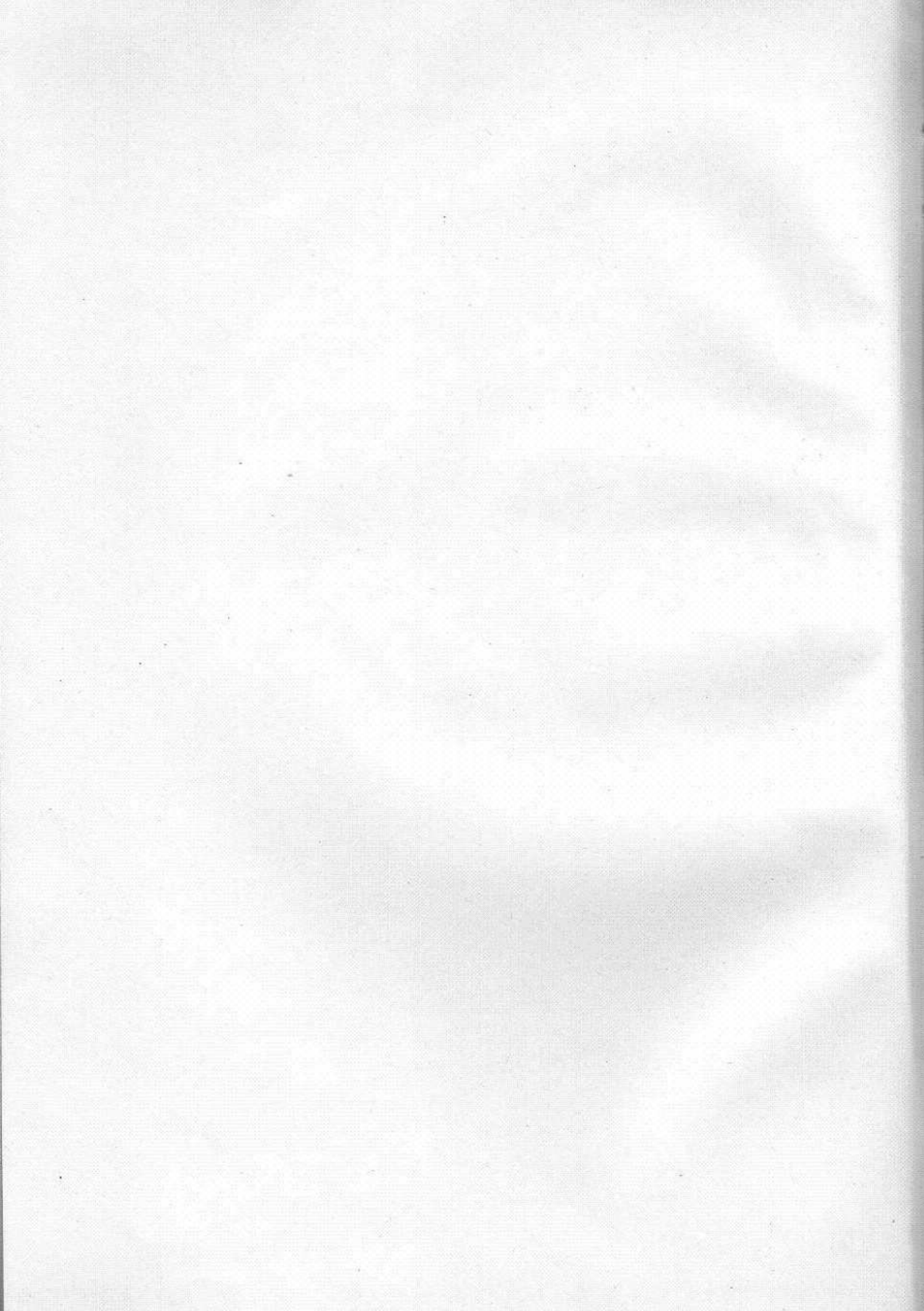


GEGEVENS EN SCHAKELINGEN
VAN MODERNE ONTVANG-
EN VERSTERKBUIZEN



BOEKENREEKS
OVER
ELECTRONENBUIZEN

Serie Electronenbuizen

- Deel I Ir. J. Deketh, „Grondslagen van de Radiobuizentechniek”
Deel II Ir. J. Deketh, „Gegevens en Schakelingen van Ontvang- en Versterkerbuizen” (uitgebracht in de jaren 1933/39)
Deel III J. Otte, idem (uitgebracht in de jaren 1940/41)
Deel IIIA N. S. Markus en J. Otte, idem (uitgebracht in de jaren 1945/50)
Deel IIIB N. S. Markus en J. Vink, idem (uitgebracht in de jaren 1951/54)
Deel IIIC J. Jager, „Gegevens en Schakelingen van Televisiebuizen”
Deel IV Dr. B. G. Dammers, Ing. J. Haantjes, J. Otte en Jhr. Ir. H. van Suchtelen. „Toepassing van de Electronenbuis in Radio-ontvangtoestellen en Versterkers” (Boek 1)
Deel V Idem (Boek 2)
Deel VII₁ Ir. P. J. Heijboer, „Zendbuizen”
Deel VIIIA A. G. W. Uitjens, „Television Receiver Design” (1)
Deel VIIIB Ir. P. A. Neeteson, idem (2)
Deel IX Ir. P. A. Neeteson, „Vacuum Valves in Pulse Technique”

De delen VIIIA, VIIIB en IX zijn uitgegeven in de Duitse, Engelse en Franse taal

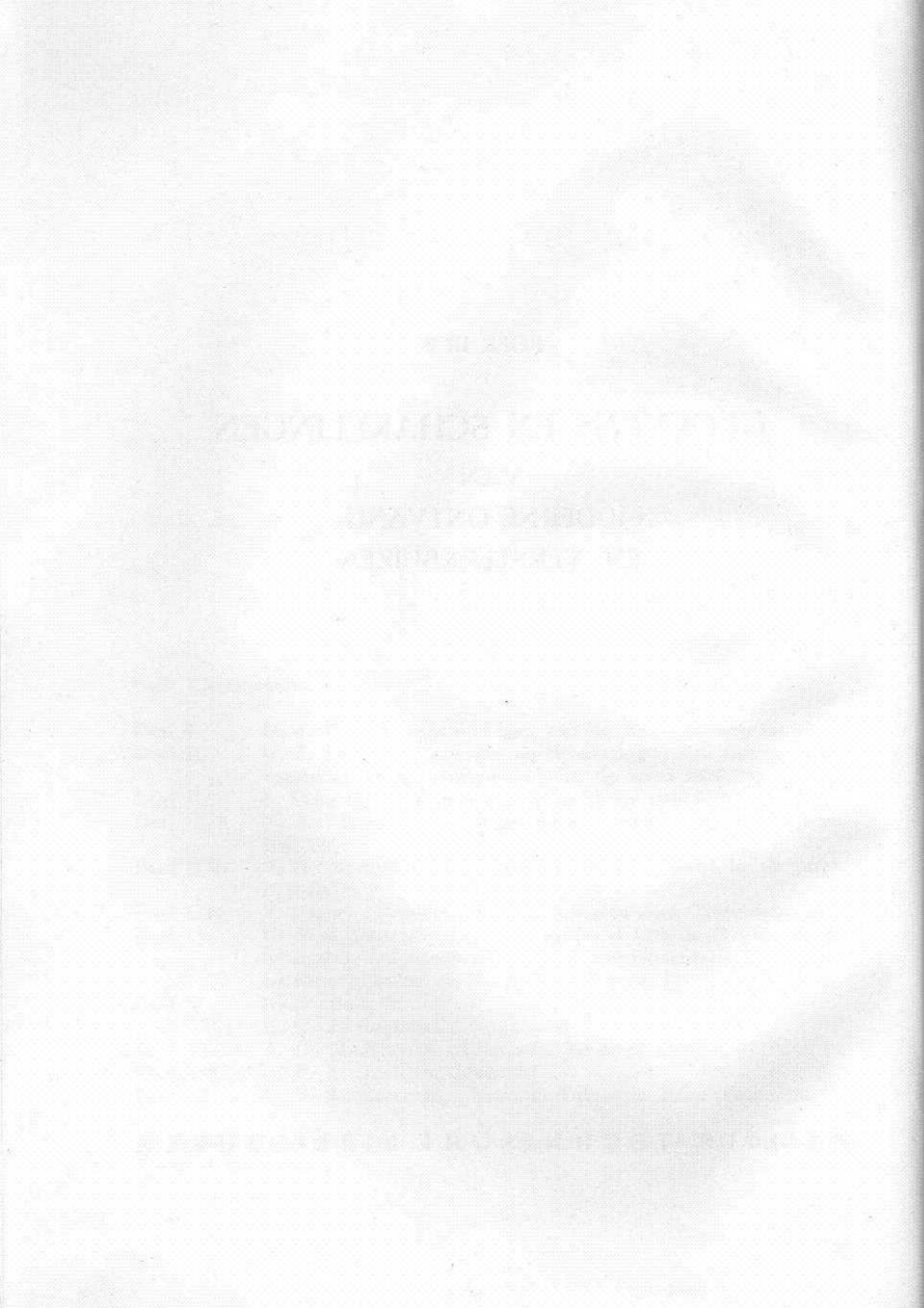
BOEK III B

GEGEVENS EN SCHAKELINGEN

VAN

MODERNE ONTVANG-
EN VERSTERKBUIZEN

PHILIPS' TECHNISCHE BIBLIOTHEEK



GEGEVENS EN SCHAKELINGEN
VAN
MODERNE ONTVANG-
EN VERSTERKBUIZEN

U.D.C. 621.385 : 621.396.694

door

N.S. MARKUS

EN

J. VINK

1955

UITGAVE: MEULENHOF & Co. N.V. — AMSTERDAM

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.

VOORWOORD

Als aanvulling op de in de delen II, III en IIIA van deze boekenserie behandelde gegevens en schakelingen van ontvang- en versterkbuizen lag het voor de hand de in latere jaren ontwikkelde buizen in een volgend deel IIIB te behandelen.

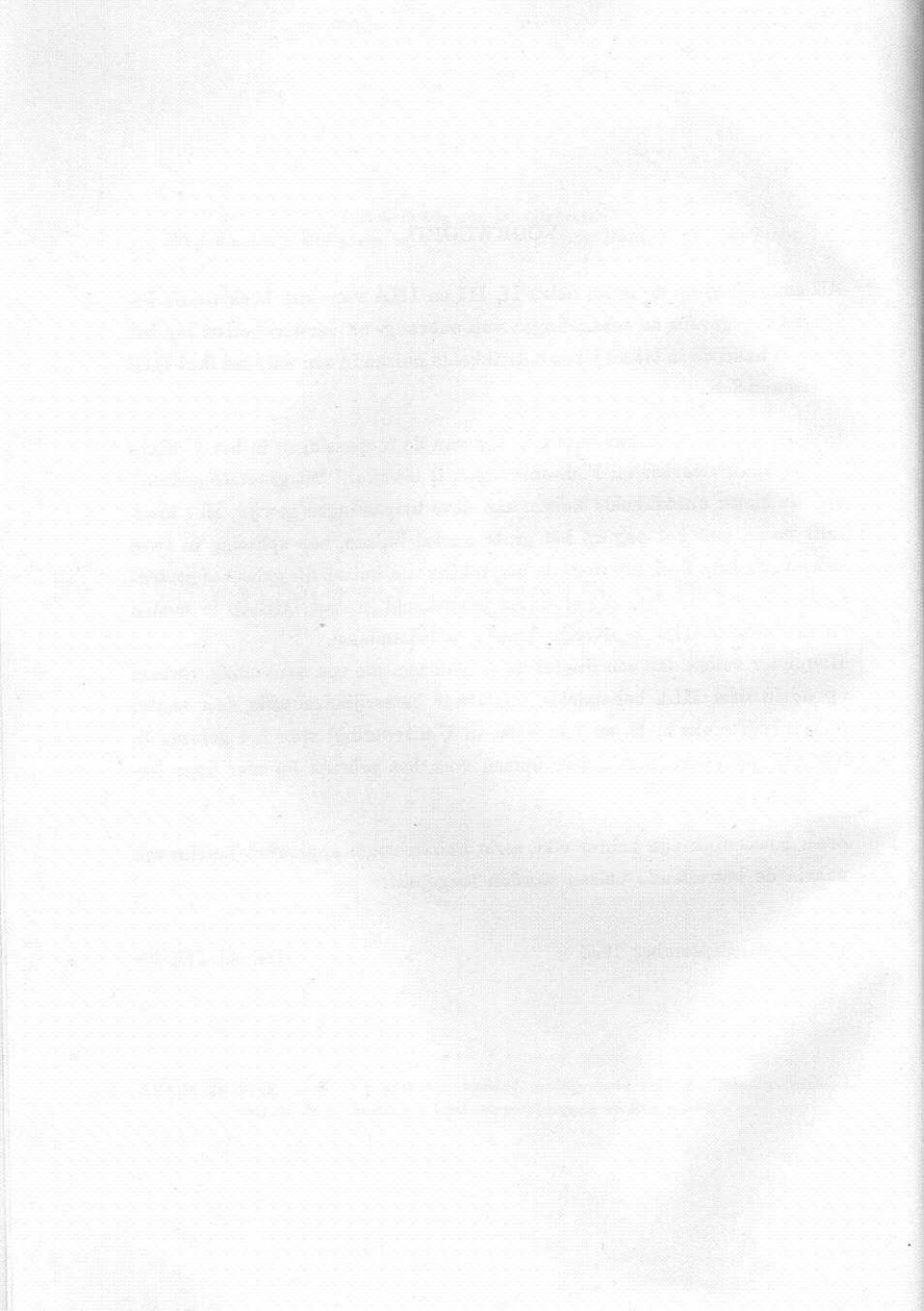
In verband met de snelle ontwikkeling van de toepassingen in het U.K.G.-gebied, zoals televisie en F.M.-ontvangst, is uiteraard het grootste gedeelte van de nieuw ontwikkelde buizen aan deze toepassingen gewijd. Het bleek zelfs nodig met het oog op het grote aantal buizen, een splitsing in twee delen te maken. Besloten werd de bespreking van buizen die geheel of grotendeels voor televisie-ontvangst waren ontwikkeld in deel IIIC op te nemen en in dit deel IIIB de overige buizen te behandelen.

Hieronder vallen dan een drietal batterijbuizen, die een aanvulling vormen op de in deel IIIA behandelde miniatuur batterijbuizenserie, een aantal buizen (vijf stuks in E- en vier stuks in U-uitvoering) voor het gebruik in FM/AM-apparaten en nog vier buizen voor het gebruik bij zeer hoge frequenties.

Zoals gewoonlijk zijn achter elke serie buizen enige apparaten beschreven waarin de betreffende buizen worden toegepast.

Eindhoven, September 1955

DE AUTEURS



INHOUDSOPGAVE

	Pag.
Miniatuur-batterijbuizen	1
DK 92 batterij-mengbuis	2
DL 94 batterij-eindpentode	21
DM 70, DM 71 afstemindicatoren	48
I. Een 5-buizen ABC-ontvanger met afstemindicator	66
II. Een 4-buizen batterij-ontvanger met een voedingsspanning van 90 V	83
Buizen voor FM/AM-ontvangers	88
EABC 80 drievoudige-diode triode	90
EC 92 H.F. triode	98
ECH 81 triode-heptode	106
EF 85 H.F. regelpentode	122
EZ 80 gelijkrichtbuis	129
UABC 80 drievoudige-diode triode	132
UC 92 H.F. triode	135
UCH 81 triode-heptode	139
UF 85 H.F. regelpentode	165
III. Een 5-buizen FM/AM-ontvanger	173
IV. Een 4-buizen FM/AM-ontvanger	192
Buizen voor ultrakortegolf doeleinden	227
DC 70 direct verhitte U.K.G. triode	229
EC 80 U.K.G. triode voor roosterbasisschakelingen	231
EC 81 U.K.G. oscillatortriode	236
EC 55 schijventriode	244
V. H.F. gedeelte van een ontvanger voor 300—400 MHz met de buizen EC 80 en EC 81	249
VI. Een eenvoudige U.K.G.-oscillator met de buis EC 81	252
VII. Een oscillator met twee buizen EC 81 in balans voor 440 MHz	255
VIII. Een oscillator met de EC 55 voor frequenties tussen 750 en 1250 MHz	256

1	Introduction
2	1. The purpose of this report is to provide a summary of the findings of the study.
3	2. The study was conducted over a period of six months, from January to June 1998.
4	3. The sample consisted of 100 participants, selected through a random sampling process.
5	4. The data were analyzed using a series of statistical tests, including t-tests and ANOVA.
6	5. The results of the study indicate that there is a significant difference between the two groups.
7	6. The findings suggest that the intervention had a positive effect on the dependent variable.
8	7. The limitations of the study include a relatively small sample size and a lack of control group.
9	8. Further research is needed to confirm the results and explore the underlying mechanisms.
10	9. In conclusion, the study provides evidence for the effectiveness of the intervention.
11	10. The implications of these findings are discussed in the final section of the report.
12	References
13	1. Smith, J. (1995). The effects of stress on cognitive performance. <i>Journal of Applied Psychology</i> , 80(2), 150-160.
14	2. Brown, M. (1998). The impact of social support on mental health. <i>Health Psychology</i> , 17(3), 280-290.
15	3. Johnson, R. (2001). The role of personality in organizational behavior. <i>Personality and Individual Differences</i> , 30(4), 600-610.
16	4. Davis, L. (1999). The effects of training on job performance. <i>Human Resource Management</i> , 18(1), 45-55.
17	5. White, K. (2003). The influence of culture on communication. <i>Journal of Cross-Cultural Psychology</i> , 34(2), 180-190.
18	6. Black, N. (1997). The relationship between self-esteem and academic achievement. <i>Journal of Educational Psychology</i> , 89(1), 70-80.
19	7. Green, P. (2000). The effects of exercise on mood and anxiety. <i>Journal of Sport and Exercise Psychology</i> , 22(3), 250-260.
20	8. Hall, S. (1994). The impact of feedback on learning. <i>Journal of Educational Research</i> , 87(2), 100-110.
21	9. King, T. (2002). The role of motivation in organizational success. <i>Journal of Business Psychology</i> , 23(1), 50-60.
22	10. Lee, V. (1996). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 15(4), 350-360.
23	11. Miller, W. (2004). The influence of social media on self-perception. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 86(3), 400-410.
24	12. Wilson, R. (1998). The relationship between intelligence and happiness. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 75(2), 250-260.
25	13. Young, L. (2001). The effects of sleep deprivation on cognitive function. <i>Journal of Experimental Psychology</i> , 130(1), 100-110.
26	14. Zane, J. (1995). The impact of culture on mental health. <i>Journal of Cross-Cultural Psychology</i> , 26(2), 150-160.
27	15. Adams, M. (2003). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 22(1), 50-60.
28	16. Baker, N. (1999). The relationship between self-esteem and academic achievement. <i>Journal of Educational Psychology</i> , 91(1), 70-80.
29	17. Carter, P. (2000). The effects of exercise on mood and anxiety. <i>Journal of Sport and Exercise Psychology</i> , 22(3), 250-260.
30	18. Evans, S. (1994). The impact of feedback on learning. <i>Journal of Educational Research</i> , 87(2), 100-110.
31	19. Fisher, T. (2002). The role of motivation in organizational success. <i>Journal of Business Psychology</i> , 23(1), 50-60.
32	20. Garcia, V. (1996). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 15(4), 350-360.
33	21. Harris, W. (2004). The influence of social media on self-perception. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 86(3), 400-410.
34	22. Hill, R. (1998). The relationship between intelligence and happiness. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 75(2), 250-260.
35	23. Jones, L. (2001). The effects of sleep deprivation on cognitive function. <i>Journal of Experimental Psychology</i> , 130(1), 100-110.
36	24. King, M. (1995). The impact of culture on mental health. <i>Journal of Cross-Cultural Psychology</i> , 26(2), 150-160.
37	25. Lee, N. (2003). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 22(1), 50-60.
38	26. Miller, P. (1999). The relationship between self-esteem and academic achievement. <i>Journal of Educational Psychology</i> , 91(1), 70-80.
39	27. Nelson, R. (2000). The effects of exercise on mood and anxiety. <i>Journal of Sport and Exercise Psychology</i> , 22(3), 250-260.
40	28. Owen, S. (1994). The impact of feedback on learning. <i>Journal of Educational Research</i> , 87(2), 100-110.
41	29. Parker, T. (2002). The role of motivation in organizational success. <i>Journal of Business Psychology</i> , 23(1), 50-60.
42	30. Quinn, V. (1996). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 15(4), 350-360.
43	31. Roberts, W. (2004). The influence of social media on self-perception. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 86(3), 400-410.
44	32. Scott, R. (1998). The relationship between intelligence and happiness. <i>Journal of Personality and Social Psychology</i> , 75(2), 250-260.
45	33. Taylor, L. (2001). The effects of sleep deprivation on cognitive function. <i>Journal of Experimental Psychology</i> , 130(1), 100-110.
46	34. Thomas, M. (1995). The impact of culture on mental health. <i>Journal of Cross-Cultural Psychology</i> , 26(2), 150-160.
47	35. Turner, N. (2003). The effects of stress on physical health. <i>Journal of Health Psychology</i> , 22(1), 50-60.
48	36. White, P. (1999). The relationship between self-esteem and academic achievement. <i>Journal of Educational Psychology</i> , 91(1), 70-80.
49	37. Young, R. (2000). The effects of exercise on mood and anxiety. <i>Journal of Sport and Exercise Psychology</i> , 22(3), 250-260.
50	38. Zane, S. (1994). The impact of feedback on learning. <i>Journal of Educational Research</i> , 87(2), 100-110.

MINIATUUR-BATTERIJBUIZEN

In Deel III A van deze boekenserie is een serie miniatuur-batterijbuizen beschreven, bestaande uit de mengbuis DK 91, de H.F. pentode DF 91, de diode-L.F. pentode DAF 91 en de eindbuis DL 92. In aansluiting op deze serie is nog een tweetal buizen ontwikkeld, waardoor het mogelijk geworden is de verschillende soorten batterij-apparaten uit te rusten met de meest geëigende buizenserie. Het betreft hier de mengbuis DK 92 en de eindbuis DL 94.

Door zijn goede oscillatoreigenschappen geeft de DK 92 zeer goede resultaten als mengbuis tot een frequentie van 30 MHz (10 m), zelfs bij een batterijspanning van 45 volt. Hierdoor bestaat de mogelijkheid zelfs kleine, draagbare apparaten van een kortegolfband te voorzien.

De DL 94 is speciaal ontworpen als eindbuis voor apparaten met een batterijspanning van 90 volt of hoger. Bij 90 volt batterijspanning kan deze buis een uitgangsvermogen van ruim 300 mW leveren. Voor grotere vermogens kunnen twee buizen in klasse B balans worden gebruikt; bij een voedingspanning van 150 volt kan hierbij zelfs een vermogen van 2 watt worden bereikt, hetgeen de prestaties van een lichtnetapparaat nabijkomt.

Naast deze beide miniaturbuizen is nog een batterijbuis in subminiaturtechniek ontwikkeld, die dienst doet als afstemindicator. Deze buis onderscheidt zich van de bestaande typen afstemindicatoren door zijn kleine afmetingen en eenvoudige constructie, maar vooral doordat hij kan worden gebruikt in batterijontvangers. De buis is daartoe voorzien van een direct verhitte katode.

Door zijn speciale vorm kan deze afstemindicator bovendien worden gebruikt als een verlichte wijzer op de stationsnamenschaal.

Door verschil in lengte van de aansluitdraden zijn twee typen te onderscheiden, de DM 70 die lange aansluitdraden heeft en daarom geschikt is om in de bedrading van het toestel te worden gesoldeerd, en de DM 71, met korte aansluitdraden, die met een buishouder kan worden gebruikt.

