

TOEPASSING  
VAN DE ELECTRONENBUIJS  
IN RADIO-ONTVANGTOESTELLEN  
EN VERSTERKERS

## In de Philips' Boekenreeks over Electronenbuizen verschenen tot nu toe:

- Deel I Grondslagen van de Radiobuizentechniek**  
573 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 384 figuren
- Deel II Gegevens en Schakelingen van Ontvang- en Versterkbuizen**  
415 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 531 figuren
- Deel III Idem**  
220 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 267 figuren
- Deel IIIA Idem**  
560 pag.; 500 figuren
- Deel IV Toepassing van de Electronenbuis in Radio-Ontvangtoestellen en Versterkers**  
467 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 256 figuren (Boek 1)  
1) H.F. en M.F. versterking 2) Menging 3) Bepaling van de padding-  
kromme 4) Storingverschijnselen en vervorming tengevolge van de  
karakteristiekkromming der ontvangbuizen 5) Detectie
- Deel V Toepassing van de Electronenbuis in Radio-Ontvangtoestellen en Versterkers**  
450 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 325 figuren (Boek 2)  
6) L.F. versterking 7) Eindversterking 8) Voeding
- Deel VII Zendbuizen** 329 pag., formaat  $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$  cm; 285 figuren

In bewerking:

- Deel VI Toepassing van de Electronenbuis in Radio-Ontvangtoestellen en Versterkers**  
(Boek 3)  
9) Tegenkoppeling 10) Regelingen 11) Stabiliteit en labiliteit 12) Para-  
sitaire koppelingen 13) Storende nevenverschijnselen (brom, ruis en  
microfonie) 14) Berekening van enige ontvangers en versterkers

DEEL V

TOEPASSING VAN DE ELECTRONENBUIS  
IN RADIO-ONTVANGTOESTELLEN EN  
VERSTERKERS

MEDEDELING VAN DE UITGEVERS:  
DIT BOEK WORDT UITGEGEVEN IN 4 TALEN: NEDERLANDS;  
DUITS, ENGELS EN FRANS

COPYRIGHT N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN  
EINDHOVEN — NEDERLAND

NADruk, OOK GEDEELTELIJK, VERBODEN

GEDRUKT IN NEDERLAND

ALLE IN DIT BOEK OPGENOMEN GEGEVENS WORDEN MEDEGEDEELD  
ZONDER OCTROOIGARANTIE VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN  
TE EINDHOVEN

# TOEPASSING VAN DE ELECTRONENBUIS

IN RADIO-ONTVANGTOESTELLEN EN VERSTERKERS

621.385.2 : 621.396.621 : 621.396.645

BOEK 2

L.F. Versterking, Eindversterking en Voeding

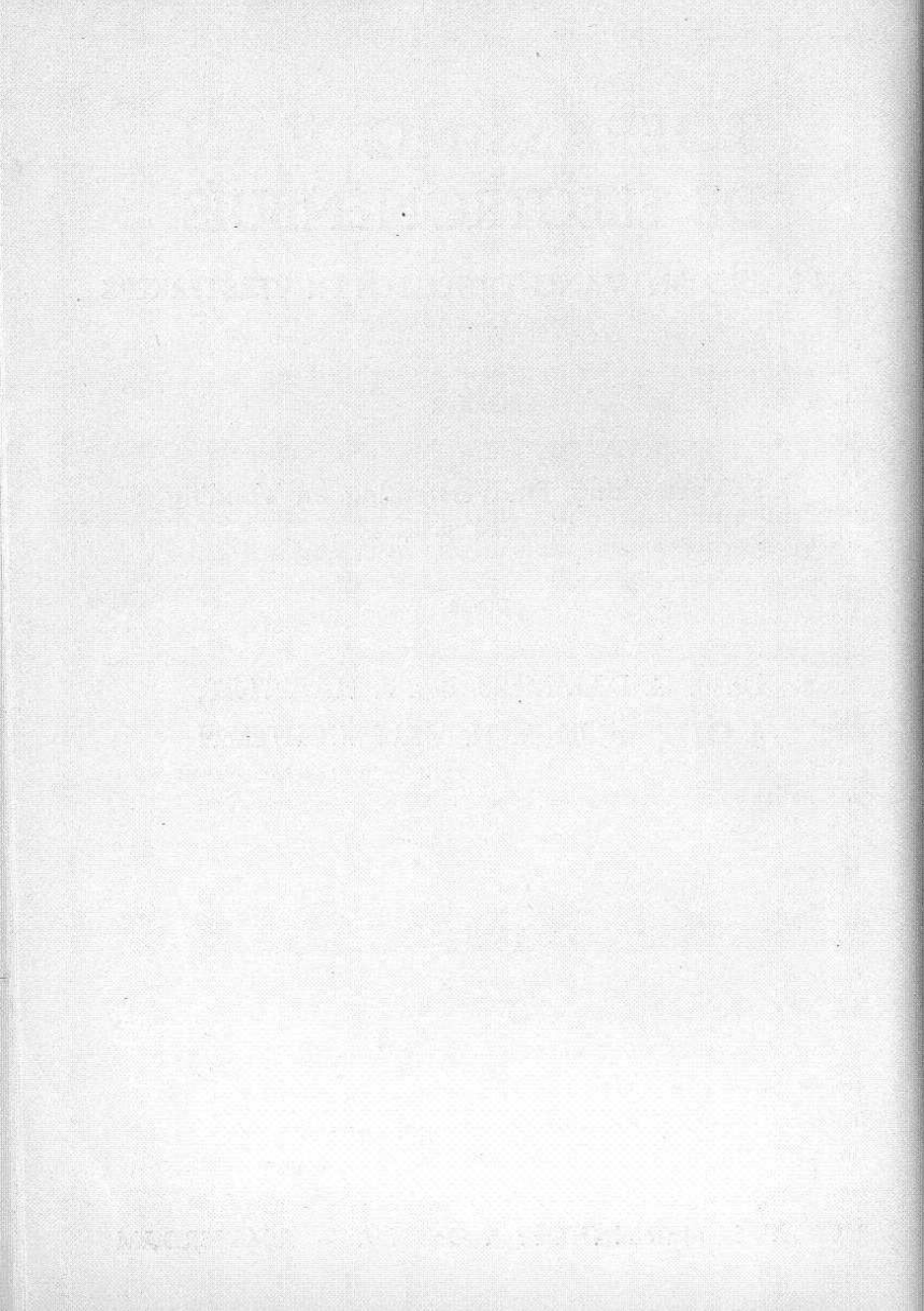
452 pagina's; 343 figuren

DOOR

Dr. B. G. DAMMERS, Ing. J. HAANTJES,  
J. OTTE en Jhr Ir. H. VAN SUCHTELEN

1951

UITGAVE: MEULENHOFF & Co. N.V. - AMSTERDAM



## Woord vooraf

Boek I van deze trilogie over de toepassing van de electronenbuizen in radio-ontvangtoestellen en versterkers, dat behalve in het Nederlands, inmiddels ook in het Frans, Engels en Duits verscheen, heeft bewezen, gezien de critieken en de ruime verbreiding, in een duidelijk gevoelde behoefte te voorzien, vooral als leidraad en als informatie-medium voor de constructeur van radio-ontvangtoestellen, en als praktisch studiemateriaal voor het middelbaar en hoger technisch onderwijs.

Het eerste boek behandelde de hoogfrequentiefuncties tot en met de detector, en had daardoor vrijwel uitsluitend betrekking op de beschrijving en de constructie van radio-ontvangtoestellen. Dit tweede boek handelt over laagfrequentiefuncties en de voeding, en zal daardoor in even grote mate van belang zijn voor constructeurs van versterkers. Vooral het hoofdstuk „Eindversterking”, dat verschillende problemen op geheel nieuwe wijze beschouwt en dat verlucht is met talloze rekenvoorbeelden en grafieken, zal voor deze laatste categorie van technici van groot belang blijken te zijn.

Met dit deel zijn nu alle fundamentele functies van de electronenbuizen in radio-ontvangtoestellen en versterkers behandeld; de nevenfuncties, als regelingen, tegenkoppel- en stoorverschijnselen, zullen in het derde boek worden besproken.

Evenals in Boek I, is de litteratuur per onderwerp gerangschikt en aan het einde van elk hoofdstuk vermeld. Naar volledigheid van de litteratuuropgave is niet gestreefd, doch wij hebben ons weer beperkt tot het vermelden van de publicaties die o.i. van principieel belang zijn, of die het betreffende onderwerp op een andere manier belichten dan in dit boek is geschied.

Aan vele medewerkers van de verschillende laboratoria van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven zijn wij grote dank verschuldigd voor hun welwillende medewerking. In het bijzonder aan Dr. E. Oosterhuis, die door zijn opbouwende critieken en inspirerende raadgevingen eens te meer in niet geringe mate heeft bijgedragen tot de totstandkoming ook van dit boek.

DE AUTEURS

Eindhoven, Augustus 1950

---



# INHOUD

Woord vooraf. . . . .	Blz. 07
-----------------------	---------

## HOOFDSTUK VI

### LAAGFREQUENTIEVERSTERKING

#### A. L.F. Versterkschakelingen

§ 1. Inleiding . . . . .	1
§ 2. Versterktrap met weerstandskoppeling . . . . .	3
§ 3. Versterktrap met smoorspoelkoppeling . . . . .	7
§ 4. Versterktrap met transformator-koppeling. . . . .	10

#### B. Omkeertrappen

§ 1. Inleiding . . . . .	18
§ 2. Eindbuis als omkeerbuis . . . . .	21
§ 3. De octode als cascade-omkeerbuis . . . . .	23
§ 4. De kathodyne-omkeertrap. . . . .	25
§ 5. Omkeertrap met een secundaire emissiebuis. . . . .	28
§ 6. Omkeertrap volgens het stroomverdelingsprincipe . . . . .	30

#### C. Frequentiekarakteristiek van de laagfrequentietrap

§ 1. Inleiding . . . . .	32
§ 2. Invloed van een capaciteit, parallel aan een weerstand . . . . .	33
§ 3. Het RC-koppelement . . . . .	35
§ 4. RC-combinaties in de voeding. . . . .	38
§ 5. De L.F. transformator . . . . .	46
§ 6. De toonregelaar . . . . .	58

#### D. Berekening van de L.F. transformator

§ 1. Inleiding . . . . .	62
§ 2. Berekening van de primaire zelfinductie . . . . .	65
§ 3. Berekening van de spreidingszelfinductie . . . . .	71
§ 4. Practisch voorbeeld. . . . .	72

## E. Niet-lineaire vervorming

		Blz.
§ 1.	Vervorming in de voorversterkbuizen. . . . .	76
§ 2.	Vervorming in de L.F. transformator . . . . .	82

## HOOFDSTUK VII

## EINDTRAP

	Inleiding . . . . .	
	A. De verschillende instellingen	
I.	DE KLASSE A-EINDTRAP	
§ 1.	Triode zonder roosterstroom. . . . .	90
§ 2.	Het maximale uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij de triode in klasse A-instelling. . . . .	98
§ 3.	Penthode . . . . .	102
§ 4.	Het maximale uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij de penthode in klasse A-instelling. . . . .	107
§ 5.	Vergelijking tussen de penthode en de triode bij dezelfde voedingsspanning. . . . .	108
§ 6.	De triode in klasse A-instelling met roosterstroom . . . . .	109
§ 7.	Parallelschakeling van eindbuizen . . . . .	111
§ 8.	Balansschakeling van eindbuizen in klasse A . . . . .	112
II.	DE BALANSEINDTRAP KLASSE B	
§ 1.	Algemene beschouwingen . . . . .	116
§ 2.	Uitgangsvermogen en gunstigste aanpasweerstand als functie van de voedingsspanning voor twee trioden in balans geschakeld, voor klasse B-instelling zonder roosterstroom . . . . .	122
	a. Anodedissipatie kleiner dan $W_{amax}$ . . . . .	122
	b. Anodedissipatie bij volledige uitsturing gelijk aan $W_{amax}$ . . . . .	124
	c. Anodedissipatie tijdens uitsturing gelijk aan $W_{amax}$ . . . . .	126
§ 3.	De toelaatbare belastingsweerstand bij verschillende voedingsspanningen voor volledige uitsturing van de trioden in balans klasse B . . . . .	131
§ 4.	Uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij diverse voedingsspanningen voor trioden in balansschakeling klasse B. . . . .	133
§ 5.	Penthoden klasse B zonder roosterstroom. . . . .	140

	Blz.
§ 6. Bepaling van de toelaatbare belastingsweerstand bij verschillende voedingsspanningen, bij volledige uitsturing van de roosterruimte, terwijl de anodedissipatie de be- grenzende factor is. . . . .	143
§ 7. Uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand voor verschillende voedingsspanningen . . . . .	149
§ 8. Invloed van de inwendige weerstand van het voedings- apparaat op de klasse B-uitsturing van penthoden . .	155
§ 9. Klasse B met roosterstroom. . . . .	156
 <b>III. DE BALANSEINDTRAP KLASSE AB</b>	
§ 1. Inleiding . . . . .	162
§ 2. Belastingslijnen voor klasse AB-uitsturing . . . . .	164
§ 3. Berekening van de spanningen en stromen als functie van de roosteruitsturing voor penthoden met rechte karakteristieken en met automatische voorspanning bij vaste voedingsspanning . . . . .	171
§ 4. Vereist vermogen, afgegeven vermogen, gunstigste aan- pasweerstand, anodedissipatie voor uitsturing van de roosterruimte van de buis bij vaste voedingsspanning voor twee penthoden . . . . .	177
§ 5. Gunstigste aanpasweerstand, anodedissipatie en maximaal uitgangsvermogen als functie van de voedingsspanning.	181
§ 6. Het uitgangsvermogen als functie van de belastings- weerstand voor twee penthoden klasse AB bij verschil- lende voedingsspanningen . . . . .	190
§ 7. Trioden klasse AB. Belastingslijnen . . . . .	194
§ 8. Motivering van de rustinstelling van de triode . . . . .	199
§ 9. Gemiddelde stroom en vereist toe te voeren vermogen.	200
§ 10. Uitgangsvermogen en anodedissipatie. . . . .	202
§ 11. Uitgangsvermogen als functie van de voedingsspanning; gunstigste aanpasweerstand, enz. . . . .	203
§ 12. Het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweer- stand voor verschillende voedingsspanningen. . . . .	209
 <b>IV. VERGELIJKING VAN DE VERSCHILLENDE KLASSEN EINDVERSTERKING VOOR TRIODEN EN PENTHODEN</b>	
<b>V. DUBBELTOON</b>	
§ 1. Inleiding . . . . .	214

	Blz.
§ 2. Klasse A-eindtrap . . . . .	215
§ 3. Bepaling van de gemiddelde anodestroom voor een klasse B-eindtrap bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen. . . . .	217
§ 4. Instelling van een klasse B-eindtrap volgens het dubbeltoonprincipe . . . . .	222
§ 5. Instelling van een klasse AB-eindtrap volgens het dubbeltoonprincipe . . . . .	224
<b>B. Vervorming</b>	
§ 1. Inleiding . . . . .	228
§ 2. Karakteristieken . . . . .	233
§ 3. Berekening van de vervorming met behulp van het theorema van Fourier. . . . .	238
§ 4. Directe berekening van de harmonischen uit een als machtreeks gegeven karakteristiek . . . . .	242
§ 5. Bepaling van de vervorming uit enige punten van de dynamische karakteristiek. . . . .	246
§ 6. Meting van eindvermogen en vervorming. . . . .	262
§ 7. Meetresultaten voor enkelvoudige eindtrappen. . . . .	266
a. Trioden klasse A . . . . .	266
b. Penthoden klasse A . . . . .	270
§ 8. Meetresultaten voor balans eindtrappen. . . . .	283
a. Klasse A . . . . .	283
b. Klasse B- en AB-eindtrappen. . . . .	286
§ 9. Meting van combinatietonen. . . . .	290
<b>C. Complexe belasting</b>	
§ 1. Inleiding. . . . .	294
§ 2. Constructie van de belastingslijn voor complexe belastingen . . . . .	298
§ 3. Eisen te stellen aan de karakteristieken van een buis in verband met complexe belasting . . . . .	307
<b>D. Afwijking van normale buisinstellingen</b>	
§ 1. Inleiding. . . . .	311
§ 2. Transformatie van $i_a/v_{g1}$ -karakteristieken van penthoden op andere anode- en schermroosterspanningen . . . . .	311
§ 3. Het werkpunt bij willekeurige spanningen . . . . .	313
§ 4. Vergelijking van publicaties. . . . .	314

	Blz.
§ 5. Vergelijking van de buizen in de schakeling . . . . .	317
<b>E. Overbelastingsverschijnselen</b>	
Litteratuuroverzicht . . . . .	329

## HOOFDSTUK VIII

### VOEDING

<b>Inleiding</b> . . . . .	332
<b>A. Gloeistroomvoeding</b>	
§ 1. Parallelschakeling van de gloeidraden . . . . .	335
§ 2. Serieschakeling van de gloeidraden . . . . .	335
§ 3. Serie-parallelschakeling van gloeidraden . . . . .	345
<b>B. Gelijkrichterschakelingen</b>	
§ 1. Een- en meerfazige gelijkrichterschakelingen . . . . .	349
§ 2. Schakelingen voor spanningsverdubbeling . . . . .	351
§ 3. Schakelingen met trillers . . . . .	351
§ 4. Schakelingen van afvlakfilters . . . . .	355
<b>C. Berekening van anodespanningsgelijkrichters</b>	
§ 1. Gelijkrichters met buffercondensator . . . . .	366
§ 2. Gelijkrichters zonder buffercondensator . . . . .	377
§ 3. Gelijkrichters met kleine buffercondensator . . . . .	384
§ 4. Gelijkrichters met spanningsverdubbeling . . . . .	387
§ 5. Weerstand en stromen in gelijkrichtketens en het door de gelijkrichter opgenomen vermogen . . . . .	390
§ 6. Het dimensioneren van de transformator . . . . .	399
§ 7. Berekening van het afvlakfilter . . . . .	401
§ 8. Overzicht van de bewerkingen voor het berekenen van anodespanningsgelijkrichters . . . . .	405
<b>D. Schakelingen voor het stabiliseren van voedingsspanningen</b>	
§ 1. Oorzaken en gevolgen van fluctuaties in de voedings- spanningen . . . . .	418
§ 2. Schakelingen met spanningsstabiliseerbuisen . . . . .	419
§ 3. Berekening van schakelingen voor het stabiliseren van voedingsspanningen met stabiliseerbuisen . . . . .	421
<b>Index</b> . . . . .	431

## Betekenis van de gebruikte symbolen

Voor de symbolen zijn dezelfde richtlijnen gevolgd als in Deel IV, blz. 019. Ter completering geven wij hieronder nog de verklaring van enige niet in Deel IV voorkomende symbolen.

$B_m$	=	amplitude-inductie
$d_{tot}$	=	totale vervorming
$I_k$	=	kortsluitstroom van een gelijkrichter
$I_{kmed}$	=	gemiddelde kathodestroom
$I_p$	=	wisselstroomamplitude
$K$	=	kerndoorsnede transformator
$L_s$	=	spreidingszelfinductie
$M$	=	wederzijdse inductie
$n$	=	transformatorverhouding
$N$	=	windingsgetal transformatorwikkeling
$R_{aa}$	=	belastingsweerstand tussen beide anoden bij balansschakeling
$R_k$	=	kathodeweerstand
$V_{arc}$	=	boogspanning
$V_p$	=	wisselspanningsamplitude
$V_r$	=	rimpelspanning van een gelijkrichter
$V_R$	=	regelspanning
$w$	=	windingsgetal transformatorwikkeling
$W_{am}$	=	anodedissipatie in voluitgestuurde toestand
$W_{im}$	=	toegevoerd vermogen in voluitgestuurde toestand
$W_{om}$	=	afgegeven vermogen in voluitgestuurde toestand

## VI. LAAGFREQUENTIEVERSTERKING

### A. L.F. VERSTERKSCHAKELINGEN

#### § 1. Inleiding

Na gelijkrichting van de gemoduleerde H.F.- of M.F. trilling door de detector, ontstaat een L.F. spanning; uiteindelijk moet een daaraan gelijkvormige stroom door de luidspreker worden verkregen. Het tussengelegen procédé noemt men de L.F. versterking. Het omzetten van een gegeven L.F. spanning in de gewenste luidsprekerstroom geschiedt in de z.g. eindtrap. Als de door de detector geleverde spanning niet voldoende is om deze eindtrap uit te sturen, moet in het L.F. gedeelte nog een voortrap worden gebruikt, die dient om de spanning op te voeren. Er is dus een typisch verschil tussen de voortrap en de eindtrap. Hoewel de eindtrap, evenals de voortrap, een spanning levert aan een weerstand (als men de luidspreker zo wil beschouwen), bestaat bij de eindtrap tevens het probleem, dat daarbij een zo groot mogelijk vermogen moet worden afgeleverd. De oplossing van dit laatste probleem brengt zoveel bijzonderheden met zich, dat hieraan een afzonderlijk hoofdstuk wordt gewijd. Dat neemt echter niet weg, dat de eindtrap veel gemeen heeft met de voortrap; deze stof kan dus met het onderwerp voortrap gemeenschappelijk in dit hoofdstuk worden behandeld. Wij denken daarbij voornamelijk aan de frequentiekaracteristiek en aan de transformator, welke laatste in de beide trappen kan voorkomen.

De vraag naar een bepaald uitgangsvermogen leidt er soms toe, in de eindtrap z.g. balansschakelingen toe te passen, d.w.z. dat aan twee buizen stuurspanningen worden toegevoerd die onderling  $180^\circ$  in fase gedraaid zijn. In dergelijke gevallen dient de voortrap niet alleen voor het opvoeren van de stuurspanning, maar bovendien voor het omzetten van een gegeven spanning in twee spanningen in tegenfase. De voortrap bevat dan een z.g. omkeertrap of fazedraaier. Er zullen dus in het geheel drie soorten versterktrappen zijn te beschouwen, de enkelvoudige voortrap, de omkeertrap en de eindtrap, die elk weer in verschillende vormen voorkomen.

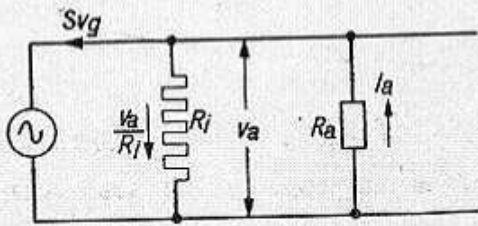
In al deze schakelingen is de desbetreffende buis te beschouwen als

een bron van gegeven spanning met een inwendige serieweerstand, of als een bron van gegeven stroom met een parallelweerstand. In de meest algemene vorm is nl. voor de anodestroom van een buis te schrijven:

$$\Delta I_a = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \Delta V_g + \frac{\partial I_a}{\partial V_a} \Delta V_a \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 1})$$

Schrijft men de differenties  $\Delta I_a$  enz. als kleine gesuperponeerde stromen en spanningen met kleine letter, dan kan (VI A 1) ook geschreven worden:

$$i_a = S v_g + \frac{v_a}{R_i} \quad (\text{VI A 2})$$



61521

Fig. 1a. Vervangingsschema van een versterkbuis, waarin deze als stroomgenerator met een stroom  $i_a = S v_g$  is voorgesteld.

waarmede tevens de steilheid  $S$  en de inwendige weerstand  $R_i$  zijn gedefinieerd. Eenzelfde betrekking zou inderdaad ook gelden voor de stroom  $i_a$  in de keten van fig. 1a, waarin een stroombron  $S v_g$  werkt.

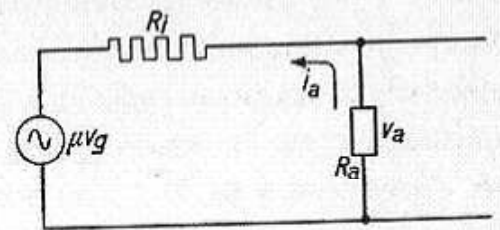
Door te vermenigvuldigen met  $\frac{\partial V_a}{\partial I_a}$ , kan men (VI A 1) echter ook schrijven als:

$$\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \times \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \Delta V_g - \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \Delta I_a + \Delta V_a = 0,$$

of 
$$\frac{\partial V_a}{\partial V_g} \Delta V_g - \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \Delta I_a + \Delta V_a = 0,$$

of 
$$\mu v_g - R_i i_a + v_a = 0 \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 3})$$

De laatste vergelijking stelt het evenwicht der spanningen voor in de keten van fig. 1b, en definieert tevens de versterkingsfactor  $\mu$ . Blijkbaar is de buis dus te vervangen door een spanningsbron  $\mu v_g$ , een spanning die  $\mu$ -maal zo groot is als de oorspronkelijke spanning  $v_g$ . Hier komt dus het begrip versterking duidelijk te voorschijn.



61522

Fig. 1b. Vervangingsschema van een versterkbuis, waarin deze als spanningsgenerator met een EMK  $\mu v_g$  is voorgesteld.

In hoofdstuk I werd er ook reeds op gewezen, dat de eerste voorstellingswijze zich het best leent voor penthoden, en de tweede voor trioden. Dit hangt eenvoudig samen met de omstandig-



heid, dat bij penthoden  $R_i$  betrekkelijk hoog is, en in fig. 1a voor verwaarlozing in aanmerking komt. Bij trioden daarentegen is  $R_i$  vrij laag en kan in fig. 1b eventueel worden weggelaten.

Men mag echter nooit uit het oog verliezen dat de figuren 1a en 1b slechts ten dele equivalent zijn aan de werkelijkheid. Zo kan men natuurlijk nooit de belastingsweerstand weglaten, in de verwachting een uitgangsspanning  $v_a = \mu v_g$  te verkrijgen. Immers, de buis zou dan geen gelijkstroom meer voeren. Door de belastingsweerstand voldoende hoog te kiezen, kan men echter wel de maximale versterking  $\mu$  naderen.

## § 2. Versterktrap met weerstandskoppeling

Het eenvoudigste koppellement in fig. 1a en 1b is de weerstand. Volgens fig. 1b is dan een generatorspanning  $\mu v_g$  aangesloten op de serieschakeling van  $R_i$  en de koppelweerstand  $R_a$ , zodat de uitgangsspanning  $v_a$  wordt:

$$v_a = \mu v_g \frac{R_a}{R_i + R_a} \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 4})$$

Men ziet hieruit, dat de hoogste versterking  $v_a/v_g$  gelijk is aan  $\mu$ , waaraan deze grootheid de naam versterkingsfactor heeft te danken. Het quotiënt der weerstanden wordt dikwijls versterkingsrendement genoemd. De maximale versterking wordt genaderd door de koppelweerstand  $R_a$  zo hoog mogelijk te kiezen.

Deze korte beschouwing is eigenlijk het enige praktische resultaat dat uit vgl. (VI A 4) kan worden verkregen. De grootheid  $R_i$  is nl. vrij sterk veranderlijk, en wel afhankelijk van de gemiddelde anodestroom waarop de buis is ingesteld. De versterkingsfactor  $\mu$ , die voortvloeit uit een geometrische verhouding in de buisconstructie, is tamelijk constant. Tracht men nu de versterking volgens (VI A 4) op te voeren door  $R_a$  te vergroten, dan wijzigt men tevens de anodestroom, waardoor  $R_i$  toeneemt op een wijze die moeilijk in een formule is vast te leggen. Men kan daaruit hoogstens besluiten dat het rendement slechts zeer langzaam 1 nadert. Voor een nauwkeuriger berekening van de versterking moet men gebruik maken van de volledige karakteristieken van de buis, en wel het best van de  $i_a/v_a$ -karakteristiekenbundel.

Deze is voor de EBC 41 weergegeven in fig. 2. Men leest er het verband tussen anodestroom en anodespanning uit af bij verschillende constante roosterspanningen. Wordt het rooster nu door een wisselspanning gestuurd, dan beschouwt men achtereenvolgens de met

de momentele roosterspanning overeenkomende karakteristieken.

Voor een versterker met weerstandskoppeling is het verband tussen  $i_a$  en  $v_a$  bovendien nog vastgelegd door de betrekking:

$$v_a = V_b - i_a R_a,$$

d.w.z. de anodespanning is gelijk aan de voedingsspanning  $V_b$ , verminderd met de spanningsval over  $R_a$ . Deze betrekking kan in fig. 2 worden voorgesteld door een rechte lijn, uitgaande van de spanning  $V_b = 250$  V (aangenomen is  $R_a = 220$  k $\Omega$ ).

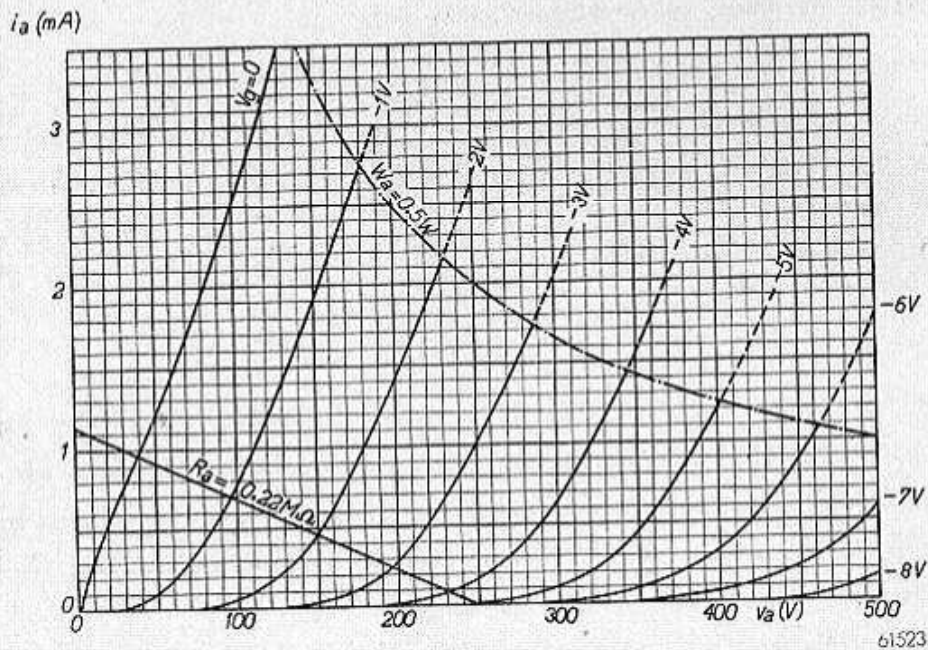


Fig. 2.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenbundel van de buis EBC 41 met de belastingslijn voor  $R_a = 220$  k $\Omega$ .

Daar de werkelijk optredende waarden van  $i_a$  en  $v_a$  moeten liggen op de momentele karakteristiek, maar tevens op de rechte „belastingslijn”, worden zij dus blijkbaar gevonden op het snijpunt van beide. Heeft het rooster een voorspanning van bijv.  $-2$  V, waarop een stuurspanning met een amplitude van  $1$  V wordt gesuperponeerd, dan heeft men achtereenvolgens te maken met de snijpunten op de karakteristieken  $-3$  V,  $-2$  V,  $-1$  V,  $-2$  V,  $-3$  V, enz. Met deze snijpunten corresponderen volgens fig. 2 de anodespanningen:  $200$  V,  $150$  V,  $100$  V,  $150$  V,  $200$  V, enz.; de anodespanning slingert dus om een gemiddelde van  $150$  V met een amplitude van  $50$  V. De stuurspanning van  $1$  V wordt dus  $50$ -voudig versterkt.

Ook hier moet natuurlijk weer blijken, dat met een grotere koppelweerstand een grotere versterking wordt verkregen, die echter begrensd

wordt tot het bedrag gelijk aan  $\mu$ . Een hogere weerstandswaarde correspondeert, zoals men gemakkelijk zal inzien, met een minder steile belastingslijn, en daardoor ontstaan grotere verschillen in anodespanning tussen de verschillende snijpunten. De grootste anodespanningsamplitude die men zou verkrijgen bij een horizontaal verlopende belastingslijn ( $R_a = \infty$ ), is gelijk aan de horizontale afstand tussen de verschillende karakteristieken. Deze afstand, gemeten op de horizontale as, is, zoals bekend,  $\mu$ -maal zo groot als het verschil tussen de bij de desbetreffende karakteristieken behorende roosterspanningen. Als maximale versterking vindt men dan, volgens deze beschouwingwijze, een bedrag gelijk aan de versterkingsfactor.

Zoals in (VI C § 2) nog zal worden uiteengezet, bestaat er in verband met de frequentiekaracteristiek, aan het verhogen van  $R_a$  een praktische grens. Aangezien de in het zojuist gegeven voorbeeld gekozen  $R_a$  van 220 k $\Omega$  reeds een versterking van  $50 \times$  oplevert, terwijl maximaal 70 te bereiken zou zijn ( $\mu = 70$ ), heeft het niet veel zin  $R_a$  nog hoger te kiezen. Men werkt hier dus met een versterkingsrendement van  $\frac{50}{70}$ ,

en bij de meeste trioden is het rendement van deze orde van grootte.

Bij penthoden liggen de verhoudingen iets anders. Daar is  $R_i$  zo groot, dat men er niet aan hoeft te denken het rendement 1 te naderen. Zoals gezegd, kan men nu beter de voorstellingswijze van fig. 1a gebruiken. Daar men  $R_a$  meestal niet hoger dan 0,2 tot 0,3 M $\Omega$  kiest, en  $R_i$  van de orde van 1 M $\Omega$  is, kan men deze laatste verwaarlozen zonder een al te grote fout te maken, en komt men tot de formule:

$$v_a = S v_g R_a \dots \dots \dots \quad (\text{VI A } 5)$$

Er is geen sprake van, dat deze versterking de zeer grote versterkingsfactor ook maar enigszins nadert. Toch verdient het volgens de vergelijking, voor het verkrijgen van een grote versterking wel aanbeveling  $R_a$  groot te kiezen. Daarbij dient men echter op het volgende te letten. Ook hier ontstaat in de anodeketen weer een aanzienlijk gelijkspanningsverlies, waardoor gemakkelijk de gemiddelde anodespanning lager kan zijn dan de normale schermroosterspanning. Dit is echter zeer ongunstig, hetgeen het best blijkt uit de  $i_a/v_a$ -karakteristiek van een penthode (fig. 3). Een dergelijke karakteristiek vertoont een sterke kromming in het gebied waar de anodespanning lager is dan een bepaalde waarde. De inwendige weerstand  $R_i$  wordt hier zeer laag, zonder

dat  $S$  toeneemt, zodat volgens fig. 1a de versterking gering wordt.

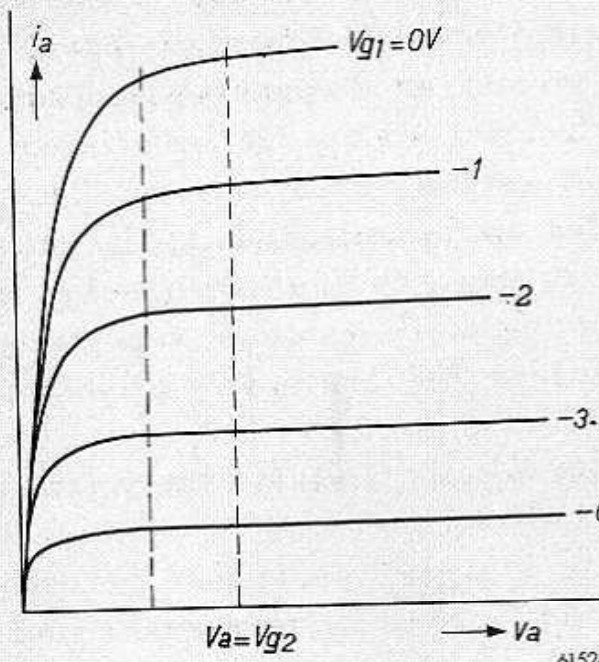


Fig. 3.  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een penthode.

voor enige voedingsspanningen. Bij het vaststellen van de instelling moet verder rekening worden gehouden met de optredende vervorming, en soms ook met de mogelijkheid van versterkingsregeling door verandering van de negatieve voorspanning.

De volledige schakeling van een voorversterktrap met een penthode is weergegeven in fig. 4. De ingangsspanning  $V_i$  wordt in het algemeen verkregen van een in de detectorketen opgenomen potentiometer (zie V A § 2). Aan de uitgangszijde zijn achter de koppelweerstand nog opgenomen een blokkeringscondensator, die de anodespanning van het stuurrooster van de eindbuis weghoudt, en de roosterlekweerstand, via welke het stuurrooster een negatieve voorspanning ontvangt. Deze roosterweerstand staat dus, wat de wisselstroom betreft, parallel geschakeld aan de anodeweerstand, en heeft dus ook invloed op de versterking. In de door Philips gepubliceerde gegevens van de

Bovendien treedt door de kromming in de karakteristiek vervorming op.

Men redt zich uit deze moeilijkheid door een lagere schermrooster spanning te kiezen, zodat het gebied met grote  $R_i$  ruimer wordt. Daardoor wordt echter tegelijkertijd de steilheid geringer, zodat men met het verlagen van  $V_{g2}$  niet te ver mag gaan. De gunstigste instelling wordt eenvoudig experimenteel op de meettafel vastgesteld, en wel voor enige waarden van de anodeweerstand, met het oog op de eisen die men aan de frequentiekarakteristiek stelt (zie C § 2), en dikwijls

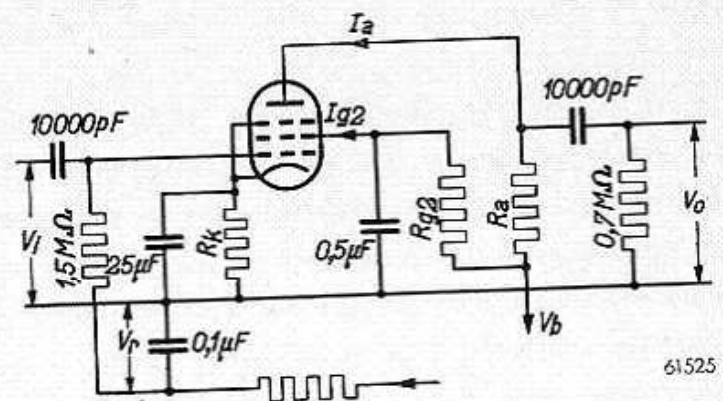


Fig. 4. Schema van een L.F. voorversterktrap met weerstandskoppeling met een penthode.

L.F. versterkbuisen wordt met dit feit

rekening gehouden, en de opgegeven versterkingscijfers hebben betrekking op de combinatie van beide weerstanden, waarbij men de roosterlekweerstand meestal een waarde van  $0,7 \text{ M}\Omega$  geeft.

Aan de gegevens van de L.F. versterkbuis EF 40 ontleent men bijv.:

$$V_b = 250 \text{ V}, R_a = 0,22 \text{ M}\Omega, R_{g2} = 1 \text{ M}\Omega, I_a = 0,86 \text{ mA}, \\ I_{g2} = 0,18 \text{ mA}, R_k = 1500 \Omega, V_o/V_i = 180.$$

De gelijkspanningsval over  $R_a$  bedraagt  $0,86 \times 220 = 189 \text{ V}$ ; die over  $R_{g2}$  bedraagt  $0,18 \times 1000 = 180 \text{ V}$ , zodat de anodespanning iets lager ligt dan de schermroosterspanning. Deze laatste is  $250 - 180 = 70 \text{ V}$ , zodat wel een aanzienlijk lagere steilheid dan de normale is te verwachten. De parallelschakeling van  $0,22 \text{ M}\Omega$  en  $0,7 \text{ M}\Omega$  levert als feitelijke belastingsweerstand een waarde van ruim  $0,16 \text{ M}\Omega$ . Daar de EF 40 met deze waarde een versterking van 180 maal blijkt op te leveren, volgt uit vgl. (VI A 5) voor de steilheid  $1,1 \text{ mA/V}$ , terwijl de normale steilheid  $1,85 \text{ mA/V}$  is (bij  $V_{g2} = 140 \text{ V}$ ).

Fig. 4 geldt natuurlijk in opzet evenzeer voor een triode, alleen ontbreken dan  $R_{g2}$  en de daarbij behorende ontkoppelcondensator.

Regeling van de L.F. versterking kan men, evenals bij H.F.- of M.F. versterking, verkrijgen door variatie van de negatieve roosterspanning. De triode leent zich voor deze toepassing minder goed dan de penthode, omdat, door het in zijn geheel lager liggende niveau van de versterkingen, bij sterke signalen aan het rooster reeds spoedig sterke vervorming zou optreden.

Door in de schakeling van fig. 4 de negatieve voorspanning  $V_{g1}$  van 0 op  $-20 \text{ V}$  te brengen, neemt bij de EAF 42 de L.F. versterking af van 120 tot 11. Een dergelijke regeling kan worden benut als completering van de automatische volumeregeling op de H.F.- en M.F. buizen.

### § 3. Versterktrap met smoorspoelkoppeling

Zoals in § 2 werd uiteengezet, is er een praktische grens aan het opvoeren van de versterking van een penthode met koppelweerstand. Reeds voordat door het verhogen van de koppelweerstand, de weergave van de hoge tonen wordt benadeeld (VI C § 2), dwingt het gelijkspanningsverlies in de anodeketen tot verlagen van de schermroosterspanning, waardoor echter de steilheid van de penthode afneemt.

Het gebruik van een smoorspoel als koppellement is een min of meer voor de hand liggend middel om een hoge koppelimpedantie te verkrijgen, zonder dat daarbij al te veel gelijkspanningsverlies optreedt; men zou daardoor bij de normale steilheid kunnen werken, hetgeen een

hoge versterking doet verwachten. Wat echter eveneens onmiddellijk in het oog springt is dat, bij gebruik van een smoorspoel zonder meer, de versterking sterk van de frequentie afhankelijk zal zijn, en wel in eerste instantie evenredig met de frequentie zal toenemen.

Hoewel door toevoeging van geschikte elementen aan de schakeling, de frequentiekromme aanzienlijk kan worden gecorrigeerd, blijft het voor een enigszins goede weergavekromme nodig, de zelfinductiewaarde hoog te kiezen, waardoor de smoorspoelschakeling duur zou worden. Aan de andere kant is een hoge L.F. versterking juist zeer belangrijk voor de goedkope en kleine ontvangapparaten, zodat al spoedig de grens van de kosten die voor de smoorspoel mogen worden gemaakt, bereikt is. Het gevolg is dat, bij de practisch uitgevoerde voorbeelden van deze schakeling die men hier en daar aantreft, in de eerste plaats gedacht is aan een goedkope oplossing tot het verkrijgen van een hoge versterking, terwijl de kwaliteitseisen niet ver gaan.

Fig. 5 geeft een schakeling als vroeger ongeveer werd toegepast in een Philips ontvanger met twee buizen, nl. roosterdetector en eind-

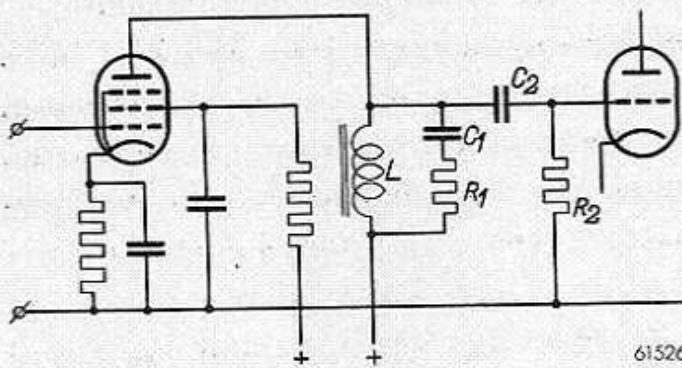


Fig. 5. Schema van een L.F. voorversterktrap met smoorspoelkoppeling.

buis. In deze schakeling wordt de met de frequentie toenemende impedantie, die  $L$  alleen zou opleveren, begrensd door de parallelschakeling van  $R_1$ . Om nu het afnemen van de totale impedantie bij de lage frequenties zoveel mogelijk te beperken, is de parallelweerstand  $R_1$  in serie geschakeld met een condensator  $C_1$ . De werking van

het geheel wordt het best geïllustreerd door enige cijfers.

De smoorspoel heeft een zelfinductie van ongeveer 400 H. Verder is  $R_1 = 0,4 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 800 \text{ pF}$ ,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C_2 = 20\,000 \text{ pF}$ .

De overdracht van het koppellement  $C_2 R_2$  kan over het gehele L.F. gebied gelijk 1 worden gesteld, en heeft dus practisch geen invloed op de frequentiekromme.

Bij de frequentie van 1000 Hz, die men het zwaartepunt van het frequentiegebied zou kunnen noemen, is de impedantie van  $L$  gelijk aan  $2,5 \text{ M}\Omega$  en die van  $C_1$   $0,2 \text{ M}\Omega$ , en komt de totale schakeling practisch neer op de parallelschakeling van  $R_1$  en  $R_2$ , hetgeen ongeveer  $0,3 \text{ M}\Omega$  oplevert. Bij een normale steilheid van  $2 \text{ mA/V}$  zou dit een versterking geven van 600 maal. Daar echter de zelfinductie van een dergelijke

smoorspoel afneemt door de anodegelijkstroom, mag de buis niet op de normale stroom worden ingesteld. Men verlaagt daarom de schermroosterspanning tot ca. 50 V, waardoor de anodestroom tot ca. 1 mA wordt beperkt. Tevens neemt natuurlijk de steilheid af, waardoor uiteindelijk de versterking van de orde van 300 maal wordt.

Met toenemende frequentie nadert men steeds meer de zuivere parallelschakeling van  $R_1$  en  $R_2$ . Echter wordt nu de invloed van de niet in de figuur aangegeven toevallige parallelcapaciteit merkbaar. Hierdoor neemt de versterking af (zie VI C § 2).

Beschouwt men ten slotte de toestand bij een lage frequentie, bijv. bij 100 Hz, dan is  $\omega L = 0,25 \text{ M}\Omega$  en  $\frac{1}{\omega C_1} = 2 \text{ M}\Omega$ . Hier wordt de versterking dus vrijwel door de smoorspoel bepaald, en zij neemt verder ongeveer evenredig met de frequentie af.

Het totale verloop van de versterking als functie van de frequentie is weergegeven in fig. 6.

De aanwezigheid van de onvermijdelijke parallelcapaciteit die met de zelfinductie een slingerkring vormt, geeft aan de kromme het karakter van een resonantiekromme, waarvan de weliswaar zeer vlakke top blijkbaar bij ongeveer 1000 Hz ligt. Men kan deze top verplaatsen, maar daardoor worden hetzij de lage of de hoge tonen benadeeld. Sterk afplatten van de top is alleen mogelijk door gebruik van beter materiaal (ter verkrijging van een betere  $L/C$  verhouding).

Volgens het in hoofdstuk I behandelde over afgestemde kringen, is voor een vlakke top een hoge waarde van de verlieshoek  $\delta = \frac{1}{R\omega C}$  nodig. Daar men tevens, ter wille van de versterking,  $R$  groot neemt, moet men dus trachten de parallelcapaciteit zeer klein te maken, hetgeen een zware eis aan de smoorspoel stelt.

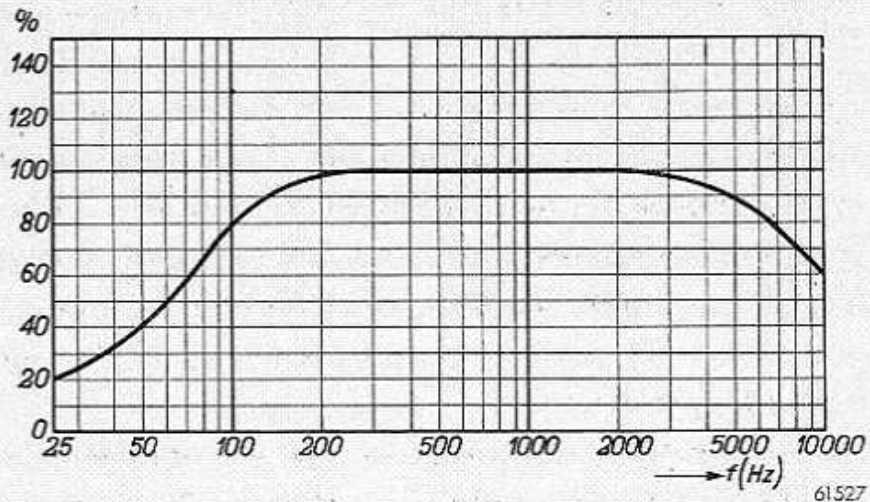


Fig. 6. Relatieve versterking als functie van de frequentie voor een L.F. voorversterktrap met smoorspoelkoppeling.

#### § 4. Versterktrap met transformatorkoppeling

Beschouwt men het vervangingsschema van de versterkbuis, fig. 1b, dan ligt het voor de hand de spanning van de bron,  $\mu v_g$ , die reeds hoger is dan de gegeven spanning  $v_g$ , nog eens te verhogen door transformeren. Dit betekent dus, dat men in de anodeketen een transformator schakelt; het vervangingsschema wordt nu dat van fig. 7.

Terwijl een dergelijke transformatorkoppeling vroeger bijna uitsluitend in de voorversterktrap werd toegepast en niet in de eindtrap, is tegenwoordig juist het omgekeerde het geval.

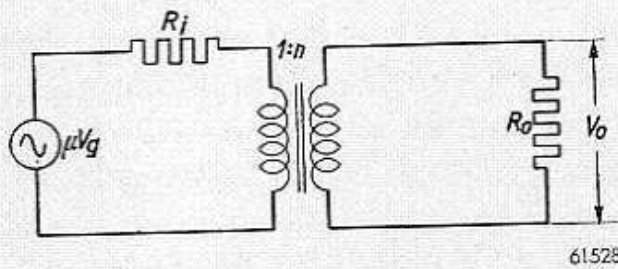


Fig. 7. Vervangingsschema van een versterkbuis met transformatorkoppeling, waarin de buis als spanning-generator met een EMK  $\mu V_g$  is voorgesteld.

Door het gebruik van de penthode als voorversterkbuis, heeft de toepassing van de transformator meestal niet veel zin meer, zoals nog zal worden aangetoond. Daarentegen kan de moderne luidspreker met lage impedantie niet

zonder tussenschakeling van een transformator op de eindbuis worden aangesloten, in verband met het grote verschil tussen deze luidsprekerimpedantie en de inwendige weerstand van de eindbuis. Hoewel op dit aanpassingsprobleem speciaal zal worden ingegaan in het hoofdstuk over de eindtrap, past de behandeling van de algemene eigenschappen van de transformatorkoppeling beter in dit hoofdstuk, zoals in § 1 reeds werd opgemerkt.

De L.F. voortrap moet in het algemeen spanning leveren aan het rooster van de eindbuis, dat zoveel negatieve voorspanning heeft, dat gedurende de uitsturing geen roosterstroom vloeit. De transformator werkt dus onbelast. In speciale gevallen echter stelt men de eindbuis (of liever twee eindbuizen) zó in, dat roosterstroom vloeit. Dan is de transformator dus wél belast. Het gaat dan echter nog om een betrekkelijk gering af te geven vermogen.

Ten slotte bevindt zich in de eindtrap de z.g. uitgangstransformator, die aan de luidspreker een veel groter vermogen moet afleveren. Blijkbaar kan men de belaste transformator als het meest algemene geval beschouwen, weshalve in fig. 7 een belastingsweerstand  $R_o$  is opgenomen. Men kan zich dan voorstellen dat deze weerstand tot de limiet oneindig overgaat, als het de uitsturing tot aan roosterstroom van de eindbuis betreft.

Beschouwt men voorlopig een z.g. ideale transformator, d.i. een



transformator zonder spreiding, en die door een grote waarde van de primaire zelfinductie voor de magnetisatie een te verwaarlozen stroom opneemt, dan gedraagt deze zich, tussen de primaire klemmen gemeten, voor wisselspanning als een weerstand gelijk aan  $R_o/n^2$ . Hierin is  $n$  de transformatieverhouding, gedefinieerd als in fig. 7. Bij een afgegeven spanning  $V_o$  is de primaire spanning immers gelijk aan  $V_o/n$ , en bij een afgegeven stroom  $i_o$  is de primaire stroom  $nI_o$  \*). Het quotiënt van beide is dus:

$$V_o/n : nI_o = 1/n^2 \cdot V_o/I_o = R_o/n^2.$$

Uit fig. 1b volgt dan weer, hoe groot de spanning tussen de primaire klemmen van de transformator zal zijn, nl.:

$$V_p = \mu V_g \frac{R_o/n^2}{R_o/n^2 + R_i} \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 6})$$

Hieruit volgt dan voor de  $n$  maal zo grote uitgangsspanning:

$$V_o = n\mu V_g \frac{R_o/n^2}{R_o/n^2 + R_i} = n\mu V_g \frac{R_o}{R_o + n^2 R_i} \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 7})$$

Deze formule doet sterk denken aan (VI A 4). Men herkent weer een factor  $n\mu$ , die men de maximale versterking zou kunnen noemen, en een breuk die als een rendement is op te vatten. Indien de transformator onbelast werkt, dus  $R_o$  oneindig groot is, is deze breuk gelijk aan 1, en is de versterking  $n\mu$ . Deze versterking zou men dus willekeurig groot kunnen maken door de transformatieverhouding  $n$  voldoende groot te kiezen. Nu treedt echter een begrenzing op door het feit dat de praktische transformator niet „ideaal” is, d.w.z. een eindige zelfinductie heeft. De onbelaste transformator gedraagt zich, tussen de primaire klemmen gemeten, als een zelfinductie  $L$ . Volgens fig. 1b wordt dan de spanning aan de primaire klemmen:

$$V_p = \mu V_g \frac{j\omega L}{j\omega L + R_i}, \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 8})$$

en aan de secundaire klemmen  $n$  maal zo groot:

$$V_o = n\mu V_g \frac{j\omega L}{j\omega L + R_i} \dots \dots \dots \quad (\text{VI A 9})$$

De rendementsbreuk wordt praktisch gelijk aan 1, zodra  $\omega L$  enige malen  $R_i$  bedraagt. Als de zelfinductie voldoende groot is, kan dit reeds

\*) Hierin zijn voorgesteld de amplituden van stroom en spanning.

bij lage frequenties het geval zijn, en de versterking neemt dan bij de hogere frequenties slechts weinig toe. De versterking is dan vrijwel van de frequentie onafhankelijk. Maar dit stelt een eis aan de waarde van  $L$ , dus aan de dimensionering van de transformator. Heeft men nu door geschikte keuze van kern en primaire wikkeling de juiste waarde van  $L$  verkregen, dan blijft een door de constructie begrensde ruimte voor de secundaire wikkeling over. Men kan nu  $n$  slechts opvoeren door deze gegeven ruimte vol te wikkelen met zo dun mogelijk draad, maar ten slotte stelt hier de praktische uitvoerbaarheid grenzen. Deze grenzen zou men kunnen verruimen door uit te gaan van grotere afmetingen. Dan treedt een andere begrenzing op, nl. de eigencapaciteit van de wikkeling, waardoor de weergave van de hoge tonen wordt benadeeld (zie VI C § 5).

Zo ontstaat een betrekkelijk klein gebied, waarbinnen de afmetingen van een logisch ontworpen L.F. transformator komen te liggen. De berekening van deze afmetingen zal uitvoeriger worden behandeld in VID. De praktische uitkomst is, dat L.F. transformatoren worden gebruikt met een transformatieverhouding, liggend tussen 1 : 3 en 1 : 6. De Philips L.F. transformator 4003 had een verhouding 1 : 3. De primaire zelfinductie bedroeg ongeveer 60 H, zodat bij 50 Hz de impedantie ongeveer 20 000  $\Omega$  bedraagt. Deze transformator werd gebruikt achter trioden waarvan de inwendige weerstand van de orde van 20 000  $\Omega$  was. Voor 50 Hz is dan de absolute waarde van de rendementsbreuk in (VI A 9) ongeveer 0,7, maar boven de 100 Hz mag men deze vrijwel gelijk 1 stellen. De versterking met een Philips triode E 415 met een  $\mu = 15$  bedroeg dus  $3 \times 15 = 45$  maal.

Transformatoren met een grotere transformatieverhouding, bijv. 1 : 6, worden vrij veel groter, dus duurder, of men maakt, onder behoud van de afmetingen, het primaire windingsgetal tweemaal zo klein. De primaire zelfinductie wordt dan echter aanzienlijk kleiner, wat dus leidt tot een slecht „rendement” bij de lage frequenties. Soms maakt men dit goed door het gebruik van kernmateriaal met zeer hoge permeabiliteit, waardoor de zelfinductie weer kan worden opgevoerd. Ook dit brengt echter hogere kosten mede.

Schakelt men een L.F. transformator zonder meer achter een penthode, dan eist de hoge inwendige weerstand een zó hoge primaire zelfinductie, dat zij praktisch niet is te verwezenlijken. Men komt er dan toe, in de anodeketen eerst een koppelweerstand  $R_a$  te schakelen, en parallel daaraan de transformator. Uitgaande van het vervangingschema fig. 1a, levert dit het schema van fig. 8 op. De stroom  $SV_g$  doorloopt nu de

parallelschakeling van  $R_i$ ,  $R_a$  en de transformator. Zolang de impedantie daarvan constant is, is ook de primaire spanning constant.

Heeft de transformator bij 50 Hz weer een impedantie van 20 000  $\Omega$ , dan zou met  $R_a = 20\,000\ \Omega$  de totale impedantie weer ongeveer 0,7  $R_a$  bedragen bij 50 Hz, en bij toenemende frequentie al spoedig practisch gelijk worden aan  $R_a$ . Het verloop van de versterking met de frequentie is dan als achter een triode met  $R_i = 20\,000\ \Omega$ .

De primaire spanning wordt nu bij de hogere frequenties:

$$V_p = S V_g R_a,$$

en de secundaire spanning:

$$V_o = n S V_g R_a. \dots \dots \dots (VI A 10)$$

Een penthode met een steilheid van 2,2 mA/V zal met een transformator 1 : 3 een versterking opleveren van:

$$\frac{V_o}{V_g} = 0,0022 \times 20\,000 \times 3 = 130.$$

Deze versterking is echter van dezelfde orde van grootte als die welke met een penthode met weerstandskoppeling is te verkrijgen, zodat men de vrij kostbare L.F. transformator slechts bij uitzondering aantreft.

Men vindt de L.F. transformator wel in sommige eindtrappen, waarbij de eindbuis roosterstroom opneemt. Bij sommige batterijbuizen wordt dan geen voorspanning gegeven, zodat de stuurspanning juist gedurende één halve periode wordt belast.

Om deze asymmetrie op te heffen, past men twee eindbuizen in balansschakeling toe, waarbij de transformator als koppellement op eenvoudige wijze de twee stuurspanningen in tegenfase verschaft. Hoofddoel van de transformator is echter het z.g. „aanpassen” van de belastingsweerstand aan de voorversterkbuis.

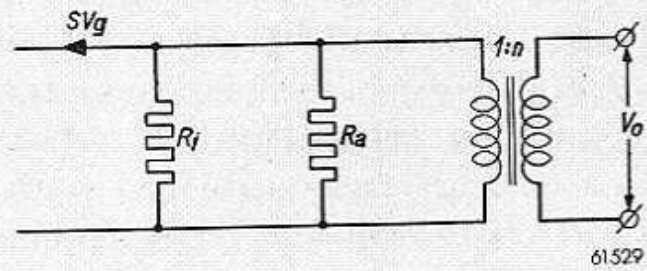


Fig. 8. Vervangingschema van een versterkbuis met transformatorkoppeling, analoog aan de voorstelling van fig. 1a.

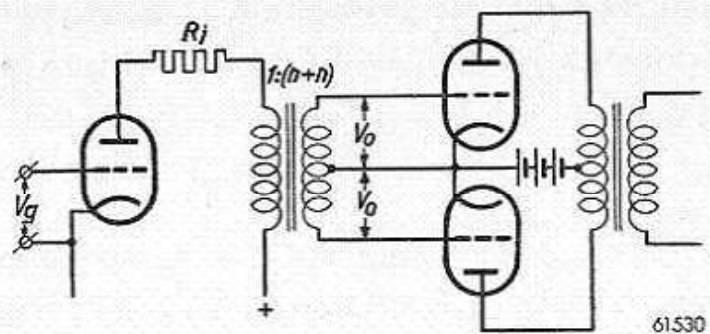


Fig. 9. Principeschema van een L.F. trap voor het sturen van de balans-eindtrap met roosterstroom.

Het schema van een dergelijke „aandrijftrap” is gegeven in fig. 9. Hierin is  $R_i$  de inwendige buisweerstand, die men, analoog aan fig. 1b, in serie met de spanningsbron  $\mu V_g$  kan voorstellen.

Aan de secundaire zijde van de transformator is beurtelings elke helft gedurende een halve periode belast met roosterstroom, een belasting die men kan vervangen door een weerstand  $R_o$ . Aan de primaire zijde is niet uit te maken welke helft momenteel belast is. Het effect is hetzelfde als één helft voortdurend zou zijn belast met  $R_o$ . De transformatieverhouding van de primaire naar één secundaire helft is  $1:n$ .

De versterking die per helft van de balansschakeling wordt verkregen is nu, volgens vgl. (VI A 7):

$$\frac{V_o}{V_g} = n\mu \frac{R_o}{R_o + n^2 R_i} \dots \dots \dots \text{(VI A 7)}$$

$R_o$  is gegeven door de roosterstroomkarakteristiek van de eindbuis, en  $R_i$  ligt vast door de keuze van de voorbuis. Men kan nu trachten de versterking zo groot mogelijk te maken door een geschikte keuze van  $n$ . Door vgl. (VI A 7) te differentiëren en de uitkomst gelijk nul te stellen, vindt men dat de versterking maximaal wordt als:

$$n^2 R_i + R_o - 2n^2 R_i = 0,$$

of als:

$$n^2 R_i = R_o \dots \dots \dots \text{(VI A 11)}$$

Kiest men deze transformatieverhouding, dan wordt de versterking, volgens (VI A 7):

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{2} n\mu = \frac{1}{2} \mu \sqrt{\frac{R_o}{R_i}} \dots \dots \dots \text{(VI A 12)}$$

Had men de weerstand  $R_o$  zonder transformator direct in de anodeketen van de voorbuis geschakeld (aangenomen dat er schakeltechnisch geen bezwaren waren), dan zou de versterking geweest zijn:

$$\frac{V_o}{V_g} = \mu \frac{R_o}{R_i + R_o} \approx \mu \frac{R_o}{R_i} \dots \dots \dots \text{(VI A 13)}$$

Hierbij is aangenomen, dat  $R_o$  veel kleiner is dan  $R_i$ . Als  $R_o/R_i$  kleiner is dan 0,25, volgt uit vgl. (VI A 12) een grotere versterking dan uit (VI A 13), en zou daardoor ook het gebruik van een transformator worden gemotiveerd. Voor verhoudingen  $R_o/R_i$  gelegen tussen 0,25 en 1, leveren (VI A 12) en (IV A 13) vrijwel dezelfde uitkomst, hetgeen men gemakkelijk kan controleren, daarbij van (VI A 13) het middelste lid

gebruikend. Toch zal men ook in deze gevallen liever een transformator gebruiken, en wel om de volgende reden. Hoewel voorlopig de roosterstroombelasting werd voorgesteld door een weerstand  $R_o$ , is in werkelijkheid de stroom-spanningskromme van het rooster soms tamelijk gekromd. Bovendien loopt de roosterstroom in het algemeen niet precies gedurende een halve periode, maar iets langer of korter. Men zou ook kunnen zeggen dat de vervangingsweerstand  $R_o$  niet constant is gedurende de periode. Ter beperking van vervorming zal men er dan naar streven  $R_o$  slechts geringe invloed te doen hebben op de versterking, en dit is het geval als men transformeert met een kleine waarde van  $n$ . Dan is nl. de waarde van de rendementsbreuk in (VI A 7) weinig afhankelijk van  $R_o$ . Zij nadert:  $R_o/R_i = 1$ .

Zonder transformator zou, volgens (VI A 4), de afhankelijkheid worden gegeven door  $\frac{R_o}{R_i + R_o}$ . Bij dezelfde waarden van  $R_o/R_i$  speelt  $R_o$  hierin een grotere rol, daar in deze breuk de factor  $n^2$  voor  $R_i$  ontbreekt. Men kan daarom met voordeel  $n$  kleiner kiezen dan voor optimale versterking nodig zou zijn. De versterking wordt dan slechts weinig geringer en de vervorming door de niet-lineaire roosterstroom wordt gunstig beïnvloed.

Een en ander kan worden geïllustreerd aan de gepubliceerde gegevens van de Philips combinatie KC 3 en KDD 1. De KDD 1 is een dubbele triode voor batterijvoeding, die speciaal is ontwikkeld voor klasse B-instelling (zie VII B) zonder negatieve rooster spanning. De  $i_a/v_g$ -karakteristiek is gegeven in fig. 10, waarin tevens de roosterstroomkarakteristiek is opgenomen. Daaruit blijkt, dat bij  $v_g = +20$  V een roosterstroom van 4 mA vloeit, zodat men kan zeggen dat de secundaire belastingsweerstand gedurende een halve periode per eindbuis 5000  $\Omega$  bedraagt.

Voor de sturing van deze eindtrap wordt aanbevolen de triode KC 3,

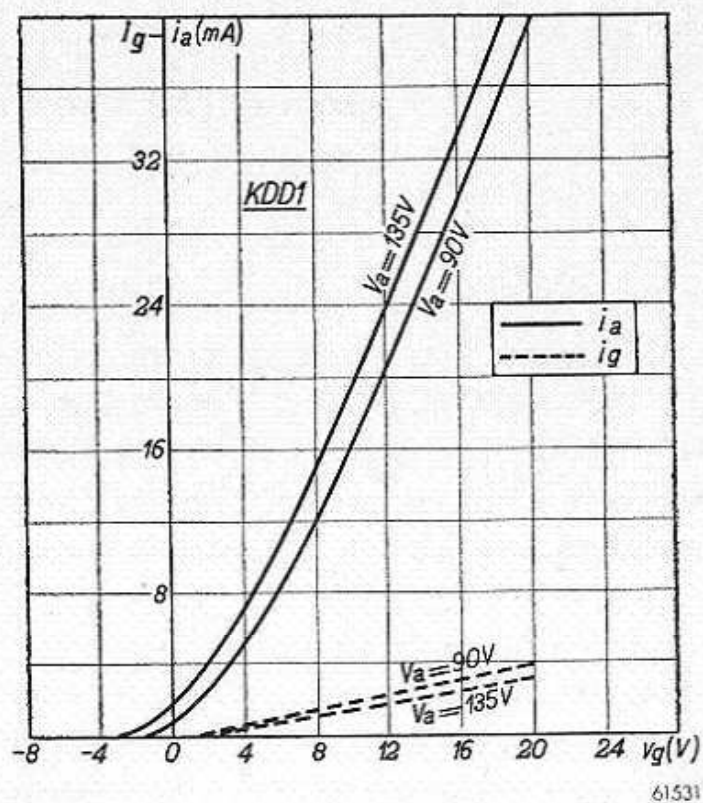


Fig. 10.  $i_a/v_g$ - en  $i_g/v_g$ -karakteristieken van de dubbele triode KDD 1.

een buis met een inwendige weerstand  $R_i = 12\ 000\ \Omega$  en een versterkingsfactor  $\mu = 30$ .

De grootste versterking zal men verkrijgen met een transformatieverhouding:

$$n^2 = \frac{R_o}{R_i}, \text{ of } n = \sqrt{\frac{5000}{12\ 000}} = 0,65.$$

Aanbevolen wordt een transformator met  $1:n = 2:(1+1)$ , d.w.z. met een primair windingsgetal dat tweemaal zo groot is als het windingsgetal van een der secundaire spoelen. Dus  $n = 0,5$ , inderdaad iets minder dan  $0,65$ . De afwijking t.o.v. de optimale waarde van  $n$  is niet groot gekozen, in verband met de vorm van de roosterstroomkarakteristiek, die in dit geval weinig vervorming doet verwachten.

De versterking die nu wordt verkregen volgens vgl. (VI A 7) is:

$$\frac{V_o}{V_g} = 30 \times 0,5 \times \frac{5000}{5000 + 3000} = 9,5.$$

Met een transformatieverhouding van  $0,65$  zou dit geweest zijn  $9,8$ .

De invloed van de keuze van  $n$  op de vervorming door roosterstroom blijkt uit de volgende gegevens. De vervorming aan de uitgangszijde van de balansversterker bedraagt:

met $n = 0,6$ :	vervorming	13%	bij	2,2 W,
„ $n = 0,5$ :	„	10%	„	2,2 „ ,
„ $n = 0,4$ :	„	8%	„	2,0 „ .

Echter blijkt hieruit tevens, dat men in het verlagen van  $n$  niet geheel vrij is, want het maximale uitgangsvermogen neemt bij  $n = 0,4$  af van  $2,2$  W tot  $2,0$  W. Dit ligt hieraan dat, nu de voor volle uitsturing nodige stuurspanningsamplitude, die ongeveer  $23$  V bedraagt, een hogere primaire spanning met zich brengt dan bij grotere  $n$ . Immers, de primaire spanning is gelijk aan  $1/n$  maal de secundaire spanning, dat is bij  $n = 0,4$  ongeveer  $60$  V. Dit is juist meer dan de KC 3 in de anodeketen kan afleveren (de voedingsspanning bedraagt  $135$  V), zodat de eindtrap niet meer ten volle kan worden uitgestuurd.

Zou men nu de invloed van de roosterstroom nog meer willen verkleinen, zonder het maximale eindvermogen te schaden, dan zou men de inwendige weerstand van de voerbuis moeten verlagen. Dit komt bij gegeven versterkingsfactor neer op een „grotere” buis, d.w.z. een buis die op grotere anodestroom wordt ingesteld.

Hieruit ziet men, dat bij de aandrijftrap vóór een eindtrap met roosterstroom niet de spanningsversterking alleen een rol speelt. Bij grotere eindtrappen, die een niet onbelangrijk vermogen aan roosterstroom opnemen, moet men zelfs bij het ontwerpen van de voortrap in eerste instantie van dit vermogen uitgaan, en wordt dus de voortrap eveneens als eindtrap behandeld. Dit blijkt dan ook wel uit de keuze van de aandrijfbuis.

## B. OMKEERTRAPPEN

### § 1. Inleiding

De z.g. omkeertrap kwam reeds ter sprake in de vorige paragraaf, waar er op werd gewezen, dat de balans-eindtrap een voortrap nodig heeft, die twee gelijke spanningen in tegenfase levert. De daarbij beschreven voortrap met een transformator, voorzien van een tweefazige wikkeling, is wel de eenvoudigste oplossing, en werd oorspronkelijk bijna algemeen voor dit doel gebruikt. Men zou hier nauwelijks kunnen spreken van een „omkeertrap”. De schakeling levert immers op natuurlijke wijze direct de twee vereiste spanningen.

Naarmate echter de weerstandskoppeling in de gewone voortrap meer werd toegepast, trachtte men deze koppeling ook voor de balanstrap

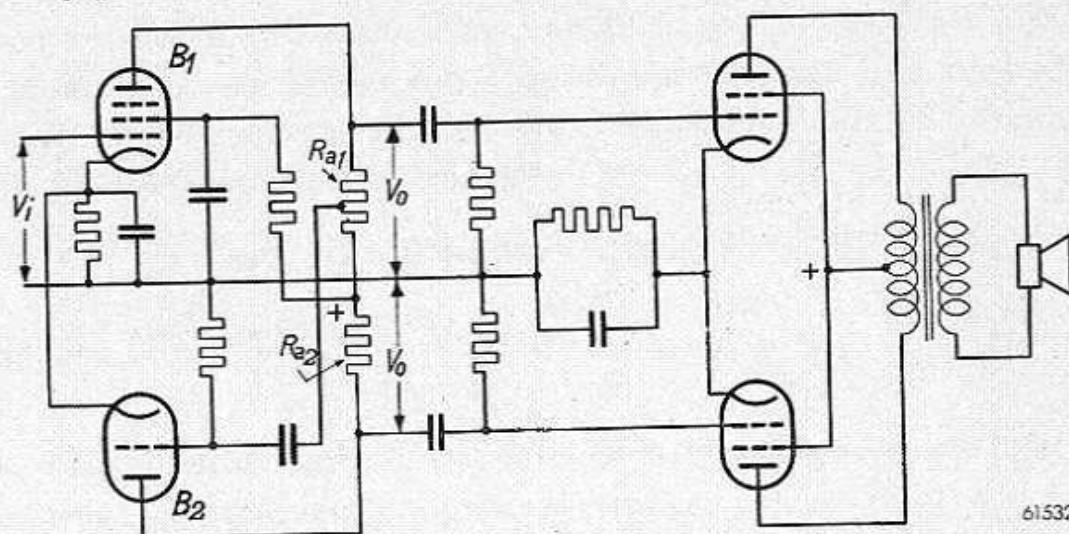


Fig. 11. Principeschema van een L.F. voorversterk- en fase-omkeertrap, waarbij voor de fase-omkering een aparte triode  $B_2$  wordt gebruikt.

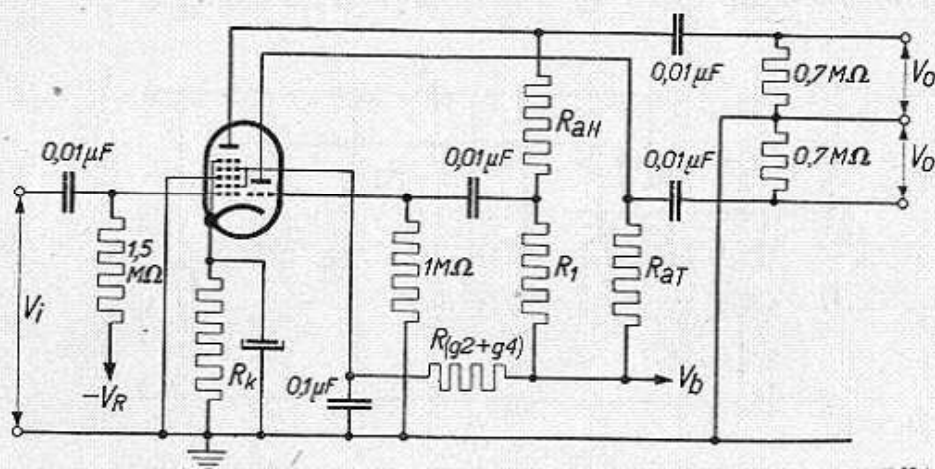
te gebruiken, daar een goede L.F. transformator tamelijk kostbaar is, terwijl de bereikbare versterking minder is dan met weerstandskoppeling kan worden verkregen (zie VI A § 4). De meest voor de hand liggende schakeling is nu die waarbij wordt uitgegaan van een normale voortrap  $B_1$  met weerstandskoppeling, welke de stuurspanning voor een van de eindbuizen levert (fig. 11).

Van de versterkte wisselspanning wordt een gedeelte afgetakt, en dit wordt in een tweede buis,  $B_2$ , versterkt tot de gewenste stuurspanning voor de tweede eindbuis. Automatisch wordt daarbij de fase omgekeerd



(vandaar de naam omkeertrap). Het spreekt vanzelf, dat voor de buis  $B_2$  een grote versterking in het geheel niet essentieel is, zodat men hiervoor met een triode kan volstaan.

Bij deze oplossing is nu weliswaar de L.F. transformator uitgespaard, maar daarvoor is een buis extra met de daarbij behorende schakel-elementen in de plaats gekomen. Of nu een kostenbesparing verkregen wordt, hangt van allerlei omstandigheden af, maar afgezien daarvan, is het begrijpelijk, dat men getracht heeft het aantal buizen weer te reduceren. Inderdaad zijn daarvoor verschillende schakelingen ontstaan die in de volgende paragrafen zullen worden beschreven. Hoewel, strikt



61534

Fig. 12. Schema van een L.F. voorversterk- en fase-omkeertrap met de combinatiebuis ECH 21.  $V_b = 250$  V;  $R_k = 450$   $\Omega$ ;  $R_{aH} = 0,1$  M $\Omega$ ;  $R_1 = 7000$   $\Omega$ ;  $R_{aT} = 0,1$  M $\Omega$ ;  $R(g_2 + g_4) = 0,12$  M $\Omega$ .

$-V_R$ (V)	$I_{aH} + I_{aT}$ (mA)	$I_{g_2 + g_4}$ (mA)	$V_o$ ( $V_{eff}$ )	$\frac{V_o}{V_i}$	$d_{tot}$ (%)
0	3,3	1,52	10	90	1,6
5	2,9	1,12	10	35	5,6
10	2,6	0,87	10	15	7,0
15	2,3	0,68	10	7	7,1
20	2,15	0,55	10	5	8,0

genomen, deze schakelingen combinaties zijn van een normale voortrap en een omkeertrap, hebben wij hier de gehele combinatie als „omkeertrap” aangeduid.

Een mogelijkheid die zich in de eerste plaats voordoet (historisch echter niet de eerste oplossing), is het onderbrengen van de twee buizen  $B_1$  en  $B_2$  in één omhulsel. Dit verandert principieel natuurlijk niets aan het schema; maar aangezien deze schakeling in verscheidene apparaten toepassing heeft gevonden, geven wij volledigheidshalve in fig. 12 het schema voor de combinatiebuis ECH 21 weer. Het heptode-

systeem wordt hierin als L.F. versterkpenthode gebruikt, het triode-systeem als omkeerbuis.

Meer voor de hand liggend zal in de meeste gevallen zijn het gebruik van een dubbele triode, als het type ECC 40.

Daar, zoals gezegd, de versterking van de buis  $B_2$  in fig. 11 in het geheel niet essentieel is, kan men het schema ook zodanig wijzigen, dat de volle wisselspanning over de anodeweerstand van de buis  $B_1$  wordt gebruikt voor het sturen van  $B_2$ , in welk geval de versterking van  $B_2$  op 1 maal wordt gebracht door toepassing van een sterke tegenkoppeling (hoofdstuk XIII). Daardoor werkt  $B_2$  dan praktisch vervormingsvrij. Dit schema is voor de ECC 40 weergegeven in fig. 13.

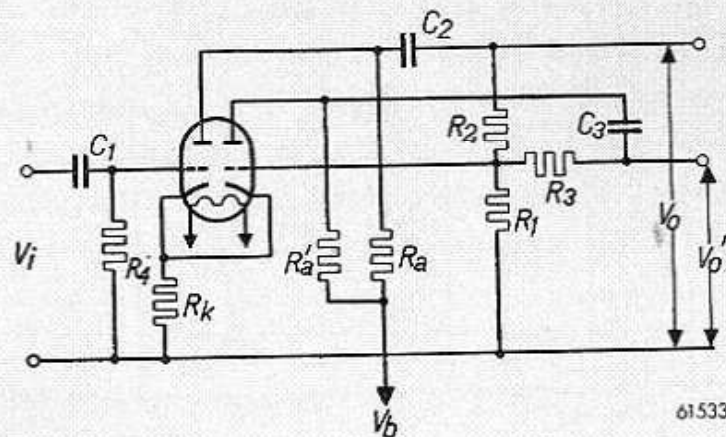


Fig. 13. Schema van een L.F. voorversterk- en faze-omkeertrap met dubbele triode ECC 40. De gegevens voor dit schema zijn:

$V_b$	250	350	V
$I_k$	2,2	3,0	mA
$R_a$	0,15	0,15	M $\Omega$
$R_a'$	0,15	0,15	M $\Omega$
$R_k$	1,1	1,1	k $\Omega$
$R_1$	0,22	0,23	M $\Omega$
$R_2$	0,41	0,41	M $\Omega$
$R_3$	0,47	0,47	M $\Omega$
$R_4$	1	1	M $\Omega$
$C_1$	10 000	10 000	pF
$C_2$	20 000	20 000	pF
$C_3$	20 000	20 000	pF
$V_i$	1,14	1,14	V <sub>eff</sub>
$V_o$	30	30	V <sub>eff</sub>
$V_o/V_i$	26,5	26,5	
Totale vervorming	2,0	1,35	%

De ECC 40 heeft in het schema van de fig. 12 of 13 boven de triode-hexode het voordeel van het geringer aantal electroden, dus een eenvoudiger voeding.

In de nieuwe triode-hexoden, als de ECH 42 en UCH 42 uit de Philips Rimlock serie, zijn het trioderooster en het derde hexoderooster

inwendig verbonden. Toch kan men ook een dergelijke buis als gecombineerde versterk- en omkeerbuis schakelen, als men het principe van de tegenkoppeling volgens fig. 13 toepast op de als omkeerbuis gebruikte hexode. Men gebruikt dan het schermrooster (roosters 2 en 4) als anode. De werkelijke anode wordt aan aarde gelegd en is dus negatief t.o.v. de kathode. Door deze laatste maatregel bereikt men, dat het derde rooster, waarop hetingangssignaal van de triode staat, weinig invloed heeft op de uitgangsspanning van de hexode. De nu niet gebruikte hexode-anode kan men eventueel gebruiken als A.V.C.-diode.

Voor de schakeling kunnen wij dus opnieuw verwijzen naar fig. 13, waarbij nu, voor een voedingsspanning van 250 V, de volgende gegevens gelden:

$R_a$	0,1	$\pm 10\%$	M $\Omega$
$R_a'$	0,1	$\pm 10\%$	M $\Omega$
$R_k$	1,2	$\pm 10\%$	k $\Omega$
$R_1$	0,27	$\pm 10\%$	M $\Omega$
$R_2$	0,33	$\pm 2\%$	M $\Omega$
$R_3$	0,47	$\pm 2\%$	M $\Omega$
$R_4$	2		M $\Omega$
$C_1$	10 000		pF
$C_2$	20 000		pF
$C_3$	20 000		pF

## § 2. Eindbuis als omkeerbuis

Men kan op eenvoudige wijze een extra omkeerbuis uitsparen, door voor deze functie de eindbuis te gebruiken die door de voorversterker wordt gestuurd. Immers, deze eindbuis verkeert in dezelfde omstandigheden als een omkeerbuis. De impedantie in de anodeketen is nu echter reeds vastgelegd, nl. de luidsprekertransformator, en daar deze impedantie met de daarop aangesloten luidspreker sterk afhankelijk is van de frequentie, is zij als koppellement voor een omkeerbuis minder geschikt. Wel kan men tussen de anode van de ene buis en het stuurrooster van de andere buis een frequentieafhankelijk netwerk aanbrengen, waardoor dit bezwaar min of meer wordt opgeheven. Wil men op eenvoudiger wijze één eindbuis van een balanstrap tevens als omkeerbuis gebruiken, dan is het wél nodig daarvoor een extra koppelweerstand aan de anodeketen toe te voegen. Daar de versterking weer 1 maal moet bedragen, wordt dit een tamelijk kleine weerstand (zie fig. 14, weerstand  $R$ ). De spanning over  $R$  voor buis II moet gelijk zijn aan  $V_2$ .

Deze spanning is gelijk aan  $V_i SR = V_i$ . Dus moet  $R = \frac{1}{S}$  zijn.

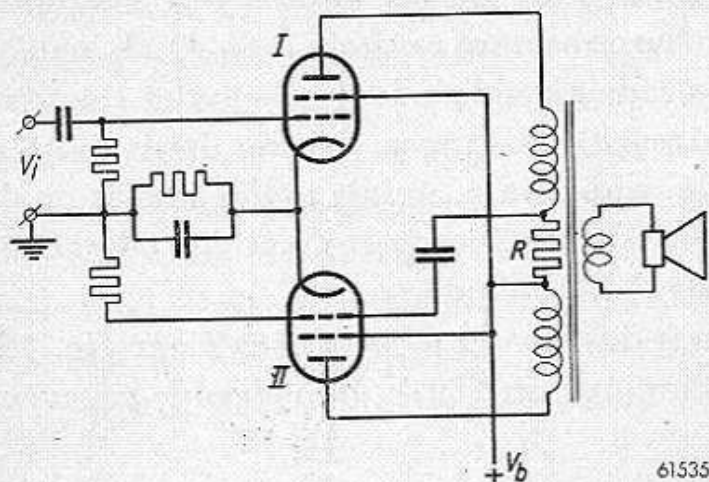


Fig. 14. Principeschema van een balans-eindtrap, waarin één eindbuis als omkeerbuis wordt gebruikt.

Op deze schakeling valt niet veel aan te merken, zolang de  $i_a/v_g$ -karakteristieken van beide eindbuizen zuiver recht zijn, en het werkpunt op het midden van deze karakteristieken ligt. Dit is dus bij klasse A-instelling (zie hoofdstuk VII). Voor versterkers worden echter bij voorkeur balans-eindtrappen gebruikt in AB- of B-instelling, en dan treden bezwaren op.

Het duidelijkst is dit te zien aan de B-instelling, waarbij het werkpunt ligt op de geknikte voet van de karakteristiek, zodat elke buis beurtelings gedurende een halve periode stroomloos is. Het rooster van de eindbuis II zou dan door buis I in positieve zin moeten worden gestuurd, juist in de halve periode waarin deze laatste buis stroomloos is. Dit is natuurlijk een onmogelijkheid, zodat deze schakeling voor de klasse B-instelling niet bruikbaar is.

De AB-instelling kan een gemiddelde tussen beide voorgaande instellingen worden genoemd. In principe ligt het werkpunt dan ergens op een kwadratische karakteristiek, die naar beide zijden wordt uitgestuurd. De anodestroom wordt nu wel niet onderbroken gedurende de negatieve halve periode van de stuurspanning, maar is toch sterk asymmetrisch. Het gevolg is dat, indien buis I wordt gestuurd door een zuivere sinusvormige wisselspanning, de stuurspanning van buis II sterk vervormd is, en wel in de eerste plaats door een tweede harmonische, gezien het kwadratische karakter van de karakteristiek. Nu is het mogelijk, door een geschikte keuze van  $R$ , de tweede harmonische van buis I te compenseren met de tweede harmonische die in buis II door vervorming ontstaat, maar het zal duidelijk zijn dat daarbij de tweede harmonische van buis I nog een vierde harmonische in buis II opwekt.

Deze schakeling is dan ook wel in goedkope apparaten gebruikt, maar in het algemeen geeft men de voorkeur aan schakelingen die misschien iets meer kosten meebrengen, maar dan ook uitgaan van een principe dat meer op het doel zelf is gericht.

### § 3. De octode als cascade-omkeerbuis

De term „cascade” is hier gebruikt om het verschil aan te duiden met een andere octodeschakeling, die nog besproken zal worden in § 6. De hier te bespreken cascadetrap kan men zich afgeleid denken uit die van fig. 11, waarbij niet alleen de beide voorbuizen in één ballon zijn ondergebracht, maar zij zelfs een gemeenschappelijke electronenstroom hebben. Het principe kan met behulp van fig. 15 worden duidelijk gemaakt. Wordt aan het eerste rooster een L.F. signaal toegevoerd, dan stuurt dit de stroom van alle positieve electroden, dus ook die van de roosters 3 en 5, welke bij de octode inwendig met elkaar zijn verbonden.

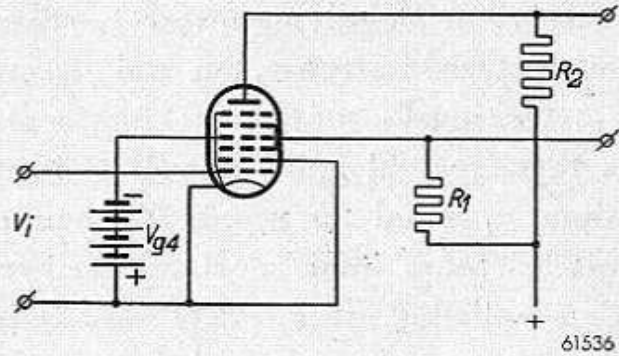


Fig. 15. Principeschema van de octode als fase-omkeerbuis.

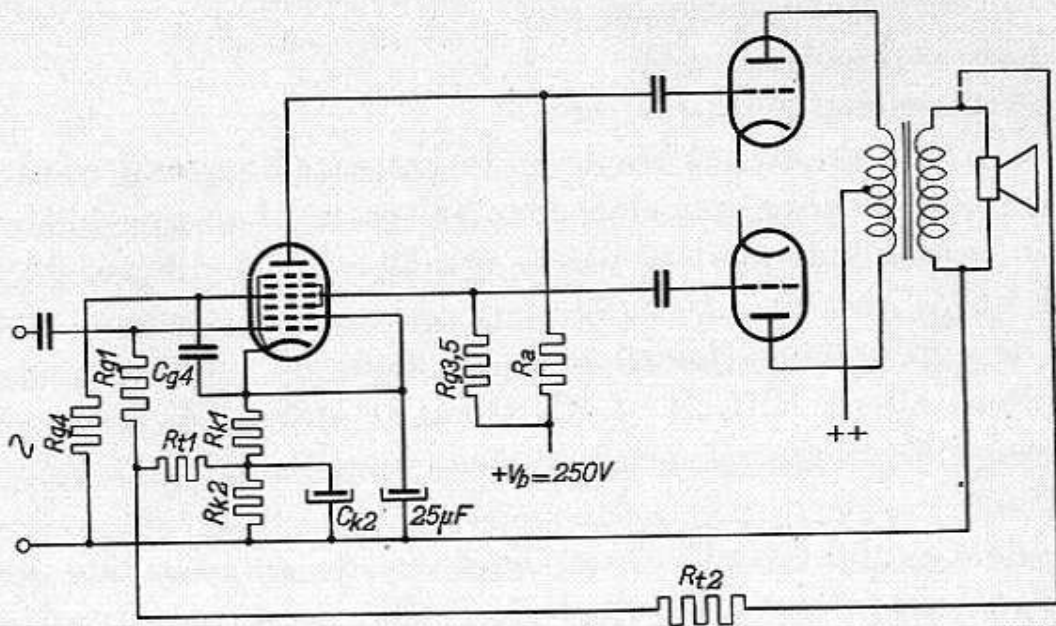
Het systeem: kathode, rooster 1, rooster 3 + 5, is nu als een triode op te vatten. (Rooster 2 wordt aan de kathode verbonden, en kan daardoor buiten beschouwing blijven.) Het blijkt nu mogelijk te zijn, met deze combinatie een 10- tot 12-voudige versterking te bereiken. Deze versterking is wel niet groot, maar toch voldoende om met het signaal van een diode of van een toonafnemer een eindbuis als de EBL 21 of EL 41 uit te sturen. Aan de weerstand  $R_1$  kunnen, bij geringe vervorming, spanningen van 10 à 12  $V_{eff}$  worden verkregen.

Voor de eigenlijke omkeerbuis dient nu de ruimtelading vóór het negatieve vierde rooster als kathode, het vijfde rooster als sturelectrode, en de anode als anode. De electronen die onder invloed van het positieve derde rooster van de kathode naar de anode bewegen, en daarbij het derde rooster gepasseerd zijn, vinden daarachter het vierde negatieve rooster. Dit laatste rooster remt een deel van de electronen af, en deze electronen vormen tussen de roosters  $g_3$  en  $g_4$  een ruimtelading, die men wel noemt „virtuele” kathode voor het daarachter gelegen verdere systeem. Inderdaad trekt het vijfde rooster uit deze voorraad een stroom, die bij het normale gebruik van de octode gestuurd zou worden door het vierde rooster.

In dit geval wordt echter het vierde rooster op constante spanning gehouden, en het vijfde rooster, dat met het derde is verbonden, voert een wisselspanning. Deze spanning stuurt dus de anodestroom, en aan de koppelweerstand  $R_2$  ontstaat nu een wisselspanning, in tegenfase met de

stuurspanning aan rooster 3 + 5. Door aan  $R_2$  een juiste waarde te geven, kunnen de spanningen over  $R_1$  en  $R_2$  aan elkaar worden gelijk gemaakt.

Na deze beschouwing kan de vraag opkomen, of de directe sturing van rooster 1 op de anodestroom het gewenste effect niet geheel of gedeeltelijk kan opheffen. Dat dit gelukkig niet het geval is, is als volgt in te zien. Behalve rooster 1, stuurt ook rooster 3 de door de kathode geëmitteerde stroom, en wel  $\mu_1$  maal zo weinig als rooster 1 ( $\mu_1$  is de versterkingsfactor van het systeem  $k, g_1, g_3$ ). De spanning aan rooster 3 is tegengesteld aan die van rooster 1, en bij de grote waarde van  $R_1$ , bijna  $\mu_1$  maal zo groot. Zodoende wordt de sturende werking op de anodestroom door rooster 1 vrijwel opgeheven door die van rooster 3. Een volledig uitgewerkte schakeling van deze voortrap is gegeven in fig. 16 voor de buizen AK 2 en EK 2.



61537

Fig. 16. Schema van de octode EK 2 als L.F. voorversterk- en faze-omkeerbuis voor het sturen van een balanseindtrap. De waarde van de weerstand  $R_{t2}$  is afhankelijk van de vereiste versterking en van de tegenkoppeling.

De gegevens van deze schakeling zijn:

$$R_{k1} = 1250 \Omega; R_{k2} = 200 \Omega; C_{k2} = 25 \mu\text{F}; R_{t1} = 32 \Omega; R_{g1} = 1 \text{ M}\Omega;$$

$$R_{g4} = 1 \text{ M}\Omega; R_a = 27\,500 \Omega; R_{g3,5} = 125\,000 \Omega; V_b = 250 \text{ V};$$

$$C_{g4} = 0,1 \mu\text{F}; \text{versterking ca. } 12 \times.$$

De volgende opmerkingen kunnen hieraan nog worden toegevoegd.

1. Daar het vierde rooster t.o.v. de anode een grote steilheid heeft, mag daaraan geen wisselspanning aanwezig zijn. Dit rooster wordt daarom capaciteef met de kathode verbonden ( $C_{g4}$  in fig. 16).
2. Bij toepassing van tegenkoppeling (Hoofdstuk IX) moet deze

niet in de kathodeleiding, maar aan het eerste rooster worden aangebracht. Door tegenkoppeling in de kathodeleiding zou het evenwicht in de balansschakeling worden verstoord, waardoor de winst aan vervormingsvrijheid weer teniet zou worden gedaan.

3. Het maximaal toe te laten signaal tussen rooster 1 en kathode bedraagt 0,8 tot  $1 V_{eff}$ .
4. Het tweede rooster kan eventueel worden gebruikt als detectordiode.

De vervorming die in een practisch geval optreedt, is in fig. 17 opgegeven voor een omkeertrap met de EK 2, die twee buizen EL 6 stuurt. De anodespanning van de eindbuizen is 350 V, de schermroosterspanning 275 V, en er is een 5-voudige tegenkoppeling aangebracht. Daardoor is voor volledige uitsturing een wisselspanning van  $3 V_{eff}$  nodig aan de ingangsklemmen van de omkeertrap (tussen rooster 1 en kathode blijft dus 0,6 V over).

Dank zij de tegenkoppeling, wordt dus wel een lage vervorming verkregen, echter ten koste van een vrij hoge ingangsspanning. Een grammofoonopnemer zou alleen onder tussenschakeling van een extra versterktrap kunnen worden gebruikt. Uit het oogpunt van gevoeligheid is deze omkeertrap dus niet ideaal te noemen.

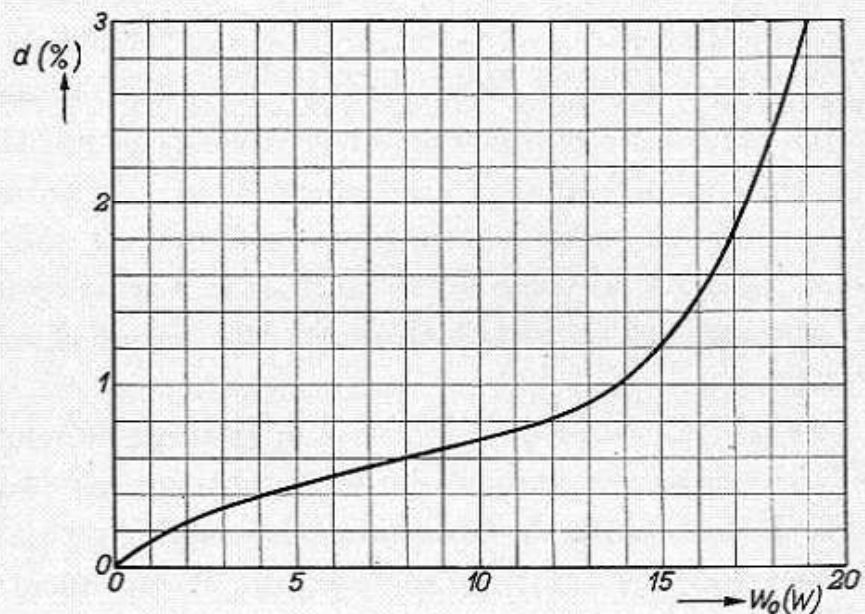


Fig. 17. Totale vervorming als functie van het uitgangsvermogen van een versterker met twee eindbuizen in balansschakeling EL 6 en met de EK 2 in de schakeling van fig. 16.

#### § 4. De kathodyne-omkeertrap

Onder deze naam werd voornamelijk in Frankrijk een omkeertrap gepropageerd; het principe ervan is weergegeven in fig. 18a. Deze omkeertrap heeft echter schakeltechnisch enige belangrijke bezwaren, waardoor hij weinig werd toegepast. In een moderne vorm, die hier ook wordt beschreven, vindt dit principe meer toepassing.

De aan de balanstrap voorafgaande buis heeft niet slechts in de

anodeleiding, maar ook in de kathodeleiding een koppelweerstand. De

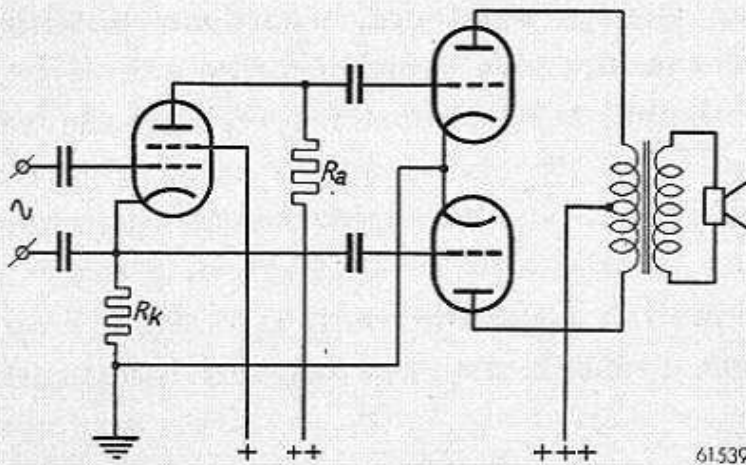


Fig. 18a. Principeschema van een kathodyne-omkeertrap. De beide uitgangsspanningen in tegenfase worden afgenomen van de anode- en kathodeweerstanden.

een gedeelte van de kathodestroom wordt gevormd door de schermroosterstroom, is dit niet altijd het geval. Hier dient men dus op te letten.

Legt men het signaal van een grammofoonopnemer, een detector of een eventueel voorgaande versterktrap aan tussen rooster en aarde, dan is automatisch de spanning aan de kathodeweerstand opgenomen in het roostercircuit. Deze spanning is tegengesteld aan het toegevoerde signaal, en veel groter dan het signaal tussen rooster en kathode, nl. een bedrag gelijk aan de versterking maal zo groot. Het gevolg is, dat men, om dezelfde uitgangsspanning te verkrijgen, een veel groter signaal

$V_i$  moet toevoeren dan in de schakeling van fig. 18a. De omkeerbuis is tegengekoppeld en de versterking van ingangssignaal tot uitgangssignaal is vrijwel gelijk 1.

Dit gemis aan versterking bij een „aan aarde liggend” ingangssignaal kan men nu opheffen door het

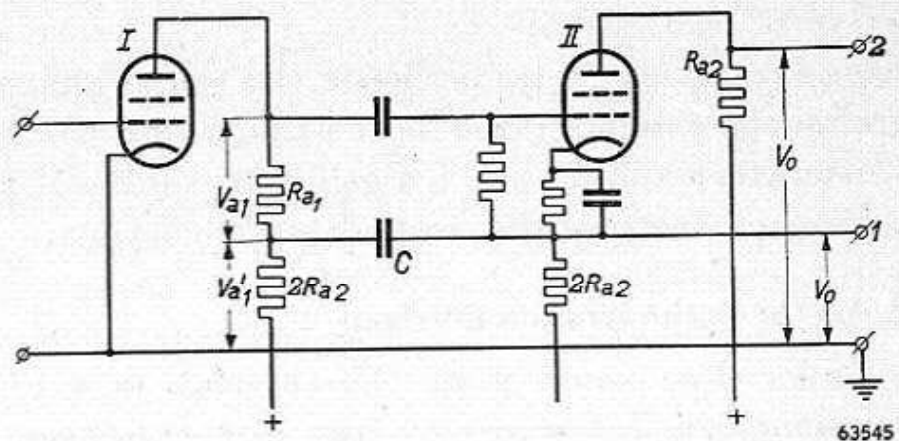


Fig. 18b. Omkeertrap met voorversterkbuis, waarin de anode-impedantie van de voorbuis is gesplitst in twee gedeelten, een tussen rooster en kathode van de omkeerbuis, en een parallel aan de niet ontkoppelde kathodeweerstand van de omkeerbuis.



gebruik van een voorversterker voor de kathodynebuis, in enigszins bijzondere vorm volgens fig. 18b.

Het bijzondere daarbij is, dat de anode-impedantie van de voorbuis gesplitst is in twee gedeelten, waarvan er één ligt tussen rooster en kathode van de omkeerbuis, en één parallel aan de niet ontkoppelde kathode-weerstand van de omkeerbuis. Dit neemt niet weg, dat in de anodeketen van de voorbuis een abnormaal groot signaal moet worden opgebracht, nl. vrijwel gelijk aan het uitgangssignaal van de omkeerbuis.

Indien voor een uitgangsspanning  $V_o$  tussen rooster en kathode van buis II, een spanning  $V_{a1}$  nodig is, moet buis I blijkbaar een spanning  $V_{a1} + V'_{a1}$  leveren. Liet men nu de condensator  $C$  weg, zoals in een normaal schema het geval zou zijn, dan zou daarvoor een overeenkomstig grote ingangsspanning  $V_i$  op buis I nodig zijn. Brengt men echter de condensator  $C$  aan, dan levert de buis II over de parallelschakeling van  $2R_{a2}/2R_{a2}$  de extra spanning  $V_o$ , en behoeft buis I slechts de spanning  $V_{a1}$  over  $R_{a1}$  te leveren. De versterking van buis I is dus als normaal met  $R_{a1}$  is te verwachten, en die van buis II zoals men ze normaal op  $R_{a2}$  verwacht, indien in totaal  $2R_{a2}$  in de anodeketen is opgenomen. Als buis II een triode van het gebruikelijke type is, met een  $\mu = \text{ca. } 30$ , zal de versterking van deze trap op  $R_{a2}$  de helft zijn van ongeveer 24, dus ca. 12.

De versterking van buis I behoeft nog een correctie. In de anodeketen treedt daar in totaal een spanning  $V_{a1} + V'_{a1}$  op, dat is dus volgens het voorgaande een bedrag van ca. 12  $V_{a1}$  groter dan in het normale geval. Niet alleen moet de „ruimte” in de anodeketen daarop zijn berekend (d.w.z. de anodespanning hoog genoeg), maar bovendien veroorzaakt de extra spanning 12  $V_{a1}$  een stroom door  $R_{a1}$  en  $R_i$  van buis I, waardoor over  $R_{a1}$  een spanningsval ontstaat die tegengesteld is aan  $V_{a1}$ . Aldus wordt de effectieve versterking van buis I toch nog iets minder dan normaal het geval zou zijn.

Zeer sterk zou dit effect worden indien men als eerste buis een triode zou kiezen, waarvan de inwendige weerstand laag is t.o.v.  $R_{a1}$ . Dan blijft in totaal van de versterking van deze buis niet veel over. Het gebruik van een penthode is in deze schakeling dan ook gewenst.

Voor een radio-ontvanger is de totale versterking van deze schakeling in het algemeen wel te groot, tenzij men van dit teveel profiteert voor het toepassen van een sterke tegenkoppeling (hoofdstuk IX). Voor een grammofoon- of microfoonversterker kan een grote versterking echter veel voordeel hebben.

Een constructief bezwaar van de kathodyneschakeling is het op-

treden van een wisselspanning aan de kathode, en vooral van de aanwezigheid van een vrij hoge impedantie in de kathodeleiding. Parallel aan de kathode-impedantie staat nu de eventuele lek tussen gloeidraad en kathode, een weerstand die moeilijk volkomen constant wordt gehouden. De schakeling stelt dus hoge eisen aan de kathode-gloeidraad-isolatie. Verder bestaat de kans, dat de gloeispanning aan de gloeidraad langs capacatieve weg of door lekken een bromspanning op de kathode brengt. Aan het eventuele gevaar van de vrij hoge gelijkspanning aan de kathode, kan men tegemoetkomen door de gloeidraad van een afzonderlijke wikkeling te voeden, en deze niet aan aarde te leggen, maar aan een positieve spanning, overeenkomend met die van de kathode.

### § 5. Omkeertrap met een secundaire emissiebuis

In de secundaire emissiebuis, bijv. de EEP 1, wordt de emissiestroom, nadat hij een stuurrooster en een positief schermrooster is gepasseerd, gericht op een electrode die een sterk secundair emitterend vermogen heeft (fig. 19). Elk electron dat op deze electrode terechtkomt, heeft de emissie van verscheidene electronen tot gevolg. Met recht wordt daarom deze derde electrode meestal de hulpkathode genoemd, waarbij merkwaardig is, dat zij een positieve spanning moet hebben, opdat de primaire electronen er met voldoende snelheid arriveren. De secundair geëmitteerde electronen worden aangetrokken door de anode, die een nog hogere positieve spanning heeft. Bij een z.g. secundaire emissiefactor  $\delta$  heeft elk primair electron dat de hulpkathode treft, gemiddeld de emissie van  $\delta$  secundaire electronen tot gevolg. De hulpkathode moet

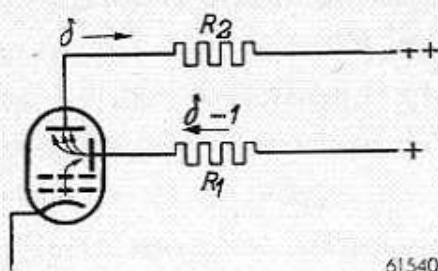


Fig. 19. Principiële voorstelling van de secundaire emissiebuis als omkeerbuis.

dan worden aangevuld met  $\delta - 1$  nieuwe electronen, die dus door de hulpanodeketen vloeien (zie fig. 19).

Er bestaat dus een vaste verhouding tussen de anodestroom en de hulpkathodestroom, die beide gelijktijdig gestuurd worden door het eerste rooster.

Met deze anode en hulpkathode laat zich nu uitstekend het kathodyneprincipe toepassen, want deze hulpkathode heeft noch het bezwaar dat zij deel uitmaakt van de ingangsketen, noch het bezwaar van de aanwezigheid van een inwendig verhittingselement. Wel zijn, evenals bij een penthode of tetrode, de anode-en de hulpkathodestroom verschillend, maar er bestaat nu tussen beide een vaste verhouding. Kiest men de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  in fig. 19 in de verhouding  $\delta$  tot

$\delta=1$ , dan verkrijgt men twee gelijke spanningen in tegenfase.  
De volledige schakeling volgens dit principe, toegepast op de EEP 1, is weergegeven in fig. 20.

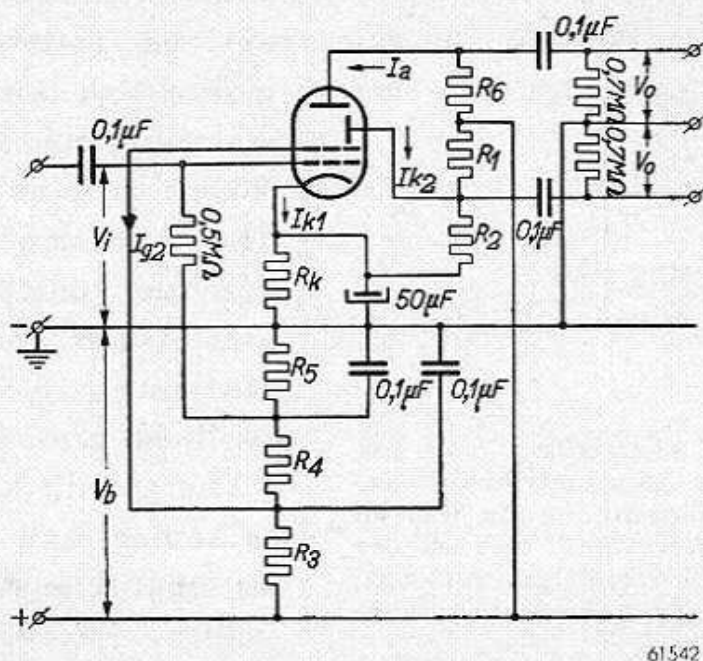


Fig. 20. Schema van een L.F. voorversterk- en faze-omkeertrap met de secundaire emissiebuis EEP 1. De gegevens zijn:

$V_b$	=	400	500	V
$R_1$	=	208	208	k $\Omega$
$R_2$	=	29	29	k $\Omega$
$R_3$	=	85	105	k $\Omega$
$R_4$	=	30	30	k $\Omega$
$R_5$	=	9	9	k $\Omega$
$R_6$	=	26	26	k $\Omega$
$R_k$	=	6,9	6	k $\Omega$
$V_o$	=	10	30	$V_{eff}$
$V_i$	=	34	31	96 mV $_{eff}$
$d_{tot}$	=	1,4	0,9	3,2 %

In deze schakeling is  $R_6$  de anode-koppelweerstand. De hulpkathode-koppelweerstand wordt gevormd door de spanningsdeler  $R_1-R_2$ , die tevens de hulpkathode op de gewenste positieve spanning brengt. Een bijzonderheid is nog, dat het eerste rooster door de spanningsdeler  $R_4-R_5$  een positieve spanning t.o.v. aarde ontvangt. De kathode krijgt echter een nog hogere positieve spanning door de betrekkelijk hoge kathodeweerstand  $R_k$ .

Deze bijzondere wijze voor het verkrijgen van de automatische negatieve voorspanning is nodig in verband met de grote steilheid van deze buis. In fig. 21 zijn de  $i_a/v_g$ -karakteristieken weergegeven van twee

buizen, die van elkaar afwijken, bijv. door een klein verschil in contact-potentiaal.

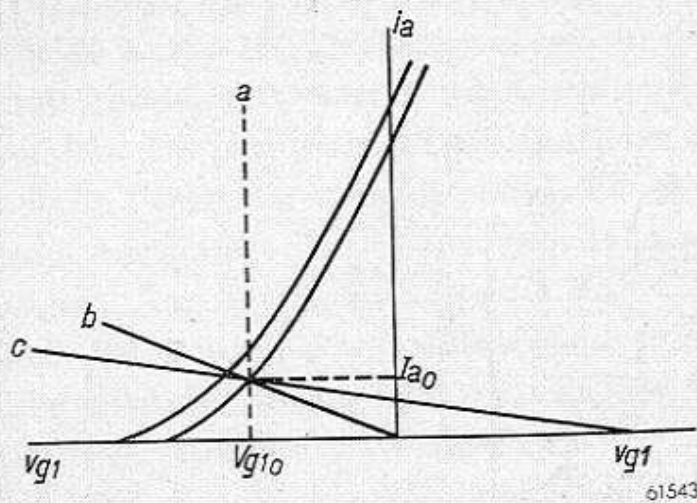


Fig. 21. Grafische voorstelling van het verband tussen de automatische negatieve roostervoorspanning en de daarbij behorende kathodeweerstand. Hoe minder steil de kathodeweerstandslinje verloopt, des te beter wordt de anodestroom constant gehouden.

Men kan de buis met de onderste karakteristiek instellen op een ruststroom  $I_{a0}$ , door middel van een vaste negatieve voorspanning  $V_{g10}$  (lijn  $a$ ). Wordt de buis vervangen door de andere, dan verkrijgt men bij dezelfde voorspanning een vrij veel grotere anodestroom. Deze afwijking is groter naarmate de steilheid groter is.

Om aan dit bezwaar tegemoet te komen, kan men de normale automatische voorspanning toepassen, die evenredig is aan de anodestroom (lijn  $b$ ). Het ver-

schil in anodestroom bij verwisselen van de buizen is nu reeds minder.

Ten slotte kan men, zoals in fig. 20, een voorspanning gebruiken, bestaande uit een vast, positief gedeelte  $+V_{g1}$  en een negatief deel, evenredig aan de anodestroom, dat nu echter sterker varieert met de anodestroom (lijn  $c$ ), waardoor de instelling nog minder afhankelijk wordt van de buis.

In fig. 20 kan men eventueel tegenkoppeling aanbrengen over een weerstand in de kathodeleiding. De te bereiken versterking en vervorming zonder tegenkoppeling vindt men in de tabel bij fig. 20.

## § 6. Omkeertrap volgens het stroomverdelingsprincipe

Indien in een radiobuis een stuur-electrode is aangebracht tussen twee positieve electroden (bijv. rooster 4 tussen de roosters 3 en 5 bij een octode), is het in het algemeen mogelijk de verdeling van de stromen naar de beide positieve roosters te beïnvloeden. D.w.z., als het stuur-rooster negatiever wordt ge-

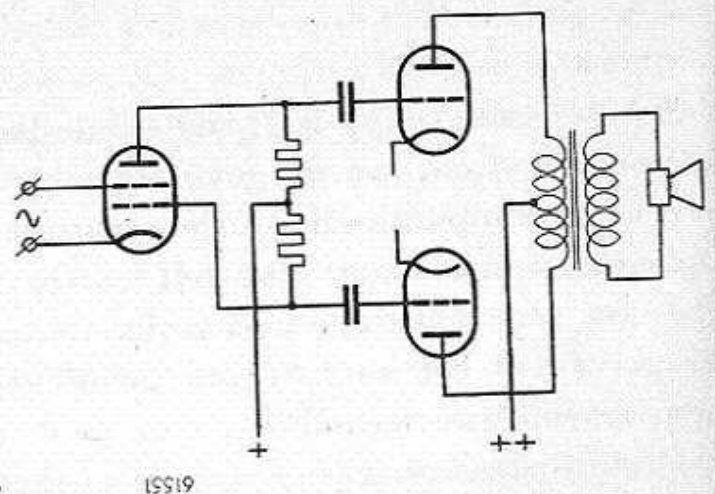


Fig. 22. Principeschema van een omkeertrap volgens het stroomverdelingsprincipe.

maakt, neemt de stroom naar de voor het stuurrooster gelegen electrode toe ten koste van die naar de andere positieve electrode. In principe zijn daardoor schakelingen mogelijk in de geest van fig. 22. Metingen aan bestaande buistypen, die voor een dergelijke schakeling in aanmerking zouden komen, tonen echter aan, dat bij voldoende geringe vervorming slechts een kleine versterking wordt verkregen, zodat wij van een uitvoerige bespreking zullen afzien.

## C. FREQUENTIEKARAKTERISTIEK VAN DE LAAGFREQUENTIETRAP

### § 1. Inleiding

Het grondprincipe van de L.F. versterker werd in A, § 1 weergegeven door de figuren 1a en 1b, waarin men zich op de door blokjes aangegeven plaatsen nog willekeurige impedanties kan denken. Zo ontstaan dan de verschillende besproken typen van L.F. trappen, en daar in het algemeen de impedanties afhankelijk zijn van de frequentie van de te versterken wisselspanning, zal dus ook de versterking daarvan afhankelijk zijn; men geeft deze afhankelijkheid gewoonlijk weer in een z.g. frequentiekaracteristiek. Zelfs indien men als koppelimpedantie een zuivere weerstand zou kunnen kiezen, zou nog in het volledige schema, door de noodzakelijke toevoeging van andere elementen, de frequentie een rol blijven spelen.

In de volgende paragrafen zal niet diep worden ingegaan op de meest gewenste vorm van de frequentiekaracteristiek. Indien bepaalde karakteristieken min of meer worden voorgesteld als afwijkingen van de horizontale lijn (gelijke versterking voor alle frequenties), wil dit nog niet zeggen dat deze laatste is op te vatten als de meest ideale karakteristiek. Integendeel, men zal dikwijls opzettelijk daarvan afwijken, om afhankelijkheid van de frequentie in andere delen van het ontvangapparaat, of eventueel zelfs in de zender, te compenseren, of om bepaalde effecten te bereiken, als het onderdrukken van verschillende soorten storingen, en aanpassen aan de frequentie-afhankelijkheid van de oorgevoeligheid.

Vanzelfsprekend komt in deze paragrafen wel naar voren hoe men het verloop van de frequentiekaracteristiek in bepaalde richtingen kan vervormen. Daar de meeste effectieve middelen die men daartoe bezit echter dikwijls gebruik maken van tegenkoppeling, is het beter de meest gewenste vorm van karakteristiek onder dat hoofdstuk ter sprake te brengen en dit probleem hier slechts terloops aan te roeren.

De karakteristiek van de volledige L.F. versterker, dus van voortrap en eindtrap, ontstaat als een product van allerlei factoren; deze zullen nu in de volgende paragrafen afzonderlijk worden beschouwd.

Daarbij kan buiten beschouwing worden gelaten, dat in het algemeen een fazedraaiing tussen stroom en spanning aan de impedantie optreedt. Het oor is namelijk ongevoelig voor de fazehoek. Belangrijk is slechts de absolute waarde van de versterking.

Beschouwt men een bepaald gedeelte van de versterker, waarin de versterking of de overdracht afhankelijk is van de frequentie, dan zal bij toevoeren van een samengestelde wisselspanning, de uitgangsspanning niet meer een getrouw beeld daarvan zijn. Als daarbij bijv. de hoge frequenties voor een deel onderdrukt zijn, moet men dit als een vervorming beschouwen. Men spreekt dan van „lineaire vervorming”, in tegenstelling tot de „niet-lineaire vervorming” die optreedt als gevolg van niet-lineaire karakteristieken van buizen, transformatoren, enz. Opmerkelijk is dus, dat de eerste vervorming dikwijls opzettelijk wordt teweeggebracht om een dergelijke vervorming op een andere plaats weer te compenseren.

## § 2. Invloed van een capaciteit, parallel aan een weerstand

Als meest voor de hand liggende koppelimpedantie zou men een zuivere weerstand kunnen kiezen, omdat deze de eenvoudigste frequentie-karakteristiek zou opleveren. Practisch is dit echter niet te verwezenlijken, daar buizen \*) en bedrading altijd een zekere parallelcapaciteit veroorzaken, zodat het logisch is de parallelschakeling van  $R$  en  $C$  het eerst te beschouwen.

Het eenvoudigst kan men nu uitgaan van het vervangingsschema 1a, waarin de versterking gegeven wordt door het product van de steilheid en de impedantie, die bestaat uit de parallelschakeling van  $R_i$ ,  $R_a$  en  $C_a$ . Eenvoudigheidshalve kunnen  $R_i$  en  $R_a$  direct worden gecombineerd tot:

$$R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \dots \dots \dots \text{(VI C 1)}$$

De impedantie van de totale combinatie wordt dus (de index van  $C_a$  is gemakshalve weggelaten):

$$Z = \frac{R \times 1/j\omega C}{R + 1/j\omega C},$$

of, in absolute waarde:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \dots \dots \dots \text{(VI C 2)}$$

De versterking wordt dus:

$$\frac{V_a}{V_g} = SR \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \dots \dots \dots \text{(VI C 3)}$$

\*) De schijnbare ingangscapaciteit van een op de koppelimpedantie volgende buis kan vrij veel groter zijn dan de gepubliceerde rooster-kathodecapaciteit, ten gevolge van de terugwerking in de buis. Hierop wordt in Deel VI dieper ingegaan

In deze formule is  $SR$  een van de frequentie onafhankelijk gedeelte. De daaropvolgende breuk is vrijwel gelijk 1 bij lage frequenties, maar neemt af bij toenemende frequentie. De waarde van deze breuk kan men uitzetten als functie van de frequentie  $f$ , voor verschillende parameterwaarden  $RC$ , hetgeen in fig. 23 is geschied. Daarin is langs de verticale as voor de waarde 1 geschreven 100%, enz., zodat men dus eigenlijk uit deze kromme afleest de werkelijke versterking als een percentage van de versterking die met een zuivere weerstand zou worden bereikt.

Deze kromme is van onmiddellijk nut bij het vaststellen van een grens voor de koppelweerstand  $R_a$  (zie VI A § 2). Als hoogste waarde wordt meestal  $R_a = 0,3 \text{ M}\Omega$  aangenomen, terwijl men als inwendige weerstand van de voorversterkbuis ongeveer  $1 \text{ M}\Omega$  kan aannemen. Verder volgt in het volledige schema van de versterktrap (fig. 4), na de koppelweerstand  $R_a$ , nog de roosterweerstand van de eindbuis, die via een blokkeringscondensator parallel aan  $R_a$  is geschakeld. Ongetwijfeld zou het juister zijn geweest direct de impedantie en de overdracht van deze gehele combinatie te berekenen. Men zou dan echter een resultaat verkrijgen dat van veel meer parameters afhankelijk is. Men is dus gewoon, de roosterlekweerstand direct parallel geschakeld te denken aan  $R_a$ , wat zeker toelaatbaar is voor de hogere frequenties. In het hier te behandelen voorbeeld ontstaat dus  $R$  uit de parallelschakeling van  $1 \text{ M}\Omega$ ,  $0,3 \text{ M}\Omega$  en  $0,7 \text{ M}\Omega$ , waaruit volgt:  $R = 0,17 \text{ M}\Omega$ . Schat men nu de parallelcapaciteit  $C$ , ten gevolge van bedrading enz., op  $60 \text{ pF}$ , dan

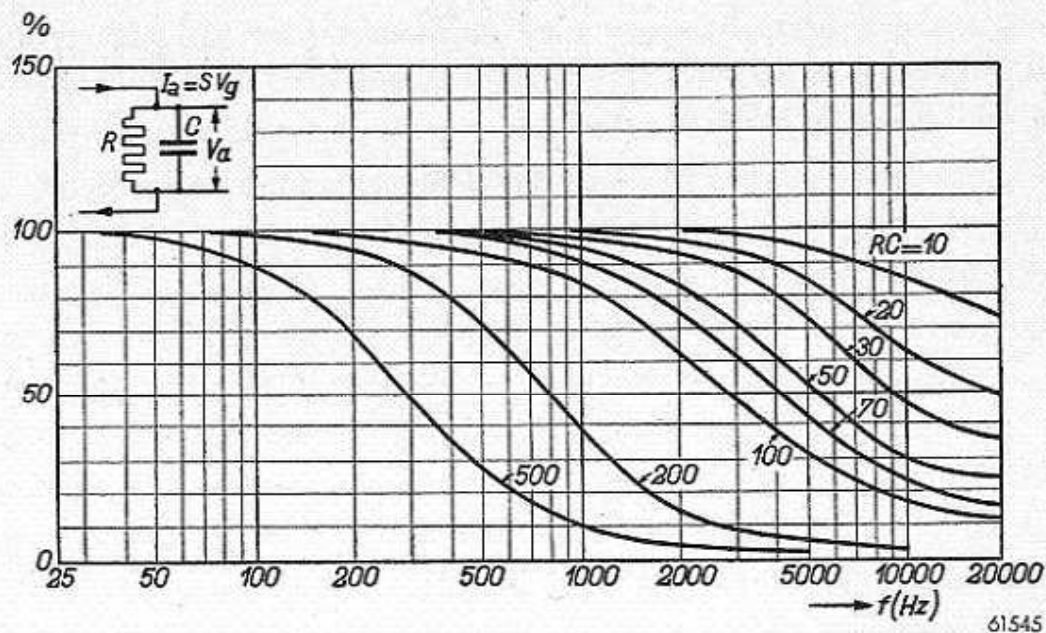


Fig. 23. Relatieve versterking als functie van de frequentie, met de  $RC$ -parallelschakeling als parameter voor een L.F. versterktrap met weerstandskoppeling.



wordt de parameter  $RC = 10$  ( $R$  in  $M\Omega$  en  $C$  in pF). Uit de krommen blijkt dan, dat in dit geval de versterking bij 5000 Hz nog 95% bedraagt van die bij de laagste frequenties.

Men kan dus zeggen, dat door  $R_a$  niet hoger te kiezen dan 0,3  $M\Omega$ , nog niet merkbaar wordt ingegrepen in de gelijkmatige versterking van alle frequenties. Men kan nu nog nagaan welke invloed het opzettelijk vergroten van de parallelcapaciteit ten gevolge heeft. Soms wordt nl. daartoe overgegaan om het doordringen van H.F. of M.F. spanning naar de eindtrap tegen te gaan. Uit de figuur is nu direct na te gaan wat gebeurt, indien  $C$  bijv. tot 180 pF wordt vergroot. Dan wordt  $RC = 30$ , en uit de desbetreffende kromme blijkt, dat dan bijv. de 5000 Hz ongeveer 25% minder sterk wordt weergegeven dan het gebied tot 1000 Hz.

Men ziet ook onmiddellijk wat men zou kunnen doen om de hogere frequenties tot op een bepaald percentage te onderdrukken (onderdrukking van naaldgeruis in een grammofoonversterker). Om de 10 000 Hz tot op 15% te onderdrukken, zou men  $RC = 100$  moeten maken, dus  $C = 600$  pF. De gevolgen daarvan voor het gebied tussen 200 Hz en 10 000 Hz worden in één oogopslag duidelijk uit het verloop van de desbetreffende kromme in fig. 23, en daaruit blijkt dan dat dit eenvoudige middel niet ideaal is.

Ten slotte moet erop worden gewezen, dat de parallelschakeling van  $R$  en  $C$  ook voorkomt als belasting van de diodedetector en daar eveneens op de hier beschreven wijze de frequentiearakteristiek beïnvloedt. In de plaats van  $R_i$  komt dan de inwendige weerstand van de diodeschakeling die in hoofdstuk V B, § 13 werd aangeduid met  $R_{LF}$ .

### § 3. Het RC-koppelement

In fig. 4 worden op twee plaatsen wisselspanningen overgedragen via een RC-koppeling, gevormd door de blokkeringscondensator en de roosterweerstand van de voorbuis, resp. eindbuis.

Voegt men een dergelijk koppel-element toe aan het principe-schema fig. 1a, waarin als koppel-impedantie een zuivere weerstand  $R_a$  was genomen, dan ontstaat fig. 24. Hierin kan men ter vereenvoudiging de parallelschakeling

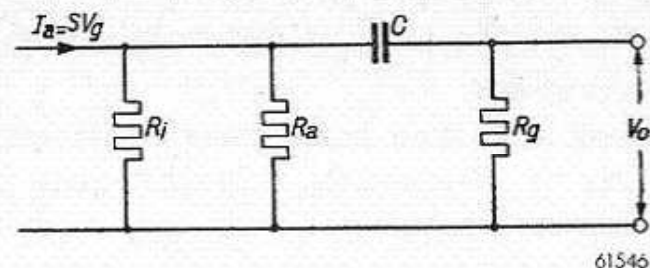


Fig. 24. Vervangingschema van een versterkbuis met weerstandskoppeling (de parallelcapaciteit is verwaarloosd), waarin de versterkbuis is voorgesteld als een stroomgenerator met een stroom  $I_a = S V_g$ .

van  $R_i$  en  $R_a$  vervangen door een weerstand  $R'$ . Verder mag in een dergelijk schema, wat betreft de uitgangsspanning  $V_o$ , de stroombron  $I_a = S V_g$  worden vervangen door een spanningsbron  $V_i = S V_g R'$ ,

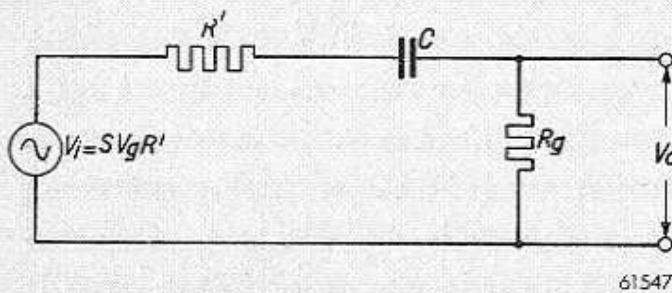


Fig. 25. Vervangingsschema van fig. 24, waarin de stroomgeneratorschakeling is getransformeerd in een spanningsgeneratorschakeling.

in serie geschakeld met  $R'$ , zoals is voorgesteld in fig. 25. Op deze wijze is het zeer eenvoudig de aan de eindbuis toegevoerde wisselspanning  $V_o$  te berekenen als een op  $R_g$  afgetakt gedeelte van  $V_i$ , dus:

$$V_o = S V_g R' \frac{R_g}{R' + R_g + 1/j\omega C},$$

of:

$$V_o = S V_g \frac{R' R_g}{R' + R_g} \frac{(R' + R_g) j\omega C}{1 + (R' + R_g) j\omega C} \dots \dots \dots \quad (\text{VI C 4})$$

Hieruit volgt voor de absolute waarde van de versterking:

$$\frac{V_o}{V_g} = S \frac{R' R_g}{R' + R_g} \frac{\omega (R' + R_g) C}{\sqrt{1 + \omega^2 (R' + R_g)^2 C^2}} = SR \frac{\omega (R' + R_g) C}{\sqrt{1 + \omega^2 (R' + R_g)^2 C^2}} \quad (\text{VI C 5})$$

In de laatste vorm van vgl. (VI C 5) is weer  $R$  geschreven voor de parallelschakeling van  $R'$  en  $R_g$ , dus van  $R_i$ ,  $R_a$  en  $R_g$ . Evenals in de vorige paragraaf, vindt men hier weer de versterking uitgedrukt in een constant deel  $SR$ , vermenigvuldigd met een van de frequentie afhankelijke factor. In dit geval echter nadert deze factor de waarde 1 bij toenemende frequentie, en de invloed van het koppellement wordt pas belangrijk bij de lagere frequenties. Door deze omstandigheid was het wel geoorloofd in deze paragraaf de aanwezigheid van parallelcapaciteit te verwaarlozen, wat natuurlijk de gehele beschouwing aanzienlijk vereenvoudigt.

Ook hier kan men weer de frequentie-afhankelijke breuk uitzetten tegen de frequentie, waarbij ditmaal het product  $(R' + R_g) C$  als parameter optreedt ( $C$  is hier de koppelcondensator). Deze krommen zijn weergegeven in fig. 26.

Nu kan in de eerste plaats worden nagegaan, hoe in een normaal geval de weergave van de lage frequenties wordt beïnvloed door de  $RC$ -koppeling. In de praktische schakeling van fig. 4 nemen wij weer  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_a = 0,3 \text{ M}\Omega$ , dus  $R' = 0,23 \text{ M}\Omega$ . Verder is  $C = 10\,000 \text{ pF}$

en  $R_g = 0,7 \text{ M}\Omega$ . Daaruit volgt voor de parameter:

$$(R' + R_g) C = 0,93 \times 10\,000 = \text{ca. } 10\,000.$$

Neemt men aan, dat als laagste frequentie in het hoorbare gebied, 25 Hz in aanmerking komt, dan ziet men dat deze 15% minder sterk wordt weergegeven dan het grootste deel van het spectrum. Verder

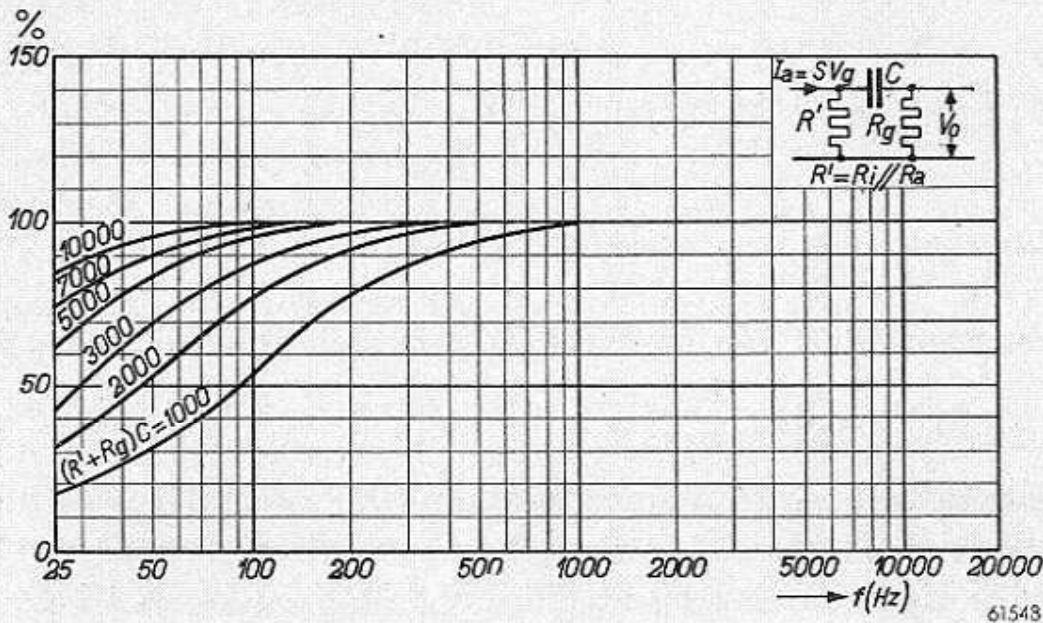


Fig. 26. Relatieve versterking als functie van de frequentie met  $(R' + R_g) C$  als parameter voor een L.F. versterktrap met weerstandskoppeling.

blijkt, dat inderdaad in de meest normale gevallen de RC-koppeling en de parallelcapaciteit (§ 2) elk hun eigen gebied van invloed hebben, zodat zij onafhankelijk van elkaar kunnen worden beschouwd. Ook hier blijkt weer, dat het onderdrukken van bepaalde frequenties (bijv. een bromstoring van 50 Hz) mogelijk is door het product  $(R' + R_g) C$  klein te kiezen, maar dat men dan ook een groot stuk aangrenzend gebied mede beïnvloedt. Hierin kan men verbetering aanbrengen (en dat geldt ook voor het onderdrukken van hoge frequenties door vergroten van de parallelcapaciteit) door het middel niet te sterk, maar meermalen na elkaar toe te passen.

Het RC-element vóór de voorversterkbuis in fig. 4 volgt niet op een versterkbuis met anodeweerstand, maar vrijwel steeds op de volumeregelaar (fig. 27) die in de diodeketen is opgenomen of aan een grammofoonopnemer is aangesloten. Als de spanning aan

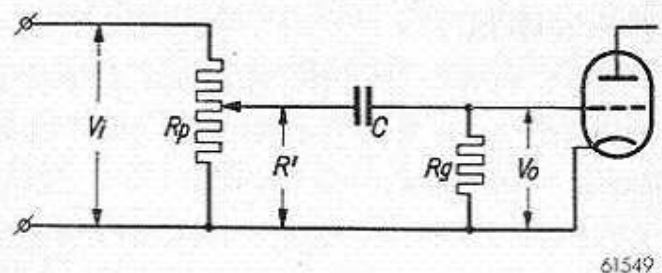


Fig. 27. L.F. versterkbuis met voorafgaande koppeling met de potentiometer voor geluidssterkeregelung.

de ingangsklemmen van deze potentiometer  $V_i$  is, kan men wel zeggen dat de stroom naar de potentiometer gelijk is aan  $I = \frac{V_i}{R_p}$ , daar het lopercontact meestal tamelijk ver „naar beneden” is gedraaid. Deze stroom speelt hier nu dezelfde rol als de stroom  $I_a = S V_g$  in de laatst besproken combinatie, zodat men nu geheel analoog afleidt:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{R_p} \frac{R' R_g}{R' + R_g} \frac{\omega (R' + R_g) C}{\sqrt{1 + \omega^2 (R' + R_g)^2 C^2}} = \\ &= \frac{R}{R_p} \frac{\omega (R' + R_g) C}{\sqrt{1 + \omega^2 (R' + R_g)^2 C^2}} \quad \text{. . . (VI C 6)} \end{aligned}$$

Het constante deel van de overdracht is hier, wat wel te verwachten was, de deelverhouding  $\frac{R}{R_p}$  ( $R$  is de parallelschakeling van  $R'$  en  $R_g$ ).

In de parameter van de frequentie-afhankelijke factor treedt nu op de weerstand  $R' + R_g$ . Deze is practisch wel van dezelfde orde van grootte als in de vorige combinatie, nl.  $R' < 0,5 \text{ M}\Omega$ , en  $R_g = 1 \text{ M}\Omega$ . Het is dus logisch ook hier voor  $C$  een waarde van bijv.  $10\,000 \text{ pF}$  te kiezen, waardoor dit koppellement zich juist zo gedraagt als dat voor de eindbuis. Het eindresultaat is dan, dat beide koppellementen tezamen van de  $25 \text{ Hz}$  ongeveer  $30\%$  zullen doen verloren gaan t.o.v. de rest van het frequentiegebied.

#### § 4. RC-combinaties in de voeding

Bij de voeding van de verschillende electroden der versterkbuizen gebruikt men op enige plaatsen weerstanden en capaciteiten, welke dienen voor de afvlakking van bromspanningen of voor de ont koppeling van de diverse electroden, maar die daarnaast onvermijdelijk enige invloed hebben op de frequentiekaracteristiek. Hoewel zij verschillend in uitwerking zijn, zullen hier drie gevallen in één paragraaf worden behandeld.

Het eerste te behandelen geval betreft de voeding van het schermrooster van een penthode (of tetrode) voorversterker of eindbuis. In zeer vele gevallen wordt het schermrooster over een serieweerstand gevoed, waarbij dan het schermrooster via een condensator wordt verbonden met de kathode (fig. 28). De serieweerstand heeft dikwijls ten doel de schermroostergelijkspanning te verlagen ten opzichte van de anodespanning, terwijl dan de condensator het optreden van wissel-

spanningen aan het schermrooster moet beperken. Deze RC-combinatie dient dikwijls ook voor het afvlakken van brom- of andere stoorspanningen, die eventueel nog over de anodespanning gesuperponeerd kunnen zijn, dus voor de ont koppeling van de schermrooster- en anodespanning.

Een werkelijk volledige afvlakking van de schermroosterspanning kan echter slechts worden bereikt als de condensator  $C_{g2}$  oneindig groot zou zijn. Practisch kan men niet belletten dat de wisselstroom in de schermroosterkring, veroorzaakt door een stuurspanning  $V_i$ , een, zij het geringe, wisselspanning over  $C_{g2}$  veroorzaakt die de anodestroom beïnvloedt. De anodestroom zal dus uit twee componenten bestaan: één die direct het gevolg is van de stuurspanning  $V_i$ , en een tweede die het gevolg is van de wisselspanning aan het schermrooster; door de aanwezigheid van  $C_{g2}$  zal deze wisselspanning van de frequentie afhankelijk zijn, dus ook de totale anodewisselstroom.

Voor een globale berekening van deze terugwerking van het schermrooster, zijn de in fig. 28 getekende elementen voldoende. Het schermrooster van de penthode, dat met de kathode is verbonden, voert geen wisselspanning en speelt dus hier geen rol. De berekening wordt aanzienlijk vereenvoudigd, door aan te nemen dat bij de beschouwde buistypen de kathodestroom nauwelijks wordt beïnvloed door de anodespanning (zeer hoge inwendige weerstand), maar practisch alleen door de stuurspanning  $V_i$  en een eventuele wisselspanning  $V_{g2}$  aan het schermrooster. Deze vereenvoudiging is bij de gebruikelijke verhoudingen tussen  $Z_a$  en  $R_i$  zeker toelaatbaar.

De stroom, die nu, bepaald door de gezamenlijke stuurwerking van  $V_i$  en  $V_{g2}$ , het stuurrooster passeert, verdeelt zich in een bepaalde verhouding over de anode en het schermrooster. Indien deze verhouding is  $K$  tot 1, is ook de steilheid van stuurrooster naar anode  $K$  maal zo groot als de steilheid van stuurrooster naar schermrooster, dus:

$$S_{g1a} = K S_{g1g2} \dots \dots \dots \quad (\text{VI C } 7)$$

Let men alleen op de wisselspanning  $V_{g2}$  aan het schermrooster, dan veroorzaakt deze in de anodeketen een wisselstroom  $S_{g2a} V_{g2}$ , en in

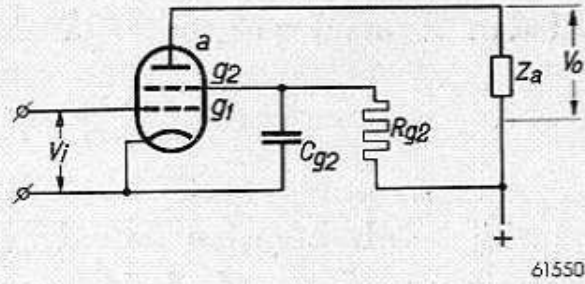


Fig. 28. Principeschema van een L.F. versterkpenthode, waarbij het schermrooster wordt gevoed via een serieweerstand  $R_{g2}$ , die, in combinatie met de ont-koppelcondensator  $C_{g2}$ , dezelfde invloed heeft als de RC-koppelcombinatie.

de schermroosterketen een stroom  $I_{g2} = \frac{V_{g2}}{R_{ig2}}$ ; de anodewisselstroom zal dan  $K$  maal zo groot zijn als de schermroosterwisselstroom, dus:

$$S_{g2a} = K \frac{1}{R_{ig2}}, \dots \dots \dots \quad (\text{VI C 8})$$

waarbij wordt afgezien van de geringe invloed van  $V_{g2}$  op  $K$ . Zijn de spanningen  $V_i$  en  $V_{g2}$  beide aanwezig, dan moet men voor de anodestroom  $I_a$  schrijven:

$$I_a = S_{g1a} V_i + S_{g2a} V_{g2} \dots \dots \dots \quad (\text{VI C 9})$$

Een eerste vraag is nu natuurlijk, hoe groot  $V_{g2}$  is. Deze vraag wordt snel beantwoord, door de buis tot en met het schermrooster op te vatten als een triode (immers, de anode wordt verondersteld geen invloed uit te oefenen), in de „anode” kring belast met  $Z_{g2}$ , de parallelschakeling van  $R_{g2}$  en  $C_{g2}$ . Uit het vervangingschema volgens fig. 1 volgt dan:

$$V_{g2} = - S_{g1g2} V_i (R_{ig2} // Z_{g2}) = - S_{g1g2} V_i \frac{R_{ig2} \cdot Z_{g2}}{R_{ig2} + Z_{g2}} \dots \quad (\text{VI C 10})$$

Deze vorm voor de schermroosterwisselspanning kan nu in vgl. (VI C 9) worden gesubstitueerd, waarbij tevens worden ingevoerd [volgens (VI C 7)]  $S_{g1g2} = \frac{S_{g1a}}{K}$  en  $S_{g2a} = K \frac{1}{R_{ig2}}$  [volgens (VI C 8)], zodat de minder gebruikelijke grootheden  $S_{g1g2}$  en  $S_{g2a}$  verdwijnen. Men verkrijgt dan:

$$I_a = S_{g1a} V_i - V_i \frac{S_{g1a}}{K} K \frac{1}{R_{ig2}} \frac{R_{ig2} Z_{g2}}{R_{ig2} + Z_{g2}} = S_{g1a} V_i \left( 1 - \frac{Z_{g2}}{R_{ig2} + Z_{g2}} \right),$$

of:

$$I_a = S V_i \frac{R_{ig2}}{R_{ig2} + Z_{g2}} \dots \dots \dots \quad (\text{VI C 11})$$

In deze laatste vorm is het niet meer nodig de steilheid te onderscheiden door een speciale index. Met  $S$  wordt nu, evenals tevoren met  $S_{g1a}$ , bedoeld de normale steilheid van stuurrooster tot anode.

Als wordt afgezien van de terugwerking van het schermrooster, dit is, wanneer  $Z_{g2} = 0$ , vindt men voor de anodewisselstroom  $I_a = S V_i$ , zoals in de vorige paragrafen steeds werd aangenomen. Deze waarde moet dus in vele gevallen worden gecorrigeerd met de breuk in vgl.

(VI C 11), die, wegens de aanwezigheid van een capacitief element in  $Z_{g2}$ , in het algemeen van de frequentie afhankelijk is. De breuk is niet van de frequentie afhankelijk als  $Z_{g2}$  bestaat uit de zuivere weerstand  $R_{g2}$ , dus indien de afvlakcondensator  $C_{g2}$  wordt weggelaten. Dan wordt echter de normale versterking gereduceerd in de verhouding:

$$a = \frac{R_{ig2}}{R_{ig2} + R_{g2}} \dots \dots \dots \text{(VI C 12)}$$

Voor de EF 22 als L.F. versterker wordt bijv. voorgeschreven  $R_{g2} = 0,8 \text{ M}\Omega$ . De waarde van  $R_{ig2}$  is bij deze buis van de orde van  $25\,000 \Omega$ , zodat de reductie zou bedragen:

$$a = \frac{25\,000}{825\,000} = 0,03.$$

Hieruit volgt wel, dat men in elk geval  $Z_{g2}$  veel lager moet maken, dus dat men wel een afvlakcondensator moet toepassen.

Bij eindbuizen zou het weglaten van de afvlakcondensator eventueel in aanmerking komen, als de anodevoedingsspanning voldoende vrij van rimpel is, en een weerstand in serie met het schermrooster wordt geschakeld om de schermroosterspanning te verlagen. Dit komt bijv. voor bij de CL 2 op een anodespanning van 200 V en een schermroosterspanning van 100 V.  $R_{g2}$  wordt dan door de grotere schermroosterstroom wel aanzienlijk lager dan in het vorige voorbeeld,  $R_{ig2}$  echter eveneens, zodat de reductie dan toch te groot wordt.

Uit een en ander blijkt dus wel dat, indien  $Z_{g2}$  aanwezig is, deze steeds zal bestaan uit een RC-parallelschakeling. Om nu de berekening overzichtelijk te houden, zullen wij aannemen dat  $C_{g2}$  zó groot wordt genomen, dat  $Z_{g2}$  practisch alleen daardoor wordt bepaald, dus:

$$Z_{g2} = \frac{1}{j\omega C_{g2}}.$$

Vooraf voor de voorversterkbuisc zal dit wel steeds het geval zijn. Dan wordt de correctiefactor uit vgl. (VI C 11):

$$a = \frac{R_{ig2}}{R_{ig2} + 1/j\omega C_{g2}} = \frac{R_{ig2} j\omega C_{g2}}{R_{ig2} j\omega C_{g2} + 1},$$

of, in absolute waarde:

$$a = \frac{R_{ig2} \omega C_{g2}}{\sqrt{R_{ig2}^2 \omega^2 C_{g2}^2 + 1}} \dots \dots \dots \text{(VI C 13)}$$

Dit is dezelfde vorm als die welke verkregen werd in § 3 voor de  $RC$ -koppeling, en men kan dus ook hier gebruik maken van de krommen van fig. 26, met dien verstande, dat men voor  $R$  invult de inwendige schermroosterweerstand  $R_{ig2}$ .

In het praktische schema fig. 4 werd  $C_{g2} = 0,5 \mu F$  aangenomen, zodat met  $R_{ig2} = 0,025 M\Omega$  als parameter wordt verkregen:

$$RC = 0,025 \times 500\,000 = 12\,500.$$

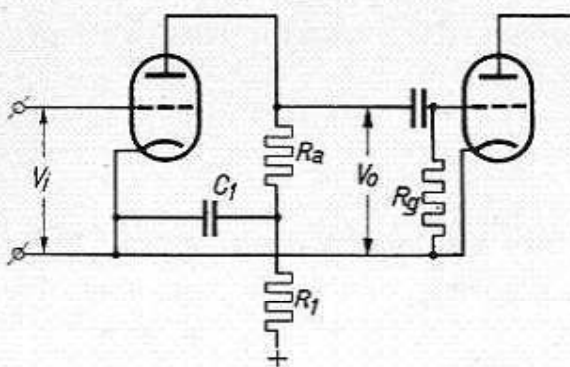
Men ziet in fig. 26 direct, dat bij een dergelijke waarde de laagste hoorbare frequenties nog weinig worden beïnvloed, maar dat, wat deze terugwerking betreft,  $C_{g2}$  niet veel kleiner moet worden genomen.

Als een voor de hand liggend voorbeeld bij de eindbuizen werd reeds de CL 2 genoemd. Deze buis heeft een  $R_{ig2} = 6500 \Omega$ . Vlakt men nu het schermrooster van deze buis af met  $1 \mu F$ , dan wordt:

$$RC = 0,0065 \times 10^6 = 6500.$$

Uit de kromme voor  $RC = 7000$  in fig. 26 ziet men, dat ook in dit geval de hoorbare frequenties nog niet sterk worden beïnvloed, maar dat ook hier  $C_{g2}$  niet veel zou moeten worden verkleind.

Hier kan nog eens worden herhaald wat reeds in § 3 werd gezegd, nl. dat men door de juiste dimensionering van  $RC$ , de onderdrukking van bepaalde lage frequenties kan verkrijgen. Een enigermate scherpe begrenzing van het te onderdrukken gebied verkrijgt men eerst door dit middel enige malen toe te passen. In totaal zijn daarvoor nu reeds vier plaatsen aan te wijzen: de twee  $RC$ -koppellementen en twee schermroosterafvlakkingen. Twee andere plaatsen zullen nog ter sprake komen.



††519

Fig. 29. Principeschema van een L.F. versterkbuis met afvlakweerstand  $R_1$  en —condensator  $C_1$ .

Een tweede geval van beïnvloeding van de frequentiearakteristiek door het voedingssysteem, betreft de afvlakking van de anodespanning van de voorversterkbuis. In vele gevallen wordt de anodespanning van deze buis nog eens afzonderlijk afgevlakt door een eenvoudig  $RC$ -filter, zoals in fig. 29 is voorgesteld. Daar de kathoden van de verschillende buizen geen wisselspanning voeren, dus, wat wisselspanning betreft, aan elkaar verbonden kunnen worden gedacht, moet de uitgangsspanning  $V_a$  in fig. 29 worden gemeten over de serieschakeling



van  $R_a$  en  $C_1$ . Daarbij staat eigenlijk parallel aan  $C_1$  nog de afvlakweerstand  $R_1$ , maar aangezien deze voor een goede afvlakking groot moet zijn, willen wij hem hier verwaarlozen. De koppelimpedantie in de voortrap wordt dus gevormd door  $R_a$  en  $C_1$  in serie, en is dus:

$$Z_a = 1/j\omega C_1 + R_a,$$

of, in absolute waarde:

$$Z_a = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 R_a^2 C_1^2}}{\omega C_1} \dots \dots \dots \text{(VI C 14)}$$

Voor de versterking kan men nu schrijven:

$$\frac{V_o}{V_i} = SZ_a = SR_a \frac{\sqrt{1 + \omega^2 R_a^2 C_1^2}}{\omega R_a C_1} \dots \dots \dots \text{(VI C 15)}$$

Ook in dit geval herkent men weer een correctiefactor, die nu 1 nadert bij toenemende frequentie, en die

bij de lage frequentie groter wordt dan 1. Het verloop van deze factor is, voor verschillende parameters  $R_a C_1$ , weergegeven in fig. 30. Kiest men een kromme, waarbij de frequentie 50 Hz slechts 5% sterker wordt weergegeven dan het hogere gebied, dan blijkt het RC-product 10 000 te moeten zijn. Bij een koppelweerstand van 0,2 MΩ is een afvlakcondensator van 50 000 pF voldoende om dit te bereiken. Dit is een betrekkelijk kleine waarde. In verband met de eigenlijke functie van deze condensator zal hij meestal wel groter zijn, zodat men kan concluderen, dat in het algemeen de invloed op de frequentie karakteristiek gering zal zijn.

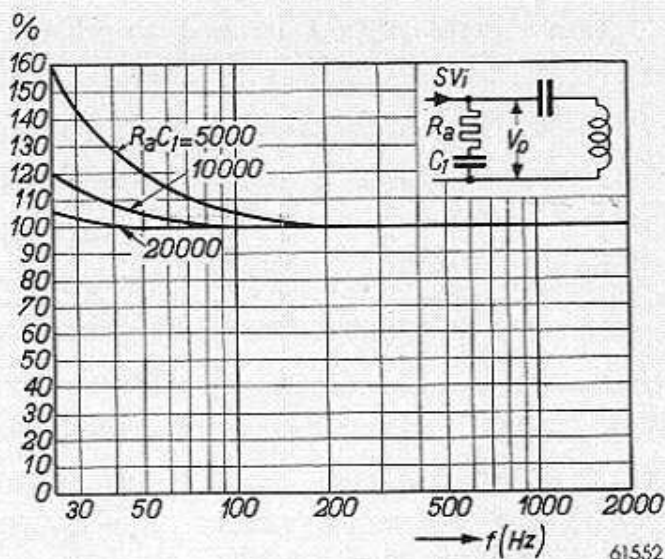


Fig. 30. Relatieve versterking als functie van de frequentie, met  $R_a C_1$  (fig. 29) als parameter.

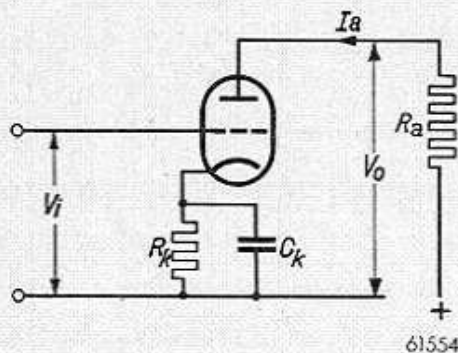
In bepaalde gevallen echter kan men door een bepaalde keuze van  $C_1$  met voordeel deze invloed vergroten. Vergelijkt men de formules (VI C 15) en (VI C 5) met elkaar, dan valt een eigenaardige overeenkomst tussen de beide correctiefactoren op. De ene breuk is het omgekeerde van de andere, indien men de parameters  $(R' + R_g) C$  en  $R_a C_1$  aan elkaar gelijk maakt. Dit betekent, dat dan het product van beide correctiefactoren,

onafhankelijk van de frequentie, gelijk 1 wordt; men kan dus de invloed van één  $RC$ -koppellement op de frequentiearakteristiek teniet doen door het aanbrengen van een geschikte afvlakcondensator in de anodekring van de versterkbuis. Hiervan wordt wel gebruik gemaakt in meetversterkers, waar veel waarde wordt gehecht aan frequentieonafhankelijkheid.

Volledigheidshalve zij er nog op gewezen dat, voor zeer lage frequenties, de formule (VI C 15) en het verloop van de krommen van fig. 30 niet meer met de werkelijkheid overeenstemmen. Dan mag nl. de aanwezigheid van de afvlakweerstand niet meer worden verwaarloosd. In tegendeel, als de frequentie nul nadert, moet men  $C_1$  wegdenken en rekening houden met  $R_1$ . Dit komt hierop neer, dat de werkelijke koppelweerstand bestaat uit  $R_a + R_1$  en de versterking weer onafhankelijk is van de frequentie, maar groter is dan voor de hoge tonen. In werkelijkheid zullen dus links de krommen niet omhoog blijven lopen, maar daar weer een horizontaal gedeelte volgen.

Een derde plaats in het voedingssysteem, waar beïnvloeding van de frequentiearakteristiek plaats heeft, vindt men ten slotte in de kathodeleiding van elke buis met automatische negatieve voorspanning. Deze voorspanning wordt verkregen als spanningsval over een in de kathode geschakelde weerstand  $R_k$  (fig. 31). Daar over deze weerstand bovendien een wisselspanning zou optreden als gevolg van de anodewisselstroom, en deze wisselspanning in tegenfase in de roosterkring terecht komt (stroom-tegenkoppeling), wordt  $R_k$  door een condensator  $C_k$  overbrugd. Daarmede trachten men de wisselstroomimpedantie in de kathodeleiding nul te maken, hetgeen slechts voor een bepaald frequentiegebied voldoende wordt bereikt. Bij lager wordende frequentie zal de invloed van de kathode-impedantie merkbaar worden.

Fig. 31. Principeschema van een L.F. versterkbuis met kathodeweerstand  $R_k$  en ont-koppelcondensator  $C_k$ .



Daar over deze weerstand bovendien een wisselspanning zou optreden als gevolg van de anodewisselstroom, en deze wisselspanning in tegenfase in de roosterkring terecht komt (stroom-tegenkoppeling), wordt  $R_k$  door een condensator  $C_k$  overbrugd. Daarmede trachten men de wisselstroomimpedantie in de kathodeleiding nul te maken, hetgeen slechts voor een bepaald frequentiegebied voldoende wordt bereikt. Bij lager wordende frequentie zal de invloed van de kathode-impedantie merkbaar worden.

Als men dit effect berekent voor een penthode, mag voor de anodewisselstroom worden geschreven:

$$I_a = S V_g \dots \dots \dots \text{(VI C 16)}$$

Hierin is de roosterwisselspanning  $V_g$  de som van de ingangsspanning  $V_i$  en de wisselspanning  $V_k$  in de kathodeleiding. Deze laatste bedraagt:

$$V_k = -I_a (R_k // 1/j\omega C_k).$$

Na uitwerken verkrijgt men:

$$V_k = -I_a \frac{R_k}{j\omega R_k C_k + 1} \dots \dots \dots \text{(VI C 17)}$$

Dit, ingevuld in (VI C 16), geeft:

$$I_a = S \left( V_i - I_a \frac{R_k}{j\omega R_k C_k + 1} \right), \text{ of:}$$

$$I_a \left( 1 + \frac{SR_k}{j\omega R_k C_k + 1} \right) = S V_i,$$

$$I_a = S V_i \frac{j\omega R_k C_k + 1}{j\omega R_k C_k + 1 + SR_k} \dots \dots \dots \text{(VI C 18)}$$

Belangrijk is hier weer de absolute waarde:

$$I_a = S V_i \frac{\sqrt{\omega^2 R_k^2 C_k^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 R_k^2 C_k^2 + (1 + SR_k)^2}} \dots \text{(VI C 19)}$$

Men zal gemakkelijk inzien, dat de correctiefactor in deze formule 1 nadert bij toenemende frequentie, waardoor men dan weer de normaal gebruikte vergelijking  $I_a = S V_i$  verkrijgt.

Wil men nu de correctiefactor als functie van de frequentie uitzetten, dan treden ditmaal twee parameters op, nl. de producten  $R_k C_k$  en  $SR_k$ .

Een eenvoudige voorstelling is daardoor niet mogelijk. Als men echter het product  $SR_k$  vastlegt op 1, een waarde die ligt tussen hetgeen voorkomt bij veel gebruikte voortrappen (ca. 0,8) en veel gebruikte eindtrappen (ca. 1,5), dan blijft als parameter over  $R_k C_k$ , en kan men de correctiefactor weergeven als in fig. 32. Het verloop van deze kromme doet sterk denken aan dat van fig. 26, en het effect van de kathodecondensator en de weerstand is dus vergelijkbaar met dat van de RC-koppeling en van de schermroosterafvlakking.

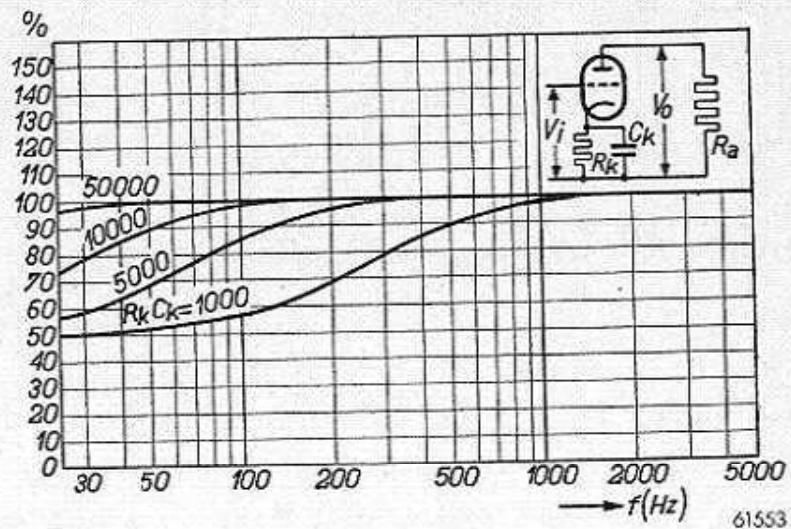


Fig. 32. Relatieve versterking als functie van de frequentie met  $R_k C_k$  (fig. 31) als parameter, waarbij  $SR_k = 1$  is genomen.

Men kan nu nog snel nagaan hoe groot het effect is in normaal voorkomende gevallen. Voor de EBC 41 wordt een kathodeweerstand van  $1800 \Omega$  voorgeschreven. Meestal gebruikt men een afvlakcondensator van  $50 \mu\text{F}$ , waardoor het  $RC$ -product wordt:

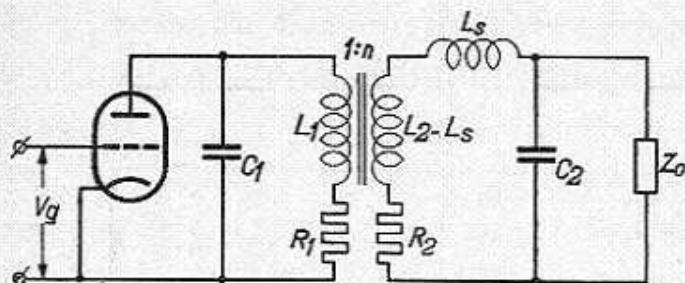
$$R_k C_k = 1800 \times 50 = 90\,000.$$

Bij een dergelijk hoge waarde is van een beïnvloeding van hoorbare tonen nauwelijks sprake.

Bij eindbuizen is de kathodeweerstand ongeveer 10 maal zo klein (EL 41 krijgt  $170 \Omega$ ). Dan wordt dus  $R_k C_k = \text{ca. } 8500$ , en wordt de frequentie  $50 \text{ Hz}$  reeds verzwakt weergegeven.

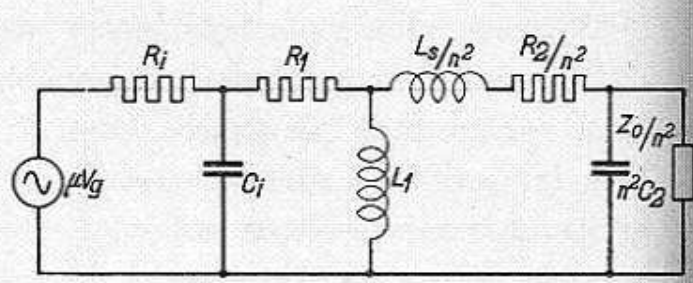
### § 5. De L.F. transformator

Terwijl het voor de berekeningen in A § 4 voldoende was een z.g. ideale transformator te beschouwen, moeten, om de beïnvloeding van de frequentiearakteristiek na te gaan, de bijzonderheden van de praktische transformator in aanmerking worden genomen. Dat zijn de eindige primaire zelfinductie, de spreidingszelfinductie en de capaciteiten van de wikkelingen. Het volledige schema van een versterkbuis met de daarachter geplaatste transformator is voorgesteld in fig. 33.



61555

Fig. 33. Principeschema van een L.F. versterkbuis met transformator koppeling.



61556

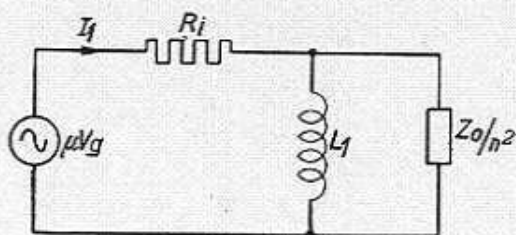
Fig. 34. Vervangingschema van fig. 33, waarin de grootheden in de secundaire keten van de transformator zijn getransformeerd naar de primaire zijde.

Hierin is  $L_s$  de aan de secundaire zijde gedachte spreidingszelfinductie. Het restant van de secundaire zelfinductie  $L_2 - L_s$  denkt men zich dan gekoppeld met  $L_1$  met een koppelfactor 1, en een transformatieverhouding  $n$ , gelijk aan  $k$  maal de windingsverhouding.

De koppelfactor  $k = \sqrt{\frac{M}{L_1 L_2}}$  is bij ijzerkerntransformatoren meestal niet veel kleiner dan 1. De transformator is secundair belast met een impedantie  $Z_o$ , waarmede de roosterweerstand van een volgende buis,

of ook een luidspreker kan zijn voorgesteld. Op de bekende wijze kan voor dit schema een vervangingsschema worden getekend volgens fig. 34. Indien men met behulp van dit laatste schema de stroom door de denkbeeldige belasting  $Z_o/n^2$  berekent, is de werkelijk door  $Z_o$  vloeiende stroom  $n$  maal zo klein. De werkelijke spanning aan  $Z_o$  is  $n$  maal de aan  $Z_o/n^2$  berekende spanning.

Uit het algemene vervangingsschema volgens fig. 34 kunnen nu telkens de gedeelten naar voren worden gebracht die in bepaalde gevallen van belang zijn. Beschouwt men eerst het gebied der laagste frequenties, dan is het toelaatbaar de aanwezigheid der parallelcapaciteiten te verwaarlozen. Deze capaciteiten kunnen van de orde van 100 à 200 pF zijn, en hun impedanties zijn bij lage frequenties zeer hoog t.o.v. die der verschillende zelfinducties. Verder is in de linkerboventak van fig. 34,  $R_1$  te verwaarlozen tegenover de vrij hoge waarde van  $R_i$ , en in de rechterboventak zijn evenzo  $R_2/n^2$  en  $L_s/n^2$  te verwaarlozen t.o.v.  $Z_o/n^2$ . Voor de lage frequenties blijft dan over het vervangingsschema volgens fig. 35. De stroom door de getransformeerde belastingsimpedantie laat zich nu vrij eenvoudig berekenen. De spanningsbron  $\mu V_g$  levert een stroom:



61557

Fig. 35. Vervangingsschema van fig. 34 voor het lage frequentiegebied.

$$I_1 = \frac{\mu V_g}{R_i + \left( j\omega L_1 // \frac{Z_o}{n^2} \right)},$$

en deze stroom verdeelt zich over de takken  $j\omega L_1$  en  $Z_o/n^2$ . Het  $n^e$  gedeelte van de stroom door  $Z_o/n^2$  vloeit in werkelijkheid door  $Z_o$ , dus:

$$I_2 = \frac{1}{n} \frac{\mu V_g}{R_i + \left( j\omega L_1 // \frac{Z_o}{n^2} \right)} \frac{j\omega L_1}{j\omega L_1 + Z_o/n^2} \dots \quad (\text{VI C 20})$$

Na omwerken vindt men:

$$I_2 = \frac{1}{n} \frac{\mu V_g j\omega L_1}{R_i (j\omega L_1 + Z_o/n^2) + \frac{j\omega L_1 Z_o}{n^2}},$$

$$I_2 = \frac{n\mu V_g j\omega L_1}{R_i Z_o + (n^2 R_i + Z_o) j\omega L_1} = \frac{n\mu V_g}{n^2 R_i + Z_o} \frac{\frac{n^2 R_i + Z_o}{R_i Z_o} j\omega L_1}{1 + \frac{n^2 R_i + Z_o}{R_i Z_o} j\omega L_1} \quad (\text{VI C 21})$$

In het geval van een luidsprekertransformator, waarbij de belasting  $Z_o$  wordt gevormd door het luidsprekerspoeltje, is het acoustisch effect evenredig met  $I_2$ , en is men met de berekening van deze stroom dus reeds aan het doel gekomen.

Bij een tussentransformator gaat het er om een stuurspanning voor de volgende buis te verkrijgen, d.w.z. de spanning aan  $Z_o$  is maatgevend. Deze verkrijgt men door  $I_2$  met  $Z_o$  te vermenigvuldigen. In de vergelijking (VI C 21) kan men deze factor dan toevoegen aan de eerste breuk van het laatste lid; deze breuk wordt dan gelijk aan het bedrag dat volgens vgl. (VI A 7) werd gevonden voor de uitgangsspanning van een ideale transformator.

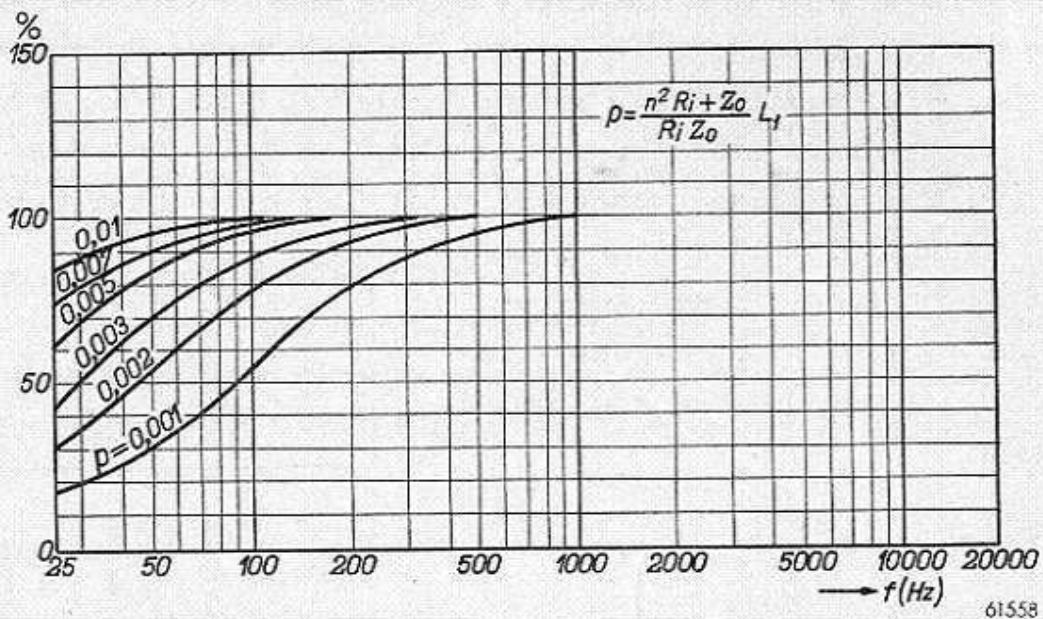


Fig. 36. Relatieve versterking als functie van de frequentie met de factor  $p$  als parameter, bij gebruik van het vervangingschema in fig. 35.

Neemt men nu aan dat  $Z_o$  van de frequentie onafhankelijk is, wat bij tussentransformatoren zeker, en bij eindtransformatoren in het beschouwde frequentiegebied bij benadering het geval is, dan herkent men weer een van de frequentie onafhankelijke en een van de frequentie afhankelijke factor, welke laatste geheel hetzelfde karakter heeft als die in vgl. (VI C 4). Deze breuk nadert 1 bij toenemende frequentie en wordt 0 bij de frequentie 0. Het product  $(R' + R_o) C$ , dat het gedrag van de frequentiekromme bepaalde bij de  $RC$ -koppeling, is hier vervangen door de grootte:

$$p = \frac{n^2 R_i + Z_o}{R_i Z_o} L_1 \dots \dots \dots \text{(VI C 22)}$$

De krommen van fig. 26 zijn nog eens weergegeven in fig. 36, nu echter

met de grootheid  $p$  van vgl. (VI C 22) als parameter, met  $R_i$  en  $Z_o$  in  $\Omega$  en  $L_1$  uitgedrukt in H.

Uit deze krommen blijkt, dat de lage frequenties (tot 25 Hz) nog maar weinig worden beïnvloed zolang de waarde van de parameter boven 0,01 blijft. Daar, zoals in de vorige paragrafen bleek, reeds op verscheidene plaatsen de lage tonen worden onderdrukt, zal men in het algemeen trachten de waarde van  $p$  volgens (VI C 22) omstreeks 0,01 te maken of deze waarde te doen naderen. Natuurlijk kan men ook hier weer een kromme met lagere parameterwaarde uitkiezen, met de bedoeling juist lagere frequenties te onderdrukken. Daar de parameter  $p$  uit vier verschillende grootheden is opgebouwd, zijn er vele mogelijkheden om tot een bepaalde waarde te komen, mogelijkheden die natuurlijk samenhangen met de soort van transformator en buizen, waarmee men heeft te maken.

Wij willen eerst beschouwen de L.F. transformator, volgend op een voorversterktriode. In het normale geval wordt de secundaire wikkeling direct op het rooster van een eindbuis met negatieve voorspanning aangesloten, waardoor er geen belasting is; dus  $Z_o = \infty$ .

Berekent men nu de secundaire spanning uit vgl. (VI C 21) door vermenigvuldiging met  $Z_o$ , dan gaat bij  $Z_o = \infty$  de waarde van de frequentie-onafhankelijke factor over in  $n\mu V_o$  en die van de parameter, volgens (VI C 22), in:

$$p = \frac{L_1}{R_i} \cdot \dots \cdot \dots \cdot \dots \quad (\text{VI C 23})$$

Nu zal  $R_i$  van de orde van 20 000  $\Omega$  zijn, en houdt men zich nu aan de zoëven genoemde eis van  $p = 0,01$ , dan volgt daaruit voor de vereiste zelfinductie:

$$L_1 = pR_i = 0,01 \times 20\,000 = 200 \text{ H.}$$

Een dergelijk hoge waarde is moeilijk te realiseren. Reeds in A § 4 werd op deze kwestie gewezen, en als praktische waarde werd genoemd een transformator met  $L_1 = 60$  H. Stelt men zich hiermede tevreden, dan wordt  $p$ , berekend volgens (VI C 23):

$$p = \frac{60}{20\,000} = 0,003.$$

Men ziet nu gemakkelijk uit fig. 36 het verloop van de frequentie-karakteristiek voor dit geval. De 50 Hz toon bijv. wordt met ca. 30%

onderdrukt t.o.v. het grootste gedeelte van het spectrum. Dit is nog vrij bevredigend te noemen.

In het geval dat de tussentransformator eindbuizen met roosterstroom stuurt, wordt dikwijls  $n^2 = \frac{1}{2}$  genomen (zie p. 16) en  $Z_o = 5000 \Omega$ . Bij dezelfde primaire zelfinductie zou men dan vinden:

$$p = \frac{10\,000 + 5000}{20\,000 \times 5000} \times 60 = 0,009.$$

Hier blijkt dus gemakkelijker een grote waarde van  $p$  te worden bereikt. Ten slotte moet hier ook weer blijken, wat in § 4 reeds gezegd werd, nl. dat het gebruik van een tussentransformator na een penthode vrijwel is uitgesloten. Zou men hier ook desnoods als eis stellen  $p = 0,003$ , dan is daartoe, met  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ , nodig een zelfinductie:

$$L_1 = 0,003 \times 10^6 = 3000 \text{ H.}$$

Dit is practisch niet te realiseren.

In de eindtrap liggen uit de aard der zaak de verhoudingen enigszins anders. Toch zal ook daar de eindconclusie blijken te zijn, dat met een triode de lage frequenties minder worden onderdrukt dan bij gebruik van een penthode, of wel dat men in het laatste geval moet zorgen voor een grotere zelfinductie, wil men een bepaalde minimale onderdrukking toelaten. Dit is geruime tijd de reden geweest, dat door velen de voorkeur werd gegeven aan een triode-eindtrap boven de penthode-trap. Later is door de toepassing van tegenkoppeling dit verschil tussen beide buistypen vereffend (zie hoofdstuk IX). Het best kunnen nu de in de eindtrap voorkomende verhoudingen worden geïllustreerd met enige voorbeelden.

In het gebied der lagere frequenties, dat ons hier interesseert, kan de luidsprekerspoel worden opgevat als een zuivere weerstand  $Z_o$ , die bij vele courante luidsprekers ongeveer  $5 \Omega$  kan bedragen.