Batterij-mengbuis DK 92



Fig. 1. Foto van de batterij-mengbuis DK 92

De DK 92 is een heptode in miniatuurtechniek met een gloeistroom van 50 mA, die bestemd is voor het gebruik als mengbuis in batterij-ontvangers en in z.g. BGW-ontvangers (ontvangers die zowel voor voeding uit batterijen als voor voeding uit gelijk- en wisselstroomnetten geschikt zijn). De buis bevat een enkelvoudig electrodensysteem, waarvan het gedeelte dat gevormd wordt door de katode en het eerste en tweede rooster, als oscillator fungeert. Door haar regelkarakteristiek is deze buis geschikt voor het toepassen van automatische geluidssterkteregeling. De DK 92 kan worden gebruikt tot een frequentie van 30 MHz (10 m) en zal hierbij, ook bij lagere spanningen, zeer goede resultaten leveren, ondanks de grote golflengtegebieden die bij deze hoge frequenties gewoonlijk worden geëist. Verandering van de schakeling of verhoging van het stroomverbruik is hierbij niet nodig. Slechts zal bij de hoogste frequenties een capacatieve compensatie van het inductie-effect nodig blijken.

Na het oscillatorgedeelte van de DK 92, bestaande uit het eerste en tweede rooster, volgen in de buis het derde rooster, dat als ingangsrooster dienst doet, en het vierde en vijfde rooster, die achtereenvolgens als scherm- en als vangrooster fungeren. In tegenstelling tot de in Deel IIIA beschreven heptode DK 91, zijn bij de DK 92 het tweede en het vierde rooster niet in de ballon met elkaar, maar met afzonderlijke aansluitpennen verbonden. Het vierde rooster kan dus capacitief aan aarde worden gelegd, waardoor de koppeling tussen het ingangsrooster en het oscillatorgedeelte wordt verminderd. Straling en frequentieverschuiving zullen hierdoor in gunstige zin worden beïnvloed. Bovendien is het hierdoor mogelijk de spanning op het vierde rooster onafhankelijk van die op het tweede rooster in te stellen, waardoor een gunstiger waarde voor de conversiësteilheid kan worden verkregen. In ontvangers met een batterijspanning van 90 volt bedraagt de conversiësteilheid van de DK 92 $325 \mu\text{A}/\text{V}$, bij 67,5 volt $300 \mu\text{A}/\text{V}$.

In de DK 92 zijn speciale maatregelen genomen om de voornaamste oorzaak van het microfonisch effect uit te schakelen. In batterijbuizen zullen namelijk in het algemeen trillingen van de gloeidraad in dit opzicht de meeste last veroorzaken. Dit is een gevolg van het lage gloeistroomverbruik, dat betrekkelijk lange en dunne gloeidraden nodig maakt. Bij een bepaald materiaal

en een bepaalde mechanische spanning blijkt namelijk de gevoeligheid voor microfonisch effect evenredig te zijn met de derde macht van de lengte van de gloeidraad.

Bovendien zal wegens de kleine diameter van de draad de mechanische spanning een bepaalde waarde niet mogen overschrijden. Bij een lange gloeidraad zal derhalve bij een betrekkelijk lage frequentie reeds mechanische resonantie optreden. Nu kan men de versterking van de L.F.-versterker bij deze resonantiefrequentie wel kunstmatig verkleinen, maar als deze frequentie te laag ligt, zal dit niet mogelijk zijn zonder de weergavekwaliteit van de ontvanger te schaden. Een oplossing voor deze moeilijkheid is gevonden door de gloeidraad nabij het midden te ondersteunen. Dit heeft niet alleen een zeer effectieve demping van de gloeidraadtrillingen tot gevolg, maar bovendien wordt de resonantie (van de beide helften) naar een zo hoge frequentie verschoven, dat hierbij de versterking van de L.F.-versterker toch al sterk is afgenomen.

Voor het verkrijgen van de maximale conversiesteilheid is bij de DK 92 slechts een geringe oscillatorspanning ($4 V_{\text{eff}}$) nodig, hetgeen vooral in het kortegolgebied een voordeel is, terwijl de straling van de oscillatorschakeling slechts gering zal zijn. Verder heeft de steilheid van het tweede rooster t.o.v. het eerste een relatief hoge waarde, namelijk $0,9 \text{ mA/V}$ bij een voedingspanning $V_b = 90 \text{ volt}$ en $0,8 \text{ mA/V}$ bij $V_b = 67,5 \text{ volt}$. In het kortegolgebied kunnen dus normale oscillatorspoelen worden gebruikt.

Dank zij de lage oscillatorspanning is het totale stroomverbruik van de DK 92 slechts $2,5 \text{ mA}$, waarvan $1,6 \text{ mA}$ door de oscillatoranode (rooster 2) wordt afgenomen bij een spanning $V_{g2} = 30 \text{ volt}$.

Het lage stroomverbruik van de DK 92 is hoofdzakelijk te danken aan de kleine spoed van de draadwindingen van het eerste rooster, zodat slechts een lage oscillatorspanning op dit rooster nodig is voor het verkrijgen van de maximale conversieversterking. Bij een mengschakeling is namelijk de gelijkstroom die nodig is voor de oscillatoranode (hier het tweede rooster) ongeveer evenredig met de gunstigste oscillatorspanning op het eerste rooster.

Dit kan als volgt worden aangetoond.

Stel dat:

$I_{g2\sim}$ de topwaarde van de grondcomponent van de wisselstroom in de tweede roosterleiding is,

I_{g2} de gelijkstroomcomponent in de tweede roosterleiding en

V_{osc} de topwaarde van de (sinusvormige) oscillatorspanning op het eerste rooster,

dan noemt men $\eta = I_{g2\sim}/I_{g2}$ het *stroomrendement* van de oscillatorschakeling en $S_{\text{eff}} = I_{g2\sim}/V_{\text{osc}}$ de *effectieve steilheid*.

Men vindt dan dat $\eta = \frac{S_{\text{eff}} \cdot V_{\text{osc}}}{I_{g2}}$ ¹⁾.

Voor de oscillatorschakeling geldt verder de genereervoorwaarde

$$S_{\text{eff}} \cdot t \cdot Z = -1, \quad \text{waarin}$$

¹⁾ Zie deel IV van deze boekenserie: B. G. Dammers, J. Haantjes, J. Otte en H. van Suchtelen: Toepassing van de electronenbuis in radio-ontvangtoestellen en versterkers, Hoofdstuk II.

t de verhouding tussen de spanningen op de terugkoppelspoel en de afgestemde kring is, en

Z de impedantie in de tweede roosterleiding.

Men vindt hieruit: $I_{g2} = \frac{V_{osc}}{\eta \cdot t \cdot Z}$.

Bij de gunstigste oscillatorspanning van $4 V_{eff}$, dat is dus bij een topwaarde van $5,6 V$, heeft η een waarde van ongeveer $1,4$, terwijl bij de kortste golf-lengte, Z een waarde van ongeveer $3,5 k\Omega$ zal hebben. Verder zal men de buis zo moeten ontwerpen dat S_{eff} een dusdanige waarde heeft, dat men bij de bovengenoemde waarde van Z kan volstaan met een waarde voor t die niet hoger is dan ongeveer $0,7$. Bij hogere waarden van t treden in de praktijk namelijk afstemmoeilijkheden op.

Men vindt derhalve voor de gelijkstroom naar het tweede rooster

$$I_{g2} = \frac{4 \cdot 1,4}{1,4 \cdot 0,7 \cdot 3,5 \cdot 10^3} = 1,6 \text{ mA.}$$

Zou voor de gunstigste conversiesteilheid een oscillatorspanning van b.v. $8 V_{eff}$ nodig zijn geweest, dan zou men een bijna $2 \times$ zo grote stroom naar het tweede rooster nodig hebben gehad.

Als in een batterij-ontvanger de voedingsspanning aan het einde van de levensduur van de batterij lager wordt, bestaat de kans dat de oscillator ophoudt met oscilleren, zodat het toestel niet meer werkt. De DK 92 is zo ontworpen, dat het oscillatorgedeelte ook bij lagere spanningen nog goed functioneert. De gelijkspanning op rooster twee is namelijk zo laag ($30 V$), dat een tamelijk hoge waarde voor de serieweerstand kan worden gekozen ($33 k\Omega$ bij een voedingsspanning van $90 V$). Hierdoor wordt een daling van de voedingsspanning grotendeels gecompenseerd.

In een apparaat dat ontworpen is voor een V_b van 90 volt en een V_f van $1,4$ volt, zal de oscillator nog behoorlijk werken als deze spanningen tot 65 volt, respectievelijk $1,1$ volt zijn gedaald.

In gevallen waarbij slechte spoelen worden gebruikt, waardoor de impedantie van de oscillatorkring slechts gering zal zijn, kan de werking van de oscillator ten koste van het stroomverbruik worden verbeterd door de spanning op het tweede rooster te verhogen tot ongeveer 45 volt. Het stroomverbruik van de buis neemt dan toe tot ongeveer 4 mA, wat de hoogste toelaatbare waarde van de katodestroom is.

Gebruik van de DK 92

De schermroosterspanning V_{g4} van de DK 92 moet bij voorkeur op ongeveer 65 volt worden ingesteld, daar bij deze spanning, gecombineerd met de gunstigste oscillatorspanning, de grootste conversiesteilheid wordt bereikt. In een ontvanger met een voedingsspanning van 45 volt zal de grootste conversiesteilheid dus niet kunnen worden bereikt; zij bedraagt dan $180 \mu A/V$. Bij een voedingsspanning van 90 volt kan de vereiste V_{g4} van een aftakking op de batterij worden verkregen, maar ook door het schermrooster via een

overbrugde serieweerstand op de totale batterijspanning aan te sluiten. Deze laatste schakeling verdient de voorkeur, omdat dan aan het einde van de levensduur van de batterij het verminderen van de conversiesteilheid door het teruglopen van de spanningen gedeeltelijk wordt gecompenseerd omdat de spanningsval over de serieweerstand kleiner wordt.

In tegenstelling tot de indirect verhitte buizen voor voeding uit het lichtnet, als b.v. de ECH 42, werkt de DK 92 met een enkele electronenstroom. Deze wordt eerst door de oscillatorspanning op het eerste rooster, en daarna door de ingangsspanning op het derde rooster gemoduleerd. De electronenstroom zal echter ook door de oscillatorspanning op het tweede rooster worden beïnvloed, en daar deze spanning in tegenfase is met de spanning op het eerste rooster, zullen het eerste en tweede rooster elkaar tegenwerken.

Daar de invloed van het eerste rooster op de electronenstroom echter veel groter is dan die van het tweede rooster, heeft dit slechts een geringe demodulatie tot gevolg. Het is echter wel zaak de oscillatorspanning op het tweede rooster gering te houden. Hiertoe zal in het algemeen de afgestemde kring worden opgenomen in de eerste roosterleiding en de terugkoppelspoel in die van het tweede rooster. De terugkoppelspoel heeft namelijk gewoonlijk een kleiner aantal windingen dan de spoel van de afgestemde kring.

Met een oscillatorspanning van $4 V_{\text{eff}}$ op het eerste rooster, en een spoelcombinatie waarbij de verhouding tussen de wisselspanningen ongeveer 0,7 bedraagt, ontstaat door het demodulerende effect van het tweede rooster een vermindering van de conversiesteilheid van ongeveer 2%.

Daar in de praktijk verschillende spoelcombinaties zullen voorkomen, is in de tabellen hierachter de conversiesteilheid gegeven zonder oscillatorspanning op het tweede rooster. Dit rooster is hiertoe capaciteef met aarde verbonden, terwijl de wisselspanning op het eerste rooster afkomstig is van een aparte oscillator. In een praktische schakeling zal dan volgens het voorgaande de conversiesteilheid slechts weinig verschillen van de gepubliceerde waarde.

Wordt de afgestemde kring in de leiding van het eerste rooster opgenomen, dan heeft dit bovendien het voordeel dat de koppeling tussen de oscillator- en ingangskringen minder aan veranderingen onderhevig is. Deze koppeling wordt namelijk gedeeltelijk gevormd door de capaciteit tussen tweede en derde rooster. Staat nu op het tweede rooster slechts een kleine oscillatorspanning, dan levert deze capaciteit slechts een geringe bijdrage tot de totale koppeling. Verandert dan de oscillatorspanning op het tweede rooster als functie van de frequentie ten gevolge van een veranderende spanningsoverdracht tussen de oscillatorspoelen, dan zal hierdoor de totale koppeling tussen oscillatorgedeelte en ingangstrooster slechts weinig worden beïnvloed.

De gelijkspanning voor het tweede rooster kan zowel in serie als parallel aan de terugkoppelspoel worden toegevoerd. In het algemeen zal in het kortegolfgebied serieschakeling de beste resultaten geven, daar hierbij de oscillatoreigenschappen beter zijn. Bovendien zal bij een lage batterijspanning van b.v. 45 volt de weerstand parallel aan de terugkoppelspoel slechts een geringe waarde kunnen hebben, waardoor de effectieve kwaliteitsfactor van de oscillatorkring nadelig wordt beïnvloed.

In het midden- en het langegolfgebied kan zonder bezwaar parallelvoeding worden toegepast, hetgeen dan het voordeel heeft dat de gelijkstroom naar het eerste rooster over het gehele golfgebied constanter is. Daar echter in een ontvanger met een aantal golfgebieden het overschakelen van serie- op parallelvoeding een betrekkelijk groot aantal schakelcontacten nodig maakt, zal in het algemeen serievoeding voor alle golfgebieden het meest aanbevelenswaardig zijn.

Om de beste oscillatoreigenschappen te bereiken, is het noodzakelijk dat de lekweerstand van het eerste rooster wordt verbonden met het positieve einde van de gloeidraad.

Ofschoon de oscillatoreigenschappen van de DK 92 beter zijn dan die van andere batterij-mengbuizen is het toch raadzaam voor het verkrijgen van een constante oscillatorfrequentie in het kortegolfgebied maatregelen te treffen tot het compenseren van het inductie-effect. Ten gevolge van het inductie-effect wordt namelijk de oscillatorfrequentie zowel door veranderingen in de ingangsketen (meetrekken) als door automatische geluidsterkteregeling (frequentieverschuiving) beïnvloed. Het compenseren kan worden bereikt door een capaciteit van 1,5 à 2 pF tussen het eerste en het derde rooster aan te brengen. Na compensatie kan de DK 92 tot een frequentie van 30 MHz (10 m) worden gebruikt. In het kortegolfgebied van 20—6 MHz (15—50 m) kan dan automatische geluidsterkteregeling worden toegepast.

De verschijnselen die gepaard gaan met de koppeling tussen het eerste en het derde rooster, en die bij alle mengbuizen kunnen worden waargenomen, zijn belangrijk genoeg om iets uitvoeriger te worden behandeld. De koppeling tussen de oscillatorketen en de ingangsketen wordt veroorzaakt door de verschillende capaciteiten in de buis en in de bedrading, alsmede door het inductie-effect, dat door een negatieve, eenzijdig gerichte capaciteit tussen het eerste en het derde rooster kan worden voorgesteld.

In fig. 2 is deze koppeling schematisch weergegeven. Hierin zijn $C_{1,3}$ en $C_{2,3}$ de normale capaciteiten tussen de electroden, vermeerderd met de capaciteiten in de bedrading. De capaciteit C_{ind} stelt het inductie-effect voor. Dit wordt veroorzaakt door een laag elektronen tussen het tweede en het derde rooster. De dichtheid van deze laag wordt gemoduleerd door de oscillator-

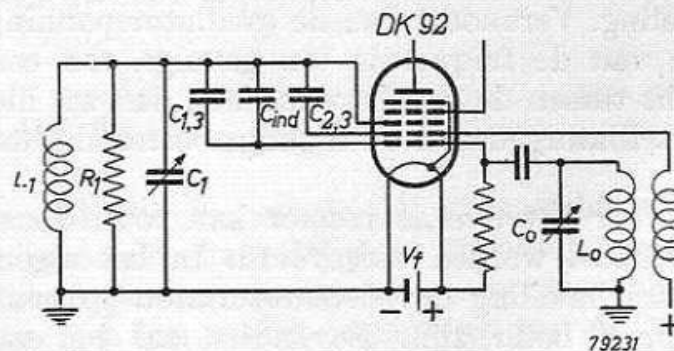


Fig. 2. Vereenvoudigd schema waarin de koppeling tussen de oscillator- en de ingangschakeling is aangegeven.

spanning op het eerste rooster. Door deze modulatie worden in de ingangsketen stromen geïnduceerd, waarvan de faze en de grootte zodanig zijn alsof er tussen het eerste en het derde rooster een negatieve capaciteit aanwezig is. Deze capaciteit is eenzijdig gericht, omdat de spanning op het derde rooster zo goed als geen invloed heeft op de ruimtelading om de katode, en de modulatie van de ruimtelading tussen het tweede en het derde rooster, veroorzaakt door de spanning op het derde rooster, slechts weinig invloed heeft op het eerste rooster. De totale koppeling tussen de oscillatorketen en de ingangsketen kan nu worden vervangen door een equivalente capaciteit:

$$C_{eq} = C_{1,3} + t \cdot C_{2,3} + C_{ind},$$

waarin t de verhouding tussen de wisselspanningen op het tweede en het eerste rooster aangeeft. De eerste term van het rechterlid is positief, maar daar de terugkoppeling in de oscillatorketen negatief is, zijn de beide volgende termen negatief. In de praktijk overwegen de negatieve termen, en de totale koppeling tussen het eerste en het derde rooster krijgt dus de vorm van een negatieve capaciteit.

De aanwezigheid van deze capaciteit beïnvloedt in sterke mate de eigenschappen van de mengbuis, vooral bij hoge frequenties. Op het derde rooster komt een spanning van de oscillatorfrequentie te staan, die aanleiding geeft tot straling, en die bovendien oorzaak is dat het trimmen van de ontvanger lastig wordt door het meetrekken van de oscillatorfrequentie. De oscillatorspanning die in de ingangsketen wordt geïnduceerd is evenredig met C_{eq} en met de impedantie van de ingangskring. Het is mogelijk aan te tonen dat de geïnduceerde spanning bij benadering evenredig is met de derde macht van de signaalfrequentie. Bovendien neemt deze spanning toe naarmate de afstemfrequentie van de ingangskring dichterbij de oscillatorfrequentie ligt. Is de ingangskring juist afgestemd, dan is de oscillatorspanning op de ingangskring omgekeerd evenredig met de middenfrequentie.

In het midden- en het langegolfgebied zal de koppeling tussen het eerste en het derde rooster geen aanleiding geven tot moeilijkheden, maar in het kortegolfgebied zullen straling, frequentieverschuiving en een verlaging van de effectieve kwaliteitsfactor van de oscillatorkring het gevolg zijn. De laatste twee verschijnselen worden veroorzaakt door de reactantie, respectievelijk de ohmse weerstand van de impedantie gevormd door de serieschakeling van C_{eq} en de ingangsketen. In buitengewone gevallen, waarbij de afstemfrequentie van deze serieschakeling de oscillatorfrequentie nabijkomt, zal de frequentieverschuiving abnormale waarden aannemen en kan de oscillator zelfs ophouden met oscilleren.

Door de volgende maatregelen kunnen de nadelige gevolgen van het inductie-effect echter grotendeels worden opgeheven:

- a. Voor de middenfrequentie moet een hoge frequentie worden gekozen, om een grote afstand tussen de resonantiefrequenties van de oscillator en de ingangskring te verkrijgen. Een middenfrequentie van ongeveer 450 kHz wordt hierom aanbevolen.
- b. Aan de oscillatorkring met de paddingcondensator moet de nodige zorg worden besteed, daar grote afwijkingen van de paddingkromme de gunstige invloed van de hoge middenfrequentie weer teniet kunnen doen.

- c. Als de koppelcapaciteit tussen de roosters 1 en 3 met de ingangskring voor de oscillatorfrequentie in serieresonantie is, is de dempingsweerstand die hierdoor parallel op de oscillatorkring komt te staan omgekeerd evenredig met de kwaliteitsfactor van de ingangskring. Deze kwaliteitsfactor moet daarom zo laag worden gemaakt als met het oog op de voorselectie en de versterking toelaatbaar is.
- d. De effectieve negatieve capaciteit tussen de roosters 1 en 3 kan door een normale capaciteit tussen de toevoerleidingen van deze roosters worden gecompenseerd.

Ofschoon een volledige compensatie over het gehele golflengtegebied moeilijk is te bereiken, zal toch in praktische schakelingen, door het toepassen van capacatieve compensatie een aanzienlijke vermindering van de straling en van het meetrekken van de oscillatorfrequentie kunnen worden verkregen. Dat een volledige compensatie in de praktijk niet is te verwezenlijken, kan als volgt worden verklaard.

De plaats van de ruimtelading tussen de roosters 2 en 3, en daardoor de sterkte van het inductie-effect, zijn afhankelijk van de spanningen op de roosters 2 en 4. Nu is in een normale schakeling, met een serieweerstand in de tweede roosterleiding, de spanning op het tweede rooster afhankelijk van de oscillatorspanning, omdat met de oscillatorspanning ook de automatische negatieve voorspanning van rooster 1 verandert. Compensatie van het inductie-effect zal dus alleen bij een vaste instelling van de buis mogelijk zijn. Hier komt nog bij, dat bij frequenties hoger dan ongeveer 20 MHz de koppeling tussen de roosters 1 en 3 niet meer door een negatieve capaciteit alleen kan worden voorgesteld, zodat compensatie alleen met behulp van een capaciteit in combinatie met een weerstand kan worden verkregen. Dit is een gevolg van looptijdeffecten die bij deze hoge frequenties optreden, waardoor de wisselspanningen op de roosters 1 en 2 niet meer precies in tegenfase zijn. De waarde van de weerstand die bij het compenseren moet worden gebruikt, blijkt echter afhankelijk te zijn van de frequentie, zodat een volledige compensatie met een vaste weerstand alleen bij een bepaalde frequentie mogelijk is. In de praktijk blijkt echter dat met een capaciteit alleen een behoorlijke compensatie is te verkrijgen tot frequenties van 30 MHz (10 m).

In de fig. 6 en 7 zijn de gemeten waarden van de straling en het meetrekken van de oscillatorfrequentie bij korte golven uitgezet. Hieruit blijkt dat de DK 92 bij deze korte golven nog uitstekende resultaten geeft, die vanzelfsprekend bij langere golven nog beter worden.