Een veel gebruikte eindtriode was de AD 1. Deze buis geeft het grootste eindvermogen af indien men de transformatieverhouding  $n$  zo kiest, dat de schijnbare weerstand in de anodekring wordt:

$$Z_o/n^2 = 2300 \Omega \text{ (zie hoofdstuk VII).}$$

De inwendige weerstand is  $R_i = 670 \Omega$ . Onder deze omstandigheden is  $n^2 R_i$  ca. 3 maal kleiner dan  $Z_o$ , zodat voor de parameter  $p$  weer globaal de formule (VI C 23) geldt. Men zou zich nu bijv. tevreden kunnen stellen met de weergavekromme voor  $p = 0,003$ , en men vindt dan dat daartoe een primaire zelfinductie nodig is:

$$L_1 = 0,003 \times 670 = 2 \text{ H.}$$



Stelt men dezelfde eis aan een penthode-eindtrap met de EL 34, dan blijkt het volgende: nu is voorgeschreven  $Z_o/n^2 = 3250 \Omega$ , terwijl  $R_i = 18\,000 \Omega$ . In de formule voor  $p$  is nu  $n^2 R_i$  groot t.o.v.  $Z_o$ , en kan men bij benadering schrijven:

$$p = L_1 \frac{n^2}{Z_o}, \dots \dots \dots \text{(VI C 24)}$$

of:

$$L_1 = p \frac{Z_o}{n^2} = 0,003 \times 3250 = \text{ca. } 10 \text{ H.}$$

Men zou natuurlijk zonder veel meer moeite voor beide gevallen de nodige  $L_1$  uit de volledige formule (VI C 22) kunnen berekenen, maar deze globale berekening is reeds voldoende om aan te tonen dat er verschillende eisen te stellen zijn aan de transformatoren achter een triode, resp. een penthode.

De frequentiekaracteristieken in fig. 36 zijn in de practisch voorkomende gevallen geldig over een vrij groot frequentiegebied. In het laatste gedeelte van dit gebied verloopt de kromme reeds vrijwel horizontaal, d.w.z. de invloed van de primaire zelfinductie is dan practisch onmerkbaar. Bij de hogere frequenties, waar spreidingszelfinductie en parallelcapaciteit een rol gaan spelen, en dus de karakteristiek opnieuw moet worden berekend, kan de paralleltak  $L_1$  in fig. 34 worden verwaarloosd.

Er moet nu direct reeds gewezen worden op een verschil tussen de tussentransformator en de eindtransformator. Bij de eerste is nl. bijna steeds de belastingsimpedantie  $Z_o$  oneindig groot, en heeft men daardoor in fig. 34 alleen te maken met een afsluiting door de capaciteit  $n^2 C_2$ . Bij de eindtransformator daarentegen kan men deze capacitieve belasting practisch verwaarlozen t.o.v. die door de luidspreker  $Z_o/n^2$ .

Daardoor ontstaat in dit frequentiegebied een groter verschil tussen beide typen transformatoren dan bij de lagere frequenties het geval was. Wij zullen nu in de volgende beschouwingen bij de tussentransformator alleen met een afsluiting door  $n^2 C_2$  rekening houden, en bij de eindtransformator alleen met  $Z_o/n^2$ . Dit is voldoende voor het verkrijgen van een inzicht in de practisch voorkomende gevallen. Voor de tussentransformator bij hoge frequenties gaat dus het algemene vervangingsschema van fig. 34 over in het vereenvoudigde schema van fig. 37.

Ook dit schema kan weer worden vereenvoudigd door  $C_1$  te ver-

waarlozen. Dat dit praktisch toelaatbaar is, kan men snel inzien door

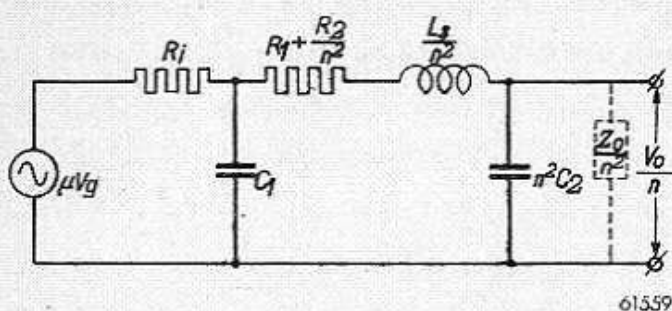


Fig. 37. Vervangingsschema van fig. 34 voor een tussentransformator, voor het hoge frequentiegebied.

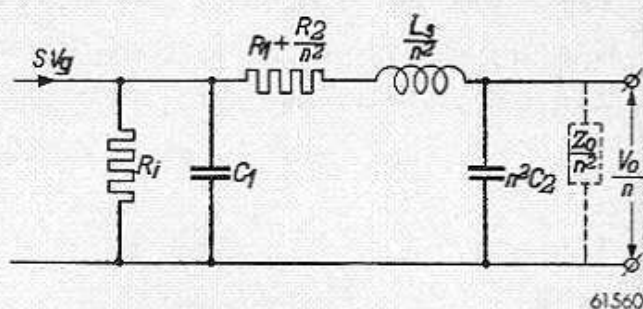


Fig. 38. Vervangingsschema van fig. 37, waarin de spanningsgeneratorschakeling is getransformeerd in een stroomgeneratorschakeling.

het vervangingsschema opnieuw te tekenen, echter uitgaande van fig. 1a. Men verkrijgt dan fig. 38, waarin  $C_1$  voorkomt parallel aan  $R_i$ . Nu is er reeds op gewezen, dat  $R_i$  bij de tussentransformator niet zeer hoog wordt gekozen, bijv. van de orde van  $10^4 \Omega$ . De capaciteit van de primaire wikkeling kan ongeveer 100 pF bedragen en heeft dan bij de reeds vrij hoge frequentie van 10 000 Hz een reactantie van ongeveer  $2 \cdot 10^5 \Omega$ . Hieruit volgt, dat de impedantie van  $R_i // C_1$  vrijwel uitsluitend wordt bepaald door  $R_i$ . Indien  $C_1$  in fig. 38 weinig invloed heeft, is dit natuurlijk ook het geval in fig. 37. Wordt  $C_1$  verwaarloosd, dan blijft over de zeer eenvoudige serieschakeling van weerstand, zelfinductie en capaciteit, op de spanningsbron  $\mu V_g$ .

Voor de spanning  $V_o$  aan de uitgangsklemmen  $Z_o$  kan nu worden geschreven:

$$V_o = n\mu V_g \frac{1/j\omega n^2 C_2}{\left(R_i + R_1 + \frac{R_2}{n^2}\right) + j\omega \left(\frac{L_s}{n^2} - \frac{1}{\omega^2 n^2 C_2}\right)} \dots \dots \dots \text{(VI C 25)}$$

In (VI C 25) is de factor  $n$  toegevoegd aan de volgens het vervangingsschema gevonden formule, waardoor  $V_o$  dus de werkelijk aan  $Z_o$  optredende spanning is.

Voegt men alle weerstandscomponenten in één weerstand  $R$  tezamen:

$$R = R_i + R_1 + \frac{R_2}{n^2},$$

dan kan men voor de absolute waarde van de uitgangsspanning schrijven:

$$V_o = n\mu V_g \frac{1}{\sqrt{(R\omega n^2 C_2)^2 + (\omega^2 L_s C_2 - 1)^2}} \dots \dots \dots \text{(VI C 26)}$$

Het bedrag  $n\mu V_o$ , dat met een ideale transformator zou worden verkregen, wordt vermenigvuldigd met een correctieterm, die bij lager wordende frequentie 1 nadert. Hier sluit de frequentiekaracteristiek dus aan bij het einde van die voor het lage gebied. Overigens was uit het vereenvoudigde vervangingsschema reeds te verwachten, dat de karakteristiek de vorm van een resonantiekromme zou aannemen. Inderdaad vertoont de breuk in (VI C 26) een maximum bij een frequentie vrijwel gelijk aan die welke voldoet aan:

$$\omega_o^2 L_s C_2 - 1 = 0 \dots\dots\dots (VI C 27)$$

Bij veel hogere frequenties, waar de term  $\omega^2 L_s C_2$  gaat overwegen, wordt de correctiebreuk omgekeerd evenredig met  $\omega$ , en nadert ten slotte nul. Dit verloop van de correctieterm ziet men in fig. 39, de fre-

quentiekaracteristiek van de Philips transformator type 4003, waarvan de resonantiefrequentie ongeveer 6000 Hz bedroeg.

Bij de door (VI C 27) gegeven frequentie wordt de waarde van de correctiefactor gelijk aan:

$$\frac{1}{R\omega_o n^2 C_2'}$$

en dit bedrag kan groter of kleiner zijn dan 1. In het laatste geval verdwijnt natuurlijk het karakter van een resonantiekromme. Bij een eenmaal gekozen kern en bewikkeling zijn  $\omega_o$ ,  $n$  en  $C_2$  gegeven, maar kan men op de hoogte van de resonantiepiek blijkbaar nog invloed uitoefenen door de keuze van  $R$ . Kromme *a* werd verkregen wanneer  $R$  was samengesteld uit de  $R_i$  van de versterkbuis A 415 en de weerstanden van met een voor de hand liggend soort koperdraad bewikkelde primaire en secundaire spoelen. Hier werd dus een abnormale bevoordeling van hoge frequenties verkregen. Door vergroten van  $R$  kan de vrijwel

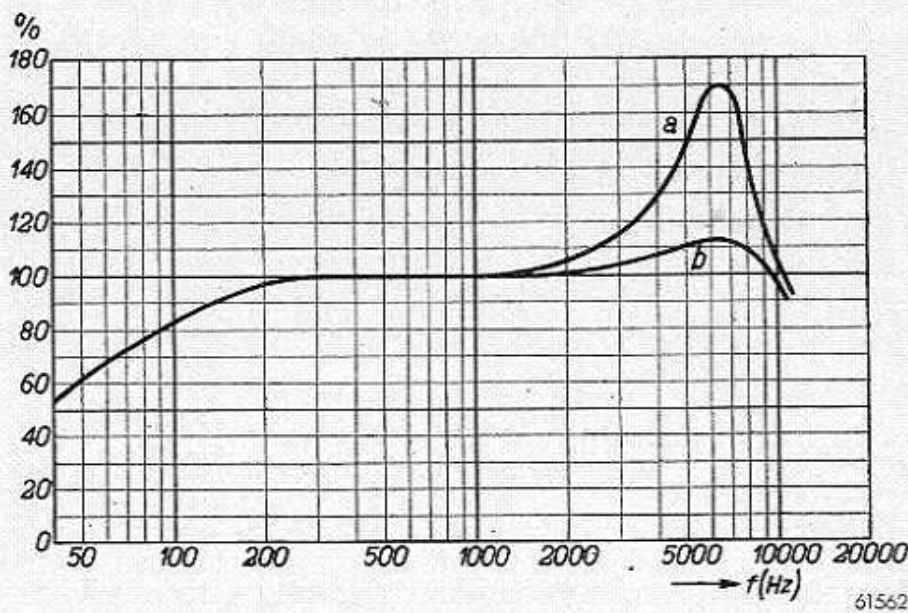


Fig. 39. Frequentiekaracteristiek van de Philips L.F. transformator type 4003 (kromme *b*). Kromme *a* geeft de karakteristiek weer voor het geval dat de secundaire wikkeling met koperdraad zou zijn gewikkeld.

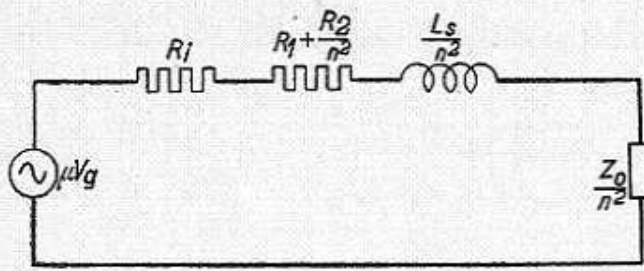
61562

vlakke kromme *b* worden verkregen. Zou men daartoe  $R_i$  of  $R_1$  vergroten, dan zou de frequentiearakteristiek voor de lage tonen ongunstig worden beïnvloed (de parameter *p* in fig. 36 volgens (VI C 23) wordt dan klein). Daarom werd bij de transformator 4003 de weerstand van de secundaire wikkeling verhoogd door nikkel in plaats van koper te gebruiken; hierdoor werd kromme *b* verkregen.

Ter illustratie nog de praktische bij dit geval behorende cijfers: De inwendige weerstand van de A 415, vermeerderd met de primaire weerstand  $R_1$ , bedroeg 12 000  $\Omega$ . De transformatieverhouding *n* was 3. De getransformeerde weerstand van de nikkelen wikkeling was ongeveer  $80\,000 : 9 = 9000\ \Omega$ , dus het totale bedrag  $R = 21\,000\ \Omega$ . Verder was  $\omega_0 = 2\pi \times 6000$  en  $C_2 = 125\ \text{pF}$ . Hieruit volgt voor de correctiefactor bij resonantie een waarde:

$$\frac{10^{12}}{21\,000 \times 2\pi \times 6000 \times 9 \times 125} = 1,1.$$

Daar de resonantiepiek reeds spoedig wordt gevolgd door een snel afvallend gedeelte van de kromme, is het voor het verkrijgen van een ver doorlopende rechte frequentiearakteristiek blijkbaar gewenst, dat de resonantiefrequentie hoog is. D.w.z. men moet trachten de spreidingszelfinductie en de parallelcapaciteit laag te houden. Over de spreiding



63544

Fig. 40. Vervangingsschema van fig. 34 voor een uitgangstransformator, voor het hoge frequentiegebied.

wordt nog meer gezegd in het gedeelte D § 3. Voor het beperken van de parallelcapaciteit is de secundaire wikkeling soms in secties gewikkeld.

Bij de uitgangstransformator behoort, zoals reeds werd opgemerkt, het vereenvoudigde vervangingsschema volgens fig. 40.

Hier is weer de stroom door de belasting en niet de spanning belangrijk. Deze stroom is, wanneer *R* weer als tevoren wordt gedefinieerd:

$$I_2 = \frac{1}{n} \frac{\mu V_g}{\left( R + j\omega \frac{L_s}{n^2} + \frac{Z_o}{n^2} \right)}, \dots \dots \dots \text{(VI C 28)}$$

of:

$$I_2 = \frac{n\mu V_g}{n^2 R + Z_o + j\omega L} \dots \dots \dots \text{(VI C 29)}$$

Bij afnemende frequentie nadert deze formule dezelfde limiet als (VI C 21) bij toenemende frequentie, en men ziet hierin dus de geleidelijke aansluiting der frequentiekaracteristieken voor de beide gebieden. [Dat in (VI C 21) de weerstand  $R_i$  voorkomt in plaats van  $R$ , vindt zijn oorzaak in de verwaarlozing van de transformatorweerstand.]

Terwijl het nu mogelijk was van (VI C 21) een frequentiekaracteristiek in algemene vorm te tekenen, stuit men bij (VI C 29) op de moeilijkheid dat, bij de hogere frequenties, de luidsprekerimpedantie  $Z_o$  niet meer constant is, en ook niet op enigszins eenvoudige wijze in  $\omega$  is uit te drukken. Wil men  $I_2$  als functie van de frequentie uitzetten, dan zal men voor elk geval afzonderlijk moeten uitgaan van een kromme die  $Z_o$  als functie van de frequentie geeft. Een dergelijke kromme is voor een bepaalde Philips luidspreker gegeven in fig. 41.  $Z_o$  is daarin in absolute

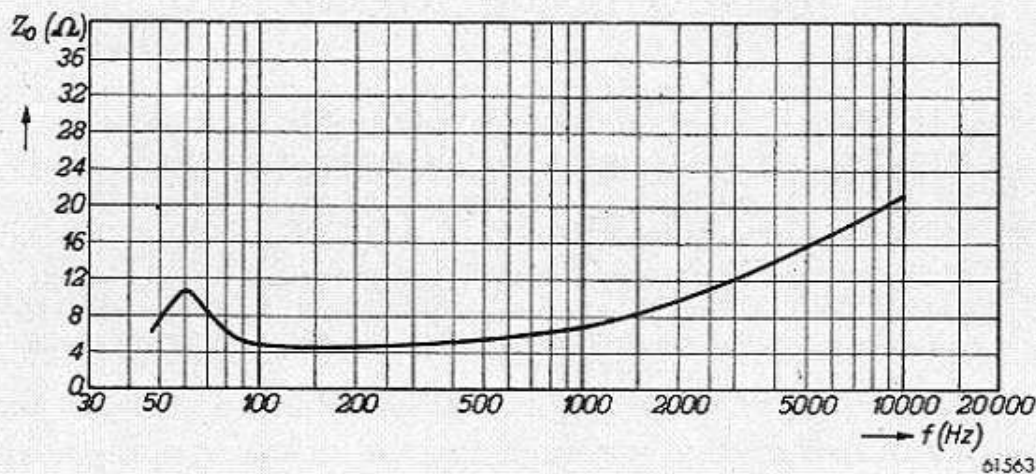


Fig. 41. Impedantie als functie van de frequentie van een willekeurige permanent-dynamische luidspreker.

waarde uitgezet. Het blijkt echter dat als verder gegeven mag worden aangenomen, dat in de opgaande tak, beginnend bij ongeveer 1000 Hz, de impedantie steeds bestaat uit onderling gelijke reële en imaginaire componenten. Indien men afleest dat bij 5000 Hz de luidsprekerimpedantie  $16 \Omega$  is, schrijft men dus:

$$Z_o = \frac{16}{\sqrt{2}} + j \frac{16}{\sqrt{2}}.$$

Vult men dit in vergl. (VI C 28) in, dan kent men dus het reële en het imaginaire gedeelte van de noemer, en kan verder op de bekende wijze de absolute waarde van  $I_2$  worden berekend. Op deze wijze is dus puntsgewijze de constructie van de frequentiekaracteristiek mogelijk.

Uit (VI C 29) kan nog wel de algemene conclusie worden getrokken dat  $I_2$  weinig afhankelijk van de frequentie wordt, als de termen  $Z_o$  en

$j\omega L_s$  klein zijn t.o.v.  $n^2 R$ . Dit is het geval bij grote  $R$ , en daar  $R$  voor een belangrijk deel door  $R_i$  wordt gevormd, kan men ook zeggen dat dit het geval is bij gebruik van een penthode als eindbuis.

Dit wordt geïllustreerd door de figuren 42 en 43.

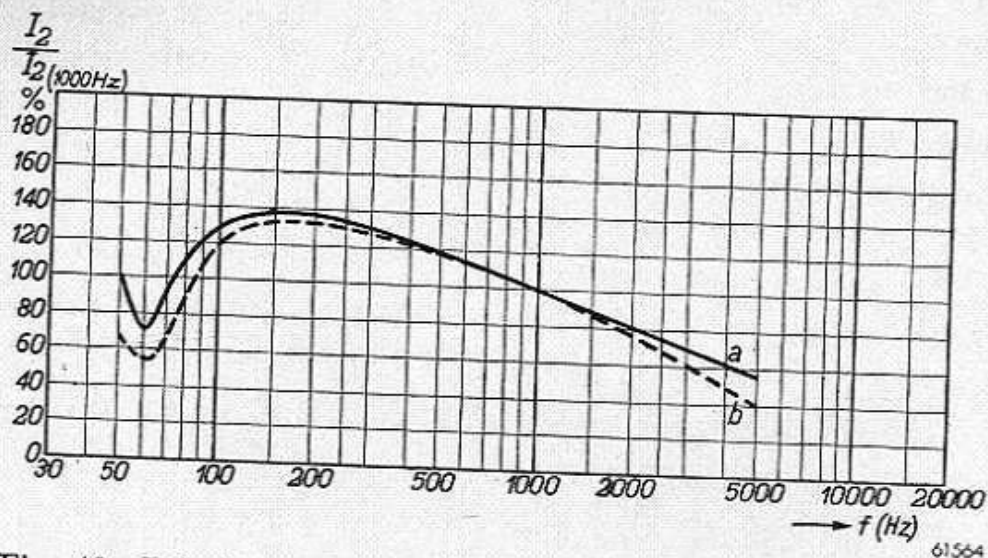


Fig. 42. Relatieve stroom door de luidspreker als functie van de frequentie, voor het geval dat als eindbuis de triode AD 1 wordt gebruikt:

- voor een ideale transformator ( $L_1 = \infty$ ,  $L_s = 0$ );
- Voor een transformator, waarbij, ten gevolge van de eindige waarde van  $L_1$  en door de aanwezigheid van spreidingszelfinductie, voor de frequenties van 50 Hz en 5000 Hz een verval van 30% optreedt.

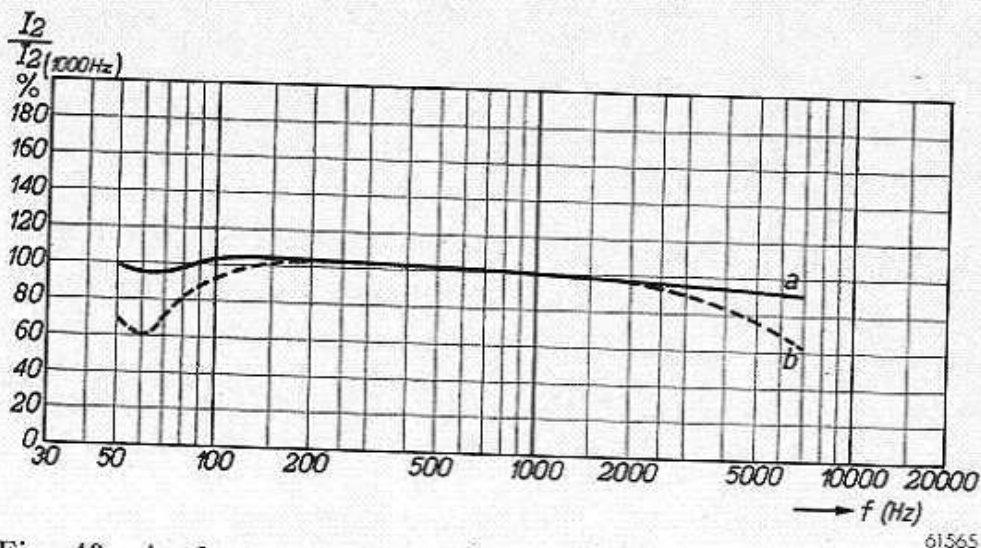


Fig. 43. Analooq aan fig. 42, echter voor het geval dat als eindbuis de penthode EL 34 wordt gebruikt.

Om een indruk te geven van de practisch voorkomende cijfers, berekenen wij eerst de spreidingszelfinductie die de kromme van fig. 43 oplevert. Uit de luidsprekerkromme van fig. 41 blijkt, dat bij 5000 Hz de absolute waarde van de luidsprekerimpedantie  $16 \Omega$  is. Volgens het voorgaande kunnen wij aannemen dat deze impedantie is samengesteld

uit een reëel en een imaginair gedeelte, beide van  $11 \Omega$ . De absolute waarde van de noemer in (VI C 28) wordt dus, wanneer geen spreiding aanwezig zou zijn:

$$\sqrt{\left(18\,000 + 11 \times \frac{3250}{5}\right)^2 + \left(11 \times \frac{3250}{5}\right)^2} = \sqrt{684 \cdot 10^6}.$$

(Voor  $n^2$  is geschreven  $5/3250$ , aangezien in het geval van de EL 34 de schijnbare weerstand aan de primaire zijde bij 1000 Hz,  $3250 \Omega$  moet zijn, terwijl dan  $Z_o = 5 \Omega$ .) Aangezien, ten gevolge van de spreidingsinductie,  $I_2$  nu 30% mag afnemen, mag de noemer ca. 40% toenemen; d.w.z. de vorm onder het wortelteken mag met een factor 2 toenemen, dus:

$$\left(18\,000 + 11 \times \frac{3250}{5}\right)^2 + \left(11 \times \frac{3250}{5} + \frac{\omega L_s}{n^2}\right)^2 = 1386 \cdot 10^6.$$

Daaruit volgt  $\frac{\omega L_s}{n^2} = 20\,000$  of  $\frac{L_s}{n^2} = 0,6$  H. Voor dezelfde buis werd op blz. 51 een primaire zelfinductie van 10 H berekend, op grond van een toelaatbaar verval van 30% bij 50 Hz. De spreidingszelfinductie zou dus ca. 6% daarvan mogen bedragen, en dat dit technisch niet zeer moeilijk is zal later nog met een praktisch voorbeeld worden aangetoond.

Fig. 42 heeft betrekking op een eindtrap met de triode AD 1. Met behulp van de impedantiekromme van fig. 41 en vgl. (VI C 21), resp. (VI C 29), is eerst de luidsprekerstroom berekend bij verschillende frequenties voor een ideale transformator, d.w.z. dat  $L_1 = \infty$  en  $L_s = 0$  werden gesteld. De stroom bij 1000 Hz is als 100% aangeduid. Het resultaat is de getrokken kromme. Hieruit blijkt de vrij grote invloed van het verloop van de luidsprekerimpedantie.

Kiest men nu waarden voor  $L_1$ , resp.  $L_s$ , die bij 50 en 5000 Hz een verval van 30% t.o.v. deze kromme geven, dan berekent men daarvoor de gestippelde kromme.

Herhaalt men dit procédé voor een eindpenthode EL 34, dan verkrijgt men de krommen van fig. 43. Het spreekt vanzelf, dat men daarbij op andere waarden voor  $L_1$  en  $L_s$  komt dan bij de triode.

Het verschil tussen beide resultaten is wel opvallend. Daarbij is echter nog het volgende op te merken. De inzinking bij ongeveer 60 Hz, die toe te schrijven is aan een resonantie in het luidsprekersysteem, correspondeert met een vrij sterke toeneming van het acoustisch rendement. Bij de triode wordt dit behoorlijk gecompenseerd door een groot

verschil in luidsprekerstroom in het lage en het middenfrequentiegebied. Deze compensatie is minder volledig bij de penthode. Daarentegen is de weergave van de hoge tonen meer in overeenstemming met het middengebied bij de penthode.

Ten slotte mag nog worden opgemerkt dat het niet juist zou zijn de luidsprekerresonantie bij de penthode te compenseren door een verzwakking in de weergave van lage tonen verkregen, echter over een gebied dat veel groter is dan dat van de resonantiepiek van de luidspreker. De compensatie bij lage  $R_i$  wordt essentieel verkregen door het toenemen van  $Z_o$  bij de resonantiepiek.

## § 6. De toonregelaar

De meeste moderne ontvangapparaten zijn voorzien van een z.g. timbreregelaar, waarmede men de frequentiekromme van de L.F. versterker naar behoefte kan wijzigen. De praktijk heeft uitgewezen, dat deze behoefte in de eerste plaats daarin bestaat, dat men eventueel de hogere frequenties onderdrukt als er bijgeruis aanwezig is, zoals het geruis van het apparaat zelf, naaldgeruis bij grammfoonweergave, enz. Een wijziging van de frequentiekromme in die geest kan men zich dan nog op twee manieren voorstellen.

Eén manier is, dat men een groot deel van de kromme vrijwel onveranderd laat, maar dat men een gedeelte aan de zijde van de hoge frequenties min of meer plotseling laat dalen, dus zoals gebeurt door het parallelschakelen van een capaciteit aan een koppelweerstand (fig. 23). Het gedeelte van het frequentiespectrum dat wordt onderdrukt, wordt dan bepaald door het product  $RC$ . In sommige ontvangapparaten geschiedt dit met een z.g. spraak-muziekschakelaar, waarmede een dergelijke parallelcapaciteit wordt ingeschakeld indien alleen naar spraak wordt geluisterd. In de spraak komen nl. hoofdzakelijk de lagere frequenties voor, en kan, zonder veel nadeel voor de verstaanbaarheid, een deel van het frequentiegebied worden onderdrukt. In een praktische uitvoering treft men bijv. aan een condensator van 20 000 pF, die over de primaire wikkeling van de uitgangstransformator kan worden geschakeld. Brengt men deze transformator met de aangesloten luidspreker terug tot zijn eenvoudigste vervangingsschema, dat is een weerstand van de orde van 7000  $\Omega$  (de aanpasweerstand van courante eindbuizen), dan heeft men dus te maken met een product  $RC = 140$ . Uit fig. 23 kan men dan schatten op welke wijze de hogere frequenties door een spraak-muziekschakelaar worden beïnvloed. Men ziet dat het lage gebied tot 500 Hz vrijwel onaangetast blijft, en dat voorbij die frequentie



een toenemende onderdrukking optreedt die bij 5000 Hz al zeer effectief is.

Een andere manier is, dat men de gehele frequentiekromme beïnvloedt van de laagste frequentie af, en de onderdrukking geleidelijk tot een zekere grenswaarde met de frequentie laat toenemen. In een veel toegepaste praktische uitvoering is dan de grens van deze onderdrukking continu regelbaar. Oorspronkelijk werd deze regeling veelal toegepast na de eindbuis, later, uit constructieve overwegingen, direct na de geluidssterkteregelaar. Deze schakelingen zijn afgebeeld in de fig. 44a en b.

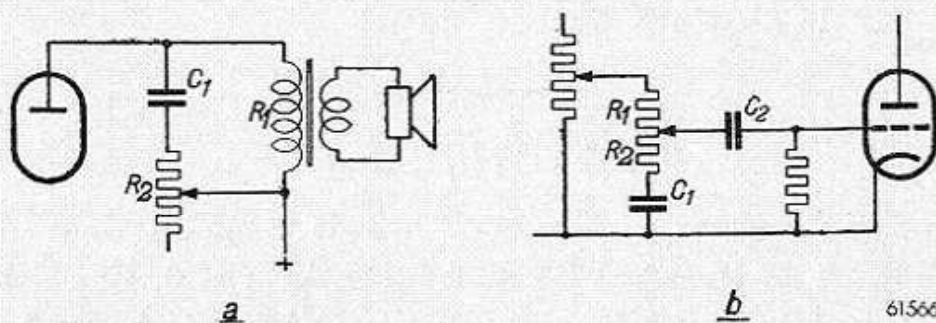


Fig. 44. Twee methoden voor een continu regelbare timbre-regeling:

- a. De  $RC$ -combinatie is parallel geschakeld over de primaire van de uitgangstransformator
- b. De  $RC$ -combinatie is parallel geschakeld aan de geluidssterkteregelaar.

Hoewel dit niet onmiddellijk opvalt, zijn deze beide schakelingen in hun gedrag t.o.v. de frequentie gelijkwaardig. In fig. 44a ziet men de parallelschakeling van  $R_1$  (de getransformeerde luidsprekerweerstand) en de tak  $R_2C_1$ , aan welke parallelschakeling een gegeven wisselstroom, onafhankelijk van de frequentie gedacht, wordt toegevoerd. De vraag is, hoe dan de spanning aan  $R_1$ , dus aan deze schakeling, afhangt van de frequentie.

In de schakeling fig. 44b kan men de geheel links getekende geluidssterkteregelaar opvatten als een wisselspanningsbron met een zekere inwendige weerstand, afhankelijk van de instelling, maar onafhankelijk van de frequentie. Deze spanningsbron is via het bovenste deel van de toonregelaar aangesloten op de tak  $R_2C_1$ , waarbij  $R_2$  het andere gedeelte van de toonregelpotentiometer is. De inwendige weerstand van de geluidssterkteregelaar en het bovendeel van de toonregelaar vormen tezamen een stroomtak, die wij verder in zijn geheel met  $R_1$  zullen aanduiden. De aldus verkregen spanningsbron met serieweerstand  $R_1$  mag worden vervangen door een stroombron, waaraan parallel de tak  $R_1$

wordt geschakeld; zo ontstaat hetzelfde schema als dat van fig. 44a. Ook hier gaat het weer om de spanning aan de tak  $R_2 C_1$ , dus aan de gehele parallelschakeling. Het gedrag van beide schakelingen ten opzichte van de frequentie bij bepaalde instellingen is dus hetzelfde. Bij  $a$  is echter  $R_1$  vast, bij  $b$  variabel.

De uitgangsspanning berekent men uit de gegeven wisselstroom en de impedantie  $Z$  van de parallelschakeling:

$$Z = \frac{R_1 (R_2 + 1/j\omega C_1)}{R_1 + R_2 + 1/j\omega C_1} = \frac{R_1 (R_2 j\omega C_1 + 1)}{(R_1 + R_2) j\omega C_1 + 1} \dots \text{(VI C 30)}$$

Maatgevend is de absolute waarde, dus:

$$Z = R_1 \sqrt{\frac{1 + \omega^2 R_2^2 C_1^2}{1 + \omega^2 (R_1 + R_2)^2 C_1^2}} \dots \text{(VI C 31)}$$

De frequentiekaracteristiek van  $Z$  wordt bepaald door de wortelvorm. Deze heeft de waarde 1 bij de frequentie  $\omega = 0$ . Een daling wordt merkbaar als  $\omega (R_1 + R_2) C_1$  niet meer zeer klein is t.o.v. 1. De teller van de breuk heeft dan nog weinig invloed, aangezien  $\omega R_2 C_1$  nog klein is t.o.v. 1. Een eigenaardigheid van de schakeling van fig. 44b is, dat de waarde  $R_1 + R_2$  onafhankelijk is van de stand van de toonregelaar, en dus de onderdrukking steeds bij dezelfde frequentie begint. Daarentegen is  $R_1 + R_2$  wel afhankelijk van de stand van de geluidsterkte-regelaar.

In het gebied van de lage frequenties, waar de teller nog practisch gelijk 1 is, is de formule voor de frequentiekaracteristiek gelijk aan vgl. (VI C 2), zodat hier de krommen van fig. 23 bruikbaar zijn. In het schema fig. 44b gebruikt men voor de toonregelaar gewoonlijk een potentiometer van 1 M $\Omega$ , zodat ook  $R_1 + R_2$  minstens deze waarde heeft. Verder is  $C_1 = 500$  pF, zodat het product  $(R_1 + R_2) C_1 = 500$ . Uit fig. 23 ziet men, dat de onderdrukking dan reeds van 50 Hz af plaats heeft. Draait men nu de toonregelaar geheel op „laag”, zodat  $R_2 = 0$ , dan wordt de invloed ook verder geheel bepaald door de kromme 500 van fig. 23.

Aan een ander voorbeeld volgens fig. 44a ontleen wij:

$$R_1 = 7000 \Omega, C_1 = 32\,000 \text{ pF en } R_2 = 0 \text{ tot } 50\,000 \Omega.$$

Hier is in de „lage” stand  $R_1 C_1 = 220$ , en wordt het frequentiespectrum dus niet zo rigoureuus besnoeid als in het vorige voorbeeld.

Wordt de toonregelaar niet geheel op „laag” gesteld, zodat  $R_2$  een

bepaalde waarde krijgt, dan nadert voor zeer hoge frequenties de wortel in (VI C 31)  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ .

Dit is dus de bedoelde begrenzing van de onderdrukking. De gehele frequentiekromme van  $Z$  krijgt nu de vorm die is weergegeven in fig. 45.

Naarmate men  $R_2$  hoger instelt, komt de begrenzingslijn voor de onderdrukking ook hoger te liggen. Men ziet dat deze regeling typisch verschilt van de soort regeling die onder de naam spraak-muziekschakelaar werd beschreven. Het belangrijkste voordeel van de schakeling van fig. 44b boven die van  $a$  is, dat, volgens  $b$ , het lopercontact van de toonregelaar praktisch geen stroom voert, wat wel het geval is bij de andere schakeling over de uitgangstransformator. Dit gaf soms aanleiding tot storingen. Bovendien is de spanning aan de condensator volgens  $b$  veel lager dan in de schakeling  $a$ . Daarentegen wordt in de schakeling  $b$  de frequentiekromme enigszins beïnvloed door de stand van de geluidsstrekerregelaar.

De bovenbeschreven toonregeling betreft in de eerste plaats het hoge frequentiegebied en laat de lagere frequenties meer of minder onbeïnvloed. Men zou soms ook gaarne het lage frequentiegebied willen regelen. Het is duidelijk dat deze regeling op overeenkomstige wijze door middel van een  $RC$ -filter kan geschieden. Aangezien op dit gebied ontelbare schakelingsvarianties voorkomen, die echter steeds weer op het  $RC$ -principe berusten, willen wij met de hierboven behandelde voorbeelden volstaan.

Vermelding verdient nog het feit, dat de frequentiecarakteristiek ook wel opzettelijk wordt beïnvloed door het opnemen van frequentieafhankelijke elementen in de tegenkoppelingsketen. Hierop wordt echter in Hoofdstuk IX teruggekomen.

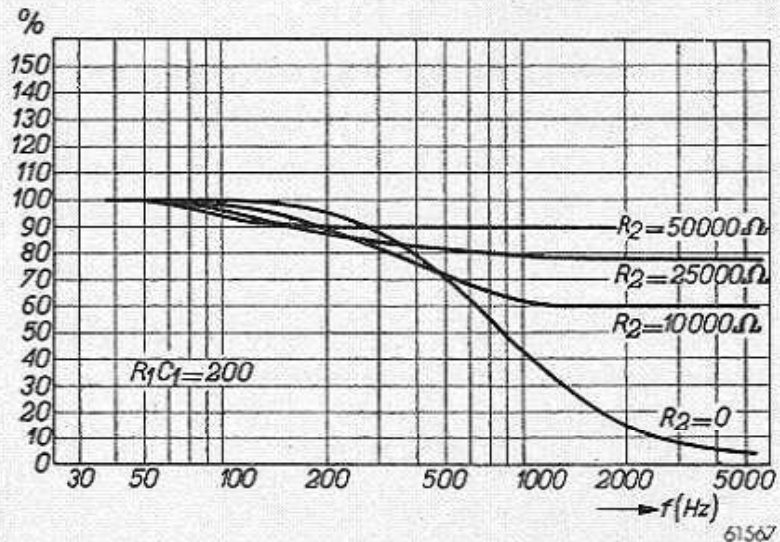


Fig. 45. Frequentiecarakteristiek met  $R_2$  (fig. 44) als parameter.

## D. BEREKENING VAN DE L.F. TRANSFORMATOR

### § 1. Inleiding

Bij het berekenen van een op het wisselstroomnet aan te sluiten voedingstransformator, is het uitgangspunt steeds het over te brengen vermogen. Bij een L.F. tussentransformator kan dit moeilijk het geval zijn, want daarin wordt practisch geen vermogen overgebracht, doch alleen een spanning getransformeerd. In de voorgaande paragraaf werd echter aangetoond dat de primaire zelfinductie en de spreiding hier zeer belangrijke factoren zijn.

Voor de uitgangstransformator mag men wel zeggen dat de drie genoemde factoren even belangrijk zijn.

In het eerste geval is het dus voldoende dat men de vereiste zelfinductie bereikt met een zo klein mogelijke constructie, waarna men nagaat of de spreiding niet te groot is. In het tweede geval moet men bij de dimensionering wel degelijk rekening houden met het vermogen, en kan men dit laatste beter als uitgangspunt nemen. Daarbij is maatgevend welke „belasting” van de verschillende materialen men zal toelaten. Wat het koper en de isolatie betreft, kan men gebruik maken van de in de electrotechniek gebruikelijke cijfers. Dat wil dus bijv. zeggen, dat men in de koperen wikkelingen een stroomdichtheid toelaat van ongeveer 2 A per mm<sup>2</sup>. De dikten van isolatiematerialen worden bij de hier beschouwde kleine constructies vrijwel hoofdzakelijk door overwegingen van mechanisch-constructieve aard bepaald.

Wat de inductie in het ijzer betreft, moet men hier, veel meer dan bij de voedingstransformator, rekening houden met de vervorming van de secundaire stroom of spanning ten gevolge van de niet-lineaire magnetische kromme. Daardoor wordt, bij het aanleggen van een sinusvormige spanning aan de transformator, de stroom niet sinusvormig, of wel men moet voor het verkrijgen van een sinusvormige magnetiseringsstroom een niet-sinusvormige spanning aanleggen. Bij het sturen van de versterkbuis met een sinusvormige roosterspanning wordt daardoor de uitgangsspanning van de transformator niet-sinusvormig. Daar de magnetiseringskromme ook bij vóórmagnetisatie een tamelijk symmetrische vorm heeft, bestaat deze vervorming in hoofdzaak uit oneven harmonischen. Bij kleiner wordende amplituden nadert de kromme

steeds meer een rechte lijn, en zo kan de vervorming behoorlijk beperkt blijven door een voldoende kleine amplitude van de inductie in het ijzer toe te laten. Hoe groot deze amplitude zijn mag, is moeilijk nauwkeurig aan te geven, daar zij, behalve van het materiaal, ook nog van andere grootheden, bijv. van de gelijkstroommagnetisatie, afhangt. Het best kunnen uit de practijk bekende getallen worden gebruikt, die aan proefmodellen worden verkregen. Als ruwe opgave kan men beschouwen een maximale amplitude van de inductie van 2000 à 4000 Gauss. Deze amplitude laat men uiteraard bij vol uitgestuurde eindtrap optreden. Gemiddeld zal de amplitude dus veel kleiner zijn.

De basis voor een schatting van de hoofdafmetingen van een transformator is steeds de formule voor de geïnduceerde spanning:

$$V_1 = 4,4 fNK B_m 10^{-8} \text{ volt} \dots \dots \dots \text{ (VI D 1)}$$

Hierin is  $f$  de frequentie,  $N$  het windingsgetal van de beschouwde wikkeling,  $K$  de kerndoorsnede in  $\text{cm}^2$  en  $B_m$  de amplitude van de inductie. De afmetingen worden bepaald door  $N$  en  $K$ .

Beschouwt men de primaire wikkeling, dan is, bij een tussentransformator,  $V_1$  gelijk aan  $1/n$  van de spanning die nodig is om de eindtrap vol uit te sturen. Bij een uitgangstransformator moet de spanning  $V_1$  aan de schijnbare primaire weerstand  $R_o/n^2$  (= de z.g. aanpasweerstand  $R_a$ ; zie hoofdstuk VII) het maximale uitgangsvermogen leveren. Dan is dus:

$$\frac{V_1^2}{R_a} = W_{omax} \text{ of } V_1 = \sqrt{R_a W_{omax}} \dots \dots \dots \text{ (VI D 2)}$$

Bij eenmaal vastgelegde  $V_1$  en  $B_m$  blijkt volgens (VI D 1) het product  $NK$  groot te moeten zijn bij lage frequentie. De waarde van  $B_m$ , die volgens (VI D 1) bij deze spanning optreedt, is nog afhankelijk van de frequentie, en wel wordt  $B_m$  groot bij lage frequenties. Men moet dus zorgen, dat ook bij de laagste frequentie de toelaatbare  $B_m$  niet wordt overschreden. Daartoe moet men aan het product  $NK$  een voldoende grote waarde geven, d.w.z. men moet de transformator voldoende groot maken. Men kan echter deze eis iets verlichten door de overweging, dat in de meeste gevallen juist bij de laagste frequenties de spanning aan de transformator lager blijft dan de hierboven genoemde waarde  $V_1$ . Dit is het gevolg van de frequentiekaracteristiek. Al naarmate men zich voorstelt een groter verlies in de weergave van de lage tonen toe te laten, mag men in (VI D 1) van een lagere spanning uitgaan en komt men tot een kleiner product  $NK$ .

Heeft men nu, uitgaande van bijv. een frequentie van 50 Hz en de

daarbij te verwachten grootste spanning en de toegelaten amplitude van de inductie, een bepaald bedrag voor  $NK$  vastgesteld, dan kan men proefsgewijze een kern van zekere doorsnede  $K$  kiezen, waardoor het daarbij vereiste windingsgetal  $N$  bekend wordt. Dit aantal windingen zal gewikkeld moeten worden met een soort draad, dat de anode-gelijkstroom, tezamen met de wisselstroom, kan voeren. Deze totale stroom is meestal in effectieve waarde van de orde van 1,2 maal de gelijkstroom. Men belast de draad met ongeveer 2 A per  $\text{mm}^2$ . Het moet nu blijken of de doorsnede van  $N$ -windingen van de nodige draadsoort in een enigszins normale verhouding komt te staan tot de kerndoorsnede  $K$ . Komt men tot een abnormaal model, dan kiest men een andere  $K$  als uitgangspunt, totdat een kern van bruikbare proporties wordt verkregen. Natuurlijk moet men bij het beoordelen van de kernafmetingen ook rekening houden met de secundaire wikkeling. Deze heeft in totaal een iets kleinere wikkelingsdoorsnede dan de primaire, aangezien aan de secundaire zijde de gelijkstroom ontbreekt.

Zoals gezegd, zal bij de afmetingen van een tussentransformator het vermogen geen rol spelen. Bij de uitgangstransformator bepaalde het vermogen de primaire stroom, en deze weer de totale koperdoorsnede. Bij de tussentransformator is de primaire stroom meestal zo gering, dat de draaddikte practisch wordt bepaald door de mechanische sterkte. Heeft men hier het product  $NK$  bepaald,  $K$  voorlopig gekozen en dus ook  $N$  vastgesteld, dan kan men nagaan hoeveel ruimte men nodig heeft om deze  $N$ -windingen, en nog eens  $n$  maal zoveel secundaire windingen van behoorlijk wikkelbaar draad onder te brengen. Wordt deze nodige ruimte te groot, dan moet men  $K$  vergroten, of omgekeerd. Bij de eindtransformator kan men ten slotte in dit stadium reeds nagaan of de koperverliezen niet te groot worden. Daar, in verband met de vervorming, de amplitude van de inductie  $B_m$  reeds vrij klein werd gekozen, zullen de ijzerverliezen bij L.F. transformatoren geen belangrijke rol spelen. Al naar de prijsklasse van de uitgangstransformator, zal men in het koper een verlies van 10 à 30% van het over te brengen vermogen toelaten. Dit verlies is:

$$W = 1/2 I_1^2 R_1 + 1/2 I_2^2 R_2 \approx \frac{1}{2} I_1^2 \left( R_1 + \frac{R_2}{n^2} \right) \dots \quad (\text{VI D } 3)$$

Blijkbaar kunnen de koperverliezen zó in rekening worden gebracht, dat men zich een weerstand  $\left( R_1 + \frac{R_2}{n^2} \right)$  in serie met de nuttige belasting  $Z_o/n^2$  denkt (zie ook fig. 34). Daar hierdoor de totale weerstand

in de anodeketen van de eindbuis wordt vergroot, moet men er tevens op letten, dat daarbij de voor deze buis opgegeven optimale aanpasweerstand  $R_a$  niet teveel wordt overschreden. Het best kan men bij het eerste ontwerp reeds direct uitgaan van een waarde voor  $R_a$ , welke iets kleiner is dan de voor de buis gepubliceerde waarde.

Bij een tussentransformator controleert men eventueel of het gelijkspanningsverlies in de primaire wikkeling niet te groot wordt.

## § 2. Berekening van de primaire zelfinductie

Nadat men volgens de vorige paragraaf tot een voorlopige keuze van kern en bewikkeling is gekomen, is het zeer belangrijk te controleren hoe groot de primaire zelfinductie en de spreiding zijn, daar hierdoor de frequentiekarakteristiek wordt bepaald.

Zou de zelfinductie te klein uitvallen, dan moet men tot een groter ontwerp overgaan.

Meestal wordt de primaire wikkeling niet alleen door een anode-wisselstroom, maar ook door een gelijkstroom doorlopen. Deze laatste geeft een bepaalde voormagnetisatie aan de kern, waardoor de zelfinductie vrij sterk kan worden verminderd. Het kan dan gunstig zijn in de kern een kleine luchtspleet aan te brengen. Op het eerste gezicht zou men zeggen dat deze verhoging van de magnetische weerstand van de kern een verkleining van de zelfinductie moet veroorzaken, en ofschoon dit voor het geval zonder voormagnetisatie inderdaad zo is, geldt het niet bij aanwezigheid van voormagnetisatie. Dit kan men als volgt inzien:

Heeft men een gesloten ijzerkern welke niet voorgemagnetiseerd is, en stuurt men een toenemende gelijkstroom door een daarop gewikkelde spoel, dan wordt de betrekking tussen de veldsterkte  $H$  (welke evenredig is met het aantal ampèrewindingen) en de magnetische inductie  $B$  voorgesteld door de bekende maagdelijke kromme  $OA$  van fig. 46.

Wordt de stroom weer tot 0 verminderd, dan doorloopt  $B$  niet meer dezelfde kromme, maar de tak  $AC$ . Als door de spoel een wisselstroom loopt, ontstaat de hysteresislus

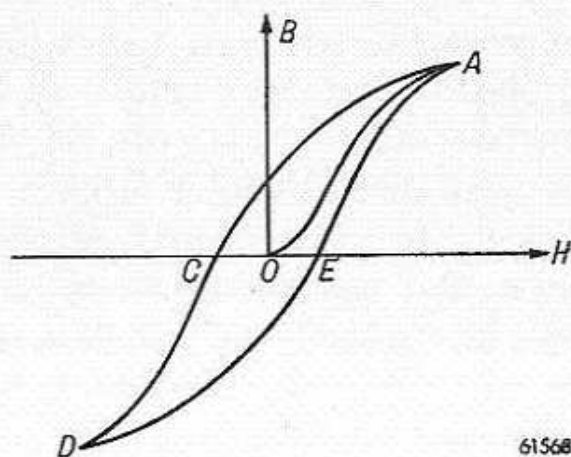


Fig. 46. Magnetische inductie  $B$  als functie van de veldsterkte  $H$ .  $OA$  stelt de z.g. maagdelijke kromme voor.  $ACDEA$  is de bekende hysteresislus.

*ACDEA*. Beschouwen we nu het geval van een gelijkstroom met een daarop gesuperponeerde wisselstroom:

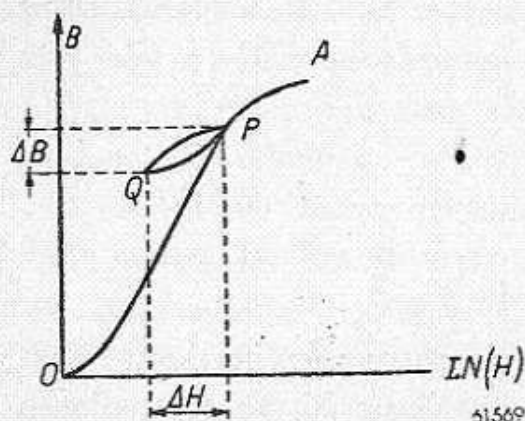


Fig. 47. Magnetische inductie  $B$  als functie van het aantal ampèrewindingen  $IN$ . De lus  $PQ$  stelt het geval voor van een op de gelijkstroom gesuperponeerde wisselstroom.

$\Delta B$  tot  $\Delta H$  maatgevend is voor de zelfinductie (de aangelegde wisselspanning is evenredig met  $\Delta B$  en de wisselstroom met  $\Delta H$ ), betekent het vlakker liggen van de hysteresislus een vermindering van de zelfinductie.

Men kan nu nagaan wat gebeurt, indien een luchtspleet in de kern is aangebracht. Als men aanneemt dat bij deze spleet geen grote spreiding van krachtlijnen optreedt, is de inductie in de luchtspleet gelijk aan die in het ijzer. Het aantal ampèrewindingen dat men nodig heeft om een bepaalde inductie te bereiken, is nu de som van de ampèrewindingen, nodig voor het ijzer en van de ampèrewindingen, nodig voor de luchtweg. Daar de permeabiliteit van de lucht constant gelijk 1 is, zijn de voor de lucht nodige ampèrewindingen evenredig aan de inductie. De betrekking tussen deze ampèrewindingen en  $B$  kan dus worden voorgesteld door de rechte lijn  $OM$  in fig. 48. Het aantal ampère-

Eerst wordt de kern door de gelijkstroom gemagnetiseerd tot het punt  $P$  in fig. 47, waar de steilheid van de  $BH$ -kromme geringer is dan dicht bij de oorsprong. Wordt nu bovendien de wisselstroom toegevoerd, dan volgt  $B$  niet uit de kromme  $OA$ , maar wordt weer een lus beschreven, in dit geval volgens  $PQ$ . De verandering  $\Delta B$  van de inductie is dan bij een bepaalde variatie  $\Delta H$  (of een variatie van de stroom) geringer dan de kromme  $OA$  zou doen verwachten, maar zij is vooral ook verkleind door het feit dat men dicht bij de verzadiging werkt dan zonder voormagnetisatie. Daar de verhouding van

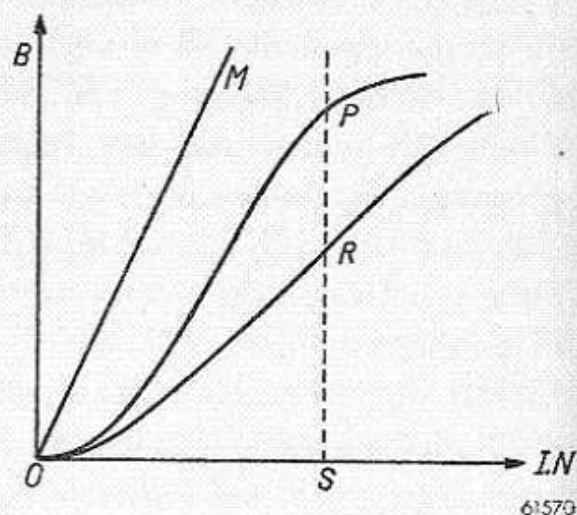


Fig. 48. Lijn  $OM$ : magnetische inductie  $B$  als functie van het aantal ampèrewindingen  $IN$  voor de luchtspleet.

Kromme  $OP$ : magnetische inductie  $B$  als functie van  $IN$  voor het ijzer.

Kromme  $OR$ : de resulterende kromme van  $OM$  en  $OP$ . Zij stelt de magnetische inductie  $B$  voor als functie van het aantal ampèrewindingen  $IN$  voor de totale weg van de krachtlijnen door het ijzer en de luchtspleet.



windingen, nodig voor de magnetisatie van het ijzer alleen, blijft onveranderd en is voorgesteld door de kromme  $OP$ . Het totale aantal ampèrewindingen, nodig voor een bepaalde waarde van  $B$ , vindt men door telkens beide bedragen op te tellen, en wordt dus door de kromme  $OR$  voorgesteld.

Blijkbaar wordt nu, bij een bepaald aantal ampèrewindingen  $OS$ , de inductie aangegeven door  $SR$ , in plaats van door  $SP$ , en de mogelijkheid bestaat dat het punt  $R$  in een steiler gebied van de magnetiseringskromme ligt dan punt  $P$ . In dat geval komt, door het aanbrengen van de luchtspleet, de kleine wisselstroomlus uit het verzadigingsgebied naar een steiler gebied. Daardoor kan men een steilere ligging van deze lus, en dus een grotere zelfinductie, verwachten. Maakt men echter de luchtspleet te groot, dan komt de lijn  $OM$  steeds vlakker te lopen, en de steilheid van kromme  $OR$  wordt kleiner. Er zal dus een zekere lengte van de luchtspleet zijn waarbij de zelfinductie maximaal is.

Een eenvoudige methode om te bepalen hoe groot in een bepaald geval de gunstigste luchtspleet is, heeft Hanna (Journ. of the Am. Inst. of El. Eng. 46, 1927, p. 128) aangegeven. Wij zullen deze methode hier kort beschrijven \*), en wij gebruiken daartoe de volgende notatie:

$$\mu = \text{permeabiliteit van het ijzer} = \frac{B}{H}$$

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \text{ (zie fig. 47)}$$

$K$  = doorsnede van de kern in  $\text{cm}^2$

$N$  = windingsgetal

$l_i$  = gemiddelde lengte van de ijzerweg in  $\text{cm}$

$l_a$  = lengte van de luchtspleet in  $\text{cm}$

$I$  = gelijkstroom in ampères

Men kan dan voor de zelfinductie schrijven:

$$L = \frac{K \Delta B N}{\Delta I} 10^{-8} \text{ henry} \dots \dots \dots \text{ (VI D 4)}$$

Nu is de toeneming van de magnetomotorische kracht bij een stroomtoeneming  $\Delta I$ , nodig om een inductietoename  $\Delta B$  te verkrijgen:

$$0,4\pi N \Delta I = \frac{\Delta B}{\mu_{\Delta}} l_i + \Delta B l_a \dots \dots \dots \text{ (VI D 5)}$$

\*) Een andere methode volgens Beatty vindt men in Wireless Engineer XI, Febr. 1934.

Daaruit volgt voor de zelfinductie:

$$L = \frac{0,4\pi N^2 K}{l_i/\mu_\Delta + l_a} 10^{-8} \text{ Henry} \dots \dots \dots \text{ (VI D 6)}$$

In deze formule is  $\mu_\Delta$  nog afhankelijk van de inductie die bij de gegeven gelijkstroom zal optreden, en deze inductie wordt weer bepaald door verschillende afmetingen, nl.:

$$B = \frac{0,4 \pi N I}{l_i/\mu + l_a} \dots \dots \dots \text{ (VI D 7)}$$

Denkt men zich nu voorlopig een kern van gegeven afmetingen, dan is dus  $B$  bij een bepaalde  $I$  gegeven door het aantal windingen  $N$ . In (VI D 6) is dan ook  $L$  uit te drukken in de optredende inductie in plaats van in  $N^2$ . Dit doet men door  $N$  uit (VI D 7) te substitueren in (VI D 6):

$$L = \frac{B^2 K}{0,4 \pi I^2} \frac{(l_i/\mu + l_a)^2}{l_i/\mu_\Delta + l_a} 10^{-8} \text{ H} \dots \dots \dots \text{ (VI D 8)}$$

Men zou nu reeds bij gegeven afmetingen en luchtspleet naar de maximale zelfinductie kunnen zoeken door telkens uit de gegevens van het ijzer de bij elkaar behorende waarden van  $B$ ,  $\mu$  en  $\mu_\Delta$  op te zoeken, en daarmee  $L$  te berekenen. Voor een bepaalde  $B$  blijkt dan een optimum op te treden, zoals uit fig. 48 reeds werd vermoed. Daarna vindt men dan uit vgl. (VI D 7) welk windingsgetal voor deze waarde van  $B$  wordt vereist.

Moet men deze berekening voor kernen met andere afmetingen herhalen, dan komt men er vanzelf toe, de afmetingen, resp. de ijzergegevens in twee afzonderlijke factoren te groeperen. Schrijft men daarbij  $l_i K = V$ , het ijzervolume, dan ontstaat uit (VI D 8) een meer algemene uitdrukking:

$$\frac{L I^2}{V} = \frac{B^2}{0,4 \pi} \frac{(1/\mu + \alpha)^2}{1/\mu_\Delta + \alpha} 10^{-8} \text{ H}, \dots \dots \dots \text{ (VI D 9)}$$

waarin bovendien is ingevoerd  $\alpha = \frac{l_a}{l_i}$ , de verhouding tussen de krachtlijnenweg in de luchtspleet tot die in het ijzer. Ook hier berekent men uit de ijzergegevens het rechter lid voor verschillende waarden van  $B$  en van  $\alpha$ . Aangezien echter de waarde van  $B$  op zichzelf minder interessant is, kan men deze beter direct in  $I$  en  $N$  uitdrukken door (VI D 7) om te vormen in:

$$\frac{IN}{l_i} = \frac{B}{0,4 \pi} (1/\mu + a). \dots \dots \dots \text{(VI D 10)}$$

Bij verschillende waarden van  $B$  berekent men dus uit de ijzergrootheden enerzijds  $\frac{LI^2}{V}$  en anderzijds  $\frac{IN}{l_i}$ , en zet deze grootheden tegen elkaar uit, waarbij dus  $a$  optreedt als parameter. Men vindt dan krommen als die welke zijn weergegeven in fig. 49.

De gunstigste waarden van het rechterlid van vgl. (VI D 9) liggen op de gestippeld getekende omhullende van de verschillende krommen.

Wanneer nu het ijzervolume  $V$ , de ijzerlengte  $l_i$  en de gelijkstroom  $I$  zijn gegeven, wordt  $L$  nog bepaald door het windingsgetal  $N$  en door de verhouding  $a$ .

Het spreekt vanzelf dat, welke waarde men ook aan  $N$  geeft, men daarbij

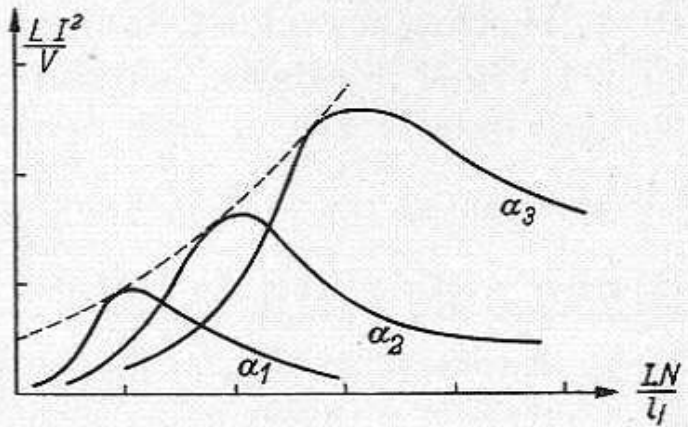


Fig. 49.  $\frac{LI^2}{V}$  als functie van  $\frac{IN}{l_i}$  met  $a$  als parameter.

Hierin beduiden  $L$  de zelfinductie,  $I$  de gelijkstroom,  $V$  het volume van de ijzerkern,  $N$  het aantal windingen,  $l_i$  de gemiddelde lengte in het ijzer voor de krachtlijnen en  $a$  de verhouding van de krachtlijnenweg in de lucht tot die in het ijzer.

steeds een zodanige waarde van  $a$  zal kiezen, dat een maximale  $L$  wordt bereikt. Maar daardoor wordt van elke kromme  $a_1, a_2, a_3$  enz. slechts het punt interessant dat op de omhullende ligt. Het is dus voldoende om alleen de omhullende op te tekenen, en bij elk punt daarvan aan te geven met welke verhouding  $a$  dit punt is te bereiken. Men krijgt dan de kromme van fig. 50, die betrekking heeft op

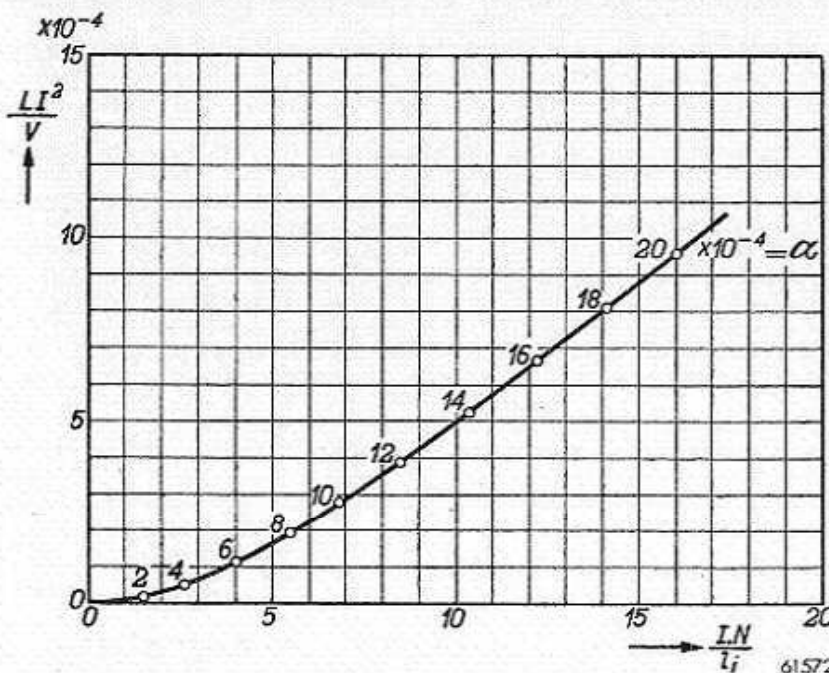


Fig. 50.  $\frac{LI^2}{V}$  als functie van  $\frac{IN}{l_i}$  voor de gunstigste verhouding  $a$  tussen de krachtlijnenweg in het ijzer en in de lucht. Deze kromme geldt voor transformatorblik met 4% silicium.

transformatorblik met 4% silicium en die werd aangegeven door Hanna. Uit deze kromme blijkt, wat natuurlijk ook verwacht werd, dat de zelfinductie bij gegeven kernafmetingen en stroom  $I$ , willekeurig kan worden verhoogd door  $N$  te vergroten, mits men bij elke waarde van  $N$  ook de bijbehorende  $a$  kiest. In de praktijk is echter een grens gesteld aan het aantal windingen, en dan kiest men de daarbij behorende gunstigste waarde van  $a$ . Deze volgt onmiddellijk uit fig. 50.

Men kent nu nl. de waarde van  $\frac{IN}{l_i}$ ; het snijpunt van de daarbij behorende verticaal met de kromme verschaft de gunstigste waarde van  $a$ . Tevens blijkt dan welke de optimale waarde van  $\frac{LI^2}{V}$  is, die bij dit aantal windingen wordt verkregen. Daar ook  $I^2$  en  $V$  bekend zijn, volgt daaruit  $L$ . Uit de gevonden waarde van  $a$  en uit  $l_i$  volgt verder welke luchtspleet  $l_a$  men zal toepassen.

De waarden van  $\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}$ , die bij de constructie van fig. 50 zijn gebruikt, zijn die welke optreden als op de gelijkstroom een relatief zeer kleine wisselstroom gesuperponeerd is.  $\mu_{\Delta}$  is nl. afhankelijk van de

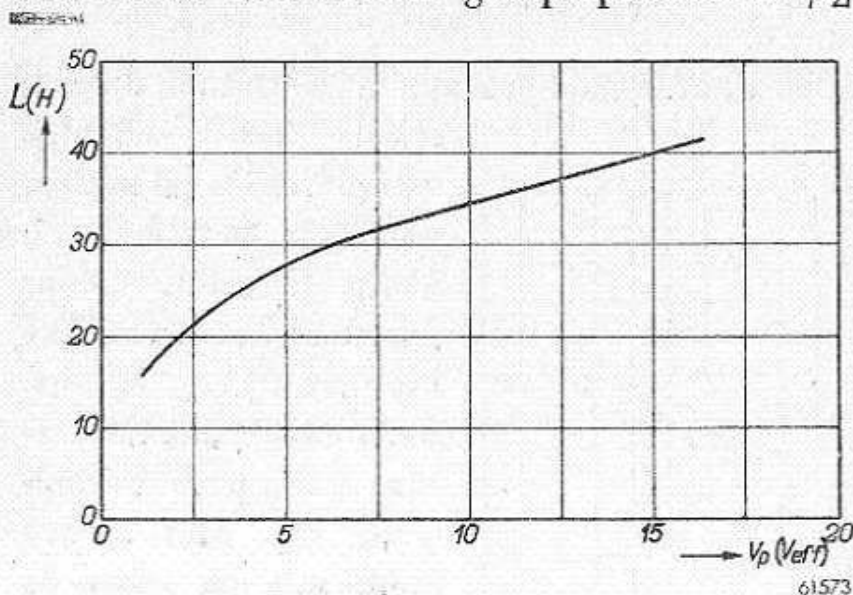


Fig. 51. De zelfinductie van een transformator met 4% siliciumblik, als functie van de aangelegde wisselspanning bij een frequentie van 50 Hz.

amplitude van de inductie, en wordt in het algemeen groter bij grotere amplituden. De zelfinductie zal dus ook in het algemeen afhankelijk zijn van de aangelegde spanning. Vooral bij transformatoren zonder luchtspleet is dit het geval. Fig. 51 toont bijvoorbeeld de zelfinductie, gemeten aan een dergelijke transformator, als functie van de aangelegde spanning.

De kern van deze transformator bestond uit normaal siliciumblik, en de meting werd met 50 Hz uitgevoerd. Door gebruik van speciaal blik, of door aanbrengen van een luchtspleet, wordt de zelfinductie constanter.

Bij gebruik van de kromme van fig. 50 heeft men dus de zekerheid,

dat de berekende zelfinductie ook bij zeer kleine geluidssterkte aanwezig is en de beoogde frequentiekaracteristiek wordt verkregen. Bij grotere geluidssterkte wordt de weergave van de lage tonen dan nog beter.

Wordt de transformator niet door gelijkstroom doorlopen, dan is de berekening der zelfinductie niet zo eenvoudig als men op het eerste gezicht zou denken. De te gebruiken formule is weliswaar zeer eenvoudig, nl.:

$$L = \frac{0,4 \pi N^2 K \mu}{l_i} 10^{-8} \text{ H} \dots \dots \dots (\text{VI D 11})$$

Maar de in te vullen waarde voor  $\mu$  is sterk afhankelijk van verscheidene factoren, bijv. van de amplitude van de magnetiseringsstroom, van de onvermijdelijke luchtspleten in de blikken en van de overlappings van de blikken. Door deze onbepaaldheid van  $\mu$  is het dikwijls het eenvoudigst aan te nemen dat er wel een geringe gelijkstroom aanwezig is, en dan de kromme van fig. 50 te gebruiken. (Voor  $I = 0$  geeft deze kromme niet meer een ondubbelzinnig verband tussen de grootheden.) De bij een kleine gelijkstroom berekende waarde verschilt nl. niet bijzonder veel van die zonder gelijkstroom. Bovendien zijn de afwijkingen dan ten gunste van de laatste waarde. De fout die men aldus maakt is altijd wel kleiner dan die welke men maakt door de onbepaaldheid van  $\mu$ . Voor normale uitgangstransformatoren in balansschakeling kan men rekenen met 3 à 5 mA gelijkstroom, ten gevolge van niet volkomen symmetrie.

### § 3. Berekening van de spreidingszelfinductie

Verreweg de meeste L.F. transformatoren hebben een kern van de vorm die is voorgesteld in fig. 52, met een vrijwel cilindervormige wikkeling. Zoals op verscheidene plaatsen in de literatuur is beschreven \*), kan de totale spreidingszelfinductie worden berekend met de formule:

$$L_s = L_{s1} + \frac{L_{s2}}{n^2} = 0,4 \frac{N_p}{l} U_m (3d_1 + d_p + d_s) \cdot 10^{-8} \text{ H} \dots \dots (\text{VI D 12})$$

Hierin zijn:

- $N_p$  primair windingsgetal,
- $l$  hoogte van de wikkeling in cm,

\*) Zie bijv. Arnold la Cour — Die Wechselstromtechnik — Band II, „Die Transformatoren“.

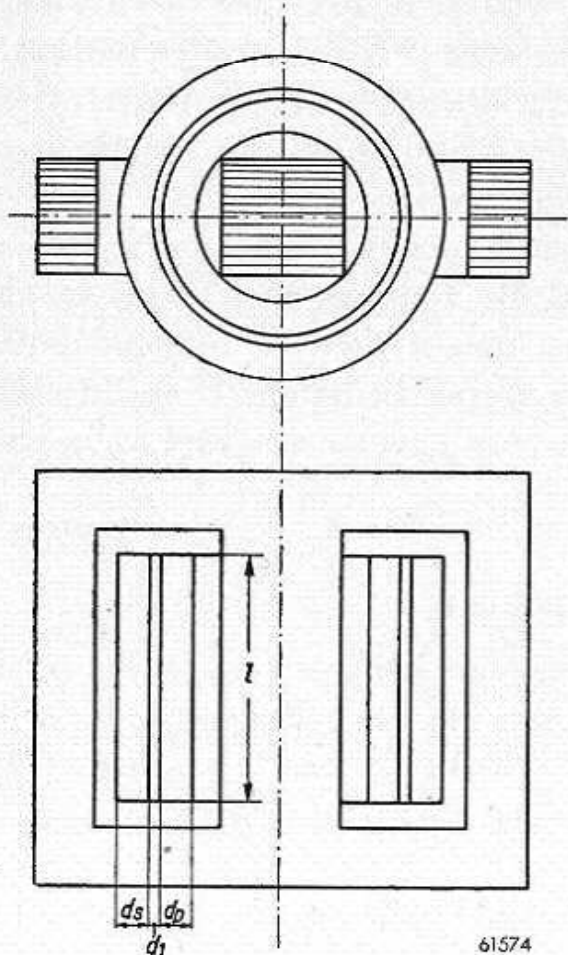
- $U_m$  gemiddelde omtrek van de windingen,  
 $d_1$  dikte van de isolatielaag tussen beide wikkelingen,  
 $d_p$  dikte van de primaire wikkeling,  
 $d_s$  dikte van de secundaire wikkeling.

Vindt men met deze formule dat de spreiding te groot is, dan kan men ter verbetering twee wegen inslaan.

Ten eerste kan men een van de wikkelingen in tweeën delen en de andere ertussen leggen. Brengt men de secundaire wikkeling tussen twee delen van de primaire aan, dan wordt de spreidingszelfinductie:

$$L_s = 0,1 \frac{N_p^2}{l} U_m (6d_1 + d_p + d_s) 10^{-8} \text{ H} \dots \dots \dots \text{ (VI D 13)}$$

Ten tweede kan men, daar  $L_s$  evenredig is met  $N_p^2$ , het aantal windingen verkleinen. Men moet dan echter, om dezelfde primaire zelfinductie te behouden, een grotere kerndoorsnede kiezen, en wel in een verhouding die het kwadraat is van de vermindering van het aantal windingen.



61574

Fig. 52. Tekening van de ijzerkern met wikkeling van een veel gebruikte transformatorconstructie:  
 $d_p$  = dikte van de primaire wikkeling,  
 $d_s$  = dikte van de secundaire wikkeling,  
 $d_1$  = dikte van de isolatielaag tussen beide wikkelingen,  
 $l$  = hoogte van de wikkeling.

#### § 4. Practisch voorbeeld

Wij zullen als practisch voorbeeld een uitgangstransformator berekenen bij de buis EL 34, die reeds enige malen ter sprake kwam, en wij nemen daarbij aan, dat een kern beschikbaar is die daar eventueel voor in aanmerking komt. De vraag is dan, of deze kern voldoende groot is om het gegeven vermogen te transformeren, en of daarmee aan de aan  $L_1$  en  $L_s$  gestelde voorwaarden wordt voldaan.

De EL 34 kan in de 17 W instelling een vermogen van 8 W afgeven aan een anodebelasting van  $3250 \Omega$ . Schat men nu voorlopig de wikkelsweerstand  $R_1 + R_2/n^2$  op ongeveer  $200 \Omega$ , dan mag de nuttige

belasting in de anodeketen  $Z_o/n^2 = 3050 \Omega$  zijn. Het vermogen van 8 W wordt aan  $3250 \Omega$  afgegeven bij een effectieve spanning van:

$$V_1 = \sqrt{8 \times 3250} = 160 \text{ V.}$$

Van deze spanning gaat een gedeelte in de koperweerstand verloren, zodat als geïnduceerde spanning overblijft:

$$V_i = \frac{3050}{3250} \times 160 = 150 \text{ V.}$$

Zoals vroeger werd opgemerkt, is het goed de maximale inductie vast te stellen bij bijv. 50 Hz. Door de vorm van de frequentie karakteristiek treedt bij die frequentie echter niet de volle spanning op, maar, zoals in C § 5 werd aangenomen, door de keuze  $p = 0,003$ , slechts bijv. 70% daarvan. Dit betekent dus dat, bij een maximale inductie van ca. 4000 Gauss, bij 50 Hz een spanning van 105 V geïnduceerd zal moeten worden. Nu zijn de afmetingen van de desbetreffende kern in fig. 53 aangegeven, en daaruit blijkt, dat de kerndoorsnede  $K = 5 \text{ cm}^2$  bedraagt. Uit vgl. (VI D 1) berekent men nu voor het nodige aantal primaire windingen:

$$N_p = \frac{105 \times 10^8}{4,4 \times 50 \times 5 \times 4000} = 2400.$$

Alvorens nu na te gaan of dit aantal windingen op de kern is onder te brengen, is het eenvoudiger eerst te controleren of met dit aantal de vereiste zelfinductie is te verkrijgen. Uit de in fig. 53 gegeven afmetingen volgt:

$$\begin{aligned} V &= 126 \text{ cm}^2, \\ l_i &= 18 \text{ cm.} \end{aligned}$$

Daar de buis EL 34 wordt ingesteld op een anodegelijkstroom van 67 mA, berekent men voor de volgens p. 71 geëiste zelfinductie van 10 H:

$$\frac{LI^2}{V} = \frac{10 \times (0,067)^2}{126} = 3,6 \times 10^{-4}.$$

Uit fig. 50 leest men nu af dat dit bedrag is te bereiken als men  $\frac{IN_p}{l_i} = 8$

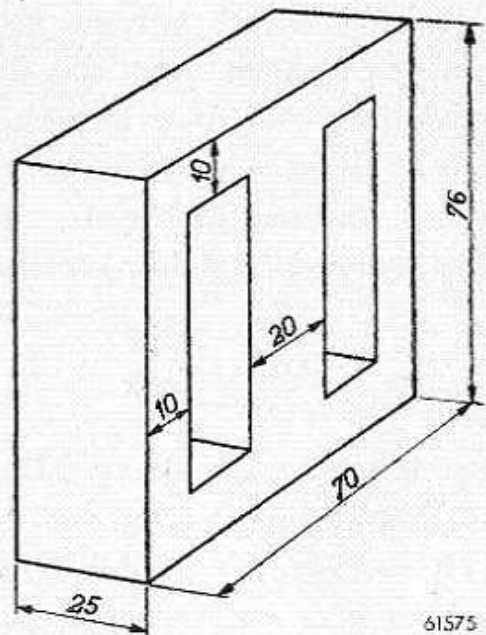


Fig. 53. Tekening van de kern van de in het voorbeeld berekende transformator.

kiest en  $\alpha = 12 \cdot 10^{-4}$ . Het aantal primaire windingen moet dan ten minste zijn:

$$N_p = 8 \frac{l_i}{I} = \frac{8 \times 18}{0,067} = 2150.$$

De grootte van de daarbij behorende luchtspleet wordt:

$$l_a = \alpha l_i = 12 \cdot 10^{-4} \cdot 18 = 0,02 \text{ cm.}$$

Blijkbaar eist de begrenzing van de inductie een hoger windingsgetal dan nodig is voor het bereiken van de vereiste primaire zelfinductie, en het zal dus goed zijn verder te rekenen met ca. 2400 windingen. In principe zou het wenselijk zijn bij dit getal opnieuw de gunstigste luchtspleet op te zoeken in fig. 50, maar aangezien de lengte van de luchtweg constructief moeilijk exact is te bepalen, heeft dit weinig zin.

Het is nu mogelijk ook reeds na te gaan of aan de derde eis, die betreffende de spreiding, kan worden voldaan. Het is voor de hand liggend, dat het venster van de kern zo goed mogelijk met koper zal worden gevuld, waaruit volgt dat de dikte van de primaire en van de secundaire wikkeling van de orde van 6 mm zal worden, met een isolatielaag van bijv. 0,5 mm daartussen. De hoogte van de wikkeling zal ongeveer 5 cm kunnen bedragen, de gemiddelde omtrek 14 cm. Daaruit volgt dan voor de spreidingszelfinductie volgens (VI D 12):

$$L_s = 0,4 \times \frac{2400^2}{5} \times 14 (3 \times 0,05 + 0,6 + 0,6) \cdot 10^8 = 0,87 \text{ H.}$$

Dit is hoger dan de op blz. 57 als eis gestelde waarde van 0,6 H. Toch zal het duidelijk zijn dat dit betrekkelijk kleine verschil niet de keuze van een groter model transformatorblik motiveert. In het algemeen zal men in een dergelijk geval een compromis treffen en het primaire windingsgetal iets kleiner nemen. In dit geval wordt dan de aangenomen waarde van  $B_{max}$  iets overschreden (alleen bij volle uitsturing bij lage frequenties, wat zelden voorkomt), terwijl aan de eis betreffende de primaire zelfinductie reeds ruim werd voldaan. Men zou dus als definitieve keuze  $N_p = 2300$  kunnen vaststellen. Het blijkt dan verder dat, bij een draaddikte van 0,3 mm, dit aantal windingen juist in de ruimte van  $6 \times 50$  mm is onder te brengen. Deze draad heeft een doorsnede van  $0,07 \text{ mm}^2$ , en, daar de effectieve waarde van de primaire stroom ongeveer  $1,2 \times 0,067 \text{ A} = 0,08 \text{ A}$  bedraagt, is het koper slechts zwak belast. Daaruit blijkt dus dat dit ontwerp enigszins aan de ruime kant is.



Ten slotte moet nog de secundaire wikkeling worden berekend. De nominale luidsprekerimpedantie van  $5 \Omega$  moet primair als  $3250 \Omega$  optreden, dus:

$$5/n^2 = 3250 \text{ en } n = \sqrt{\frac{5}{3250}} = 0,04,$$

zodat het secundaire windingsgetal wordt:

$$N_s = 0,04 \times 2300 = 92.$$

Men kiest hiervoor een draad die ongeveer  $\frac{1}{\sqrt{n}}$  maal zo dik is als de primair gebruikte, d.w.z. een van 1,4 mm.

Berekent men nu nog de totale weerstand  $R = R_1 + R_2/n^2$ , dan vindt men dat deze vrijwel  $200 \Omega$  bedraagt. Hiermede is dan de voorlopige berekening van het ontwerp gereed.

## E. NIET-LINEAIRE VERVORMING

### § 1. Vervorming in de voorversterkbuizen

Doordat de  $i_a/V_g$ -karakteristieken van de versterkbuizen niet lineair zijn, is de anodestroom of de spanning aan de anode-impedantie niet meer een volkomen getrouw beeld van de roosterspanning. Er treedt z.g. niet-lineaire vervorming op. In de voorversterker, waar slechts een vrij klein gedeelte van de karakteristiek wordt doorlopen, is deze vervorming meestal gering, bijv. 1 à 2%. In de eindtrap hangt de vervorming bij volle uitsturing ten nauwste samen met de dimensionering van de eindtrap; deze vervorming zal daarom worden behandeld in hoofdstuk VII.

Een uitvoerige discussie over de gevolgen van de karakteristiekromming vindt men in deel IV, hoofdstuk IV. Het bleek daarbij dat, indien een buis door een sinusvormige spanning met de frequentie  $\omega$  wordt gestuurd, in de anodeketen naast deze grondfrequentie de harmonischen met frequenties  $2\omega$ ,  $3\omega$  enz. worden gevonden, die dus een ongewenst overschot vormen. Noemt men de amplitude van de grondgolf  $I_1$ , en die van de harmonischen  $I_2$ ,  $I_3$ , enz., dan definieert men een vervorming door de  $n^e$  harmonische als:

$$d_n = \frac{I_n}{I_1} \dots \dots \dots \quad (\text{VI E 1})$$

Men drukt dit bedrag meestal uit als een percentage. Volgens een iets andere definitie vergelijkt men de harmonische niet met de gewenste grondgolf, maar met de effectieve waarde van grondgolf plus harmonischen, dus:

$$d_n = \frac{I_n}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}} \dots \dots \quad (\text{VI E 2})$$

Doordat  $I_2$ ,  $I_3$  enz. meestal klein zijn t.o.v.  $I_1$ , verschillen de vervormingen volgens beide definities numeriek nauwelijks.

In het cijfer voor de totale vervorming wordt de effectieve waarde van de som van de hogere harmonischen vergeleken met de grondgolf, resp. grondgolf plus harmonischen, dus:

$$d_{tot} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1}, \dots \quad (\text{VI E 3})$$

$$\text{resp. } d_{tot} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}} \quad \dots \quad (\text{VI E 4})$$

In hoofdstuk IV werden de amplituden van de harmonische uitgedrukt in de coëfficiënten van een machtreeks, welke laatste de buiskarakteristiek verving. Daar het modulatiebrommen en de kruismodulatie door dezelfde coëfficiënten worden bepaald, is het mogelijk de cijfers betreffende deze laatste effecten te gebruiken voor het bepalen van de vervorming door de tweede en de derde harmonischen. Daarbij moet men echter bedenken dat de berekeningen in hoofdstuk IV betrekking hebben op een anodeketen, waarvan de impedantie relatief klein is t.o.v. de inwendige weerstand van de buis, vooral voor de optredende harmonischen. Van deze gegevens mag men voor L.F. versterkers dus zonder meer slechts gebruik maken in gevallen dat ook daar de koppelimpedantie relatief laag is. In normale gevallen zal nog een correctie nodig zijn. Bij een sinusvormig signaal  $V_{g1}$  op het rooster, is de amplitude van de grondgolf in de anodeketen:

$$I_{a1} = \alpha V_{g1},$$

en die van de tweede harmonische:

$$I_{a2} = \beta/2 V_{g1}^2.$$

De vervorming door de tweede harmonische is dus:

$$d_2 = \frac{I_{a2}}{I_{a1}} = \frac{\beta}{2\alpha} V_{g1}.$$

$d_2$  stijgt dus evenredig met het ingangssignaal. Nu werd voor de brommodulatiefactor gevonden (vgl. (IV A 6) in hoofdstuk IV, deel IV):

$$m_b = 2\beta/\alpha V_2,$$

waarbij  $V_2$  weer een spanning (de stoorspanning) aan het rooster is. Deze factor is dus 4 maal zo groot als de vervorming door de tweede harmonische. Is dus van een buis gegeven, dat bij een bepaalde spanning  $m_b = 1\%$ , dan is bij hetzelfde ingangssignaal de vervorming  $d_2 = 1/4\%$  en bij andere spanningen naar verhouding groter of kleiner.

De amplitude van de derde harmonische is:

$$I_{a3} = \frac{\gamma}{4} V_{g1}^3,$$

en dus is de vervorming:

$$d_3 = \frac{I_{a3}}{I_{a1}} = \frac{\gamma}{4\alpha} V_{g1}^2.$$

Vergelijkt men hiermede de vroeger gevonden kruismodulatiefactor (vgl. (IV A 18) in hoofdstuk IV, deel IV):

$$K = \frac{3\gamma}{\alpha} V_2^2,$$

dan ziet men dat dit bedrag 12 maal zo groot is als de vervorming door de derde harmonische. Indien bij een bepaalde roosterspanning de kruismodulatiefactor 1% is, is de vervorming evenredig met het kwadraat van de spanning groter of kleiner.

Aan de hand van de gepubliceerde gegevens, bijv. van de EF 22, zal men zien, dat de vervorming door de tweede harmonische het belangrijkste is. Bij een signaal van 0,1 V op het rooster vindt men bij een voorspanning van  $-2$  V voor de vervorming:

$$d_2 = 2,5\% \text{ en } d_3 = \left(\frac{100}{600}\right)^2 \times \frac{1}{12} \% = 0,002\%.$$

Wordt in de anodeketen een weerstand opgenomen, wat voor een voorversterker normaal is, dan neemt de vervorming af. Wij zullen deze afneming hier voor  $d_2$  berekenen, daar dit practisch het belangrijkste is.

Als men de  $i_a/v_g$ -karakteristiek van de buis zonder anodeweerstand voorstelt door  $i_a = f(v_g)$ , kan men voor kleine variaties om de rustinstelling  $I_a, V_g$  volgens Taylor schrijven:

$$\Delta i_a = \Delta v_g f'(V_g) + \frac{\Delta v_g^2}{2} f''(V_g) + \frac{\Delta v_g^3}{2 \times 3} f'''(V_g) +, \dots \quad (\text{VI E } 5)$$

waaruit volgt, dat de hiervóór gebruikte coëfficiënten van de machtreeks overeenkomen met:

$$\alpha = f'(V_g), \quad \beta = \frac{f''(V_g)}{2}, \quad \gamma = \frac{f'''(V_g)}{6}, \text{ enz.}$$

Wordt nu een weerstand  $R$  in de anodeketen geschakeld, zodat ook de anodespanning varieert, dan wordt:

$$I_a = f\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right) = f\left(V_g - \frac{I_a R}{\mu}\right) = f(u) \quad \dots \quad (\text{VI E } 6)$$

$\left[ \left( u = V_g - \frac{I_a R}{\mu} \right) \text{ wordt tijdelijk als hulpgrootheid ingevoerd.} \right]$  Schrijft

men deze nieuwe betrekking tussen  $I_a$  en  $V_g$  korthedshalve als:

$$I_a = F(V_g), \dots \dots \dots (\text{VI E } 7)$$

dan zijn voor de vervorming weer maatgevend:

$$F' (V_g), F'' (V_g), F''' (V_g), \text{ enz.}$$

Deze afgeleiden kan men vinden door differentiëren van (VI E 7), waarbij men wel enige aandacht moet schenken aan het juist toepassen van de geldende regels.

Door eenmaal differentiëren vindt men:

$$\frac{dI_a}{dV_g} = F' (V_g) = \frac{df(u)}{du} \times \frac{du}{dV_g} = f' (u) \left[ 1 - \frac{R}{\mu} F' (V_g) \right] \dots \text{ (VI E 8)}$$

Hieruit volgt dus:

$$F' (V_g) = \frac{f' (u)}{1 + \frac{R}{\mu} f' (u)} \dots \dots \dots \text{ (VI E 9)}$$

$F'' (V_g)$  vindt men door  $F' (V_g)$  nog eenmaal naar  $V_g$  te differentiëren, of wel eerst te differentiëren naar  $u$ , en te vermenigvuldigen met  $\frac{du}{dV_g}$ , dus:

$$F'' (V_g) = \frac{f'' (u) \left[ 1 + \frac{R}{\mu} f' (u) \right] - f' (u) \frac{R}{\mu} f'' (u)}{\left[ 1 + \frac{R}{\mu} f' (u) \right]^2} \times \left[ 1 - \frac{R}{\mu} F' (V_g) \right] \dots \dots \dots \text{ (VI E 10)}$$

Na verder uitwerken en invullen van  $F' (V_g)$  volgens (VI E 9), wordt dit:

$$F'' (V_g) = \frac{f'' (u)}{\left[ 1 + \frac{R}{\mu} f' (u) \right]^3} \dots \dots \dots \text{ (VI E 11)}$$

$I_a = f(u)$  geeft het verband tussen  $I_a$  en een roosterspanning  $u$  volgens de oorspronkelijke karakteristiek zonder anodeweerstand, en  $f' (u)$ , de eerste afgeleide daarvan, is dus gelijk aan de coëfficiënt  $\alpha$ . Evenzo is  $f'' (u)$  de tweede afgeleide van de karakteristiek zonder weerstand.

Uit (VI E 9) blijkt dus dat, door het aanbrengen van een koppelweerstand, de eerste afgeleide  $\alpha$  afneemt in de verhouding:

$$\frac{1}{1 + \frac{R}{\mu} \alpha}$$

en uit (VI E 11) blijkt, dat de tweede afgeleide afneemt in de verhouding:

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{R}{\mu} \alpha\right)^3}$$

De distorsiefactor  $d_2 = \frac{\beta}{2\alpha}$  neemt dus af in de verhouding

$$\frac{1}{\left(1 + \frac{R}{\mu} \alpha\right)^2}$$

Nu is de eerste afgeleide van de karakteristiek,  $\alpha$ , niets anders dan de steilheid  $S$ , zodat vervolgens kan worden geschreven de bekende betrekking:

$$\frac{\alpha}{\mu} = \frac{1}{R_i} \dots \dots \dots \text{(VI E 12)}$$

Daaruit volgt voor de distorsiefactor van de met weerstand belaste buis:

$$d_2' = d_2 \frac{1}{\left(1 + R/R_i\right)^2} \dots \dots \dots \text{(VI E 13)}$$

Bij penthoden is de verhouding  $R/R_i$  betrekkelijk klein. De EF 22 bijv. heeft een  $R_i$  van minstens 1,2 M $\Omega$ . Bij regelen van de buis neemt dit bedrag nog toe. Gebruikt men nu een koppelweerstand van 0,1 M $\Omega$ , dan wordt dit ongeveer:

$$d_2' = d_2 \frac{1}{1,1^2} = 0,8 d_2.$$

Bij penthoden gebruikt men een niet te grote koppelweerstand en kan men dus direct gebruik maken van de gegevens over modulatiebrommen, zonder een zeer grote fout te maken. Bij trioden is de verhouding  $R/R_i$  meestal veel groter. Voor de EBC 41 bijv. wordt opgegeven  $R_i = 58\,000 \Omega$ , terwijl de koppelweerstand bijv. 100 000  $\Omega$  kan bedragen, dus

$$R/R_i = 1,7 \text{ en } d_2' = \frac{d_2}{7,3} = 0,14 d_2.$$

Nu worden van een triode gewoonlijk geen gegevens over modulatiebrommen gepubliceerd, maar men kan verwachten dat de kromming van de karakteristiek van dezelfde orde van grootte is als bij een penthode. Hieruit zou volgen dat de triode in de praktische schakeling, dus belast met een koppelweerstand, praktisch geen vervorming zal geven. Men moet echter niet uit het oog verliezen dat, door de geringere versterking, grotere signalen zullen worden toegevoerd, waardoor dus  $d_2$  zonder weerstand groter wordt dan bij een penthode. Daar echter de invloed

van de relatief grote koppelweerstand overweegt, blijkt in het algemeen een triode minder vervorming te geven dan een penthode.

De voorkeur voor penthoden was gedurende lange tijd te verklaren uit het feit, dat de grotere versterking opweegt tegen de kleinere vervorming en zij kan worden gebruikt voor tegenkoppeling.

De conclusie uit de voorgaande beschouwing is dus, dat men, zo nodig, de vervorming van een voorversterkbuis kan berekenen uit de gegevens over modulatiebrommen en kruismodulatie, die voor de penthode meestal beschikbaar zijn. Al naar de koppelweerstand groter of kleiner is, kan men al dan niet gebruik maken van de correctie volgens (VI E 13). Voor de derde harmonische is deze correctie hier niet berekend, daar deze vervorming nauwelijks een rol speelt. Zij is ongeveer:

$$d_3' = d_3 \frac{1}{(1 + R/R_i)^3} \dots \dots \dots \text{(VI E 14)}$$

Voor buizen die bestemd zijn voor L.F. versterking, is meestal de direct gemeten vervorming opgenomen in de publicatiegegevens. Zo vindt men voor de EF 22 dat, bij  $-2$  V voorspanning en een signaal van  $0,035$  V, de totale vervorming bedraagt:  $d_{tot} = 0,8\%$ ; dit is bij een koppelweerstand van  $0,1$  M $\Omega$ . Op blz. 78 werd uit de modulatiebromfactor berekend  $d_2 = 2,5\%$  bij een signaal van  $0,1$  V. Bij een signaal van  $0,035$  V zou dit dus worden:  $d_2 = 0,35 \times 2,5 = 0,87\%$ , en met inachtneming van de vermindering door de anodebelasting:

$$d_2' = 0,8 \times 0,87 = 0,7\%.$$

Vergelijkt men dit bedrag met de gemeten totale vervorming, dan ziet men dat deze in hoofdzaak uit de tweede harmonische moet bestaan.

Ten slotte is het voor de hand liggend, dat men de vervorming grafisch moet kunnen bepalen uit de  $i_a/v_a$ -karakteristieken. Inderdaad is hiermede voor eindbuizen wel iets te bereiken, maar voor voorversterkbuizen met hun kleinere vervorming wordt deze methode te onnauwkeurig, ook al omdat de schaal van de gepubliceerde karakteristieken niet aan dit doel beantwoordt. Op deze methode zal nog worden teruggekomen in hoofdstuk VII.

Indien een voorversterkbuis belast is met een tussentransformator, zorgt men er, ter wille van de frequentiekarakteristiek, voor dat de primaire impedantie hoog is t.o.v. de inwendige weerstand van de buis. Dit is reeds bij de lage frequenties het geval, en bij de hogere frequenties dus in nog sterkere mate.

Hoewel nu de belasting inductief is, en men derhalve niet zonder

meer van de gevonden resultaten mag gebruik maken, zal het wel duidelijk zijn, dat ook in dit geval de vervorming door karakteristiekromming aanzienlijk wordt gereduceerd.

## § 2. Vervorming in de L.F. transformator

In D § 1 werd er reeds op gewezen dat in de L.F. transformator vervorming kan ontstaan, doordat de magnetisatiekromme van het gebruikte ijzer in het algemeen niet-lineair is. Indien de kern alleen door wisselstroom wordt gemagnetiseerd, ontstaan door de symmetrie van de  $B-H$ -kromme, in de magnetische inductie alleen oneven harmonischen. Dit is in principe het geval bij een balanseindtrap. Bij een enkelvoudige eindtrap wordt de kern echter tevens door een gelijkstroom gemagnetiseerd, waardoor de doorlopen magnetisatielus niet meer symmetrisch is en dus ook even harmonischen optreden.

Wij zullen hier niet ingaan op het berekenen van de distorsie uit de gegevens van het gebruikte ijzer. Dergelijke berekeningen leveren weinig resultaten op die voor de praktische toepassing van onmiddellijk belang zijn. De magnetische vervorming is bovendien in het algemeen klein t.o.v. de vervorming die in de buizen optreedt. Wel is het nuttig enige punten naar voren te brengen die, afgezien van de eigenschappen van het ijzer, van belang zijn om de magnetische vervorming gering te houden.

Indien een kern wordt gemagnetiseerd door een sinusvormige wisselstroom, zal de inductie niet meer sinusvormig zijn, en in een secundaire wikkeling wordt dan ook een niet-sinusvormige wisselspanning geïnduceerd; er treedt dus vervorming op.

Constaateert men echter onder bepaalde omstandigheden aan de primaire wikkeling een sinusvormige spanning, dan is dus blijkbaar de inductie ook sinusvormig, en moet daardoor ook de in de secundaire wikkeling geïnduceerde spanning sinusvormig zijn. M.a.w., slaagt men

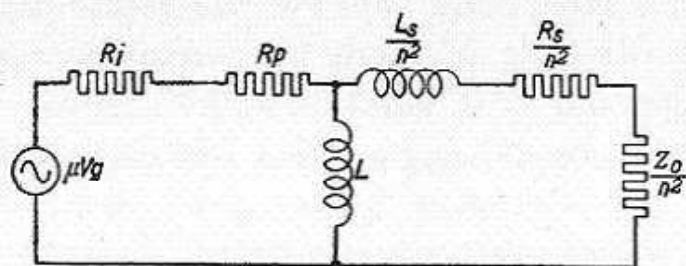


Fig. 54. Vervangingschema van fig. 34 voor de uitgangstransformator.

er in de spanning aan de primaire wikkeling sinusvormig te houden, dan treedt, ongeacht de  $B-H$ -kromme, geen vervorming op. Bij de sinusvormige inductie behoort dan echter een niet-sinusvormig magnetiserend veld, dus een niet-sinusvormige magnetiseringsstroom. Dit betekent dus dat, bij aansluiting van een sinusvormige spanning op de primaire wikkeling, een vervormde mag-



netiseringsstroom gaat vloeien. Deze feiten zijn genoeg bekend uit de electrotechniek. Wij zullen nu echter nagaan welke conclusies er onder verschillende omstandigheden uit zijn te trekken voor de L.F. versterker. Daartoe wordt in fig. 54 nog eens het algemene vervangingschema van fig. 34 weergegeven.

Beschouwt men eerst de practisch onbelaste tussentransformator, dan mag wel  $R_o = \infty$  gesteld worden, en er vloeit dan alleen stroom in de keten  $(R_i + R_p)$  met  $L$ . De sinusvormig aangenomen spanning  $\mu V_g$  verdeelt zich dus over weerstand en zelfinductie en wordt alleen dán vrijwel geheel aan deze laatste teruggevonden, als de weerstand klein is t.o.v. de impedantie der zelfinductie. Om een sinusvormige spanning aan  $L$  te verkrijgen, is dus een lage weerstand, resp. hoge zelfinductie, van belang. Is de weerstand zeer hoog, dan bepaalt deze de stroom. Deze laatste wordt dan sinusvormig, waardoor, zoals gezegd, een vervormde spanning wordt geïnduceerd. Dit is dus mede een motief om te trachten een grote zelfinductie te bereiken en de tussentransformator toe te passen achter een triode en niet achter een penthode. Als een dergelijke vervorming optreedt, zal dit in de eerste plaats zijn bij de lagere frequenties, daar dan  $\omega L$  ook een lage waarde heeft. Grijpen wij even terug op de vroeger behandelde tussentransformator met een zelfinductie van 60 H, dan heeft deze bij 50 Hz een impedantie van ca. 20 000  $\Omega$ . De inwendige weerstand van een voorversterkpenthode kan van de orde van 1 M $\Omega$  zijn, waaruit blijkt dat in een dergelijk geval de stroom practisch geheel door de weerstand wordt bepaald en dus vrijwel sinusvormig zou zijn. De distorsie wordt dan in de volle maat bepaald door de  $B-H$ -kromme.

Niet alleen is het dus van belang in elk geval een triode te gebruiken, maar tevens zal men, ter wille van de vervormingsvrijheid, de gelijkstroomweerstand van de primaire wikkeling laag trachten te maken.

Beschouwt men nu de belaste uitgangstransformator, of, eventueel, de tussentransformator voor het sturen van een eindtrap met roosterstroom, dan bestaat de hoofdstroomkring uit

$$R_i + R_p + R_s/n^2, L_s/n^2 \text{ en } Z_o/n^2.$$

Immers, men tracht reeds om andere redenen de impedantie van  $L$  groot te houden t.o.v.  $Z_o/n^2$ . Neemt men nu verder aan, dat de spreidingsimpedantie laag is ten opzichte van  $Z_o$ , waar ook gewoonlijk naar wordt gestreefd, dan vindt men aan  $Z_o$  een wisselspanning die weliswaar in grootte afhankelijk is van  $R_i$ , maar toch steeds sinusvormig is. In dit geval is het voor de vervorming dus van geen belang of de transformator

volgt op een penthode of een triode. Beide typen eindbuis komen dan ook voor.

Betrekt men nu nog de spreidingszelfinductie in deze beschouwing, dan ziet men, dat een hoge waarde van  $R_i$  voordelig is in verband met de vervorming. Immers, de stroomkring zal een vervormde stroom gaan opnemen als de spreidingsimpedantie gaat overwegen over de weerstand in de kring, en dit zal minder het geval zijn naarmate  $R_i$  groter is. Verder blijkt hieruit dat het, ook uit het oogpunt van geringe vervorming gezien, goed is de spreiding laag te houden.

#### LITTERATUUR:

1. B e a t t y, R. T., The A.C. inductance of an iron cored coil carrying direct current; Wireless Engineer XI, Febr. 1934.
2. C o c k i n g, W. T., Phase splitting in push-pull amplifiers; Wireless World 44, April 1939.
3. C o c k i n g, W. T., Tone-control systems; Wireless World 44, (1939) p. 532.
4. D i j k s t e r h u i s, P. R. en G r o e n e v e l d, Y. B. F. J., L.F. versterking met transformatoren; Radio-Nieuws 11 (1928), p. 232.
5. H a n n a, C. R., Design of reactances and transformers which carry direct current; Journ. Am. Inst. of El. Eng. 46 (1927), p. 128.
6. K a f k a, H., Zur N.F. Verstärkung mit Drossel­spulenkopplung; Jahrb. drahtl. Telegr. 31 (1928) p. 87.
7. P e a k e, H. J., Voltage amplification formulas; Tele-Tech. Febr. 1948.
8. R o t h e, H. en K l e e n, W., Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker, Band III der Bücherei der H.F. Technik. Becker & Erler, Leipzig (1943).
9. V o o r h o e v e, N. A. J., Laagfrequentie-Versterkingstechniek, Philips Technische Bibliotheek 1949.

## VII. EINDTRAP

### Inleiding

In de eindtrap wordt het L.F. signaal omgezet in het elektrisch vermogen dat nodig is om uit de gegeven luidspreker het gewenste acoustisch vermogen te verkrijgen.

Daar de meting van het elektrisch vermogen veel eenvoudiger is dan die van het uiteindelijke acoustisch vermogen, is het gebruikelijk geworden de eindtrap te waarderen naar het elektrisch vermogen dat door de eindbuis wordt overgedragen aan de luidspreker. Door ervaring weet men ongeveer hoeveel elektrisch vermogen voor een bepaald geval nodig is.

Om enig idee van de orde van grootte te geven: voor een hoofdtelefoon kan desnoods worden volstaan met  $1 \mu\text{W}$ ; voor een versterker voor slechthorenden met ca.  $1$  à  $2 \text{ mW}$ ; in batterij-ontvangers is het eindvermogen van de orde van  $0,1$  tot  $0,5 \text{ W}$ , en in een normale wisselstroom-ontvanger meestal ca.  $3 \text{ W}$ . In grote versterkerinstallaties komt men op  $100 \text{ W}$  en hoger. Het acoustisch vermogen wordt zelden in cijfers genoemd. Wat men zich echter veel te weinig realiseert is, dat bij de omzetting van elektrische in acoustische energie in de luidspreker, het rendement naar gelang het type luidspreker varieert van  $5\%$  tot  $140\%$ , zoals blijkt uit onderstaande tabel.

Type Philips	Max. elektrisch vermogen	Rendement
9708	3 watt	0,55%
9602	10 „	3 %
9672	10 „	7 %
9700	20 „	14 %

Beschouwen wij nu de eindtrap los van de luidspreker, dan interesseert ons:

1. het afgegeven elektrisch vermogen;
2. het verlies aan elektrisch vermogen, dat daarbij optreedt in de eindbuis, niet alleen vanwege dit verlies zelf, maar omdat de eindbuis, waarin dit verlies wordt gedissipeerd, daarop geconstrueerd moet zijn;

3. dat het gevraagde vermogen wordt verkregen bij een kleine ingangssignaalsterkte, daar dan de nodige voorversterking geringer kan zijn. Essentieel is dit derde punt echter niet, aangezien in de meeste ontvangers toch een afzonderlijke L.F. buis wordt gebruikt.

In hoofdstuk VI A § 4 werd reeds beschreven hoe een in het algemeen willekeurige verbruikswaerstand door middel van een transformator aan de voorgaande buis wordt aangepast, voor het verkrijgen van een zo groot mogelijke versterking aan die weerstand. Bij de eindversterking gaat het daarentegen om het optimale vermogen bij een bepaalde voedingsspanning. Bij de beschouwingen over het uitgangsvermogen is het gewoonte in eerste instantie af te zien van het faseverschil dat kan bestaan tussen stroom en spanning aan de luidspreker.

Het optimale vermogen kan niet willekeurig worden vergroot. Men dient te bedenken, dat te allen tijde de anodestroom en de anodespanning van de eindbuis groter moeten zijn dan nul. Verder moet meestal de roosterspanning negatief blijven (ter vermijding van roosterstroom). Het *aanpassen* komt bij de eindtrap hierop neer, dat men door een juiste keuze van werkpunt, transformatieverhouding en belastingswaerstand ervoor zorgt dat, onder inachtneming van de bovengenoemde begrenzingsen, zoveel mogelijk uitgangsvermogen wordt verkregen. Een begrenzing van geheel andere aard, welke samenhangt met de constructie van de buis, wordt gegeven door de toelaatbare dissipaties.

Bij nadere beschouwing zijn de begrenzingsen tamelijk onscherp, en treedt daardoor een geleidelijk toenemende vervorming op.

Het maximale vermogen is nu niet een duidelijk gedefinieerd bedrag, maar hangt af van de grens die men aan de bedoelde vervorming wenst te stellen. Men spreekt dus bijv. van het eindvermogen dat verkregen kan worden bij 5% of bij 10% vervorming. Deze begrenzingsvervorming speelde nog geen rol in hoofdstuk VI, en wordt daarom hier afzonderlijk in VII B behandeld. Zij kan worden berekend nadat de werkelijke of dynamische buiskarakteristiek tot een of andere wiskundige vorm is benaderd. Dergelijke berekeningen zijn hoofdzakelijk als oriëntatie van belang. Practisch maakt men veel meer gebruik van directe metingen.

Als allereerste oriëntatie zal in de volgende paragrafen echter steeds worden uitgegaan van een berekening die op scherpe begrenzingsen is gebaseerd, nl. op geschematiseerde karakteristieken (rechten in VII A).

Men vindt dan het maximale uitgangsvermogen, het opgenomen vermogen enz. uitgedrukt in buisgrootheden, zodat een snelle schatting voor elk geval mogelijk wordt, of verschillende gevallen met elkaar kunnen worden vergeleken.

Het rendement bij de omzetting van het door het voedingsgedeelte afgegeven vermogen in het L.F. vermogen wordt bepaald door de keuze van het werkpunt op de  $i_a/v_g$ -karakteristiek en de mate van uitsturing. In verband daarmee onderscheidt men verschillende „klassen” van werkpuntinstellingen.

Een instelling volgens fig. 55, waarbij gedurende de gehele wissel-

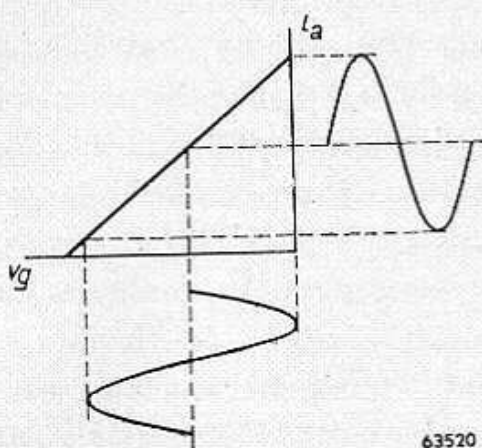


Fig. 55. Situatie van roosterwisselspanning en anodestroom bij klasse A-instelling.

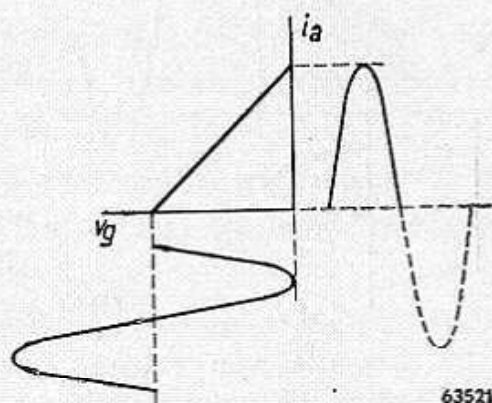


Fig. 56. Situatie van roosterwisselspanning en anodestroom bij klasse B-instelling.

spanningsperiode anodestroom vloeit, wordt „klasse A” instelling genoemd. De in de vorige hoofdstukken besproken H.F., M.F. en L.F. versterktrappen werkten dus alle in deze instelling.

Een instelling van het werkpunt volgens fig. 56 waarbij gedurende juist een halve periode stroom vloeit, wordt „klasse B” instelling genoemd. Het is duidelijk, dat zeer sterke vervorming zou optreden, indien niet de tweede halve periode werd aangevuld door een tweede buis, eveneens in klasse B-instelling. Een eindversterker in B-instelling zal dus steeds moeten bestaan uit twee buizen in balansschakeling (ook wel push-pull schakeling genoemd). Ook in andere gevallen, bijv. bij oscillatoren, gebruikt men wel deze klasse-indeling. In dit geval heeft een klasse B-instelling niet noodzakelijk een balansschakeling te zijn, omdat hierbij dikwijls een selectieve impedantie wordt gebruikt, waardoor de vervorming toch zeer beperkt blijft.

In de klasse C-instelling van fig. 57

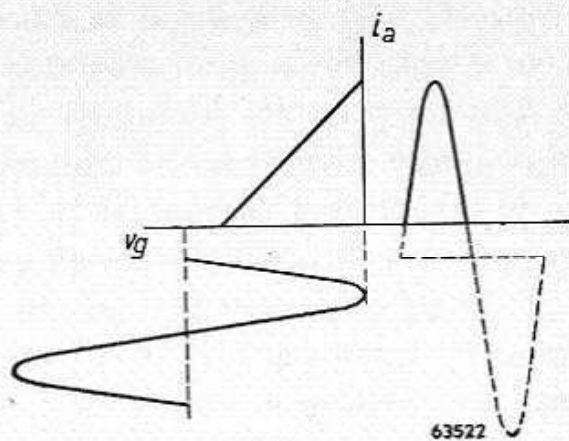


Fig. 57. Situatie van roosterwisselspanning en anodestroom bij klasse C-instelling.

vloeit de anodestroom gedurende minder dan een halve periode. Hierbij kan een balansschakeling een sterke vervorming niet verhinderen. Voor L.F. eindtrappen wordt deze instelling dan ook in ontvangers niet toegepast (wel in de H.F. eindtrap van zenders).

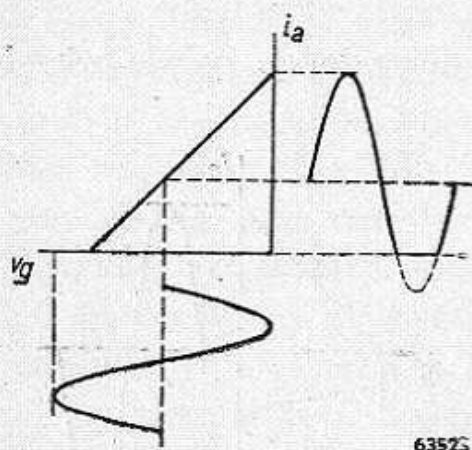


Fig. 58. Situatie van roosterwisselspanning en anodestroom bij klasse AB-instelling.

Een instelling tussen de A- en de B-instelling is de z.g. klasse A-B-instelling voorgesteld in fig. 58.

Daarbij vloeit bij kleine amplituden gedurende de gehele periode stroom; bij grotere amplituden gedurende meer dan een halve periode. Deze instelling kan weer ter beperking van de vervorming alleen worden toegepast in balansschakeling.

Daar soms het rendement nog kan worden verhoogd door het optreden van roosterstroom toe te laten, onderscheidt men in elk der juist genoemde klassen nog de gevallen met en zonder roosterstroom.

In radio-ontvangers komt uitsturing in roosterstroom zelden voor; echter tamelijk veel in versterkers.

In Amerikaanse en Engelse literatuur maakt men vrij algemeen de onderscheiding: zonder roosterstroom „1” instelling; met roosterstroom „2” instelling, dus klasse  $A_1$ ,  $AB_2$  enz.

De werkelijke luidspreker, of de vervangingsweerstand ervan, wordt aangesloten via een transformator waarvan men de windingsverhouding naar wens kan vaststellen.

Verder wordt aangenomen, dat de zelfinductie van de luidsprekertransformator zeer groot is t.o.v. de belastingsweerstand, en dat deze voor gelijkstroom geen weerstand heeft.

Aan de primaire klemmen van de uitgangstransformator wordt een impedantie gemeten, die volgens VI vrijwel gelijk is aan  $n^2 \times Z$ , als  $Z$  de luidsprekerimpedantie is. Deze primair gemeten impedantie wordt in het vervolg anodebelasting genoemd.

Daar de ohmse weerstand van de transformator in het algemeen verwaarloosd zal worden, is de gemiddelde spanning aan de anode gelijk aan de voedingsspanning  $V_b$ , en ligt het instelpunt dus in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld, recht boven  $V_b$ . Treedt nu aan het rooster een wisselspanning op, dan beweegt zich het werkpunt door het karakteristiekenveld volgens een lijn, de z.g. belastingslijn, die bij een reële be-

lasting wordt gevormd door een rechte door het instelpunt (zie ook VI A § 2).

Deze rechte belastingslijn zal men in de eerstvolgende paragrafen telkens terugvinden.

In gedeelte A zal nu voor de verschillende soorten eindtrappen berekend worden het maximaal af te geven vermogen in verband met de toelaatbare anodedissipatie, en het daarbij behorende rendement.

Verder worden bepaald de aanpasweerstand en de spanning voor volledige uitsturing. Het gedrag van de diverse grootheden wordt ook bepaald bij kleinere roosterwisselspanningen.

Ingegaan wordt ook op de consequenties als de begrenzingen veranderen, wanneer de voedingsspanning of de belastingsweerstand zich wijzigt.

In gedeelte A wordt eenvoudigheidshalve de luidspreker als een reële weerstand verondersteld.

In gedeelte VII B wordt ingegaan op de invloed van de kromming van de karakteristiek en de gevolgen daarvan (vervorming).

In C zullen we nader ingaan op het complexe karakter van de luidspreker en de variaties van de luidsprekerimpedantie met de frequentie.

In D worden enige problemen behandeld die met de dimensionering van de eindtrap in verband staan, zoals schermroosterbelasting, automatische voorspanning, weerstand van de luidsprekertransformator enz. Het gedeelte E zal gewijd zijn aan overbelastingsverschijnselen in de eindtrap.

## A. DE VERSCHILLENDE INSTELLINGEN

### I. De klasse A-eindtrap

#### § 1. Triode zonder roosterstroom

De triodekarakteristiek kan bij benadering worden voorgesteld door de vergelijking:

$$i_a = S \left( v_g + \frac{v_a}{\mu} \right),$$

waarin  $i_a$  = anodestroom,  
 $S$  = steilheid,  
 $v_g$  = roosterspanning,  
 $v_a$  = anodespanning,  
 $\mu$  = versterkingsfactor.

De  $i_a/v_a$ -karakteristiekenbundel volgens deze vergelijking is voorgesteld in fig. 59 rechts; in de linkerhelft van deze figuur is een  $i_a/v_g$ -

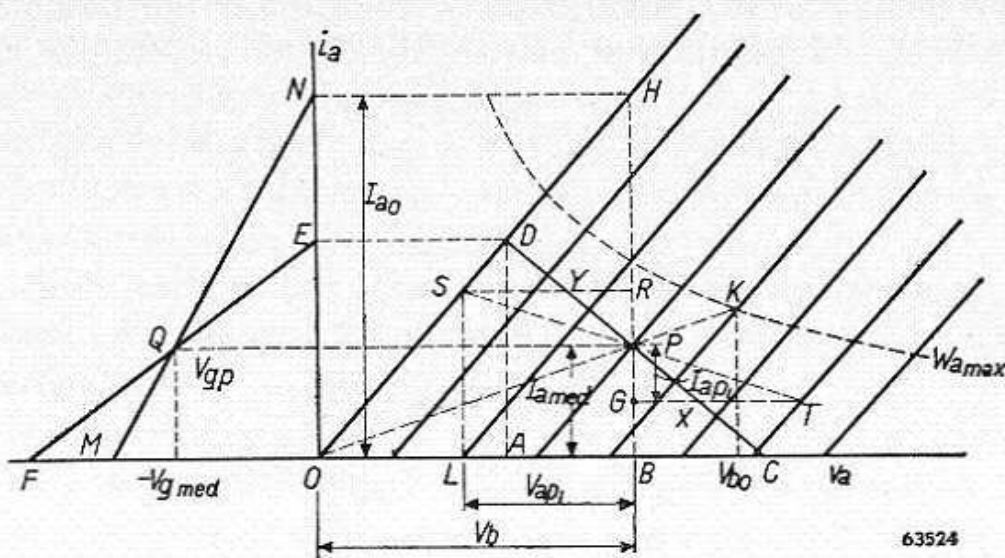


Fig. 59. Geïdealiseerde  $i_a/v_g$ - en  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een triode met belastingslijn.

karakteristiek afgebeeld. Als men van een bepaalde voedingsspanning  $V_b$  uitgaat, tracht men de negatieve voorspanning  $V_{g med}$  (of de anoderuststroom  $I_{amed}$  en de anodebelasting  $R_a$  zodanig te bepalen, dat een zo groot mogelijk vermogen kan worden afgegeven.



Voor het bepalen van het grootste uitgangsvermogen bij een bepaalde voedingsspanning gaat men tewerk als volgt:

1. Bepaling van de gunstigste  $R_a$  (of anodewisselspanningsamplitude) voor een willekeurig werkpunt  $P$  en amplitude van de anodewisselstroom.
2. Bepaling van de gunstigste anodewisselstroomamplitude (nog steeds bij willekeurig werkpunt).
3. Bepaling van het gunstigste werkpunt.

Kiest men eerst een *willekeurig* werkpunt  $P$  bij de voedingsspanning  $V_b$  (dus gelegen op de verticaal door  $V_b$  in het  $i_a/v_a$ -diagram), dan kan men daarbij trachten voor een *gegeven* waarde van de wisselstroomamplitude,  $I_{ap1} = PG = PR$ , de gunstigste waarde te bepalen van de wisselspanningsamplitude  $V_{ap1}$  (of, wat op hetzelfde neerkomt, van de aanpasweerstand  $R_{a1}$ ), uitgedrukt in de gegevens van het werkpunt  $P$ . Daarna kan men de optimale waarde van de anodestroomamplitude  $I_{ap1}$  en de gunstigste plaats van het punt  $P$  bepalen (zie fig. 59).

Het uitgangsvermogen wordt gegeven door:

$$W_o = \frac{1}{2} I_{ap1} \cdot V_{ap1} \dots \dots \dots \text{(VII A 1)}$$

Dit uitgangsvermogen is bij gegeven  $I_{ap1}$  zo groot mogelijk als  $V_{ap1}$  maximum is. Nu worden de eindpunten van de belastingslijnen door  $P$  (met  $I_{ap1}$  als wisselstroomamplitude) gevonden op de lijn  $RS//OB$ . Aangezien we verondersteld hebben, dat er geen roosterstroom mag vloeien ( $v_g < 0$ ), is bij de gegeven waarde van  $I_{ap1}$  de maximale waarde van  $V_{ap1}$  gelijk aan  $SR$ .

Uit fig. 59 lezen we af:

$$\triangle SHR \sim \triangle OHB \text{ (gelijkvormigheid),}$$

dus:  $BH : RH = OB : SR$ , of:

$$\frac{I_{ao}}{I_{ao} - (I_{amed} + I_{ap1})} = \frac{V_b}{V_{ap1}},$$

waaruit volgt:

$$W_o = \frac{\frac{1}{2} I_{ap1} (I_{ao} - I_{amed} - I_{ap1})}{I_{ao}} V_b \dots \text{(VII A 2)}$$

We moeten nu het maximum van  $W_o$  bepalen voor gegeven waarde van  $I_{amed}$ , bij variabele  $I_{ap1}$ .

Na herleiding vinden we:

$$W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b}{I_{ao}} \left[ \frac{1}{4} (I_{ao} - I_{amed})^2 - \left\{ I_{ap1} - \frac{1}{2} (I_{ao} - I_{amed}) \right\}^2 \right].$$

a) Uit deze vorm blijkt duidelijk dat  $W_o$  als functie van  $I_{ap1}$  toeneemt, zolang  $I_{ap1} \leq \frac{1}{2} (I_{ao} - I_{amed})$ .

De waarde van  $I_{ap1}$  wordt echter begrensd door:

b)  $I_{ap1} \leq I_{amed}$ ; anders zouden toch de toppen van de anodewisselstroom worden afgesneden.

c)  $I_{ap1} + I_{amed} < I_{ao}$ ; d.i. de grens van roosterstroom.

Uit de begrenzing a) volgt verder, dat:

$$2 I_{ap1} + I_{amed} < I_{ao},$$

of ook dat, in verband met b):

$$I_{amed} < \frac{1}{3} I_{ao}.$$

Volgens a) kan  $I_{ap1}$  toenemen tot  $\frac{1}{2} (I_{ao} - I_{amed})$ .

Zolang  $I_{amed} < \frac{1}{3} I_{ao}$ , is  $\frac{1}{2} (I_{ao} - I_{amed}) > I_{amed}$  en dient men ter verkrijging van een zo groot mogelijk uitgangsvermogen  $I_{amed}$  vol uit te sturen.

Het uitgangsvermogen wordt dan:

$$W_o = \frac{\frac{1}{2} I_{amed} (I_{ao} - 2 I_{amed}) V_b}{I_{ao}} \dots \dots \dots (\text{VII A } 3)$$

De gunstigste keuze van  $I_{amed}$  vinden we uit

$$\frac{\partial W_o}{\partial I_{amed}} = 0 \text{ of } I_{amed} = \frac{1}{4} I_{ao} = \frac{1}{4} \frac{V_b}{R_i}, \dots \dots \dots (\text{VII A } 4)$$

waarin  $R_i$  de inwendige weerstand van de buis voorstelt (zie fig. 59).

Het afgegeven vermogen bedraagt dan:

$$W_{om} = \frac{1}{16} I_{ao} V_b = \frac{1}{4} I_{amed} V_b = \frac{1}{16} \frac{V_b^2}{R_i} \dots \dots \dots (\text{VII A } 5)$$

De daarbij behorende anodespanningsamplitude met

$$I_{ap1} = I_{amed} = \frac{1}{4} I_{ao}$$

wordt dan:

$$V_{ap} = \frac{1}{2} V_b \dots \dots \dots (\text{VII A } 6)$$

De aanpasweerstand die voor de zo juist berekende gunstigste voorwaarden nodig is, volgt uit de stroom- en spanningsamplituden. Men vindt:

$$R_a = \frac{V_{ap}}{I_{amed}} = \frac{\frac{1}{2} V_b}{\frac{1}{4} I_{ao}} = 2 R_i \dots \dots \dots (\text{VII A } 7)$$

Onafhankelijk van de mate van uitsturing, blijft bij de klasse A-instelling de gemiddelde anodestroom steeds gelijk  $I_{amed}$ . Ook het toegevoerde vermogen blijft dus constant, en wel:

$$W_b = V_b I_{amed} = \frac{1}{4} \frac{V_b^2}{R_i} \dots \dots \dots \text{(VII A 8)}$$

Onder het rendement verstaan we de verhouding van het afgegeven uitgangsvermogen tot het toegevoerde vermogen.

Uit (VII A 5) en (VII A 8) volgt dan voor het rendement in het hier beschouwde geval een waarde van 25%. De rest van het toegevoerde vermogen gaat als anodedissipatie in warmte verloren. Het grootst is deze dissipatie indien geen signaal aanwezig is; dan wordt immers het gehele toegevoerde vermogen

$$V_b I_{amed} = \frac{1}{4} \frac{V_b^2}{R_i}$$

in warmte omgezet. Bij het ontwerpen van een buis moet dus met deze laatste toestand rekening worden gehouden.

In fig. 59 is aan de linkerkzijde de statische  $i_a/v_a$ -karakteristiek weergegeven.

Uit het feit dat  $R_a$  zó werd gekozen dat de maximale amplitude van de anodestroom gelijk is aan de ruststroom, volgt direct, hoe voor een bepaald werkpunt de dynamische karakteristiek zal lopen.

Dit is namelijk de lijn  $EF$ . Het werkpunt ligt op het midden daarvan, bij een negatieve voorspanning die, zoals gemakkelijk is in te zien,  $\frac{3}{4}$  van de z.g. afknijpspanning bedraagt. Wenst men deze voorspanning met behulp van een kathodeweerstand te verkrijgen, dan zal deze moeten bedragen:

$$R_k = \frac{3}{4} \frac{V_b}{\mu} \times \frac{1}{I_{amed}} = \frac{3}{S} \dots \dots \dots \text{(VII A 9)}$$

In het voorgaande werd uitgegaan van een bepaalde voedingsspanning  $V_b$ . In geval bij de daarbij behorende optimale anoderuststroom de maximaal toegelaten anodedissipatie nog niet optreedt, kan men het maximale uitgangsvermogen, volgens (VII A 5), nog vergroten door  $V_b$  te verhogen. Het gunstigste werkpunt in het  $i_a/v_a$ -diagram loopt dan langs een rechte lijn door de oorsprong, die een viermaal zo kleine helling heeft als de  $i_a/v_a$ -karakteristiek voor  $v_g = 0$ .

Men zal immers de anodestroom weer gelijk aan  $\frac{1}{4} I_{a0}$  kiezen. Hier-

mede kan men doorgaan tot de anodedissipatie  $\frac{1}{4} \frac{V_b^2}{R_i}$  gelijk wordt aan de maximaal toegelaten anodedissipatie. In het  $i_a/v_a$ -diagram wordt de lijn waarvoor geldt  $i_a \times v_a = W_{amax}$ , voorgesteld door een gelijkzijdige hyperbool (zie fig. 59). Bij de voedingsspanning  $V_{bo} = \sqrt{2} W_{amax} R_i$  ligt het werkpunt in het snijpunt  $K$  van de rechte door de oorsprong en de hyperbool. Voor hogere spanningen ligt het werkpunt nu op de hyperbool. Daar reeds werd aangetoond, dat het grootste uitgangsvermogen wordt verkregen bij volledige uitsturing van de ruststroom, blijft vgl (VII A 3) geldig, maar voor  $I_{amed}$  moet nu (VII A 10) worden ingevuld:

$$I_{amed} = \frac{W_{amax}}{V_b} , . . . . . (VII A 10)$$

waarin  $W_{amax}$  de maximaal toelaatbare anodedissipatie is. Voor het maximale uitgangsvermogen volgt dan:

$$W_{om} = \frac{1}{2} I_{amed} V_b \left( 1 - 2 \frac{W_{amax}}{V_b I_{ao}} \right) . . . . . (VII A 11)$$

en, daar  $I_{ao} = \frac{V_b}{R_i}$ :

$$W_{om} = \frac{1}{2} W_{amax} \left( 1 - 2 \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2} \right) . . . . . (VII A 12)$$

Naarmate men de voedingsspanning  $V_b$  hoger kiest, nadert de term tussen haakjes meer en meer 1, en het uitgangsvermogen de helft van het toegevoerde vermogen.

Het rendement  $\eta$  nadert dus tot 50%, en de algemene formule is:

$$\eta = \frac{1}{2} \left( 1 - 2 \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2} \right) . . . . . (VII A 13)$$

Men beperkt zich in radio-ontvangers meestal tot een voedingsspanning van 250 à 300 V, in versterkers voor cinema, enz. tot ca. 800 V.

Om nu bij de in aanmerking komende waarden van  $W_{amax}$  een enigszins belangrijke verbetering van  $\eta$  ten opzichte van de vroeger gevonden 25% te verkrijgen, zou men  $R_i$  zeer laag moeten maken. Voor de AD 1 vinden we, bij  $W_{amax} = 15$  W en  $V_b = 250$  V, een rendement van 34% en een uitgangsvermogen van 5 W, als we ons baseren op  $R_i = 670 \Omega$ . In werkelijkheid is het rendement minder, nl. ca. 30%.

Men ziet, dat men  $R_i$  wel zeer laag moet maken, om bij bijv. een voedingsspanning van 250 V een behoorlijke verbetering van het rendement te verkrijgen, voor een buis met een anodedissipatie van bijv. 9 W. Daar dit constructief voor de buizen moeilijk is, komt een instelling met een rendement groter dan 25% bij ontvangers bijna niet voor, en is zij vrijwel beperkt tot grotere versterkers, waar inderdaad met hogere voedingsspanningen wordt gewerkt.

Voor deze laatste instelling kan nog worden nagegaan, hoe de aanpassing gekozen dient te worden, en hoe groot de kathodeweerstand voor de automatische negatieve voorspanning moet zijn.

Door in vgl (VII A 12) in te vullen:

$$W_{om} = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a \text{ en } W_{amax} = I_{amed} V_b,$$

vindt men:

$$\frac{R_a}{R_i} = \frac{V_b}{I_{amed} R_i} - 2 = \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 2. \dots \dots \dots \text{(VII A 14)}$$

De negatieve voorspanning  $V_{gmed}$  moet voldoen aan:

$$I_{amed} = \frac{W_{amax}}{V_b} = S \left( V_{gmed} + \frac{V_b}{\mu} \right),$$

waaruit volgt:

$$V_{gmed} = \frac{W_{amax}}{V_b \cdot S} - \frac{V_b}{\mu}. \dots \dots \dots \text{(VII A 15)}$$

Deze voorspanning kan worden verkregen aan een kathodeweerstand:

$$R_k = - \frac{V_{gmed}}{I_{amed}} = \frac{V_b^2}{\mu W_{amax}} - \frac{1}{S} = \frac{V_b^2}{\mu W_{amax}} - \frac{R_i}{\mu}, \text{ (VII A 16)}$$

of

$$SR_k = \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 1. \dots \dots \dots \text{(VII A 17)}$$

In fig. 60 zijn de verschillende berekende grootheden weergegeven als functie van

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}}.$$

Door het gebruik van gereduceerde grootheden, verkrijgt men algemeen bruikbare krommen.

De discontinuïteit in de verschillende krommen ontstaat op de punten waar de maximaal toelaatbare anodedissipatie wordt bereikt en de

condities zich wijzigen. Men ziet dat vanaf dit punt het maximale uitgangsvermogen nog slechts langzaam toeneemt. Hetzelfde geldt voor het rendement, daar het toegevoerde vermogen constant blijft.

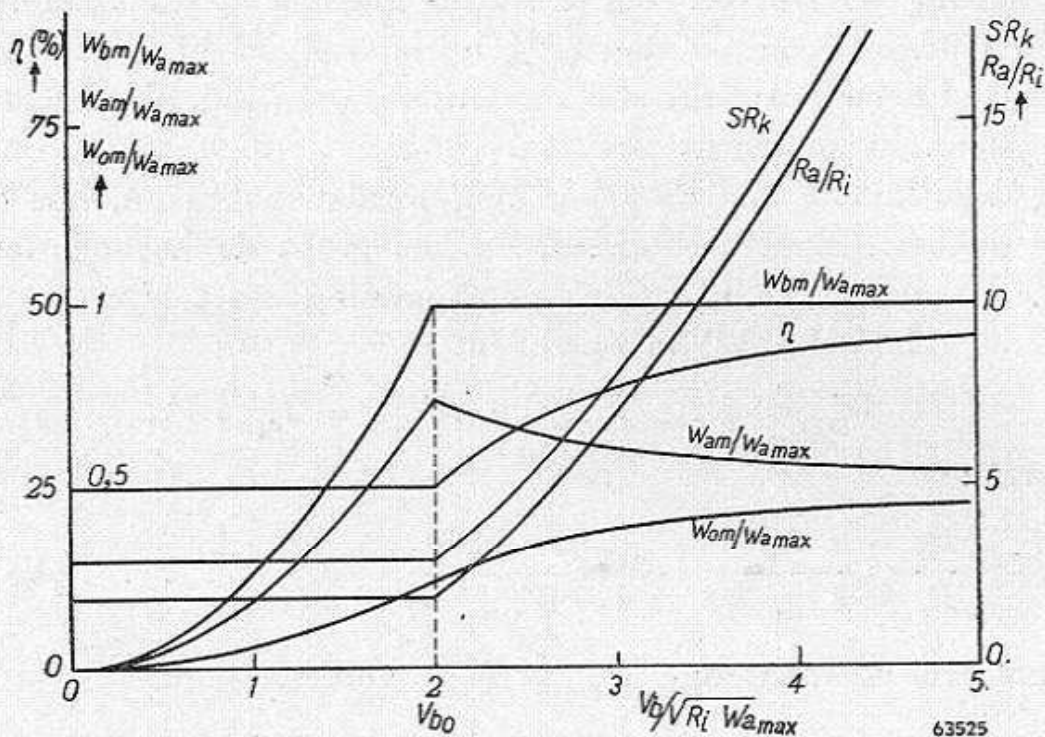


Fig. 60. Overzicht van karakteristieke waarden als functie van de voedingsspanning voor klasse A-uitsturing van een triode.

- $W_{bm}$  = toegevoerd vermogen in voluitgestuurde toestand
- $W_{om}$  = afgegeven vermogen in voluitgestuurde toestand
- $W_{am}$  = anodedissipatie in voluitgestuurde toestand
- $W_{amax}$  = maximale anodedissipatie
- $R_a$  = aanpasweerstand
- $R_i$  = inwendige weerstand
- $\eta$  = rendement
- $V_b$  = batterijspanning
- $R_k$  = kathodeweerstand
- $S$  = steilheid van de buis

De gunstigste aanpasweerstand (kromme  $\frac{R_a}{R_i}$ ) neemt in dit gebied snel toe.

Het toegevoerde vermogen neemt eerst toe tot  $\frac{W_{bm}}{W_{amax}} = 1$ , en blijft dan constant \*).

$W_b$  mag immers nooit groter zijn dan  $W_{amax}$ , daar bij afwezigheid van een signaal het gehele toegevoerde vermogen in de buis wordt gedissipeerd.

De kromme  $\frac{W_{am}}{W_{amax}}$ , voor de dissipatie in vol uitgestuurde toestand, is, hoewel niet zo belangrijk, volledigheidshalve weergegeven.

\*)  $W_{bm}$  = toegevoerd vermogen bij volledige uitsturing.

Nadat in het voorgaande alle aandacht gericht was op een maximum-effect in de vol uitgestuurde toestand, kan tenslotte nog worden nagegaan hoe de belangrijkste gegevens zijn bij kleinere signalen.

Er is reeds eerder op gewezen dat het toegevoerde vermogen  $W_b$  bij een klasse A-eindtrap constant is.

In fig. 61, waarin het vermogen als functie van de roosterwisselspanning wordt voorgesteld, is de  $W_b$ -lijn dus een rechte.

Het uitgangsvermogen

$$W_o = \frac{1}{2} S^2 R_a V_{gp}^2$$

is evenredig met  $V_{gp}^2$ ; uit fig. 59 volgt immers, dat zowel  $I_{ap}$  als  $V_{ap}$  evenredig zijn met  $V_{gp}$ .

De kromme voor  $W_o = f(V_{gp})$  is dus een parabool, die in de oorsprong raakt aan de abscis, en die bij volle uitsturing eindigt bij de waarde  $W_o = \eta W_b$ .

Overigens is  $\eta$  afhankelijk van de toegepaste waarde van  $R_a$  en van de anodevoedingsspanning. De anodedissipatie wordt gevonden als het verschil van  $W_b$  en  $W_o$ , en wordt dus in fig. 61 voorgesteld als een naar beneden lopende parabool die bij  $V_{gp} = 0$  de  $W_b$ -lijn raakt. Men ziet ook hier, dat de anodedissipatie in ongemoduleerde toestand maximaal is en bij kleine signalen slechts weinig afneemt.

Tenslotte zij nog als illustratie de AD 1 als numeriek voorbeeld vermeld. Deze buis heeft een maximale anodedissipatie van 15 W; de inwendige weerstand bedraagt ca. 670  $\Omega$ . Bij  $V_b = 250$  V bedraagt dus

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = 2,50.$$

Uit fig. 60 lezen we dan voor het berekende uitgangsvermogen en het rendement af:  $0,34 \times 15 = 5,2$  W, resp. 34% bij een aanpasweerstand van ca. 2800  $\Omega$ .

Gemeten werd ca. 4,2 W bij een aanpasweerstand van 2300  $\Omega$ ,

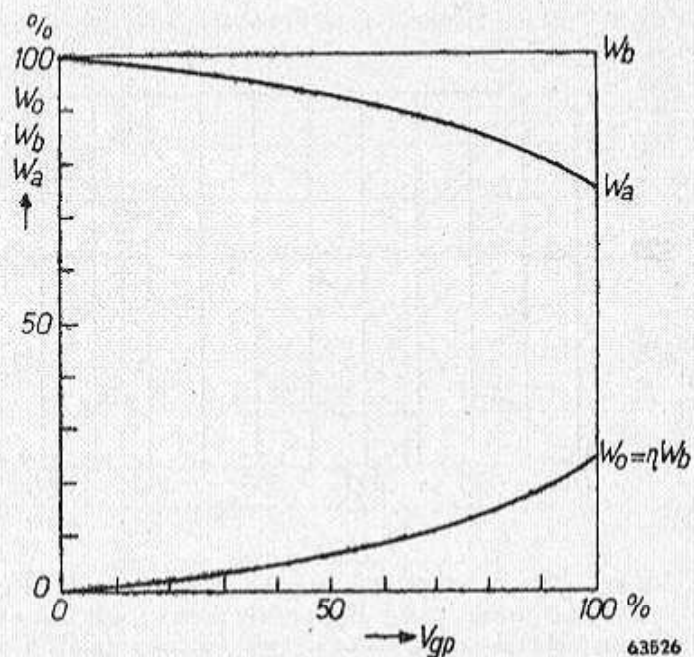


Fig. 61.  $W_b$ ,  $W_a$  en  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning voor klasse A-uitsturing van een triode.

voor  $V_b = 250$  V. Bij trioden van oudere constructie of outputpentoden die als triode worden gebruikt, heeft men in het algemeen bij 250 V

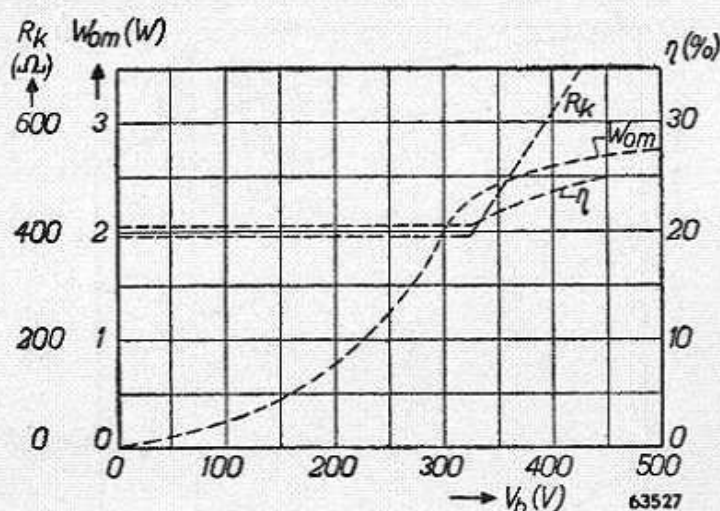


Fig. 62. Maximum uitgangsvermogen  $W_{om}$ , kathodeweerstand  $R_k$ , rendement  $\eta$  als functie van de voedingsspanning voor de EL 41 als triode geschakeld in klasse A.

ca. 25% rendement. In fig. 62 is het verloop van  $W_{om}$  als functie van de voedingsspanning aangegeven voor een als triode geschakelde Rimlock buis EL 41. Men ziet in deze figuur duidelijk het globale verloop, zoals dit door de berekening werd aangegeven. Bij  $V_b = 330$  V heeft men ongeveer het punt waarbij de maximale anode-dissipatie wordt bereikt, en neemt het uitgangsvermogen slechts langzaam toe.

## § 2. Het maximale uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij de triode in klasse A-instelling

Hoewel men de in de vorige paragraaf berekende gunstigste aanpasweerstand zo goed mogelijk zal willen benaderen, komen praktisch dikwijls sterke afwijkingen daarvan voor. In de eerste plaats is de impedantie van een luidspreker sterk frequentie-afhankelijk (zie fig. 63), en in de tweede plaats treden variaties in de belasting op, als op de eindtrap verscheidene luidsprekers parallel zijn aangesloten, waarvan er echter een of meer kunnen worden uitgeschakeld. Dit laatste geval is typisch voor radiodistributiesystemen.

In beide gevallen kan men natuurlijk voor de meest voorkomende impedantie de juiste aanpassing kiezen, waarbij nu het maximale uitgangsvermogen verkregen kan worden, maar dan blijft nog de vraag welk vermogen men bij de afwijkende impedanties

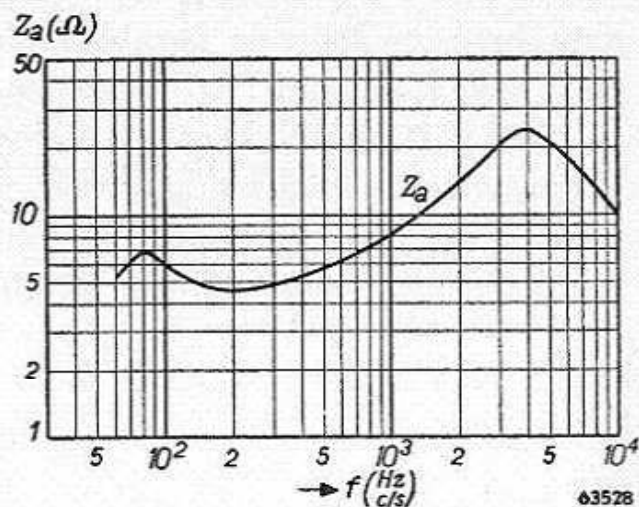


Fig. 63. Luidsprekerimpedantie als functie van de frequentie.

men bij de afwijkende impedanties





Nu het globale verloop van het uitgangsvermogen  $W_o$  als functie van  $R_a$  door de formules (VII A 18) en (VII A 20) is vastgelegd, heeft het zin het verloop nog iets nauwkeuriger na te gaan in verband met de beschouwingen van § 1.

Voor voedingsspanningen waarvoor geldt

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} < 2,$$

ligt de gunstigste aanpasweerstand bij  $R_a = 2 R_i$ , terwijl voor voedingsspanningen hoger dan deze waarde:

$$\frac{R_a}{R_i} = \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 2 \dots \dots \dots \text{(VII A 14)}$$

Het werkpunt ligt voor de genoemde grenzen respectievelijk bij

$$I_{amed} = \frac{1}{4} I_{ao} \text{ (VII A 4) en } I_{amed} = \frac{W_{amax}}{V_b} \dots \dots \text{(VII A 10)}$$

We vinden dan voor het uitgangsvermogen:

Als 
$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} \leq 2$$

en 
$$\frac{R_a}{R_i} \geq 2 \quad \frac{W_o}{W_{om}} = \frac{1}{2} \frac{R_a}{R_i} \quad \text{(uit VII A 4 en 18) (VII A 18a)}$$

$$\frac{R_a}{R_i} \geq 2 \quad \frac{W_o}{W_{om}} = \frac{1}{2} \frac{R_a/R_i}{(1 + R_a/R_i)^2} \quad \text{(uit VII A 4 en 20) (VII A 20a)}$$

Als 
$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} \geq 2 \quad \frac{W_o}{W_{om}} = \frac{1}{\left(\frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 2\right)} \frac{R_a}{R_i}$$
  
(uit VII A 10 en 18) (VII A 18b)

voor 
$$\frac{R_a}{R_i} \leq \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 2,$$

terwijl voor 
$$\frac{R_a}{R_i} \geq \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 2$$

$$\frac{W_o}{W_{om}} = 2 \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} \left(1 - \frac{V_b^2}{W_{amax} R_i}\right)^2 \frac{\frac{R_a}{R_i}}{\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right)^2}$$

(uit VII A 10 en 20) (VII A 20b)

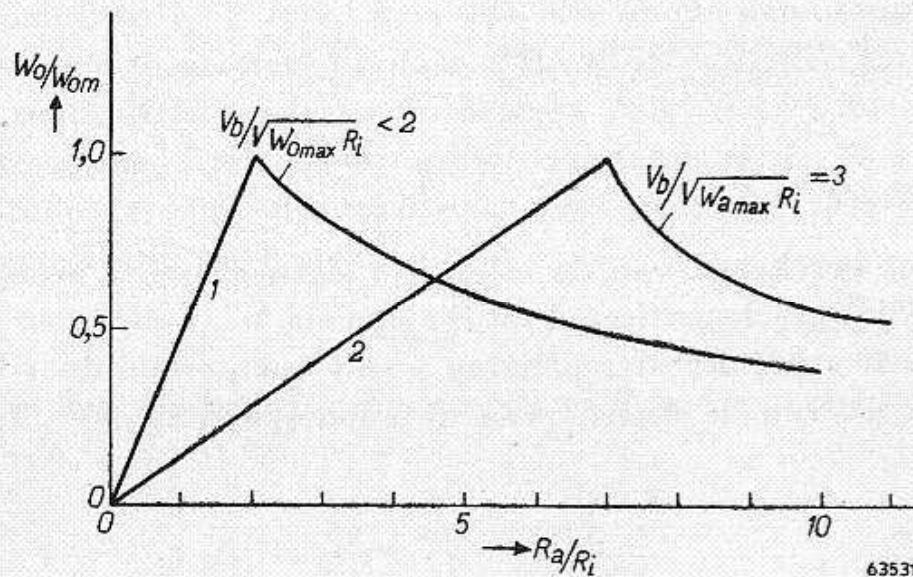


Fig. 65.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_a}{R_i}$  voor triode klasse A zonder roosterstroom bij twee verschillende voedingsspanningen.

In fig. 65 is nu het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_a}{R_i}$  aangegeven voor

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} < 2 \text{ en voor } \frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = 3.$$

In fig. 66 is als voorbeeld het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  voor een als triode geschakelde EL 41 gekozen voor spanningen van 150 V, 250 V, 330 V en 450 V, als functie van  $R_a$ . Men ziet hierin duidelijk, dat het geschetste verloop inderdaad wordt verkregen.

Terwijl bij deze beschouwingen werd uitgegaan van geschematiseerde

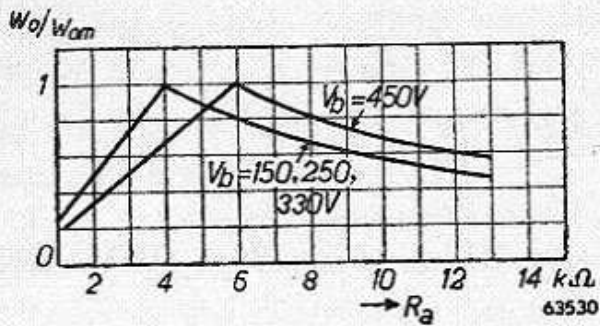


Fig. 66.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  voor EL 41 als triode geschakeld, als functie van  $R_a$  voor  $V_b = 150, 250, 330$  en  $450$  V in klasse A.

### § 3. Penthode

Voor het berekenen van de essentiële eigenschappen, wordt de  $i_a/v_g$ -karakteristiek geschematiseerd tot die van fig. 67, welke voor penthoden bij een vaste schermroosterspanning wordt voorgesteld door één rechte, onafhankelijk van de waarde van de anodespanning.

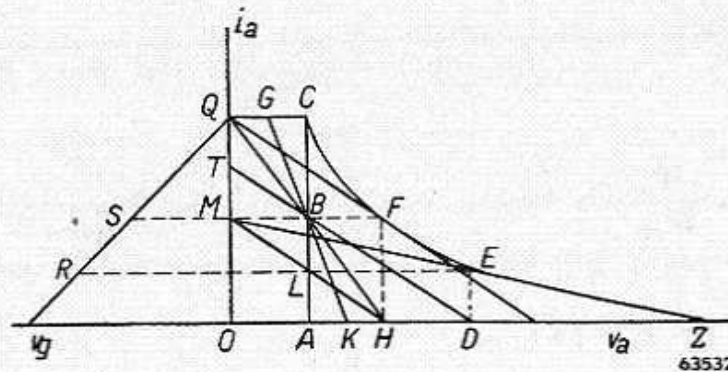


Fig. 67. Geïdealiseerde  $i_a/v_g$  en  $i_a/v_a$ -karakteristiek van penthode met belastingslijnen.

Zij kan worden voorgesteld door de vergelijking  $i_a = I_{ao} + S v_g$ , waarin  $I_{ao}$  = de stroom bij  $v_g = 0$  en een bepaalde schermroosterspanning;  $S$  = de steilheid van de buis. De  $i_a/v_g$ -karakteristiek is dus weer een rechte lijn, en de  $i_a/v_a$ -karakteristieken zijn horizontale lijnen, die tot de verticale as doorlopen.

Dit komt hierop neer, dat de inwendige weerstand  $R_i$  oneindig verondersteld is, en dat de anodestroom pas door de anodespanning wordt beïnvloed nadat deze laatste nul is geworden. Het gedeelte van de werkelijke  $i_a/v_a$ -kromme dat met „de knie” wordt aangeduid, en dat schuin naar de oorsprong loopt, is in fig. 67 dus samengevallen met de verticale as.

karakteristieken met abrupte overgangen (bij het afknijppunt van de  $i_a/v_g$ -karakteristiek en bij het inzetten van de roosterstroom), zijn in werkelijkheid de begrenzingen minder scherp, waardoor een extra vervorming ontstaat (zie hiervoor VII B).

De anodestroom  $I_{ao}$ , bij roostervoorspanning nul, wordt bepaald door de schermroosterspanning  $V_{o2}$ ; aan de waarde hiervan kunnen door de buis en door de schakeling zekere grenzen worden gesteld.

Bij een voorlopig willekeurige, vrij kleine voedingsspanning  $V_b$ , moeten nu eerst de gunstigste waarden van anode-ruststroom  $I_{amed}$  en belastingsweerstand  $R_a$  gezocht worden, die het grootste product van anodespannings- en anodestroom-amplitude toelaten.

Daar aangenomen werd, dat de anodespanning geen invloed heeft op de stroom, tot  $V_a = 0$  is, kan dus een anodespanningsamplitude  $V_{ap} = V_b$  worden toegelaten. En daar, wegens het optreden van roosterstroom, de momentele anodestroom beperkt moet blijven tot  $I_{ao}$ , mag de anodestroomamplitude nooit groter worden dan  $I_{ap} = \frac{1}{2} I_{ao}$ . Om deze amplitude te kunnen verkrijgen, moet men dus het werkpunt kiezen bij een anoderuststroom:

$$I_{amed} = \frac{1}{2} I_{ao} \dots \dots \dots \text{(VII A 21)}$$

Men verkrijgt dan aan de belastingsweerstand  $R_a$  een spanningsamplitude  $V_{ap} = V_b$ , als:

$$R_a = \frac{V_b}{I_{ap}} = \frac{2 V_b}{I_{ao}} \dots \dots \dots \text{(VII A 22)}$$

Het daaraan afgegeven vermogen is:

$$W_{om} = \frac{1}{2} V_{ap} I_{ap} = \frac{1}{4} I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 23)}$$

Daarbij blijft het toegevoerde vermogen constant en gelijk aan:

$$W_b = V_b I_{amed} = \frac{1}{2} I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 24)}$$

zodat het rendement in uitgestuurde toestand bedraagt:

$$\eta_{max} = 50\% \dots \dots \dots \text{(VII A 25)}$$

De negatieve roosterspanning bedraagt in dit geval de helft van de afknijpspanning van de buis, en is dus gelijk aan  $\frac{I_{ao}}{2 S}$ .

Indien men deze roosterspanning wil realiseren met behulp van een kathodeweerstand  $R_k$ , moet men deze dus zodanig kiezen, dat  $S R_k = 1$  (waarbij is aangenomen dat de schermroosterstroom klein is t.o.v. de anodestroom).

Uit formule (VII A 23) ziet men, dat het afgegeven vermogen evenredig toeneemt met de anodevoedingsspanning  $V_b$ , bij gelijkblijvende

schermroosterspanning. Men kan dus het afgegeven vermogen vergroten door verhoging van de voedingsspanning. Hieraan is een grens gesteld, doordat men bij een bepaalde voedingsspanning  $V_{bo}$  de maximale anodedissipatie bereikt:

$$V_{bo} I_{amex} = W_{amax}, \text{ of}$$

$$V_{bo} = \frac{2 W_{amax}}{I_{ao}} \dots \dots \dots \text{(VII A 26)}$$

De grenslijn voor de maximale anodedissipatie wordt, evenals voor de trioden, gegeven door een orthogonale hyperbool in het  $i_a/v_a$ -diagram. Deze is in fig. 67 weergegeven door de lijn  $CFE$ . Voor voedingsspanningen die kleiner zijn dan  $V_{bo} = OH$  (fig. 67), ligt het gunstigste werkpunt op de lijn  $MF//OD$  op een hoogte

$$\frac{OQ}{2} = \frac{I_{ao}}{2}.$$

Men kan nu  $V_b$  nog slechts verhogen, op voorwaarde dat  $I_{amed}$  gelijktijdig verkleind wordt, en wel zodanig dat de anodedissipatie, zonder signaal, het toelaatbare bedrag niet overschrijdt. Het werkpunt ligt dan op de hyperbool, zoals bijv. in punt  $E$ , fig. 67. In deze instelling mag de amplitude  $V_{ap}$  dan weer gelijk worden aan  $V_b$ , en de amplitude

$I_{ap}$  aan  $I_{amex} = \frac{W_{amax}}{V_b}$ , zodat het maximale uitgangsvermogen blijft:

$$W_{omax} = \frac{1}{2} V_b I_{amed} = \frac{1}{2} W_{amax}.$$

In tegenstelling tot wat bij trioden het geval was, leveren de instellingen bij hogere voedingsspanning in eerste benadering dus geen beter rendement en geen groter uitgangsvermogen op.

Opmerking verdient nog het feit, dat in dit geval de roosterruimte niet geheel wordt uitgestuurd. De negatieve roosterspanning bedraagt nl.

$$V_{gmed} = \frac{I_{ao} - \frac{W_{amax}}{V_b}}{S}, \dots \dots \dots \text{(VII A 27)}$$

en de nodige roosterwisselspanning:

$$V_{gp} = \frac{W_{amax}}{S V_b} \dots \dots \dots \text{(VII A 28)}$$

Wil men de negatieve voorspanning realiseren aan een kathodeweerstand, dan moet deze zodanig gedimensioneerd zijn, dat

$$SR_k = \frac{I_{a0} V_b}{W_{amax}} - 1 \dots \dots \dots \text{(VII A 28)}$$

In fig. 68 is nu het verloop van  $W_b$ ,  $W_a$ ,  $W_o$ ,  $SR_k$  en  $\frac{I_{ap}}{I_{a0}}$  weergegeven op relatieve schaal, als functie van

$$\frac{V_b}{V_{b0}} = 2 \frac{V_b I_{a0}}{W_{amax}}$$

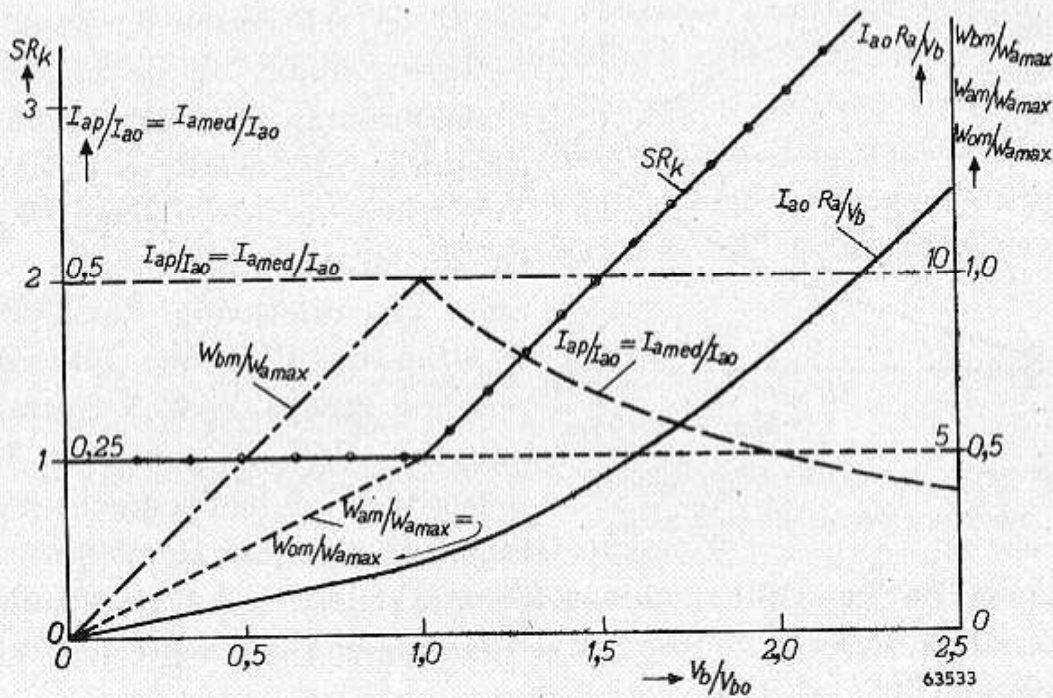


Fig. 68. Karakteristieke grootheden als functie van de voedingsspanning voor een penthode in klasse A.

- $W_{bm}$  = toegevoerd vermogen in voluitgestuurde toestand
- $W_{om}$  = afgegeven vermogen in voluitgestuurde toestand
- $W_{am}$  = anodedissipatie in voluitgestuurde toestand
- $W_{amax}$  = maximale anodedissipatie
- $R_a$  = aanpasweerstand
- $S$  = steilheid
- $V_b$  = batterijspanning
- $R_k$  = kathodeweerstand
- $I_{ap}$  = wisselstroomamplitude
- $I_{a0}$  = stroom van de anode bij  $V_g = 0$
- $V_{ap}$  = anodespanningsamplitude

De instelling bij hogere voedingsspanning en lagere ruststroom kan in werkelijkheid nog enige verbetering in rendement opleveren, omdat, tengevolge van het gebogen gedeelte van de  $i_a/v_a$ -karakteristiek, de spanning  $V_b$  niet volledig kan worden benut. Het nuttig gebruikte percentage van  $V_b$  wordt echter groter naarmate men  $V_b$  hoger kiest; daarbij wordt  $I_{amed}$  kleiner.

In gelijkstroom-wisselstroom ontvangers kan het voorkomen, dat bij de voedingsspanningen van 110—127 V de instelling van de buis ligt bij  $I_{amed} = \frac{1}{2} I_{ao}$ , terwijl ze bij 220 V ligt bij

$$I_{amed} = \frac{W_{amax}}{220}.$$

Is de buis zo ontworpen, dat reeds bij de laagste voedingsspanning de

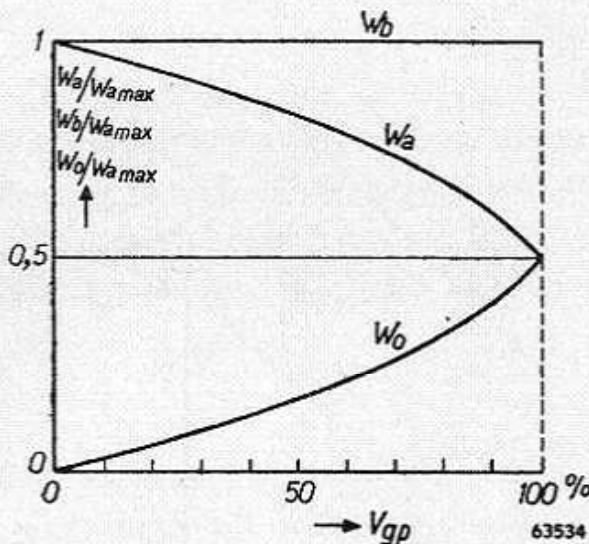


Fig. 69.  $W_a$ ,  $W_o$  en  $W_b$  als functie van  $V_{gp}$  voor een penthode in klasse A.

Ondanks de verschillen tussen de werkelijke en de geïdealiseerde karakteristiek, wijkt in de praktijk het maximale rendement niet veel van de berekende 50% af. Een veel gebruikte penthode, de EL 41, met een maximale dissipatie van 9 W, kan bij 10% vervorming een vermogen van 4,2 W afgeven.

Het grote voordeel van de penthode t.o.v. de triode is daarin gelegen, dat men bij veel lagere spanningen een hoger rendement kan realiseren. Een bepaald uitgangsvermogen kan men dus, bij gebruik van een penthode, met een kleinere buis bereiken (bijv. met minder gloeistroomenergie). Dit is vooral voor economische ontvangers (als batterij-apparaten) van het grootste belang.

maximale anodedissipatie wordt bereikt, dan dient men in het tweede geval de schermroosterspanning te verlagen, opdat bij de hogere voedingsspanning de toelaatbare anodedissipatie niet wordt overschreden.

Worden de grootheden  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  uitgezet als functie van de mate van uitsturing, dan zullen de  $W_a$ - en de  $W_o$ -lijnen elkander in principe steeds bij 0,5 ontmoeten, aangezien bij een penthode, bij gehele uitsturing, het rendement steeds 50% zal zijn (zie fig. 69).

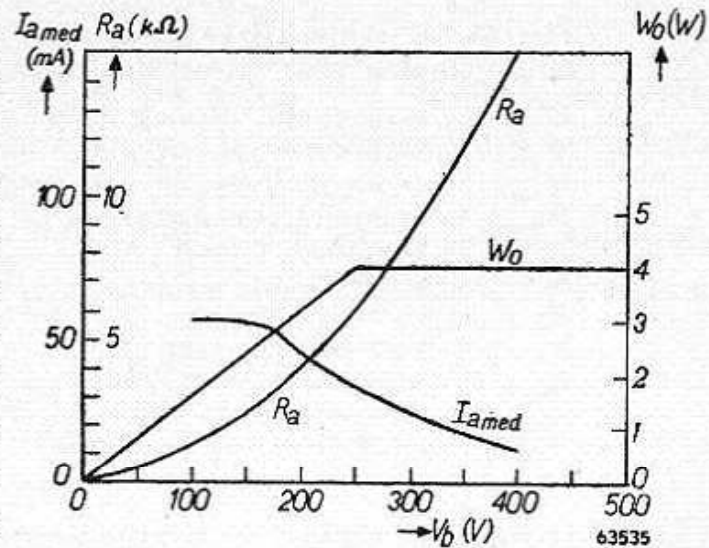


Fig. 70.  $W_o$ ,  $R_a$  en  $I_{amed}$  als functie van  $V_b$  voor EL 41 in klasse A geschakeld. ( $V_{g2} = 250$  V.)



In fig. 70 is het verloop van  $W_o$  voor de Rimlock eindpenthode EL 41 gegeven als functie van  $V_a$ , terwijl  $V_{g2} = 250$  V. Men ziet hieruit duidelijk dat verhoging van  $V_b$  boven 250 V praktisch geen winst in uitgangsvermogen geeft, terwijl de nodige  $R_a$  en  $R_k$  het geschetste verloop hebben.

§ 4. Het maximale uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij de penthode in klasse A-instelling

In fig. 67 is te zien hoe, bij een eenmaal gekozen werkpunt, het maximale uitgangsvermogen wordt beïnvloed door verandering van  $R_a$ . Verkleining van  $R_a$  t.o.v. de gunstigste aanpasweerstand komt overeen met een steiler verlopende belastingslijn. Daarbij mag de wisselstroomamplitude hoogstens gelijk zijn aan de ruststroom; het uitgangsvermogen is  $W_o = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a$ , en dus evenredig met de belastingsweerstand. We vinden:

$$\frac{W_o}{W_{om}} = \frac{\frac{1}{2} I_a^2 R_a}{\frac{1}{2} I_{amed} V_b} = \frac{I_{amed} R_a}{V_b} \dots \dots \dots \text{(VII A 29)}$$

Boven de gunstigste aanpasweerstand wordt de gehele anodespanning uitgestuurd en is dus het uitgangsvermogen  $W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_a}$ , en daarmee omgekeerd evenredig met de belastingsweerstand.

Dus: 
$$\frac{W_o}{W_{om}} = \frac{\frac{1}{2} V_b^2}{R_a \cdot \frac{1}{2} I_{amed} V_b} = \frac{V_b}{I_{amed} R_a} \dots \dots \dots \text{(VII A 30)}$$

Het verloop van deze functie is voorgesteld in fig. 71.

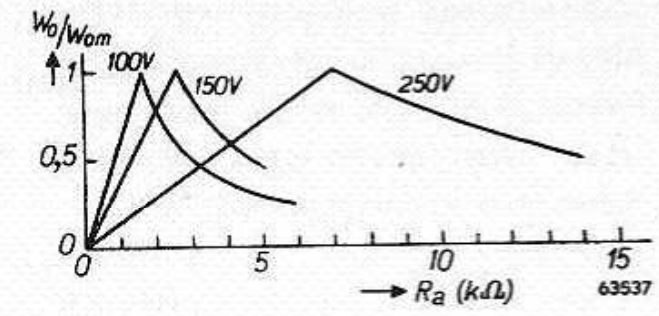
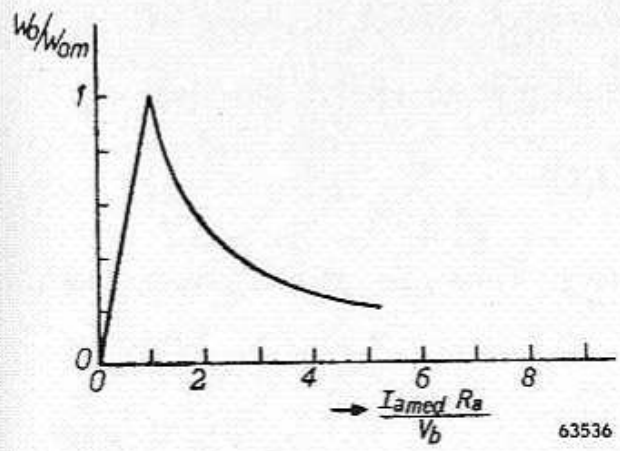


Fig. 71.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  bij maximale uitsturing als functie van  $\frac{I_{amed} R_a}{V_b}$  voor een penthode in klasse A.

Fig. 72.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  bij maximale uitsturing als functie van  $R_a$  voor EL 41 in klasse A bij verschillende voedingsspanningen ( $V_{g2} = 250$  V)

In fig. 72 is het gemeten verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $R_a$  gegeven voor de EL 41, voor  $V_b = 100$  V, 150 V, 250 V en 400 V, terwijl  $V_{g2} = 250$  V.

Deze krommen zijn goed met de theorie in overeenstemming.

### § 5. Vergelijking tussen de penthode en de triode bij dezelfde voedingspanning

Om op eenvoudige wijze gelijkwaardige buizen te kunnen vergelijken, verbindt men van de penthode het schermrooster met de anode. Noemen wij de anodestroom van de penthode voor  $V_g = 0$  bij een schermroosterspanning  $V_{g2} = V_b$ ,  $I_{ao}$  en de steilheid  $S$ , dan zal deze stroom voor de triode vrijwel dezelfde zijn (omdat de schermroosterstroom te verwaarlozen is), en hetzelfde geldt voor de steilheid  $S$ . De inwendige weerstand van de triode kunnen we vinden uit  $R_i = \frac{V_b}{I_{ao}}$ . Het hangt nu van de voedingsspanning af, hoe de vergelijking tussen penthode en triode uitvalt.

We kiezen als voorbeeld de EL 41. Bij  $V_b = V_{g2} = 250$  V bedraagt de anodestroom bij  $V_g = 0$  ca. 100 mA.

De maximale anodedissipatie voor de penthode bedraagt 9 W,

$$I_{amed} = \frac{9}{250} = 0,036.$$

Dit klopt met het werkpunt in de praktijk.

Verder is

$$V_{bo} = 2 \frac{W_{amax}}{I_{ao}} = \frac{18}{0,1};$$

dus 
$$\frac{V_b}{V_{bo}} = \frac{250}{180} = 1,39.$$

Het uitgangsvermogen bedraagt 4,5 W; voor de kathodeweerstand lezen we af uit fig. 68:

$$R_k = \frac{1,8}{11} = 160 \Omega$$

( $S = 11$  mA/V). In de praktijk is deze waarde 150 ohm. De aanpasweerstand is  $3,9 \times \frac{250}{0,1} = 9,750 \Omega$ , in de praktijk 7000  $\Omega$ .

Als triode vinden we  $W_{amax} = 11 \text{ W}$ , waarbij nu de schermroosterdissipatie in rekening is gebracht, dus:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = \frac{250}{\sqrt{11 \times \frac{250}{0,1}}} = 1,49.$$

Voor het uitgangsvermogen vinden we dan (uit fig. 62)  $11 \times 0,13 = 1,43 \text{ W}$ , in plaats van ca.  $1,2 \text{ W}$  in de praktijk.

De aanpasweerstand berekenen we op  $5000 \Omega$ , in plaats van  $4000 \Omega$ , en de ruststroom op  $25 \text{ mA}$  tegen  $23 \text{ mA}$  in de praktijk; voor de negatieve voorspanning

$$\frac{3}{4} \times \frac{250}{9 \times 10^{-3} \times 25\,000} = -8,3 \text{ V},$$

in plaats van  $-8,5 \text{ V}$ ; voor de kathodeweerstand:  $R_k = \frac{3}{0,009} = 330 \Omega$ , in plaats van  $370 \text{ ohm}$  in de werkelijkheid.

We zien dat met een penthode een instelling bij maximale anodedissipatie bij lagere spanningen kan worden gerealiseerd dan met een triode. Dit is verklaarbaar, als men bedenkt dat het gunstigste werkpunt van een triode ligt bij  $\frac{1}{4}$  van de nulstroom, terwijl zich dit bij een penthode op  $\frac{1}{2}$  van deze waarde bevindt. In principe heeft men bij de triode, welke op dezelfde wijze is gebouwd als een penthode, een tweemaal hogere voedingsspanning nodig als voor de genoemde penthode, terwijl het afgegeven vermogen belangrijk kleiner zal zijn (in principe de helft).

## § 6. De triode in klasse A-instelling met roosterstroom

Als van een triode de  $i_a/v_a$ -karakteristieken worden geschematiseerd,

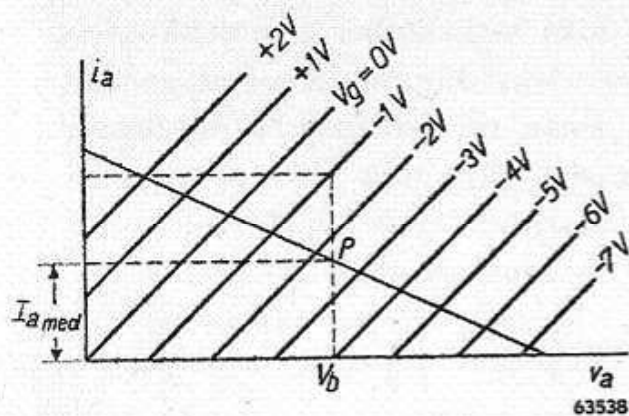


Fig. 73. Geïdealiseerde  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een triode ook bij positieve rooster spanningen.

ook voor positieve rooster spanningen, verkrijgt men een krommenschaar als in fig. 73 is weer gegeven.

Kiest men in dit veld een werkpunt  $P$ , bij de voedings spanning  $V_b$ , en bijv. een negatieve voorspanning van  $-2 \text{ V}$ , dan kan men hoogstens een anodestroomamplitude gelijk aan de ruststroom  $I_{amed}$  toelaten.

Laat men de beperking van het optreden van roosterstroom vervallen, dan volgt hieruit, dat men het werkpunt  $P$  nu zodanig kan kiezen dat  $I_{amed} > \frac{1}{2} I_{ao}$ . Men kan nu door  $P$  een belastingslijn trekken (bijv.  $PQ$ ), waardoor de anodespanningsamplitude vrijwel gelijk aan  $V_b$  wordt. Men werkt dan onder dezelfde voorwaarden als met een penthode in klasse A-instelling. De gunstigste aanpasweerstand voor maximaal uitgangsvermogen bij een gekozen werkpunt is blijkbaar, analoog aan de penthode:

$$R_a = \frac{V_b}{I_{amed}}, \dots \dots \dots \text{(VII A 31)}$$

en het rendement bij maximale uitsturing is  $\eta = 50\%$ .

Het verloop van  $W_b$ ,  $W_a$  en  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning is eveneens gelijk aan dat van de penthode, en dus voor te stellen door fig. 69.

Door het toelaten van roosterstroom verkrijgt men dus met een triode in zekere zin de voordelen van een penthode.

Het is duidelijk, dat de kathode van de buis in staat moet zijn zowel de gemiddelde stroom  $I_{amed}$  als de piekstroom  $2 I_{amed}$  te leveren. Verder moet het stuurrooster in staat zijn het roosterstroomvermogen te dissiperen.

Daarvoor moet dan de stuurtrap zijn berekend op het leveren van de roosterstroom (zie hoofdstuk VI).

Het sturen tot in het roosterstroomgebied heeft bij penthoden niet zoveel zin, tenzij misschien voor lage voedingsspanningen. Wij denken hierbij aan ontvangtoestellen voor universele voeding (batterij- en net-

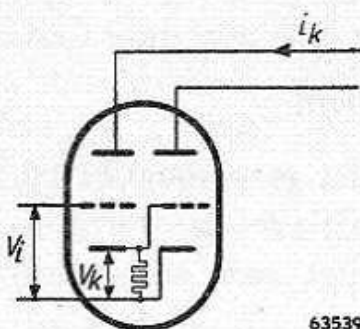


Fig. 74. Combinatie van eindbuis en laag-frequentversterkbuis voor uitsturing in roosterstroomgebied.

spanning), waarbij met batterijvoeding hetzelfde uitgangsvermogen kan worden verkregen als met netvoeding, dus met een hogere voedingsspanning, zonder roosterstroom.

Eindtetroden hebben karakteristieken die zeer veel met die van penthoden overeenkomen; zij vertonen echter een ongunstiger kniegedeelte.