De DK 92 in een praktische schakeling

In fig. 3 is een schakeling met twee kortegolfgebieden met de DK 92 gegeven. Deze golfgebieden lopen van 30—9 MHz (10—33 m) en van 10—3,3 MHz (30—90 m). Het toevoegen van de midden- en langegolfgebieden kan zonder enig bezwaar geschieden. De koppeling tussen de oscillatorkring en de ingangskring wordt gecompenseerd door een keramische condensator van 1,5 pF

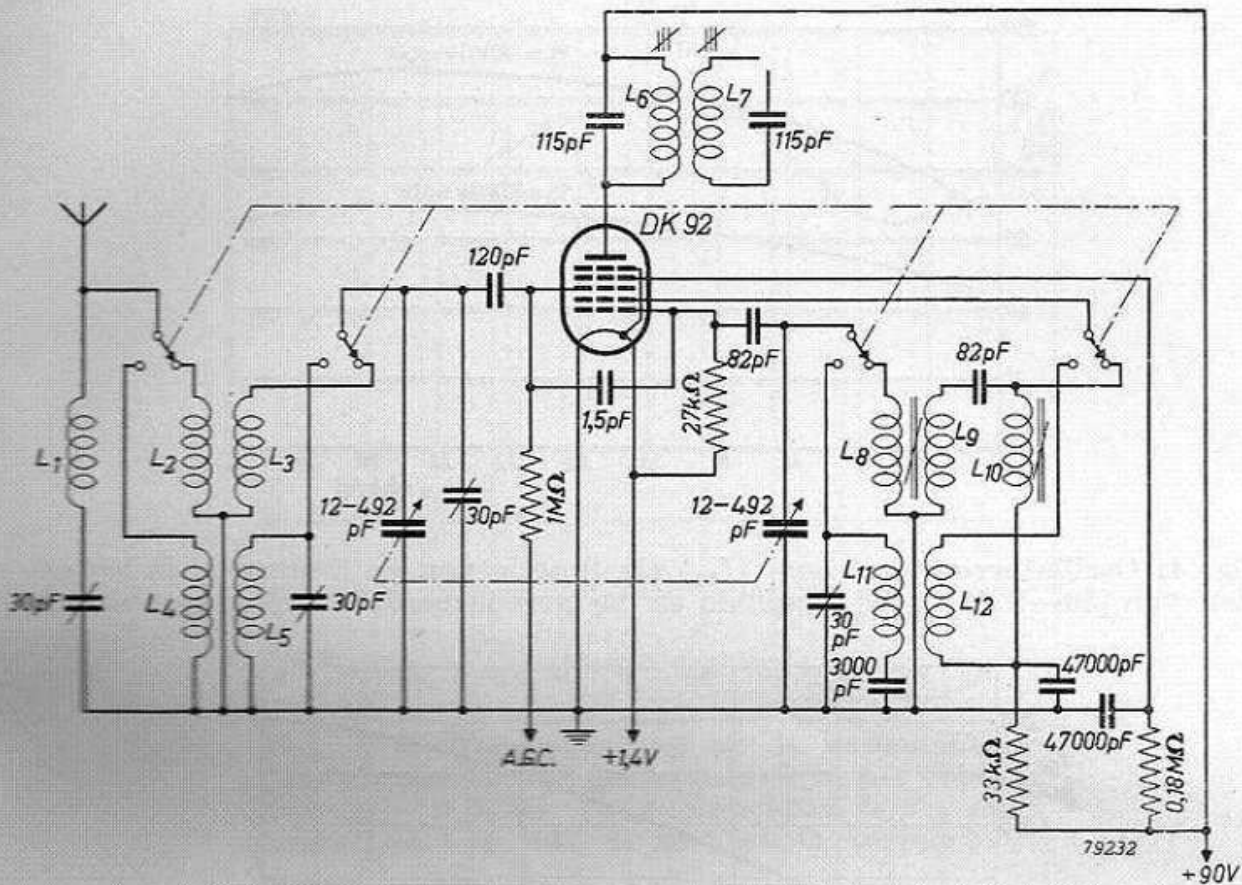


Fig. 3. Mengschakeling met de buis DK 92 voor de gebieden van 30—9 MHz (10—33 m) en 10—3,3 MHz (30—90 m). In het gebied van 30—9 MHz moet de automatische geluidsterkeregelung worden uitgeschakeld.

tussen de roosters 1 en 3. In het gebied van 30—9 MHz zijn maatregelen genomen om over het gehele gebied een constante oscillatorspanning te verkrijgen. De oscillatorspoelen zijn hiertoe voorzien van een ijzerpoederkern, waardoor de kwaliteitsfactor bij hogere frequenties kleiner wordt. Aldus wordt voorkomen dat de oscillatorspanning bij de kortste golven toeneemt. Bovendien is een extra spoeltje, L_{10} , aangebracht, dat samen met L_9 en een condensator van 82 pF bij een frequentie van ongeveer 8 MHz (38 m) is afgestemd. Hierdoor wordt de terugkoppeling bij de langste golven versterkt, zodat ook hier een behoorlijke oscillatorspanning wordt verkregen. In fig. 4 is zowel bij nominale als bij gereduceerde voedingsspanningen de gelijkstroom door de oscillatorlekweerstand uitgezet voor het gebied van 30—9 MHz. Deze gelijkstroom is een maat voor de oscillatorspanning, en het blijkt uit de figuur dat deze over het gehele gebied redelijk constant is. In fig. 5 zijn de overeenkomstige krommen voor het gebied van 10—3,3 MHz uitgezet.

De straling van de oscillator en het meetrekken van de oscillatorfrequentie zullen in het algemeen de meeste last veroorzaken in het gebied van 30—9 MHz. De compenserende condensator is daarom aan het kortegolfeinde van dit frequentiegebied op een zo gering mogelijke straling ingesteld. In fig. 6 is de spanning op de ingang van de schakeling, die de straling veroorzaakt, uitgezet als functie van de frequentie. Bij het meten van deze spanning was de ingang van de schakeling overbrugd door een weerstand van 400 Ω .

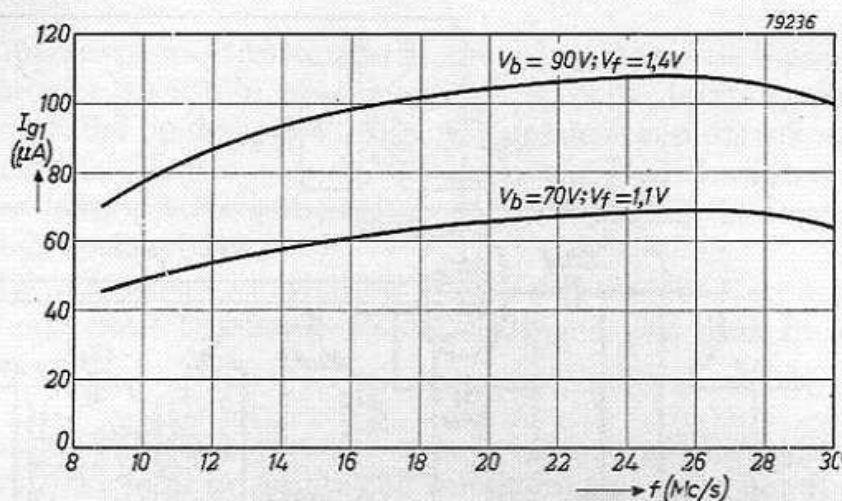


Fig. 4. Oscillatorroosterstroom (I_{g1}) als functie van de frequentie in het gebied van 30—9 MHz, bij nominale en bij gereduceerde voedingsspanningen.

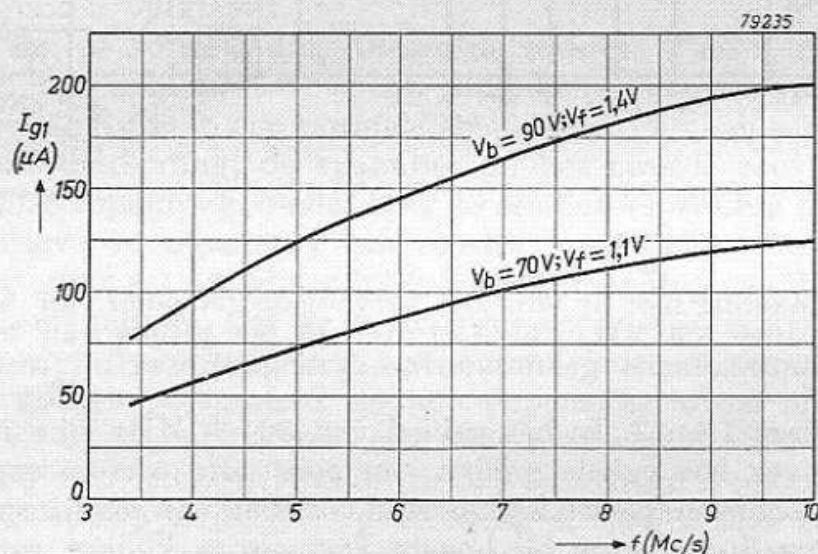


Fig. 5. Als fig. 4, voor het gebied van 10—3,3 MHz.

In fig. 7 is het meetrekken van de oscillatorfrequentie bij verandering van de capaciteit van de ingangskring uitgezet. Deze kromme is opgenomen bij de frequentie waarbij de compensatie is ingesteld.

Bij nominale voedingsspanningen is de conversieversterking van de DK 92 bij 30 MHz, gemeten tussen het ingangstrooster en de secundaire kring van het M.F. bandfilter, 45. De antenneopslinging bedraagt 1,2, zodat de versterking tussen antenne en de volgende buis 54 bedraagt. Deze versterking is over het gehele gebied van 30—9 MHz nagenoeg constant. In het gebied van 10—3,3 MHz is bij 7 MHz de totale versterking 60.

Tenslotte moet er nog op worden gewezen dat het raadzaam is de spoelen die niet in gebruik zijn, kort te sluiten. Bij ontvangst in het gebied van 30—9 MHz b.v. moeten de spoelen L_4 , L_5 en L_{11} , L_{12} door de schakelaar worden kortgesloten. Dit is nodig om te voorkomen dat door capacatieve koppeling via de schakelaarcontacten de oscillatorspanning aanmerkelijk kleiner wordt bij een frequentie waarbij de capaciteit van de schakelaar is afgestemd met de spoelen van het andere gebied.

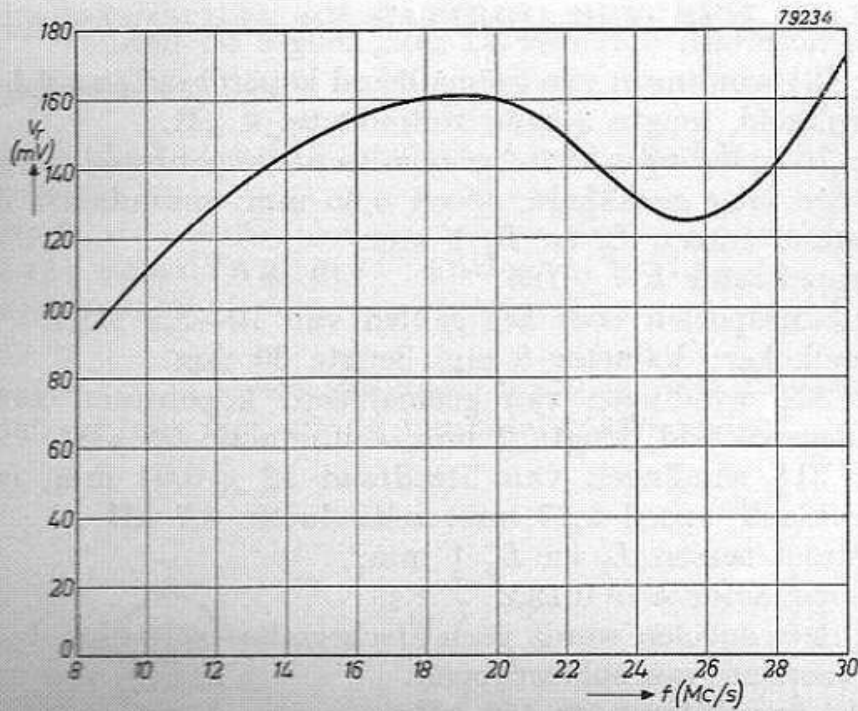


Fig. 6. Oscillatorspanning op de antenneklem (V_{osc}) als functie van de frequentie in het gebied van 30—9 MHz. De antenneklem is via een weerstand van 400Ω met aarde verbonden.

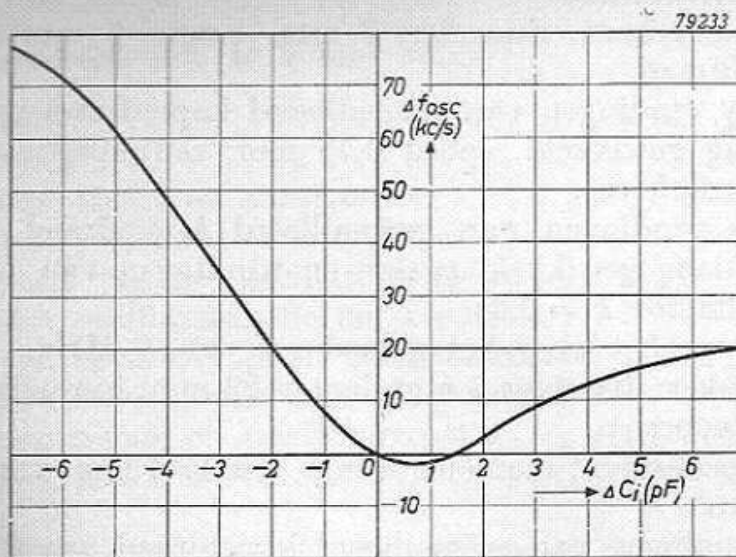


Fig. 7. Het meetrekken van de oscillatorfrequentie als functie van de capaciteitsverandering van de ingangskring bij een frequentie van 30 MHz.

Gegevens van de spoelen van de schakeling van fig. 3

- L_1 M.F. zuigkring voor 452 kHz.
Zelfinductie 5 mH, kwaliteitsfactor $Q = 125$, eigen capaciteit 2,5 pF.
- L_2, L_3 Antennespoelen voor het gebied van 30—9 MHz.
Spoelkoker: diameter 9 mm, lengte 50 mm.

Afschermbus: diameter 27 mm, lengte 55 mm.

L_2 : $19\frac{1}{4}$ windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, lengte 3 mm; zelfinductie $4 \mu\text{H}$.

L_3 : 10 windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,5 mm; in één laag gewikkeld, spoed 0,65 mm; zelfinductie $0,67 \mu\text{H}$.

Afstand tussen L_2 en L_3 1 mm.

Koppelfactor $k = 0,185$.

L_4, L_5 Antennespoelen voor het gebied van 10—3,3 MHz.

Spoelkoker: diameter 8 mm, lengte 30 mm.

L_4 : $82\frac{1}{2}$ windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, lengte 2 mm; zelfinductie $75 \mu\text{H}$.

L_5 : $31\frac{1}{2}$ windingen van litzedraad $12 \times 0,04$ mm; in één laag gewikkeld, spoed 0,27 mm; zelfinductie $4,7 \mu\text{H}$.

Afstand tussen L_4 en L_5 1 mm.

Koppelfactor $k = 0,185$.

Bij deze spoelen wordt geen afschermbus gebruikt; de spoelkoker is voorzien van soldeerlippen.

L_6, L_7 M.F. bandfilter voor 452 kHz.

Kwaliteitsfactor $Q = 145$ bij 452 kHz (zonder extra demping).

Koppelingsgraad $KQ = 1,05$ (zonder extra demping).

L_8, L_9 Oscillatorspoelen voor het gebied van 30—9 MHz.

Spoelkoker: diameter 7 mm, lengte 22 mm; inwendig voorzien van schroefdraad.

IJzerpoederkern: diameter 6 mm, lengte 6 mm; voorzien van schroefdraad.

L_8 : $10\frac{1}{2}$ windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,3 mm; in één laag gewikkeld, spoed 0,75 mm; zelfinductie $0,64 \mu\text{H}$ (met ijzerpoederkern).

L_9 : $9\frac{1}{2}$ windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,3 mm; in één laag gewikkeld tussen de windingen van L_8 .

Koppelfactor $k = 0,8$.

L_{10} Extra spoeltje voor het gebied van 30—9 MHz.

Spoelkoker: diameter 7 mm, lengte 22 mm; inwendig van schroefdraad voorzien.

IJzerpoederkern: diameter 6 mm, lengte 6 mm; van schroefdraad voorzien.

$30\frac{1}{2}$ windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,3 mm; in één laag gewikkeld, spoed 0,65 mm; zelfinductie $4,5 \mu\text{H}$.

L_{11}, L_{12} Oscillatorspoelen voor het gebied van 10—3,3 MHz.

Spoelkoker: diameter 8 mm, lengte 30 mm.

L_{11} : 28 windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,2 mm; in één laag gewikkeld, spoed 0,66 mm; zelfinductie $4,2 \mu\text{H}$.

L_{12} : 12 windingen van geëmailleerd koperdraad van 0,1 mm; aaneengesloten gewikkeld in één laag over het onderende van L_{11} onder tussenvoeging van een isolerende papierlaag van 0,1 mm.

Spanningsverhouding $L_{12}/L_{11} = 1/2,25$.

Voor deze spoelen is geen afschermbus gebruikt. De spoelkoker is voorzien van soldeerlippen.

GEGEVENS VAN DE BATTERIJ-MENGBUIS DK 92

Gloeidraadgegevens

A. Bij parallelvoeding met andere buizen

Gloeispanning $V_f = 1,4$ VGloeistroom $I_f = 50$ mA

B. Bij serievoeding met andere buizen

Gloeispanning $V_f = 1,3$ V

Montage toegestaan in iedere stand. Zo nodig moeten maatregelen worden genomen dat de buis niet uit de buishouder kan vallen.

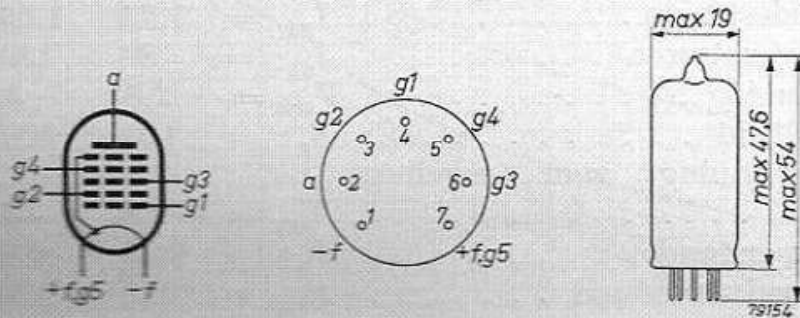


Fig. 8. Electrodeschema, elektrodenaansluitingen en max. afmetingen in mm van de DK 92.

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis).

Ingangscapaciteit	C_{g3}	=	7,5 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	8,4 pF
Capaciteit tussen anode en stuurrooster	C_{ag3}	<	0,36 pF
Ingangscapaciteit van het oscillatorgedeelte	C_{g1}	=	3,9 pF
Uitgangscapaciteit van het oscillatorgedeelte	C_{g2}	=	4,8 pF
Capaciteit tussen oscillatoranode en -rooster	C_{g1g2}	=	3,0 pF
Capaciteit tussen stuurrooster en oscillatorrooster	C_{g1g3}	<	0,2 pF
Capaciteit tussen stuurrooster en oscillatoranode	C_{g2g3}	=	1,6 pF
Capaciteit tussen anode en oscillatorrooster	C_{ag1}	<	0,11 pF
Capaciteit tussen anode en oscillatoranode	C_{ag2}	<	0,3 pF

Instelgegevens. De oscillatorspanning op het eerste rooster is bij de volgende instellingen afkomstig van een aparte oscillator, terwijl het tweede rooster capacitief geaard is. In de praktijk zal de buis echter zelfoscillerend worden gebruikt. Is de afgestemde kring dan in de eerste roosterleiding opgenomen, dan zal in de normale golfgebieden de conversiesteilheid echter slechts een paar procent kleiner zijn dan de in de tabel opgegeven waarden.

De in de tabel opgegeven instellingen zullen voorkomen in apparaten die worden gevoed met batterijen van 45, 67,5 of 90 V.

De spanningen op de DK 92 zullen in het algemeen iets lager zijn dan de batterijspanning wegens de negatieve voorspanning van de eindbuis, die hier op 4 à 5 V is gesteld.

De oscillatorlekweerstand moet aan één zijde worden verbonden met + gloeidraad (zie fig. 2).

Voedingsspanning	$V_b =$	41	63,5	85 V
Anodespanning	$V_a =$	41	63,5	85 V
Serieweerstand voor schermrooster	$R_{g4} =$	0	0	180 k Ω
Schermroosterspanning	$V_{g4} =$	41	63,5	60 V
Stuurroosterspanning	$V_{g3} =$	0	0	0 V
Serieweerstand voor oscillatoranode	$R_{g2} =$	6,8	22	33 k Ω
Oscillatoranodespanning	$V_{g2} =$	29	30	30 V
Oscillatorlekweerstand	$R_{g1} =$	27	27	27 k Ω
Anodestroom	$I_a =$	0,25	0,70	0,65 mA
Schermroosterstroom	$I_{g4} =$	0,09	0,15	0,14 mA
Oscillatoranodestroom	$I_{g2} =$	1,75	1,55	1,65 mA
Oscillatorroosterstroom	$I_{g1} =$	80	130	130 μ A
Oscillatorspanning	$V_{osc} =$	2,5	4	4 V_{eff}
Conversiesteilheid	$S_c =$	180	300	325 μ A/V
Stuurroosterspanning voor regeling 1 : 100	$V_{g3} =$	-2,9	-4	-6 V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,75	0,9	1,0 M Ω
Equivalentente ruisweerstand	$R_{eq} =$	115	120	100 k Ω

Karakteristieke gegevens van het oscillatorgedeelte. Rooster 1 verbonden met + gloeidraad.

Anodespanning	$V_a =$	41	63,5	85 V
Schermroosterspanning	$V_{g4} =$	41	63,5	60 V
Stuurroosterspanning	$V_{g3} =$	0	0	0 V
Oscillatoranodespanning	$V_{g2} =$	29	30	30 V
Oscillatoranodestroom	$I_{g2} =$	3	2,2	2,5 mA
Steilheid van g_2 t.o.v. g_1	$S_{g2g1} =$	1,1	0,8	0,9 mA/V
Versterkingsfactor van g_2 t.o.v. g_1	$\mu_{g2g1} =$	9	7,5	7,5

Grensgegevens

Voedingsspanning	V_b	= max. 120 V ¹⁾
Anodespanning	V_a	= max. 90 V
Anodedissipatie	W_a	= max. 0,2 W
Schermroosterspanning	V_{g4}	= max. 90 V
Schermroosterdissipatie	W_{g4}	= max. 0,1 W
Oscillatoranodespanning	V_{g2}	= max. 60 V
Oscillatoranodedissipatie	W_{g2}	= max. 0,2 W
Katodestroom	I_k	= max. 4 mA
Uitwendige weerstand tussen stuur- rooster en gloeidraad	R_{g3}	= max. 3 M Ω
Beginpunt van roosterstroom.	$V_{g3}(I_{g3} = +0,3 \mu\text{A}) =$	max. +0,75 V

¹⁾ De absolute grenswaarde van deze spanning is 140 V. Deze waarde mag onder geen enkele voorwaarde worden overschreden.

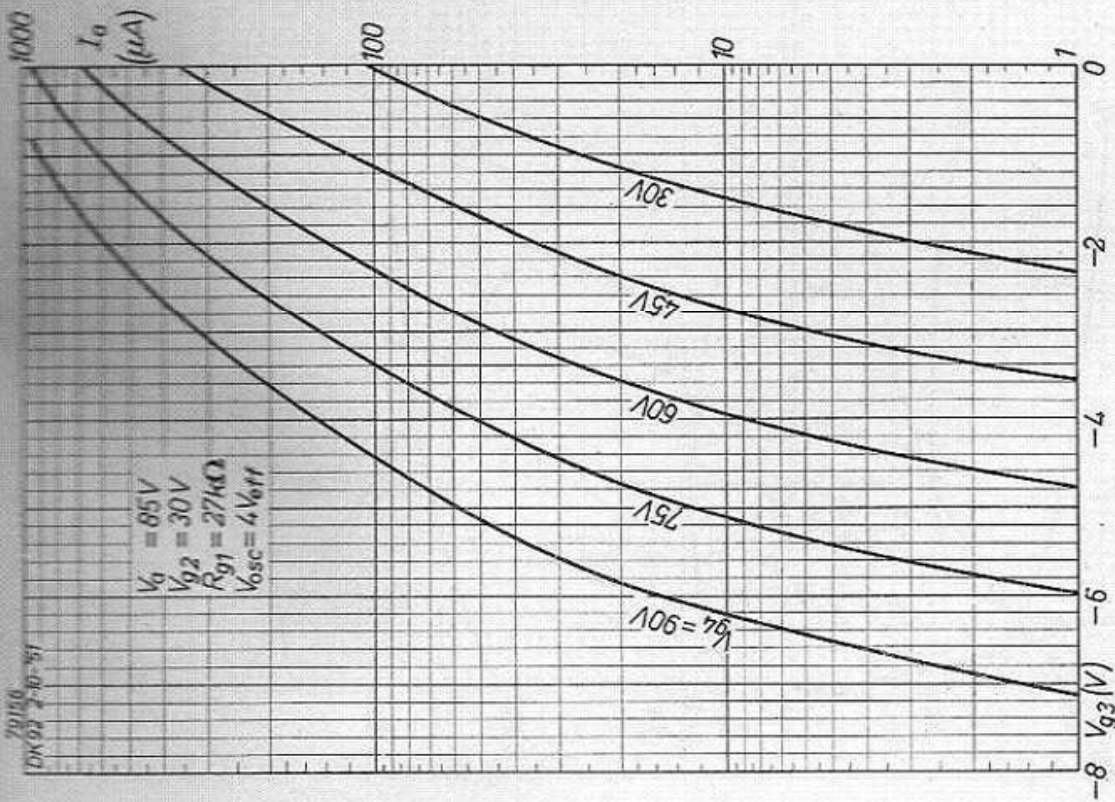
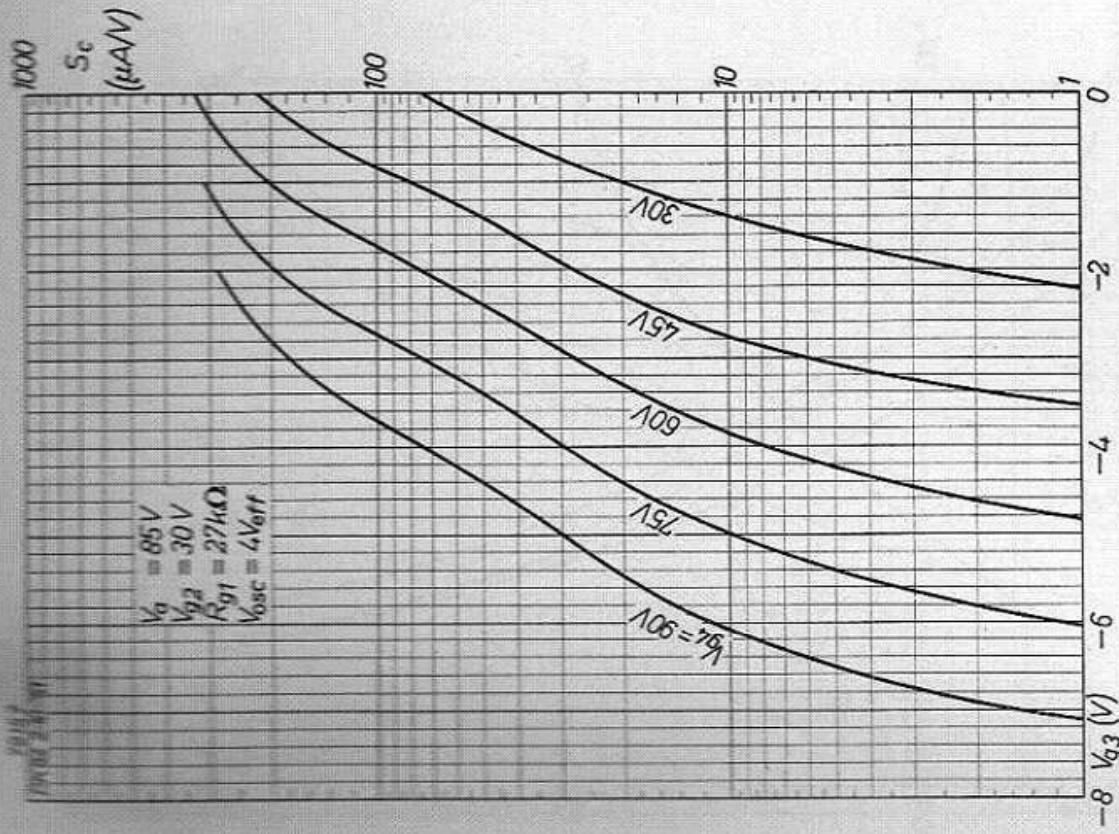


Fig. 9.