D.w.z. dat daar de anodespanningsamplitude belangrijk beneden  $V_b$  moet blijven, als men tot aan  $V_{g1} = 0$  uitstuurt. Ook bij dergelijke buizen kan het dus voordeel hebben het rendement te verhogen door deze grens te overschrijden. Dit wordt bijv. toegepast bij enkele Amerikaanse tetroden, zoals de „tripletwin” (zie fig. 74).

Deze methode wordt uitvoerig beschreven door Charles Stromeyer in Rad. Eng. Febr. 1932.

Bij de door hem voorgestelde buis zijn de L.F. buis, die de roosterstroom voor de eindbuis moet leveren, en de eindbuis in één ballon ondergebracht.

De kathode van de voorversterkbuis is verbonden met het stuurrooster van de eindbuis. De eerste buis is als zogenaamde cathode-follower (hoofdstuk VI) geschakeld, d.w.z. de spanning  $V_k$  is nagenoeg gelijk aan de roosterspanning  $V_i$ .

Echter is de stroom door de kathode voldoende om het vereiste vermogen aan het rooster van de eindbuis te leveren.

Als een eindbuis in een schakeling met roosterstroom wordt gebruikt, is dit meestal in een balansschakeling, omdat dan de eventueel door de roosterstroom veroorzaakte vervorming voor een groot deel wordt opgeheven (zie VII § 8).

## § 7. Parallelschakeling van eindbuizen

In de vorige paragrafen werd afgeleid, hoe het maximale uitgangsvermogen samenhangt met de toelaatbare anodedissipatie van de eindbuis. Indien een bepaald gewenst uitgangsvermogen niet met één buis kan worden gerealiseerd, maar de eerstvolgende grotere buis voor het doel electrisch te rijkelijk is bemeten of te grote afmetingen heeft, kan men zich soms redden door enige buizen parallel te schakelen. Men verkrijgt dan als het ware een nieuwe buis, waarvan  $I_{amed}$  en  $I_{ao}$   $n$ -maal zo groot zijn als die van de oorspronkelijke,  $R_i$   $n$ -maal zo klein, de steilheid  $n$ -maal zo groot,  $V_b$  gelijk blijft, en het uitgangsvermogen dus  $n$ -maal zo groot wordt. Daarbij wordt de gunstigste aanpasweerstand  $n$ -maal zo klein.

Hoewel het voor de hand ligt alle overeenkomstige elektroden eenvoudig met elkaar te verbinden, is daarop een uitzondering, nl. de kathode.

Het is zeer gewenst, dat elke buis haar eigen kathodeweerstand voor de automatische roostervoorspanning heeft, opdat deze per buis haar egaliserende invloed behoudt.

Zouden een buis met hoog liggende karakteristiek en een buis met laag liggende karakteristiek parallel worden geschakeld met een gemeenschappelijke kathodeweerstand, dan zou de eerste buis niet, zoals normaal, een iets hogere voorspanning krijgen, maar zich daarentegen op een nog hogere anodestroom instellen.

Dit is op zeer duidelijke wijze te zien uit fig. 75.

Hierin zijn de  $i_a/v_g$ -karakteristieken van een „lage” en een „hoge” buis aangegeven. De gecombineerde karakteristiek is eveneens getekend.

Hebben beide buizen ieder een kathodeweerstand, dan worden de werk-

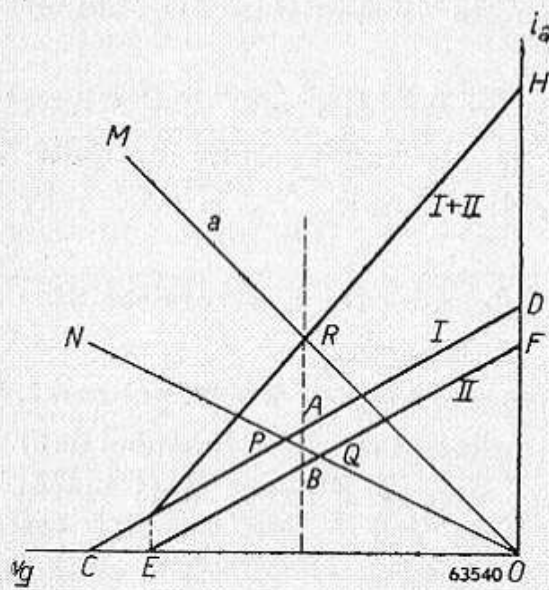


Fig. 75. Instelling van automatische negatieve voorspanningen van twee pentoden parallel met verschillende karakteristiek voor gemeenschappelijke of gescheiden kathodeweerstand.

CD = karakteristiek van buis I  
 EF = karakteristiek van buis II  
 CH = karakteristiek van buis I + II  
 MO = gemeenschappelijke kathodeweerstand  
 ON = kathodeweerstand voor iedere buis afzonderlijk

punten bepaald door P en Q. Bij gebruik van een gemeenschappelijke kathodeweerstand (van de halve waarde) komt het werkpunt te liggen in R voor de beide buizen samen, terwijl de individuele werkpunten van de buizen liggen in A en B. Men ziet nu duidelijk gedemonstreerd, dat de hoge buis extra stroom gaat voeren ten koste van de „lage” buis.

Hoewel het parallel schakelen van buizen zeer eenvoudig is, past men het in de praktijk weinig toe, omdat men dan liever zijn toevlucht zal nemen tot de balansschakeling, welke diverse voordelen heeft boven de parallelschakeling.

Het aantrekkelijke van parallelschakeling is wel, dat men op zeer eenvoudige wijze een groter eindvermogen realiseert zonder extra maatregelen in de voorversterktrap, zoals fazeomkering.

### § 8. Balansschakeling van eindbuizen in klasse A

Deze schakeling is voorgesteld in fig. 76.

De klasse A-balansschakeling is eigenlijk een parallelschakeling via een transformator, zoals uit het volgende blijkt.

De roosters der beide buizen worden in tegenfase gestuurd. De anoden van de beide buizen zijn verbonden met de uiteinden van de primaire wikkeling van de transformator, terwijl de gelijkstroom wordt toegevoerd via de middenaftakking.

De wisselstromen  $I_{a1}$  en  $I_{a2}$  der beide buizen, die dus ook in tegenfase zijn, en elk door een eigen transformatorhelft

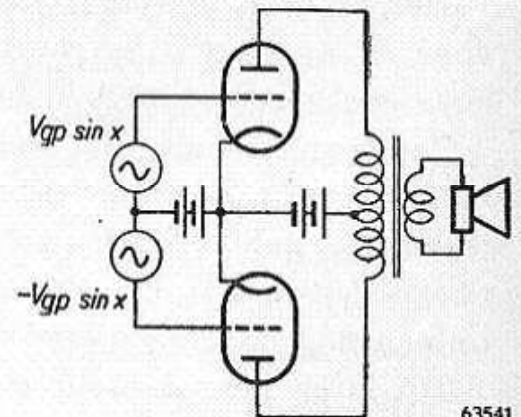


Fig. 76. Eindtrap in balansschakeling.

vloeien, vormen tezamen als het ware één stroom die de gehele primaire wikkeling van anode tot anode doorloopt. De spanningen in beide transformatorhelften zijn t.o.v. het middelpunt in tegenfase. Noemt men nu de transformatieverhouding van de halve primaire naar de secundaire wikkeling  $n:1$ , dan is de naar één anodeketen getransformeerde luidsprekerweerstand gelijk aan:

$$R_a = n^2 R_L, \dots \dots \dots \text{(VII A 32)}$$

en de weerstand tussen de uiteinden der primaire wikkeling aan:

$$R_{aa} = 4 n^2 R_L \dots \dots \dots \text{(VII A 33)}$$

Tussen de beide anoden ontstaat dus een wisselspanning:

$$V_{aa} = 4 n^2 R_L I_a,$$

en in elke anodeketen afzonderlijk:

$$V_a = 2 n^2 R_L I_a = 2 R_a I_a \dots \dots \dots \text{(VII A 34)}$$

Hieruit ziet men dus de analogie met de parallelschakeling, en is het vervangingschema van fig. 78 duidelijk. De anodebelasting  $R_a$  wordt als het ware door de dubbele anodestroom doorlopen.

In hoofdzaak verkeren de eindbuizen bij de balansschakeling dus in dezelfde condities als bij parallelschakeling.

Aan de luidsprekerzijde is de stroom gelijk aan:

$$I_L = 2 n I_a \dots \dots \dots \text{(VII A 35)}$$

daar a.h.w. één stroom  $I_a$  een transformator met wikkelverhouding  $2n$  voedt. Men kan zich dezelfde formule echter denken bij een transformator met verhouding  $n$ , gevoed door de stroom  $2 I_a$ , waarbij men dan de twee buizen, elk met een stroom  $I_a$ , parallel op een transformator met de verhouding  $n$  ziet.

Voor de balanstrap klasse A gelden dus dezelfde conclusies als bij parallelschakeling:

Het afgegeven vermogen wordt tweemaal zo groot als dat van één buis. We zullen in sectie VII B zien, dat door de lagere vervorming het uitgangsvermogen meer dan tweemaal zo groot kan zijn. De aanpasweerstand  $R_a$  per buis, gedefinieerd volgens (VII A 32), wordt de helft van die voor één buis.

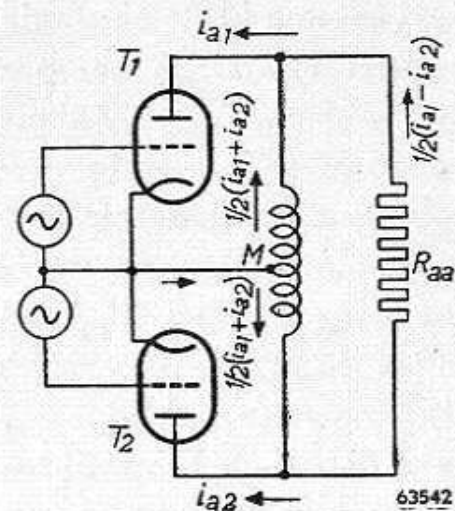


Fig. 77. Balanseindtrap met getransformeerde anodebelasting.

Ten opzichte van de directe parallelschakeling verkrijgt men echter enige voordelen. Terwijl bij parallelschakeling de anodegelijkstromen

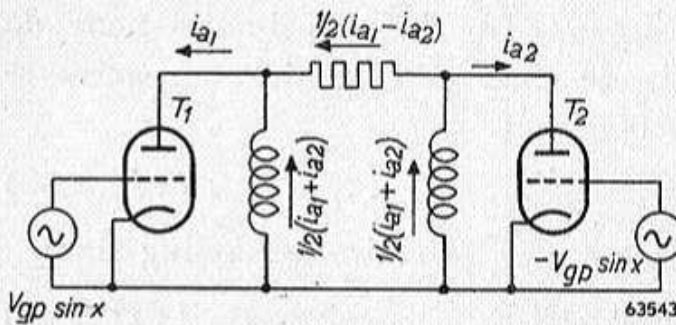


Fig. 78. Vervangingschema van fig. 76.

der beide buizen in de gehele primaire wikkeling één stroom vormen, heffen de beide anodegelijkstromen bij balansschakeling elkaar in beide helften op.

De transformator kern wordt in dit geval dus niet voorgespannen, of hoogstens tot een bedrag overeenkomend met de ongelijkheid der eindbuizen. In elk geval is de permeabiliteit van de kern aanzienlijk hoger dan bij een transformator met voormagnetisatie, zodat met minder kosten een behoorlijke primaire zelfinductie is te verkrijgen (zie VI D § 2).

Evenals de gelijkstromen, heffen ook de 2e harmonischen, die door vervorming in de eindbuizen ontstaan, elkaar in de beide transformatorhelften op. Deze compensatie geldt dus ook voor alle andere even harmonischen. Een balanstrap kenmerkt zich dus daardoor, dat de vervorming zeer weinig even harmonischen bevat. Dit kan vooral van belang zijn bij de eindtrap met roosterstroom.

Tenslotte werken ook de gevolgen van een rimpel op de voedingspanning ( $V_a$  en  $V_{g2}$ ) elkaar in de beide transformatorhelften tegen, zodat de balanstrap minder eisen stelt aan de afvlakking van het voedingsgedeelte. Dit laatste geldt echter niet voor een grote wisselspanning, daar dan toch brom optreedt (100 Hz). Tegenover deze voordelen staat het nadeel dat voor het sturen van de balanstrap twee spanningen in tegenfase nodig zijn.

Dit vereist een omkeertrap vóór de balanstrap, zoals er verschillende in hoofdstuk VI zijn beschreven.

In sectie VII B zullen we aantonen, dat een klasse A-balansschakeling hoofdzakelijk zin heeft als de klasse A-uitsturing van een enkele buis voornamelijk 2e harmonische ten gevolge heeft. De schakeling is vooral voor trioden van belang en bij penthoden, mits een klasse A-instelling wordt gezocht met 2e harmonische, omdat dan in de balansschakeling een zeer kleine vervorming optreedt (zie VII B).

Als voorbeeld van klasse A-balansinstelling kiezen we de triode AD 1. Twee van deze buizen parallel geven een uitgangsvermogen van 8,4 W voor 5% vervorming (2e harmonische).



De kathodeweerstand van iedere buis bedraagt  $750 \Omega$ , de anodestroom 60 mA en de voedingsspanning 250 V.

Schakelt men bij dezelfde instelling twee buizen in balans, dan verkrijgt men een uitgangsvermogen van 9,2 W met een vervorming van 1,3%, en een roosterwisselspanning van  $2 \times 30 V_{eff}$ .

Opmerkelijk is bij de AD 1 de winst van ca. 10% in het uitgangsvermogen bij de balansschakeling in vergelijking met de parallelschakeling.

Zoals later (B) zal blijken, is deze winst te verklaren uit het feit, dat door het compenseren van de 2e harmonische de grondgolf groter is en dientengevolge ook het uitgangsvermogen.

Vergelijkt men hiermee nu het uitgangsvermogen van ca. 9 W van de EL 5 in klasse A met een stroomverbruik van 72 mA, bij een vervorming van 10% en een vereiste wisselspanning van  $8,2 V_{eff}$ , dan is het duidelijk, dat trioden in klasse A zowel balans- als parallelgeschakeld weinig zin hebben. Zoals men ziet, is de vereiste roosterwisselspanning voor de penthode ca.  $4 \times$  kleiner dan voor de triode. Men kan dan de penthode tegenkoppelen tot de ingangsgevoeligheid gelijk is aan die van de triode. Daardoor zal echter de vervorming van de penthode belangrijk kleiner zijn geworden. Aangezien de vervorming van een penthode in klasse A bij de gunstigste aanpasweerstand principieel bestaat uit 3e harmonische, heeft hierdoor de klasse A-balansschakeling weinig voordeel en is er alle aanleiding naar de economischer klasse AB- en B-instellingen over te gaan.

## II. DE BALANSEINDTRAP KLASSE B

### § 1. Algemene beschouwingen

Zoals reeds in de inleiding werd opgemerkt, is het kenmerk van een geïdealiseerde klasse B-instelling, dat het werkpunt in het afknijppunt van de karakteristiek ligt. In fig. 79 stelt *A* het werkpunt voor.

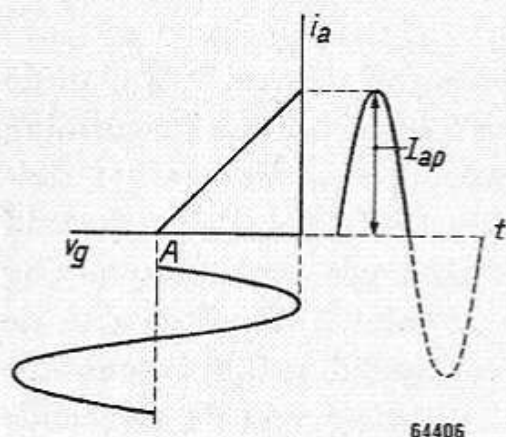


Fig. 79. Anodestroom als functie van de tijd, bij een klasse B-uitsturing.

Indien aan het rooster van een buis een sinusvormige wisselspanning wordt toegevoerd, vloeit er gedurende de ene helft van de periode stroom door de buis. De anodestroom bestaat dus uit halve sinussen. Worden twee buizen in balans geschakeld, dan vult gedurende het stroomloze gedeelte van de periode van de ene buis, de andere buis de wisselstroom aan tot een volledige sinus. In de secundaire van de luidsprekertransformator vloeit dus een sinusvormige stroom, die aan de luidsprekerspoel een sinusvormige spanning veroorzaakt.

Noemen we de grootste amplitude van de anodewisselstroom  $I_{ap}$ , dan bedraagt de gemiddelde stroom per buis:

$$I_{amed} = \frac{I_{ap}}{\pi} \dots \dots \dots \text{(VII A 36)}$$

Voor het door het voedingsgedeelte totale geleverde vermogen vinden we, bij een voedingsspanning  $V_b$ :

$$W_b = \frac{2 I_{ap} V_b}{\pi} \dots \dots \dots \text{(VII A 37)}$$

Indien de maximale anodewisselspanning per buis  $V_{ap}$  bedraagt, is het totale, door de twee buizen afgegeven vermogen, gelijk aan:

$$W_o = \frac{1}{2} I_{ap} V_{ap} \dots \dots \dots \text{(VII A 38)}$$

De anodedissipatie voor de beide buizen is dus gelijk aan:

$$W_a = W_b - W_o = 2 \frac{I_{ap} V_b}{\pi} - \frac{1}{2} I_{ap} V_{ap} \dots \text{(VII A 39)}$$

Voor het geval de amplitude van de anodestroom  $I_{ap}$  bedraagt, zij de bijbehorende roosterwisselspanning  $V_{gp}$ . Indien de roosterwisselspanning slechts voor een gedeelte  $\alpha V_{gp}$  ( $\alpha < 1$ ) wordt uitgestuurd, vinden we voor het toegevoerde vermogen:

$$W_b = 2\alpha \frac{I_{ap} V_b}{\pi} ; \dots \text{(VII A 40)}$$

voor het afgegeven vermogen:

$$W_o = \frac{\alpha^2}{2} I_{ap} V_{ap} ; \dots \text{(VII A 41)}$$

voor de anodedissipatie:

$$W_a = 2\alpha \frac{I_{ap} V_b}{\pi} - \frac{\alpha^2}{2} I_{ap} V_{ap} \dots \text{(VII A 42)}$$

De anodedissipatie kan als functie van  $\alpha$  een maximum bezitten. We vinden dit maximum door differentiatie van (VII A 42):

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \frac{V_b}{V_{ap}} \dots \text{(VII A 43)}$$

Aangezien  $V_{ap} \leq V_b$  en  $\alpha \leq 1$ , vinden we dit maximum dus alleen als

$$\frac{2}{\pi} V_b < V_{ap} < V_b.$$

De anodedissipatie bedraagt in het maximum:

$$W_{aopt} = \frac{2}{\pi^2} \frac{I_{ap} V_b^2}{V_{ap}} \dots \text{(VII A 44)}$$

Het maximale uitgangsvermogen dat een klasse B-eindtrap kan geven bij een constante sinusvormige uitsturing, kunnen we nu bepalen uit de voorwaarde, dat de optimale anodedissipatie tijdens de uitsturing de maximaal toegestane anodedissipatie van de buizen niet mag overschrijden.

Uit:

$$W_{aopt} = \frac{2}{\pi^2} \frac{I_{ap} V_b^2}{V_{ap}} = 2 W_{amax} \text{ en}$$

$$W_{omax} = \frac{1}{2} I_{ap} V_{ap}$$

willen we nu  $I_{ap}$ ,  $V_b$  en  $V_{ap}$  zodanig bepalen, dat  $W_{omax}$  zo groot mogelijk wordt. Aan de hand van bovenstaande kunnen wij schrijven:

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} \left( \frac{V_{ap}}{V_b} \right)^2 W_{amax} \dots \dots \dots \text{(VII A 45)}$$

$W_{omax}$  is het grootst als  $V_{ap} = V_b$ , dus:

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax} = 4,93 W_{amax} \dots \dots \dots \text{(VII A 46)}$$

De voorwaarde  $V_{ap} = V_b$  kan men voor penthoden vrijwel bereiken, voor trioden slechts bij benadering voor zeer hoge spanningen.

Het hierbij toegevoerde vermogen bedraagt

$$W_{bmax} = 2\pi W_{amax} = 6,28 W_{amax} \dots \dots \dots \text{(VII A 47)}$$

Voor het rendement bij volle uitsturing vinden we:

$$\eta = \frac{W_{omax}}{W_{bmax}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{ap}}{V_b} \dots \dots \dots \text{(VII A 48)}$$

Het gunstigste rendement dat we kunnen verkrijgen treedt inderdaad op bij  $V_{ap} = V_b$  en bedraagt 78,5%. In fig. 80 is nu het verloop van  $W_b$ ,  $W_o$ ,  $W_a$  en  $\eta$  als functie van  $a$  voor dit geval weergegeven.

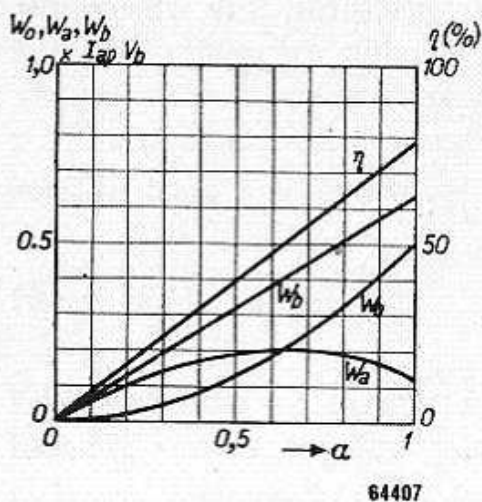


Fig. 80.  $W_o$ ,  $W_b$ ,  $W_a$  en  $\eta$  als functie van  $a$ . Als eenheid voor het uitdrukken van  $W_o$ ,  $W_a$  en  $W_b$  is gekozen  $I_{ap} V_b$ .

Daar het stroomverbruik van een klasse B-eindtrap evenredig is met de grootte van de roosterwisselspanning, en een vaste negatieve voorspanning essentieel is, zal het in het algemeen voor het verkrijgen van deze voorspanning nodig zijn een apart gelijkrichtercircuit te gebruiken.

Een bezwaar van de vaste negatieve voorspanning is, dat de spreiding in de buizen een veel grotere invloed op de vorming en het afgegeven vermogen heeft dan bij een automatische negatieve voorspanning.

Verder is voor een klasse B-versterker een voedingsgedeelte met een kleine inwendige weerstand gewenst, omdat door de grote variaties in het stroomverbruik, de voedingspanning fluctuaties zal vertonen. In

VII A II § 8 komen we op de invloed van de inwendige weerstand van het voedingsapparaat op de uitsturing nog nader terug.

Tot nu toe is er geen onderscheid gemaakt tussen trioden en penthoden. Daar bij penthoden de anodespanning vrijwel geen invloed heeft op de anodestroom, worden de verdere berekeningen van penthoden vrij eenvoudig. Voor de trioden daarentegen is de anodestroom sterk afhankelijk van de anodespanning, en daarom zullen we nu eerst enige algemene formules voor het uitgangsvermogen, het toegevoerde vermogen, de anodedissipatie en het rendement afleiden voor twee trioden die in klasse B zijn geschakeld.

Er loopt zonder roosterwisselspanning geen anodestroom.

In het  $i_a/v_a$ -diagram wordt voor een bepaalde belastingsweerstand de werklijn gegeven door  $AB$  (fig. 81).

De amplitude van de wisselspanning  $V_{ap}$  kan niet groter worden dan  $BD$ , aangezien er anders roosterstroom zou vloeien.

De belastingsweerstand per buis noemen we

$$R_a = \left( \frac{R_{aa}}{4} \right).$$

Het uitgangsvermogen, als de rooster-ruimte voor een gedeelte  $a$  wordt uitgestuurd, bedraagt voor beide buizen samen:

$$W_o = \frac{1}{2} a^2 I_{ap} V_{ap} \dots \text{(VII A 49)}$$

Verder volgt uit figuur 81:

$$\triangle OAC \sim \triangle DCB, \text{ en hieruit: } \frac{I_{ap}}{I_{ao}} = \frac{V_b - V_{ap}}{V_b} = 1 - \frac{V_{ap}}{V_b},$$

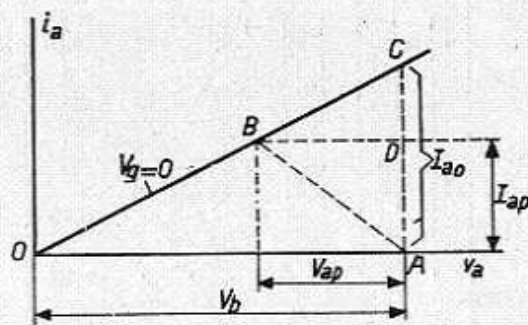
terwijl verder  $V_{ap} = I_{ap} R_a$ .

Daaruit vinden we:

$$\frac{I_{ap}}{I_{ao}} = \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i}} = \frac{1}{1 + p},$$

waarin

$$p = \frac{R_a}{R_i} \dots \dots \dots \text{(VII A 50)}$$



64408

Fig. 81.  $i_a/v_a$ -karakteristiek van geïdealiseerde triode met belastingslijn voor klasse B-instelling.

en 
$$\frac{V_{ap}}{V_b} = \frac{I_{ap} R_a}{I_{ao} R_i} = \frac{R_a/R_i}{1 + R_a/R_i} = \frac{p}{(1+p)} \dots \dots \text{(VII A 51)}$$

Voor het uitgangsvermogen vinden we dan:

$$W_o = \frac{1}{2} \alpha^2 I_{ao} V_b \frac{R_a/R_i}{(1 + R_a/R_i)^2} = \frac{\alpha^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} I_{ao} V_b, \dots \dots \text{(VII A 52)}$$

of:

$$\frac{W_o}{W_{amax}} = \frac{\alpha^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}} = \frac{\alpha^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \frac{V_b^2}{R_i W_{amax}} = \frac{\alpha^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} x^2, \text{(VII A 52a)}$$

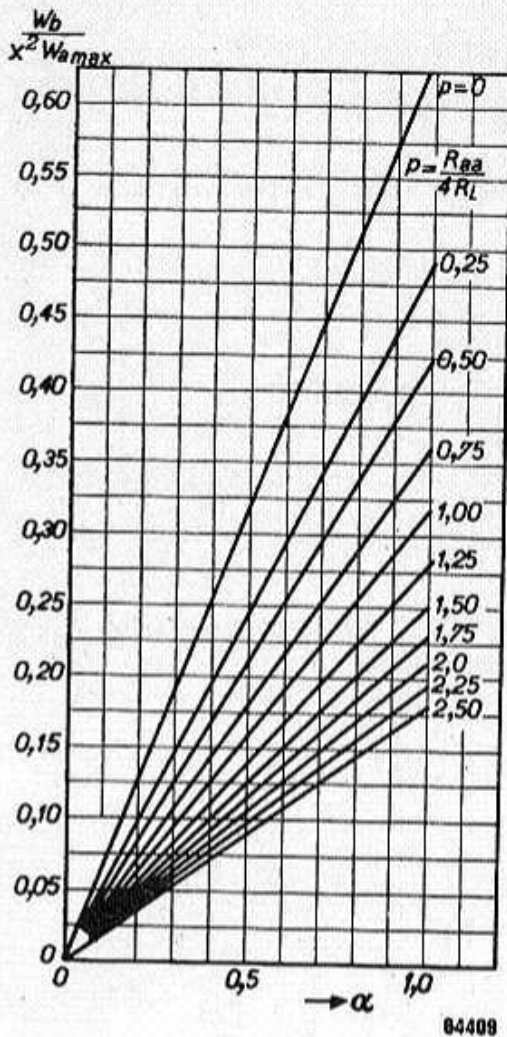


Fig. 82.  $\frac{W_b}{x^2 W_{amax}}$  als functie van  $\alpha$  voor verschillende waarden van  $p$  ( $= \frac{R_{aa}}{4R_i}$ ), voor twee trioden in balans klasse B-instelling.

waarin

$$x = \frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} \dots \text{(VII A 53)}$$

Het toe te voeren vermogen voor de beide buizen samen bedraagt:

$$W_b = \frac{2}{\pi} \alpha I_{ap} V_b = \frac{2}{\pi} \alpha \frac{I_{ao}}{(1+p)} V_b = \frac{2}{\pi} \alpha \frac{V_b^2}{(1+p) R_i}, \dots \text{(VII A 54)}$$

of 
$$\frac{W_b}{W_{amax}} = \frac{2}{\pi} \frac{\alpha}{(1+p)} \frac{V_b^2}{R_i W_{amax}} = \frac{2}{\pi} \frac{\alpha}{(1+p)} x^2 \dots \text{(VII A 54a)}$$

De anodedissipatie vinden we uit:

$$\frac{W_a}{W_{amax}} = \alpha x^2 \left\{ \frac{2}{\pi (1+p)} - \frac{\alpha}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \right\} \text{(VII A 55)}$$

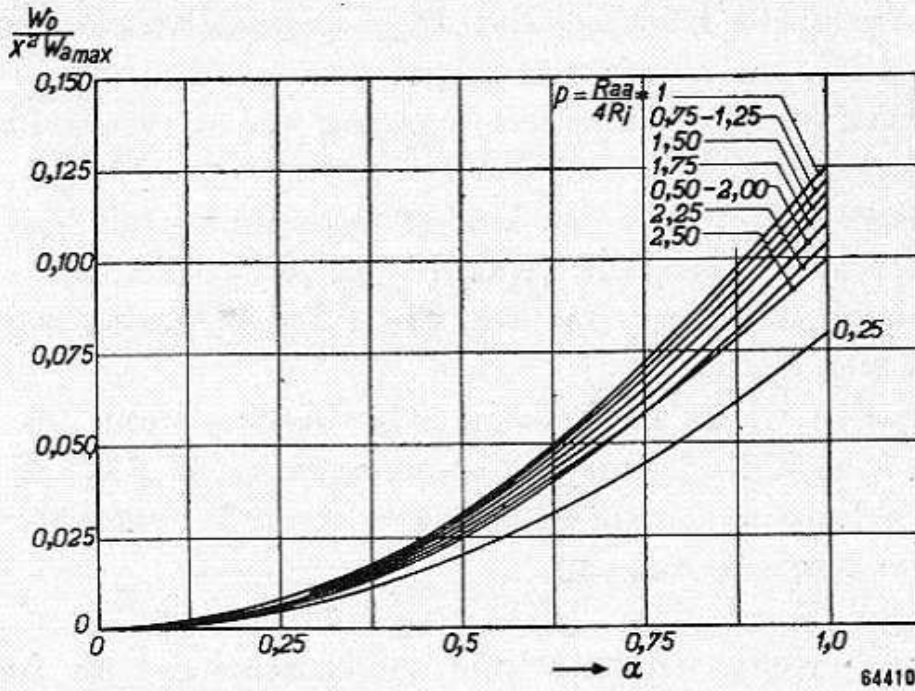
Het rendement bedraagt:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{\alpha p}{(1+p)} \dots \text{(VII A 56)}$$

Het verloop van

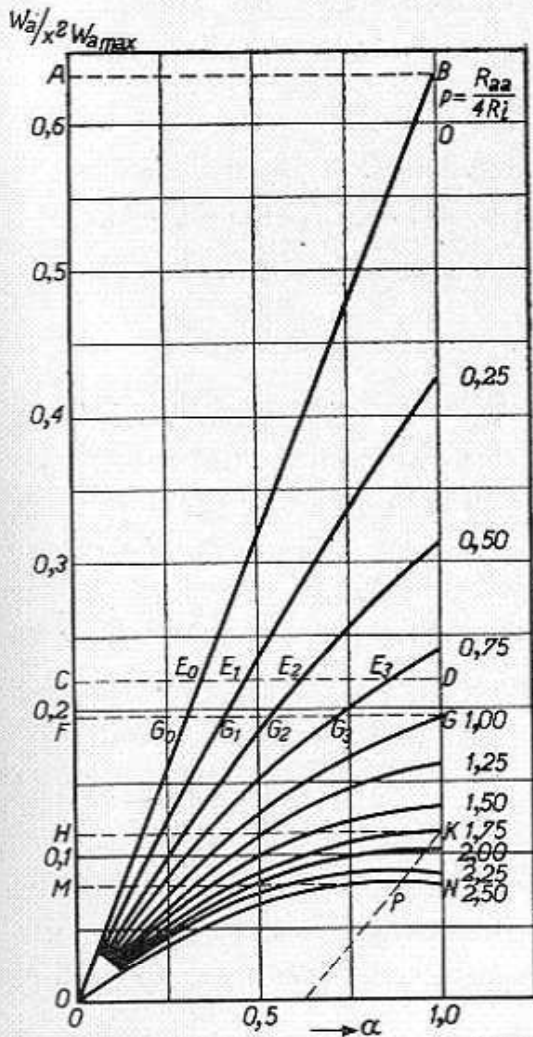
$$\frac{W_b}{x^2 W_{amax}}, \frac{W_o}{x^2 W_{amax}}, \frac{W_a}{x^2 W_{amax}} \text{ en } \eta$$

als functie van  $\alpha$  met  $p$  als parameter is respectievelijk uitgezet in de figuren 82, 83, 84 en 85.



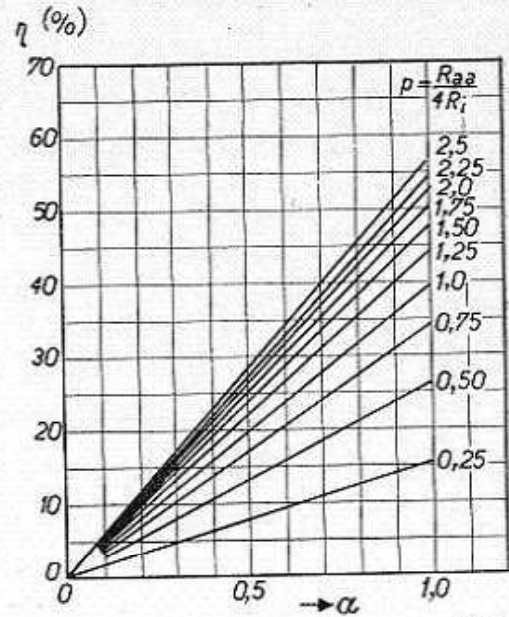
64410

Fig. 83.  $\frac{W_0}{x^2 W_{amax}}$  als functie van  $\alpha$  voor verschillende waarden van  $p = \left(\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)$ , voor twee trioden in balans klasse B-instelling.



64411

Fig. 84.  $\frac{W_a}{x^2 W_{amax}}$  als functie van  $\alpha$  voor verschillende waarden van  $p = \left(\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)$ , voor twee trioden in balans klasse B-instelling.



64412

Fig. 85.  $\eta$  als functie van  $\alpha$  voor verschillende waarden van  $p = \left(\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)$ , voor twee trioden in balans klasse B-instelling.

Uit deze figuur 83 zien we, dat  $W_o$  een maximum vertoont voor  $p = 1$ , terwijl  $W_a$  een maximum krijgt voor  $a = 1$ , als  $p = 1,747$ , en verder dit maximum naar kleinere waarden van  $a$  verschuift als  $p$  in waarde stijgt.

In § 2 zullen we als functie van de voedingsspanning (als functie van  $x$ ) de gunstigste aanpasweerstand (waarde van  $p$ ) bepalen, ter verkrijging van het grootste uitgangsvermogen, onder inachtneming van de toelaatbare anodedissipatie.

In § 3 bepalen we de toelaatbare belastingsweerstand bij volle uitsturing voor verschillende voedingsspanningen, en in § 4 het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand, eveneens voor verschillende voedingsspanningen.

## § 2. Uitgangsvermogen en gunstigste aanpasweerstand als functie van de voedingsspanning voor twee trioden in balans geschakeld, voor klasse B-instelling zonder roosterstroom

Met behulp van de zo juist afgeleide formules zullen we nu als functie van de voedingsspanning het maximale uitgangsvermogen en de daarbij behorende gunstigste waarde van de belastingsweerstand bepalen.

### a. Anodedissipatie kleiner dan $W_{amax}$

Als de voedingsspanning zo laag is, dat de maximale anodedissipatie tijdens de uitsturing nergens wordt overschreden, krijgen we het maximale uitgangsvermogen voor  $p = 1$  (uit formule VII A 52a — zie fig. 83), d.w.z.  $R_a/R_t = 1$  (VII A 57a).

Hieruit volgt: 
$$I_{ap} = \frac{1}{2} I_{ao} \dots \dots \dots \text{(VII A 57b)}$$

$$V_{ap} = \frac{1}{2} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 57c)}$$

$$W_{om} = \frac{1}{8} \frac{V_b^2}{R_t} \dots \dots \dots \text{(VII A 57d)}$$

Vergelijken we deze formule met (VII A 5) voor de triode in klasse A-schakeling, dan blijkt, dat 2 buizen in parallelschakeling bij volle uitsturing van de roosterruimte en bij dezelfde voedingsspanning hetzelfde vermogen afgeven.

De wisselstroomamplitude per buis is in klasse B-schakeling weliswaar het dubbele van de klasse A-schakeling, werkt echter slechts gedurende de helft van de tijd. Er is echter wel een belangrijk verschil in het nodige vermogen.

Bedenken wij dat de wisselspanningsamplitude van anode tot anode



$V_b$  bedraagt, dan vinden wij de aanpasweerstand van anode tot anode,  $R_{aa}$ , uit:

$$\frac{1}{8} \frac{V_b^2}{R_i} = \frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_{aa}},$$

waaruit volgt:

$$R_{aa} = 4 R_i \dots \dots \dots \text{(VII A 58)}$$

Het aan de buizen toegevoerde vermogen bedraagt:

$$W_{bm} = \frac{V_b^2}{\pi R_i}, \dots \dots \dots \text{(VII A 59)}$$

en de anodedissipatie bij volledige uitsturing:

$$W_{am} = W_{bm} - W_{om} = \frac{V_b^2}{R_i} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{8} \right) \dots \dots \dots \text{(VII A 60)}$$

Het rendement is:

$$\eta = \frac{W_{om}}{W_{bm}} = \frac{\pi}{8} = 39,3\% \dots \dots \dots \text{(VII A 61)}$$

Deze keuze van de aanpasweerstand is juist, zolang voor geen enkele roosterspanning de toelaatbare anodedissipatie  $W_{amax}$  wordt overschreden. Stellen wij voor deze klasse B-instelling, zoals dit ook in A II § 1 geschiedde, de grafieken van  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  als functie van de roosterwisselspanning samen, dan verkrijgen wij fig. 86.

Men ziet dat de anodedissipatie gelijkelijk met de amplitude van de roosterwisselspanning toeneemt.

Indien wij voor een bepaalde buis het afgegeven vermogen wensen te vergroten, kunnen wij dit bereiken door de voedingsspanning te verhogen.

Boven een bepaalde voedingsspanning  $V_{bo}$  wordt de anodedissipatie in vol uitgestuurde toestand van de buis te groot, zodat de aanpasweerstand van de buis moet worden veranderd.

De voedingsspanning  $V_{bo}$ , waarbij de anodedissipatie bij volle uitsturing gelijk is aan de maximale, volgt uit vergelijking (VII A 60):

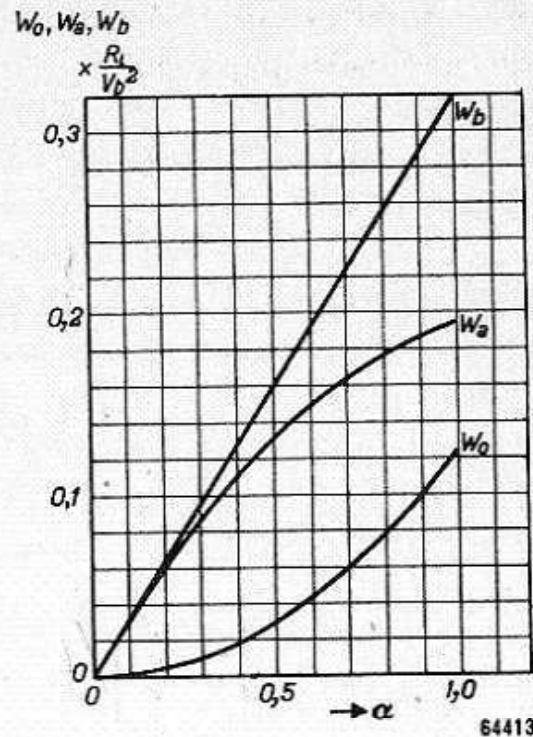


Fig. 86.  $W_o$ ,  $W_b$  en  $W_a$  als functie van  $\alpha$  voor twee trioden in balans klasse B-instelling, voor  $V_b < V_{bo}$   
 $V_{bo} = 3,22 \sqrt{W_{amax} R_i}$ .

$$\frac{V_{bo}^2}{R_i} \left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{8} \right) = 2 W_{amax}$$

$$\text{of } V_{bo} = \sqrt{\frac{2 W_{amax} R_i}{\left( \frac{1}{\pi} - \frac{1}{8} \right)}} = 3,22 \sqrt{W_{amax} R_i} \dots \dots \dots (\text{VII A } 62)$$

Het afgegeven vermogen bedraagt bij deze voedingsspanning:

$$W_{om} = \frac{1}{8} \frac{V_{bo}^2}{R_i} = 1,291 W_{amax} \dots \dots \dots (\text{VII A } 63)$$

en is dus slechts ongeveer een kwart van het maximaal te bereiken vermogen, nl.  $4,93 W_{amax}$ . Verhoging van de voedingsspanning heeft dus wel zin.

b. *Anodedissipatie bij volledige uitsturing gelijk aan  $W_{amax}$*

Indien de voedingsspanning groter wordt dan  $V_{bo}$ , moet de aanpasweerstand zodanig worden veranderd, dat in vol uitgestuurde toestand de anodedissipatie juist gelijk blijft aan de toelaatbare anodedissipatie  $W_{amax}$ .

We vinden dan uit verg. (VII A 55):

$$x^2 \left\{ \frac{2}{\pi(1+p)} - \frac{1}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \right\} = 2, \text{ of:}$$

$$(1+p)^2 - \frac{x^2}{\pi} (1+p) + \frac{1}{4} p x^2 = 0, \text{ of:}$$

$$p = \frac{R_a}{R_i} = \frac{R_{aa}}{4 R_i} =$$

$$= \frac{V_b^2}{4 W_{amax} R_i} \left\{ \frac{2}{\pi} \pm \sqrt{\left( \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right)^2 + \frac{4 W_{amax} R_i}{V_b^2}} - \frac{1}{2} - \frac{4 W_{amax} R_i}{V_b^2} \right\},$$

(VII A 64)

Het min teken vervalst, omdat  $p$  niet negatief kan zijn (VII A 56).

Uit (VII A 50) vinden we dan:

$$\frac{I_{ap}}{I_{ao}} = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} + \sqrt{\left( \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right)^2 + \frac{4 W_{amax} R_i}{V_b^2}} \dots \dots \dots (\text{VII A } 65)$$

De anodewisselspanning bedraagt:

$$\frac{V_{ap}}{V_b} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} - \sqrt{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{4 W_{amax} R_i}{V_b^2}} \dots \dots \dots \text{(VII A 66)}$$

Het afgegeven vermogen voor beide buizen samen bedraagt:

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}} = \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2} \left\{ \frac{1}{\pi} - \frac{4}{\pi^2} - \frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2} + \frac{2}{\pi} \sqrt{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{4 W_{amax} R_i}{V_b^2}} \right\} \text{(VII A 67)}$$

Het rendement bij deze instelling wordt gegeven door:

$$\eta = \frac{W_o}{W_b} = \frac{1}{2} + \frac{\pi}{8} - \frac{\pi}{4} \sqrt{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2}\right)^2 + 4 \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}} \dots \dots \text{(VII A 68)}$$

Het verloop van  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  in deze instelling als functie van de uitsturing  $\alpha$  is gegeven in fig. 87.

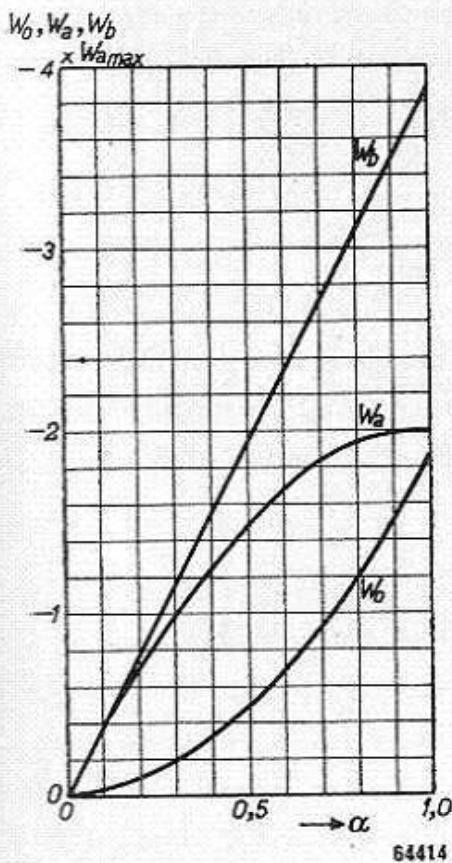


Fig. 87.  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  als functie van  $\alpha$  voor twee trioden in balans klasse B-instelling, indien  $V_b = 4 \sqrt{W_{amax} R_i}$ .

Ook bij deze uitsturing kan men het uitgangsvermogen vergroten door verhoging van de voedingsspanning. De hoogste voedingsspanning  $V_{b1}$ , waarbij de zojuist berekende aanpassing kan worden toegepast, wordt gevonden uit het feit dat in het  $W_a/V_g$ -diagram, bij volledige uitsturing, de raaklijn juist horizontaal loopt.

In het diagram is niet  $V_{gp}$  uitgezet, doch de factor  $\alpha$ , zodat bij volledige uitsturing  $\alpha = 1$ .

De raaklijn loopt in het  $W_a/V_g$ -diagram juist horizontaal voor  $\alpha = 1$ , als:

$$\frac{\partial W_a}{\partial \alpha} = x^2 \left\{ \frac{2}{\pi (1+p)} - \frac{p}{(1+p)^2} \right\} = 0,$$

of 
$$p = \frac{2}{\pi - 2}$$

Voor deze waarde van  $p$  moet de anodedissipatie gelijk zijn aan  $2 W_{amax}$  voor  $\alpha = 1$ ; hieruit vinden we de bijbehorende waarde van de voedingsspanning  $V_{b1}$  uit (VII A 55), nl.:

$$2 = x_1^2 \left\{ \frac{2}{\pi \cdot \left( \frac{\pi}{\pi - 2} \right)} - \frac{1}{2} \frac{\frac{2}{\pi - 2}}{\left( \frac{\pi}{\pi - 2} \right)^2} \right\},$$

waaruit volgt:

$$V_{b1} = \pi \sqrt{\frac{2 W_{amax} R_i}{\pi - 2}} = 4,16 \sqrt{W_{amax} R_i} = 1,28 V_{bo} \dots \text{(VII A 69)}$$

Uit (VII A 67) vinden we, dat het bij de voedingsspanning  $V_{b1}$  afgegeven vermogen voor de beide buizen samen  $W_{om} = 2 W_{amax}$  bedraagt, terwijl uit het voorgaande tevens volgt:

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}} = \frac{4}{\pi^2} = 0,405 \dots \dots \dots \text{(VII A 70)}$$

Hieruit volgt dat het zeker zin heeft de voedingsspanning nog verder te verhogen boven  $V_{b1}$ .

Het rendement bij de voedingsspanning  $V_{b1}$  vinden we uit:

$$\eta = \frac{W_{om}}{W_{bm}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{ap}}{V_{b1}} = \frac{\pi}{4} \times \frac{2}{\pi} = 50\%.$$

### c. Anodedissipatie tijdens uitsturing gelijk aan $W_{amax}$

Indien de voedingsspanning groter is dan  $V_{b1}$ , moet de aanpasweerstand zo worden gekozen, dat tijdens het uitsturen van de roosterwisselspanning de anodedissipatie hoogstens gelijk wordt aan de toelaatbare  $W_{amax}$ .

We krijgen dus:

$$\frac{W_a}{W_{amax}} = \alpha x^2 \left\{ \frac{2}{\pi (1+p)} - \frac{\alpha}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \right\} = 2.$$

Het maximum van  $W_a$  vinden we bij:

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \frac{(1+p)}{p},$$

en hierbij mag

$$\frac{W_a}{W_{amax}} = 2.$$

Men verkrijgt uit deze vergelijkingen, op dezelfde wijze als voor  $a$  en  $b$  is geschied, de markante grootheden. Het resultaat van deze berekening is grafisch voorgesteld in fig. 88 als functie van de uit-

sturing. Hieruit volgt o.a. dat het maximaal afgegeven vermogen

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax} \dots (VII A 46)$$

nadert, en het daarbij toegevoerde vermogen bedraagt:

$$W_{bmax} = 2\pi W_{amax}, \dots (VII A 47)$$

waaruit volgde voor het rendement:

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \dots (VII A 48a)$$

Men ziet in figuur 88 duidelijk, dat  $W_a$  een maximale waarde heeft tijdens de uitsturing.

Het blijkt uit alle formules, dat het mogelijk is voor verschillende buizen de resultaten op universele schaal uit te zetten. We moeten dan, evenals bij klasse A, de volgende grootheden kiezen:

$$x = \frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}}$$

als abcis en als ordinaat, respectievelijk de grootheden:

$$\frac{W_o}{W_{amax}}, \frac{W_b}{W_{amax}}, \frac{W_a}{W_{amax}}, P = \frac{R_{aa}, I_{ap}, V_{ap}}{4 R_i, I_{ao}, V_b}$$

en  $\eta$ .

Uit fig. 89 ziet men zeer duidelijk, dat het afgegeven vermogen  $W_o$  bij kleine voedingsspanningen snel stijgt, om bij hogere voedingsspanningen veel langzamer toe te nemen.

Het blijkt, dat de aanpasweerstand dan zeer hoog moet worden gekozen.

Men ziet duidelijk uit figuur 89 het volgende: Verhoging van de voedingsspanning boven een zekere waarde geeft slechts een betrekkelijk kleine winst in het afgegeven vermogen, terwijl men de volgende moeilijkheden te overwinnen krijgt:

- 1) de toelaatbare anodespanning van de buis moet veel hoger zijn;
- 2) de nodige roosterwisselspanning van de buis wordt veel groter.

Ter illustratie zij het volgende voorbeeld vermeld:

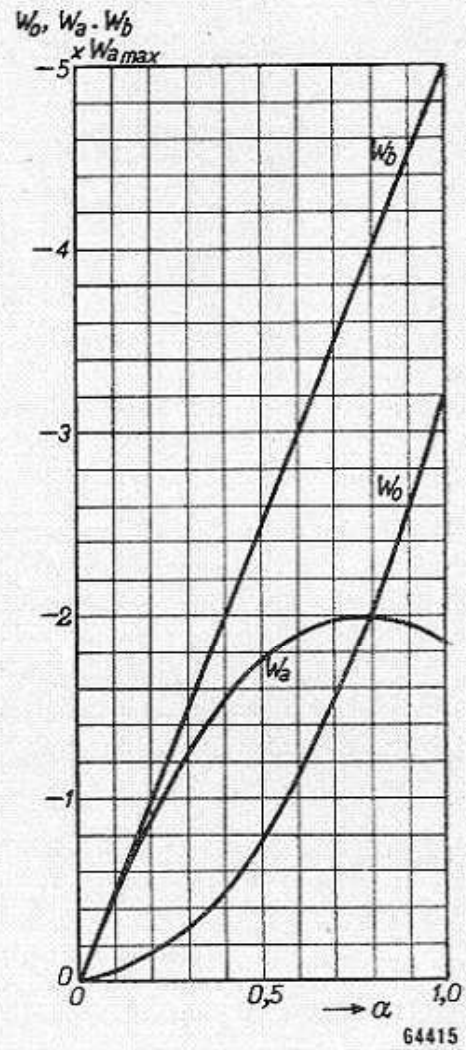


Fig. 88.  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  als functie van  $\alpha$  voor twee trioden in balans klasse B-instelling, als  $V_b = 2\pi \sqrt{W_{amax} R_i}$ .

De Philips triode 4683 heeft een anodedissipatie van 15 W en geeft bij 350 V in balans klasse B een uitgangsvermogen van 20 W; de aanpas-

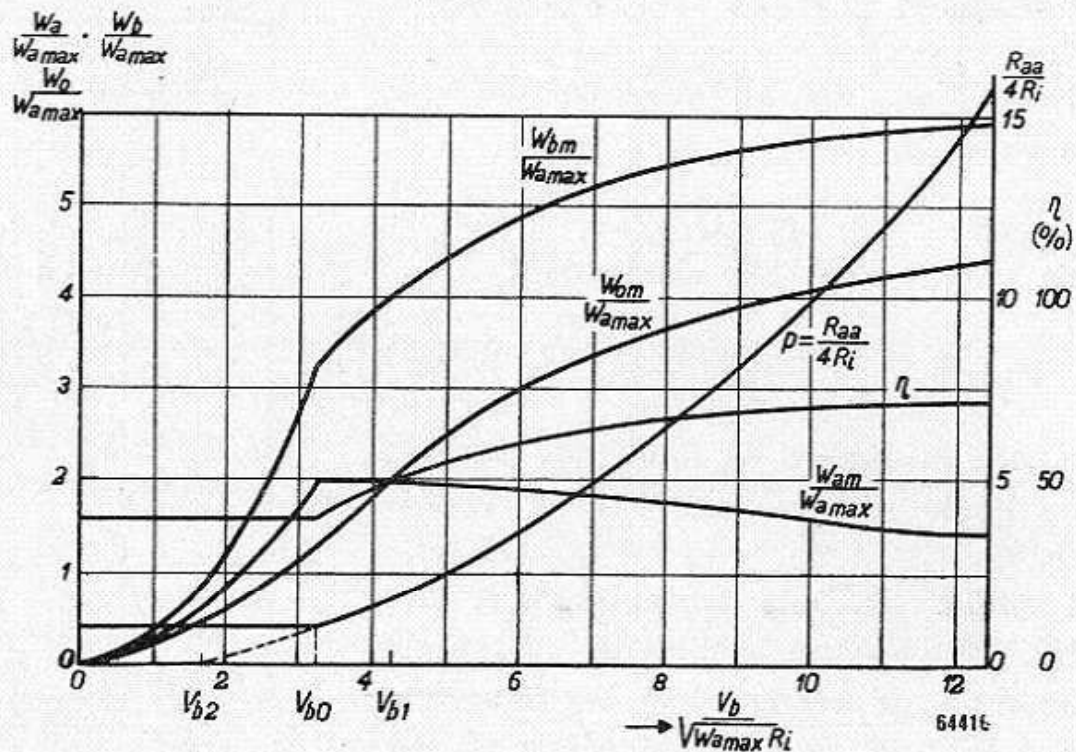


Fig. 89. Verloop van  $\frac{W_{dm}}{W_{amax}}$ ,  $\frac{W_{om}}{W_{amax}}$ ,  $\frac{W_{am}}{W_{amax}}$ ,  $p = \frac{R_{aa}}{4 R_i}$  en  $\eta$  als functie van de voedingsspanning  $\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}}$ , voor twee trioden in balans klasse B zonder roosterstroom.

weerstand  $R_{aa} = 7000 \Omega$ , en het door het voedingsgedeelte te leveren vermogen bedraagt 47,4 W.

Het rendement is dus  $\frac{20}{47,4} = 42\%$ .

De inwendige weerstand van de buis, berekend uit  $\frac{V_b}{I_{ao}}$ , bedraagt  $670 \Omega$ . Dus:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = \frac{350}{\sqrt{15 \times 670}} = 3,50.$$

Volgens fig. 89 konden wij een uitgangsvermogen verwachten van  $0,75 \times 30 \text{ W} = 22,5 \text{ W}$ , en een rendement van  $43\%$  bij een aanpasweerstand van ca.  $4000 \Omega$ .

Deze buis geeft echter in deze instelling absoluut niet haar maximale uitgangsvermogen; hiervoor zou een belangrijk hogere voedingsspanning nodig zijn.

Als tweede voorbeeld kiezen we de Philips 25 W triode 4641, welke

bij voedingsspanningen van respectievelijk 1000 V en 1500 V een uitgangsvermogen van 41 W en 68 W geeft bij een toegevoerd vermogen van 90 W, resp. 123 W met aanpasweerstand van 20 k $\Omega$ , resp. 40 k $\Omega$ .

De rendementen bedragen in deze gevallen 45% en 55%.

De inwendige weerstanden bij deze instellingen bedragen respectievelijk 3400 en 4600  $\Omega$ , dus bij 1000 V:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = 3,50,$$

en bij 1500 V:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = 4,7.$$

Volgens fig. 89 konden we dan een uitgangsvermogen verwachten van  $0,75 \times 50 = 37\frac{1}{2}$  W en  $1,2 \times 50 = 60$  W, met rendementen van 43 en 54%, terwijl de aanpasweerstand zouden moeten bedragen 17 000  $\Omega$ , respectievelijk 42 000  $\Omega$ . Zoals men ziet, is de globale overeenstemming met de praktijk bevredigend.

Uit een vergelijking van de figuren 60 en 89 volgt, dat het uitgangsvermogen in de B-schakeling per buis belangrijk groter (ca. 1,5 à 2 $\times$ ) is dan voor de klasse A-schakeling.

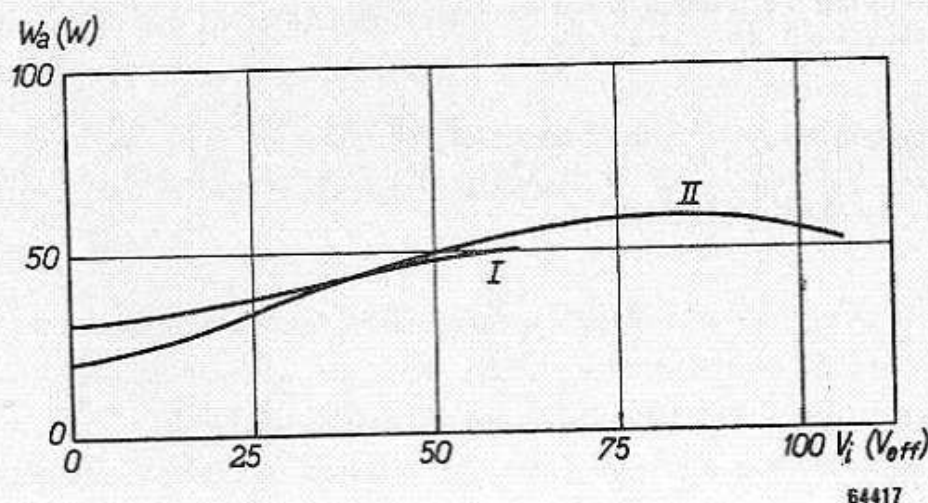


Fig. 90.  $W_a$  als functie van  $V_i$  ( $V_{eff}$ ) voor  $2 \times 4641$  in klasse B-instelling:

- I:  $V_b = 1000$  V,  $I_{amedo} = 2 \times 10$  mA,  $-V_g = 93$  V,  
 $R_{aa} = 20$  k $\Omega$   
 II:  $V_b = 1500$  V,  $I_{amedo} = 2 \times 10$  mA,  $-V_g = 144$  V,  
 $R_{aa} = 40$  k $\Omega$

Ter illustratie is in fig. 90 nog  $W_a$  voorgesteld als functie van de ingangswisselspanning  $V_i$ . We zien hieruit dat bij  $V_b = 1000$  V, het maximum

van  $W_a$  ligt bij volledige uitsturing van de wisselspanning, terwijl dit voor  $V_b = 1500$  V ligt bij ca.  $V_i = 50$  V, d.w.z. bij 0,88 gedeelte van de volledige uitsturing.

Theoretisch ligt het maximum bij

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \frac{V_b}{V_{ap}} = 0,7.$$

Verder kunnen we opmerken dat, in afwijking van de theoretische krommen van fig. 89, de stroom bij  $V_{gp} = 0$  reeds vrij aanzienlijk is. Dergelijke afwijkingen komen in praktische klasse B-schakelingen veelal voor, omdat men door het eilandeffect en de daarmee samenhangende kromming nooit geheel in het afknijppunt van de karakteristiek kan werken.

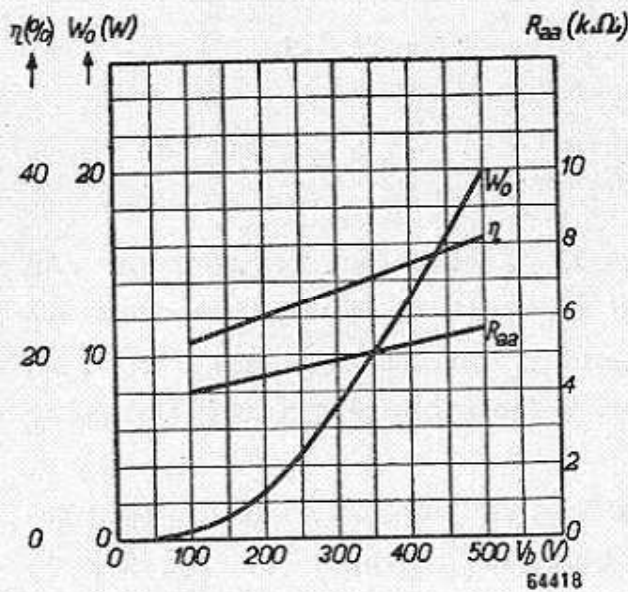


Fig. 91.  $W_o$ ,  $R_{aa}$  en  $\eta$  als functie van de voedingsspanning  $V_b$ , voor  $2 \times$  EL 34 als triode geschakeld in klasse B-instelling.

Als laatste voorbeeld geven we in fig. 91 het verloop van  $W_o$ ,  $R_{aa}$  en  $\eta$  van de EL 34 geschakeld als triode, als functie van de voedingsspanning. Men ziet, dat het rendement als functie van de voedingsspanning toeneemt. Vergelijken we het gemeten uitgangs-

vermogen bij bijv. 400 V met hetgeen we uit fig. 89 zouden berekenen, dan vinden we het volgende:

$$R_i = \frac{V_b}{I_{ao}} = 730 \Omega$$

(zie karakteristieken fig. 92), d.w.z.:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax}} R_i} = 2,8 \quad (W_{amax} = 27,5 \text{ W}).$$

Uit fig. 89 lezen we dan af:

$$W_o = 0,48 W_{amax} = 26 \text{ W}.$$

Dit is berekend in de veronderstelling dat het rendement 39% is; in werkelijkheid is het ongeveer 30% en vinden we  $W_o = 14$  W. Voor de aanpasweerstand berekenen we ca. 3 kΩ, tegen 4,5 kΩ in de praktijk.



We zien hieruit dus wel, dat we de voedingsspanning van een triode

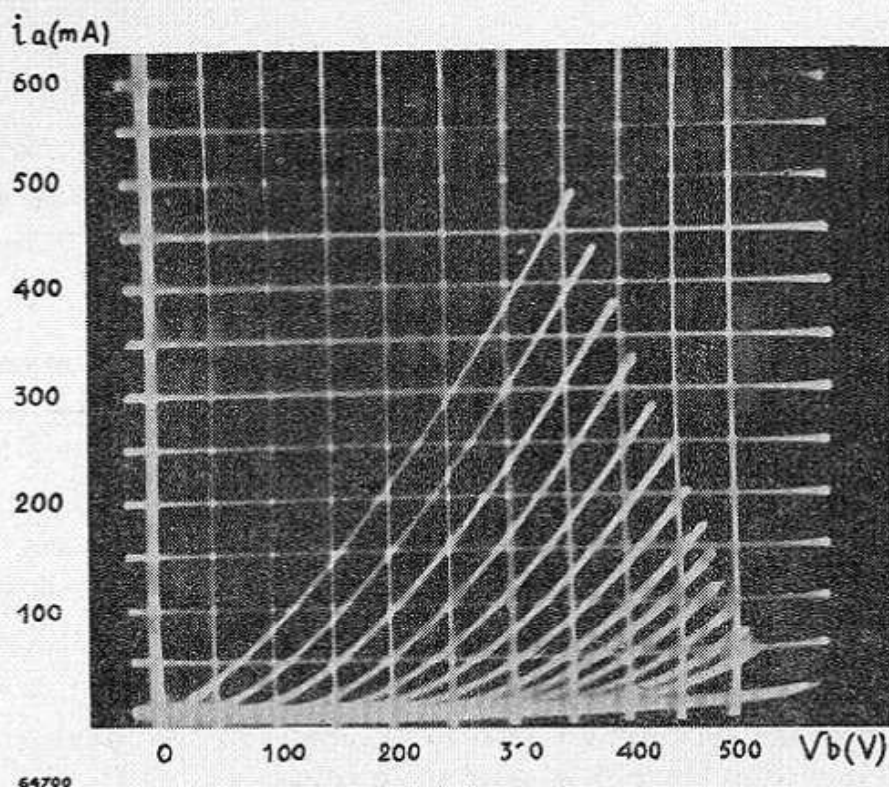


Fig. 92. Oscillogram van  $i_a/v_a$ -karakteristieken van EL 34 als triode geschakeld.

in klasse B zonder roosterstroom zeer hoog moeten kiezen, om tot een enigermate redelijk uitgangsvermogen te komen.

### § 3. De toelaatbare belastingsweerstand bij verschillende voedingsspanningen voor volledige uitsturing van de trioden in balansklasse B

Het is voor de practijk van belang te weten hoeveel de belastingsweerstand mag afwijken van de gunstigste waarde. Immers, de impedantie van de luidspreker heeft voor verschillende frequenties verschillende waarden, zodat ze tijdens de weergave van een muziekstuk allerlei waarden kan hebben. Belangrijker zijn de gevallen waarin de belasting gedurende langere tijd van de gunstigste kan verschillen, zoals bijv. in de radiodistributie, waar de belasting van de centrale varieert met de aantal verbruikers. Hier kan de belasting variëren van zeer groot (open transformator) tot zeer klein (kortgesloten transformator). We zullen de invloed van de variatie in de belastingsweerstand nauwkeuriger nagaan. We nemen aan, dat de voedingsspanning zo laag is, dat zelfs met kortgesloten belastingsweerstand de anodedissipatie niet boven de

maximale uitkomt. De anodedissipatie (van twee buizen) bedraagt in dit geval:

$$W_a = \frac{2 I_{ao} V_b}{\pi} = \frac{2 V_b^2}{\pi R_i} \dots \dots \dots \text{(VII A 71)}$$

Dit bedrag moet kleiner blijven dan  $2 W_{amax}$ ; dus voor voedingsspanningen kleiner dan

$$V_{b2} \leq \sqrt{\pi W_{amax} R_i} = 1,77 \sqrt{W_{amax} R_i} \dots \dots \text{(VII A 72)}$$

is iedere belastingsweerstand toelaatbaar.

Boven deze voedingsspanning is hoogstens een belastingsweerstand toelaatbaar, zodat bij volledige uitsturing van de roosterruimte, de anodedissipatie juist gelijk is aan de maximale. We vinden dan hetzelfde als reeds in de voorgaande paragraaf is afgeleid. In die paragraaf betrof het de gunstigste aanpasweerstand; nu echter de minimumweerstand.

Voor de voedingsspanningen tussen  $V_{b2}$  en  $V_{bo}$  is deze minimumweerstand kleiner dan de gunstigste aanpasweerstand. De lijn die deze minimumweerstand aangeeft, is in fig. 89 gestippeld voorgesteld en gaat bij de spanning  $V_{bo}$  over in de gunstigste aanpasweerstand. Bij alle weerstanden die kleiner zijn dan de gunstigste aanpasweerstand, mag de roosterruimte niet volledig worden uitgestuurd, omdat anders overbelasting van de buis kan optreden. Dientengevolge wordt, zoals we in de volgende paragraaf zullen zien, het te verkrijgen uitgangsvermogen nog extra verkleind.

Een gunstige omstandigheid in radio-ontvangers is, dat de belastingsweerstand hoogstens toeneemt als functie van de frequentie.

Als voorbeeld zij bijv. vermeld, dat voor de EL 34 als triode geschakeld, bij kortgesloten belastingsweerstand voor een voedingsspanning van 310 V, bij uitsturing tot roosterstroom, de volledige anodedissipatie werd bereikt.

Uit de karakteristiek van de buis berekenen we:

$$V_{b2} = 1,77 \sqrt{25 \times \frac{300}{0,375}} = 252 \text{ V.}$$

Bij een spanning van 500 V werd als toelaatbare belastingsweerstand gevonden 5,5 k $\Omega$ , waarbij de buis nog juist volledig kan worden uitgestuurd.

Uit de karakteristieken van fig. 89 vinden we:

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax}} R_i} = \frac{500}{\sqrt{25 \times \frac{500}{0,700}}} = \sqrt{\frac{500 \times 0,7}{25}} = \sqrt{14} = 3,7,$$

en voor de toelaatbare  $R_{aa} = 5,6 \times 0,7 = 4 \text{ k}\Omega$ . Men ziet dat de berekeningen een goede richtlijn geven voor het gedrag van de buizen in de praktijk.

#### § 4. Uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bij diverse voedingsspanningen, voor trioden in balansschakeling klasse B

Bij het meten van het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand  $R_{aa}$  moet men er natuurlijk voor zorgen, dat de maximale anodedissipatie van de buis niet wordt overschreden.

Bij een uitsturing van het gedeelte  $a$  van de roosterruimte (zie formule VII A 52a) bedraagt het uitgangsvermogen:

$$\frac{W_o}{W_{amax}} = \frac{a^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} x^2.$$

We hebben hierbij na te gaan of de anodedissipatie de toelaatbare niet overschrijdt.

Zou men een overschrijding van de anodedissipatie vinden, dan zal men naar geschikte middelen moeten zoeken om dit te verhinderen (pag. 139). Wordt de roosterruimte slechts voor een gedeelte  $a$  uitgestuurd, dan vinden we de volgende vergelijking voor de anodedissipatie:

$$\frac{W_a}{W_{amax}} = x^2 \left\{ \frac{2a}{\pi(1+p)} - \frac{a^2}{2} \frac{p}{(1+p)^2} \right\} \dots \dots \dots \text{(VII A 55)}$$

Het verloop van  $\frac{W_o}{W_{amax} x^2}$  is in fig. 83 uitgezet als functie van  $a$ , met  $p = \frac{R_{aa}}{4 R_i}$  als parameter, terwijl in fig. 84 op dezelfde wijze de bijbehorende anodedissipatie is afgebeeld.

Uit deze beide grafieken kan men nu voor verschillende voedingsspanningen het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand bepalen.

Men dient te bedenken, dat de maximaal toelaatbare waarde van

$$\frac{2}{x^2} \frac{W_a R_i}{V_b^2} = \frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2}.$$

Uit fig. 84 ziet men, dat de anodedissipatie het grootst is voor kortgesloten belastingsweerstand bij volledige uitsturing, en in dit geval is:

$$\frac{W_a R_i}{V_b^2} = \frac{2}{\pi} = 0,636, \text{ dus}$$

$$\frac{2}{x_2^2} = \frac{2 W_{amax} R_i}{V_{b2}^2} = 0,636, \text{ of:}$$

$$V_{b2} = 1,77 \sqrt{W_{amax} R_i}.$$

Voor voedingsspanningen lager dan  $V_{b2}$  (zie lijn  $AB$  in fig. 84) mag men voor iedere belastingsweerstand de gehele roosterruimte uitsturen, en men vindt dan, zoals uit fig. 83 is te zien, het maximale uitgangsvermogen voor  $p = \frac{R_{aa}}{4 R_i} = 1$ , terwijl:

$$\frac{W_o}{W_{om}} = \frac{\frac{R_{aa}}{R_i}}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)^2} \dots \dots \dots \text{(VII A 73)}$$

Hiervan is het verloop voorgesteld door kromme  $a$  in fig. 93.

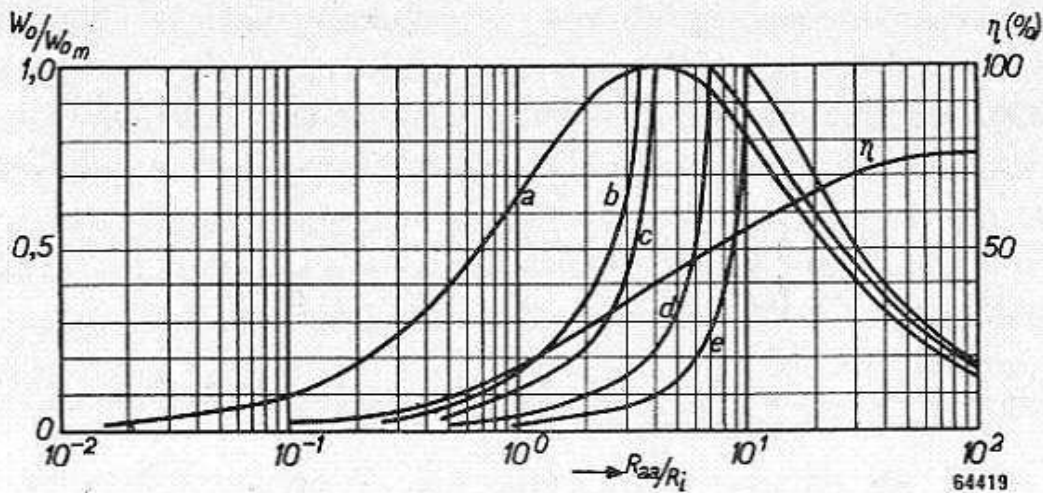


Fig. 93.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_{aa}}{R_i}$  voor twee trioden in balans klasse B, voor verschillende voedingsspanningen.

- a.  $V_b = 1,77 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- b.  $V_b = 3,0 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- c.  $V_b = 3,14 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- d.  $V_b = 4,16 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- e.  $V_b = 5,0 \sqrt{W_{amax} R_i}$

Verhogen we de voedingsspanning boven  $V_{b2}$ , dan daalt de waarde van  $\frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}$ , d.w.z. hogere voedingsspanningen komen in fig. 84 overeen met lager gelegen horizontale snijlijnen, bij kleinere waarden van

$$\frac{W_a R_i}{V_b^2}, \text{ nl. } W_{amax} R_i = \text{constant voor een bepaalde buis.}$$

Zo vinden wij bijv. voor de voedingsspanning  $V_b = 3 \sqrt{W_{amax} R_i}$  als maximum toelaatbare waarde van

$$\frac{W_a R_i}{V_b^2} = \frac{W_a}{9 W_{amax}} = \frac{2}{9} = 0,222.$$

Dit is de lijn  $CD$  in fig. 84.

Men kan nu direct uit de snijpunten  $E_0, E_1, E_2$  enz. van deze lijn met de belastingslijnen  $R_{aa} = 0, R_{aa} = R_i, R_{aa} = 2 R_i$  enz. zien, welke roosterspanning nog toelaatbaar is, terwijl we voor  $R_{aamin} = 3,5 R_i$  (snijpunt  $D$ ) juist de gehele roosterruimte kunnen uitsturen, evenals voor alle grotere belastingsweerstand. Men kan nu uit fig. 83 onmiddellijk het bij iedere belastingsweerstand behorende uitgangsvermogen aflezen, door er de punten  $E_0, E_1, E_2$  enz. in aan te tekenen. Men vindt het maximale uitgangsvermogen weer voor  $R_{aa} = 4 R_i$ ; het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  is voor dit geval gegeven door kromme  $b$  van fig. 93. Wordt de voedingsspanning nog verder verhoogd, dan vinden we dat de weerstand  $R_{aamin}$  (d.w.z. de belastingsweerstand waarbij nog juist de gehele roosterruimte kan worden uitgestuurd) gelijk wordt aan de gunstigste aanpasweerstand voor de lijn  $FG$  in het punt  $G$ , voor een voedingsspanning waarvoor

$$\frac{W_a R_i}{V_b^2} = 0,193 = \frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2}.$$

Hieruit volgt  $V_{b0} = 3,14 \sqrt{W_{amax} R_i}$ .

Voor de belastingsweerstand  $R_{aa} = 0, R_{aa} = R_i, 2 R_i$  en  $3 R_i$  mogen we de roosterruimte uitsturen tot  $G_0, G_1, G_2, G_3$ ; uit fig. 83 bepalen we dan weer het corresponderende uitgangsvermogen. Het maximum uitgangsvermogen ligt nog steeds bij  $\frac{R_{aa}}{R_i} = 4$ ; het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  is voorgesteld door kromme  $c$  in fig. 93.

Zolang de voedingsspanning lager blijft dan

$$V_{b1} = 4,16 \sqrt{W_{amax} R_i}, \text{ of } \frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2} = 0,116$$

(welke wordt voorgesteld door de lijn *HK* in fig. 84), is de anodedissipatie in *K* niet alleen gelijk aan de maximale, maar loopt de raaklijn tevens horizontaal. De hierbij behorende aanpasweerstand  $R_{aamin} = 7,00 R_i$  en is tevens de gunstigste.

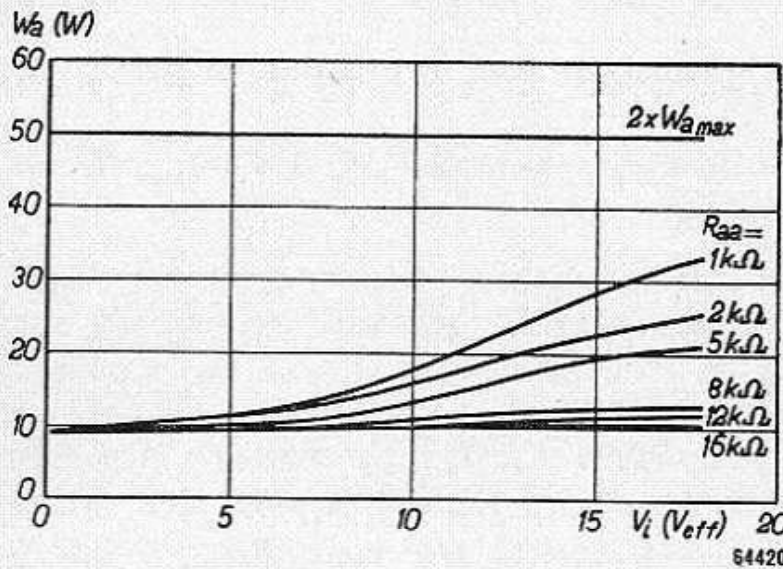


Fig. 94. Anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times EL 34$  als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 300 V$ .

Het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  wordt weer op de gewone wijze bepaald en is in fig. 93 gegeven door de kromme *d*.

Voor spanningen boven  $V_{b1}$ , bijv.  $V_b = 5 \sqrt{W_{amax} R_i}$ , dus

$$\frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2} = \frac{2}{25} = 0,08,$$

zien we dat de lijn *MN* raakt aan de gunstigste aanpasweerstand  $R_{aa} = 10 R_i$  in het punt *P*. In dit geval kan juist zonder overschrijding van de maximale anodedissipatie van de buis, de gehele roosterruimte worden uitgestuurd. Wordt de belastingsweerstand iets kleiner gekozen, dan wordt de anodedissipatie bij de uitsturing *MP* gelijk aan de maximale, en is het uitgangsvermogen dientengevolge evenredig met het kwadraat van de roosteramplitude. Daardoor treedt nu een sprong op in het uitgangsvermogen, nl.:

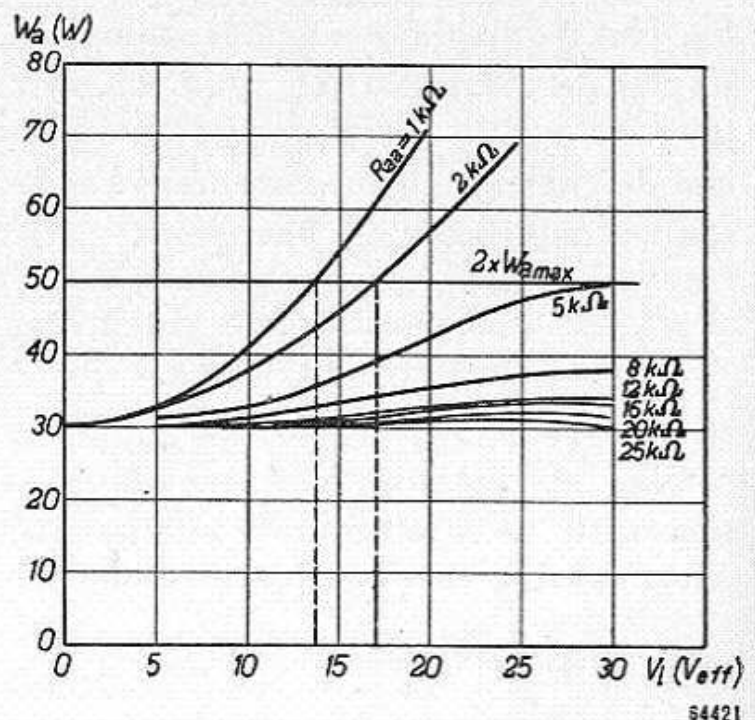


Fig. 95. Anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times EL 34$  als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 500 V$ .

$$\frac{W_{opt}}{W_{om}} = \frac{MP^2}{MN^2} = \frac{0,89^2}{1,00^2} = 0,8.$$

Het verloop van  $W_o$  kan men weer bepalen uit de fig. 83 en 84 en is in fig. 93 gegeven door kromme  $e$ , waarin dus, zoals gezegd, een sprong

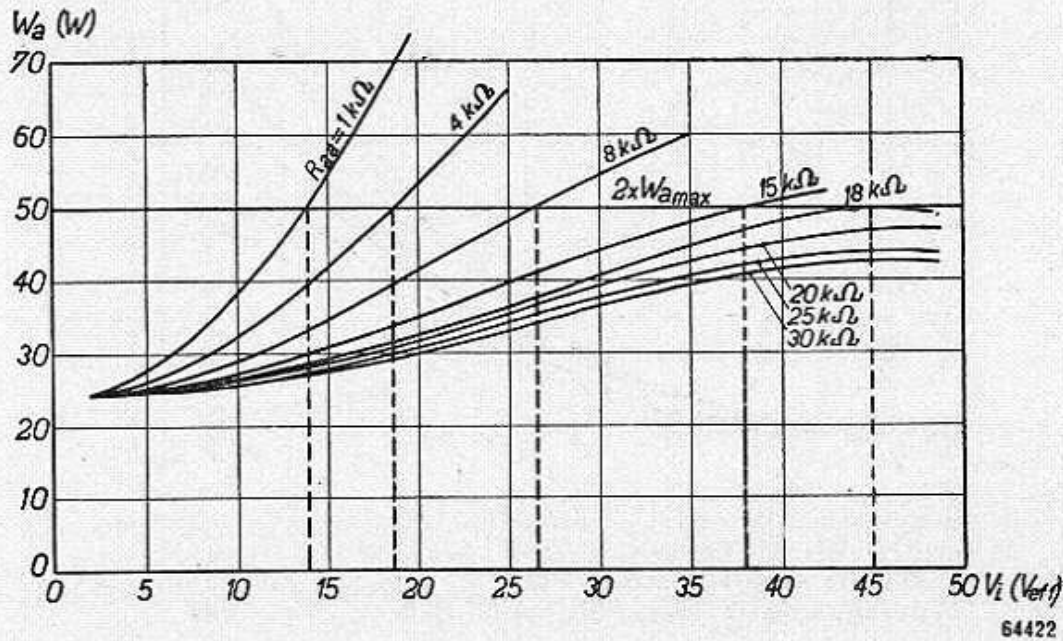


Fig. 96. Anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times$  EL 34 als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 800$  V.

in het uitgangsvermogen optreedt. Ter illustratie zijn in de fig. 94—100 enige metingen afgebeeld, die zijn gedaan aan de als triode geschakelde EL 34.

In de fig. 94, 95 en 96 is de anodedissipatie afgebeeld als functie van de roosterwisselspanning, voor voedingsspanningen van respectievelijk 300 V, 500 V en 800 V. Men ziet, dat men voor  $V_b = 300$  V de gehele roosterspanning mag uitsturen voor iedere belastingsweerstand, omdat de maximaal toegestane anodedissipatie van 50 W niet wordt overschreden. Het verloop van  $W_o$  als functie van  $R_{aa}$  is voorgesteld voor kromme  $a$  in fig. 100, waaruit men tevens afleest, dat het maximale uitgangsvermogen wordt verkregen voor  $R_{aa} = 3,5$  k $\Omega$ .

Voor  $V_b = 500$  V daarentegen ziet men uit fig. 95, dat men voor een belastingsweerstand van 1 k $\Omega$  slechts kan uitsturen tot een rooster spanning van 13 V. In de fig. 97, 98 en 99 is het uitgangsvermogen voorgesteld als functie van de roosterwisselspanning voor verschillende belastingsweerstand voor respectievelijk de voedingsspanningen van 300 V, 500 V en 800 V. Men ziet in dit geval uit fig. 95, dat men de roosterruimte volledig mag uitsturen voor een belastingsweerstand

van  $5 \text{ k}\Omega$ . In fig. 100 wordt door kromme *b* voorgesteld het verloop van  $W_o/W_{om}$  als functie van  $R_{aa}$ , waaruit men tevens afleest, dat het

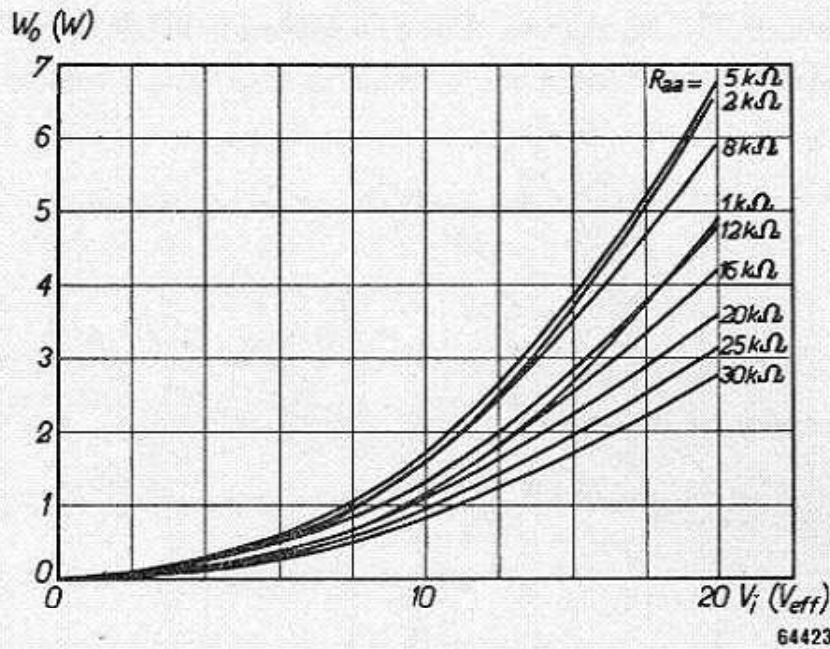


Fig. 97. Uitgangsvermogen als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times \text{EL } 34$  als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 300 \text{ V}$ .

maximale uitgangsvermogen wordt verkregen voor  $R_{aa} = 5,5 \text{ k}\Omega$ .

Interessant is het gedrag bij  $V_b = 800 \text{ V}$ . Men ziet dat, voor de

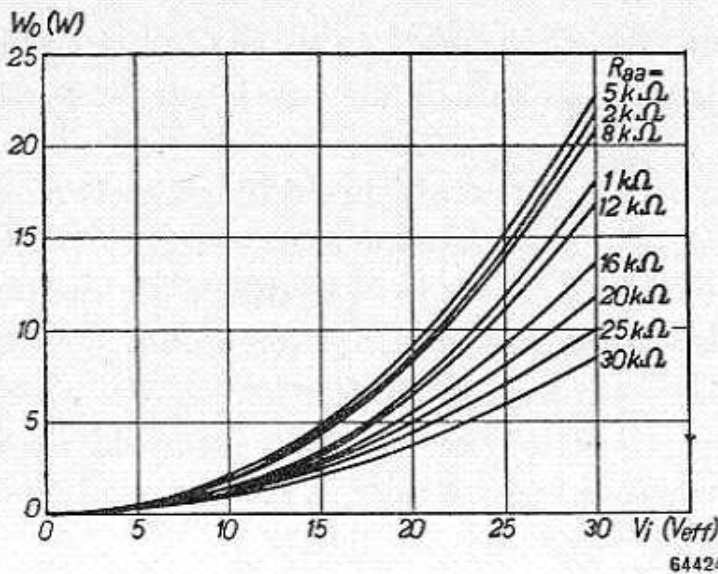


Fig. 98. Uitgangsvermogen als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times \text{EL } 34$  als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 500 \text{ V}$ .

(zie fig. 96) belastingsweerstand van 1, 4, 8 en 15  $\text{k}\Omega$ , de roosterwisselspanning respectievelijk slechts 14, 18, 26 en 38 V mag bedragen; voor het corresponderende uitgangsvermogen vindt men dan uit fig. 99 respectievelijk 0,8; 3,6, 8,0, 18,6 W. Voor  $R_{aa} = 18 \text{ k}\Omega$  heeft men het geval, dat de anodedissipatie bij volledige uitsturing kleiner is dan voor gedeeltelijke uitsturing van de roosterruimte. Voor een roosterwisselspanning van 45 V wordt juist de maximale

anodedissipatie bereikt; hiermee correspondeert een uitgangsvermogen van ca. 25 W, terwijl bij volledige uitsturing (welke toelaatbaar is omdat de maximale anodedissipatie niet wordt overschreden) het uitgangs-



vermogen ca. 29 W bedraagt. Deze belastingsweerstand is tevens de

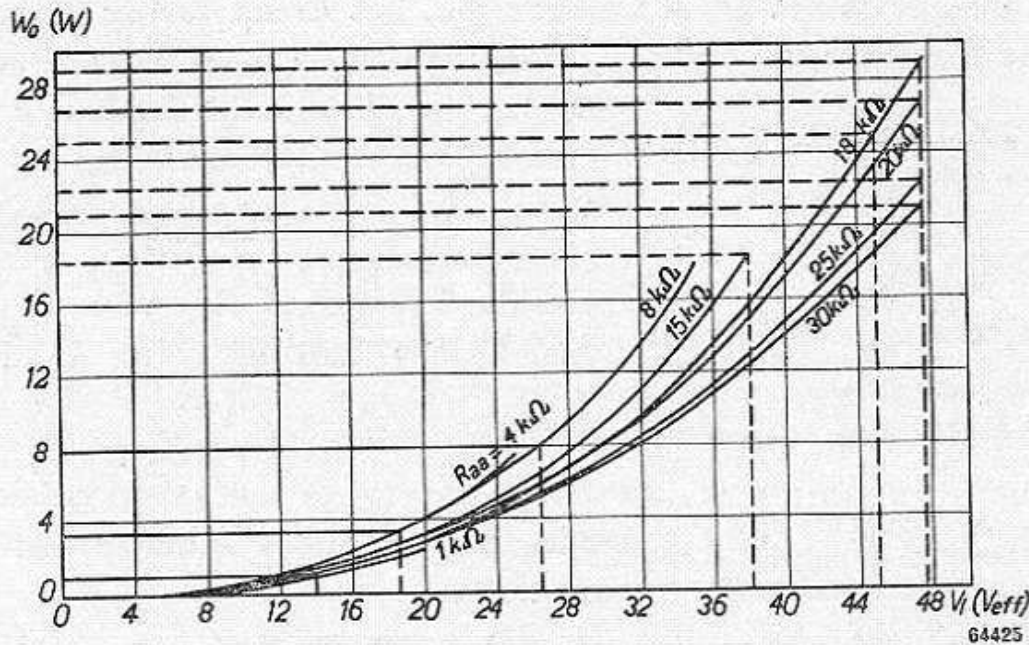


Fig. 99. Uitgangsvermogen als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times$  EL 34 als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor  $V_b = 800$  V.

gunstigste aanpasweerstand; het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  wordt gegeven door kromme *c* in fig. 100.

Op grond van hetgeen we voor de verschillende gevallen hebben afgeleid, ziet men, dat men voor diverse belastingsweerstand de roosterruimte niet volledig zou mogen uitsturen. Hieraan komt men tegemoet door tegenkoppeling, die het ingangssignaal begrenst in afhankelijkheid van de belastingsweerstand.

Overigens ziet men uit fig. 84, dat de belasting over een tamelijk groot bedrag kan variëren, voordat men de anodedissipatie belangrijk overschrijdt; de overschrijding van de anodedissipatie is ongeveer evenredig met de relatieve afwijking van de gunstigste aanpasweerstand.

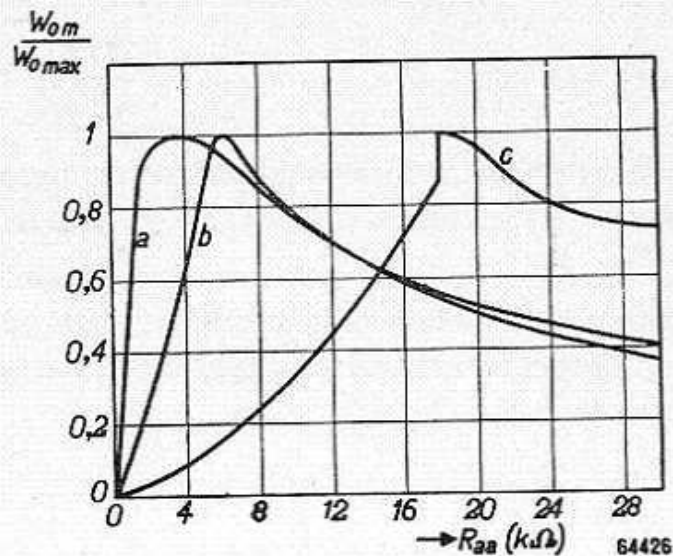


Fig. 100. Uitgangsvermogen als functie van  $R_{aa}$  van  $2 \times$  EL 34 als triode geschakeld in klasse B-instelling, voor

- a)  $V_b = 300$  V,
- b)  $V_b = 500$  V,
- c)  $V_b = 800$  V.

Gedurende korte tijd worden dergelijke overschrijdingen toegelaten.

§ 5. Penthoden klasse B zonder roosterstroom

We zullen eerst het geval beschouwen, dat de uitsturing plaats heeft onder de theoretische condities, nl. dat in het  $i_a/v_a$ -diagram het werkpunt ligt in A (zie fig. 101). De anodestroom bij een roosterspanning van  $V_g = 0$  bedraagt  $I_{ao}$  en is onafhankelijk van de anodespanning.

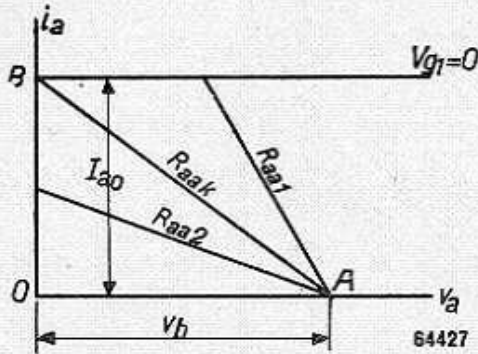


Fig. 101.  $i_a/v_a$ -karakteristiek van penthode met enige belastingslijnen, voor klasse B-uitsturing.

Als de weerstand  $R_{aa}$  van anode tot anode kleiner dan of gelijk is aan

$$R_{aa} = \frac{4 V_b}{I_{ao}},$$

wordt de volledige anodestroom uitgestuurd.

In dit geval geldt  $I_{ap} = I_{ao}$ . Om een zo groot mogelijk uitgangsvermogen te verkrijgen, moet  $V_{ap} = V_b$ . Het uitgangsvermogen voor de 2 buizen bedraagt dan  $W_o = \frac{1}{2} I_{ao} V_b$ ; de aanpasweerstand is dan:

$$R_{aa} = \frac{4 V_b}{I_{ao}} = R_{aak}^*) \dots \dots \dots (VII A 74)$$

De optimale anodedissipatie bedraagt:

$$W_{aopt} = \frac{2}{\pi^2} I_{ao} V_b \dots \dots \dots (VII A 44a)$$

Het verloop van het uitgangsvermogen, het toegevoerde vermogen en de anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning zijn afgebeeld in fig. 80.

We zien dat, als de anodespanning en de anodestroom volledig worden uitgestuurd, de anodedissipatie tijdens de uitsturing een maximum bereikt bij

$$\frac{V_g}{V_{g0}} = \frac{2}{\pi} = 0,63$$

(waarin  $V_{g0}$  de roosterruimte van de buis voorstelt).

Indien in dit geval de anodedissipatie gelijk is aan de maximaal toelaatbare anodedissipatie, vinden we (als  $W_{amax}$  de maximale anodedissipatie per buis voorstelt):

\*) Ter verdere onderscheiding duiden we in het vervolg de grootheid  $\frac{4 V_b}{I_{ao}}$  aan met  $R_{aak}$ .

$$2 W_{amax} = \frac{2}{\pi^2} I_{ao} V_b.$$

Het totale uitgangsvermogen bedraagt dan:

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax}; \dots \dots \dots \text{(VII A 46)}$$

het nodige vermogen:

$$W_{bmax} = 2\pi W_{amax} \dots \dots \dots \text{(VII A 47)}$$

Zolang de voedingsspanning en de anodestroom van de penthode zo klein blijven, dat  $I_{ao} V_b < \pi^2 W_{amax}$ , is het afgegeven vermogen dus evenredig met de voedingsspanning en met de anodestroom. Strikt genomen heeft het dus geen zin de voedingsspanning te verhogen boven

$$V_{bmax} = \frac{\pi^2 W_{amax}}{I_{ao}}.$$

Men kan echter door het practische verloop van de karakteristiek (knie), bij hogere spanningen beter het ideaal van  $V_{ap} = V_b$  naderen.

Indien we de schermroosterspanning van de penthode dezelfde waarde laten houden (en daarmee dus ook  $I_{ao}$ ), kunnen we de voedingsspanning verhogen (eventueel boven  $V_{bmax}$ ) en de belastingsweerstand veranderen.

Bij iedere voedingsspanning moet de belastingsweerstand kleiner blijven dan

$$R_{aak} = 4 \frac{V_b}{I_{ao}} \dots \dots \dots \text{(VII A 74)}$$

Eén overweging zou zijn, dat anders vervorming zou kunnen optreden bij volledige uitsturing van de roosterruimte (zoals we later in VII B zullen zien, is dit niet zo rigoureuus op te vatten).

Een andere overweging zou zijn, dat de belastingsweerstand zodanig wordt gekozen, dat voor geen enkele roosterwisselspanning de anodedissipatie wordt overschreden. De voedingsspanning waarbij het uitgangsvermogen gelijk is aan het maximale,

nl.  $W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax}$  (VII A 46), is gelijk

$$V_{bmax} = \frac{\pi^2 W_{amax}}{I_{ao}} \dots \dots \dots \text{(VII A 75)}$$

De gunstigste aanpasweerstand  $R_{aaopt}$  bij  $V_{bmax}$  (d.w.z. de hoogste voedingsspanning waarbij we nog juist zowel stroom als spanning kunnen uitsturen) is gelijk aan:

$$R_{aaopt} = \frac{4 V_{bmax}}{I_{ao}} = \frac{4}{\pi^2} \frac{V_b^2 max}{W_{amax}} \dots \dots (VII A 76)$$

Boven de voedingsspanning  $V_{bmax}$  kunnen we de anodestroom van de buis niet meer in zijn geheel uitsturen. We sturen dan alleen de voedingsspanning uit en komen dan als begrenzing tot de verticale nulas, die de lijn  $V_a = 0$  voorstelt. Hierbij voldoen we dus niet meer aan de overweging van blz. 141. In werkelijkheid gaat deze lijn over in de bocht van de  $i_a/v_a$ -karakteristiek voor  $V_g = 0$ . De maximale anodestroomamplitude vindt men uit de vergelijking:

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax} = \frac{1}{2} I_{ap} V_b \text{ of } I_{ap} = \frac{\pi^2 W_{amax}}{V_b}$$

terwijl de aanpasweerstand wordt gevonden uit:

$$I_{ap} \frac{R_{aa}}{4} = V_b \text{ of } R_{aa} = \frac{4}{\pi^2} \frac{V_b^2}{W_{amax}} = \frac{4}{\pi^2} \left( \frac{V_b}{V_{bmax}} \right)^2 \frac{V_{bmax}^2}{W_{amax}}$$

dus  $\frac{R_{aa}}{R_{aaopt}} = \left( \frac{V_b}{V_{bmax}} \right)^2$  voor  $V_b > V_{bmax}$  en  $\dots \dots \dots (VII A 77)$

$$\frac{R_{aa}}{R_{aaopt}} = \left( \frac{V_b}{V_{bmax}} \right) \text{ voor } V_b < V_{bmax} \dots \dots \dots (VII A 78)$$

In fig. 102 is het verloop van  $W_{om}$ ,  $W_{bm}$  en  $R_{aa}$  voorgesteld als functie van  $\frac{V_b}{V_{bmax}}$ .

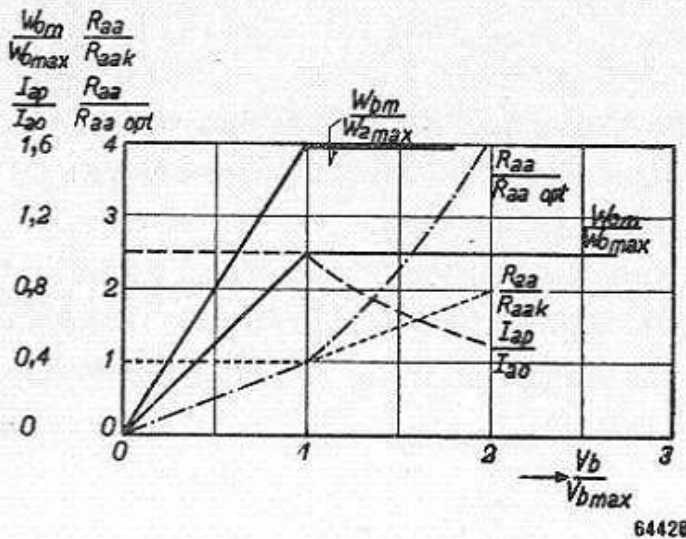


Fig. 102.  $\frac{W_{bm}}{W_{amax}}, \frac{W_{om}}{W_{omax}}, \frac{R_{aa}}{R_{aaopt}}, \frac{R_{aa}}{R_{aaopt}}$  en  $\frac{I_{ap}}{I_{ao}}$  als functie van  $\frac{V_b}{V_{bmax}}$  voor twee penthoden met geïdealiseerde karakteristiek, in balans klasse B-instelling

$$\left( V_{bmax} = \pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \right)$$

De grootheden zijn weer op gereduceerde schaal uitgezet, waardoor de krommen kunnen worden toegepast voor verschillende buizen.

Als voorbeeld kiezen we de eindpenthode EL 34 voor

$$V_{g2} = 400 \text{ V en } V_b = 800 \text{ V.}$$

Bij volledige uitsturing is de anodespanning gezakt tot 775 V, door de weerstand van de transformator. De piekstroom  $I_{ao}$  bedraagt in deze instelling ca. 500 mA (te bepalen uit de karakteristiek):

$$V_{bmax} = \frac{\pi^2 W_{amax}}{I_{ao}} = \frac{10 \times 25}{0,500} = 500 \text{ V,}$$

terwijl

$$R_{aa\ opt} = 4 \frac{V_{bmax}}{I_{ao}} = \frac{4 \times 500}{0,5} = 4 \text{ k}\Omega.$$

We mogen de anodestroom dus niet geheel uitsturen, nl. slechts tot ca. 312 mA (zie fig. 102):

$$\frac{V_b}{V_{bmax}} = \frac{800}{500} = 1,6, \text{ d.w.z. } \frac{R_{aa}}{R_{aa\ opt}} = 1,6^2 = 2,56,$$

dus  $R_{aa} = 10,5 \text{ k}\Omega$  (gemeten  $10 \text{ k}\Omega$ ).

De piekstroom bedraagt  $\frac{500}{1,6} = 320 \text{ mA}$ ; de gemiddelde stroom:  

$$= \frac{320}{\pi} = 104 \text{ mA.}$$

Hieruit berekenen we een toegevoerd vermogen van

$$\frac{2 \times 0,320}{\pi} \times 775 = 158 \text{ W (gemeten } 115 \text{ W),}$$

terwijl het uitgangsvermogen bedraagt  $0,78 \times 158 = 123 \text{ W}$  (gemeten  $105 \text{ W}$ ; het rendement is lager door de onderbocht van de karakteristiek).

### § 6. Bepaling van de toelaatbare belastingsweerstand bij verschillende voedingsspanningen, bij volledige uitsturing van de roosterruimte, terwijl de anodedissipatie de begrenzende factor is

Het bepalen van het uitgangsvermogen en van de anodedissipatie voor een willekeurige belastingsweerstand kan eenvoudig geschieden op grond van de volgende overwegingen.

Is de belastingsweerstand kleiner dan  $R_{aa1} = \frac{4 V_b}{I_{ao}}$  ( $R_{aa1}$  in fig. 101), dan kan de anodestroom  $I_{ao}$  volledig worden uitgestuurd; als daarentegen de belastingsweerstand groter is dan

$$R_{aa2} = \frac{4 V_b}{I_{ao}} \text{ (} R_{aa2} \text{ fig. 101),}$$

kan ten hoogste de gehele anodespanning worden uitgestuurd.

Men kan de vergelijkingen voor de anodedissipatie en het uitgangs-

vermogen voor een uitsturing van een gedeelte  $a$  van de anodestroom, respectievelijk de anodespanning, in een vorm brengen, waardoor ze, evenals voor de trioden het geval was, in een eenvoudige grafiek kunnen worden voorgesteld, nl.:

voor  $R_{aa} < R_{aak}$ :

$$\frac{W_a}{I_{ao} V_b} = \frac{2}{\pi} \alpha - \frac{\alpha^2}{2} \left( \frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} \right), \dots \dots \dots \text{(VII A 79)}$$

$$\frac{W_o}{I_{ao} V_b} = \frac{\alpha^2}{2} \left( \frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} \right), \dots \dots \dots \text{(VII A 80)}$$

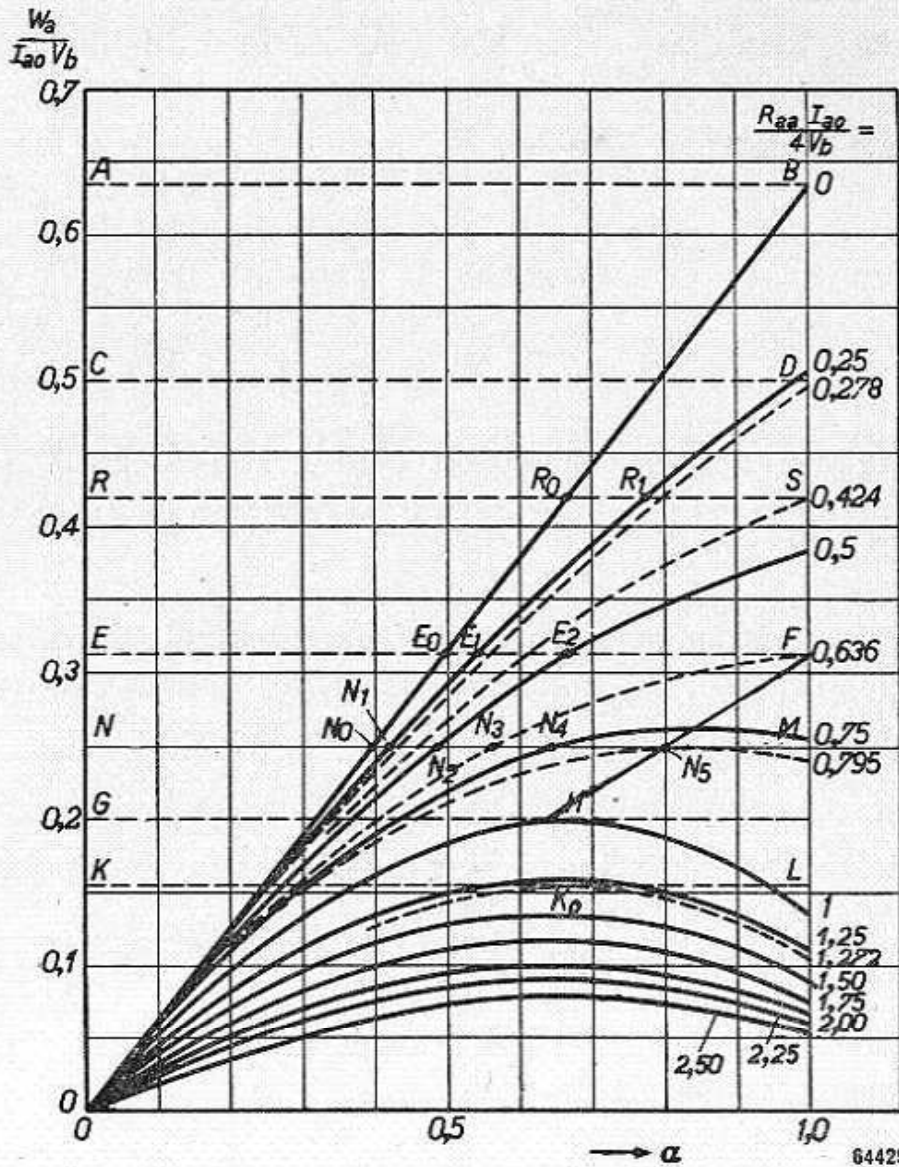


Fig. 103. Anodedissipatie als functie van  $\alpha$  van twee penthoden in klasse B-instelling, voor verschillende waarden van  $\frac{R_{aa} I_{ao}}{4 V_b}$ .

en voor  $R_{aa} > R_{aak}$ :

$$\frac{W_a}{I_{a0} V_b} = \frac{2}{\pi} \alpha \left( \frac{4 V_b}{I_{a0} R_{aa}} \right) - \frac{\alpha^2}{2} \left( \frac{4 V_b}{I_{a0} R_{aa}} \right), \dots \dots \dots \text{(VII A 81)}$$

$$\frac{W_o}{I_{a0} V_b} = \frac{\alpha^2}{2} \left( \frac{4 V_b}{I_{a0} R_{aa}} \right) \dots \dots \dots \text{(VII A 82)}$$

Het eindresultaat van onze beschouwingen zal uiteindelijk worden voorgesteld in fig. 105.

In de hulpfiguren 103 en 104 is nu op relatieve schaal het verloop

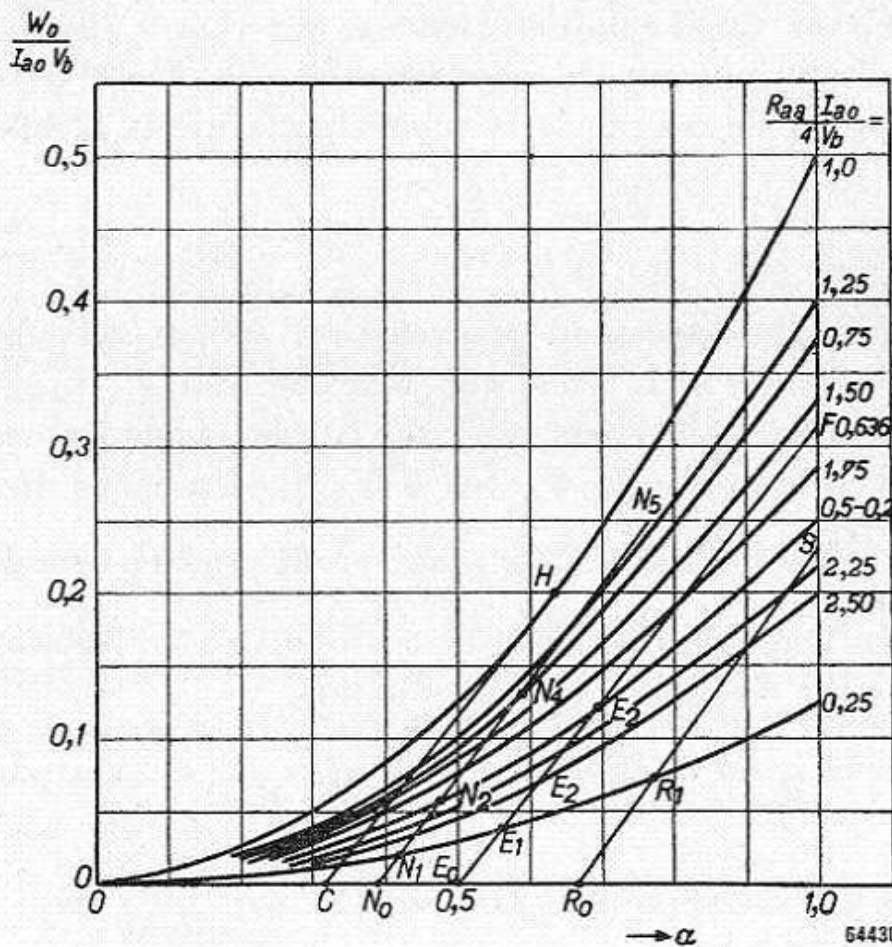


Fig. 104. Uitgangsvermogen als functie van  $\alpha$  van twee penthoden in klasse B-instelling, voor verschillende waarden van  $\frac{R_{aa} I_{a0}}{4 V_b}$ .

van de anodedissipatie  $W_a$  en van het uitgangsvermogen  $W_o$  als functie van  $\alpha$  voorgesteld, met  $R_{aa} \frac{I_{a0}}{4 V_b}$  als parameter.

We moeten bij onze verdere beschouwingen bedenken, dat de maximale waarde van  $W_a$  wordt gegeven door  $2 W_{amax}$  en dat dus, bij

het verhogen van de voedingsspanning  $V_b$  of van de anodestroom  $I_{ao}$  in fig. 103, de toelaatbare waarde van  $\frac{W_a}{I_{ao} V_b}$  steeds kleiner wordt, nl.:

$$\frac{W_a}{I_{ao} V_b} < \frac{2 W_{amax}}{I_{ao} V_b}$$

De toelaatbare belastingsweerstand bij iedere waarde van  $I_{ao} V_b$ , waarbij juist nog de gehele anodestroom van de eindbuis kan worden uitgestuurd, zonder dat daarbij de maximale anodedissipatie van de buis wordt overschreden, kan nu eenvoudig worden bepaald uit fig. 103.

Neemt  $I_{ao} V_b$  toe vanaf nul, dan zien we, dat voor  $I_{ao} V_b = \pi W_{amax}$  bij volledige uitsturing van de anodestroom, juist voor kortgesloten belastingsweerstand de maximale anodedissipatie wordt bereikt, want:

$$\frac{2 W_{amax}}{I_{ao} V_b} = \frac{2}{\pi} = 0,636.$$

In fig. 103 wordt deze toestand gegeven door de lijn  $AB$ , die de lijn  $R_{aa} = 0$  snijdt voor  $\alpha = 1$ . Voor alle waarden van  $I_{ao} V_b < \pi W_{amax}$  mag voor iedere belastingsweerstand de gehele anodestroom worden uitgestuurd. Verhogen we  $I_{ao} V_b$  tot  $4 W_{amax}$ , dan is de toelaatbare waarde van  $\frac{W_a}{I_{ao} V_b} = 0,5$ , d.w.z. de grens wordt gegeven door de lijn  $CD$  in fig. 103. Men mag dan de buis slechts uitsturen voor belastingsweerstand die groter zijn dan overeenkomt met

$$R_{aa} = 0,278 \times \frac{4 V_b}{I_{ao}} = 0,278 R_{aak};$$

dit vinden we uit vergelijking (VII A 78).

Voor de waarden van

$$I_{ao} V_b > \pi W_{amax} \text{ of } \frac{V_b}{V_{bmax}} > \frac{1}{\pi}$$

vindt men voor de waarde van de toelaatbare belastingsweerstand waarvoor zonder overschrijding van de toelaatbare anodedissipatie nog juist de gehele anodestroom kan worden uitgestuurd, na substitutie van vergelijking (VII A 75) in (VII A 79):

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_{bmax}} = \frac{4}{\pi} \frac{V_b}{V_{bmax}} - \frac{4}{\pi^2} \dots \dots \dots \text{(VII A 83)}$$



In fig. 105 is de toelaatbare belastingsweerstand voorgesteld als functie van de voedingsspanning. Zo geeft de lijn  $AB$  de voorstelling van formule (VII A 83).

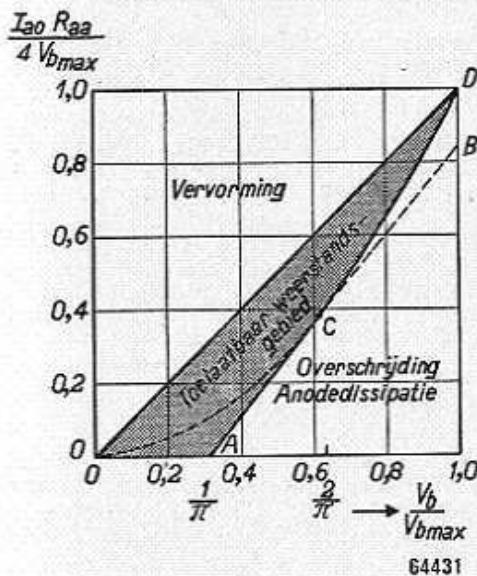


Fig. 105. Toelaatbare belastingsweerstand voor volledige uitsturing van de roosterruimte van twee penthoden in klasse B-instelling, als functie van de voedingsspanning.

We hebben hier nog te maken gehad met het geval, dat de anodedissipatie bij volledige uitsturing maximaal is. Uit vergelijking (VII A 79) en fig. 103 kan men echter afleiden, dat de anodedissipatie tevens optimaal is (d.w.z. een horizontale raaklijn heeft) voor  $a = 1$ , als:

$$\frac{\partial W_a}{\partial a} = 0 = \frac{2}{\pi} - a \left( \frac{I_{a0} R_{aa}}{4 V_b} \right), \text{ d.w.z. als}$$

$$\frac{I_{a0} R_{aa}}{4 V_b} = \frac{2}{\pi} = 0,636.$$

Men vindt hierbij:

$$\frac{W_a}{I_{a0} V_b} = \frac{2}{\pi} - \frac{1}{\pi} = 0,318.$$

Deze uitsturing wordt voorgesteld door de lijn  $EF$  in fig. 103.

Wordt de spanning nog verder verhoogd, dan houdt men het maximum voor de anodedissipatie tijdens de uitsturing (de anodedissipatie vertoont dan, zoals in fig. 103 is te zien, tijdens de uitsturing een optimum).

Voor het optimum vinden we:

$$\frac{\partial W_a}{\partial a} = 0 = \frac{2}{\pi} - a \left( \frac{I_{a0} R_{aa}}{4 V_b} \right) \text{ of } a = \frac{2}{\pi} \left( \frac{4 V_b}{I_{a0} R_{aa}} \right).$$

Wordt dit gesubstitueerd in vergelijking (VII A 79), dan vindt men:

$$\frac{2 W_{amax}}{I_{a0} V_b} = \frac{2}{\pi^2} \left( \frac{4 V_b}{I_{a0} R_{aa}} \right), \text{ of: } \frac{I_{a0} R_{aa}}{4 V_{bmax}} = \left( \frac{V_b}{V_{bmax}} \right)^2. \quad \text{(VII A 84)}$$

Dit is de parabool  $OCD$  in fig. 105, welke in punt  $C$  raakt aan de reeds gegeven grenslijn  $AB$ .

Voor  $V_b = V_{bmax} = \pi^2 \frac{W_{amax}}{I_{a0}}$  wordt de belastingsweerstand waarbij

de roosterruimte nog volledig kan worden uitgestuurd, gelijk aan de gunstigste aanpasweerstand (zie punt *D* in fig. 105).

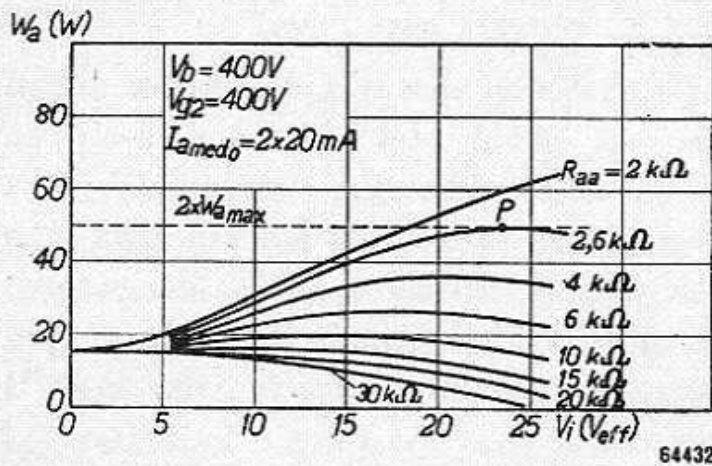


Fig. 106. Anodedissipatie voor enige belastingsweerstand als functie van de roosterwisselspanning, voor 2 × EL 34 in klasse B-instelling.

de voedingsspanning tot het diagram van fig. 105 (het gearceerde gedeelte is toelaatbaar), waarbij afgezien is van voedingsspanningen hoger dan  $V_{bmax}$  (practisch komen deze zelden voor).

Voor de EL 34 als penthode werd gemeten:

$$I_{ao} = 500 \text{ mA}, V_{bmax} = 500 \text{ V} (V_{g2} = 400 \text{ V}).$$

Voor de kleinste belastingsweerstand, waarbij de roosterruimte nog volledig kan worden uitgestuurd, vinden we uit fig. 105, bij  $V_b = V_{g2} = 400 \text{ V}$  (d.w.z.  $V_b = 0,8 V_{bmax}$ ):

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_{bmax}} = 0,65, \text{ of:}$$

$$R_{aa} = 4 \times 0,65 \times \frac{500}{0,5} = 2600 \Omega.$$

Uit de metingen van  $W_a$  als functie van de roosterspanning (zie fig. 106) zien we, dat dit

zeer goed met de berekende waarde overeenstemt. Voor de gunstigste

aanpasweerstand berekenen we  $R_{aa} = \frac{4 \times 400}{0,5} = 3200 \Omega.$

Uit de metingen van fig. 107 zien we, dat dit eveneens overeenstemt.

Verder hebben we in § 5 reeds aangetoond, dat men bij volledige uitsturing van de anodestroom  $I_{ao}$ , voor belastingsweerstand groter dan de gunstigste aanpasweerstand

$$R_{aat} = \frac{4 V_b}{I_{ao}},$$

vervorming krijgt. Men komt op deze wijze voor de toelaatbare belastingsweerstand bij volledige uitsturing van de roosterruimte als functie van

de voedingsspanning tot het diagram van fig. 105 (het gearceerde gedeelte is toelaatbaar), waarbij afgezien is van voedingsspanningen hoger dan  $V_{bmax}$  (practisch komen deze zelden voor).

Voor de EL 34 als penthode werd gemeten:

$$I_{ao} = 500 \text{ mA}, V_{bmax} = 500 \text{ V} (V_{g2} = 400 \text{ V}).$$

Voor de kleinste belastingsweerstand, waarbij de roosterruimte nog volledig kan worden uitgestuurd, vinden we uit fig. 105, bij  $V_b = V_{g2} = 400 \text{ V}$  (d.w.z.  $V_b = 0,8 V_{bmax}$ ):

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_{bmax}} = 0,65, \text{ of:}$$

$$R_{aa} = 4 \times 0,65 \times \frac{500}{0,5} = 2600 \Omega.$$

Uit de metingen van  $W_a$  als functie van de roosterspanning (zie fig. 106) zien we, dat dit

zeer goed met de berekende waarde overeenstemt. Voor de gunstigste

aanpasweerstand berekenen we  $R_{aa} = \frac{4 \times 400}{0,5} = 3200 \Omega.$

Uit de metingen van fig. 107 zien we, dat dit eveneens overeenstemt.

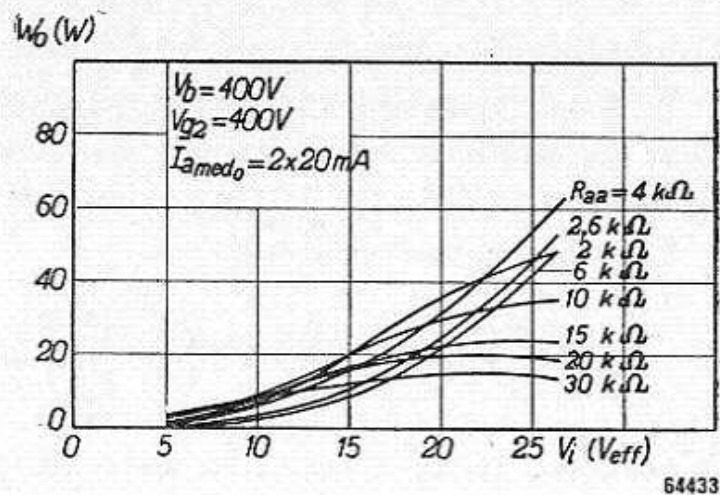


Fig. 107. Uitgangsvermogen voor enige belastingsweerstand als functie van de roosterwisselspanning, voor 2 × EL 34 in klasse B-instelling.

§ 7. Uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand voor verschillende voedingsspanningen

In de voorgaande paragraaf waren in de fig. 103 en 104 voorgesteld de anodedissipatie, respectievelijk het uitgangsvermogen als functie van de roosterwisselspanning voor verschillende belastingsweerstand. Men kan nu uit fig. 103 voor iedere belastingsweerstand, bij gegeven waarde van  $I_{ao} V_b$ , d.w.z. van anode- en schermroosterspanning, de roosterwisselspanning bepalen, die uit oogpunt van anodedissipatie toelaatbaar is.

Combineren we nu de fig. 103 en 104, dan kunnen we hieruit samenstellen fig. 108, waarin het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand is voorgesteld met de grootte  $I_{ao} V_b$  als parameter.

Zo vinden we dus, zoals we reeds in de vorige paragraaf hebben afgeleid, voor voedingsspanningen die lager zijn dan

$$V_b = \pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}}, \text{ (lijn } AB \text{ in fig. 103),}$$

dat voor iedere belastingsweerstand de anodestroom van de buis volledig kan worden uitgestuurd. Zoals men uit fig. 104 kan zien, vindt men het grootste uitgangsvermogen voor

$$R_{aak} = \frac{4 V_b}{I_{ao}}.$$

Het uitgangsvermogen voor deze belastingsweerstand bedraagt

$$W_{om} = \frac{1}{2} I_{ao} V_b.$$

In fig. 108 wordt dit uitgangsvermogen als functie van  $R_{aa}$  voorgesteld voor de voedingsspanningen

$$V_b \leq \pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}}$$

door de kromme a.

Verhogen we de voedingsspanning tot

$$V_{bo} = \frac{2\pi W_{amax}}{I_{ao}},$$

dan vinden we in fig. 103 de lijn EF, waaruit we direct aflezen, dat

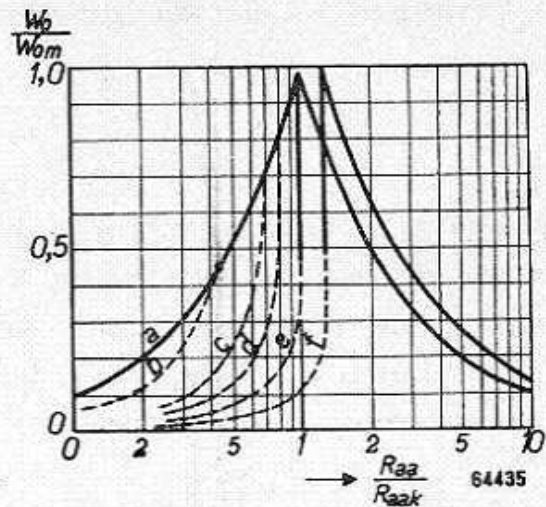


Fig. 108.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_{aa}}{R_{aak}} = \frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b}$  voor verschillende voedingsspanningen, voor twee penthoden in klasse B-instelling:

- a)  $I_{ao} V_b < \pi W_{amax}$
- b) " " =  $1,5\pi W_{amax}$
- c) " " =  $2\pi W_{amax}$
- d) " " =  $2,5\pi W_{amax}$
- e) " " =  $\pi^2 W_{amax}$
- f) " " =  $4\pi W_{amax}$

de roosterruimte voor de belastingsweerstand  $0, \frac{V_b}{I_{ao}}, \frac{2 V_b}{I_{ao}}$  respectievelijk slechts mag worden uitgestuurd tot  $E_0, E_1, E_2$ . Voor de belastingsweerstand  $\frac{R_{aa} I_{ao}}{4 V_b} = 0,636$  mag de gehele roosterruimte worden uitgestuurd.

Het corresponderende uitgangsvermogen voor de diverse belastingsweerstand is af te lezen uit fig. 104 (lijn  $E_0, E_1, E_2, F$ ), terwijl het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  voor dit geval wordt gegeven door kromme  $c$  in fig. 108.

We merken op, dat in punt  $F$  van fig. 103 de lijn  $EF$  raakt aan de  $W_a/a$ -kromme.

Op analoge wijze vindt men voor een lagere spanning

$$\left( \text{bijv. } V_b = \frac{3\pi}{2} \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \right)$$

in fig. 103 de lijn  $RS$ , met het bijbehorend verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$ , voorgesteld door kromme  $b$  in fig. 108.

Verhogen we de voedingsspanning boven

$$V_{bo} = 2\pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}},$$

dan zien we uit fig. 103, dat het maximum van de anodedissipatie optreedt *tijdens* de uitsturing van de roosterruimte. De meetkundige plaats van deze maxima is de lijn  $HF$  in fig. 103.

Zo vinden we bijv. voor de voedingsspanning

$$V_b = \frac{5}{2} \pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \quad (\text{d.w.z. } \frac{W_{amax}}{I_{ao} V_b} = 0,254)$$

de lijn  $NM$  met respectievelijk de snijpunten  $N_0, N_1, N_2, N_3$  en  $N_4$ , waarvoor, zoals te zien is, voor de respectievelijke belastingsweerstand,  $\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = 0, 0,25, 0,50, 0,636, 0,75$ , de maximale anodedissipatie reeds wordt bereikt tijdens de uitsturing van de roosterspanning.

In punt  $N_5$  raakt de lijn  $NM$  de grens voor de anodedissipatie; voor de belastingsweerstand vinden we:

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = 0,795,$$

en voor de waarde van  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \left( \frac{4 V_b}{I_{ao} R_{aa}} \right) = \frac{2}{\pi} \times \frac{\pi}{2,5} = 0,8.$$

Voor deze belastingsweerstand kan nu juist de gehele roosterruimte worden uitgestuurd, terwijl dit voor iedere kleinere belastingsweerstand niet het geval is.

Dientengevolge maakt het uitgangsvermogen hierbij een sprong, nl.:

$$\left( \frac{NN_5}{NM} \right)^2 = 0,8^2 = 0,64.$$

Het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  wordt voor dit geval voorgesteld door kromme  $d$  in fig. 108, waarin, zoals reeds werd opgemerkt, een sprong optreedt in het uitgangsvermogen. Het grootste uitgangsvermogen vinden we nog altijd voor

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = 1.$$

Voor de voedingsspanning

$$V_b = V_{bmax} = \pi^2 \frac{W_{amax}}{I_{ao}}$$

is de toelaatbare grens van

$$\frac{2 W_a}{I_{ao}} V_b = 0,204;$$

in fig. 103 wordt deze grens voorgesteld door de lijn  $GH$ . De belastingslijn waarvoor  $\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = 1,00$ , raakt de lijn  $GH$  in punt  $H$  voor  $\alpha = \frac{2}{\pi}$ .

Dientengevolge treedt dan in het uitgangsvermogen een sprong op van

$$\left\{ 1 - \left( \frac{2}{\pi} \right) \right\}^2 = 60\%.$$

Uit fig. 104 kunnen we weer het corresponderend uitgangsvermogen aflezen, terwijl in fig. 108 het verloop van  $\frac{W_o}{W_{om}}$  voor dit geval wordt voorgesteld door kromme  $e$ .

Verhogen we de voedingsspanning boven  $V_{bmax}$  tot bijv.

$$V_b = 4\pi \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \left( \frac{2 W_{amax}}{I_{ao} V_b} = 0,159 \right),$$

dan zien we dat, zelfs voor de belastingslijn waarvoor

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = 1 \text{ (zie fig. 103),}$$

tijdens de uitsturing van de roosterruimte de maximale anodedissipatie zou worden overschreden. Om de gunstigste aanpasweerstand te verkrijgen, mogen we de anodestroom  $I_{ao}$  niet meer volledig uitsturen, men moet de belastingsweerstand vergroten.

Door differentiatie van vergelijking (VII A 81) vindt men dan het maximum van de anodedissipatie bij

$$\frac{\partial W_a}{\partial \alpha} = 0 = \frac{2}{\pi} - \alpha \text{ d.w.z. } \alpha = \frac{2}{\pi},$$

en deze bedraagt dan

$$\frac{W_{aopt}}{I_{ao} V_b} = \frac{2 W_{amax}}{I_{ao} V_b} = \frac{2}{\pi^2} \left( \frac{4 V_b}{I_{ao} R_{aa}} \right),$$

waaruit

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = \frac{1}{\pi^2} \frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}}.$$

Voor ons voorbeeld vinden we dan:

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{4 V_b} = \frac{1}{\pi^2} \times 4\pi = \frac{4}{\pi} = 1,27,$$

en voor het uitgangsvermogen:

$$\frac{1}{2} \left( \frac{4 V_b}{I_{ao} R_{aa}} \right) I_{ao} V_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 4\pi W_{amax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax} = W_{omax}$$

Men ziet hieruit dus, dat boven  $V_{bmax}$  het uitgangsvermogen niet meer toeneemt, de gunstigste aanpasweerstand groter wordt en de anodestroom niet geheel kan worden uitgestuurd.

$\frac{W_o}{W_{om}}$  voor dit geval wordt voorgesteld door de kromme  $f$  in fig. 108.

Ter illustratie van deze beschouwingen nemen we de EL 34. In de

figuren 106 en 107 zijn respectievelijk de anodedissipatie en het uitgangsvermogen voorgesteld als functie van de roosterspanning voor

$$V_b = V_{g2} = 400 \text{ V.}$$

Men ziet uit fig. 106 dat, voor de belastingsweerstand van  $2,6 \text{ k}\Omega$ , de grenslijn aan de kromme raakt in punt *P*. Hierbij treedt een kleine sprong op in het uitgangsvermogen, zoals ook te zien is in fig. 109.

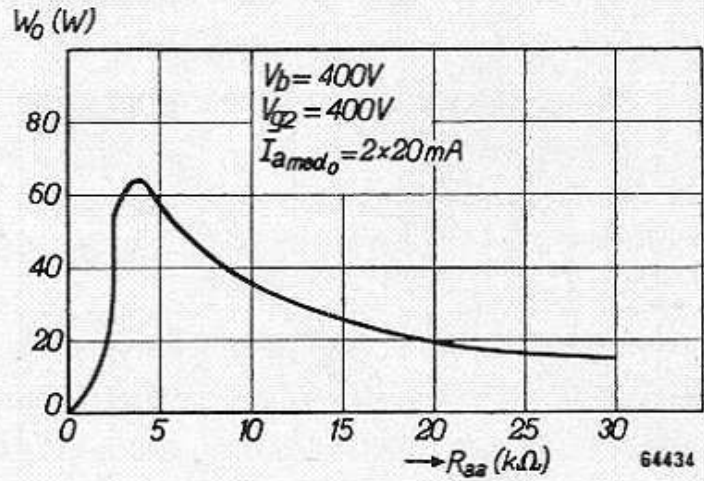


Fig. 109.  $W_{om}$  als functie van de belastingsweerstand, voor  $2 \times \text{EL } 34$  in balans klasse B-instelling.

Een dergelijk gedrag, maar veel geprononceerder, ziet men ook voor de instelling  $800/400 \text{ V}$ . Hierbij treedt bij de gunstigste aanpasweerstand van  $10 \text{ k}\Omega$  in het uitgangsvermogen een sprong op van ca.  $60\%$ , overeenkomstig de theoretische inzichten (zie fig. 110, 111 en 112).

Het is duidelijk, dat in de gevallen waarin de belasting van een versterker kan variëren (zoals in een radiocentrale), men dus middelen moet beramen om overschrijding van de anodedissipatie te voorkomen. Dit kan bijv. geschieden door middel van tegenkoppeling, zoals in hoofdstuk IX is aangegeven.

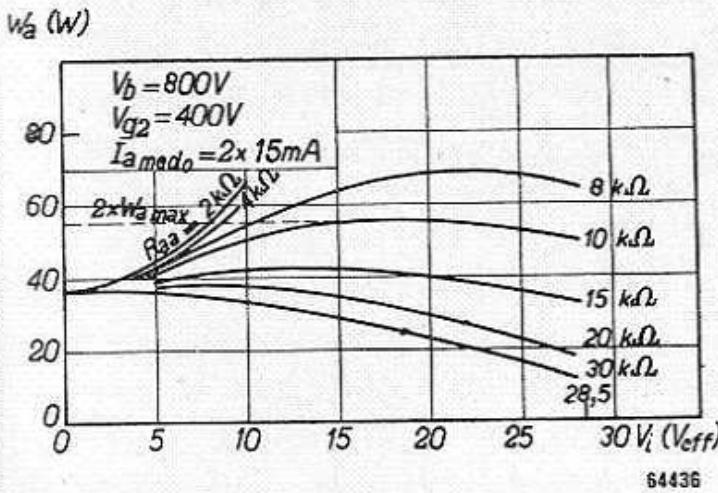


Fig. 110. Anodedissipatie voor enige belastingsweerstand als functie van de roosterspanning, voor  $2 \times \text{EL } 34$  in balans klasse B-instelling.

In de praktijk kan men een versterker niet zodanig construeren, dat bij de frequentie (1000 perioden) waarbij de aanpasweerstand juist de gunstigste is, de buis volledig wordt uitgestuurd, en bij veel lagere frequenties (waarbij dus de aanpasimpedantie lager is) niet. In een gebied rondom de gunstigste waarde van de aanpasweerstand kan men natuurlijk wel een tijdelijke

Deze beschouwingen houden echter nog geen rekening met de gevolgen van eventuele schermroosterbelasting; hierop komen we in *E* nog terug.

overbelasting (tijdens muziekweergave) toelaten, waardoor in de praktijk de vroeger beschreven sprong in de begrenzing van het uit-

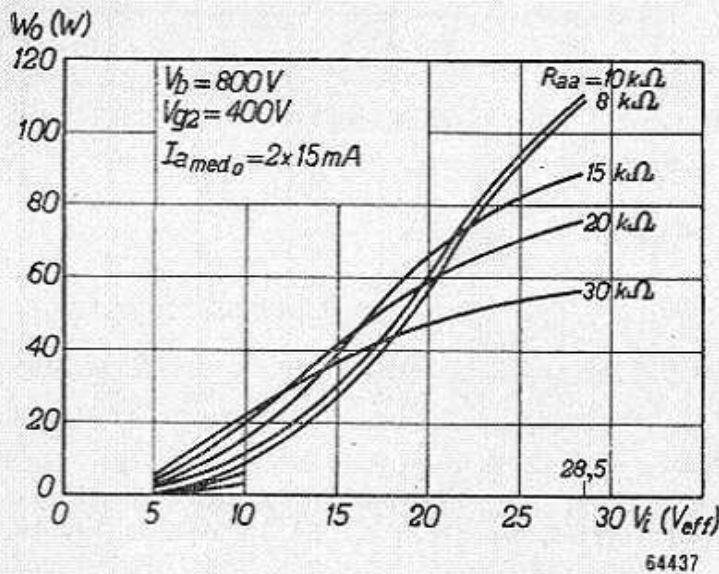


Fig. 111. Uitgangsvermogen voor enige belastingsweerstand als functie van de roosterwisselspanning, voor  $2 \times EL 34$  in balans klasse B-instelling.

gangsvermogen geen rol speelt. Echter moeten we hierbij de restrictie maken, dat door tegenkoppeling het roosterkathodesignaal binnen redelijke grenzen wordt gehouden, en verder mag deze procedure nooit worden gevolgd voor een versterker bij vaste frequentie. Zelfs onder praktische omstandigheden, als bij sommige uitzendingen voorkomen (tijdsein van lage frequentie en van langdurige aard), kan dit schadelijk zijn voor de levensduur van de buizen.

De instelling van de klasse B-versterker wordt minder kritisch door de belastingsweerstand hoger te kiezen dan de gunstigste waarde; het

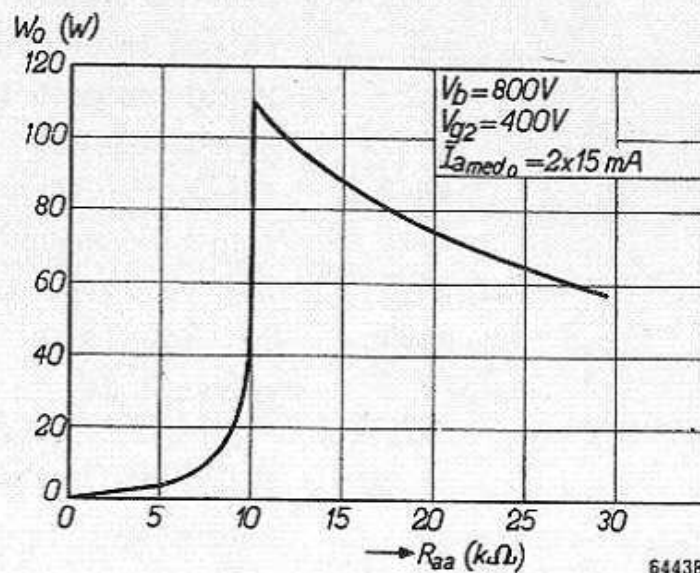


Fig. 112. Uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand, voor  $2 \times EL 34$  in balans klasse B-instelling.

verlies in maximum bereikbaar uitgangsvermogen is hierbij tamelijk klein, zoals blijkt uit de fig. 109 en 112.



### § 8. Invloed van de inwendige weerstand van het voedingsapparaat op de klasse B-uitsturing van penthoden

In onze beschouwingen hebben we tot nu toe aangenomen, dat de inwendige weerstand van het voedingsapparaat zo klein was, dat de invloed ervan kon worden verwaarloosd.

Het zal evenwel duidelijk zijn dat, vooral voor klasse B-versterkers met een groot eindvermogen, de inwendige weerstand van het voedingsapparaat van invloed zal zijn.

In het algemeen zal de voedingsspanning afnemen met toenemende belasting. In de vorige paragrafen hebben we reeds gezien, dat het uitgangsvermogen sterk afhankelijk is van het maximum in de anodedissipatie tijdens de uitsturing van de roosterwisselspanning.

Vergelijken we nu een klasse B-uitsturing met en zonder inwendige weerstand van het voedingsgedeelte, voor het geval dat, bij volledige uitsturing, het uitgangsvermogen gelijk is.

Als voorbeeld kiezen we  $2 \times \text{EL 34}$ , klasse B  $V_{g2} = 375 \text{ V}$   $V_a$  bij volledige uitsturing  $= 400 \text{ V}$ .

$$R_{aa} = 4 \text{ k}\Omega I_{amed}, (V_{gp} = 0) = 2 \times 20 \text{ mA},$$

voor de gevallen dat  $R_{iPSA} = 0$ , respectievelijk  $300 \Omega$ .

Het verloop van de anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning is gegeven in fig. 113. Men ziet uit deze krommen dat, in het geval  $R_{iPSA} = 300 \Omega$ , de anodedissipatie overall groter is dan bij  $R_{iPSA} = 0$ , en dat het maximum bij kleinere roosterwisselspanning optreedt. De verklaring hiervan is eenvoudig. De anodespanning neemt voor een voedingsgedeelte met inwendige weerstand toe naarmate de roosterwisselspanning afneemt, en dienengevolge wordt de anodedissipatie groter.

Door de grens die de maximale anodedissipatie stelt, is men gedwongen, in het geval van  $R_{iPSA} = 300 \Omega$ , de voedingsspanning te verlagen (kromme II op het niveau van kromme I te brengen), waardoor het uitgangsvermogen natuurlijk eveneens daalt.

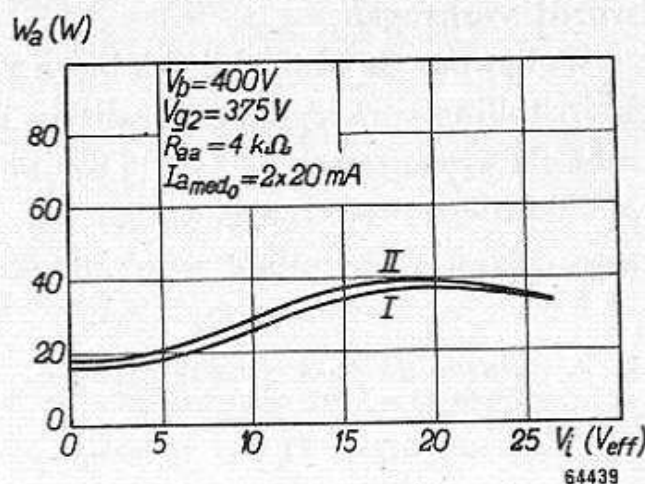


Fig. 113. Anodedissipatie van  $2 \times \text{EL34}$  in balans klasse B-instelling als functie van de roosterwisselspanning bij verschillende inwendige weerstand van het voedingsapparaat:

- I.  $R_{iPSA} = 0 \Omega$ ,
- II.  $R_{iPSA} = 300 \Omega$ .

Bovendien ziet men, dat het maximum in de anodedissipatie wordt bereikt bij iets kleinere roosterwisselspanning. Het is dus zeker van belang de inwendige weerstand klein te kiezen. Men maakt dan ook bij klasse B-versterkers veel gebruik van gasgevulde gelijkrichters, welke, zoals bekend, een zeer kleine inwendige weerstand bezitten.

Een andere moeilijkheid die door de inwendige weerstand van het voedingsapparaat wordt veroorzaakt, is de volgende.

De schermroosterspanning van de penthoden wordt afgenomen van het voedingsapparaat of van een aftakking. Indien de voedingsspanning (en daarmee ook de schermroosterspanning) verandert, heeft dit ook invloed op de roosterruimte van de buis. Aangezien wij bij klasse B een vaste negatieve voorspanning (in het algemeen afkomstig van een klein hulpvoedingsapparaat) gebruiken, zal dus de B-instelling van de buizen zonder speciale hulpmiddelen niet gedurende de gehele uitsturing gehandhaafd kunnen blijven.

Voor het geval van een voedingsapparaat met positieve inwendige weerstand, zal de roosterruimte het grootst zijn bij klein stroomverbruik, dus bij kleine roosterwisselspanning. Bij volledige uitsturing van de buis is de roosterruimte van de buis het kleinst, en de vaste negatieve voorspanning van de buis moet dus zodanig zijn gekozen dat, bij de grootste waarde van de roosterwisselspanning, juist de B-instelling wordt verkregen.

Weliswaar is dan bij kleinere roosterwisselspanningen geen zuivere B-instelling verkregen, maar dit is, zoals we later zullen zien, in verband met de vervorming (VII B § 8) juist een voordeel. Men moet er in dit geval alleen voor zorgen, dat bij de grootste roosterwisselspanningen geen klasse C-instelling wordt verkregen.

### § 9. Klasse B met roosterstroom

Zoals we in A II § 2 hebben gezien, bedraagt het rendement voor twee trioden in klasse B-balansschakeling zonder roosterstroom, bij lage voedingsspanningen, slechts 39,3%, terwijl het voor penthoden gelijk is aan 78,5%.

Men kan dit resultaat voor de trioden verbeteren door de buis uit te sturen in roosterstroom. De uitsturing is dan te vergelijken met die van penthoden, klasse B, zonder roosterstroom; alleen komt in plaats van de stroom  $I_{ao}$  de grenswaarde  $I_{agr}$  (zie fig. 114).

$I_{agr}$  is de maximale waarde van de anodestroom en is een grootheid die verband houdt met de emissie van de kathode, de levensduur van



$$I_{ap} = \frac{\pi^2 W_{amax}}{V_b} < \frac{I_{kmed\ max}}{\pi}, \dots \dots \dots (VII\ A\ 86)$$

waarbij het maximaal af te geven vermogen dan bedraagt:

$$W_{omax} = \frac{\pi^2}{2} W_{amax}$$

Voor het sturen van een eindtrap in roosterstroom moet de L.F. voorversterktrap in staat zijn hiervoor het nodige vermogen te leveren, terwijl ter beperking van de vervorming van de roosterwisselspanning aan het rooster van de eindtrap, de anode-impedantie van de L.F. buis klein wordt gekozen en de aankoppeling geschiedt via een zogenaamde tussentransformator. Hoewel geschematiseerd, zullen we hier iets over de gedaante van deze roosterwisselspanning opmerken.

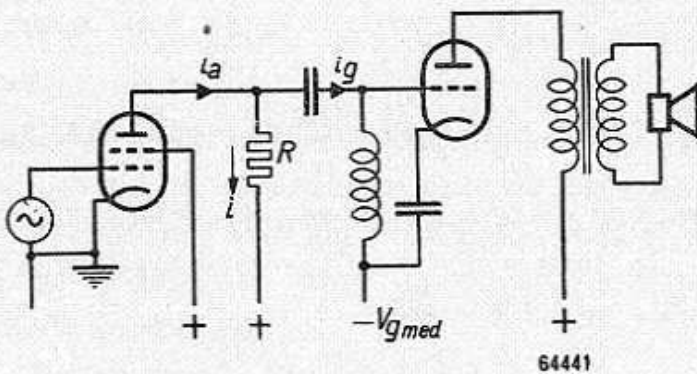


Fig. 115. Eindtrap-voorversterktrap voor uitsturing van de eindtrap in roosterstroom.

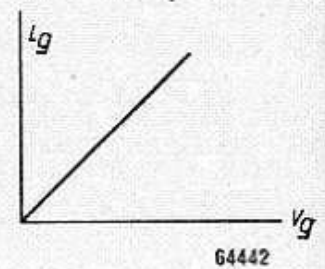


Fig. 116. Roosterstroomkarakteristiek van eindbuis.

We stellen ons voor, dat de negatieve voorspanning van de eindbuis  $-V_{gmed}$  bedraagt, en dat de roosterstroom wordt gegeven door  $i_g = \frac{v_g}{R_g}$ , als  $v_g \geq 0$ , en  $i_g = 0$  als  $v_g < 0$  (zie fig. 115 en 116).

De anodestroom van de L.F. versterkbuis bedraagt:

$$i_a = I_{ao} \cos \omega t = I_{ao} \cos x.$$

Uit de figuur volgt:

$$i_a = i + i_g \text{ en } v_g = iR - V_{gmed}$$

Men vindt nu zeer eenvoudig, al  $v_g < 0$ :

$$v_g = -V_{gmed} + i_a R \cos \omega t = -V_{gmed} + V_o \cos x,$$

waarin  $V_o = i_{ao} R$ , terwijl als  $v_g > 0$ :

$$v_g = \frac{-R_g}{R+R_g} V_{gmed} + I_{ao} \frac{R_g R}{R+R_g} \cos x = \frac{-V_{gmed}}{1+R/R_g} + \frac{V_o}{1+R/R_g} \cos x.$$

Het verloop van  $v_g$  als functie van de tijd is gegeven in fig. 117, voor  $V_o = 2 V_{gmed}$  en  $R/R_g = 1$ .

Was er geen roosterstroom, dan bedroeg de piekwaarde van de roosterwisselspanning  $V_o$ ; door het optreden van de roosterstroom wordt deze verkleind met een bedrag

$$(V_o - V_{gmed}) \frac{R/R_g}{1 + R/R_g};$$

dit veroorzaakt dus een afplatten van de wisselspanning (zie fig. 117).

De getrokken lijn stelt de rooster spanning voor als functie van de tijd; met behulp van het theorema van Fourier kan men de vervorming in deze spanning berekenen. Om deze vervorming klein te houden, moet  $R \ll R_g$ , d.w.z. daar bij wisselstroombuizen  $R_g \approx 3 \text{ k}\Omega$ , moet men  $R$  niet groter kiezen dan 0,5 à 1  $\text{k}\Omega$ .

Voor batterijbuizen waarbij  $R_g$  groter is, kan ook  $R$  groter worden gekozen. Om dan toch in de voorversterktrap enige versterking te bereiken, kiest men hiervoor dik-

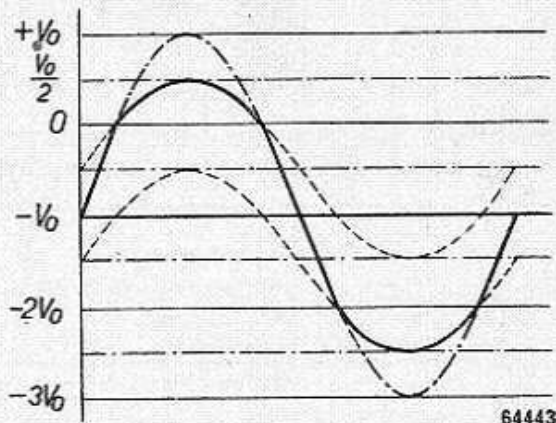


Fig. 117. Afplattung van de roosterwisselspanning bij uitsturing van een eindtrap in roosterstroom.

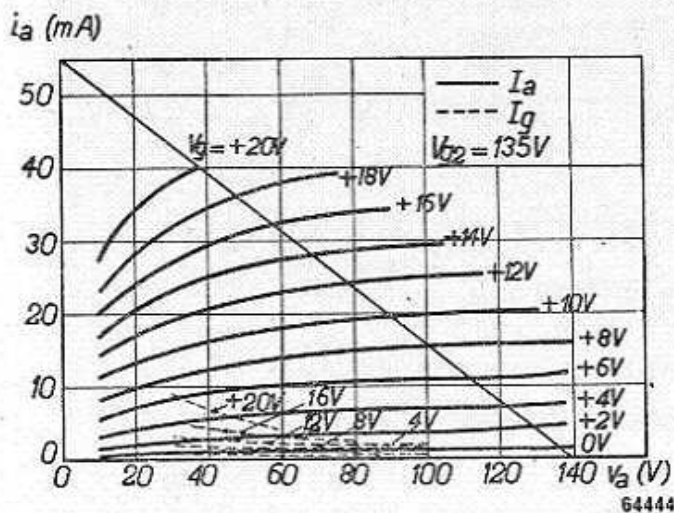


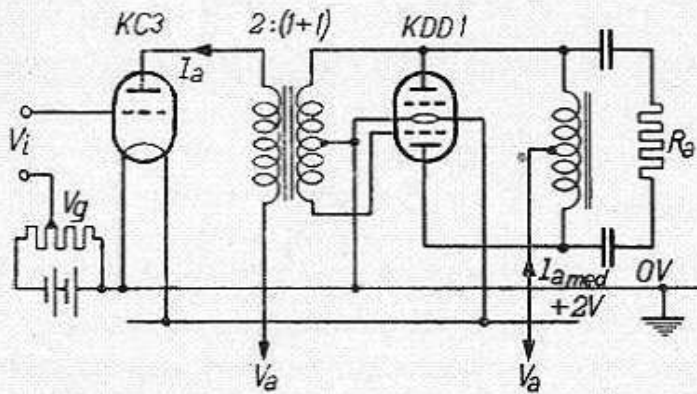
Fig. 118.  $i_a/v_a$ -karakteristieken van KDD 1 voor  $V_{g2} = 135 \text{ V}$  met belastingslijn, voor  $R_{aa} = 10 \text{ k}\Omega$ .

roostervoorspanning werkt en dus het gebruik van een constante negatieve voorspanning niet nodig heeft. Bovendien vloeit nu vrijwel gedurende de gehele uitsturing van de roosterwisselspanning rooster-

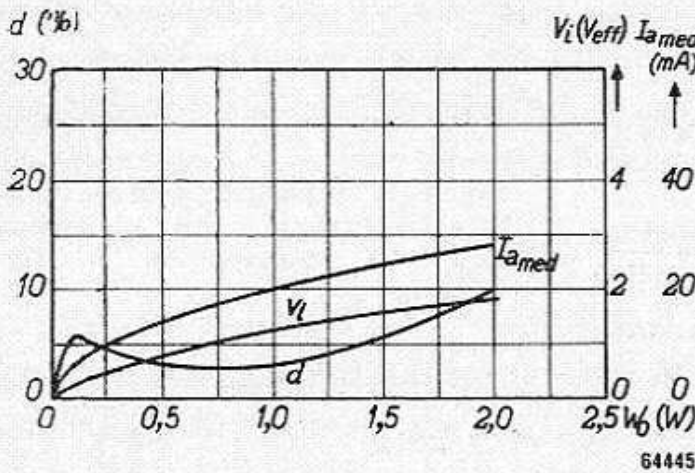
reiken, kiest men hiervoor dikwijls een steile buis (bijv. eindpenthode), waardoor men nog een ca. 4 à 5-voudige versterking verkrijgt. Als eerste voorbeeld van een typische klasse B-uitsturing met roosterstroom kiezen we de triode KDD1. Deze triode bezit een grote versterkingsfactor, waardoor is bereikt dat, bij roosterspanning gelijk 0, de anodestroom zeer klein is (ca. 1,5 mA). Het voordeel van deze keuze is gelegen in het feit, dat men nu zonder negatieve

stroom, waardoor de hinderlijke vervorming van de harmonischen

zoveel mogelijk wordt vermeden.



Uit fig. 118 en fig. 119 vindt men voor  $V_b = V_{g2} = 135 \text{ V}$ ,  $I_{amedo} = 2 \times 1,5 \text{ mA}$ ,  $I_{amedmax} = 2 \times 14 \text{ mA}$  en  $R_{aa} = 10\,000 \Omega$  door het tekenen van de belastingslijn  $R_a = 2500 \Omega$  in fig. 118, voor:



$$I_{av} = 12,5 \times \pi = 39 \text{ mA,}$$

bij

$$V_a = 35 \text{ V en } V_{g1} = +20,5 \text{ V.}$$

Hieruit berekent men  $W_o = \frac{1}{2} \times 0,039 \times 100 = 1,95 \text{ W}$ . Gemeten werd  $W_o = 2,2 \text{ W}$ , hetgeen een bevredigende overeenstemming mag worden genoemd.

Fig. 119. Vervorming, gemiddelde stroom en roosterwisselspanning als functie van het uitgangsvermogen voor uitsturing van KDD 1 in roosterstroom.

KC 3	KDD 1
$V_b = 135 \text{ V}$	$V_b = 135 \text{ V}$
$I_a = 3 \text{ mA}$	$I_{amedo} = 2 \times 1,5 \text{ mA}$
$V_g = -2,8 \text{ V}$	$V_g = 0 \text{ V}$
	$R_{aa} = 10\,000 \Omega$

Als tweede voorbeeld van een roosterstroomuitsturing kiezen we de eindbuis 6L6.

Bij

$$V_b = 360 \text{ V} \quad V_{g2} = 270 \text{ V}$$

$$V_{g1} = -22,5 \text{ V}$$

$$R_{aa} = 3800 \Omega; \quad V_{g1p1} = 72 \text{ V. piek}; \quad I_{amedo} = 2 \times 44 \text{ mA};$$

$$I_{amedmax} = 2 \times 103 \text{ mA,}$$

geven twee van deze buizen een uitgangsvermogen van 47 W.

We kunnen dit ook berekenen uit de gegevens van de buis.

Bij  $V_b = 360 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 270 \text{ V}$  en  $-V_{g1} = 22,5 \text{ V}$ , bedraagt, zoals we uit het  $i_a/v_a$ -diagram van de buis kunnen zien,  $I_{amed} = 44 \text{ mA}$  (zie fig. 120).

De buis wordt uitgestuurd tot  $V_{g1} = +13,5 \text{ V}$ ; voor de belastingslijn  $R_{aa} = 3800 \Omega$  ( $R_a = 950 \Omega$ ) vinden we bij deze rooster spanning een anodespanning van ca. 70 V en een anodestroom van 350 mA. De amplitude van de wisselstroom bedraagt 306 mA, die van de wisselspanning 290 V; voor het uitgangsvermogen vindt men:

$$\frac{1}{2} \times 290 \times 0,306 = 45 \text{ W (gemeten 47 W).}$$

Voor de gemiddelde stroom bij volle uitsturing:

$$\frac{305}{3,14} + 44 = 140 \text{ mA.}$$

Bij benadering kan men dus de resultaten berekenen. Deze wijze van uitsturing heeft dus voornamelijk voordeel voor buizen die bij lage

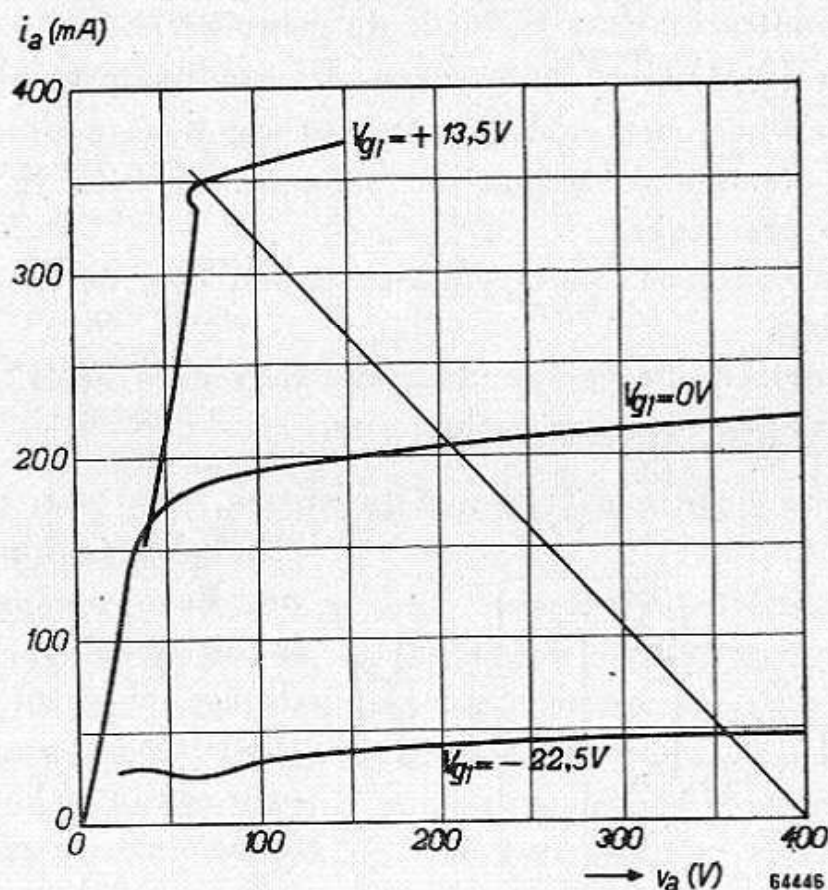


Fig. 120.  $i_a/v_a$ -karakteristiek van 6L6 met belastingslijn.

$$\begin{aligned} V_{g2} &= 270 \text{ V} \\ V_b &= 360 \end{aligned}$$

voedingsspanning geen groot uitgangsvermogen kunnen geven. Hier-tegenover staat echter het nadeel van de uitsturing in het roosterstroom-gebied, bijv. het gebruik van een tamelijk kostbare L.F. tussentransformator en het gebruik van een L.F. versterkbuis of van een speciaal gedimensioneerde tussentrap die het nodige vermogen voor de roosterstroomuitsturing moet kunnen leveren. Bovendien wezen we er in hoofdstuk VI reeds op, dat de tamelijk grillige vervorming die het gevolg is van de uitsturing in roosterstroom, de kwaliteit van de weergave op een hinderlijke wijze kan beïnvloeden.

### III. BALANSEINDTRAP KLASSE AB

#### § 1. Inleiding

De balanseindtrap, klasse B, biedt de gebruiker enige moeilijkheden, zoals reeds in (A II) werd beschreven. De voornaamste zijn:

1. de noodzaak van het gebruik van een voedingsapparaat met lage inwendige weerstand, omdat de stroomfluctuaties in een klasse B-eindtrap groot zijn;
2. de noodzaak van een apart gelijkrichtcircuit voor de vaste negatieve voorspanning;
3. de grote invloed die de spreiding van de buizen heeft op het af te geven vermogen, de vervorming, enz.

Om aan deze bezwaren tegemoet te komen, kan men twee buizen

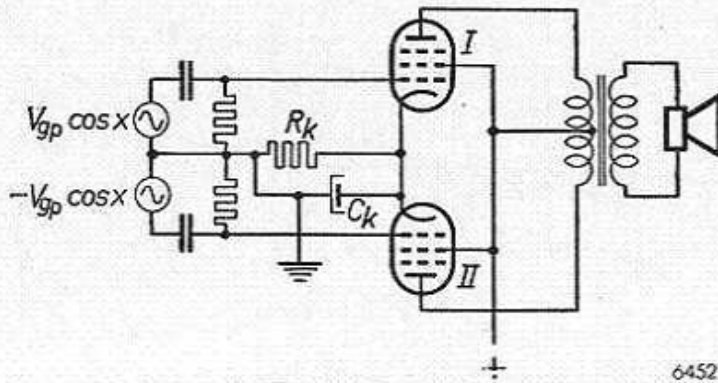


Fig. 121. Schakeling van 2 buizen in balans met automatische negatieve voorspanning.

schakelen in klasse AB. De negatieve voorspanning wordt in dit geval verkregen door de spanningsval van de kathodestroom van de buizen over een in de kathodeleiding opgenomen weerstand  $R_k$  (zie fig. 121).

Het kan ook voorkomen, dat men de negatieve voorspanning verkrijgt aan een weerstand in de minleiding

van het voedingsapparaat, waardoor ook de stroom loopt van de andere buizen van het apparaat. Van het gebruik van de laatstgenoemde weerstand wordt in de hier volgende theoretische beschouwingen afgezien.

Zonder wisselspanning aan de roosters van de buizen, stellen deze zich zodanig in (zie fig. 122), dat de anodestroom van de buizen  $I_{amedo}$  bedraagt en de spanningsval over de kathodeweerstand gelijk is aan  $V_{gmedo}$ . Dit werkpunt is in fig. 122 voorgesteld door het punt C op de dynamische karakteristiek AB.

Zolang de wisselspanning zo klein is, dat de anodestroom niet



gelijk wordt aan nul, blijft het werkpunt  $C$  op zijn plaats en is de wisselstroom van iedere buis weer zuiver sinusvormig (geval I); de buizen hebben hierbij zuivere A-instelling. Dit is het geval voor alle roosterwisselspanningen die kleiner zijn dan  $V_{gII}$ . Voor deze wisselspanning wordt de anodestroom in de negatieve fase juist gelijk nul.

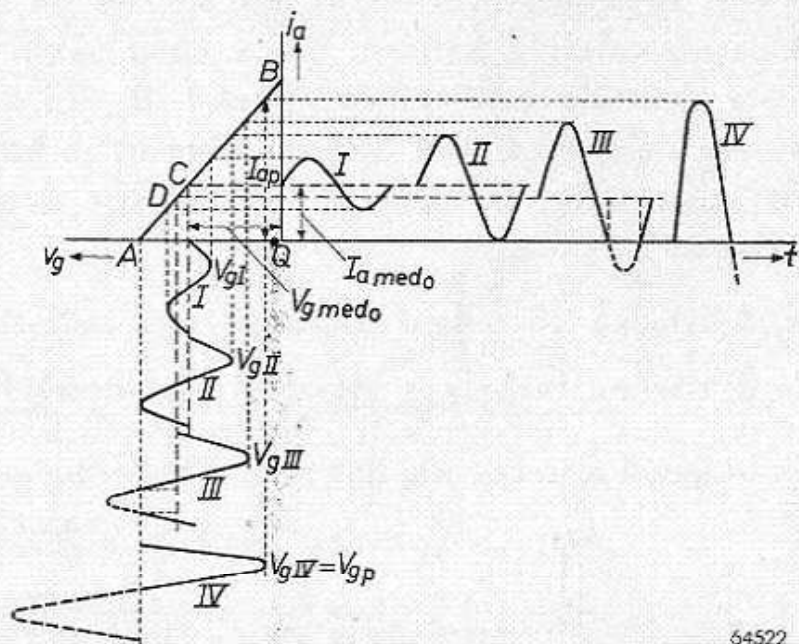
De resulterende anodestroom in de anodeketen is dan het dubbele van de anodestroom per buis:

De situatie wordt anders voor wisselspanningen die groter zijn dan  $V_{gII}$  (bijv.  $V_{gIII}$ ). Het werkpunt blijft dan niet

op zijn plaats. Door de toeneming van de gemiddelde anodestroom wordt de spanningsval aan de kathodeweerstand groter en dientengevolge wordt het werkpunt naar een grotere negatieve voorspanning verschoven (punt  $D$ ). De anodestroom van iedere buis bestaat nu uit een sinus, waarvan de ene helft voor een gedeelte is afgeplat (zie III). Hierdoor neemt de gemiddelde anodestroom nog verder toe. Bij het stijgen van de roosterwisselspanning zal het werkpunt zich steeds meer in de richting van het afknijppunt verplaatsen. Voor de grootste roosterwisselspanning, welke we  $V_{gp}$  noemen, is de toeneming van de gemiddelde anodestroom zo groot, dat de spanningsval aan de kathodeweerstand juist gelijk is aan de afknijpspanning van de buizen. De anodestroom van iedere buis bestaat dan uit halve sinussen, en de uitsturing komt overeen met die voor klasse B (IV in fig. 122). De grootste momentele waarde van de anodestroom die bij deze uitsturing wordt bereikt, noemen we  $I_{ap}$ .

De prestaties van de AB-trap liggen tussen die van een klasse A- en die van een klasse B-trap in.

Dit zal blijken uit de volgende paragrafen.



64522

Fig. 122. Verschillende stadia van roosterwisselspanning en anodewisselstroom als functie van de tijd, bij een klasse AB-eindtrap.

## § 2. Belastinglijnen voor klasse AB-uitsturing

Het inzicht in de problemen die zich bij klasse AB-uitsturing voordoen, wordt belangrijk vereenvoudigd als we de belastinglijnen voor iedere buis afzonderlijk kennen. We kunnen laten zien, dat de belastinglijn voor dezelfde belastingsweerstand  $R_{aa}$  (d.w.z. de belastingsweerstand tussen de anoden van de twee buizen) in hoge mate afhankelijk is van de wijze van uitsturen. Ter illustratie nemen we de volgende twee extreme gevallen:

- 2 trioden in balans klasse A met belastingsstand  $R_{aa}$ ,
- 2 trioden in balans klasse B met dezelfde belastingsweerstand  $R_{aa}$ .

In geval *a* weten we, dat deze schakeling gelijkwaardig is aan 2 buizen afzonderlijk in klasse A met

een belastingsweerstand  $\frac{R_{aa}}{2}$ ;

dientengevolge wordt de dynamische  $i_a/v_g$ -karakteristiek gegeven door de lijn  $CD$  door het werkpunt  $P$  (zie fig. 123), waarvan de dynamische steilheid

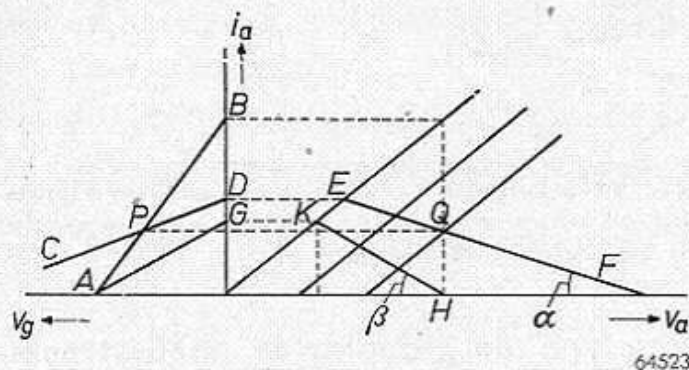


Fig. 123. Belastinglijnen voor 2 trioden in balans voor dezelfde belastingsweerstand, maar voor verschillende klassen eindtrappen.  $AG$  = belastinglijn in  $i_a/v_g$ -diagram voor belastingsweerstand  $R_{aa}$  en klasse B-instelling van de eindtrap;  $HK$  = overeenkomstige belastinglijn in  $i_a/v_a$ -diagram.

$CD$  = belastinglijn in  $i_a/v_g$ -diagram voor dezelfde belastingsweerstand  $R_{aa}$ , maar voor klasse A-instelling van de eindtrap;  $EF$  = overeenkomstige belastinglijn in  $i_a/v_a$ -diagram.

$$\operatorname{tg} \beta = 2 \operatorname{tg} \alpha$$

lijn  $EF$  door het werkpunt  $Q$ .

In geval *b* daarentegen bedraagt de belastingsweerstand per buis  $\frac{R_{aa}}{4}$  en wordt dus de belastinglijn in het  $i_a/v_g$ -diagram gegeven door de lijn  $AG$  met de dynamische steilheid

$$S_a'' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}} \quad (\text{groter dan } S_a'),$$

$$S_a' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}},$$

als  $S$  de steilheid en  $R_i$  de inwendige weerstand van de betreffende triode voorstellen.

Op dezelfde wijze wordt in het  $i_a/v_a$ -diagram (fig. 123) de belastinglijn gegeven door de

en in het  $i_a/v_a$ -diagram door de lijn  $HK$ , waarvan de helling  $2 \times$  zo groot is als die van  $EF$ .

Bij AB-uitsturing verkrijgt men een belastinglijn waarin de kenmerken van de klasse A- en de klasse B-uitsturing samen voorkomen.

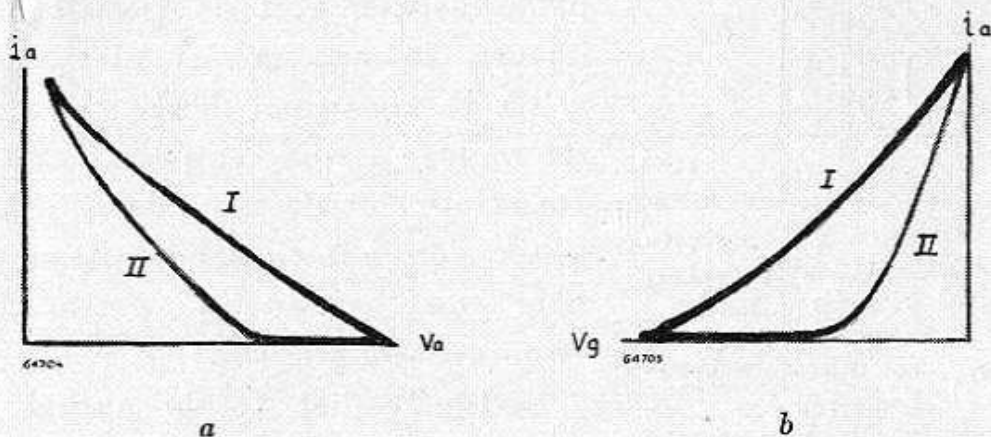


Fig. 124. Belastinglijnen van EL 34 als triode geschakeld

I.  $V_a = V_{g2} = 175 \text{ V} - V_{g1} = 6 \text{ V} \quad R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$

II.  $V_a = V_{g2} = 175 \text{ V} - V_{g1} = 21 \text{ V} \quad R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$

a)  $i_a/v_a$  belastingkarakteristieken

b)  $i_a/v_g$  „ „ „

Klaarblijkelijk wordt de belastinglijn sterk beïnvloed door de wijze van uitsturen. Nu behoeft dit geen verwondering te wekken, als men bedenkt, dat per slot van rekening de stroom door de belastingsweerstand afhankelijk is van het gedrag van *beide* buizen, terwijl onder de belastinglijn wordt verstaan het verband tussen stroom en spanning van één buis.