Fig. 9-10. Anodestroom (I_a , fig. 9) en conversiesteilheid (S_c , fig. 10) als functie van de stuurroosterspanning (V_{g3}), met de schermroosterspanning (V_{g4}) als parameter bij een anodespanning $V_a = 85V$.

Fig. 10.



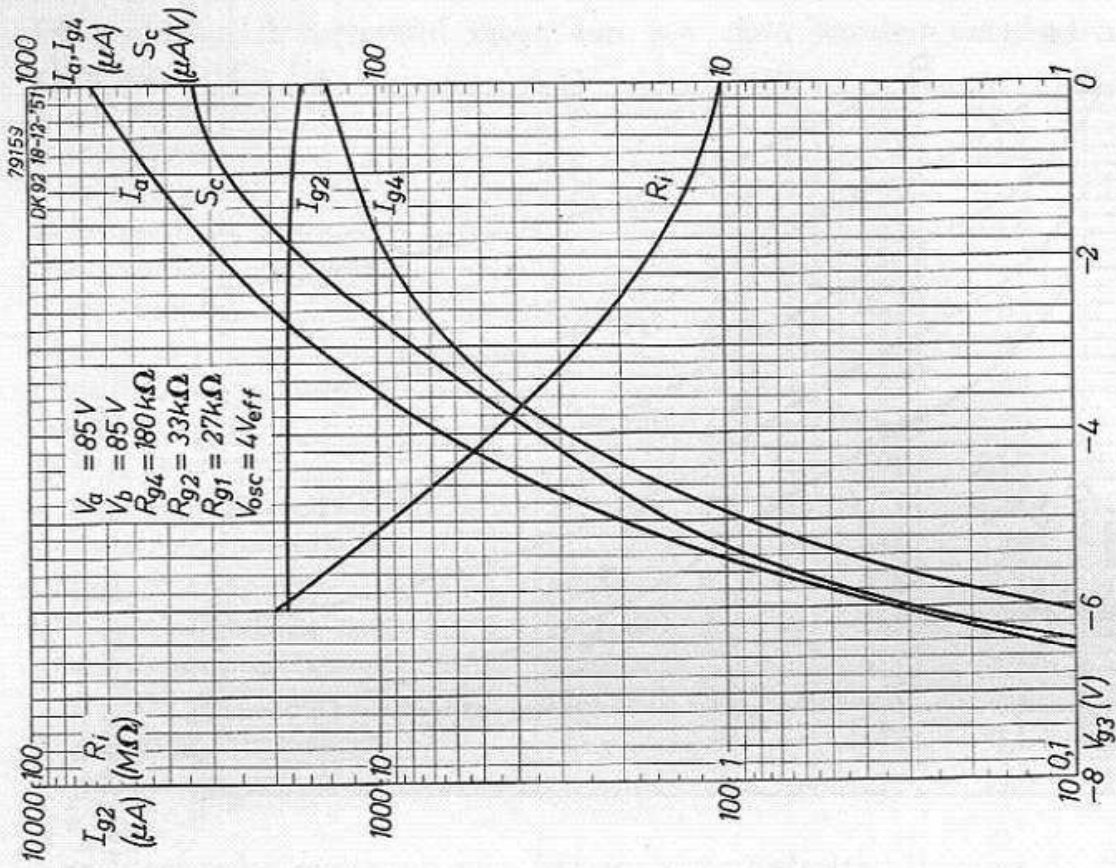


Fig. 12. Stroom (I_a, I_{g1}, I_{g2}), conversieëilheid (S_c) en inwendige weerstand (R_i) als functie van de stuurroosterspanning (V_{g3}) bij een voedingsspanning $V_b = 85\text{ V}$.

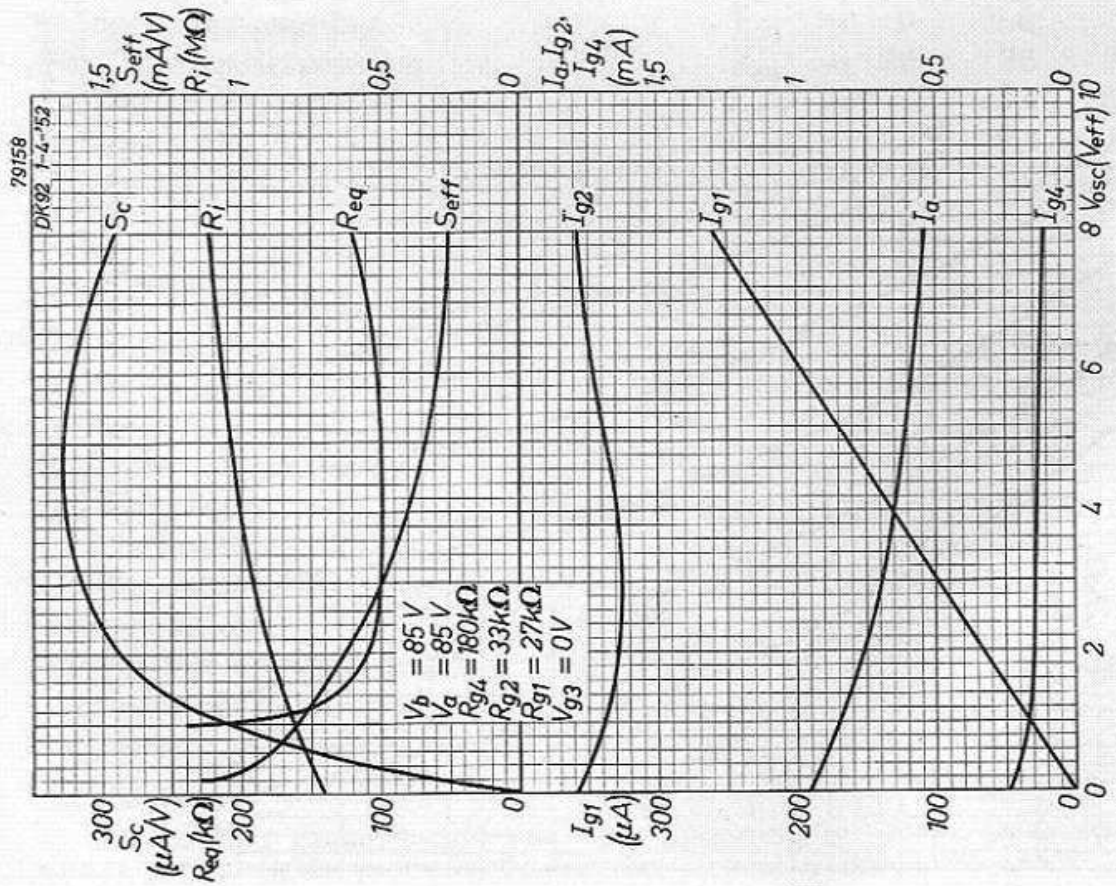


Fig. 11. Stroom ($I_a, I_{g1}, I_{g2}, I_{g4}$), conversieëilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i), equivalente ruisweerstand (R_{eq}) en effectieve steilheid van het oscillatorgedeelte (S_{eff}) als functie van de oscillatorspanning (V_{osc}), bij een voedingsspanning $V_b = 85\text{ V}$.

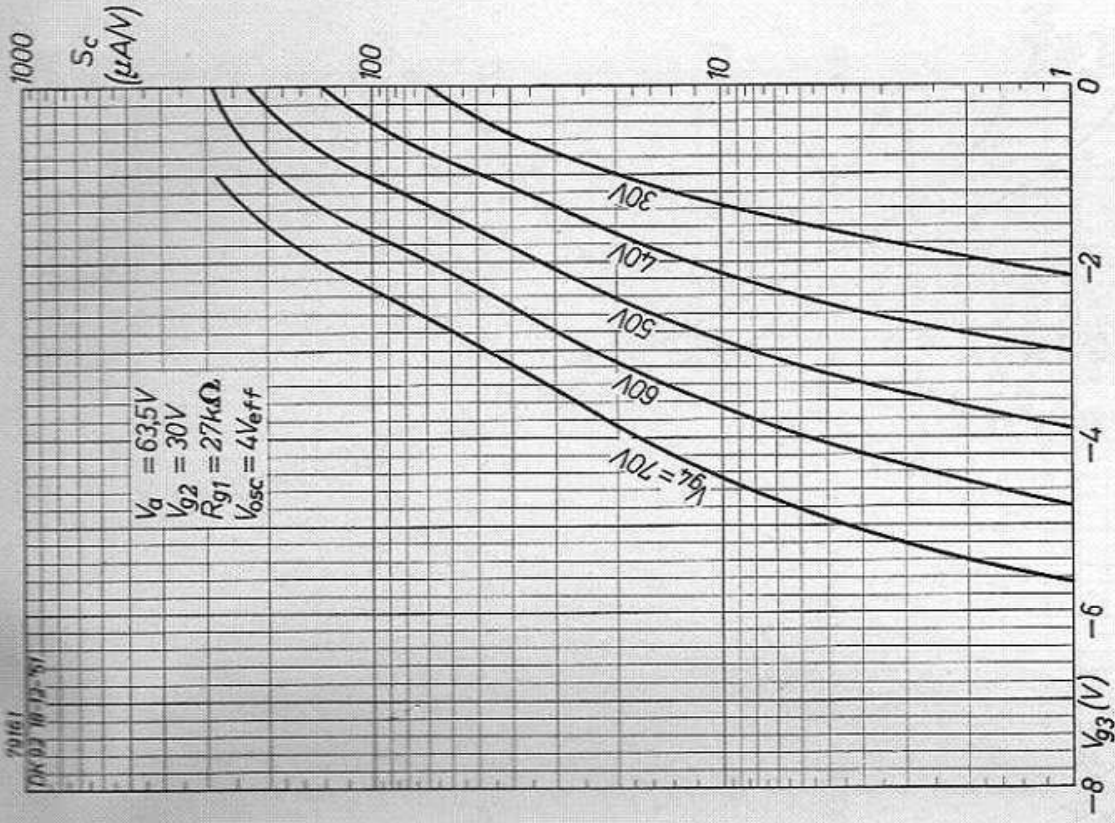


Fig. 14.

Als fig. 9 en 10, bij een anodespanning van 63,5 V.

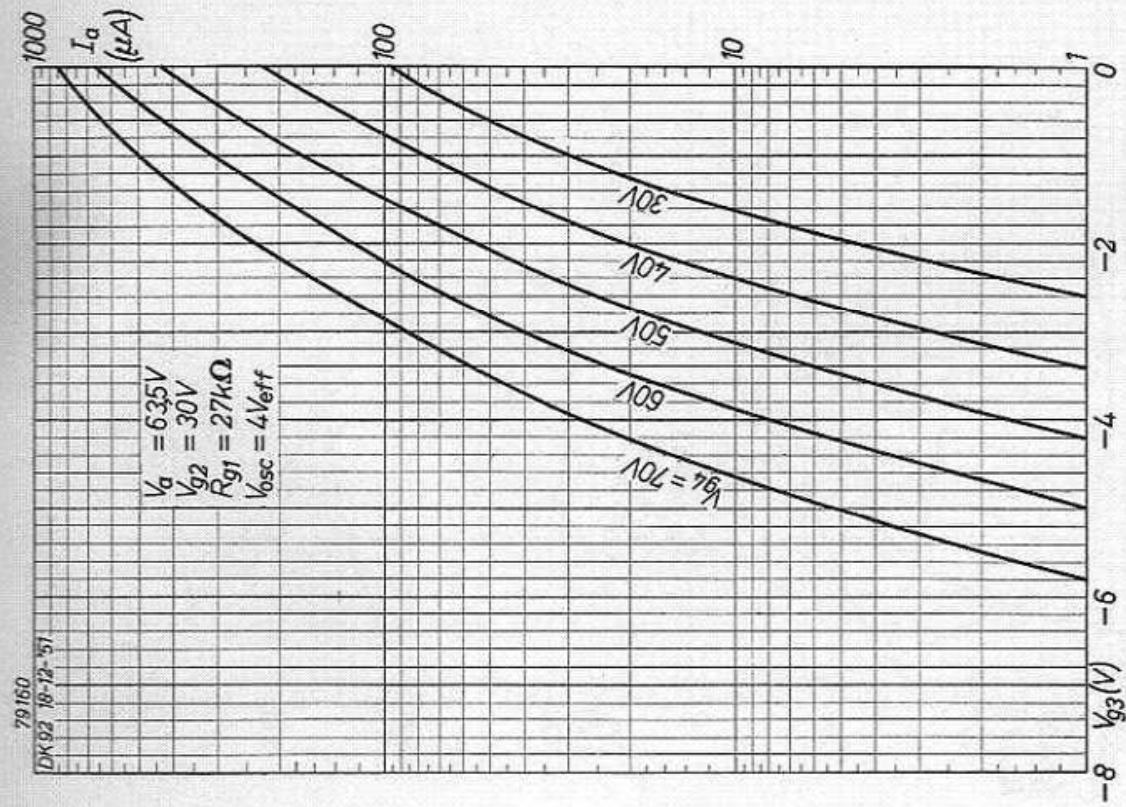


Fig. 13.

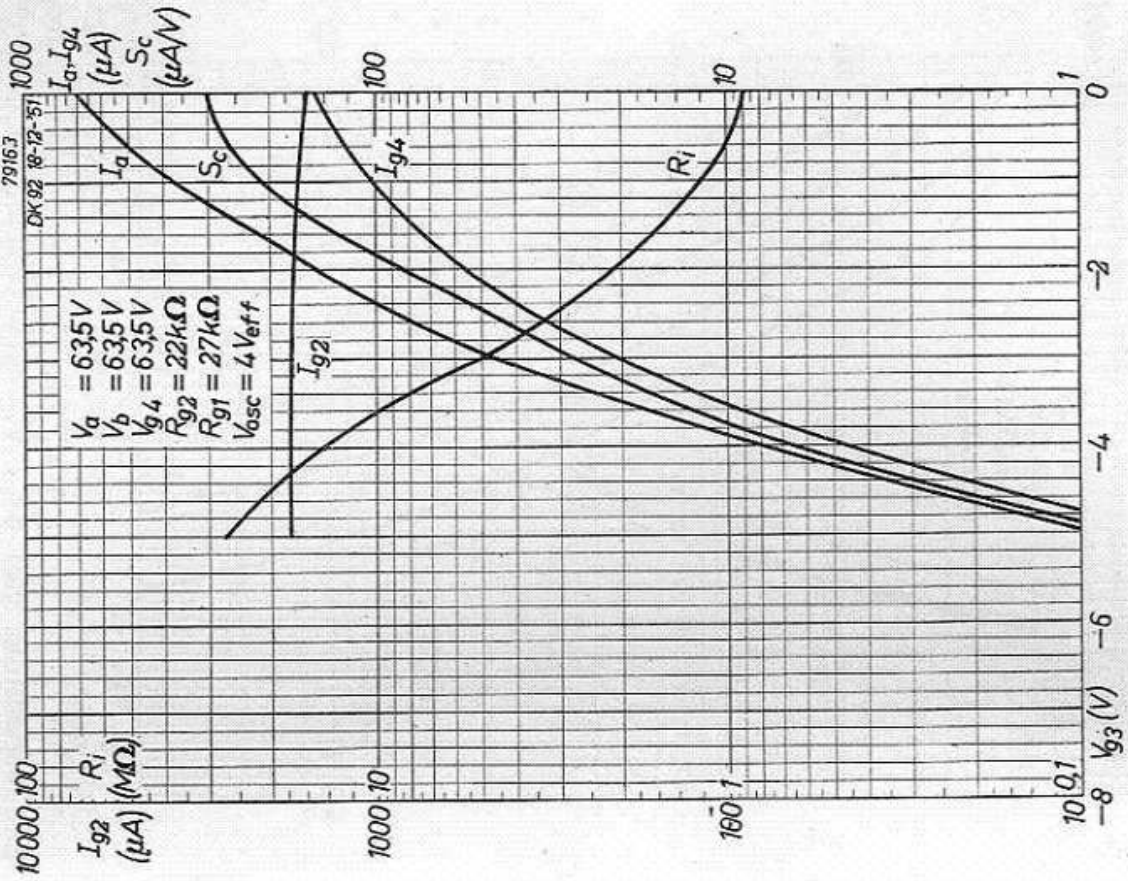


Fig. 16. Als fig. 12, bij een voedingsspanning van 63,5 V.

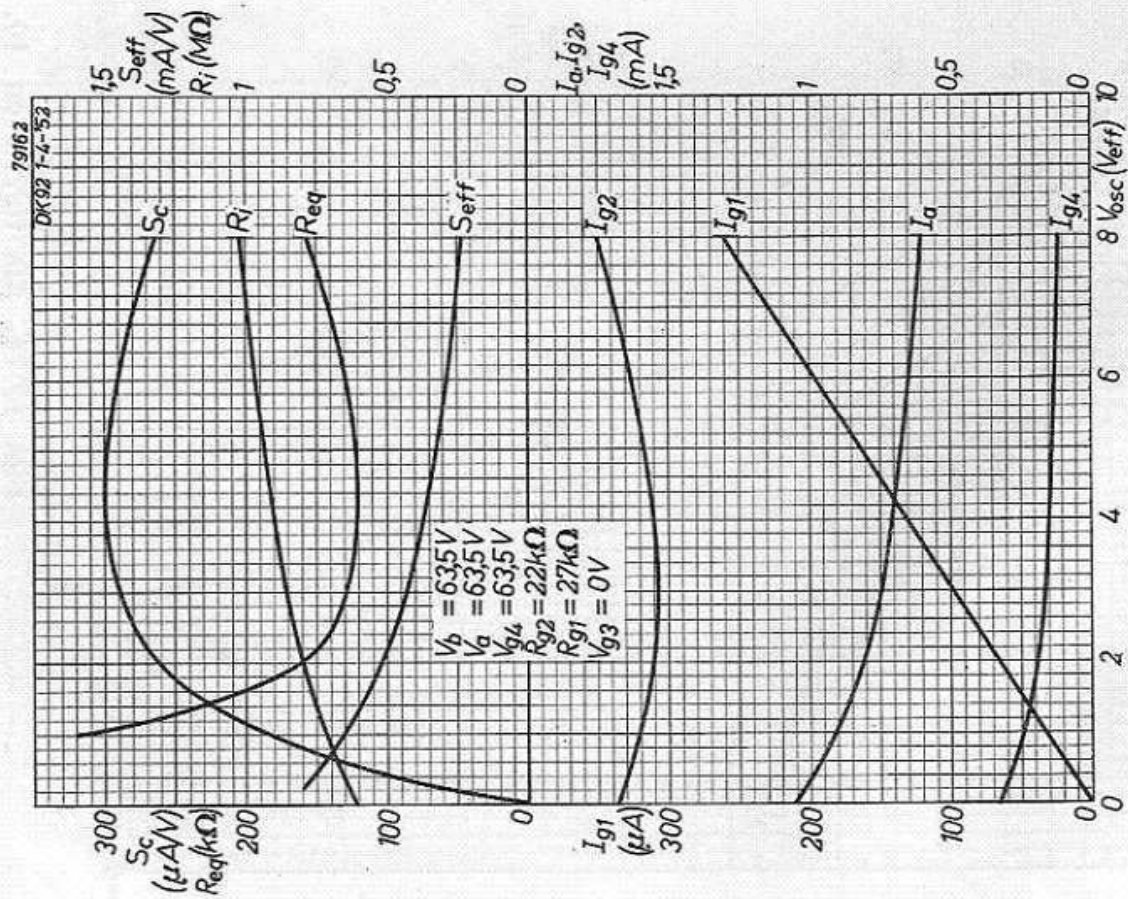


Fig. 15. Als fig. 11, bij een voedingsspanning van 63,5 V.

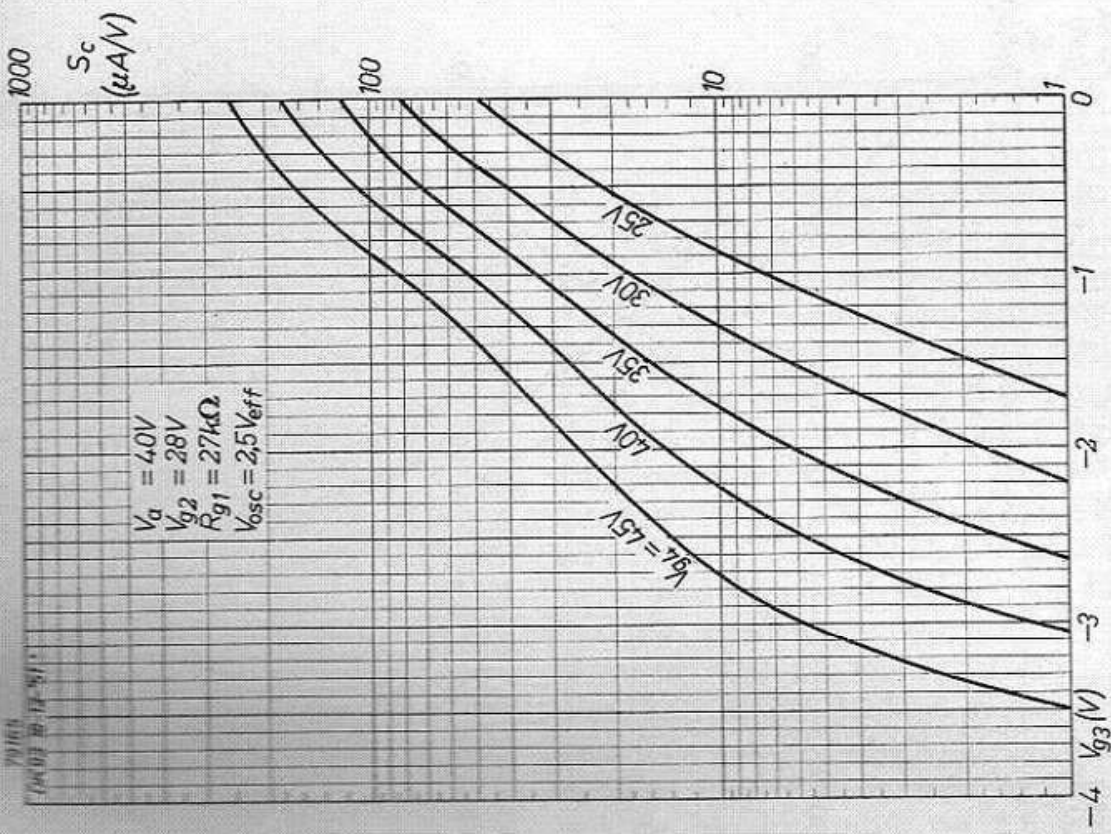


Fig. 18

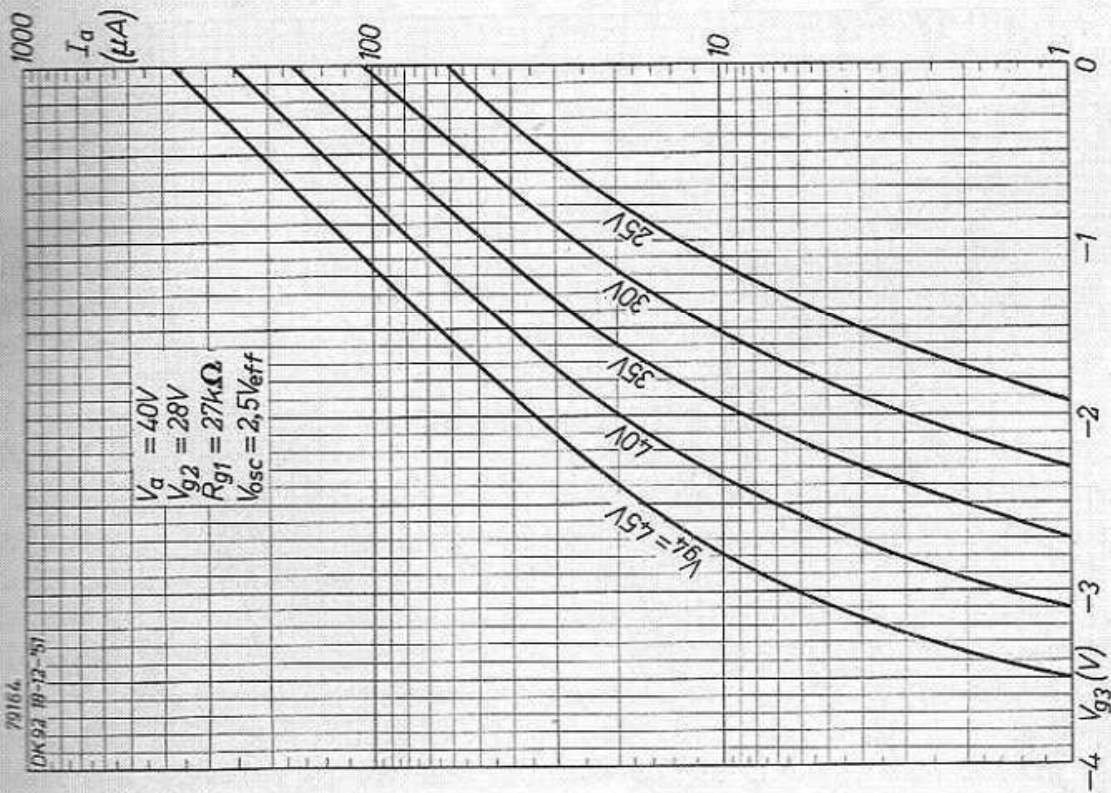


Fig. 17.

Als fig. 9 en 10, bij een anodespanning van 40 V.

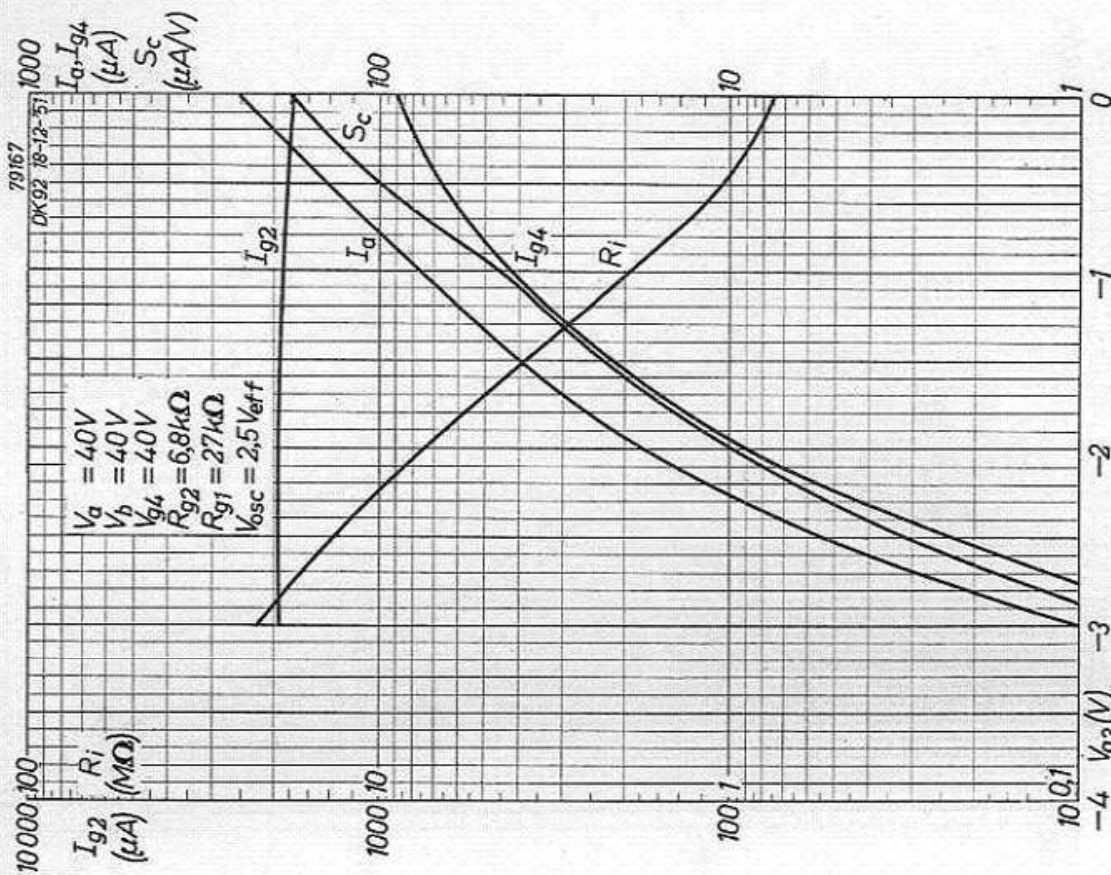


Fig. 20. Als fig. 12, bij een voedingsspanning van 40 V.

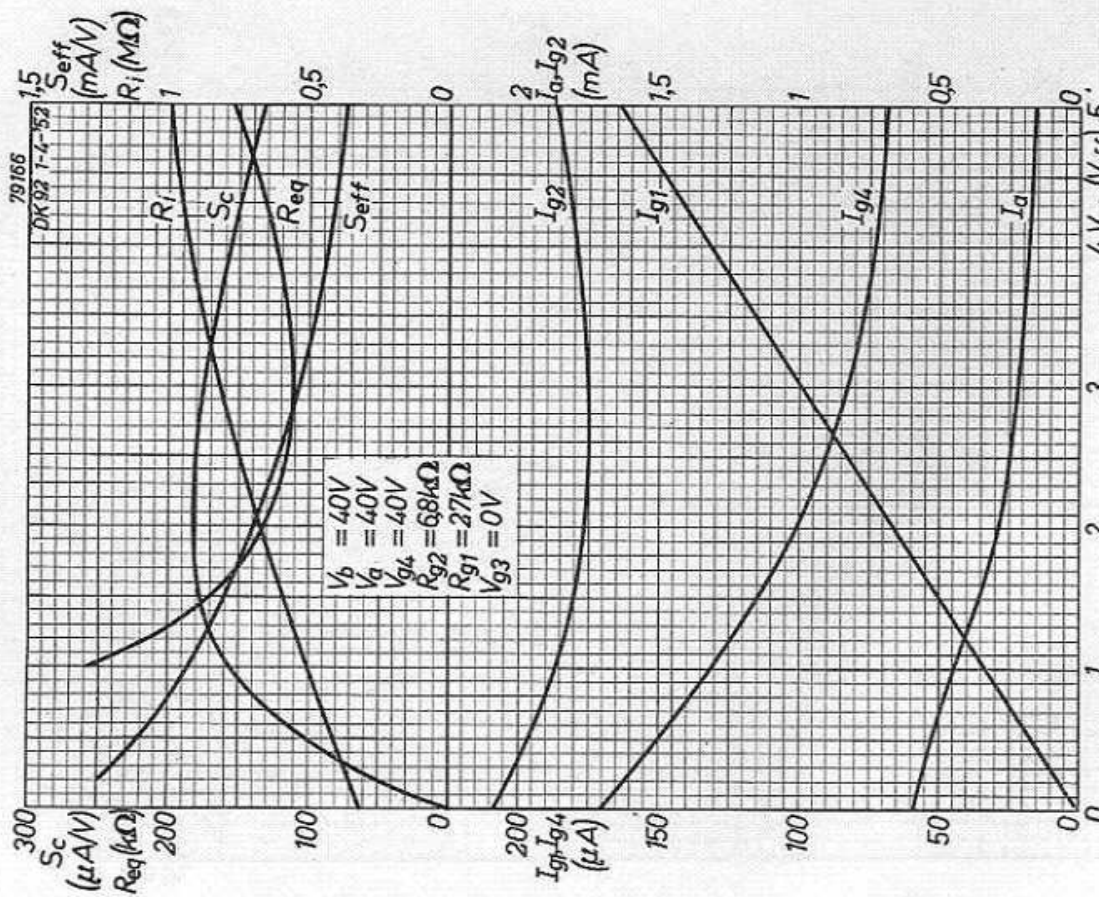


Fig. 19. Als fig. 11, bij een voedingsspanning van 40 V.

Batterij-eindpentode DL 94

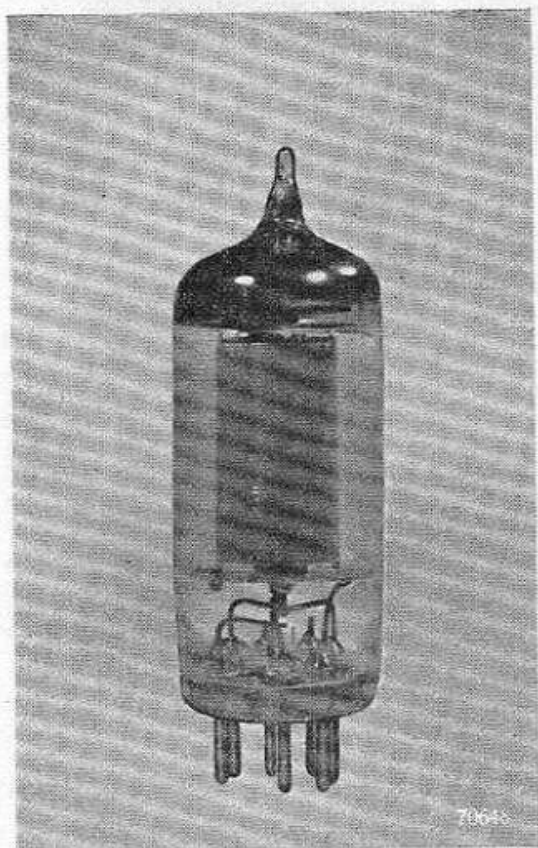


Fig. 1. Foto van de batterij-eindpentode DL 94.

De DL 94 is een eindpentode in miniaturtechniek, die speciaal is ontworpen voor apparaten met een batterijspanning van 90 V of hoger. Voor apparaten met een lagere batterijspanning is de in Deel IIIA beschreven DL 92 meer geschikt.

De gloeidraad van de DL 94 bestaat uit twee gedeelten, die parallel en in serie kunnen worden geschakeld. In het eerste geval kan de gloeidraad uit een 1,4-volts batterij worden gevoed, in het laatste geval uit een 2,8-volts batterij. Bovendien kan in het laatste geval de gloeidraad in een 50 mA gloeidraadserieketen worden opgenomen, waarbij dan evenwel de gloeispanning op 2,6 volt moet worden ingesteld, om geen nadelige gevolgen van de dan gewoonlijk optredende gloeistroomvariaties te ondervinden.

In schakelingen waarbij een gering stroomverbruik van primair belang is, kan ook één helft van de gloeidraad worden gebruikt. Dit gaat dan natuurlijk gepaard met een lager uitgangsvermogen.

Deze laatste schakeling is vooral aantrekkelijk voor z.g. BGW-apparaten, waarbij beide gedeelten van de gloeidraad kunnen worden gebruikt bij voeding uit het lichtnet en één gedeelte bij batterijvoeding. Bij omschakeling dient men er dan evenwel rekening mee te houden dat de aanpassingsweerstand in beide gevallen sterk zal verschillen.

Het maximale uitgangsvermogen van een enkele buis DL 94 met de twee gloeidraadgedeelten parallel geschakeld, bedraagt 340 mW bij een anode- en schermroosterspanning van 90 V. Worden de beide gloeidraadhelften in serie geschakeld, dan wordt het maximale uitgangsvermogen 290 mW, terwijl het met één gloeidraadgedeelte 180 mW bedraagt.

Wenst men grotere vermogens, dan kan de batterijspanning worden verhoogd, maar men kan ook twee buizen in een klasse B balansschakeling gebruiken. Hierdoor neemt natuurlijk het gloeistroomvermogen toe, maar het stroomverbruik van de positieve elektroden voor twee buizen in klasse B balans is gewoonlijk kleiner dan voor een enkele buis in klasse A.

Gebruikt men twee buizen in klasse B balans met anodespanningen van 150 V, dan kan men een uitgangsvermogen van 2 W bereiken.

Gebruikt men deze schakeling in een apparaat dat niet uit batterijen, maar door een vibrator of uit het lichtnet wordt gevoed, dan zal de positieve

spanning gewoonlijk door het verminderde stroomverbruik oplopen als er geen signaal op de antenne staat. Men kan in dit geval een spanningsverhoging tot 180 V toelaten, zonder dat dit gevaar voor de eindbuizen oplevert. Geeft het apparaat zijn volle uitgangsvermogen, dan mogen de spanningen evenwel niet hoger dan 150 V zijn.

GEGEVENS VAN DE BATTERIJ-EINDPENTODE DL 94

Voeding: direct, met batterijstroom, gelijkgerichte wisselstroom of gelijkstroom; serie- of parallelvoeding.

- A. Gloeidraadaansluitingen 5 (neg.) en (1 + 7) (pos.)
(twee delen van de gloeidraad parallel)
Bij parallelvoeding met andere buizen
Gloeispanning $V_f = 1,4 \text{ V}$
Gloeistroom $I_f = 100 \text{ mA}$
- B. Gloeidraadaansluitingen 1 (neg.) en 7 (pos.) (twee delen van de gloeidraad in serie)
Bij parallelvoeding met andere buizen
Gloeispanning $V_f = 2,8 \text{ V}$
Gloeistroom $I_f = 50 \text{ mA}$
- Bij serievoeding met andere buizen
Gloeispanning $V_f = 2,6 \text{ V}$
- C. Gloeidraadaansluitingen 5 (neg.) en 7 (pos.) (één deel van de gloeidraad)
Bij parallelvoeding met andere buizen
Gloeispanning $V_f = 1,4 \text{ V}$
Gloeistroom $I_f = 50 \text{ mA}$
- Bij serievoeding met andere buizen
Gloeispanning $V_f = 1,3 \text{ V}$

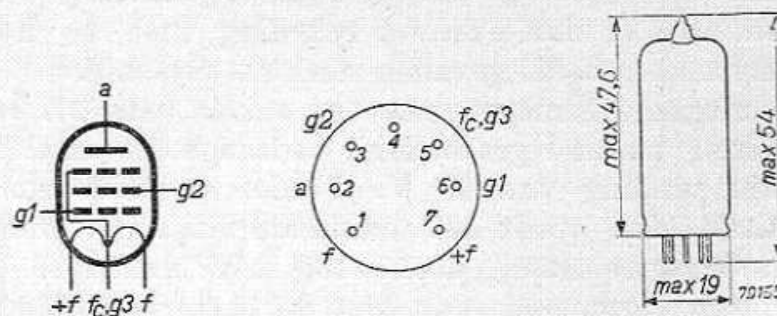


Fig. 2. Electrode schema, elektrodenaansluitingen en max. afmetingen in mm van de DL 94.

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis)

Ingangscapaciteit	$C_{g1} = 5,0 \text{ pF}$
Uitgangscapaciteit	$C_a = 3,8 \text{ pF}$
Capaciteit tussen stuurrooster en anode	$C_{ag1} < 0,4 \text{ pF}$

A. Instelgegevens voor één buis in klasse A schakeling (gloeidraadaansluitingen 5 en (1 + 7), $V_f = 1,4$ V, $I_f = 100$ mA) (Zie fig. 9 en 10)

Anodespanning	V_a	=	90	86	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	86	120	113	V
Stuurroosterspanning . .	V_{g1}	=	-5,1	-4,5	-8,1	-7,1	V
Anodestroom	I_a	=	8,0	8,0	10	10	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	1,8	1,8	2,3	2,3	mA
Steilheid	S	=	2,0	2,0	2,0	2,0	mA/V
Versterkingsfactor van							
g_2 t.o.v. g_1	μ_{g2g1}	=	7,3	7,3	7,3	7,3	
Inwendige weerstand . .	R_i	=	110	110	110	110	k Ω
Aanpassingsweerstand . .	$R_{a\sim}$	=	8	8	8	8	k Ω
Max. uitgangsvermogen .							
$W_o(I_{g1} = +0,3\mu\text{A})$		=	340	290	680	570	mW
Vereiste ingangswissel-							
spanning	V_i	=	4,5	4,1	6,6	5,9	V_{eff}
Vervorming	d_{tot}	=	12	11	15	14	%
Uitgangsvermogen bij							
10% vervorming $W_o(d_{\text{tot}} = 10\%)$		=	310	280	550	500	mW
Vereiste ingangswissel-							
spanning	$V_i(d_{\text{tot}} = 10\%)$	=	4,1	4,0	5,0	4,9	V_{eff}
Gevoeligheid	$V_i(W_o = 50 \text{ mW})$	=	1,35	1,35	1,3	1,3	V_{eff}

B. Instelgegevens voor één buis in klasse A schakeling (gloeidraadaansluitingen 1 en 7, $V_f = 2,8$ V, $I_f = 50$ mA) (Zie fig. 23 en 24)

Anodespanning	V_a	=	90	86	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	86	120	113	V
Stuurroosterspanning . .	V_{g1}	=	-4,2	-4,3	-8,1	-7,2	V
Anodestroom	I_a	=	8,0	7,0	9,0	9,0	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	1,7	1,5	1,8	1,8	mA
Steilheid	S	=	2,0	1,9	2,0	2,0	mA/V
Versterkingsfactor van g_2							
t.o.v. g_1	μ_{g2g1}	=	7,3	7,3	7,3	7,3	
Inwendige weerstand . .	R_i	=	120	120	120	120	k Ω
Aanpassingsweerstand . .	$R_{a\sim}$	=	10	10	10	10	k Ω
Max. uitgangsvermogen .							
$W_o(I_{g1} = +0,3\mu\text{A})$		=	290	270	620	525	mW
Vereiste ingangswissel-							
spanning	V_i	=	4,0	4,0	6,6	6,1	V_{eff}
Vervorming	d_{tot}	=	12	11,5	17	16	%
Uitgangsvermogen bij							
10% vervorming $W_o(d_{\text{tot}} = 10\%)$		=	280	250	500	420	mW
Vereiste ingangswissel-							
spanning	$V_i(d_{\text{tot}} = 10\%)$	=	3,8	3,7	4,8	4,4	V_{eff}
Gevoeligheid	$V_i(W_o = 50 \text{ mW})$	=	1,35	1,40	1,35	1,35	V_{eff}

C. Instelgegevens voor één buis in klasse A (spaarschakeling, gloeidraad-aansluitingen 5 en 7, $V_f = 1,4$ V, $I_f = 50$ mA) (Zie fig. 35 en 36)

Anodespanning	V_a	=	90	86	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	86	120	113	V
Stuurroosterspanning . .	V_{g1}	=	-5,5	-4,5	-8,5	-7,5	V
Anodestroom	I_a	=	4,0	4,5	5,0	5,0	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	0,8	0,9	1,0	1,0	mA
Steilheid	S	=	1,0	1,0	1,0	1,0	mA/V
Versterkingsfactor van g_2							
t.o.v. g_1	μ_{g2g1}	=	7,2	7,2	7,3	7,3	
Inwendige weerstand . .	R_i	=	200	180	200	180	k Ω
Aanpassingsweerstand . .	$R_{a\sim}$	=	20	20	20	20	k Ω
Max. uitgangsvermogen							
$W_o(I_{g1} = +0,3\mu\text{A})$		=	180	160	350	300	mW
Vereiste ingangswisselspanning							
V_i		=	4,7	4,2	7,2	6,3	V_{eff}
Vervorming							
d_{tot}		=	13	12	15	14,5	%
Uitgangsvermogen bij							
10% vervorming $W_o(d_{\text{tot}} = 10\%)$		=	170	150	290	250	mW
Vereiste ingangswisselspanning							
$V_i(d_{\text{tot}} = 10\%)$		=	4,1	3,9	5,1	5,1	V_{eff}
Gevoeligheid							
$V_i(W_o = 50 \text{ mW})$		=	1,8	1,8	1,7	1,7	V_{eff}

D. Instelgegevens voor twee buizen in klasse A balansschakeling (gloeidraad-aansluitingen 5 en (1 + 7), $V_f = 1,4$ V, $I_f = 2 \times 100$ mA) (Zie fig. 11 en 12)

Anodespanning	V_a	=	90	85	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	85	120	113	V
Stuurroosterspanning . .	V_{g1}	=	-5,1	-5,2	-8,1	-7,1	V
Anodestroom	I_a	=	2×8	$2 \times 6,5$	2×10	2×10	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 1,8$	$2 \times 1,4$	$2 \times 2,3$	$2 \times 2,3$	mA
Aanpassingsweerstand . .	$R_{aa\sim}$	=	14	14	14	14	k Ω
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	4,4	4,5	6,8	5,9	V_{eff}
Uitgangsvermogen							
W_o		=	650	550	1300	1160	mW
Vervorming							
d_{tot}		=	10	10	10	10	%
Gevoeligheid							
$V_i(W_o = 50 \text{ mW})$		=	1,0	1,0	0,95	0,95	V_{eff}

E. Instelgegevens voor twee buizen in klasse A balansschakeling (gloeidraad-aansluitingen 1 en 7; gloeidraden van twee buizen parallel; $V_f = 2,8 \text{ V}$, $I_f = 2 \times 50 \text{ mA}$) (Zie fig. 25 en 26)

Anodespanning	V_a	=	90	85	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	85	120	113	V
Stuurroosterspanning . . .	V_{g1}	=	-5,2	-4,8	-8,2	-7,2	V
Anodestroom	I_a	=	2×6	$2 \times 5,5$	2×8	2×8	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 1,3$	$2 \times 1,2$	$2 \times 1,8$	$2 \times 1,8$	mA
Aanpassingsweerstand . .	$R_{aa} \sim$	=	16	16	14	14	k Ω
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	4,8	4,3	6,9	6,0	V_{eff}
Uitgangsvermogen	W_o	=	550	500	1200	1000	mW
Vervorming	d_{tot}	=	10	10	10	10	%
Gevoeligheid . . $V_i(W_o = 50 \text{ mW})$		=	1,1	1,1	1,05	1,05	V_{eff}

F. Instelgegevens voor twee buizen in klasse A balansschakeling (gloeidraad-aansluitingen 5 en 7; spaarschakeling; $V_f = 1,4 \text{ V}$, $I_f = 2 \times 50 \text{ mA}$) (Zie fig. 37 en 38)