Ter illustratie stelt in figuur 124a kromme I voor het oscillogram van de belastinglijn in het  $i_a/v_a$  diagram van de EL 34 als triode geschakeld voor de instelling  $V_a = V_{g2} = 175 \text{ V}$ ; en  $-V_{g1} = 6 \text{ V}$ ,  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ . Kromme II geeft hetzelfde oscillogram weer voor  $-V_{g1} = 21 \text{ V}$ . Men ziet, dat de belastinglijn II uit 2 markante gedeelten bestaat, waarvan het ene (nl. het stroomvoerende gedeelte) belangrijk steiler is dan dat van kromme I.

Hetzelfde gedrag ziet men in de  $i_a/v_g$ -belastinglijnen, welke gegeven zijn in fig. 124b, eveneens door de krommen I en II.

We zullen nu in het volgende het verband afleiden tussen de stroomveranderingen in de beide buizen, en de daarbij behorende anodespanningsverandering van elk dezer buizen.

De anoden van de beide buizen van de balansschakeling zijn door de gemeenschappelijke uitgangstransformator, waarvan we veronderstellen dat de strooiing klein is, met elkaar gekoppeld. Zijn verder de beide helften van de transformator aan elkaar gelijk, dan betekent dit, dat een optredende spanningstoename aan de anode van de ene buis

gepaard gaat met een even grote spanningsafneming aan de anode van de andere buis, omdat deze toe- en afneming het gevolg zijn van de

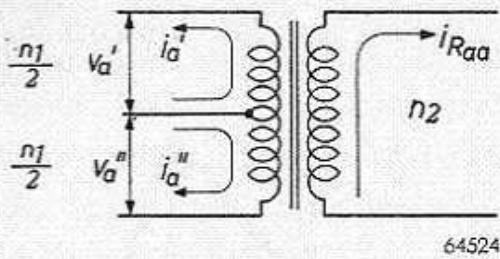


Fig. 125. Stroom en spanning in een balanstransformator.  
 $n_1$  = aantal primaire wikkelingen  
 $n_2$  = „ secundaire wikkelingen  
 $i_a'$  = anodestroom van eerste buis  
 $i_a''$  = anodestroom van tweede buis  
 $i_{Raa}$  = stroom voor belastingsweerstand

gemeenschappelijke flux van de transformator. De stroomveranderingen in de beide helften van de transformator behoeven in het geheel niet aan elkaar gelijk te zijn; men denke slechts aan de stroomloze periode van een van de buizen. De stroom in de secundaire wikkeling is gelijk aan het verschil tussen de beide naar de secundaire getransformeerde stroomveranderingen.

Bedraagt het totale aantal primaire windingen  $n_1$  en het aantal secundaire  $n_2$  (zie fig. 125), dan volgt uit het feit, dat de ampèrewindingen van de secundaire stroom worden gecompenseerd door die van de primaire stroom (strooiing en magnetiseringsstroom zijn hierbij verwaarloosd):

$$\frac{n_1}{2} \Delta i_a' - \frac{n_1}{2} \Delta i_a'' = n_2 i_{Raa}, \text{ of:}$$

$$i_{Raa} = \frac{1}{2} \frac{n_1}{n_2} (\Delta i_a' - \Delta i_a'').$$

Hierin stellen  $\Delta i_a'$  en  $\Delta i_a''$  de stroomveranderingen van de beide buizen t.o.v. het werkpunt voor, en deze zullen in het algemeen een tegengesteld teken hebben. Stellen we  $n_1 = n_2$ , dan volgt hieruit:

$$i_{Raa} = \frac{1}{2} (\Delta i_a' - \Delta i_a''),$$

waaruit het vervangingschema van fig. 126 verklaard is.

Als  $\Delta v_a'$  en  $\Delta v_a''$  de variaties in de anodespanning van de beide buizen voorstellen, volgt uit deze figuur ook de betrekking:

$$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = \frac{1}{2} (\Delta i_a'' - \Delta i_a') R_{aa},$$

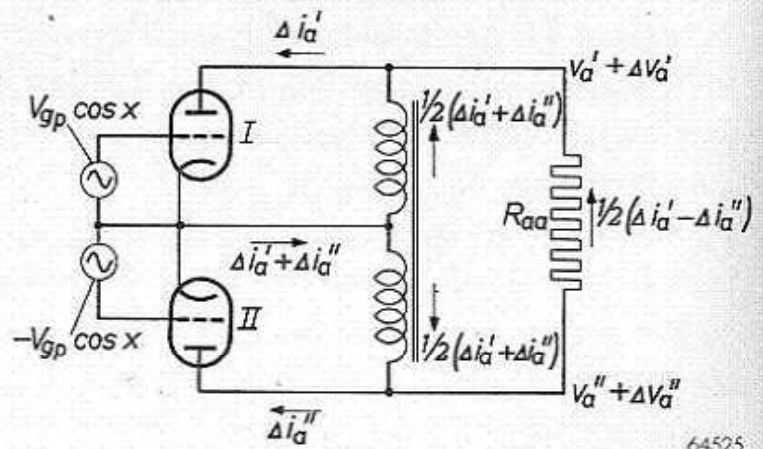


Fig. 126. Balanseindtrap met bijbehorende stromen en spanningen.

terwijl uit het reeds opgemerkte nog volgt  $\Delta v_a' = -\Delta v_a''$ , waaruit ten slotte voortkomt de fundamentele betrekking:

$$\Delta v_a' = (\Delta i_a'' - \Delta i_a') \frac{R_{aa}}{4}$$

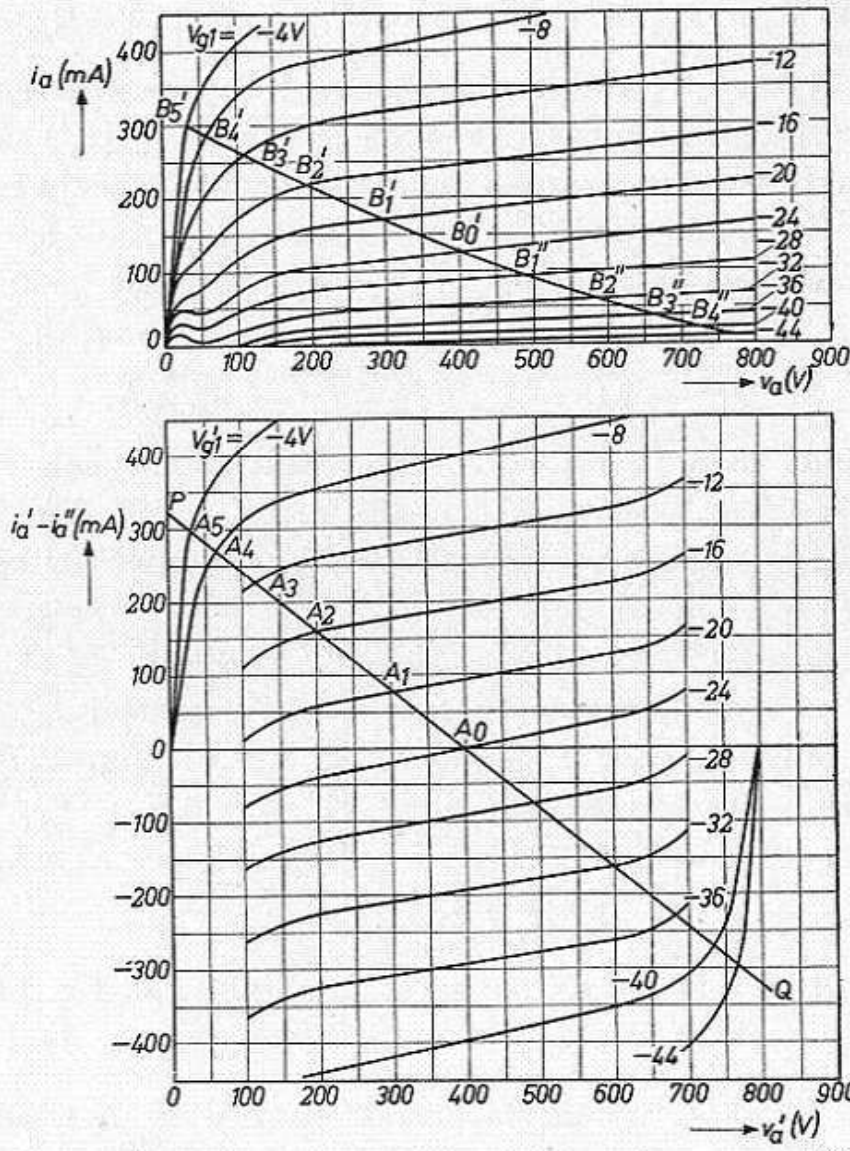


Fig. 127a.  $i_a/v_a$ -diagram van EL 34 voor  $V_{g2} = 425 \text{ V}$  met belastinglijn voor  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ , bij  $-V_{g1medo} = 24 \text{ V}$ .  
 Fig. 127b.  $i_a' - i_a''$  als functie van  $v_a'$  voor  $-V_{g1medo} = 24 \text{ V}$ . Belastinglijn voor  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ .

Indien we nog aannemen, dat de gelijkstroominstelling van de beide buizen gelijk is, vinden we:

$$\Delta v_a' = v_a' - V_b = (i_a'' - i_a') \frac{R_{aa}}{4} \dots \dots \dots (\text{VII A } 87)$$

(deze formule geldt zowel voor trioden als voor penthoden).

Uitgaande van deze vergelijking, kan men uit het  $i_a/v_a$ -karakteristieken-

veld van een buis, voor gegeven negatieve voorspanning de belastingslijn van de buis construeren. We moeten hierbij opmerken, dat men vanzelfsprekend deze constructie ook kan toepassen voor balanseindtrappen klasse A en klasse B.

Dit is in fig. 127 gedaan voor  $2 \times EL 34$  bij de werkpuntsinstelling

$$V_a = 400 \text{ V} ; V_{g2} = 425 \text{ V}^*) - V_{g1medo} = 24 \text{ V} \quad R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega.$$

In fig. 127a is het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de buis voorgesteld.

Hieruit is een bundel karakteristieken  $i_a' - i_a'' = f(v_a')$  samengesteld.

Deze karakteristieken worden op de volgende wijze verkregen:

Voor  $V_{g1} = -24 \text{ V}$  en  $V_a' = 400 \text{ V}$  bedraagt  $I_a'' - I_a' = 0$ . Indien voor dezelfde roosterspanning  $V_a'$  toeneemt tot  $500 \text{ V}$ , waarbij  $I_a' = 135 \text{ mA}$ , dan is  $V_a''$  afgenomen tot  $300 \text{ V}$ , waarbij

$$I_a'' = 113 \text{ mA} ; I_a' - I_a'' = 22 \text{ mA}.$$

Dit punt vindt men in fig. 127b. Zo vindt men voor  $V_a' = 600 \text{ V}$  respectievelijk  $I_a' = 145 \text{ mA}$ ,  $V_a'' = 200 \text{ V}$ ,  $I_a'' = 107 \text{ mA}$ ,  $I_a' - I_a'' = 38 \text{ mA}$ . Zo kan men punt voor punt voor  $V_{g1} = -24 \text{ V}$  de karakteristiek  $i_a' - i_a'' = f(v_a')$  construeren.

Voor  $V_{g1} = -20 \text{ V}$  vindt men bij  $V_a' = 400 \text{ V}$   $I_a' = 180 \text{ mA}$ , en men moet dan bedenken, dat  $V_{g1}'' = -28 \text{ V}$ , waarbij  $I_a'' = 85 \text{ mA}$ .

Men ziet dan ook voor  $I_a' - I_a'' = 95 \text{ mA}$  uit fig. 127b.

Op analoge wijze vindt men bijv.  $V_a' = 600 \text{ V}$  ;  $V_{g1}' = -20 \text{ V}$  ;  $I_a' = 202 \text{ mA}$ ,  $V_a'' = 200 \text{ V}$ ,  $V_{g1}'' = -28 \text{ V}$ ,  $I_a'' = 75 \text{ mA}$ , dus:

$$I_a' - I_a'' = 127 \text{ mA}.$$

Op deze wijze is door punt-voor-punt constructie uit fig. 127a fig. 127b ontstaan. We trekken nu in laatstgenoemde figuur de belastingslijn

$$PQ = \frac{R_{aa}}{4} = 1,25 \text{ k}\Omega, \text{ welke natuurlijk gaat door het punt}$$

$$+ V_a' = 400 \text{ V}: -V_{g1medo} = 24 \text{ V} \quad I_a' - I_a'' = 0 \text{ mA}.$$

Deze belastingslijn snijdt de karakteristiek  $V_{g1}' = -20 \text{ V}$  in punt  $A_1$ , waaruit men afleest  $V_a' = 305 \text{ V}$ ,  $I_a' - I_a'' = 75 \text{ mA}$ . In fig. 127a vindt men nu het overeenkomstige punt  $B_1'$ , nl.  $V_{g1}' = -20 \text{ V}$ ,  $V_a' = 305 \text{ V}$ ,  $I_a' = 170 \text{ mA}$ , terwijl voor de andere buis geldt:  $V_a'' = 495 \text{ V}$ ,  $I_a'' = 95 \text{ mA}$ ,  $V_{g1}'' = -28 \text{ V}$ . Dit is het punt  $B_1''$ . Op overeenkomstige wijze vindt men uit de punten  $A_2, A_3, A_4$  enz. de punten  $B_2', B_3', B_4'$  enz. en  $B_2'', B_3'', B_4''$ , enz.

\*) De anodespanning van de buis is ca.  $25 \text{ V}$  lager dan de schermroosterspanning door de spanningsval in de uitgangstransformator.

Door deze punten *B* te verbinden, heeft men de belastinglijn van één buis afzonderlijk gevonden. Deze lijn heeft een gebogen karakter; de helling in het werkpunt bedraagt  $2500 \Omega$ , hetgeen goed overeenkomt met het klasse A-karakter van de uitsturing

$$(R_a = \frac{5000}{2} = 2500 \Omega).$$

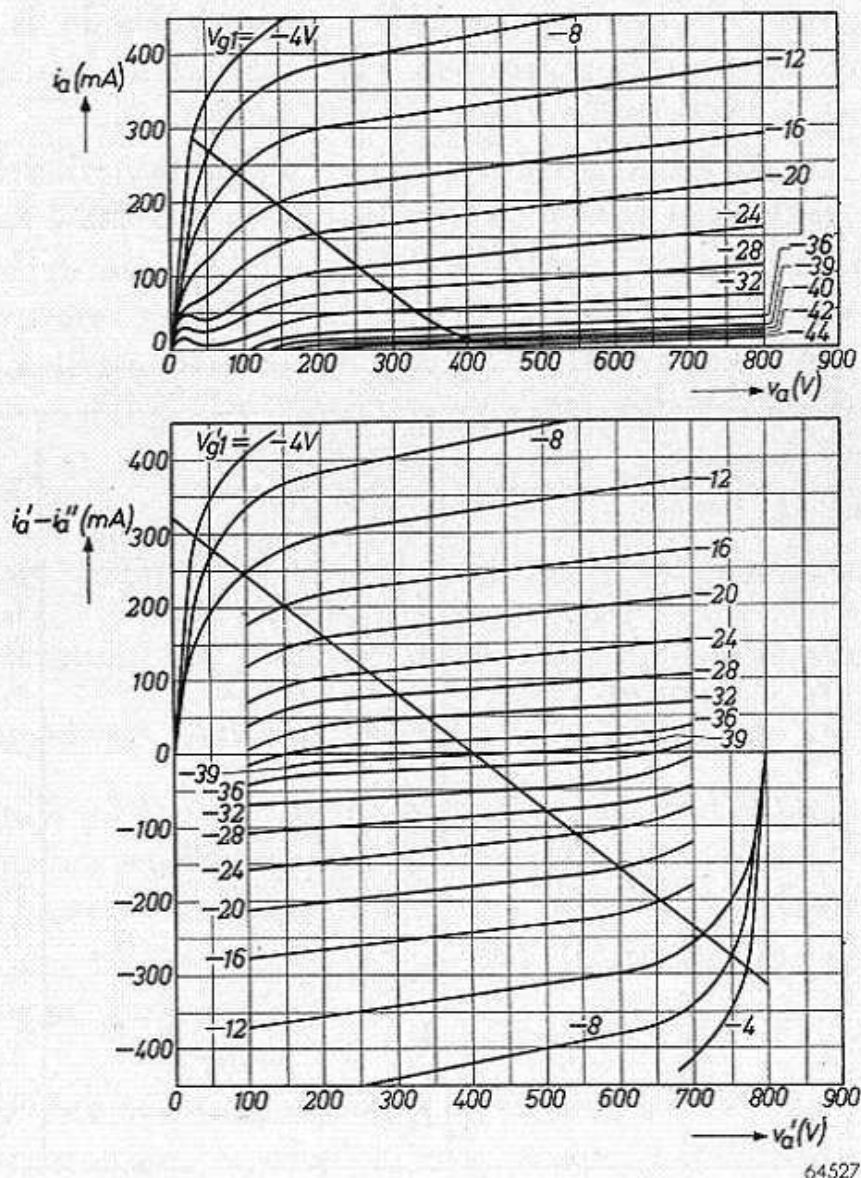


Fig. 128a.  $i_a/v_a$ -diagram van EL 34 voor  $V_{g2} = 425 \text{ V}$  met belastinglijn voor  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ , bij  $-V_{g1} = 39 \text{ V}$ .  
 Fig. 128b.  $i_a' - i_a''$  als functie van  $v_a'$  voor  $-V_{g1med} = 39 \text{ V}$  met belastinglijn voor  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ .

Bij uitsturing van de roosterruimte neemt de negatieve voorspanning toe tot  $-39 \text{ V}$ ; in fig. 128 is hiervoor op analoge wijze, als zo juist beschreven, de belastinglijn geconstrueerd. Bij deze uitsturing bedraagt de differentieweerstand:

$$\frac{400 - 30}{0,300 - 0,020} = \frac{370}{0,280} = 1320 \Omega,$$

hetgeen vrijwel overeenkomt met de theoretische waarde van klasse B-uitsturing

$$(R_a = \frac{R_{aa}}{4} = \frac{5000}{4} = 1250 \Omega).$$

Op dezelfde wijze als hier het geval van een penthode is behandeld, kan men ook de belastingskromme van een triode construeren; dit zullen we doen bij het behandelen van de trioden.

We zullen nu voor het geval van de rechte karakteristieken de verschillende betrekkingen tussen de grootheden in een tabel samenvatten.

We nemen daarbij aan, dat de karakteristieken van de buizen gelijk en t.o.v. het werkpunt symmetrisch zijn (hetgeen niet samenvalt met het afknijppunt). We kunnen de volgende tabel samenstellen.

	A	B	C
	Buis I en II stroom:	Buis I stroom „ II geen stroom	Buis I geen stroom „ II stroom
Anodestroom buis I	$i_a' = I_{amedo} + \Delta i_a'$	$i_a' = I_{amedo} + \Delta i_a'$	$i_a' = 0$
„ II	$i_a'' = I_{amedo} + \Delta i_a''$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = I_{amedo} + \Delta i_a''$
Anodespanning I	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$
„ II	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$
Betrekking $\Delta i_a'$ en $\Delta i_a''$	$\Delta i_a' = -\Delta i_a''$	$\Delta i_a'' = 0$	$\Delta i_a' = 0$
Betrekking $R_{aa}$	$\Delta v_a' = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4}$	$\Delta v_a'' = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4}$
Belastingskarakteristiek buis I	$v_a' - V_b = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{2}$	$v_a' - V_b = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4}$	$v_a' - V_b = \Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4}$
Buis II	$v_a'' - V_b = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{2}$	$\begin{cases} v_a'' - V_b = \Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4} \\ i_a'' = 0 \end{cases}$	$V_a'' - V_b = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4}$

We kunnen nog opmerken, dat de overgang van A naar B geschiedt bij het punt

$$V_{a1}' = V_b - I_{amedo} \frac{R_{aa}}{4}, I_{a1}' = 2 I_{amedo}, V_{a1}'' = V_b + I_{amedo} \frac{R_{aa}}{4}, I_{a1}'' = 0,$$

en de overgang van faze B naar faze C bij

$$V_{a2}' = V_b + I_{amedo} \frac{R_{aa}}{2}, I_{a2}' = 0, V_{a2}'' = V_b - I_{amedo} \frac{R_{aa}}{2}, I_{a2}'' = 2 I_{amedo}.$$



In fig. 129 is de overgang van de drie fazen in elkaar zeer duidelijk te zien. Een vergelijking met de praktijk (zie fig. 128) leert, dat het abrupte karakter overgaat in een vloeiend verloop.

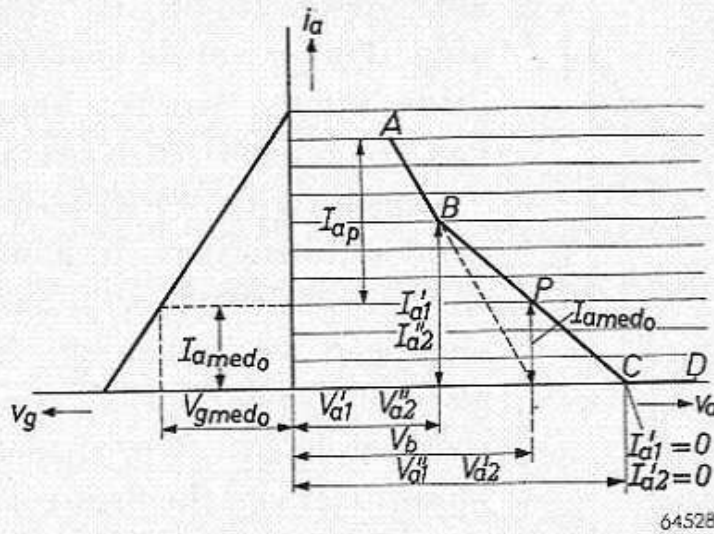


Fig. 129. Belastinglijn bestaande uit drie gedeelten voor klasse AB-uitsturing in geïdealiseerd  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld.

$P =$  werkpunt.  
Belastinglijn =  $ABPCD$

Uit de tabel wordt ook nog eens duidelijk gedemonstreerd, hoe de belastingsweerstand per buis  $\frac{R_{aa}}{2}$  voor klasse A-uitsturing overgaat in  $\frac{R_{aa}}{4}$  voor de klasse B-uitsturing.

Uit formule (VII A 87) kan men ook zien dat, indien  $\Delta i_a' = \Delta i_a''$  (d.w.z. de buizen parallel worden aangesloten op de balanstransformator, omdat de roosterwisselspanningen dan niet in tegenfase zijn), zulks voert tot  $\Delta v_a' = \Delta v_a'' = 0$ , d.w.z. dat men in dit geval geen uitgangsvermogen verkrijgt.

**§ 3. Berekening van de spanningen en stromen als functie van de rooster-uitsturing voor penthoden met rechte karakteristieken en met automatische voorspanning bij vaste voedingsspanning**

Hoewel het meer met de historische ontwikkeling zou overeenkomen, de theorie voor een triode te behandelen, is het, ter verkrijging van een goed inzicht van de problemen die zich voordoen bij klasse AB-instelling, een groot voordeel de belangrijkste verschijnselen eerst af te leiden voor penthoden. De dynamische karakteristieken worden dan immers door de belastingsweerstand niet beïnvloed, hetgeen tot een belangrijke vereenvoudiging voert.

In tegenstelling met de beschouwingen in § 2, gaan we hier uit van geïdealiseerde karakteristieken. We zullen in deze paragraaf betrekkingen afleiden, die o.a. het verband geven tussen kathodeweerstand en roosterwisselspanning. Verder zal de grootte van de gemiddelde stroom worden bepaald als functie van de roosterwisselspanning.

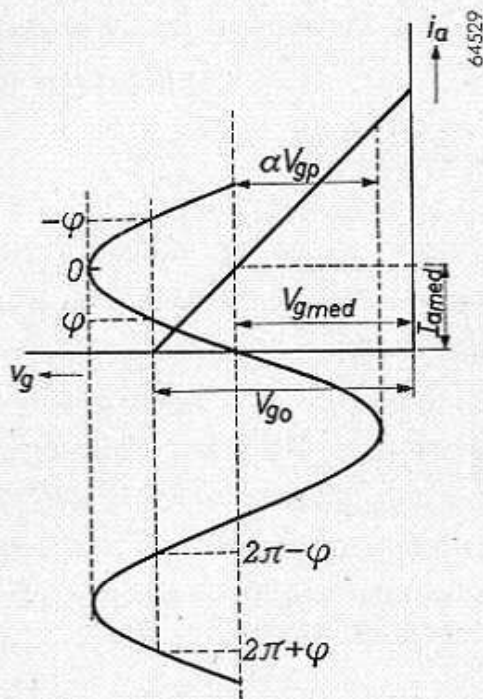


Fig. 130. Situatie voor de klasse AB-uitsturing met bijbehorende grootheden.

Indien de roosterwisselspanning gelijk is aan nul, bedraagt de anodestroom  $I_{amedo}$  en de negatieve voorspanning  $V_{gmedo}$ . Deze negatieve voorspanning wordt verkregen als de spanningsval in de kathodeweerstand  $R_k$ . We nemen aan dat bij buizen met verscheidene roosters de schermroosterstroom zo klein is t.o.v. de anodestroom, dat deze niet bijdraagt tot de spanningsval in de kathodeweerstand. De roosterruimte en de steilheid van de buis noemen we respectievelijk  $V_{go}$  en  $S$ . We krijgen dan de volgende vergelijkingen (waarbij we veronderstellen, dat de karakteristiek recht is; zie fig. 130):

$$I_{amedo} = S \{ V_{go} - V_{gmedo} \}^* \dots \dots \dots \text{(VII A 88)}$$

$$2 I_{amedo} R_k = V_{gmedo} \dots \dots \dots \text{(VII A 89)}$$

Bij de grootste roosterwisselspanning  $V_{gp}$ , welke voorlopig willekeurig is gekozen, is de negatieve voorspanning gelijk aan de afkniijpspanning  $V_{go}$ , en is de amplitude van de anodestroom  $I_{ap}$ . De gemiddelde anodestroom bedraagt in dit geval per buis:

$$\frac{I_{ap}}{\pi}$$

Hieruit volgen de vergelijkingen:

$$I_{ap} = S V_{gp} \dots \dots \dots \text{(VII A 90)}$$

$$2 \frac{I_{ap}}{\pi} R_k = V_{go} \dots \dots \dots \text{(VII A 91)}$$

\*) Onder  $V_{go}$  en  $V_{gmed}$  zijn positieve grootheden te verstaan.

De onbekenden in deze vier vergelijkingen zijn  $I_{ap}$ ,  $I_{amedo}$ ,  $V_{gmedo}$  en  $R_k$ .  
 Uit de vergelijkingen (VII A 90 en 91) volgt:

$$S R_k = \frac{\pi}{2} \frac{V_{go}}{V_{gp}} \dots \dots \dots \text{(VII A 92)}$$

De kathodeweerstand volgt dus uit de waarde van  $V_{gp}$ , welke als voorwaarde voor maximale uitsturing is vastgesteld, terwijl  $V_{gmedo}$  en  $I_{amedo}$  kunnen worden bepaald uit de vergelijkingen (VII A 89) voor de rusttoestand en uit de karakteristiek (VII A 88),

nl.: 
$$V_{gmedo} = \frac{\pi V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}} V_{go} \dots \dots \dots \text{(VII A 93)}$$

$$I_{amedo} = S V_{go} \left\{ 1 - \frac{\pi V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}} \right\} = \frac{I_{ao} V_{gp}}{\pi V_{go} + V_{gp}} = I_{ap} \frac{V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}} \dots \dots \dots \text{(VII A 94)}$$

Deze formules worden interessant, als de wisselspanning aan het rooster zo groot wordt gekozen, dat juist de roosterruimte van de buis volledig wordt uitgestuurd.

We vinden dan:

$$I_{ap} = I_{ao} = S V_{go} \dots \dots \dots \text{(VII A 91a)}$$

$$S R_k = \frac{\pi}{2} \dots \dots \dots \text{(VII A 92a)}$$

$$V_{gmedo} = \frac{\pi}{\pi + 1} V_{go} \sim 0,75 V_{go} \dots \dots \dots \text{(VII A 93a)}$$

$$I_{amedo} = \frac{1}{\pi + 1} I_{ao} = 0,241 I_{ao} \sim \frac{I_{ao}}{4} \dots \dots \dots \text{(VII A 94a)}$$

De negatieve voorspanning is in dit geval gelijk aan  $\frac{3}{4} V_{go}$ , terwijl de ruststroom ongeveer  $\frac{1}{4}$  gedeelte bedraagt van de nulstroom.

We zullen nu verder nagaan hoe de gemiddelde anodestroom, de negatieve voorspanning enz., zich gedragen als functie van de roosterwisselspanning. Daarbij zien we eerst weer af van het zo juist genoemde speciale geval dat  $V_{gp} = V_{go}$ .

Zoals we reeds opmerkten, blijft, voor elke gekozen waarde van  $V_{gp}$  het werkpunt op zijn plaats, zolang op elk moment de anodestroom

blijft vloeien, dus als het gedeelte  $\alpha V_{gp}$  \*) van de wisselspanning kleiner is dan (waarbij  $V_{gp}$  niet gelijk hoeft te zijn aan  $V_{go}$ ):

$$\alpha V_{gp} < V_{go} - V_{gmedo}$$

of na substitutie van (VII A 93):

$$\alpha \leq \frac{1}{\pi + \frac{V_{gp}}{V_{go}}} \dots \dots \dots \text{(VII A 95)}$$

Zolang aan (VII A 95) wordt voldaan, verandert de gemiddelde anodestroom niet, en is dan gelijk aan de ruststroom van de buis:

$$I_{amedo} = \frac{V_{gp}}{\pi V_{go} + V_{gp}} I_{ao} \dots \dots \dots \text{(VII A 94)}$$

Voor roosterwisselspanningen die groter zijn dan  $V_{go} - V_{gmedo}$  wordt de negatieve voorspanning ook weer gevonden uit de spanningsval van de gemiddelde stroom van de buizen in de kathodeweerstand  $R_k$ .

We gaan nu de instelling van de buizen na voor:

$$\frac{1}{\pi + \frac{V_{gp}}{V_{go}}} \leq \alpha \leq 1.$$

In dit geval is, gedurende een gedeelte van de periode, de anodestroom gelijk nul.

Het stroomloze interval wordt aangeduid door de hoek  $\varphi$ . Het verband tussen de hoek  $\varphi$  en de grootte  $\alpha$  wordt gegeven door (zie fig. 130):

$$V_{gmed} + \alpha V_{gp} \cos \varphi = V_{go}$$

of: 
$$\alpha = \frac{V_{go} - V_{gmed}}{V_{gp}} \frac{1}{\cos \varphi}, \dots \dots \dots \text{(VII A 96)}$$

waarin  $V_{gmed}$  voorstelt de negatieve voorspanning van de buizen, behorend bij de roosterwisselspanning  $\alpha V_{gp}$ .

Wij vinden met behulp van vergelijking (VII A 92) dus:

$$V_{gmed} = 2 I_{amed} R_k = \pi \frac{I_{amed}}{S} \frac{V_{go}}{V_{gp}} \dots \dots \dots \text{(VII A 97)}$$

De momentele anodestroom van de buis vinden we uit:

\*) Een willekeurige wisselspanning wordt verder aangeduid door  $\alpha V_{gp}$ .

$$i_a = S (V_{go} + v_g) = S (V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{gp} \cos \omega t) = \\ = S (V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{gp} \cos x),$$

waarin  $x = \omega t$ .

Voor de gemiddelde anodestroom per buis vinden we:

$$I_{amed} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{2\pi-\varphi} i_a dx = \\ = S\alpha V_{gp} \left\{ \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \cos \varphi + \frac{\sin \varphi}{\pi} \right\} \dots \dots \dots \text{(VII A 98)}$$

Uit de vergelijkingen (VII A 98), (97) en (96) volgt:

$$V_{gmed} = V_{go} \frac{\frac{V_{go}}{V_{gp}} (\pi - \varphi + \text{tg } \varphi)}{1 + \frac{V_{go}}{V_{gp}} (\pi - \varphi + \text{tg } \varphi)} \dots \dots \dots \text{(VII A 99)}$$

Met behulp van deze vergelijking kunnen we  $V_{gmed}$  bepalen als functie van  $\varphi$ . Daarna kan men de gemiddelde stroom berekenen uit vergelijking (VII A 97), welke ook geschreven kan worden in de vorm:

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{gmed}}{V_{go}} \cdot \frac{V_{gp}}{V_{go}}, \dots \dots \dots \text{(VII A 100)}$$

terwijl  $\alpha$  wordt gegeven door vergelijking (VII A 96).

Wij vestigen ook hier weer de aandacht op het speciale geval van volle uitsturing, d.w.z.  $V_{gp} = V_{go}$ . We vinden dan de volgende formules:  
Als:

$$\alpha = \frac{1}{\pi + 1} = 0,241. \dots \dots \dots \text{(VII A 95a)}$$

dan is:

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi + 1} = 0,241 \dots \dots \text{(VII A 94a)}$$

Deze formules hadden we reeds afgeleid.

Voor:

$$1 \geq \alpha \geq \frac{1}{\pi + 1} = 0,24 \dots \dots \dots \text{(VII A 95a)}$$

geldt:

$$V_{gmed} = V_{go} \frac{\pi - \varphi + \text{tg } \varphi}{1 + \pi - \varphi + \text{tg } \varphi} \dots \text{(VII A 99a)}$$

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{gmed}}{V_{go}} \dots \dots \dots \text{(VII A 100a)}$$

$$\alpha = \frac{V_{go} - V_{gmed}}{V_{go}} \frac{1}{\cos \varphi} \dots \dots \text{(VII A 96a)}$$

Deze formules kunnen op overzichtelijker wijze grafisch worden voorgesteld. Daartoe wordt  $V_{gmed}$  uit een veronderstelde  $\varphi$  berekend; daarna  $I_{amed}$  uit  $V_{gmed}$ . Ten slotte volgt  $\alpha$  uit  $\varphi$  en  $V_{gmed}$ .

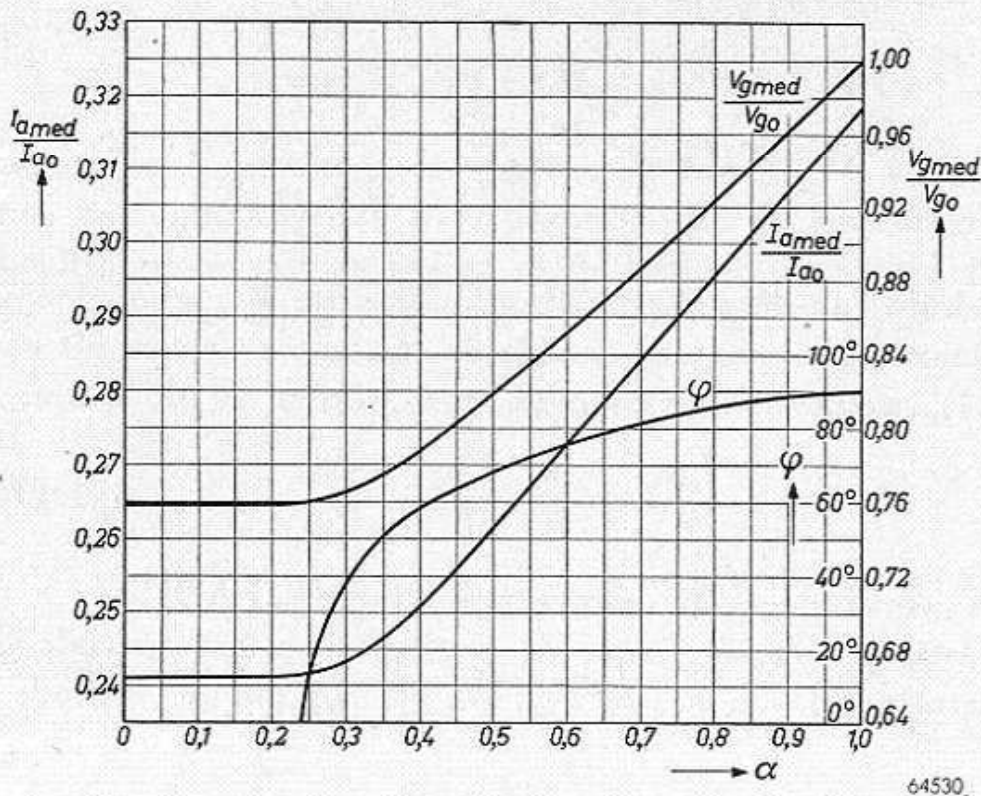


Fig. 131.  $\varphi$ ,  $\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$  en  $\frac{V_{gmed}}{V_{go}}$  als functie van de uitsturing  $\alpha$  voor een klasse AB-eindtrap met twee pentoden in balans geschakeld voor volledige uitsturing van de roosterruimte.

Het verloop van

$$\frac{V_{gmed}}{V_{go}}, \frac{I_{amed}}{I_{ao}}$$

en  $\varphi$  als functie van  $\alpha$  voor het geval  $V_{gp} = V_{go}$ , is afgebeeld in fig. 131.

We kunnen uit deze figuur voor een waarde van  $\alpha$  gemakkelijk de waarden van  $\frac{V_{gmed}}{V_{go}}$  en  $\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$  bepalen; deze waarden zijn belangrijk voor

het berekenen van het nodige vermogen, het af te geven vermogen en de anodedissipatie.

Men ziet uit deze figuur duidelijk, dat de anodestroomtoeneming t.o.v. de ruststroom niet groot is; deze bedraagt slechts:

$$\frac{I_{amed} \left( \varphi = \frac{\pi}{2} \right)}{I_{amedo}} = \frac{0,318}{0,241} = 1,32 \times .$$

§ 4. Vereist vermogen, afgegeven vermogen, gunstigste aanpasweerstand, anodedissipatie voor uitsturing van de roosterruimte van de buis bij vaste voedingsspanning voor twee penthoden

Zolang de eindtrap in klasse A werkzaam is, vinden we voor het vereiste vermogen (uit VII A 94a):

$$W_b = 2 I_{amedo} V_b = \frac{2}{\pi + 1} I_{ao} V_b \dots \text{(VII A 101)}$$

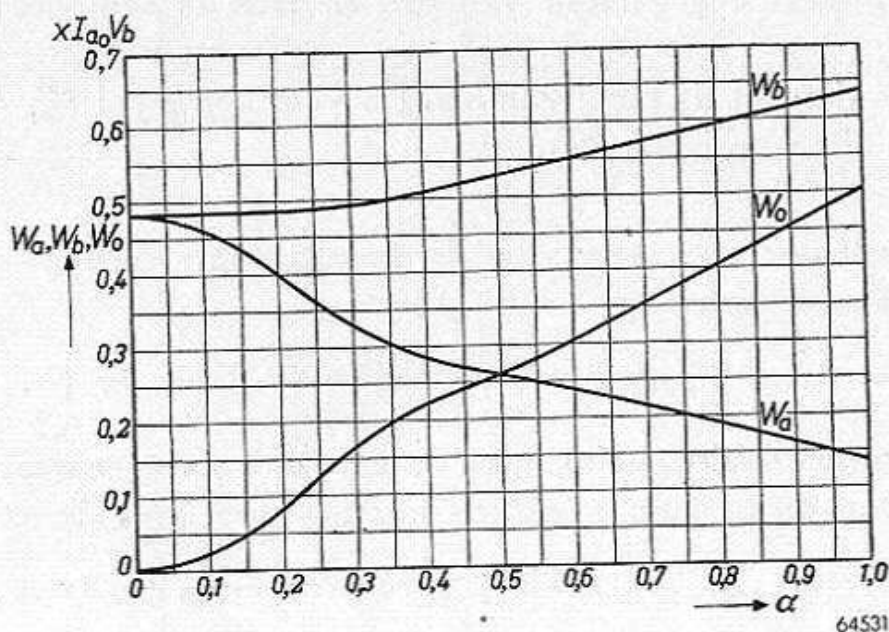


Fig. 132. Verloop van  $W_b$ ,  $W_o$  en  $W_a$  als functie van de uitsturing van de roosterruimte, voor twee penthoden klasse AB en de aanpasweerstand.

$$R_{aa} = \frac{4 V_b}{I_{ao}}$$

In het geval van AB-uitsturing vinden we:

$$W_b = 2 I_{amed} V_b.$$

Aangezien het verloop van  $I_{amed}$  als functie van de roosterwissel-

spanning is af te lezen uit fig. 131, kan  $W_b$  worden berekend; het verloop als functie van  $\alpha$  is voorgesteld in fig. 132.

Voor het berekenen van het uitgangsvermogen, moeten we de wisselstroom door de belastingsweerstand  $R_{aa}$  kennen. De stroom door de belastingsweerstand is, zoals we reeds in § 2 hebben gezien, gelijk aan

$$i_{Raa} = \frac{1}{2} (i_a' - i_a'').$$

Zolang de buizen in klasse A-instelling werken, bedraagt de anodewisselstroom per buis  $\alpha S V_{gp} \cos x$  ( $x = \omega t$ ); dus bedraagt de stroom door de naar de primaire getransformeerde belastingsweerstand:

$$\alpha S V_{gp} \cos x.$$

We vinden voor het totale afgegeven vermogen:

$$W_o = \frac{1}{2} \alpha^2 S^2 V_{gp}^2 R_{aa} = \frac{1}{2} \alpha^2 I_{ap}^2 R_{aa} \dots \quad (\text{VII A } 102a)$$

Bij de uitsturing in AB-instelling blijven de stromen van de beide buizen met elkaar in tegenfase, maar ze zijn niet meer aan elkaar gelijk. Gedurende bepaalde gedeelten van een periode is een van de buizen stroomloos.

We komen dan tot de tabel van blz. 179 voor het geval  $V_{gp} = V_{go}$  (uitsturing van de roosterruimte).

De anodestroom van een van de buizen kan worden voorgesteld door een Fourier reeks:

$$i_a' = I_{amed} + I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x + I_{a3} \cos 3x + \dots$$

Daar de roosterwisselspanning aan de ene buis in tegenfase en gelijk is met die van de andere, wordt de anodestroom van de andere buis:

$$i_a'' = I_{amed} - I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x - I_{a3} \cos 3x \dots$$

De stroom in de belastingsweerstand is dan:

$$i_{Raa} = I_{a1} \cos x + I_{a3} \cos 3x \dots,$$

waaruit we zien:

1. er is geen gelijkstroomcomponent;
2. er treden alleen oneven harmonischen op.

Voor het door deze stroom aan de belastingsweerstand af te geven vermogen vinden wij:



$x = \omega t$	Stroom door buis Nr. 1	Stroom door buis Nr. 2	Stroom door belastingsweerstand
$-\varphi < x < \varphi$	$S(V_{g0} - V_{gmed} + \alpha V_{g0} \cos x)$	0	$+\frac{S}{2}(V_{g0} - V_{gmed} + V_{g0} \cos x)$
$\varphi < x < \pi - \varphi$	$S(V_{g0} - V_{gmed} + \alpha V_{g0} \cos x)$	$S(V_{g0} - V_{gmed} - \alpha V_{g0} \cos x)$	$S\alpha V_{g0} \cos x$
$\pi - \varphi < x < \pi + \varphi$	0	$S(V_{g0} - V_{gmed} - \alpha V_{g0} \cos x)$	$-\frac{S}{2}(V_{g0} - V_{gmed} - \alpha V_{g0} \cos x)$
$\pi + \varphi < x < 2\pi - \varphi$	$S(V_{g0} - V_{gmed} + \alpha V_{g0} \cos x)$	$S(V_{g0} - V_{gmed} - \alpha V_{g0} \cos x)$	$S\alpha V_{g0} \cos x$

$$W_o = \frac{R_{aa}}{2\pi} \int_{-\varphi}^{2\pi-\varphi} i_{Raa}^2 dx =$$

$$= \frac{1}{2} S^2 \alpha^2 V_{go}^2 \left\{ 1 + \frac{\sin 2\varphi}{4\pi} + \frac{\varphi}{2\pi} \cos 2\varphi - \frac{\varphi}{\pi} \right\} R_{aa} \dots \text{(VII A 102b)}$$

We hebben in formule (VII A 102b) het totale uitgangsvermogen van de vervormde anodespanning gegeven. Het vermogen voor de grondgolf is ook zeer eenvoudig te berekenen, nl.  $W_o = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_{aa}$ .

Voor de grondgolf vinden we:

$$I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\varphi}^{2\pi-\varphi} i_{Raa} \cos x dx = S\alpha V_{go} \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}.$$

Dientengevolge wordt het uitgangsvermogen voor de grondgolf:

$$W_o (I_{a1}) = \frac{1}{2} S^2 \alpha^2 V_{go}^2 \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 R_{aa} \dots \text{(VII A 102b')}$$

Het verschil tussen het totale uitgangsvermogen en het uitgangsvermogen van de grondgolf is zeer gering.

Het relatieve verschil  $\frac{\Delta W_o}{W_o}$  bedraagt als functie van  $\varphi$ :

$\varphi$	0	15°	30°	45°	60°	75°	90°	
$\frac{\Delta W_o}{W_o}$	0	6	20	44	62	128	0	$\times 10^{-4}$ ,

dus in het maximale geval ruim 1%.

We kunnen dus voor onze berekeningen en metingen volstaan met de grondgolf.

Nu zullen we voor het geval, dat de aanpasweerstand  $R_{aa}$  de gunstigste is, het verloop van  $W_o$  bepalen als functie van  $\alpha$ . De gunstigste aanpasweerstand vinden we uit

$$S V_{go} R_{aa} = I_{ao} R_{aa} = 4 V_b.$$

We vinden dus voor het uitgangsvermogen:

$$W_o = \frac{1}{2} S^2 \alpha^2 V_{go}^2 \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 R_{aa} =$$

$$= 2\alpha^2 I_{ao} V_b \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 \dots \dots \dots \text{(VII A 103)}$$

In fig. 132 is het verloop van  $\frac{W_b}{I_{ao} V_b}$  voorgesteld als functie van de roosterwisselspanning (dus als functie van  $a$ ). In deze figuur is ook het verloop van  $\frac{W_o}{I_{ao} V_b}$  als functie van de roosterwisselspanning opgenomen.

We zien uit deze figuur, dat  $W_b$  constant blijft zolang de buizen in A-instelling werkzaam zijn, om daarna in AB-instelling langzaam toe te nemen. Verder neemt  $W_o$  in A-instelling kwadratisch toe met de roosterspanning; in het AB-gebied is de toeneming veel minder sterk (ongeveer lineair als functie van de roosterwisselspanning).

### § 5. Gunstigste aanpasweerstand, anodedissipatie en maximaal uitgangsvermogen als functie van de voedingsspanning

We gaan nu, voor het geval de roosterruimte van de penthoden volledig wordt uitgestuurd, de gunstigste aanpasweerstand, het maximale uitgangsvermogen en de anodedissipatie bepalen als functie van de voedingsspanning.

De kathodeweerstand vinden we uit:

$$SR_k = \frac{\pi}{2} \dots \dots \dots \text{(VII A 92a)}$$

De negatieve voorspanning zonder roosterwisselspanning is gelijk aan:

$$V_{gmedo} = \frac{\pi}{\pi + 1} V_{go} \dots \dots \dots \text{(VII A 93a)}$$

Bij uitsturing van de roosterruimte bedraagt de amplitude van de anodewisselstroom  $I_{ao}$ ; indien de belastingsweerstand van anode tot anode  $R_{aa}$  bedraagt, vinden we het afgegeven vermogen uit formule (VII A 102b) voor:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ en } a = 1, \quad \text{(Zie ook klasse B)}$$

$$W_o = \frac{1}{8} I_{ao}^2 R_{aa}.$$

Dit bedrag wensen we bij een bepaalde voedingsspanning zo groot mogelijk te maken. Dit is het geval als de anodewisselspanning gelijk is aan de voedingsspanning, dus:

$$V_{ap} = I_{ao} \frac{R_{aa}}{4} = V_b.$$

Het afgegeven vermogen bedraagt dan:

$$W_{om} = \frac{1}{2} I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 104)}$$

Het vereiste toegevoerde vermogen bedraagt dan:

$$W_{bm} = \frac{2}{\pi} I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 37)}$$

De anodedissipatie bedraagt dus in dit geval:

$$W_{am} = \left( \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right) I_{ao} V_b = 0,136 I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 105)}$$

Het rendement bij deze volle uitsturing is  $\eta = 78,5\%$ .

Voor de anodedissipatie zonder roosterwisselspanning vinden we (dit blijkt de grootste anodedissipatie tijdens de uitsturing te zijn):

$$W_{ao} = 2 I_{amedo} V_b = \frac{2}{\pi + 1} I_{ao} V_b = 0,485 I_{ao} V_b.$$

Uit het reeds bekende verloop van  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning voor de gunstigste aanpasweerstand kunnen wij, door dit bedrag af te trekken van  $W_b$  uit fig. 132, het verloop van  $W_a$  afleiden. Men ziet dat  $W_a$  afneemt naarmate de roosterwisselspanning toeneemt. De grootste anodedissipatie treedt inderdaad op bij roosterwisselspanning gelijk nul. Men kan het uitgangsvermogen nog slechts vergroten door verhoging van de voedingsspanning; het uitgangsvermogen neemt lineair toe met de voedingsspanning als  $I_{ao}$  constant blijft (schermrooster- spanning op dezelfde waarde houden). Deze verhoging van de voedings- spanning kan slechts zolang doorgaan als de maximale anodedissipatie van de buis niet wordt overschreden.

Voor alle voedingsspanningen die lager zijn dan die waarbij de anode- dissipatie gelijk is aan de maximale, is het uitgangsvermogen bij volle uitsturing van een AB- en B-eindtrap gelijk.

De voedingsspanning waarbij dit juist het geval is vinden we uit:

$$\frac{I_{ao} V_{bmax}}{\pi + 1} = W_{amax},$$

of: 
$$V_{bmax} = (\pi + 1) \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \dots \dots \dots \text{(VII A 106)}$$

Voor de voedingsspanning  $V_{bmax}$  bedraagt het uitgangsvermogen bij volle uitsturing van de roosterruimte:

$$W_{omax} = \frac{1}{2} I_{ao} V_{bmax} = \frac{\pi + 1}{2} W_{amax} = 2,071 W_{amax} \quad (\text{VII A } 107)$$

Voor een klasse B-eindtrap vonden we voor het maximale uitgangsvermogen

$$W_{omax} (B) = \frac{\pi^2}{2} W_{amax}$$

We krijgen dus bij uitsturing met een enkelvoudige sinusvormige roosterwisselspanning:

$$\frac{W_{omax} (B)}{W_{omax} (A \cdot B)} = \frac{\pi^2}{\pi + 1} = 2,385.$$

Het nadeel van een AB-trap t.o.v. een klasse B-eindtrap is wel, dat het uitgangsvermogen belangrijk kleiner is. De voordelen van een klasse AB-eindtrap werden reeds genoemd in A II § 1.

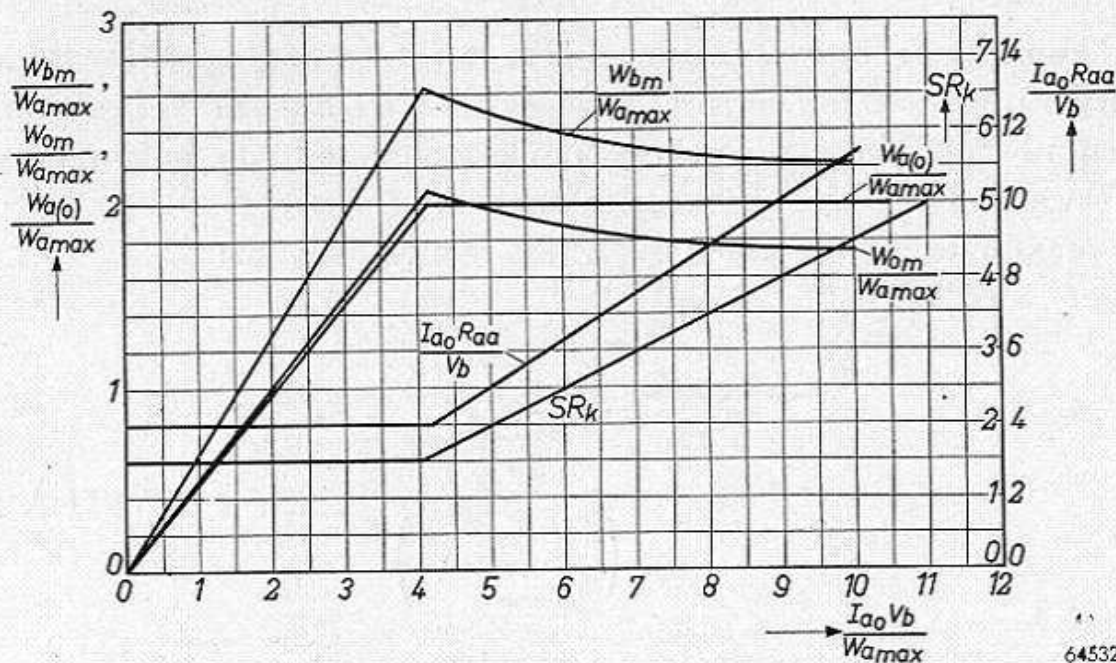


Fig. 133.  $SR_k$ ,  $\frac{W_{bm}}{W_{amax}}$ ,  $\frac{W_{om}}{W_{amax}}$ ,  $\frac{W_a(0)}{W_{amax}}$  en  $\frac{I_{ao} R_{aa}}{V_b}$  als functie van  $\frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}}$ , voor twee penthoden in balans, voor klasse AB-instelling.

In fig. 133 is het verloop van

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}}, \frac{W_{bm}}{W_{amax}}, \frac{W_{ao}}{W_{amax}}$$

afgebeeld als functie van de voedingsspanning  $V_b$ .

Men zou nog kunnen proberen een zodanige instelling van de buizen boven  $V_{bmax}$  te vinden, dat de anodedissipatie van de buizen niet wordt overschreden. In dit geval kiest men de kathodeweerstand zodanig, dat in de rusttoestand de anodedissipatie juist gelijk is aan de maximale:

$$I_{amedo} = \frac{W_{amax}}{V_b} \dots \dots \dots \text{(VII A 108)}$$

Aangezien

$$I_{amedo} = I_{ao} \left\{ 1 - \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} \right\} \dots \dots \dots \text{(VII A 88)}$$

en

$$2 I_{amedo} R_k = V_{gmedo} \dots \dots \dots \text{(VII A 89)}$$

vindt men:

$$SR_k = \frac{1}{2} \left( \frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}} - 1 \right) \dots \dots \dots \text{(VII A 109)}$$

Nu kunnen we ons afvragen, welke roosterspanning (wisselstroomamplitude) toelaatbaar is om juist de B-instelling te verkrijgen; we kunnen nl. niet meer de gehele anodestroom van de buis uitsturen, omdat we dan in klasse C zouden komen.

De maximale anodestroomamplitude vinden we uit:

$$2 \frac{I_{av}}{\pi} R_k = V_{go},$$

of:

$$I_{av} \leq \frac{\pi I_{ao}}{\left( \frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}} - 1 \right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 110)}$$

Het grootste uitgangsvermogen verkrijgen we, als we met deze wisselstroomamplitude de belastingsweerstand zo kiezen, dat juist de anodespanning wordt uitgestuurd, dus:

$$R_{aa} = \frac{4 V_b}{\pi I_{ao}} \left( \frac{I_{ao} V_b}{W_{amax}} - 1 \right) \dots \dots \dots \text{(VII A 111)}$$

Het uitgangsvermogen bedraagt dan:

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\left( 1 - \frac{W_{amax}}{V_b I_{ao}} \right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 112)}$$

De limiet voor  $W_{om}$  voor een zeer hoge voedingsspanning  $V_b = \infty$  bedraagt  $W_o = \frac{\pi}{2} W_{amax}$ ; deze limiet is een bedrag  $\frac{W_{amax}}{2}$  lager dan het maximale uitgangsvermogen.

Uit deze formule kunnen we concluderen, dat het uitgangsvermogen voor boven  $V_{bmax}$  toenemende voedingsspanning steeds kleiner wordt. Het bijbehorende toe te voeren vermogen bedraagt bij volledige uitsturing:

$$\frac{W_{bm}}{W_{amax}} = \frac{2}{\left(1 - \frac{W_{amax}}{V_b I_{ao}}\right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 113)}$$

We zien dus bij penthoden, klasse AB, zonder roosterstroom het merk-

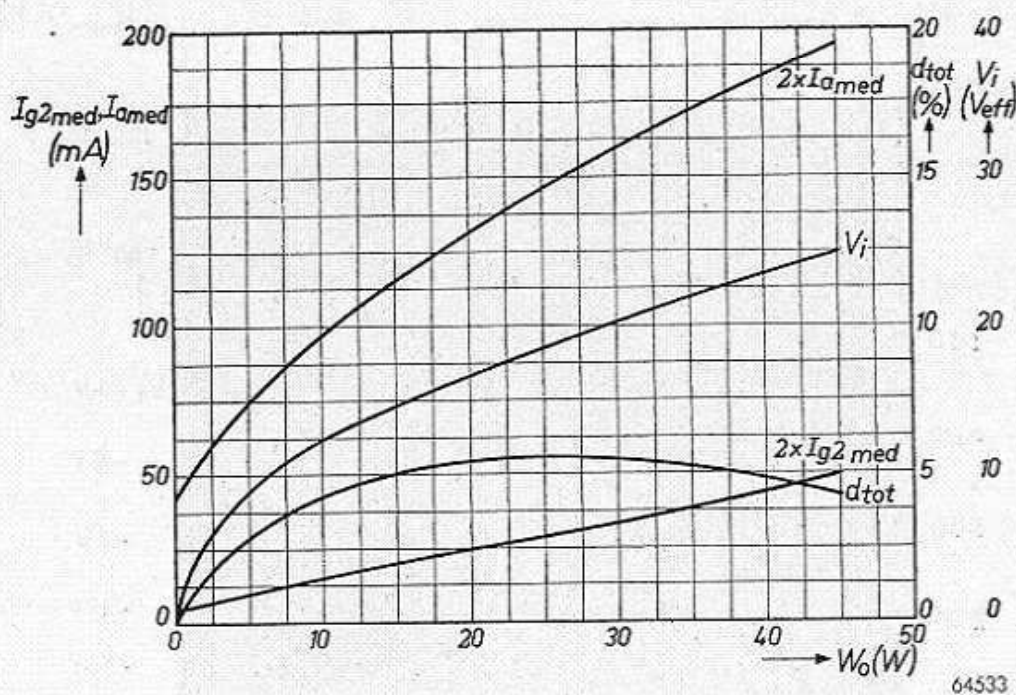


Fig. 134. Verloop van de gemiddelde anodestroom  $I_{amed}$ , roosterwisselspanning  $V_i$ , gemiddelde schermroosterstroom  $I_{g2med}$  en vervorming  $d_{tot}$  als functie van het uitgangsvermogen, voor  $2 \times EL 34$  in klasse AB, voor de instelling:

- |                                |                              |
|--------------------------------|------------------------------|
| $V_{ba} = 375 \text{ V}$       | $R_{aa} = 4 \text{ k}\Omega$ |
| $V_{bg2} = 375 \text{ V}$      | $V_{g1} = -36 \text{ V}$     |
| $R_{g2} = 0,5 \text{ k}\Omega$ | $V_{g3} = 0 \text{ V}$       |

waardige verschijnsel, dat een zekere waarde van de voedingsspanning is aan te wijzen, waarbij het afgegeven vermogen het grootst is; het is van belang voor de klasse AB deze gunstigste voedingsspanning te bepalen.

In fig. 133 is dit bedrag ook zeer goed te zien.

Ter illustratie van deze theoretische beschouwingen zullen wij ze toetsen aan de metingen van 2 eindpentoden EL 34.

De metingen voor de instelling:

$$V_{ba} = 375 \text{ V} \quad V_{bg2} = 375 \text{ V} \quad R_{g2} = 0,5 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{aa} = 4 \text{ k}\Omega, \quad R_k = 132 \text{ ohm} \text{ zijn gegeven in fig. 134.}$$

Uit deze figuur kunnen we een tabel (zie blz. 187) afleiden die als functie van de roosterwisselspanning de volgende grootheden geeft:

De kolommen  $V_i$ ,  $W_o$ ,  $I_{amed}$ ,  $I_{g2}$  en  $I_k$  spreken voor zich zelf;

$$V_{g1med} \text{ is berekend uit } V_{g1med} = 2 I_k R_k ; \quad V_a \text{ uit } V_a = 375 - V_{g1med} ;$$

$$V_{Bg2} = 1000 I_{g2} ;$$

$$V_{g2} \text{ uit } V_{g2} = 375 - V_{g1med} - V_{Bg2} ; \quad W_b \text{ uit } W_b = 2 I_{amed} V_a.$$

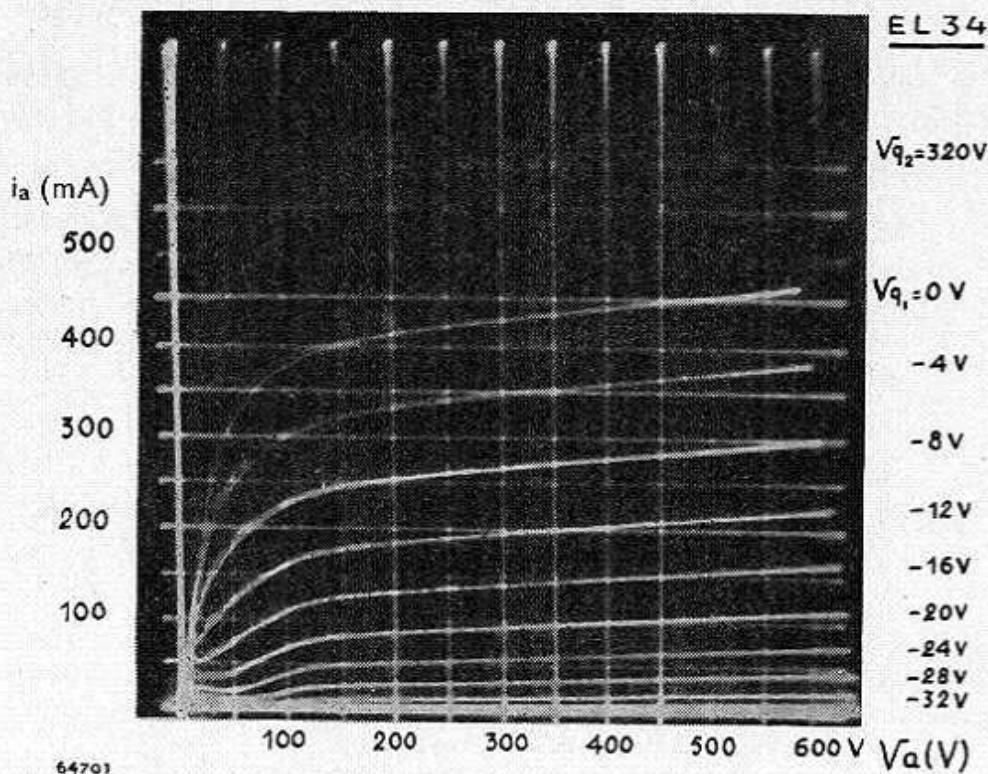


Fig. 135.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld voor EL 34 als penthode, voor  $V_{g2} = 320 \text{ V}$ .

De inwendige versterkingsfactor van de EL 34 bedraagt  $\mu_{21} = 11$ . Met behulp van deze versterkingsfactor kan men bij iedere schermroosterspanning de afknijpspanning van de buis bepalen; deze is nl. gelijk aan  $V_{g0} = \frac{V_{g2}}{11}$ . Hierbij is afgezien van de invloed van het eiland-effect.



$V_{\text{ipstek}}$	$W_o$	$2I_{\text{amed}}$	$2I_{\text{g2}}$	$2I_k$	$V_{\text{olmed}}$	$V_a$	$V_{Rg2}$	$V_{g2}$	$W_b$	$W_a$	$V_{g2} = \frac{V_{g2}}{11}$	$V_{g2}'$	$\frac{V_{\text{ipstek}}}{V_{g2}'}$
0	0	150	20	170	22,4	353	10	343	53,2	53,2	31,2	30,4	0
7	5	152	21	173	22,8	352	11	342	53,5	48,5	31,1	30,3	0,23
14,1	20,0	160	26	186	24,6	350	13	339	56,0	36,0	30,8	20,0	0,47
21,2	31,0	172	32	204	27,0	348	16	332	60,0	29,0	39,2	29,4	0,71
28,4	37,0	182	45	227	30,0	345	22,5	322	62,8	24,2	20,2	28,4	1,00

Dit bedrag is eveneens in de tabel gegeven; het moet nog worden verminderd met ca. 0,8 V, omdat het roosterstroomgebied begint bij ongeveer

—0,8 V. De spanning die dus voor uitsturing in aanmerking komt is in de tabel aangeduid als  $V_{g0}'$ .

Als functie van  $\frac{V_i}{V_{g0}'}$  zijn nu in fig. 136 de grootheden  $W_o$ ,  $W_{ao}$ , en  $V_{gmed}$  afgebeeld. Men ziet, dat het verloop van deze grootheden vrijwel overeenkomt met het theoretisch berekende, zoals dit in de fig. 131 en 132 is afgebeeld.

Berekent men uit de zojuist gedefinieerde afknijpspanning de negatieve voorspanning voor roosterwisselspanning gelijk nul, dan vindt men  $\frac{3}{4} \times 30 = 22,5$  V, hetgeen zeer goed met de experimentele waarde overeenstemt.

De anodestroom bij  $V_{g1} = 0$ ,  $V_a = 345$  V, en  $V_{g2} = 322$  V bedraagt ca. 440 mA (zie fig. 136).

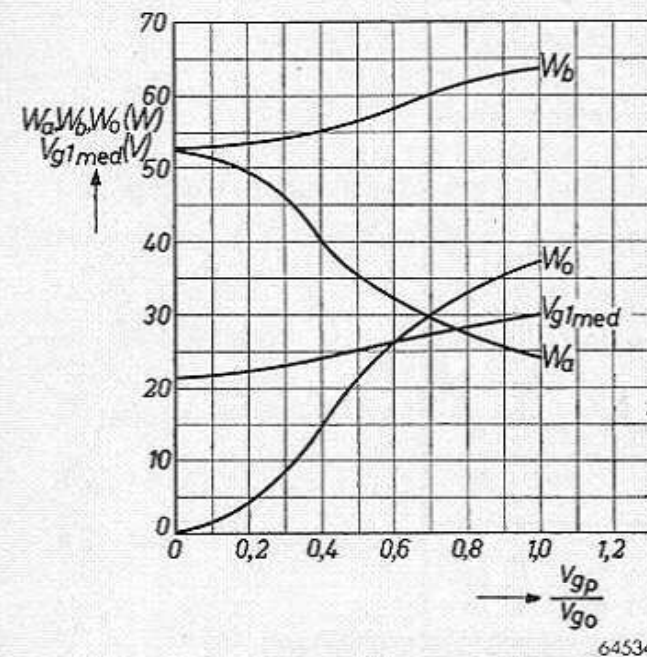


Fig. 136. Uitgangsvermogen, toegevoerd vermogen, anodedissipatie en negatieve rooster spanning als functie van de roosterwisselspanning op relatieve schaal, voor  $2 \times EL 34$  in klasse AB, voor de instelling:  $V_{ba} = 375$  V,  $V_{bg2} = 375$  V,  $R_{g2} = 0,5$  k $\Omega$ ,  $R_{aa} = 4$  k $\Omega$ ,  $R_k = 132$   $\Omega$ .

Op grond hiervan berekent men weer voor het uitgangsvermogen  $\frac{1}{2} \times 0,44 \times 360 = 77$  W.

Bekijkt men echter het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld, dan ziet men dat, voor  $V_{g1} = -0,8$  V en een anodespanning van ca. 60 V, de anodestroom ca. 290 mA bedraagt.

De anodewisselspanning bedraagt dan bij de aanpasweerstand van 4 k $\Omega$  290 V, d.w.z. men stuurt uit tot 55 V.

Dit kan men precies vinden door uit het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld op de reeds in § 2 behandelde wijze via het karakteristiekenveld

$$i_a' - i_a'' = f(v_a')$$

de belastingslijn te construeren.

Men berekent dan voor het uitgangsvermogen:

$$W_o = \frac{1}{2} I_{ap}^2 \frac{R_{aa}}{4} = \frac{1}{2} \times 0,29^2 \times 1000 = 42$$
 W,

hetgeen vrij goed met het gemeten resultaat overeenstemt.

Voor de gemiddelde stroom berekenen we:

$$\frac{290}{\pi} = 92 \text{ mA, tegen } 91 \text{ mA,}$$

zoals in de praktijk wordt gevonden.

De anodedissipatie bij volledige uitsturing is gelijk aan:

$$2 \times 91 \times 345 \times 10^{-3} - 37 = 25 \text{ W.}$$

In fig. 137 is het verloop van het uitgangsvermogen gegeven als functie van de voedingsspanning voor  $V_{g2} = 375 \text{ V}$ . Men ziet hierin het karakteristieke maximum, zoals ook was berekend. Uit de  $i_a/v_a$ -karakteristiekenbundel, als in figuur 135 is gegeven, leest men af  $I_{ap} = 400 \text{ mA}$  bij  $V_a = 50 \text{ V}$ . Houdt men nog rekening met het feit, dat men ook voor de klasse B-instelling een ruststroom van ca. 20 à 25 mA nodig heeft, dan vindt men voor de karakteristieke spanning van dit maximum:

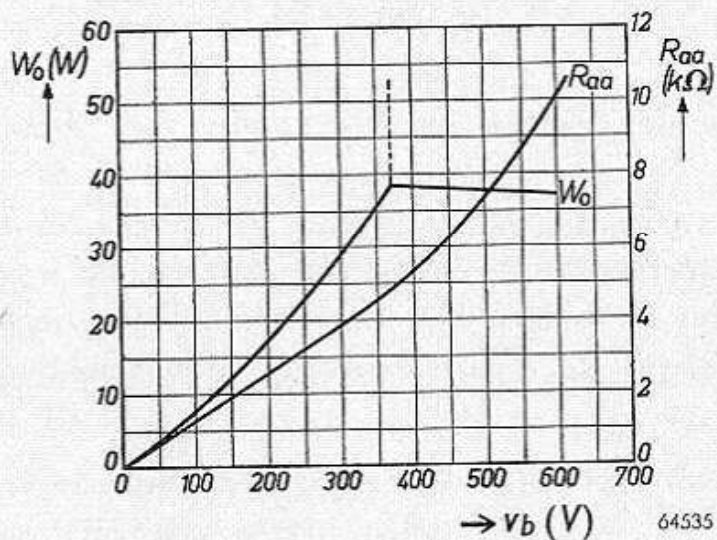


Fig. 137. Uitgangsvermogen  $W_o$  en gunstigste aanpasweerstand  $R_{aa}$  als functie van de voedingsspanning voor  $2 \times \text{EL } 34$  in klasse AB, voor  $V_{g2} = 375 \text{ V}$ .

$$V_{bmax} = \frac{4,2 W_{amax}}{I_{ao}} = \frac{4,2 \times 25}{0,375} = 280 \text{ V.}$$

Hierbij moet men nog ca. 50 V optellen, omdat men de anodespanning niet tot nul volt kan uitsturen, zodat men komt op ca. 330 V.

Uit fig. 137 leest men af  $V_{bmax} = 375 \text{ V}$ . Voor de grootte van het uitgangsvermogen vindt men ca. 40 W (berekend 50 W). De waarde van de gunstigste aanpasweerstand is in fig. 137 eveneens gegeven voor de verschillende voedingsspanningen. Uit de afgeleide meetresultaten vindt men:

$$\frac{V_b I_{ao}}{W_{amax}} = 6,75 \text{ voor } V_b = 600 \text{ V}$$

(zie fig. 133), indien we kiezen:

$$\frac{V_b I_{ao}}{W_{amax}} \text{ voor } 375 \text{ V, bij } 4,2.$$

Hieruit volgt:

$$\frac{I_{ao} R_{aa}}{V_b} = 7,2, \text{ of } R_{aa} = \frac{600}{375} \times 7,2 = 11,5 \text{ k}\Omega,$$

terwijl 10 k $\Omega$  bleek de beste resultaten op te leveren.

Voor de waarde van de kathodeweerstand vinden we:

$$SR_k = 2,90 \text{ of } R_k = \frac{2,90 V_{go}}{I_{ao}} = \frac{2,90 \times 30}{0,375} = 252 \text{ ohm};$$

in de praktijk werd gevonden 310 ohm.

Tevens wordt ook experimenteel bevestigd, dat bij het verkrijgen van het maximale uitgangsvermogen bij de hogere spanningen, de gehele roosterruimte niet wordt uitgestuurd; we vinden bijv. voor  $V_b = 600 \text{ V}$ , dat de buizen zijn ingesteld bij een negatieve voorspanning van 41 V, terwijl de roosterwisselspanning slechts 35 V piek bedraagt.

## § 6. Het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand voor twee penthoden klasse AB bij verschillende voedingsspanningen

In de voorafgaande paragrafen hebben we de uitsturing van de buizen beschouwd voor de gunstigste aanpasweerstand. Daar er echter in de praktijk toestanden voorkomen, waarbij de belastingsweerstand hiervan kan afwijken, zullen we ook hiervoor het uitgangsvermogen berekenen.

Men dient hierbij te bedenken, dat de instelling van de buis ook wordt bepaald door de kathodeweerstand. De waarde van deze kathodeweerstand werd in § 4 berekend voor de gunstigste aanpasweerstand als functie van de voedingsspanning. Het is duidelijk, dat voor andere belastingsweerstand deze kathodeweerstand van invloed kan zijn op de resultaten.

Nemen we eerst aan, dat de voedingsspanning zeer laag is. Wordt de anodestroom  $I_{ao}$  uitgestuurd (hetgeen voor alle belastingsweerstand kleiner dan  $R_{aak}$  \*) het geval is), dan zal het werkpunt, zoals in figuur 138 is te zien, in punt A komen (B-instelling), omdat dit ook het geval is voor de gunstigste aanpasweerstand

\*) Ter vermijding van verwarring, is de gunstigste aanpasweerstand in deze paragraaf aangeduid met  $R_{aak}$ .

$$\left( R_{aa} = R_{aa\bar{k}} = \frac{4 V_b}{I_{a0}} \right).$$

De anodedissipatie bij maximale uitsturing zal maximaal zijn, als de belastingsweerstand gelijk nul is. Voor grotere weerstanden dan de gunstigste aanpasweerstand

$$R_{aa\bar{k}} = \frac{4 V_b}{I_{a0}},$$

zal niet meer de gehele anodestroom, maar wel de gehele anodespanning, worden uitgestuurd.

Daarom zal voor de belastingsweerstand  $R_{aa}(AB)$  het werkpunt liggen bijv. in punt  $B$  (de gemiddelde anodestroom is kleiner geworden). Voor een zekere weerstand  $R_{aa}(A)$  is de anodewisselstroom die nodig is om de anodespanning uit te sturen, gelijk aan de ruststroom van de buizen, d.w.z. de uitsturing heeft dan plaats in A-instelling; het werkpunt blijft onafhankelijk van de uitsturing in  $C$ . Dit is ook het geval voor alle weerstanden die groter zijn dan deze weerstand  $R_{aa}(A)$ .

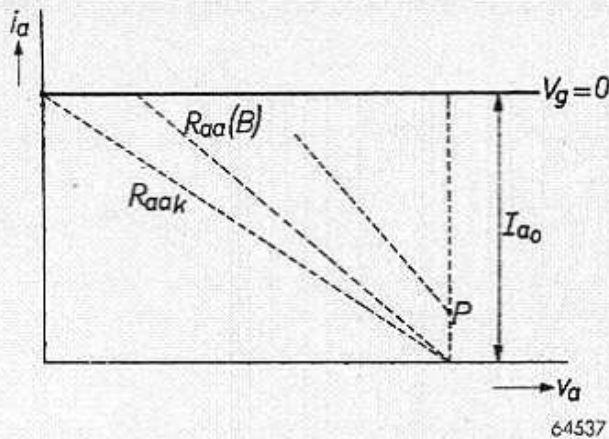


Fig. 139. Belastingslijnen met bijbehorende werkpunten voor verschillende belastingsweerstand in  $i_a/v_a$ -diagram voor een klasse AB-eindtrap. Voor de belastingslijn door  $P$  kan de anodestroom niet verder worden uitgestuurd dan is getekend, omdat anders de maximale anodedissipatie van de buis wordt overschreden.

welke men nog juist B-uitsturing mag bereiken. Voor kleinere weerstanden kan men dan niet de gehele anodestroom uitsturen en houdt men dus AB-uitsturing (zie fig. 139).

Deze grens is gekenmerkt door de weerstand  $R_{aa}(B)$ .

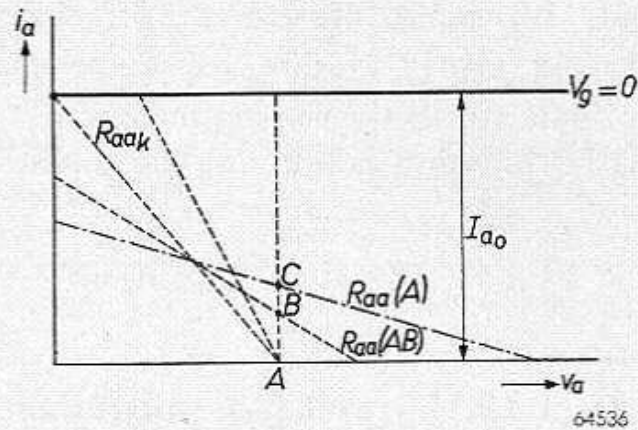


Fig. 138. Belastingslijnen met bijbehorende werkpunten voor verschillende belastingsweerstand in  $i_a/v_a$ -diagram voor een klasse AB-eindtrap.

Bij verhoging van de voedingspanning wordt de anodedissipatie voor de belastingsweerstand nul gelijk aan de maximale anodedissipatie voor volledige uitsturing. Boven de voedingspanning waarbij deze maximale anodedissipatie wordt bereikt, is er een zekere limietweerstand aan te wijzen, bij

Nu kan men op analoge wijze als voor klasse B werd gedaan, het uitgangsvermogen voor een bepaalde belastingsweerstand berekenen voor gegeven voedingsspanning, onder inachtneming van de maximaal toelaatbare anodedissipatie. Als illustratie willen we bijv. aantonen dat, bij belastingsweerstand gelijk nul, de anodedissipatie bij uitsturing groter is dan bij wisselspanning gelijk nul.

Zoals we in de vorige paragraaf hebben aangetoond, bedraagt voor wisselspanning gelijk nul, de anodedissipatie:

$$W_{ao} = 2 I_{amedo} V_b = \frac{2}{\pi + 1} I_{ao} V_b = 0,483 I_{ao} V_b,$$

terwijl zij, bij volledige uitsturing, voor kortgesloten belastingsweerstand bedraagt:

$$W_{am} = \frac{2}{\pi} I_{ao} V_b = 0,636 I_{ao} V_b,$$

daar het toegevoerde vermogen in de buis wordt gedissipeerd. Hieruit ziet men dat, voor hogere voedingsspanningen, de anodestroom bij

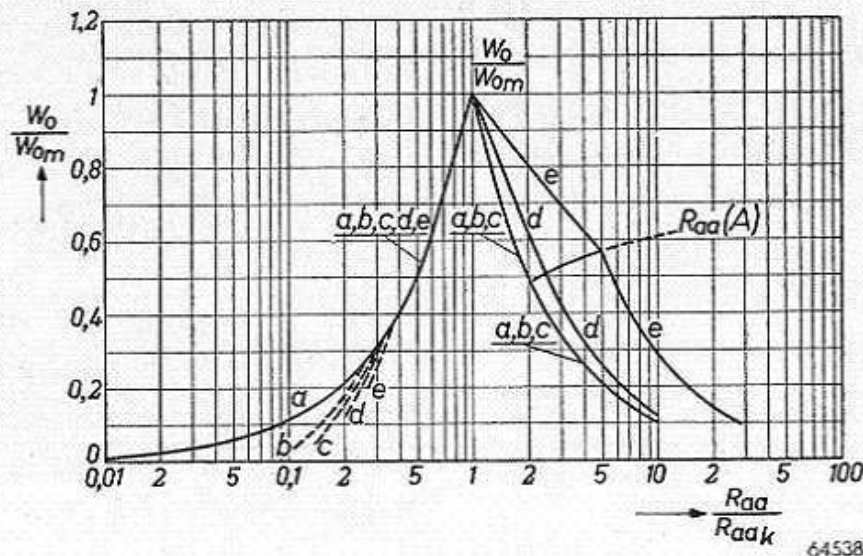


Fig. 140. Verloop  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_{aa}}{R_{aak}}$  voor twee pentoden in klasse AB, voor verschillende voedingsspanningen  $\left( R_{aak} = \frac{4 V_b}{I_{ao}} \right)$ .

- |                                      |                               |
|--------------------------------------|-------------------------------|
| a) $V_b I_{ao} < \pi W_{amax}$       | d) $V_b I_{ao} = 5 W_{amax}$  |
| b) $V_b I_{ao} = 3,92 W_{amax}$      | e) $V_b I_{ao} = 10 W_{amax}$ |
| c) $V_b I_{ao} = (\pi + 1) W_{amax}$ |                               |

kleinere belastingsweerstand dan de gunstigste niet volledig kan worden uitgestuurd.

De resultaten van de berekening, waarbij  $\frac{W_o}{W_{om}}$  is afgebeeld als functie van  $\frac{R_{aa}}{R_{aa k}}$  voor verschillende voedingsspanningen, zijn gegeven in fig. 140.

Ter illustratie is in fig. 141 het verloop van  $W_o$  gegeven als functie van  $R_{aa}$  voor  $2 \times EL 34$ , bij  $V_{g2} = 375 V$  en  $V_b = 200 V, 300 V, 375 V, 500 V$  en  $600 V$ .

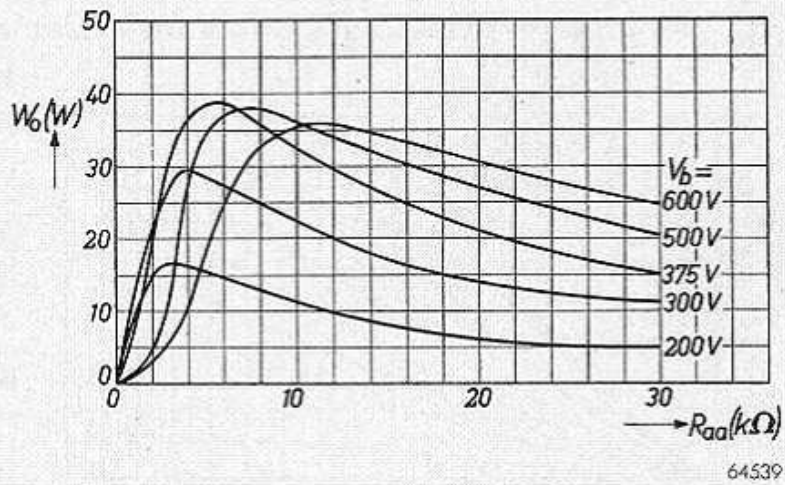


Fig. 141.  $W_o$  van 2 buizen als functie van de belastingsweerstand voor verschillende voedingsspanningen voor  $2 \times EL 34$  in klasse AB. Bij de hogere voedingsspanningen is  $R_k$  zo gekozen, dat  $W_{amax}$  niet wordt overschreden.

$$V_{g2} = 375 V.$$

Uit deze krommen ziet men dat, bij een voedingsspanning van ca. 375 V, het grootste uitgangsvermogen wordt verkregen, en wel bij

een belastingsweerstand van  $5 k\Omega$ . Bij kleinere belastingsweerstand en bij de voedingsspanningen van 500 en 600 V is het uitgangsvermogen kleiner dan bij 300 V, ten gevolge van de beperking die de maximale anodedissipatie stelt. Hierdoor kan bij 500 en 600 V, voor de belastingsweerstand kleiner dan  $4 k\Omega$ , de anodestroom niet volledig worden uitgestuurd. Dit kan men ook zien uit fig. 142, waarin voor  $V_b = 600 V$

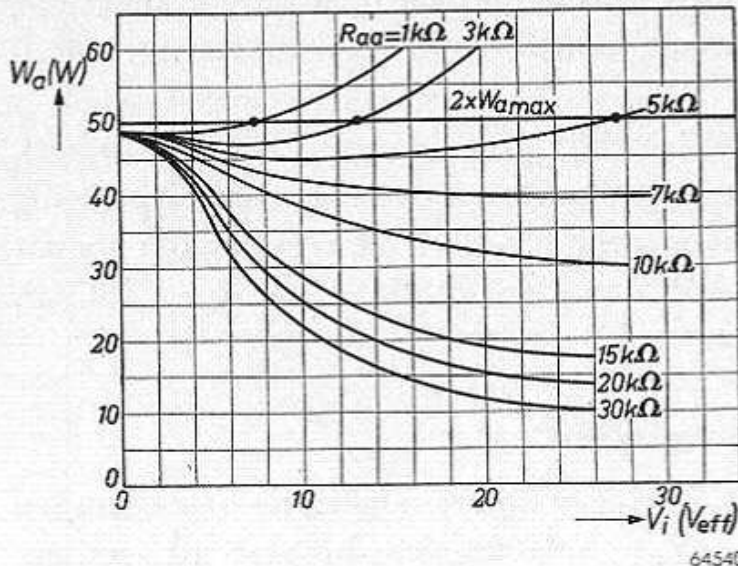


Fig. 142. Anodedissipatie van 2 buizen EL 34 in klasse AB-instelling als functie van de roosterwisselspanning voor verschillende belastingsweerstand, terwijl  $V_b = 600 V$ ;  $V_{g2} = 375 V$   $I_{amedo} = 2 \times 40 mA$ ;  $R_k = 250 \Omega$

de anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning is gegeven. Men ziet hierin dat, voor de belastingsweerstand van 1, 3 en  $5 k\Omega$ ,

de maximaal toelaatbare roosterwisselspanningen respectievelijk 7, 13 en 27  $V_{eff}$  bedragen.

Bij de grotere belastingsweerstand ziet men uit fig. 143, waarin

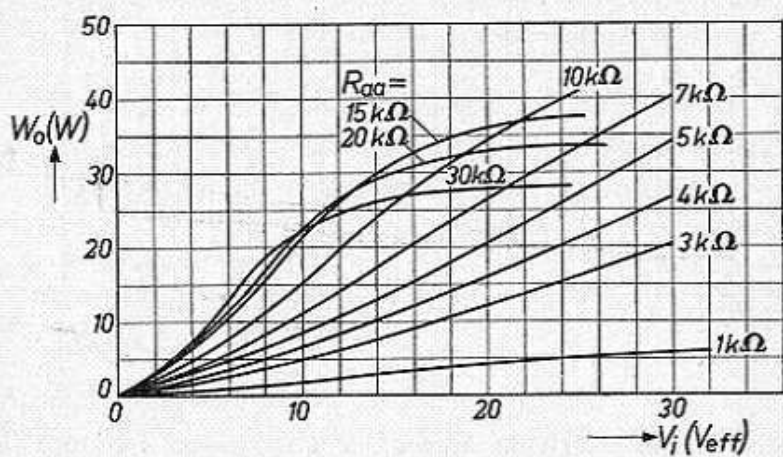


Fig. 143. Uitgangsvermogen  $W_o$  van 2 buizen EL 34 in klasse AB-instelling als functie van de roosterwisselspanning voor enige belastingsweerstand.

Instelling:  $V_b = 600$  V  
 $V_{g2} = 375$  V  
 $I_{amedo} = 2 \times 20$  mA;  $R_k = 200$   $\Omega$

het uitgangsvermogen als functie van de roosterwisselspanning is gegeven, voor  $V_b = 600$  V en  $V_{g2} = 375$  V, dat, bijv. voor  $R_{aa} = 20$  k $\Omega$ , het uitgangsvermogen voor een roosterwisselspanning groter dan 18  $V_{eff}$  vrijwel niet meer toeneemt. Dit wijst op het feit, dat de anodewisselspanning nagenoeg gelijk is aan de voedingsspanning, en deze dus niet meer kan toenemen met het vergroten van de roosterwisselspanning (er

treedt dan alleen meer vervorming op). Het blijkt hierbij, dat de anodestroom van de buis niet volledig wordt uitgestuurd, want de negatieve voorspanning van de buis bedraagt daarbij  $-33$  V en de roosterwisselspanning 18  $V_{eff}$ .

Bij kleinere belastingsweerstand (bijv. voor de gunstigste = 10 k $\Omega$ ), bedraagt, voor het maximale uitgangsvermogen, de roosterwisselspanning 27  $V_{eff}$ , terwijl de negatieve voorspanning  $-43$  V is. Vergelijken we dit met de conditie voor  $R_{aa} = 20$  k $\Omega$ , dan zien we, dat voor  $R_{aa} = 20$  k $\Omega$ , de uitsturing geschiedt in klasse A/AB ( $-33$  V).

## § 7. Trioden klasse AB. Belastingslijnen

Uitgangspunt voor onze beschouwingen zijn de algemene betrekkingen in § 2, waarbij we vonden, dat de  $i_a/v_a$ -belastingslijn bestaat uit een geknikte lijn. Voor de geïdealiseerde trioden, waarvan de karakteristieken kunnen worden voorgesteld door

$$i_a = S \left( v_g + \frac{v_a}{\mu} \right),$$

krijgen we de volgende fazen gedurende een AB-instelling welke in de tabel zijn gegeven:



	A. Beide buizen voeren stroom	B. Buis ' voert stroom Buis '' is afgeknepen	C. Buis ' is afgeknepen Buis '' voert stroom
Kar. buis I	$i_a' = Sv_{gt}' + \frac{v_a'}{R_i}$	$i_a' = Sv_{gt}' + \frac{v_a'}{R_i}$	$i_a' = 0$
Kar. buis II	$i_a'' = Sv_{gt}'' + \frac{v_a''}{R_i}$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = Sv_{gt}'' + \frac{v_a''}{R_i}$
Anodesp. buis I	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$
Anodesp. buis II	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$
Relatie I en II	$\Delta v_a' = -\Delta v_a''$	$\Delta v_a' = -\Delta v_a''$	$\Delta v_a' = -\Delta v_a''$
Belastingsweerst.	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a') \frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a') \frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a') \frac{R_{aa}}{2}$
Roostersp.	$v_{g1}' = -V_{gmedo} - V_{gp} \cos x$	$v_{g1}' = -V_{gmedo} - V_{gp} \cos x$	$v_{g1}' = -V_{gmedo} - V_{gp} \cos x$
	$v_{g1}'' = -V_{gmedo} + V_{gp} \cos x$	$v_{g1}'' = -V_{gmedo} + V_{gp} \cos x$	$v_{g1}'' = -V_{gmedo} + V_{gp} \cos x$
	$I_{amedo} = -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$	$I_{amedo} = -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$	$I_{amedo} = -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$

A. Beide buizen voeren stroom	B. Buis ' voert stroom Buis '' is afgeknepen	C. Buis ' is afgeknepen Buis '' voert stroom
<p>Belastingskar.</p> $V_b - v_a' = (i_a' - I_{amedo}) \frac{R_{aa}}{2}$ $i_a' = S \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} \right) + \frac{SV_{gp} \cos x^*}{1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}}$	$V_b - v_a' = i_a' \frac{R_{aa}}{4}$ $i_a' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}} \times \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} + V_{gp} \cos x \right)$	$V_b - V_a'' = i_a'' \frac{R_{aa}}{4} \text{ (zie VII A 87)}$ $i_a' = 0$
$i_a'' = S \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} \right) + \frac{SV_{gp} \cos x}{1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}}$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}} \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} + V_{gp} \cos x \right)$
$i_{nea} = \frac{SV_{gp} \cos x}{1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}}$	$i_{nea} = \frac{S \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} - V_{gp} \cos x \right)}{1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}}$	$i_{nea} = \frac{-S \left( \frac{V_b}{\mu} - V_{amedo} + V_{gp} \cos x \right)}{1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}}$
$\varphi < x < \pi - \varphi$ $\pi + \varphi < x < 2\pi - \varphi$	$\pi - \varphi < x < \pi + \varphi$ <p>(Voor de betekenis van de hoek <math>\varphi</math>, zie fig. 144)</p>	$-\varphi < x < +\varphi$

\* ) Geldig voor

\* ) Zie blz. 198.

In fig. 144 zijn de drie verschillende takken van de belastingslijn voorgesteld.

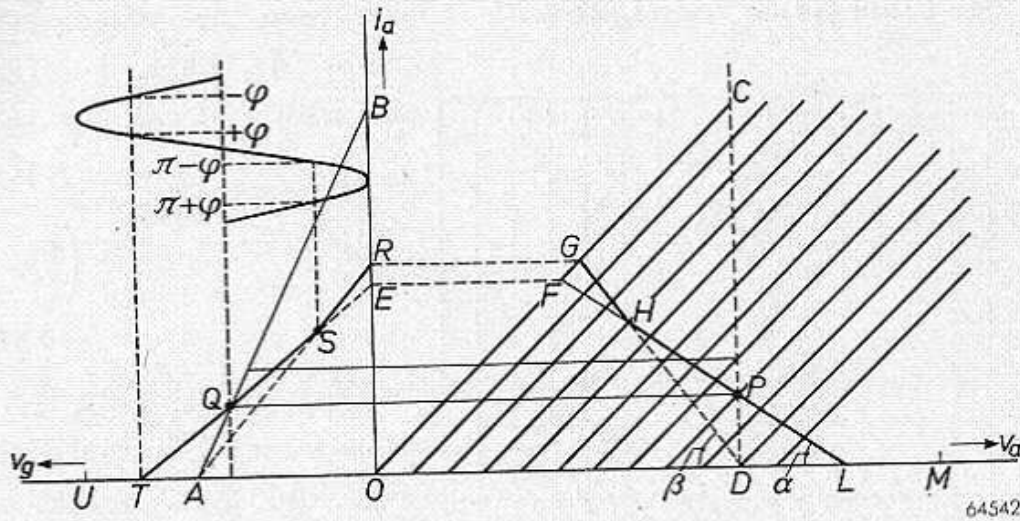


Fig. 144. Belastingslijn voor klasse AB-uitsturing van twee trioden in balans ( $i_a = S v_g + \frac{v_a}{R_i}$ ).  
 Belastingslijn in  $i_a/v_g$ -diagram  $UTQSR$ ; in  $i_a/v_a$ -diagram  $GHPLM$   
 $2 \operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \beta$ .

Op analoge wijze als dit voor penthoden in § 2 uitvoerig werd behandeld, kan men in het niet geïdealiseerde  $i_a/v_a$ -diagram de belastingslijn van één buis construeren. Uit fig. 145a, welke het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 34 als triode voorstelt, kan men construeren de karakteristieken

$$i_a' - i_a'' = f(v_a')$$

welke in fig. 145b zijn voorgesteld. In dit karakteristiekenveld kan men voor

$$V_b = 370 \text{ V}, \quad V_{g1med} = -28 \text{ V}$$

de belastingslijn

$$\frac{R_{aa}}{4} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

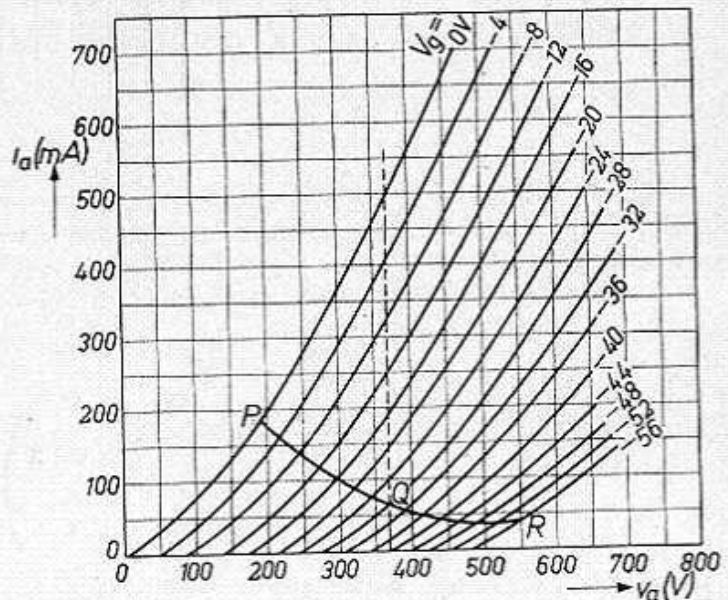


Fig. 145a.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van EL 34 als triode geschakeld, met de belastingslijn  $PQR$  voor  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ , bij de instelling  $V_{g1med} = -28 \text{ V}$ ;  $V_b = 370 \text{ V}$   
 $I_{amedo} = 65 \text{ mA}$ .

trekken. Men kan dan bij iedere roosterspanning bepalen hoe groot de bijbehorende anodespanning is. Deze punten kan men dan weer naar het originele karakteristiekenveld overbrengen, waarna men, door deze

punten onderling te verbinden, de gezochte belastingslijn heeft gevonden (lijn  $PQR$  in fig. 145a).

Uit de tabel (zie vergelijking \*) vindt men de volgende waarde voor de hoek  $\varphi$  (fig. 144), waarbij  $i_a' = 0$ , en wel:

$$\frac{V_b}{R_i} - S V_{gmedo} = \frac{S V_{gp} \cos \varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right)} \quad (\text{VII A 111})$$

Op het tijdstip  $\pi - \varphi$  of  $\pi + \varphi$  is  $i_a'$ , zoals men uit fig. 144 ziet, gelijk aan  $2 \times$  de ruststroom, dus:

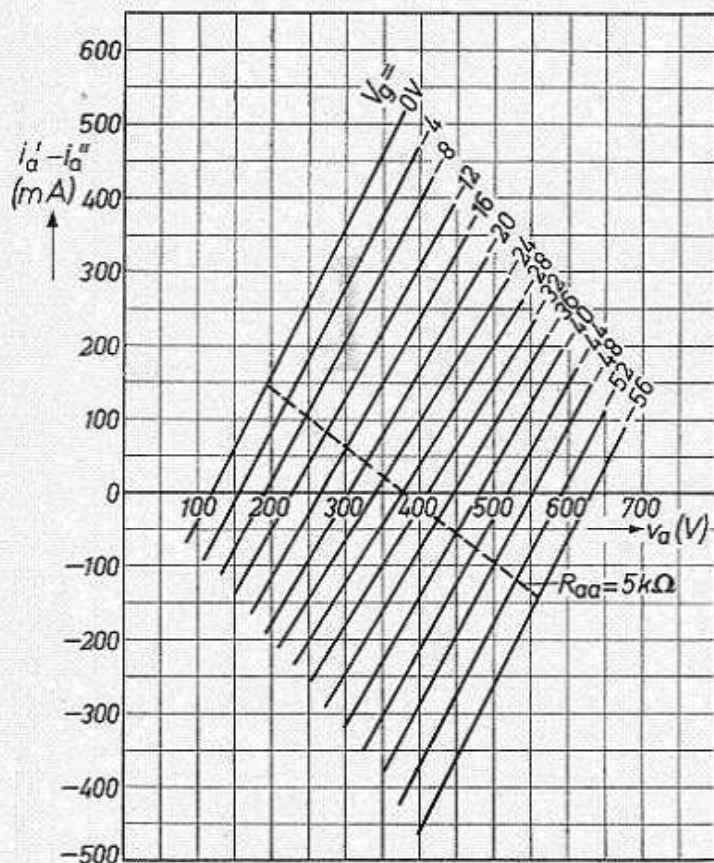
$$2 \left( \frac{V_b}{R_i} - S V_{gmedo} \right).$$

De formules voor de belastingsstroom (zie tabel) als functie van de tijd kunnen in de volgende vorm worden geschreven:

$$i_{Raa} = \frac{I_{ap}}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}} \cos x \quad \text{voor}$$

$$\varphi < x < \pi - \varphi$$

$$\pi + \varphi < x < 2\pi - \varphi.$$



64544

Fig. 145b.  $i_a' - i_a''$  als functie van  $v_a'$  voor  $2 \times$  EL 34 als triode geschakeld, voor de instelling  $V_{gmed} = -28$  V,  $V_b = 370$  V,  $I_{amedo} = 65$  mA. De belastingslijn is getekend voor  $R_{aa} = 5$  k $\Omega$ .

$$i_{Raa} = \pm \frac{\left( I_{ap} \frac{\cos \varphi}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}} \pm \cos x \right)}{1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}} \quad \begin{array}{l} + \text{ voor } -\varphi < x < \varphi \\ - \text{ voor } \pi - \varphi < x < \pi + \varphi. \end{array}$$

In fig. 146 geeft kromme I een zuivere sinus weer.

Kromme II stelt de belastingsstroom van een penthode voor, als  $\varphi = 45^\circ$  en  $R_i = \infty$ . Het gevolg is een afgeplatte sinusvorm (vervorming!). Kromme III is de belastingsstroom van een triode voor  $\varphi = 45^\circ$ , en  $R_{aa} = 4 R_i$ . Men ziet, dat hierbij de vervorming minder is dan met een penthode, aangezien zij gedeeltelijk wordt gecompenseerd

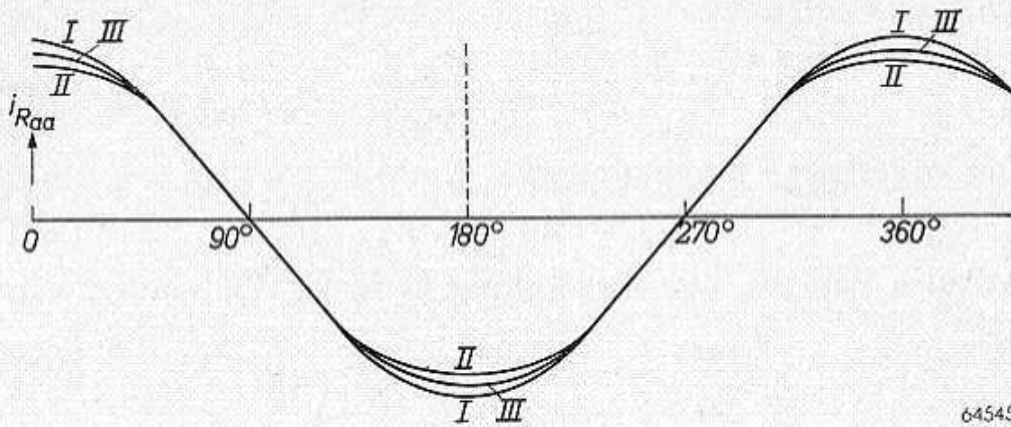


Fig. 146. Stroom in belastingsweerstand als functie van de tijd.

- I zuivere sinus
- II  $\varphi = 45^\circ R_i = \infty$  (penthoden)
- III  $\varphi = 45^\circ R_{aa} = 4 R_i$

door de invloed van de tweede buis. Alle drie krommen zijn op dezelfde schaal teruggebracht voor het zuiver cosinusvormige stuk, dat voor allen gelijk is.

§ 8. Motivering van de rustinstelling van de triode

We veronderstellen dat, bij volledige uitsturing van de roosterruimte, de buis juist in klasse B werkt; de amplitude van de wisselstroom bedraagt (zie belastingslijn in fig. 144):

$$I_{ap} = \frac{V_b/R_i}{1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}} \dots \dots \dots \text{(VII A 115)}$$

Hieruit volgt dan voor de gemiddelde stroom:

$$I_{amed} = \frac{V_b/R_i}{\pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 116)}$$

en, daar de spanningsval van de kathodestroom van de twee buizen dan juist de negatieve voorspanning in de kathodeweerstand moet opleveren, vinden we:

$$\frac{2}{\pi} \frac{V_b/R_i}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} R_k = \frac{V_b}{\mu} \text{ dus } R_k = \frac{\pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)}{2 S}, \text{ (VII A 117)}$$

waarin  $\mu$  de versterkingsfactor van de buis voorstelt.

Uit de karakteristiek:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = 1 - \frac{V_{gmedo}}{V_b/\mu}, \dots \dots \dots \text{(VII A 118)}$$

en uit de negatieve voorspanning:

$$V_{gmedo} = 2 I_{amedo} R_k \dots \dots \dots \text{(VII A 119)}$$

na substitutie van  $R_k$  uit vergelijking (VII A 117), vinden wij dan:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{1}{1 + \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 120)}$$

$$\frac{V_{gmedo}}{V_b/\mu} = \frac{\pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)}{1 + \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)} \dots \dots \dots \text{(VII A 121)}$$

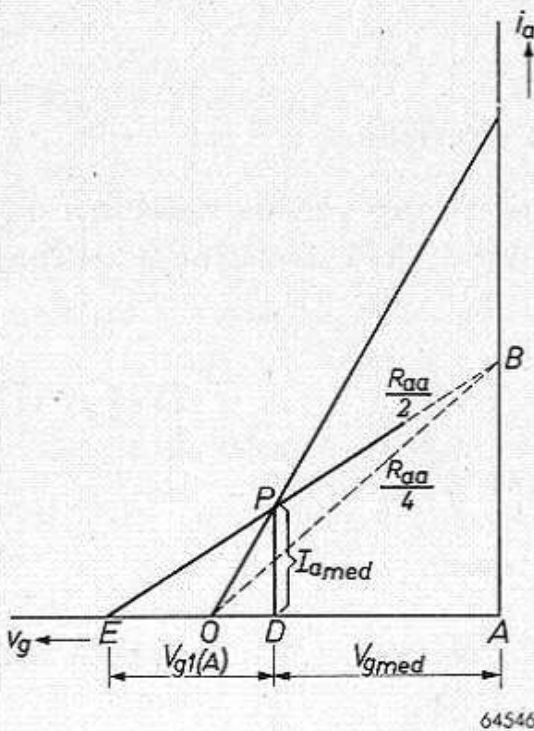


Fig. 147.  $i_a/v_g$ -karakteristiek van een triode met de belastingslijn EB voor klasse A-uitsturing

$$I_{amed} = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}} V_{g1} (A)$$

$$V_{g1} (A) = \frac{I_{amedo}}{S} \left\{ 1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i} \right\} = \frac{V_b}{\mu} \left\{ \frac{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}}{1 + \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)} \right\}$$

Deze twee formules geven weer, bij substitutie van  $R_i = \infty$ , de bekende formule (VII A 94a en 93a) voor penthoden.

Ten opzichte van de instelling van de penthoden, klasse AB, is een triode bij een grotere negatieve spanning ingesteld. (Bij penthoden bedroeg

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi + 1} \approx 0,25).$$

Deze vergelijkingen kunnen met enig inzicht ook direct uit de vergelijkingen voor de penthode worden afgeleid, door de steilheid S te vervangen door de dynamische steilheid.

§ 9. Gemiddelde stroom en vereist toe te voeren vermogen

Zolang de buis in klasse A werkzaam is, blijft de gemiddelde stroom gelijk aan de ruststroom; dit is het geval als de wisselspanning niet groter wordt dan de afstand DE in fig. 147. De grootte van deze wisselspanning volgt uit fig. 147, nl.:

$$DE = V_{g1}(A) = \frac{I_{amedo}}{S_d} = \frac{I_{amedo} \left(1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}\right)}{S}$$

Na substitutie van  $I_{amedo}$  uit vergelijking VII A 120, vinden we dan:

$$V_{g1}(A) \leq \frac{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}\right) V_b}{1 + \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right) \mu} \dots \dots \dots \text{(VII A 122)}$$

Het toe te voeren vermogen bedraagt in dit geval:

$$W_b(A) = 2 I_{amedo} V_b = \frac{2 V_b^2}{R_i} \frac{1}{1 + \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} \text{(VII A 123)}$$

In de AB-instelling kenmerken we de uitsturing door de hoek  $\varphi$  (zie fig. 144).

De gemiddelde stroom per buis in de AB-instelling vinden we door integratie van de stroom uit de tabel. Als resultaat verkrijgen we:

$$I_{amed} = \frac{SV_{gp}}{\pi} \left\{ \frac{\sin \varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} + \frac{\pi \cos \varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}\right)} - \frac{\varphi \cos \varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} \right\} \dots \text{(VII A 124)}$$

Bovendien gelden nog de volgende vergelijkingen:

$$\frac{V_b}{R_i} - SV_{gmedo} = \frac{SV_{gp} \cos \varphi}{1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}}, \dots \text{(VII A 114)}$$

en

$$R_k S = \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right) \dots \dots \dots \text{(VII A 117)}$$

terwijl uit  $V_{gmed} = 2 I_{amed} R_k$  volgt, na substitutie van de vergelijkingen (VII A 114), (117) en (124):

$$\frac{V_b}{\mu a V_{gp}} = \sin \varphi + \frac{\left\{ \pi \left(1 + \frac{R_{aa}}{4R_i}\right) + 1 \right\} \cos \varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2R_i}\right)} - \varphi \cos \varphi \text{(VII A 125)}$$

Uit deze vergelijking kunnen we voor iedere waarde van  $a V_{gp}$  de hoek  $\varphi$  bepalen, en dit substitueren in de formule voor  $I_{amed}$ , waarna  $W_b = 2 I_{amed} V_b$  bekend is.

Het verloop van  $W_b$  als functie van de roosterwisselspanning is afge-

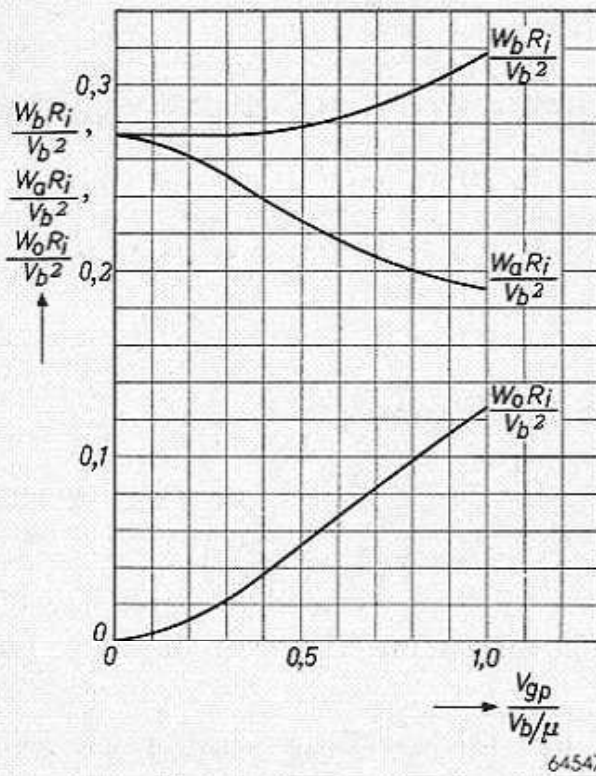


Fig. 148. Verloop van  $\frac{W_o R_i}{V_b^2}$ ,  $\frac{W_a R_i}{V_b^2}$ ,  $\frac{W_b R_i}{V_b^2}$  als functie van de roosterwisselspanning voor klasse AB-instelling van 2 trioden, voor het geval  $V_{gp} = V_{go}$ .

beeld in fig. 148 voor het geval de gunstigste aanpasweerstand ( $R_{aa} = 4 R_i$ , zie § 11) is gekozen en  $V_{gp} = V_b/\mu$ . Natuurlijk blijft in kl. A het toegevoerde vermogen constant, om dan langzaam met ca. 15% toe te nemen (in het AB-uitsturingsgebied).

§ 10. Uitgangsvermogen en anode-dissipatie

Zolang de uitsturing in klasse A plaats heeft, is voor een roosterwisselspanning  $\alpha V_{gp}$  de wisselstroomamplitude gelijk aan

$$\frac{S_a V_{gp}}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}}$$

en dientengevolge is het uitgangsvermogen van de beide buizen samen:

$$W_o = \frac{\frac{1}{2} S^2 \alpha^2 V_{gp}^2}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right)^2} R_{aa} \dots \dots \dots \text{(VII A 126a)}$$

Voor de klasse AB-uitsturing kan men het aan de belastingsweerstand afgegeven vermogen op analoge wijze bepalen, zoals dit voor de penthoden geschiedde (§ 4). Uit de tabel in § 6 kan men eerst de grondgolf van de stroom door de belastingsweerstand berekenen. Men vindt hiervoor:

$$i_{R_{aa1}} = \frac{S_a V_{gr}}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right)} - \frac{\varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right) \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)} + \frac{\sin 2\varphi}{2 \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right) \left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right)} \right\}$$

Uit deze formule kan men dan het uitgangsvermogen vinden, nl.:

$$W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b^2 \alpha^2}{R_i \pi^2} \left\{ \frac{\pi}{1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}} - \frac{\varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right) \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)} + \frac{\sin 2\varphi}{2 \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right) \left(1 + \frac{R_{aa}}{2 R_i}\right)} \right\}^2 \frac{R_{aa}}{R_i} \text{(VII A 126b)}$$



In fig. 148 is  $W_o$  voorgesteld voor de gunstigste aanpasweerstand (nl.  $R_{aa} = 4 R_i$ ; zie § 11) en  $V_{gp} = V_b/\mu$ , waarbij uit vergelijking (VII A 125) het verband tussen  $\alpha V_{gp}$  en  $\varphi$  is gesubstitueerd. Zoals men ziet, neemt  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning eerst kwadratisch toe in het gebied van klasse A-uitsturing; voor klasse AB is deze toeneming ongeveer lineair.

Uit het verschil tussen het toegevoerde vermogen en het uitgangsvermogen kan men de anodedissipatie bepalen; voor het reeds genoemde geval  $R_{aa} = 4 R_i$  is dit voorgesteld in fig. 148. Men ziet dat de anodedissipatie het grootst is in de rusttoestand van de buizen. Een voorbeeld waarin de theorie wordt getoetst aan de praktijk, wordt gegeven in § 11 in samenhang met de verdere theorie.

**§ 11. Uitgangsvermogen als functie van de voedingsspanning; gunstigste aanpasweerstand, enz.**

Bij uitsturing van de gehele roosterruimte bedraagt het uitgangsvermogen van de beide buizen uit formule (VII A 126b), voor  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ :

$$W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_i} \frac{\frac{R_{aa}}{4 R_i}}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right)^2} \dots \dots \dots \text{(VII A 127)}$$

Dit uitgangsvermogen is zo groot mogelijk indien de belastingsweerstand  $R_{aa} = 4 R_i$  (vergelijk klasse B-uitsturing). Men vindt dan respectievelijk:

$$W_o = \frac{1}{8} \frac{V_b^2}{R_i} ; \dots \dots \dots \text{(VII A 57d)}$$

voor de anodewisselstroom:

$$I_{ap} = \frac{I_{ao}}{2} ; \dots \dots \dots \text{(VII A 57b)}$$

voor het hiertoe vereiste vermogen:

$$W_b = \frac{V_b^2}{\pi R_i} \dots \dots \dots \text{(VII A 59)}$$

en voor het rendement:

$$\eta = 39,3\% \dots \dots \dots \text{(VII A 61)}$$

De anodedissipatie bedraagt in dit geval:

$$W_{am} = \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{8}\right) V_b^2 / R_i = (0,318 - 0,125) V_b^2 / R_i = 0,193 V_b^2 / R_i \quad (\text{VII A 60})$$

De anodedissipatie voor roosterwisselspanning gelijk nul bedraagt nl. (uit formule VII A 120a) door substitutie van  $R_{aa} = 4 R_i$ :

$$W_{ao} = \frac{2}{2\pi + 1} V_b^2 / R_i = 0,275 V_b^2 / R_i \dots (\text{VII A 128a})$$

Het uitgangsvermogen neemt kwadratisch toe met de voedingsspanning zolang de maximale anodedissipatie van de buizen niet wordt overschreden. Bij de voedingsspanning  $V_{bo}$  wordt de anodedissipatie zonder roosterwisselspanning gelijk aan de maximale; dit is het geval voor:

(Uit VII A 128a)

$$V_{bo} = \sqrt{(2\pi + 1) W_{amax} R_i} = 2,70 \sqrt{W_{amax} R_i} \quad (\text{VII A 128})$$

Het bij deze voedingsspanning maximaal afgegeven vermogen bedraagt:

$$W_o = \frac{2\pi + 1}{8} W_{amax} = 0,91 W_{amax}.$$

Boven de voedingsspanning  $V_{bo}$  moet het werkpunt worden gekozen bij een grotere negatieve voorspanning van de buis, daar anders de anodedissipatie in de rusttoestand van de buis (evenals dit het geval was voor penthoden) de maximaal toelaatbare zou overschrijden. Dientengevolge wordt dan de kathodeweerstand bepaald door de rustinstelling van de buis.

De uitsturing van de buis moet aan deze omstandigheden worden aangepast.

We krijgen dus voor de ruststroom van de buis:

$$I_{amedo} = \frac{W_{amax}}{V_b} \dots \dots \dots (\text{VII A 129})$$

De negatieve voorspanning vinden we uit de karakteristiek:

$$V_{gmedo} = \left(1 - \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}\right) \frac{V_b}{\mu} \dots \dots (\text{VII A 130})$$

Hiermee ligt ook de kathodeweerstand vast; deze bedraagt:

$$R_k = \frac{V_{gmedo}}{2 I_{amedo}} = \frac{1}{2S} \left(\frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 1\right) \dots \dots (\text{VII A 131})$$

Nu moeten we bepalen de wisselstroomamplitude  $I_{ap}$  waarvoor de klasse B-instelling wordt gerealiseerd; deze vinden we uit:

$$\frac{2}{\pi} I_{ap} R_k = \frac{V_b}{\mu},$$

of, met behulp van formule (VII A 131):

$$I_{ap} = \frac{\pi}{2} \frac{V_b}{\mu R_k} = \frac{\pi}{2} \frac{V_b}{\mu} \frac{2S}{\left(\frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 1\right)} = \frac{\pi V_b}{R_i} \frac{1}{\left(\frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 1\right)} \quad (\text{VII A 132})$$

Hierbij bepalen we de maximaal toelaatbare waarde van  $R_{aa}$ , omdat dan het uitgangsvermogen zo groot mogelijk is. De beperking van  $R_{aa}$  wordt gegeven door het feit, dat de anodewisselspanning niet groter mag zijn dan de anodegelijkspanning:

$$I_{ap} \left(1 + \frac{R_{aa}}{4 R_i}\right) = \frac{V_b}{R_i},$$

of:

$$\frac{R_{aa}}{4 R_i} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{V_b^2}{W_{amax} R_i} - 1 - \pi\right) \dots \dots \dots (\text{VII A 133})$$

We vinden voor het uitgangsvermogen uit  $W_o = \frac{1}{8} I_{ap}^2 R_{aa}$ :

$$\frac{W_o}{W_{amax}} = \frac{\pi}{2} \frac{1 - (\pi + 1) \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}}{\left(1 - \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}\right)^2} \dots \dots \dots (\text{VII A 134})$$

Het vereiste toegevoerde vermogen vinden we uit:

$$W_b = \frac{2}{\pi} I_{ap} V_b, \text{ of}$$

$$\frac{W_b}{W_{amax}} = \frac{2}{1 - \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}} \dots \dots \dots (\text{VII A 135})$$

Voor de anodedissipatie bij volledige uitsturing vinden we:

$$\frac{W_{am}}{W_{amax}} = \frac{\frac{4 - \pi}{2} + \left(\frac{\pi^2 + \pi - 4}{2}\right) \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}}{\left(1 - \frac{W_{amax} R_i}{V_b^2}\right)^2} \dots \dots \dots (\text{VII A 136})$$

Uit vergelijking (VII A 134) vinden we voor  $V_b = \infty$  het maximaal af te geven uitgangsvermogen van twee trioden in klasse AB, nl.:

$$W_{omax} = \frac{\pi}{2} W_{amax} , \dots \dots \dots (VII A 137)$$

terwijl het rendement dan  $\eta = 78,5\%$  bedraagt. Trioden in klasse B

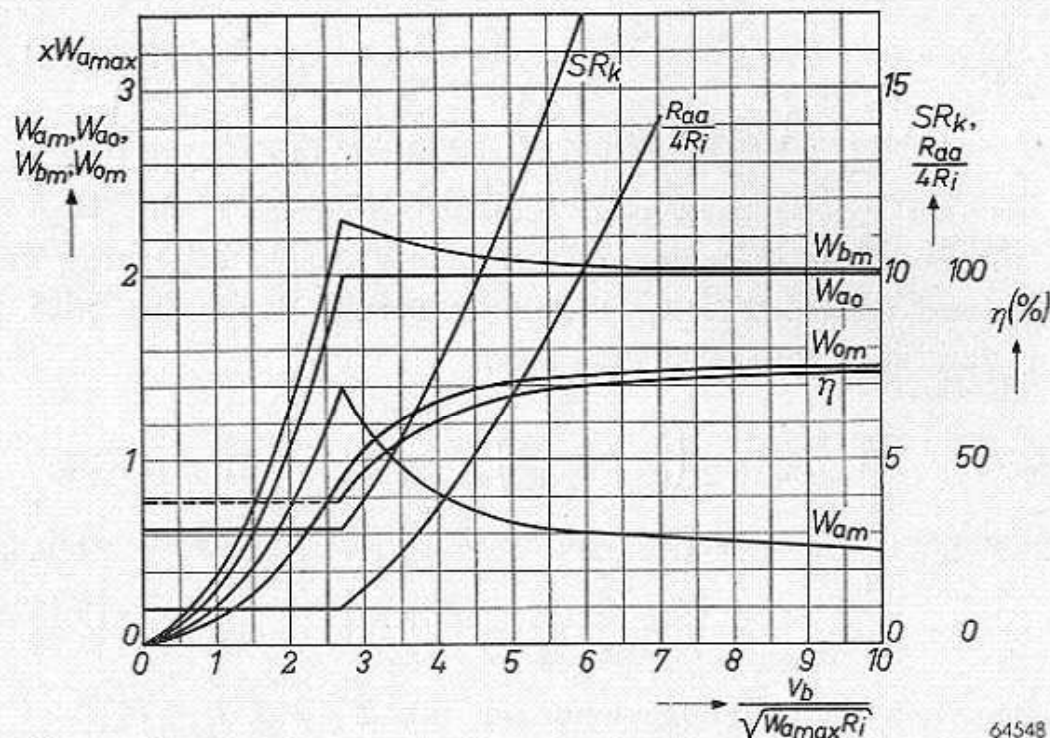


Fig. 149.  $W_{bm}$ ,  $W_{am}$ ,  $W_{om}$ ,  $W_{ao}$ ,  $SR_k$ ,  $\frac{R_{aa}}{4 R_i}$  en  $\eta$  als functie van  $\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}}$ ,

voor 2 trioden voor klasse AB-instelling bij volledige uitsturing van de roosterruimte.

zonder roosterstroom geven maximaal af  $\frac{\pi^2}{2} W_{amax}$ ; theoretisch geeft dus een AB-eindtrap  $\pi \times$  minder uitgangsvermogen dan een klasse B-eindtrap. Bij bovengenoemde instellingen neemt de anodedissipatie af met het groter worden van de roosterwisselspanning.

In fig. 149 is als functie van  $\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}}$  het verloop voorgesteld van

$$SR_k, \frac{R_{aa}}{4 R_i}, \frac{W_{om}}{W_{amax}}, \frac{W_{bm}}{W_{amax}}, \frac{W_{am}}{W_{amax}}, \frac{W_{ao}}{W_{amax}},$$

en het rendement  $\eta$ .

We zien dat de winst in het uitgangsvermogen voor  $V_b > 4 \sqrt{W_{amax} R_i}$  betrekkelijk gering is, terwijl de hierdoor veroorzaakte moeilijkheden

tamelijk groot zijn, nl. de nodige roosterwisselspanning wordt groter (dus is er een hogere versterking in het L.F. gedeelte nodig) en de hogere spanningen aan de elektroden van de buis geven extra complicaties bij de constructie.

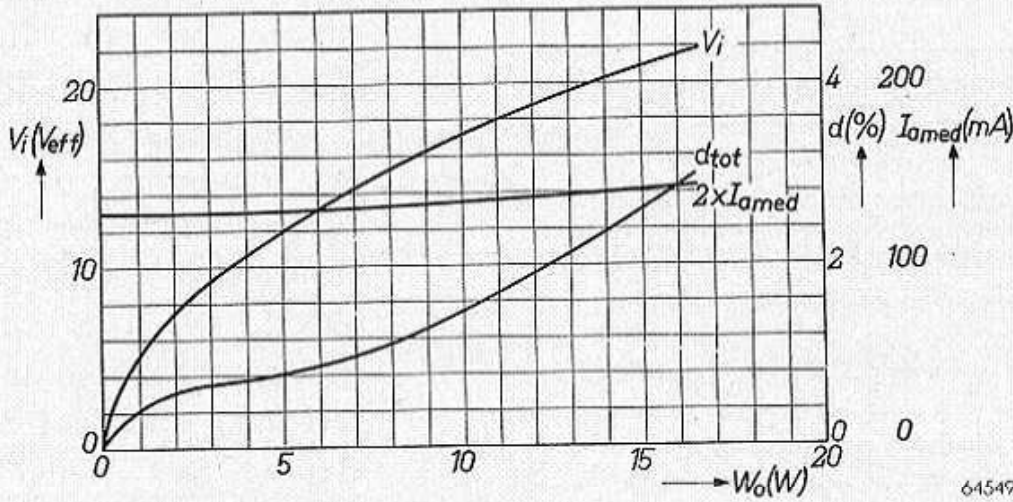


Fig. 150. Vervorming  $d_{tot}$ , ingangsspanning  $V_i$  en gemiddelde anodestroom  $I_{amed}$  als functie van het uitgangsvermogen voor  $2 \times EL 34$ , als triode geschakeld, in klasse AB, voor de instelling  $V_b = 400 \text{ V}$ ,  $R_k = 220 \Omega$ ,  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$ .

Ter illustratie van de theoretische beschouwingen van de §§ 9 en 10 geven we hier allereerst de resultaten, gemeten aan  $2 \times EL 34$  als triode geschakeld, voor  $V_b = 400 \text{ V}$ ,  $R_k = 220 \Omega$ ,  $R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega$  in klasse AB-instelling (zie fig. 150).

Uit deze figuur verkrijgen wij de volgende tabel:

$V_{ipiek}$	$W_o$	$2I_{amed}$	$V_k$	$V_a$	$W_b$	$W_a$	$\frac{V_{ipiek}(\%)}{31}$	$V_b/\mu = \frac{V_a}{11}$
0	0	130	28,6	371	48,4	48,4	0	33,6
7	1	130	28,6	371	48,4	47,4	22,4	33,6
14	3,6	131	29,0	371	48,7	45,1	45	33,5
21	7,6	135	29,8	370	50,0	42,4	67	33,5
28	13,5	140	30,8	369	52,0	38,5	90	33,5
31	16,0	144	31,7	368	53,0	37,0	100	33,4

De resultaten van deze tabel zijn verwerkt in fig. 151; de overeenkomst met de theoretische resultaten van fig. 148 is bevredigend te noemen.

Uit fig. 145 vinden we  $I_{ao} = 500 \text{ mA}$  bij  $V_b = 370 \text{ V}$ ; hieruit volgt:

$$R_i = \frac{370}{0,5} = 740 \Omega,$$

terwijl  $SR_i = \mu = 11$ , waaruit volgt  $S = 15 \text{ mA/V}$ .

Voor

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax} R_i}} = \frac{370}{\sqrt{25 \times 740}} = 2,72$$

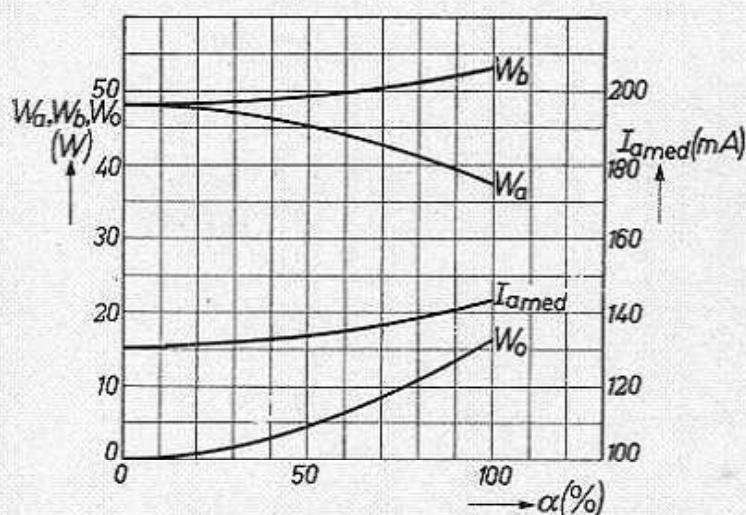


Fig. 151.  $W_o$ ,  $W_a$ ,  $W_b$ ,  $I_{amed}$  als functie van de roosterwisselspanning voor  $2 \times \text{EL 34}$ , als triode geschakeld in klasse AB voor de instelling

$$V_b = 370 \text{ V}, R_k = 220 \Omega, R_{aa} = 5 \text{ k}\Omega.$$

vinden we uit fig. 149:

$$W_o = 0,9 \times 25 = 22,5 \text{ W}.$$

Gemeten werd  $W_o = 16 \text{ W}$ ; het rendement is dus ca.  $1/3$  gedeelte lager dan het theoretisch berekende ad  $39,3\%$ . Dit is te wijten aan de kromming van de karakteristiek, waardoor de B-instelling niet volledig kan worden bereikt.

Voor de kathodeweerstand berekent men:

$$R_k = \frac{3,14}{15 \times 10^{-3}} = 210 \Omega,$$

terwijl de experimentele waarde  $220 \Omega$  bedraagt. Voor de ruststroom vindt men, volgens formule (VII A 120):

$$I_{amedo} = \frac{I_{ao}}{(2\pi + 1)} = \frac{500}{7,28} = 68,5 \text{ mA},$$

terwijl de experimentele waarde  $65 \text{ mA}$  bedraagt.

Voor de negatieve voorspanning berekent men uit formule (VII A 121):

$$V_{amedo} = \frac{2\pi}{2\pi + 1} V_{go} = \frac{6,28}{7,28} \times 33,6 = 28,8 \text{ V},$$

tegen  $-28,6 \text{ V}$  in de praktijk.

Voor de aanpasweerstand vindt men  $5 \text{ k}\Omega$  tegenover een berekende waarde van  $3 \text{ k}\Omega$ .

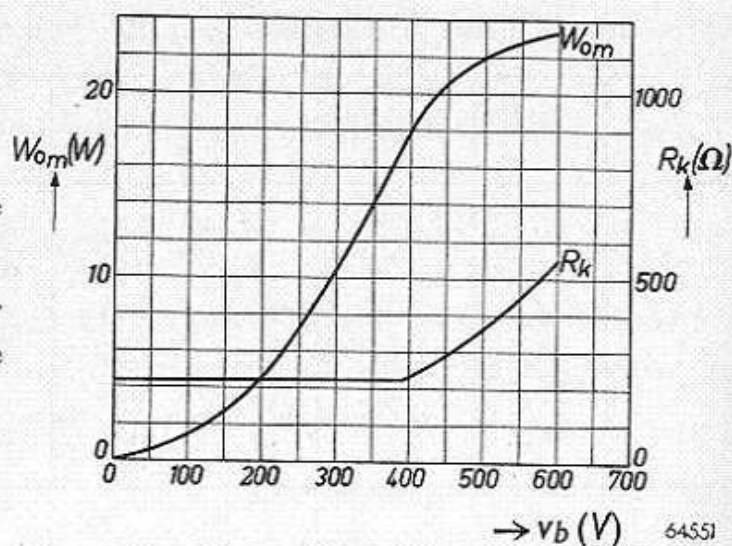


Fig. 152. Uitgangsvermogen  $W_{om}$  en kathodeweerstand  $R_k$  van  $2 \times \text{EL 34}$ , als triode geschakeld, in klasse AB-instelling, als functie van de voedingsspanning.

Verder zijn in fig. 152,  $W_o$  en  $R_k$  afgebeeld als functie van de voedingspanning; vergelijken we deze figuur met de theoretische fig. 149, dan is de overeenkomst opvallend te noemen. Ook uit figuur 149 ziet men, dat de toeneming in het uitgangsvermogen bij de hogere voedingspanningen slechts betrekkelijk gering is.

### § 12. Het uitgangsvermogen als functie van de belastingsweerstand voor verschillende voedingspanningen

In het voorgaande hebben we het uitgangsvermogen bepaald voor de gunstigste aanpasweerstand. Hierbij behoort ook de bepaalde waarde van de kathodeweerstand. Nu kan de belastingsweerstand verschillen van de gunstigste; daarom zullen we ook het bijbehorende uitgangsvermogen bepalen.

We zullen niet alle details nagaan. We willen echter opmerken, dat voor belastingsweerstand die kleiner zijn dan de gunstigste

$$\left( \text{in fig. 153 } AC: \frac{R_{aa}}{4 R_i} = 1 \right),$$

zoals bijv. wordt voorgesteld door  $AE$ , de roosterruimte van de buis niet verder mag worden uitgestuurd dan  $AF$ , omdat de anodewisselstroom niet groter mag worden dan

$$I_{ap} = \frac{I_{ao}}{2},$$

daar anders de negatieve voorspanning te groot wordt.

Zouden we de roosterwisselspanning groter maken, dan zou, door de spanningsval aan de kathodeweerstand, de buis worden uitgestuurd in klasse C. Evenals voor penthoden klasse AB-uitsturing het geval was, heeft men voor weerstanden die groter zijn dan de gunstigste belastingsweerstand een klasse AB-uitsturing, en voor zeer grote belastingsweerstand zelfs een klasse A-uitsturing.

De resultaten van de berekeningen voor enige voedingspanningen

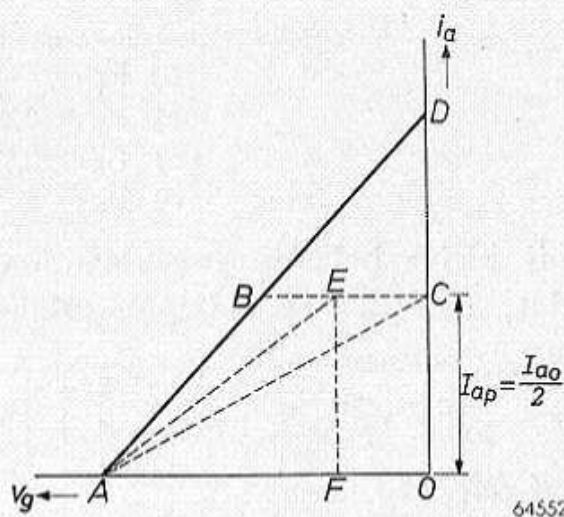


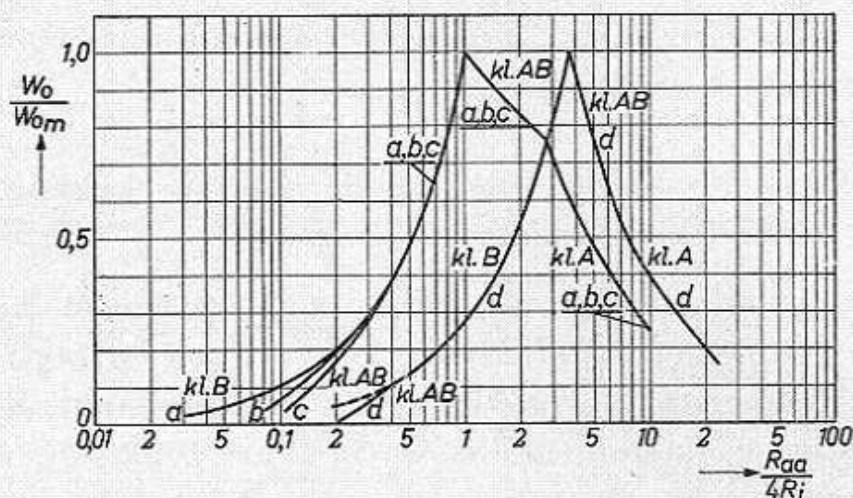
Fig. 153.  $i_a/v_g$ -karakteristiek van triode met belastingslijn  $AC$  voor de gunstigste aanpasweerstand

$$R_{aa} = 4 R_i.$$

Voor alle belastingsweerstand die kleiner zijn dan  $4 R_i$ , kan de amplitude van de anodewisselstroom niet groter worden dan  $OC = \frac{I_{ao}}{2}$ .

Zo kan bijv. voor de belastingslijn  $AE$  de roosterwisselspanning niet groter worden dan  $AF$ , omdat dan reeds de klasse B-instelling is bereikt.

zijn in fig. 154 voorgesteld als functie van  $\frac{R_{aa}}{4 R_i}$ . Gaan we eens kijken

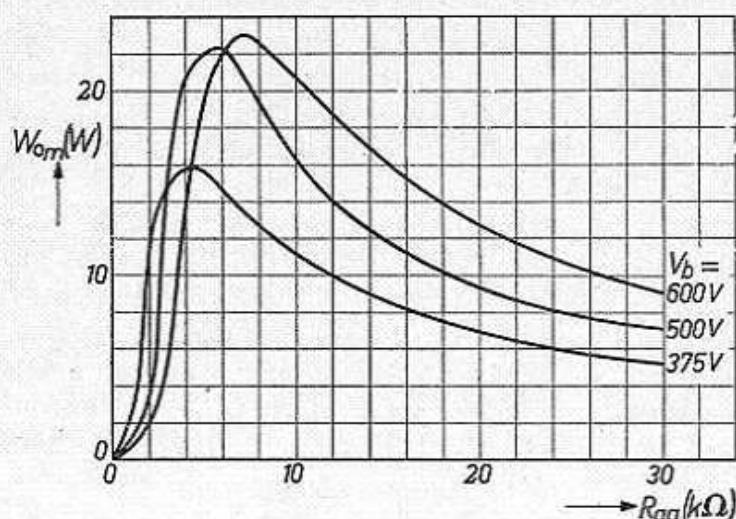


64553

Fig. 154.  $\frac{W_o}{W_{om}}$  als functie van  $\frac{R_{aa}}{4 R_i}$  voor verschillende voedingsspanningen, voor twee trioden in klasse AB:

- a)  $V_b = \sqrt{W_{amax} R_i}$
- b)  $V_b = 2,4 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- c)  $V_b = 2,7 \sqrt{W_{amax} R_i}$
- d)  $V_b = 4 \sqrt{W_{amax} R_i}$

bij kleine belastingsweerstand, dus links in fig. 154, dan zien we dat, door de beperking van de maximale anodedissipatie bij hogere voedingsspanningen, de klasse B-instelling overgaat in een klasse AB-instelling.



64554

Fig. 155.  $W_{om}$  als functie van  $R_{aa}$  voor  $2 \times EL34$ , als triode geschakeld, in klasse AB, voor  $V_b = 375$  V, 500 V en 600 V.

is dan voor  $V_b = 600$  V, ten gevolge van de beperking door de maximale anodedissipatie.

Dit kan men ook duidelijk zien uit fig. 156, waarin  $W_a$  is afgebeeld

In fig. 155 zijn voorgesteld de resultaten die werden gemeten aan  $2 \times EL34$  als triode geschakeld voor klasse AB-uitsturing, bij voedingsspanningen  $V_b = 375$  V, 500 V en 600 V.

Deze krommen hebben het berekende verloop; tevens blijkt dat, bijv. voor  $R_{aa} = 3$  kΩ, het afgegeven vermogen voor  $V_b = 375$  V groter is dan voor  $V_b = 600$  V, ten gevolge van de beperking door de maximale anodedissipatie.



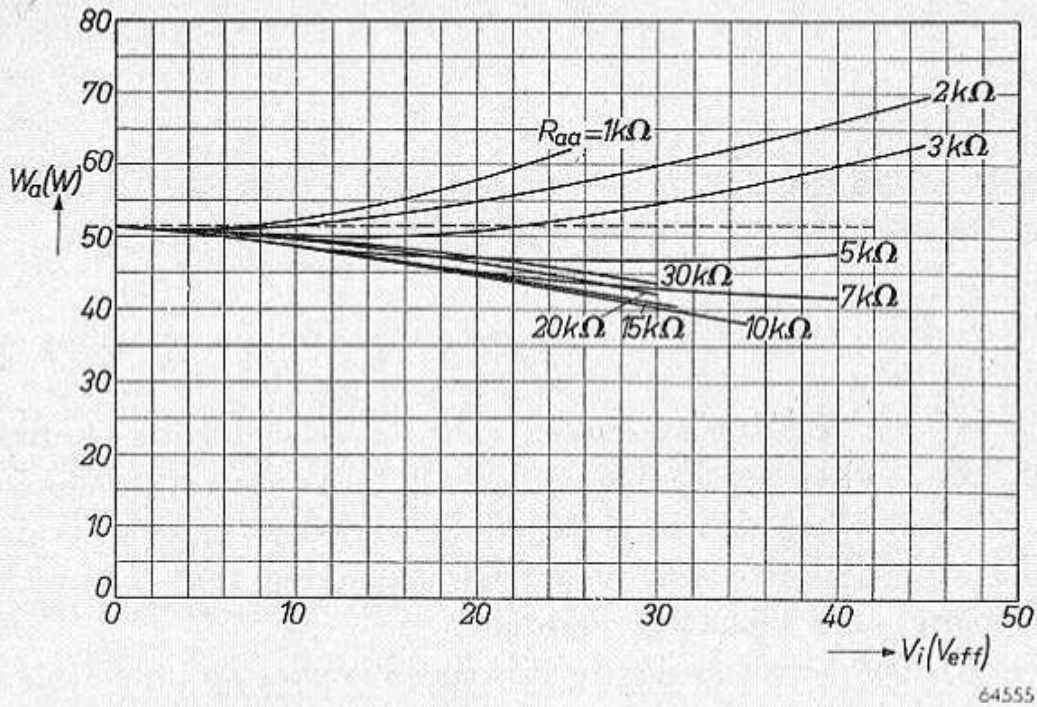


Fig. 156.  $W_a$  als functie van de roosterwisselspanning voor enige waarden van de belastingsweerstand, voor  $2 \times$  EL 34, als triode geschakeld, in klasse AB, voor  $V_b = 600$  V.

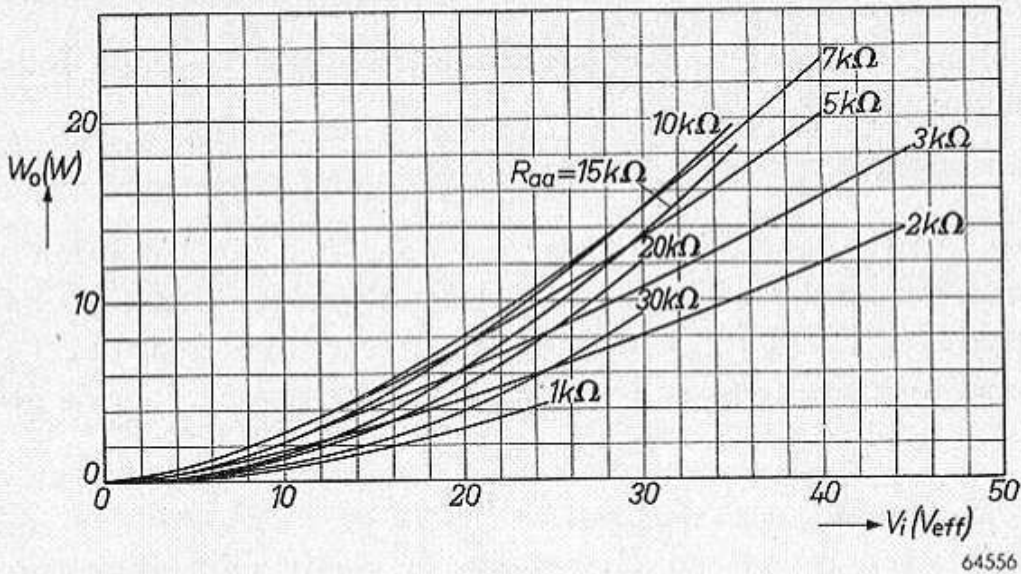


Fig. 157.  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning voor enige waarden van  $R_{aa}$  voor  $2 \times$  EL 34, als triode geschakeld, in klasse AB, voor  $V_b = 600$  V.

als functie van de roosterwisselspanning. Voor  $R_{aa} = 3 \text{ k}\Omega$  bedraagt de toelaatbare roosterwisselspanning  $21 V_{eff}$ , terwijl deze voor  $R_{aa} = 6 \text{ k}\Omega$  ca.  $38 \text{ à } 40 V_{eff}$  bedraagt.

Uit deze figuur en uit figuur 157, waarin  $W_o$  als functie van de roosterwisselspanning is afgebeeld, ziet men, dat voor de grotere belastingsweerstand (bijv.  $10$  en  $15 \text{ k}\Omega$ ) de roosterruimte van de buis niet volledig wordt uitgestuurd.

#### IV. VERGELIJKING VAN DE VERSCHILLENDE KLASSEN EIND- VERSTERKING VOOR TRIODEN EN PENTHODEN

In de vorige paragrafen hebben we uitvoerig de instellingen voor verschillende klassen eindversterking nagegaan. Het is nu zeer nuttig nog eens een vergelijking te maken voor de verschillende eindtrappen. Om ook trioden en penthoden onderling te kunnen vergelijken, kan men zich voorstellen, dat men de triode verkrijgt door schermrooster en anode van een penthode voor wisselspanning (en eventueel voor gelijkspanning) met elkaar te verbinden.

Om vergelijkbare grootheden te verkrijgen is alles op universele schaal uitgezet. Als gegevens voor de buis zijn aangenomen de anodespanning  $V_b$  en de daarbij behorende waarde van de anodestroom  $I_{ao}$  voor  $V_g = 0$  (welke voor een penthode wordt bepaald door de gekozen waarde van de schermroosterspanning).

Het blijkt dan, dat de kenmerkende grootheid voor de buis wordt gegeven door

$$x = \sqrt{\frac{V_b I_{ao}}{W_{amax}}}$$

Uit deze penthode verkrijgt men nu voor dezelfde waarden van de schermrooster- en de anodespanning dezelfde grootheden voor de equivalente triode, nl.  $V_b ; I_{ao}$  (waarbij wordt verondersteld, dat  $I_{g2} \ll I_a$ ).

Het uitgangsvermogen kan worden gekarakteriseerd door de grootheid

$$\frac{W_o (2 \text{ buizen})}{W_{amax} (1 \text{ buis})}$$

Voor de klassen A, AB en B zijn nu, respectievelijk voor trioden en penthoden, de resultaten weergegeven in fig. 158. Hieruit volgen direct een paar belangrijke conclusies:

1. Bij lagere spanningen is het uitgangsvermogen van een penthode, met dezelfde roosterruimte en anodenulstroom als een triode,  $4 \times$  groter.
2. Het maximale vermogen voor een penthode kan bij een veel lagere spanning worden gerealiseerd dan voor een triode.

Als voorbeeld kiezen we de penthode EL 34.

Voor  $V_a = 250 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 250 \text{ V}$  bedraagt, voor twee buizen in klasse A-instelling, het uitgangsvermogen 24 W. Het hierbij toegevoerde vermogen bedraagt dan 50 W.

Als triode geschakeld geven twee buizen bij  $V_a = 350$  V een uitgangsvermogen van ca. 12 W; bij een toegevoerd vermogen van 50 W, omgerekend op  $V_a = 250$  V,

wordt dit  $\left(\frac{250}{350}\right)^2 \times 12 = 6$  W.

Hieruit zien we dus, dat dezelfde buis als penthode bij een lage voedingsspanning een ca.  $4 \times$  groter uitgangsvermogen geeft als de triode.

Als penthode in klasse AB vinden we, voor  $V_a = V_{g2} =$  ca. 330 V, een uitgangsvermogen van ca. 37 W; vergelijken we dit met hetgeen we uit fig. 158 berekenen, dan zouden we krijgen ca. 48 W bij  $1,4 \times 250 = 350$  V.

Als triode vinden we bij  $V_a = 370$  V in klasse AB ca. 16,5 W, hetgeen ca. 40% is van hetgeen de penthoden maximaal konden leveren; uit de grafiek berekenen we ca. 13 W.

Bij  $V_b = 800$  V en  $V_{g2} = 400$  V vinden we voor klasse B als penthode voor 2 buizen een uitgangsvermogen van 108 W, hetgeen  $4\frac{1}{2} \times$  het maximale vermogen van de klasse A-instelling van deze penthode bedraagt.

Theoretisch vinden we hiervoor ca.  $4,9 \times$ .

De overeenkomst tussen theoretische en praktische resultaten voor de diverse klassen uitsturing is bevredigend.

Resumerend zouden we dus kunnen besluiten met de conclusies betreffende het realiseren van een groot uitgangsvermogen; op de vorming komen wij uitvoerig terug in B.

- Het is voordelig, wat het uitgangsvermogen betreft, penthoden te gebruiken.
- Ondanks de bezwaren die een klasse B-eindtrap heeft, is deze een zeer eenvoudig middel om een groot uitgangsvermogen te realiseren.

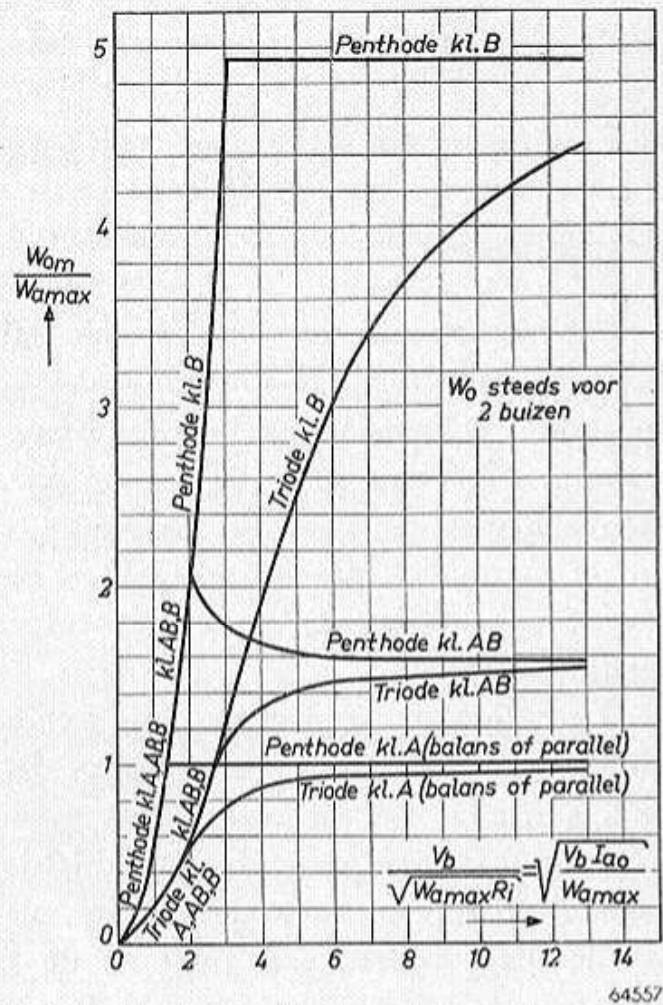


Fig. 158.  $\frac{W_{om} (2 \text{ buizen})}{W_{amax} (1 \text{ buis})}$  voor 2 penthoden en acquivalente trioden als functie van  $\sqrt{\frac{V_b I_{a0}}{W_{amax}}}$ , voor klasse A-, B- en AB-instelling.

## V. DUBBELTOON

### § 1. Inleiding

Tot hiertoe zijn de verschillende eindtrappen beoordeeld bij besturing met één sinusvormige spanning aan het rooster. Dit is een gemakkelijke methode, volgens welke berekeningen en metingen eenvoudig zijn uit te voeren. Het is echter de vraag, in hoeverre een dergelijke spanning representatief is voor de weergave van muziek en spraak, aangezien zowel in muziek als spraak zelden een zuiver sinusvormige toon alleen wordt geproduceerd, maar meestal een verzameling van verschillende frequenties.

We zullen daarom eerst eens experimenteel nagaan, in hoeverre een eindtrap, die is ingesteld volgens de uitsturing met een enkele sinus, zich gedraagt bij uitsturing met muziek of spraak.

Daartoe bepalen we de gemiddelde en de piekwaarden van anode-, schermrooster- en kathodestromen, als een eindtrap zodanig met muziek wordt uitgestuurd, dat juist in de pieken van de uitsturing roosterstroom vloeit. Het bepalen van de piekwaarden van de anode-, schermrooster- en kathodestromen gebeurt met behulp van een oscillograaf aan een meetweerstand, die in de toevoerleiding naar de betreffende electrode is geplaatst (zie fig. 159).

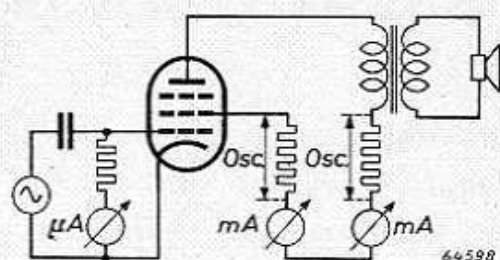


Fig. 159. Opstelling om de gemiddelde en de piekwaarde van de schermrooster- en anodestroom van een buis te meten bij uitsturing van de buis met muziek tot roosterstroom.

Men komt dan tot de volgende essentiële resultaten:

- I. Voor klasse A-uitsturing is de gemiddelde anodestroom vrijwel onafhankelijk van de uitsturing en in overeenstemming met de gepubliceerde waarde; de schermroosterstroom bij volledige uitsturing is belangrijk kleiner dan de gepubliceerde waarde; de spanning aan de kathodeweerstand is vrijwel onafhankelijk van de uitsturing.
- II. Voor klasse B-uitsturing is de gemiddelde anodestroom bij volledige uitsturing ca.  $1,5 \times$  kleiner dan de gepubliceerde waarde; de schermroosterstroom is onder dezelfde condities 2 à  $2,5 \times$  kleiner.

III. Voor klasse AB-uitsturing is bij uitsturing tot roosterstroom de spanning aan de kathodeweerstand belangrijk kleiner dan wordt gepubliceerd, terwijl voor anode- en schermroosterstroom dezelfde opmerkingen gelden als sub. II.

In het geval van een balanseindtrap met kathodeweerstand, die bij uitsturing met een enkele sinus in B-instelling komt, bemerkt men dat het niet lukt deze B-instelling te realiseren bij muziekweergave en uitsturing tot roosterstroom.

Vergelijken we de stroomwaarden, die we bij „muziekuitsturing” van een eindtrap meten, met die we verkrijgen bij uitsturing van een eindbuis tot roosterstroom met twee wisselspanningen van gelijke amplitude maar met verschillende frequentie, dan blijken de resultaten veel beter overeen te stemmen.

Herhaalt men de experimenten met drie wisselspanningen van gelijke amplitude maar verschillende frequenties, bij uitsturing tot roosterstroom ter verkrijging van klasse B-instelling, dan heeft men geen grote verschillen meer t.o.v. de uitsturing met muziek.

Het meten van eindbuizen met behulp van verscheidene frequenties is nog niet gestandaardiseerd; in Amerika meet men bijv. met behulp van twee sinusvormige wisselspanningen van ongelijke frequentie en een amplitudeverhouding van 3 : 1.

Wij zullen nu zeer in het kort nog eens de klasse A-, B- en AB-eindtrap nagaan, voor het geval dat aan het rooster van de eindbuis twee sinusvormige spanningen van verschillende frequentie, maar met gelijke amplitude aanwezig zijn.

## § 2. Klasse A-eindtrap

Hiervoor is alles vrij eenvoudig. Als de buis is ingesteld op een ruststroom  $I_{amed}$ , zijn de maximale amplituden van beide wisselstromen gelijk aan  $\frac{I_{amed}}{2}$ . De juiste aanpasweerstand blijft gelijk aan die bij uitsturing met één frequentie, omdat de totale maximale amplitude wordt gevonden door optelling van beide amplituden.

Het maximale uitgangsvermogen van de beide frequenties samen bedraagt:

$$W_{om}(d) = 2 \times \frac{1}{2} \times \left(\frac{I_{amed}}{2}\right)^2 R_a = \frac{1}{4} I_{amed}^2 R_a, \quad (\text{VII A 138}) .$$

tegenover

$$W_{om}(e) = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a \dots \dots \dots \text{(VII A 139)}$$

bij uitsturing met een enkelvoudige sinus.

We willen eerst nog opmerken, dat de maximale anodedissipatie weer optreedt bij roosterwisselspanning gelijk nul.

Men ziet, dat bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen, het uitgangsvermogen de helft is van dat bij uitsturing met een enkelvoudige sinusvormige spanning van de dubbele amplitude.

Aangezien begrippen als 20 W versterker, 5 W eindvermogen enz. reeds sedert 20 à 25 jaar gebaseerd zijn op enkeltoonmeting, wordt het wel bezwaarlijk dezelfde versterkers enz., gemeten met twee tonen, aan te duiden respectievelijk als 10 W of  $2\frac{1}{2}$  W. Daarom stellen we voor, het met dubbeltoon gemeten vermogen met  $2 \times$  te vermenigvuldigen en dan de zogenaamde „muziekfactor” te noemen de verhouding:

$$f = \frac{2 W_o(d)}{W_o(e)} \dots \dots \dots \text{(VII A 140)}$$

Met deze muziekfactor kunnen we een vergelijkingscijfer krijgen met resultaten behorend bij de uitsturing met een enkelvoudige sinus.

Voor de ideale klasse A-eindtrap is deze factor  $f = 1$ .

We zullen nu ook deze factor nagaan voor klasse B-instelling, bij uitsturing van een buis met rechte karakteristiek. In dit geval bedraagt de anodewisselstroom voor iedere frequentie  $\frac{I_{ao}}{2}$ ; het uitgangsvermogen per buis is gelijk aan (voor de twee frequenties samen):

$$W_o(d) = 2 \times \frac{1}{4} \left(\frac{1}{2} I_{ao}\right)^2 R_a = \frac{1}{8} I_{ao}^2 R_a, \dots \text{(VII A 141)}$$

terwijl dit voor de uitsturing met een enkelvoudige sinus bedraagt:

$$W_o(e) = \frac{1}{4} I_{ao}^2 R_a \dots \dots \dots \text{(VII A 142)}$$

Voor de „muziekfactor” vinden we voor een klasse B-eindtrap bij uitsturing van een buis met rechte karakteristiek bij dezelfde spanning eveneens  $f = 1$ ; bij buizen met gekromde karakteristiek zal men een waarde van  $f$  vinden, die hiervan verschilt.

Het zal blijken, dat bij een klasse B-eindtrap de gemiddelde stroom voor dubbeltoon verschilt van die voor enkeltoon; daarmee zullen ook het toe te voeren vermogen, de anodedissipatie enz. verschillen.

Klaarblijkelijk bestaat er een essentieel verschil in de vormfactor (verhouding van gemiddelde tot piekwaarde van de stroom) van de

anodestroom voor een klasse B-eindtrap bij uitsturing met één sinusvormige wisselspanning of met twee sinusvormige wisselspanningen.

Bij een rechte  $i_a/v_g$ -karakteristiek hebben we bij de klasse B-eindtrap berekend dat, bij uitsturing met een sinusvormige wisselspanning, de gemiddelde anodestroom per buis

$$\frac{I_{ao}}{\pi} = 0,318 I_{ao} \text{ bedraagt.}$$

We zullen in de volgende paragraaf nu eerst de gemiddelde anodestroom berekenen voor klasse B bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige wisselspanningen voor een rechte  $i_a/v_g$ -karakteristiek.

**§ 3. Bepaling van de gemiddelde anodestroom voor een klasse B-eindtrap bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen**

De wisselspanning aan het rooster bedraagt:

$$v_g = \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_1 t + \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_2 t, \dots \text{ (VII A 143)}$$

waarin  $\omega_1$  en  $\omega_2$  de cirkelfrequenties van de beide sinusvormige spanningen voorstellen.

De momentele anodestroom van de buis bedraagt:

$$i_a = \frac{S}{2} V_{gp} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t),$$

zolang  $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t > 0$ .

Voor de gemiddelde anodestroom vinden we dus:

$$I_{amed} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \frac{S}{2} V_{gp} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) dt,$$

voor  $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t > 0. \dots \dots \dots$  (VII A 144)

( $\tau$  is een tijdsinterval waarover we de gemiddelde stroom willen bepalen).

In fig. 160a is  $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t$  voorgesteld als functie van de tijd.

Het oppervlak onder de as is gelijk aan het oppervlak boven de tijdas gerekend voor een lange tijd, omdat  $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t$  t.o.v. de tijdas een symmetrische functie is. Klappen we het gedeelte onder de as

om, dan is het oppervlak boven de as gelijk aan het dubbele van de integraal die we zoeken (zie fig. 160b).

Nu is het oppervlak boven de as echter gelijk aan:

$$\int_0^{\pi} |\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t| dt.$$

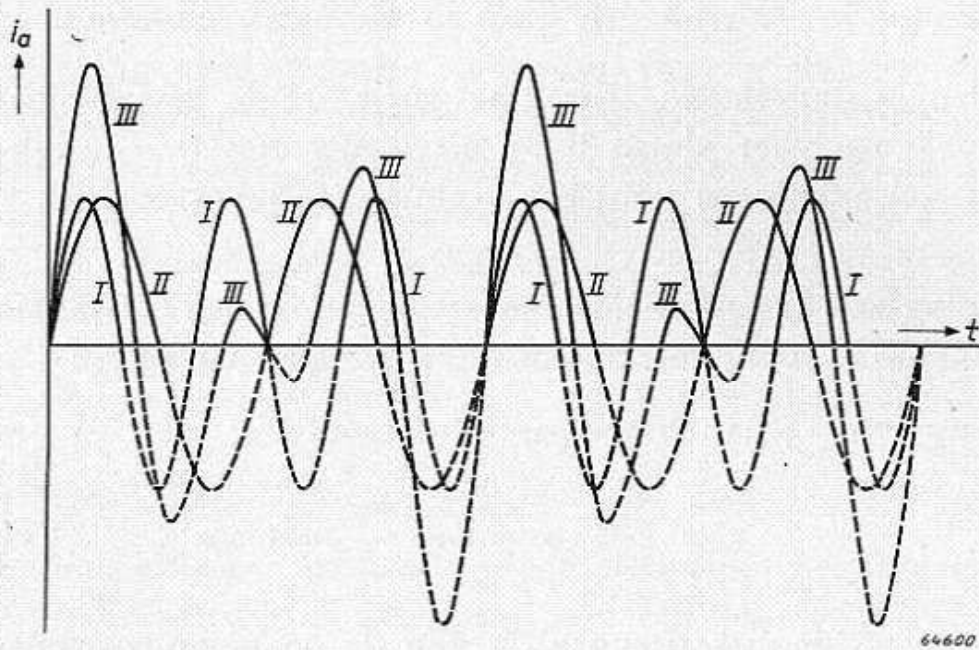


Fig. 160a.

I = anodestroom als functie van de tijd voor een buis met rechte karakteristiek, als aan het rooster een sinusvormige spanning werkzaam is.

II = idem, maar de frequentie is lager dan sub I.

III = resulterende anodestroom, als beide roosterwisselspanningen tegelijkertijd aan het rooster werkzaam zijn.

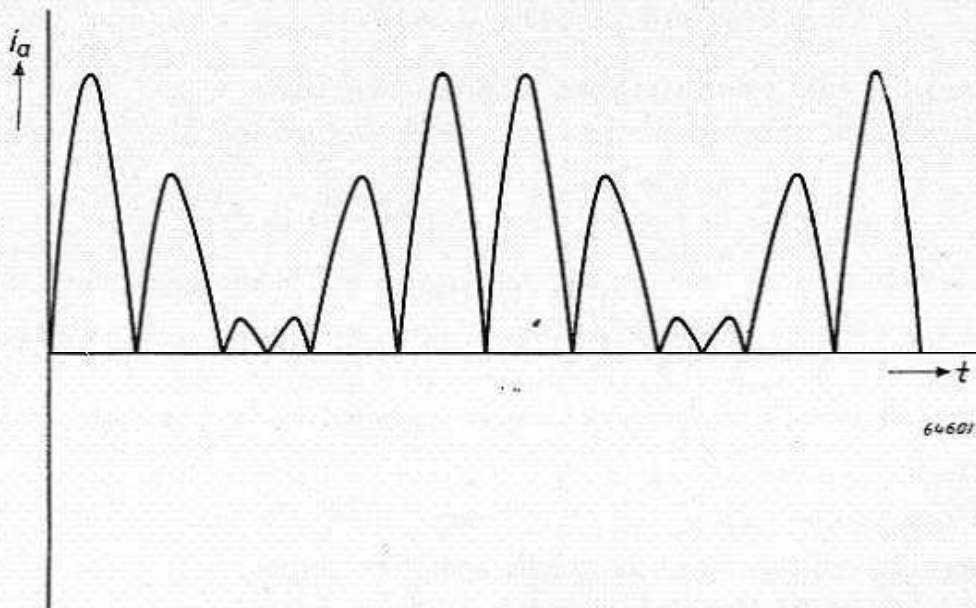


Fig. 160b. De negatieve stroompieken van de anodestroom in fig. 160a sub III zijn gespiegeld t.o.v. de horizontale as.



Onze gevraagde gemiddelde stroom is dus gelijk aan:

$$I_{amed} = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{SV_{gp}}{2\tau} \int_0^{\tau} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) dt =$$

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{SV_{gp}}{4\tau} \int_0^{\tau} |\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t| dt,$$

als  $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t > 0$ .

Nu is:

$$|\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t| = 2 \left| \cos \frac{1}{2} (\omega_1 + \omega_2) t \times \cos \frac{1}{2} (\omega_1 - \omega_2) t \right| =$$

$$= 2 \left| \cos \frac{1}{2} (\omega_1 + \omega_2) t \right| \left| \cos \frac{1}{2} (\omega_1 - \omega_2) t \right|,$$

waaruit volgt dat:

$$I_{amed} = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{SV_{gp}}{2\tau} \int_0^{\tau} \left| \cos (\omega_1 + \omega_2) t \right| \left| \cos \frac{(\omega_1 - \omega_2)}{2} t \right| dt.$$

De functie  $|\cos x|$  is te ontwikkelen in een Fourier reeks. De functie  $|\cos x|$  is afgebeeld in fig. 161.

Zoals bekend is, bedraagt de gelijkstroomcomponent in deze Fourier ontwikkeling  $\frac{2}{\pi}$ , terwijl ver-

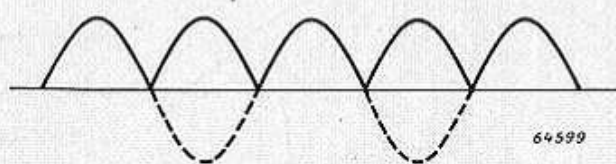


Fig. 161. De volgetrokken lijn stelt de functie  $(\cos x)$  voor, welke is verkregen door het spiegelen van de negatieve waarden van de functie  $\cos x$ .

der alleen cosinustermen optreden, omdat de functie spiegelsymmetrisch is t.o.v.  $x = 0$ .

(De functie verandert namelijk niet in waarde als  $x$  door  $-x$  wordt vervangen.)

De Fourier ontwikkeling luidt:

zoals

$$|\cos x| = \frac{2}{\pi} + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \cos nx \dots \dots \dots \text{(VII A 145)}$$

Voor de gemiddelde stroom vinden we dus:

$$I_{amed} = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{SV_{gp}}{2\tau} \int_0^{\tau} \left\{ \frac{2}{\pi} + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \cos \frac{n}{2} (\omega_1 + \omega_2) t \right\} \times$$

$$\times \left\{ \frac{2}{\pi} + \sum_{m=1}^{m=\infty} B_m \cos \frac{m}{2} (\omega_1 - \omega_2) t \right\} dt.$$

We krijgen dus afzonderlijk de volgende typen integralen te bekijken:



(klasse B-uitsturing); voor de gemiddelde waarde van de anodestroom vinden we  $\frac{I_{ap}}{\pi}$ .

Bij het uitsturen met 2 sinusvormige spanningen nemen we aan, dat de frequentie van de ene belangrijk groter is dan die van de andere. Het verloop van de anodestroom wordt gegeven door de figuur *CDEFGH* boven de tijdas *OB*.

Het door deze figuur ingesloten oppervlak boven de tijdas is een maat voor de gemiddelde anodestroom. Het totaal door deze figuur ingesloten oppervlak is gelijk aan het oppervlak van *OCBM*, omdat opp *CED* = opp *EFG*, opp *GKH* = opp *KPL* enz., en is gelijk aan  $\frac{I_{ap}}{2\pi}$ .

Nu stelt dit gehele oppervlak echter niet de gehele gemiddelde stroom voor; het moet worden vermeerderd met de gearceerde stukjes onder de as. Deze gearceerde stukjes stellen we bij benadering gelijk aan de helft van het oppervlak *OMB*. Voor het geval we een zuiver blok-vormige spanning op de sinusvormige spanning hadden gesuperponeerd, is deze benadering exact (zie fig. 162b).

Nu is

$$\text{opp } OMB = \text{opp } ONMB - \text{opp } ONM \\ \text{rechthoek} - \text{sinus.}$$

De gemiddelde waarde van de gearceerde stukjes is gelijk aan:

$$\frac{1}{2} \left[ \frac{I_{ap}}{2} - \frac{2}{\pi} \frac{I_{ap}}{2} \right] \frac{1}{2} = \frac{I_{ap}}{8} - \frac{I_{ap}}{4\pi}.$$

klasse B
gearceerde  
helft

In totaal vinden we dus:

$$I_{amed} = I_{ap} \left( \frac{1}{4\pi} + \frac{1}{8} \right) = (0,0795 + 0,125) I_{ap} = 0,205 I_{ap}.$$

Deze waarde van de benadering komt goed overeen met de exact afgeleide waarde.

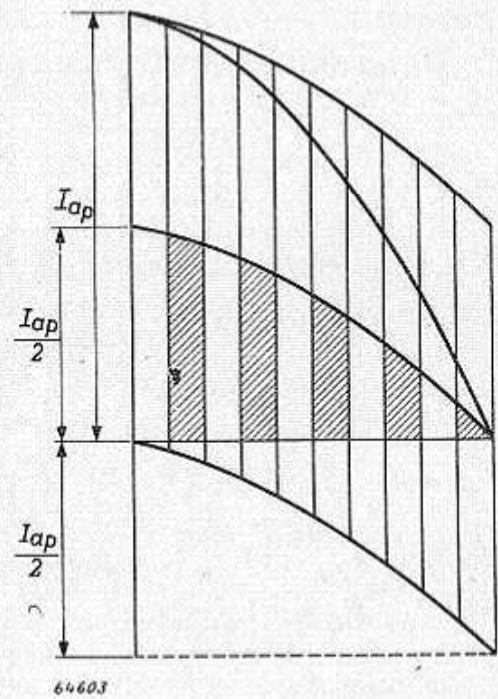


Fig. 162b. De functie  $\frac{I_{ap}}{2} \cos \omega_1 t$  wordt nu gesuperponeerd met een blok-vormige tijdsfunctie.

#### § 4. Condities voor klasse B-eindtrap bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen

We hebben voor klasse B-versterkers afgeleid, dat de anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning bij uitsturing met een enkele sinus een maximum vertoont, terwijl verder in verband hiermee het maximaal door een klasse B af te geven eindvermogen bedraagt:

$$W_{omax} = 4,93 W_{amax} \dots \dots \dots \text{(VII A 46)}$$

We zullen in deze paragraaf het gedrag van een klasse B-eindtrap bij uitsturing met twee sinusvormige spanningen, eens nader onderzoeken.

De gemiddelde stroom voor een anodestroomamplitude  $\alpha I_{ap}$  bedraagt

$$I_{amed} = \frac{2}{\pi^2} \alpha I_{ap} \dots \dots \dots \text{(VII A 147)}$$

Voor een aanpasweerstand  $R_a$  per buis vinden we dan voor het uitgangsvermogen per buis:

$$2 \times \frac{1}{4} \left( \frac{1}{2} \alpha I_{ap} \right)^2 R_a;$$

voor 2 buizen samen dus:

$$W_o = \frac{1}{4} \alpha^2 I_{ap}^2 R_a.$$

Indien  $I_{ap} = I_{ao}$ , is voor een penthode het uitgangsvermogen maximaal als  $I_{ap} R_a = V_b$ , dus:

$$W_o(d) = \frac{1}{4} I_{ao} V_b \dots \dots \dots \text{(VII A 148)}$$

Voor een anodestroomamplitude  $\alpha I_{ao}$  is de anodedissipatie:

$$W_a = \frac{4}{\pi^2} \alpha I_{ao} V_b - \frac{1}{4} \alpha^2 I_{ao} V_b \dots \text{(VI A 149)}$$

Deze functie heeft een maximum voor:

$$\frac{\partial W_a}{\partial \alpha} = \frac{4}{\pi^2} I_{ao} V_b - \frac{\alpha}{2} I_{ao} V_b = 0,$$

d.w.z.  $\alpha = \frac{8}{\pi^2}$ .

De anodedissipatie bedraagt dan:

$$W_a(\text{opt}) = \frac{32}{\pi^4} I_{ao} V_b - \frac{16}{\pi^4} I_{ao} V_b = \frac{16}{\pi^4} I_{ao} V_b.$$

Dit bedrag moet kleiner blijven dan de maximale anodedissipatie van de buis, d.w.z.:

$$\frac{16}{\pi^4} I_{ao} V_{bmax} < 2 W_{amax}, \text{ of:}$$

$$V_{bmax} < \frac{\pi^4}{8} \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \sim 12,5 \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \dots \text{(VII A 150)}$$

Het verloop van het uitgangsvermogen  $W_o$ , van het toegevoerde vermogen  $W_b$  en van de anodedissipatie  $W_a$  als functie van de uitsturingfactor  $\alpha \left( = \frac{I_{ap}}{I_{ao}} \right)$  is afgebeeld in fig. 163.

Boven de voedingsspanning  $V_{bmax}$  kunnen we de eindtrap niet uitsturen, omdat dan de maximale anodedissipatie van de buis wordt overschreden. Het uitgangsvermogen van de buizen samen bedraagt bij deze spanning:

$$\begin{aligned} W_o(d)_{max} &= \frac{1}{4} I_{ao} V_{bmax} = \\ &= \frac{\pi^4}{32} W_{amax} = 3,1 W_{amax}. \text{ (VII A 151)} \end{aligned}$$

Voor een vergelijking tussen het maximale uitgangsvermogen bij uitsturing met een enkele, en dat bij uitsturing met een dubbele toon, voeren we in het begrip „maximale muziefactor“:

$$f_{max} = \frac{2 W_o(d)_{max}}{W_o(e)_{max}} = \frac{6,2}{4,92} = 1,26 \dots \text{(VII A 152)}$$

Hieruit kunnen we concluderen, dat een klasse B-eindtrap voor muziekweergave gebruikt kan worden tot een ca.  $1,26 \times$  hogere voedingsspanning dan men berekent uit de gangbare theorie voor uitsturing met een enkelvoudige sinusvormige wisselspanning, omdat de muziekweergave beter overeenstemt met de condities die men verkrijgt bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen.

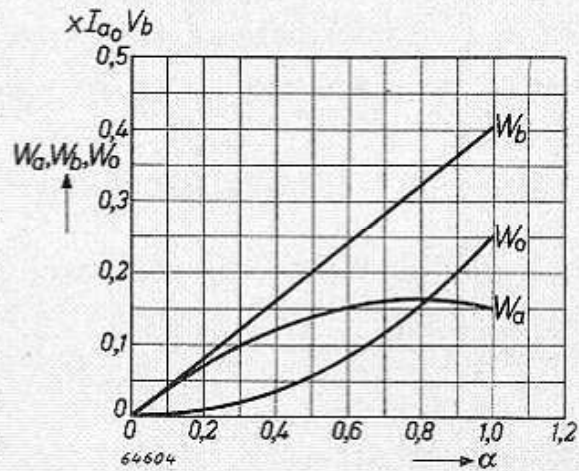


Fig. 163.  $W_o$ ,  $W_b$  en  $W_a$  als functie van  $\alpha \left( = \frac{I_{ap}}{I_{ao}} \right)$  voor uitsturing van een klasse B-eindtrap, als aan het rooster twee gelijke sinusvormige spanningen van verschillende frequentie tegelijkertijd werkzaam zijn.