Anodespanning	V_a	=	90	85	120	113	V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	85	120	113	V
Stuurroosterspanning . . .	V_{g1}	=	-5,5	-5,4	-8,5	-7,5	V
Anodestroom	I_a	=	2×4	$2 \times 3,3$	2×5	2×5	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 0,8$	$2 \times 0,7$	$2 \times 1,0$	$2 \times 1,0$	mA
Aanpassingsweerstand . .	$R_{aa} \sim$	=	28	28	28	28	k Ω
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	4,8	4,8	7,5	6,6	V_{eff}
Uitgangsvermogen	W_o	=	340	320	750	650	mW
Vervorming	d_{tot}	=	8	8	10	10	%
Gevoeligheid $V_i(W_o = 50 \text{ mW})$		=	1,45	1,5	1,35	1,35	V_{eff}

G. Instelgegevens voor twee buizen in klasse B balansschakeling (gloeidraad-aansluitingen 5 en (1 + 7), $V_f = 1,4 \text{ V}$, $I_f = 2 \times 100 \text{ mA}$) (Zie fig. 13, 14, 15)

Anodespanning	V_a	=	90		82		V
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90		82		V
Stuurroosterspanning . . .	V_{g1}	=	-9,8		-8,3		V
Aanpassingsweerstand . .	$R_{aa} \sim$	=	14		14		k Ω
Gevoeligheid $V_i(W_o = 50 \text{ mW})$		=	2		2		V_{eff}
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	0	8	0	6,6	V_{eff}
Anodestroom	I_a	=	$2 \times 1,5$	$2 \times 6,3$	$2 \times 1,5$	$2 \times 5,25$	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 0,32$	$2 \times 2,25$	$2 \times 0,32$	$2 \times 1,75$	mA
Uitgangsvermogen	W_o	=	0	580	0	445	mW
Vervorming	d_{tot}	=	—	5	—	4	%

Anodespanning	$V_a =$	120	108	V		
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	120	108	V		
Stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	-13,7	-12,2	V		
Aanpassingsweerstand	$R_{aa} \sim =$	14	14	k Ω		
Gevoeligheid $V_i(W_o=50 \text{ mW}) =$		2,4	2,5	V_{eff}		
Ingangswisselspanning	$V_i =$	0	11	0	10	V_{eff}
Anodestroom	$I_a =$	$2 \times 1,5$	2×9	$2 \times 1,5$	2×8	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	$2 \times 0,32$	$2 \times 3,1$	$2 \times 0,32$	$2 \times 2,6$	mA
Uitgangsvermogen	$W_o =$	0	1200	0	900	mW
Vervorming	$d_{\text{tot}} =$	—	5	—	5	%
Anodespanning	$V_a =$		150			V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$		150			V
Stuurroosterspanning	$V_{g1} =$		-17,4			V
Aanpassingsweerstand	$R_{aa} \sim =$		12			k Ω
Gevoeligheid $V_i(W_o=50 \text{ mW}) =$			2,3			V_{eff}
Ingangswisselspanning	$V_i =$	0			13,3	V_{eff}
Anodestroom	$I_a =$	2×2			$2 \times 12,5$	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	$2 \times 0,42$			$2 \times 4,4$	mA
Uitgangsvermogen	$W_o =$	0			2150	mW
Vervorming	$d_{\text{tot}} =$	—			4,5	%

H. Instelgegevens voor twee buizen in klasse B balansschakeling (gloeidraad-aansluitingen 1 en 7; gloeidraden van twee buizen parallel; $V_f = 2,8 \text{ V}$, $I_f = 2 \times 50 \text{ mA}$) (Zie fig. 27, 28, 29)

Anodespanning	$V_a =$	90	82	V		
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	90	82	V		
Stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	-8,8	-7,6	V		
Aanpassingsweerstand	$R_{aa} \sim =$	14	14	k Ω		
Gevoeligheid $V_i(W_o=50 \text{ mW}) =$		2,25	2,3	V_{eff}		
Ingangswisselspanning	$V_i =$	0	7,6	0	6,4	V_{eff}
Anodestroom	$I_a =$	$2 \times 1,5$	$2 \times 5,75$	$2 \times 1,5$	$2 \times 5,25$	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	$2 \times 0,32$	$2 \times 1,7$	$2 \times 0,32$	$2 \times 1,5$	mA
Uitgangsvermogen	$W_o =$	0	530	0	420	mW
Vervorming	$d_{\text{tot}} =$	—	4	—	3,5	%
Anodespanning	$V_a =$	120	108	V		
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	120	108	V		
Stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	-13	-11	V		
Aanpassingsweerstand	$R_{aa} \sim =$	14	14	k Ω		
Gevoeligheid $V_i(W_o=50 \text{ mW}) =$		2,4	2,4	V_{eff}		
Ingangswisselspanning	$V_i =$	0	10	0	9,0	V_{eff}
Anodestroom	$I_a =$	$2 \times 1,5$	$2 \times 8,5$	$2 \times 1,5$	$2 \times 7,5$	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	$2 \times 0,32$	2×3	$2 \times 0,32$	$2 \times 2,4$	mA
Uitgangsvermogen	$W_o =$	0	1100	0	850	mW
Vervorming	$d_{\text{tot}} =$	—	6	—	4	%

Anodespanning	V_a	=	150	V	
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	150	V	
Stuurroosterspanning . . .	V_{g1}	=	-16,8	V	
Aanpassingsweerstand . . .	R_{aa}	=	14	k Ω	
Gevoeligheid $V_i(W_o=50$ mW)		=	2,4	V_{eff}	
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	0	13	V_{eff}
Anodestroom	I_a	=	2×2	$2 \times 11,5$	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 0,47$	$2 \times 4,3$	mA
Uitgangsvermogen	W_o	=	0	2000	mW
Vervorming	d_{tot}	=	—	4,5	%

I. Instelgegevens voor twee buizen in klasse B balansschakeling (gloeidraadaansluitingen 5 en 7, spaarschakeling; $V_f = 1,4$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA) (zie fig. 39)

Anodespanning	V_a	=	90	82	V		
Schermroosterspanning . .	V_{g2}	=	90	82	V		
Stuurroosterspanning . . .	V_{g1}	=	-8,5	-7,5	V		
Aanpassingsweerstand . . .	R_{aa}	=	28	28	k Ω		
Gevoeligheid $V_i(W_o=50$ mW)		=	2,5	2,6	V_{eff}		
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	0	7,2	0	6,4	V_{eff}
Anodestroom	I_a	=	2×1	$2 \times 3,2$	2×1	2×3	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 0,2$	$2 \times 1,05$	$2 \times 0,2$	2×1	mA
Uitgangsvermogen	W_o	=	0	300	0	265	mW
Vervorming	d_{tot}	=	—	3,5	—	4	%

J. Instelgegevens voor twee buizen in klasse AB balansschakeling (gloeidraadaansluitingen 5 en (1 + 7), $V_f = 1,4$ V, $I_f = 2 \times 100$ mA) (Zie fig. 16)

Bij deze schakeling is de katodeweerstand R_k opgenomen in de gemeenschappelijke negatieve leiding van de hoogspanningsvoeding. Aangenomen wordt, dat door deze weerstand een extra stroom van 5 mA vloeit, afkomstig van de buizen die aan de balanseindtrap voorafgaan.

Anodevoedingsspanning . .	V_{ba}	=	120	V	
Schermroosterspanning . .	V_{bg2}	=	120	V	
Katodeweerstand	R_k	=	470	Ω	
Aanpassingsweerstand . . .	R_{aa}	=	14	k Ω	
Gevoeligheid $V_i(W_o=50$ mW)		=	1,2	V_{eff}	
Ingangswisselspanning . .	V_i	=	0	9,9	V_{eff}
Anodestroom	I_a	=	$2 \times 5,7$	$2 \times 7,65$	mA
Schermroosterstroom . . .	I_{g2}	=	$2 \times 1,25$	$2 \times 2,9$	mA
Uitgangsvermogen	W_o	=	0	900	mW
Vervorming	d_{tot}	=	—	5	%

K. Instelgegevens van twee buizen in klasse AB balansschakeling (gloeidraadaansluitingen 1 en 7; gloeidraden van twee buizen parallel; $V_f = 2,8$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA) (Zie fig. 30)

Evenals bij de vorige instelling, is de katodeweerstand R_k in de gemeenschappelijke minleiding opgenomen, terwijl er een extra stroom van 5 mA van de voorafgaande buizen door deze weerstand vloeit.

Anodevoedingsspanning	V_{ba}	=	120	V	
Schermroosterspanning	V_{g2}	=	120	V	
Katodeweerstand	R_k	=	470	Ω	
Aanpassingsweerstand	R_{aa}	=	14	k Ω	
Gevoeligheid $V_i(W_o=50$ mW)		=	1,3	V_{eff}	

Ingangswisselspanning	V_i	=	0	9,7	V_{eff}
Anodestroom	I_a	=	$2 \times 5,3$	$2 \times 7,5$	mA
Schermroosterstroom	I_{g2}	=	$2 \times 1,1$	$2 \times 2,6$	mA
Uitgangsvermogen	W_o	=	0	850	mW
Vervorming	d_{tot}	=	—	5	%

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	= max.	150 V
Anodespanning zonder ingangswisselspanning	$V_a(V_i = 0)$	= max.	180 V
Anodespanning bij koude buis	V_{a0}	= max.	200 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	1,2 W
Schermroosterspanning	V_{g2}	= max.	150 V
Schermroosterspanning zonder ingangswisselspanning	$V_{g2}(V_i = 0)$	= max.	180 V
Schermroosterspanning bij koude buis	V_{g20}	= max.	200 V
Schermroosterdissipatie	W_{g2}	= max.	0,45 W
Katodestroom voor één gedeelte van de gloeidraad	I_k	= max.	6 mA
Katodestroom voor de totale gloeidraad (twee gloeidraadgedeelten parallel)	I_k	= max.	12 mA
Katodestroom voor de totale gloeidraad (twee gloeidraadgedeelten in serie)	I_k	= max.	11 mA
Uitwendige weerstand tussen stuurrooster en gloeidraad	R_{g1}	= max.	1 M Ω
Beginpunt van roosterstroom	$V_{g1}(I_{g1} = + 0,3 \mu\text{A})$	= max.	0 V

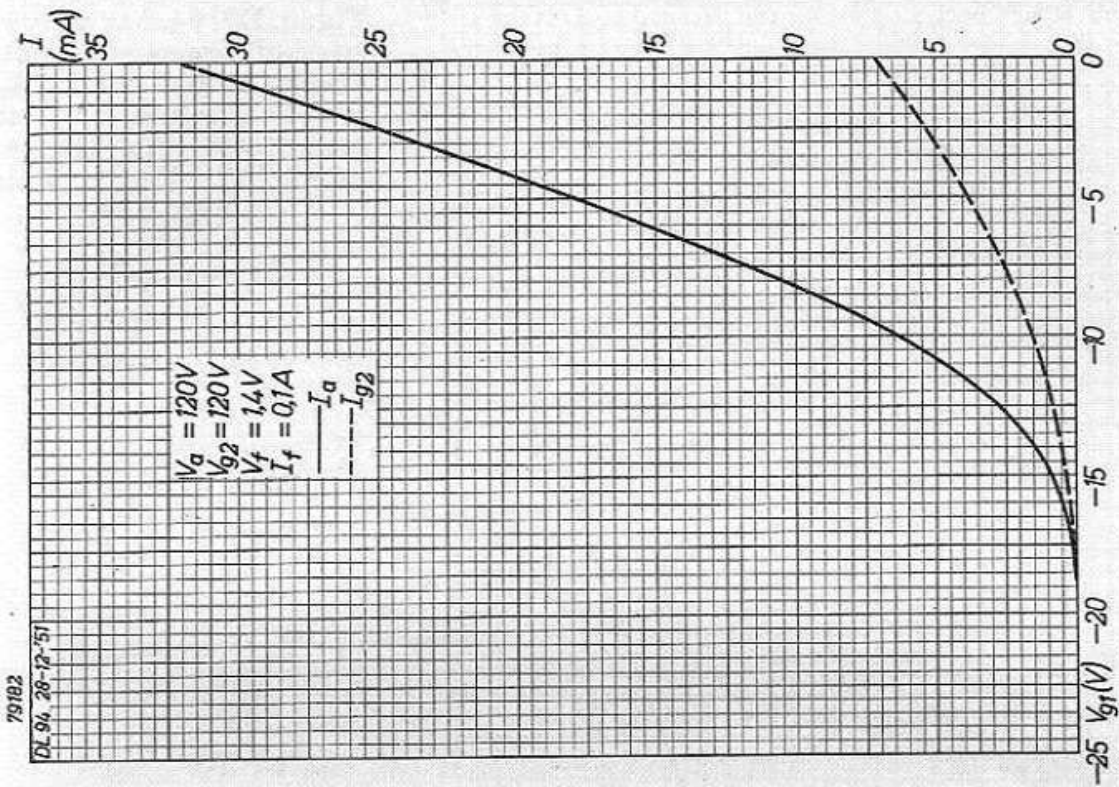


Fig. 4. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 120 V$; twee gedeelten
van de gloeidraad parallelgeschakeld. Verder als
fig 3.

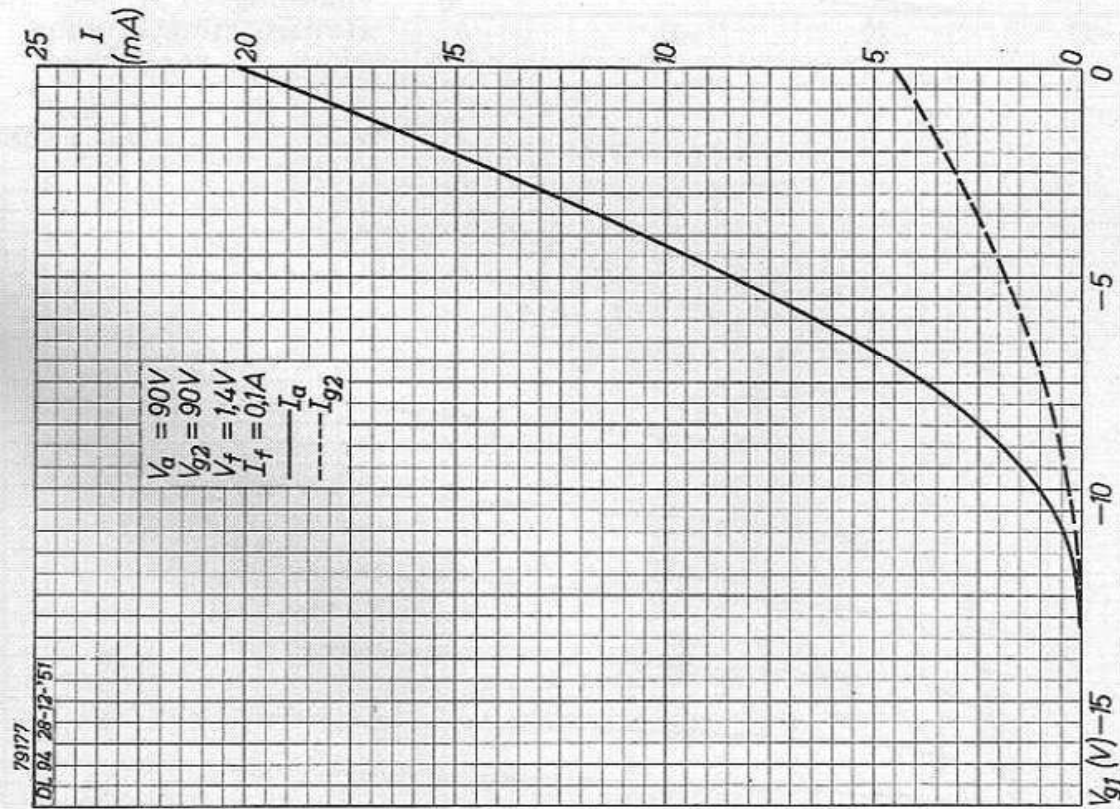


Fig. 3. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 90 V$; twee gloeidraad-
gedeelten parallelgeschakeld. Anodestroom (I_a)
en schermroosterstroom (I_{g2}) als functie van
de stuurroosterspanning (V_{g1}).

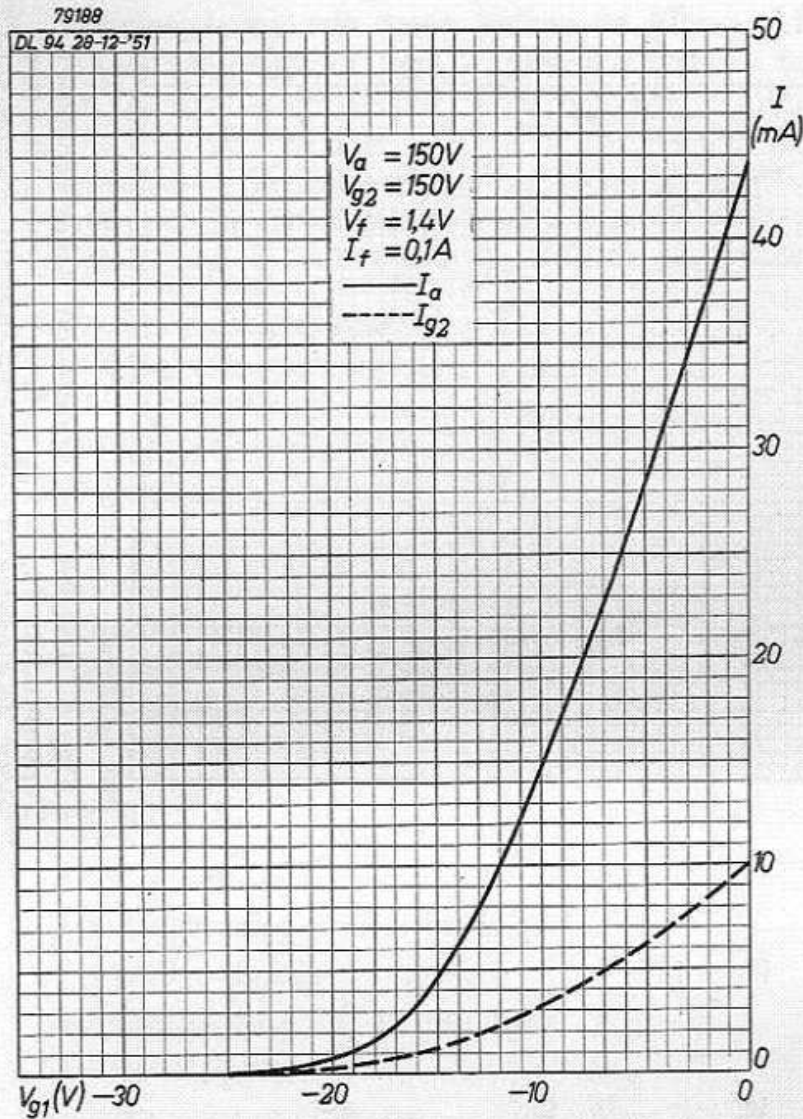
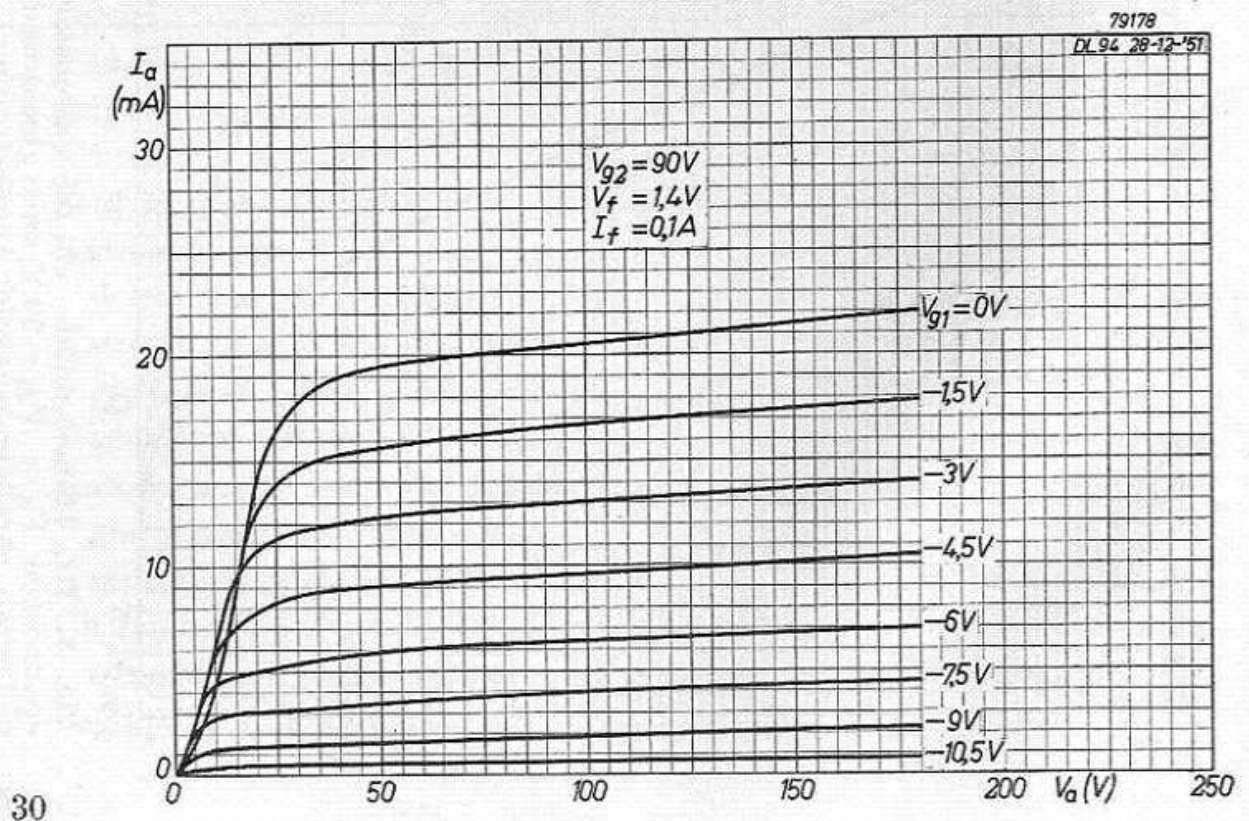


Fig. 5. DL 94 met anode- en schermroosterspanningen $V_a = V_{g2} = 150V$; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Verder als fig. 3.

Fig. 6. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 90V$; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a), met de stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter.



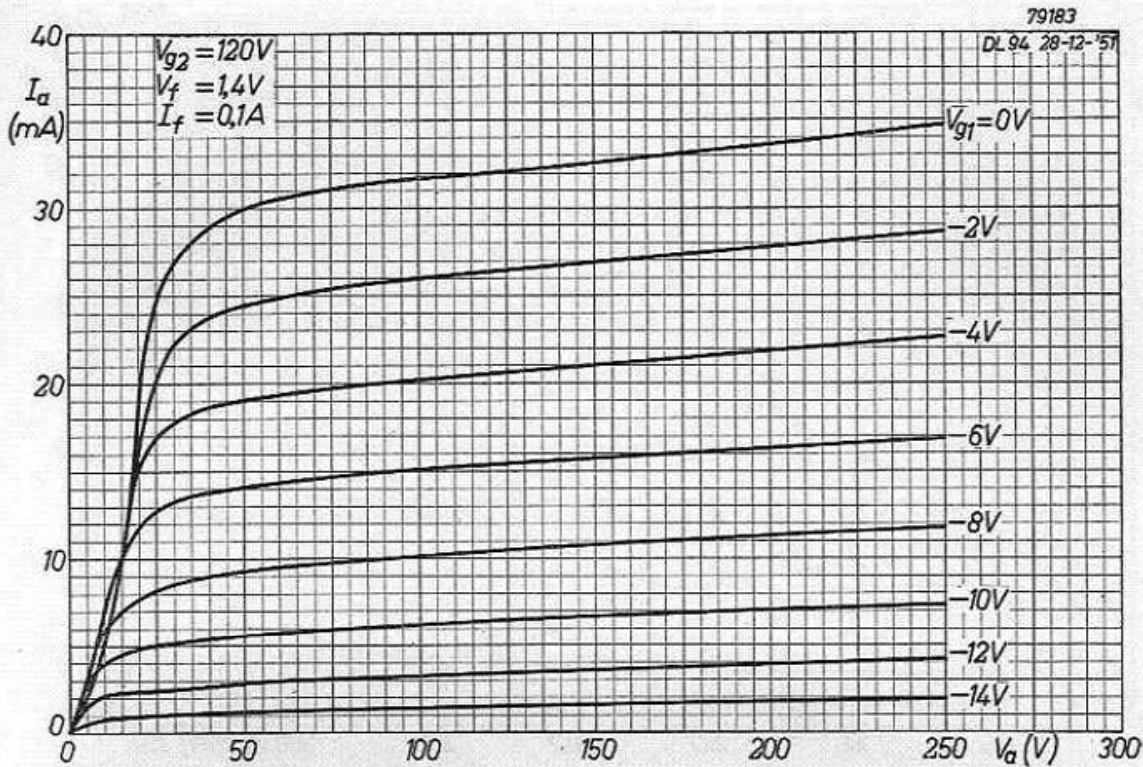


Fig. 7. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 120 V$; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Verder als fig. 6.