### § 5. Condities van een klasse AB-eindtrap bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen

Het zal duidelijk zijn, dat de kathodeweerstand van een klasse AB-eindtrap bij besturing met twee tonen verschillend is van die voor besturing met een enkelvoudige toon, omdat in beide gevallen de gemiddelde stromen verschillen.

We zullen nu eerst bepalen de kathodeweerstand, de ruststroom en de negatieve voorspanning in het rustpunt.

Voor de rusttoestand geldt:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = 1 - \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} \dots \dots \dots \text{(VII A 153)}$$

en

$$2 I_{amedo} R_k = V_{gmedo} \dots \dots \dots \text{(VII A 154)}$$

Bij volledige uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen geldt:

$$\frac{4}{\pi^2} I_{ao} R_k = V_{go} = \frac{I_{ao}}{S}, \dots \dots \dots \text{(VII A 155)}$$

waaruit volgt:

$$SR_k = \frac{\pi^2}{4} \dots \dots \dots \text{(VII A 156)}$$

$$\left( \text{voor enkeltoon } SR_k = \frac{\pi}{2} \dots \dots \dots \text{(VII A 92a)} \right)$$

We krijgen dan:

$$\frac{\pi^2 I_{amedo}}{2 S} = V_{gmedo} = V_{go} - \frac{V_{go} I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{I_{ao}}{S} - \frac{I_{amedo}}{S},$$

$$\text{of } I_{amedo} = \frac{2 I_{ao}}{\pi^2 + 2} \approx 0,169 I_{ao} \dots \dots \dots \text{(VII A 157)}$$

(voor enkeltoon  $I_{amedo} \cong \frac{1}{4} I_{ao}$ ), (VII A 94a),

$$\text{en } \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} = 1 - \frac{2}{\pi^2 + 2} = 0,831 \dots \dots \text{(VII A 158)}$$

$$\left( \text{voor enkeltoon } \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} = \frac{3}{4} \right) \dots \dots \dots \text{(VII A 93a)}$$

Zonder signaal is de negatieve voorspanning bij een klasse AB-eindtrap

ingesteld volgens uitsturing met twee gelijke sinusvormige wisselspanningen groter dan bij uitsturing met een enkele wisselspanning.

De verhouding tussen de ruststroom en de gemiddelde stroom bij volledige uitsturing bedraagt:

$$\frac{I_{amed}(V_g = 0)}{I_{amed}(V_g = V_{go})} = \frac{\frac{2}{\pi^2}}{\frac{2}{\pi^2 + 2}} = \frac{\pi^2 + 2}{\pi^2} = 1 + \frac{2}{\pi^2} = 1,20 \times .$$

(Voor enkeltoon bedroeg deze verhouding  $1,32 \times$ .)

We zullen nu het afgegeven vermogen en de anodedissipatie van deze klasse AB-eindtrap bepalen voor enige waarden van de roosterwisselspanning.

Voor de anodedissipatie voor de beide buizen samen vinden we in de rusttoestand:

$$W_{ao} = \frac{4}{\pi^2 + 2} I_{ao} V_b = 0,338 I_{ao} V_b \dots \text{(VII A 159)}$$

(voor enkeltoon  $0,485 I_{ao} V_b$ ).

Voor wisselspanningen die kleiner zijn dan  $V_{gp} < 0,169 V_{go}$ , hebben we klasse A-instelling, voor grotere wisselspanningen klasse AB.

We bepalen nu verder het afgegeven vermogen bij uitsturing van de buis tot roosterstroom.

Per frequentie bedraagt de wisselstroomamplitude  $\frac{I_{ao}}{2}$ ; bij een belastingsweerstand  $R_a$  per buis wordt dus voor ieder van de twee frequenties een vermogen afgegeven van  $\frac{1}{8} I_{ao}^2 R_a$ , en voor het totale afgegeven vermogen:

$$W_o(d) = \frac{1}{4} I_{ao}^2 R_a \dots \dots \dots \text{(VII A 148)}$$

Voor de anodedissipatie bij volledige uitsturing vindt men dan:

$$W_a(d) = \frac{4}{\pi^2} I_{ao} V_b - \frac{1}{4} I_{ao}^2 R_a \dots \dots \text{(VII A 160)}$$

We zullen nu bepalen wanneer  $W_o$  zo groot mogelijk is. Dit is het geval als  $I_{ao} R_a = V_b$ , d.w.z. het maximale uitgangsvermogen voor de beide buizen bedraagt  $W_o = \frac{1}{4} I_{ao} V_b$ ; de anodedissipatie bij volledige uitsturing bedraagt dus:

$$W_{am} = \left( \frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{4} \right) I_{ao} V_b = 0,155 I_{ao} V_b \dots \text{(VII A 161)}$$

(voor enkeltoon  $W_o = 0,136 I_{ao} V_b$ ) . . . . . (VII A 105)

Bij de overgang van het A- naar het AB-gebied is de amplitude van de anodestroom voor ieder van de frequenties gelijk aan

$$\frac{I_{ao}}{\pi^2 + 2} = 0,084 I_{ao}.$$

Dientengevolge bedraagt het uitgangsvermogen:

$$\frac{I_{ao}^2}{(\pi^2 + 2)^2} \frac{4 V_b}{I_{ao}} = \frac{4}{(\pi^2 + 2)^2} I_{ao} V_b = 0,0286 I_{ao} V_b.$$

De anodedissipatie bedraagt dan:

$$W_a = (0,338 - 0,0286) I_{ao} V_b = 0,31 I_{ao} V_b.$$

Het blijkt dat, bij uitsturing van een klasse AB-eindtrap met de gunstigste aanpasweerstand en met twee gelijke sinusvormige spanningen, de grootste anodedissipatie optreedt in de rusttoestand.

Nu zullen we nagaan in hoeverre we het maximaal af te geven vermogen kunnen verhogen door de voedingsspanning te vergroten.

Hieraan is een grens gesteld door de maximale anodedissipatie van de buis.

We vinden:

$$V_{bmax} = \frac{\pi^2 + 2}{2} \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \sim 5,93 \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \dots \dots (VII A 162)$$

$$\left( \text{enkeltoon } \frac{4 W_{amax}}{I_{ao}} \right).$$

Voor het maximale uitgangsvermogen vindt men dan:

$$W_{omax} = \frac{1}{4} I_{ao} \times 5,93 \frac{W_{amax}}{I_{ao}} = 1,48 W_{amax} \dots \dots (VII A 163)$$

Voor de maximale muziefactor vinden we:

$$f_{max} = \frac{2 W_o (d) \max}{W_a (e) \max} = 1,48.$$

Het maximaal af te geven vermogen ligt, bij een klasse AB-instelling voor dubbeltoon, ook bij een zeer gedefinieerde waarde van de voedingsspanning  $V_{bmax}$ .

Bij verhoging van de voedingsspanning boven  $V_{bmax}$ , neemt het door de buis af te geven uitgangsvermogen weer af.



Evenals voor een klasse B-eindtrap bleek, kan een AB-eindtrap voor muziekweergave worden gebruikt bij een ca.  $1\frac{1}{2} \times$  hogere voedingspanning als men uit de theorie voor uitsturing met een enkelvoudige sinusvormige roosterwisselspanning zou concluderen.

We willen er op wijzen, dat een versterker, ingesteld volgens het dubbeltoonprincipe, bij volle uitsturing met een enkelvoudige sinus kan worden overbelast. Meetversterkers voor een enkelvoudige toon moet men dus niet instellen volgens het dubbeltoonprincipe.

## B. VERVORMING

### § 1. Inleiding

In de voorafgaande paragrafen zijn wij voor onze beschouwingen meestal uitgegaan van rechte karakteristieken die aequidistant waren, d.w.z. voor trioden werd als standaardvergelijking voor de karakteristiek aangenomen:

$$i_a = S \left( v_g + \frac{v_a}{\mu} \right),$$

en voor penthoden:

$$i_a = I_{a0} + S v_g,$$

waarin  $I_{a0}$  uitsluitend werd bepaald door de schermroosterspanning.

Indien men aan het rooster van buizen met zulke karakteristieken een sinusvormige wisselspanning legt, ontstaat in de anodeketen een anodewisselstroom, die bij klasse A-versterking eveneens sinusvormig verloopt (zie fig. 164).

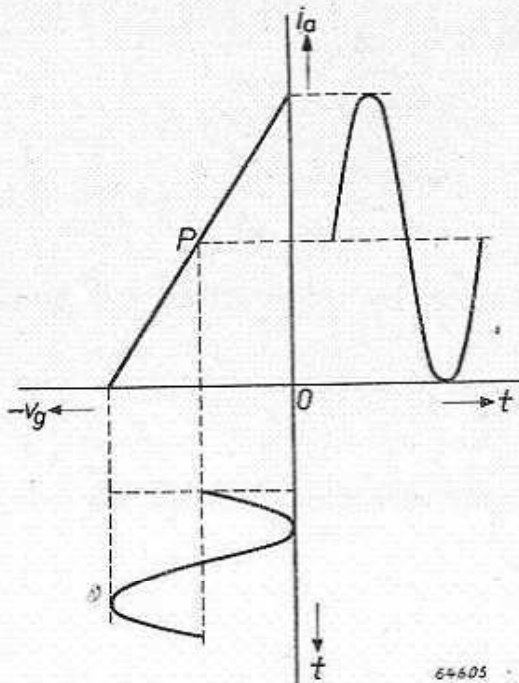


Fig. 164. Een sinusvormige wisselspanning aan het rooster veroorzaakt een sinusvormige anodewisselstroom, indien de karakteristiek recht verloopt.

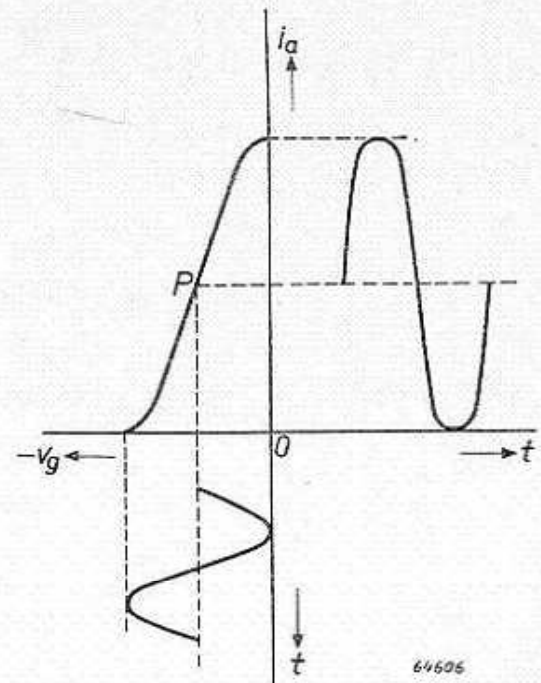


Fig. 165. Gekromde dynamische karakteristiek van een penthode. De anodewisselstroom is, ten gevolge van de kromming der karakteristiek, niet meer sinusvormig en dus vervormd.

In het algemeen verloopt echter de  $i_a/v_g$ -karakteristiek (statische en dynamische) volgens een kromme lijn, en de anodestroom die door de roosterwisselspanning wordt veroorzaakt, zal dan niet meer sinusvormig zijn (fig. 165).

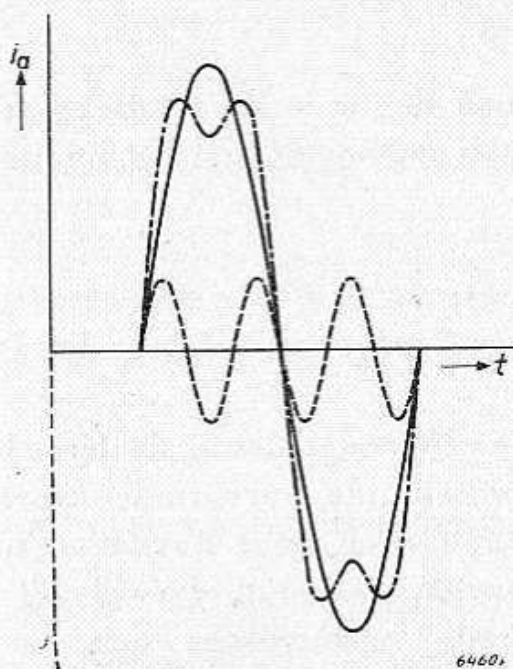


Fig. 166.

Getrokken lijn: Kromme van een sinusvormige anodewisselstroom als functie van de tijd (grondgolf).

Stippellijn: Kromme van een sinusvormige wisselstroom met de drievoudige frequentie en een amplitude van 25% van de amplitude van de grondgolf (25% derde harmonische).

Streep-puntlijn: De resulterende kromme van de grondgolf en 25% derde harmonische.

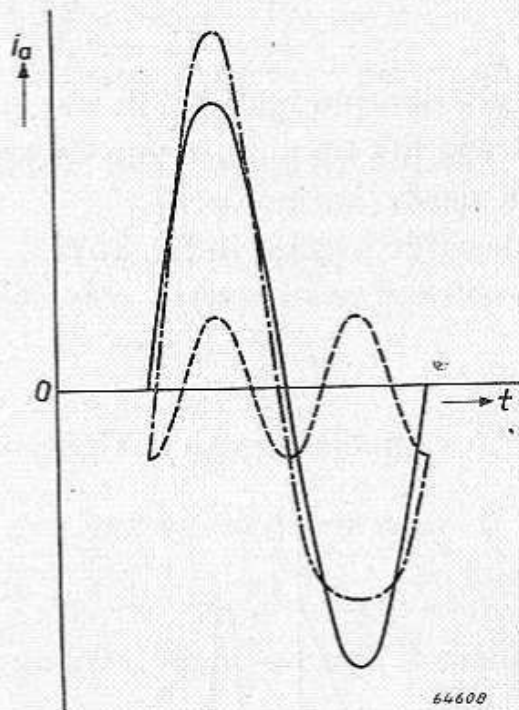


Fig. 167.

Getrokken lijn: Kromme van een sinusvormige anodewisselstroom als functie van de tijd (grondgolf).

Stippellijn: Kromme van een sinusvormige wisselstroom met de dubbele frequentie en een amplitude van 25% der amplitude van de grondgolf (25% tweede harmonische).

Streep-puntlijn: De resulterende kromme van de grondgolf en 25% tweede harmonische.

Men zegt dan, dat de anodewisselstroom vervormd is. Wordt de anodewisselstroom voorgesteld als functie van de tijd, dan vindt men niet alleen de zuivere sinus, die afkomstig is van de grondgolf, maar ook componenten van de frequenties  $2\omega$ ,  $3\omega$ ,  $4\omega$  enz., die men de hogere harmonischen van de grondgolf noemt.

Deze ontbinding van een periodieke functie in een grondgolf en haar hogere harmonischen is wiskundig geformuleerd door het theorema van Fourier, waarvan de wiskundige definitie gegeven is op blz. 238.

Op welke wijze een zuivere sinus in vorm wordt beïnvloed door toevoeging van harmonischen, tonen de figuren 166 en 167.

In fig. 166 bedraagt de amplitude van de derde harmonische (stippel-lijn) 25% van die van de grondgolf (getrokken lijn). De resultante (streep-puntlijn) stelt voor de kromme

$$i_a = I_{ap} \sin \omega t + \frac{I_{ap}}{4} \sin 3\omega t,$$

d.w.z. als de grondgolf gelijk nul is, is ook de derde harmonische gelijk nul, terwijl het maximum van de grondgolf samenvalt met het minimum van de derde harmonische.

Op dezelfde wijze is in fig. 167

$$i_a = I_{ap} \cos \omega t + \frac{I_{ap}}{4} \cos 2\omega t \text{ voorgesteld.}$$

Uit een vergelijking van de figuren 166 en 167 volgt, dat bij de derde har-

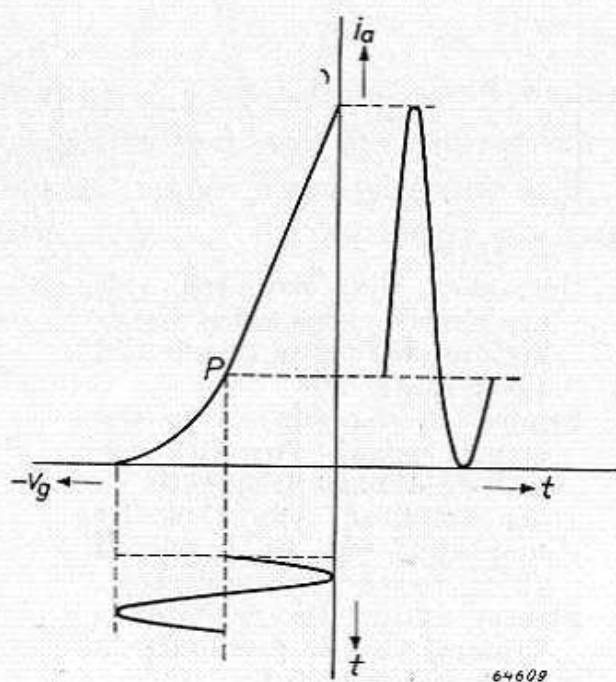


Fig. 168. Dynamische karakteristiek van een triode. Bij een sinusvormige roosterwisselspanning is de anodestroom asymmetrisch vervormd.

monische de vervormde kromme symmetrisch naar boven en naar beneden verloopt, terwijl bij de tweede harmonische een asymmetrische figuur (nl. aan de ene zijde een afplatting en aan de andere zijde een verhoging van de kromme) het gevolg is.

Dergelijke figuren ontstaan door de vervorming in een radiobuis. De reeds gegeven karakteristiek volgens fig. 165, die afplatting van beide toppen veroorzaakt, levert derde harmonische op, die van fig. 168, welke een duidelijke asymmetrie veroorzaakt, geeft tweede harmonische.

De eerstgenoemde kromme heeft veel overeenkomst met de dynamische  $i_a/v_g$ -karakteristiek van een penthode, terwijl de laatste kromme vrijwel overeenkomt met die van een triode.

Men kan de totale wisselstroom samengesteld denken uit een wisselstroom  $I_1$  met de grondfrequentie, en een aantal wisselstromen  $I_2, I_3, I_4$  enz., die de 2-, 3- en 4-voudige enz. frequentie hebben van  $I_1$ , waarbij nog bepaalde fазerelaties bestaan.

De effectieve waarde van de totale anodewisselstroom is dan gelijk aan:

$$I_{a\text{eff}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (\text{VII B 1})^1)$$

waarin  $I_1, I_2$  enz. de effectieve waarden voorstellen van respectievelijk de grondgolf, de tweede harmonische enz.

De totale vervorming wordt gedefinieerd door:

$$d_{\text{tot}} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}} \approx \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}{I_1^2}} \dots (\text{VII B 3})$$

De laatste benadering is in de praktijk bijna altijd geoorloofd, omdat

$$I_2^2 + I_3^2 \dots \ll I_1^2 \dots$$

De vervorming door de tweede, derde enz. harmonische worden respectievelijk gedefinieerd als:

$$d_2 = \frac{I_2}{I_1}, \quad d_3 = \frac{I_3}{I_1}, \quad d_4 = \frac{I_4}{I_1}, \quad \dots (\text{VII B 4})$$

zodat voor de totale vervorming geschreven kan worden:

$$d_{\text{tot}} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + \dots^2} \dots (\text{VII B 5})$$

De vervorming die in een buis ontstaat, kan worden bepaald door

1) Het bewijs hiervan volgt eenvoudig uit het volgende:

Per definitie is

$$I_{a\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2 d\omega t}, \quad (\text{VII B 2}),$$

terwijl

$$i_a = \sqrt{2} \{ I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + \dots \};$$

dus:

$$\begin{aligned} i_a^2 = & 2 \{ I_1^2 \cos^2(\omega t + \phi_1) + I_2^2 \cos^2(2\omega t + \phi_2) + I_3^2 \cos^2(3\omega t + \phi_3) + \dots \} + \\ & + 2 \{ 2I_1 I_2 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(2\omega t + \phi_2) + 2I_1 I_3 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(3\omega t + \phi_3) + \\ & + \dots \} = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) + \{ I_1^2 \cos 2(\omega t + \phi_1) + I_2^2 \cos 2(2\omega t + \phi_2) \\ & + \dots \} + 4 \{ I_1 I_2 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(2\omega t + \phi_2) + I_1 I_3 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(3\omega t + \phi_3) + \dots \} \end{aligned}$$

Deze uitdrukking substitueren we in  $I_{a\text{eff}}$  (VII B 2).

We krijgen dan:  $I_{a\text{eff}}^2 = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots +)$  andere termen welke gelijk nul zijn.

2) In de gevallen waarin de vervorming zeer groot is, moet men definiëren:

$$d_2 = \frac{I_2}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2}}$$

Volgens de gebruikelijke definitie zonder meer zou bij  $I_2 = I_1$   $d_2 = 100\%$  zijn en exact  $70,7\%$ .

berekening en door meting. Beide methoden zullen we in de volgende paragrafen uitvoerig toelichten.

De vervorming is in diverse gevallen een waardevolle maatstaf voor het beoordelen van de weergavekwaliteit van het toestel. Echter, in de gevallen waarin de vervorming het gevolg is van discontinue verschijnselen, als het optreden van roosterstroom gedurende een gedeelte van de wisselspanningsperiode aan het rooster, of een abrupt afsnijden van de toppen van de sinuskrumme van de anodespanning, is de vervorming veel hinderlijker dan uit de grootte ervan zou worden afgeleid. Dit kan worden toegeschreven aan het feit, dat bij dergelijke discontinue verschijnselen harmonischen van hoge orde voorkomen.

Bij trioden treedt meestal de tweede harmonische en bij pentoden de derde harmonische op de voorgrond.

Het is een veel omstreden punt, welke van deze twee vervormingen de meest hinderlijke is. Dit is door diverse onderzoekers nagegaan. Aangezien dit een kwestie is van persoonlijke appreciatie, hebben deze auteurs aan diverse proefpersonen onderzocht, hoe zij reageerden op een bepaald percentage vervorming van de tweede en de derde harmonischen. Muziek is reeds hinderlijk slecht met 10% harmonische, terwijl spraak met 30 à 40% harmonischen nog verstaanbaar is.

Waarneembaar is ongeveer 5% tweede harmonische en 3% derde, bij vergelijking van onvervormde en vervormde weergaven, terwijl bij muziekweergave 4% tweede en derde harmonischen nog onderscheiden worden van de onvervormde weergave.

Het optreden van harmonischen is op zichzelf niet hinderlijk, aangezien deze ook worden voortgebracht door muziekinstrumenten of door spraak.

Vervorming heeft een verandering van de klank of het timbre ten gevolge. Indien de vervorming klein is, zal in het algemeen ook de ermee gepaard gaande timbreverandering niet opvallend zijn.

Echter ontstaan door de karakteristiekkromming ook combinatie-tonen met de som- en verschilfrequenties, zulks wegens het gelijktijdig aanwezig zijn van spanningen van verschillende frequenties aan het rooster van de buis.

Deze vervorming wordt zeer storend als ze aanleiding geeft tot schorheid van de weergave. Dit is bijv. het geval, als een van de grondtonen een lage toonhoogte heeft. De som- en verschilfrequenties wijken dan weinig af van de oorspronkelijke hogere frequentie.

Zijn aan het rooster van de eindbuis tegelijkertijd frequenties van 100 Hz en van 500 Hz aanwezig, dan ontstaan bij een kwadratische

$i_a/v_g$ -karakteristiek nieuwe tonen met frequenties van 400 en 600 Hz naast de harmonischen van 200 en 1000 Hz. Men hoort duidelijk, dat de frequentie van 500 Hz is gemoduleerd met 100 Hz. Ligt deze modulatiefrequentie tussen 40 en 100 Hz, dan resulteert een zekere schorheid, die zeer storend is. Ontstaat behalve de tweede harmonische ook de derde, dan kunnen daarenboven tonen van 900, 1100, 700 en 300 Hz voorkomen.

Op het tegelijkertijd aanwezig zijn van verscheidene tonen komen we nog terug in B § 9.

Bij normale radio-ontvangst blijkt in de praktijk, dat voor eenvoudige apparaten een vervorming van 10% nog aanvaardbaar is, voor de middenklasse apparaten 4 à 5%, terwijl voor luxe apparaten en voor versterkers waarbij zeer hoge eisen worden gesteld aan de weergavekwaliteit, de vervorming voor maximale uitsturing beperkt moet blijven tot 2%.

## § 2. Karakteristieken

De statische karakteristieken van een buis kunnen worden voorgesteld in het  $i_a/v_g$ - of het  $i_a/v_a$ -diagram. Zo is bijv. in fig. 169 het  $i_a/v_a$ -

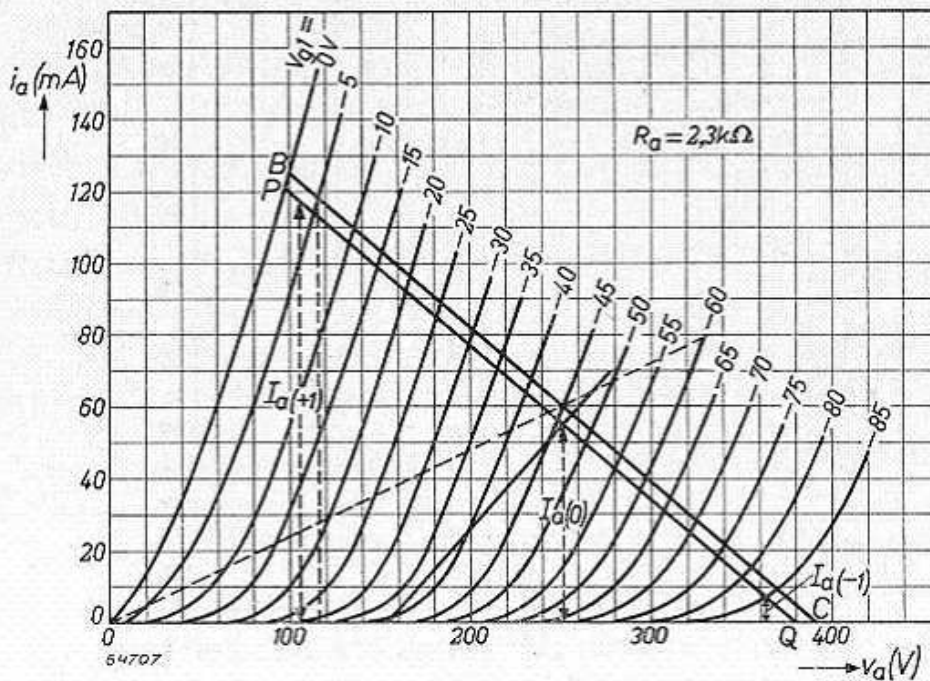


Fig. 169.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de AD 1 met belastingslijnen.

karakteristiekenveld van de triode AD 1, en in fig. 170 dat van de penthode EL 41 afgebeeld.

We veronderstellen voorlopig in onze beschouwingen, dat de primaire

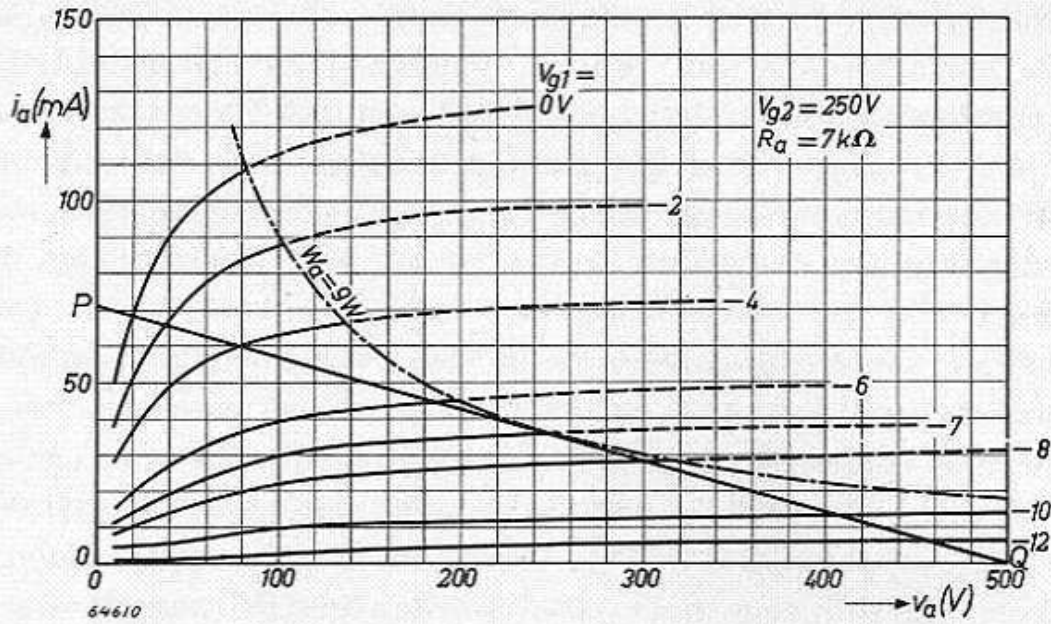


Fig. 170.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 41 met de belastingslijn voor  $R_a = 7 \text{ k}\Omega$ .

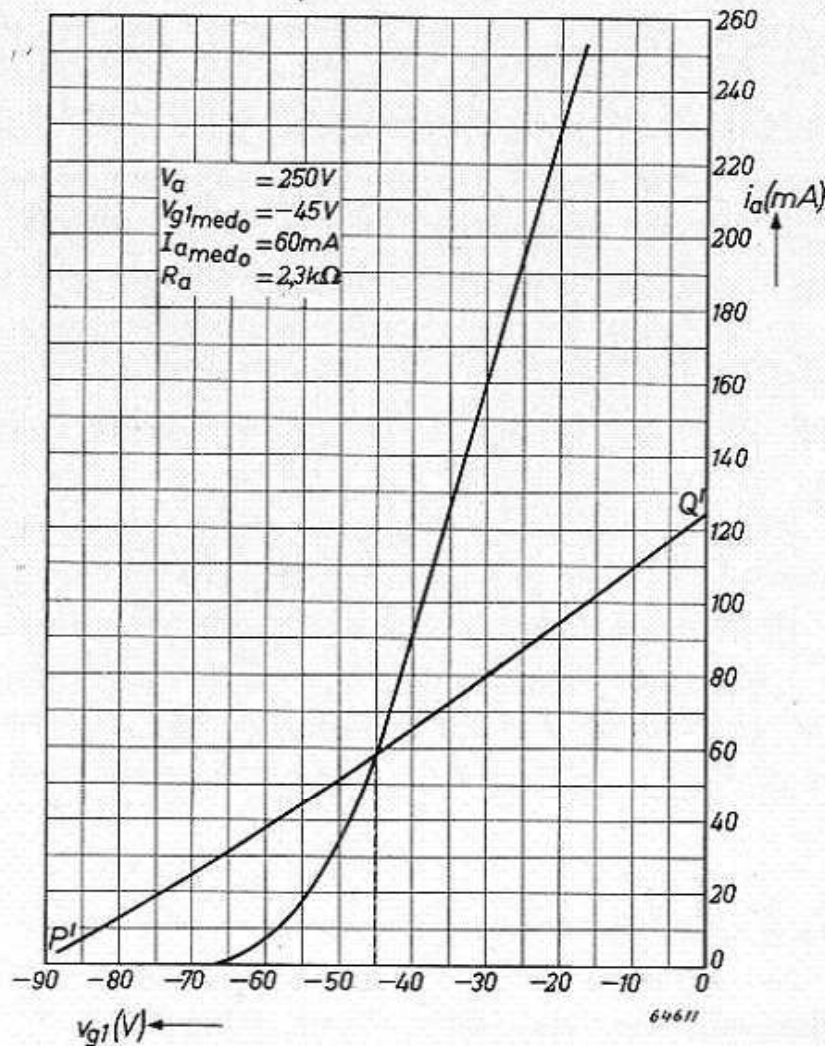


Fig. 171. Statische en dynamische karakteristiek van de AD 1 ( $R_a = 2,3 \text{ k}\Omega$ ).



zelfinductie van de luidsprekertransformator groot is, en dat deze voor gelijkstroom geen weerstand bezit. Verder nemen we aan, dat de belasting in de anodekring zelf een zuiver ohms karakter heeft. Deze kan in het  $i_a/v_a$ -diagram worden voorgesteld door een rechte lijn door het werkpunt. Op deze wijze is in het karakteristiekenveld van de AD 1 de lijn  $PQ$  een belastingslijn voor  $2300 \Omega$ , en in dat van de EL 41 stelt deze lijn de belastingslijn voor  $7000 \Omega$  voor.

Men kan deze belastingslijnen punt voor punt overbrengen naar het  $i_a/v_g$ -diagram; men verkrijgt dan de bekende dynamische karakteristiek. Die van de AD 1 (lijn  $P'Q'$  in fig. 171) is in hoofdzaak aan de onderzijde gekromd, terwijl die van de EL 41 (fig. 172) zowel aan de onder- als de bovenzijde is gebogen en t.o.v. het werkpunt een min of meer symmetrisch karakter bezit.

Men kan de dynamische karakteristiek voor een bepaald werkpunt meestal benaderen door de volgende machtreeks:

$$i_a = I_{amedo} + a_1 (v_g - V_{gmedo}) + a_2 (v_g - V_{gmedo})^2 + \dots, \quad (\text{VII B } 6)$$

waarin  $I_{amedo}$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  enz. afhankelijk zijn van de anodespanning en van de belastingsweerstand.

Voor de meeste beschouwingen neemt men slechts een aantal termen van deze machtreeks.

Soms zijn de statische karakteristieken van een buis voor te stellen door middel van een exacte vergelijking. Voor het berekenen van de vervorming van een klasse B-eindtrap voor penthoden zullen we o.a. gebruik maken van een kwadratische statische  $i_a/v_g$ -karakteristiek, die we veronderstellen onafhankelijk te zijn van de anodespanning, zodat de dynamische karakteristiek identiek is met de statische.

Zoals we in deel IV, blz. 162, hebben aangetoond, kan een

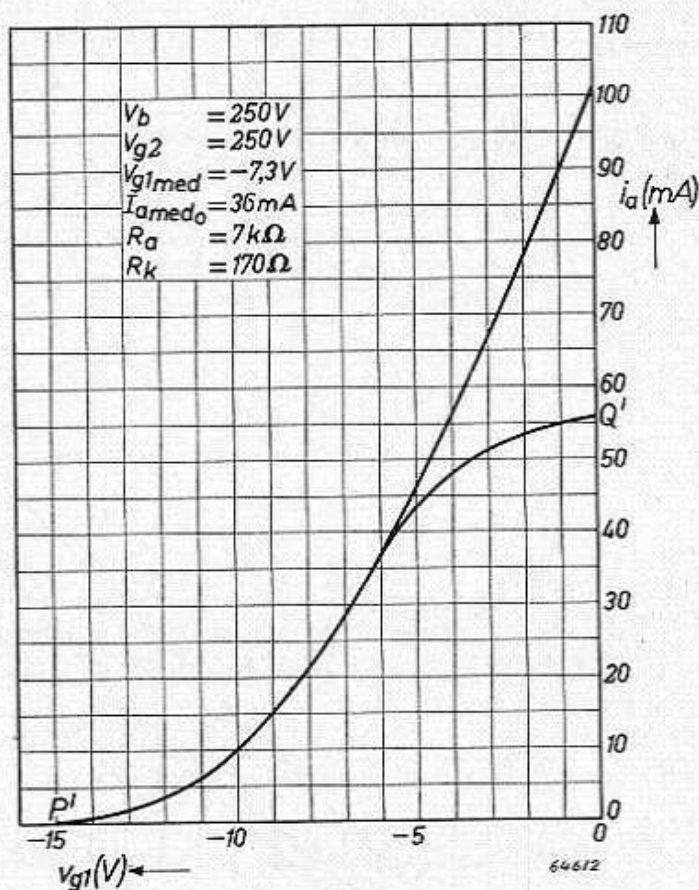


Fig. 172. Statische en dynamische karakteristiek van de EL 41 ( $R_a = 7 \text{ k}\Omega$ ).

dergelijke karakteristiek worden voorgesteld door de vergelijking:

$$\frac{i_a}{I_{a0}} = 1 + \gamma \left( \frac{v_g}{V_{g0}} \right) + (\gamma - 1) \left( \frac{v_g}{V_{g0}} \right)^2, \dots \dots \dots (\text{II B 7})$$

waarin

$$\gamma = \frac{S_o V_{g0}}{I_{a0}},$$

$S_o$  zijnde de steilheid bij  $V_g = 0$  en  $V_{g0}$  de afknijpspanning van de buis.

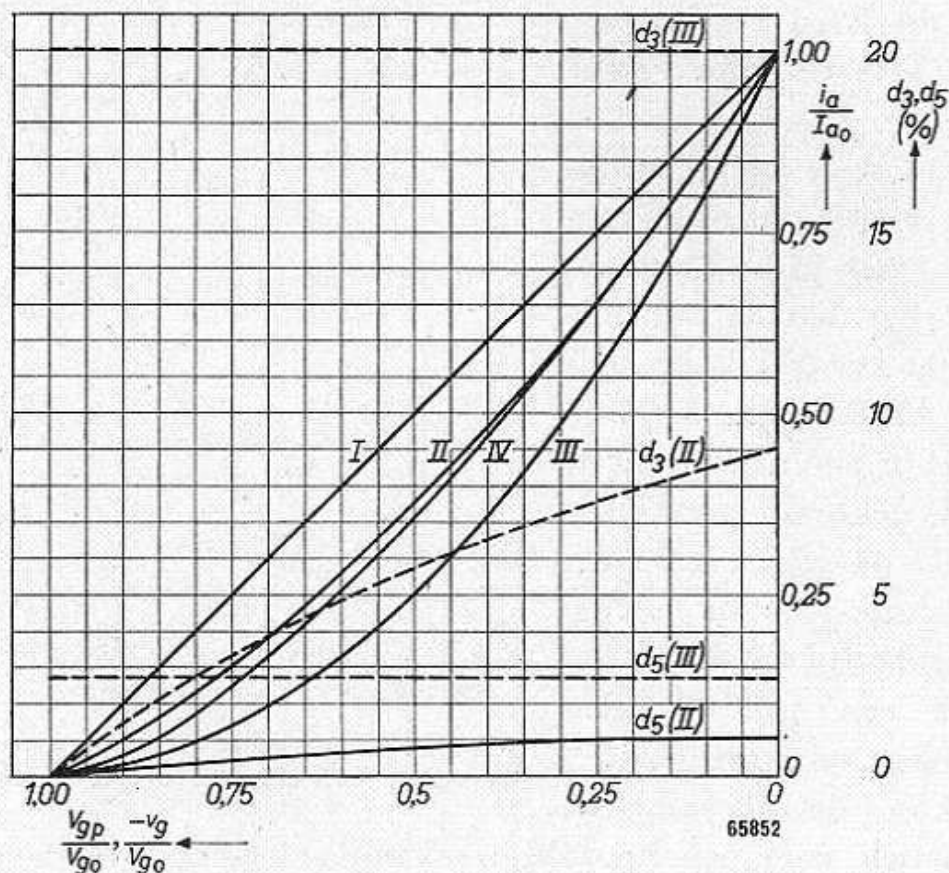


Fig. 173. Diverse  $i_a/v_g$ -karakteristieken.

- I.  $\frac{i_a}{I_{a0}} = \left( 1 + \frac{v_g}{V_{g0}} \right)$ .
- II.  $\frac{i_a}{I_{a0}} = 1 + \frac{3}{2} \left( \frac{v_g}{V_{g0}} \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{v_g}{V_{g0}} \right)^2$ .
- III.  $\frac{i_a}{I_{a0}} = \left( 1 + \frac{v_g}{V_{g0}} \right)^2$ .
- IV.  $\frac{i_a}{I_{a0}} = \left( 1 + \frac{v_g}{V_{g0}} \right)^{3/2}$ .

Verder stellen de krommen  $d_3$  (II), en  $d_5$  (II) de vervorming voor als functie van  $V_{gp}$  voor klasse B-uitsturing van karakteristiek II. Op dezelfde wijze hebben  $d_3$  (III) en  $d_5$  (III) betrekking op karakteristiek III.

In fig. 173 zijn deze  $i_a/v_g$ -karakteristieken voorgesteld voor  $\gamma = 1, 1,5$  en 2, respectievelijk door de krommen I, II en III.

Een andere vergelijking, die ook dikwijls als een goede benadering

van de statische karakteristiek van een buis wordt gebruikt, wordt gegeven door:

$$\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{go}}\right)^{3/2} \dots \dots \dots \text{(VII B 7)}$$

Deze karakteristiek is voorgesteld door kromme IV in fig. 173.

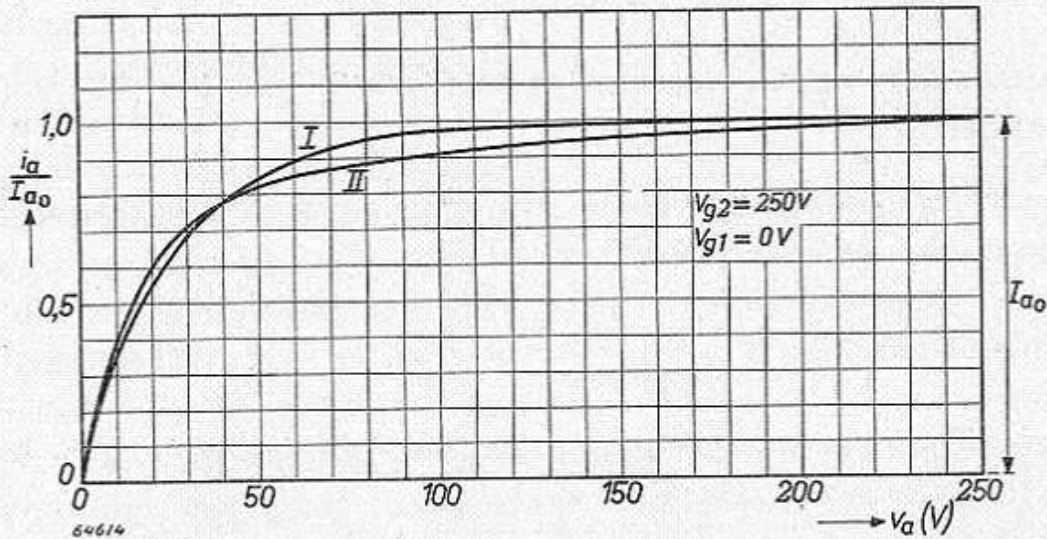


Fig. 174. Gemeten en berekende  $i_a/v_a$ -karakteristiek van de EBL 21:

- I. Berekend:  $\left(\frac{i_a}{I_{ao}} = \frac{1 - \epsilon^{-10 \frac{v_a}{v_b}}}{1 - \epsilon^{-10}}\right)$ .
- II. Gemeten:

Ook hierbij is de dynamische karakteristiek weer identiek met de statische.

Tenslotte geven we nog een voorbeeld, hoe men de statische  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een penthode kan benaderen, onder inachtneming van de „overname”-bocht of de zogenaamde knie.

De  $i_a/v_a$ -karakteristieken van de EBL 21 kan men vrij nauwkeurig benaderen door:

$$\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(\frac{1 - \epsilon^{-10 \frac{v_a}{v_b}}}{1 - \epsilon^{-10}}\right) \left\{1 + \frac{3}{2} \frac{v_g}{V_{go}} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_g}{V_{go}}\right)^2\right\}, \dots \dots \text{(VII B 8)}$$

waarin  $I_{ao}$  de anodestroom voorstelt voor  $V_g = 0$ , als  $v_a = V_b$  (in dit voorbeeld:  $V_b = 250 V$ ).

Aan de hand van deze formule is nu de  $i_a/v_a$ -karakteristiek voor  $V_g = 0$  berekend.

Voor de overeenstemming tussen deze berekende en de gemeten kromme, zie fig. 174.

Uit deze formule, samen met de betrekking  $v_a = V_b - i_a R$ , krijgt men na eliminering van  $v_a$  de dynamische karakteristiek.

Uit de dynamische karakteristieken moet men nu op de een of andere wijze de vervorming en het uitgangsvermogen voor een bepaalde roosterwisselspanning berekenen. Dit zal nu verder geschieden in de volgende paragrafen.

### § 3. Berekening van de vervorming met behulp van het theorema van Fourier

In de vorige paragraaf hebben we enige vormen besproken, waarin de dynamische karakteristiek bekend kan zijn.

Uit deze gegevens zullen wij nu, voor een bepaalde grootte van de roosterwisselspanning  $V_{gp}$ , de vervorming en het uitgangsvermogen berekenen.

Eerst zullen we de vervorming en het uitgangsvermogen bepalen volgens het theorema van Fourier.

Uit het theorema van Fourier is bekend, dat een periodieke anodestroom kan worden voorgesteld als een superpositie van een gelijkstroom, met een grondcomponent en de diverse harmonischen. In het algemeen bestaat zulk een Fourier reeks uit cosinus en sinustermen; de anodestroom kan dus in haar algemene gedaante worden voorgesteld door:

$$i = A_0 + A_1 \sin x + B_1 \cos x + A_2 \sin 2x + B_2 \cos 2x + \dots \quad (\text{VII B } 9)$$

waarin  $x = \omega t$ .

De coëfficiënten  $A$  en  $B$  worden bepaald door:

$$\text{Voor } \left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a dx \\ n \neq 0 \quad A_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \sin nx dx \\ B_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \cos nx dx \end{aligned} \right\} \dots \quad (\text{VII B } 10)$$

Eerst willen we nog iets zeggen over het verband tussen de dynamische karakteristiek en de coëfficiënten van de Fourier reeks.

In het algemeen zal de dynamische karakteristiek een gesloten figuur zijn, zoals in fig. 175 is voorgesteld.

In dit algemene geval komen in de Fourier reeks zowel sinus- als cosinustermen voor. Is daarentegen de dynamische karakteristiek een enkele kromme, d.w.z. dat bij iedere rooster spanning slechts een enkele anodestroom behoort, dan is in het anodestroom-tijd diagram de kromme symmetrisch t.o.v. de tijdas ( $t = 0$  of  $x = 0$ ). In zo'n geval ontbreken in de Fourier reeks de sinus termen (zie fig. 176).

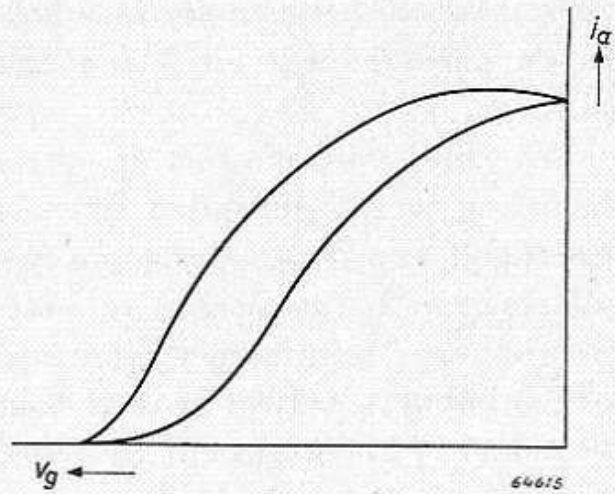


Fig. 175. Complexe dynamische karakteristiek.

Achtereenvolgens bepalen we nu voor de in de vorige paragraaf genoemde dynamische karakteristieken de vervorming, d.w.z. we bepalen de coëfficiënten van de Fourier reeks.

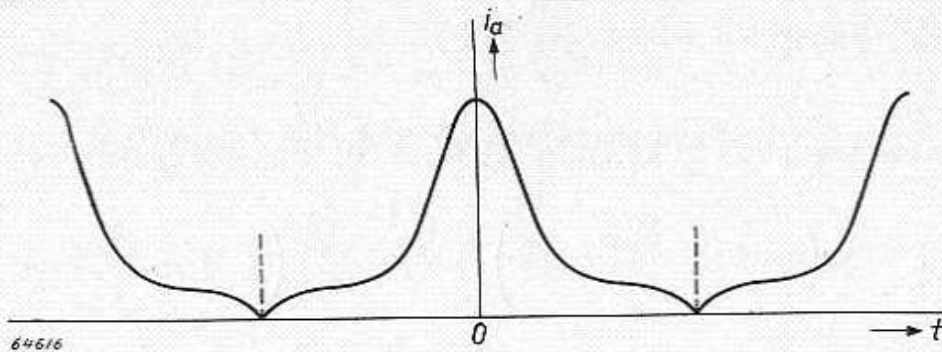


Fig. 176. Symmetrische anodestroom-tijd kromme; dus zijn in de corresponderende Fourier reeks de coëfficiënten van de sinustermen gelijk nul.

Als eerste voorbeeld van de dynamische karakteristiek nemen we vgl. (VII B 6).

De momentele waarde van de roosterwisselspanning wordt gegeven door:

$$v_g = V_{gmedo} + V_{gp} \cos \omega t = V_{gmedo} + V_{gp} \cos x \dots \dots \dots \text{(VII B 11)}$$

Bij substitutie van (VII B 11) in (VII B 6) vinden we:

$$i_a = I_{amedo} + a_1 V_{gp} \cos x + a_2 V_{gp}^2 \cos^2 x + a_3 V_{gp}^3 \cos^3 x + \dots \dots \dots \text{(VII B 12)}$$

Men kan nu door substitutie van (VII B 12) in (VII B 10) achtereenvolgens de coëfficiënten van de Fourier reeks bepalen. Dit is een tijdrovend werk, hetgeen we hier achterwege zullen laten, omdat hiervoor in de paragrafen 4 en 5 een eenvoudiger benaderingsmethode wordt gegeven.

We willen volstaan met de opmerking, dat in het geval van een ohmse belasting wordt gevonden dat  $A_n = 0$  ( $n \neq 0$ ), waaruit volgt, dat de grondgolf van de anodestroom in fase is met de roosterwisselspanning, alle oneven harmonischen in het werkpunt gelijk zijn aan nul en een maximum of minimum vertonen als de roosterwisselspanning maximum of minimum is, terwijl de even harmonischen een maximum of minimum vertonen in het werkpunt en gelijk nul zijn als de roosterwisselspanning een extreme waarde heeft.

Als voorbeeld van de Fourier analyse kiezen we het geval dat de dynamische karakteristiek bekend is in de vorm van een eenvoudige vergelijking, als bijv. vergelijking (VII B 6) in § 2.

Nemen we het geval, dat het werkpunt is gelegen in het afknijppunt van de karakteristiek, dus de momentele roosterspanning wordt gegeven door:

$$v_g = -V_{g0} + V_{gp} \cos x. \quad (\text{VII B 11a})$$

Substitueren we (VII B 11a) in (VII B 6), dan krijgen we:

$$\frac{i_a}{I_{a0}} = 1 + \gamma \left( -1 + \frac{V_{gp}}{V_{g0}} \cos x \right) + (\gamma - 1) \left( -1 + \frac{V_{gp}}{V_{g0}} \cos x \right)^2.$$

Men kan uit deze vergelijking gemakkelijk de grondgolf, de derde en de vijfde harmonische van de anodewisselstroom berekenen.

Men vindt hiervoor met behulp van (VII B 10):

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} &= - (2 - \gamma) \frac{V_{gp}}{2} - \frac{4}{3\pi} (\gamma - 1) V_{gp}^2 \\ \frac{I_{a3}}{I_{a0}} &= \frac{4 (\gamma - 1)}{15\pi} V_{gp}^2 \\ \frac{I_{a5}}{I_{a0}} &= \frac{4}{105 \pi} V_{gp}^2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{VII B 13})$$

Voor  $\gamma = 1\frac{1}{2}$  vinden we het verloop voor  $d_3$  en  $d_5$  in figuur 173 voorgesteld als functie van  $V_{gp}$  (kromme II); voor  $\gamma = 2$  blijkt de vervorming

onafhankelijk te zijn van de roosterwisselspanning en is gelijk aan  $d_3 = 20\%$ ;  $d_5 = 2,86\%$  (kromme III).

Men ziet uit deze voorbeelden dat, als het werkpunt in het afknijppunt ligt van een gekromde karakteristiek, de vervorming zelfs bij kleine roosterwisselspanningen reeds aanzienlijk kan zijn:

Als men twee buizen met zulk een kwadratische karakteristiek in balans schakelt, verkrijgt men in de belastingsweerstand een stroom die uitsluitend oneven harmonischen bevat; de even harmonischen compenseren elkaar namelijk.

Hoe deze stroom in de belastingsweerstand is samengesteld uit de afzonderlijke componenten, is geïllustreerd in figuur 177.

Een ander voorbeeld, waarbij we gebruik kunnen maken van de Fourier analyse, wordt gegeven in het geval van de benaderde statische karakteristiek van de EBL 21.

Door in vergelijking (VII B 8) te substitueren:

$$v_g = \frac{-V_{g0}}{2} + \frac{V_{g0}}{2} \cos x \text{ en}$$

$$V_b = v_a + i_a R_a,$$

kan men met behulp van de Fourier integralen de grondgolf, de tweede en de derde harmonischen berekenen. Deze berekening is niet eenvoudig, ze voert tot Bessel functies.

Het resultaat van deze berekening is afgebeeld in fig. 178, waarin  $W_o$ ,  $d_2$ ,  $d_3$  en  $d_{tot}$  zijn gegeven als functie van  $R_a$ .

Op de horizontale as is als eenheid gekozen de grootheid

$$R_a \frac{I_{a0}}{V_b},$$

terwijl op de verticale as als maat voor het uitgangsvermogen is uitgezet

$$\frac{W_o}{I_{a0} V_b}.$$

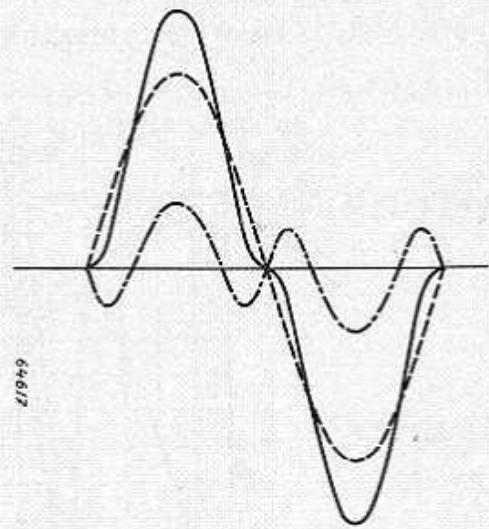


Fig. 177. Samenstelling van transformatorstroom uit twee anodestromen met kwadratische karakteristiek voor klasse B-uitsturing.

Men ziet uit fig. 178 dat, bij het minimum aan tweede harmonische, het uitgangsvermogen ongeveer maximaal is.

In de gevallen waarin de karakteristieken bekend zijn als een stel krommen, is men genoodzaakt over te gaan tot een grafische benadering.

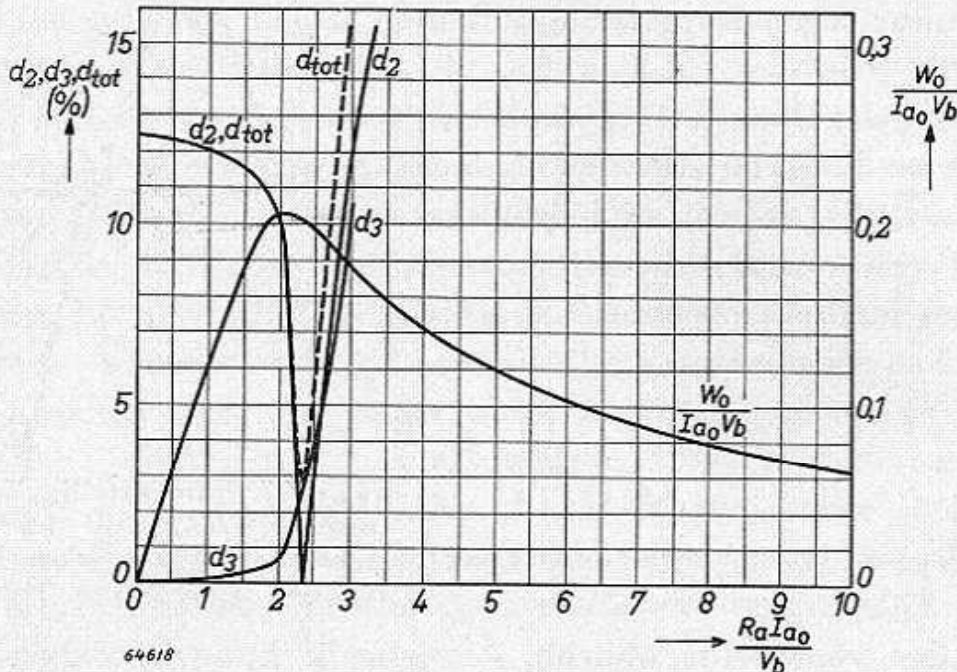


Fig. 178. Uitgangsvermogen en vervorming als functie van  $\frac{R_a I_{a0}}{V_b}$  voor een penthode bij uitsturing tot roosterstroom:

$$\frac{i_a}{I_{a0}} = \frac{\left(1 - \epsilon \frac{-10 v_a}{V_b}\right)}{1 - \epsilon^{-10}} \left\{ 1 + \frac{3}{2} \left(\frac{v_g}{V_{g0}}\right) + \frac{1}{2} \left(\frac{v_g}{V_{g0}}\right)^2 \right\}$$

Het procédé berust er op, dat men een aantal punten kiest van de karakteristiek (bijv. 12) en de Fourier integralen vervangt door sommaties (zoals dit voor het berekenen van de conversiëteelheid uitvoerig werd gedaan in deel IV, hoofdstuk II, blz. 135—138).

Deze methode is omslachtig, en zal dan ook hier niet met een voorbeeld worden toegelicht.

#### § 4. Directe berekening van de harmonischen uit een als machtreeks gegeven karakteristiek

We zullen in deze paragraaf laten zien, hoe de coëfficiënten van de verschillende harmonischen op eenvoudige wijze kunnen worden bepaald. De dynamische karakteristiek wordt in dit geval voorgesteld door de eenvoudige machtreeks (VII B 6), en we zullen enige coëfficiënten van de harmonischen uitdrukken in de coëfficiënten van deze machtreeks.



Voor een bepaalde roosterwisselspanning kan de anodestroom worden voorgesteld door:

$$i_a = I_{amedo} + a_1 V_{gp} \cos x + a_2 V_{gp}^2 \cos^2 x + a_3 V_{gp}^3 \cos^3 x + \dots \quad (\text{VII B 12})$$

We zullen nu eerst bewijzen, dat deze reeks gebracht kan worden (de reeks geldt nl. voor ohmse belasting) in de vorm:

$$i_a = I_{agem} + I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x + \dots \quad (\text{VII B 14})$$

(dus geen sinustermen).

We hebben de volgende reeksen:

$$\cos^{2n} x = \frac{1}{2^{2n}} \sum_{p=0}^{2n} \binom{2n}{p} \cos 2(n-p)x; \dots \quad (\text{VII B 15})$$

$$\cos^{2n+1} x = \frac{1}{2^{2n+1}} \sum_{p=0}^{2n+1} \binom{2n+1}{p} \cos \{1 + 2(n-p)\} x \quad (\text{VII B 16})$$

Hieruit zien we dus, dat een reeks die uitsluitend uit machten van  $\cos x$  bestaat (VII B 12), met behulp van (VII B 15) en (VII B 16) kan worden gebracht in de vorm van (VII B 14).

In de practijk breekt men de reeks af na een bepaald aantal termen, en kan men door gelijkstelling eenvoudig de betrekking vinden tussen de coëfficiënten van vergelijking (VII B 12) en die van (VII B 14).

Als voorbeeld kiezen we het geval, dat de dynamische karakteristiek kan worden benaderd door:

$$i_a = I_{a(0)} + a_1 (v_g - V_{gmedo}) + a_3 (v_g - V_{gmedo})^3, \dots \quad (\text{VII B 16})$$

welke vergelijking bij benadering geldt voor de belastingskarakteristiek van een penthode.

Voor  $v_g = V_{gmedo} + V_{gp} \cos x$  vinden we hiervoor:

$$i_a = I_{a(0)} + a_1 V_{gp} \cos x + a_3 V_{gp}^3 \cos^3 x, \dots \quad (\text{VII B 12b})$$

welke vergelijking is te schrijven als:

$$i_a = I_{a(0)} + a_1 V_{gp} \cos x + a_3 V_{gp}^3 \left( \frac{\cos 3x}{4} + \frac{3}{4} \cos x \right),$$

waaruit we dus na gelijkstelling van deze reeks aan:

$$i_a = I_{amed} + I_{a1} \cos x + I_{a3} \cos 3x \dots \quad (\text{VII B 14b})$$

de volgende betrekkingen vinden:



$$\left\{ \begin{aligned} I_{a1} &= \frac{2}{3} \left\{ I_{a(+1)} + I_{a(\frac{1}{2})} - 2 I_{a(o)} \right\} = \frac{2}{3} \left[ \left\{ I_{a(+1)} - I_{a(o)} \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \left\{ I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(o)} \right\} \right] \\ I_{a3} &= \frac{1}{3} \left\{ I_{a(+1)} + I_{a(o)} - 2 I_{a(+\frac{1}{2})} \right\} = \frac{1}{3} \left[ \left\{ I_{a(+1)} - I_{a(o)} \right\} - \right. \\ &\quad \left. - 2 \left\{ I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(o)} \right\} \right]. \end{aligned} \right. \quad (\text{VII B 19})$$

Men zal vinden dat  $I_{a3}$  in het algemeen negatief is, d.w.z. de derde harmonische is tegengesteld gericht aan de grondgolf (zie fig. 166).

De vervorming die in de anodestroom van een eindbuis optreedt, zal in het algemeen toenemen met de roosterwisselspanning. Neemt de roosterwisselspanning van nul af toe, dan stijgt ook meestal de vervorming van nul af geleidelijk, omdat bij kleine roosterwisselspanningen vrijwel een recht gedeelte van de karakteristiek wordt doorlopen, terwijl bij grotere roosterwisselspanningen ook karakteristiekgedeelten die een sterkere kromming vertonen, worden doorlopen.

Dit kan uit vergelijking (VII B 12) worden ingezien, nl.:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{amedo} + a_1 V_{gp} \cos x + a_2 V_{gp}^2 \cos^2 x + a_3 V_{gp}^3 \cos^3 x + \dots = \\ &= I_{amedo} + a_1 V_{gp} \cos x + a_2 V_{gp}^2 \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2x \right) + \\ &+ a_3 V_{gp}^3 \left( \frac{\cos 3x}{4} + \frac{3 \cos x}{4} \right) + \dots = \left( I_{amedo} + \frac{a_2}{2} V_{gp}^2 \right) + \\ &+ \left( a_1 V_{gp} + \frac{3}{4} a_3 V_{gp}^3 \right) \cos x + \frac{a_2}{2} V_{gp}^2 \cos 2x + \frac{a_3}{4} V_{gp}^3 \cos 3x + \dots \end{aligned}$$

De vervorming wordt gegeven door:

$$\begin{aligned} d_2 &= \frac{a_2 V_{gp}^2}{2 (a_1 V_{gp} + \frac{3}{4} a_3 V_{gp}^3)} \approx \frac{a_2}{2a_1} V_{gp} \\ \text{en } d_3 &= \frac{\frac{1}{4} a_3 V_{gp}^3}{(a_1 V_{gp} + \frac{3}{4} a_3 V_{gp}^3)} \approx \frac{a_3}{4a_1} V_{gp}^2 \dots \quad (\text{VII B 20}) \end{aligned}$$

We zien hieruit duidelijk het bovengenoemde gedrag. Het kan onder omstandigheden echter voorkomen, dat de vervorming, na een zekere waarde te hebben bereikt, in een bepaald roosterwisselspanningsgebied afneemt, om dan bij nog verder toenemende roosterwisselspanning weer toe te nemen. Dit is dan het gevolg van andere termen van hogere orde, die bijv. in de teller van  $d_3$  zijn weggelaten door het verwaarlozen van de hogere graadstermen.

Bij kleinere roosterwisselspanning spelen vanzelfsprekend de lagere machtstermen de hoofdrol, waardoor de vervorming zich beperkt tot tweede en derde harmonischen.

Bij grotere wisselspanningen treedt bovendien vervorming op door het te groot worden van de anodewisselspannings- of anodestroom-amplitude, of door het optreden van roosterstroom (de zogenaamde uitsturings- of begrenzingsvervorming).

Dan gaan de hogere machtstermen de overhand krijgen t.o.v. de lagere machten, en het gevolg is een vrij snel toenemen van de hogere harmonischen.

Ook voor balanseindtrappen kunnen we uit vergelijking (VII B 14) enige conclusies trekken.

Wordt het verband tussen de anodestroom en de tijd van de ene buis voorgesteld door:

$$i_a' = I_{a' med} + I_{a1}' \cos x + I_{a2}' \cos 2x + I_{a3}' \cos 3x + I_{a4}' \cos 4x + \\ + I_{a5}' \cos 5x + \dots,$$

dan verkrijgt men dit verband voor de andere buis door in deze vergelijking  $x$  te vervangen door  $\pi + x$ ; dus:

$$i_a'' = I_{a'' med} - I_{a1}'' \cos x + I_{a2}'' \cos 2x - I_{a3}'' \cos 3x + I_{a4}'' \cos 4x - \\ - I_{a5}'' \cos 5x + \dots$$

Maatgevend voor de stroom door de belastingsweerstand is het verschil  $i_a' - i_a''$ ; aangenomen dat de buizen aan elkaar gelijk zijn

$$(d.w.z. I_{a' med} = I_{a'' med}, I_{ap}' = I_{ap}'', \text{ waarin } p = 1, 2 \dots),$$

dan vindt men:

$$i_{Raa} = I_{a1}' \cos x + I_{a3}' \cos 3x + I_{a5}' \cos 5x + \dots$$

waaruit volgt, dat alleen oneven harmonischen optreden.

In het geval de karakteristieken grafisch zijn voorgesteld in een figuur, kan men door eenvoudige keuze van een aantal geschikte punten op eenvoudige wijze komen tot bepaling van de harmonischen.

Dit wordt in de volgende paragraaf verder uitvoerig behandeld.

### § 5. Bepaling van de vervorming uit enige punten van de dynamische karakteristiek

Indien enige punten van de dynamische karakteristiek bekend zijn, betekent dit, dat men daaruit met behulp van de vergelijking

$$v_g = -V_{gmed} + V_{gp} \cos x$$

de anodestroom kent bij bepaalde tijdstippen.

Uit deze stromen op deze tijdstippen zullen we nu de vervorming bepalen.

Het procédé komt hierop neer dat, indien men  $n$  van deze punten kent, men bij voorbaat uitgaat van de veronderstelling, dat in de reeks volgens (VII B 14) slechts  $n$  termen voorkomen, nl. de gelijkstroomcomponent, de grondgolf en  $(n - 2)$  nog te kiezen harmonischen. Deze harmonischen zullen in het algemeen respectievelijk de tweede, derde enz. tot de  $(n - 1)$  harmonischen zijn.

De bepaling van deze harmonischen geschiedt op eenvoudige wijze. Daar  $n$  punten bekend zijn, vindt men door substitutie van de stromen en hun corresponderende tijden (waarden van  $x$ ) in vergelijking (VII B 9), die wordt afgebroken bij de term  $\cos (n - 1) x$ , een stelsel van  $n$  lineaire vergelijkingen, waaruit de genoemde coëfficiënten van de harmonischen zeer eenvoudig zijn te bepalen.

Aan de keuze van de punten moeten natuurlijk de voor lineaire vergelijkingen geldende beperkingen zijn opgelegd; de vergelijkingen mogen niet strijdig of afhankelijk van elkaar zijn.

We moeten opmerken, dat we de punten op de dynamische karakteristiek zodanig moeten kiezen, dat de corresponderende punten in het anodestroom-tijd-diagram geen stroomdoorgangspunten van de harmonischen zijn, want die zouden dan onbepaald blijven.

In sommige gevallen, zoals bij de dynamische karakteristiek van een balanseindtrap, weet men reeds vooruit, dat de even harmonischen gelijk nul zijn.

Dit ziet men uit het feit, dat de dynamische karakteristiek symmetrisch is t.o.v. het werkpunt.

Heeft men dus een van de punten gekozen voor een zekere waarde van  $x_1 = \omega t_1$ , dan vindt men voor  $-x_1 = -\omega t_1$  automatisch het symmetriepunt.

Deze symmetriepunten kan men reeds direct weglaten door alle even harmonischen eveneens weg te laten.

Methoden waarbij gebruik wordt gemaakt van berekening van de vervorming uit een aantal punten van de dynamische karakteristiek, kunnen in drie groepen worden verdeeld:

1. De punten worden zodanig gekozen, dat de verschillen in rooster-spanning onderling gelijk zijn. Deze methode heeft een zekere attractie, aangezien bij de gepubliceerde karakteristieken de spanningsverschillen voor  $V_g$  meestal ook gelijk zijn en dus direct uit verschilstromen van de rechte belastingskarakteristiek in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld kunnen worden gevonden.

2. De roosterspanningen met de bijbehorende anodestromen worden zodanig gekozen, dat het verschil in tijd gelijk is, d.w.z. de periode van de roosterwisselspanning wordt verdeeld in een aantal onderling gelijke intervallen. Deze methode heeft het voordeel, dat de vergelijkingen meestal tamelijk eenvoudig worden; alleen, de rooster-  
spanningen zijn geen eenvoudige getallen en moeten daarom worden verrekend via de dynamische karakteristiek in het  $i_a/v_g$ -diagram; derhalve vergt deze methode meer tijd.
3. De punten worden zodanig gekozen, dat of de uitkomsten eenvoudig zijn, of een grote nauwkeurigheid van de diverse grootheden wordt verkregen.

1e. Het werkpunt ligt bij een negatieve voorspanning  $V_{gmed}$ ; de amplitude van de roosterwisselspanning zij  $V_{gp}$ . We verdelen het interval  $V_{gmed} - V_{gp}$  tot  $V_{gmed} + V_{gp}$  in  $2n$  gelijke delen; de bijbehorende anodestromen worden als volgt genoteerd:

Roosterspanning	Anodestroom
$V_{gmed} + n \frac{V_{gp}}{n}$	$I_{a(+1)}$
$V_{gmed} + (n-1) \frac{V_{gp}}{n}$	$I_a \left( \frac{n-1}{n} \right)$
$V_{gmed} + \frac{V_{gp}}{n}$	$I_a \left( \frac{1}{n} \right)$
$V_{gmed}$	$I_{a(0)}$
$V_{gmed} - \frac{V_{gp}}{n}$	$+ I_a \left( \frac{-1}{n} \right)$
$V_{gmed} - (n-1) \frac{V_{gp}}{n}$	$I_a \left( \frac{-n-1}{n} \right)$
$V_{gmed} - n \frac{V_{gp}}{n}$	$I_{a(-1)}$

We beschikken over  $2n + 1$  punten, waaruit we  $(2n + 1)$  coëfficiënten van vergelijking (VII B 14) kunnen bepalen, dus:

$$i_a = I_{amed} + I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x + I_{a3} \cos 3x \dots I_{a2n} \cos 2nx \quad (\text{VII B 14})$$

Eerst moeten we de volgende vergelijkingen oplossen:

$$\left. \begin{aligned}
 \cos x_n &= 1 \\
 \cos x_{n-1} &= \frac{n-1}{n} \\
 \cos x_{n-2} &= \frac{n-2}{n} \\
 \cos x_0 &= 0 \\
 \cos x_{-1} &= \frac{-1}{n} \\
 \cos x_{-n} &= -1
 \end{aligned} \right\} \text{(VII B 21)}$$

waaruit  $x_0, x_1, \dots, x_n, x_{-1}, \dots$  zijn op te lossen en dus ook kunnen worden berekend de grootheden  $\cos 2x_n, \cos 2x_{n-1}, \cos 3x_n, \cos 3x_{n-1}, \dots$  enz.; deze grootheden zijn de coëfficiënten in de volgende vergelijkingen:

$$I_{a(p)} = I_{amed} + I_{a1} \cos x_p + I_{a2} \cos 2x_p + \dots + I_{a2n} \cos 2nx_p, \quad \text{(VII B 22)}$$

waarin:

$$p = -1, \frac{-(n-1)}{n}, \dots, \frac{-1}{n}, 0, \frac{1}{n}, \frac{2}{n}, \dots +1.$$

Uit deze  $2n + 1$  lineaire vergelijkingen kan men (met behulp van determinanten bijv.)

$$I_{amed}, I_{a1}, I_{a2}, \dots, I_{a2n} \text{ bepalen.}$$

We zullen dit voor enige waarden van  $n$  uitvoeren.

a)  $n = 1$ . We hebben 3 roosterspanningen, nl.:

$$V_{gmed} - V_{gp}, V_{gmed} \text{ en } V_{gmed} + V_{gp}$$

met de bijbehorende waarden van de stromen

$$I_{a(-1)}, I_{a(0)}, I_{a(+1)},$$

waaruit volgt:

$$\left. \begin{aligned}
 \cos x_1 &= 1 \\
 \cos x_0 &= 0 \\
 \cos x_{-1} &= -1
 \end{aligned} \right\} \text{(VII B 21a)}$$

$$\begin{aligned}
 x_1 &= 0 & \cos 2x_1 &= 1 \\
 x_0 &= \frac{\pi}{2} \text{ en} & \cos 2x_0 &= -1 \\
 x_{-1} &= \pi & \cos 2x_{-1} &= +1
 \end{aligned}$$

De vergelijkingen waaruit de coëfficiënten van de reeks worden bepaald zijn:

$$\left. \begin{aligned}
 I_{a(+1)} &= I_{amed} + I_{a1} + I_{a2} \\
 I_{a(0)} &= I_{amed} - I_{a2} \\
 I_{a(-1)} &= I_{a0} - I_{a1} + I_{a2}
 \end{aligned} \right\} \text{(VII B 22a)},$$

waaruit volgt:

$$\begin{aligned}
 I_{amed} &= \frac{1}{4} \{ 2 I_{a(0)} + I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} \\
 I_{a1} &= \frac{1}{2} \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} = \frac{1}{2} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(0)} \} + \{ I_{a(0)} - I_{a(-1)} \} ] \\
 I_{a2} &= \frac{1}{4} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(0)} \} - \{ I_{a(0)} - I_{a(-1)} \} ] \dots \text{(VII B 23a)}
 \end{aligned}$$

De vervorming volgt uit:

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} - \{I_{a(0)} - I_{a(-1)}\}}{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} + \{I_{a(0)} - I_{a(-1)}\}} \dots \dots \dots \text{(VII B 24a)}$$

Zoals later blijken zal, kan men uit deze uitkomst een elegante grafische methode afleiden.

b)  $n = 2$ . We bepalen de stromen bij 5 roosterspanningen, en wel:

$$V_{amed} - V_{gp}; V_{amed} - \frac{V_{gp}}{2}; V_{amed}; V_{amed} + \frac{V_{gp}}{2} \text{ en } V_{amed} + V_{gp}.$$

De bijbehorende stromen zijn:

$$I_{a(-1)}; I_{a(-\frac{1}{2})}; I_{a(0)}; I_{a(+\frac{1}{2})}; I_{a(+1)}.$$

De stroomhoeken volgen uit:

$\cos x_2 = 1$ $\cos x_1 = \frac{1}{2}$ $\cos x_0 = 0$ $\cos x_{-1} = -\frac{1}{2}$ $\cos x_{-2} = -1$	$\left. \begin{array}{l} \text{waaruit} \\ \text{volgt} \end{array} \right\} \text{(VIIB21b)}$	$x_2 = 0$ $x_1 = \frac{\pi}{3}$ $x_0 = \frac{\pi}{2}$ $x_{-1} = \frac{2\pi}{3}$ $x_{-2} = \pi$	$\left. \begin{array}{l} \cos 2x_2 = 1 \\ \cos 2x_1 = -\frac{1}{2} \\ \cos 2x_0 = -1 \\ \cos 2x_{-1} = -\frac{1}{2} \\ \cos 2x_{-2} = 1 \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \cos 3x_2 = 1 \\ \cos 3x_1 = -1 \\ \cos 3x_0 = 0 \\ \cos 3x_{-1} = 1 \\ \cos 3x_{-2} = -1 \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \cos 4x_2 = \dots \\ \cos 4x_1 = \dots \\ \cos 4x_0 = \dots \\ \cos 4x_{-1} = \dots \\ \cos 4x_{-2} = \dots \end{array} \right\}$
--	--	--	---	--	--

We krijgen nu de volgende vergelijkingen voor de coëfficiënten van de reeks:

$$\left. \begin{array}{l} I_{a(+1)} = I_{amed} + I_{a1} + I_{a2} + I_{a3} + I_{a4} \\ I_{a(+\frac{1}{2})} = I_{amed} + \frac{I_{a1}}{2} - \frac{I_{a2}}{2} - I_{a3} - \frac{I_{a4}}{2} \\ I_{a(0)} = I_{amed} - I_{a2} + I_{a4} \\ I_{a(-\frac{1}{2})} = I_{amed} - \frac{I_{a1}}{2} - \frac{I_{a2}}{2} + I_{a3} - \frac{I_{a4}}{2} \\ I_{a(-1)} = I_{amed} - I_{a1} + I_{a2} - I_{a3} + I_{a4} \end{array} \right\} \text{(VII B 22b)}$$



Hieruit volgt:

$$\left. \begin{aligned} I_{ame\dot{a}} &= \frac{1}{6} \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} + 2 I_{a(+\frac{1}{2})} + 2 I_{a(-\frac{1}{2})} \} \\ I_{a1} &= \frac{1}{3} \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} + I_{a(+\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \} \\ I_{a2} &= \frac{1}{4} \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} - 2 I_{a(0)} \} \\ I_{a3} &= \frac{1}{3} \{ I_{a(-\frac{1}{2})} - I_{a(+\frac{1}{2})} \} + \frac{1}{6} \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} \\ I_{a4} &= \frac{1}{2} I_{a(0)} - \frac{1}{3} \{ I_{a(-\frac{1}{2})} + I_{a(+\frac{1}{2})} \} + \frac{1}{12} \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} \end{aligned} \right\} \text{(VII B 23b).}$$

De vervorming volgt uit de formules:

$$\left. \begin{aligned} d_2 &= \frac{3}{4} \frac{I_{a(+1)} + I_{a(-1)} - 2 I_{a(0)}}{\{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} + \{ I_{a(+\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \}} \\ d_3 &= \frac{1}{2} \frac{2 \{ I_{a(+\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \} + \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \}}{\{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} + \{ I_{a(+\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \}} \\ d_4 &= \frac{1}{4} \frac{6 \{ I_{a(0)} - 4 I_{a(+\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})} \} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \}}{\{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} + \{ I_{a(+\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \}} \end{aligned} \right\} \text{(VII B 24b).}$$

Het afgegeven vermogen volgt uit:

$$W_o = \frac{1}{2} (I_{a1}^2 + I_{a2}^2 + I_{a3}^2 + I_{a4}^2) R_a \quad \text{(VII B 25b).}$$

Als voorbeeld kiezen we de EL 41. Het werkpunt ligt bij automatische voorspanning, en voor volledige uitsturing bij  $V_{g1} = -7,3$  V.

In de tabel zijn de roosterspanningen en de daarbij behorende anodestromen gegeven (zie fig. 179):

$-V_{g1}$	+1,3 V	4,3 V	7,3 V	10,3 V	13,3 V
	$I_{a(+1)} =$	$I_{a(+\frac{1}{2})} =$	$I_{a(0)} =$	$I_{a(-\frac{1}{2})} =$	$I_{a(-1)} =$
	65 mA	56 mA	33 mA	13 mA	3 mA

We vinden dan  $I_{ame\dot{a}} = 34,3$  mA ;  $I_{a1} = 35$  mA ;  $I_{a2} = 0,5$  mA ;  $I_{a3} = -4,0$  mA ;  $I_{a4} = -0,13$  mA, waaruit we afleiden  $d_2 = 1,5\%$  ;  $d_3 = 11,5\%$  ;  $d_4 = 0,4\%$ ,  $W_o = 4,3$  W.

Deze waarden komen vrij goed met de gemeten waarden overeen:  
"  $d_{tot} = 10\%$ ;  $W_o = 4,2$  W.

2e. Bij de methode waarbij de punten zodanig worden gekozen, dat het verschil in tijd gelijk is, wordt de periode in een aantal *gelijke* delen verdeeld; de roosterspanning wordt weer gegeven door:

$$v_g = V_{gme\dot{a}} + V_{gp} \cos \omega t = V_{gme\dot{a}} + V_{gp} \cos x.$$

De resultaten van deze methode zullen we in tabelvorm geven; de berekening geschiedt op analoge wijze als voor § 5 sub. 1.

a) 3 punten.

$x$	roosterspanning	anodestroom	
0	$V_{gmed} + V_{gp}$	$I_{a(+1)}$	Deze methode werd reeds gebruikt in de bepaling van de tweede harmonische. Voor de resultaten verwijzen we daarom naar § 5 sub. 1.
$\frac{\pi}{2}$	$V_{gmed}$	$I_{a(0)}$	
$\pi$	$V_{gmed} - V_{gp}$	$I_{a(-1)}$	

b) 5 punten.

$x$	roosterspanning	anodestroom
0	$V_{gmed} + V_{gp}$	$I_{a(+1)}$
$\frac{\pi}{4}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2}\sqrt{2} V_{gp}$	$I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})}$
$\frac{\pi}{2}$	$V_{gmed}$	$I_{a(0)}$
$\frac{3\pi}{4}$	$V_{gmed} - \frac{1}{2}\sqrt{2} V_{gp}$	$I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}$
$\pi$	$V_{gmed} - V_{gp}$	$I_{a(-1)}$

De harmonischen vindt men uit de vergelijkingen:

$$(VII) \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{amed} = \frac{1}{8} [\{I_{a(+1)} + I_{a(-1)}\} + 2 I_{a(0)} + 2 \{I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\}] \\ I_{a1} = \frac{1}{4} [\{I_{a(+1)} - I_{a(-1)}\} + \{I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\} \sqrt{2}] \\ I_{a2} = \frac{1}{4} [I_{a(+1)} + I_{a(-1)} - 2 I_{a(0)}] \\ I_{a3} = \frac{1}{4} [\{I_{a(+1)} - I_{a(-1)}\} - \{I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\} \sqrt{2}] \\ I_{a4} = \frac{1}{8} [I_{a(+1)} + I_{a(-1)} + 2 I_{a(0)} - 2 \{I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\}] \end{array} \right.$$

Voor de EL 41 vinden we in dit geval, voor de reeds gekozen waarde van het werkpunt bij  $-7,3$  V en een roosterwisselspanningsamplitude van 6 V, de in de tabel vermelde roosterspanningen en daarbij behorende anodestromen:

$-V_{g1}$	1,3 V	3,1 V	7,3 V	11,5 V	13,3 V
	$I_{a(+1)} =$ 65 mA	$I_{a(+\frac{1}{2}\sqrt{2})}$ 61 mA	$I_{a(0)} =$ 33 mA	$I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})} =$ 7 mA	$I_{a(-1)} =$ 3 mA

waaruit volgt:

$$I_{amed} = 33,75 \text{ mA} ; I_{a1} = 34,54 \text{ mA} ; I_{a2} = 0,5 \text{ mA}$$

$$I_{a3} = 3,54 \text{ mA} ; I_{a4} = 0,25 \text{ mA}$$

$$d_2 = 1,4\% ; d_3 = 10,2\% ; d_4 = 0,7\% \text{ en } W_o = 4,2 \text{ W}$$

c) 7 punten.

$x$	roosterspanning	anodestroom
0	$V_{gmed} + V_{gp}$	$I_{a(+1)}$
$\frac{\pi}{6}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} \sqrt{3} V_{gp}$	$I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})}$
$\frac{\pi}{3}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp}$	$I_{a(\frac{1}{2})}$
$\frac{\pi}{2}$	$V_{gmed}$	$I_{a(0)}$
$\frac{2\pi}{3}$	$V_{gmed} - \frac{1}{2} V_{gp}$	$I_{a(-\frac{1}{2})}$
$\frac{5\pi}{6}$	$V_{gmed} - \frac{1}{2} \sqrt{3} V_{gp}$	$I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})}$
$\pi$	$V_{gmed} - V_{gp}$	$I_{a(-1)}$

Hieruit vindt men voor de coëfficiënten van de reeks:

$$I_{amed} = \frac{1}{12} [ 2 I_{a(0)} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} + 2 \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} + 2 \{ I_{a(\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a1} = \frac{1}{6} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} + \sqrt{3} \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} + \{ I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a2} = \frac{1}{6} [ -2 I_{a(0)} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} + \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} - \{ I_{a(\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a3} = \frac{1}{6} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} - 2 \{ I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a4} = \frac{1}{6} [ 2 I_{a(0)} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} - \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} - \{ I_{a(\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a5} = \frac{1}{6} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} - \sqrt{3} \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} + \{ I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

$$I_{a6} = \frac{1}{12} [ -2 I_{a(0)} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} - 2 \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{3})} \} + 2 \{ I_{a(\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})} \} ]$$

(VII B 23d)

Voor het reeds genoemde voorbeeld van de EL 41 vinden we:

$-V_{g1}$	1,3	1,8	4,3	7,3	10,3	12,5	13,3 V
$I_a$	65	64	56	33	13	4	3 mA

waaruit volgt:

$$I_{amed} = 34,0 \text{ mA} ; I_{a1} = 34,9 \text{ mA} ; I_{a3} = 4,0 \text{ mA}$$

$$d_3 = 11,7\% \quad W_o = 4,05 \text{ W}$$

3e. Bij de methode volgens welke de punten op een bepaalde wijze worden gekozen, zodanig dat er óf eenvoudige vergelijkingen ontstaan, óf een grote nauwkeurigheid wordt bereikt, is bij de eenvoudigste gevallen, nl. die van 3 of 5 bekende punten van de karakteristiek, geen verschil te bemerken met de beide eerste methoden. De vergelijkingen hiervan zijn reeds eenvoudig. Door de volgende keuze voor 7 punten krijgt men echter een eenvoudiger uitkomst dan sub. 2.

7 punten.

$x$	roosterspanning	anodestroom
0	$V_{gmed} + V_{gp}$	$I_{a(+1)}$
$\frac{\pi}{4}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{gp}$	$I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})}$
$\frac{2\pi}{3}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp}$	$I_{a(+\frac{1}{2})}$
$\frac{\pi}{2}$	$V_{gmed}$	$I_{a(0)}$
$\frac{4\pi}{3}$	$V_{gmed} - \frac{1}{2} V_{gp}$	$I_{a(-\frac{1}{2})}$
$\frac{3\pi}{4}$	$V_{gmed} - \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{gp}$	$I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}$
$\pi$	$V_{gmed} - V_{gp}$	$I_{a(-1)}$

De coëfficiënten van de reeks vindt men uit:

$$I_{amed} = \frac{1}{8} [ 2 I_{a(0)} + \{ I_{a(+1)} + I_{a(-1)} \} + 2 \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})} \} ]$$

$$I_{a1} = \frac{1}{4} [ \{ I_{a(+1)} - I_{a(-1)} \} + \sqrt{2} \{ I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})} \} ]$$

$$\begin{aligned}
 I_{a2} &= \frac{1}{24} [-6I_{a(0)} + 5\{I_{a(+1)} + I_{a(-1)}\} + 6\{I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\} - 8\{I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})}\}] \\
 I_{a3} &= \frac{1}{6} [\{I_{a(+1)} - I_{a(-1)}\} + \dots - 2\{I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})}\}] \\
 I_{a4} &= \frac{1}{8} [2I_{a(0)} + \{I_{a(+1)} + I_{a(-1)}\} - 2\{I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\}] \\
 I_{a5} &= \frac{1}{12} [\{I_{a(+1)} - I_{a(-1)}\} - 3\sqrt{2}\{I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} - I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\} + 4\{I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(-\frac{1}{2})}\}] \\
 I_{a6} &= \frac{1}{24} [-6I_{a(0)} + \{I_{a(+1)} + I_{a(-1)}\} - 6\{I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} + I_{a(-\frac{1}{2}\sqrt{2})}\} + 8\{I_{a(\frac{1}{2})} + I_{a(-\frac{1}{2})}\}]
 \end{aligned}$$

(VII B 23e)

In dit geval vinden we voor de EL 41:

$-V_{a1}$		1,3		3,1		4,3		7,3		10,3		11,5		13,3 V
$I_a$		65		61		56		33		13		7		3 mA

waaruit volgt:  $I_{amed} = 33,75$  mA ;  $I_{a1} = 34,6$  mA ;  $I_{a2} = 0,75$  mA ;  
 $I_{a3} = 4,0$  mA ;  $d_2 = 2,2\%$  ;  $d_3 = 11,7\%$  ;  $W_o = 4,2$  W.

De benaderingsmethoden waarbij verscheidene punten worden gebruikt, geven voor de tweede en derde harmonischen tamelijk goed met de metingen overeenstemmende resultaten.

In het voorgaande hebben we, voor het geval er uitsluitend tweede harmonische bestaat, hiervoor gevonden:

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} - \{I_{a(0)} - I_{a(-1)}\}}{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} + \{I_{a(0)} - I_{a(-1)}\}}. \quad \text{(VII B 23a)}$$

Uit fig. 180 zien we, dat hiervoor ook kan worden geschreven:

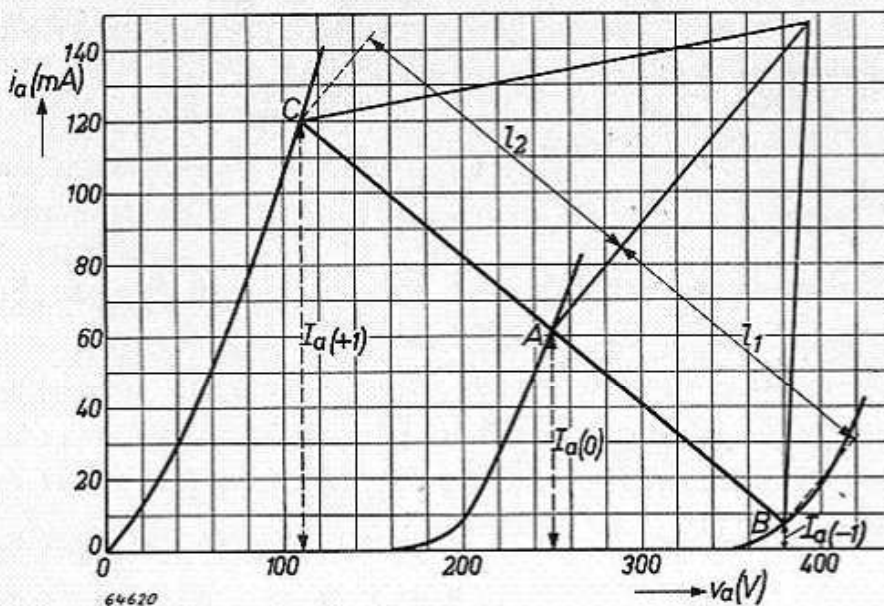


Fig. 180. Enige karakteristieken van AD 1 met hulplijn ter bepaling van de vervorming  $d_2$ .

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{(CA - AB)}{(CA + AB)} = \frac{1}{2} \frac{l_2 - l_1}{l_2 + l_1} = \frac{1 - \frac{l_1}{l_2}}{1 + \frac{l_1}{l_2}}$$

Als functie van  $d_2$  vinden we voor  $\frac{l_1}{l_2}$  het in fig. 181 en in de tabel gegeven verband:

$d_2\%$	1,0	1,5	2	3	4	5	7,5	10	15	20	25
$\frac{l_1}{l_2}$	$\frac{49}{51}$	$\frac{97}{103}$	$\frac{12}{13}$	$\frac{47}{53}$	$\frac{23}{27}$	$\frac{6}{11}$	$\frac{17}{23}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{7}{13}$	$\frac{3}{7}$	$\frac{1}{3}$

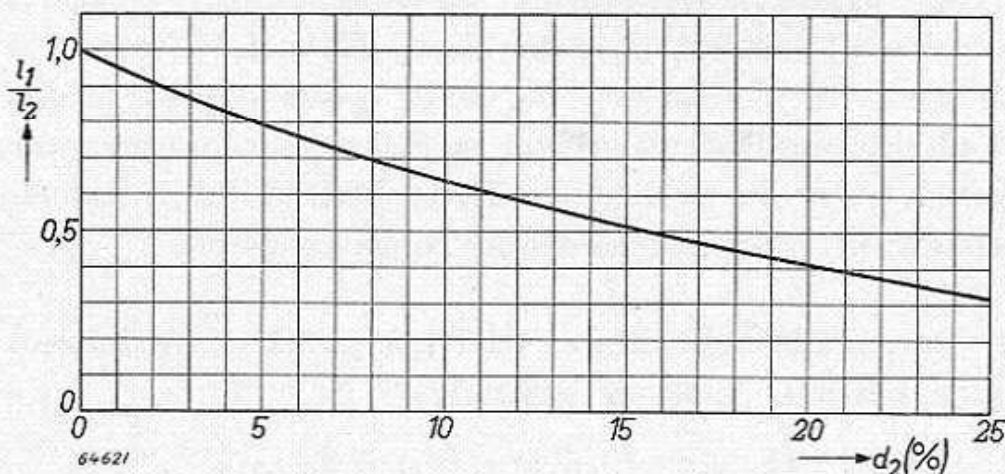


Fig. 181. Verhouding  $\frac{l_1}{l_2}$  en bijbehorende vervorming  $d_2$ .

Aangezien men veelal het uitgangsvermogen van een triode bij 5% vervorming wenst te kennen, waarbij de verhouding

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{9}{11},$$

is de hierop gebaseerde methode wel bekend als de  $\frac{9}{11}$ e methode.

Men kan met behulp van een waaervormige figuur, in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van een triode de vervorming grafisch bepalen. Deze waaervormige figuur is afgebeeld in fig. 182. In deze figuur is in de gelijkbenige driehoek  $QP_0R$  ( $PR = l_2$ ) de lijn  $PQ \perp P_0R$  getrokken.

Langs de lijnen  $P_0Q$ ,  $P_1Q$ ,  $P_2Q$  enz., die zó zijn getrokken, dat

$$P_0P = PR, P_1P = \frac{4}{5} PR, P_2P = \frac{1}{3} PR$$

enz., zijn de bijbehorende vervormingspercentages genoteerd.

Iedere lijn evenwijdig aan  $P_oR$  wordt nu door deze stralenbundel op dezelfde wijze verdeeld.

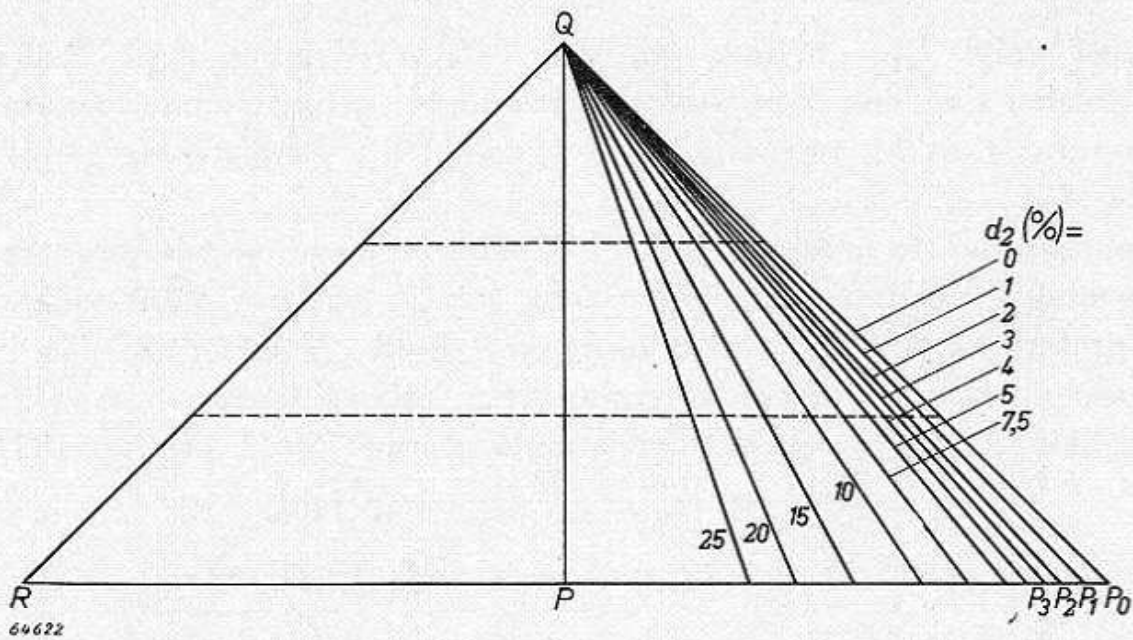


Fig. 182. Transparant ter bepaling van de tweede harmonische in  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld.

Men legt deze waaivormige figuur, die in de practijk het best op een transparant is afgebeeld, zodanig op het karakteristiekenveld van de betreffende triode, dat de lijn  $PQ$  door het werkpunt  $A$  gaat, loodrecht op de belastingslijn  $BC$  (zie fig. 180).

Men verschuift de transparant langs de lijn  $PQ$  zodanig, dat het punt  $B$  van de belastingslijn valt op de lijn  $QR$ .

Het andere uiteinde  $C$  van de belastingslijn valt dan op een van de lijnen door  $Q$ , waarop men direct de vervorming kan aflezen. Als voorbeeld kiezen we de triode AD 1.

Zo vinden we bij de vaste negatieve roosterspanning

$$V_{gmedo} = -45 \text{ V}, V_{gp} = 42 \text{ V piek}, I_{amedo} = 60 \text{ mA}, R_a = 2300 \Omega,$$

dat de vervorming ca. 5% bedraagt (zie fig. 180 lijn  $BC$ ). In dit

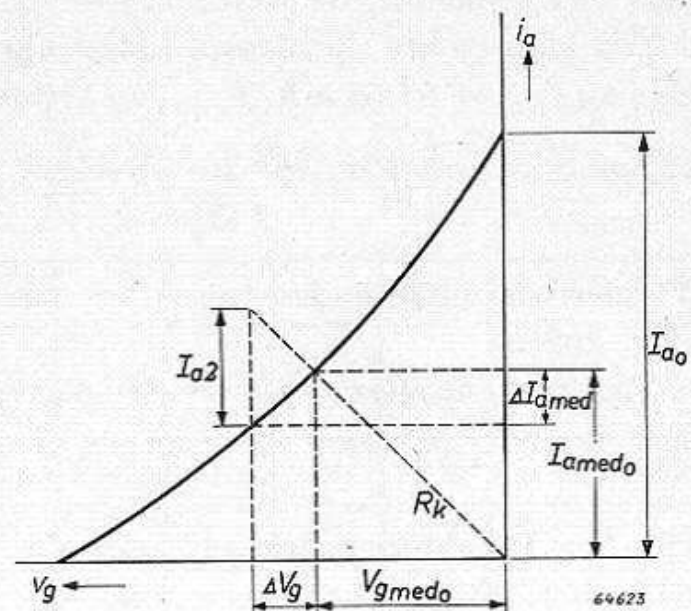


Fig. 183. Werkpuntsverschuiving in  $i_a/v_g$ -karakteristiekenveld door het optreden van tweede harmonische.

geval zijn de uitsturingsgrenzen van  $-3$  V tot  $-87$  V, d.w.z.

$$I_{a(+1)} = 120 \text{ mA en } I_{a(-1)} = 6 \text{ mA,}$$

waaruit volgt  $I_{a1} = 57 \text{ mA}$ , en, voor 5% vervorming,  $I_{a2} = 2,85 \text{ mA}$ . We zouden dan ook zien, dat de gemiddelde gelijkstroom toenam tot  $62,85 \text{ mA}$ , want bij uitsturing is de gemiddelde gelijkstroom gelijk aan  $I_{a(0)} + I_{a2}$ .

Door gebruik te maken van een kathodeweerstand, wordt deze stroomtoeneming gedeeltelijk gecompenseerd, omdat het werkpunt zich naar een grotere negatieve voorspanning verschuift. Noemen we deze verschuiving  $\Delta V_g$  en de stroomafneming  $\Delta I_{amed}$ , dan hebben we de volgende vergelijkingen (voor een kathodeweerstand van  $750 \Omega$ , zie fig. 183):

$$V_{gmedo} = I_{amedo} R_k \quad (45 = 60 \times 10^{-3} \times 750),$$

$$V_{gmedo} + \Delta V_g = (I_{amedo} + I_{a2} - \Delta I_{amed}) R_k, \text{ of:}$$

$$\Delta V_g = \frac{\Delta I_{amed}}{S} = (I_{a2} - \Delta I_{amed}) R_k, \text{ waaruit volgt:}$$

$$\Delta I_{amed} = S \Delta V_g = \frac{SR_k}{1 + SR_k} I_{a2} = \frac{4,5}{5,5} \times 2,85 = 2,35 \text{ mA,}$$

met een bijbehorende werkpuntsverschuiving van  $0,4$  V ( $S = 6 \text{ mA/V}$ ).

Nu kunnen we de nieuwe belastingskarakteristiek tekenen; we lezen dan af:  $I_{a(0)} = 57,65 \text{ mA}$ ,  $I_{a(+1)} = 119 \text{ mA}$ ,  $I_{a(-1)} = 5 \text{ mA}$ , waaruit volgt:

$$d_2 = \frac{119 + 5 - 115,3}{2(119 - 5)} = \frac{8,7}{228} = 4\%.$$

Volgens deze methode vinden we voor de belastingslijn  $PQ$   $d_2 = 4\%$  (fig. 169).

Het uitgangsvermogen wordt gegeven door:

$$W_o = \frac{1}{2} (I_{a1}^2 + I_{a2}^2) R_a \approx \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_a = \frac{1}{8} \{I_{a(+1)} - I_{a(-1)}\}^2 R_a.$$

Uit het karakteristiekenveld van de AD 1 vinden we op deze wijze voor het uitgangsvermogen van het zo juist aangehaalde voorbeeld, bij gebruik van een kathodeweerstand van  $750 \Omega$ :

$$\frac{1}{2} \times (57,00)^2 \times 10^{-6} \times 2300 = 3,75 \text{ W.}$$

Deze berekende waarde is ca. 10% lager dan de gemeten waarde.

Voor een karakteristiek die vrijwel uitsluitend derde harmonische als vervorming gaf, vonden we hiervoor (zie § 4):



$$d_3 = \frac{1}{2} \frac{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} - 2 \{I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(0)}\}}{\{I_{a(+1)} - I_{a(0)}\} + \{I_{a(\frac{1}{2})} - I_{a(0)}\}} = \frac{1}{2} \frac{PA - 2 PB}{PA + PB} = \frac{\frac{l_2}{l_1} - 2}{\frac{l_2}{l_1} + 1}$$

De laatste gelijkheden volgen uit fig. 179.

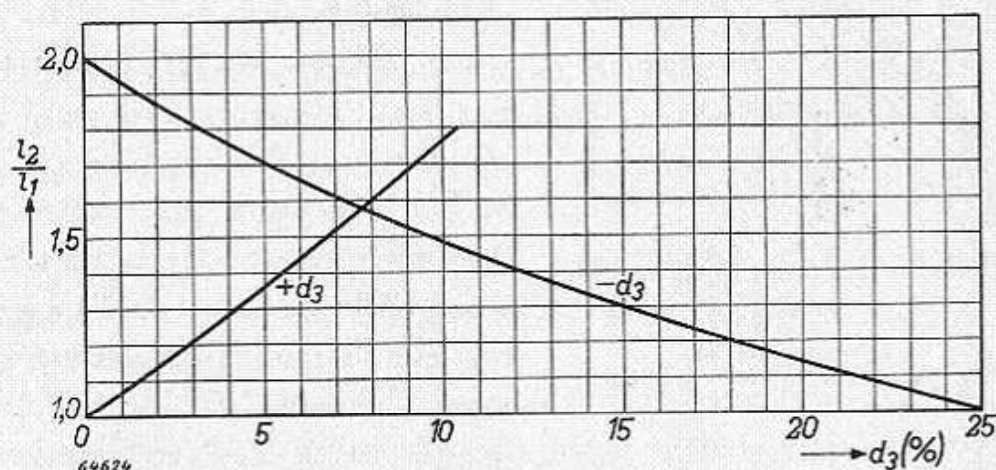


Fig. 184. Verband tussen  $\frac{l_2}{l_1}$  en derde harmonische.

De waarde van  $d_3$  zal in het algemeen negatief zijn, d.w.z.

$$\frac{l_2}{l_1} < 2.$$

Het verband tussen  $\frac{l_2}{l_1}$  en  $d_3$  is afgebeeld in fig. 184 en in tabel 2.

$d_3\%$	0	-1	-2	-3	-4	-5	-7,5	-10	-15	-20	-25
$\frac{l_2}{l_1}$	2,00	1,941	1,885	1,830	1,777	1,727	1,609	1,500	1,308	1,143	1,000
$d_3\%$	0	+1	+2	+3	+4	+5	+7,5	+10	+15	+20	+25
$\frac{l_2}{l_1}$	2,00	2,061	2,125	2,191	2,261	2,333	2,529	2,750	3,285	4,00	5,00

Men kan de vervorming weer eenvoudig aflezen met behulp van een raster als in fig. 185 is afgebeeld. Men neemt op de lijn  $PQ$  een vaste afstand (bijv. 5 cm) als eenheid voor  $l_1$  aan. Men kan de vervorming direct langs deze basislijn noteren. Daarna trekt men in het punt  $P$  een rechte lijn loodrecht op de grondlijn  $PQ$ . Door verbindingslijnen naar het punt  $R$  wordt iedere lijn evenwijdig aan de lijn  $PQ$  steeds



Het werkpunt ligt dus bij  $I_{a(0)} = 33 \text{ mA}$ ; de daarbij behorende negatieve voorspanning bedraagt dan  $-7,3 \text{ V}^*$ );

$$V_{g1(\frac{1}{2})} = -4,3 \text{ V, waarbij } I_{a(\frac{1}{2})} = 56 \text{ mA en}$$

$$V_{g1(+1)} = -1,3 \text{ V met } I_{a(+1)} = 65 \text{ mA (zie fig. 186).}$$

Met behulp van de transparant vindt men voor

$$V_{gp} = 6 \text{ V ; } d_3 = 13\% ; I_{a1} = 36,7 \text{ mA ; } I_{a3} = 4,7 \text{ mA,}$$

terwijl we voor het uitgangsvermogen berekenen:  $\frac{1}{2} I_{a1}^2 R_a = 4,7 \text{ W.}$

Deze laatste methode is niet zeer nauwkeurig; ze kan dienen om zich vlug te oriënteren.

Men kan de meerpuntsmethode ook zeer goed gebruiken om de vervorming van balanseindtrappen te bepalen. Men gaat daarbij uit bijv. van de belastingslijn in het  $i_a' - i_a'' = f(v_a')$ -diagram (zie VII A Klasse AB fig. 127b), en kiest daarbij het snijpunt van de belastingslijn met de horizontale as als nulpunt. Men verkrijgt nu zeer eenvoudig uit de resultaten van een enkelvoudige eindtrap de resultaten voor de balanstrap, door het feit dat de belastingslijn symmetrisch is.

a. Keuze van de punten:	$V_{gmed}$	$V_{gmed} + \frac{V_{gp}}{2}$	$V_{gmed} + V_{gp}$	
Stromen	0	$I_{a(\frac{1}{2})}$	$I_{a(1)}$	
		$I_{a1} = \frac{2}{3} \{ I_{a(1)} + I_{a(\frac{1}{2})} \}$	$I_{a3} = \frac{1}{3} \{ I_{a(1)} - 2 I_{a(\frac{1}{2})} \}$	} . . . . . (VII B 26)
b.	$V_{gmed}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp} \sqrt{2}$	$V_{gmed} + V_{gp}$	
	0	$I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})}$	$I_{a(1)}$	
		$I_{a1} = \frac{1}{2} \{ I_{a(1)} + \sqrt{2} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} \}$	$I_{a3} = \frac{1}{2} \{ I_{a(1)} - \sqrt{2} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} \}$	} . . . . . (VII B 27)
c.	$V_{gmed}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp} \sqrt{3}$	
	0	$I_{a(\frac{1}{2})}$	$I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})}$	$I_{a(1)}$
		$I_{a1} = \frac{1}{3} \{ I_{a(1)} + \sqrt{3} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} + I_{a(\frac{1}{2})} \}$	$I_{a3} = \frac{1}{3} \{ I_{a(1)} - 2 I_{a(\frac{1}{2})} \}$	} . . . . . (VII B 28)
		$I_{a5} = \frac{1}{3} \{ I_{a(1)} - \sqrt{3} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{3})} + I_{a(\frac{1}{2})} \}$		
d.	$V_{gmed}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp}$	$V_{gmed} + \frac{1}{2} V_{gp} \sqrt{2}$	$V_{gmed} + V_{gp}$
	0	$I_{a(\frac{1}{2})}$	$I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})}$	$I_{a(1)}$
		$I_{a1} = \frac{1}{2} \{ I_{a(1)} + \sqrt{2} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} \}$	$I_{a3} = \frac{1}{3} \{ I_{a(1)} - 2 I_{a(\frac{1}{2})} \}$	} . . . . . (VII B 29)
		$I_{a5} = \frac{1}{6} \{ I_{a(1)} - 3 \sqrt{2} I_{a(\frac{1}{2}\sqrt{2})} + 4 I_{a(\frac{1}{2})} \}$		

\*) Deze waarde hebben we in onze voorbeelden steeds gekozen als negatieve voorspanning bij uitsturing van de EL 41.

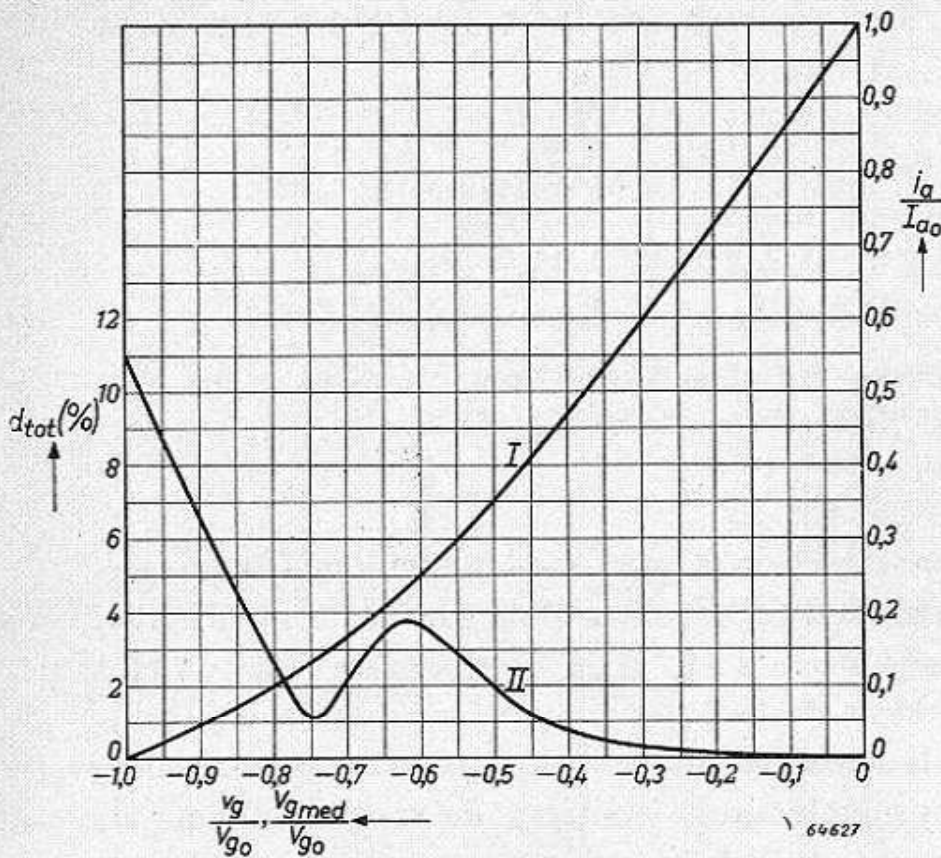


Fig. 187. De karakteristiek

$$\frac{i_a}{I_{a0}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{g0}}\right)^{3/2}$$

wordt voorgesteld door kromme I.

Kromme II stelt voor de totale vervorming als functie van  $V_{gmed}$ , bij uitsturing tot roosterstroom van twee in balans geschakelde buizen met bovengenoemde karakteristiek.

## § 6. Meting van eindvermogen en vervorming

In de voorafgaande paragrafen werden diverse methoden beschreven, waarbij de vervorming en het uitgangsvermogen werden gevonden door berekening uit de karakteristiek. Al deze methoden zijn tamelijk omslachtig, tijdrovend en niet zeer nauwkeurig; de methode is echter waardevol voor het inzicht in de problemen. Vooral in laboratoria en bij instanties die zich bezighouden met het ontwikkelen van eindbuizen en eindtrappen van radioapparaten en versterkers doet zich zeer sterk de behoefte gevoelen het uitgangsvermogen en de vervorming op een eenvoudige wijze snel experimenteel te kunnen bepalen. Op deze wijze is het ook mogelijk allerlei bijzonderheden in buizen en schakeling nader te onderzoeken en de gevolgen hiervan op het eindvermogen en de vervorming te bepalen.

Een blokdiagram van een dergelijke meetinstallatie is afgebeeld in fig. 188; fig. 189 geeft een foto van een dergelijke installatie.

Met behulp van methode c is de vervorming van een balanseindtrap berekend voor buizen met de karakteristiek

$$\frac{i_a}{I_{a0}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{g0}}\right)^{3/2},$$

bij uitsturing tot roosterstroom en het werkpunt als veranderlijke. De resultaten zijn afgebeeld in fig. 187.

Verder wordt van deze resultaten nog gebruik gemaakt in § 8.

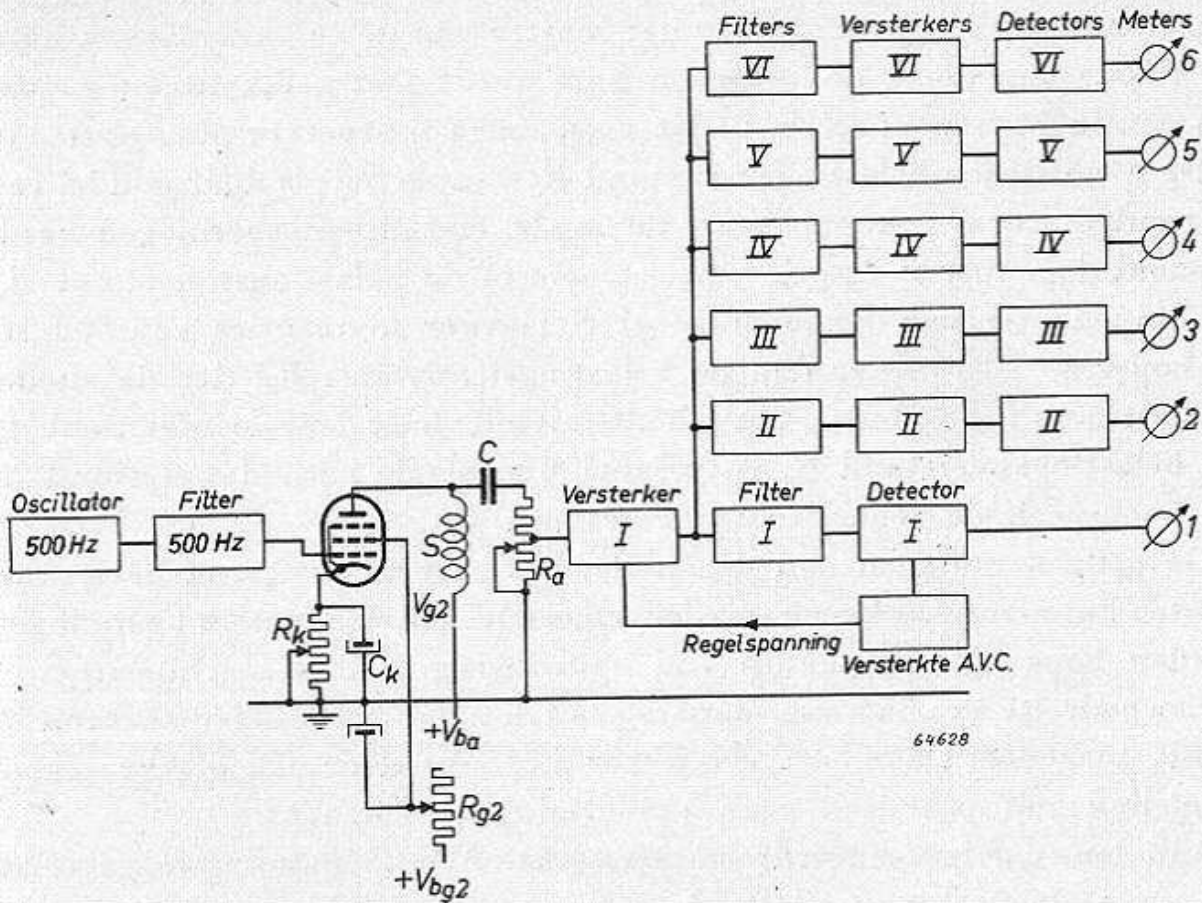


Fig. 188. Opstelling voor het meten van het uitgangsvermogen en de vervorming.

De spanning van een oscillator die een frequentie van 500 Hz heeft, wordt via een filter dat de harmonischen van het signaal op zeer effectieve

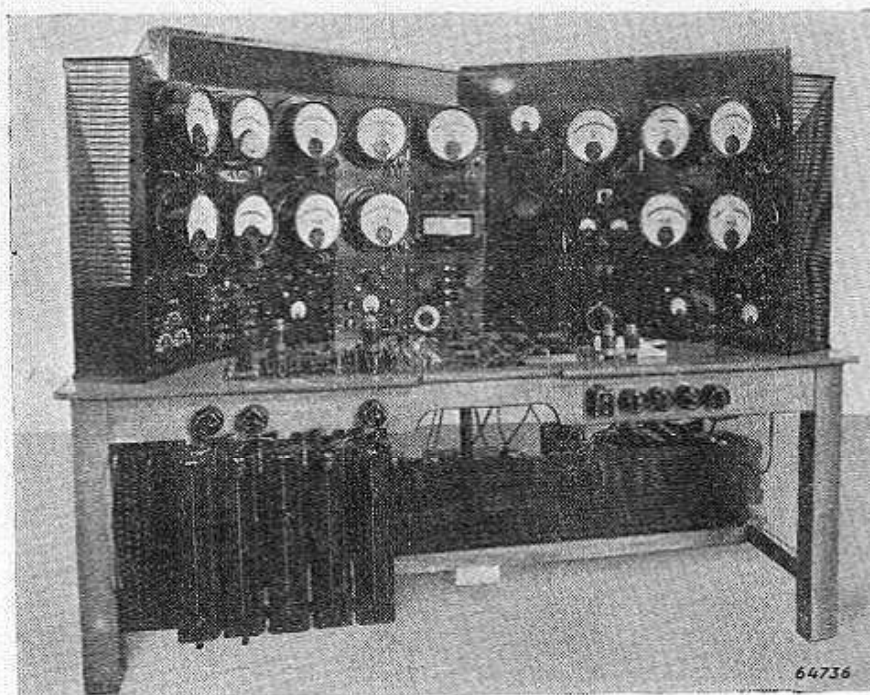


Fig. 189. Foto meetopstelling van fig. 188.

wijze onderdrukt, gevoerd naar het rooster van de te onderzoeken buis. De anode van de te onderzoeken buis wordt met gelijkstroom gevoed via een luchtsmoorspoel  $S$ , zodat geen extra ijzervervorming optreedt.

De wisselstroombelastingsweerstand  $R_a$  van de buis is door middel van de condensator  $C$  gekoppeld met de anode. Het uitgangsvermogen wordt bepaald door meten van de wisselstroom in de belastingsweerstand  $R_a$ . De impedantie van de smoorspoel  $S$  is voor frequenties van 500 Hz en hoger zo veel groter dan de belastingsweerstand  $R_a$ , dat de anode-wisselstroom van de buis praktisch uitsluitend vloeit door de weerstand  $R_a$ . De belastingsweerstand  $R_a$  is variabel, evenals de kathodeweerstand  $R_k$  en, eventueel, de schermroosterweerstand  $R_{g2}$ .

De gelijkspanningen aan de anode, het schermrooster en het stuurrooster kunnen naar keuze worden ingesteld, en stromen en spanningen worden bepaald met behulp van nauwkeurig geijkte instrumenten.

Een gedeelte van de wisselspanning aan de anodebelastingsweerstand  $R_a$  wordt toegevoerd aan een versterker I, welke door een sterke tegenkoppeling zelf praktisch geen vervorming veroorzaakt.

Aan deze versterker wordt een versterkte A.V.C.-spanning toegevoerd, welke wordt verkregen door de uitgangsspanning van de versterker gelijk te richten via een filter dat alleen de grondgolf doorlaat, en deze spanning na versterking aan de versterker I toe te voeren.

De uitgangsspanning van versterker I, die tengevolge van de A.V.C. constant is, wordt afgelezen op meter 1. De ongefilterde uitgangsspanning van versterker I wordt toegevoerd aan een aantal andere parallel geschakelde versterkers.

Versterker II heeft een filter dat de grondgolf zeer effectief onderdrukt. De doorgelaten spanning bestaat uit alle harmonischen; deze spanning wordt na versterking gemeten met een thermokoppel. De stroom van het thermokoppel is een directe maat voor de vervorming.

Op dezelfde wijze laten de filters van de versterkers III, IV, V en VI respectievelijk alleen de 2e, 3e, 4e en 5e harmonischen door; na vergelijking is de stroom van de detector in die versterkers een directe maat voor 2e, 3e, 4e en 5e harmonischen.

Het is mogelijk met deze schakeling niet alleen de vervorming en het uitgangsvermogen te bepalen van een enkele buis in klasse A of van twee buizen in balans, maar ook van L.F. versterkers met en zonder tegenkoppeling.

Een ander, vooral in de apparatentechniek veel gebruikt meetinstrument is de frequentieanalysator (wave-analyser), waarvan men kan zeggen, dat het een zeer selectieve millivoltmeter is, die achtereen-

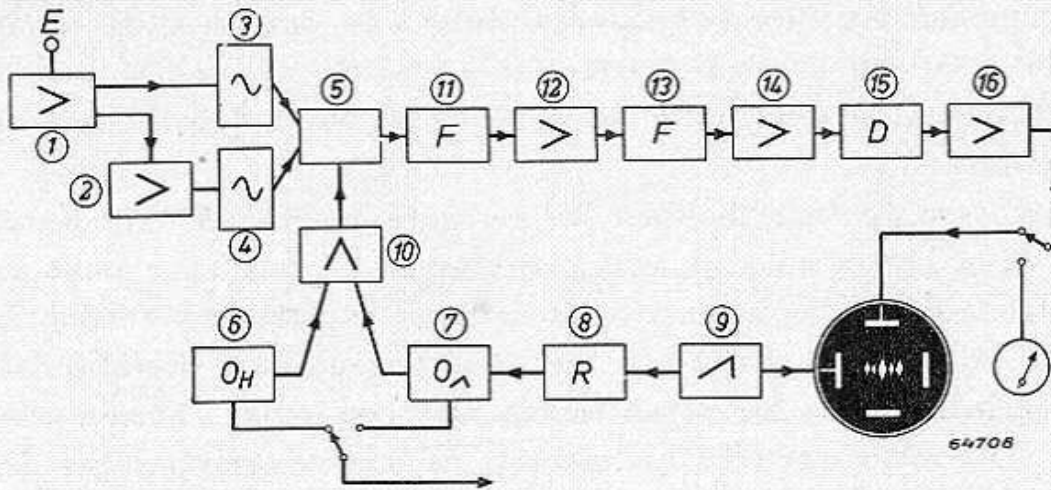


Fig. 190. Blokschema van een frequentieanalysator:

- |                                       |                                  |
|---------------------------------------|----------------------------------|
| 1. L.F. versterker,                   | 9. tijdbasis,                    |
| 2. faze-omkeertrap,                   | 10. scheidingstrap,              |
| 3 en 4. balansversterker,             | 11 en 13. filter $F$ ,           |
| 5. balansmodulator ( $M$ ),           | 12 en 14. selectieve versterker, |
| 6. oscillator met handbediening,      | 15. detector,                    |
| 7. electronisch gestuurde oscillator, | 16. gelijkspanningsversterker.   |
| 8. reactantiebuizen,                  |                                  |

volgens op een grondgolf en diverse harmonischen kan worden afgestemd. Het blokschema is afgebeeld in fig. 190. In wezen berust dit instrument op hetzelfde principe als een superheterodyne ontvanger; nl. de verwezenlijking van een zeer grote selectiviteit bij iedere frequentie (bandbreedte ca. 5 à 10 Hz) geschiedt in het vaste M.F. gedeelte van het apparaat met behulp van kristalfilters.

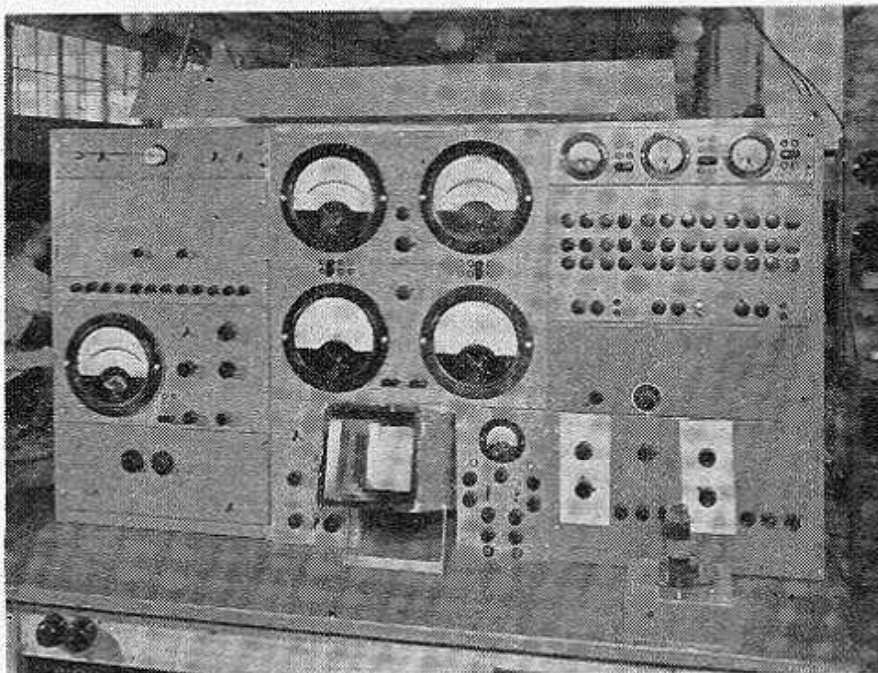


Fig. 191. Opstelling voor het electronisch schrijven van karakteristieken.

Men bepaalt nu met behulp van deze wave-analyser de spanningen voor de grondgolf en haar harmonischen aan een bekende impedantie, waaruit men dan eenvoudig de vervorming en het uitgangsvermogen kan berekenen.

In het voorafgaande hebben we geregeld gesproken over karakteristieken. Men kan natuurlijk een karakteristiek punt voor punt bepalen door steeds de statische metingen achtereenvolgens te verrichten; een elegante wijze is de bepaling met een zogenaamde karakteristieken-schrijver, waarbij de karakteristieken met een geijkt coördinatenstelsel op het scherm van een kathodestraalbuis met electrostatische deflectie worden zichtbaar gemaakt. Een afbeelding van deze installatie is gegeven in fig. 191; oscillogrammen zijn weergegeven o.a. in de figuren 92 en 135.

### § 7. Meetresultaten voor enkelvoudige eindtrappen

Het is gebruikelijk geworden voor diverse eindbuizen op te geven de vervorming als functie van het uitgangsvermogen. Meestal breekt men deze kromme af bij 5% vervorming of bij optreden van roosterstroom voor trioden, terwijl men voor penthoden 10% vervorming of het optreden van roosterstroom als grens stelt. In een dergelijke grafiek geeft men dikwijls bovendien het stroomverbruik, de nodige roosterwisselspanning enz. als functie van het uitgangsvermogen. Deze krommen hebben betrekking op de reeds zo dikwijls genoemde gunstigste aanpasweerstand. Voor diverse toepassingen is het bovendien van belang het uitgangsvermogen te kennen voor een bepaalde vervorming als functie van de belastingsweerstand.

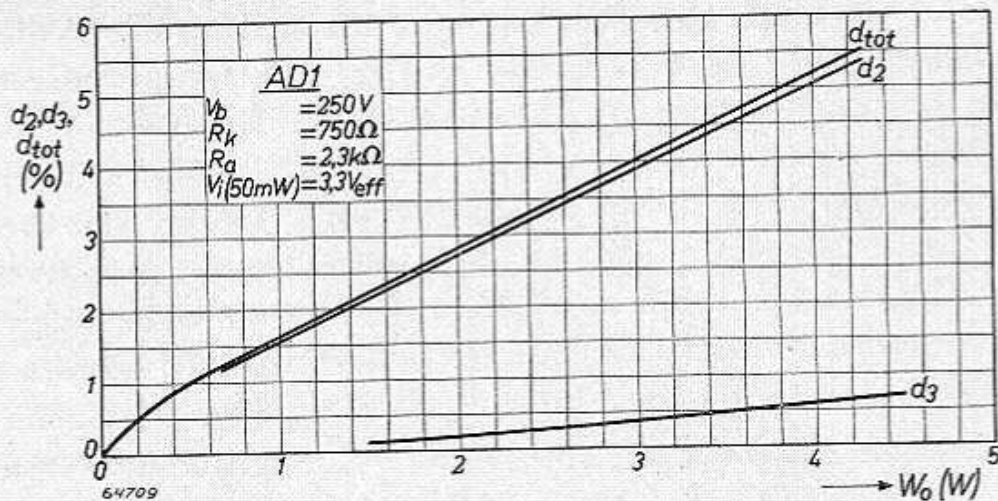
#### a) Trioden klasse A

Hoewel de triode niet veel meer wordt gebruikt in klasse A, en zij in de meeste gevallen wordt vervangen door een penthode, zullen we toch volledigheidshalve enige resultaten vermelden, nl. die gemeten aan de AD 1 (fig. 192).

We zien hieruit, dat het afgegeven vermogen van de buis ca. 4,2 W bedraagt bij 5,6% vervorming, welke in hoofdzaak bestaat uit 2e harmonische (3e harmonische bedraagt 1,5%). Het toegevoerde vermogen bedraagt 15 W; het rendement is dus:

$$\eta = \frac{4,2}{15} = 28\%.$$



Fig. 192.  $d_2$  en  $d_3$  als functie van  $W_o$ , voor een AD 1.

Uit formule (VII A 13) leiden we voor het rendement af:

$$\eta = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{2 W_{amax} R_i}{V_b^2} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{2 \times 15 \times 670}{62500} \right) = 34\%.$$

We konden de formule voor het rendement ook in een iets andere vorm brengen, nl.

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{R_a}{R_a + 2 R_i} = \frac{1}{2} \frac{2300}{3640} = 31,6\%.$$

De aanpasweerstand, berekend uit formule (VII A 14), bedraagt:

$$R_a = \frac{V_b^2}{W_{amax}} - 2 R_i = \frac{62500}{15} - 1340 = 4160 - 1340 = 2800 \Omega.$$

Voor de theoretische waarde van de kathodeweerstand vinden we uit (VII A 17):

$$R_k = \frac{V_b^2}{\mu W_{amax}} - \frac{1}{S} = \frac{62500}{4 \times 15} - \frac{10^3}{6} = 1040 - 170 = 870 \Omega$$

(750  $\Omega$  is de praktische waarde).

In fig. 193 is het verloop van het uitgangsvermogen, van de roosterwisselspanning en van de anodestroom gegeven als functie van de voedingsspanning. We zien hieruit, dat het afgegeven uitgangsvermogen snel toeneemt met de voedingsspanning.

Voor de volledige uitsturing van deze eindbuis is een grote roosterwisselspanning, nl. 35  $V_{eff}$  nodig. Men kan deze buis slechts uitsluiten met behulp van een L.F. voorversterkbuis. Hierbij ziet men een verschijnsel optreden dat de moeite waard is hier te bespreken.

Als voorversterkerbuis kan men bijv. gebruiken de triode ABC 1. Het totale resultaat van de combinatie ABC 1 + AD 1 is voorgesteld in fig. 194.

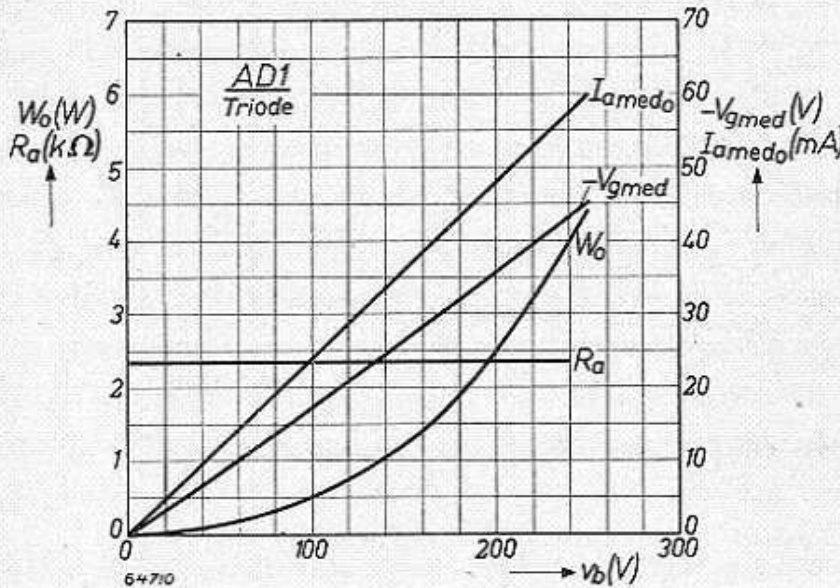


Fig. 193.  $W_0$ ,  $I_{amed}$ ,  $V_{gmed}$  en  $R_a$  als functie van  $V_b$ , voor een AD 1.

tamelijk grote roosterwisselspanning die voor de uitsturing van de eindbuis AD 1 nodig is, geeft in de voorversterkerbuis een relatief hoge vervorming. Deze vervorming bestaat hoofdzakelijk uit 2e harmonische, die echter in tegenfase is met die van de eindbuis.

Indien aan het rooster van de voorversterkerbuis de spanning in negatieve zin verandert onder invloed van de roosterwisselspanning, is de daling van de anodestroom tengevolge van de kromming van de  $i_a/v_g$ -

fig. 194.

Men ziet uit deze figuur, dat het afgegeven eindvermogen 4,8 W bedraagt bij een totale vervorming van 4%. Het eindvermogen van de combinatie is dus ca. 0,6 W groter dan dat van de AD 1 alleen, terwijl de vervorming ca. 1,5% kleiner is.

Dit kan als volgt worden verklaard: De

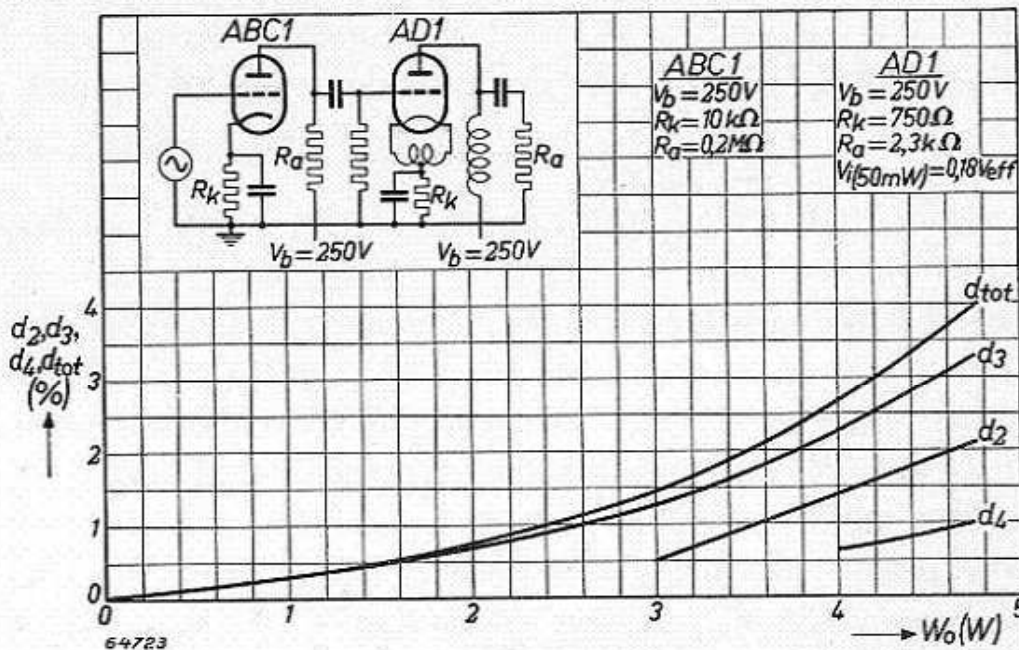


Fig. 194.  $d_2$ ,  $d_3$  en  $d_{tot}$  als functie van  $W_0$ , voor de combinatie AD 1 + ABC 1.

karacteristiek minder dan bij een lineair verloop van deze karakteristiek. De roosterwisselspanning van de eindbuis neemt daardoor minder toe dan bij een lineaire karakteristiek van de voorversterkbuis het geval zou zijn. Hierdoor wordt de kromming van de karakteristiek van de eindbuis gedeeltelijk gecompenseerd. In het gegeven voorbeeld zijn de koppелеlementen en de instelling van de voorversterkbuis zodanig gekozen, dat de vervorming van de combinatie ABC 1 + AD 1 zo klein mogelijk blijft. De vervorming van de combinatie wordt ongeveer het bedrag aan vervorming van de voorversterkbuis kleiner. Verder heeft deze schakeling nog het voordeel, dat het uitgangsvermogen van de eindbuis ca. 15% hoger kan worden. Tengevolge van de vervorming in de voorversterkbuis is namelijk de momentele waarde van roosterwisselspanning van de eindbuis, juist in dat gedeelte van de periode waarin roosterstroom zou kunnen vloeien, kleiner dan beantwoordt aan een zuiver sinusvormige spanning, zodat de roosterstroom pas optreedt bij een grotere effectieve roosterwisselspanning van de eindbuis, waardoor een groter uitgangsvermogen wordt verkregen. Hier-  
tegenover kan zich eventueel het nadeel voordoen, dat een iets grotere derde harmonische optreedt.

Baseren we ons op  $W_o = 4,8 \text{ W}$ , dan vinden we voor het rendement:

$$\eta = \frac{4,8}{15} = 32\%$$

hetgeen zeer dicht bij het theoretische rendement ligt van blz. 267.

In fig. 195 is het uitgangsvermogen van een triode als functie van  $R_a$ , bij uitsturing van de roosterruimte tot aan roosterstroom, gegeven door kromme I; de bijbehorende vervorming wordt gegeven door kromme II.

Door kromme III wordt het uitgangsvermogen voor 5% vervor-

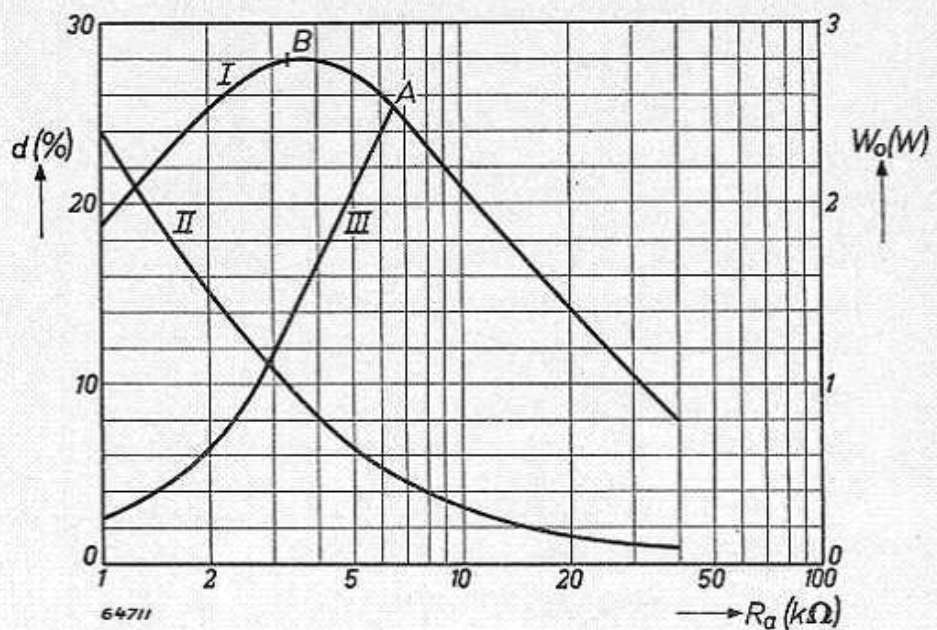


Fig. 195.

- I.  $W_o$  als functie van  $R_a$ , bij uitsturing tot roosterstroom van een triode.
- II. Bijbehorende totale vervorming.
- III.  $W_o$  voor  $d_{tot} = 5\%$ .

ming voorgesteld. Men ziet dat het maximale uitgangsvermogen voor een vervorming van 5% slechts 10 à 15% kleiner is dan het uitgangsvermogen voor 10% vervorming (punten A en B).

Het blijkt, dat in kromme III het uitgangsvermogen ongeveer lineair toeneemt met de belastingsweerstand.

Deze resultaten zijn volkomen in overeenstemming met hetgeen men theoretisch voor klasse A-uitsturing van een triode met een  $\frac{3}{2}$ e machts- of een kwadratische karakteristiek kan afleiden.

### b) Penthoden klasse A

Als eerste voorbeeld kiezen we de EL 5. We geven de vervorming als functie van het uitgangsvermogen in de fig. 196 en fig. 197.

Voor deze twee gevallen verschilt de aanpasweerstand namelijk: voor fig. 196  $R_a = 3500 \Omega$  en voor fig. 197  $R_a = 2500 \Omega$ . Het resultaat hiervan op de vervorming is duidelijk te zien. In het eerste geval

bestaat de vervorming in hoofdzaak uit derde harmonische, in het tweede geval in hoofdzaak uit tweede harmonische.

De reden hiervan is duidelijk; in het eerste geval namelijk is de dynamische karakteristiek gekromd zowel aan de onderzijde als de bovenzijde (kromme I fig. 198) (hetgeen het hoofdkenmerk is voor derde harmonische), terwijl

in het tweede geval de dynamische karakteristiek in hoofdzaak aan de onderzijde is gekromd (zie kromme II). In het eerste geval heeft de uitsturing veel meer plaats in het gebied van de knie van de penthode-karakteristiek dan in het tweede geval. Het afgegeven eindvermogen bedraagt in het eerste geval 8,8 W, in het tweede geval ca. 7 W, hetgeen goed in overeenstemming is met de elementaire berekening

$$W_o = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a,$$

die respectievelijk 9 W en 6,5 W zou geven.

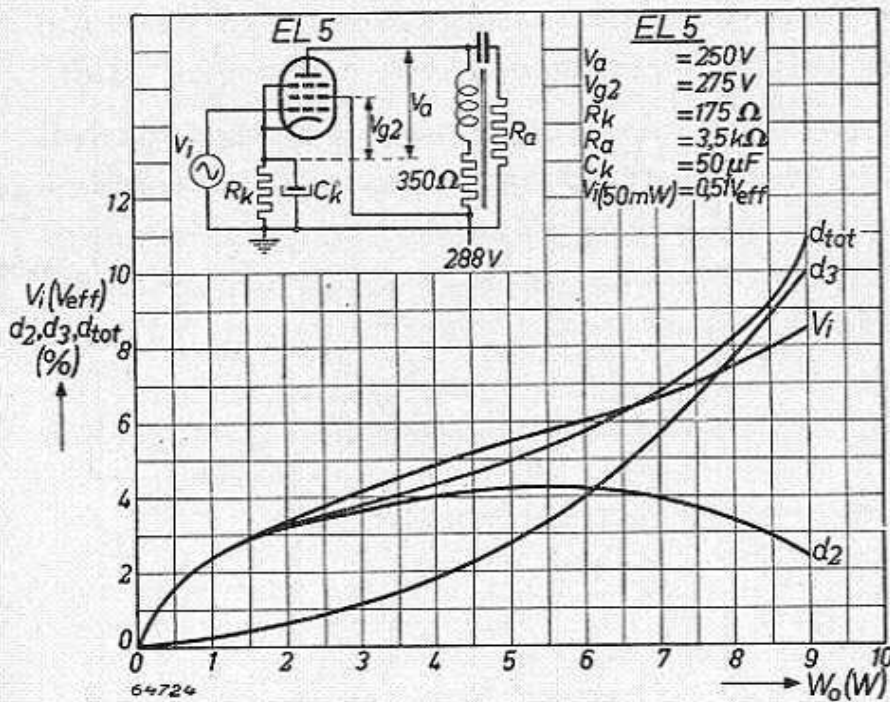


Fig. 196.  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$  voor de EL 5, voor  $R_a = 3500 \Omega$ .

We zien hieruit, dat een andere soort vervorming kan worden verkregen door bij dezelfde instelling de aanpasweerstand op een bepaalde wijze te kiezen.

Een ander voorbeeld, waarin de vervorming kleiner wordt door een andere keuze van het werkpunt, wordt gegeven voor de EBL 21. In de fig. 199 en 200 is de vervorming voorge-

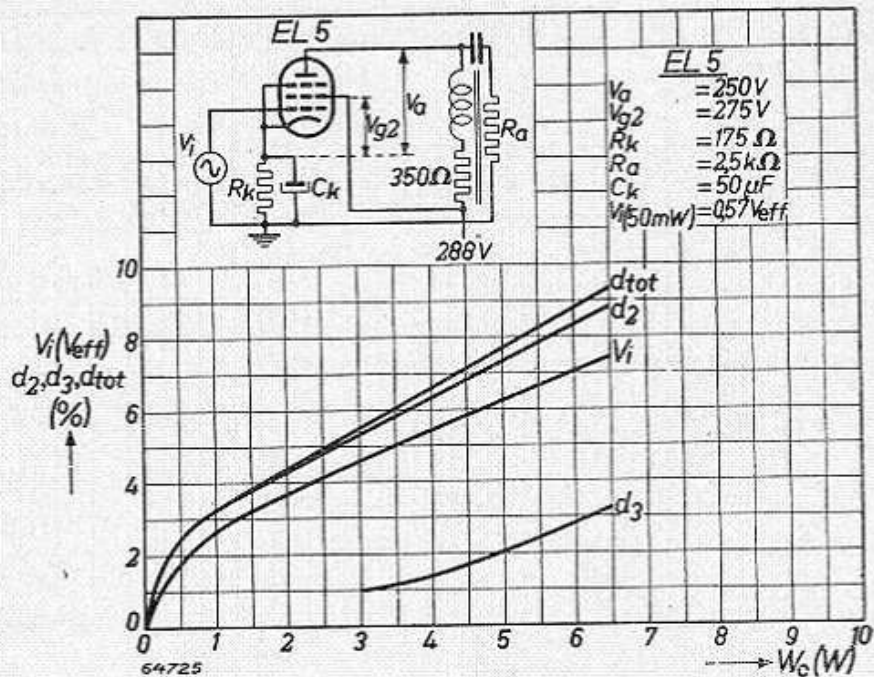


Fig. 197.  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$  voor de EL 5, voor  $R_a = 2500 \Omega$ .

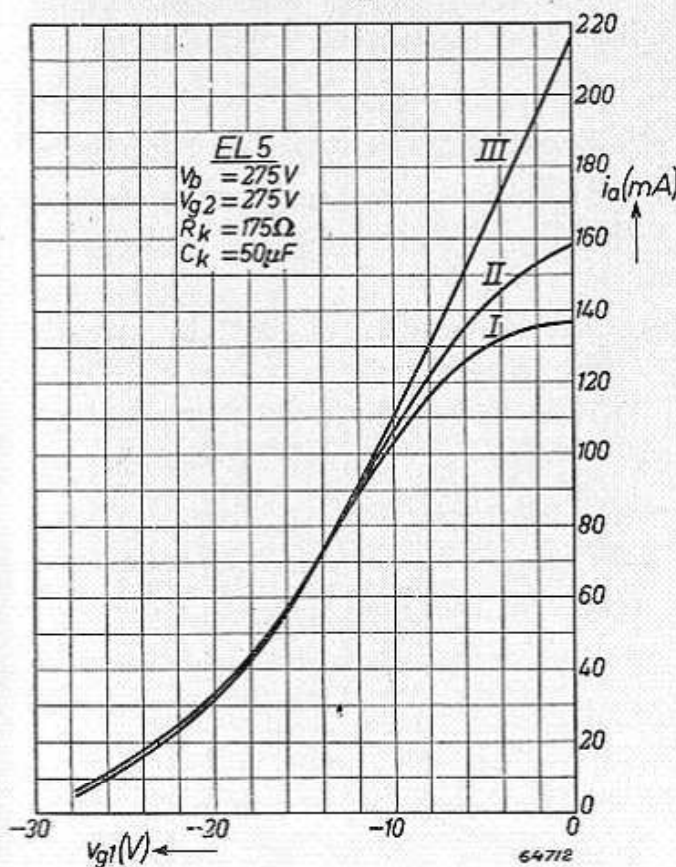


Fig. 198. Statische en dynamische karakteristieken van EL 5.

- I. Dynamische karakteristiek voor  $R_a = 3,5 \text{ k}\Omega$ .
- II. Dynamische karakteristiek voor  $R_a = 2,5 \text{ k}\Omega$ .
- III. Statische karakteristiek.

steld als functie van het uitgangsvermogen, en wel in fig. 199 voor  $V_{g1med} = -6 \text{ V}$ ;  $I_{amed} = 36 \text{ mA}$ ;  $I_{g2med} = 4,5 \text{ mA}$ , en in fig. 200 voor  $V_{g1med} = -5,2 \text{ V}$ ;  $I_{amed} = 44 \text{ mA}$ ;  $I_{g2med} = 6,0 \text{ mA}$ . In beide gevallen bedraagt het afgegeven vermogen  $4,5 \text{ W}$ , echter in het eerste geval bij  $10\%$ , in het tweede geval bij  $7\%$  totale vervorming. In dit geval zijn er twee redenen aan te wijzen voor de vermindering van de vervorming; er wordt in het tweede geval niet zover in de onderbocht van de dynamische karakteristiek gestuurd, terwijl bovendien de kromming van de bovenbocht kleiner is (zie hiervoor de dynamische karakteristieken van fig. 201).

We zien hier dus een vermindering van vervorming ten

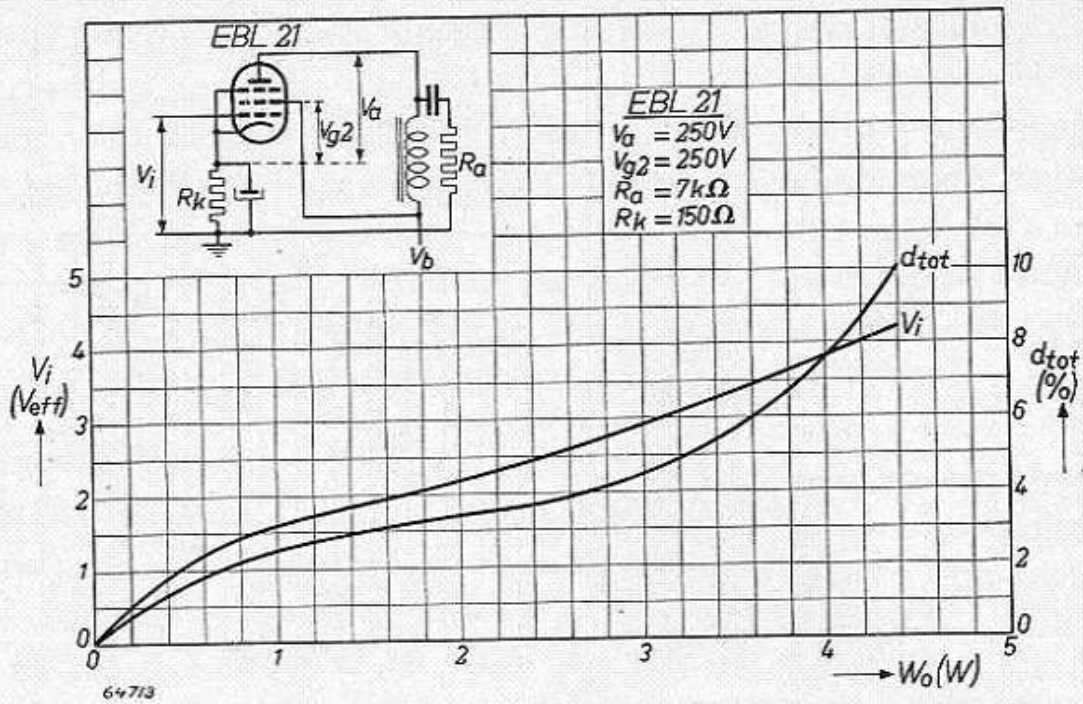


Fig. 199.  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor EBL 21 ( $R_a = 7000 \Omega$ ).

koste van het rendement ( $\eta = 50\%$  in het eerste geval en  $41\%$  in het tweede geval).

Het uitgangsvermogen van de EBL 21 is praktisch even groot als dat van de AD 1 (triode).

Uit de vergelijking van de elektrische gegevens van de beide buizen komen we tot de volgende verschilpunten:

1. Het toe te voeren vermogen is voor de AD 1 belangrijk groter dan voor de EBL 21 (nl.  $15 W$  contra  $9$  en  $11 W$ ).
2. De vervorming van een triode bestaat in hoofdzaak uit de tweede

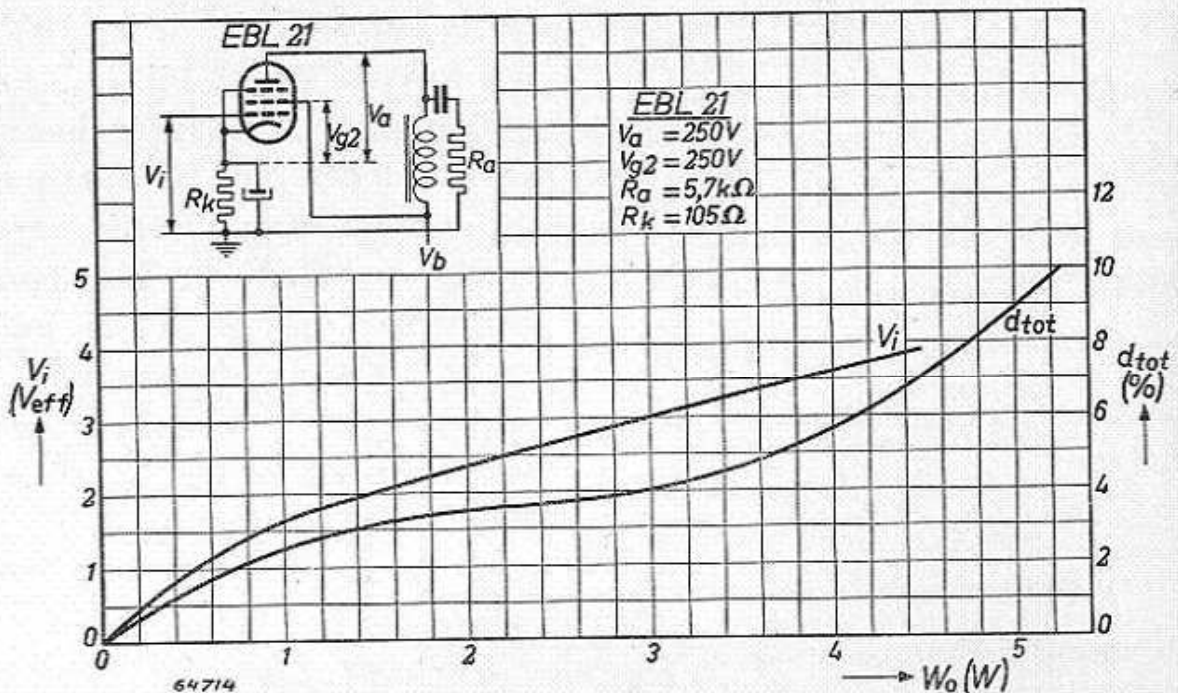


Fig. 200.  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor EBL 21 ( $R_a = 5700 \Omega$ ).

harmonische, die van de penthode overwegend uit derde harmonische. De vervorming van de triode kan iets kleiner zijn dan die van de penthode.

3. De nodige roosterwisselspanning van de triode is ca.  $7 \times$  groter dan die van de penthode.
4. Het voedingsgedeelte moet voor de triode-eindtrap ca. 20 mA meer kunnen leveren dan voor de penthode, hetgeen van belang is voor de transformatoren, de afvlakelementen en de gelijkrichter.

Daar het vereiste ingangssignaal van de AD 1 ca.  $7 \times$  groter is dan dat van de EBL 21, mag men, om onder vergelijkbare omstandigheden te werken, de EBL 21 ca.  $7 \times$  tegenkoppelen, waardoor de uiteindelijk bereikbare vervorming van de penthode belangrijk kleiner is dan die van de triode.

Een andere interessante toepassing van eindpenthoden wordt gevonden in de zogenaamde G.W.-apparaten.

Er komen in verschillende landen allerlei netten voor, zowel gelijk- als wisselspanning, en bovendien nog van verschillende spanningswaarden. Men is daarom gekomen tot de vervaardiging van apparaten die werken zowel op gelijk- als op wisselspanning, terwijl het apparaat bovendien nog kan worden aangepast aan de netspanning. Bij het omschakelen van zulk een apparaat van de ene op de andere netspanning, zal de fabrikant in het apparaat liefst zo weinig mogelijk omschakelen. Bovendien verlangt de gebruiker bij een netspanning van 110 V nog een redelijk uitgangsvermogen, terwijl bij netspanningen van 220 V de maximale anodedissipatie van de eindbuis niet mag worden overschreden.

In 1935/1936 werden hiervoor ontwikkeld de buizen CL 4 en CL 6, respectievelijk met een gloeivermogen van 6,6 en 7,0 W. De CL 4

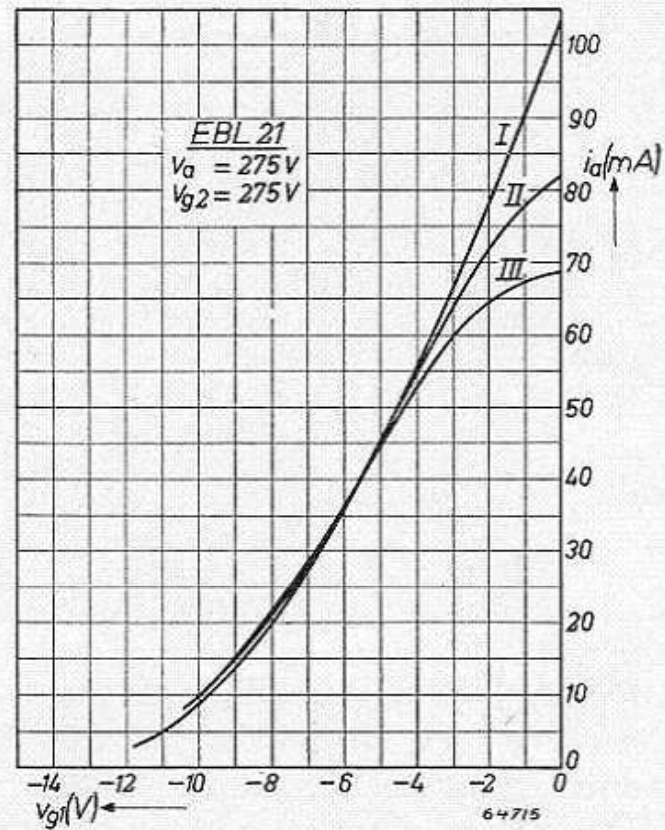


Fig. 201. Statische en dynamische karakteristieken voor EBL 21:

- I. Statische  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek.
- II. Dynamische  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek ( $R_a = 5700 \Omega$ ).
- III. Dynamische  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek ( $R_a = 7000 \Omega$ ).

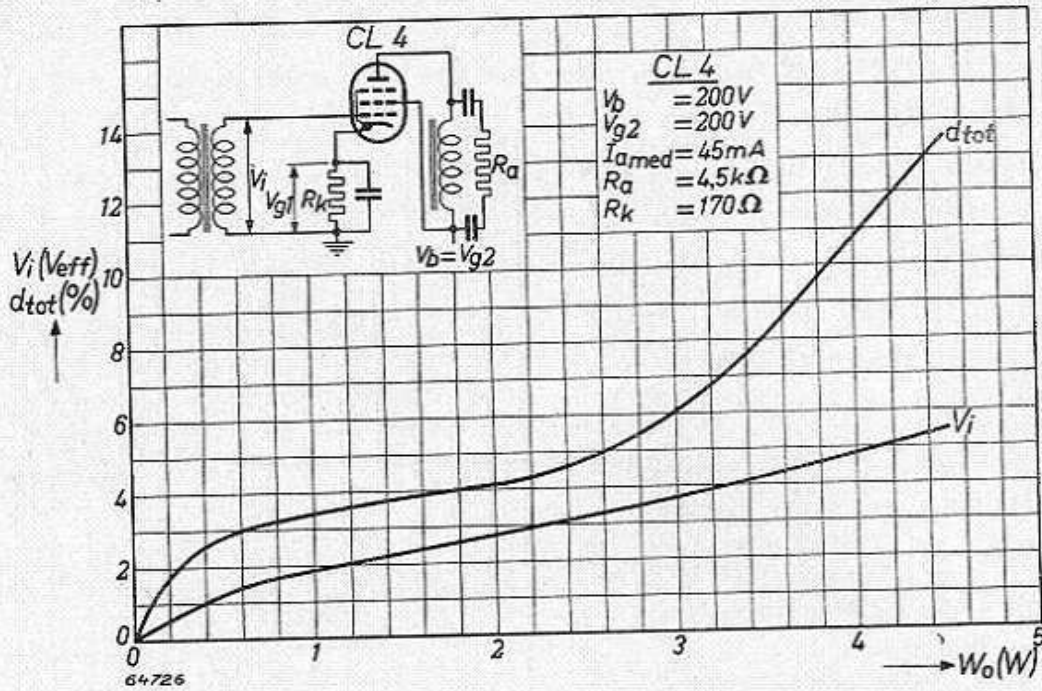


Fig. 202.  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor CL 4 in klasse A.

was uitsluitend bedoeld voor de G.W.-apparaten voor netspanningen van 200 V en hoger. In fig. 202 is de vervorming voorgesteld als functie van het uitgangsvermogen.

De CL 6 was in hoofdzaak bedoeld voor de laagspanningsnetten. Nu is de moeilijkheid dat, voor het verkrijgen van een groot uitgangsvermogen bij lage spanningen, de anodestroom van de buis groot moet zijn. Echter betekent dit het construeren van een buis met een groot

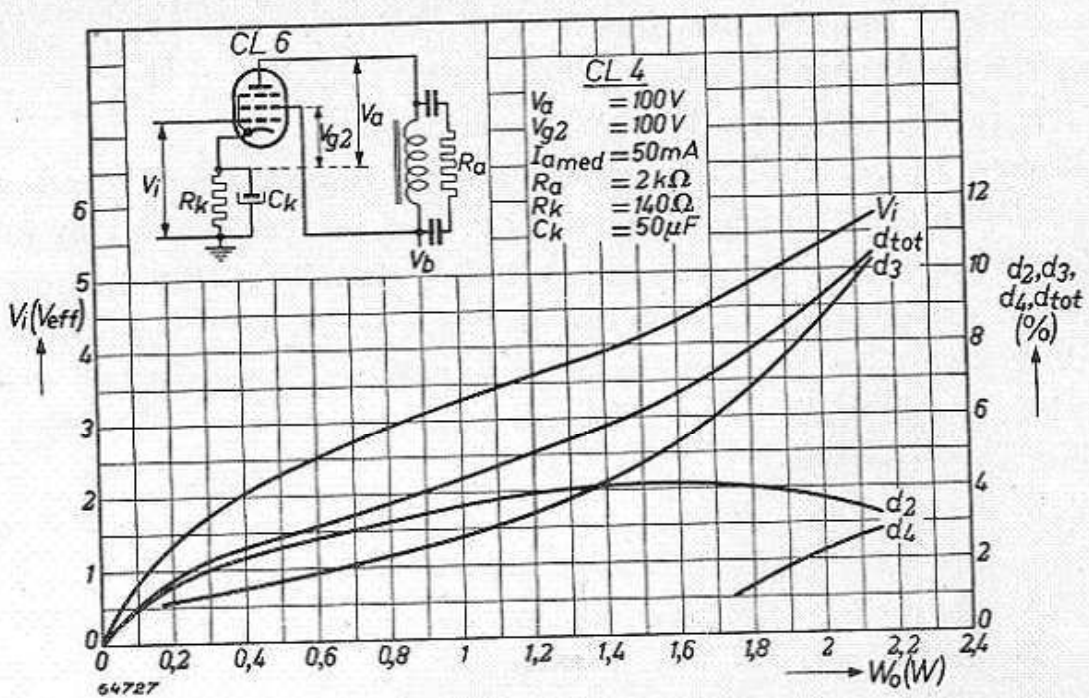


Fig. 203.  $d_2, d_3, d_4, d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor CL 6 in klasse A, voor  $V_a = V_{g2} = 100 V$ .



kathodevermogen, hetgeen nadelig is voor de anodedissipatie. In een bepaald volume van een buis kan slechts een bepaald vermogen worden gedissipeerd. Bovendien moet voor een dergelijke buis de roosterruimte, welke in mindering komt van de beschikbare voedingsspanning (die toch al laag is) groot zijn, terwijl ook de schermroosterstroom van zulk een buis groter wordt.

De resultaten die aan de CL 6 werden gemeten bij

$V_b = V_{g2} = 100 \text{ V}$   
zijn gegeven in fig. 203.

Bij  $V_b = 200 \text{ V}$  mag de gemiddelde anodestroom van de buis niet groter worden dan 45 mA.

Om deze instelling te bereiken heeft men de keuze uit de volgende mogelijkheden:

- a. verlaging van  $V_{g2}$ ,
- b. vergroting van  $V_{g1med}$ .

De eerste mogelijkheid is de beste keuze, omdat bij verlaging van  $V_{g2}$  een groter gedeelte van de anodespanning kan worden uitge-

stuurd (overnamebocht verschuift naar links, (zie de fig. 204 en 205).

De prestaties van de buis bij  $V_a = 200 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 100 \text{ V}$ , zijn voorgesteld in fig. 206. Nu neemt bij uitsturing van de buis de scherm-

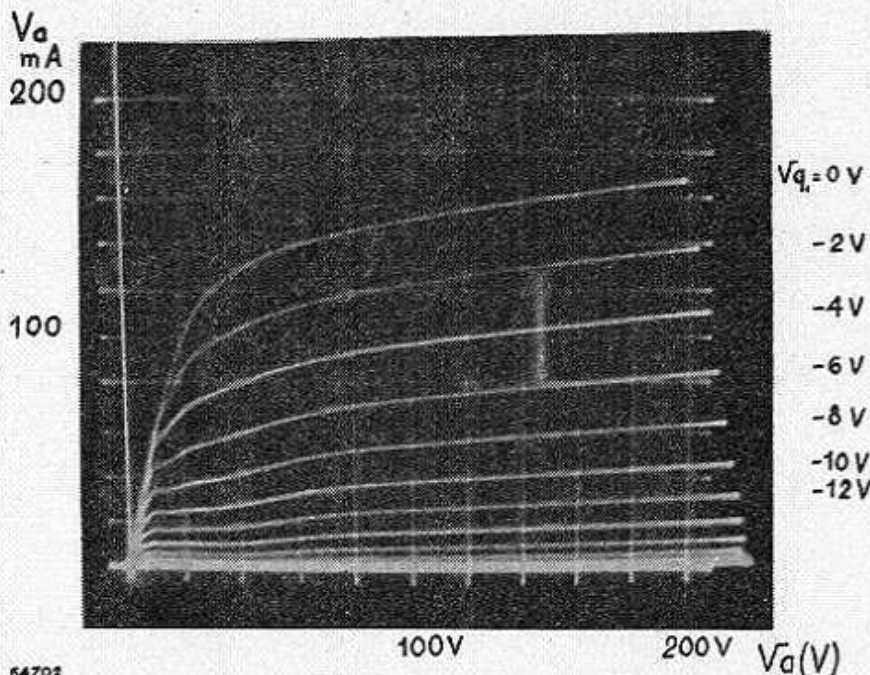


Fig. 204.  $i_a/v_a$ -karakteristieken voor CL 6, voor  $V_{g2} = 100 \text{ V}$ .

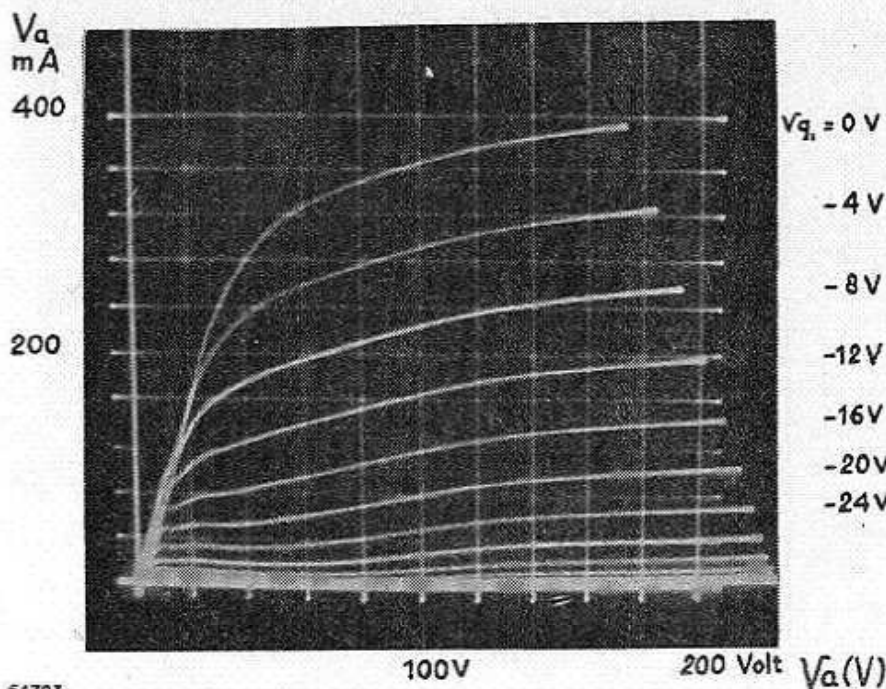


Fig. 205.  $i_a/v_a$ -karakteristieken voor CL6, voor  $V_{g2} = 200 \text{ V}$ .

roosterstroom belangrijk toe, zodat men, om de schermroosterspanning

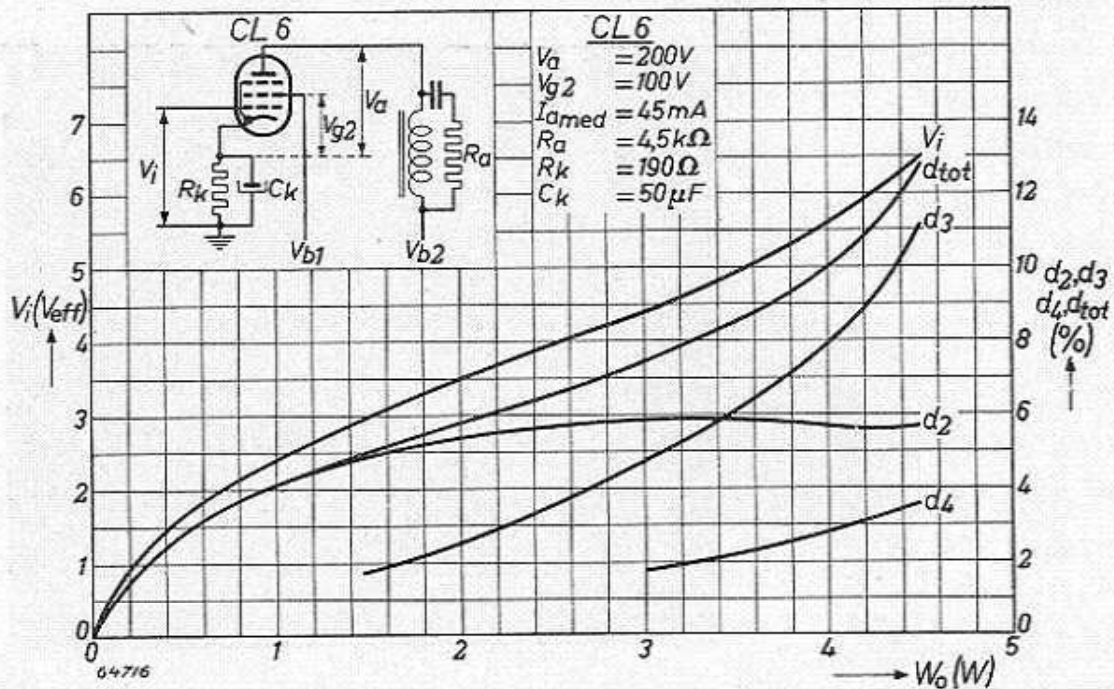


Fig. 206.  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor CL 6 in klasse A.

constant te houden, een potentiometer moet gebruiken die veel stroom opneemt. Dit is, gezien uit het oogpunt van de apparatenconstructeur, een groot nadeel, omdat het voedingsgedeelte belangrijk groter moet zijn.

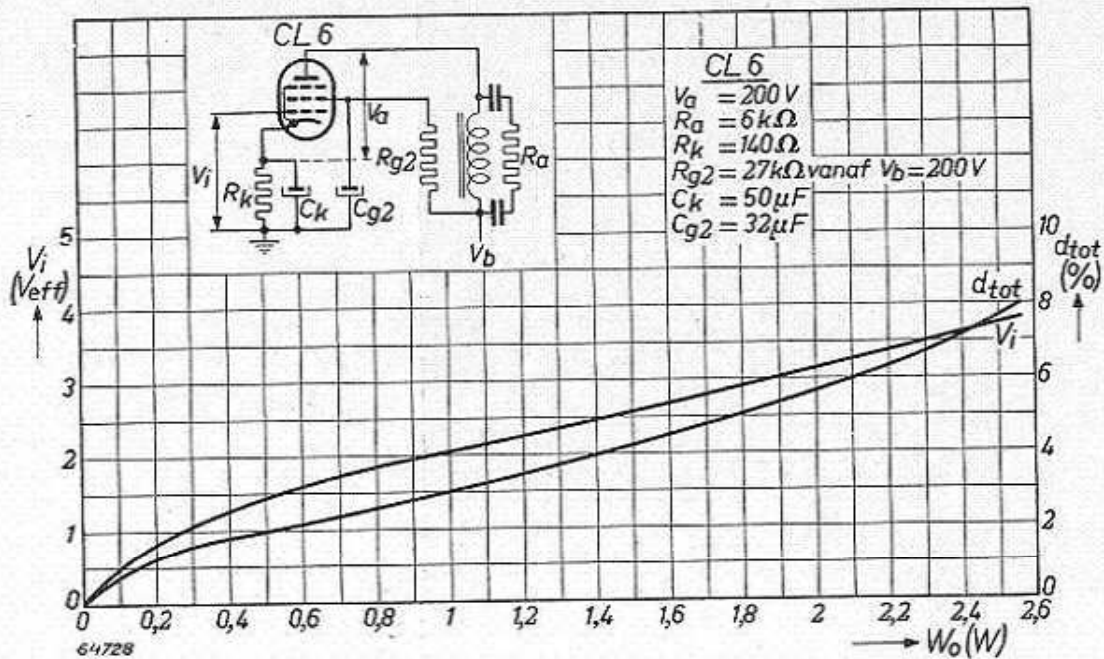


Fig. 207.  $d_{tot}$  en  $V_i$  als functie van  $W_o$ , voor CL 6 in klasse A.