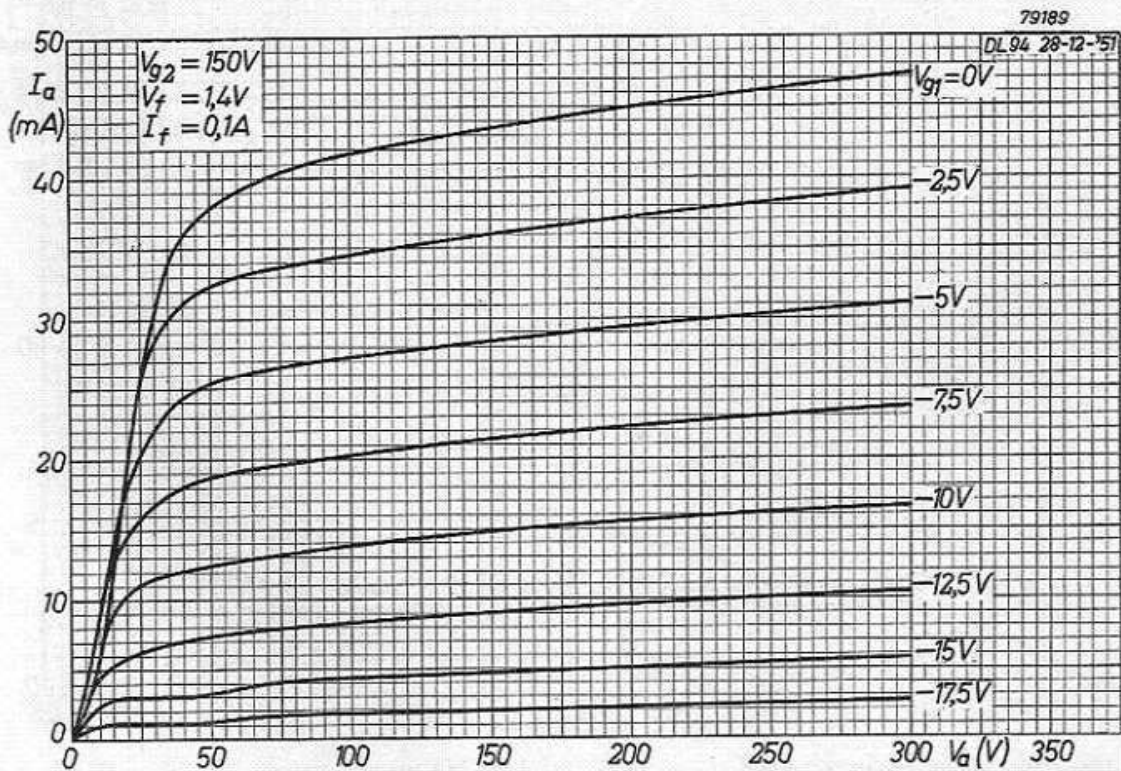


Fig. 8. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 150 V$; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Verder als fig. 6.

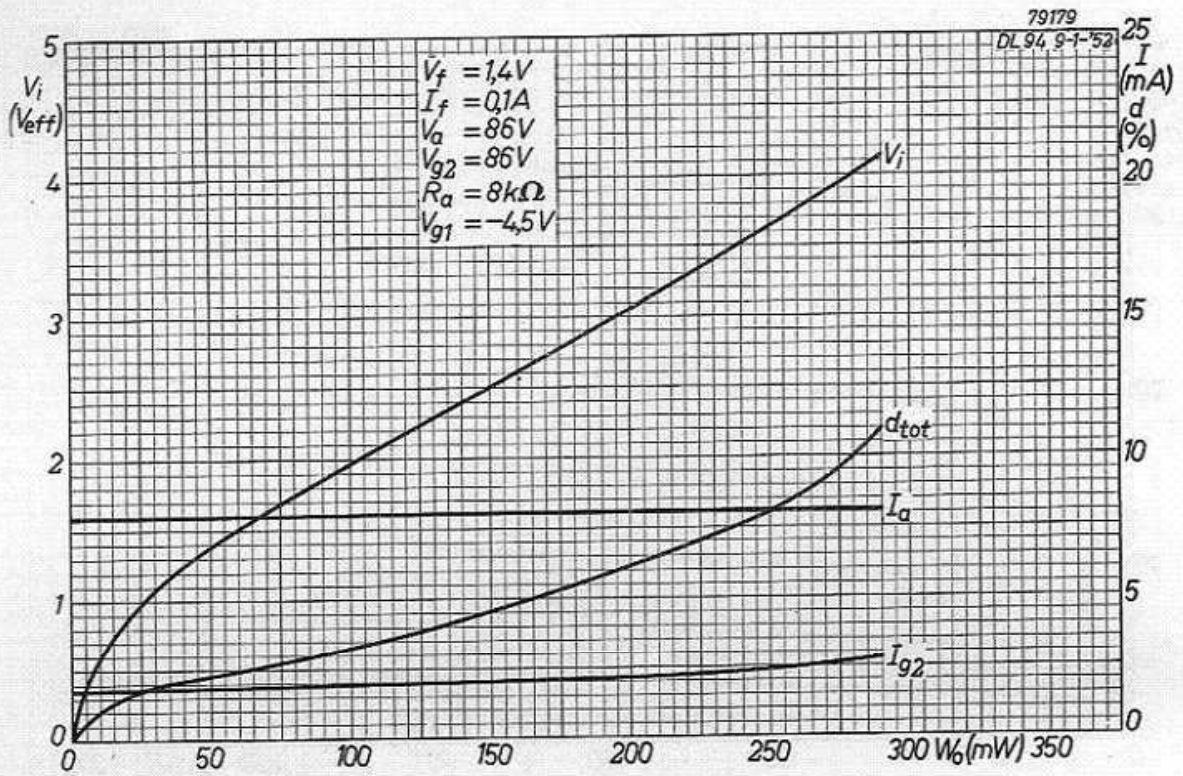


Fig. 9. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 90 V; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2}), vereiste ingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o). Zie tabel A blz. 23.

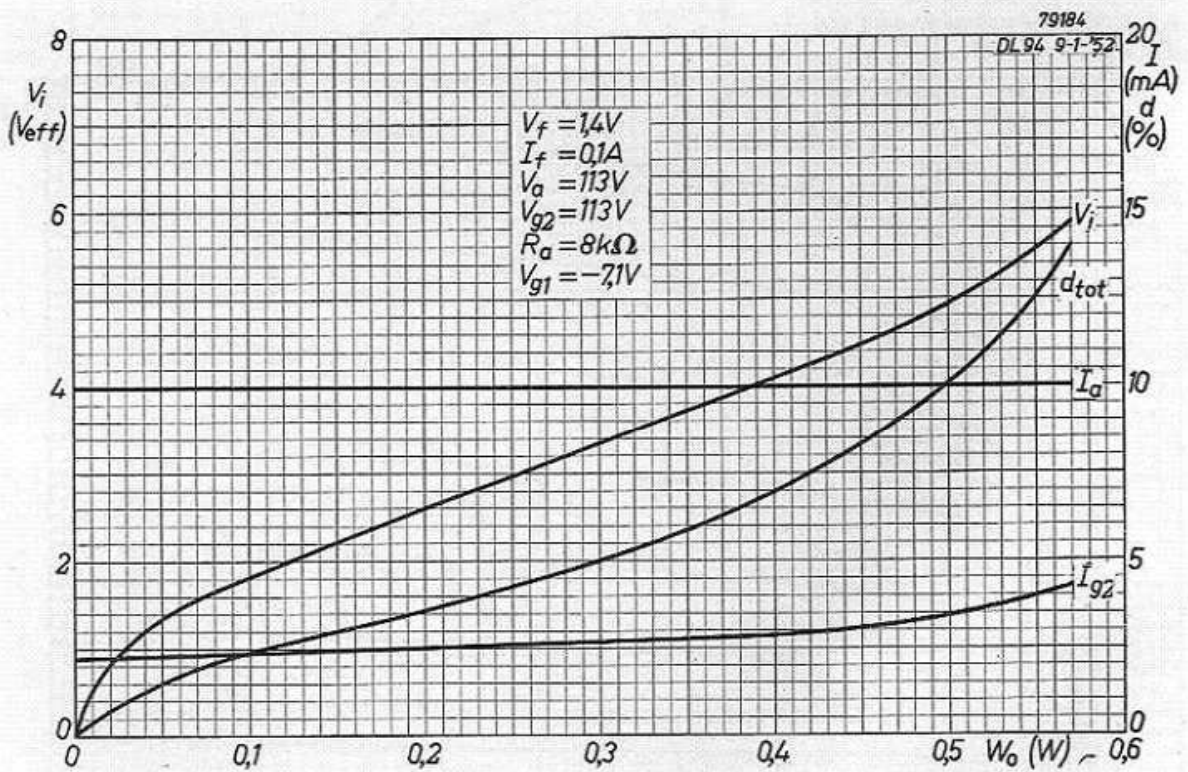


Fig. 10. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 120 V; twee gedeelten van de gloeidraad parallelgeschakeld. Verder als fig. 9. Zie tabel A blz. 23.

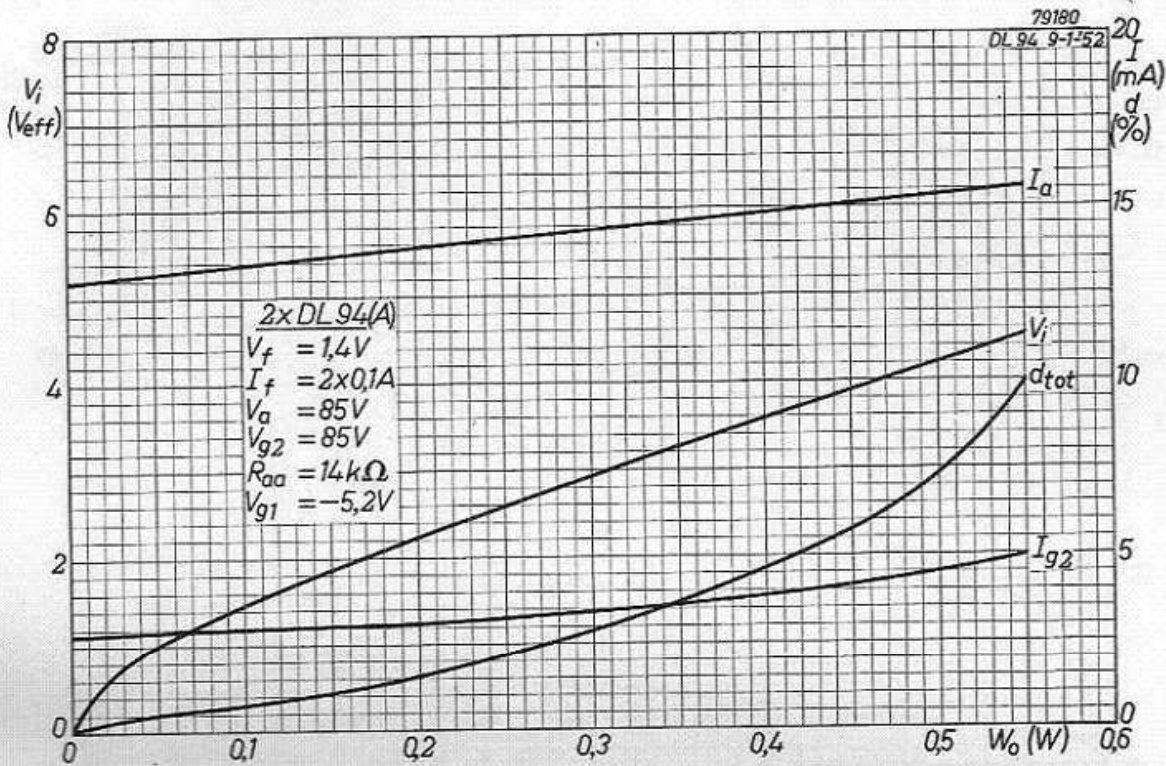


Fig. 11. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Totale anodestroom (I_a), totale schermroosterstroom (I_{g2}), vereiste ingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o). Zie tabel D blz. 24.

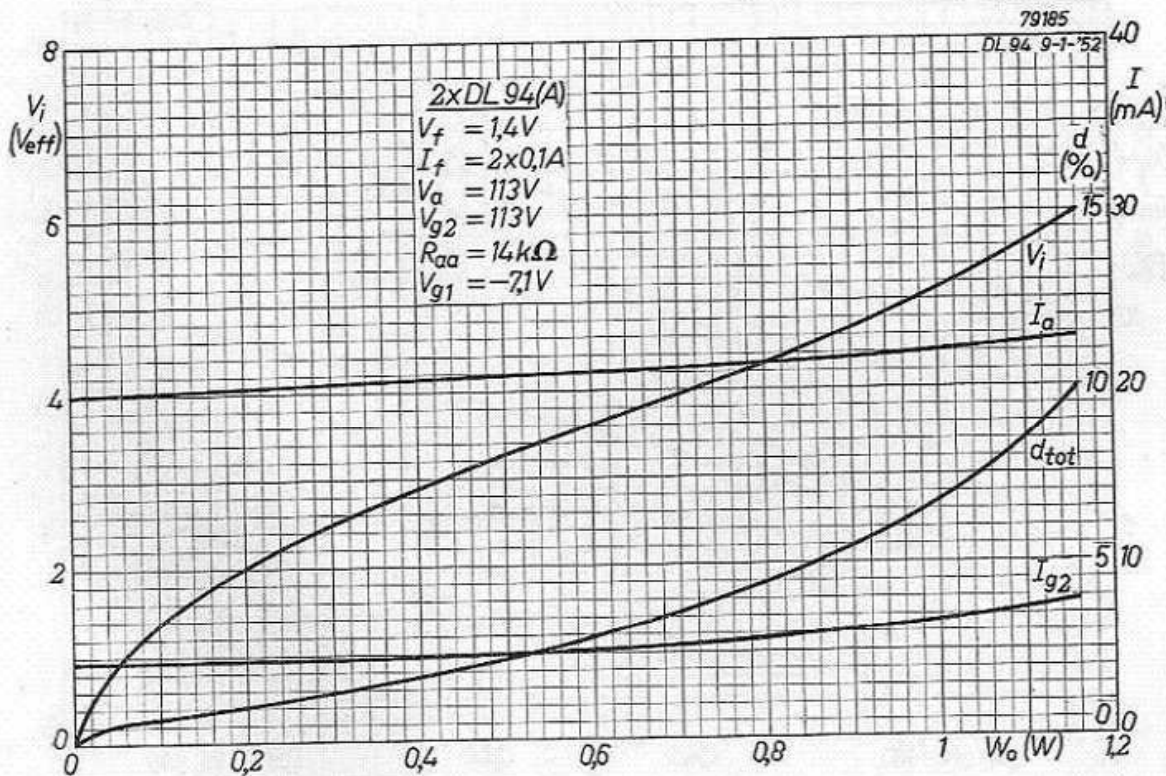


Fig. 12. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Verder als fig. 11. Zie tabel D blz. 24.

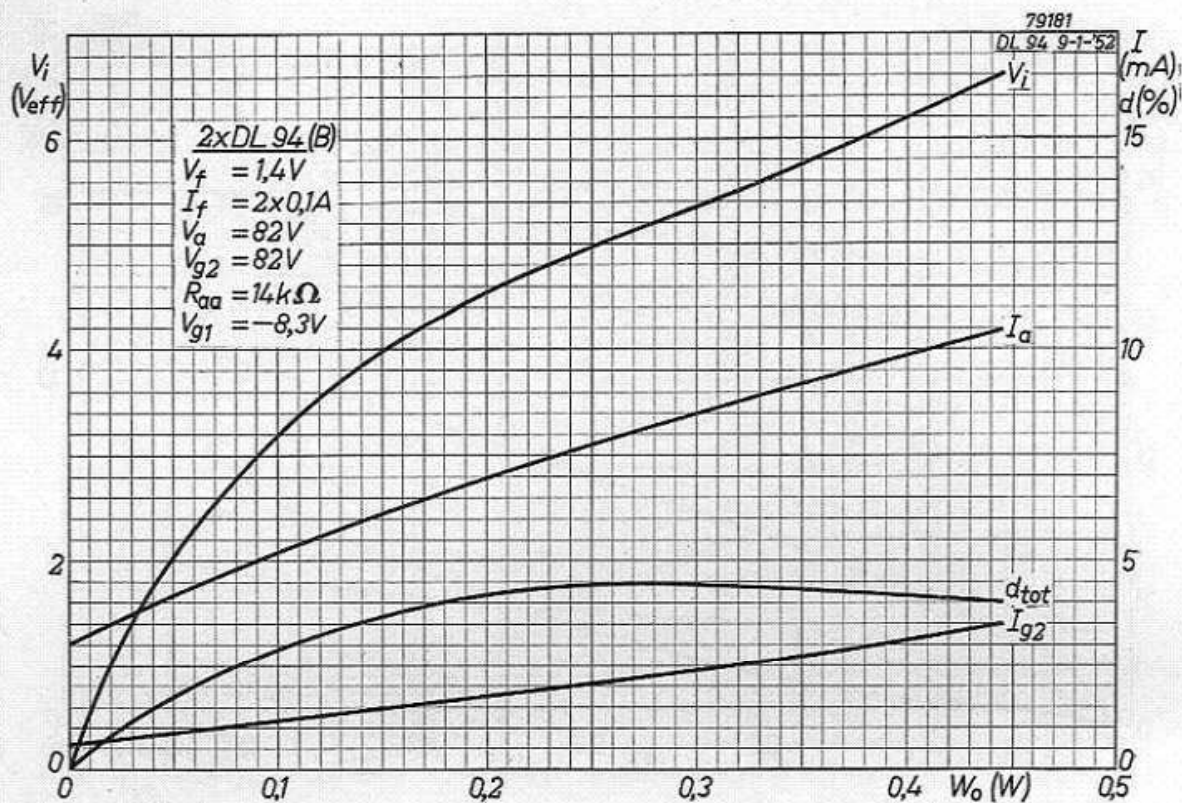


Fig. 13. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Verder als fig. 11. Zie tabel G blz. 25.

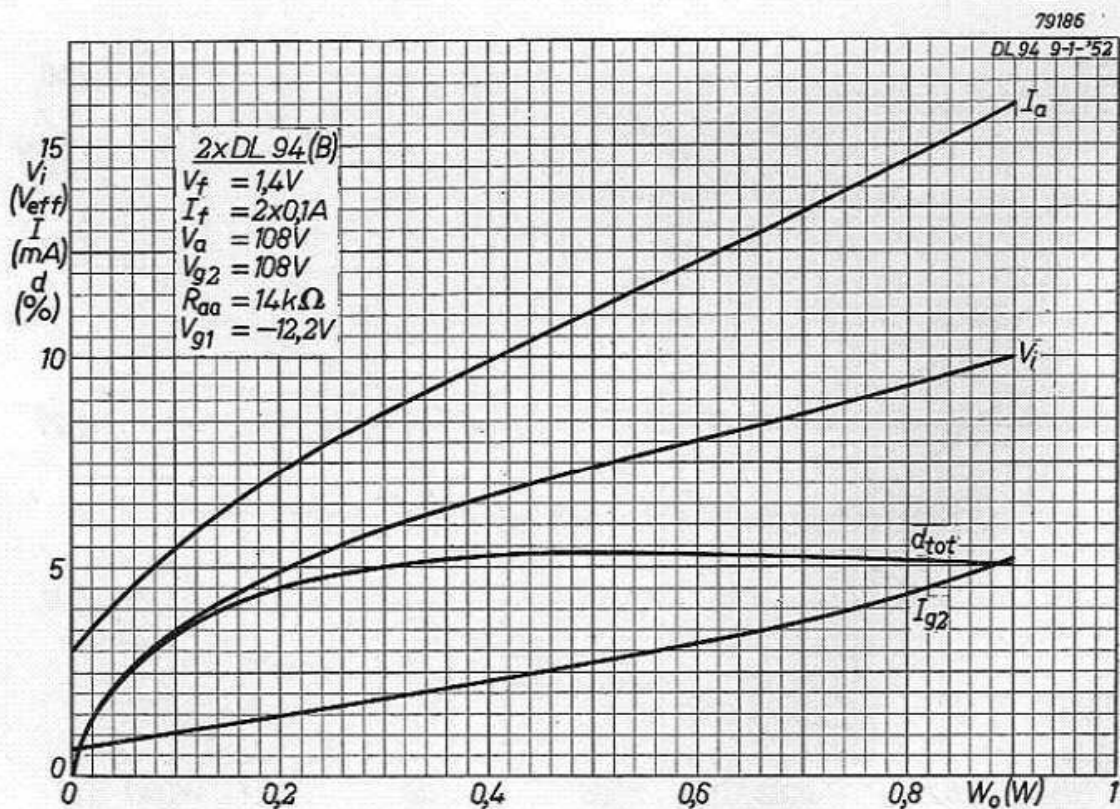


Fig. 14. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Verder als fig. 11. Zie tabel G blz. 26.

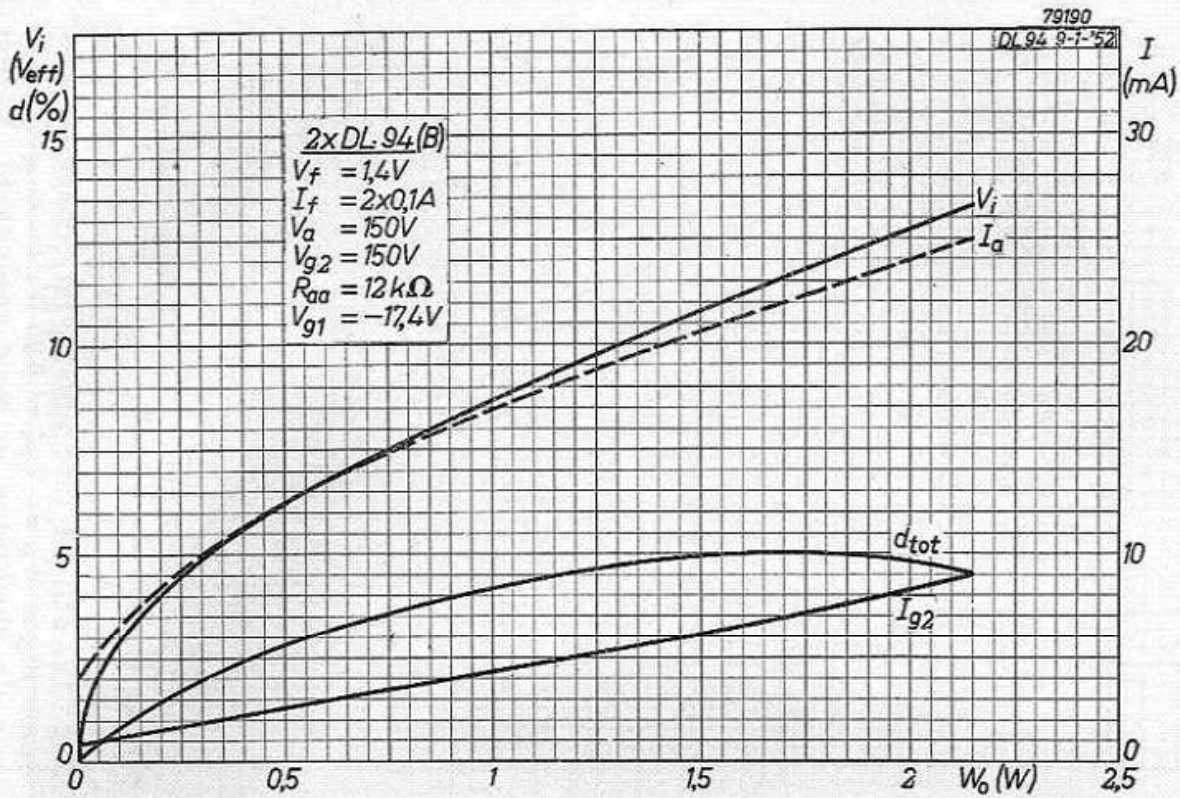


Fig. 15. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 150 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Verder als fig. 11. Zie tabel G blz. 26.