Een andere oplossing is het gebruik van een serieweerstand voor het schermrooster. Echter moet deze zo gedimensioneerd zijn, dat zonder roosterwisselspanning de schermroosterspanning van 100 V niet wordt

overschreden. De schermroosterspanning daalt dan echter bij volle uitsturing aanzienlijk. Het verkregen uitgangsvermogen bij 200 V netten

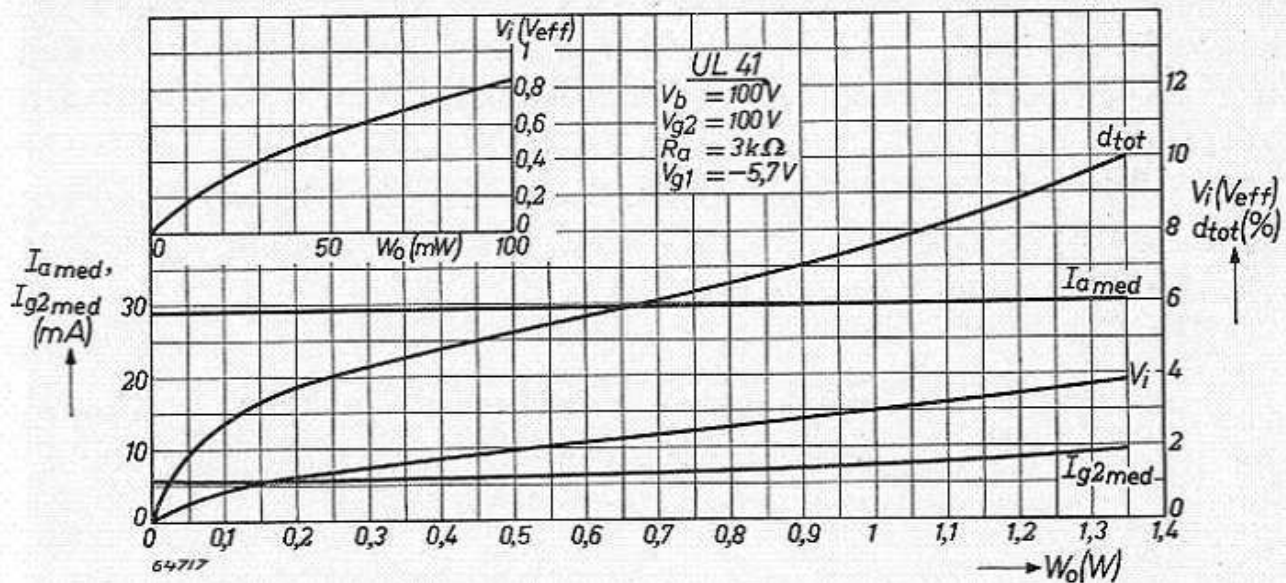


Fig. 208.  $d_{tot}$ ,  $V_i$ ,  $I_{amed}$  en  $I_{g2med}$  als functie van  $W_o$ , voor UL 41 in klasse A, voor  $V_a = V_{g2} = 100 V$ .

(zie fig. 206) wordt daardoor aanzienlijk lager dan bij vaste schermroosterspanning (zie fig. 207).

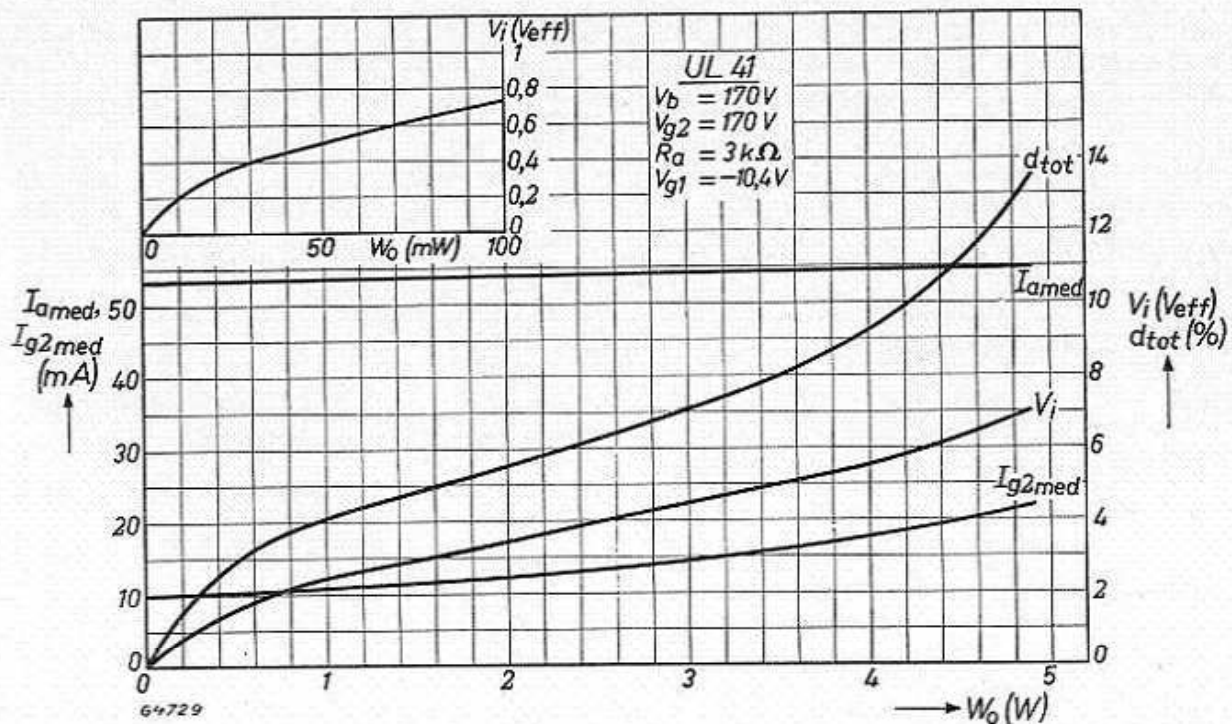


Fig. 209.  $d_{tot}$ ,  $V_i$ ,  $I_{amed}$  en  $I_{g2med}$  als functie van  $W_o$ , voor UL 41 in klasse A, voor  $V_b = V_{g2} = 170 V$ .

Een zeer geslaagde oplossing is gevonden in de UL 41. De resultaten hiervan bij  $V_b = V_{g2} = 100 V$  en  $V_b = V_{g2} = 170 V$  zijn gegeven respectievelijk in de figuren 208 en 209.

Dit type is zodanig geconstrueerd, dat de maximale anodedissipatie van 9 W wordt gerealiseerd bij  $V_b = V_{g2} = 170$  V. Het uitgangsvermogen bedraagt in dit geval  $W_o = 4,2$  W bij 10% vervorming. Hierdoor krijgt men voor  $V_b = V_{g2} = 100$  V, bij dezelfde belastingsweerstand en kathodeweerstand, nog een uitgangsvermogen van 1,35 W bij een vervorming van 10%.

We zullen in VII D nog verder aantonen, dat het uitgangsvermogen van de UL 41 in een radioapparaat voor een netspanning van 110 V vrijwel gelijk is aan dat van de CL 6.

Bij de theoretische beschouwingen over het gunstigste werkpunt van een klasse A-instelling van een penthode met rechte  $i_a/v_g$ -karakteristiek kwamen we tot de conclusie (VII A § 3) dat dit moest liggen bij  $I_{ao}/2$ .

Het blijkt echter, dat men in werkelijkheid de penthodekarakteristiek voor de hogere anodespanningen kan voorstellen door de vergelijking:

$$\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{go}}\right)^{3/2}.$$

Gaat men uit van deze vergelijking, dan vindt men voor het werkpunt:

$$V_{amed} \sim \frac{V_{go}}{2} \text{ en } I_{amed} = \frac{I_{ao}}{2\sqrt{2}} \sim \frac{I_{ao}}{2,8} = 0,35 I_{ao}.$$

In de tabel zijn voor enige buizen de gegevens nagegaan:

	$I_{ao}$	$I_{amed}$	$\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$
EL 5	216	72	0,33
EL 41	108	36	0,33
UL 41	88	32,5	0,30 ( $V_{g2} = V_b = 100$ V)
	160	54,5	0,34 ( $V_{g2} = V_b = 165$ V)
DL 41	18	8	0,44
CL 4	150	45	0,30
EL 6	208	72	0,34

Bij een dergelijke instelling van de buizen bereikt men het theoretisch bereikbare rendement van 50% ongeveer voor een vervorming van 13% (zie kromme UL 41, fig. 209).

In Amerikaanse publicaties heeft men de gewoonte de buizen bij een grotere ruststroom in te stellen, nl. bij ongeveer  $I_{amed} = 0,42 I_{a0}$ ; hierbij is de vervorming lager, namelijk ca. 7%, en dientengevolge ook het rendement (ca. 40 à 43%).

Een voorbeeld van deze instelling is o.a. gegeven in de publicatie van de 44 mA (11 W) instelling van de EBL 21.

(Welke van deze instellingen de voorkeur verdient, is o.a. een kwestie van persoonlijke smaak).

Aangezien de luidsprekerimpedantie afhankelijk is van de frequentie en bij versterkers in radiocentrales de belastingsweerstand variabel is, is het van belang het uitgangsvermogen op te geven als functie van de belastingsweerstand. Bij kleine belastingsweerstand kan het uitgangsvermogen nooit groter zijn dan  $W_o = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a$ , wegens de begrenzing van de anodewisselstroom;  $I_{amed}$  stelt de ruststroom van de buis voor. Voor belastingswestanden die groter zijn dan de gunstigste aanpasweerstand, kan de anodewisselspanning niet groter zijn dan de anodegelijkspanning, en dus het uitgangsvermogen niet groter dan:

$$W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_a}$$

Beschouwt men de  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een penthode, dan ziet men dat de anodespanning niet lager mag worden dan een zekere positieve waarde, die voor moderne penthoden ongeveer ligt bij 20 V.

Het is dan ook juist, als grens van het uitgangsvermogen op te geven:

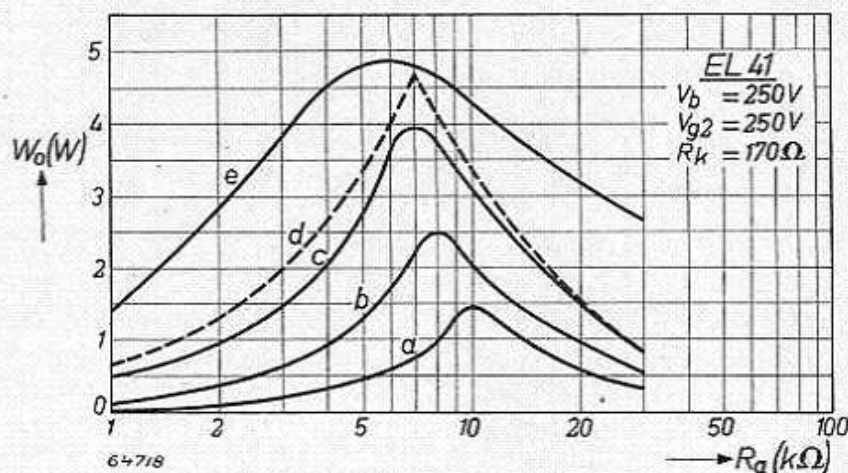


Fig. 210. Uitgangsvermogen van EL 41 als functie van  $R_a$ :

- a.  $d_2 = 2,5\%$ ,
- b.  $d_2 = 5\%$ ,
- c.  $d_2 = 10\%$ ,
- d. grens  $\frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a$  voor  $R_a < 7 \text{ k}\Omega$ ,  
en  $\frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_a}$  voor  $R_a > 7 \text{ k}\Omega$ ,
- e. bij uitsturing tot roosterstroom.

$$W_o = \frac{1}{2} \frac{(V_b - 20)^2}{R_a}$$

In fig. 210 is afgebeeld het uitgangsvermogen van de EL 41 als

functie van de belastingsweerstand voor vervormingen van 2,5%, 5%, 10%, terwijl bovendien de grenzen

$$W_o = \frac{1}{2} I_{amed}^2 R_a \text{ en } W_o = \frac{1}{2} \frac{V_b^2}{R_a}$$

zijn weergegeven.

Men ziet uit deze figuur dat, voor waarden van de belastingsweerstand hoger dan de gunstigste bij constante vervorming, het uitgangsvermogen ongeveer omgekeerd evenredig met de belastingsweerstand afneemt.

In fig. 210 is ook het uitgangsvermogen aangegeven als de rooster spanning wordt uitgestuurd tot aan roosterstroom. Men ziet dat, zowel voor hoge als voor lage belastingsweerstand, dit eindvermogen de zo juist aangegeven grenzen overschrijdt. Dit is als volgt te verklaren. Bij kleine belastingsweerstand wordt reeds bij een vrij kleine amplitude van de roosterwisselspanning, de waarde van de anodestroom gelijk nul (fig. 211). Voor een belastingsweerstand van 1 k $\Omega$  is dit reeds het

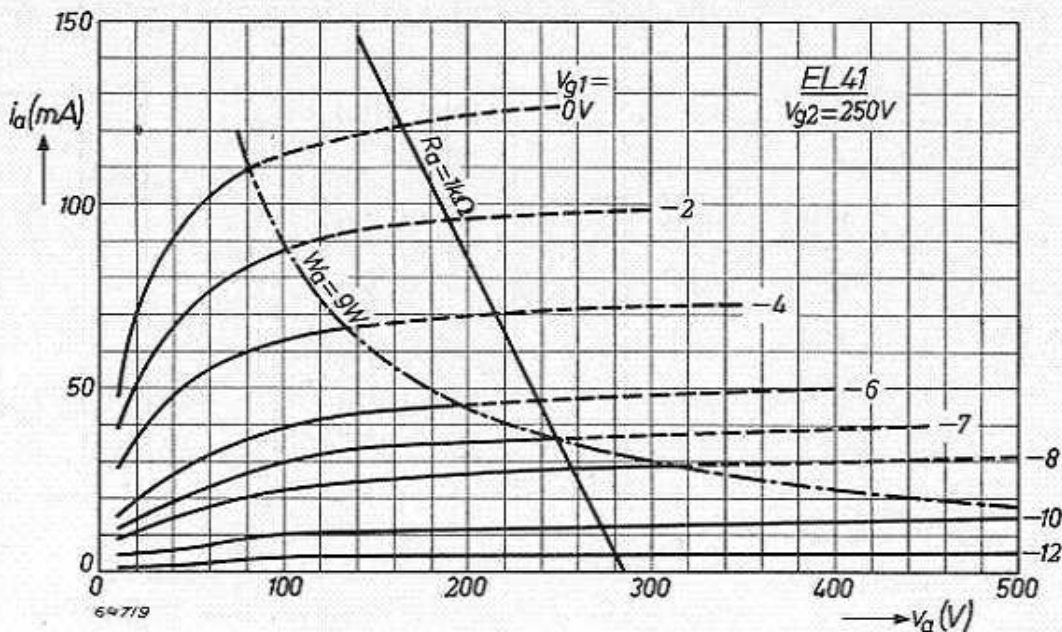


Fig. 211. Karakteristiekenveld van EL 41 met belastingsweerstand van 1 k $\Omega$ .

geval voor  $V_{gp} = 3\frac{1}{2} V_{eff}$ . Wordt de roosterwisselspanning vergroot, dan wordt de anodewisselstroom sterk vervormd door het afsnijden van de anodestroom gedurende een gedeelte van de periode. Echter neemt hierdoor de gemiddelde anodestroom sterk toe, zodat de buis zich over de kathodeweerstand sterker negatief instelt. Dan wordt echter het afsnijden van de toppen van de anodewisselstroom nog sterker en stelt de buis zich bijna in klasse B in. Men kan nu gemakkelijk

bewijzen \*), dat het totale uitgangsvermogen van de buis ongeveer 20% groter is dan in de oorspronkelijke klasse A-instelling, waarbij we er echter wel op moeten wijzen, dat de vervorming groot is.

Als de belastingsweerstand zeer hoog is, krijgen we iets dergelijks; in dit geval worden namelijk de toppen van de anodespanning afgesneden, waardoor ook de instelling verandert en het gemiddelde afgegeven vermogen stijgt.

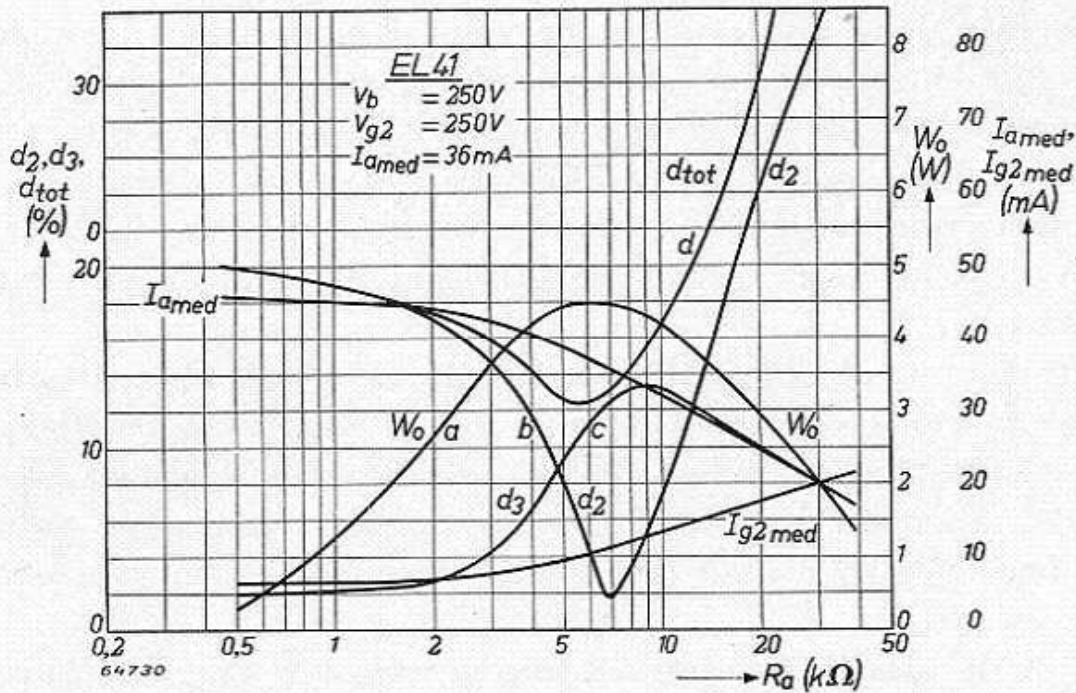


Fig. 212.  $I_{amed}$ ,  $I_{g2med}$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_{tot}$  en  $W_o$  als functie van  $R_a$  bij uitsturing tot roosterstroom van EL 41.

Men moet er natuurlijk zoveel mogelijk voor zorgen dat een dergelijke weergave wordt vermeden, door de volumeregeling op de juiste wijze in te stellen.

\*) Het uitgangsvermogen in klasse A-instelling bij rechte karakteristiek is  $W_o = \frac{1}{8} I_{ao}^2 R_a$ . Voor B instelling wordt dit:

$$\frac{1}{2} (I_{a1}^2 + I_{a2}^2 + \dots) R_a$$

$$I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{ao} \sin^2 x \, dx = \frac{I_{ao}}{2}$$

$$I_{a2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{ao} \sin x \cos 2x \, dx = \frac{2 I_{ao}}{1.3 \pi}$$

$$I_{a2n} = \frac{2 I_{ao}}{(2n - 1)(2n + 1)\pi}$$

Dus:

$$W_o \approx \frac{1}{8} \times 1,2 I_{ao}^2 R_a$$

Interessant is ook nog de analyse van de vervorming, als de eindbuis tot aan roosterstroom wordt uitgestuurd als functie van de belastingsweerstand. Het verloop hiervan is gegeven in fig. 212 voor de EL 41. Kromme *a* geeft het vermogen bij uitsturing tot aan roosterstroom bij een vaste negatieve voorspanning, kromme *b* geeft het verloop van de tweede harmonische, kromme *c* dat van de derde harmonische en kromme *d* dat van de totale vervorming als functie van de belastingsweerstand.

Laat men de belastingsweerstand van nul af toenemen, dan ziet men het volgende verloop van de dynamische  $i_a/v_g$ -karakteristieken. Voor kleine waarden van de belastingsweerstand is de dynamische karakteristiek vrijwel gelijk aan de statische  $i_a/v_g$ -karakteristiek. Deze vertoont dan vrijwel uitsluitend een uitgesproken kromming in de benedenbocht; dientengevolge bestaat de vervorming in hoofdzaak uit tweede harmonische.

Vergroten we de belastingsweerstand, dan heeft de uitsturing geleidelijk plaats in het gebied van de knie van de karakteristiek, waardoor ook de bovenzijde van de dynamische  $i_a/v_g$ -karakteristiek wordt gekromd. Hierdoor ontstaat in de eerste plaats een zeker percentage derde harmonische, terwijl de tweede harmonische min of meer wordt gecompenseerd.

Wordt de belastingsweerstand nog groter, dan krijgt de bovenzijde van de dynamische  $i_a/v_g$ -karakteristiek een zo sterke kromming, dat deze sterker is dan de kromming aan de onderzijde. Behalve de derde harmonische, ontstaat nu ook weer een zeker percentage tweede harmonische, waarvan de faze  $180^\circ$  verschilt met die van de tweede harmonische bij kleine belastingsweerstand.

In het algemeen blijkt de keuze van de aanpasweerstand

$$R_a = \frac{V_b}{I_{ame\bar{a}}}$$

juist het resultaat op te leveren, dat men dan minimum aan tweede harmonische heeft en dat hierbij ongeveer het maximale vermogen optreedt. Vergelijkt men dit resultaat met het in § 4 theoretisch afgeleide, dan ziet men een goede overeenkomst.

In § 2 werden de  $i_a/v_a$ -karakteristieken van de EBL 21 benaderd door vergelijking (VII B 8), terwijl in § 3 hieruit met behulp van het theorema van Fourier het uitgangsvermogen werd berekend als functie van de belastingsweerstand bij uitsturing tot aan roosterstroom met de daarbij behorende waarden van de tweede en derde harmonischen en de



totale vervorming. De resultaten hiervan zijn afgebeeld in fig. 178.

Vergelijkt men deze figuur met fig. 200, dan is er een duidelijke overeenkomst.

Numeriek vinden we:

$$W_{omax} = 0,20 I_{ao} V_b = 0,20 \times 0,104 \times 250 = 5,2 \text{ W},$$

$$\text{bij } R_a = 2,3 \times \frac{V_b}{I_{ao}} = 2 \times \frac{250}{0,104} = 5,5 \text{ k}\Omega.$$

Deze waarden zijn in goede overeenstemming met de gemeten waarden (zie fig. 200).

(Voor  $R_a = 5,7 \text{ k}\Omega$ ,  $W_o = 4,5 \text{ W}$  bij  $d_3 = 7\%$  en  $W_o = 5,1 \text{ W}$  bij  $d_3 = 10\%$ .)

## § 8. Meetresultaten voor balans-eindtrappen

### a) Klasse A

Voor balans-eindtrappen klasse A kunnen we nog opmerken, dat er geen vervorming optreedt als de karakteristiek een rechte of een parabool is; in het laatste geval treedt immers compensatie van de vervorming op. Het resultaat van een dergelijke compensatie is afgebeeld in fig. 213. De stromen en spanningen zijn van iedere buis dezelfde als voor klasse A-uitsturing van iedere buis afzonderlijk.

Als voorbeeld kiezen we de klasse A-uitsturing in balans van de triode AD 1. Voor  $V_a = 250 \text{ V}$ ,  $R_k$  (gemeenschappelijk) =  $375 \Omega$ ,  $I_{amedo} = 2 \times 60 \text{ mA}$  en  $R_{aa} = 4 \text{ k}\Omega$ , is de vervorming als functie van het uitgangsvermogen gegeven in fig. 214.

Het maximale uitgangsvermogen bedraagt  $9,2 \text{ W}$

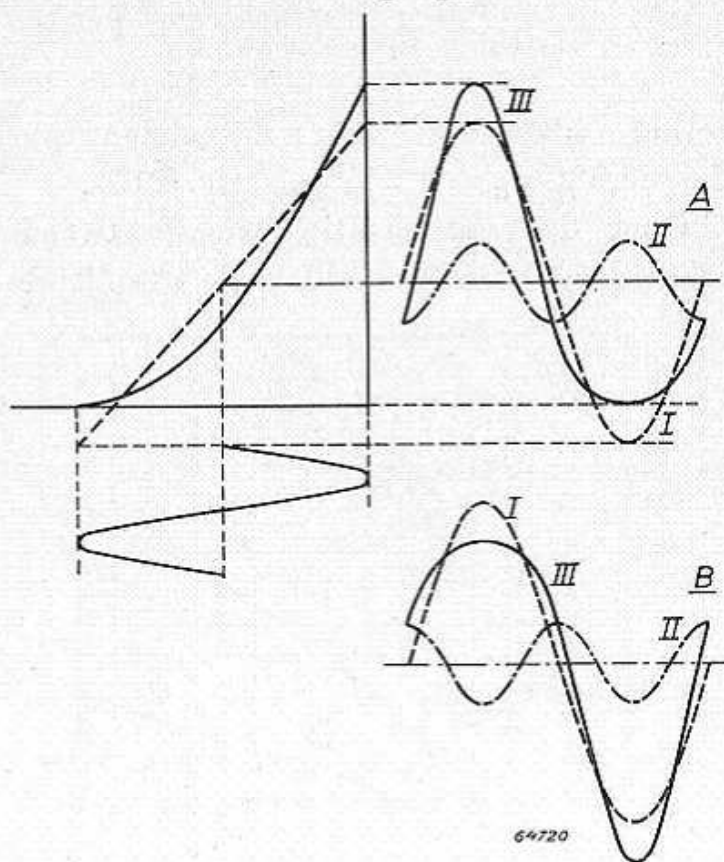


Fig. 213. Compensatie van vervorming voor balanstap klasse A, voor buis met kwadratische karakteristiek. In de figuren A en B zijn de stromen van beide buizen voorgesteld.

I. Resultante (zuivere sinus).

II. Tweede harmonische.

III. Anodestroom per buis.

voor  $d_3 = 1,3\%$ . Dezelfde buis geeft in klasse A-uitsturing bij de-

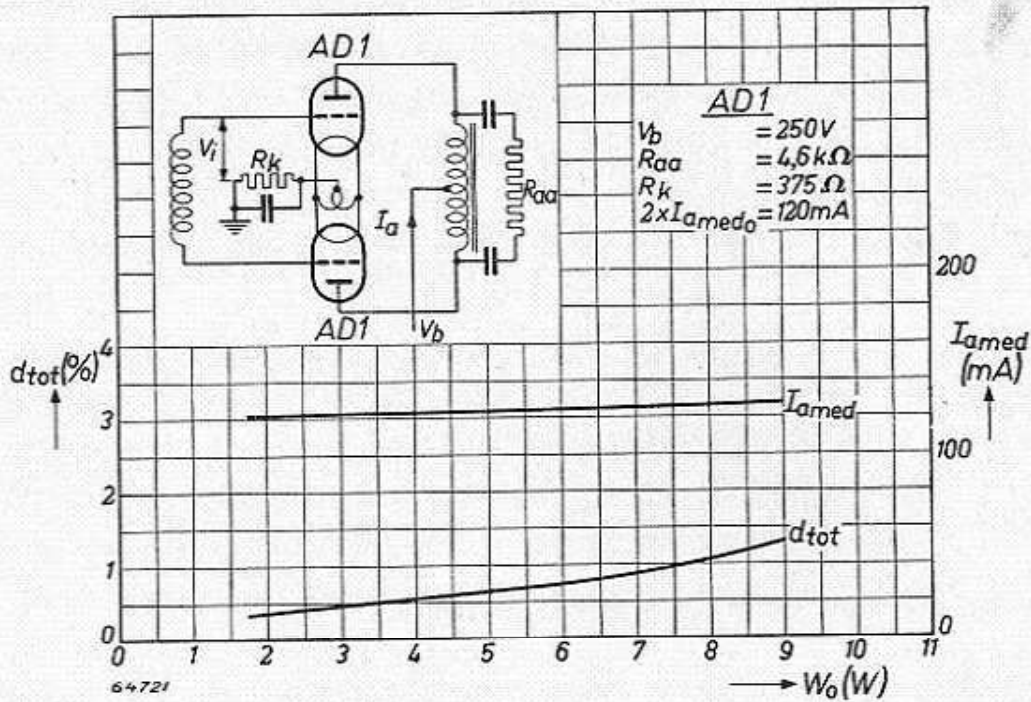


Fig. 214. Vervorming en gemiddelde anodestroom als functie van uitgangsvermogen van 2 buizen AD 1, in balans klasse A-instelling  $V_b = 250$  V.

zelfde instelling voor 2 buizen parallel geschakeld 8,4 W voor  $d_2 = 5,5\%$   $d_3 = 1,3\%$  (zie fig. 215).

Door de compensatie van de tweede harmonische bij de balansschakeling kunnen we dan de amplitude van de wisselspanning groter

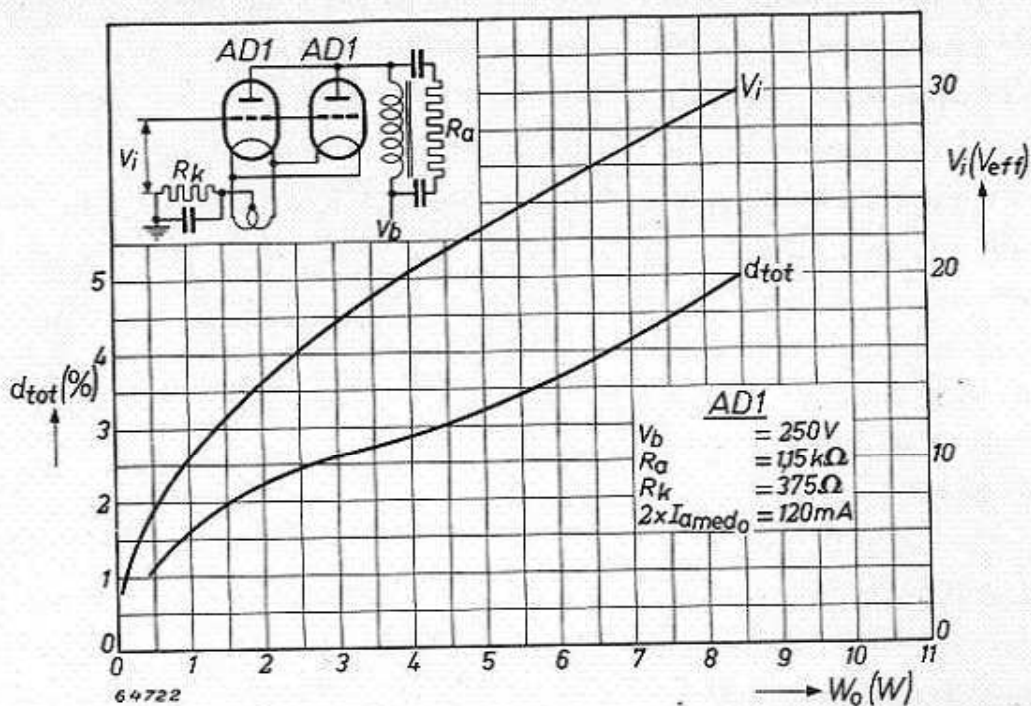


Fig. 215. Vervorming en roosterwisselspanning als functie van uitgangsvermogen voor  $2 \times$  AD 1 (parallel geschakeld in klasse A), voor  $V_b = 250$  V.

kiezen, dus een groter uitgangsvermogen verkrijgen dan het geval is voor twee buizen klasse A parallel, en dan toch dezelfde vervorming bereiken. Om goed te kunnen profiteren van de kleine vervorming bij dit soort eindtrappen, worden de eisen die men aan de uitgangstransformator moet stellen ter vermindering van „hysterese” vervorming door de transformator, ook zeer hoog.

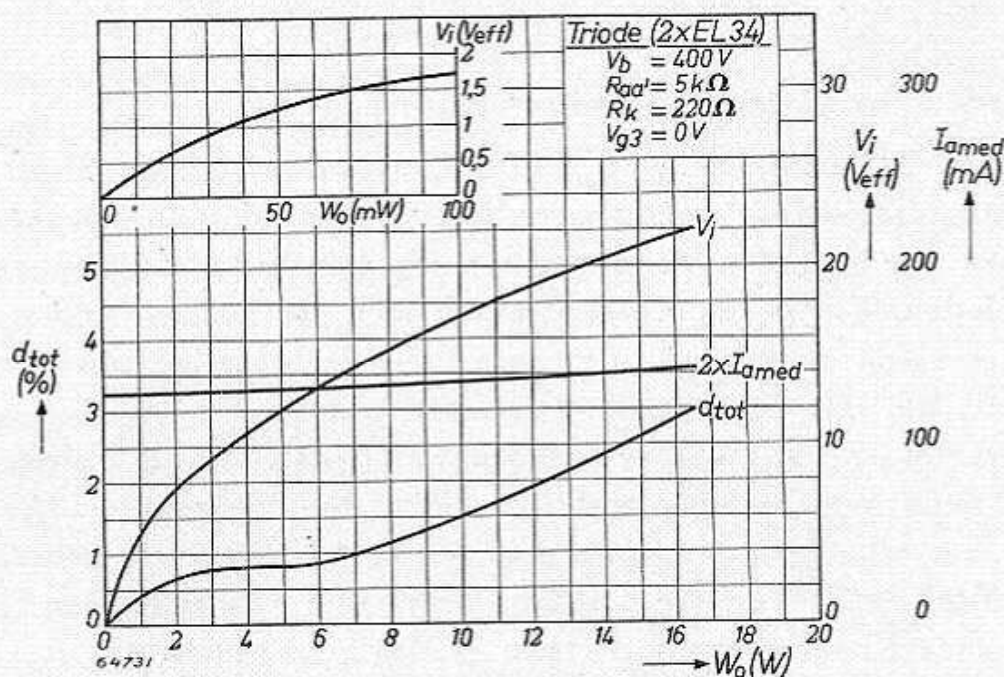


Fig. 216. Vervorming, gemiddelde anodestroom en roosterwisselspanning als functie van het uitgangsvermogen voor 2x EL 34, als triode geschakeld, in balans klasse A.

Andere voorbeelden worden gegeven in onderstaande tabel:

		$I_{amed}$	$V_a$	$V_{g1med}$	$W_o$	$d_{tot}$	$R_{aa}$	$V_{imax}$
Philips E406N	a) 2 buis par.	2x 24	500	-68	10,6	5	5,7	45
	b) 2 buizen in balans	2x 24	500	-68	13,0	3,3	16	52
Philips E408N	a)	2x 30	400	-36	5,4	5,0	3,0	
	b)	2x 30	400	-36	7,0	0,6	10,0	
Philips E707	a)	2x 40	800	-80	10,0	5,0	5,5	58
	b)	2x 40	800	-80	24,0	1,3	12,0	61
Philips F410	a)	2x 45	550	-36	11,8	5,0	3,5	24,5
	b)	2x 45	550	-36	14,4	0,86	10,0	25,0
EL 34 als triode	a)	2x 65	400	-28,6	13,4	5,0	1,5	20,0
	b) (zie fig. 216)	2x 65	400	-28,8	16,5	3,0	5,0	22,0

( $I_{amed}$  in mA;  $V_a$ ,  $-V_{g1med}$  en  $V_{imax}$  in V;  $W_o$  in W;  $d_{tot}$  in % en  $R_{aa}$  in  $k\Omega$ ).

Men ziet uit de tabel zeer duidelijk de reden van het grotere uitgangsvermogen, namelijk de grotere toelaatbare roosterwisselspanning.

Aangezien penthoden in klasse A-instelling overwegend derde harmonische als vervorming geven, heeft het niet veel zin deze buizen in klasse A balans te schakelen, tenzij met roosterstroom, om een groter uitgangsvermogen te verkrijgen. In dit geval geeft men dan echter de voorkeur aan een klasse AB- of B-schakeling.

#### b) Klasse B- en klasse AB-eindtrappen

Bij onze beschouwingen in VII A II voor de klasse B-uitsturing gingen wij uit van het geïdealiseerde geval, dat de  $i_a/v_g$ -karakteristiek een rechte was en het werkpunt was gelegen in het afknijppunt van de karakteristiek. De beide anodestromen van de buizen vullen elkaar dan aan tot een onvervormde stroom door de belastingsweerstand aan de secundaire van de uitgangstransformator.

In werkelijkheid zijn echter de karakteristieken van de buizen vooral gekromd in de onderbocht, en wel door het verloop volgens een  $3/2$ e macht en door het eilandeffect. Wordt het werkpunt dan toch gehandhaafd in het afknijppunt van de karakteristiek, dan verkrijgt men, ook bij kleine roosterwisselspanningen, toch reeds vervorming.

Zoals we reeds in § 2 en § 3 hebben gezien, krijgen we voor kwadratische karakteristieken, als het werkpunt ligt in het afknijppunt, een aanzienlijke vervorming, zelfs bij kleine roosterspanningen (zie fig. 173).

In de praktijk kiest men in een klasse B-versterker de negatieve voorspanning daarom zo, dat reeds een zekere gelijkstroom vloeit. Strikt genomen heeft men dan dus te maken met een klasse AB-instelling.

Men krijgt dan voor zeer kleine roosterwisselspanningen een klasse A-instelling (omdat in beide buizen stroom vloeit gedurende beide helften). Zoals we voor de klasse A-instelling van balanseindtrappen hebben afgeleid, bestaat er dan zowel voor rechte als voor kwadratische karakteristieken geen vervorming.

Zodra echter de roosterwisselspanning zo groot wordt, dat de buizen gedurende een gedeelte van de roosterwisselspanningsperiode geen stroom voeren, treedt vervorming op.

Men kan deze vervorming ook weer berekenen voor de reeds in § 2 genoemde kwadratische karakteristiek, waaruit men dan de resultaten voor de rechte karakteristiek verkrijgt door substitutie van  $\gamma = 1$ . Deze vervorming is afgebeeld in fig. 217, voor het geval het werkpunt ligt bij  $V_{gmed} = -0,7 V_{g0}$  als functie van de roosterwisselspanning.

De uitsturing is volledig voor  $V_{gp} = 0,7 V_{go}$ , omdat dan verder roosterstroom vloeit.

Men ziet hieruit, dat een gekromde karakteristiek minder vervorming geeft dan de rechte karakteristiek.

De keuze van het werkpunt voor klasse B-uitsturing wordt dus een compromis. Enerzijds blijkt dus een rustinstelling met een zekere gelijkstroom een kleinere vervorming te geven voor kleine waarden van de roosterwisselspanning, anderzijds heeft men dan het nadeel van een vrij grote ruststroom.

Aangezien in de praktijk blijkt, dat de vergelijking

$$\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{go}}\right)^{3/2}$$

een goede benadering is van het karakteristiekenveld, zullen we hiervan de vervorming bepalen.

In fig. 218 is de vervorming voorgesteld als functie van de roosterwisselspanning met het werkpunt als parameter, terwijl

in fig. 187 de vervorming wordt gegeven als functie van de negatieve voorspanning bij uitsturing tot roosterstroom. Deze krommen zijn berekend volgens de benaderingsmethode c van § 5 voor balans-eindtrappen (zie formule (VII B 28)).

In klasse A neemt de vervorming bij het groter worden van de amplitude geleidelijk toe; voor  $V_{gmed} = -0,5 V_{go}$  bedraagt ze 1,75% en is in hoofdzaak derde harmonische. In het AB-gebied vertoont de vervorming bij uitsturing tot roosterstroom eerst een maximum voor  $V_{gmed} = -0,625 V_{go}$  ( $d_3 = 3,2\%$ ), om dan zeer snel af te nemen (zie fig. 187). Bij  $V_{gmed} = -0,75 V_{go}$  is de derde harmonische gelijk aan nul; de vijfde harmonische bedraagt dan ca. 1%. Bij deze negatieve voorspanning verandert de derde harmonische van faze en neemt daarna bij het meer negatief worden van het werkpunt zeer snel toe;

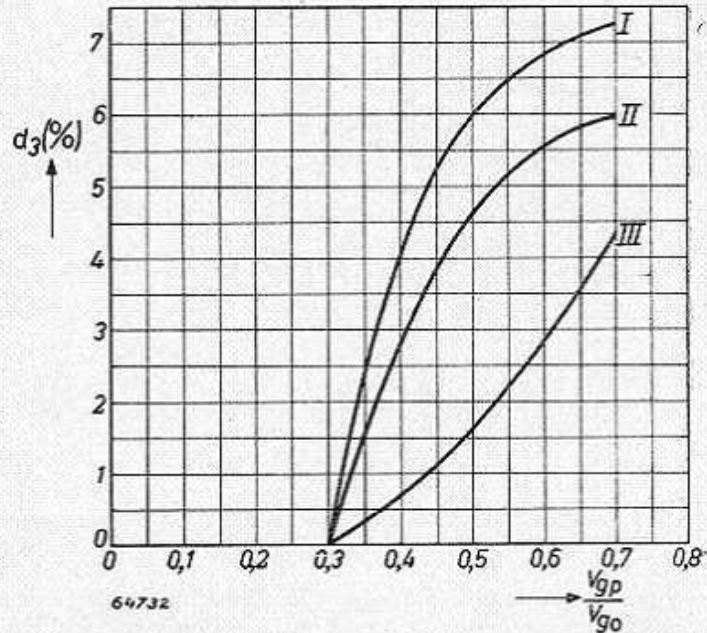


Fig. 217. Derde harmonische als functie van de roosterwisselspanning voor twee penthoden in balans, als het werkpunt ligt bij

$$V_{gmedo} = -0,7 V_{go}$$

Karakteristieken:

I.  $\frac{i_a}{I_{ao}} = 1 + \left(\frac{v_g}{V_{go}}\right)$ .

II.  $\frac{i_a}{I_{ao}} = 1 + 3/2 \left(\frac{v_g}{V_{go}}\right) + 1/2 \left(\frac{v_g}{V_{go}}\right)^2$ .

III.  $\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{go}}\right)^2$ .

bij  $V_{gmed} = -0,82 V_{go}$  bedraagt de vervorming 5%, en in het afknijppunt is de vervorming ca. 11% (zie fig. 187). Aangezien vele versterkers een maximale vervorming van ca. 5% mogen hebben; is het werkpunt  $V_{gmed} = -0,82 V_{go}$  een goede keuze.

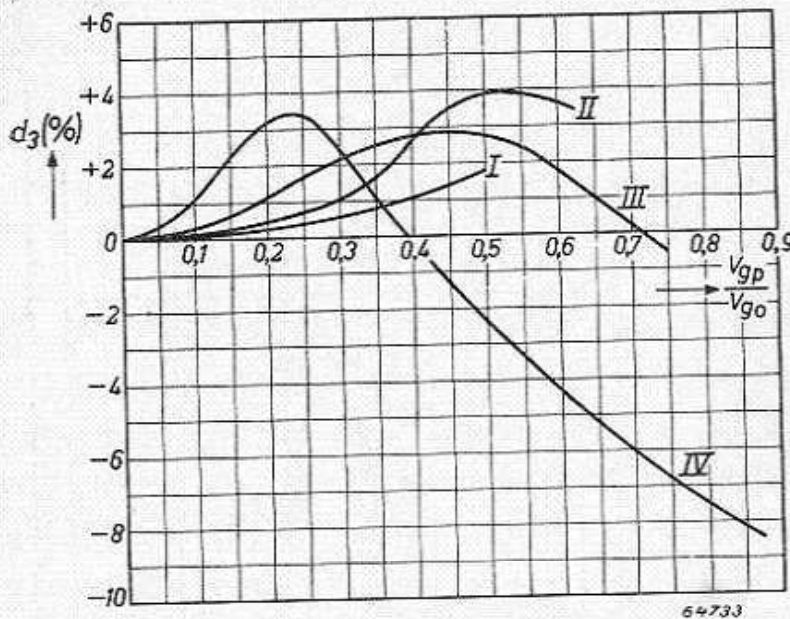


Fig. 218. Vervorming als functie van roosterwisselspanning, met het werkpunt als parameter, voor twee pentoden in balans met de karakteristiek

$$\frac{i_a}{I_{ao}} = \left(1 + \frac{v_g}{V_{go}}\right)^{3/2}$$

$$\frac{V_{gmedo}}{V_{go}} =$$

- I. 0,50
- II. 0,625
- III. 0,75
- IV. 0,875

We zien hieruit, dat voor de zuivere klasse A-instelling de vervorming geleidelijk toeneemt met de roosterwisselspanning. In het klasse AB-gebied heeft men voor  $V_{gmed} = -0,625 V_{go}$ , door het afsnijden van de toppen van de anodewisselstroom, een toeneming van de vervorming. Voor  $V_{gmed} = -0,75 V_{go}$  ziet men een maximum in de vervorming; voor volledige uitsturing van de roosterruimte is de vervorming weer zeer klein. Een typisch gedrag ziet men voor  $V_{gmed} = -0,875 V_{go}$ . Men heeft eerst het maximum in de derde harmonische; dan treedt door het afsnijden van de toppen van de anodewisselstroom een compensatie op van de vervorming tengevolge van de kromming van de karakteristiek. Deze compensatie gaat zover, dat de faze van de derde harmonische van teken verandert, en ten slotte gaat het afsnijden van de toppen sterk overwegen boven de krommingsvervorming.

Aan de hand van de theoretische krommen, is nu het verloop van de vervorming als functie van het uitgangsvermogen voor een klasse B-eindtrap duidelijk. In fig. 219 is het verloop van de gemeten vervorming

De hierbij behorende ruststroom bedraagt ca.  $\frac{1}{14} I_{ao}$ .

In fig. 218 is voor de werkpunten  $V_{gmed} = -0,5 V_{go}$ ;  $V_{gmed} = -0,625 V_{go}$ ;  $V_{gmed} = -0,75 V_{go}$  en  $V_{gmed} = -0,875 V_{go}$  de vervorming afgebeeld als functie van de roosterwisselspanning.

We zien hieruit, dat voor de zuivere klasse A-instelling de vervorming geleidelijk toeneemt met de roosterwisselspanning. In het klasse AB-gebied heeft men voor  $V_{gmed} = -0,625 V_{go}$ , door het af-

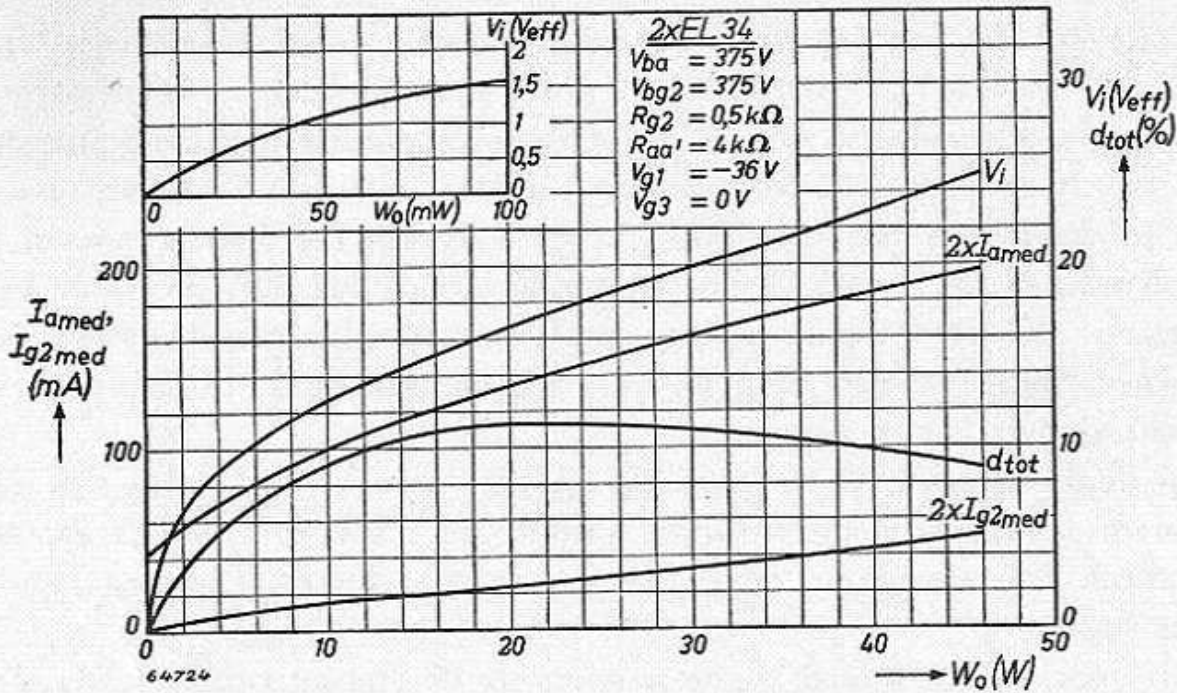


Fig. 219. Vervorming, roosterwisselspanning, schermrooster- en anodestroom als functie van het uitgangsvermogen voor  $2 \times EL 34$  in balans klasse B-instelling.

als functie van het uitgangsvermogen voor  $2 \times EL 34$  in klasse B gegeven ( $V_a = V_{g2} = 400 V, -V_{g1} = 36 V$ ). Men ziet hieruit het karakteristieke maximum voor  $W_o = 25 W$  bij ca. 6%.

Uit de metingen en de resultaten van de theoretisch afgeleide krommen kan men ook het verloop van de vervorming voor een klasse AB-instelling afleiden.

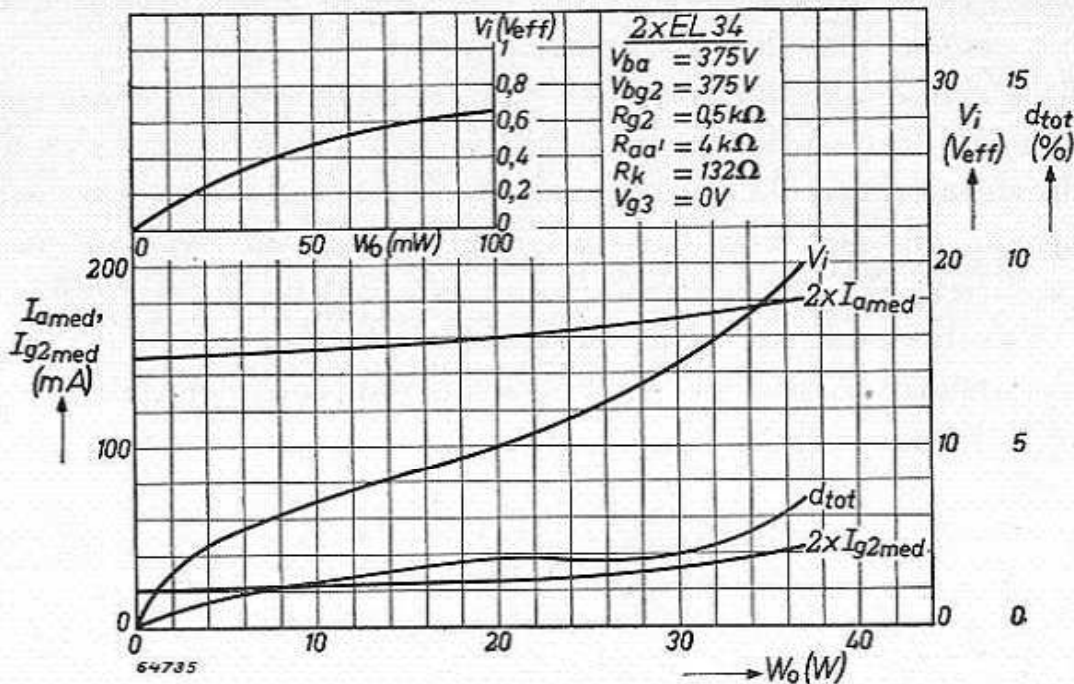


Fig. 220. Vervorming, roosterwisselspanning, schermrooster- en anodestroom als functie van het uitgangsvermogen voor  $2 \times EL 34$  in balans klasse AB-instelling.

Eerst zal het verloop zijn volgens de klasse A-instelling, bijv. voor  $V_{gmed} = -0,625 V_{go}$ . Wordt bij de grotere amplituden de anodestroom gedurende een gedeelte van de roosterwisselspanningsperiode gelijk nul, dan wordt de negatieve voorspanning groter. Men passeert dan op een van de krommen het maximum in de vervorming; daarna nemen de amplitude en de negatieve voorspanning zoveel toe, dat de derde harmonische gelijk nul wordt; bij nog grotere amplituden wisselt de faze van de vervorming en ziet men de vervorming ook door de knie van de karakteristiek groter worden.

De kenmerken van de vervorming bij een klasse AB-uitsturing zijn dus: kleinere vervorming bij kleinere amplituden dan voor klasse B, een karakteristiek maximum en minimum, en ten slotte toeneming van de vervorming.

Als voorbeeld van onze theorie nemen we de meting van  $2 \times EL 34$  in klasse AB (zie fig. 220). Men ziet nu dat, voor  $W_o = 20 W$ , de vervorming slechts 2% bedraagt, tegen 6% voor de klasse B-eindtrap.

Verder ziet men in deze kromme ook weer het karakteristieke minimum en maximum.

### § 9. Meting van combinatietonen

In dit hoofdstuk hebben we bij onze beschouwingen over de vervorming steeds verondersteld, dat een enkele sinusvormige spanning aan het rooster van de buis aanwezig was.

Als we echter uitgaan van twee gelijke sinusvormige spanningen van verschillende frequentie (zie pag. 215—228), dan kan men zich ook een indruk vormen van de grootte van de combinatietonen t.o.v. de harmonischen. In het hier volgende zullen we dit nagaan voor een karakteristiek, die bij uitsturing met een enkele sinusvormige spanning uitsluitend tweede of derde harmonische gaf.

Onderstellen we, dat we eerst uitgaan van een kwadratische dynamische karakteristiek:

$$i_a = I_{amedo} + \alpha v_g + \beta v_g^2 \dots \dots \dots \text{(VII B 30)}$$

De wisselspanning wordt gegeven door:

$$v_g = \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_1 t + \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_2 t \dots \dots \dots \text{(VII B 31)}$$



Dan vinden we door substitutie van (VII B 31) in (VII B 30):

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{amedo} + a \frac{V_{gp}}{2} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \\
 &+ \beta \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 = \\
 &= I_{amedo} + a \left( \frac{V_{gp}}{2} \right) \cos \omega_1 t + a \left( \frac{V_{gp}}{2} \right) \cos \omega_2 t + \frac{\beta}{2} \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 \cos 2\omega_1 t + \\
 &+ \frac{\beta}{2} \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 \cos 2\omega_2 t + \beta \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \\
 &+ \beta \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \beta \left( \frac{V_{gp}}{2} \right)^2 \dots \dots \dots \text{(VII B 32)}
 \end{aligned}$$

Bij uitsturing met een enkele sinusvormige roosterspanning met de amplitude  $V_{gp}$ , vinden we voor de anodestroom:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{amedo} + a V_{gp} \cos \omega t + \beta V_{gp}^2 \cos^2 \omega t = \\
 &= I_{amedo} + \frac{\beta}{2} V_{gp}^2 + a V_{gp} \cos \omega t + \frac{1}{2} \beta V_{gp}^2 \cos 2\omega t.
 \end{aligned}$$

Hieruit vinden we voor de vervorming:

$$d_2 = \frac{\frac{\beta}{2} V_{gp}^2}{\sqrt{a^2 V_{gp}^2 + \frac{\beta^2}{4} V_{gp}^4}} = \frac{\beta}{2a} \frac{V_{gp}}{\sqrt{1 + \frac{\beta^2}{4a^2} V_{gp}^2}} \approx \frac{\beta}{2a} V_{gp} \text{ . (VII B 33)}$$

Indien aan het rooster van een buis verscheidene sinusvormige wisselspanningen van verschillende frequentie werkzaam zijn, heeft de anodestroom de volgende algemene gedaante:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{amed} + a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t + a_3 \cos \omega_3 t + \dots \\
 &+ b_1 \cos 2\omega_1 t + b_2 \cos 2\omega_2 t + b_3 \cos 3\omega_3 t + \dots
 \end{aligned}$$

De vervorming definiëren we in dit geval als:

$$d_{tot} = \frac{\sqrt{b_1^2 + b_2^2 + b_3^2 + \dots}}{\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + \dots + b_1^2 + b_2^2 + b_3^2 + \dots}} \dots \text{(VII B 34)}$$

Voor het door ons beschouwde geval vinden we:

$$\begin{aligned}
 d &= \frac{\sqrt{2\beta^2 \frac{V_{gp}^4}{64} + 2 \frac{\beta^2 V_{gp}^4}{16}}}{\sqrt{2 \frac{\alpha^2 V_{gp}^2}{4} + 2 \frac{\beta^2 V_{gp}^4}{64} + 2 \frac{\beta^2 V_{gp}^4}{16}}} = \\
 &= \frac{\beta V_{gp}^2 \frac{\sqrt{5}}{8}}{V_{gp} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{5}{64} \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2 V_{gp}^2}} \approx d_2 \frac{\sqrt{5}}{2} = 1,12 d_2 \dots \dots \dots \text{(VII B 35)}
 \end{aligned}$$

Indien aan het rooster van een buis met kwadratische karakteristiek twee sinusvormige spanningen van gelijke grootte werkzaam zijn, ontstaan som- en verschiltonen welke een tweemaal zo grote amplitude hebben als de tweede harmonischen (zie vergelijking (VII B 32)), terwijl de totale vervorming ca.  $\frac{1}{8}$  gedeelte groter is dan in het geval van uitsturing met een enkelvoudige sinusvormige wisselspanning van de dubbele amplitude het geval zou zijn.

Beschouwen we nu het geval dat de dynamische karakteristiek in hoofdzaak bestaat uit een eerste- en een derde-gradsterm, dus:

$$i_a = I_{amedo} + \alpha v_g + \gamma v_g^3 \dots \dots \dots \text{(VII B 36)}$$

Door in (VII B 36) de waarde van de roosterwisselspanning (VII B 31) te substitueren, vinden we:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{amedo} + \alpha \left(\frac{V_{gp}}{2}\right) (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \\
 &+ \gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 = \\
 &= I_{amedo} + \alpha \left(\frac{V_{gp}}{2}\right) (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \\
 &+ \gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^3 (\cos^3 \omega_1 t + 3 \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + 3 \cos \omega_1 t \cos^2 \omega_2 t + \cos^3 \omega_2 t) = \\
 &= I_{amedo} + \left(\frac{V_{gp}}{2}\right) \left\{ \alpha + \frac{3}{4} \gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^2 + \frac{3}{2} \gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^2 \right\} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \\
 &+ \frac{1}{4} \gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^3 (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ \frac{3}{4}\gamma \left(\frac{V_{gp}}{2}\right)^3 \{ \cos (2\omega_1 + \omega_2) t + \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \\
 &+ \cos (\omega_1 + 2\omega_2) t + \cos (\omega_1 - 2\omega_2)t\} \dots \dots \dots \text{(VII B 37)}
 \end{aligned}$$

In dit geval zien we, dat er vier combinatietonen optreden, waarvan de amplitude driemaal groter is dan die van de derde harmonischen.

Bij uitsturing met een sinusvormige wisselspanning met een amplitude  $V_{gp}$  hadden we gevonden:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{amedo} + a V_{gp} \cos \omega t + \gamma V_{gp}^3 \cos^3 \omega t = \\
 &= I_{amedo} + (a V_{gp} + \frac{3}{4}\gamma V_{gp}^3) \cos \omega t + \frac{1}{4}\gamma V_{gp}^3 \cos 3\omega t,
 \end{aligned}$$

waaruit we voor de vervorming vinden:

$$d_3 = \frac{\gamma \frac{V_{gp}^3}{4}}{\sqrt{(a V_{gp} + \frac{3}{4}\gamma V_{gp}^3)^2 + \frac{\gamma^2}{16} V_{gp}^6}} \approx \frac{\gamma}{4a} V_{gp}^2 \dots \text{(VII B 38)}$$

Bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen van verschillende frequenties, vinden we voor de vervorming:

$$\begin{aligned}
 d &= \sqrt{\frac{2 \times (\frac{1}{32} \gamma V_{gp}^3)^2 + 4 \times (\frac{3}{32} \gamma V_{gp}^3)^2}{2 \left(\frac{a}{2} + \frac{9}{16} \gamma V_{gp}^2\right)^2 V_{gp}^2 + \dots}} \approx \\
 &\approx \sqrt{\frac{\frac{1}{512} \gamma^2 V_{gp}^6 + \frac{9}{256} \gamma^2 V_{gp}^6}{\frac{a^2}{2} V_{gp}^2 + \dots}} \approx \\
 &\approx \sqrt{\frac{19 \gamma^2 V_{gp}^6}{256 a^2 V_{gp}^2}} = \frac{\gamma}{a} \frac{V_{gp}^2}{16} \sqrt{19} = \frac{1}{4} d_3 \sqrt{19} = 1,09 d_3.
 \end{aligned}$$

We zien, dat in dit geval de vervorming bij uitsturing met twee gelijke sinusvormige spanningen ca.  $\frac{1}{11}$ e gedeelte groter is dan bij uitsturing met een enkele sinus van de dubbele amplitude.

Men kan met de in VII B § 6 beschreven wave-analyser de grootte van deze combinatietonen eenvoudig bepalen.

Deze meetmethode is nog niet gestandaardiseerd.

Van verdere behandeling zullen we daarom in dit boek afzien; wel willen we er op wijzen, dat deze methode veel meer rekening houdt met het muziekelement in radio- en versterkerweergave.

## C. COMPLEXE BELASTING

### § 1. Inleiding

Bij onze beschouwingen in VII A en B betreffend de instellingen van de buis en de hiermee gepaard gaande vervorming, waren we in de allereerste plaats geïnteresseerd in de voorwaarden voor de gunstigste aanpasweerstand. Verder werd ook aandacht geschonken aan belastingsweerstand die van de gunstigste afweken. Voor de belasting was steeds een „ohms” karakter aangenomen.

Tekenen we in het karakteristiekenveld van de EL 41 nogmaals de

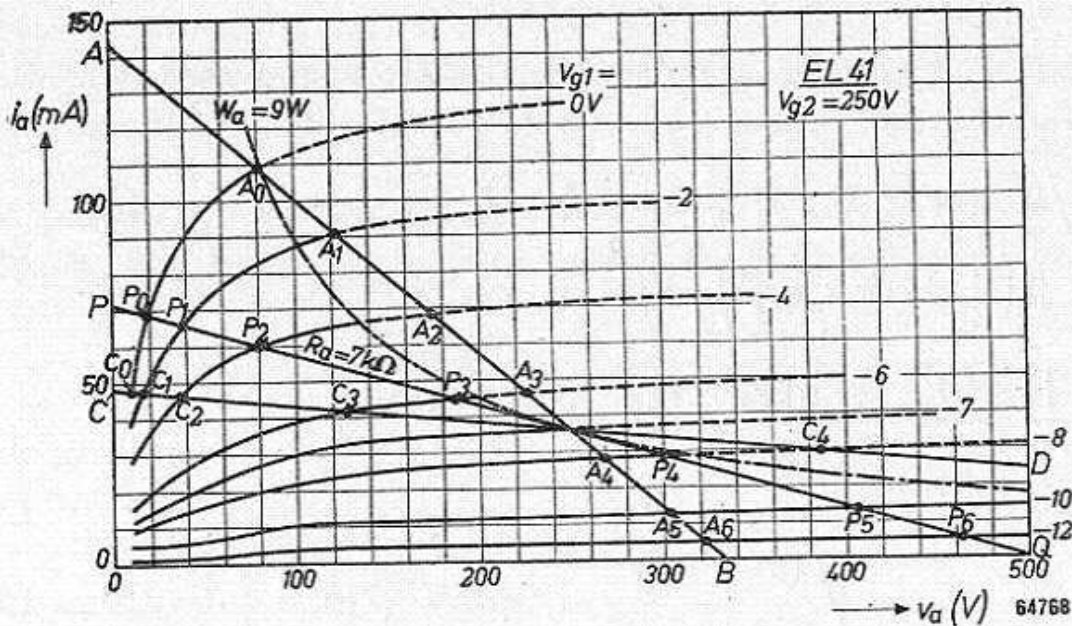


Fig. 221.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 41 met de belastingslijnen voor  $R_a = 7 \text{ k}\Omega$  (lijn  $PQ$ ),  $\frac{R_a}{3} = 2,3 \text{ k}\Omega$  (lijn  $AB$ ) en  $3 R_a = 21 \text{ k}\Omega$  (lijn  $CD$ ).

gunstigste aanpasweerstand  $R_a = 7 \text{ k}\Omega$  en de belastingsweerstand  $\frac{R_a}{3} = 2,3 \text{ k}\Omega$  en  $3 R_a = 21 \text{ k}\Omega$  (lijnen  $PQ$ ,  $AB$ ,  $CD$  in fig. 221), dan ziet men dat, hoewel we een grote variatie in de belastingsweerstand hebben verondersteld, het gebruikte deel van het karakteristiekenveld toch betrekkelijk klein is.

In de karakteristieken van fig. 221, welke voor onderling gelijke rooster-

spanningsverschillen zijn afgebeeld, verdelen we de belastingslijnen in stukken.

Naarmate deze delen onderling meer aan elkaar gelijk zijn, is de vervorming lager, dus:

$$(P_o P_1 = P_1 P_2 \text{ enz.}, A_o A_1 = A_1 A_2 \text{ enz.}, C_o C_1 = C_1 C_2, \text{ enz.}).$$

Als redenen om niet alleen de condities voor de gunstigste aanpasweerstand te beschouwen, zijn de volgende aan te voeren:

1. Het variëren van de belasting door in- of uitschakelen van aansluitingen bij distributienetten.
2. Het feit, dat de luidsprekerimpedantie als functie van de frequentie binnen grote grenzen varieert (zie hiervoor fig. 222).

Is men in het laatste geval, zoals gebruikelijk, aangepast voor een frequentie van 800 Hz, dan bedraagt de impedantie bij 100 Hz 6 k $\Omega$  en bij 5000 Hz ca. 23 k $\Omega$ .

Bij het construeren van de luidspreker is, om het ohmse karakter over een groter frequentiegebied te realiseren, dikwijls een zogenaamde kortsluitring gebruikt.

Deze uitbreidingen van onze beschouwingen zijn echter nog niet voldoende. De luidsprekerimpedantie bezit, vooral bij hogere frequenties, geen zuiver ohms karakter meer; d.w.z. stroom en spanning aan de luidsprekerklemmen zijn in fase verschoven. De fazehoek als functie van de frequentie van een luidsprekertype is voorgesteld in fig. 223.

Hierbij komt nog het feit, dat men in het voorafgaande ook beperkende veronderstellingen heeft gemaakt t.o.v. de luidsprekertransformator, nl. dat deze geen gelijkstroomweerstand en een zeer grote primaire zelfinductie bezit.

Vooral in de goedkope apparaten beperkt men echter de afmetingen

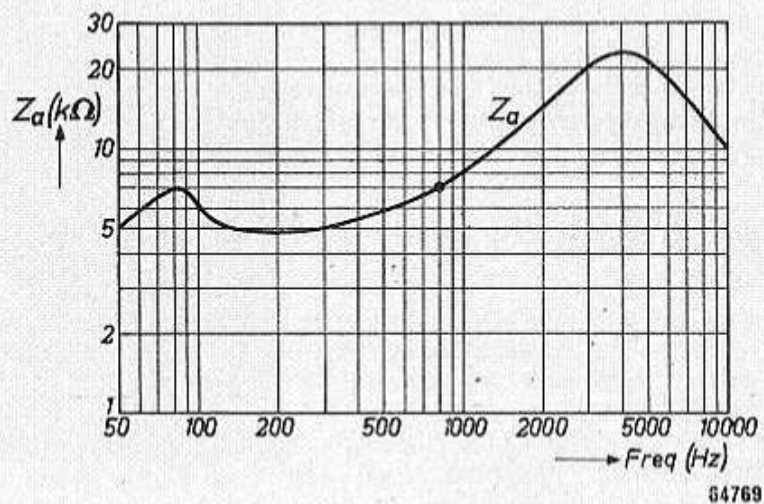


Fig. 222. De impedantie  $Z_a$  als functie van de frequentie voor de combinatie van een luidspreker met een aanpassingstransformator, waarvan de primaire wikkeling is overbrugd door een condensator van 2000 pF.

van deze uitgangstransformator, en zo is een primaire zelfinductie van ca. 5 H met een gelijkstroomweerstand van ca. 200  $\Omega$  een veel voorkomende waarde.

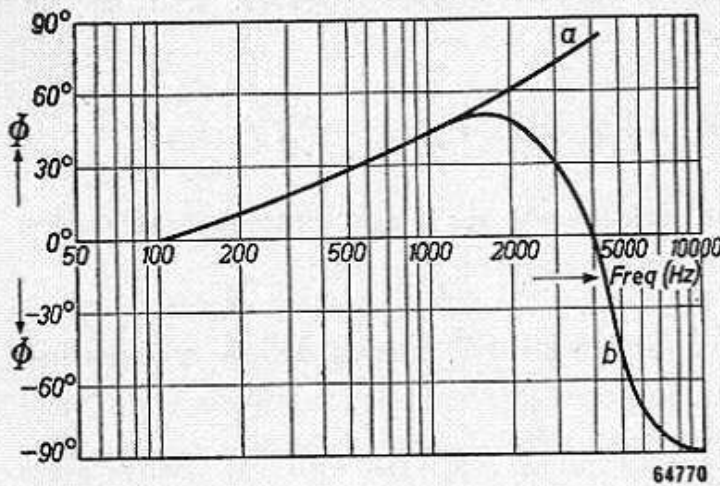


Fig. 223. Kromme a:  
De fazehoek  $\Phi$  die de impedantie  $Z_a$  veroorzaakt voor de combinatie van een luidspreker met een aanpassingstransformator.  
Kromme b:  
Nu is bovendien de primaire van de aanpassingstransformator overbrugd door een condensator van 2000 pF.

Deze primaire zelfinductie van 5 H vertegenwoordigt voor 50 Hz een impedantie van ca. 1500  $\Omega$ , waaruit volgt dat in dit geval zelfs met een zuiver ohms karakter van de luidspreker de totale anode-impedantie van de eindbuis complex is.

Teneinde het ohmse karakter van de belasting in de eindtrap bij de hogere frequenties enigszins te bewaren, wordt dikwijls over de primaire van de luidsprekertransformator een capaciteit van bijv. 2000 pF

geschakeld. Bij 5000 Hz heeft deze capaciteit een impedantie van

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{3 \times 10^4 \times 2 \times 10^{-9}} = 15 \text{ k}\Omega;$$

voor het verloop van de fazehoek van de combinatie luidspreker + condensator, zie ook fig. 223.

De belastingslijn voor een complexe impedantie wordt niet langer voorgesteld door een rechte lijn.

Indien de buiskarakteristieken recht en aequidistant waren, zou een zuivere ellips als belastingslijn worden verkregen in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld.

In werkelijkheid verkrijgt men als belastingslijnen krommen met een ellipsachtig karakter, zoals is te zien in het oscillogram van fig. 224.

Vergelijkt men dit oscillogram met fig. 221, dan ziet men, dat het nu gebruikte gedeelte van het karakteristiekenveld belangrijk groter is dan in het geval van een ohmse belasting.

Nog groter wordt het gebruikte gedeelte van het karakteristiekenveld, als men aan het rooster van de eindbuis niet één sinusvormige wisselspanning, maar, zoals in fig. 225 het geval is, twee sinusvormige wisselspanningen aanbrengt (frequentieverhouding 1 : 6).

Fig. 224. Schaar van  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een penthode, met ellipsvormige belastingslijnen voor verschillende rooster-wisselspannings-amplituden. Door deze lijnen wordt het verband tussen stroom en spanning voorgesteld, indien in de anodeketen een impedantie is opgenomen die een faseverschuiving veroorzaakt.

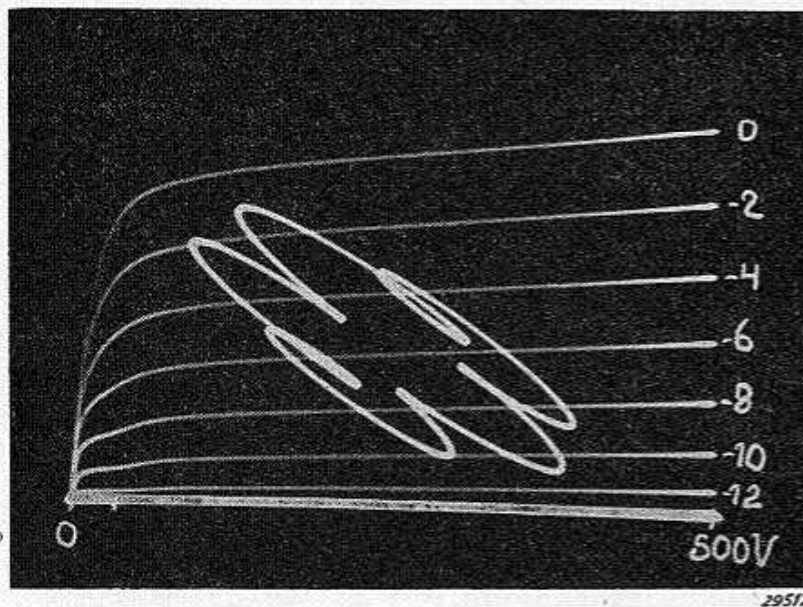
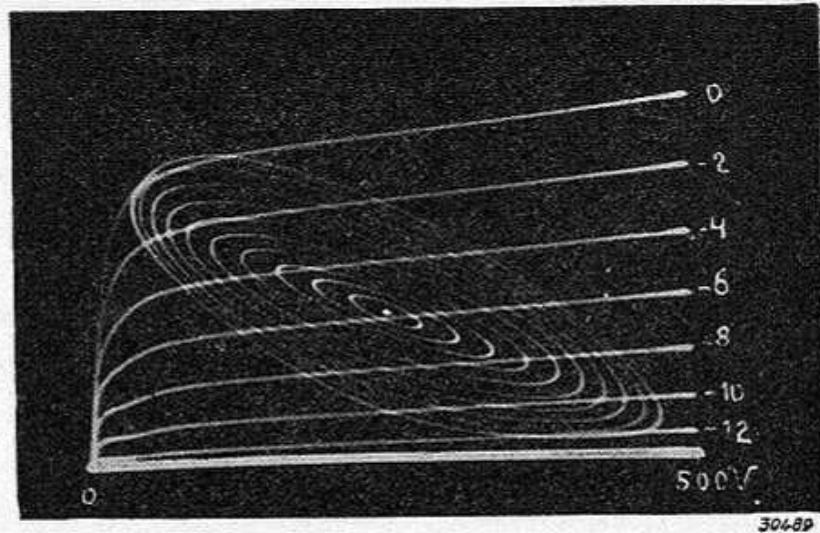


Fig. 225. Oscillogram van de belastingslijn van een eindpenthode die door een luidspreker is belast, indien aan het rooster twee wisselspanningen liggen met frequenties die een factor 6 van elkaar verschillen.

In fig. 226 is ten slotte een oscillogram gegeven van het gedeelte van een karakteristiekenveld tijdens de weergave van muziek.

Resumerend kunnen we dus zeggen, dat we door het complexe karakter van de anode-impedantie een groot gedeelte van het karakteristiekenveld benutten, zodat we ook onze beschouwingen over het beoordelen

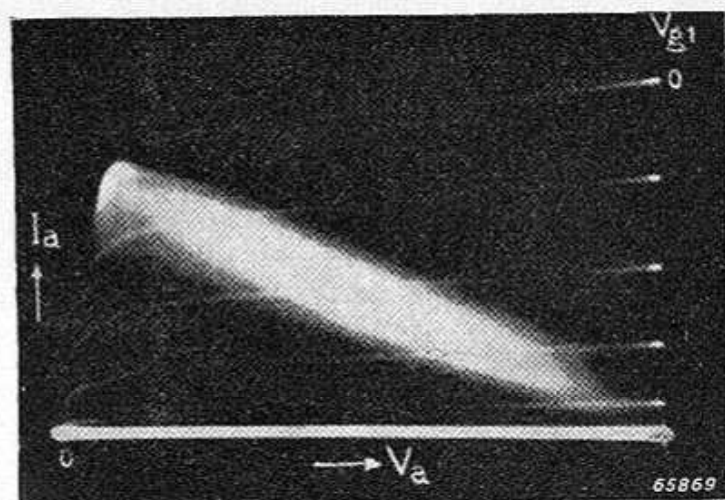


Fig. 226. Oscillogram van de belastingslijn van een penthode die door een luidspreker is belast, onder praktische omstandigheden, nl. voor muziekweergave.

van vervorming moeten aanpassen.

In fig. 227 is in principe afgebeeld hoe men de oscillogrammen die zijn afgebeeld kan verkrijgen. In serie met de impedantie  $Z_l$  is een weerstand  $R$  geschakeld ( $R \ll Z_l$ ). Aan  $R$  meet men de stroom, aan  $Z_l$  de spanning.

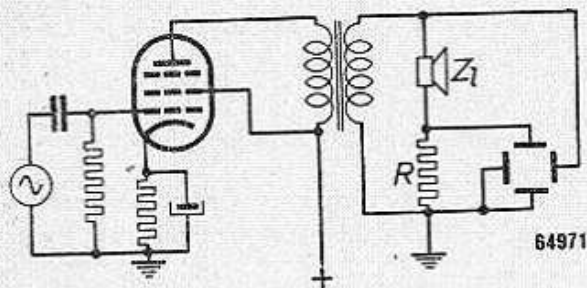


Fig. 227. Meetopstelling voor het opnemen van de oscillogrammen van de fig. 224, 225 en 226.

De afbuigplaten van een oscillograaf zijn via een versterker aangesloten op deze beide impedanties.

We zullen nu eerst nagaan hoe men voor sommige eenvoudige gevallen de belastingslijn kan vinden volgens een benaderingsmethode.

## § 2. Constructie van de belastingslijn voor complexe belastingen

We zullen eerst een benaderingsmethode voor de constructie van de belastingslijn geven, daarbij aannemend dat de belasting bestaat uit een zelfinductie  $L$  met een weerstand  $r$  in serie, terwijl aan het rooster van de buis een van de tijd afhankelijke spanning werkzaam is (zie fig. 228).

Bij deze methode gaat men uit van de toestand, dat eerst geen wisselspanning aan het rooster aanwezig is, waarna op het tijdstip  $t = 0$  de wisselspanning wordt ingeschakeld. De gevraagde belastingslijn wordt nu als een aanloopverschijnsel punt voor punt geconstrueerd.

Men bepaalt eerst de statische instelling van de buis in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld (zie fig. 229); deze wordt gegeven door het punt  $A_o$ , waarvoor geldt:

$$v_g = V_{gmed}; i_a = I_{amed}; V_{ao} = V_b - I_{amed} r,$$

waarin

$$A_o P_o = V_{bo} - V_{ao} \text{ en } \text{tg } A_o P P_o = \frac{V_b - V_{ao}}{I_{amed}} = r.$$

De benaderingsmethode berust op het feit, dat de momentele spanning te allen tijde is op te vatten als de som van de afzonderlijke spanningen over  $L$  en  $r$ .

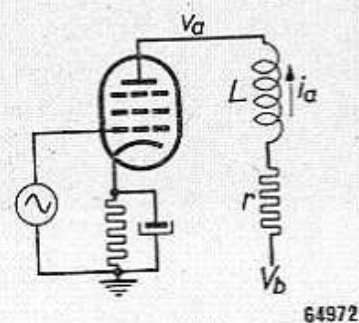


Fig. 228. Schematische voorstelling van een eindtrap, waarbij de anodebelasting bestaat uit een zelfinductie  $L$  met een weerstand  $r$  in serie.



We verdelen nu de tijd in kleine intervallen  $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$  enz.; de daarbij behorende waarden van de roosterspanning zijn respectievelijk  $-v_{g1}', -v_{g1}'', -v_{g1}''',$  enz.

Gevraagd worden nu de bijbehorende waarden  $i_a', i_a'', i_a'''$  enz.,  $v_a', v_a'', v_a'''$  enz., van anodestroom en anodespanning van de buis.

Men vindt nu het punt  $B_1$  ten tijde  $\Delta t_1$  als snijpunt van de  $i_a/v_a$ -karakteristiek voor  $v_g = -v_{g1}'$ , en de lijn  $A_0B_1$ , die zodanig getrokken is dat:

$$\cotg A_1B_1A_0 = \frac{C_1B_1}{A_0C_1} = \frac{v_a' - V_{a0}}{\Delta i_a'} = \frac{L}{\Delta t_1} + r,$$

want:

$$v_a' + L \frac{\Delta i_a'}{\Delta t_1} + i_a' r = V_b, \text{ of:}$$

$$v_a' + \frac{L}{\Delta t_1} \Delta i_a' + r \Delta i_a' + I_{amed} r = V_b, \text{ of:}$$

$$\left( \frac{L}{\Delta t_1} + r \right) \Delta i_a' = V_b - v_a' - I_{amed} r.$$

Uit figuur 229 lezen we dus af:

$$\begin{aligned} V_b = OP; V_b - v_a' = \\ = B_1P_1 = P_1C_1 + \\ + C_1A_1 + A_1B_1, \end{aligned}$$

waarin:

$$P_1C_1 = I_{amed} r;$$

$$C_1A_1 = r \Delta i_a' \text{ dus}$$

$$P_1A_1 = i_a' r \text{ en}$$

$$A_1B_1 = \frac{L}{\Delta t_1} \Delta i_a'.$$

In het volgende tijdsinterval  $\Delta t_2$  treedt natuurlijk weer een spanningsvermindering op in de zelfinductie.

Deze spanningsvermindering treedt in de plaats van de voorafgaande en moet dus in rekening worden gebracht t.o.v. de nieuwe gelijkstroominstelling van de buis, d.i. t.o.v.  $A_1$ .

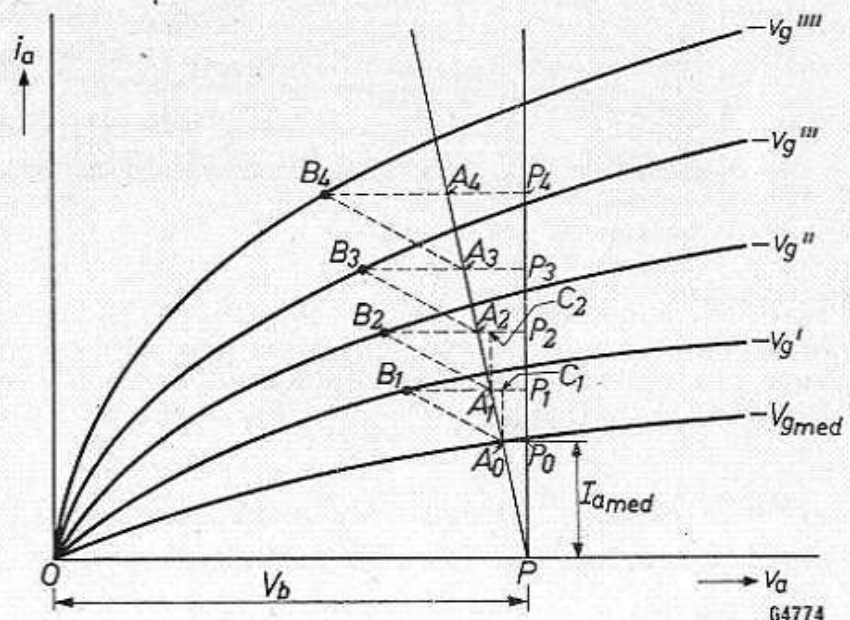


Fig. 229.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld, waarin de belastingslijn wordt geconstrueerd voor het geval de anodebelasting bestaat uit een zelfinductie  $L$  met een weerstand  $r$  in serie.

Op analoge wijze vindt men dan de punten  $B_2, A_2, B_3, A_3$  enz. Door de punten  $B$  achtereenvolgens te verbinden, vindt men de belastingslijn. Als  $\Delta t_1 = \Delta t_2 = \Delta t_3$  enz., dan is  $AB_1 // A_1B_2 // A_2B_3$  enz.

Heeft men aan het rooster van een buis een periodieke wisselspanning, dan gaat deze belastingslijn over in een gesloten kromme.

We kunnen opmerken, dat bij een inductieve belastingslijn de rondgang in het  $i_a/v_a$ -diagram overeenkomt met die van de wijzers van de klok (rechtsom); daarentegen is bij een overwegend capacatieve belasting deze rondgang tegengesteld aan die van het uurwerk (linksom).

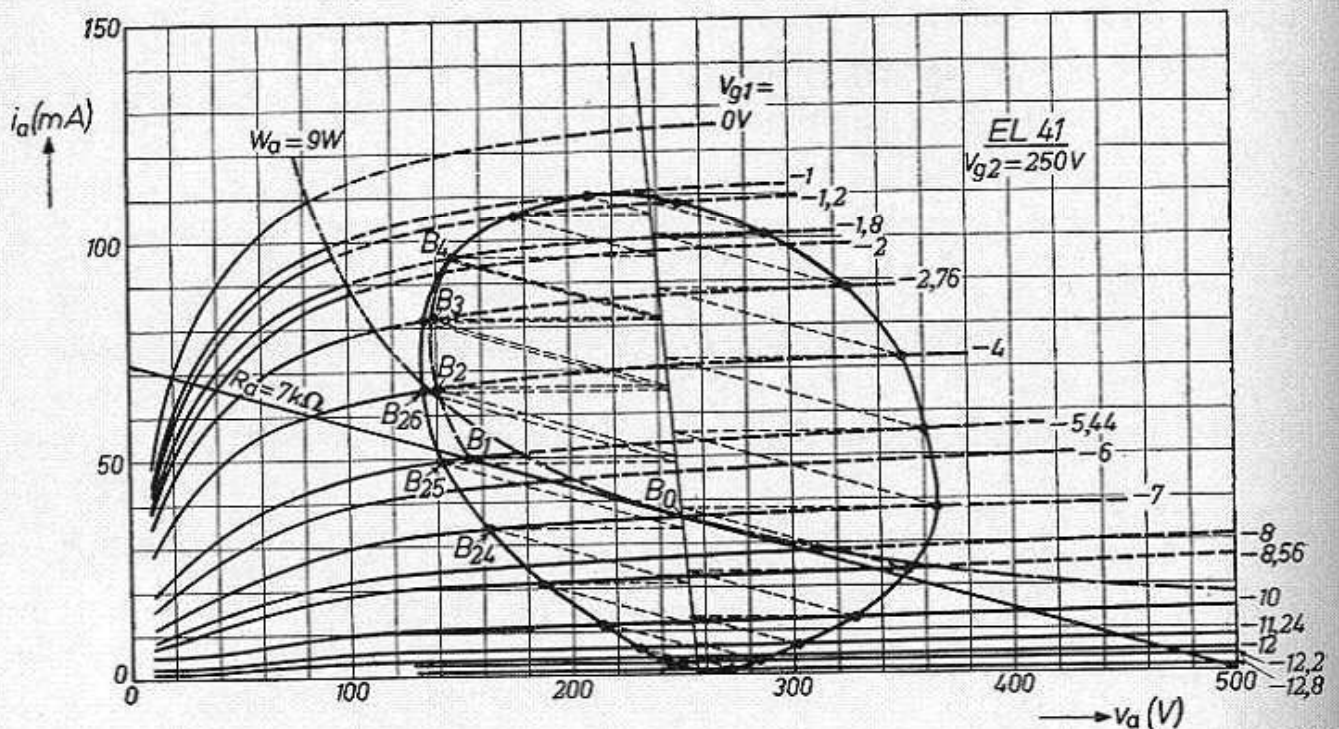


Fig. 230.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 41 met de daarin geconstrueerde belastingslijn voor een anodebelasting van 5,7 henry, met  $180 \Omega$  in serie geschakeld, voor een roosterwisselspanningsamplitude van 6 V en een frequentie van 50 Hz. Instelling EL 41:  $V_{gmed} = -7 \text{ V}$ ;  $V_{g2} = 250 \text{ V}$ ,  $V_b = 256 \text{ V}$ .

Zo is in fig. 230 een voorbeeld behandeld, waarin de belasting in de anodeketen bestaat uit een zelfinductie van 5,7 H, met  $180 \Omega$  in serie geschakeld.

Voor een negatieve rooster spanning van 7 V en een anodevoedings spanning van 256 V wordt aan het rooster een wisselspanning van 6 V piek en 50 Hz aangelegd.

De rusttoestand wordt gegeven door punt  $B_0$  ( $V_{g1} = -7 \text{ V}$ ;  $I_{amed} = 36 \text{ mA}$ ;  $V_a = 250 \text{ V}$ ).

De periode van de wisselspanning is nu verdeeld in 24 gelijke delen. De bijbehorende waarden van de rooster spanningen zijn in de figuur

opgetekend; op de zo juist behandelde wijze bepaalt men nu de achterevolgende punten:  $B_0 - B_1 - B_2 - B_3 - \dots - B_{24}$ .

Bij punt  $B_{25}$  begint de nieuwe periode opnieuw. Men gaat op dezelfde wijze voort tot men een punt vindt zodanig, dat  $B_p = B_{p+24}$ . De punten  $B_{p+25}$ ,  $B_{p+26}$  enz. zullen dan verder samenvallen met  $B_{p+1}$ ,  $B_{p+2}$ , en men heeft dan een gesloten belastingslijn gevonden.

De punten  $B_0$ ,  $B_1$ ,  $B_2$  enz. moeten worden beschouwd als het aanloopverschijnsel. In het hier beschouwde interval is de kromme vrijwel reeds aangesloten op de uiteindelijke kromme bij  $B_4$ , en het streep-punt gedeelte geeft dan ook het aanloopverschijnsel aan.

Zoals men uit deze figuur ook weer ziet, is het gebruikte gedeelte van het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld zeer aanzienlijk en lijkt deze belastingslijn volkomen op de in fig. 222 aangegeven belastingslijn.

We behandelen nu het geval, dat de anode-impedantie bestaat uit een zelfinductie met een weerstand  $r$  in serie en daaraan parallel geschakeld een geblokkeerde belastingsweerstand (zie fig. 231).

Eerst bepalen we weer op de bekende manier in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld het statische werkpunt  $B_0$  (op de belastingslijn  $B_0A_1$  zodanig dat  $\text{tg } B_0MN = r$ ; zie fig. 232).

De stroom  $i_a$  wordt nu samengesteld uit 2 bijdragen, nl.

$$\Delta i_a' = \Delta i_1' + \Delta i_2'$$

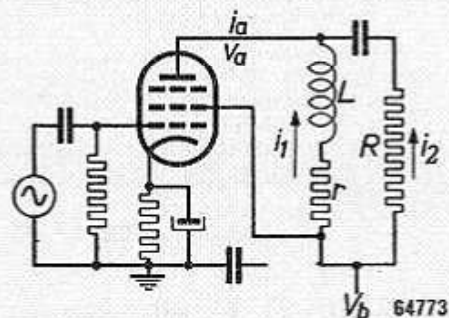


Fig. 231. Schematische voorstelling van een eindtrap, waarbij de anodebelasting bestaat uit een zelfinductie  $L$  in serie met een weerstand  $r$ , waaraan een geblokkeerde weerstand  $R$  parallel is geschakeld.

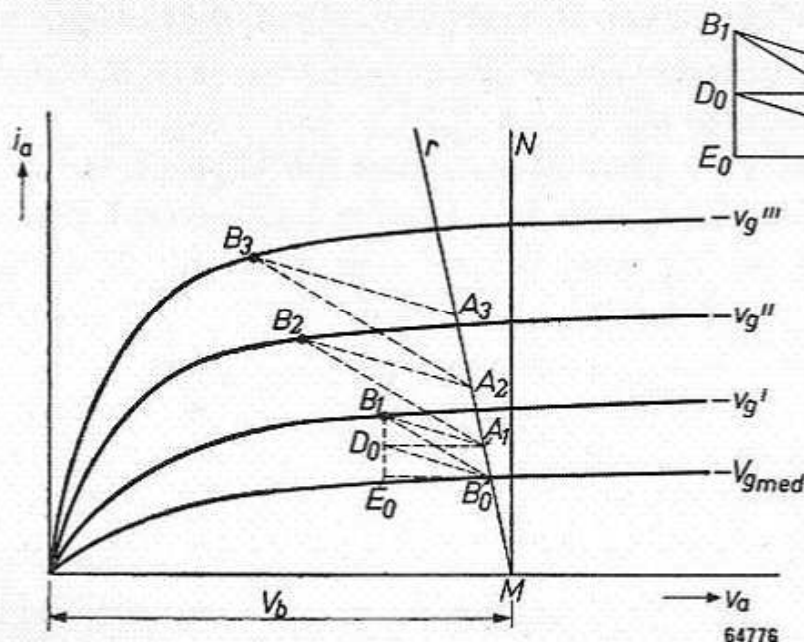


Fig. 232a.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld, waarin de belastingslijn wordt geconstrueerd voor de in fig. 231 afgebeelde schakeling. Fig. 232b. Detail van de in fig. 232a genoemde constructie.

Verder geldt:

$$\Delta v_a' = \frac{L}{\Delta t_1} \Delta i_1' + r \Delta i_1' \text{ en } \Delta v_a' = R \Delta i_2',$$

waaruit volgt:

$$\Delta v_a' = E_o B_o = \frac{\left(\frac{L}{\Delta t_1} + r\right) R}{\frac{L}{\Delta t_1} + r + R} \Delta i_a'.$$

Het werkpunt  $B_1$  vinden we nu als snijpunt van de  $i_a/v_a$ -karakteristiek voor  $v_g = -v_{g1}'$  en de rechte  $A_o B_1$ , zodanig dat:

$$\text{ctg } E_o B_o B_1 = \frac{\left(\frac{L}{\Delta t_1} + r\right) R}{\frac{L}{\Delta t_1} + r + R}.$$

Trekken we bovendien nog de lijn  $B_o D_o$  zodanig dat:

$$\text{ctg } D_o B_o E_o = \left(\frac{L}{\Delta t_1} + r\right),$$

dan stelt  $D_o E_o$  de stroom  $\Delta i_1'$  voor, waaruit volgt, dat  $B_1 D_o$  gelijk is aan  $\Delta i_2'$ .

Stelt men zich voor, dat aan het eind van het tijdsinterval  $\Delta t_1$  de stroom door de zelfinductie constant blijft, en de weerstand  $R$  groot is t.o.v. de weerstand  $r$ , dan neemt de spanning af tot  $A_1$ , zodanig dat

$$D_o A_1 = \frac{L}{\Delta t_1} \Delta i_1'.$$

De lijn  $B_1 A_1$  is dan zo getrokken dat vrijwel:  $\text{ctg } B_1 A_1 D_o = R$ .

Het volgende punt  $B_2$  wordt dan eenvoudig gevonden door  $A_1 B_2 // A_o B_1$  te trekken;  $A_2$  vindt men door  $B_2 A_2 // A_1 B_1$ .

Zo kan men weer punt voor punt de belastingslijn bepalen. Op deze wijze is in fig. 233 de belastingslijn in het karakteristiekenveld van de EL 41 voor een anodebelasting van 5 H in serie met 180  $\Omega$  parallel aan een belastingsweerstand van 7000  $\Omega$  geconstrueerd, voor een roosterwisselspanning van 50 Hz met een amplitude van 6 V, bij een negatieve voorspanning van 7 V, een voedingsspanning van 256 V en een schermroosterspanning van 250 V.

Het aanloopverschijnsel wordt gegeven door het gedeelte  $B_o B_1 \dots$ , het continue verschijnsel door:

$$B_{24}, B_{25}, B_{26} \dots B_4, B_5 \dots$$

Men kan op deze wijze ook de belastingslijn bepalen als de roosterwisselspanning niet bestaat uit een enkele sinus, maar uit een grond-

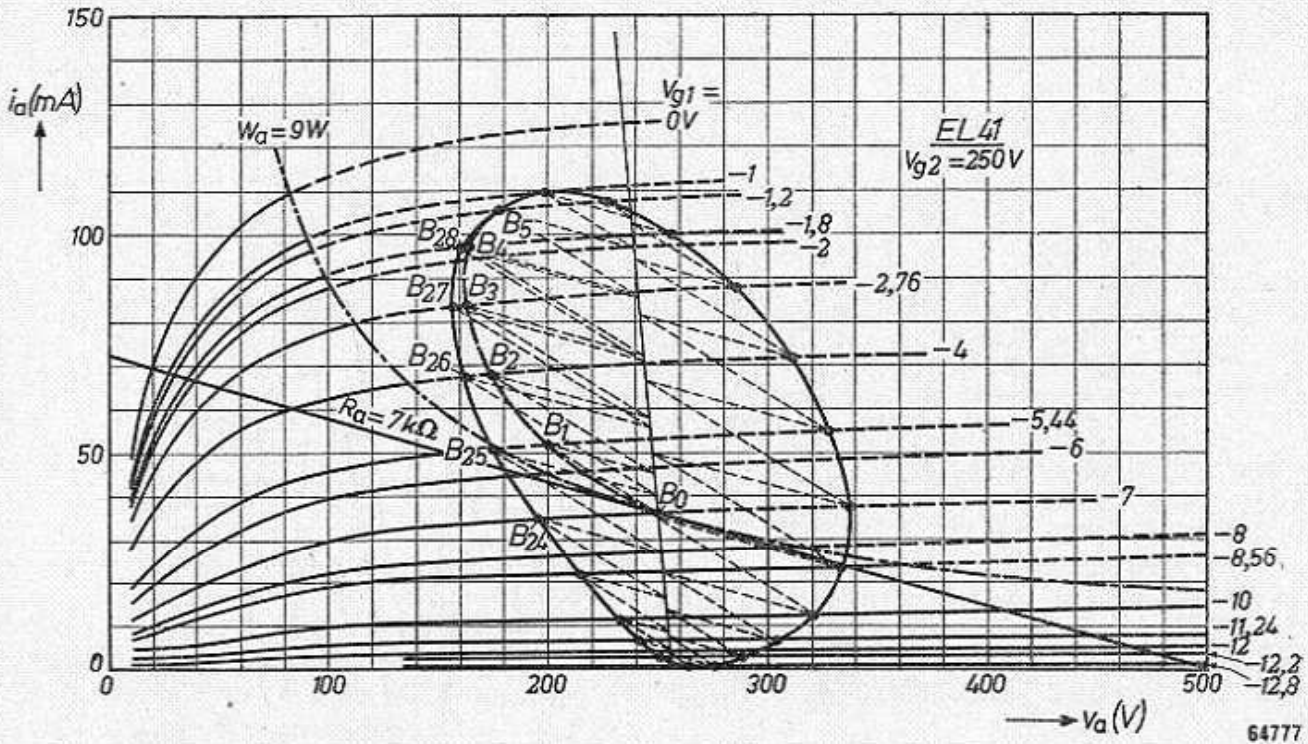


Fig. 233. Belastingslijn in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 41 voor een anodebelasting van een zelfinductie van 5 henry met een weerstand van  $180 \Omega$  in serie, waaraan parallel geschakeld een geblokkeerde weerstand van  $7000 \Omega$ . De roosterwisselspanningsamplitude bedraagt 6 V, de frequentie 50 Hz. Instelling EL 41:  $V_{gmed} = -7 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 250 \text{ V}$ ,  $V_b = 256 \text{ V}$ .

golf met een hogere harmonische, waarvan we reeds een oscillogram gaven in fig. 223. In fig. 234 is bijv. het verloop van de roosterwisselspanning gegeven als functie van de tijd door:

$$\begin{aligned}
 v_g &= -V_{gmed} + \frac{V_{gp}}{2} \sin \omega_1 t + \frac{V_{gp}}{2} \sin \omega_2 t = \\
 &= -7 + 3 \sin 2\pi \frac{t}{500} + 3 \sin 2\pi \frac{6t}{500}.
 \end{aligned}$$

Door het tijdsinterval  $\frac{3}{50}$  sec in 48 gelijke intervallen

$$(\text{dus: } \Delta t_1 = \Delta t_2 = \frac{1}{4000} \text{ sec})$$

te verdelen, is voor een anodebelasting van ca. 5 H met een belastingsweerstand van  $7000 \Omega$  parallel

$$\left( \begin{array}{c} \frac{L}{\Delta t} R \\ \frac{L}{\Delta t} + R \end{array} = 5,2 \text{ k}\Omega \right) \text{ en } R = 7 \text{ k}\Omega,$$

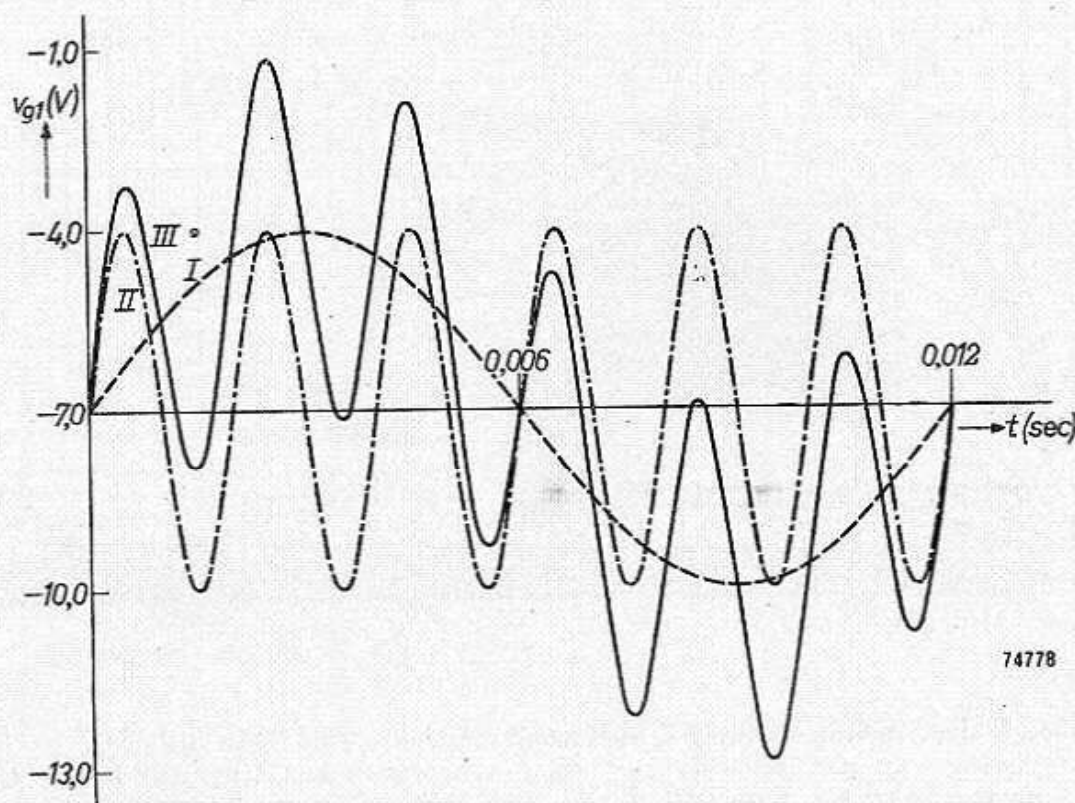


Fig. 234. Roosterspanning als functie van de tijd.

Kromme I:  $v_g = -7 + 3 \sin 2\pi \frac{6t}{500}$ .

Kromme II:  $v_g = -7 + 3 \sin 2\pi \frac{t}{500}$ .

Kromme III:  $v_g = -7 + 3 \sin 2\pi \frac{t}{500} + 3 \sin 2\pi \frac{6t}{500}$ .

de belastingslijn punt voor punt geconstrueerd (fig. 235).

Men ziet in deze figuur ook weer het aanloopverschijnsel  $B_0 B_1 B_2 B_3$ , terwijl het continue verschijnsel wordt gegeven door de gesloten kromme  $ABCDEFGHIJKLMN$ , welke bestaat uit 6 lussen.

Deze kromme heeft een grote overeenkomst met het oscillogram van fig. 225.

Men ziet, dat vrijwel het gehele  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld door de belastingslijn wordt bestreken.

Men zou de vervorming door een uitvoerige punt-voor-puntberekening uit zulk een belastingslijn kunnen bepalen; het zal echter duidelijk zijn, dat dit vlugger door meting kan geschieden.

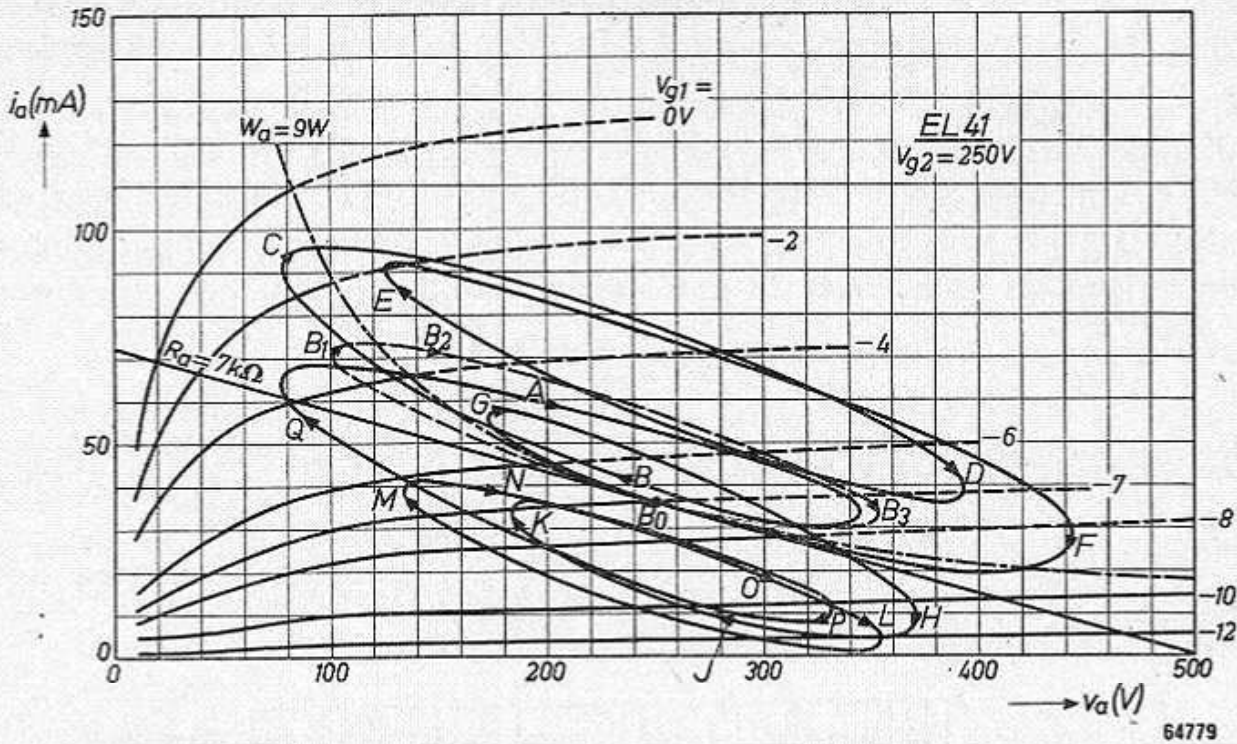


Fig. 235. Belastingskromme in  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de EL 41, als aan het rooster van deze buis de spanning, die wordt voorgesteld door kromme III van fig. 234, wordt aangelegd. De belasting in de anode van de EL 41 bestaat uit een zelfinductie van 5 henry, waaraan een geblokkeerde weerstand van  $7\text{ k}\Omega$  parallel is geschakeld.

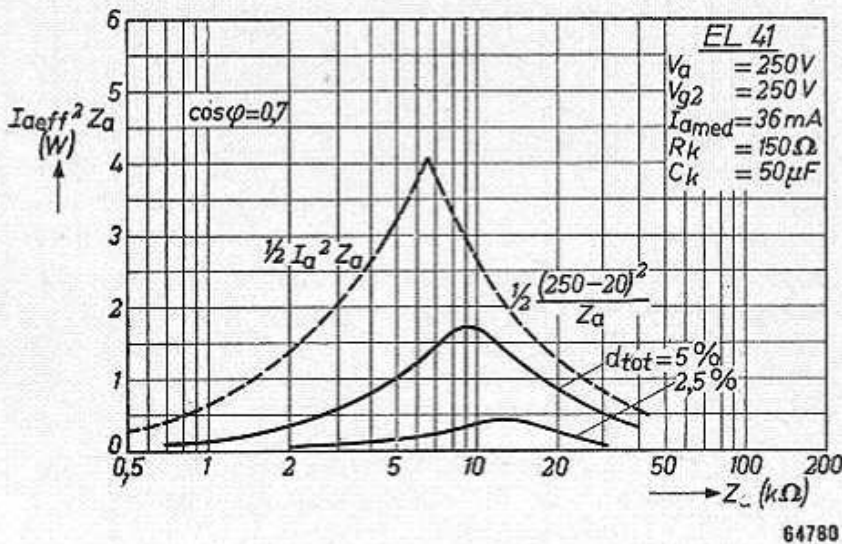


Fig. 236. Het schijnbare uitgangsvermogen  $I_a^2_{eff} Z_a$  als functie van de belastingsimpedantie  $Z_a$  bij  $2\frac{1}{2}$  en  $5\%$  vervorming in de stroom en grenslijnen (gestippeld)

$$\frac{1}{2} I_a^2 Z_a \text{ en } \frac{1}{2} \frac{(V_b - 20)^2}{Z_a}$$

voor de eindpenthode EL 41, als de luidsprekercombinatie een  $\cos \varphi$  heeft van 0,7.

Een dergelijke meting geschiedt met behulp van de reeds in VII B § 6 beschreven meetopstelling, met dien verstande, dat men nu in serie

met de belastingsweerstand nog een zelfinductie opneemt, en op deze wijze een fazeverschuiving veroorzaakt. Men kan verder de vervorming op analoge wijze bepalen als reeds werd beschreven.

Zo is in fig. 236 gegeven het schijnbare uitgangsvermogen  $I_a^2 Z$  als functie van de impedantie, terwijl  $\cos \varphi = 0,7$  (fazeverschuiving van  $45^\circ$ ) geldt voor vervormingen van respectievelijk 2,5 en 5%. Hierin zijn bovendien opgegeven de grenslijnen voor het schijnbare vermogen

$$\frac{1}{2} I_a^2 Z_a \text{ en } \frac{1}{2} \frac{V_a^2}{Z_a}.$$

Ter vergelijking van dit uitgangsvermogen zijn in fig. 237 de equivalente krommen gegeven voor een zuiver ohmse weerstand.

Men ziet dat het uitgangsvermogen bij een complexe belasting belangrijk kleiner is dan bij een ohmse belasting.

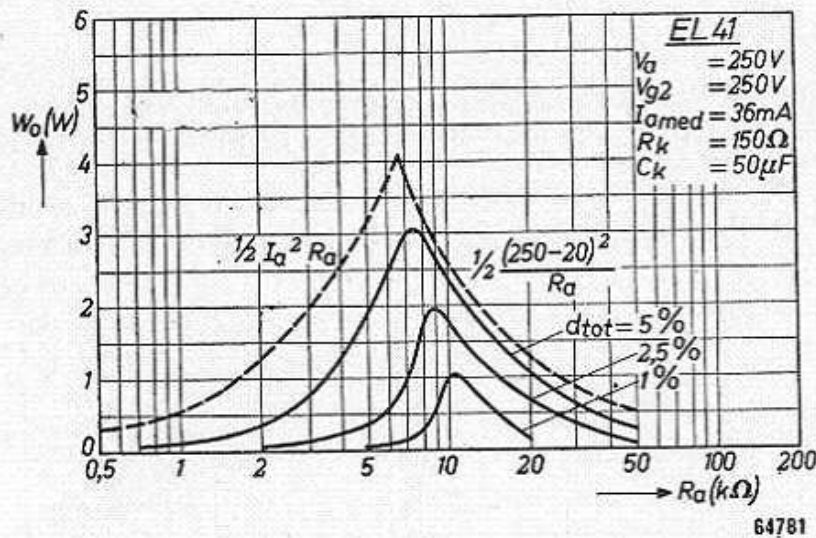


Fig. 237. Uitgangsvermogen  $W_o$  als functie van de belastingsweerstand  $R_a$  bij 1, 2½ en 5% vervorming door harmonischen, en grenslijnen (gestippeld)

$$\frac{1}{2} I_a^2 R_a \text{ en } \frac{1}{2} \frac{(V_b - 20)^2}{R_a}$$

voor de eindpenthode EL 41. Deze krommen gelden voor het geval, dat de luidsprekerimpedantie geen fazehoek veroorzaakt, dus  $\cos \varphi = 1$ .

Tevens zal het duidelijk zijn, dat een opgave van het uitgangsvermogen van een buis bij de gunstigste aanpasweerstand, welke een ohms karakter heeft, nauwelijks een beeld van de prestaties van de buis geeft, en dat men terdege rekening moet houden met het gedrag van de buis bij andere impedanties en fazeverschuiving, temeer daar ogenschijnlijk gelijkwaardige buizen, wanneer deze volgens de bovenstaande gezichtspunten worden onderzocht, grote verschillen kunnen vertonen.



§ 3. Eisen te stellen aan de penthodekarakteristieken

We hebben er reeds op gewezen, dat bij complexe belasting een groot gedeelte van het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld wordt gebruikt; een uitzondering kan men maken voor het gebied van lage anodespanning en anodestroom. Uit fig. 224 kan men zien, dat de belastingslijn voor kleine amplituden vrijwel een ellips is, terwijl bij grotere amplitude hiervan een afwijking optreedt.

Waren de  $i_a/v_a$ -karakteristieken in het gebruikte gebied aequidistante lijnen, dan zou geen afwijking van de ellips optreden, zolang deze niet de horizontale of verticale assen zou trachten te overschrijden. Het karakteristiekenveld voldoet echter, zoals we reeds meer hebben opgemerkt, niet aan deze eis, omdat de anodestroom ongeveer met de  $\frac{3}{2}$ e macht van de effectieve potentiaal in het stuurroostervlak toeneemt.

Daarom liggen de  $i_a/v_a$ -karakteristieken nooit op onderling gelijke afstanden.

Met het oog op vervorming is het toch gewenst, dat de  $i_a/v_a$ -karakteristieken zoveel mogelijk op onderling gelijke afstanden lopen, d.w.z. de  $i_a/v_g$ -karakteristiek moet zo recht mogelijk zijn en een zo scherp mogelijke onderbocht en zo gering mogelijke bovenbocht vertonen.

Bovendien is het gewenst dat de  $i_a/v_a$ -karakteristieken zoveel mo-

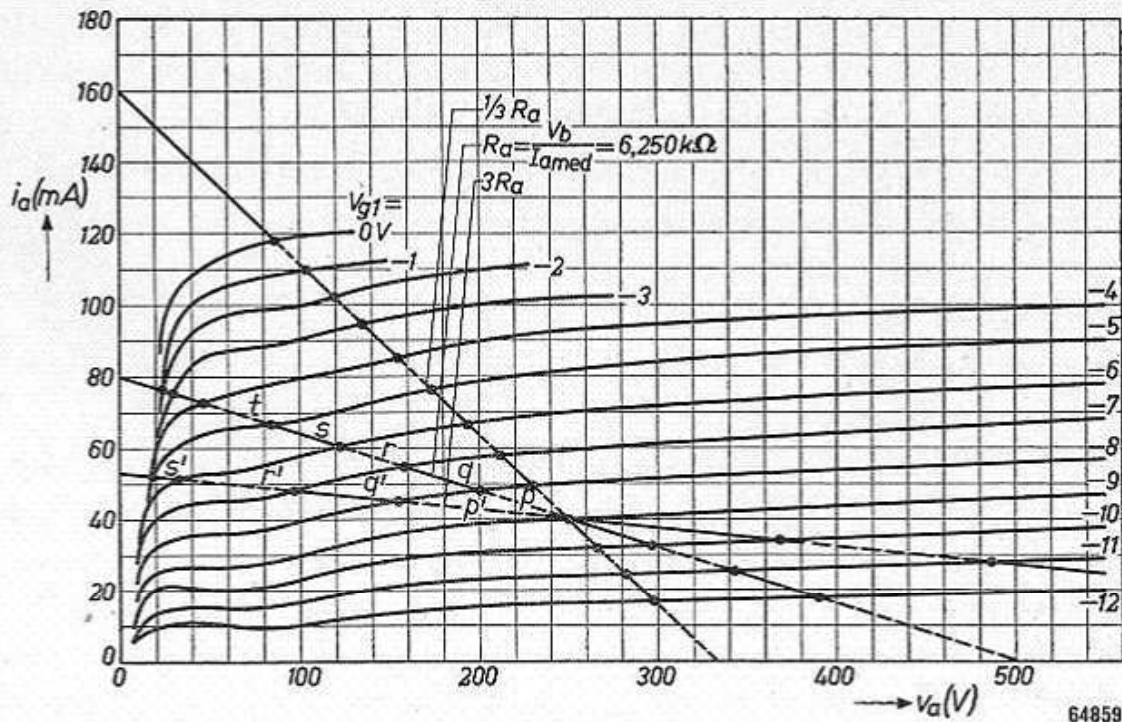


Fig. 238.  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een eindtetrode, met onderdrukking van de secundaire emissie door de ruimtelading tussen schermrooster en anode. Bij de gunstigste belasting  $R_a = V_b / I_{amed}$  is  $p = q = r = s = t$ , en is diensgevolge de vervorming klein. Voor een belasting gelijk aan  $3 R_a$  zijn  $p'$  en  $r'$  groter dan  $q'$  en  $s'$ , hetgeen vervorming betekent.

gelijk recht zijn. Daarom moet de invloed van de secundaire emissie van de anode in het totale werkgebied van anodestroom en -spanning geheel worden uitgeschakeld, aangezien secundaire emissieverschijnselen grote afwijkingen kunnen veroorzaken. Dit is zo belangrijk, omdat

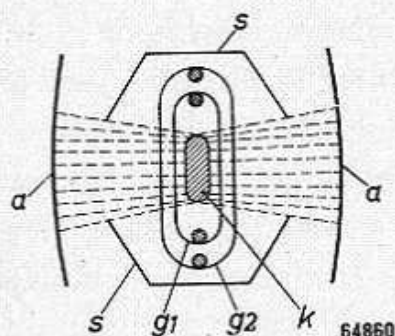


Fig. 239. Opstelling van de elektroden van een eindbuis, waarvan de secundaire emissie wordt onderdrukt door grote dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tussen schermrooster en anode.

*a* = anode

*g*<sub>1</sub> = stuurrooster

*g*<sub>2</sub> = schermrooster

*k* = kathode

*s* = concentrerende afschermplaatjes op kathodepotentiaal

secundaire emissie soms een afwijking veroorzaakt in het midden van de  $i_a/v_a$ -karakteristiek, zodat een vervorming van de belastingslijn optreedt en diensgevolge zelfs bij kleine roosterwisselspanning vervorming ontstaat. Dit kan vooral het geval zijn, indien de belastingslijn een hoge weerstand voorstelt.

Fig. 238 geeft een schaar  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een tetrode-eindbuis, waarin de secundaire emissie door de ruimtelading tussen schermrooster en anode moet worden onderdrukt. Dit bereikt men met behulp van de zogenaamde afschermplaatjes op kathodepotentiaal, welke de elektronenbanen tussen het schermrooster en de anode samendringen, terwijl de anode op vrij grote afstand van het schermrooster is geplaatst (zie fig. 239). Hoewel men met behulp van deze maatregelen een belangrijke verbetering heeft verkregen t.o.v. normale tetrode-karakteristieken

(zie fig. 240), zijn deze maatregelen toch niet voldoende om de secundaire emissie over het gehele  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld te onderdrukken.

In fig. 238 zijn de belastingslijnen getekend voor de gunstigste aanpasweerstand

$$R_a = \frac{V_b}{I_{amed}}$$

en de belastingsweerstand  $R = 3 R_a$  en  $R = \frac{1}{3} R_a$ . De karakteristieken voor gelijke verschillen van  $V_{g1}$  snijden deze belastingslijnen in stukken. Zijn deze stukken aan elkaar gelijk, dan zal geen vervorming optreden. In fig. 238 ziet men, dat dit voor de gunstigste aanpasweerstand vrijwel het geval is ( $p = q = r = s = t$ ). Voor  $R = 3 R_a$  zijn  $p'$  en  $r'$  echter groter dan  $q'$  en  $s'$ . Dit betekent, dat door de overblijvende secundaire emissie vervorming optreedt. Voor de belastingsweerstand  $R = \frac{1}{3} R_a$  is de vervorming minder ernstig.

In een tetrode met begrenzing van de secundaire emissie door ruimtelading kan men deze secundaire emissie echter nooit over het gehele

te gebruiken gebied van het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld volkomen onderdruken, in tegenstelling met een penthode, welk type dan ook voor eindversterking veel beter geschikt is dan de z.g. „beam tetrode”.

Dit komt niet zozeer tot uiting bij de gunstigste aanpasweerstand dan wel bij hogere waarden van deze impedantie met complex karakter. Ter illustratie is in fig. 241 een vergelijking van het rendement

$$\eta = \frac{\text{uitgangsvermogen}}{\text{toegevoerd vermogen}}$$

bij 5% vervorming gegeven voor een tetrode (6L6) en de Philips penthode EL 41, voor  $\cos \varphi = 0,7$ , als functie van de belastingsimpedantie  $Z_a$ .

Uit deze figuur volgt duidelijk, dat de penthode de voorkeur verdient boven de tetrode. Tenslotte verdienen de volgende opmerkingen nog de aandacht:

Bij de uitsturing moet men optreden van roosterstroom zoveel mogelijk vermijden, omdat hierbij harmonischen van hogere orde optreden. Daarom wordt het werkpunt zodanig ge-

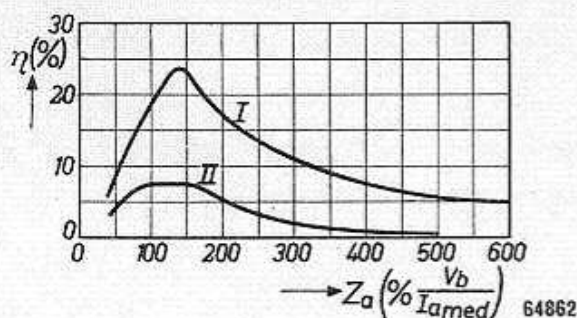


Fig. 241. Het rendement

$$\left( = \frac{W_o}{W_a} \times 100\% \right)$$

bij 5% vervorming, van een penthode (kromme I) en van een tetrode (kromme II), als functie van de belastingsimpedantie (uitgedrukt in % van de gunstigste impedantie  $V_b/I_{amed}$ ) voor een  $\cos \Phi$  van de impedantie van 0,7.

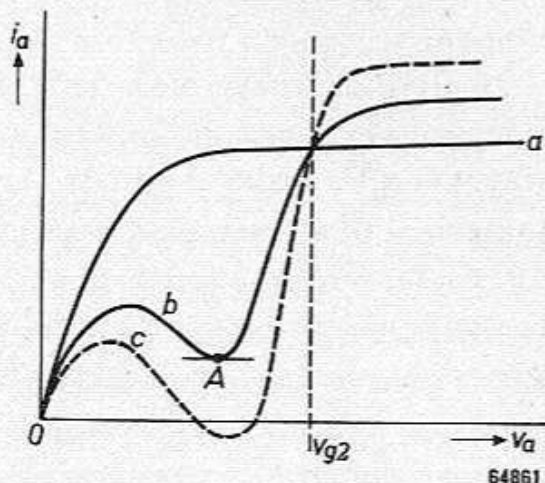


Fig. 240.  $i_a/v_a$ -krommen van tetroden, voor een bepaalde stuurroosterspanning.

Kromme a: er treedt geen secundaire emissie van anode en schermrooster op.

Kromme b: er treedt secundaire emissie van anode en schermrooster op.

De secundaire emissiefactor van de anode is kleiner dan 1.

Kromme c: de secundaire emissiefactor van de anode is groter dan 1.

kozen, dat men eerst vervorming krijgt door het vastlopen tegen de onderbocht van de dynamische karakteristiek. Hierdoor treedt een toeneming van de gemiddelde anodestroom op, waardoor het werkpunt naar klasse B schuift (kathodeweerstand). Uiteindelijk loopt men toch tegen de roosterstroom.

Bij grote amplituden van de roosterwisselspanning zal dan, door het samendringen van de  $i_a/v_a$ -karakteristieken, het uitgangsvermogen bij grote en kleine anodestroom worden begrensd (knie). Dit heeft een onder-

en een bovenbocht van de dynamische  $i_a/v_0$ -karakteristiek tengevolge. Het is daarom belangrijk, dat het snijpunt van de belastingslijn met de  $i_a/v_a$ -karakteristiek zoveel mogelijk links in het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld komt te liggen, zodat het afbuigen van de  $i_a/v_a$ -karakteristieken voor kleine negatieve roosterspanningen plaats heeft bij lage anodespanningen.

In de constructie van de Philips eindpentoden is hiermede dan ook rekening gehouden. De secundaire emissie in het gehele werkgebied wordt onderdrukt door de anode óf te vervaardigen van speciaal materiaal óf te bedekken met een materiaal met een zeer lage secundaire emissiefactor, en verder door het vormen van een potentiaalminimum tussen schermrooster en anode, met behulp van het gecombineerde effect van een rooster- en ruimtelading.

## D. AFWIJKING VAN DE NORMALE BUISINSTELLINGEN

### § 1. Inleiding

In de vorige paragrafen waren onze beschouwingen gericht op de gevallen waarin de buizen werden gebruikt in de door de buizenfabrikant aanbevolen instellingen. Het is echter de vraag of een buis, als ze in een ontvanger wordt gebruikt, altijd in deze instelling werkt.

Het is onder andere niet mogelijk de prestaties van een buis bij iedere voedingsspanning op te geven; dit zou voeren tot zulk een uitgebreid materiaal van documentatie, dat dit niet meer overzichtelijk zou zijn.

Toch kan het voor de gebruiker van belang zijn de prestaties van een buis bij andere dan de bovengenoemde instellingen te kennen. Als praktisch voorbeeld denken we hier aan buizen die moeten worden gebruikt in ontvangers zonder omschakeling van weerstanden op gelijk- of wisselstroomnetten tussen 110 en 127 V. Ook kunnen afwijkingen van de reeds genoemde instellingen ontstaan door afvlakelementen, weerstand van de luidsprekertransformator, inwendige weerstand van het voedingsapparaat.

In de volgende paragrafen zullen we aan de hand van enige voorbeelden laten zien, hoe men zich in deze gevallen toch een goed beeld kan vormen van de prestaties van de buis onder omstandigheden die afwijken van de aanbevolen instellingen.

### § 2. Transformatie van $i_a/v_{g1}$ -karakteristieken van penthoden op andere schermrooster- en anodespanning

In fig. 242 is voorgesteld de  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek van de UL 41 voor  $V_a = V_{g2} = 100$  V. In eerste benadering kan men nu zeggen dat de  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek onafhankelijk is van de anodespanning zolang deze niet veel kleiner wordt dan de schermroosterspanning.

Daarentegen heeft de schermroosterspanning een belangrijke invloed. De anodestroom is, zoals bekend, vrijwel evenredig met de zogenaamde stuurspanning tot de  $\frac{3}{2}$ e macht:

$$i_a \sim \left( v_g + \frac{v_{g2}}{\mu_{21}} \right)^{3/2}.$$

Hieruit volgt dat men voor de anodestroom bij  $V_{g1} = 0$  kan schrijven:

$$\frac{I_{ao}}{I_{ao}'} = \left( \frac{v_{g2}}{v_{g2}'} \right)^{3/2}.$$

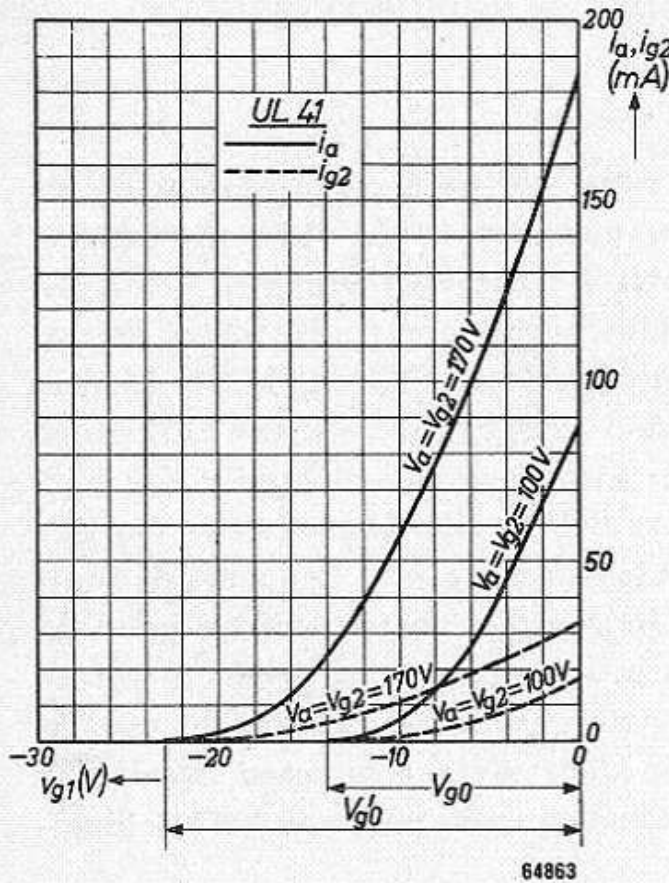


Fig. 242.  $i_a/v_g$ - en  $i_{g2}/v_g$ -karakteristieken van de UL 41 voor  $V_a = V_{g2} = 100$  V en  $V_a = V_{g2} = 170$  V.

werkelijke afknijpspanning is dikwijls, wegens het eilandeffect, iets groter dan deze waarde.

Toch is deze benadering vaak reeds voldoende nauwkeurig voor onze beschouwingen. Zo berekenen we voor de UL 41 ( $\mu_{21} = 10$ ) bij  $V_{g2} = 100$  V, voor de afknijpspanning  $V_{g0} = \frac{100}{10} = 10$  V; uit de  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek vinden we 12 V. Bij  $V_{g2}' = 170$  V berekenen we  $V_{g0}' = \frac{170}{10} = 17$  V; gemeten is  $V_{g0}' = 21$  V, hetgeen juist is:  $1,7 \times 12 = 21$  V.

Bedenken we nu verder, dat de  $i_a/v_{g1}$ -karakteristiek moet verlopen volgens een  $\frac{3}{2}$ e macht, dan is het transformeren van de  $i_a/v_{g1}$ -karakteristieken teruggebracht tot een eenvoudige bewerking. Hetzelfde geldt voor de  $i_{g2}/v_{g1}$ -karakteristieken.

Men vindt  $I_{g2o} = 17$  mA bij 100 V, waaruit we berekenen:

$$I_{g2o}' = 37 \text{ mA bij } V_{g2}' = 170 \text{ V,}$$

terwijl de meting geeft:  $I_{g2o}' = 34$  mA.

Is de anodestroom voor  $V_{g1} = 0$  bekend voor een bepaalde schermroosterspanning, dan kan men dus voor andere schermroosterspanningen op deze wijze eenvoudig de bijbehorende anodestroom voor  $V_{g1} = 0$  berekenen. Zo bedraagt voor de UL 41, bij  $V_a = V_{g2} = 100$  V, de anodestroom  $I_{ao} = 87,5$  mA; men berekent dan voor  $V_a' = V_{g2}' = 170$  V  $I_{ao}' = 193$  mA; gemeten is 186 mA.

Verder kan men zeggen, dat in eerste instantie de afknijpspanning (zie fig. 242) van een penthode gelijk is aan:

$$V_{g0} = \frac{V_{g2}}{\mu_{21}}$$

( $\mu_{21}$  versterkingsfactor van de triode, gevormd door kathode-stuurrooster-schermrooster). De

De  $i_a/v_a$ -karakteristieken van een penthode (zie fig. 243) vertonen een min of meer horizontaal gedeelte, waar de anodestroom vrijwel onafhankelijk van de anodespanning is; de grootte van de stroom is evenredig met  $V_{g2}^{3/2}$ . In het gebied van de lage anodespanning (overname) is het gedrag anders. De hoogte van de knie (stroomwaarde) is evenredig met  $V_{g2}^{3/2}$ , terwijl de afstand tot de verticale as (spanningswaarde) ongeveer evenredig is met de schermroosterspanning (zie hiervoor fig. 244), waarin zijn afgebeeld de  $i_a/v_a$ -karakteristieken voor  $V_{g1} = 0$  van de UL 41, voor  $V_{g2} = 100$  V en  $V_{g2}' = 170$  V.

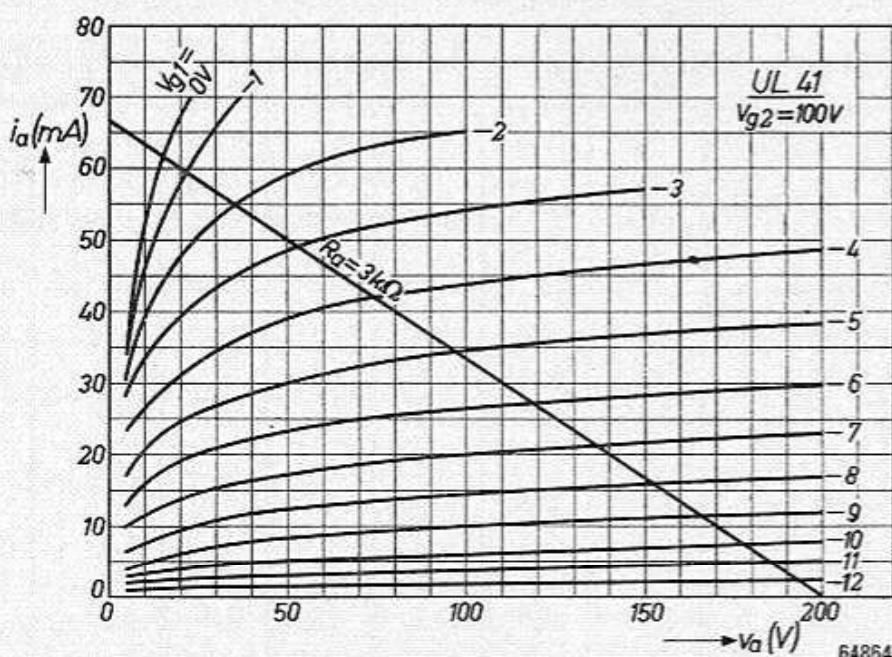


Fig. 243.  $i_a/v_a$ -karakteristieken van de UL 41 met belastingslijn  $R_a = 7 \text{ k}\Omega$ , voor  $V_{g2} = 100$  V.

§ 3. Het werkpunt bij willekeurige spanningen

Zoals we reeds hebben afgeleid in VII B § 7, blz. 280, ligt het werkpunt van penthoden in klasse A-instelling bij

$$I_{amed} = \frac{1}{3} I_{ao} \text{ en}$$

$$V_{gmed} = \frac{1}{2} V_{go}.$$

We kunnen nu uit  $I_{ao}$ ,  $I_{g2o}$ ,  $V_{g2}$  en  $\mu_{21}$  de waarde bepalen van de kathode-

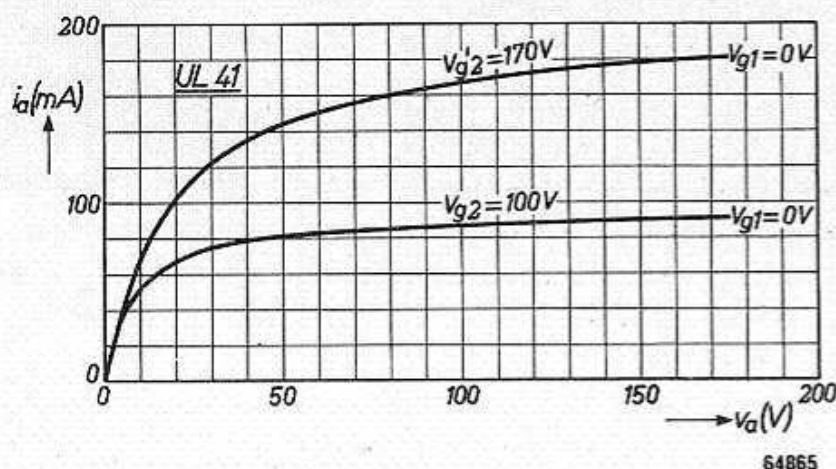


Fig. 244.  $i_a/v_a$ -karakteristieken van de UL 41 voor  $V_{g1} = 0$  en  $V_{g2} = 100$  V en  $V_{g2}' = 170$  V.

$$(I_{amed} + I_{g2med}) R_k = V_{gmed}, \text{ of } \frac{1}{3} (I_{ao} + I_{g2o}) R_k = \frac{1}{2} V_{go} = \frac{V_{g2}}{2 \mu_{21}}.$$

Algemeen moet dus gelden:

$$R_k = \frac{3}{2} \frac{V_{g2}}{\mu_{21} (I_{a0} + I_{g20})} \dots \dots \dots \text{(VII D 1)}$$

Ter verifiëring van deze formule is de volgende tabel gegeven:

Buis	$V_a$ (V)	$V_{g2}$ (V)	$I_{a0}$ (mA)	$I_{g20}$ (mA)	$\mu_{21}$	$V_{gmed}$ bere- kend (V)	$V_{gmed}$ gepu- bliceerd (V)	$R_k$ bere- kend ( $\Omega$ )	$R_k$ gepu- bliceerd ( $\Omega$ )
EL 34	250	250	104	14	23	5,4	6,0	138	150
UL 41	170	170	184	34	10	8,5	10,4	117	165
	100	100	87,5	17	10	5,0	5,7	138	165
EL 41	250	250	125	17	22	5,7	7,0	120	170
DL 41	90	90	9,5	1,4	10	4,5	3,6	1240	(775)
	120	120	13,8	2,1	10	6,0	5,8	1150	(1000)

In de volgende paragraaf zullen we ons bezig houden met het vergelijken van de door de buisfabrikanten aanbevolen gegevens van de buizen.

#### § 4. Vergelijking van instellingen van buizen

In sommige gevallen wordt het uitgangsvermogen van eindbuizen opgegeven voor  $V_a = V_{g2} = 100$  V \*) en de bijbehorende negatieve voorspanning, in andere daarentegen voor  $V_a = V_{g2} = 110$  V.

Zo zien we bijv. in onderstaande tabel:

	$V_f$ (V)	$I_f$ (A)	$V_a$ (V)	$V_{g2}$ (V)	$V_{gmed}$ (V)	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)	S (mA/ V)	$R_a$ ( $\Omega$ )	$W_o$ (W)
CL 6	35	0,200	100	100	8,3	50	9,0	8,5	2,0	2,1
UL 41	45	0,100	100	100	5,3	32,5	5,5	8,5	2,5	1,35
50B5	50	0,150	110	110	7,5	49	4,0	8,7	2,5	1,9
50L6GT	50	0,150	110	110	7,5	49	4,0	9,0	2,0	2,1
25B6GT	25	0,300	105	105	16,0	48	2,0	4,8	1,7	2,4

Nu is het duidelijk dat het belangrijk is de beschikking te hebben over een vergelijking van het uitgangsvermogen van verschillende

\*) Onder  $V_{g2}$  en  $V_a$  heeft men hier te verstaan het verschil in gelijkspanning tussen de kathode en het schermrooster, respectievelijk de anode.



buizen bij dezelfde spanningen. Verder dient men te bedenken dat in een apparaat de negatieve voorspanning van het stuurrooster wordt verkregen uit het voedingsapparaat, met behulp van een kathode-weerstand of een weerstand in de min-leiding.

Onder totale voedingsspanning wordt dan ook verstaan:

$$V_b = V_a + V_{g1}$$

Voor de UL 41 vinden we dan uit deze tabel:

$$V_b = 105,3 \text{ V, en voor de 50B5: } V_b = 117,5 \text{ V.}$$

Wij hebben daarom voor verschillende buizen als functie van de zojuist genoemde voedingsspanning het uitgangsvermogen gemeten. Alle buizen zijn ingesteld bij

$$I_{amed} = \frac{1}{3} I_{ao}$$

De aanpasweerstand is zodanig gekozen, dat

$$R_a = \frac{V_a}{I_{amed}}$$

Het hierbij verkregen uitgangsvermogen is in het algemeen het maximale, dat men kan verkrijgen bij de bepaalde voedingsspanning.

De resultaten zijn afgebeeld in fig. 245; in fig. 246 is de nodige negatieve roosterspanning gegeven als functie van  $V_b$ , in fig. 247 de anodestroom, in fig. 248 de schermroosterstroom in uitgestuurde toestand.

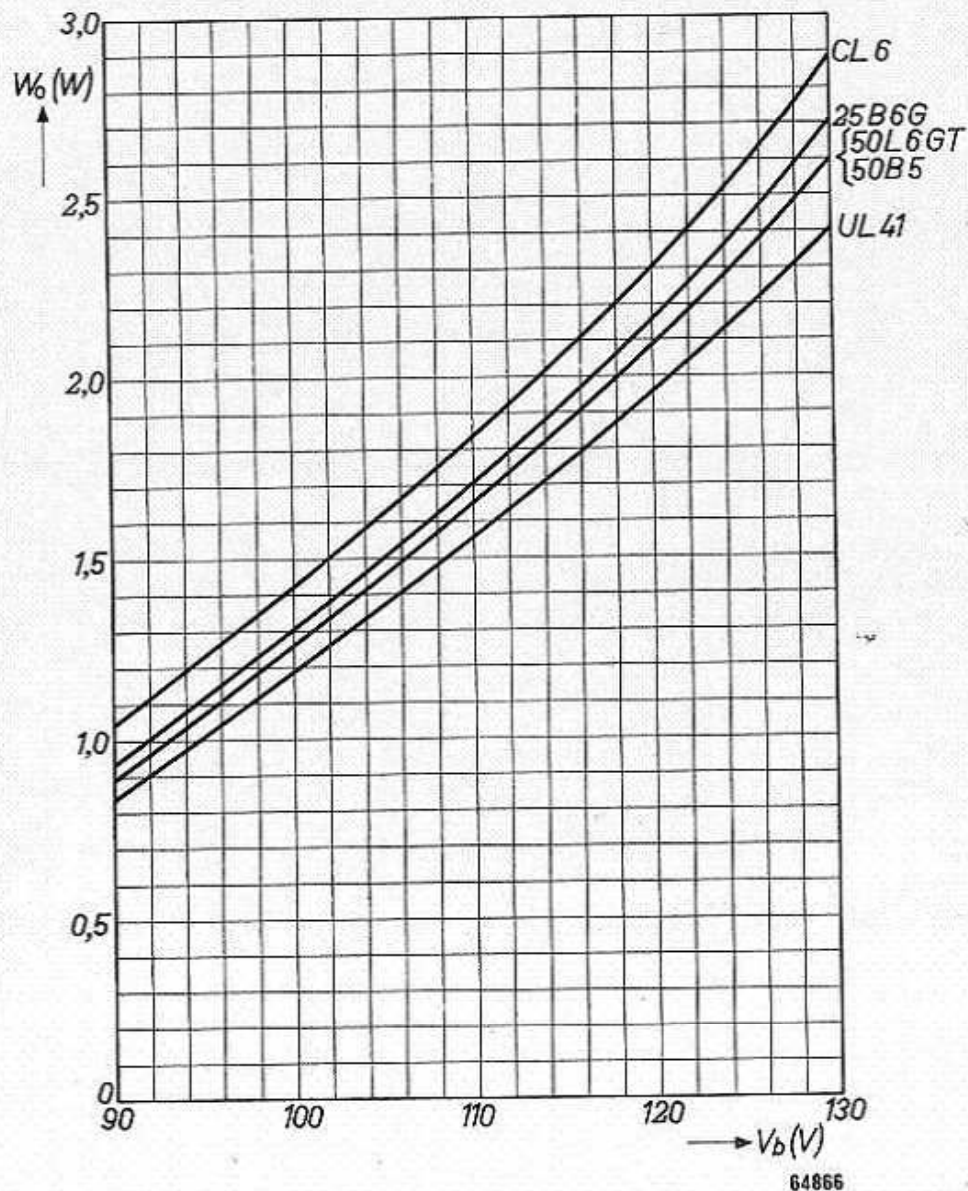


Fig. 245.  $W_o$  als functie van  $V_b (= V_a + V_{g1med})$  voor enige eindpentoden.

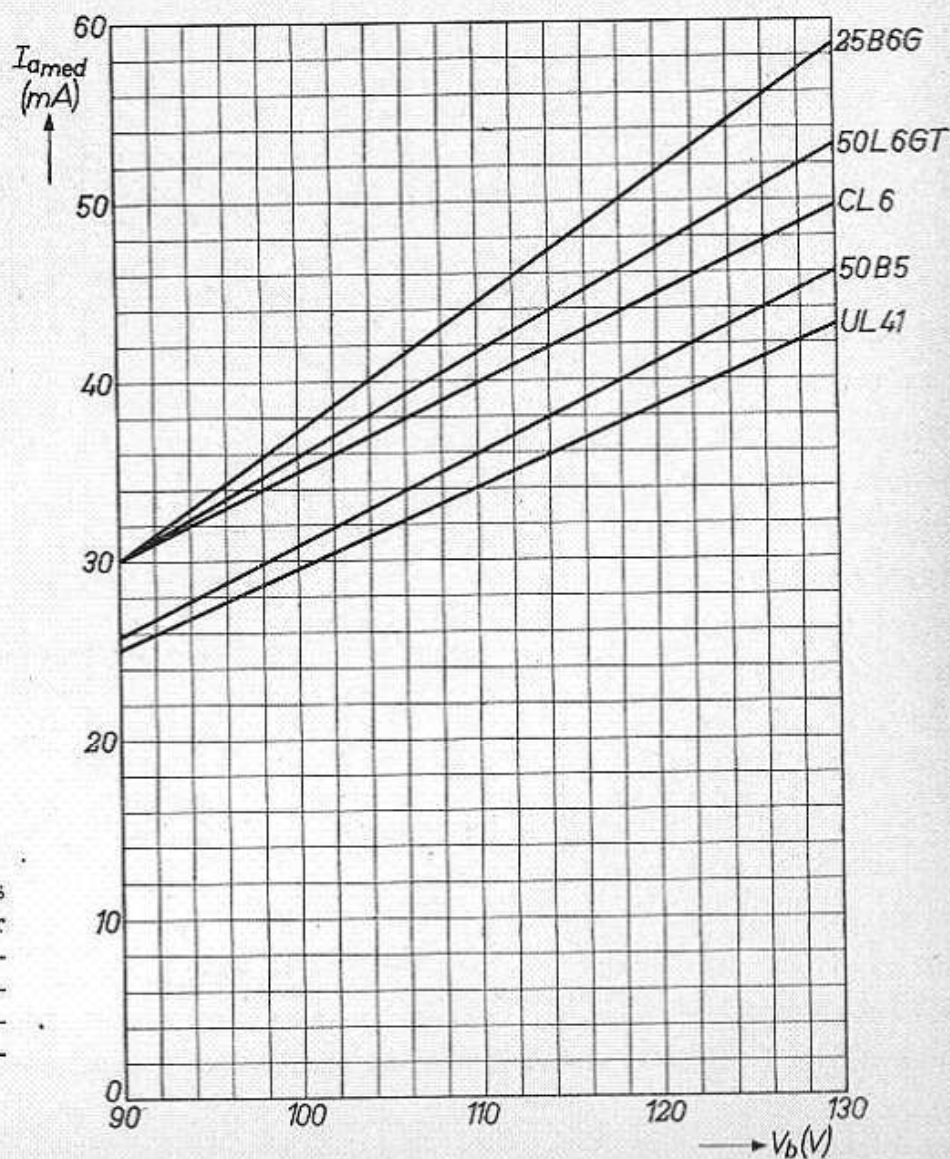
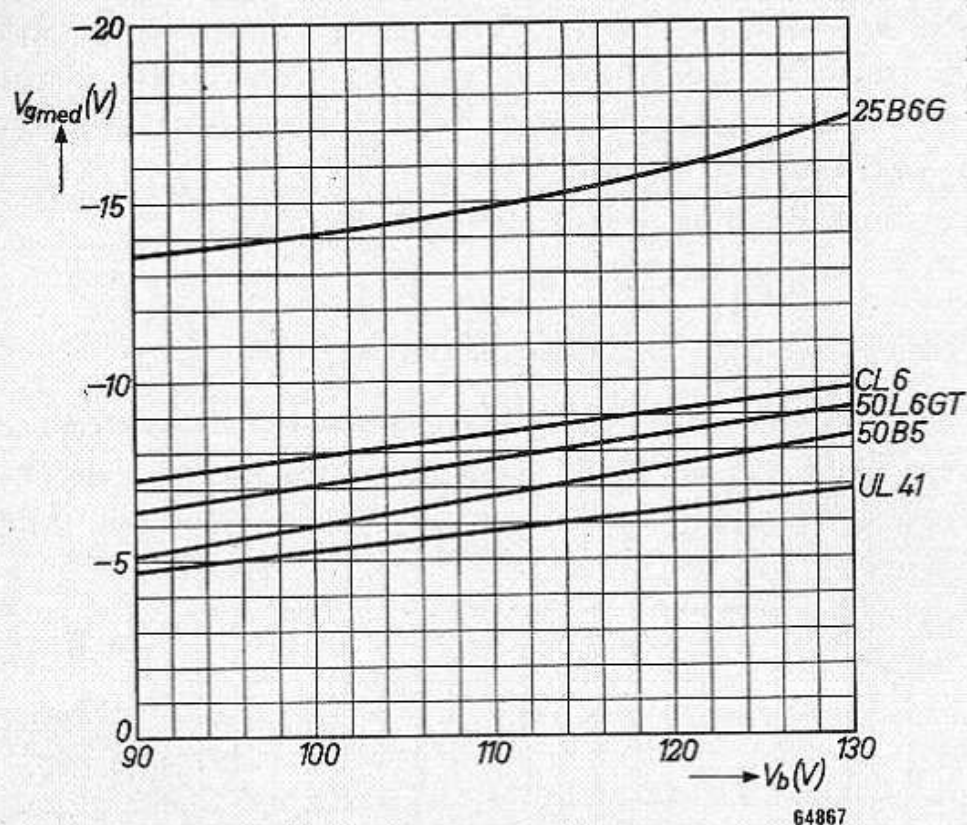
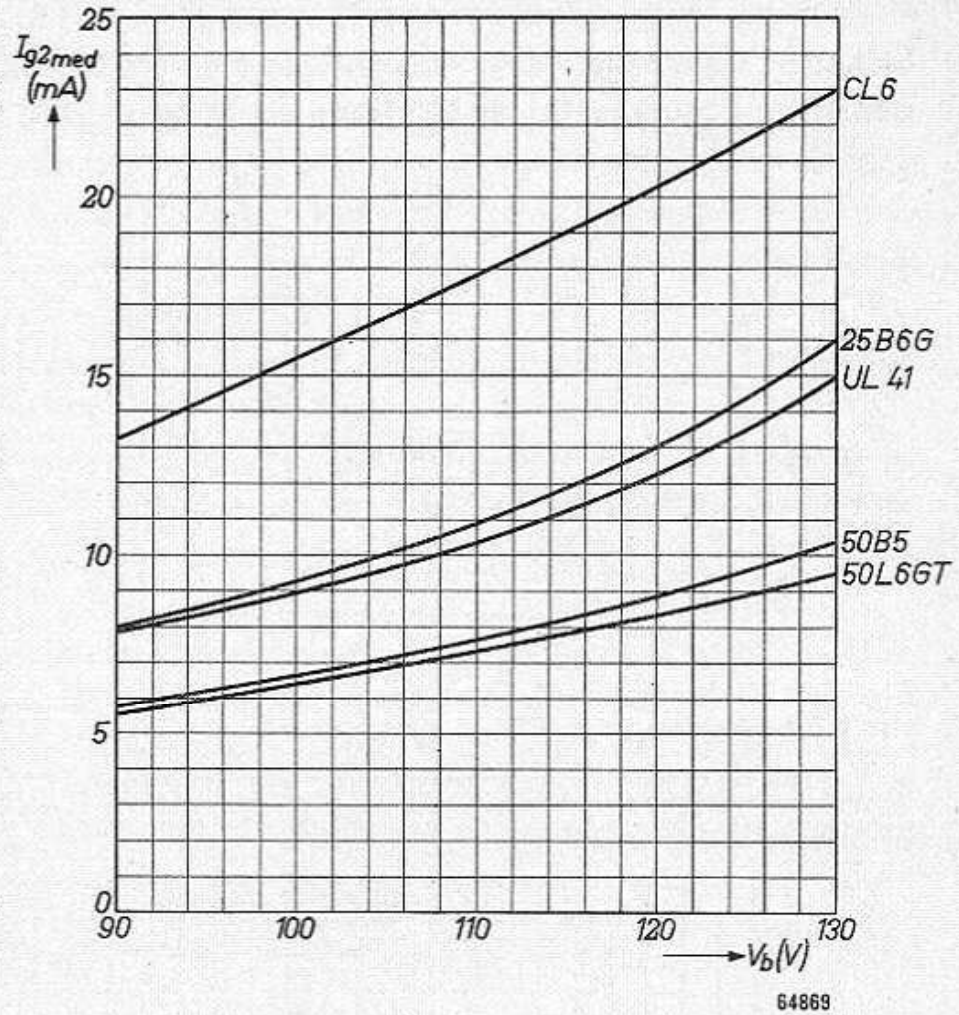


Fig. 247.  $I_{amed}$  als functie van  $V_b$  voor dezelfde eindpenethoden, bij uitsturing van de eindpenthode tot roosterstroom.

Fig. 248.  $I_{g2med}$  als functie van  $V_b$ , voor dezelfde eindpentoden, bij uitsturing van de eindpenthode tot roosterstroom.



Uit deze metingen hebben wij een vergelijking gemaakt van het uitgangsvermogen van de buizen bij dezelfde  $V_a = V_{g2}$  met de bijbehorende negatieve voorspanning.

Deze gegevens zijn in onderstaande tabel vermeld:

$V_a = V_{g2}$ (V)	$W_o$ (W)				$V_{g1med}$ (V)			
	90	100	110	120	90	100	110	120
CL 6	1,34	1,76	2,26	2,86	7,6	8,3	9,0	9,7
UL 41	1,00	1,35	1,80	2,24	4,8	5,3	6,2	6,8
50B5	1,14	1,50	1,96	2,48	5,7	6,6	7,5	8,0
50L6GT	1,20	1,60	2,08	2,55	7,0	7,7	8,5	9,2
25B6	1,45	1,94	2,50	3,24	14,5	15,5	16,8	18,2

Deze tabel illustreert wel, dat de gegevens in de tabel van blz. 314 een verkeerde indruk kunnen wekken.

### § 5. Berekening van het uitgangsvermogen van een buis in de praktische schakeling

In deze paragraaf willen we nu het uitgangsvermogen berekenen van een eindbuis zoals deze in een apparaat is geschakeld. Vooral in de zogenaamde gelijkstroom-wisselstroomapparaten, d.w.z. ontvangapparaten die zonder omschakeling kunnen worden aangesloten op gelijk-

stroom- en wisselstroomnetten tussen 110 V en 127 V, is het van belang dit uitgangsvermogen onder deze omstandigheden te berekenen. Een veel gebruikte schakeling in zulke ontvanger is afgebeeld in fig. 249.

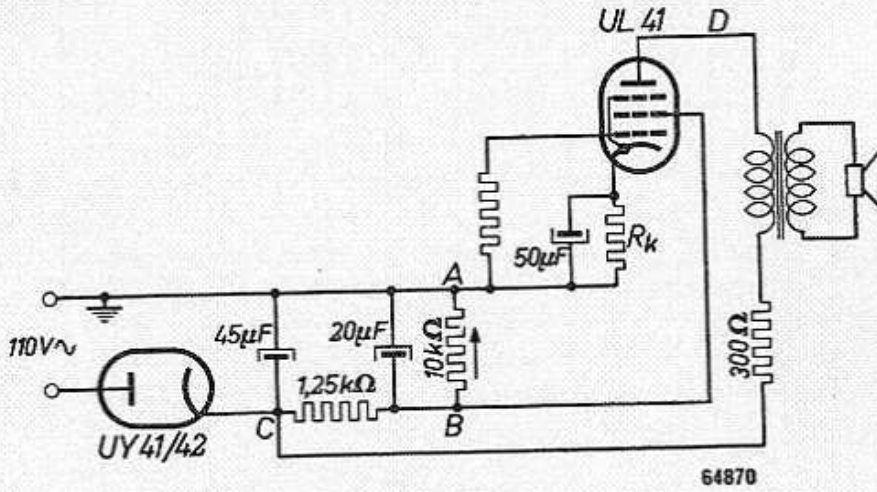


Fig. 249. Gebruik van de eindbuis UL 41 in een praktische schakeling.

Als gelijkrichter wordt een enkel-fazige, indirect verhitte gelijkrichter gebruikt. In dit soort apparaten is voor afvlakking de smoorspoel meestal vervangen door een weerstand van ca. 1250 Ω.

Vanaf de tweede electrolytische condensator wordt het schermrooster van de eindbuis gevoed, waarvan de negatieve voorspanning wordt

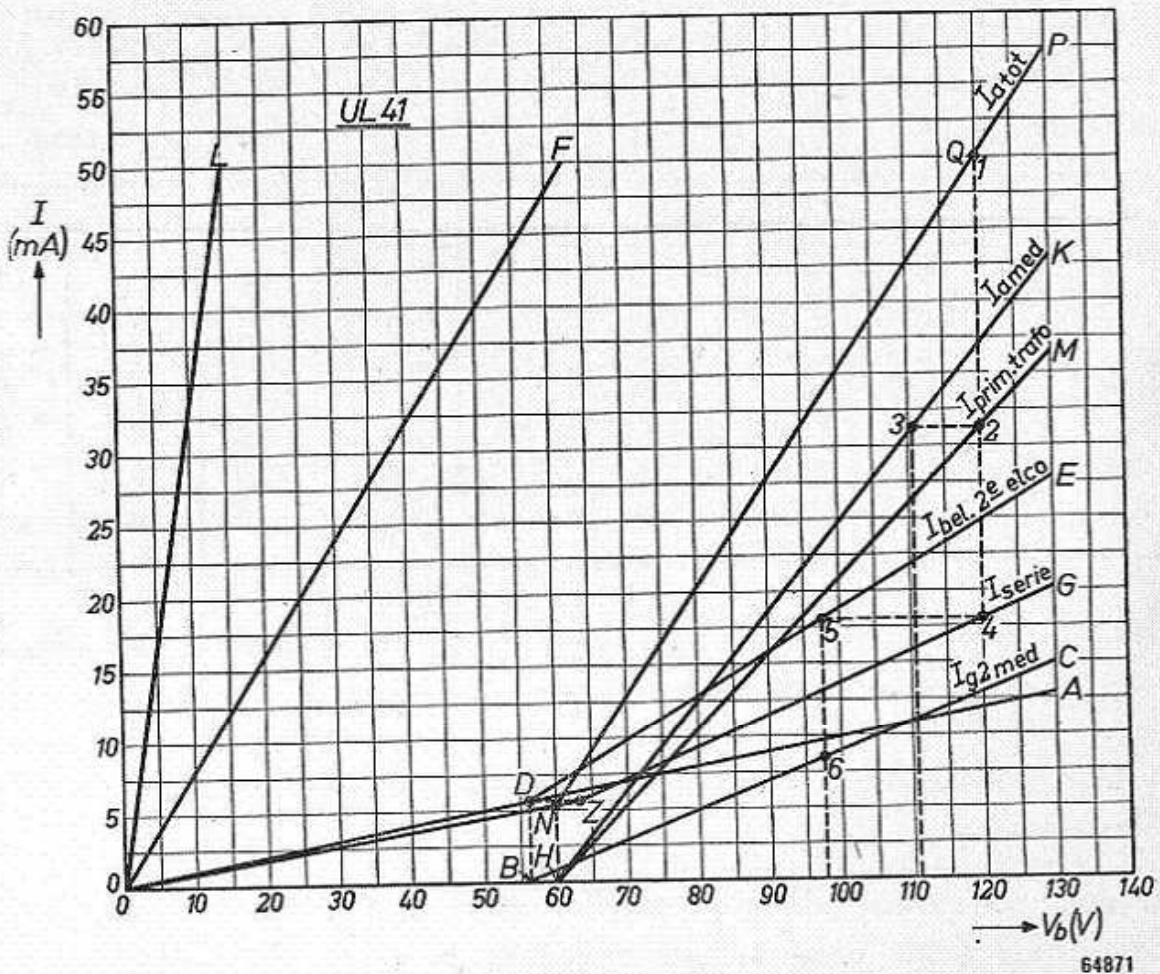


Fig. 250. Grafische bepaling van  $V_a$  en  $V_{g2}$  van de UL 41 in de schakeling van fig. 249.

verkregen met behulp van een kathodeweerstand  $R_k$ . De voorversterkbuizen worden eveneens gevoed vanaf deze electrolytische condensator; hun belasting is geschematiseerd door een weerstand van  $10\text{ k}\Omega$ . In het algemeen wordt de anodespanning van de eindbuis via de primaire wikkeling van de luidsprekertransformator, welke we veronderstellen een gelijkstroomweerstand van  $300\ \Omega$  te hebben, gevoed vanaf de eerste electrolytische condensator.

Het uitgangsvermogen van de buis is te bepalen als de schermrooster- en anodespanning bekend zijn.

De stromen en de spanningen op de verschillende plaatsen van de schakeling (zie fig. 249) bepalen we nu op grafische wijze. Deze grafische bepaling laten we hier volgen voor de UL 41, bij een netspanning van  $110\text{ V}\sim$ .

Punt  $A$  veronderstellen we te zijn verbonden met aarde (zie fig. 249).

Het verband tussen de spanning en de afgenomen stroom op punt  $B$  (zie fig. 249) is voor te stellen door de geknikte lijn  $ODE$  in fig. 250.

Deze lijn is verkregen door optelling van de stroomwaarden van de lijn  $OA$  (welke de weerstand van  $10\text{ k}\Omega$  voorstelt in fig. 249) en de lijn  $BC$ , welke uit fig. 248 is overgenomen.

(Men bedenke, dat parallelschakeling van impedanties overeenkomt met optelling van stromen.)

De spanning in punt  $C$  van fig. 249 wordt gevonden door de spanning aan punt  $B$  (fig. 249) te verhogen met de spanningsval in de weerstand van  $1250\ \Omega$ .

Het verband tussen deze spanningsval en de stroom door de weerstand van  $1250\ \Omega$  wordt gegeven door de lijn  $OF$  in fig. 250. Het verband tussen de spanning in punt  $C$  (fig. 249) en de stroom gaande door de afvlakweerstand van  $1250\ \Omega$  wordt gegeven door het optellen van de spanningswaarden van de lijnen  $OF$  en  $ODE$ ; dit geeft de geknikte lijn  $OZG$  (in serie schakelen van impedanties is optellen van spanningen).

Nu moet de gelijkrichter, behalve de stroom door de afvlakweerstand, ook nog de anodestroom van de eindbuis leveren.

Het verband tussen stroom en spanning in punt  $D$  (zie fig. 249) wordt gegeven door de lijn  $HK$  in fig. 250 (welke is overgenomen uit fig. 247).

Het verband tussen de spanningsval in de primaire van de transformator en de stroom wordt gegeven door de lijn  $OL$  in fig. 250. Het verband tussen de spanning aan punt  $C$  (fig. 249) en de anodestroom van de eindbuis wordt gegeven door het optellen van de spanningen van  $OL$  en  $HK$ ; dit geeft de lijn  $HM$ .

Tenslotte krijgt men het verband tussen de spanning op punt *C* (fig. 249) en de door de gelijkrichter te leveren stroom door de stroomwaarden van *HM* en *OZG* op te tellen; dit wordt de lijn *ONP* (zie fig. 250).

Men kan nu in de belastingskarakteristiek van de gelijkrichter (hier is gekozen de *UY 41* bij een netspanning van 110 V ~) deze stroomopnamelijns overnemen. Dit is de lijn *ONP* in fig. 251, welke de belastingskarakteristiek van de *UY 41* snijdt in punt *Q*.

Het snijpunt *Q* geeft de spanning aan de eerste *elco*, nl. 120 V, en een stroomafneming van 50 mA. Dit punt *Q* brengen we terug naar fig. 250, waaruit we nu op de volgende wijze de verschillende stromen en spanningen bepalen:

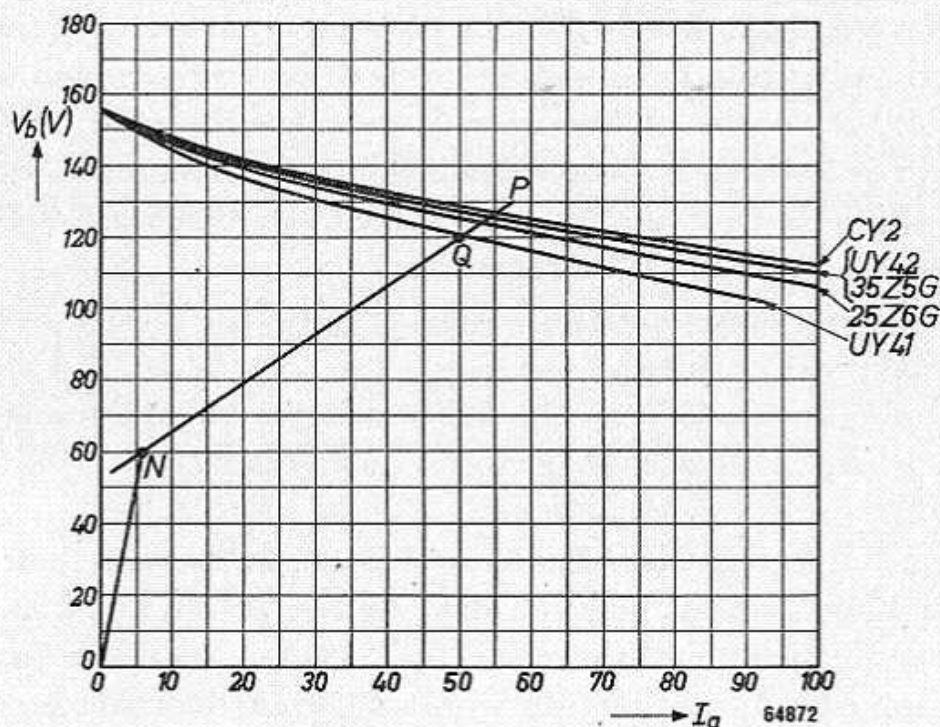


Fig. 251. Karakteristieken van enige gelijkrichters voor netspanning van 110 V ~.

Men trekt in *Q* een verticale lijn; de snijpunten van deze verticale lijn met *HM* en *OZG* geven respectievelijk de anodestroom van 31,5 mA en de stroom door de afvlakweerstand van 18,5 mA. De spanningsval aan de afvlakweerstand vindt men door in punt 4 een horizontale lijn te trekken en het snijpunt 5 met *DE* te bepalen. Uit 5 trekt men nu een verticale lijn; het snijpunt 6 met *BC* geeft

$$I_{g2} = 8,5 \text{ mA}, \quad V_{g2} + V_{g1} = 98 \text{ V}.$$

Door 2 trekt men een horizontale lijn, die *HK* in 3 snijdt.

Afstand 23 = spanningsval in primaire luidsprekertransformator; we krijgen dan:  $V_a + V_{g1} = 111,5$  V. Daaruit wordt het uitgangsvermogen berekend; enige resultaten zijn hieronder vermeld.

Eindbuis	Gelijk-richter	$R_i$ ( $\Omega$ )	$V_b$ (V)	$I_{tot}$ (mA)	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)	$V_a + V_{g1}$ (V)	$V_{g2} + V_{g1}$ (V)	$W_o$ (W)
CL 6	CY 2	105	124	64,5	41	13	111,5	89	1,42
UL 41	UY 41	165	120	50	31,5	8,5	110,5	96,5	1,14

Uit het volgende blijkt welke invloed de inwendige weerstand van de gelijkrichter heeft.

Met de gelijkrichter UY 42, welke een inwendige weerstand van 110  $\Omega$  heeft, wordt de spanning aan de eerste en de tweede electrolytische condensator ca. 6 V hoger dan met de gelijkrichter UY 41,  $R_i = 165 \Omega$ , waardoor zowel de anodestroom als de anodespanning stijgen en het uitgangsvermogen belangrijk toeneemt.

Men berekent dan:

Eindbuis	Gelijk-richter	$R_i$ ( $\Omega$ )	$V_b$ (V)	$I_{tot}$ (mA)	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)	$V_a + V_{g1}$ (V)	$V_{g2} + V_{g1}$ (V)	$W_o$ (W)
UL 41	UY 41	165	120	50	31,5	8,5	110,5	96,5	1,24
UL 41	UY 42	110	126	54	35	9	116	101	1,52

Enige in de genoemde schakeling verrichte metingen gaven als resultaat voor een netspanning van 110 V ~:

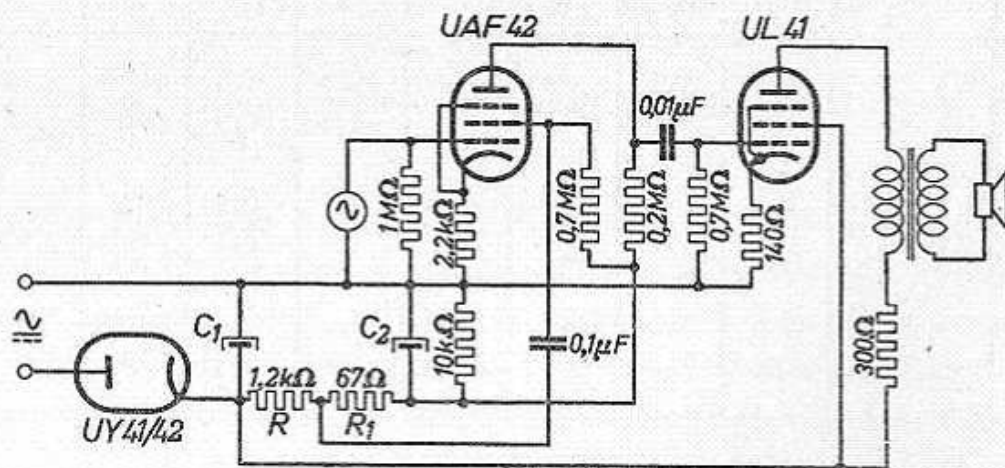
Eindbuis	Gelijk-richter	$V_{c1}$ (V)	$V_{g1} + V_a$ (V)	$V_{g1} + V_{g2}$ (V)	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)	$V_k$ (V)	$R_a$ ( $\Omega$ )	$W_o$ (W)	$d$ (%)
CL 6	UY 41	112	101	89	33,6	10,3	6,3	3000	1,22	10
	UY 42	120	109	95	37	11,4	6,9	3000	1,45	11
UL 41	UY 41	119	110	98	28	7,2	5,8	3000	1,20	11
	UY 42	128	117	105	30	7,8	6,4	3000	1,42	11 <sup>2</sup>
25B6G	UY 41	116	106	97	35	4,9	13,7	2000	1,30	11
	UY 42	126	115	107	39	5,6	14,8	2000	1,47	12

Hieruit zien we:

1. Vergroting van het uitgangsvermogen wordt verkregen door gebruik van een gelijkrichter met lage inwendige weerstand. Door de in-

- wendige weerstand van de gelijkrichter te verminderen van  $165 \Omega$  op  $110 \Omega$ , wordt het uitgangsvermogen ca. 20% groter.
2. Om een groot uitgangsvermogen bij 110 V-netten te verkrijgen, moet men een steile eindbuis gebruiken, omdat dan slechts een kleine negatieve roosterspanning in mindering komt van de voedingspanning. Men ziet, hoe in de praktische schakeling de schijnbaar gunstige instellingen van de CL 6 en de 25B6 (zie tabel blz. 314 en 317) belangrijk zijn gedaald.
  3. De CL 6 heeft een grotere schermroosterstroom dan de UL 41, waardoor de spanning aan de tweede electrolytische condensator lager wordt, met als gevolg een lager uitgangsvermogen.
  4. Op het eerste gezicht zou men geneigd zijn te geloven dat een buis met een grote anodestroom een garantie is voor een groot uitgangsvermogen. Wegens deze grote anodestroom dalen echter de anode- en de schermroosterspanning in de praktische schakeling zodanig, dat toch het uitgangsvermogen niet groot wordt. Bovendien voert een dergelijke buis tot de constructie van een lang electrodensysteem, waardoor de kans op sluiting groter en tevens het rendement slechter wordt.

Verder willen we nog opmerken, dat een buis met een kort electrodensysteem een kleiner gloeistroomvermogen heeft dan een buis met een lang electrodensysteem, hetgeen voor dezelfde omhulling betekent dat de maximale anodedissipatie van eerstgenoemde buizen groter kan zijn, waardoor deze ook beter bruikbaar zijn bij hogere spanningen, en dus de mogelijkheid is geschapen een eindbuis te realiseren, die bij



E4873

Fig. 252. Schakeling van een eindbuis, waarin anode en schermrooster van de eindbuis beide worden gevoed van de eerste electrolytische condensator.



netspanningen van zowel 110 V als 220 V een redelijk uitgangsvermogen geeft.

Bij lage netspanningen is het verkrijgen, met een enkele eindbuis, van een enigermate voldoende uitgangsvermogen een heel probleem.

Daarom geven we nog een schakeling waarbij schermrooster en anode van de eindbuis beide worden gevoed vanaf de eerste electrolytische condensator, waarvan het schema is afgebeeld in fig. 252. Met dit schema wordt de spanningsval aan de afvlakweerstand vermeden en kan een groter uitgangsvermogen worden verkregen.

In deze schakeling wordt echter brom geïntroduceerd op het schermrooster van de eindbuis; dit brommen kan echter worden gecompenseerd door brom in tegenfase toe te voeren aan het schermrooster van de laagfrequentversterkbuis.

Wij geven in onderstaande tabel voor de UL 41 met de gelijkrichtbuisen UY 41 en UY 42, gemeten bij een netspanning van 110 V  $\sim$  en 110 V = het uitgangsvermogen, respectievelijk, indien het schermrooster wordt gevoed vanaf de tweede of de eerste electrolytische condensator.

Schermroostereindbuis			
	vanaf	$W_o$ (W)	$W_o$ (W)
UY 41	2e elco	1,28	0,86
UY 41	1e elco	1,53	1,25
UY 42	2e elco	1,53	0,93
UY 42	1e elco	1,88	1,53

$V_{net} = 110 \text{ V } \sim = V_{net} 110 \text{ V } =$

We zien uit deze getallen dat, dank zij de genoemde maatregel, het uitgangsvermogen belangrijk stijgt.

### E. OVERBELASTINGSVERSCHIJSSELEN

In dit gedeelte zullen we ons bezighouden met de consequenties van enige fouten, die vaak door de gebruikers van de buizen worden gemaakt.

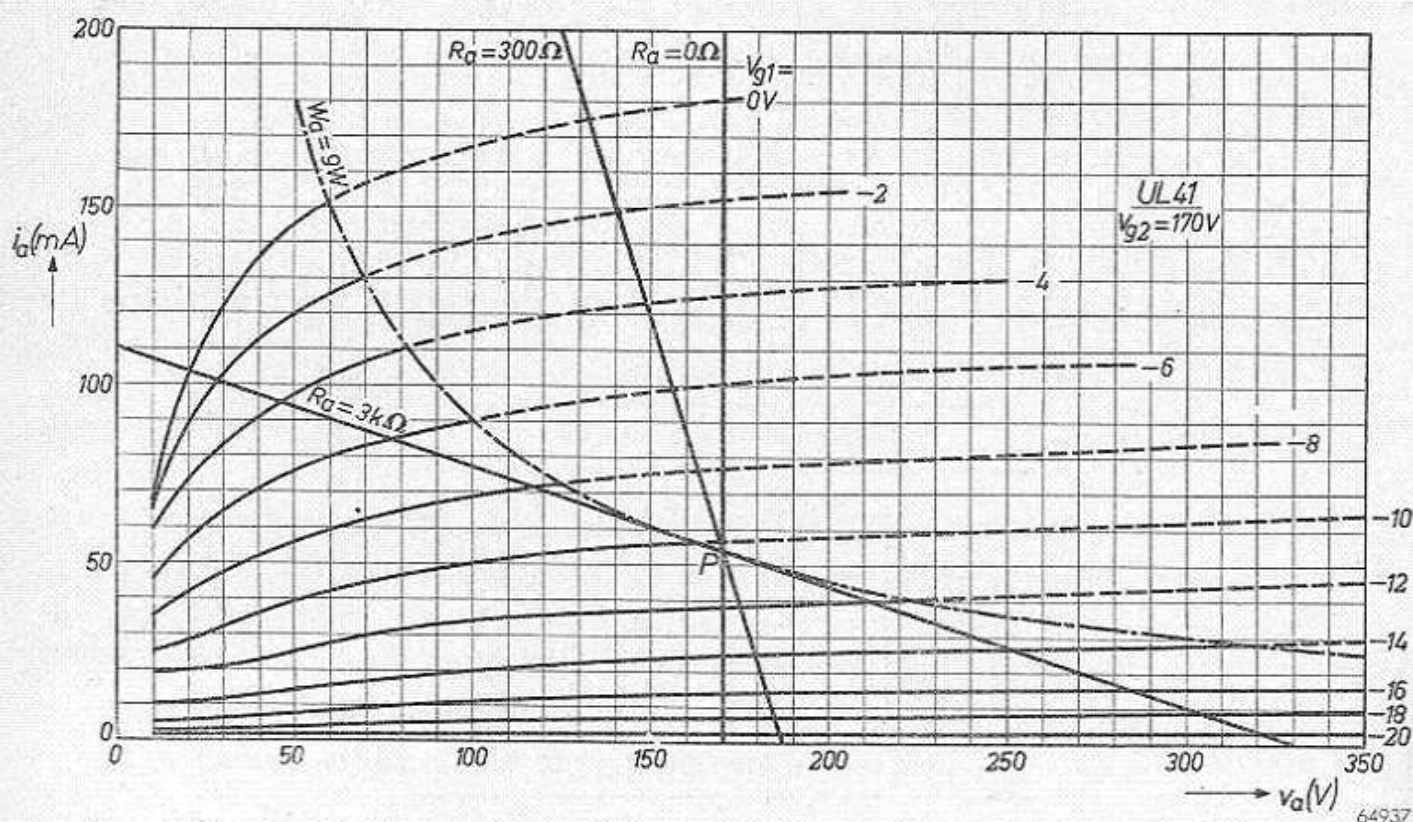


Fig. 253.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van UL 41 met belastingslijnen voor  $R_a = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_a = 0,3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_a = 0 \Omega$ ;  $V_{g2} = 170 \text{ V}$ .

Het komt nog al eens voor dat in een radio-ontvanger, versterker of radiocentrale de primaire of de secundaire wikkeling van de luidsprekertransformator wordt kortgesloten, of dat de luidsprekerkring open wordt gelaten (verbreking van de secundaire van de luidsprekertransformator).

Het is duidelijk dat onder zulke omstandigheden de belastingslijn van de buis verandert, en dat dit een belangrijke invloed kan hebben op de dissipaties van de buis.

In fig. 253 is het  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de UL 41 afgebeeld met de belastingslijn voor  $R_a = 3 \text{ k}\Omega$ .

Zoals men ziet, varieert in dit geval de anodestroom van 0 mA tot

104 mA bij uitsturing van de roosterspanning tussen  $-14$  en  $0$  V, terwijl de gemiddelde anodestroom 55 mA bedraagt.

Sluiten we echter de primaire van de luidsprekertransformator kort, dan zien we uit de belastingskarakteristiek, dat nu de stroom verandert tussen  $0$  en  $180$  mA, terwijl de waarde in het werkpunt 55 mA bedraagt. De stroom heeft dus een asymmetrisch gedrag, en de gemiddelde gelijkstroom neemt toe, met als gevolg een toeneming van de anodedissipatie; bovendien neemt dan  $R_a$  niets meer op.

Een soortgelijk gedrag neemt men ook waar als de secundaire van de luidsprekertransformator wordt kortgesloten. Als belastingslijn krijgt men de lijn die de gelijkstroomweerstand van de primaire wikkeling voorstelt, welke bijv. ca.  $300 \Omega$  bedraagt.

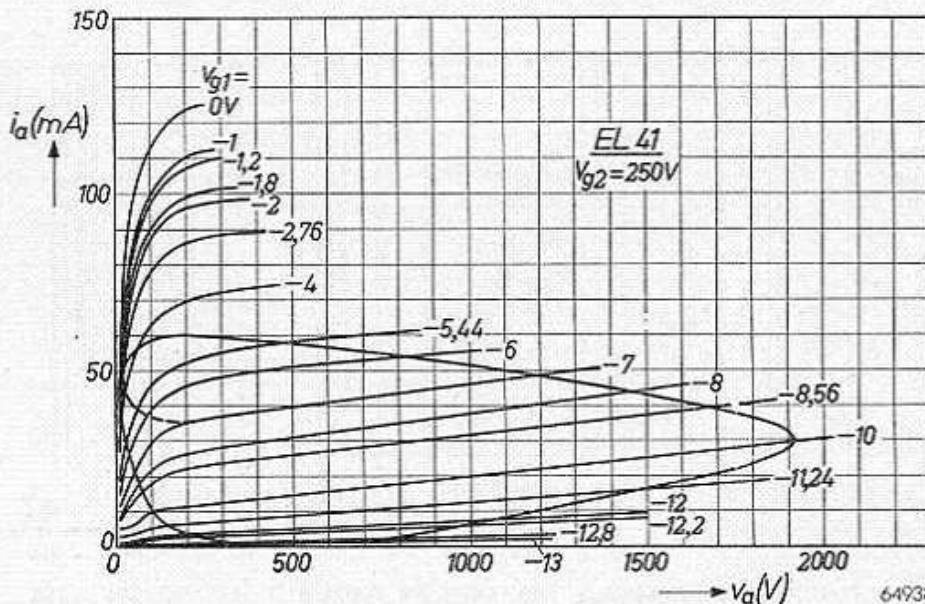


Fig. 254.  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van EL 41 met belastingslijn voor  $Z_a = 5$  henry en een roosterwisselspanning van 5000 Hz, uitgestuurd tot roosterstroom;  $V_{g2} = 250$  V.

Op de gemiddelde schermroosterstroom heeft deze handeling weinig invloed, omdat de schermroosterstroom weinig wordt beïnvloed, daar deze bij hogere anodespanningen vrijwel constant is.

Gaan we nu eens na wat er gebeurt als we de luidsprekerverbinding verbreken.

We krijgen dan, dat in de anodeketen een zelfinductie met enige gelijkstroomweerstand in serie is geschakeld. Bij lage frequenties heeft men dan een betrekkelijk kleine impedantie, terwijl deze voor de hoge frequenties zeer groot kan zijn. In het eerste geval wordt de belastingslijn een rechtopstaande ellips (zie VII C, fig. 233).

De toestand is dan zó, dat de gemiddelde anodestroom en scherm-

roosterstroom vrijwel de waarde hebben van de statische instelling.

Bij de hogere frequenties hebben we zulk een belastingslijn geconstrueerd bij uitsturing van de EL 41 tot roosterstroom met een wisselspanning van 5000 Hz, terwijl de anodebelasting 5 henry bedraagt.

De constructie is uitgevoerd op de in VII C § 2 uitvoerig beschreven wijze, en is afgebeeld in fig. 254. Men krijgt hier een langgerekte ellips te zien; de anode-piekspanning wordt wel zeer groot; in het hier beschouwde voorbeeld ca. 1900 V.

Bovendien wordt de gemiddelde schermroosterstroom groot, omdat men zeer sterk stuurt in het gebied van de overname van de penthodekarakteristiek, d.w.z. in het gebied van de lage anodespanningen (zie fig. 254), waar de schermroosterstroom sterk toeneemt.

In fig. 255 zijn de gemiddelde anode- en schermroosterstroom bij

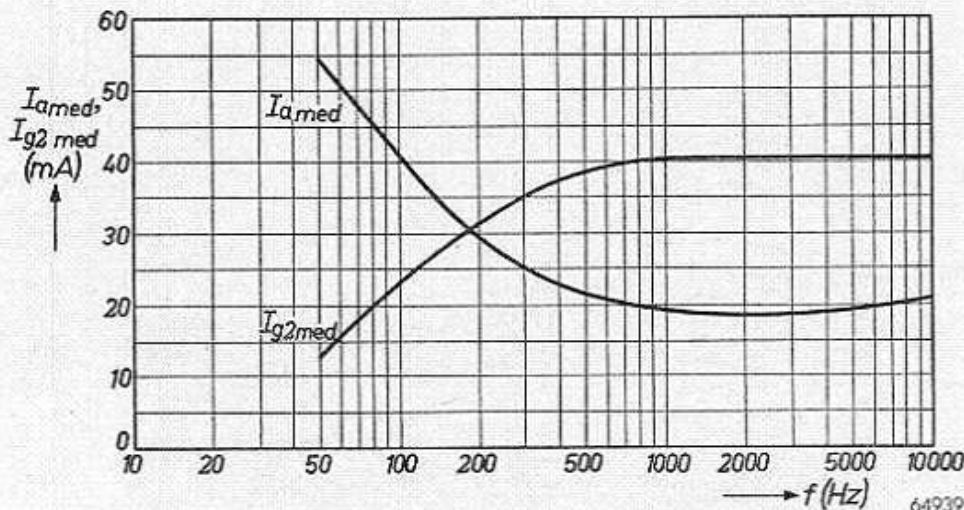


Fig. 255.  $I_{a\text{ med}}$  en  $I_{g2\text{ med}}$  als functie van de frequentie van de roosterwisselspanning bij uitsturing van UL 41 tot roosterstroom, terwijl de anode-impedantie bestaat uit een zelf-inductie van 5 henry met  $300 \Omega$  in serie geschakeld.

$$V_{g2} = 170 \text{ V}; \quad V_{g1\text{ med}} = -10,4 \text{ V}.$$

uitsturing van de buis UL 41 tot roosterstroom voorgesteld als functie van de frequentie bij open secundaire van de luidsprekertransformator.

Zoals men ziet, neemt de gemiddelde anodestroom van de buis sterk af, terwijl de schermroosterstroom zo belangrijk toeneemt, dat de toelaatbare dissipatie van 2,5 W ca.  $3 \times$  wordt overschreden.

Indien de negatieve voorspanning van de buis wordt verkregen met behulp van een kathodeweerstand, neemt men een soortgelijk gedrag waar; men krijgt nu vrijwel een klasse B-instelling van de buis, omdat door de stroomtoeneming de negatieve voorspanning eveneens stijgt; ook in dit geval neemt de anodestroom belangrijk toe.

Bij klasse B-eindtrappen zal het gedrag analoog zijn.

Ter illustratie geven we hier de volgende voorbeelden:

UL 41 ( $V_b = V_{g2} = 170$ V $V_{g1med} = -10,4$ V)	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)	Luidspreker	$I_{amed}$ (mA)	$I_{g2med}$ (mA)
zonder wisselspanning:	53	10	aangesloten	53	10
met wisselspanning:	41	24	"	43	22
"	58	13,2	primaire kortgesl.	56	10
"	58	13,2	secundaire "	55	13
$V_{g1med} = -10,4$ V uitsturing tot roosterstroom				$R_k = 150 \Omega$	

Voor de EL 34 werd op analoge wijze gevonden voor een klasse B-instelling:

$$V_b = 460 \text{ V} \quad R_{g2} = 820 \Omega \quad R_a = 4,4 \text{ k}\Omega \quad V_{g1med} = -30 \text{ V.}$$

$I_{amed}$ (mA) voor 2 buizen	$I_{g2med}$ (mA) voor 2 buizen		Luidspreker
20	2,5	zonder roosterwisselspanning.	aangesloten
190	50	met "	"
350	38	" "	primair kortgesl.
250	38	" "	secundair "

Zoals is te zien, neemt bij de EL34 de anodestroom wel zeer sterk toe en wordt de maximale anodedissipatie van 25 W per buis belangrijk overschreden.

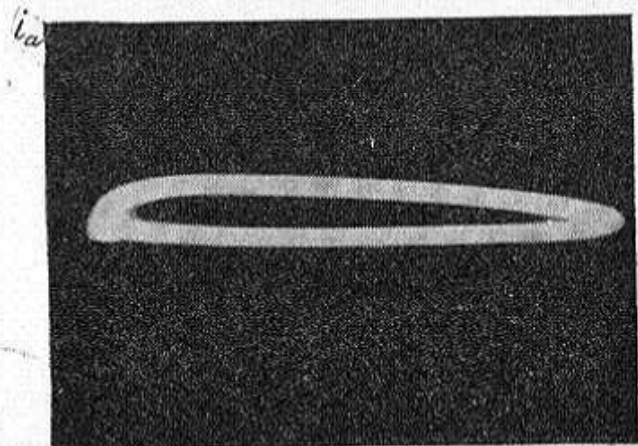
Het is dan ook aan te bevelen een luidspreker niet zonder meer kort te sluiten.

Fig. 256 geeft een oscillogram van de belastingslijn voor deze omstandigheden weer, waarbij de anodespanning stijgt tot ca. 1600 V (bij ca. 5000 Hz).

Verbreking van de primaire van de luidsprekertransformator heeft

Fig. 256. Oscillogram van belastingslijn in  $i_a/v_a$ -karakteristiekenveld van de UL 41 bij uitsturing tot roosterstroom. De anodebelasting bestaat uit een zelfinductie van 5 henry met  $300 \Omega$  in serie geschakeld; de frequentie van de roosterwisselspanning is ca. 5000 Hz. De anodepiekspanning bedraagt ca. 1600 V.

$$V_{g2} = 170 \text{ V} ; V_{g1med} = -10,7 \text{ V.}$$



catastrofale gevolgen voor de buis, daar dan de totale anodestroom van de buis naar het schermrooster vloeit en dit dus zeer sterk wordt overbelast.

Het is duidelijk dat men dergelijke extreme toestanden moet vermijden; daarom schakele men in de gevallen waarin een luidspreker wordt verbroken, een vervangingsimpedantie in, ter vermindering van overbelasting van de buis.

Als algemeen recept kan men voor Philips eindbuizen zeggen, dat men zonder gevaar voor overbelasting van de anode of het schermrooster, de belastingsweerstand mag variëren tussen  $\frac{1}{3}$  en  $3 \times$  de waarde van de in de publicaties vermelde waarde van de gunstigste aanpasweerstand bij langdurige uitsturing.

## LITERATUUROVERZICHT BETREFFENDE HOOFDSTUK VII

1. A n o n, A change in maximum ratings of receiver tubes. *Electronics* 12 (1939), nr. 12, p. 48, 50-57.
2. A r d e n n e, M. v., Zur Theorie der Endverstärkung. *Jb. Drahtl. Telegr.* 30, 1927, Heft 4, S. 116.
3. B a l l a n t i n e e n C o b b, Power output characteristics of the penthode. *P.I.R.E.* 18, 461, 1930.
4. B ä r i s c h, J., Triode oder Pentode? *Funktechn. Mh.* 1940, Heft 11, S. 165-167.
5. B a r k h a u s e n, H., Lehrbuch der Elektronenröhren. S. Hirzel, Leipzig.
6. B a r t e l s, H., Über Höchstleistungen und Verzerrungen bei Endverstärkern. *E.N.T.* 6, 1929, 9.
7. B a r t e l s, H., Über die Maximalleistungen von Schutznetzleistungsröhren. *E.N.T.* 6, 1929, 182.
8. B a r t e l s, H., Die Leistungen und Verzerrungen von Endverstärkern. *Telefunken Ztg.* 16, 70, 1935, 5.
9. B a r t e l s, H., *E.N.T.*, Heft 9, 1934.
10. B a r t o n, L. E., High audio power from relatively small tubes. *Pub. Inst. Rad. Eng.* 19, 1931, 1131.
11. B a r t o n, L. E., Application of the class B audio amplifier to A. C. operated rec. *Pub. Inst. Rad. Eng.* 20, 1932, 1085.
12. B a r t o n, L. E., Recent developments of the class B audio and radio frequency amplifiers. *Pub. Inst. Rad. Eng.* 24, 1936, 985.
13. B o e r, J. de, Klankverstrooiers in luidsprekers, *Philips Techn. Tijdschrift* 4 (1939), blz. 144-148.
14. B o e r, J. de. Het rendement van luidsprekers. *P.T.T.* 3 (1939), blz. 313-319.
15. B r a i n, B. C. *Experimental Wireless and Wireless Eng. M* 1929.
16. B r a u n m ü h l, H. J. v. *Z. f. techn. Physik*, nr. 12, 1934.
17. B r i a n, W. S. Experimental Audio Output Tetrode. *Electronics* 20 (Aug. 1947), nr. 8, p. 121-123.
18. B r o w n, W. J. *Proc. Phys. Soc. London*, vol. 36, page 3, page 28, April 1924.
19. C a l l e n d a r, M. V. A theory of available output and optimum operating conditions for triode valves. *P.I.R.E.* 21, 1933, 109.
20. C o c k i n g, W. T. Push-Pull Balance. *Wirel. World* LIII (Nov. 1947), nr. 11, p. 408-411.
21. C o l e b r o o k, F. M. and H. A. T h o m a s. A critical review of literature on amplifiers for radio reception. Department of scientific and industrial research. *Radio Research Rep.*, nr. 9, London 1930.
22. C o r n e l i u s, P. Die Penthode im Endverstärker. *Elektrotechn. Z.* 53, 1932, 819.
23. D i e m e r G. J o n k e r, J. L. H., Eindhoven, Philips Res. Labs. Low distortion power valves. *Wirel. Engr.* 26 (Dec. 1949), nr. 315, p. 385-390.
24. F a y, C. E. The operation of vacuum tubes as class B and class C amplifiers. *P.I.R.E.*, vol. 20, p. 548, Maart 1932.
25. F a r r a r, Clyde L. Measurement of class B amplifier distortion.
26. F e l d t k e l l e r, R., B a r t e l s, H. Über das Verhalten von Übertragern zwischen Ohmschen Widerständen. *E.N.T.* 5, 1928, H6 S. 247.
27. F e l d t k e l l e r, R., J a c o b i, W., *Jahrb. der Fernsprechtechnik.* 8, 1933.
28. F e l d t k e l l e r, R. Nichtlineare Verzerrungen in unsymmetrischen Gegentaktverstärkern. *Telegr. Fernspr. und Funktechn.* 26, 1937, 220.
29. F o r s t m a n n, A., Über unverzerrte Leistungsabgabe durch Elektronenröhren. *Jb. Drahtl. Telegr. und Teleph.* 31, 1928, 45.
30. F o r s t m a n n, A., Über optimale und maximale Leistung bei Endröhren. *Jb. Drahtl. Telegr. und Teleph.* 35, 1930, 109.
31. F o r s t m a n n, A. *Z. Hochfrequenztechnik.* Dec 1928, Febr. 1929, Maart 1930.
32. F o r s t m a n n, A. Über die Wirkungs- und Betriebsweise der Gegentakt-schaltung in Niederfrequenzverstärker. *Zs. Hochfrequenztechn. und Elektroakustik* 38, 1931, 66.
33. G r a f f u n d e r, W., W. K l e e n, H. R o t h e. Neue kommerzielle Verstärker-röhre. *Telef. Ztg.*, Heft 18, nr. 75, 1937, 42.

34. Graffunder, W., W. Kleen, W. Wehnert. Leistungs- und Verzerrungsmessungen an Rundfunkempfangsröhren. Telefunken Röhre 1, Heft 4, 1934/35, S. 142.
35. Gürtler, R. Der Anodenstrom beim B Verstärker mit Berücksichtigung der unteren Kennlinienkrümmung. Telef. Ztg. 19, 1938, H78, S. 15.
36. Hanna, Cr., L. Sutherlis. C. B. Upp. Development of a new power amplifier tube. Proc. Inst. Rad. Eng. 16, 1928, 462.
37. Heins v. d. Ven, A. J. Vervorming en afgegeven vermogen bij eindlampen, Radio Nieuws 16, (1933), blz. 83-93.
38. Heins v. d. Ven, A. J. Het onderzoek van eindversterkerbuizen met behulp van de kathodestraalbuis, Ph.T.T. 5 (1940), blz. 65-73.
39. Heins v. d. Ven, A. J. Afgegeven vermogen en vervorming van eindversterkerbuizen bij verschillende belasting, Ph.T.T. 5, (1940), blz. 193-199.
40. Heins v. d. Ven, A. J. Output stage distortion; some measurements on different types of output valves, Wireless Engineer 16 (1939), blz. 383-390 en 444-452.
41. Heins v. d. Ven, A. J. Nutzleistung und Verzerrung der Endröhren bei verschiedener Belastung. Philips techn. Rdsch., Bd. 5 (1940), S. 189-196.
42. Hughes, E. Optimum Valve Load. Unified Treatment for different Operating Conditions. Wireless World, LI (1945), nr. 8, p. 246/247.
43. Jonker, J. L. H. Penthode and tetrode output valves. Wireless Eng. 16, 1939, 274—286, 344—349.
44. Jonker, J. L. H. en Overbeek, v. A. J. M. The application of secondary emission in amplifying valves, Wireless Eng. 15, (1938), blz. 150—156.
45. Jonker, J. L. H. Verschijnselen in versterkerlampen, veroorzaakt door secundaire emissie. Ph.T.T. 3, (1938), blz. 215—220.
46. Jonker, J. L. H. Eindhoven, Philips. Secundaire emissie in eindbuizen. Ph.T.T. 10 Nov. 1948, nr. 11, p. 346-351.
47. Kammerloher, J. Grafische Bestimmung der maximalen Leistungsabgabe von Ein- und Mehrgitterröhren bei gegebener Anodebatteriespannung und bei Vollaussteuerung der im Negativen liegenden Arbeitskennlinie. E.N.T. 8, 1931, Hg 371.
48. Kanberg, H. (Heinrich-Herz-Inst. Berlin, Charlottenburg). Anodenstrom, Klirrfaktor und Stromaussteuerung einer Elektronenröhre mit nicht linearer Kennlinie im A-, B- und C betrieb. Funk und Ton (Mrt. 1948), nr. 3, p. 140-149.
49. Kuffeldt, A. Der Zweiton-Zweibrückenmethode Telef. Röhre, 1943, 29, S. 91.
50. Kellogg, G. W. Design of non-disturbing power amplifiers. J. Amer. Inst. electr. Eng. 1925, 490.
51. Kettel, E. Nichtlineare Verzerrungen in Verstärkerrohren und Niederfrequenztransformatoren. Telef. Röhre 6. Heft 18, 1940, 1.
52. Kilgour, C. E. Class B amplifiers. Electronics 4, 1932, 82, March 1933.
53. Kleen, W. Kennlinienfelder. Leistung und Verzerrung von Verstärkerrohren. Telef. Röhre 1, H2, 30/31, 58.
54. Kleen, W. Endröhreprobleme. Telefunkenröhre Beilage (1936), S. 6-35.
55. Klipsch, P. W. Low distortion crossover network. Electronics 21 (Nov.' 48), nr. 11, p. 98-99.
56. Lussanet de la Sablonière, C. J. de. The design of class B amplifiers. Wireless Eng. 12 (1935), blz. 133-141.
57. Mourontseff, J. E. und H. N. Kozannowski. Comparative analysis of water-cooled tubes as class B amplifiers. Proc. Inst. Rad. Eng. 23, 1935, 1224.
58. McLachlan, N. W. Wireless World, Juni 13, 1928; Jan. 30, 1929; Mei 15, 1929.
59. Nelson, J. R. Class B amplifiers considered from the conventional class A standpoint. Proc. Inst. Rad. Eng. 21, 1933, 855.
60. Nelson, J. R. Proc. I.R.E., 20 Nov. 1932, p. 1763.
61. Nestle, W. E.T.Z. Heft 25, 1934.
62. Philips Technisch Monatsheft 39/40, 1936. Die Verringerung der Verzerrung durch niederfrequente Rückkopplung.
63. Philips Monatsheft 26, 27, 1935. Theoretische und praktische Betrachtungen über Klasse B und AB Verstärkung.



64. Pickering, N. Space-charge tetrode amplifiers. *Electronics* 21, 1948, nr. 3, p. 96.
65. Pitsch, H. Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers. *F.T.M.*, 1937, H5, 143.
66. Pohl, R. W. en F. Stöckmann. The role of secondary electrons in photoelectric conduction. *Ann. Physik* 1 (1947), p. 275-84; *Chem. Zentr.* (1947) II, p. 1079-80. (Ref. in *Chem. Abstracts* 43) (25.8.49) nr. 16, p. 6074-5.
67. Preisman, A. Graphics of non-linear circuits. *R.C.A. Review* 2, 1937, pag. 124 and 240.
68. Rott, H. P. Über Maximalleistungen von Verstärkerröhren. *E.N.T.* 3, 1926, 21.
69. Rothe, H. Zur Theorie des Senderverstärkers. *Telefunken Röhre* 4, Heft 14, 1938, 190.
70. Rothe, H. en W. Kleen, Elektronenröhre als End- und Sendeverstärker. 141 blz., 118 fig., 3e deel v. d. serie: Bücherei der Hochfrequenztechnik, uitgegeven door Prof. Dr. J. Zenneck, Akademische Verlagsgesellschaft Becker und Erler, Leipzig 1940.
71. Schade, O. H. Beam power tubes. *Proc. Inst. Rad. Eng.* 26, 1935, 136.
72. Schierl, U. H. Die Arbeitsweise gegengekoppelter Verstärker. *Telef. Ztg.* 18, nr. 77, 1937, 7.
73. Schramm, E. Über Maximalleistungen von Verstärkerröhren. *Jb. Draht Telegr. Teleph.* 32, 1928, 195.
74. Smits, G. E. Harmonic analysis of electrical waves. *P.I.R.E.* 18, 178, Jan. 1930.
75. Söchting, F. Maximalleistungen von Verstärkerröhren bei kompletter Belastung. *Electrotechn. und Maschinenbau* 51, 1933, 17.
76. Steimel, K. Der Niederfrequenzleistungsverstärker bei Sprache und Musikgemässer Beaufschlagung. *Telef. Röhre* (1943) II, 27/28, S. 7.
77. Stromeyer, Triple-twin tubes. *Rad. Eng.*, Febr. 1932; *Proc. I.R.E.*, Juli 1932.
78. Strutt, M. J. O. Verstärker und Empfänger. 384 blz.
79. Tellegen, D. H. Eindversterkerproblemen. *Tijdschr. v.h. Ned. Radio-Genootsch.* 3 (1928), blz. 141-160.
80. Tellegen, D. H. De Philips penthode B 443, een nieuwe eindlamp voor radio-ontvangtoestellen. *Electrotechniek* 6 (1928), blz. 196-198.
81. Tellegen, D. H. Endverstärkerprobleme. *Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph.* 31 (1928), blz. 183-190.
82. Tellegen, D. H. Die Endröhre. *Funkmagasin* 2 (1929), blz. 689-692.
83. Tellegen, D. H. Endverstärkerprobleme. *Hochfrequenztechn.* Bd. 31 (1928), S. 183-190.
84. Tillmann, Th. Gegentakt-Endstufen in Rundfunk und Kraftverstärkern. *Telef. Heft* 13 (1938), S. 73-89.
85. Urtel, R. Maximale Leistung, Wirkungsgrad und optimaler Aussenwiderstand von Endröhren. *Telefunken Ztg.* 13, nr. 62, 1932, 28.
86. Vosz, F. Fortschritte im Verstärkerbau: B Verstärkung. *E.T.Z.* 55, 1934, 27, 661.
87. Wallis, C. M. (Columbia University of Missouri). Space current division in the power tetrode. *Proc. I.R.E.* 35, (1947) nr. 4, p. 369-377.
88. Warner and Loughran. *Proc. I.R.E.*, vol. 14, nr. 6, p. 735.
89. Werneremann, H. Wege zur Verzerrungsverminderung bei Leistungsverstärkern für Mehrfach-Nachrichtensysteme. *Telef. Ztg.* 18, 1937, H. 77, 50.

## HOOFDSTUK VIII

## VOEDING

**Inleiding**

Voor het voeden van de buizen in ontvangtoestellen en versterkers zijn de volgende spanningen nodig:

- a. Gloeispanning.
- b. Positieve gelijkspanning t.o.v. de kathoden van de ontvang-, resp. versterkbuizen (anodespanningen en spanningen voor andere stroomvoerende electroden, bijv. schermroosters).
- c. Negatieve gelijkspanning t.o.v. de kathoden van de ontvang-, resp. versterkbuizen (negatieve roosterspanningen).

In batterij- en autoradiotoestellen wordt de gloeispanning geleverd door een batterij of accu. In wisselstroomtoestellen en versterkers worden de gloeidraden op een wikkeling van de nettransformator aangesloten, en in gelijkstroom-wisselstroomtoestellen wordt de gloeistroom gewoonlijk via een weerstand of weerstandsbuis direct uit het net toegevoerd.

In B.G.W.-toestellen (die zowel op het net als op batterijen kunnen worden aangesloten), wordt bij gebruik op het lichtnet de gloeistroom geleverd door de anodespanningsgelijkrichter. Ook in versterkers is dit soms het geval, voor wat de eerste buis, d.w.z. de buis aan de ingang van de versterker, betreft. Deze buis wordt dan door de anodespanningsgelijkrichter met gelijkstroom verhit, om het bromniveau van de versterker te verbeteren.

Behalve in batterijtoestellen, worden de onder *b* en *c* genoemde spanningen steeds geleverd door een gelijkrichter, de z.g. anodespanningsgelijkrichter. Deze levert een gelijkspanning die met behulp van een filter gewoonlijk voldoende afgevlakt is voor het voeden van de anode van de eindbuis.

Voor het voeden van andere electroden, bijv. het schermrooster van de eindbuis of de anoden en schermroosters van de buizen die aan de eindbuis voorafgaan, is soms nog een verdere afvlakking noodzakelijk. Aangezien de stromen naar deze electroden echter betrekkelijk klein zijn, kunnen hiervoor zeer eenvoudige filters, bestaande uit een weerstand en een vrij kleine condensator, worden gebruikt. Deze filters dienen dan

gelijktijdig voor ontkoppeling, d.w.z. ter voorkoming van een eventuele terugwerking tussen de verschillende kringen, bijv. de anode- en de schermroosterkring, via de gemeenschappelijke toevoerleiding van de anodestroom.

Indien het lichtnet gelijkstroom levert, is een gelijkrichter uiteraard niet nodig. Desondanks worden vrijwel alle gelijkstroomtoestellen met een gelijkrichter uitgerust. Dit heeft het voordeel, dat de gelijkrichtbuis de electrolytische condensatoren van het afvlakfilter beschermt, indien bij het aansluiten op het gelijkstroomnet de positieve en de negatieve pool zouden worden verwisseld. Bovendien wordt het toestel hierdoor universeel bruikbaar voor gelijkstroom- en wisselstroomnetten. Daar geen nettransformator wordt gebruikt en men hierdoor een aanzienlijke ruimte bespaart, leent de gelijkstroom-wisselstroomschakeling zich bij uitstek voor een compacte montage. Kleine en eenvoudige apparaten worden derhalve tegenwoordig vrijwel uitsluitend uitgevoerd als gelijkstroom-wisselstroomtoestellen.

Voor de voeding van autoradio-ontvangtoestellen wordt gewoonlijk de accu gebruikt, welke een spanning van 6 of 13 V heeft. In dit geval wordt de anodespanning verkregen met behulp van een triller die de accuspanning regelmatig onderbreekt. De spanning wordt dan opgetransformeerd en vervolgens weer gelijkgericht. Bijzondere aandacht moet bij autoradio-apparaten worden gewijd aan het voorkomen van stoorspanningen, die worden veroorzaakt door de motor of de trilleromvormer. Hoewel dit probleem wel enigszins verband houdt met de voeding, zal het, evenals de middelen die bij normale ontvangers moeten worden aangewend om te voorkomen dat storingen via het voedingsapparaat op de ontvanger worden overgebracht, niet in dit hoofdstuk, doch in Boek 3, hoofdstuk XIII („Storende nevenverschijnselen”) worden behandeld.

Een t.o.v. de kathoden van de ontvangbuizen negatieve spanning wordt meestal verkregen door in de kathodeleidingen van de ontvangbuizen een weerstand op te nemen, en de elektroden die een negatieve voorspanning vereisen, direct met de algemene minleiding van de anodespanningsgelijkrichter te verbinden (automatische negatieve voorspanning). Het is ook mogelijk, in de gemeenschappelijke minleiding een weerstand op te nemen en de spanningsval over deze weerstand als negatieve voorspanning te benutten (vaste negatieve voorspanning). De weerstand in de gemeenschappelijke minleiding is overbodig als men de smoorspoel van het afvlakfilter aan de negatieve zijde plaatst en hiervan de negatieve voorspanningen aftakt. Om een spanning

te verkrijgen die onafhankelijk is van de belasting, wordt in versterkers voor de negatieve roosterspanningen ook wel een afzonderlijke gelijkrichter gebruikt. Ook in vele andere gevallen is het gewenst dat de voedingsspanningen constant zijn en niet veranderen als gevolg van schommelingen van de netspanning of fluctuaties van de belasting. Veranderingen door schommelingen van de netspanning zullen bijv. een over- of onderbelasting van de gloeidraden of frequentieverschuiving bij mengbuizen kunnen veroorzaken. Veranderingen door fluctuaties van de belasting spelen vooral een rol in versterkers met een klasse AB- of klasse B-eindtrap. In dit geval varieert de belasting zeer sterk. Om te voorkomen dat bij het uitsturen van de eindtrap de anodespanning, en hiermede ook het nuttig vermogen, sterk daalt, moet een anodespanningsgelijkrichter met een vlakke belastingskarakteristiek worden gebruikt; bovendien worden veelal maatregelen getroffen om ook de schermroosterspanning te stabiliseren.

## A. GLOEISTROOMVOEDING

### § 1. Parallelschakeling van de gloeidraden

In batterijtoestellen, autoradio-ontvangers, wisselstroomontvangtoestellen en versterkers, worden de gloeidraden van de buizen gewoonlijk parallel geschakeld.

Met uitzondering van de gloeidraad van de gelijkrichtbuis, worden in wisselstroomapparaten de gloeidraden aangesloten op een gemeenschappelijke gloeistroomwikkeling. Daar de kathoden ongeveer dezelfde potentiaal hebben als het chassis, dat geaard is, wordt de gloeistroomwikkeling gewoonlijk ook geaard. Worden uitsluitend indirect verhitte buizen gebruikt, dan is het gewoonlijk voldoende een der zijden van deze wikkeling te aarden; zijn echter een of meer buizen (bijv. de eindbuizen) direct verhit, dan moet steeds het midden worden geaard. Bij het berekenen van de nettransformator moet men natuurlijk rekening houden met het gloeistroomvermogen; zie hiervoor sub hoofdstuk C § 6.

### § 2. Serieschakeling van de gloeidraden

Om het stroomverbruik zoveel mogelijk te beperken, worden in gelijkstroom-wisselstroomapparaten en ook in apparaten die behalve op batterijen ook op het net kunnen worden aangesloten (B.G.W.-apparaten), de gloeidraden van de ontvangbuizen gewoonlijk in serie geschakeld. Hierbij treden enige moeilijkheden op, die wij nader zullen beschouwen.

#### a. *Over- en onderbelasting van de gloeidraden door netspanningsschommelingen*

Door de grote temperatuurafhankelijkheid van de weerstand van een gloeidraad, heeft een bepaalde verandering van de gloeispanning in het algemeen een veel geringere verandering van de stroom door de gloeidraad tengevolge. Wordt een gloeidraad aangesloten op de wikkeling van een transformator, waarvan de weerstand zo klein is dat we deze kunnen verwaarlozen, of wordt een aantal gloeidraden in serie direct op het net aangesloten, dan zal bij de normale bedrijfstemperaturen de stroomverandering ongeveer de helft zijn van de spanningsverandering. Een spanningsverandering van bijv. 10% zal dus slechts een stroomverandering van ca. 5% veroorzaken. Worden echter één of meer gloeidraden via een weerstand op de spanningsbron aangesloten, dan is dit niet meer het geval. De weerstandswaarde van de serieweerstand zal nl.

niet noemenswaard veranderen en derhalve geen compenserende invloed uitoefenen, zodat nu de stroomverandering groter zal zijn. Hoe groter de voorschakelweerstand is t.o.v. de weerstand van de gloeidraden, des te groter zal ook de stroomverandering zijn, en in het ongunstigste geval (weinig gloeidraden en grote serie-weerstand) zal deze de spanningsverandering naderen.

De kans op over- of onderbelasting van de gloeidraden is bij serieschakeling met een voorschakelweerstand dus veel groter dan bij parallelschakeling.

Daar zowel een over- als een onderbelasting een ongunstige invloed op de levensduur van de buizen heeft, is het gewenst speciale voorzorgsmaatregelen te treffen indien grote schommelingen van de netspanning zijn te verwachten. Dit is meestal op eenvoudige wijze mogelijk door gebruik te maken van een stroomregelbuis.

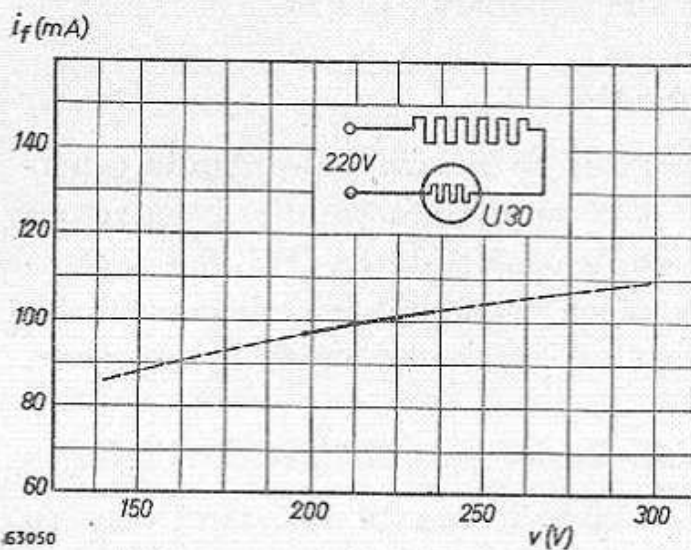


Fig. 258. Gloeistroom als functie van de netspanning bij serieschakeling van vijf Rimlock buizen met de stroomregelbuis U30.

mag de netspanning schommelen tussen 177 en 258 V zonder dat de radiobuizen hierbij ontoelaatbaar worden over-, resp. onderbelast (fig. 258).

#### b. Omschakeling bij verschillende netspanningen <sup>1)</sup>

De nieuwste radiobuizen voor serievoeding zijn zodanig geconstrueerd,

1) Het omschakelen van verschillende netspanningen door serie-parallelschakeling van twee stroomtakken wordt besproken in § 3.

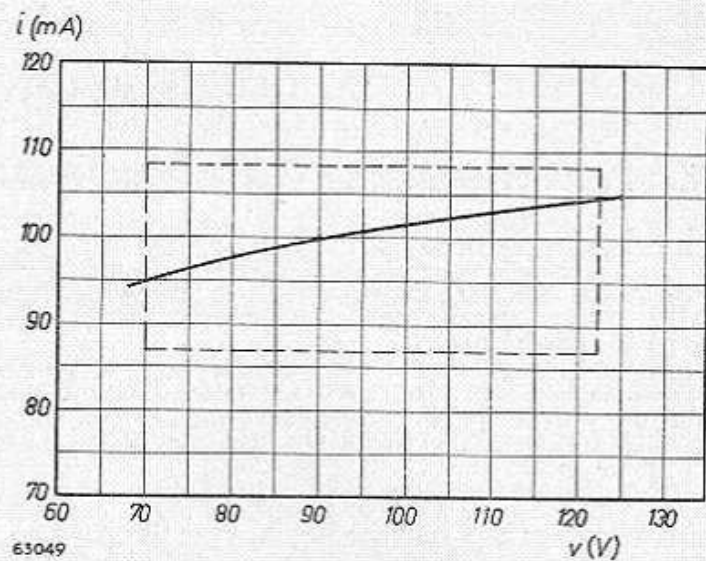


Fig. 257. Karakteristiek van de stroomregelbuis U30.

Deze buis heeft een regelgebied van 70—122,5 V. Indien de U30 in serie geschakeld wordt met een normale serie Rimlock buizen, bestaande uit de typen UCH 42 -UF41-UBC41-UL41 en UY41,

dat de gezamenlijke gloeispanning van een normale serie 115,2 V bedraagt en de buizen rechtstreeks zonder voorschakelweerstand kunnen worden aangesloten op alle netten met een lage spanning (110-127 V). Bij het omschakelen op hoge netspanningen moet dan een serieweerstand of stroomregulatorbuis in de gloeistroomketen worden opgenomen.

Met de stroomregelbuis U30 in serie met de bovengenoemde Rimlock buizen, is de gloeistroomketen dan ook geschikt voor alle netspanningen tussen 197 en 235 V, indien rekening wordt gehouden met een marge van  $\pm 10\%$  voor eventuele netspanningsschommelingen. Moet het toestel, behalve voor lage en hoge netspanningen, ook nog geschikt zijn voor tussenliggende spanningen, dan dient gebruik te worden gemaakt van een serieweerstand met aftakkingen.

Zoals reeds werd vermeld, kan een normale serie van de nieuwste buizen zonder voorschakelweerstand ook op een 127 V net worden aangesloten. Daar de gezamenlijke gloeispanning van een dergelijke serie nominaal 115,2 V is, zal dus, behalve een eventueel voorkomende overspanning van het net van maximum 10%, ook nog een constante overspanning van ongeveer 10% kunnen optreden. Hieruit zou kunnen worden afgeleid dat toestellen die geschakeld zijn voor 220 V, ook zonder bezwaar op een netspanning van  $220\text{ V} + 10\% = 240\text{ V}$  zijn te gebruiken. Dit is echter niet het geval, want door de ongunstige invloed van de serieweerstand op de verandering van de gloeistroom zijn de toelaatbare afwijkingen van de nominale netspanning nu belangrijk kleiner.

### c. Volgorde van de gloeidraden

Bij serieschakeling van direct verhitte buizen moet men er steeds rekening mede houden, dat de anodestroom van de laatste buis, dit is de buis aan de positieve zijde van de gloeistroomketen, via de gloeidraden van de andere buizen naar de —pool gaat (fig. 259). De anodestroom van de op één na laatste buis gaat door de gloeidraad van de voorafgaande buis. Ten slotte gaat door de gloeidraad van de buis aan het begin van de gloeistroomketen de som van de gloeistroom en de anodestromen van alle volgende buizen<sup>1)</sup>.

Om de overbelasting van de gloeidraden die aldus ontstaat, zoveel mogelijk te beperken, moet de buis met de grootste anodestroom, dus de eindbuis, aan de negatieve zijde van de gloeistroomketen worden geschakeld. Als tweede buis volgt dan gewoonlijk de mengbuis, dan de M.F. buis, terwijl ten slotte de gloeidraad van de L.F. buis zich meestal

1) Indien de buizen op een batterij zijn aangesloten, gaat de anodestroom gedeeltelijk via de batterij.

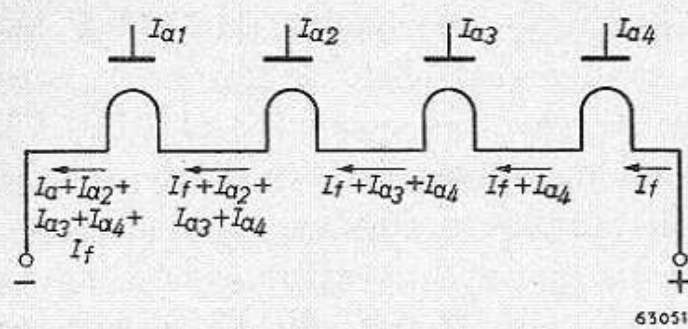


Fig. 259. Serieschakeling van direct verhitte buizen. Door de gloeidraad vloeit niet alleen de gloeistroom, doch ook de anodestroom van de volgende buizen.

aan de positieve zijde van de keten zal bevinden.

Onder bepaalde omstandigheden kan het echter gewenst zijn de spanning over de gloeidraden te gebruiken als negatieve roosterspanning of uitstelspanning voor de automatische geluidsterkteregeling. In dit geval wordt de volgorde van de gloeidraden hierdoor

bepaald, en overbelasting van de gloeidraden moet dan eventueel worden voorkomen door weerstanden parallel aan de gloeidraden te schakelen.

In principe kan, indien men parallelweerstand gebruikt, ook de eindbuis aan de positieve zijde van de gloeistroomketen worden geplaatst en de spanning over de gloeidraden van de andere buizen als negatieve roosterspanning voor deze buis worden gebruikt. Op het eerste gezicht is deze schakeling zeer aantrekkelijk, daar het in B.G.W.-toestellen niet altijd eenvoudig is de vrij hoge negatieve roosterspanning op een andere wijze te verkrijgen. Een bezwaar is echter, dat de anodestroom van de eindbuis, vooral bij het gebruik van een klasse B-eindtrap, vrij sterk fluctueert en deze fluctuaties zullen worden teruggevonden in de stroom door de gloeidraden van de andere buizen. Hierdoor kunnen ongewenste terugkoppelingen optreden. Bovendien zijn, bij voeding door een batterij en bij aansluiting op het lichtnet, de parallelweerstand verschillend, omdat bij batterijvoeding niet de gehele anodestroom door de gloeidraden vloeit; de omschakeling van batterijbedrijf op netvoeding wordt dan ook vrij gecompliceerd.

Bij serieschakeling van indirect verhitte buizen is de volgorde van de gloeidraden van belang in verband met brom. Gewoonlijk is het chassis met een pool van het net verbonden en via een condensator geaard. De gloeidraadketen begint bij deze pool; het andere einde is rechtstreeks of via een weerstand verbonden met de andere pool van het net.

De hoogste spanning aan de eerste gloeidraad t.o.v. het chassis is dus gelijk aan de gloeispanning van de buis. De spanning van de tweede gloeidraad is gelijk aan de gloeispanning van deze buis, vermeerderd met de gloeispanning van de eerste buis, enz.

Het zal duidelijk zijn, dat op deze wijze de gloeidraden aan het einde van de gloeistroomketen een vrij grote spanning t.o.v. het chassis en dus ook t.o.v. de kathoden voeren. Dit betekent niet alleen dat hoge



eisen aan de isolatie tussen gloeidraad en kathode worden gesteld, doch bovendien zullen bij wisselstroomvoeding via de capaciteiten van de gloeidraad t.o.v. de verschillende elektroden, wisselspanningen op deze elektroden worden overgebracht.

In het L.F. gedeelte zullen deze spanningen direct met de L.F. spanning worden vermengd en daardoor gemakkelijk de aanleiding kunnen zijn tot brom. Nemen wij bijv. aan dat de gemiddelde spanning tussen de gloeidraad en de kathode 100 V, en de totale impedantie in de roosterkring  $R = 1 \text{ M}\Omega$  bedraagt. Bij een capaciteit van het stuurrooster t.o.v. de gloeidraad ( $C_{gf}$ ) van 0,03 pF, is de wisselspanning op het rooster dan:

$$\frac{R}{R + 1/j\omega C_{gf}} \cdot 100 \text{ V} \approx 0,001 \text{ V}.$$

Een spanning van deze waarde zal in het algemeen reeds een merkbare brom veroorzaken.

In het H.F.- en M.F. gedeelte zullen bromstoringen alleen kunnen ontstaan door brommodulatie. De kans op brommodulatie is in de mengbuis gewoonlijk groter dan in de H.F.- en de M.F. buis (zie Boek I, hoofdstuk IV, § 6). Ten opzichte van de brom die door directe vermenging in de L.F. buis of in de detector kan ontstaan, is de brom die de mengbuis en de H.F.- en M.F. buizen zullen veroorzaken, zeer gering, althans indien buizen worden gebruikt die, wat brommodulatie betreft, aan redelijke eisen voldoen.

In verband met het bovenstaande ligt het voor de hand de gloeidraden van de detector- en de L.F. versterkbuis aan het begin van de keten, d.w.z. het dichtst bij het chassis, te schakelen.

Dan volgt de gloeidraad van de mengbuis, en daarna komen de gloeidraden van de H.F.- en M.F. versterkbuizen.

Hoewel ook in de eindbuis brom door directe vermenging kan ontstaan, wordt de gloeidraad hiervan gewoonlijk achter de gloeidraden van de H.F.- en M.F. buizen geschakeld, omdat in de eindbuis de rooster-wisselspanning nog slechts weinig versterkt wordt. Bovendien heeft de eindbuis gewoonlijk een vrij hoge gloeispanning, zodat alle buizen waarvan de gloeidraad achter die van de eindbuis is geschakeld, steeds een ongunstige plaats zouden innemen. Ten slotte volgt na de gloeidraad van de eindbuis nog de gloeidraad van de gelijkrichtbuis. Indien een afstembuis wordt gebruikt, schakelt men de gloeidraad hiervan doorgaans tussen de gloeidraden van de M.F. versterkbuis en de eindbuis.

In een schakeling met Rimlock buizen wordt de volgorde dus:

UAF42 - UCH42 - UF41 - UL41 - UY41.

Wordt in plaats van de UF41 de UAF42 als M.F. versterkbuis en detector gebruikt, dan wordt de volgorde:

UAF42 (M.F. versterker en detector) - UAF42 (L.F. versterker en detector voor A.V.R.) - UCH42 - UL41 - UY41.

Bij het gebruik van sleutelbuizen wordt de volgorde van een serie met drie buizen:

UCH21 (M.F.- en L.F. buis) - UBL21 - UCH21 (mengbuis) - UY1N, en bij een serie met vier buizen:

UF21 (L.F. versterker) - UBL21 - UF21 (M.F. versterker) - UCH21 - UY1N.

#### d. *Schaalverlichting bij serieschakeling van de gloeidraden*

Zoals wij reeds zagen, is de gezamenlijke gloeispanning van een normale serie Rimlock buizen voor gelijkstroom-wisselstroomtoestellen 115,2 V. Bij gebruik van een dergelijke serie op een net met lage spanning, blijft geen of vrijwel geen spanning over. Het is dan niet mogelijk het lampje of de lampjes <sup>1)</sup> voor de schaalverlichting in serie te schakelen met de gloeidraden van de radiobuizen, en het is noodzakelijk deze in een afzonderlijke keten op te nemen, parallel aan de gloeistroomketen. Gloeilampen voor hogere spanningen hebben echter vrij grote afmetingen. Dit is gewoonlijk een bezwaar. Bovendien zal het grotere stroomverbruik, en hiermede de grotere warmteontwikkeling in het toestel, in vele gevallen niet acceptabel zijn. Bij een hoge netspanning staat echter vrijwel steeds een ruim spanningsoverschot ter beschikking, en het ligt dan ook voor de hand het lampje in serie met de gloeidraden van de radiobuizen te schakelen, om op deze wijze het stroomverbruik van het toestel te beperken.

Door het grote verschil in de verwarmingstijd van de kathoden van de radiobuizen en die van de gloeidraad van het verlichtingslampje, bestaat er nu gevaar dat dit vroegtijdig doorbrandt. In bedrijfstoestand, dus in „warme” toestand, is de weerstand van de gloeidraden van radiobuizen ongeveer 7 à 10 maal zo groot als in „koude” toestand, en het duurt bij indirect verhitte buizen steeds enige tientallen seconden voordat de „warme” weerstand wordt bereikt. De gloeidraad van het verlichtingslampje is echter reeds warm na een fractie van een seconde, dus vrijwel direct na het inschakelen.

Nemen we weer aan dat de gloeistroomketen wordt gevormd door 5

1) Hoewel, vooral in grote apparaten, verscheidene lampjes voor de schaalverlichting worden gebruikt, houden wij ons in het vervolg, wanneer we over de schaalverlichting spreken, steeds aan het enkelvoud.

gloeidraden van radiobuizen met een gloeistroom van 100 mA, die in bedrijfstoestand 115,2 V opnemen, een gloeilampje van 6 V en een weerstand (fig. 260), dan zal bij een netspanning van 220 V de stroom

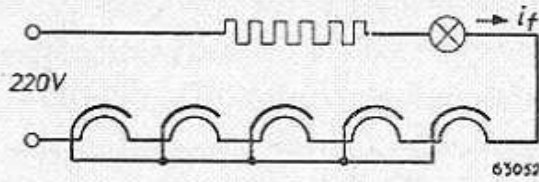


Fig. 260. Serieschakeling van vijf indirect verhitte radiobuizen met een gloeilampje en een weerstand op een netspanning van 220 V.

in deze keten onmiddellijk na het inschakelen ongeveer tweemaal zo groot zijn als normaal, en slechts langzaam, d.w.z. in het verloop van enige tientallen seconden, tot de normale bedrijfswaarde (100mA) dalen. Dit verloop is weergegeven in fig. 261.

die voor schaalverlichting worden gebruikt, niet tegen een dergelijke stroomstoot bestand zijn en reeds na een beperkt aantal malen in- en uitschakelen doorbranden, indien geen maatregelen worden getroffen om ze hiertegen te beschermen.

In het algemeen zullen de gloeilampjes

Het gebruik van een stroomregelbuis in plaats van een vaste weerstand, oefent reeds een gunstige invloed uit. Weliswaar is ook de weerstand van de regelbuis onmiddellijk na het inschakelen zeer gering, doch reeds na enkele seconden is deze warm en stabiliseert dan de stroom

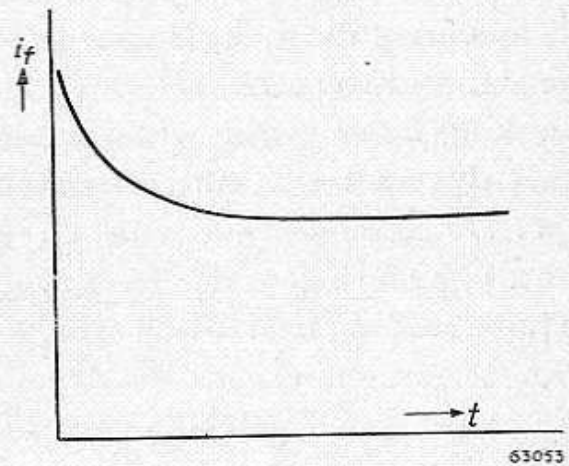


Fig. 261. Verloop van de stroom in de keten uit fig. 260, direct na het inschakelen.

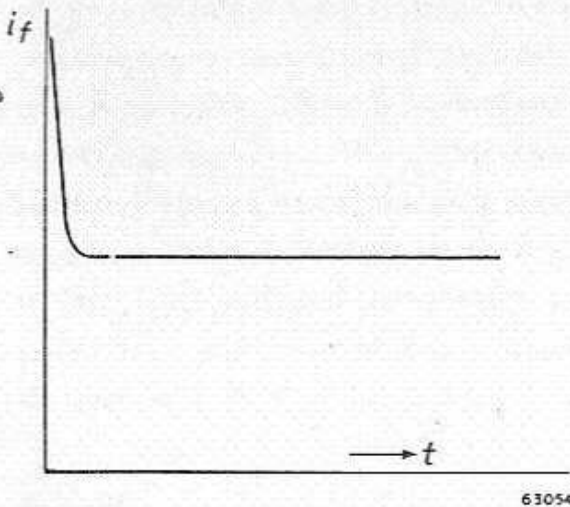


Fig. 262. Verloop van de stroom direct na het inschakelen, indien in de keten uit fig. 260 in plaats van de weerstand, een stroomregelbuis U30 wordt gebruikt.

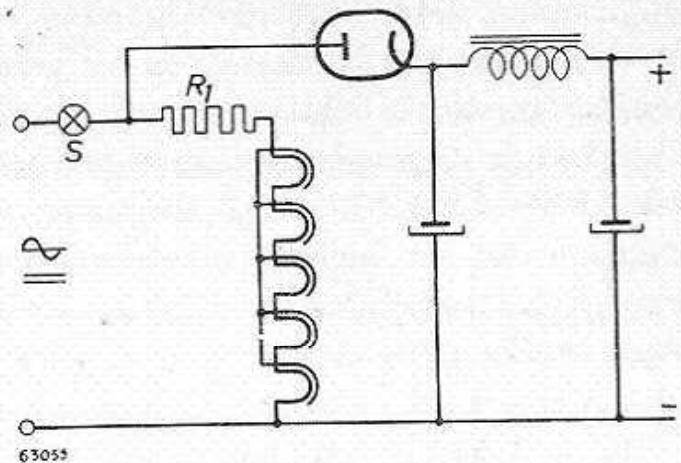


Fig. 263. Schakeling waarin de anode van de gelijkrichtbuis via het lampje voor de schaalverlichting is verbonden met een pool van het net. Door het gloeilampje vloeit nu de som van de gloeistroom van de radiobuizen en de anodestroom.

verder op 100 mA. De stroomstoot bij het inschakelen is dus groter, doch van veel kortere duur (fig. 262).

Een andere maatregel ter verbetering is in fig. 263 aangegeven. In deze schakeling is de anode van de gelijkrichtbuis niet direct verbonden met een pool van het net, doch via het lampje van de schaalverlichting. Tijdens het bedrijf vloeit dus niet alleen de gloeistroom, doch ook de anodestroom door het lampje; bij het inschakelen echter alleen de gloeistroom, omdat de gelijkrichtbuis nog niet warm is. De stroomstoot heeft dus wel de gedaante van de figuren 261 en 262, maar het lampje is nu berekend voor een grotere stroom, nl. de som van de gloeistroom en anodestroom, en het zal deze stroomstoot dus beter kunnen verdragen.

Bezwaren van deze schakeling zijn echter:

a. De anodespanning wordt verminderd met een bedrag, gelijk aan de spanning die nodig is voor de schaalverlichting. Vooral bij lage netspanningen is dit een nadeel en de reden, dat deze schakeling alleen in aanmerking komt indien een lampje met lage spanning wordt gebruikt en men dus met een matige schaalverlichting tevreden is.

b. De temperatuur van de gloeidraad van het verlichtingslampje wordt bepaald door de effectieve waarde van de stroomsterkte. Bij gelijkstroomvoeding bestaat de stroom door het gloeilampje uit de gloeistroom van de radiobuizen en de stroom naar de anode van de gelijkrichtbuis, die in dit geval gelijk is aan de anodestroom. Bij wisselstroomvoeding is de stroom naar de anode van de gelijkrichtbuis echter een pulserende gelijkstroom, waarvan de effectieve waarde circa tweemaal zo groot is als de anodestroom. De stroom door het lampje is bij wisselstroomvoeding dus verschillend van die bij gelijkstroomvoeding. Om overbelasting te voorkomen, zal men in het algemeen een lampje kiezen dat voor wisselstroomvoeding is berekend, en bij gelijkstroomvoeding zal men met een minder goede verlichting genoegen nemen.

c. Indien de anodestroom sterk fluctueert, zoals bijv. in toestellen met een klasse AB- of klasse B-eindtrap, zal ook de stroom door het verlichtingslampje, en hiermede ook het licht, variëren, hetgeen natuurlijk hinderlijk is. Kleinere fluctuaties van de anodestroom, zoals bijv. worden veroorzaakt door de werking van de A.V.R., zullen echter gewoonlijk niet zeer storend zijn.

Een afdoende bescherming van het lampje voor schaalverlichting kan worden verkregen met behulp van een relais. Dit kan bijv. een thermisch of een magnetisch relais zijn, dat bekrachtigd wordt door de anodestroom en dat het lampje kortsluit gedurende de tijd die nodig is voor het verwarmen van de radiobuizen.

De belangrijkste schakelingen zijn weergegeven in de fig. 264, 265 en 266. In de schakeling uit fig. 264 is tijdens het warmworden van de gloeidraden van de buizen, het contact C gesloten en het lampje kortgesloten. Als de buizen warm zijn, wordt het relais bekrachtigd en het contact C verbroken. Een nadeel van deze schakeling is, dat het lampje niet onmiddellijk brandt als het toestel wordt ingeschakeld. Dit is echter te

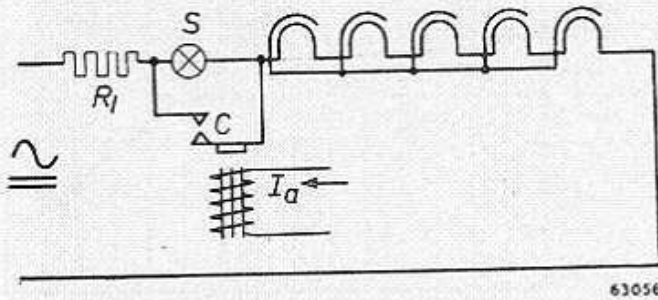


Fig. 264. Beveiliging van het lampje voor de schaalverlichting met een relais.

niet meer beveiligd is. Om dit te vermijden moet men het relaiscontact in serie met het lampje schakelen (fig. 266), en dit contact en het lampje overbruggen met een weerstand ( $R_2$ ). Deze weerstand moet groot zijn t.o.v. de weerstand van het lampje, doch mag natuurlijk nooit zo groot zijn, dat de inschakelstroom kleiner is dan de normale stroom in de gloei-stroomketen.

Indien voldoende spanning ter beschikking staat, kan eveneens een goede beveiliging worden verkregen door in de gloeistroomketen een speciale weerstand met negatieve temperatuurcoëfficiënt op te nemen. Er bestaan dergelijke

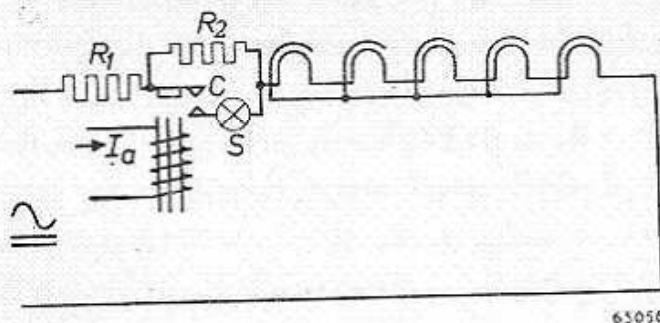


Fig. 266. Schakeling waarbij het gloeilampje niet doorbrandt als de relaiscontacten vuil zijn.

voorkomen door in serie met het relaiscontact een zodanige weerstand ( $R_2$ ) op te nemen, dat ook gedurende de verwarmingstijd een gedeelte van de stroom door het lampje gaat (fig. 265). Een ander nadeel is nog, dat bij vuile relaiscontacten de stroomstoot toch door het lampje gaat en dit

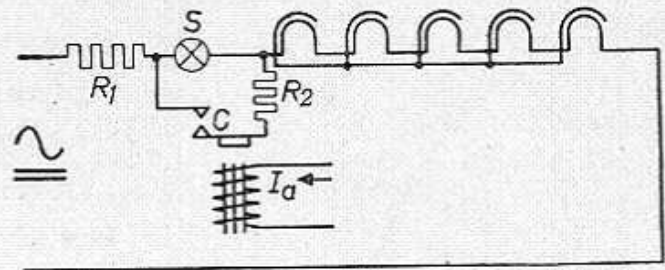


Fig. 265. Dezelfde schakeling als in fig. 264. Door het toevoegen van de weerstand  $R_2$  brandt het lampje direct bij het inschakelen.

weerstand, die in „koude” toestand bijv. een weerstand van 1000—2000  $\Omega$  hebben, terwijl in „warme” toestand de weerstand slechts 100—200  $\Omega$  bedraagt. Het gedrag van deze „aanloop”-weerstand is dus precies tegengesteld aan dat van de kathoden van radiobuizen, en hierdoor compenseren zij de weerstand-

verandering in de gloeistroomketen. Een „aanloop”-weerstand voor het gebruik van de Rimlock buizen en de sleutelbuizen voor gelijkstroom-wisselstroomvoeding is de Philips NTC-weerstand type 100.026/01.

In „koude toestand” is de weerstand groter dan  $2000 \Omega$ , doch ten gevolge van de hoge negatieve temperatuurcoëfficiënt daalt de weerstand tot ca.  $200 \Omega$ , indien er gedurende enige tijd een stroom van  $100 \text{ mA}$  door deze weerstand vloeit. Door de juiste samenstel-

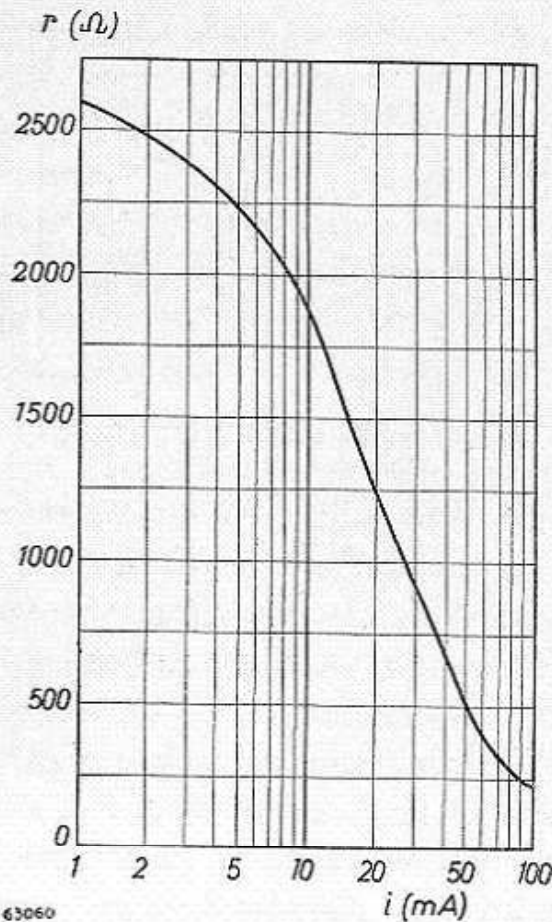


Fig. 268. Weerstand van de Philips NTC-weerstand 100.026/01 als functie van de stroom er doorheen. Omgevingstemperatuur  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ ; de weerstandswaarde werd steeds gemeten nadat de betreffende stroom 2 min. door de weerstand vloeide.

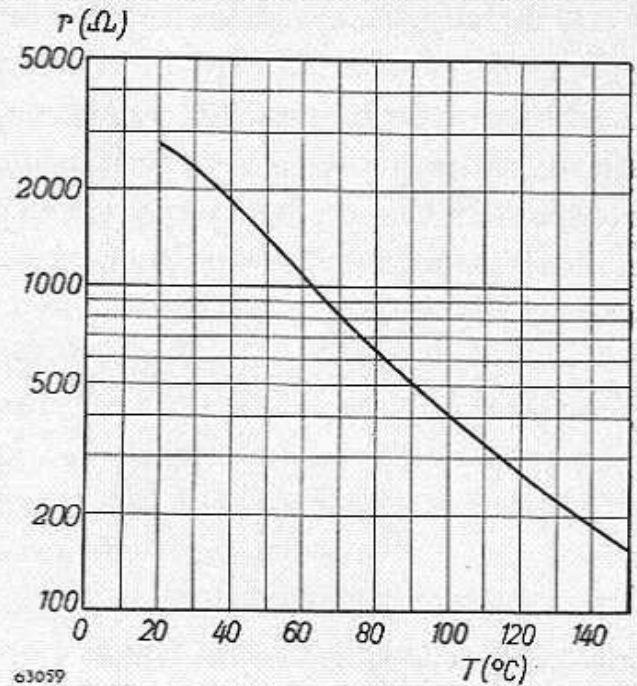
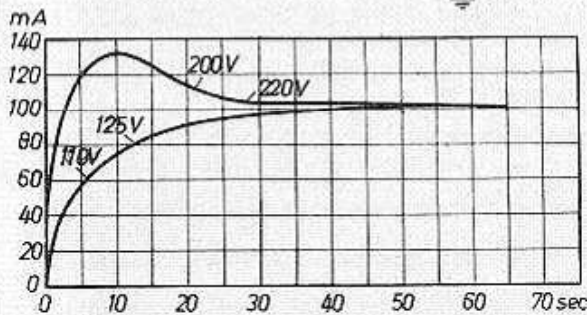
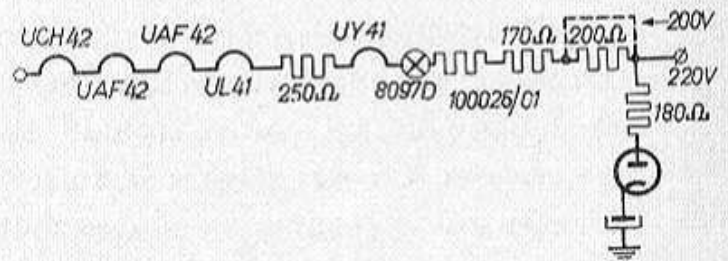
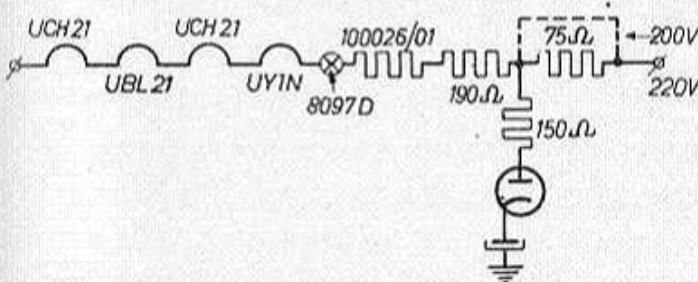
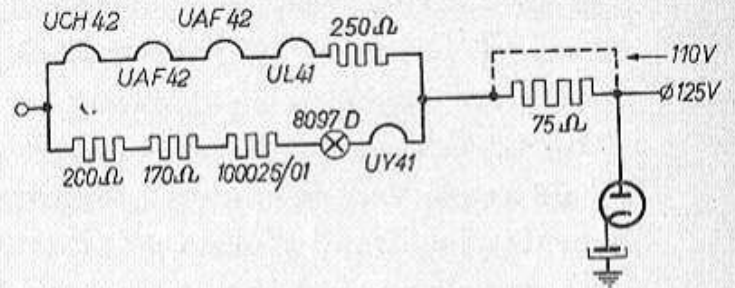
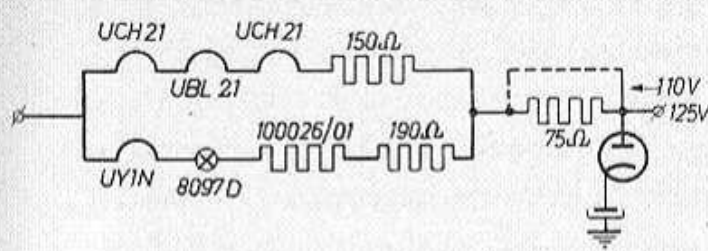


Fig. 267. Weerstand van de Philips NTC-weerstand 100.026/01 als functie van de temperatuur.

ling van het materiaal waaruit deze aanloopweerstand bestaat, is bereikt, dat de tijd die nodig is om de uiteindelijke lage weerstand te bereiken, ongeveer gelijk is aan de verwarmingstijd van de radiobuizen.

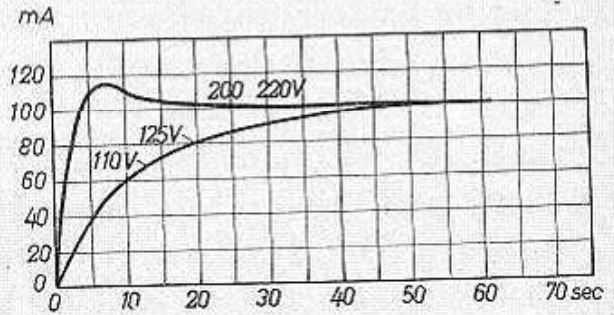
Als de NTC-weerstand (Negatieve Temperatuur Coëfficiënt) type 100.026/01 in serie wordt geschakeld met de ontvangbuizen, wordt de stroom in de gloeistroomkring na het inschakelen in het begin hoofdzakelijk bepaald door de NTC-weerstand en daarna, als de radiobuizen warm zijn, door de weerstand van de gloeidraden. De stroom wordt daarbij niet, of althans niet veel groter dan  $100 \text{ mA}$ , zodat er geen gevaar bestaat dat het verlichtingslampje doorbrandt.

Fig. 267 toont de weerstand van de Philips NTC-weerstand als functie van de temperatuur, en fig. 268 de weerstand als functie van de stroom door de NTC-weerstand. In het laatste geval werd de



63061

Fig. 269. Verloop van de inschakelstroom bij gebruik van sleutelbuizen en de NTC-weerstand 100.026/01.



63062

Fig. 270. Verloop van de inschakelstroom bij gebruik van Rimlock buizen en de NTC-weerstand 100.026/01.

weerstand steeds gemeten nadat de desbetreffende stroom gedurende 2 minuten door de weerstand vloeide bij een omgevingstemperatuur van 20° C.

Het verloop van de inschakelstroom bij het gebruik van de Philips NTC-weerstand 100.026/01 in serie met sleutelbuizen en Rimlock buizen is weergegeven in de fig. 269 en 270.

### § 3. Serie-parallelschakeling van de gloeidraden

Indien de gezamenlijke gloeispanning van de buizen van een gelijkstroom-wisselstroomontvanger groter is dan de netspanning, is men gedwongen twee stroomtakken parallel te schakelen. In de eerste tak neemt men gewoonlijk zoveel mogelijk gloeidraden op in de volgorde die is aangegeven in § 2c. In de tweede tak worden dan de overige gloeidraden in serie geschakeld met het lampje van de schaalverlichting en een weerstand of stroomregelbuis.

Een dergelijke serie-parallelschakeling is weergegeven in fig. 271. Bij een lage netspanning staan de schakelaars  $S_1$  en  $S_2$  in de stand I, en

zijn de takken parallel geschakeld. Bij een hoge netspanning staat  $S_1$  in stand II en is  $S_2$  geopend. De beide takken zijn nu in serie geschakeld.

Bij B.G.W.-ontvangers onderscheidt men twee gloeistroomketens, nl. de keten van de indirect verhitte gelijkrichtbuis, die wordt gevormd door de gloeidraad van de gelijkrichtbuis met de voorschakelweerstand, en de gloeistroomketen van de direct verhitte ontvangbuizen. De schakeling van de laatste keten wordt bepaald door de stroom die de gelijkrichtbuis kan leveren en de economie van de schakeling bij batterijbedrijf.

Als gelijkrichtbuis komt de UY41 of de UY1N in aanmerking. De maximale stroom die de UY41 kan leveren is 90 mA. Indien wij aannemen dat het anodestroomverbruik 20 mA bedraagt, blijft nog ten hoogste 70 mA over voor de gloeistroomvoeding. De maximale stroom van de UY1N is 140 mA. Bij gebruik van deze buis staat dus ruim 100 mA ter beschikking van de gloeistroom. Daar de som van de gloeistromen van de buizen in een normale ontvanger meestal hoger is, is het niet mogelijk de gloeidraden parallel te schakelen. Bij serieschakeling van de gloeidraden wordt de stroom in de gloeistroomketen bepaald door de buis met het grootste stroomverbruik, en buizen met een lagere gloeistroom moeten worden overbrugd met een weerstand, hetgeen bij batterijvoeding oneconomisch is. Aan dit bezwaar wordt tegemoetgekomen door serie-parallelschakeling van de gloeidraden toe te passen. Dank zij het feit dat de gloeistroom van moderne batterijbuizen 25 mA of een veelvoud daarvan is, is dan wel steeds een serie-

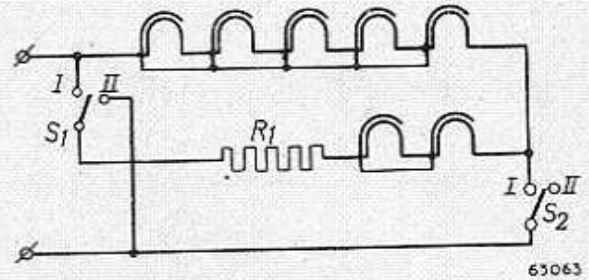


Fig. 271. Serie-parallelschakeling van de gloeidraden. Bij lage netspanning zijn beide stroomtakken parallel, bij hoge netspanningen in serie geschakeld.

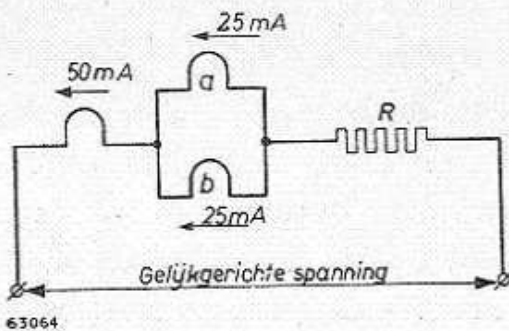


Fig. 272. Overbelasting van de gloeidraden. Indien de gloeidraad  $a$  wordt onderbroken, vloeit door  $b$  circa 50 i.p.v. 25 mA, en omgekeerd.

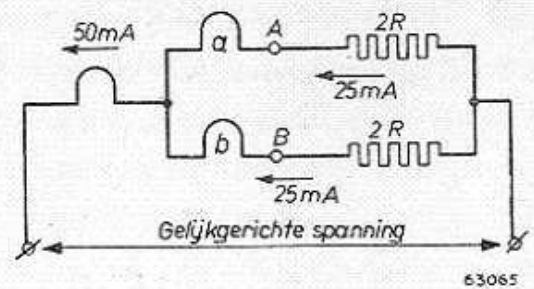


Fig. 273. Schakeling waarbij overbelasting bij het onderbreken van een der gloeidraden  $a$  of  $b$  wordt vermeden.



parallelcombinatie te vinden, waarbij de stroom die de gelijkrichtbuis kan leveren niet wordt overschreden en bij voeding door een batterij geen energie wordt verspild in serie- of parallelweerstand.

Een nadeel van serie-parallelschakelingen is echter, dat onder bepaalde omstandigheden een grote overbelasting van een of meer gloeidraden kan optreden. Beschouwen we bijv. de schakeling van fig. 272. Wordt in deze schakeling om de een of andere reden, bijv. als gevolg van gloeidraadbreek, slecht contact in de buishouder of gedurende een eventueel onderzoek van het toestel, de gloeistroomketen van een van de gloeidraden *a* of *b* onderbroken, dan vloeit door de andere buis een stroom van ongeveer 50 mA in plaats van 25 mA. Bij voeding door het net is dit te voorkomen, door in plaats van een gemeenschappelijke serieweerstand, een tweemaal zo grote weerstand in iedere tak op te nemen (fig. 273).

Bij voeding door een batterij worden de punten *A* en *B* verbonden en op de +pool van de batterij aangesloten. De overbelasting die nu optreedt als een van de parallelgeschakelde takken wordt onderbroken, is vrij eenvoudig grafisch te bepalen (fig. 274). We zien hieruit, dat de gloeispanning 2,1 V wordt in plaats van 1,4 V. Het is niet een-

voudig hiertegen afdoende maatregelen te treffen in de schakeling zelf, en het is derhalve van groot belang dat prima buishouders worden gebruikt en dat het toestel steeds wordt uitgeschakeld voordat de buizen uit het toestel worden genomen.

De meest voorkomende serie-parallelcombinaties zijn in tabel I aangegeven, waarbij tevens is vermeld voor welke buizen er gevaar voor overbelasting bestaat.

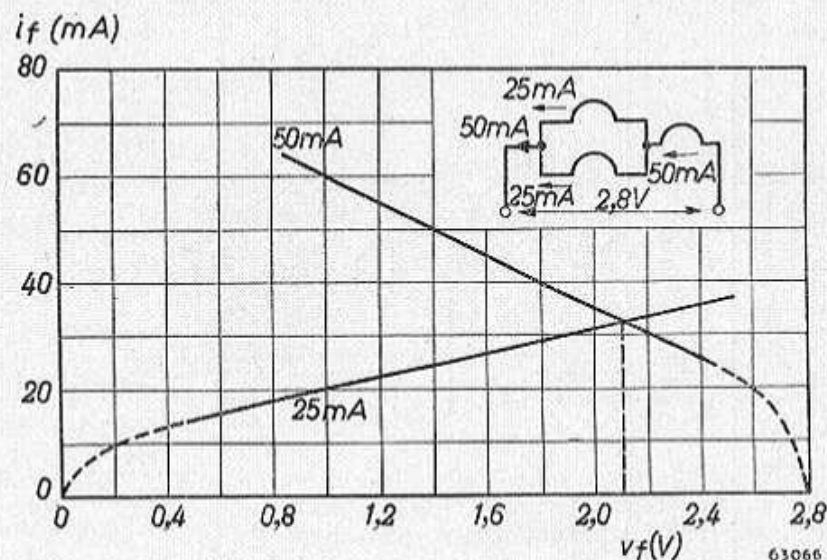
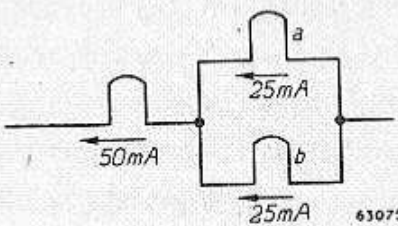
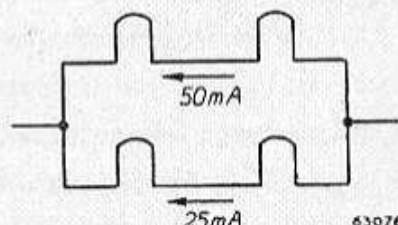
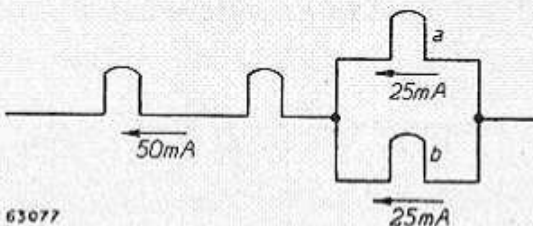
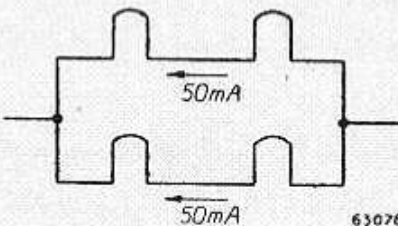
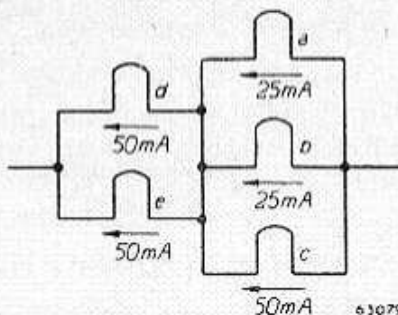
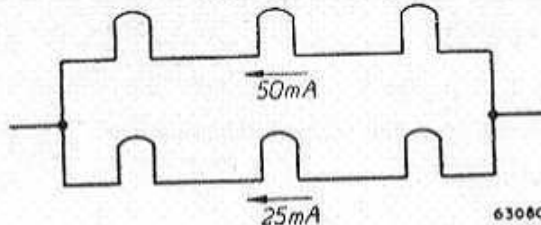
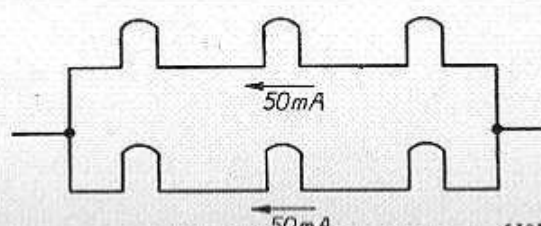


Fig. 274. Grafische bepaling van de overspanning die optreedt bij batterijvoeding, indien een van de gloeidraden *a* of *b* wordt onderbroken.

TABEL I

Buizenserie	Spanning gloeistroom-batterij (V)	Schakeling	Gloeistroom (mA)	Verbruik (W)	Opmerkingen
DF21- DF21- DL21	2,8		50	0,14	Bij onderbreking van <i>a</i> wordt de spanning van <i>b</i> 2,1 V, en omgekeerd.
DK21- DF21- DAC21- DL21	2,8		75	0,21	
DK21- DF21- DAC21- DL21	4,2		50	0,21	Bij onderbreking van <i>a</i> wordt de spanning van <i>b</i> 2,5 V, en omgekeerd.
DK40- DF91- DAF91- DL41	2,8		100	0,28	
DK21- DF21- DAC21- DL21-DL21	2,8		100	0,28	Bij onderbreking van <i>a</i> wordt de spanning van de parallelgeschakelde buizen 1,7 V. Bij onderbreking van <i>c</i> wordt de spanning over <i>a</i> en <i>c</i> 2,1 V. Bij onderbreking van <i>d</i> wordt de spanning van <i>c</i> 2,1 V, en omgekeerd.
DK21- DF21- DAC21- DAC21- DL21- DL21	4,2		75	0,31	
DK40- DF91- DAF91- DAF91- DL41-DL41	4,2		100	0,42	

## B. GELIJKRICHTERSCHAKELINGEN

Terwijl onder A de gloeistroomvoeding werd behandeld, bespreken wij in dit subhoofdstuk, alsmede in de volgende subhoofdstukken de anodestroomvoeding.

In subhoofdstuk B zullen wij ons bepalen tot het bespreken van de verschillende schakelingen; in subhoofdstuk C volgt dan een beschouwing over het berekenen van verschillende gelijkrichterschakelingen, terwijl subhoofdstuk D geheel gewijd is aan het stabiliseren van voedingsspanningen.

### § 1. Een- en meerfazige gelijkrichterschakelingen

In radio-ontvangtoestellen die geen nettransformator hebben, dus gelijkstroom-wisselstroomtoestellen en batterijtoestellen met mogelijkheid van netaansluiting, wordt uit de aard der zaak steeds eenfazige gelijkrichting toegepast; in toestellen met nettransformator meestal tweefazige gelijkrichting. Deze schakelingen zijn weergegeven in de fig. 275 en 276.

In de schakeling fig. 275 moet steeds een indirect verhitte gelijkrichtbuis worden gebruikt, omdat de gloeidraad rechtstreeks is verbonden met het net. In de schakeling fig. 276 kunnen zowel direct verhitte als indirect verhitte gelijkrichtbuizen worden gebruikt. Met een indirect verhitte buis gaat de schakeling van fig. 276 over in die van fig. 277. Aangezien de gloeidraad van de

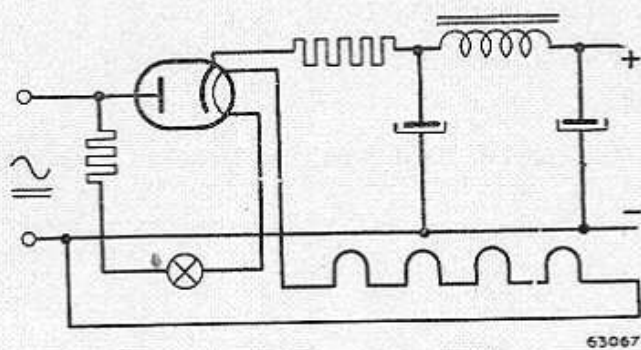


Fig. 275. Principiële schakeling van de anodespanningsgelijkrichter van een apparaat zonder nettransformator.

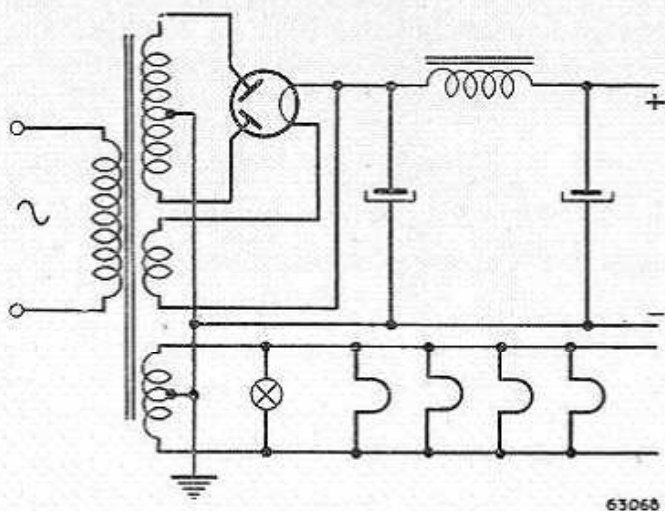


Fig. 276. Principiële schakeling van de anodespanningsgelijkrichter van een apparaat met nettransformator en een tweefazige direct verhitte gelijkrichtbuis.

gelijkrichtbuis in de schakeling uit fig. 276 de positieve pool van de gelijkrichter is, is het noodzakelijk deze door een afzonderlijke transformatorwikkeling te voeden. Bij gebruik van een indirect verhitte buis is dit in principe niet nodig en zou de gloeidraad van de gelijkrichtbuis op dezelfde gloeistroomwikkeling kunnen worden aangesloten als de ontvangbuizen. Daar de gloeistroomwikkeling van de ontvangbuizen geaard is (zie A, § 1), is de spanning tussen de kathode en de gloeidraad van de gelijkrichtbuis gelijk aan de gelijkgerichte spanning. Om dit hoge spanningsverschil te vermijden, past men, ook bij gebruik van indirect verhitte buizen, gewoonlijk een afzonderlijke wikkeling toe.

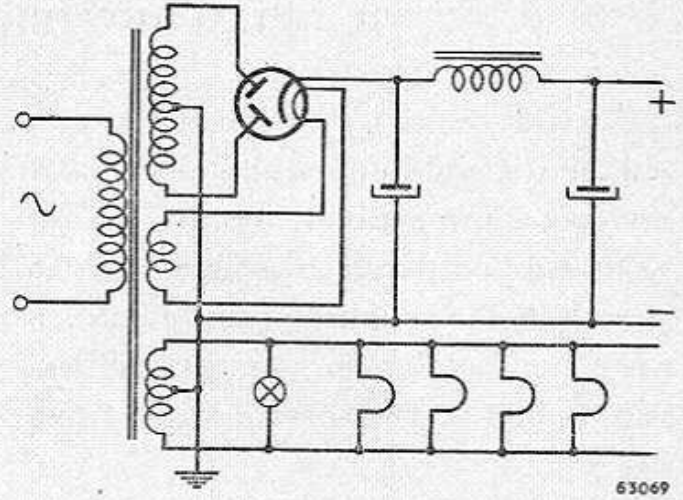


Fig. 277. Principiële schakeling van de anodespanningsgelijkrichter van een apparaat met nettransformator en een tweefazige indirect verhitte gelijkrichtbuis.

In grote versterkinstallaties worden, behalve de gebruikelijke twee-

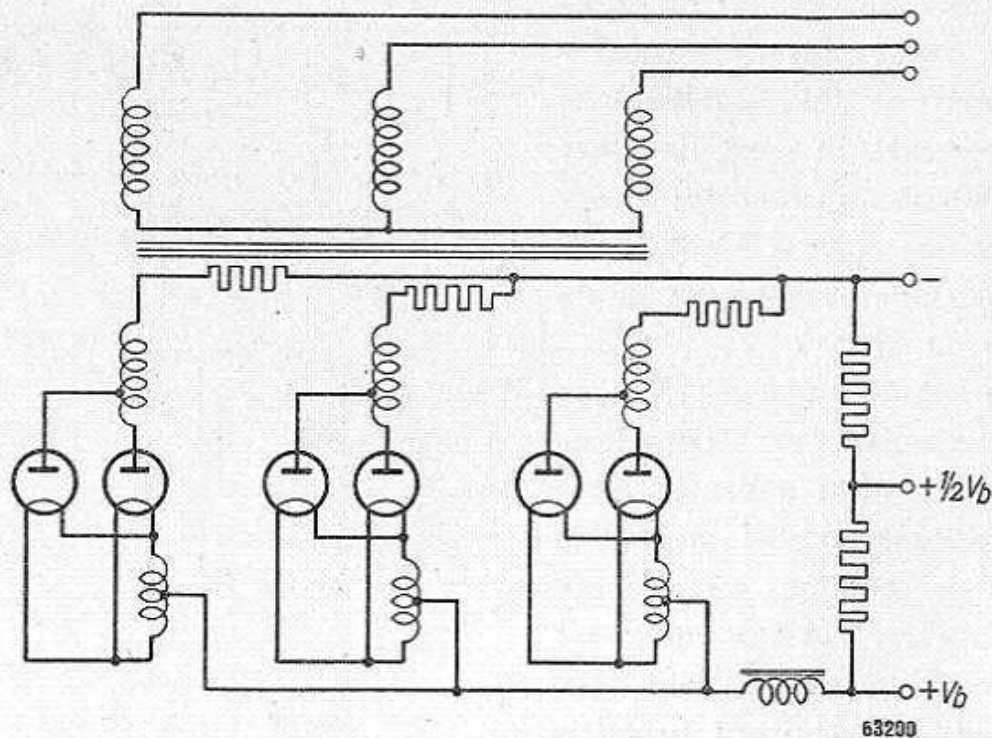


Fig. 278. Driefazige schakeling met zes buizen 1832 voor de voeding van een 200 W versterkinstallatie.

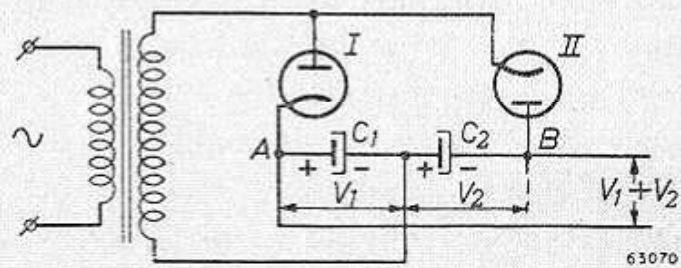
fazige schakeling, ook wel meerfazige gelijkrichtschakelingen gebruikt. Fig. 278 toont een driefazige schakeling met zes buizen type 1832, voor

het voeden van een versterkinstallatie voor een vermogen van 200 W. Door het gebruik van een meerfazige schakeling wordt in dit geval de afvlakking belangrijk eenvoudiger.

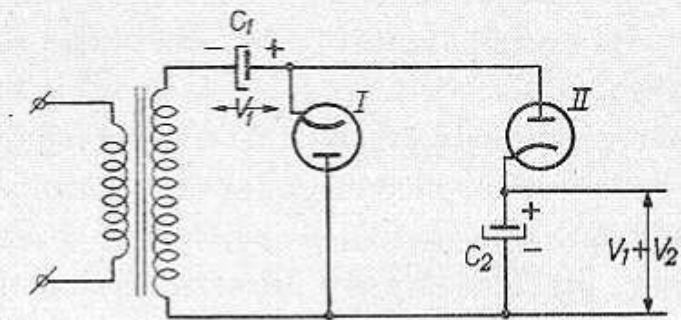
## § 2. Schakelingen voor spanningsverdubbeling

In versterkers en soms ook in ontvangerstoestellen treft men ook wel schakelingen aan voor spanningsverdubbeling. Deze bieden nl. de mogelijkheid om op eenvoudige wijze een betrekkelijk hoge spanning te realiseren, waarbij geen speciale condensatoren voor hoge spanning nodig zijn. Het principe van twee verschillende schakelingen voor spanningsverdubbeling is weergegeven in de fig. 279 en 280. In de schakeling uit fig. 279 is tijdens een halve periode de anode van de gelijkrichtbuis I positief en wordt  $C_1$  opgeladen. Tijdens de volgende halve periode is de anode van gelijkrichtbuis II positief en wordt ook  $C_2$  opgeladen. Beide condensatoren zijn in serie geschakeld, zodat tussen de punten A en B de som van de spanningen over de condensatoren  $C_1$  en  $C_2$ , d.w.z. de dubbele spanning, ontstaat.

In de schakeling volgens fig. 280 wordt tijdens een halve periode de condensator  $C_1$  opgeladen. Tijdens de volgende halve periode is de anodespanning van gelijkrichtbuis II gelijk aan de som van de spanning over  $C_1$  en de wisselspanning. Hierdoor wordt  $C_2$  opgeladen tot een spanning die ongeveer het dubbele is van de spanning over  $C_1$ . De schakeling volgens fig. 279, de z.g. Greinacherschakeling, wordt het meest toegepast.



63070



63071

Fig. 279 en 280. Schakelingen voor spanningsverdubbeling. De schakeling uit fig. 279 is de bekende Greinacher schakeling.

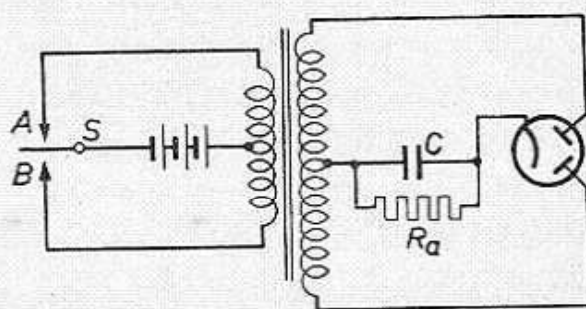
## § 3. Schakelingen met trillers

In sommige gevallen staat men voor de opgave, een radio-apparaat te voeden uit een gelijkstroombron met een spanning die lager is dan de nodige anodespanning. Zoals reeds in de inleiding vermeld, is dit het geval bij autoradiotoestellen die gevoed moeten worden uit een 6- of 12 volts accu. Verder komt het ook voor, dat men een radiotoestel op

kleine gelijkstroomaggregaten als worden gebruikt in streken waar geen electriciteitsnet aanwezig is en die bijv. 32 V leveren, zal willen aansluiten.

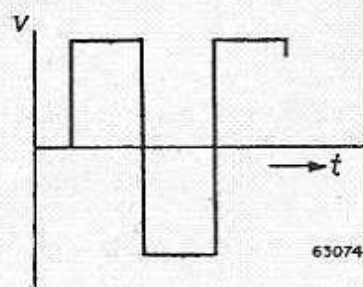
In al deze gevallen kan men natuurlijk de lage gelijkspanning met een roterende omvormer omzetten in wisselspanning van bijv. 220 V, en dan de normale voedingsapparatuur gebruiken. Deze omvormers blijken echter verscheidene bezwaren te hebben, zoals grote omvang en gewicht, terwijl zij bovendien vrij veel onderhoud vergen. Zij zijn dan ook vrijwel verdrongen door triller-omvormers. Hoewel deze trillers oorspronkelijk ontwikkeld werden om lage gelijkspanningen om te vormen in wisselspanning, zijn zij ook wel gebruikt om gelijkspanning van bijv. 110 of 220 V om te zetten in wisselspanning. Op deze wijze behoefde men dan geen gelijkstroomtoestellen te gebruiken, maar was een normaal wisselstroomtoestel bruikbaar. Het hangt natuurlijk van allerlei factoren af of dit een aantrekkelijke oplossing is.

Het principe van de triller-omvormer met anodespanningsgelijkrichter is weergegeven in fig. 281. De batterij wordt door een vibrerende schakelaar  $S$  over de contacten  $A$ , resp.  $B$ , afwisselend op ieder van twee



63072

Fig. 281. Principiële schakeling van een anodespanningsgelijkrichter met triller.  $S$  is de bewegende contactveer,  $R_a$  de belastingsweerstand en  $C$  de condensator parallel aan de belastingsweerstand.



63074

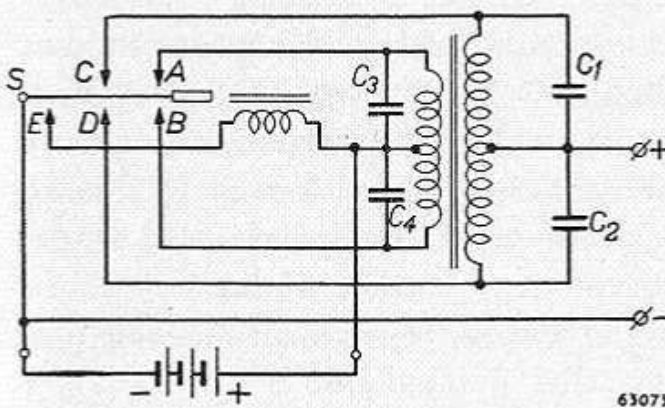
Fig. 282. „Blokvormige” spanning, welke zou ontstaan indien wordt aangenomen dat het contact  $B$  gesloten wordt op hetzelfde moment dat  $A$  wordt verbroken, en men afziet van spreiding en de weerstand van de transformator.

primaire wikkelingen van de voedingstransformator aangesloten. Het is wel duidelijk, dat daardoor in principe aan de primaire wikkelingen, maar dus ook aan de secundaire wikkeling, een spanning ontstaat van de vorm van fig. 282. Bij een autoradio zal de amplitude aan de primaire zijde ca. 6 V bedragen, en men kan deze gemakkelijk tot bijv. 250 V optransformeren en op de gewone wijze met een gelijkrichtbuis gelijkrichten.

De schakelaar  $S$  trilt met een frequentie die meestal van de orde van 100 Hz is. Het principe is in fig. 283 uitvoeriger weergegeven, en tevens is daar aangegeven hoe men met dezelfde schakelarm ook weer de secundaire spanning kan gelijkrichten, en aldus een gelijkrichtbuis kan uitsparen.

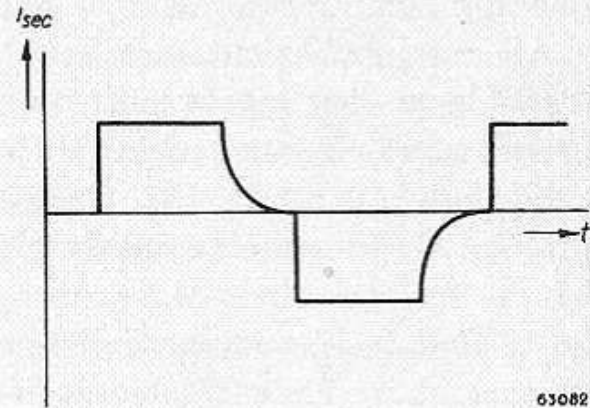
Bij vibratorvoeding zal men vrijwel steeds de gloeidraden van de

radiobuizen (en van de gelijkrichtbuis) direct uit de gelijkstroombron voeden, om aldus de stroom door de vibratorcontacten zoveel mogelijk te beperken. Meestal is het wel nodig deze gloeistroom eerst af te vlakken, daar de stootvormige stroomlevering aan de triller gewoonlijk onregelmatigheden in de spanning van de accu zal veroorzaken.



63073

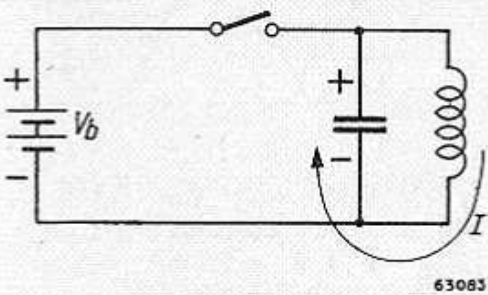
Fig. 283. Principiële schakeling van een triller, waarbij het gelijkrichten van de secundaire spanning wordt verkregen met behulp van een tweede stel contacten op de schakelveer S.



63082

Fig. 284. Bij het gebruik van een gelijkrichtbuis voor het gelijkrichten van de secundaire spanning ontstaan stromen volgens bovenstaande figuur.

Terwijl in fig. 282 in eerste benadering de spanning aan de transformator werd weergegeven, is in werkelijkheid de toestand iets anders. Er is een zekere tijd nodig, waarin de schakelaar overgaat van contact



63083

Fig. 285. Gedurende de tijd dat de contacten geopend zijn, is de condensator parallel aan de primaire wikkeling opgeladen. Er ontstaat een stroom  $I$  in de richting van de pijl. Hierdoor neemt de spanning aan de condensator af, gaat door nul en zou op de bekende wijze doorslingeren indien het contact verbroken bleef.

$A$  naar contact  $B$  in fig. 281, en vice versa. Gedurende deze tijd is de primaire wikkeling dus open en wordt de spanning dus niet meer bepaald door de batterij. Hoe de diverse spanningen gedurende deze overgangstijd verlopen, hangt in de eerste plaats af van de aard van de secundaire belasting. Indien aan de secundaire zijde de gelijkrichting geschiedt door een gelijkrichtbuis (fig. 281), dan zal bij het periodiek verbreken van de primaire stroom, de in het transformatorveld opgehoopte energie nog gedurende korte tijd een nalevering van secundaire stroom door de gelijkrichter heen veroorzaken.

Gedurende dit tijdsinterval, totdat de extra stroom tot nul is afgenomen, blijft de secundaire wikkeling met de condensator  $C$  verbonden, en er treedt dus geen bijzonder hoge verbrekingsspanning op. De secundaire stromen, gecombineerd in één beeld, hebben ongeveer het karakter van fig. 284,

Aan de primaire zijde ontstaat bij de verbreking echter een inductiestoot in de spreidingszelfinductie, het niet met de secundaire gekoppelde gedeelte van de primaire wikkeling. Daar deze spanningsstoot direct na het verbreken een vonk over het trillercontact zou veroorzaken, wordt over de beide primaire wikkelingen een condensator geschakeld, waardoor de spanningsstoot lager blijft.

Als men gelijkricht met behulp van een tweede stel contacten, dan tracht men deze steeds zo in te stellen, dat het maken, resp. het verbreken van de contacten aan de primaire en de secundaire zijde ongeveer gelijktijdig plaats heeft. Gedurende het overganginterval is dus in principe de secundaire onbelast, en de in het transformatorveld opgehoopte energie vindt daar dus geen uitweg. Om de inductiestoot in de secundaire spreidingswindingen op te nemen, worden nu dus ook aan de secundaire zijde condensatoren parallel geschakeld.

Overigens is door het wegvallen van de secundaire belasting in het overganginterval, de rol van de parallelcondensatoren veel belangrijker geworden; deze moeten nu nl. de gehele veldenergie opnemen.

In fig. 285 is weergegeven wat daarbij aan een van de primaire wikkelingen gebeurt. Direct na het openen van de contacten is de parallelconden-

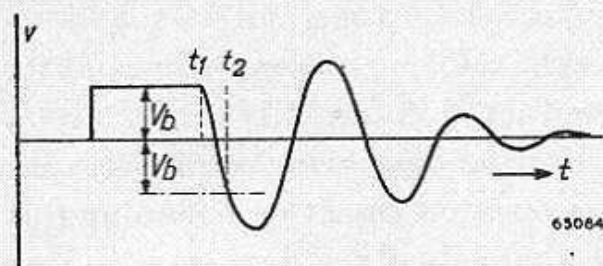


Fig. 286. De spanning die in de schakeling van fig. 29 zou ontstaan, indien het contact verbroken bleef.

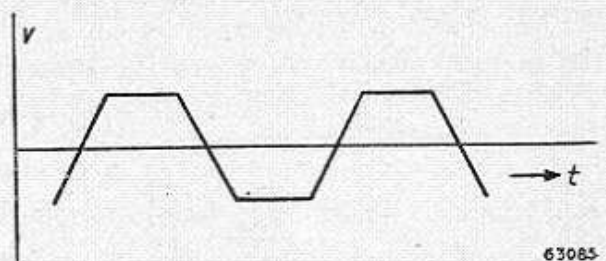


Fig. 287. De spanning die zal ontstaan indien het contact gesloten wordt juist op het moment dat de spanning  $V_b$  wordt bereikt.

sator nog geladen in de richting aangegeven door een + en een - teken. Er vloeit echter een extra stroom  $I$  in de richting van de pijl. Daardoor neemt de spanning aan de condensator eerst af, gaat door nul en zou vervolgens op de bekende wijze doorslingeren indien het contact verbroken bleef (fig. 286).

Een gelijke spanning, maar in omgekeerde zin, wordt geïnduceerd in de tweede primaire wikkeling.

Kort na de zo juist besproken verbreking, wordt de tweede primaire spoel aangesloten op de batterijspanning  $V_b$ . Natuurlijk zal het voor het vermijden van vonken het gunstigst zijn, dat de sluiting van de contacten plaats grijpt juist als reeds een spanning  $V_b$  in de wikkeling geïnduceerd is. Dit is dus het moment  $t_2$  in fig. 286. In werkelijkheid is het tijdstip  $t_2$



gegeven, en zal men dus door juiste dimensionering van de parallelcondensatoren trachten te bereiken, dat op het tijdstip  $t_2$  de juiste spanning  $V_b$  aanwezig is. Slaagt men hierin, dan ontstaat aan de transformator een spanning als voorgesteld in fig. 287.

In werkelijkheid is alles niet zo eenvoudig, want de overgangstijd van  $t_1$  tot  $t_2$  wijzigt zich met de amplitude van de triller, d.w.z. met de batterijspanning. Verder wijzigt zich eveneens de zelfinductie van de transformator met de batterijspanning, dus ook de periode van de besproken vrije trilling. Zo zijn er nog enkele andere onzekerheden, maar toch kan men er door geschikte keuze van de parallelcondensator in slagen, onder de gemiddelde omstandigheden een behoorlijk vonkvrije werking van de triller te verkrijgen.

Een volledig schema van een voedingsgedeelte met triller, zoals weer-

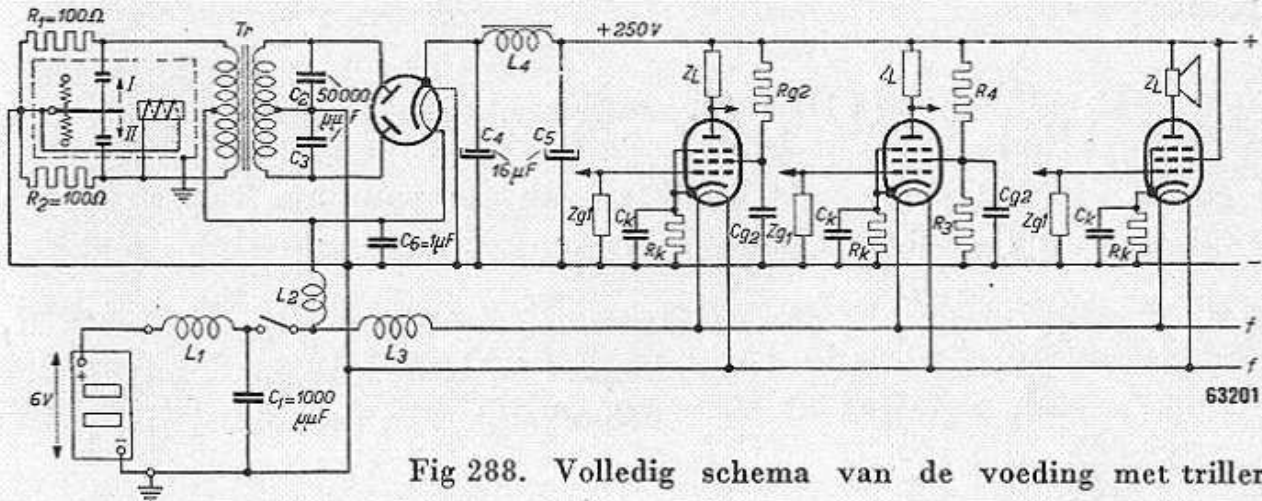


Fig 288. Volledig schema van de voeding met triller.

gegeven in fig. 288, heeft na de voorgaande uiteenzetting wel niet meer verklaard te worden.

§ 4. Schakelingen van afvlakfilters

In fig. 289 is een eenfazige gelijkrichterschakeling in de meest eenvoudige vorm weergegeven. Hierin is  $V_i$  de wisselspanning aan de secundaire zijde van de transformator en  $V_o$  de gelijkspanning over de belasting  $R_a$ .  $R_t$  is de inwendige weerstand van de gelijkrichtketen, d.w.z. de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis, vermeerderd met de gelijkstroomweerstand van de secundaire wikkeling van de transformator

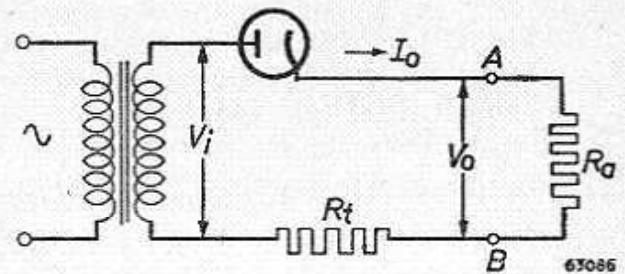


Fig. 289. Principe van de eenfazige gelijkrichtschakeling.  $V_i$  is de wisselspanning aan de secundaire zijde van de transformator;  $V_o$  de gelijkspanning over de belasting  $R_a$ .  $R_t$  is de totale inwendige weerstand van de schakeling.

en de in de secundaire zijde getransformeerde weerstand van de primaire wikkeling.

Indien wij aannemen dat de gelijkrichtbuis stroom doorlaat zodra de anode positief is t.o.v. de kathode<sup>1)</sup>, kunnen we voor de ogenblikswaarde van de gelijkgerichte spanning  $v_o$  schrijven:

$$v_o = V_i \frac{R_a}{R_t + R_a} \dots \dots \text{(VIII B 1)}.$$

Als de topwaarde van de wisselspanning  $V_i$  is, zal de gelijkgerichte spanning  $V_o$  uit halfsinusvormige impulsen bestaan, met een topwaarde gelijk aan  $V_i \frac{R_a}{R_t + R_a}$  (fig. 290).

De gemiddelde waarde van de spanning is:

$$V_o = \frac{1}{\pi} V_i \frac{R_a}{R_t + R_a} \text{ (VIII B 2)}.$$

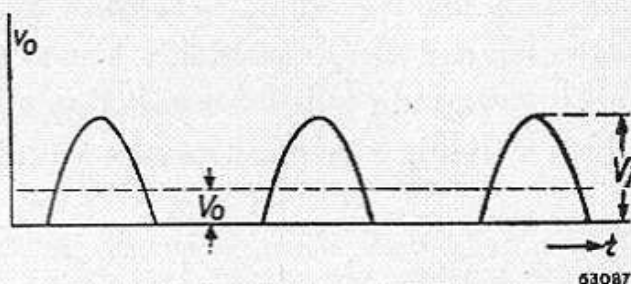


Fig. 290. Verloop van de spanning  $v_o$  in de schakeling uit fig. 289.

Afgezien van het pulserende karakter van de spanning, kunnen we de schakeling uit fig. 289 beschouwen als een gelijkspanningsbron met een E.M.K. gelijk aan  $\frac{1}{\pi} V_i$  en een inwendige weerstand  $R_t$ . Naarmate  $R_t$

kleiner is, is de klemspanning minder afhankelijk van de belasting  $R_a$ .

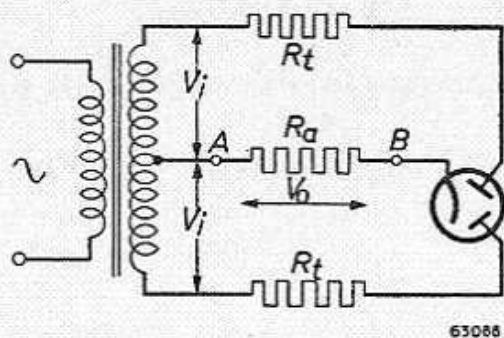


Fig. 291. Principe van de tweefazige schakeling. De symbolen hebben dezelfde betekenis als in fig. 289.

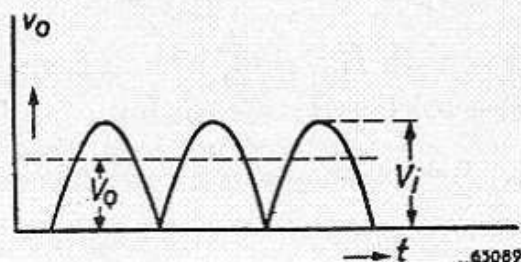


Fig. 292. Verloop van de spanning  $v_o$  in de schakeling uit fig. 291.

In het theoretische geval dat  $R_t$  gelijk is aan 0, zou men zelfs een constante klemspanning  $1/\pi V_i$  verkrijgen.

Zoals reeds werd opgemerkt, stelt fig. 289 de allereenvoudigste vorm van een gelijkrichtschakeling voor. In wisselstroomapparaten past men gewoonlijk tweefazige gelijkrichting toe, terwijl verder ook steeds een afvlakfilter aanwezig is.

1) Dit is het geval bij hoogvacuum gelijkrichtbuizen. Bij met gas gevulde buizen moet de anodespanning eerst groter zijn dan de doorslagspanning.

Voor tweefazige gelijkrichting is het principeschema weergegeven in fig. 291, en de gelijkgerichte spanning krijgt dan de gedaante van fig. 292. De gemiddelde gelijkgerichte spanning wordt dan:

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_i \frac{R_a}{R_t + R_a} \dots \dots \dots \text{(VIII B 3)}$$

De meest gebruikte schakelingen van afvlakfilters zijn weergegeven in de fig. 293a en 293b. In kleine, eenvoudige toestellen wordt de smoorspoel in fig. 293a ook wel vervangen door een weerstand. Ook treft men wel afvlakfilters aan die een combinatie zijn van de schakelingen uit de fig. 293a en 293b.

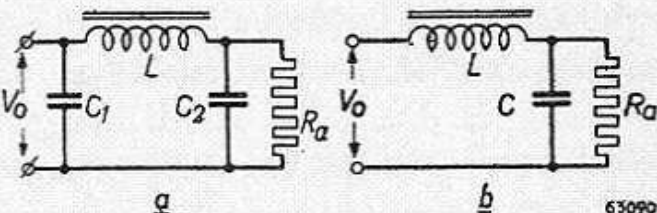


Fig. 293. Schakelingen van afvlakfilters:  
 a. Schakeling van een afvlakfilter met buffercondensator ( $C_1$ ).  
 b. Schakeling van een afvlakfilter zonder buffercondensator.

Als tussen de punten A en B in de schakelingen uit de fig. 289 en 291 een condensator is geschakeld, zoals het geval is indien een afvlakfilter volgens fig. 292a wordt gebruikt, heeft de spanning over de belasting  $R_a$  een geheel ander verloop dan in de figuren 290 en 292 is aangegeven. Gedurende de tijd dat de gelijkrichtbuis stroom doorlaat,  $t_1$  tot  $t_2$  (fig. 294a en 295a), wordt de condensator opgeladen en neemt de spanning toe. Gedurende de tijd  $t_2$  tot  $t_3$  laat de gelijkrichter geen stroom door en ontladst de condensator zich over de belasting  $R_a$ .

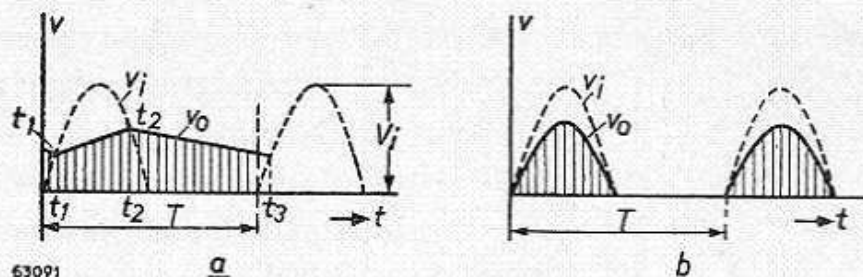


Fig. 294. Verloop van de spanning tussen de punten A en B in de schakeling uit fig. 289:  
 a. met condensator parallel aan  $R_a$ ;  
 b. zonder condensator.

De gestippelde lijn geeft de transformatorspanning weer. De niet gearceerde oppervlakken zijn in de gevallen a en b even groot, zodat ook de gemiddelde gelijkstroom gelijk is.

Ter vergelijking is in de fig. 294b en 295b nogmaals het verloop van de spanning over de belasting  $R_a$  zonder condensator weergegeven. De gestippelde lijnen stellen in beide figuren de transformatorspanning voor. Bij een gegeven  $R_t$  wordt de stroom waarmee de condensator wordt opgeladen bepaald door het verschil van beide spanningen (getrokken en gestippelde lijnen in de figuren 294a en 295a), m.a.w. dit verschil moet

groter zijn naarmate meer stroom wordt afgenomen, dus de belasting groter is. Nemen we aan, dat  $R_t$  constant is, dan volgt uit het niet-gearceerde oppervlak, gedeeld door de inwendige weerstand, de lading die per halve periode wordt doorge-  
 laten. Hetzelfde geldt ook voor de fig. 294b en 295b. De gemiddelde gelijkstroom is dus gelijk als de niet-gearceerde oppervlakken in de fig. 294a en 294b, resp. 295a en 295b, gelijk zijn. Dit zij het geval in de figuren 294 en 295. Daar nu in de fig. 294a en 295a een gedeelte van het gearceerde oppervlak buiten de sinus-kromme, en dit oppervlak in de fig. 294b en 295b geheel binnen de sinus-kromme valt, is het gearceerde gedeelte in

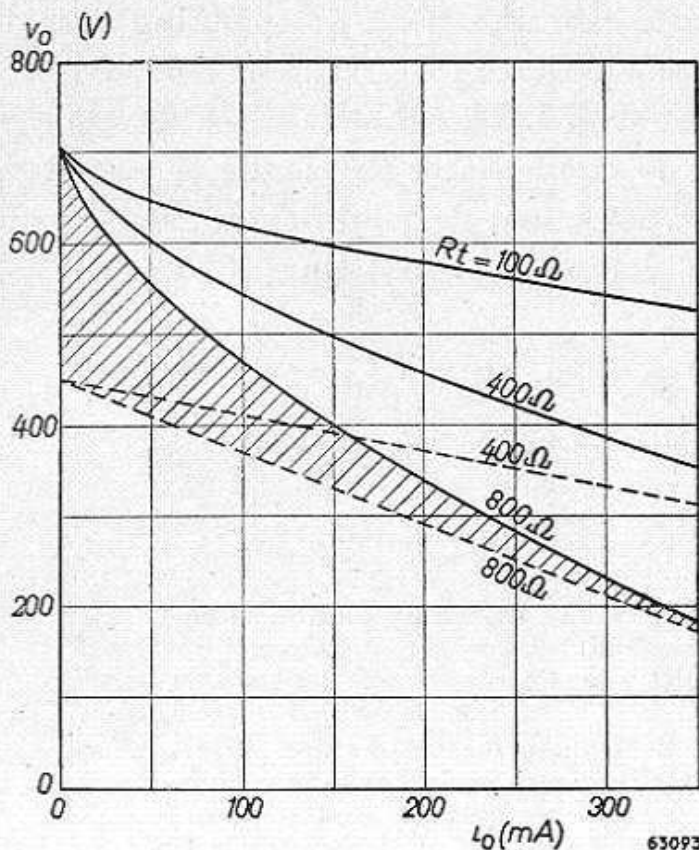


Fig. 296. Belastingskarakteristiek van de gelijkrichtbuis AX50 in de schakeling uit fig. 291, met en zonder condensator tussen de punten A en B, voor verschillende waarden van  $R_t$ . Getrokken lijnen: Belastingskarakteristieken met condensator. Gestippelde lijnen: Belastingskarakteristieken zonder condensator.

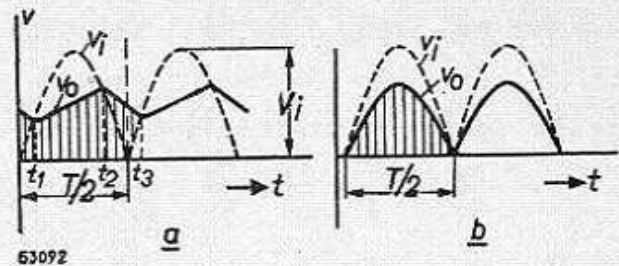


Fig. 295. Verloop van de spanning tussen de punten A en B in de schakeling uit fig. 291:

a. met condensator parallel aan  $R_a$ ,  
 b. zonder condensator.

De gestippelde lijn stelt de transformatorspanning voor. De gearceerde oppervlakken zijn in de gevallen a en b even groot, zodat ook de gemiddelde gelijkspanning gelijk is.

de fig. 294a en 295a groter. Dientengevolge zal in het geval uit de fig. 294a en 295a de gelijkspanning groter zijn dan in het geval uit de fig. 294b en 295b. Bij een zeer kleine belasting worden de niet-gearceerde oppervlakken zeer klein. De gemiddelde gelijkspanning nadert dan in de fig. 294a en 295a de topwaarde van de wisselspanning  $V_i$ . In de fig. 294b en 295b wordt de spanning dan echter  $\frac{1}{\pi} V_i$ , resp.  $\frac{2}{\pi} V_i$ . Met een condensator parallel aan de belasting (een z.g. buffercondensator) levert dus een gelijkrichter onbelast een spanning  $V_i$ , en zonder condensator nadert deze spanning uiteindelijk de waarde  $\frac{1}{\pi} V_i$  bij eenzijdige gelijkrichting, en de

waarde  $\frac{2}{\pi} V_i$  bij tweefazige gelijkrichting. Een gelijkrichter zonder buffercondensator levert in het theoretische geval dat  $R_t = 0$ , zowel in onbelaste als in belaste toestand een spanning  $\frac{1}{\pi} V_i$ , resp.  $\frac{2}{\pi} V_i$ .

Hieruit blijkt dat, bij een gelijkrichter met buffercondensator en bij toenemende belasting, de spanning niet alleen afneemt door het grotere spanningsverlies in  $R_t$ , doch bovendien door de invloed van de condensator. Dit effect wordt dan ook wel aangeduid met de naam „condensatoreffect”.

De invloed van een buffercondensator blijkt ook duidelijk uit fig. 296. Hierin is voor dezelfde gelijkrichtbuis de belastingskarakteristiek in de schakeling volgens fig. 291 met en zonder condensator parallel aan  $R_a$  weergegeven bij verschillende waarden van  $R_t$ . Voor dit doel werd een gelijkrichtbuis gekozen met een zeer kleine en bovendien constante spanningsval, nl. de met gas gevulde buis AX50 (zie ook subhoofdstuk C, § 1), zodat het verloop van de karakteristiek geheel wordt bepaald door het condensatoreffect en het spanningsverlies in de transformator. Men ziet dat, zonder buffercondensator (gestippelde lijn), bij een  $R_t$  van  $400 \Omega$ , de helling van de karakteristiek ongeveer dezelfde is als bij een  $R_t$  van  $100 \Omega$  met buffercondensator. De karakteristieken bij een  $R_t$  van  $800 \Omega$  tonen zeer duidelijk, dat in beide gevallen uiteindelijk dezelfde gelijkspanning wordt verkregen.

Zoals wij reeds zagen, is bij een eenfazige gelijkrichter die alleen met een gelijkstroomweerstand  $R_a$  is belast, de spanning over de weerstand gedurende een halve periode gelijk aan de transformatorspanning (afgezien van het spanningsverlies in  $R_t$ ), en gedurende de andere halve periode gelijk aan 0 (fig. 290). Bij tweefazige gelijkrichting bestaat, onder dezelfde omstandigheden, de spanning over  $R_a$  uit twee halve sinussen, die in de snijpunten met de nul-as aan elkaar sluiten. Bij driefazige gelijkrichting krijgt de spanningskromme de gedaante uit fig. 297. Zodra de spanning over  $R_a$ , terwijl zij de bovenste sinusboog volgt, beneden het snijpunt met de volgende sinusboog zou komen, wordt de andere gelijkrichter geleidend en neemt de spanning weer overeenkomstig deze volgende sinusboog toe.

Hetzelfde verloop van de spanning vindt men bij tweefazige en

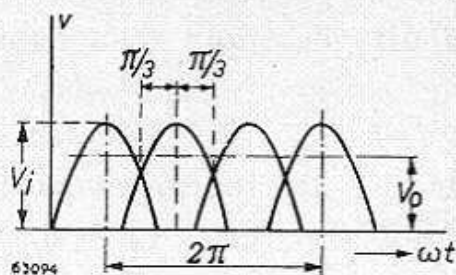


Fig. 297. Gelijkgerichte driefazige spanning als functie van de tijd.

bij meerfazige gelijkrichters, die belast zijn met een zelfinductie in serie met een weerstand.

Met eenfazige gelijkrichting is het echter niet mogelijk aan-sluitende stroomimpulsen in één richting te verkrijgen. Wel zal de zelfinductie van de smoorspoel de stroom nog even onderhouden na de nuldoorgang van de wisselspanning aan het einde van de doorgelaten halve periode. In fig. 298a is voorgesteld hoe het verloop van de stroom dan ongeveer zal zijn bij een willekeurige waarde van de zelfinductie.

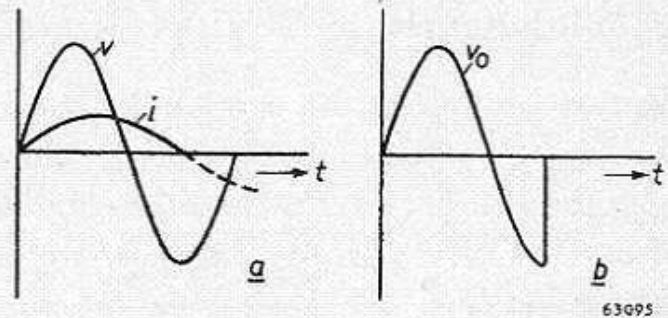


Fig. 298.

a. Verloop van de gelijkgerichte stroom bij een willekeurige waarde van de zelfinductie.

b. Spanning aan het filter.

Zolang de stroom vloeit en de gelijkrichter dus geleidend is, is de voedingswisselspanning verbonden met de ingang van het filter, en de spanning  $v_0$  aan het filter heeft dus de vorm van fig. 298b. Dit wil dus zeggen, dat de gemiddelde spanning in het algemeen kleiner is dan  $\frac{1}{\pi} V_i$ . Indien de zelfinductie  $L$  ten opzichte van de weerstand in de gelijkrichtketen zo groot wordt gekozen, dat de stroom vrijwel door  $L$  wordt bepaald, geldt ongeveer:

$$v_i = V_i \sin \omega t = -L \frac{di}{dt}$$

In dit geval zou men door integratie van deze vergelijking

$$i = V_i/L \cos \omega t + C$$

vinden. De integratieconstante  $C$  is zo groot, dat de beginwaarde is  $i = 0$ . Deze vorm van de stroom is voorgesteld in fig. 299. De stroom is eerst tot nul afgenomen bij de tweede nuldoorgang van de spanning, en in dit extreme geval zou dus de wisselspanning gedurende de gehele periode met het filter zijn verbonden. De gemiddelde gelijkspanning is dan echter gelijk aan nul. Een eenfazige gelijkrichter, gevolgd door een filter met smoorspoelingang heeft dus geen zin, want zodra men tracht een enigszins werkzame afvlakking tot stand te brengen, daalt de afgegeven gelijkspanning, en nadert zij zelfs nul.

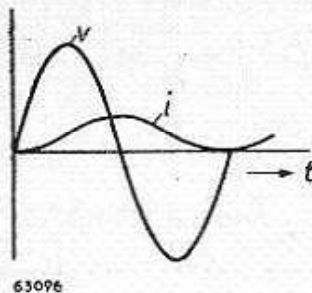


Fig. 299. De zelfinductie is zo groot, dat de stroom cosinusvormig verloopt.

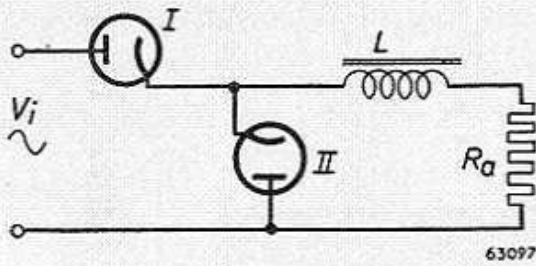


Fig. 300. Schakeling van een éénfazige gelijkrichter met filter met smoorspoelingang.

positief is, dus dat  $I$  geleidend is; dan is de kathode van  $II$  eveneens positief, en is dus  $II$  niet geleidend. Bij de daarop volgende nuldoorgang wordt  $II$  geleidend, terwijl  $I$  de netspanning blokkeert. De smoorspoel  $L$  kan nu echter de stroom onderhouden door  $II$ , waarbij de spanning aan gelijkrichtbuis  $II$  betrekkelijk laag is. Daarbij ontstaat dus aan de ingang van het filter een spanning volgens fig. 301 met

een gemiddelde waarde van ongeveer  $\frac{1}{\pi} V_i$ .

Bij nader inzien kan men deze schakeling beschouwen als een ontaarde tweefazige schakeling, waarbij een van de fazespanningen tot nul gereduceerd is.

Gezien het feit dat nu een dubbele gelijkrichter wordt gebruikt, zal men zich afvragen wat het nut van deze schakeling is. Het antwoord is, dat er omstandigheden kunnen zijn waarbij men de kosten van een voedingstransformator wenst te besparen en toch wil profiteren van de voordelen van een schakeling zonder buffercondensator. Bij de voeding van een radioapparaat of versterker zal dit slechts zeer zelden het geval zijn.

Bij twee- en meelfazige gelijkrichting wordt een stroomimpuls direct zonder onderbreking opgevolgd door de volgende. De eindwaarde van de vorige impuls is nu nog in de smoorspoel aanwezig, en de stroom behoeft nu dus niet weer van nul af te worden opgebouwd. Is echter in serie met de smoorspoel en parallel aan de belasting  $R_a$  een condensator geschakeld (LC-filter volgens fig. 293b), dan zal deze condensator bij een te kleine zelfinductie van de smoorspoel  $L$  als buffercondensator gaan werken. In de stroomlevering door de transformator treden dan onderbrekingen op, waardoor de spanning aan de ingang van het filter (tussen de punten  $A$  en  $B$  in fig. 291) tijdelijk niet meer gelijk is aan de transformatorspanning. Om na te gaan wat het gevolg hier-

Er bestaat echter een schakeling die de mogelijkheid biedt een eenfazige gelijkrichter te combineren met een filter met smoorspoelingang. Deze schakeling is weergegeven in fig. 300; zij bevat twee eenfazige gelijkrichtbuisen, resp. één tweefazige buis. Neemt men aan, dat in de eerste halve periode de anode van gelijkrichter  $I$

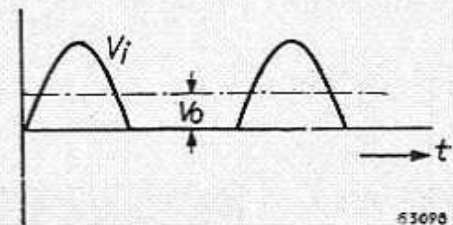


Fig. 301. Spanning aan de ingang van het filter.

van is, is in fig. 302 een tweefazige gelijkrichtschakeling met een afvlakfilter volgens fig. 293b weergegeven. De stroom door de smoorspoel  $L$  bestaat uit de gemiddelde stroom  $I_o$ , waarop een wisselstroom  $I_r$  is gesuperponeerd (fig. 303). Indien de zelfinductie zo groot is dat de amplitude van de wisselstroom kleiner is dan  $I_o$  (fig. 303a), dan vloeit steeds stroom door de smoorspoel en treedt geen condensatoreffect op. Is de amplitude echter groter dan  $I_o$  (fig. 47b), dan wordt de stroomtoevoer onderbroken en werkt  $C$  als buffercondensator<sup>1)</sup>.

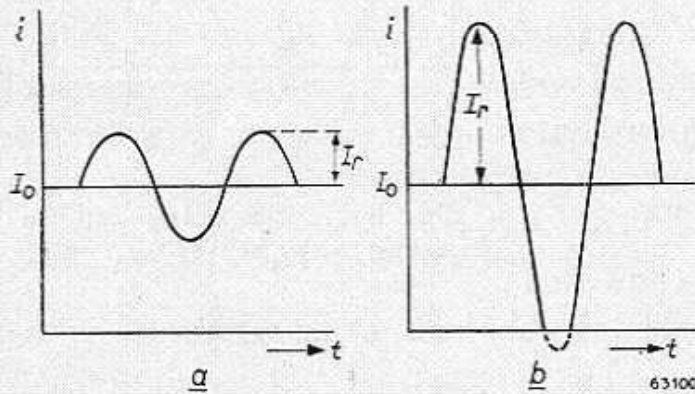


Fig. 303. De pulserende gelijkstroom door de smoorspoel in fig. 293 bestaat uit de gemiddelde gelijkstroom  $I_o$ , waarop een wisselstroom  $I_r$  gesuperponeerd is. In  $b$  wordt de stroom in de smoorspoel door de relatief grote waarde van  $I_r$  onderbroken.

van de smoorspoel voldoende om het condensatoreffect te onderdrukken. In deze figuur is  $a$  het oscillogram voor de stroom door een van de ventielen<sup>2)</sup>;  $b$  is het oscillogram van de stroom door beide ventielen, terwijl  $c$  het oscillogram is van de spanning tussen de punten  $A$  en  $B$  (fig. 302).

Fig. 305 toont het oscillogram uit fig. 304a, gemeten bij een gemiddelde gelijkstroom van resp. 33 mA (fig. 305a), 28 mA (fig. 305b) en 20 mA (fig. 305c).

In fig. 305a ziet men een grensgeval, waarbij de amplitude van de

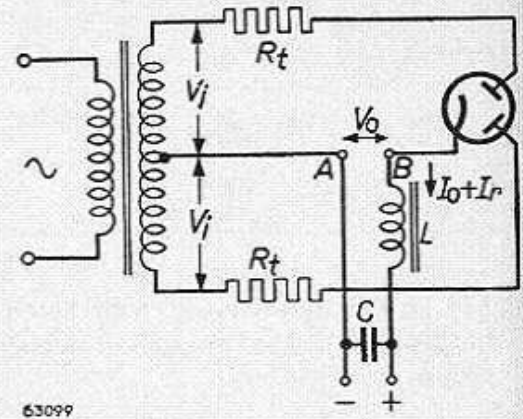


Fig. 302. Tweefazige gelijkrichterschakeling met afvlakfilter volgens fig. 293b.

Bij een bepaalde amplitude van de wisselstroom  $I_r$ , d.w.z. bij een bepaalde waarde van de zelfinductie  $L$ , zal er steeds een waarde van  $I_o$  zijn waarbij de stroom nog juist niet wordt onderbroken. Dit ziet men duidelijk in de oscillogrammen uit de fig. 304, 305 en 306. Deze oscillogrammen zijn opgenomen aan de schakeling uit fig. 302. In het oscillogram uit fig. 304 was de gemiddelde gelijkstroom 80 mA en was de zelfinductie

1) Voor het berekenen van de minimale waarde van  $L$ , zie subhoofdstuk C, par. 2a.

2) Eenvoudigheidshalve zullen wij in het vervolg een gelijkrichtersysteem in een buis met verscheidene anoden aanduiden met de naam ventiel.



wisselstroom gelijk is aan de gemiddelde gelijkstroom. Wordt de gemiddelde gelijkstroom nog kleiner, dan ontstaan de oscillogrammen uit de fig. 305b en 305c. Een oscillogram van de spanning tussen *A* en *B* bij

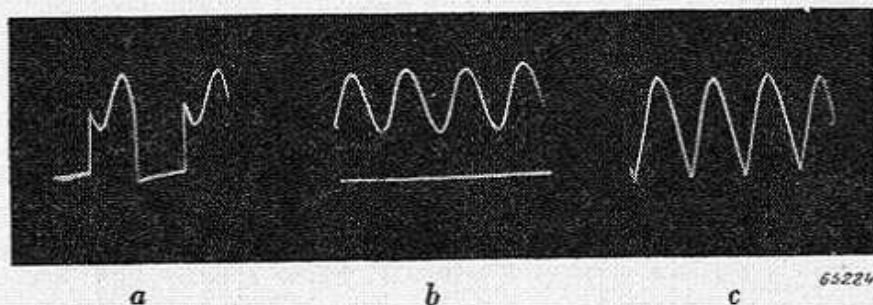


Fig. 304. Oscillogrammen opgenomen aan de schakeling uit fig. 302, bij een gemiddelde gelijkstroom van 80 mA:  
 a. Oscillogram van de stroom door één ventiel.  
 b. Oscillogram van de stroom door beide ventielen.  
 c. Oscillogram van de spanning tussen de punten *A* en *B* in fig. 302.

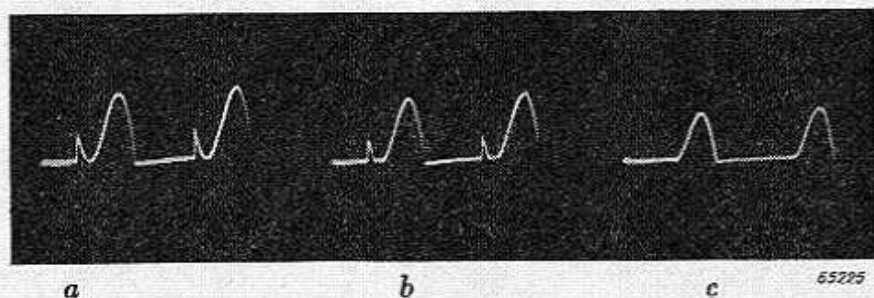


Fig. 305. Oscillogrammen opgenomen aan de schakeling uit fig. 302:  
 a. Hetzelfde oscillogram als in fig. 304a, echter bij een gemiddelde gelijkstroom van 33 mA.  
 b. Hetzelfde oscillogram bij een gemiddelde gelijkstroom van 28 mA.  
 c. Hetzelfde oscillogram bij een gemiddelde gelijkstroom van 20 mA.

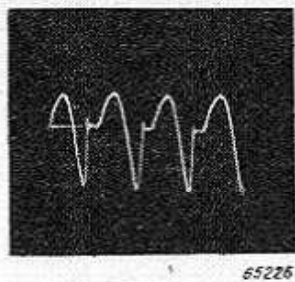


Fig. 306. Oscillogram van de spanning tussen *A* en *B* in de schakeling uit fig. 302, voor het geval *b* uit fig. 305.

een gemiddelde gelijkstroom van 28 mA (dus het geval van het oscillogram uit fig. 305b) is weergegeven in fig. 306. Het verloop van de spanning is gelijk aan dat van fig. 304c, echter met dit verschil dat, gedurende de tijd dat geen stroom door de smoorspoel vloeit, de sinusvorm onderbroken

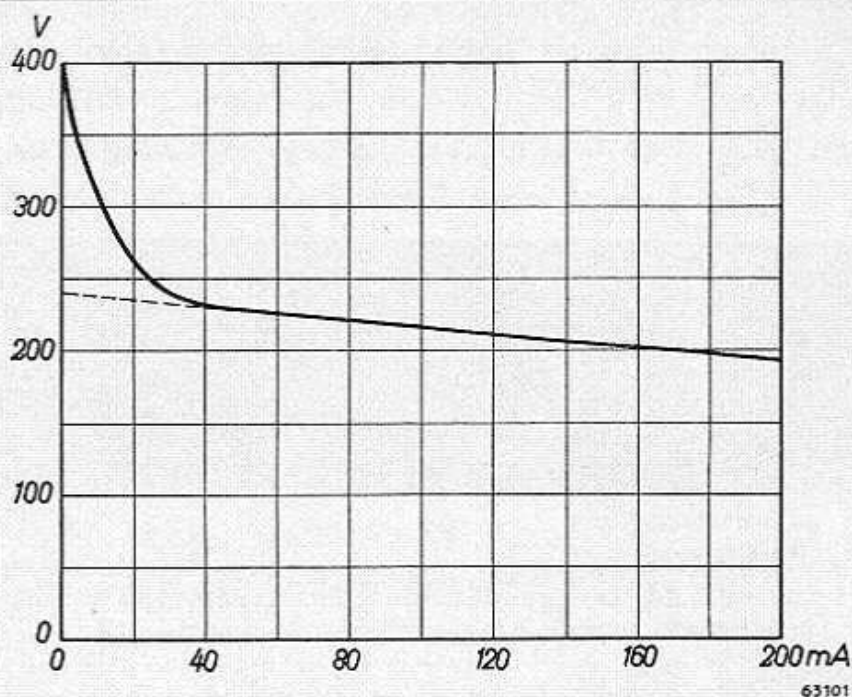


Fig. 307. Belastingskarakteristiek van een gelijkrichtbuis: gemeten in de schakeling uit fig. 291, en in de schakeling uit fig. 302.

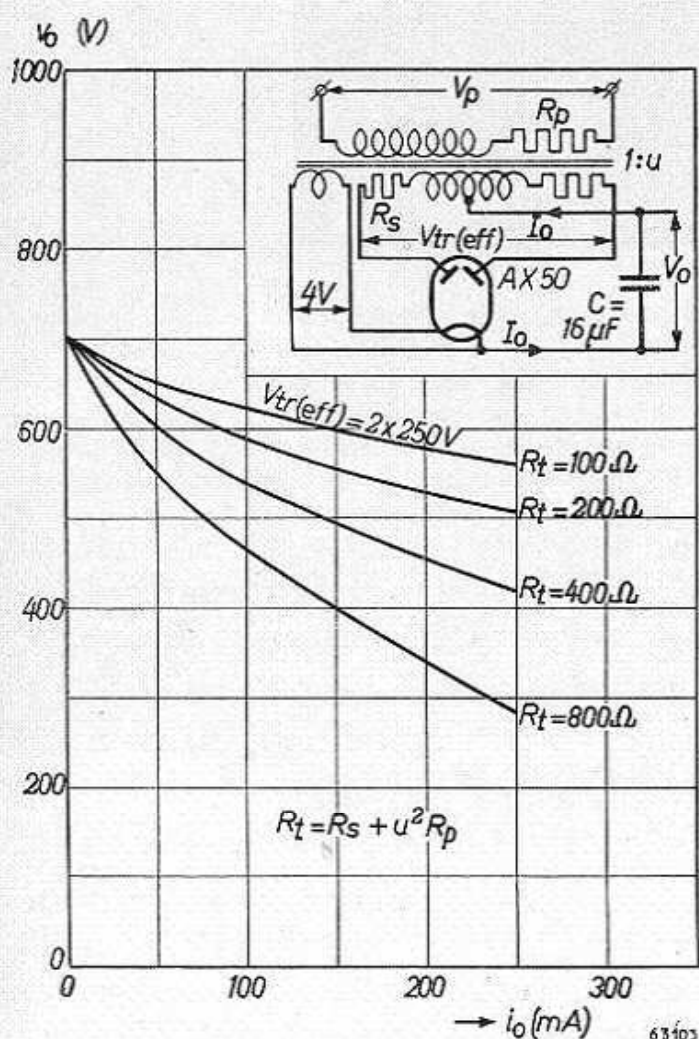


Fig. 308. Belastingskarakteristiek van de met gas gevulde gelijkrichtbuis AX50 met een afvlakfilter volgens fig. 293a.

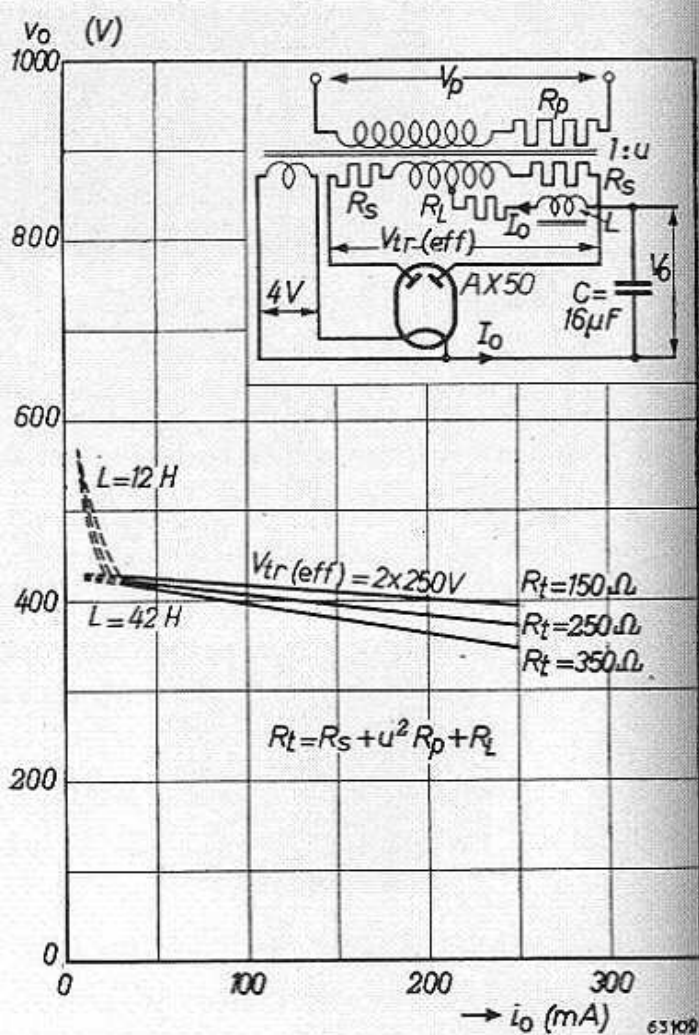


Fig. 309. Belastingskarakteristiek van de met gas gevulde gelijkrichtbuis AX50 met een afvlakfilter volgens fig. 392b.

is. Uit fig. 306 volgt, dat de spanning tussen  $A$  en  $B$  dan ongeveer  $\frac{2}{\pi} V_i$  is.

Bij een iets kleinere stroom kan de spanning een andere waarde hebben. Er ontstaat dan door de plotselinge overgang van de ene spanning naar de andere een trilling; deze is in het oscillogram uit fig. 306 enigszins zichtbaar. In fig. 307 zijn nog de belastingskarakteristieken weergegeven, die onder gelijke omstandigheden zijn gemeten in een gelijkrichtschakeling met een weerstand (fig. 291), en in een gelijkrichtschakeling met een smoorspoel (fig. 302); vanaf een gelijkstroom van ongeveer 33 mA (oscillogram uit fig. 304a) vallen deze samen. Bij een kleinere stroom wordt in de schakeling uit fig. 302 het condensatoreffect merkbaar en is de spanning hoger. Ten slotte zijn in de fig. 308 en 309 nog de belastingskarakteristieken van de gelijkrichtbuis van de AX50 met een afvlakfilter volgens de fig. 293a en 293b weergegeven. In fig. 53 ziet men duidelijk het verschil bij gebruik van een smoorspoel van 12 H en een van 42 H.

## C. BEREKENING VAN ANODESPANNINGSGELIJKRICHTERS

### § 1. Gelijkrichters met buffercondensator

#### a. Berekening van de afgegeven stroom en spanning

Om de berekening niet al te gecompliceerd te maken, zullen we voorlopig aannemen, dat de buffercondensator  $C_1$  in de schakeling uit figuur 310 zo groot is, dat de gelijkspanning constant is <sup>1)</sup>.

Dit geval is in fig. 311 grafisch voorgesteld voor een eenfazige gelijkrichter. De gelijkrichtbuis laat tussen de tijdstippen  $t_1$  en  $t_2$  stroom door, en wel zolang de transformatorspanning hoger is dan  $V_o$ . De tijdstippen  $t_1$  en  $t_2$  kunnen ook in de hoekmaat  $\alpha$  worden uitgedrukt.

De verschillende berekeningen voor de gelijkrichters met buffercondensator kan men nu sterk vereenvoudigen door in het vervolg de hoekmaat  $\alpha$  als hulp-

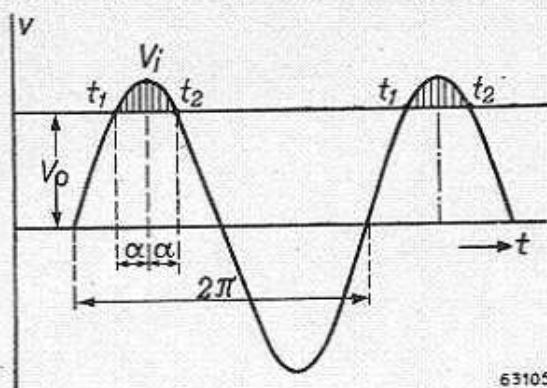


Fig. 311. Diagram van de wisselspanning met topwaarde  $V_i$  en van de gelijkspanning  $V_o$ , als functie van de tijd voor éénfazige gelijkrichting. Het tijdsverloop tussen  $t_1$  en  $t_2$ , gedurende hetwelk de gelijkrichtbuis stroom doorlaat, is door tweemaal de hoekmaat  $\alpha$  aangegeven. Aangenomen wordt, dat de gelijkspanning gedurende het laden en ontladen van de buffercondensator constant blijft.

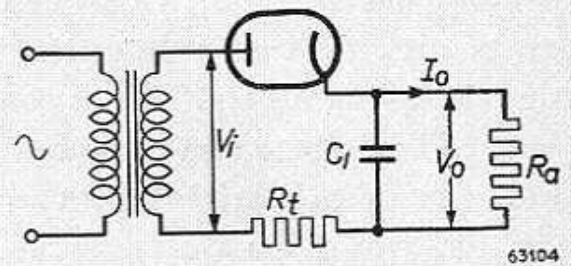


Fig. 310. Principiële schakeling van een eenfazige gelijkrichter met afvlakcondensator  $C_1$ .  $V_i$  stelt de beschikbare wisselspanning voor aan de secundaire zijde van de transformator, en  $V_o$  de verkregen gelijkspanning over de condensator  $C_1$ .  $R_a$  is de belasting en  $R_t$  de inwendige weerstand van de buis, vermeerderd met de primaire en de secundaire weerstand van de transformator.

grootheid te gebruiken. Daartoe transformeert men allereerst alle belangrijke grootheden tot functies van  $\alpha$ , waardoor dan ook hun onderling verband is vastgelegd. Dit verband laat zich weliswaar meestal niet in een praktische formule uitdrukken, maar het leidt, grafisch voorgesteld, tot een meer overzichtelijke

1) Deze en verdere vereenvoudigingen hebben tot gevolg, dat de resultaten van de berekeningen soms enige procenten van de gemeten waarden kunnen afwijken. Dit is echter van weinig praktische betekenis, aangezien aan de nauwkeurigheid ook reeds door andere omstandigheden, bijv. door het feit dat de spanning van het lichtnet in de praktijk niet zuiver sinusvormig is, een grens wordt gesteld.

lijke en eenvoudiger berekening van gelijkrichters.

Uit fig. 311 volgt reeds direct:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{\text{eff}} \sqrt{2}} = \cos \alpha. \dots \text{(VIII C 1)}$$

Dit is door de kromme I in fig. 312 weergegeven.

Een tweede belangrijke grootte is de gelijkstroom  $I_o$ . De berekening voor eenfazige gelijkrichting volgt uit vgl. (II B 55) blz. 198, boek I:

$$i_g = \frac{V_g}{\pi R_g} (\sin \alpha - \alpha \cos \alpha).$$

Het is gemakkelijk in te zien, dat deze vgl. voor  $n$ -fazen wordt:

$$I_o = \frac{n V_i}{\pi R_t} (\sin \alpha - \alpha \cos \alpha), \text{(VIII C 2)}$$

(waarbij  $V_g$  en  $R_g$  zijn vervangen door  $V_i$ , resp.  $R_t$ ).  $R_t$  is de totale weerstand in de schakeling voor één fase. De  $i_a/v_a$ -karakteristiek van de gelijkrichtbuis is verder als recht aangenomen; hiervoor geldt dus een bepaalde inwendige weerstand van het ventiel,  $R_i$ . Voordat wij nu vgl. (VIII C 2) door een kromme voorstellen, is het nuttig vast te stellen, dat de factor  $n V_i / \pi R_t$  een karakteristieke grootte van de gelijkrichter is, nl. de kortsluitstroom.  $n V_i / \pi$  is immers de gemiddelde transformatorspanning, die dus, door deling door de inwendige weerstand  $R_t$ , de kortsluitstroom oplevert. Uit fig. 311 kan men trouwens ook onmiddellijk zien dat, bij kortsluiting van de gelijkrichter, de stroomhoek  $\alpha = 90^\circ$  wordt, d.w.z. dat in vgl. (VIII C 2) de vorm tussen haakjes gelijk wordt aan 1. Hieruit volgt dus ook:

$$I_k = \frac{n V_i}{\pi R_t}. \dots \text{(VIII 3C)}$$

Vergelijking (VIII C 2) kan men nu ook in de volgende vorm gieten:

$$\frac{I_o}{I_k} = \sin \alpha - \alpha \cos \alpha. \dots \text{(VIII C 4)}$$

Dit wordt in fig. 312 voorgesteld door de kromme II. Deze kromme

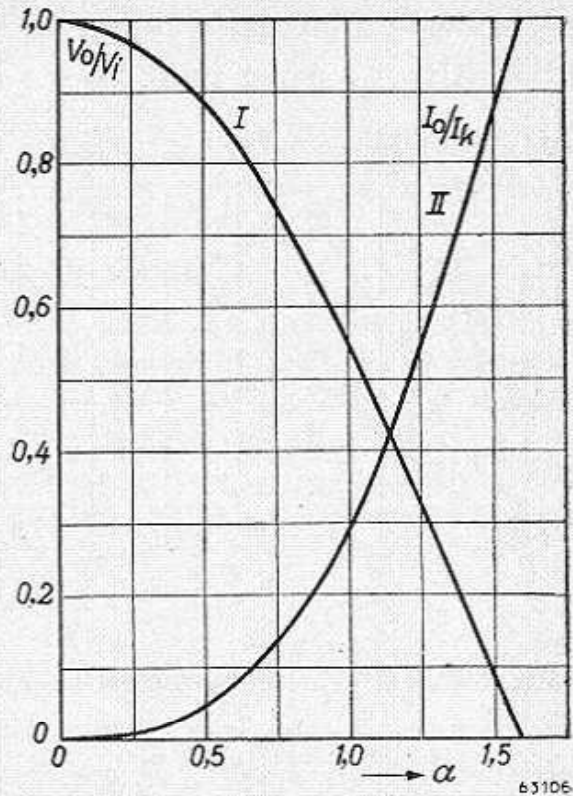


Fig. 312.  $\frac{V_o}{V_i}$  en  $\frac{I_o}{I_k}$  grafisch voorgesteld als functie van de hoekmaat  $\alpha$ .  $\frac{V_o}{V_i}$  is een cosinusfunctie.

kan men nu ook combineren met kromme  $I$  voor  $V_o/V_i$ . Door de overeenkomstige waarden punt voor punt uit te zetten, kan men dan een algemene kromme voor de belastingskarakteristiek van gelijkrichters met oneindig grote buffercondensator vinden (zie fig. 313). Voor het gebruik van deze kromme moeten echter eerst de kortsluitstroom  $I_k$  en de nullastspanning  $V_i$  bekend zijn. Wanneer de gelijkrichter eenmaal is ontworpen, zijn  $V_i$  en  $R_t$  inderdaad bekend, zodat men  $I_k$  met behulp van vergelijking (VIII C 3) kan berekenen.

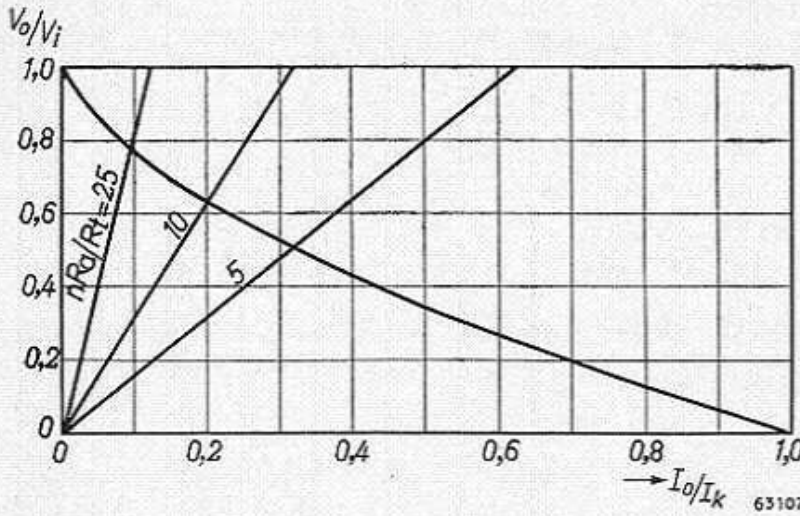


Fig. 313.  $\frac{V_o}{V_i}$  grafisch voorgesteld als functie van  $\frac{I_o}{I_k}$  met enige belastingslijnen.

Wanneer de gelijkrichter eenmaal is ontworpen, zijn  $V_i$  en  $R_t$  inderdaad bekend, zodat men  $I_k$  met behulp van vergelijking (VIII C 3) kan berekenen. Wil men echter voor het berekenen van de gelijkrichter de voor een bepaalde belasting vereiste transformatorspanning vinden, dan kan men deze kromme niet gebruiken. In dit stadium zijn immers noch  $V_i$  noch  $I_k$  bekend. Toch willen wij nog wijzen op een andere mogelijkheid, die het gebruik van fig. 313 toestaat.

De belastingskromme is in fig. 313 op een relatieve schaal weergegeven. Nu wordt het werkpunt op een normale  $I_o/V_o$ -karakteristiek bepaald door de uitwendige belasting; dit zal ook in fig. 313 het geval zijn. Door de uitwendige belasting ontstaat gewoonlijk een tweede verband tussen  $I_o$  en  $V_o$ :

$$V_o = I_o R_a \dots \dots \dots \text{(VIII C 5)}$$

Het snijpunt van deze belastingslijn met bovengenoemde belastingskromme geeft het gezochte werkpunt. Voor fig. 313 kan men dus zoeken naar een overeenkomstig verband tussen  $V_o/V_i$  en  $I_o/I_k$ . Voor vergelijking (VIII C 5) kan ook worden geschreven:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_a}{V_i} I_o$$

Om tot het verband met  $I_o/I_k$  te komen, schrijven wij dit als volgt:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o}{I_k} \times \frac{I_k R_a}{V_i}$$

en, met behulp van vgl. (VIII C 3):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o}{I_k} \times \frac{1}{\pi} \cdot \frac{nR_a}{R_t} \dots \dots \dots \text{(VIII C 6)}$$

Dit stelt dus de belastingslijn voor op de maatstaf van fig. 313. Voor het tekenen van deze lijn in fig. 313 dient eerst  $R_t$  te worden geschat. Construeert men daarna de belastingslijn volgens vgl. (VIII C 6), dan geeft het snijpunt met de  $\frac{V_o}{V_i} / \frac{I_o}{I_k}$ -kromme direct de waarde van  $V_o/V_i$ , dus van de vereiste  $V_i$ . Zo zijn in fig. 313 enige belastingslijnen getrokken voor  $\frac{nR_a}{R_t} = 25, 10$  en  $5$ .

Voor een eenfazige gelijkrichter met een inwendige weerstand van  $800 \Omega$  en met  $8000 \Omega$  belast (bijv.  $400 \text{ V}$ ,  $50 \text{ mA}$ ), bedraagt  $nR_a/R_t = 10$ . Uit fig. 57 lezen wij dan voor  $V_o/V_i$  een waarde af van  $0,63$ , d.w.z. voor de gelijkspanning van  $400 \text{ V}$  moet de transformatorspanning  $V_i = 635 \text{ V}$  of  $450 V_{eff}$  zijn. Verder kan men uit fig. 313 de kortsluitstroom van de

gelijkrichter afleiden:  $I_k = \frac{50}{0,2} = 250 \text{ mA}$ . Bij een belasting van  $100 \text{ mA}$  zal de spanning dus dalen tot  $400 \times \frac{0,40}{0,63} = 254 \text{ V}$  (de open spanning blijft natuurlijk gelijk aan  $V_i$ , dus  $635 \text{ V}$ ).

Uit fig. 313 blijkt ook, dat de verhouding  $V_o/V_i$  direct in  $nR_a/R_t$  kan worden uitgedrukt, hetgeen uit het oogpunt van berekening practischer is. Daartoe schrijven wij vgl. (VIII C 5) als volgt:

$$V_i \cos a = I_o R_a,$$

of, met behulp van vgl. (VIII C 2),

als: 
$$\frac{nR_a}{R_t} = \frac{\pi}{\text{tga} - a} \text{ (VIII C 7).}$$

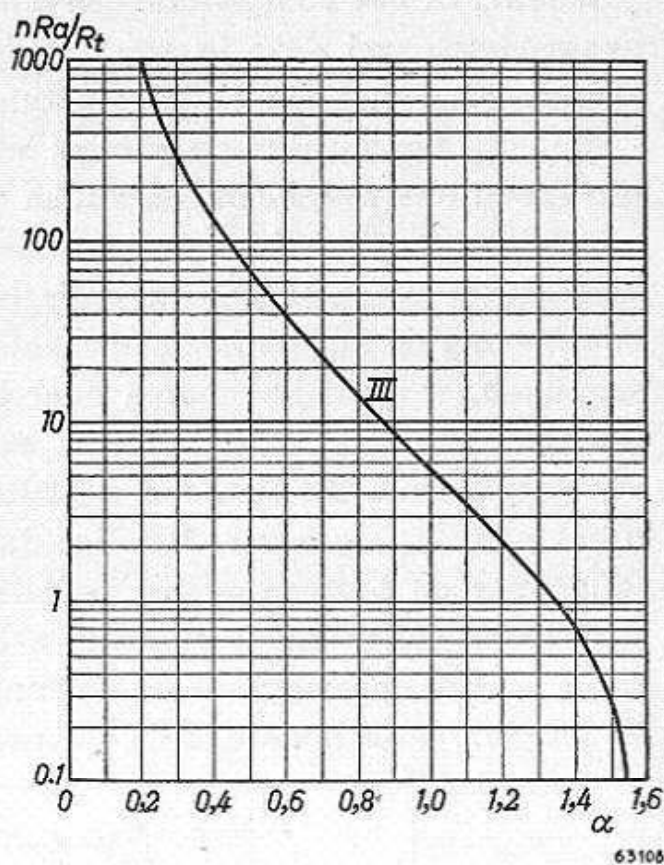


Fig. 314.  $\frac{nR_a}{R_t}$  grafisch voorgesteld als functie van de hoekmaat  $a$ .

Deze vergelijking geeft fig. 314 weer. Combineert men deze kromme

met kromme 1 in fig. 312, dan vindt men tevens een verband tussen

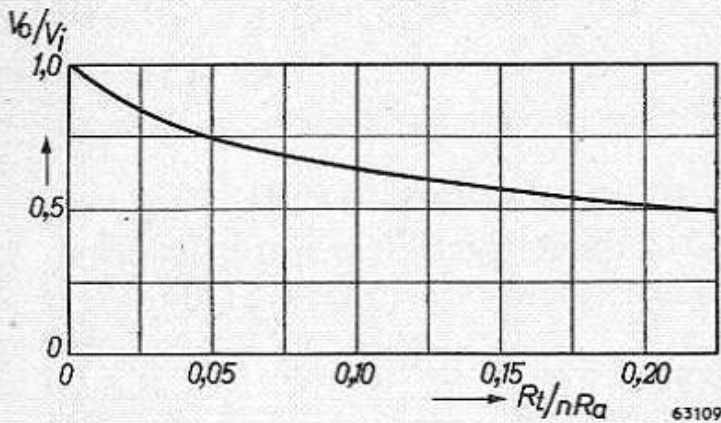


Fig. 315.  $\frac{V_o}{V_i}$  als functie van  $\frac{R_t}{nR_a}$  ter bepaling van de transformatorspanning bij een grote waarde van  $C_1$ .

$V_o/V_i$  en  $nR_a/R_t$ .

In boek I, fig. 118, blz. 199, vindt men deze kromme met  $R_a/R_t$  (d.w.z. daar  $R/R_g$ ) als onafhankelijke variabele; in ons geval dus voor  $nR_a/R_t$ . Deze kromme (fig. 315)<sup>1)</sup> zal men nu meestal gebruiken als uitgangspunt voor de berekening. Aan de hand van de gegeven belasting  $R_a$ , het fazental  $n$  en de voorlopige schatting van  $R_t$ , bepaalt men nu direct  $V_o/V_i$ ,

dus de voor een gegeven spanning  $V_o$  vereiste transformatorspanning  $V_i$ .

**b. Berekening van de rimpelspanning**

Hoewel in het voorgaande eenvoudigheidshalve  $C_1$  oneindig groot was aangenomen, zal deze in werkelijkheid een eindige waarde hebben; de spanning zal dus een zekere fluctuatie vertonen.

Wij moeten nu dus de eindige waarde voor  $C_1$  in rekening brengen; uit praktische overwegingen zullen wij echter wel de waarde van  $a$  die voor  $C_1 = \infty$  gold, blijven gebruiken. Als op de buffercondensator een afvlakfilter volgt, is van de rimpelspanning hoofdzakelijk de grondgolf van belang; de hogere harmonischen, die toch reeds zwakker zijn dan de grondgolf, worden bovendien door het filter veel sterker afgevlakt. De afvlakking van een RC-filter is evenredig met de frequentie van de rimpelspanning, die van een LC-filter is echter evenredig met het kwadraat van de frequentie. Het ligt dus voor de hand, van de rimpelspanning over de buffercondensator alleen de grondgolf te onderzoeken.

Daartoe zullen wij berekenen welke spanning over de buffercondensator wordt opgewekt door een pulserende laadstroom. Gedurende de stroomdoorgang bedraagt de momentele waarde van deze stroom:

$$i = \frac{V_i}{R_t} (\cos \omega t - \cos a) \dots \dots \dots \text{(VIII C 8)}$$

Hierbij ligt het nulpunt van de tijdas onder een top van de wissel-

1) Men is gedwongen hier, in afwijking van voorafgaande berekeningen, in plaats van  $nR_a/R_t$ ,  $R_t/nR_a$  te gebruiken, aangezien anders de waarden die bij  $R_a = \infty$  behoren buiten de figuur zouden komen te liggen.



stroom (fig. 316). Voor  $\omega t > a$  is de stroom gedurende enige tijd onderbroken, dus 0.

De frequentie van de grondgolf is, in het algemeen,  $n\omega$ ; de amplitude vindt men, met behulp van reeksontwikkelingen volgens Fourier, uit:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \cos n\omega t \, d\omega t.$$

Daar zowel de vorm van  $i$  als die van  $\cos n\omega t$  in het interval  $2\pi$  regelmatig  $n$  maal voorkomen, kan men de integratie eenvoudiger over de tijd  $\frac{2\pi}{n}$  uitvoeren, en zelfs van dit interval nog de helft nemen, aangezien de vorm van  $i$  symmetrisch is, dus:

$$A_1 = \frac{2n}{\pi} \int_0^{\pi/n} i \cos n\omega t \, d\omega t.$$

In het interval  $\frac{\pi}{n}$  vloeit echter alleen gedurende het gedeelte  $a$  stroom, zodat ten slotte kan worden geschreven:

$$A_1 = \frac{2n}{\pi} \int_0^a \frac{V_i}{R_t} (\cos \omega t - \cos a) \cos n\omega t \, d\omega t. \quad (\text{VIII C 9}).$$

Het resultaat van deze integraal is voor verschillende fazentallen verschillend:

$$\left. \begin{aligned} n = 1: A_1 &= \frac{n V_i}{\pi R_t} (a - \sin a \cos a) \\ n = 2: A_1 &= \frac{n V_i}{\pi R_t} (\sin a - \cos a \sin 2a + \frac{1}{3} \sin 3a) \\ n = 3: A_1 &= \frac{n V_i}{\pi R_t} (\frac{1}{2} \sin 2a - \frac{2}{3} \cos a \sin 3a + \frac{1}{4} \sin 4a) \\ n = 6: A_1 &= \frac{n V_i}{\pi R_t} (\frac{1}{5} \sin 5a - \frac{1}{3} \cos a \sin 6a + \frac{1}{7} \sin 7a) \end{aligned} \right\} (\text{VIII C 10}).$$

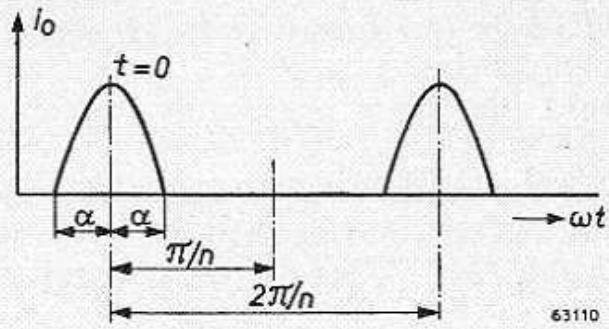


Fig. 316. De pulserende laadstroom van de buffercondensator als functie van de tijd. Het nulpunt van de tijdas is onder een piek van de wisselstroom geplaatst.

Hier is dus ook de rimpelspanning weer in de kortsluitstroom uitgedrukt (de factor  $\frac{nV_i}{\pi R_t}$  komt immers overeen met  $I_k$ , zie vgl. (VIII C 3), en wel als functie van  $\alpha$  met  $n$  als parameter. Voor een praktisch gebruik drukken wij de rimpelstroom liever uit in de gelijkstroom  $I_o$ . Wij schrijven daarom vgl. (VIII C 10) als volgt:

$$\frac{A_1}{I_o} = \frac{A_1}{I_k} \cdot \frac{I_o}{I_k} = \frac{\alpha - \sin \alpha \cos \alpha}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}, \text{ enz.} \quad (\text{VIII C 11}).$$

Vergelijking (VIII C 11) is in fig. 317 voor verschillende fazentallen

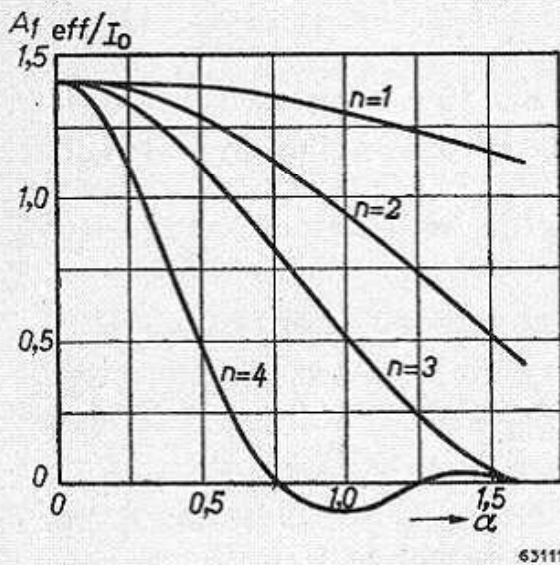


Fig. 317.  $\frac{A_1 \text{ eff}}{I_o}$  als functie van de hoekmaat  $\alpha$  voor verschillende fazentallen.

fig. 318 blijkt, dat bij een- en bij tweefazige gelijkrichting  $A_{1 \text{ eff}}/I_o$  tamelijk constant is. Daardoor kan men voor globale berekeningen handig gebruik maken van de vuistformules:

$$\text{een faze: } V_{r \text{ eff}} = 4,5 \frac{I_o \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}}, \dots \quad (\text{VIII C 12a})$$

$$\text{twee fazen: } V_{r \text{ eff}} = 1,5 \frac{I_o \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}}, \dots \quad (\text{VIII C 12b})$$

Hierbij dienen echter nog wel enige factoren in aanmerking te worden genomen, waardoor de werkelijke rimpelspanning meer van de berekende waarde kan afwijken.

Bij het berekenen ging men uit van de laadstroom en de impedantie

afgebeeld, waarbij voor  $A_1$  de effectieve waarde is ingevuld, aangezien deze waarde later nog zal worden gebruikt.

Ten slotte kan men  $A_1/I_o$ , door combinatie van fig. 317 met fig. 314, als functie van  $R_t/nR_a$  uitzetten (zie fig. 318). De grondgolf van de rimpelspanning over de buffercondensator is nu:

$$V_{r \text{ eff}} = \frac{A_1 \text{ eff}}{2\pi n f C} \dots \quad (\text{VIII C 12})$$

Deze vergelijking laat een tot in enige procenten nauwkeurige berekening van de rimpelspanning toe. Uit

van de buffercondensator. Dit is echter alleen toelaatbaar indien de ingangsimpedantie van het afvlakfilter zeer groot is ten opzichte van de reactantie van de buffercondensator, zodat de totale rimpelstroom inderdaad geheel door de buffercondensator vloeit. Bij gebruik van een LC-filter kan de totale in rekening te brengen impedantie hoger zijn, bij een RC-filter lager; de rimpelspanning kan diensgevolge hoger of lager zijn dan de berekende. De rimpelspanning kan onverwacht laag worden, als een veel stroom nemende belasting zonder afvlakfilter parallel aan de buffercondensator wordt aangesloten. Als een praktisch voorbeeld nemen wij een eenfazige gelijkrichter met een buffercondensator van  $8 \mu\text{F}$  en een daarop volgende smoorspoel van  $5 \text{ H}$ . De impedantie van het afvlakfilter wordt grotendeels door deze zelfinductie bepaald en bedraagt bij  $50 \text{ Hz}$  ca.  $1500 \Omega$ . De reactantie van de buffercondensator bedraagt ongeveer  $400 \Omega$ . De werkelijke rimpelspanning wordt nu niet alleen door de laatstgenoemde reactantie bepaald, maar door de parallelschakeling van beide impedanties:

$$Z_{tot} = \frac{1500 \times 400}{1500 - 400} = 550 \Omega.$$

De werkelijke rimpelspanning zal dus ca.  $\frac{550}{400} \times$  de oorspronkelijke uit  $C$  berekende waarde verkrijgen.

Minder gemakkelijk te controleren zijn de afwijkingen die door ongelijkheid van de verschillende fazen in de gelijkrichtschakeling optreden. Hierdoor ontstaat doorgaans een extra rimpel met de frequentie van het net. Dit kan soms zelfs zó ver gaan, dat een tweefazige gelijkrichter, die met een zeer hoge weerstand is belast, eenfazig werkt. De iets lagere transformatorspanning van de andere faze komt dan nimmer boven de gelijkspanning  $V_o$  uit.

Een overeenkomstige afwijking ontstaat als op de netspanning, ten gevolge van asymmetrie in de wisselstroomgenerator, soms een andere

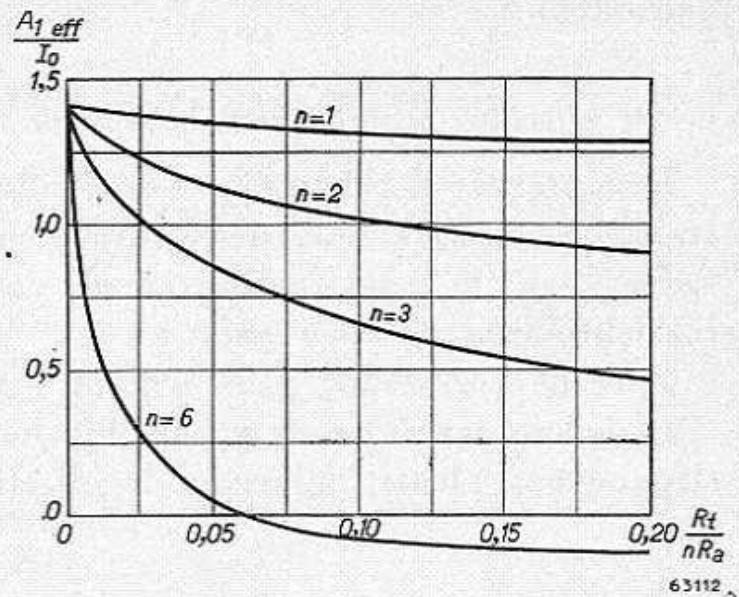


Fig. 318.  $\frac{A_1 \text{ eff}}{I_o}$  als functie van  $\frac{R_t}{nR_a}$ , ter bepaling van de effectieve waarde van de rimpelstroom bij verschillende fazentallen.

spanning van veel lagere frequentie gesuperponeerd is. Zo kan men bij verscheidene 50 Hz netten een, zij het zwakke, component van 16 2/3 Hz aantreffen.

### c. De effectieve waarde van de secundaire stroom

Deze waarde is belangrijk voor de dimensionering van de secundaire transformatorwikkeling, de eventuele sputterweerstand in de anodeketens van de gelijkrichtbuizen en voor het vermogen dat in de gelijkrichtbuizen verloren gaat.

Voor de berekening gaan wij uit van fig. 319.

In iedere fase van de schakeling heeft eenmaal per periode  $T$  een stroomstoot plaats, waarvan de effectieve waarde wordt gedefinieerd door:

$$I_{s\text{ eff}}^2 T = \int i_s^2 dt.$$

De integraal strekt zich uit over de tijd van de stroomstoot, d.w.z. over een hoek  $\alpha$  ter weerszijden van de stroompiek. Legt men nu het nulpunt van de tijdas in deze piek, dan kan men schrijven:

$$I_{s\text{ eff}}^2 T = \int_{-a}^{+a} \left[ \frac{V_i}{R_t} (\cos \omega t - \cos \alpha) \right]^2 dt. \quad \dots \text{(VIII C 13)}$$

$$I_{s\text{ eff}}^2 = \frac{V_i^2}{R_t^2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-a}^{+a} (\cos \omega t - \cos \alpha)^2 d\omega t. \quad \dots \text{(VIII C 14)}$$

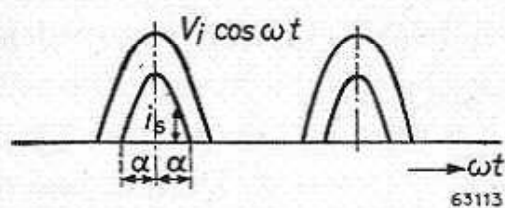


Fig. 319. Stroomstoot in de secundaire wikkeling van de transformator in iedere fase per periode van de wisselstroom.

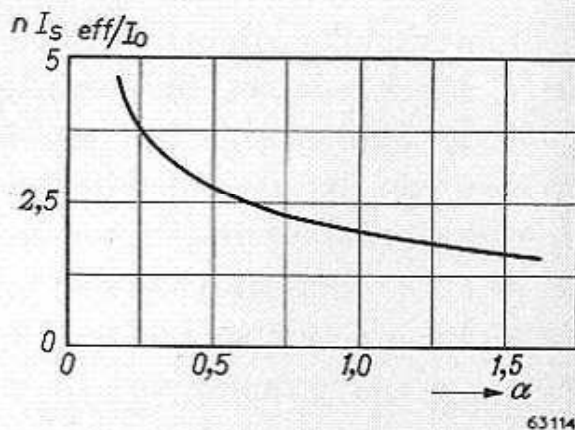


Fig. 320.  $\frac{n I_{s\text{ eff}}}{I_o}$  als functie van de hoekmaat  $\alpha$ .

Uitwerking van deze integraal geeft:

$$I_s^2_{eff} = \frac{V_i^2}{R_t^2} \cdot \frac{1}{2\pi} (a + 2a \cos^2 a - 3 \cos a \sin a). \quad (\text{VIII C 15})$$

Substitueren wij hierin vgl. (IX C 3), dan verkrijgen wij:

$$\frac{n^2 I_s^2_{seff}}{I_k^2} = \frac{\pi}{2} (a + 2a \cos^2 a - 3 \cos a \sin a). \dots \quad (\text{VIII C 16})$$

Vervangen wij hierin weer  $I_k$  door  $I_o$ , dan wordt de eindformule:

$$\frac{n I_{seff}}{I_o} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{2} (a + 2a \cos^2 a - 3 \cos a \sin a)}}{\sin a - a \cos a} \dots \quad (\text{VIII C 17})$$

Dit resultaat is in fig. 320 uitgezet als functie van de hoekmaat  $a$ . Met behulp van fig. 314 kan ook weer het verband tussen  $\frac{n I_{seff}}{I_o}$  en  $\frac{n R_a}{R_t}$  worden gelegd, zoals is aangegeven in fig. 321.

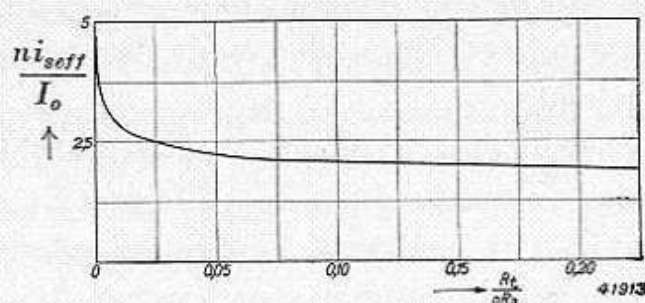


Fig. 321.  $\frac{n i_{s\ eff}}{I_o}$  als functie van  $\frac{R_t}{n R_a}$  ter bepaling van de secundaire stroom.

d. *Grootte van de buffercondensator in verband met de hiervoor toelaatbare rimpelspanning*

Gedurende de tijd dat de gelijkrichtbuis geen stroom doorlaat, levert de buffercondensator stroom aan de belasting; deze stroom in omgekeerde richting <sup>1)</sup> veroorzaakt een ongewenste electrolyse, die de levensduur van de condensator nadelig beïnvloedt. Het gemiddelde van deze stroom, of de per periode afgevoerde lading, is voor deze electrolyse

1) Hierbij is het gebruik van electrolytische condensatoren als vanzelfsprekend aangenomen.

maatgevend en moet beneden bepaalde grenzen worden gehouden. Deze grenswaarde kan het best in de rimpelspanning worden uitgedrukt. Zoals bekend, daalt gedurende de ontlading de spanning aan de condensator met een bedrag  $\Delta V_o = \frac{Q}{C}$ . Hierdoor ontstaat een vrijwel zaagtandvormige rimpelspanning (zie fig. 294 en 295).

Aangezien men bij meting meestal de effectieve waarde van de rimpelspanning verkrijgt, zal men de limiet liever in deze waarde uitdrukken. Tussen de effectieve waarde en de zaagtandvormige spanning  $\Delta V_o$ , bestaat theoretisch, onafhankelijk van  $\alpha$ , een vaste verhouding:

$$\Delta V_{effo} = 0,29 \Delta V_o. \quad (\text{VIII C 18})$$

Dit is de effectieve waarde van de totale rimpelspanning. In C § 1-b werd namelijk de grondgolf van de rimpelspanning berekend, vgl. (VIII C 12), die trouwens weinig van de bovenstaande waarde afwijkt.

Het is dus mogelijk, aan de hand van levensduurproeven een grenswaarde voor de effectieve rimpelspanning op te geven. Zonder een grote fout te begaan, kunnen wij reeds zeggen, dat het met behulp van vgl. (VIII C 12) berekende bedrag beneden deze grenswaarde moet blijven. Dit verschaft ons dus een contrôle, nadat reeds de waarde van de buffercondensator is vastgelegd.

Nog liever zouden wij echter over een middel beschikken waarmede uit een bepaalde serie condensatoren direct die met de gewenste waarde kan worden gekozen. Dan is weliswaar de rimpelspanning nog niet bekend, maar voor een bepaalde condensator kan uit de grenswaarde van de rimpelspanning ook een grenswaarde voor de rimpelstroom worden geconcludeerd.

Aangenomen, dat de effectieve waarde van de totale rimpelspanning weinig afwijkt van die van de grondgolf, dan vindt men voor de limiet van de grondgolf van de rimpelstroom de grenswaarde van de rimpelspanning, vermenigvuldigd met  $\omega C$ . Aangezien er, zoals uit fig. 318 blijkt, een vrij constante verhouding is tussen rimpelstroom en afgenomen gelijkstroom, kan men ten slotte ook deze laatste waarde als maatstaf kiezen voor de bruikbaarheid van de electrolytcondensator.

Naarmate de rimpelfrequentie hoger is, is de ontlaadstroom minder schadelijk. Daarom kan men voor een bepaalde condensator, bij 50 Hz bijv. 140 mA toelaten, bij 100 Hz echter 160 mA. In het geval van driefazige gelijkrichting, waarbij een rimpel van 150 Hz ontstaat, kan men dus nog meer toelaten. Uit het bovenstaande volgt, dat men voor het bepalen van de buffercondensator volgens C, § 1-b, de effectieve waarde

van de rimpelstroom vaststelt en daarna onderzoekt welke condensator uit de beschikbare series deze stroom verdraagt.

De fout die men dan maakt wordt voldoende gedekt door de zekerheidsfactor die in dergelijke grenswaarden steeds wordt verrekend. Men kan zelfs zover gaan, te veronderstellen dat de effectieve rimpelstroom bij een- en tweefazige gelijkrichting gelijk is aan  $1,4 \times$  de gelijkstroom (zie fig. 317).

## § 2. Gelijkrichters zonder buffercondensator

### a. Berekening van de afgegeven stroom en spanning

Hoewel bovenstaande titel eigenlijk niet volledig is, is deze eenvoudigheidshalve zo kort gekozen omdat in de schakelingen die hier zullen worden besproken, het ontbreken van de buffercondensator het eerst opvalt.

Het berekenen van de gelijkrichter met buffercondensator werd aanmerkelijk eenvoudiger, omdat de spanning hierover als constant kon worden aangenomen. Laat men nu de buffercondensator weg, dan wordt, zoals wij in B, § 3, zagen, de momentele waarde van de uitgangsspanning (aan de ingang van het filter) gelijk aan die van de transformatorspanning, zolang een ventiel geleidt. Dientengevolge kunnen wij ons dus in vele gevallen weer baseren op een betrekkelijk eenvoudig spanningsverloop, en dit maakt een gemeenschappelijke wijze van berekenen voor de volgende gevallen mogelijk:

1. willekeurig aantal met  $R$  belaste fazen;
2. twee en meer met  $L$  en  $R$  belaste fazen;
3. twee en meer met  $L$  en  $C$  parallel met  $R$  belaste fazen, onder voorwaarde dat  $L$  groter is dan een bepaald minimum.

Hiermede rekening houdend, zullen wij in het vervolg alleen nog fazentallen onderscheiden.

Wij beginnen met het berekenen van de gemiddelde waarde van de spanning, met behulp van fig. 297 (B § 4).

Iedere gelijkrichtbuis levert stroom gedurende de tijd die door de hoek  $\frac{2\pi}{n}$  wordt voorgesteld, met uitzondering van eenfazige gelijkrichting, waarbij de hoek gelijk is aan  $\pi$ .

De gemiddelde spanning  $V_o$  vinden wij nu door het oppervlak  $V_o \times 2\pi$  te beschouwen als de som van  $n$  kleinere oppervlakken, die elk door een sinustop worden afgesloten.

Dus:

$$V_o T = n \int_{-\pi/n}^{+\pi/n} V_i \cos \omega t \, dt$$

$$2\pi V_o = n \int_{-\pi/n}^{+\pi/n} V_i \cos \omega t \, d\omega t = 2n V_i \sin \frac{\pi}{n}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} \dots \dots \dots \text{(VIII C 19a)}$$

Aangezien bij eenfazige gelijkrichting de helft van de spanning van tweefazige gelijkrichting wordt verkregen, wordt hierbij:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\pi} \dots \dots \dots \text{(VIII C 19b)}$$

Hier zijn echter twee bijkomstigheden verwaarloosd. Ten eerste gaat steeds een constante spanning, de zogenaamde boogspanning  $V_{arc}$ , in de in deze schakeling veel gebruikte, met gas gevulde gelijkrichtbuis verloren. Ten tweede wordt een gedeelte van de transformatorspanning opgenomen in de totale kringweerstand  $R_t$ . De beschikbare spanning wordt nu dus:

$$v = V_i \cos \omega t - V_{arc} - i_s R_t.$$

Integreert men nu deze waarde, dan is  $n \times$  de integraal van  $i_s$  gelijk aan  $2\pi I_o$ , dus:

$$V_o = \frac{n}{\pi} V_i \sin \frac{\pi}{n} - V_{arc} - I_o R_t, \dots \dots \text{(VIII C 20a)}$$

en voor één faze:

$$V_o = \frac{V_i}{\pi} - V_{arc} - I_o R_t \dots \dots \dots \text{(VIII C 20b).}$$

Voor drie of meer fazen behoeft de afleiding van Vgl. (VIII C 20) eigenlijk nog een correctie, die echter meestal zo klein is dat zij mag worden verwaarloosd.

Zodra namelijk een zekere weerstand  $R_t$  aanwezig is, is het niet meer geheel juist, dat bij elkander overkoepelende spanningskrommen (fig. 297) slechts één ventiel geleidt. Om en nabij het snijpunt van de spanningskromme komt een korte tijd voor, waarin twee ventielen gelijktijdig stroom voeren. De fout die hierdoor ontstaat, begint echter pas



bij zeer grote belastingen een rol te spelen. Bepaald verkeerd wordt vgl. (VIII C 20) in het geval van kortsluiting.

Beschouwt men een ventiel zonder hoogspanning ( $V_{arc} = 0$ ), dan volgt uit vgl. (VIII C 20a) voor de kortsluitstroom:

$$I_o = I_k = \frac{n V_i}{\pi R_t} \sin \frac{\pi}{n} \dots \dots \dots \text{(VIII C 21)}$$

Voor een gelijkrichter met  $C = \infty$  vonden wij echter in het eerste gedeelte in C § 1 voor de kortsluitstroom reeds:

$$I_k = \frac{n V_i}{\pi R_t}$$

Dit bedrag zal hier natuurlijk weer moeten worden gevonden; bij kortsluiting speelt immers de buffercondensator geen rol meer.

Wij zullen thans weer de belastingslijnen op de schaal van fig. 313

weergeven en daartoe uitgaan van de vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b). Aangezien de hoogspanning een moeilijk te bepalen factor is en deze daardoor een onzekere waarde heeft, welke echter meestal klein is ten opzichte van  $V_o$ , zullen we deze waarde in de verdere berekeningen verwaarlozen. Voor  $I_o = 0$  is de verhouding van de spanningen  $V_o$  en  $V_i$  (in onbelaste toestand) bekend uit vgl. (VIII C 19) (zie fig. 322).

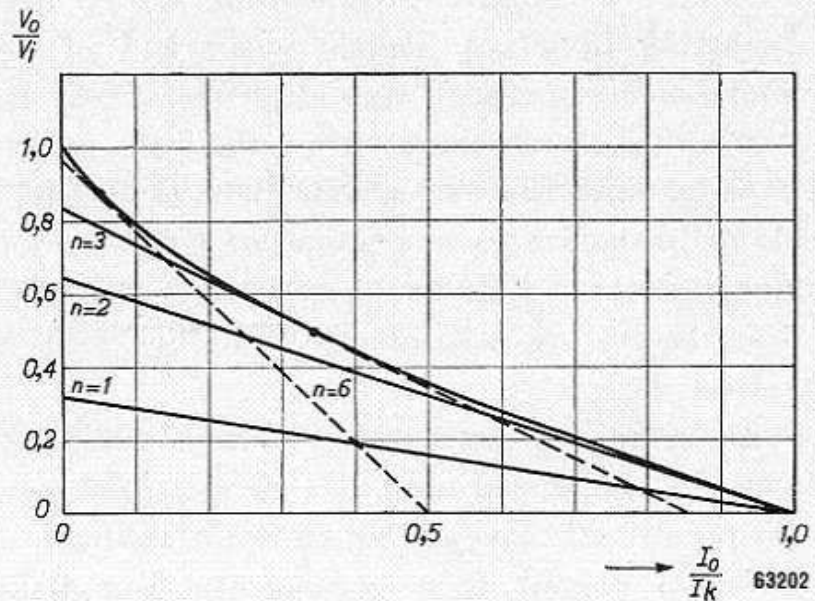


Fig. 322.  $\frac{V_o}{V_i}$  als functie van  $\frac{I_o}{I_k}$  bij verschillende fazentallen. De karakteristieken voor  $n = 3$  en  $n = 6$  zijn gestippeld, daar deze niet geheel juist zijn. De karakteristieken voor  $n = 3$  en  $n = 6$  bereiken ieder op zichzelf het raakpunt en volgen dan de lijn van  $C = \infty$ .

Uit vgl. (VIII C 20) concluderen wij een lineair verloop van de karakteristiek, en wel voor een en twee fazen naar hetzelfde kortsluitpunt, zoals in fig. 322 is weergegeven. Dit punt komt dus weer overeen met

$$\frac{I_o}{I_k} = 1, \text{ waarin } I_k \text{ aan vgl. (VIII C 3) beantwoordt.}$$

Voor drie en meer fazen zou volgens vgl. (VIII C 21) gelden:

$$\frac{I_o}{I_k} = \sin \frac{\pi}{n}$$

Deze lijnen zijn eveneens in fig. 822 aangebracht, hoewel zij, zoals reeds gezegd, niet het juiste verloop voorstellen. Daar deze gevallen voor ons niet zo belangrijk zijn, zullen wij afzien van de juiste berekening. Het blijkt echter, dat de werkelijke karakteristiek vrij nauwkeurig de kromme voor  $C = \infty$  (fig. 313), vanaf het raakpunt met deze kromme, volgt, terwijl het begin overeenkomt met het verloop van vgl. (VIII C 20) <sup>1</sup>).

Uit vgl. (VIII C 20) volgt een belastingskarakteristiek, die des te vlakker verloopt naarmate  $R_t$  een kleinere waarde heeft. Levert de gelijkrichter echter stroom aan een afvlakfilter dat met een condensator eindigt, dan gaat bovenstaande beschouwing alleen op indien de stroom naar het filter geen enkel ogenblik wordt onderbroken. Wij hadden immers vooropgesteld dat de ingang van het filter voortdurend met de transformator verbonden bleef. Onder B, § 3 hebben we gezien dat, bij een belasting door een enkele weerstand of door een weerstand in serie met een smoorspoel, aan deze eis steeds zonder meer wordt voldaan. Verder zagen we, dat in het geval van een filter met een z.g. smoorspoelingang, men er echter voor dient te zorgen, dat de amplitude van de op de gelijkstroom gesuperponeerde rimpelstroom nimmer groter wordt dan de waarde van de gelijkstroom, en dit stelt een minimum eis aan de waarde van de zelfinductie voor het verkrijgen van een rechte karakteristiek.

De rimpelstroom wordt vrijwel uitsluitend bepaald door de grondgolf van de rimpelspanning. De rimpelspanning heeft in het algemeen een frequentie  $nf$ . Hoewel zij in werkelijkheid uit gedeelten van een sinus bestaat, begaat men geen grote fout als men de afzonderlijke bogen opvat als complete sinussen met een amplitude:

$$V_r = \Delta V_o = V_i \left\{ 1 - \cos \frac{\pi}{n} \right\} \dots \dots \dots \text{(VIII C 22)}$$

De grondgolf is dan (zie hiervoor de verschillende handboeken):

$$V_1 = \frac{4}{3\pi} V_r = \frac{4}{3\pi} V_i \left( 1 - \cos \frac{\pi}{n} \right) \dots \dots \dots \text{(VIII C 23)}$$

1) Dat deze kromme ongeveer samenvalt met die voor  $C = \infty$  is niet zo vreemd, indien men zich realiseert dat de gelijkgerichte spanning, ten gevolge van het hogere fazental, een vrij zwakke rimpelcomponent bezit, dus als vrij constant kan worden beschouwd; dit laatste komt vrijwel overeen met het geval van een grote buffercondensator.

De amplitude van de wisselstroom door het filter is nu:

$$I_r = \frac{V_{r1}}{2\pi n f L} = \frac{2 V_i \left(1 - \cos \frac{\pi}{n}\right)}{3\pi^2 n f L} \dots \dots \text{(VIII C 24)}$$

Voorwaarde was het, dat deze waarde kleiner is dan  $I_o$ ; hieruit volgt:

$$L > \frac{2 V_i \left(1 - \cos \frac{\pi}{n}\right)}{3\pi^2 n f I_o}$$

Drukt men, met behulp van vgl. (VIII C 19a)  $V_i$  in de gelijkspanning,  $V_o$  uit en substitueert men  $\frac{V_o}{I_o} = R_a$ , dan krijgt men de voorwaarde:

$$L > \frac{2 R_a \left(1 - \cos \frac{\pi}{n}\right)}{3\pi^2 n f \sin \frac{\pi}{n}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 25)}$$

In geval van een 50-periodennet vindt men voor tweefazige gelijk-richting de bekende vuistformule:

$$n = 2: \quad L > \frac{R_a}{1000} \text{ henry;}$$

voor een driefazige gelijkrichter:

$$n = 3: \quad L > \frac{R_a}{3700} \text{ henry;}$$

voor een zesfazige gelijkrichter:

$$n = 6: \quad L > \frac{R_a}{30\ 000} \text{ henry.}$$

Men ziet hieruit, dat de voor een rechte belastingskarakteristiek vereiste zelfinductie met toenemend fazental sterk afneemt.

b. Berekening van de rimpelspanning<sup>1)</sup>

In de vorige paragraaf werd de rimpelspanning reeds terloops vermeld. Belangrijk is weer de grondgolf van de rimpel, waarvan de amplitude door vgl. (VIII C 23) werd benaderd.

1) Duinker, Journ. Inst. El. Eng. April 1935.

Voor een nauwkeurige berekening kan men gebruik maken van de vgl. (VIII C 10). De spanning die daar de laadstroom door de weerstand  $R_t$  stuurt, is immers gelijk aan die welke in dit geval aan de ingang van het filter optreedt, waarbij dan  $\alpha = \frac{\pi}{n}$  1).

Voor vgl. (VIII C 10) kan men nu dus schrijven:

$$n = 1: \quad V_{r1} = \frac{V_o}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} - 0 \right\} \dots \dots \dots \text{(VIII C 26)}$$

$$n = 2: \quad V_{r1} = \frac{2V_t}{\pi} \left\{ \sin \frac{\pi}{2} + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{2} \right\} \text{ enz.} \dots \dots \dots \text{(VIII C 26)}$$

Vervangt men  $V_t$ , met behulp van (VIII C 19), door  $V_o$ , en drukt men tevens de spanning in effectieve waarde uit, dan is het eindresultaat:

$$\left. \begin{aligned} n = 1: \quad V_{r \text{ eff}} &= V_o \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \\ n = 2: \quad V_{r \text{ eff}} &= V_o \frac{\sin \frac{\pi}{2} + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{2}}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2}} \text{ enz.} \end{aligned} \right\} \text{(VIII C 27)}$$

Deze vergelijkingen zijn niet geheel nauwkeurig, aangezien bij het bepalen van  $V_o$ , de weerstand  $R_t$  en de hoogspanning werden verwaarloosd. Daardoor zal men fouten in de orde van grootte van 10% kunnen verwachten. Vgl. (VIII C 27) heeft echter als vuistregel groot praktisch nut, daar zij gebaseerd is op de bekende gelijkspanning  $V_o$ . Voor de verschillende fazentallen kan men gemakkelijk de volgende resultaten uit vgl. (VIII C 27) berekenen:

$$\begin{aligned} n = 1: \quad V_{r \text{ eff}} &= 1,11 V_o, \\ n = 2: \quad V_{r \text{ eff}} &= 0,47 V_o, \\ n = 3: \quad V_{r \text{ eff}} &= 0,18 V_o, \\ n = 6: \quad V_{r \text{ eff}} &= 0,048 V_o. \end{aligned}$$

Deze rimpelspanning is, in tegenstelling met die in een gelijkrichter met buffercondensator, onafhankelijk van de belasting.

1) Voor  $n = 1$  is  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ .

c. De effectieve waarde van de secundaire stroom

Bij de gelijkrichter zonder buffercondensator kan voor de effectieve secundaire stroom geen algemene vergelijking worden opgesteld. De vorm van de stroomkromme is namelijk van verscheiden factoren afhankelijk.

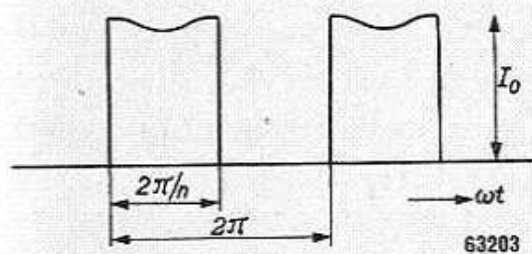


Fig. 323. Rechthoekige gelijkgerichte wisselstroom met daarop gesuperponeerde wisselstroom bij een filter met smoorspoelingang en twee of meer fazen.

Neemt men aan twee- of meerfazige gelijkrichters met een overwegend inductieve belasting (smoorspoelingang), een oscillogram op van de stroom, dan ziet men, dat deze uit rechthoekige blokken bestaat, waarop de rimpelstroom gesuperponeerd is. In de meeste gevallen wordt de rimpelstroom door de afvlakking sterk onderdrukt, zodat hoofdzakelijk de rechthoekige vorm overblijft, zoals in fig. 323 is getekend.

De effectieve waarde van een werkelijk rechthoekige kromme volgt uit:

$$n I_{s\ eff}^2 = I_o^2.$$

De warmteontwikkeling door  $n$  onmiddellijk op elkander volgende impulsen moet immers gelijk zijn aan die door de daarmee overeenkomende gelijkstroom  $I_o$ . Voor de betreffende gevallen met smoorspoelingang geldt dus:

$$\frac{I_{s\ eff}}{I_o} = \frac{1}{\sqrt{n}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 28)}$$

Bij een gelijkrichter die alleen met een weerstand is belast, is er geen enkele reden voor het ontstaan van een rechthoekige stroomkromme. De stroomkromme van één- en tweefazige gelijkrichters met weerstandsbelasting bestaat dan ook uit 1, resp. 2 halve sinussen. Zoals bekend, geldt hiervoor:

$$\frac{I_{s\ eff}}{I_o} = 1,57, \text{ resp. } \frac{I_{s\ eff}}{I_o} = 1,11.$$

Van meerfazige gelijkrichters, die belast zijn met een weerstand, is de vorm van de stroomkromme vrijwel gelijk aan die van de spanningskromme uit fig. 297, d.w.z. zij is opgebouwd uit door sinustoppen afgesloten rechthoeken. Aangezien een nauwkeurige waarde van de effectieve stroom meestal niet nodig is, volstaan wij ermee de benadering van fig. 323 te gebruiken, en voor de berekening eveneens uit te gaan van vgl. (VIII C 28).

§ 3. Gelijkrichters met kleine buffercondensator

In § 1 werd de belastingskarakteristiek van een gelijkrichter met buffercondensator op vrij eenvoudige wijze berekend. Hierbij was echter aangenomen dat de waarde van de buffercondensator oneindig groot was. De berekening wordt veel gecompliceerder, indien men de eindige waarde van deze capaciteit in aanmerking moet nemen. Hiervoor hebben reeds verscheiden auteurs een benaderende berekening beschreven, die echter alleen binnen bepaalde belastinggrenzen praktische resultaten geeft. Anderen hebben de berekening nauwkeuriger uitgevoerd, doch waren dan gedwongen een grafische methode te volgen. Daarbij moesten de vergelijkingen voor elke grafiek nog opnieuw grafisch worden opgelost. Voor praktisch gebruik is een dergelijke methode weinig aantrekkelijk. Wel ziet men er op vrij eenvoudige wijze uit, welke parameters bij de karakteristiek in algemene vorm een rol spelen. Het is te verwachten, dat dit vormen zijn met  $R_t$ ,  $R_a$ ,  $C$  en  $L$ . Hoewel het theoretisch mogelijk is de algemene karakteristiek van fig. 313 ook voor willekeurige buffercapaciteiten nauwkeurig te berekenen, hebben wij hier een meer eenvoudige oplossing gekozen, door enige karakteristieken te meten en op de schaal van fig. 313 uit te zetten. Dergelijke krommen kunnen dan in al de gevallen waarin dezelfde parameters gelden opnieuw worden gebruikt. Het feit, dat de resultaten in dit geval op de werkelijke buiskarakteristiek

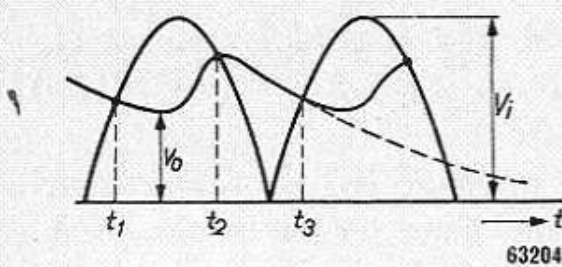


Fig. 324. Diagram van de spanning over de buffercapaciteit.

gebaseerd zijn, vormt een extra aanbeveling voor deze overigens minder nauwkeurige werkwijze. Om ons niet te belasten met een groot aantal parameters, hebben wij bovendien verondersteld dat de buffercondensator alleen maar met een uitwendige weerstand  $R_a$  wordt belast. In de praktijk komen kleine buffercondensatoren meestal voor in gelijkrichters voor

hoge spanning, waarbij de belastingsweerstand  $R_a$  over het algemeen groot is ten opzichte van de eventueel voorgeschakelde filterimpedantie. In fig. 324 is de vorm van de spanning over een buffercapaciteit met eindige waarde geschetst.

Gedurende het opladen van  $t_1$  tot  $t_2$ , is de karakteristiek bepaald door:

$$V_i \sin \omega t - v_o = i_s \cdot R_t \dots \dots \dots \text{(VIII C 29)}$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i - \frac{v_o}{R_a}}{C} \dots \dots \dots \text{(VIII C 30)}$$

Hierin stellen  $i_s$  en  $v_o$  de momentele waarden van resp. de stroom door de gelijkrichtbuis en de spanning over de buffercondensator voor. In vgl. (VIII C 30) stelt de teller in de breuk rechts van het gelijkteken dus de stroom door de condensator voor, waarbij wordt aangenomen, dat de buffercondensator met een gelijkstroomweerstand  $R_a$  (dus niet met een smoorspoel) is belast. Door de vergelijkingen (VIII C 29) en (VIII C 30) te combineren, ontstaat de vergelijking voor de spanningsverhouding  $\frac{v_o}{V_i}$  volgens:

$$R_t C \frac{d}{dt} \cdot \frac{v_o}{V_i} + \left(1 + \frac{R_t}{R_a}\right) \frac{v_o}{V_i} = \sin \omega t$$

$$R_t \omega C \frac{d}{d\omega t} \cdot \frac{v_o}{V_i} + \left(1 + \frac{R_t}{R_a}\right) \frac{v_o}{V_i} = \sin \omega t. \quad (\text{VIII C 31})$$

Bij de oplossing van deze vergelijking treden  $R_t \omega$ ,  $C$  en  $\frac{R_t}{R_a}$  als factoren op, en bovendien komt nog een integratieconstante voor die afhankelijk is van het tijdstip  $t_1$ , waarop het laden begon. Gedurende het ontladen van  $t_2$  tot  $t_3$  (zie fig. 324) geldt de differentiaalvergelijking:

$$i_s = \frac{v_o}{R_a} = C \frac{dv_o}{dt} \dots \dots \dots (\text{VIII C 32})$$

Zoals bekend, is de oplossing hiervan:

$$v_o = v_{i2} \varepsilon^{-\frac{t}{R_a C}} \dots \dots \dots (\text{VIII C 33})$$

Onder  $v_{i2}$  verstaat men de spanning ten tijde  $t_2$  (zie fig. 324). Indien men, evenals in vgl. (VIII C 31), de tijdschaal  $\omega t$  kiest, kan men ook schrijven:

$$\frac{v_o}{V_i} = \left(\frac{v_o}{V_i}\right)_{t_2} \varepsilon^{-\frac{\omega t}{\omega R_a C}} = \left(\frac{v_o}{V_i}\right)_{t_2} \varepsilon^{-\frac{\omega t}{R_t \omega C} \times \frac{R_t}{R_a}} \dots (\text{VIII C 34})$$

Ook in deze vergelijking ziet men als bepalende factoren wederom alleen  $R_t \omega C$  en  $R_t/R_a$  optreden. Door de beide vgl. (VIII C 31) en (VIII C 34) wordt het totale verloop van  $v_o/V_i$  nu volledig bepaald. Bij de verdere wiskundige behandeling treedt de moeilijkheid op, bij vgl. (IX C 31) een integratieconstante zodanig te bepalen, dat het tijdstip  $t_3$  weer met het beginpunt  $t_1$  van de volgende periode samenvalt. Terwijl wij in het midden laten hoe men een weg uit deze moeilijkheden vindt, merken wij hier alleen op, dat slechts de beide reeds genoemde factoren, alsmede

het aantal fazen een rol spelen ten aanzien van de uiteindelijke vorm van de karakteristiek, omdat daardoor in fig. 324 de snijpunten van de ontladingskromme met de sinuscurve worden bepaald. Hierop voortbouwend kunnen wij ook zeggen, dat het gemiddelde van  $v_o/V_i$ , d.w.z.  $V_o/V_i$ , door dezelfde factoren wordt bepaald. Bij een bepaald aantal fazen moet het dus mogelijk zijn,  $V_o/V_i$  als functie van  $R_t/R_a$  en  $R_t\omega C$  uit te drukken.  $R_t\omega C$  kan bijv. als parameter worden gebruikt. Om fig. 312 te kunnen handhaven, moet men dan eerst nog  $R_t/R_a$  vervangen door een uitdrukking met  $I_o/I_k$ . Daarbij maakt men gebruik van vgl. (VIII C 6); dus heeft men, bij een bepaald aantal fazen  $n$ :

$$\frac{V_o}{V_i} = \Phi \left( \frac{R_t}{R_a} R_t\omega C \right) \dots \dots \dots \text{(VIII C 35)}.$$

$$\frac{I_o}{I_k} = \Psi \left( \frac{R_t}{R_a} \frac{V_o}{V_i} \right) \dots \dots \dots \text{zie (VIII C 6)}.$$

Elimineert men uit beide vergelijkingen  $R_t/R_a$ , dan verkrijgt men:

$$\frac{V_o}{V_i} = f \left( \frac{I_o}{I_k}, R_t\omega C \right) \dots \dots \dots \text{(VIII C 36)}.$$

Hierin kan men  $\frac{I_o}{I_k}$  als onafhankelijk variabele en  $R_t\omega C$  als parameter kiezen.

In de fig. 325 en 326 zijn nu de resultaten geschetst van de metingen met verschillende buffercondensatoren in schakelingen met een veel gebruikte gelijkrichtbuis. Door in deze schakeling zowel de open spanning  $V_i$  als de kortsluitstroom te meten, was het niet moeilijk de gemeten krommen op de algemene schaal van fig. 313 te tekenen en hieruit meteen vrij nauwkeurig de waarde van  $R_t$  te bepalen.

Om na het meten van de karakteristiek voor een bepaalde capaciteit een contrôle te kunnen uitoefenen, kan men  $R_t$  door toevoeging van

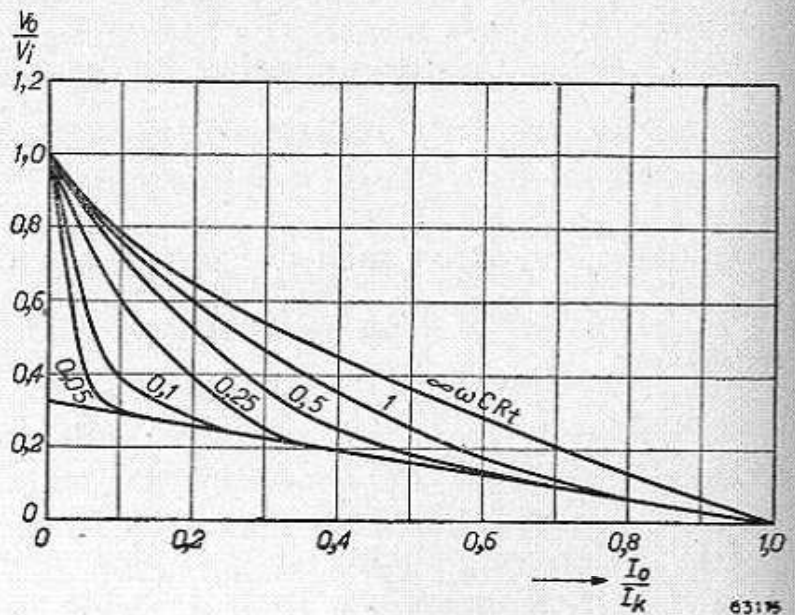


Fig. 325.  $\frac{V_o}{V_i}$  als functie van  $\frac{I_o}{I_k}$ , opgenomen bij de buis AZ 1 met verschillende buffercapaciteiten ( $n = 1$ ).



weerstand bijv. verdubbelen. De karakteristiek die men dan met de halve buffercapaciteit verkrijgt, valt tot op enige procenten nauwkeurig met de eerste samen.

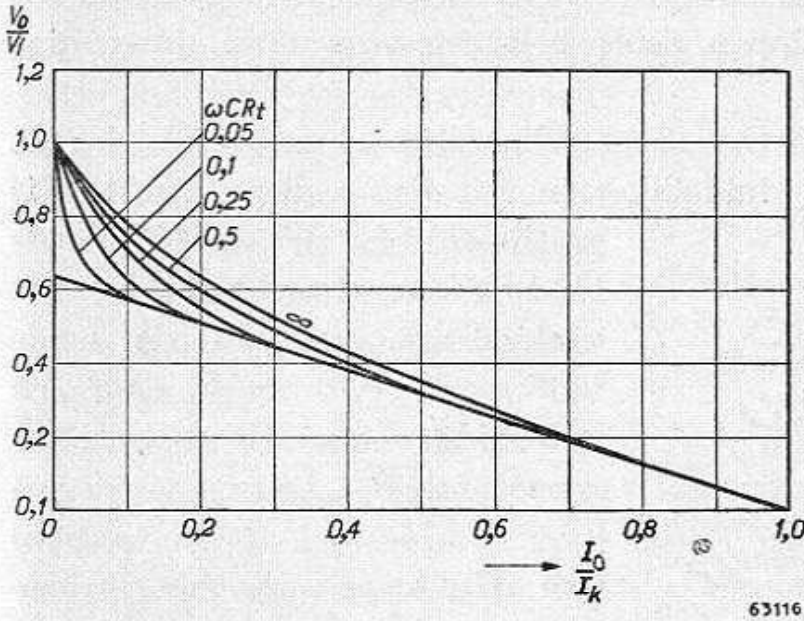


Fig. 326.  $\frac{V_0}{V_1}$  als functie van  $\frac{I_0}{I_k}$  bij de buis AZ 1 met verschillende buffercapaciteiten ( $n = 2$ ).

Bovendien zijn nog contrôlemetingen verricht aan een gelijkrichtbuis van een geheel ander type en aan een andere transformator. Ook dit geval leverde als resultaat karakteristieken op, die de reeds verkregen krommen nauwkeurig dekten. De kromme voor  $C = 0$ , dus  $R_t \omega C = 0$ , is natuurlijk die, welke reeds werd berekend in § 2. In fig. 322 is het duidelijk waar te nemen, dat bij driefazige

gelijkrichting reeds zeer weinig verschil bestaat tussen deze karakteristiek en die voor  $C = \infty$ , zodat wij het onnodig geoordeeld hebben de karakteristieken voor 3 en 6 fazen voor willekeurige  $C$  op te nemen.

Voor het nauwkeurig bepalen van de transformatorspanning bij kleine waarde van  $C_1$ , kan men in vele gevallen beter gebruik maken van de fig. 325 en 326 dan van fig. 315. Met behulp van fig. 327, die is samengesteld uit de fig. 312 en 314, bepaalt men dan voor dit doel eerst het verband tussen  $I_0/I_k$  en  $\frac{R_t}{nR_a}$ .

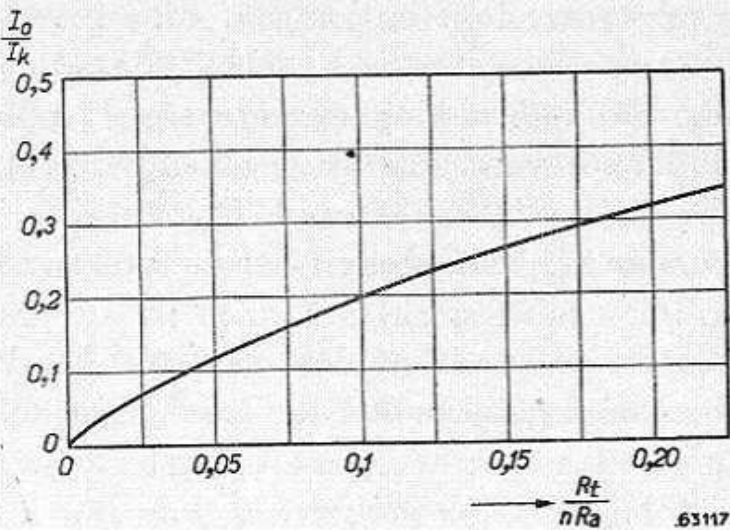


Fig. 327.  $\frac{I_0}{I_k}$  als functie van  $\frac{R_t}{nR_a}$ , ter bepaling van de transformatorspanning met behulp van de figuren 317 en 318 bij een kleine waarde van  $C_2$ .

§ 4. Gelijkrichters met spanningsverdubbeling

De beide schakelingen die in de fig. 279 en 280 zijn weergegeven, komen in principe neer op de serieschakeling van twee eenfazige gelijkrichters

met buffercondensator. Voor het berekenen van de uitwendige karakteristiek en de rimpelspanning zal men dus gebruik moeten maken van de gegevens uit C, § 1. Daarbij moet echter nog wel enige aandacht worden gegeven aan begrippen zoals belastingsweerstand, inwendige weerstand, enz.

In fig. 328 is nogmaals de Greinacherschakeling zó getekend, dat de twee eenfazige gelijkrichters duidelijker in het oog vallen. Daartoe is

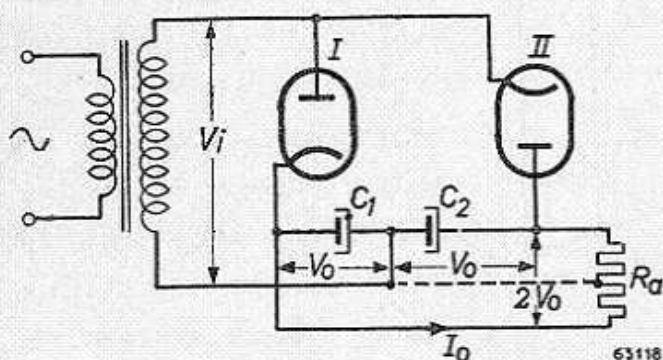


Fig. 328. Greinacherschakeling; uit deze fig. blijkt duidelijk, dat de schakeling kan worden opgevat als twee éénfazige gelijkrichterschakelingen.

gestippeld een denkbeeldige verbinding aangebracht tussen het verbindingspunt van de beide buffercondensatoren  $C_1$  en  $C_2$  en het midden van de belastingsweerstand  $R_a$ . Daar een dergelijke verbinding twee punten van gelijke spanning zou verbinden, zou zij stroomloos zijn, en de aanwezigheid zou dus niets aan de eigenschappen van de schakeling veranderen. Men ziet nu echter wel zeer duidelijk de twee gelijkrichterkringen, die alleen de wisselspanning  $V_i$  gemeenschappelijk hebben en beurtelings daarvan een stroomstoot ontvangen. Elke kring afzonderlijk is blijkbaar belast met een weerstand  $\frac{1}{2}R_a$ , als  $R_a$  de totale uitwendige belasting is. Indien de totale belasting een stroom  $I_o$  opneemt bij een spanning  $2V_o$ , is blijkbaar voor elke kring afzonderlijk de stroom  $I_o$  en de spanning  $V_o$ . De inwendige weerstand  $R_i$  van elke kring wordt gevormd door een van de gelijkrichtbuizen en de weerstand van de voedingstransformator (indien aanwezig).

Aan de hand van deze gegevens berekent men dus voor één kring als eenfazige gelijkrichter de karakteristiek, en vermenigvuldigt dan elke gevonden waarde  $V_o$  met twee, om de spanning van de spanningsverdubelaar te verkrijgen.

Wat de rimpelspanning over  $R_a$  betreft, is gemakkelijk in te zien, dat de grondgolven van de rimpels  $C_1$  en  $C_2$  elkaar opheffen. Immers, deze condensatoren worden beurtelings met een tijdsverschil van een halve periode opgeladen in dezelfde richting, en eveneens beurtelings weer ontladen. De grondgolven van de door de condensatoren lopende wisselstromen zijn dus tegengesteld in fase, en de overeenkomstige rimpelspanningen heffen elkaar dus op.

Dit is dan echter niet het geval met de tweede harmonischen (en

eventuele verdere even harmonischen). De grondfrequentie van de totale rimpel is dus tweemaal de netfrequentie, evenals bij een tweefazige gelijkrichter. De gelijkenis met een tweefazige gelijkrichter gaat trouwens nog verder, zoals uit fig. 329 mag blijken. Hierin geeft *a* de hoofdzaak weer van de tweefazige gelijkrichter en *b* van de spanningsverdubelaar, waarin nu, om de analogie te versterken, de spanningsbron  $V_i$  tweemaal is getekend. De pijlen bij  $V_i$  geven de fazeverhoudingen aan.

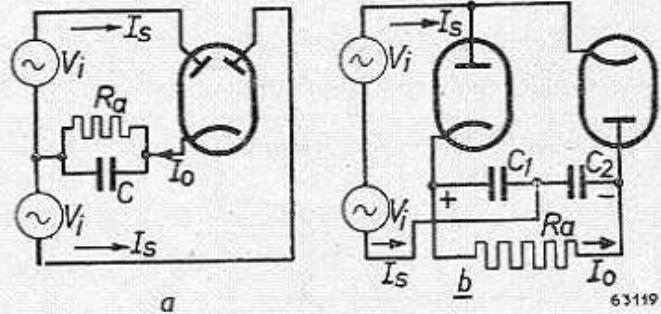


Fig. 329. De grondfrequentie van de rimpel van de Greinacherschakeling is dezelfde als bij een tweefazige gelijkrichter.  
*a.* Tweefazige gelijkrichter.  
*b.* Spanningsverdubbeling volgens Greinacher.

Veronderstelt men nu, dat de omstandigheden zo zijn, dat de stroomhoek  $\alpha$  in beide schakelingen dezelfde waarde heeft, dan circuleren in *a* en *b* dezelfde stromen, mits bij *a* tweemaal zoveel gelijkstroom wordt afgenomen als bij *b*.

In *a* worden de rimpelspanningen van beide kringen gesommeerd, doordat beide rimpelstromen één gemeenschappelijke condensator  $C$  doorlopen.

In *b* doorlopen weliswaar beide stromen een eigen condensator (van dezelfde grootte verondersteld), maar de effecten worden eveneens opgeteld door de serieschakeling. De totale rimpel zal dus dezelfde zijn als bij *a*. Hieruit volgt dus, dat de rimpel van een Greinacherschakeling gelijk is aan die van een tweefazige gelijkrichter met dezelfde stroomhoek, met een tweemaal zo grote gelijkstroom  $I_o$  en met een buffercondensator, gelijk aan een der condensatoren van de spanningsverdubelaar.

Men berekent dus eerst de stroomhoek voor een der kringen van fig. 329 en daarna voor deze stroomhoek, uit fig. 317 de rimpelstroom voor een tweefazige gelijkrichter met een stroomverbruik  $2I_o$ . Uit de gevonden rimpelstroom en de capaciteit  $C$  vindt men dan de rimpelspanning, waarbij men er op let, dat de frequentie tweemaal de netfrequentie is.

De tweede schakeling voor spanningsverdubbeling (fig. 280) is nog eens in fig. 330 weergegeven.

Hier levert de wisselspanning  $V_i$  via gelijkrichter II een gelijkstroom  $I_o$ , die gelijk is aan de uitwendige gelijkstroom  $i$ , terwijl in totaal in deze keten een gelijkspanning  $V_o - V_{o1}$  werkzaam is. Dezelfde stroom  $I_o$ , die condensator  $C_2$  oplaadt via II, is blijkbaar de ontladestroom van condensator  $C$ , welke via I weer opgeladen wordt. Voor de gelijkricht-

keten  $V_i$ ,  $I$ ,  $C_1$  is dus de gelijkstroom eveneens  $I_o$ , dus moeten beide besproken kringen ook dezelfde gelijkspanning bevatten, d.w.z.:

$$V_{o1} = V_o - V_{o1} \text{ of } V_o = 2V_{o1}.$$

De beide kringen werken dus beurtelings als eenfazige gelijkrichters,

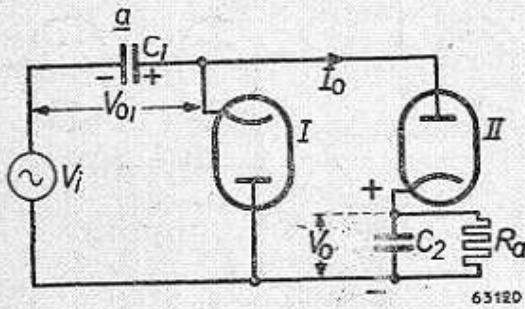


Fig. 330. De spanningsverdubbelingsschakeling uit fig. 24, op zodanige wijze getekend, dat hieruit blijkt, dat de grondfrequentie van de rimpel gelijk is aan de netfrequentie.

belast met een gelijkstroom  $I_o$  gelijk aan de uitwendige stroom  $I_o$ , bij een spanning gelijk aan de helft van de totaal afgegeven spanning, dus belast met een weerstand  $R_a = \frac{1}{2}R$ . Het recept voor de berekening is dus gelijk aan dat van de Greinacher schakeling.

De grondfrequentie van de rimpel is bij deze schakeling natuurlijk gelijk aan de netfrequentie, want  $C_2$  kan slechts eenmaal per periode over gelijkrichtbuis II worden opgeladen. Hieruit volgt dus,

dat de rimpelstroom wordt berekend als voor eenfazige schakeling, belast met de weerstand  $\frac{1}{2}R$ .

## § 5. Weerstanden en stromen in gelijkrichtketens en het door de gelijkrichter opgenomen vermogen

### a. De inwendige weerstand van de gelijkrichtketen

In de voorgaande beschouwingen verstond men onder  $R_t$  steeds de weerstand die de stroom in de keten van een enkele fase ontmoet.

In het algemeen wordt deze weerstand gevormd door de volgende componenten:

#### a. de inwendige weerstand van de gelijkrichtketen, bestaande uit :

1. de transformatorweerstand  $R_s$  aan de secundaire zijde;
2. de naar de secundaire zijde getransformeerde weerstand van de primaire wikkeling  $R_p$ ;

#### b. de weerstand $R_t$ van de gelijkrichtbuis.

Dikwijls schakelt men echter in serie met elke anode nog een zogenaamde beschermingsweerstand, waarmede wij dan natuurlijk ook rekening moeten houden. Met behulp van de zo gedefinieerde inwendige weerstand berekent men dus allereerst de gelijkspanning enz. die optreedt aan de ingangszijde van het afvlakfilter. De weerstand van het filter

zelf wordt dus voorlopig buiten beschouwing gelaten. Voor het berekenen van de uiteindelijke gelijkspanning, welke wordt afgenomen achter het afvlakfilter, moet men dus nog rekening houden met het spanningsverlies dat hierin optreedt.

Hetgeen men nu verstaat onder de weerstand per faze van de secundaire wikkeling en onder de belastingsweerstand, behoeft geen nadere uitleg. Anders wordt dit met de begrippen: naar secundaire zijde getransformeerde weerstand van de primaire wikkeling en weerstand van de gelijkrichtbuis.

a. *Primaire weerstand*

Als de secundaire wikkeling wordt gekoppeld met een enkele primaire wikkeling die zich op hetzelfde been van de transformator bevindt en is aangesloten op de netspanning, dan kunnen wij de primaire weerstand op de volgende wijze transformeren naar de secundaire zijde en daar in aanmerking nemen. Men weet, dat de secundaire stroom een gelijkwaardige primaire stroom veroorzaakt. Het secundaire en het primaire aantal ampèrewindingen (resp.  $i_s w_s$  en  $i_p w_p$ ) moeten elkaar dus opheffen volgens de vergelijking:

$$i_s w_s + i_p w_p = 0.$$

Het in de primaire weerstand  $R_p$  door  $i_p$  veroorzaakte spanningsverlies kunnen wij, aan secundaire zijde beschouwd, ontstaan denken in een secundaire schijnbare weerstandstoename:

$$R_s = \frac{R_p}{u^2} = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 R_p \dots \dots \dots \text{(VIII C 38)}$$

In deze vgl. stelt  $u$  de transformatieverhouding voor. In de praktijk echter is de secundaire spoel belast met een gelijkrichtbuis, zodat de secundaire stroom ook een gelijkstroomcomponent bevat, die aan de primaire zijde ontbreekt, omdat daar immers alleen wisselstroom aanwezig is. In dit geval heffen dus alleen de wisselstroomcomponenten elkaar op en de gelijkstroom-ampèrewindingen blijven over (fig. 331).

Het gevolg hiervan is, dat de afleidingen, welke gebaseerd zijn op  $i = \frac{V}{R_t}$ , eigenlijk niet meer geldig zijn, en dat wij de primaire transformatorweerstand  $R_p$ , aan secundaire zijde beschouwd, niet meer door een secundaire weerstandsvergroting kunnen vervangen.  $R_p$  veroorzaakt nu namelijk een schijnbare gelijkspanning in de secundaire keten, hetgeen wij als volgt aantonen:

Wanneer wij de secundaire stroom  $i$  splitsen in een wisselstroom- en een gelijkstroomcomponent, dus:  $i_s = i_{s\sim} + i_{s=}$ , dan is de primaire stroom:

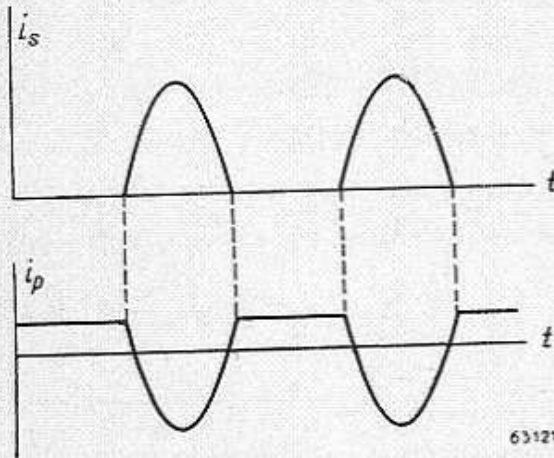


Fig. 331. Secundaire stroom van een met een gelijkrichtbuis belaste transformator, en primaire stroom, beide als functie van de tijd.

$$i_p = \frac{w_s}{w_p} i_{s\sim}.$$

Het primaire spanningsverlies bedraagt:

$$i_p R_p = \frac{w_s}{w_p} i_{s\sim} R_p.$$

Daardoor ontstaat een secundair spanningsverlies:

$$-\Delta V_s = \frac{w_s}{w_p} i_p R_p = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 i_{s\sim} R_p.$$

Wil men dit nu uitdrukken in de totale secundaire stroom, dan schrijft men dit als volgt:

$$-\Delta V_s = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 R_p i_s - \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 R_p i_{sg}$$

$$-\Delta V_s = \Delta R_s i_s - \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 R_p i_{sg}.$$

De laatste term vertegenwoordigt een gelijkspanning. Zou men deze in aanmerking nemen, dan boeten de verschillende berekeningen veel aan eenvoud in. Wij zullen daarom uitsluitend gebruik maken van vgl. (VIII C 38), want de op deze wijze gemaakte fout is verwaarloosbaar klein.

In elk geval is deze vergelijking toch exact indien de secundaire spoel met middenaftakking, zooals in de practijk gewoonlijk voorkomt op twee gelijkrichtbuizen is aangesloten, en waarbij het aantal fazen aan secundaire zijde dus het dubbele is van dat aan primaire zijde (bijv. 1 : 2 of 3 : 6); in dit geval is de primaire stroom in alle opzichten gelijkwaardig aan de secundaire stroom.

Een andere afwijking van hetgeen men zou verwachten, ontstaat als wij hebben te maken met een primaire wikkeling in sterschakeling zonder nulleider. Dit geval ziet men geschetst in fig. 332. Dan wordt de in een der primaire spoelen ontstane stroom gedwongen zich over de andere  $(n - 1)$  spoelen te verdelen om het net te kunnen bereiken. De secundaire spoel is nu ook met deze laatste spoelen gekoppeld, echter  $(n - 1) \times$  zo zwak

als met de spoel op hetzelfde been. (De magnetische krachtstroom van elke spoel verdeelt zich namelijk over  $(n - 1)$  wegen.) Dit is in de praktijk niet volkomen juist. Een bepaalde spoel veroorzaakt in een meer nabijgelegen been een krachtstroom van een grotere intensiteit dan in een verder verwijderd been, daar de flux op zijn weg door de magnetische stroomkring, ten gevolge van lek, d.w.z. krachtlijnen die uit de ijzerweg treden en zich een weg banen door de lucht, voortdurend verzwakt wordt.

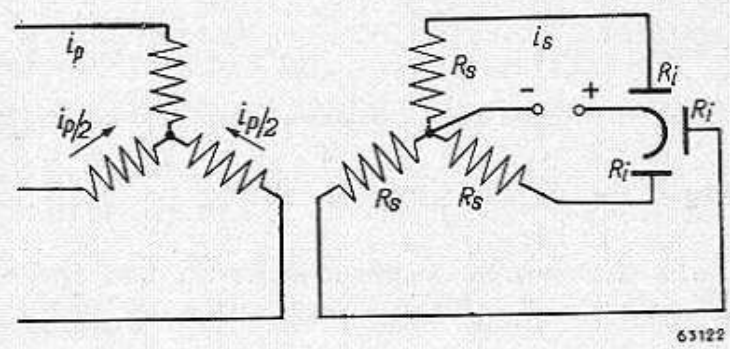


Fig. 332. Driefazige gelijkrichter in sterschaakeling zonder nulleider, met aangegeven stroom- en weerstandsverdeling.

De regel, dat de som van alle ampèrewindingen nul moet zijn, schrijft men in dit geval als volgt:

$$i_p w_p + (n - 1) \frac{i_p}{n - 1} \frac{w_p}{n - 1} - i_s w_s = 0$$

$$i_p w_p \frac{n}{n - 1} = i_s w_s.$$

Dus:

$$i_p = \frac{n - 1}{n} \frac{w_s}{w_p} i_s. \dots \dots \dots \text{(VIII C 39)}$$

Men vindt nu snel de schijnbare weerstandstoename  $\Delta R_s$  aan de secundaire zijde, indien men aanneemt, dat  $i_s$  in  $\Delta R_s$  het primaire verlies aan energie veroorzaakt; dus:

$$i_s^2 \Delta R_s = i_p^2 R_p + (n - 1) \frac{i_p^2}{(n - 1)^2} R_p = i_p^2 R_p \frac{n}{n - 1}.$$

Combineert men dit met vgl. (VIII C 39), dan vindt men als resultaat:

$$i_s^2 \Delta R_s = \frac{n - 1}{n} \left( \frac{w_s}{w_p} \right)^2 i_s^2 R_p,$$

of:

$$\Delta R_s = \frac{n - 1}{n} \left( \frac{w_s}{w_p} \right)^2 R_p. \dots \dots \dots \text{(VIII C 40)}$$

Voor de driefazige schakeling van fig. 332 kan dus worden geschreven:

$$R_{s \text{ tot}} = R_s + R_i + \frac{2}{3} \left( \frac{w_s}{w_p} \right)^2 R_p \dots \dots \dots \text{ (VIII C 41)}$$

Wij merken dus op, dat het onderbreken van de nulleider de inwendige weerstand van de gelijkrichter doet afnemen. Dan verdwijnt echter eveneens de extra gelijkspanning  $\left( \frac{w_s}{w_p} \right)^2 R_p i_{s=}$ , die aan de secundaire zijde door  $R_p$  wordt veroorzaakt in het geval van één secundaire spoel per primaire spoel, belast met één enkele gelijkrichtbuis.

#### b. Weerstand van de gelijkrichtbuis

Ten gevolge van het feit, dat de H.V. gelijkrichtbuis een gebogen  $i_a/v_a$ -karakteristiek bezit, is zij eigenlijk niet zo maar te vervangen door een weerstand  $R_i$ ; het is zelfs twijfelachtig, welke rechte weerstandlijn de kromme kan benaderen. Een in de praktijk bruikbare benadering geeft de vergelijking:

$$R_i = 0,75 \frac{nv_a}{I_o} \dots \dots \dots \text{ (VIII C 42)}$$

Hierbij stelt  $\frac{I_o}{n}$  dus de gelijkstroom per faze voor. De spanning  $v_a$ , behorend bij een bepaalde waarde van deze gelijkstroom, kan men bepalen uit de gepubliceerde karakteristieken. Zo vindt men bijv. voor een AZ 1 bij een gelijkstroom van 50 mA per faze een anodespanning van 26 V. Daaruit volgt dan volgens (VIII C 42):

$$R_i = 0,75 \frac{26}{0,050} = 390 \Omega.$$

Men verkrijgt echter een betere benadering als men  $R_i$  op experimentele wijze bepaalt; meestal staan de resultaten van een dergelijke proefneming reeds ter beschikking in verscheiden publicaties. In een experimentele schakeling kan men de totale weerstand  $R_t$  volgens vgl. (VIII C 6) bepalen door de open spanning  $V_i$  en de kortsluitstroom  $I_k$  te meten.  $R_i$  vindt men daaruit dan weer door van  $R_t$  de bekende transformatorweerstand af te trekken.

Nu is het echter zelden gewenst een gelijkrichtbuis tot kortsluiting toe te belasten. Men bepaalt daarom van nullast af een deel van de belastingkarakteristiek. Bij elk punt van de gemeten karakteristiek is



de waarde  $\frac{V_o}{V_i}$  bekend. In fig. 313 zoekt men de bijbehorende waarde  $\frac{I_o}{I_k}$ , en uit de gemeten waarde  $i_o$  vindt men dan  $I_k$ . De gemeten belastingkromme zet men nu uit op de schaal:  $\frac{V_o}{V_i}$  en  $\frac{I_o}{I_k}$ . Deze kromme valt dan samen met de kromme uit fig. 313. Men kan dit voor enige punten herhalen. Als voorbeeld kiezen we nu de voor de AZ 1 gepubliceerde karakteristiek voor een transformator met  $2 \times 300$  V en  $100 \Omega$  weerstand. Volgens deze kromme bedraagt de spanning  $V_o = 290$  V, bij een belasting van 100 mA. Daar dezelfde kromme een waarde  $V_i = 425$  V oplevert, vinden wij voor  $\frac{V_o}{V_i}$  bij deze belasting een waarde van 0,685. Hierbij behoort, volgens fig. 313, de waarde  $\frac{I_o}{I_k} = 0,16$ , en  $I_k$  zou dus 625 mA bedragen. Deze waarde van  $I_k$ , ingevuld in vgl. (VIII C 6), bepaalt  $R_i = 435 \Omega$ , waarvan  $100 \Omega$  tot de transformator behoren, zodat voor  $R_i$  een waarde van  $335 \Omega$  overblijft.

Gelijkrichtbuizen met gasvulling bezitten in de regel een inwendige weerstand van slechts enige tientallen ohms, die wij dan practisch kunnen verwaarlozen. Bij schakelingen met een buffercondensator moet men er nog aan denken, dat de tegenspanning in de gelijkrichtketen gelijk is aan  $V_o + V_{arc}$ ; deze waarden moet men dus invullen indien in de vergelijkingen de waarde  $V_o$  wordt genoemd.

Verder gedraagt de schakeling zich, alsof zij met een uitwendige weerstand:

$$R_a = \frac{V_o + V_{arc}}{I_o}$$

was belast.

### c. Primaire effectieve stroomsterkte

Als het aantal fazen aan de secundaire zijde het dubbele is van dat aan de primaire zijde, zoals vaak voorkomt, is de primaire stroom volledig gelijkvormig aan de twee gekoppelde secundaire stromen.

Men kan nu volgens de gedachtengang bij vgl. (VIII C 28) schrijven:

$$I_{p\ eff}^2 = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 I_{s\ eff}^2 \times 2$$

$$I_{p\ eff} = \frac{w_s}{w_p} \sqrt{2} I_{s\ eff} \dots \dots \dots \text{(VIII C 43)}$$

Dit is b.v. het geval bij de veel gebruikte tweefazige gelijkrichting. Is het fazental aan primaire en secundaire zijde gelijk, dan moet men wederom de gelijkstroomcomponent in acht nemen, welke weliswaar aan de secundaire, maar niet aan de primaire zijde aanwezig is. Primair treft men alleen de wisselstroom  $I_p$  aan, die de secundaire wisselstroomcomponent opheft. De laatste vindt men uit de totale secundaire stroom door de gelijkstroom vectorieel af te trekken, zodat men voor de primaire stroom kan schrijven:

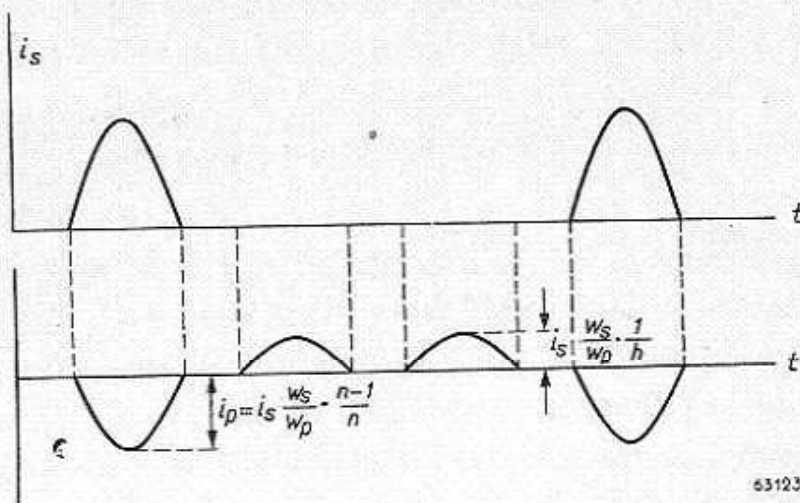
$$I_p^2 \text{ eff} = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 \left(I_s^2 \text{ eff} - \frac{I_o^2}{n^2}\right)$$

$$I_p \text{ eff} = \frac{w_s}{w_p} \sqrt{I_s^2 \text{ eff} - \frac{I_o^2}{n^2}} \dots \dots \dots \text{ (VIII C 44)}$$

Ten slotte moeten wij nog het geval beschouwen, dat de primaire zijde in ster geschakeld is, zonder nulleider. Reeds werd afgeleid, dat de stroom in een van de primaire spoelen, ten gevolge van de daarmee gekoppelde secundaire stroom, bedraagt:

$$I_p = \frac{n-1}{n} \frac{w_s}{w_p} I_s \dots \dots \dots \text{ (VIII C 39)}$$

Ten gevolge van de stromen in de  $(n-1)$  overige secundaire spoelen, lopen er stromen die  $(n-1)$  maal zo zwak zijn in tegengestelde richting. De totale primaire stroom vertoont dus het beeld van fig. 333.



63123

Fig. 333. Secundaire stroom van een meerfazige transformator (in sterschakeling zonder nulleider) en de primaire stroom; de primaire stroom bevat nu geen gelijkstroomcomponent, maar stromen in tegengestelde richting, welke  $(n-1)$  maal zo zwak zijn.

Aangezien deze stroom uiteraard geen gelijkstroomcomponent bevat, onafhankelijk van het feit of het secundaire fazental gelijk is aan het primaire of niet, kan de effectieve waarde van de primaire stroom zonder meer worden afgeleid uit fig. 333.

Uit de door de stroom opgewekte warmte volgt dan:

$$I_p^2 \text{ eff} = \left( I_s \text{ eff} \frac{w_s n - 1}{w_p n} \right)^2 + (n - 1) \left( I_s \text{ eff} \frac{w_s 1}{w_p n} \right)^2$$

$$I_p^2 \text{ eff} = I_s^2 \text{ eff} \left( \frac{w_s}{w_p} \right)^2 \left\{ \left( \frac{n - 1}{n} \right)^2 + \frac{n - 1}{n^2} \right\}$$

$$I_p \text{ eff} = I_s \text{ eff} \frac{w_s}{w_p} \sqrt{\frac{n - 1}{n}} \dots \dots \dots \text{ (VIII C 45)}$$

Met behulp van vgl. (VIII C 28) kan men terstond inzien, dat de vgl. (VIII C 45) en (VIII C 43) identiek zijn voor gelijkrichters zonder buffercondensator. Dan maakt het dus blijkbaar geen verschil of het sterpunt al dan niet wordt geaard. Dit is dus het geval bij een gelijk fazental aan de primaire en de secundaire zijde. Zijn deze aantallen niet gelijk, dan moet men (VIII C 45) met (VIII C 43) vergelijken; men ziet dan, dat de effectieve waarde van de primaire stroom volgens vgl. (VIII C 45) veel kleiner is. Dit kan dus een reden zijn om het sterpunt bij dergelijke gelijkrichters niet aan aarde te leggen. Bij een gelijkrichter met 6 fazen aan de secundaire zijde, komt in vgl. (VIII C 45) de factor  $\sqrt{\frac{5}{6}}$  voor in plaats van de factor  $\sqrt{2}$  in vgl. (VIII C 43); dat is dus ongeveer anderhalf maal zo gunstig. In gelijke mate bespaart men koper voor de primaire spoelen.

De in het voorgaande berekende primaire stroom is niet de enige stroom die door de spoel loopt. In elk geval bevat hij ook nog de magnetisatiestroom  $i_o$ , en bovendien dikwijls nog een stroom ten gevolge van een extra belasting aan de secundaire zijde, bijv. de gloeistroomvoeding.

Het is nu de vraag hoe men deze stromen moet optellen. In het algemeen kan men zeggen, dat elke stroom in de eerste plaats volgens Fourier gesplitst moet worden in zijn harmonischen. Dan kan men de componenten van gelijke faze en frequentie algebraïsch optellen en ten slotte de op deze wijze verkregen componenten alle vectorieel optellen.

Gaat het nu om een transformator die slechts met een gelijkrichter is belast, dan behoeft men bij de daardoor veroorzaakte primaire stroom alleen maar de magnetisatiestroom, die practisch  $90^\circ$  in faze is verschoven, op te tellen. Het gehele proces gaat over in het vectorieel optellen van de belastingsstroom en de magnetisatiestroom, dus:

$$I_p \text{ tot} = \sqrt{I_p^2 + I_m^2} \dots \dots \dots \text{ (VIII C 46)}$$

Hierin is  $I_p$  bepaald volgens een der voorgaande vergelijkingen.

Bij extra belasting, bijv. door gloeistroomvoeding, wordt de algemene

werkwijze vereenvoudigd door de primaire stromen, ten gevolge van beide belastingen, algebraïsch op te tellen. Hierbij verwaarloost men dus het feit, dat een van deze stromen allerminst sinusvormig is. Daarna telt men de magnetisatiestroom vectorieel bij deze som op, dus:

$$I_{p \text{ tot}} = \sqrt{(I_{p1} + I_{p2})^2 + I_o^2} \dots \dots \text{(VIII C 47)}$$

Voor het hoofddoel, nl. het berekenen van de koperdoorsnede van de primaire wikkeling, is de nauwkeurigheid voldoende.

#### d. Het door de gelijkrichter opgenomen vermogen

Het door een gelijkrichterschakeling opgenomen vermogen bevat de volgende samenstellende delen:

1. het afgegeven gelijkstroomvermogen  $I_o V_o$ ;
2. het door de kathoden van de gelijkrichtbuizen opgenomen vermogen  $I_f V_f$ ;
3. de verliezen in de buis  $\begin{cases} n_s I_s^2 R_i \\ I_o V_{arc} \end{cases}$ ;
4. de verliezen in de secundaire spoelen  $n_s I_s^2 R_s$ ;
5. de verliezen in de primaire spoelen en eventuele beschermingsweerstand  $n_p I_p^2 R_p$ ;
6. de ijzerverliezen: ca. 5 W per kg ijzer.

Hiermede is het mogelijk, aan het einde van het ontwerp het opgenomen vermogen vrij nauwkeurig te schatten. Het is natuurlijk niet mogelijk om een vaste verhouding tussen het opgenomen en het afgegeven vermogen te berekenen, daar de keuze der verschillende weerstanden daarbij een rol speelt.

Om echter een indruk te geven van hetgeen men ongeveer kan verwachten, laten wij hier enige getallen van het gelijkrichtgedeelte van een radio-ontvangtoestel volgen. Het afvlakfilter krijgt bij 300 V 70 mA toegevoerd; de gelijkrichting is tweefazig. Het totale vermogen vinden wij nu als volgt:

1. $I_o V_o$	$= 0,07 \times 300$	$= 21 \text{ W}$
2. $I_f V_f$	$= 1,3 \times 4$	$= 5,2 \text{ W}$
3. $n_s I_s^2 R_i$	$= 2 \times 0,08^2 \times 400$	$= 5,1 \text{ W}$
4. $n_s I_s^2 R_s$	$= 2 \times 0,08^2 \times 200$	$= 2,6 \text{ W}$
5. $n_p I_p^2 R_p$	$= \left\{ 2 \cdot 0,08 \cdot \frac{300}{220} \right\}^2 \times 50$	$= 1,2 \text{ W}$
6. ijzerverliezen		$= 4,4 \text{ W}$
	totaal	$39,5 \text{ W}$

Hieruit vindt men dus een rendement van:

$$\eta = \frac{21}{39,5} = 53\%.$$

Voor voorlopige schattingen kan men deze cijfers in het algemeen aanhouden. (Om het opgenomen vermogen van het gehele ontvangtoestel te schatten, moet dit bedrag nog worden vermeerderd met het vermogen dat door de kathoden van de ontvangbuizen en door de schaalverlichtingslampjes, enz. wordt opgenomen.)

## § 6. Het dimensionneren van de transformator

Hierbij worden de afmetingen van de kern meestal voorlopig geschat met behulp van ter beschikking staande gegevens. Men moet nl. steeds een keuze doen uit bestaande series kernblikken en spoelkokers. Na een definitieve keuze van de vorm van de blikken en de doorsnede van de kern, zijn de wikkelingen nauwkeurig te berekenen. Voor de eerste schatting kan men gebruik maken van de volgende vuistregel:

$$W = 0,9 F \cdot O.$$

Hierin stellen  $W$  het vermogen,  $F$  de kerndoorsnede in  $\text{cm}^2$  en  $O$  het wikkelenster in  $\text{cm}^2$  voor. Deze vergelijking zal hieronder worden afgeleid. De effectieve spanning die in een wikkeling van  $w$  windingen wordt geïnduceerd, bedraagt in volts:

$$V = 4,44 fw\Phi 10^{-8},$$

waarin:

$$\Phi = F \times B_{max},$$

en dus wordt:

$$V = 4,44 fwFB_{max} 10^{-8}. \dots \dots \dots \text{(VIII C 48)}$$

Hierin stelt  $B_{max}$  de maximale inductie in het ijzer voor. Vermenigvuldigt men beide leden van vgl. (VIII C 48) met  $I$ , dan ontstaat:

$$VI = 4,44 fwIFB_{max} 10^{-8}. \dots \dots \dots \text{(VIII C 49)}$$

Noemen wij  $I$  de effectieve stroomsterkte en stellen wij de belasting van de draad op  $3 A_{eff}/\text{mm}^2$ , dan is de draaddoorsnede  $\frac{I}{3} \text{ mm}^2$ . Beschouwen wij nu een spoel met  $w$  windingen, dan zien wij in fig. 334, dat een halve vensteropening  $\frac{w \times I}{3} \text{ mm}^2$  totale koperdoorsnede, be-

vat. Bij een éénfazige transformator wordt het wikkelvenster  $O$  door de beide doorsneden van de primaire en secundaire spoelen, die beide

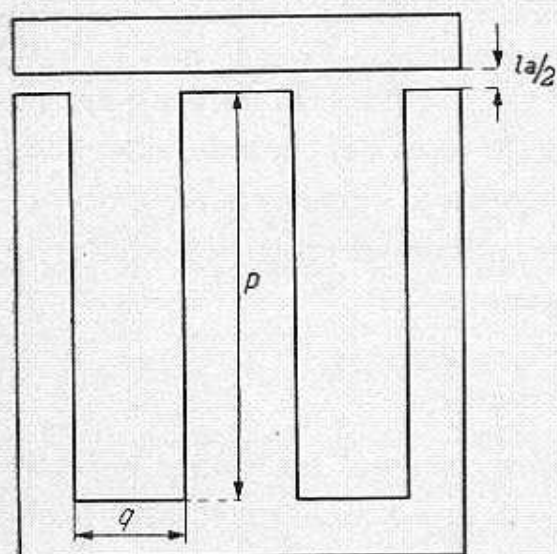


Fig. 334. Transformator met bruto kerndoorsnede  $F = ab$  en bruto oppervlakte  $O = pq$  van het wikkelvenster.

ongeveer dezelfde koperdoorsnede hebben, gevuld. Nu legt de koperdoorsnede slechts beslag op  $\frac{1}{4}$  van de beschikbare ruimte; de rest wordt ingenomen door het isolatiemateriaal. Voor het oppervlak  $O$  van het wikkelvenster vinden wij dus:

$$O = \frac{2 \times 4 \times wI}{3} \text{ mm}^2 = \frac{8}{300} wI \text{ cm}^2,$$

$$\text{en } wI = \frac{300 O}{8} \dots \text{(VIII C 50)}$$

Dit, gesubstitueerd in (VIII C 49), levert op:

$$VI = 4,44 f \cdot \frac{300 O}{8} FB_{max} 10^{-8},$$

of:

$$VI = 1,665 f B_{max} FO 10^{-6} \dots \dots \dots \text{(VIII C 51)}$$

Bij  $f = 50$  Hz en  $B_m = 11\,000$  gauss gaat (VIII C 51) over in:

$$W = 0,9 FO, \dots \dots \dots \text{(VI I C 52)}$$

waarbij wij onder  $W$  verstaan het zogenaamde schijnbare vermogen, uitgedrukt in voltampères (VA).

Voor een met een gelijkrichter belaste transformator is (VIII C 50) niet geheel juist. Dan moet men voor een éénfazige transformator schrijven:

$$O = \frac{4 \times (w_p I_{p \text{ eff}} + w_s I_{s \text{ eff}})}{300}, \dots \dots \dots \text{(VIII C 53)}$$

daar wij reeds eerder aantoonde, dat  $w_p I_p$  over het algemeen niet gelijk is aan  $w_s I_s$ . In plaats van (VIII C 51) kan men nu beter schrijven:

$$V_p I_{p \text{ eff}} + V_s I_{s \text{ eff}} + \dots = 4,44 f B_{max} F 10^{-8} (w_p I_{p \text{ eff}} + w_s I_{s \text{ eff}})$$

$$V_p I_{p \text{ eff}} + V_s I_{s \text{ eff}} + \dots = 3,33 f B_{max} 10^{-6} \times O.$$

Gebruikt men dezelfde getallen als in het vorige voorbeeld, dan wordt dit:

$$V_p I_{p \text{ eff}} + V_s I_{s \text{ eff}} + \dots = 1,8 FO \dots \dots \dots \text{(VIII C 54)}$$

Tussen het werkelijk opgenomen vermogen en de effectieve stroomsterkte bestaat nu geen direct verband. Voor een voorlopige schatting van de kernafmetingen zal men dus de waarschijnlijke waarde van  $V_s$ ,  $I_{p \text{ eff}}$  en  $I_{s \text{ eff}}$  volgens de verschillende hiervoor afgeleide vergelijkingen moeten berekenen. Is de transformator echter voor een belangrijk gedeelte met een weerstand belast (gloeidraden, enz.), zoals normaal bij radio-ontvangtoestellen het geval is, dan zal men voor alle eenvoud (VIII C 52) gebruiken. Bij meerfazige transformatoren wordt een wikkelvenster tegelijkertijd door de primaire en de secundaire spoelhelften van de beide aangrenzende benen in beslag genomen.

Dan moet vergelijking (VIII C 53) worden veranderd in:

$$O = \frac{2 \times 4 (w_p I_{p \text{ eff}} + w_s I_{s \text{ eff}})}{300},$$

en vgl. (VIII C 54) wordt:

$$V_p I_{p \text{ eff}} + V_s I_{s \text{ eff}} + \dots = 0,9 FO \dots \dots \text{(VIII C 55)}$$

### § 7. Berekening van het afvlakfilter

Voor het afvlakken van de rimpelspanning direct achter de gelijkrichter, worden voornamelijk twee filtersoorten gebruikt, nl. RC- of LC-filters, die dus uit een weerstand en een capaciteit, resp. uit een zelfinductie en een capaciteit, bestaan.

De afvlakking van een RC-filter bedraagt

$$\frac{V_1}{V_2} = \sqrt{1 + \omega_r^2 R^2 C_2^2} = \sqrt{1 + 4\pi^2 n^2 f^2 R^2 C_2^2} \dots \text{(VIII C 56)}$$

Is dit bedrag, zoals in de bedoeling ligt, groot ten opzichte van 1, dan kan men ongeveer schrijven:

$$\frac{V_1}{V_2} = 2\pi n f R C_2 \dots \dots \dots \text{(VIII C 57)}$$

Voor een LC-filter geldt:

$$\frac{V_1}{V_2} = \omega r^2 L C_2 - 1 = 4\pi^2 n^2 f^2 L C_2 - 1 \dots \dots \text{(VIII C 58)}$$

Ook hier kan men l meestal verwaarlozen, dus:

$$\frac{V_1}{V_2} = 4\pi^2 n^2 f^2 L C_2. \dots \dots \dots \text{(VIII C 59)}$$

In beide gevallen is de afvlakking evenredig met de capaciteit  $C_2$  van het filter; de uiteindelijke rimpel  $V_2$  is dus omgekeerd evenredig met  $C_2$ . In schakelingen met een buffercondensator is de oorspronkelijke rimpel  $V_1$  ook omgekeerd evenredig met de buffercapaciteit  $C_1$ ; daarom is de uiteindelijke rimpel dan ook omgekeerd evenredig met het product van de filter- en buffercapaciteit  $C_1 C_2$ . Mag men nu in totaal een bepaald bedrag voor  $C_1 + C_2$  gebruiken, dan verdient het aanbeveling daarbij het product zo groot mogelijk te kiezen. Dit geval treedt op als  $C_1 = C_2$ . Wij zullen dus streven naar een gelijke capaciteitsverdeling over buffercondensator en filter, tenzij men onmiddellijk van de buffercondensator stroom wil afnemen (bijv. voor de eindbuis in radio-ontvangtoestellen). In dit laatste geval moet de rimpel over de buffercondensator ook binnen zekere grenzen worden gehouden. Dikwijls verdient het aanbeveling, de ter beschikking staande capaciteit en de toelaatbare afvlakweerstand over verscheiden  $RC$  groepen te verdelen. Is de af te vlakken stroom zo groot dat weerstandsafvlakking teveel spanningsverlies zou veroorzaken, dan moet men de duurdere smoorspoelafvlakking gebruiken. Wij onderzoeken nu, hoe men de smoorspoel bij een bepaalde waarde van de gelijkstroom moet dimensionneren.

Zoals bekend, brengt men in de ijzerkern van een smoorspoel waardoorheen gelijkstroom vloeit, een luchtspleet  $l_a$  aan, die weliswaar de magnetische weerstand van de kring vergroot, doch tevens de magnetische verzadiging van het ijzer beperkt. In ieder geval kan de gunstigste verhouding  $\frac{l_i}{l_a}$  tussen de luchtspleet en de lengte van de ijzerweg worden bepaald. Bij de rekenwijze van Hanna gaat men uit van een karakteristiek die het verband tussen  $\frac{LI_o^2}{V}$  en  $\frac{wI_o}{l_i}$  aangeeft, en wel steeds bij een bepaalde gunstige verhouding  $\frac{l_a}{l_i} (= \alpha)$ . Hierin stelt  $V$  het ijzervolume,  $w$  het aantal windingen en  $l_i$  de lengte van de ijzerweg voor.

Als uitgangspunt voor een ontwerp is deze karakteristiek echter niet direct te gebruiken, daar allerlei combinaties van  $V$ ,  $w$  en  $l_i$  mogelijk



blijven. De juiste keuze van deze combinatie hangt nauw samen met de constructieve mogelijkheden. Een beter inzicht verkrijgt men als men de genoemde karakteristiek, die in fig. 79 is geschetst, als rechte lijn voorstelt, en wel:

$$\frac{LI_o^2}{V} = \frac{wI_o}{l_i} \operatorname{tg} \varphi. \quad (\text{VIII C } 60)$$

Het ijzervolume  $V$  is gelijk aan het product van  $l_i$  en de kerndoorsnede  $L$ , zodat men deze vergelijking ook als volgt kan schrijven:

$$LI_o^2 = wI_o \frac{V}{l_i} \operatorname{tg} \varphi = wI_o F \operatorname{tg} \varphi \quad (\text{VIII C } 61)$$

Nu is  $wI_o$  een maat voor de totale koperdoorsnede van de wikkeling. Laat men  $3 A_{eff}/\text{mm}^2$  als belasting van het koper toe, en stelt men de vulfactor = 0,4 (bij een transformator is deze factor kleiner, daar vele aftakkingen gemaakt worden), dan is de totale doorsnede van de wikkeling, dus van het wikkelvenster:

$$O = wI_o 0,008 \text{ cm}^2. \dots \dots \dots (\text{IX C } 62)$$

Substitueert men dit in vgl. (VIII C 61), dan levert dit op:

$$FO = \frac{LI_o^2}{125 \operatorname{tg} \varphi} \dots \dots \dots (\text{VIII C } 63)$$

Nu is de waarde van  $\operatorname{tg} \varphi$  min of meer willekeurig, want deze is afhankelijk van de wijze waarop de karakteristiek van Hanna wordt benaderd.

Om kleine afmetingen te verkrijgen, verdient het aanbeveling volgens vgl. (VIII C 63) in een punt van de kromme te werken waar  $\operatorname{tg} \varphi$  groot is. Voorbij het punt dat bij  $a = \frac{l_a}{l_i} = 20 \times 10^{-4}$  behoort, neemt  $\operatorname{tg} \varphi$  echter nog slechts zeer langzaam toe, zodat het voor een eerste schatting geoorloofd is uit te gaan van dit punt, d.w.z. van  $\operatorname{tg} \varphi = 6.10^{-5}$ .

Vergelijking (IX C 61) gaat dan over in de vuistregel:

$$FO = 130 LI_o^2, \dots \dots \dots (\text{VIII C } 64)$$

waarin  $F$  en  $O$  in  $\text{cm}^2$  worden gemeten en  $LI_o$  in  $A$ .

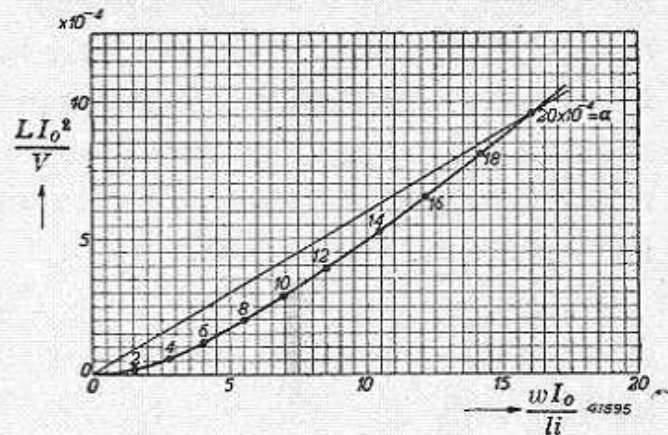


Fig. 335.  $\frac{LI_o^2}{V}$  als functie van  $\frac{wI_o}{l_i}$  bij een gunstige verhouding tussen de krachtlijnenweg in het ijzer en in de luchtspleet. Deze karakteristiek geldt voor 4% siliciumblik.

Uit de gegevens  $L$  en  $I_o$  kan dus direct het product  $FO$  worden geschat, zodat men nu in staat is een kernblik uit te kiezen dat ongeveer dit product van kerndoorsnede en venster oplevert. Is deze keus gedaan, dan zijn  $V$  en  $l_i$  nauwkeurig bekend. Uit de kromme van fig. 335 kan  $w$  dan precies worden berekend, terwijl het gevonden punt op de kromme bovendien de juiste luchtspleetverhouding geeft. Soms zal het nodig zijn, de karakteristiek te extrapoleren, waardoor men echter geen grote fouten begaat.

Bij kleine smoorspoelen voert deze berekening soms tot een luchtspleet die te klein is om praktisch te kunnen worden verwezenlijkt (kleiner dan 0,1 mm). Het tekort aan zelfinductie dat nu ontstaat, kan meestal worden vereffend door op dezelfde kern meer windingen te leggen dan uit de berekening volgt. Het koper wordt dan zwaarder belast, maar bij kleine spoelen is dit wel toelaatbaar.

Als voorbeeld rekenen wij hier het voorontwerp van de Philips smoorspoel 7833 van 8 H bij 115 mA even door. De vuistregel levert op:  $FO = 130 \times 8 \times 0,115^2 = 14 \text{ cm}^4$ . Dit zijn dus de kleinste afmetingen die men met het oog op de verwarming van het koper mag toelaten. Om een lage weerstand te krijgen, zal men de afmetingen soms vergroten. Dit is hier gebeurd. Er was een kern beschikbaar met  $F = 4 \text{ cm}^2$  en  $O = 7 \text{ cm}^2$ ; dus  $FO = 28 \text{ cm}^4$  en  $l_i = 17 \text{ cm}$ . Hieruit vindt men dus het ijzervolume  $V = 4 \times 17 = 68 \text{ cm}^3$  en

$$\frac{LI_o^2}{V} = \frac{8 \times 0,115^2}{68} = 15 \cdot 10^{-4}.$$

Uit de karakteristiek leidt men nu af:

$$\frac{wI_o}{l_i} = 22 \text{ en } a = 25 \cdot 10^{-4}.$$

Voor  $w$  vinden wij dus:

$$w = \frac{22 \times 17}{0,115} = 3300,$$

en voor  $l_a = al_i = 25 \cdot 10^{-4} \times 17 = 0,4 \text{ mm}$ .

In werkelijkheid is de smoorspoel 7833 met 3700 windingen gewikkeld. Dit voorbeeld geeft een voorstelling van de werkwijze en de nauwkeurigheid die men bij het berekenen van een smoorspoel kan bereiken. De grote moeilijkheid blijft natuurlijk, dat men vaak moet werken met kernblikken waarvan de materiaalconstanten niet overeenstemmen met die waarop de kromme van Hanna is gebaseerd.

Ten slotte moet er nog op worden gewezen, dat  $l_a$  de totale luchtweg is die elke krachtlijn in de magnetische stroomkring doorloopt. Vaak is de kern uit twee stukken opgebouwd, zoals 334 laat zien. Daarbij doorloopt elke krachtlijn de luchtspleet twee maal. In dit geval stelt  $l_a$  dus de lengte van beide luchtspleten tezamen voor.

### § 8. Overzicht van de bewerkingen voor het berekenen van anodespanningsgelijkrichters

In de voorafgaande paragrafen liggen de formules en krommen die nodig zijn voor het berekenen van een anodespanningsgelijkrichter zeer onoverzichtelijk tussen de soms vrij uitvoerige afleidingen en de hierbij behorende tekst.

In de tabel op de blz. 412 t.m. 417 zijn deze systematisch en overzichtelijk gerangschikt, waardoor een snelle berekening mogelijk is.

Voor het ontwerp van een anodespanningsgelijkrichter zijn gewoonlijk gegeven:

1. de gewenste gelijkstroom,
2. de gewenste gelijkspanning,
3. de toelaatbare rimpelspanning.

Bovendien worden eventueel nog bepaalde eisen gesteld aan de frequentie van de rimpelspanning en het rendement.

Ten opzichte van de bewerkingen 1 t.m. 20 in de tabel moeten wij nog het volgende opmerken:

#### Bewerking n.r. 1. *Voorlopige schatting van de transformatorspanning*

De gewenste vorm van de belastingskarakteristiek bepaalt de keuze tussen de twee hoofdgroepen:

1. gelijkrichters met buffercondensator;
2. gelijkrichters zonder buffercondensator.

Bij een niet sterk fluctuerende belasting kiest men gewoonlijk de schakeling met buffercondensator, omdat hierbij de rimpelspanning onmiddellijk is beperkt en de spanning doorgaans hoger is. Gewoonlijk gebruikt men hierin hoogvacuumbuizen, aangezien buizen met gasvulling storingen kunnen veroorzaken door de periodiek optredende doorslag. Wenst men een enigermate vlakke belastingskarakteristiek, dan moet de kortsluitstroom groot zijn. Door een kleine verhouding  $\frac{I_o}{I_k}$  werkt

men nl. in het bovenste gedeelte van de kromme uit fig. 313 en zijn de veranderingen van  $V_o$  procentueel gering.

Een grote kortsluitstroom wordt verkregen door  $R_t$  klein te houden. Dit leidt dan eventueel, ook bij schakelingen met buffercondensator, tot het gebruik van buizen met gasvulling. Daarom zijn in de kolom „Gelijkrichter met buffercondensator” zowel hoogvacuum- als met gas gevulde buizen genoemd.

Voor versterkers is, zoals reeds uitvoerig werd verklaard, meestal een zeer vlakke belastingskarakteristiek vereist. Men is dan gedwongen een gelijkrichter zonder buffercondensator te gebruiken. In dit geval wordt de belastingskarakteristiek gegeven door de vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b), die in de meest rechtse kolom van de tabel zijn vermeld. Aangezien men er naar streeft  $R_t$  zo laag mogelijk te houden, is het onlogisch in deze schakeling hoogvacuumbuizen te gebruiken; deze zijn dan ook niet in de tabel genoemd.

Nadat de schakeling is bepaald, moet de gelijkrichtbuis worden gekozen. Hiervoor moet eerst de transformatorspanning bekend zijn. Bij gelijkrichters met een constante belasting is de effectieve transformatorspanning ongeveer gelijk aan de gelijkgerichte spanning. Heeft men echter in verband met een maximaal toelaatbare verandering van de spanning een gedeelte van de krommen uit fig. 57 als „werkgebied”

gekozen, dan volgt daaruit vanzelf de verhouding  $\frac{V_o}{V_i}$ , dus ook  $V_i$ .

Voor de schakeling zonder buffercondensator volgt de transformatorspanning uit de vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b), of bij benadering uit de tabel in de kolom geheel rechts.

#### Bewerking nr. 2. Keuze van de gelijkrichtbuis en het fazental

De keuze van het type gelijkrichtbuis houdt enigszins verband met het fazental. Meestal zullen verscheiden typen gelijkrichtbuizen geschikt zijn voor de onder 1 geschatte spanning. De gelijkstroom die de verschillende typen kunnen leveren, bepaalt nu, indien althans geen buizen parallel worden geschakeld, het minimale fazental dat moet worden gekozen om de vereiste stroom te kunnen leveren. Bij de keuze van het fazental spelen ook nog andere factoren, zoals bijv. de voorkeur voor een bepaalde frequentie van de rimpelspanning, een rol.

Verder past men bij gelijkrichters met een zeer geringe belasting gewoonlijk eenfazige gelijkrichting toe, om de moeilijkheden te voorkomen die hierbij door asymmetrie van de spanningen kunnen ontstaan, indien men deze gelijkrichters tweefazig uitvoert.

Wil men twee anoden van een tweefazige gelijkrichtbuis parallel schakelen, om deze in een eenfazige schakeling te kunnen gebruiken, dan moet men steeds een weerstand in iedere anode opnemen om een ongelijkmatige verdeling van de belasting over de beide anoden te verhinderen.

**Bewerking nr. 3.** *Bepaling van de inwendige weerstand van de buis*

Om de waarde  $n \frac{R_a}{R_t}$  bij benadering te kunnen vaststellen, moet eerst de inwendige weerstand van de buis bekend zijn. Deze berekent men volgens vgl. (VIII C 42), of uit de karakteristiek volgens § 5.

**Bewerking nr. 4.** *Voorlopige schatting van  $\frac{nR_a}{R_t}$*

Om  $R_t$  vast te stellen, moet bij  $R_t$  een voorlopig geschatte waarde van de transformatorweerstand worden opgeteld.

Een voorlopige schatting van  $R_a$  volgt uit:

$$R_a = \frac{V_o}{I_o},$$

of, bij gebruik van met gas gevulde buizen, uit:

$$R_a = \frac{V_o + V_{arc}}{I_o}.$$

**Bewerking nr. 5.** *Bepaling van de effectieve waarde van de rimpelstroom  $A_1$  etc*

Uit de voorlopige schatting van  $\frac{nR_a}{R_t}$  kan nu met behulp van fig. 318 de effectieve waarde van de rimpelstroom worden gevonden.

**Bewerking nr. 6.** *Bepaling van de buffercondensator en de minimale waarde van de zelfinductie van de smoorspoel bij gelijkrichters zonder buffercondensator*

Aan de hand van de onder 5 gevonden waarde van de rimpelstroom, kan nu de eerste condensator worden gekozen.

Voor gelijkrichters zonder buffercondensator volgt de minimale waarde van de smoorspoel uit vgl. (VIII C 25), of uit de vuistformules in de tabel.

### Bewerking nr. 7. *Bepaling van de rimpelspanning aan de ingang van het afvlakfilter*

Voor gelijkrichters met buffercondensator volgt de rimpelspanning aan de ingang van het afvlakfilter uit (VIII C 12), voor gelijkrichters zonder buffercondensator uit vgl. (VIII C 27), of, voor een, twee, drie en zes fazen, uit de praktische waarden in de tabel.

### Bewerking nr. 8. *Berekening van het afvlakfilter*

Uit de als maximum toelaatbare uiteindelijke rimpelspanning  $V_2$ , kan nu het afvlakfilter worden berekend met behulp van de vergelijkingen (VIII C 57) of (VIII C 59), waarna men uit de beschikbare onderdelen  $C_2$ ,  $L$  en eventueel  $R$  kan kiezen.

### Bewerking nr. 9. *Bepaling van de weerstand van de smoorspoel*

Nu de waarde van de zelfinductie van de smoorspoel bekend is, kan ook de weerstand worden bepaald. Indien men de smoorspoel kiest uit een reeks die ter beschikking staat, is de weerstand gegeven. Anders moet de smoorspoel worden ontworpen volgens de gegevens uit § 7.

### Bewerking nr. 10. *Correctie van de gelijkspanning aan de ingang van het filter en van de belastingsweerstand $R_a$*

Een nauwkeurige waarde van de spanning aan de ingang van het filter kan nu worden gevonden, door bij de gelijkgerichte spanning waarvan wij zijn uitgegaan, het spanningsverlies in het filter op te tellen. Tegelijkertijd wordt  $R_a$  hierdoor nauwkeuriger bekend.

### Bewerking nr. 11. *Correctie van de transformatorspanning*

Eveneens kan nu de transformatorspanning met behulp van fig. 315 of de vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b) nauwkeuriger worden berekend. Eventueel gebruikt men bij een kleine waarde van  $C_2$  de fig. 325 en 326, in plaats van fig. 315. In dit geval bepaalt men eerst met behulp van fig. 327 de waarde van  $\frac{I_o}{I_k}$ .

### Bewerking nr. 12. *Bepaling van de secundaire effectieve stroomsterkte*

Voor het berekenen van de afmetingen van de transformator moeten eerst de secundaire en de primaire stroom bekend zijn.

De secundaire stroom volgt voor de schakeling met buffercondensator

uit fig. 321, en, voor schakelingen zonder buffercondensator, uit vgl. (VIII C 28).

Deze formule geldt bij benadering ook voor de schakeling met meer dan 2 fazen, die alleen belast zijn met een weerstand. Voor een en twee fazen, belast met een gelijkstroomweerstand, zijn de waarden in de tabel aangegeven.

**Bewerking nr. 13. Bepaling van de primaire effectieve stroomsterkte**

Als de secundaire stroom bekend is, kan ook de primaire stroom worden bepaald. Voor het geval dat iedere primaire spoel is gekoppeld met twee secundaire spoelen (bijv. primair 1, secundair 2 fazen, of primair 3, secundair 6 fazen) volgt uit vgl. (IX C 43):

$$I_{p \text{ eff}} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{2} I_{s \text{ eff}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 43b)}$$

Indien echter de spoelen aan de primaire zijde in ster zijn geschakeld zonder nulleider, volgt uit (VIII C 45):

$$I_{p \text{ eff}} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{\frac{n-1}{n}} I_{s \text{ eff}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 45b)}$$

Hierbij moet nu nog worden opgeteld de stroom die, als gevolg van de secundaire belasting door de gloeidraden, in de primaire wikkeling ontstaat. Deze bedragen worden algebraïsch gesommeerd (VIII C 47).

De magnetische stroom kan men verwaarlozen, of, indien men deze in rekening wil brengen, schatten volgens vgl. (VIII C 46) of vgl. (VIII C 47), en vectorieel bij de bovengevonden waarde optellen.

**Bewerking nr. 14. Bepaling van de afmetingen van de kern van de transformator**

Het is nu mogelijk de afmetingen van de kern van de transformator te bepalen, en wel voor een eenfazige transformator volgens vgl. (VIII C 54) en voor een tweefazige transformator volgens (VIII C 55).

**Bewerking nr. 15. Berekening van het aantal windingen**

Uit vgl. (VIII C 48) volgt:

$$w = \frac{V \times 10^8}{4,44 f F B_{max}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 48b)}$$

Bewerking nr. 16. *Definitieve bepaling van  $R_t$  en  $\frac{nR_a}{R_t}$*

Nu kan ook het aantal windingen van iedere wikkeling worden berekend, zodat de weerstand  $R_t$  tenslotte definitief kan worden bepaald. Het aandeel van de primaire wikkeling aan de weerstand  $R_t$  volgt uit vgl. (VIII C 38), waarvoor we ook kunnen schrijven:

$$\Delta R_s = \left(\frac{V_s}{V_p}\right)^2 R_p \dots \dots \dots \text{(VIII C 38b)}$$

Voor een driefazige transformator met niet-geaard sterpunt volgt uit (VIII C 40):

$$\Delta R_s = \frac{2}{3} \left(\frac{V_s}{V_p}\right)^2 R_p \dots \dots \dots \text{(VIII C 40b)}$$

De gezamenlijke inwendige weerstand is nu:

$$R_t = R_i + R_s + \Delta R_s.$$

Eventueel moet hierbij nog de beschermingsweerstand voor de gelijkrichtbuis worden opgeteld.

Met deze waarde van  $R_t$  en de reeds vroeger gevonden waarde van  $R_a$  (incl. het afvlakfilter) kan nu de verhouding  $\frac{nR_a}{R_t}$  nauwkeuriger worden berekend.

Bewerking nr. 17. *Laatste correctie van de transformatorspanning*

Met behulp van deze nauwkeurige waarde van  $\frac{nR_a}{R_t}$  is nu op dezelfde wijze als onder 11 een laatste correctie van de transformatorspanning mogelijk.

Bewerking nr. 18. *Laatste correctie van de rimpelspanning*

Verder kan ook op de onder 5, 7 en 8 gevolgde wijze de rimpelspanning worden gecorrigeerd.

Bewerking nr. 19. *Laatste correctie van  $I_p$  en  $I_s$  uit  $\frac{nR_a}{R_t}$*

Ten behoeve van de keuze van smeltveiligheden, beschermingsweerstand en z., kan men nu ook de primaire en de secundaire stroom-

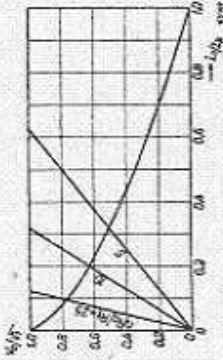


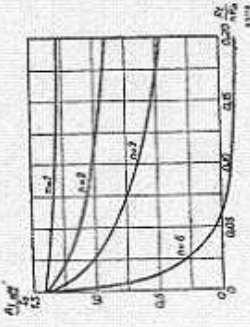
sterkte nauwkeuriger bepalen. De gevonden waarden van  $I_p$  en  $I_s$  kunnen bovendien worden gebruikt voor het berekenen van het opgenomen vermogen volgens § 5.

**Bewerking nr. 20. *Het bepalen van de belastingkarakteristiek***

Desgewenst, kan ten slotte nog de belastingskarakteristiek volgens fig. 57 voor gelijkrichters met buffercondensator, en, met behulp van de vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b), voor gelijkrichters zonder buffercondensator worden bepaald.

Om uit fig. 57 de  $I_o/V_o$  karakteristiek te construeren, moet eerst de kortsluitstroom volgens vgl. (VIII C 3) worden bepaald.

B E W E R K I N G		1. GELIJKRICHTER met buffercondensator	2. GELIJKRICHTER zonder buffercondensator
Nr.	Omschrijving		
1.	Voorlopige schatting van de transformatorspanning. De vorm van de belastingskarakteristiek bepaalt de keuze tussen de groepen 1 en 2.	 <p style="text-align: center;">Fig. 313</p>	$V_0 = \frac{n}{\pi} V_i \sin \frac{\pi}{n} - V_{arc} - I_0 R_i$ <p style="text-align: center;">(VIII C 20a), resp. bij één fase:</p> $V_0 = \frac{V_i}{\pi} - V_{arc} - I_0 R_i$ <p style="text-align: center;">(VIII C 20b)</p> <p>of bij benadering geldt:</p> <p><math>n = 1: V_{i\text{ eff}} = 2,2 V_0</math>  <math>n = 2: V_{i\text{ eff}} = 1,1 V_0</math>  <math>n = 3: V_{i\text{ eff}} = 0,86 V_0</math>  <math>n = 6: V_{i\text{ eff}} = 0,74 V_0</math></p>
2.	Uit de beschikbare buizen en de totale gelijkstroom worden het buistype en het aantal fazen bepaald. Bij zwakke belasting past men eenzijdige gelijkrichting toe.	<p style="text-align: center;">NORMAAL: Hoogvacuumbuizen</p> <p style="text-align: center;">VOOR KLEINE <math>R_i</math>: Met gas gevulde buizen</p>	Met gas gevulde buizen
3.	Bij de gekozen buis behoort een bepaalde $R_i$ .	$R_i = 0,75 \frac{n v_a}{I_0}, \dots \dots \dots$ <p style="text-align: right;">(VIII C 42)</p> <p>of langs experimentele weg (zie § 5b). Bij buizen met gasvulling, <math>R_i</math> verwaarlozen.</p>	

BEWERKING		1. GELIJKRICHTER met buffercondensator	2. GELIJKRICHTER zonder buffercondensator
Nr.	Omschrijving		
4.	Voorlopige schatting van $\frac{nR_a}{R_t}$ .	$R_a = \frac{V_o}{I_o},$ of, bij buizen met gasvulling: $R_a = \frac{V_o + V_{arc}}{I_o}.$ $R_t = R_f + \text{voorlopig geschatte transformatorweerstand.}$	
5.	Bepaling van de effectieve waarde van de rimpelstroom $A_{1\text{ eff}}$ .	Met behulp van $\frac{nR_a}{R_t}$ volgt $A_{1\text{ eff}}$ uit 	
6.	$A_{1\text{ eff}}$ bepaalt $C_1$ . De belastingsstroom bepaalt de minimumwaarde van $L$ bij gelijkrichters zonder buffercondensator.	$C_1 \text{ volgt uit de toelaatbare rimpelstroom (afhankelijk van de eigenschappen van de gebruikte condensator).}$	$L > \frac{2R_a \left(1 - \cos \frac{\pi}{n}\right)}{3\pi^2 n^2 f \sin \frac{\pi}{n}} \cdot \text{(VIII C 25)}$ $(n = 2) \quad L > \frac{R_a}{1000} \text{ H;}$ $(n = 3) \quad L > \frac{R_a}{3700} \text{ H;}$ $(n = 6) \quad L > \frac{R_a}{30000} \text{ H.}$

BEWERKING		1. GELIJKRICHTER met buffercondensator	2. GELIJKRICHTER zonder buffercondensator
Nr.	Omschrijving		
7.	Rimpelspanning vóór het afvlakfilter.	$V_{r\text{ eff}} = \frac{A_1\text{ eff}}{2\pi n f C} \dots \dots \dots$ (VIII C 12)	$(n = 1) \quad V_{r\text{ eff}} = V_0 \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ $(n = 2) \quad V_{r\text{ eff}} = V_0 \frac{\pi}{2} + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{2}$ $= V_0 \frac{\pi}{2} \sqrt{2}$ <p>(VIII C 27)</p> <p>of praktisch:</p> $(n = 1) \quad V_{r\text{ eff}} = 1,11 V_0;$ $(n = 2) \quad V_{r\text{ eff}} = 0,47 V_0;$ $(n = 3) \quad V_{r\text{ eff}} = 0,18 V_0;$ $(n = 6) \quad V_{r\text{ eff}} = 0,048 V_0.$
8.	Uit de als maximum toelaatbare uiteindelijke rimpel $V_2$ volgt het afvlakfilter. Uit de beschikbare onderdelen kiest men $C_2$ , $L$ , resp. $R$ .	$RC_2 = \frac{1}{2\pi n f} \cdot \frac{V_1}{V_2} \dots \dots \dots$ (VIII C 57) $LC_2 = \frac{1}{4\pi^2 n^2 f^2} \cdot \frac{V_1}{V_2} \dots \dots \dots$ (VIII C 59)	$LC_2 = \frac{1}{4\pi^2 n^2 f^2} \cdot \frac{V_1}{V_2} \dots \dots \dots$ (VIII C 59)

Men kiest de smoorspoel uit een ter beschikking staande serie (weerstand bekend) of men ontwerpt een smoorspoel volgens § 7.

Berekeningsmethode van Hanna:  $FO = 130 LI_0^2$  en fig. 335.

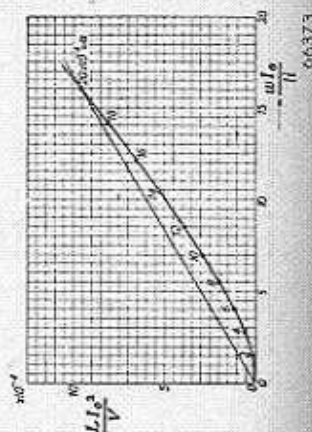
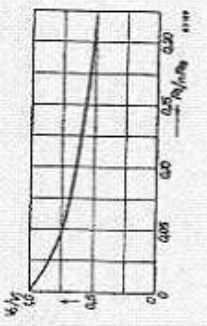
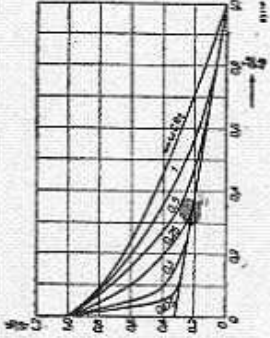
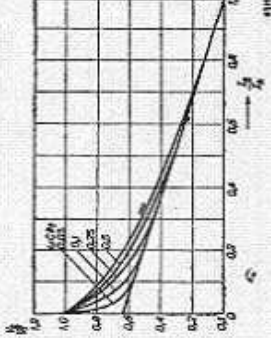
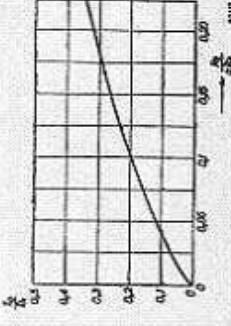
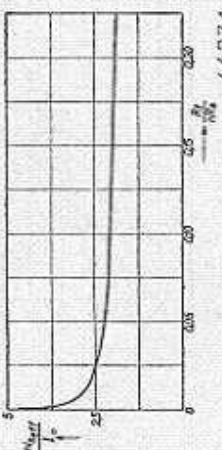


Fig. 335

Nr.	Omschrijving	met buffercondensator	zonder buffercondensator
10.	De gecorrigeerde gelijkspanning aan de ingang van het filter en de gecorrigeerde $R_a$ .	<p>Bij de bekende uitgangsspanning telt men het spanningsverlies in het afvlakfilter op, dus <math>V_o + I_o R_f</math>. Hieruit vindt men de gecorrigeerde waarde van <math>R_a</math> volgens de vergelijking:</p> $R_a = \frac{V_o + I_o R_f}{I_o} \quad (R_f = R_{filter}).$	<p>zonder buffercondensator</p>
11a.	Bepaling van de transformatorspanning bij normale en bij grote waarden van $C_2$ .	<p>Fig. 315</p> 	<p>Vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20b), zie onder 1.</p>
11b.	Bepaling van de gecorrigeerde transformatorspanning bij kleine waarden van $C_2$ .	<p>Fig. 325 en 326 en bovendien <math>\frac{I_o}{I_k}</math> uit fig. 327.</p>   	<p>Vergelijkingen (VIII C 20a) en (VIII C 20a), zie onder 1.</p>

B E W E R K I N G		1. GELIJKRICHTER met buffercondensator	2. GELIJKRICHTER zonder buffercondensator
Nr.	Omschrijving		
12.	Bepaling van de secundaire effectieve stroomsterkte.	 <p style="text-align: center;">Fig. 321</p>	<p>Met smoorspoelingang:</p> $I_{s\ eff} = \frac{I_0}{\sqrt{n}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 28)}$ <p>Belasting met gelijkstroomweerstand:</p> <p><math>n = 1 \quad I_{s\ eff} = 1,57 I_0;</math></p> <p><math>n = 2 \quad I_{s\ eff} = 1,11 I_0;</math></p> <p><math>n = 3</math> en <math>6</math> zie vgl. (VIII C 28)</p>
13.	Bepaling van de primaire effectieve stroomsterkte.	<p>a. Elke primaire spoel gekoppeld met twee secundaire spoelen:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{2} I_{s\ eff} \dots \dots \dots \text{(VIII C 43b)}$ <p>b. Het aantal fazen aan primaire en secundaire zijde is gelijk:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{I_{s\ eff}^2 - \frac{I_0^2}{n^2}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 44b)}$ <p>c. Primaire zijde in sterschakeling zonder nulleider:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{\frac{n-1}{n}} \cdot I_{s\ eff} \dots \dots \dots \text{(VIII C 45b)}$ <p>d. Met inachtneming van de magnetisatiestroom <math>I_m</math>:</p> $I_{p\ tot} = \sqrt{I_p^2 + I_m^2} \dots \dots \dots \text{(VIII C 46)}$ <p>e. Met inachtneming van de extra stroom <math>i_{p2}</math>, die aan de primaire zijde optreedt ten gevolge van de gloeistroombelasting:</p> $I_{p\ tot} = \sqrt{(I_{p1} + I_{p2})^2 + I_0^2} \dots \dots \dots \text{(VIII C 47)}$	<p>a. Elke primaire spoel gekoppeld met twee secundaire spoelen:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{2} I_{s\ eff} \dots \dots \dots \text{(VIII C 43b)}$ <p>b. Het aantal fazen aan primaire en secundaire zijde is gelijk:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{I_{s\ eff}^2 - \frac{I_0^2}{n^2}} \dots \dots \dots \text{(VIII C 44b)}$ <p>c. Primaire zijde in sterschakeling zonder nulleider:</p> $I_{p\ eff} = \frac{V_s}{V_p} \sqrt{\frac{n-1}{n}} \cdot I_{s\ eff} \dots \dots \dots \text{(VIII C 45b)}$ <p>d. Met inachtneming van de magnetisatiestroom <math>I_m</math>:</p> $I_{p\ tot} = \sqrt{I_p^2 + I_m^2} \dots \dots \dots \text{(VIII C 46)}$ <p>e. Met inachtneming van de extra stroom <math>i_{p2}</math>, die aan de primaire zijde optreedt ten gevolge van de gloeistroombelasting:</p> $I_{p\ tot} = \sqrt{(I_{p1} + I_{p2})^2 + I_0^2} \dots \dots \dots \text{(VIII C 47)}$
14.	Kernafmetingen van de transformator.	<p>Voor een éénfazige transformator:</p> $V_p I_{p\ eff} + V_s I_{s\ eff} = 1,8 \text{ FO}$ <p>Voor een meerfazige transformator:</p> $V_p I_{p\ eff} + V_s I_{s\ eff} = 0,9 \text{ FO}$	<p>(VIII C 54)</p> <p>zie § 6</p> <p>(VIII C 55)</p>

B E W E R K I N G		1. GELIJKRICHTER met buffercondensator	2. GELIJKRICHTER zonder buffercondensator
Nr.	Omschrijving		
15.	Berekening van het aantal win- dingen.		$w = \frac{V_{eff} \times 10^8}{4,44 f F B_{max}} \dots \dots \dots$ (VIII C 48b)
16.	Definitieve nauwkeurige bepa- ling van $R_t$ en $\frac{nR_a}{R_t}$ .	$R_t = R_t + R_s + \Delta R_s$ . $\Delta R_s$ bepaalt men uit: ( $n = 1, 2$ of $3$ met geaard sterpunt): $\Delta R_s = \left(\frac{V_s}{V_p}\right)^2 R_p \dots \dots$ (VIII C 40) ( $n = 3$ met niet geaard sterpunt): $\Delta R_s = \frac{2}{3} \left(\frac{V_s}{V_p}\right)^2 R_p \dots \dots$ (VIII C 38) Met de juiste waarde van $R_t$ corrigeren wij $\frac{nR_a}{R_t}$	
17.	Laatste correctie van de trans- formatorspanning.	Zie fig. 315 (eventueel 325, 326 en 327), zie onder 11.	Vergelijking (VIII C 20a) en ] (VIII C 20b), zie onder 1.
18.	Laatste correctie van de rimpel- spanning.	Fig. 318, zie onder 5. Vgl. (VIII C 12), zie onder 7. Vgl. (VIII C 57) en (VIII C 59), zie onder 8.	
19.	Laatste correctie van $I_p$ en $I_s$ uit $\frac{nR_a}{R_t}$ .	Fig. 321, zie onder 12. Vgl. (VIII C 43b), (VIII C 44b), (VIII C 45b), (VIII C 46) en (VIII C 47).	
20.	De belastingskarakteristiek wordt bepaald uit de definitieve waarde van $R_t$ .	Fig. 313, zie § 1 $I_s = \frac{nV_t}{\pi R_t} \dots \dots$ (VIII C 3)	Vgl. (VIII C 20a) en (VIII C 20b), zie onder 1.

## D. SCHAKELINGEN VOOR HET STABILISEREN VAN VOEDINGSSPANNINGEN

### § 1. Oorzaken en gevolgen van fluctuaties in de voedingsspanningen

In B § 3 werd reeds aangetoond dat, bij gebruik van een afvlakfilter met smoorspoelingang, het verloop van de belastingskarakteristiek van een anodespanningsgelijkrichter aanzienlijk vlakker is dan bij gebruik van een afvlakfilter met buffercondensator. De verandering van de gelijkgerichte spanning bij belastingschommelingen wordt in het eerste geval alleen veroorzaakt door de inwendige weerstand van de schakeling, d.w.z. de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis, vermeerderd met de secundaire en de primaire weerstand van de transformator. Het bleek echter ook, dat de schakeling met buffercondensator een hogere gelijkgerichte spanning geeft.

In radiotoestellen (met uitzondering van batterijtoestellen met een klasse B-eindtrap) is de belasting vrij constant en gebruikt men vrijwel algemeen filters met een buffercondensator.

De betrekkelijk kleine fluctuaties die bijv. ontstaan door de werking van de AVR, zijn in het algemeen niet storend. Indien, om frequentieverschuiving in het k.g. gebied te beperken, constante voedingsspanningen van de mengbuis gewenst zijn (zie boek I, hoofdstuk III), worden deze gewoonlijk afzonderlijk gestabiliseerd. Dit heeft het voordeel, dat dan ook de spanningsvariaties door netspanningsschommelingen worden opgeheven.

In versterkers met een klasse AB-, en in het bijzonder in versterkers met een klasse B-eindtrap, varieert de belasting echter zeer sterk en treft men gewoonlijk filters zonder buffercondensator aan.

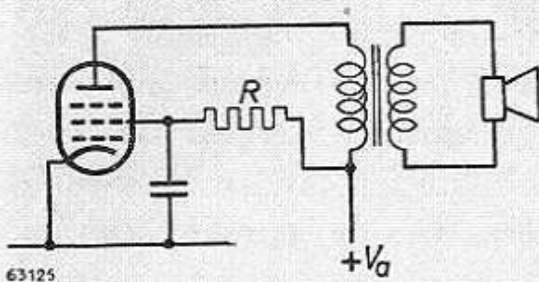
Om de invloed van de inwendige weerstand op de belastingskarakteristiek te elimineren, worden, zoals reeds vermeld, veelal buizen met gasvulling gebruikt die, onafhankelijk van de belasting, een constant spanningsverlies, gelijk aan de boogspanning, veroorzaken.

In klasse B-versterkers met penthoden in de eindtrap is, behalve de anodestroom, ook de schermroosterstroom bij grote amplituden sterk afhankelijk van de wisselspanning op het rooster. Om het optimale vermogen te verkrijgen, moet ook deze spanning constant zijn. Dit is automatisch het geval als de anode- en de schermroosterspanning



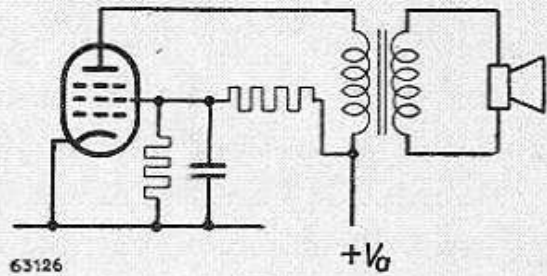
gelijk zijn. Buizen voor een groot vermogen hebben echter om technologische redenen meestal een schermroosterspanning die lager is dan de anodespanning. Bij voeding van het schermrooster over een weerstand (fig. 336) zal nu de schermroosterspanning sterk dalen als de buis wordt uitgestuurd.

Voeding van het schermrooster via een potentiometer (fig. 337) is



63125

Fig. 336. Schakeling van een penthode, waarbij het schermrooster wordt gevoed via een serieweerstand.



63126

Fig. 337. Schakeling van een penthode, waarbij het schermrooster wordt gevoed via een potentiometer.

in principe mogelijk, doch aangezien de schermroosterstroom van eindbuizen voor een groot vermogen vrij hoog is, zal, om de spanning enigermate constant te houden, een potentiometer met een aanzienlijk eigen verbruik nodig zijn.

In het algemeen is dit geen rationele oplossing en past men andere hulpmiddelen toe om de schermroosterspanning te stabiliseren.

## § 2. Schakelingen met spanningsstabiliseerbuisen

Uit het bovenstaande volgt, dat we twee gevallen kunnen onderscheiden:

a) Een spanning met een bepaalde fluctuatie, veroorzaakt door schommelingen van de netspanning of veranderingen van de belasting, die geleverd wordt door een spanningsbron met vrij hoge inwendige weerstand (anodespanningsgelijkrichter met hoogvacuumbuis en afvlakfilter met buffercondensator) moet worden gestabiliseerd.

Deze toestand doet zich voor in het reeds genoemde voorbeeld, dat de spanningen van een mengbuis, ter vermindering van frequentieverschuiving, constant moeten worden gehouden.

b) Van een constante of vrijwel constante spanning die wordt geleverd door een spanningsbron met lage inwendige weerstand (anodespanningsgelijkrichter met buis met gasvulling en afvlakfilter zonder buffercondensator) moet bij fluctuerende belasting een lagere spanning worden afgetakt, die constant moet zijn. Zoals wij zagen, komt dit

voor in versterkers, indien de schermroosterspanning van de eindbuis lager is dan de anodespanning.

In het geval *a* kunnen de spanningsfluctuaties worden genivelleerd door het gebruik van een spanningsstabiliseerbuis of van meerdere stabiliseerbuizen in serie, parallel te schakelen aan de belasting.

Dit wordt voorgesteld in fig. 338.  $R_1$  is hier de inwendige weerstand van de anodespanningsgelijkrichter. Is de spanning die moet worden gestabiliseerd, lager dan de spanning die de anodespanningsgelijkrichter levert, dan is  $R_1$  de inwendige weerstand  $R_t$ , vermeerderd met een zodanige weerstand dat de juiste spanning wordt verkregen.

Doordat de brandspanning van de stabiliseerbuizen binnen het regelgebied vrijwel constant is, zal bij het fluctueren van de spanning van de

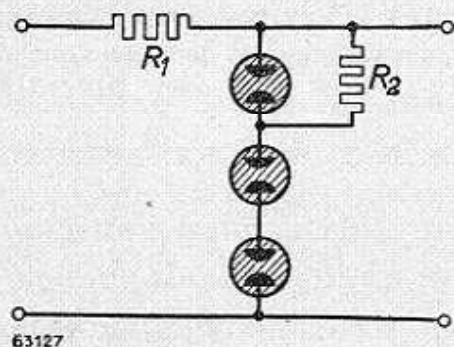


Fig. 338. Serieschakeling van 3 stabiliseerbuizen.

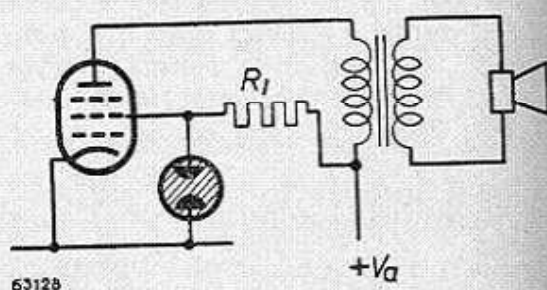


Fig. 339. Het stabiliseren van de schermroosterspanning met behulp van een spanningsstabiliseerbuis.

anodespanningsgelijkrichter, de stroom door deze buizen en dus ook door  $R_1$  zoveel toe of af moeten nemen, dat door de verandering van de spanningsval over  $R_1$  de spanningsfluctuaties worden gecompenseerd.

In het geval *b*) kan de lagere voedingsspanning worden verkregen door de stroom toe te voeren via een weerstand en de spanningsfluctuaties op de boven beschreven wijze te compenseren (fig. 339).  $R_1$  wordt in dit geval dus vrijwel uitsluitend gevormd door deze serieweerstand.

Deze schakeling wordt gewoonlijk toegepast indien de te stabiliseren spanning lager is dan het verschil van de anode- en de schermroosterspanning. Is dit verschil betrekkelijk klein, dan kan ook gebruik worden gemaakt van de schakeling uit fig. 340, waarin de weerstand is vervangen door een stabiliseerbuis.

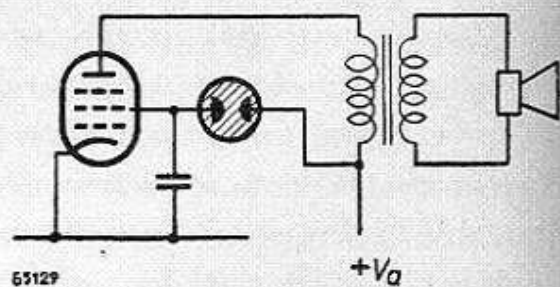


Fig. 340. Schakeling voor het stabiliseren van de schermroosterspanning, waarbij het verschil tussen de anodespanning en de schermroosterspanning gelijk is aan de brandspanning van de stabiliseerbuis.

**§ 3. Berekening van schakelingen voor het stabiliseren van voedingsspanningen met stabiliseerbuisen**

a. *Het stabiliseren, uitgaande van een gegeven gelijkspanning met een bepaalde fluctuatie*

In fig. 341 is de algemene karakteristiek van spanningsstabiliseerbuisen weergegeven. Hierin zijn te onderscheiden de doorslag- of ontsteekspanning  $V_{ign}$  en de brandspanning  $V_{arc}$ , die over het regelgebied  $I_{min}$  tot  $I_{max}$  tamelijk constant is.

Een ander belangrijk gegeven voor het berekenen van de stabilisatie is nog de z.g. wisselstroomweerstand  $R_v$ , d.w.z. het quotiënt van een

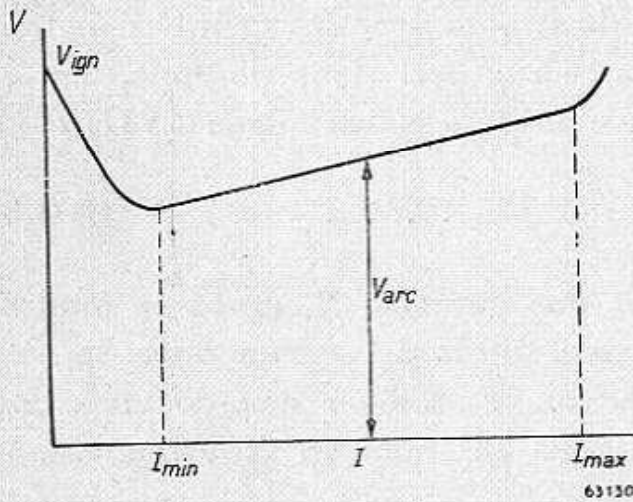


Fig. 341. Karakteristiek van een stabiliseerbuis:  
 $V_{ign}$  = doorslagspanning,  
 $V_{arc}$  = brandspanning.

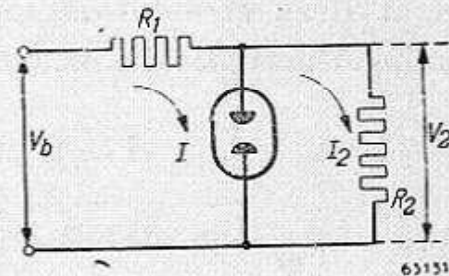


Fig. 342. Schakeling voor het afvlakken van een gelijkspanning die een zekere fluctuatie vertoont.  $R_2$  stelt de belasting voor.

verandering  $\Delta V_{arc}$  van de brandspanning en een verandering  $\Delta I$  van de stroom door de buis, waarbij men het vlakke gedeelte als recht beschouwt.

De karakteristiek van een stabiliseerbuis kunnen we nu voorstellen door:

$$V = V_{arc} + \Delta I R_v \dots \dots \dots \text{(VIII D 1)}$$

Het meest voor de hand liggende geval is dat, waarbij men uitgaat van een gegeven gelijkspanning met een zekere fluctuatie om een gestabiliseerde spanning te verkrijgen. Het principeschema is weergegeven in fig. 342.

Het valt direct op, dat men niet vrij is in de keuze van de belasting  $R_2$ . De spanning daaraan kan immers niet hoger zijn dan de brandspanning van de gebruikte buis, en ten tweede moet de voedingsspanning  $V_b$  hoger zijn dan de ontsteekspanning van de buis. Een belasting, bestemd

voor een spanning die lager is dan de brandspanning, kan worden aangevuld met extra weerstand. Wij zullen echter in het volgende  $R_2$  steeds opvatten als de belasting.

Wanneer de bedrijfsspanning  $V_b$  in fig. 342 met een bedrag  $\Delta V_b$  toeneemt of afneemt, zal ook de stroom door  $R_1$  toe- of afnemen. Daar de spanning aan de buis vrijwel constant is, onafhankelijk van de passerende stroom, moet dus praktisch de volle spanningsfluctuatie aan  $R_1$  worden teruggevonden, en dus vinden wij bij eerste benadering voor de stroomfluctuatie:

$$\Delta I = \frac{\Delta V_b}{R_1} \dots \dots \dots \text{(VIII D 2)}$$

Daar de spanning aan  $R_2$ , dus ook de stroom door  $R_2$ , vrijwel constant is, gaat deze stroomfluctuatie praktisch geheel door de buis, en de spanningsfluctuatie die na stabilisatie overblijft, is dus volgens (VIII D 1):

$$\Delta V_2 = R_i \Delta I = \frac{R_i}{R_1} \Delta V_b \dots \dots \dots \text{(VIII D 3)}$$

Voor een goede stabilisatie is het dus gewenst  $R_1$  groot te maken. Gaat men hiermede echter te ver, dan wordt de stroom door de buis bij de laagste voorkomende waarde van  $V_b$  kleiner dan de minimum toelaatbare waarde  $I_{min}$ , en zou er kans ontstaan op uitdoven van de buis. Men moet dus zorgen dat:

$$\frac{V_b - \Delta V_b - V_{arc}}{R_1} > I_{min} + I_2, \dots \dots \text{(VIII D 4)}$$

of wel dat:

$$R_1 = \frac{V_b - \Delta V_b - V_{arc}}{I_{min} + I_2} \dots \dots \dots \text{(VIII D 5)}$$

Vgl. (VIII D 5) is niet de enige voorwaarde die aan de grootte van  $R_1$  wordt gesteld, want bij een te grote waarde van  $R_1$  bestaat ook nog de mogelijkheid, dat de stabiliseerbuis niet wordt ontstoken. Wanneer de buis nog niet ontstoken is, verdeelt de spanning  $V_b$  zich over de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$ , en de spanning over  $R_2$  moet dan groter zijn dan de ontsteekspanning  $V_{ign}$ , dus:

$$(V_b - \Delta V_b) \frac{R_2}{R_1 + R_2} > V_{ign}, \dots \dots \text{(VIII D 6)}$$

of, indien  $R_2$  in de belastingsstroom en -spanning wordt uitgedrukt:

$$R_1 \leq \frac{V_b - \Delta V_b - V_{ign}}{I_2} \cdot \frac{V_{arc}}{V_{ign}} \dots \dots \dots \text{(VIII D 7)}$$

Deze vergelijking lijkt veel op de vgl. (VIII D 5). De teller van de eerste breuk is kleiner dan die van vgl. (VIII D 5), maar de noemer ook. Het is dus niet zeker of de breuk groter of kleiner uitvalt. De verhouding  $V_{arc}/V_{ign}$  is steeds kleiner dan 1. Het blijkt nu, dat in de practijk (VIII D 7) meestal een lagere grens aan  $R_1$  stelt dan vgl. (VIII D 5). Dit betekent dan dat men, ter wille van de ontsteking, met een minder goede stabilisatie genoeg moet nemen dan anders het geval zou zijn.

Als men eenmaal de voorschakelweerstand  $R_1$  aan de hand van (VIII D 7) heeft vastgelegd, kan men nagaan welke stroom  $I$  door de stabiliseerbuis zal vloeien bij de hoogste bedrijfsspanning  $V_b + \Delta V_b$ . Deze stroom moet natuurlijk kleiner zijn dan de toegestane  $I_{max}$ .

Zodra de buis is ontstoken, is de spanning aan  $R_2$  gelijk aan de brandspanning  $V_{arc}$ , en vloeit door de belasting  $R_2$  de normale stroom  $I_2$ . Door  $R_1$  vloeit dan  $I + I_2$ , en hier geldt:

$$V_b + \Delta V_b - V_{arc} = R_1 (I + I_2), \quad \dots \dots \dots \text{(VIII D 8)}$$

en dus:

$$I = \frac{V_b + \Delta V_b - V_{arc}}{R_1} - I_2 \quad \dots \dots \dots \text{(VIII D 9)}$$

Als (VIII D 5) maatgevend is voor  $R_1$ , is de stroom door de stabiliseerbuis na het ontsteken iets groter dan  $I_{min}$ . Als de brandspanning verandert van  $V_b - \Delta V_b$  in  $V_b + \Delta V_b$ , neemt de stroom door de buis toe, doch mag hij de genoemde grens niet overschrijden. Daar de spanning over  $R_2$ , en dus ook de stroom door  $R_2$ , practisch constant blijft, kan men schrijven:

$$I_{max} - I_{min} > \frac{2\Delta V_b}{R_1} \quad \dots \dots \dots \text{(VIII D 10)}$$

Hieraan kan men de bruikbaarheid van een buis toetsen, indien  $R_1$  is bepaald volgens (VIII D 5).

Daar het linker lid van (VIII D 10) het doorlopen stroomgebied aangeeft, is dan met behulp van de buiskarakteristiek tevens te zien, welke spanningsvariatie aan de uitgangszijde is te verwachten.

Als practisch voorbeeld ter illustratie van het voorafgaande willen wij veronderstellen, dat een gelijkspanning van 250 V met fluctuaties van +10 V en -10 V moet worden gestabiliseerd op ongeveer 100 V, bij een belastingsstroom van 20 mA. De afgenomen spanning laat de keuze open tussen de stabiliseerbuisen 7475 en 4687.

De gegevens van deze buizen zijn:

	7475	4687
$V_{ign\ max}$	140 V	115 V
$V_{arc}$	100 V (90—110 V)	90 V (80—100 V)
$I_{min}$	1 mA	10 mA
$I_{max}$	8 mA	40 mA
$R_i$	ca. 420 $\Omega$	ca. 250 $\Omega$

Volgens (VIII D 5) moet de voorschakelweerstand  $R_1$  bij het type 7475 zijn:

$$R_1 \leq \frac{240 - 100}{0,021} = 6700 \Omega,$$

en volgens (VIII D 7):

$$R_1 \leq \frac{240 - 140}{0,020} \times \frac{100}{140} = 3580 \Omega.$$

De tweede waarde moet dus worden aangehouden. Berekent men daarmee de buisstroom volgens (VIII D 9), dan vindt men:

$$I = \frac{260 - 100}{3580} - 0,020 = 0,025 \text{ A.}$$

Deze stroom is veel groter dan de buis 7475 mag voeren. De buis is dus niet bruikbaar.

Voor het buistype 4687 wordt resp. gevonden:

$$R_1 \leq \frac{240 - 90}{0,030} = 5000 \Omega, \dots \dots \dots \text{(VIII D 5)}$$

en 
$$R_1 \leq \frac{240 - 115}{0,020} \times \frac{890}{115} = 4900 \Omega \dots \dots \dots \text{(VIII D 7)}$$

Hier stellen beide eisen blijkbaar vrijwel dezelfde grens aan  $R_1$ . Men kan nu dus eenvoudig het regelgebied van de buis bepalen volgens (VIII D 10):

$$I_{max} - I_{min} > \frac{2 \times 10}{4900} = 0,0041 \text{ A.}$$

De na de stabilisatie nog overblijvende fluctuatie is bij het gebruik van het type 4687:

$$\Delta V_2 = 250 \frac{0,0041}{2} = 0,5 \text{ V.}$$

Tot dusver werd in dit voorbeeld uitgegaan van de gemiddelde gegevens van de buistypen. In schakelingen met andere ontladingsbuizen en radiobuizen is dit meestal toelaatbaar, en hebben de normale afwijkingen van de gegevens betrekkelijk weinig invloed op de werking van de schakelingen. Verscheidene grenswaarden zijn dan reeds berekend op de mogelijkheid van toleranties van de gebruikte weerstanden enz., en zijn dus als nominale waarden op te vatten. Bij stabiliseerbuisen is dit echter niet het geval, doordat in de toegepaste schakelingen allerlei toleranties essentieel een grote invloed hebben; overigens zijn deze toleranties sterk afhankelijk van de omstandigheden. Daarom moet een schakeling, bestemd voor seriefabricage, of waarin uiteenlopende exemplaren van eenzelfde buistype zullen worden gebruikt, anders worden berekend dan werd aangegeven.

Om de grens van  $R_1$  te bepalen volgens (VIII D 5), moet dan rekening worden gehouden met de hoogste waarde van  $V_{arc}$  die kan voorkomen, waardoor  $R_1$  dus kleiner wordt dan vroeger werd gevonden. Evenzo moet men uitgaan van de grootste voorkomende waarde van  $I_2$ , want ook deze zal in het algemeen niet exact zijn vastgesteld. Ten slotte zal de grootte van de werkelijke waarde van  $R_1$  in de uitgevoerde schakeling binnen een zekere tolerantie kunnen afwijken van de berekende, zodat ook hiermede van te voren rekening moet worden gehouden, en de nominale waarde dus bij voorbaat hoger moet worden gekozen dan de berekende. Deze overwegingen gelden natuurlijk ook voor de berekeningen volgens (VIII D 7). Onder deze voorwaarde kan het voorbeeld als volgt worden uitgewerkt:

De bovenste grens van de brandspanning van de 7475 is 110 V en die van de 4687 100 V. Verder zullen wij veronderstellen dat in de belastingsstroom een afwijking van 5% mogelijk is, dus  $I_{2max} = 21$  mA. Als weerstand ( $R_1$ ) kiezen wij een type dat op 10% in waarde wordt gegarandeerd.

Vergelijking (VIII D 7) wordt dan:

$$1,1 R_1 < \frac{V_b - V_b - V_{ign} \cdot V_{arc\ max}}{1,05 I_2 \cdot V_{ign}}$$

Volgens deze vergelijking vindt men nu voor  $R_1$  de waarde 3100  $\Omega$  voor het type 7475, en 4200  $\Omega$  voor het type 4687.

Deze lagere waarde van  $R_1$  maakt natuurlijk de afvlakking niet alleen minder effectief, maar vergroot bovendien het nodige regelgebied.

Een extra vergroting van het regelgebied ontstaat dan nog, omdat ook rekening moet worden gehouden met de laagste grens van de brand-

spanning, de kleinste waarde van de gebruiksstroom  $I_2$  en ten slotte nog met de tolerantie van  $R_1$ . De maximale stroom door de buis wordt dan:

$$I_{2max} = \frac{V_b + \Delta V_b - V_{m\ min}}{0,9 R_1} = 0,95 I_2.$$

Voor het type 4687 wordt dit:

$$I_{2max} = \frac{250 + 10 - 80}{0,9 \cdot 4200} \times 1000 = 0,95 \cdot 20 = 28,5 \text{ mA.}$$

Hieruit blijkt, dat alleen het type 4687 voldoet, ook indien men bovengenoemde toleranties in rekening brengt.

b. *Het stabiliseren van een willekeurige gelijkspanning met een gegeven fluctuatiepercentage*

Uit het voorbeeld in § 1 blijkt duidelijk dat men, om tot een betere stabilisatie te geraken, en in verband met de toleranties, met voordeel een hoge  $V_b$  kan kiezen.

Bij een hogere waarde van  $V_b$  wordt nl.  $R_1$  sneller groter dan  $\Delta V_b$ , en verkrijgt men een geringere fluctuatie van de afgevlakte spanning.

Wij zullen daarom nagaan, welke resultaten op deze wijze zijn te bereiken. Daar reeds vaststaat dat met een hoge waarde van  $V_b$  wordt gewerkt, kan de weerstand  $R_1$  worden bepaald volgens (VIII D 5). Hierbij zullen wij echter, omdat  $V_b$  nu niet vastligt,  $\Delta V_b$  uitdrukken in een fractie van  $V_b$ , dus  $\Delta V_b = p V_b$ .

Op deze wijze kunnen wij voor (VIII D 5) schrijven:

$$R_1 = \frac{V_b (1 - p) - V_{arc}}{I_{min} + I_2} \dots \dots \dots \text{(VIII D 11)}$$

Vgl. (VIII D 3) wordt nu:

$$\Delta V_2 = \frac{R_i}{R_1} p V_b \dots \dots \dots \text{(VIII D 12)}$$

Vgl. (VIII D 11), gesubstitueerd in (VIII D 12), geeft:

$$\begin{aligned} \Delta V_2 &= p R_i (I_{min} + I_2) \frac{V_b}{V_b (1 - p) - V_{arc}} = \\ &= p R_i (I_o + I_2) \frac{\frac{V_b}{V_{arc}}}{\frac{V_b}{V_{arc}} (1 - p) - 1} \dots \dots \dots \text{(VIII D 13)} \end{aligned}$$



De breukvorm in (VIII D 13) is in fig. 343 afzonderlijk weergegeven als functie van  $\frac{V_b}{V_{arc}}$ , voor de grens  $p = 0$ , en de waarden  $p = 0,10$  en  $p = 0,20$ .

Hieruit blijkt, dat bij gegeven  $p$ ,  $R_i$  en  $I_{min} + I_2$ , de fluctuatie  $\Delta V_2$  niet beneden een bepaalde grens kan worden gebracht, en verder dat, als eenmaal voor  $V_b$  een bedrag van ongeveer 4 maal de brandspanning is bereikt, het verhogen van  $V_b$  niet veel zin meer heeft. Het is dus duidelijk, dat een hoge  $V_b$  niet alleen terwille van de toleranties gewenst is. In het voorbeeld uit § 1 zijn we reeds uitgegaan van een betrekkelijk grote verhouding  $\frac{V_b}{V_{arc}}$ , nl. 2,5. Door deze verhouding nog groter te kiezen, bijv. 4, kan de stabilisatie nog ongeveer 25% worden verbeterd.

c. *Het compenseren van spanningsfluctuaties ten gevolge van veranderingen van de belasting*

Het belangrijkste gebruik van stabiliseerbuisen in ontvangtoestellen en versterkers is het compenseren van de spanningsfluctuaties die ontstaan door veranderingen in de belasting van de anodespanningsgelijkrichter.

Zoals reeds onder D, § 2 is vermeld, wordt de weerstand  $R_1$  in dit geval gevormd door de inwendige weerstand van de anodespanningsgelijkrichter, eventueel aangevuld met een extra weerstand, indien de spanning die de gelijkrichter levert hoger is dan de spanning die moet worden gestabiliseerd.

De keuze van de buis wordt bij eenmaal vastgestelde waarde van  $V_{arc}$  in eerste instantie bepaald door de te verwachten fluctuatie van de belasting, d.w.z. het regelgebied van de buis moet minstens deze fluctuaties kunnen verwerken. Daarnaast moet  $R_i$  natuurlijk een zodanige waarde hebben, dat de vereiste stabilisatie wordt verkregen.

Deze kan men weer direct uit de karakteristiek afleiden of berekenen volgens (VIII D 3).

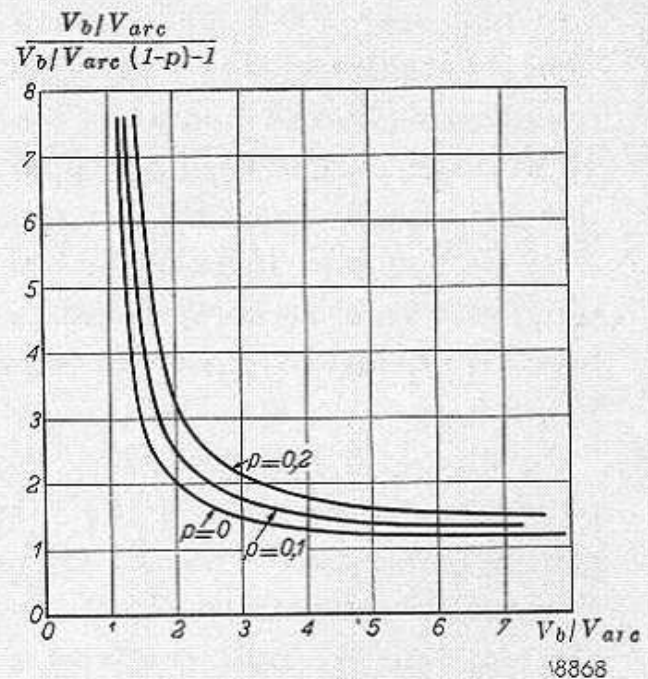


Fig. 343. De breukvorm uit vgl. (VIII D 13), grafisch voorgesteld als functie van  $\frac{V_b}{V_{arc}}$  voor verschillende waarden van  $p$ .

Nemen we aan, dat de belasting van een constant te houden spanning van ongeveer 100 V zal kunnen variëren van 30 tot 50 mA, dan zou voor de stabilisatie weer het type 4687 kunnen worden gebruikt. Indien de belasting 50 mA bedraagt, moet de stroom door de buis dus minstens 10 mA zijn, en het voedingsapparaat moet dus zó worden geconstrueerd, dat het 60 mA levert bij een spanning, overeenkomend met een stroom door de buis van 10 mA. Meestal zal men uitgaan van een hogere spanning, en zoveel serieweerstand toevoegen, dat de juiste instelling wordt bereikt. Op deze wijze heeft men de instelling immers veel beter in de hand.

In dit geval kiest men bijv. een gelijkrichter, die bij een stroom van 60 mA een spanning van 100 V geeft. Dit is 10 V te veel, en dus wordt een serieweerstand van  $167 \Omega$  toegevoegd.

Wanneer de belasting nu van 50 mA tot 30 mA afneemt, neemt de stroom door de buis evenveel toe, en daarbij verandert de spanning volgens de karakteristiek 5 V.

Moet rekening worden gehouden met de toleranties van spanningen, stromen en weerstanden, dan volgt men weer de hiervoor gevolgde gedachtengang. Daarbij wordt de anodespanningsgelijkrichter gedacht als een spanningsbron  $V_b$ , die fluctueert met een percentage  $p$  en een inwendige weerstand  $R_1$  bezit. Dit zou een rechte belastingskarakteristiek veronderstellen. Meestal wijkt de werkelijke karakteristiek daarvan ook weinig af. Evenals  $\Delta V_b$ , zullen wij de toleranties van de weerstand  $R_1$ , de belastingsstroom  $I_2$  en de brandspanning voor de buis  $V_{arc}$  in een fractie van deze grootheden uitdrukken, en wel:

$q$  = de halve variatie van de belastingsstroom,

$r$  = de tolerantie van de weerstand  $R_1$ ,

$s$  = de tolerantie van de brandspanning van de stabiliseerbuis.

Voor (VIII D 7) kunnen we nu schrijven:

$$(1 + r) R_1 \leq \frac{V_b (1 - p) - V_{min}}{I_2 (1 + q)} \times \frac{V_{arc}}{V_{min}} \dots \dots \text{(VIII D 7b)}$$

De met  $(1 - r) \times R_1$  berekende maximale stroom door de buis moet steeds beneden  $I_{max}$  blijven, of wel:

$$\frac{(1 + r) [V_b (1 + p) - V_{m_{arc}} (1 - s)] V_{min} I_2 (1 + q)}{(1 - r) \{V_b (1 - p) - V_o\} V_{arc}} \leq I_{max} + I_2 (1 - q) \text{(VIII D 14)}$$

Werkt men deze vergelijking uit, dan krijgen wij bij verwaarlozing van  $pq$ ,  $pr$  enz.:

$$V_b \geq V_o \cdot \frac{(1-r) I_{max} - I_2 (2q + 2r - s)}{(1-p-r) \{I_{max} + I_2 (1-q)\} - \frac{V_{min}}{V_{arc}} I_2 (1+p+q+r)} \quad (\text{VIII D 15})$$

In deze formule moet voor  $I_2$  het gemiddelde tussen de minimale en de maximale belasting worden genomen, nl. 40 mA. De variatie  $q$  wordt dus 0,25. Verder zullen we aannemen  $p = 0,05$ , en voor de 4687 is

$$s = 0,11, \text{ nl. } \frac{10}{90} \text{ V en } \frac{V_{min}}{V_{arc}} = \frac{115}{100} = 1,15.$$

Bij het gebruik van een weerstand met een tolerantie van  $\pm 10\%$  wordt  $r = 0,1$ .

Een en ander ingevuld in vergelijking (VIII D 15) geeft:

$$V_b = 115 \cdot \frac{40 - 40 \times 0,59}{0,85 (40 + 30) - 1,15 \times 40 \times 1,4} = 115 \cdot \frac{36 - 23,6}{59,6 - 64,4}$$

Hier krijgt de noemer van de breuk een negatieve waarde, en er is blijkbaar geen waarde van  $V_b$  te vinden die aan de gestelde eisen voldoet. Bij nadere beschouwing van (VIII D 15) blijkt, dat het stroomgebied  $I_{max}$  van de buis bij gegeven waarden van de toleranties en van  $I_2$ , voldoende groot moet zijn, opdat de noemer positief is, en dat het bovendien niet zo klein mag zijn, dat  $V_b$  onpractisch groot zou worden. In het gegeven voorbeeld is het stroomgebied van de 4687 dus te klein en zou men de 100 E 1 moeten kiezen met een gebied tot 200 mA. De karakteristiek van deze buis ligt iets anders, en wel is hier de gemiddelde brandspanning  $V_{arc} = 97,5$  V, met een tolerantie  $s = 0,077$  en een ontsteekspanning van 140 V. De verhouding  $\frac{V_{min}}{V_{arc}}$  is nu 1,44, en vergelijking (VIII D 15) levert:

$$V_b = 140 \cdot \frac{200 - 40 \times 0,62}{0,85 (200 + 30) - 1,44 \times 40 \times 1,4} = 190 \text{ V.}$$

Daarna vindt men voor  $R_1$ , volgens vergelijking (VIII D 7):

$$R_1 = \frac{190 \times 0,95 - 140}{40 \times 1,25 \times 1,1 \times 1,44} \times 1000 = 505 \Omega.$$

Er moet dus een gelijkrichter worden berekend met een inwendige

weerstand van  $505 \Omega$  en een open spanning van  $204 \text{ V}$ . Bij een gemiddelde brandspanning van  $97,5 \text{ V}$  aan de buis, moet  $R_1$  een spanningsval van  $190 - 97,5 = 92,5 \text{ V}$  opnemen. De totaal af te geven stroom is dan ca.  $180 \text{ mA}$ . Dit is de normale belasting van de gelijkrichter. Hiervan gaat bijv.  $40 \text{ mA}$  door de belasting en  $140 \text{ mA}$  door de stabiliseerbuis. Het kan echter voorkomen dat deze buis  $200 \text{ mA}$  opneemt en de belasting  $30 \text{ mA}$ , dus dat de gelijkrichter wordt belast met  $230 \text{ mA}$ .

Uit dit voorbeeld blijkt wel duidelijk dat het bij het gebruik van stabiliseerbuisen van groot belang is alle toleranties zo klein mogelijk te houden, daar men anders gemakkelijk tot overdreven proporties komt. De moderne „voltage referencetubes” zoals de 85A1 en 85A2 bieden daardoor groote voordeelen t.o.v. de normale stabiliseerbuisen. Ook kan men in dit geval onder bepaalde omstandigheden voordelen bereiken door gebruik te maken van een weerstandsbuis (stroomstabiliseerbuis) om de toegevoerde stroom constant te houden. Daardoor hebben de toleranties van  $V_b$ ,  $R_1$  en  $V$  geen invloed meer. De regeling is echter niet onmiddellijk, doordat de draad bij elke nieuwe instelling op een nieuwe temperatuur moet komen.

#### LITTERATUUR:

L u d w i g, Archiv für Elektrotechnik 1938, S. 607.

K a m m e r l o h e r, Auslese der Funktechnik, 1939, Heft. 3.

W a l l i s, Electronics, Maart 1940.

Journal of the American Institute of Electric Engineering 46, 1927, pag. 128.

M a l l o r y, Fundamental Principles of Vibrator Power Supply Design.

## INDEX

	Blz.
Aandrijftrap, . . . . .	14
aanloopweerstand, . . . . .	343
aanpasweerstand, enkele triode klasse A, . . . . .	96, 98
„ , 2 trioden in balans klasse B, . . . . .	122-139
„ , 2 trioden in balans klasse AB, . . . . .	209-211
„ , enkele penthode klasse A, . . . . .	107
„ , 2 penthoden in balans klasse B, . . . . .	140, 143-154
„ , 2 penthoden in balans klasse AB, . . . . .	181-194
AB-instelling, . . . . .	88, 162-211
afvlakfilters, . . . . .	355-365, 401-405
afvlaksmoorspoel, . . . . .	402-405
A-instelling, . . . . .	87, 90-115
A-instelling met roosterstroom, . . . . .	109
anodedissipatie, van enkele triode klasse A, . . . . .	96
„ , van 2 trioden in balans klasse B, . . . . .	122-131
„ , van 2 trioden in balans klasse AB, . . . . .	202-208
„ , van 2 penthoden in balans klasse B, . . . . .	143-148
„ , van 2 penthoden in balans klasse AB, . . . . .	177-190
anodespanningsgelijkrichter, berekening van —, . . . . .	366-417
Balansschakeling, klasse A, . . . . .	112-115
„ , klasse AB, . . . . .	162-211
„ , klasse B, . . . . .	116-161
„ , met roosterstroom, . . . . .	13-15, 156-161
beam-tetrode, . . . . .	308
belasting, complexe —, . . . . .	294-310
belastinglijnen, voor klasse AB schakeling, . . . . .	164-171, 194-199
belastingsweerstand, enkele triode klasse A, . . . . .	96, 98
„ , 2 trioden in balans klasse B, . . . . .	122-139
„ , 2 trioden in balans klasse AB, . . . . .	209-211
„ , enkele penthode klasse A, . . . . .	107
„ , 2 penthoden in balans klasse B, . . . . .	140, 143-154
„ , 2 penthoden in balans klasse AB, . . . . .	181-194
B.G.W.toestellen, . . . . .	332, 335, 346
B-instelling, . . . . .	87, 116
B-instelling, met roosterstroom, . . . . .	156-161
brandspanning, van spanningsstabiliseerbuis, . . . . .	421
brom, . . . . .	338, 339
buffercondensator, . . . . .	357-359, 375
buffercondensator, gelijkrichter met —, . . . . .	366-377, 384-387

	Blz.
Cascade- omkeerbuis, . . . . .	23
cathode-follower, . . . . .	111
C-instelling, . . . . .	87
combinatietonen, . . . . .	290
complexe belasting, . . . . .	294-310
Doorslagspanning van spanningsstabiliseerbuis, . . . . .	421
driefazige gelijkrichting, . . . . .	350, 359
dubbeltoon, . . . . .	214-227
Eenfazige gelijkrichting, . . . . .	349, 356
eindtrap, . . . . .	85-328
eindversterking, klasse A, . . . . .	90-115, 215-217
„    , klasse AB, . . . . .	162-211, 224-227
„    , klasse B, . . . . .	116-161, 217-223
Fazedraaier, . . . . .	1, 18-31
faze-omkeerbuis, eindbuis als —, . . . . .	21
„    , secundaire emissie —, . . . . .	28
„    , octode als —, . . . . .	23
„    , volgens stroomverdelingsprincipe, . . . . .	30
Fourier, theorema van —, . . . . .	238
frequentie-analysator, . . . . .	265
frequentiekarakteristiek, . . . . .	32
Geluidssterkeregeling, . . . . .	37
gelijkrichterschakelingen, . . . . .	349-365
gelijkrichting, driefazige —, . . . . .	350, 359
„    , eenfazige —, . . . . .	349, 356
„    , tweefazige —, . . . . .	349, 356
gloeistroomvoeding, . . . . .	335-348
greinacherschakeling, . . . . .	351, 388
Hysteresislus, . . . . .	65
Instellingen, van buizen voor GW-voeding, . . . . .	314-317
Inwendige weerstand, invloed van — van gelijkrichtbuis . . . . .	320-323, 390, 394
Karakteristiekkromming, vervorming door —, . . . . .	76
kathodyne-omkeertrap, . . . . .	25-28
koperverliezen, transformator —, . . . . .	64
koppelcondensator, invloed van — op L.F.versterking, . . . . .	35-38
kruismodulatiefactor, . . . . .	78
Laagfrequentie-versterking, . . . . .	1-84
litteratuuroverzicht, . . . . .	84, 329, 430
L.F.transformator, . . . . .	12, 46-58, 62-75

	Blz.
L.F.versterking, . . . . .	1-84
L.F.versterking, met smoorspoelkoppeling, . . . . .	7-9
"    , met transformatorkoppeling, . . . . .	9-17
"    , met weerstandskoppeling, . . . . .	3-7
L.F.versterkerschakelingen, . . . . .	1-17
luchtspleet, van L.F.transformator, . . . . .	66
luidsprekerimpedantie, invloed van — op frequentiekaracteristiek, . . . . .	55-58
Meting, van combinatie-tonen, . . . . .	290-293
"    , van uitgangsvermogen, . . . . .	262-266
"    , van vervorming, . . . . .	262-266
modulatiebrom, . . . . .	339
Nettransformator, berekening van —, . . . . .	399-401
N.T.C. weerstand, . . . . .	344
Omkeertrap, . . . . .	1, 18-31
ontkoppeling, anode — . . . . .	42
"    , kathode —, . . . . .	44
"    , schermrooster —, . . . . .	38
ontsteekspanning, van spanningsstabiliseerbuis, . . . . .	421
overbelastingsverschijnselen, . . . . .	324-328
overnamebocht, van $i_a/v_a$ -karakteristiek, . . . . .	237
Parallelcapaciteit, invloed van — op L.F.versterking, . . . . .	33
parallelschakeling, van eindbuizen, . . . . .	111
Rendement, van enkele triode klasse A, . . . . .	94
"    , van enkele penthode klasse A, . . . . .	103
"    , van balansschakeling, . . . . .	118
"    , van 2 trioden in balans klasse B, . . . . .	123, 125, 127-130
rimpelspanning, van gelijkrichter met buffercondensator, . . . . .	370-374, 376
"    , van gelijkrichter met smoorspoelingang, . . . . .	381, 382
roosterstroom, klasse B met —, . . . . .	156-161
Schaalverlichtingslampje, schakeling van —, . . . . .	340-345
secundaire emissiebuis, als fazedraaier, . . . . .	28
secundaire emissie, invloed van —, . . . . .	308, 309
serie-parallelschakeling, van gloeidraden, . . . . .	345-348
serieschakeling, van gloeidraden, . . . . .	335-345
smoorspoel, afvlak —, . . . . .	402-405
smoorspoel-ingang, gelijkrichter met —, . . . . .	357-365, 377-383
smoorspoelkoppeling, . . . . .	7-9
spanningsstabiliseerbuisen, schakelingen met —, . . . . .	419-430
spanningsverdubbeling, . . . . .	351, 387-390
spreidingszelfinductie, . . . . .	46, 53, 71
stabiliseren, van voedingsspanningen, . . . . .	418-430

	Blz.
stroomregelbuis, . . . . .	336, 337
stroomverdelingsprincipe, . . . . .	30
synchroontriller, . . . . .	353
<b>Toonregeling, . . . . .</b>	<b>58-61</b>
transformatorkoppeling, . . . . .	10-17, 46-61
transformatorkoppeling, vervangingsschema, . . . . .	46
triller-omvormer, . . . . .	352-355
triple-twin, . . . . .	110
tussentransformator, . . . . .	64, 83, 158
tweefazige gelijkrichting, . . . . .	349, 356
<b>Uitgangstransformator, . . . . .</b>	<b>48, 50, 72, 83, 166</b>
uitgangsvermogen, van enkele triode klasse A, . . . . .	92, 98-102
„ , van 2 trioden in balans klasse B, . . . . .	122-131, 133-139
„ , van 2 trioden in balans klasse AB, . . . . .	202-211
„ , van enkele penthode klasse A, . . . . .	103, 105, 107
„ , van 2 penthoden in balans klasse B, . . . . .	141, 145, 149-154
„ , van 2 penthoden in balans klasse AB, . . . . .	177-194
„ , meting van —, . . . . .	262-266
<b>Versterkbuis, vervangingsschema, . . . . .</b>	<b>2</b>
versterkingsrendement, . . . . .	3
vervorming, bepaling van — uit de karakteristiek, . . . . .	246-266
„ , berekening van —, . . . . .	238-246
„ , door combinatietonen, . . . . .	291
„ , door karakteristiekkromming, . . . . .	76
„ , in L.F. transformator, . . . . .	82-84
„ , meting van —, . . . . .	262-266
„ , niet-lineaire —, . . . . .	76-84, 228-246
vibrator, . . . . .	352-355
voeding, . . . . .	332-430
voedingsspanning, voor klasse B versterkers, . . . . .	155
<b>Wave-analyser, . . . . .</b>	<b>265</b>
weerstandskoppeling, . . . . .	3-7



## BUISGEGEVENS EN KARAKTERISTIEKEN

		Blz.
AD 1	a. Statische en dynamische $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_a = 250 V$ ( $R_a = 2, 3 k\Omega$ ), . . . . .	234
	b. $i_a/v_a$ -karakteristieken met belastingslijnen voor $R_a = 2,3 k\Omega$ , . . . . .	233
	c. $d_2, d_3$ en $d_{tot}$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 250 V$ , . . . . .	267
	d. $I_{amed}, V_{amed}, R_a$ en $W_o$ als functie van $V_b$ , . . . . .	268
	e. $d_{tot}$ en $I_{amed}$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 250 V$ in balans klasse A, . . . . .	284
	f. $d_{tot}$ en $I_{amed}$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 250 V$ in parallel-schakeling klasse A, . . . . .	284
AD 1 + ABC 1	$d_2, d_3$ en $d_{tot}$ als functie van $W_o$ , . . . . .	268
AX 50	belastingskarakteristieken, . . . . .	264
CL 4	$d_{tot}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 200 V$ , . . . . .	274
CL 6	a. $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_{g2} = 100 V$ en $200 V$ (oscillogrammen). . . . .	275
	b. $d_2, d_3, d_4, d_{tot}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 100 V$ en $200 V$ , . . . . .	274, 276
	c. $d_{tot}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 200 V$ en $R_{g2} = 27k\Omega$ . . . . .	276
CL 6	d. $W_o$ als functie van $V_b$ , . . . . .	315
EBC 41	$i_a/v_a$ -karakteristieken, . . . . .	4
EBL 21	a. statische en dynamische ( $R_a = 5,7 k\Omega$ resp. $7 k\Omega$ ) $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_a = V_{g2} = 275 V$ , . . . . .	273
	b. $d_{tot}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $R_a = 5,7 k\Omega$ resp. $7 k\Omega$ , . . . . .	272
ECC 40	gegevens als L.F.versterk- en faze-omkeerbuis, . . . . .	20
ECH 21	„ „ „ „ „ . . . . .	19
ECH 42	„ „ „ „ „ . . . . .	21
EEP 1	„ „ „ „ „ . . . . .	29
EK 2	„ „ „ „ „ . . . . .	24
EL 5	a. statische en dynamische ( $R_a = 3,5 k\Omega$ resp. $2,5 k\Omega$ ) $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_b = 275 V$ , . . . . .	271
	b. $d_2, d_3, d_{tot}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 288 V$ en $R_a = 3,5 k\Omega$ resp. $2,5 k\Omega$ , . . . . .	270, 271
EL 34	a. $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_{g2} = 320 V$ (oscillogram), . . . . .	186
	b. $i_a/v_a$ -karakteristieken met belastingslijn $R_{aa} = 5 k\Omega$ , . . . . .	167, 169
	c. $I_{amed}, I_{g2med}, V_i$ en $d_{tot}$ als functie van $W_o$ in balans klasse AB, . . . . .	185, 289
	d. $I_{amed}, I_{g2med}, V_i$ en $d_{tot}$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 375 V$ , in balans klasse B, . . . . .	289
	e. $W_o$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ in balans klasse B, . . . . .	148, 154

	Blz.
f. $W_o$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ en $V_b = 600 V$ , in balans klasse AB, . . . . .	194
g. $W_o$ als functie van $R_{aa}$ in balans klasse B, . . . . .	153, 154
h. $W_o$ als functie van $R_{aa}$ voor verschillende $V_b$ in balans klasse AB, . . . . .	193
i. $W_o$ en $R_{aa}$ als functie van $V_b$ in balans klasse AB, . . . . .	189
j. $W_a$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ en $V_b = 600 V$ , in balans klasse AB, . . . . .	193
k. $W_a$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ en $V_b = 400 V$ , resp. $800 V$ , in balans klasse B, . . . . .	148, 153
l. $W_a$ als functie van $V_i$ in balans klasse B, . . . . .	155
m. $W_a, W_b, W_o$ en $V_{g1med}$ als functie van de roosterwisselspanning, in balans klasse AB, . . . . .	188
n. $i_a/v_a$ -karakteristieken in triodeschakeling, . . . . .	131, 197
o. $d_{tot}, I_{amed}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = 400 V$ , als triode in balans klasse A, . . . . .	285
p. idem, voor balans klasse AB, . . . . .	207
q. $W_o$ als functie van $V_i$ voor verschillende $V_b$ als triode in balans klasse B, . . . . .	138, 139
r. $W_o$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ en $V_b = 600 V$ , als triode in balans klasse AB, . . . . .	211
s. $W_o$ als functie van $R_{aa}$ voor verschillende $V_b$ als triode in balans klasse AB, . . . . .	139, 210
t. $W_o$ en $R_k$ als functie van $V_b$ , als triode in balans klasse AB, . . . . .	208
u. $W_a$ als functie van $V_i$ voor verschillende $R_{aa}$ en $V_b = 600 V$ , als triode in balans klasse AB, . . . . .	211
v. $W_a$ als functie van $V_i$ voor verschillende $V_b$ als triode in balans klasse B, . . . . .	136, 137
w. $R_{aa}, W_o$ en $\eta$ als functie van $V_b$ . . . . .	130
x. $W_a, W_b, W_o$ en $I_{amed}$ als functie van de uitsturing $a$ voor $V_b = 370 V$ , als triode in balans klasse AB, . . . . .	208
EL 41 a. Statische en dynamische ( $R_a = 7 k\Omega$ ) $i_a/v_a$ -karakteristieken voor $V_b = 250 V$ , . . . . .	235
b. $i_a/v_a$ -karakteristieken met verschillende belastingslijnen, 234, 280, 294	
c. $i_a/v_a$ -karakteristieken met belastingsellips voor complexe belasting, . . . . .	300, 303, 305
d. $W_o$ als functie van $R_a$ voor verschillende vervormingen, . . . . .	279, 306
e. $I_{amed}, R_a$ en $W_o$ als functie van $V_b$ voor $V_{g2} = 250 V$ , . . . . .	106
f. $W_o$ als functie van $R_a$ voor verschillende $V_b$ , . . . . .	107
g. Schijnbaar uitgangsvermogen als functie van $Z_a$ , als $\cos \varphi = 0,7$ voor verschillende vervormingen, . . . . .	305
h. $d_2, d_3, d_{tot}, I_{amed}, I_{g2med}$ en $W_o$ als functie van $R_a$ bij uitsturing tot roosterstroom, . . . . .	281
i. $R_k, W_o$ en $\eta$ als functie van $V_b$ , als triode klasse A . . . . .	98
j. Relatief uitgangsvermogen als functie van $R_a$ voor verschillende $V_b$ , . . . . .	102

		Blz.
KDD 1	a. $i_a/v_g$ en $i_g/v_g$ -karakteristieken, . . . . .	15
	b. $i_a/v_a$ -karakteristieken, . . . . .	159
KDD 1 + KC 3	$d_{tot}$ , $I_{amed}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ . . . . .	160
U 30	Regelkarakteristieken, . . . . .	336
UCH 42	Gegevens als L.F.versterk- en faze-omkeerbuis, . . . . .	21
UL 41	a. $i_a/v_{g1}$ - en $i_{g2}/v_{g1}$ -karakteristieken voor $V_a = V_{g2} = 100 V$ resp. $170 V$ , . . . . .	312
	b. $i_a/v_a$ -karakteristieken met belastingslijn voor $R_a = 3 k\Omega$ en $V_{g2} = 100 V$ , . . . . .	313
	c. $d_{tot}$ , $I_{amed}$ , $I_{g2med}$ en $V_i$ als functie van $W_o$ voor $V_b = V_{g2}$ $= 100 V$ resp. $170 V$ , . . . . .	277, 316
	d. $I_{amed}$ en $I_{g2med}$ als functie van de frequentie van $V_i$ voor com- plexe belasting, . . . . .	326
	e. Stromen als functie van $V_b$ ter bepaling van $V_a$ en $V_{g2}$ , . . . . .	318
	f. $W_o$ als functie van $V_b$ , . . . . .	315
6L6	$i_a/v_a$ -karakteristieken, . . . . .	161
25B6G	$I_{amed}$ , $I_{g2med}$ , $V_{g1med}$ en $W_o$ als functie van $V_b$ , . . . . .	315-317
50B5	idem . . . . .	315-317
50L6GT	idem . . . . .	315-317
4641	$W_a$ als functie van $V_i$ voor balans klasse B, . . . . .	129

1000

1000

1000

1000

1000

1000

1000