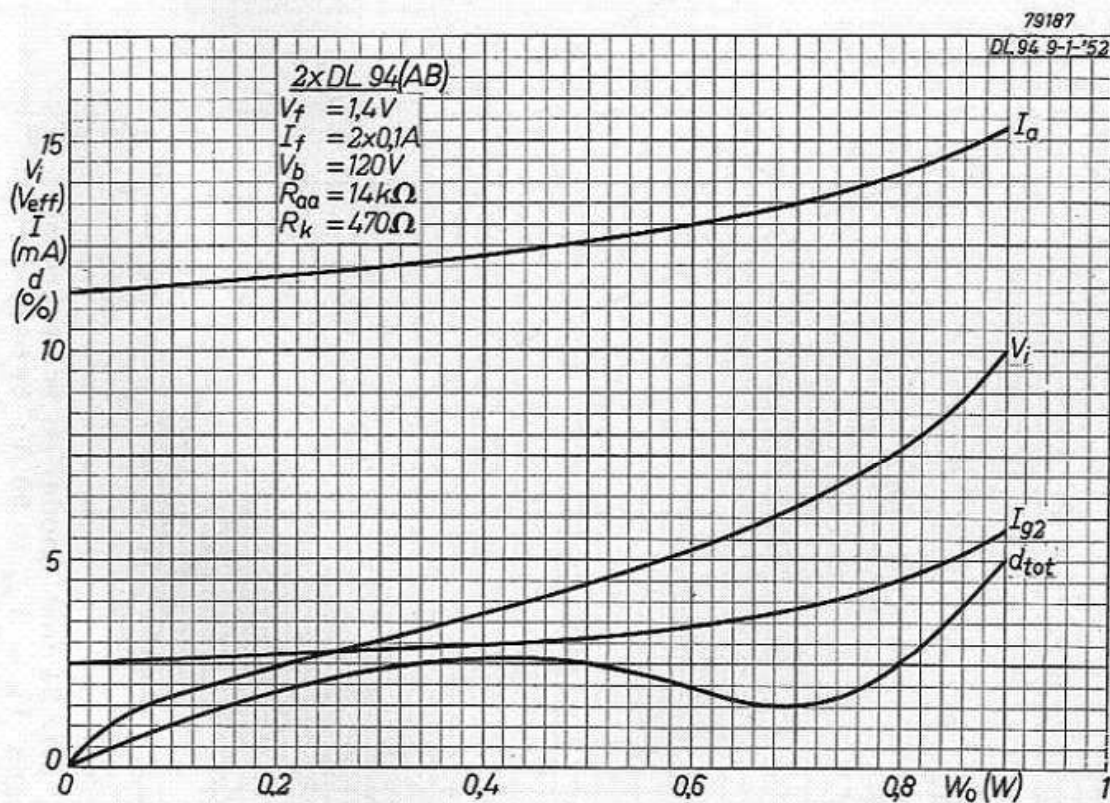


Fig. 16. Twee buizen DL 94 in klasse AB balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; vier gedeelten van de gloeidraden parallelgeschakeld. Verder als fig. 11. Zie tabel J blz. 27, speciaal voor R_k .

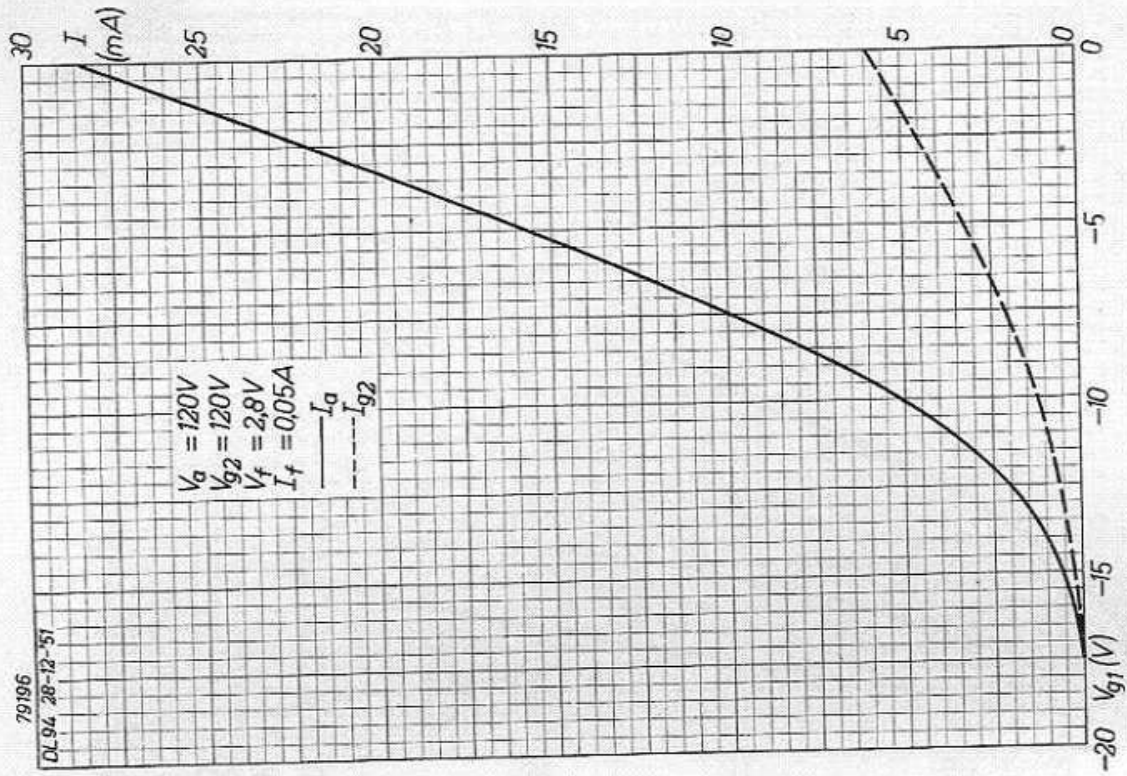


Fig. 18. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 120 V$; twee gedeelten
van de gloeidraad in serie geschakeld. Verder
als fig. 17.

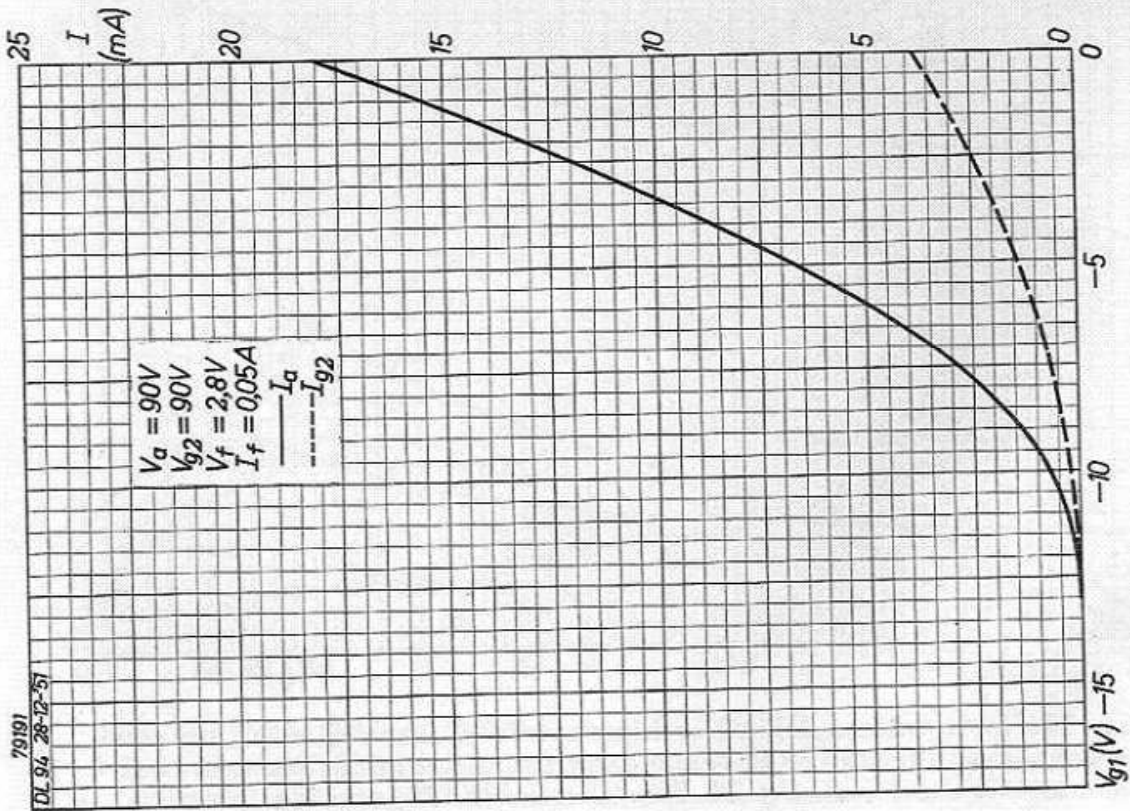


Fig. 17. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 90 V$; twee gedeelten
van de gloeidraad in serie geschakeld. Anode-
stroom (I_a) en schermroosterstroom (I_{g2}) als
functie van de stuurroosterstroom (V_{g1}).

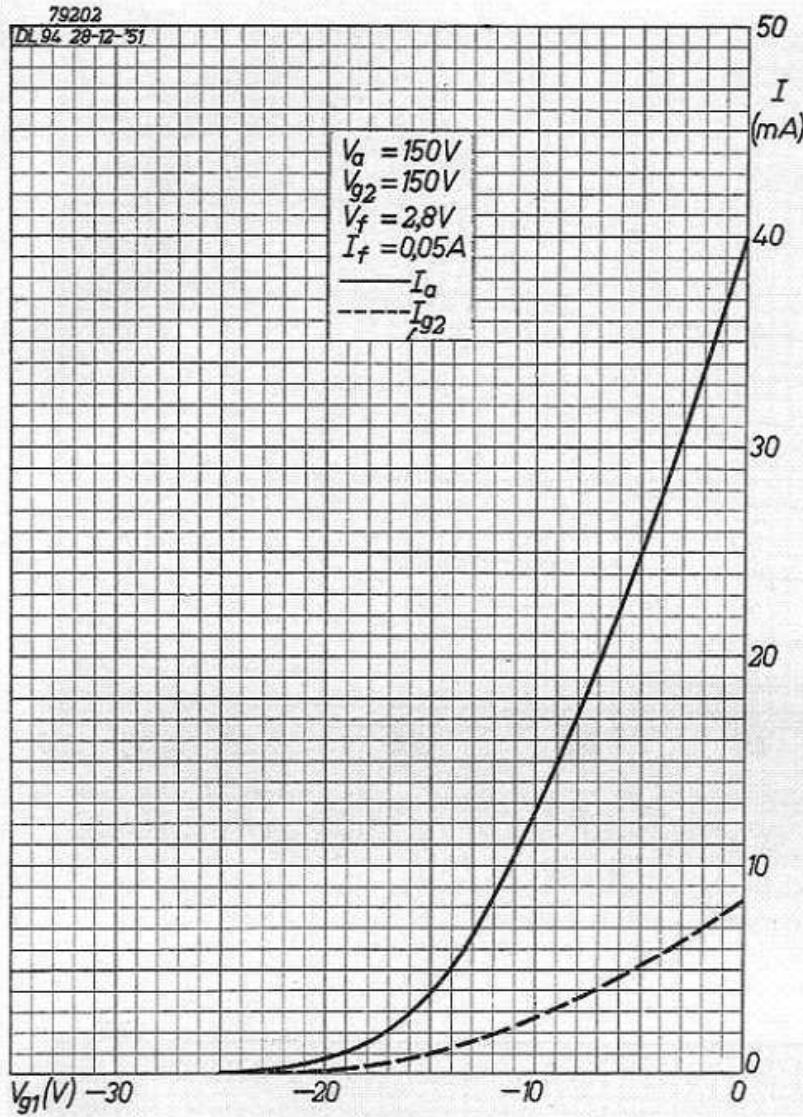
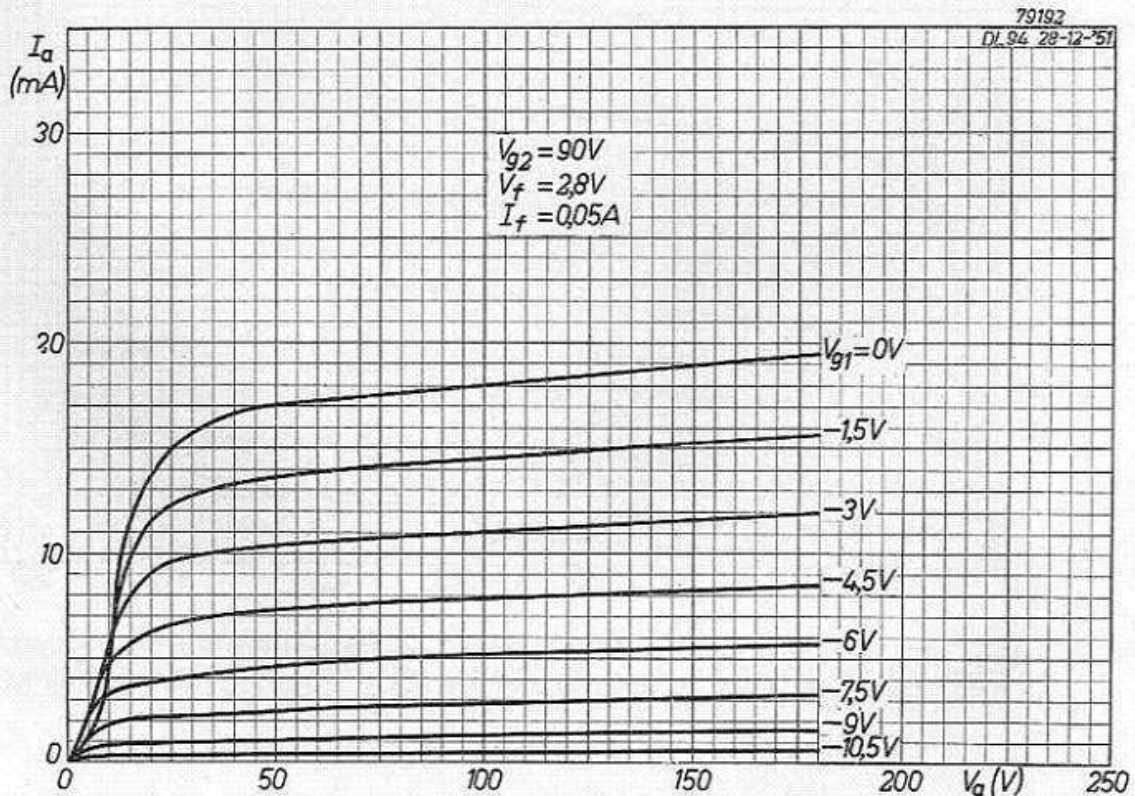


Fig. 19. DL 94 met annode- en schermroosterspanningen $V_a = V_{g2} = 150V$; twee gedeeltes van de gloeidraad in serie geschakeld. Verder als fig. 17,

Fig. 20. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 90V$; twee gedeeltes van de gloeidraad in serie geschakeld. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a) met de stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter.



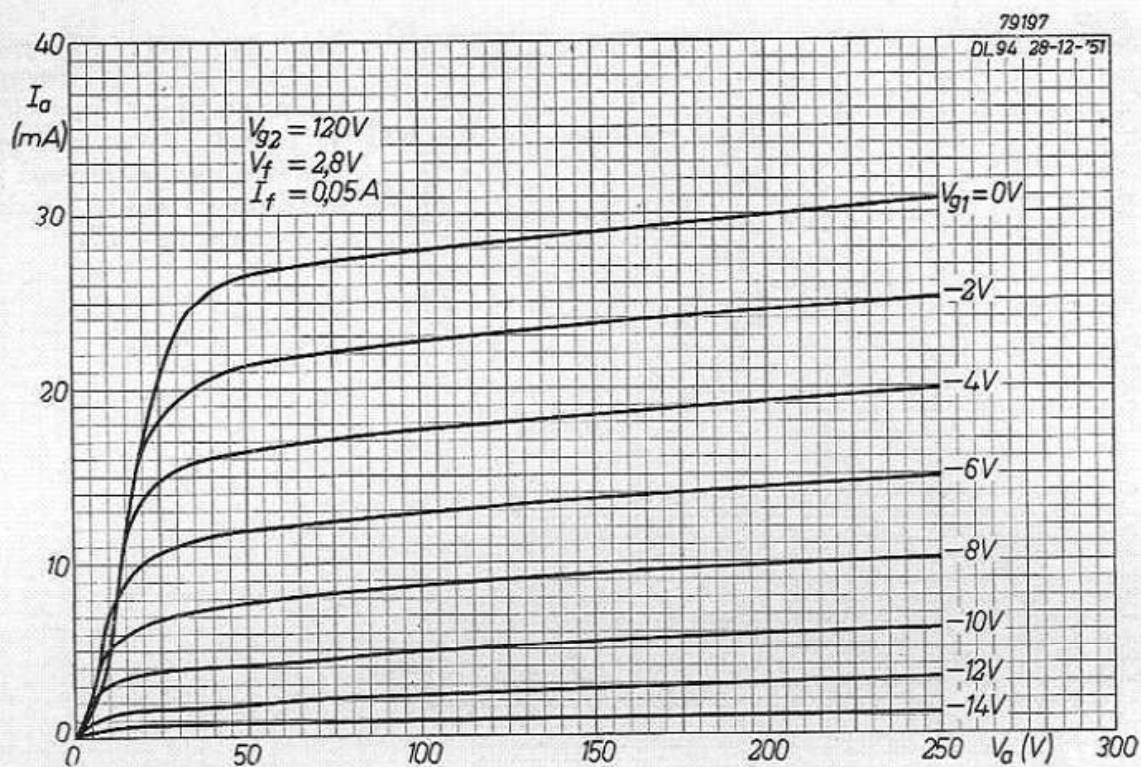


Fig. 21. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 120 V$; twee gedeelten van de gloeidraad in serie geschakeld. Verder als fig. 20.

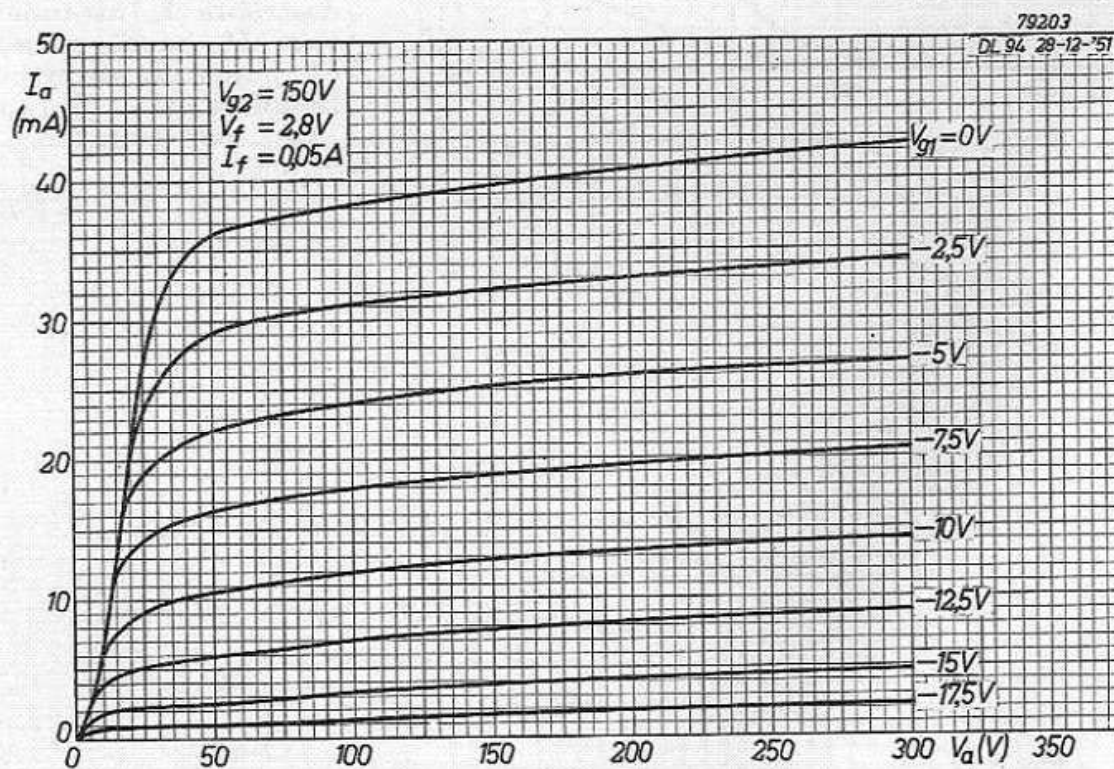


Fig. 22. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 150 V$; twee gedeelten van de gloeidraad in serie geschakeld. Verder als fig. 20.

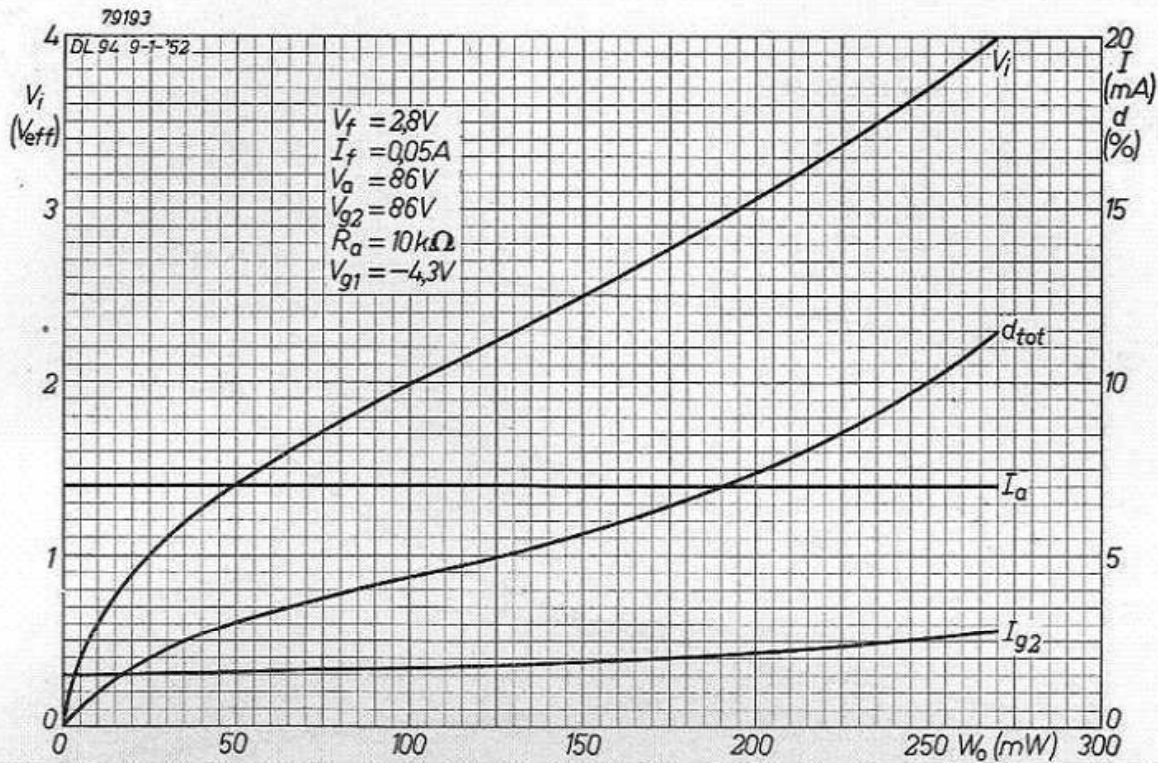


Fig. 23. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 90 V; twee gedeelten van de gloeidraad in serie geschakeld. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2}), vereiste ingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o). Zie tabel B blz. 23.

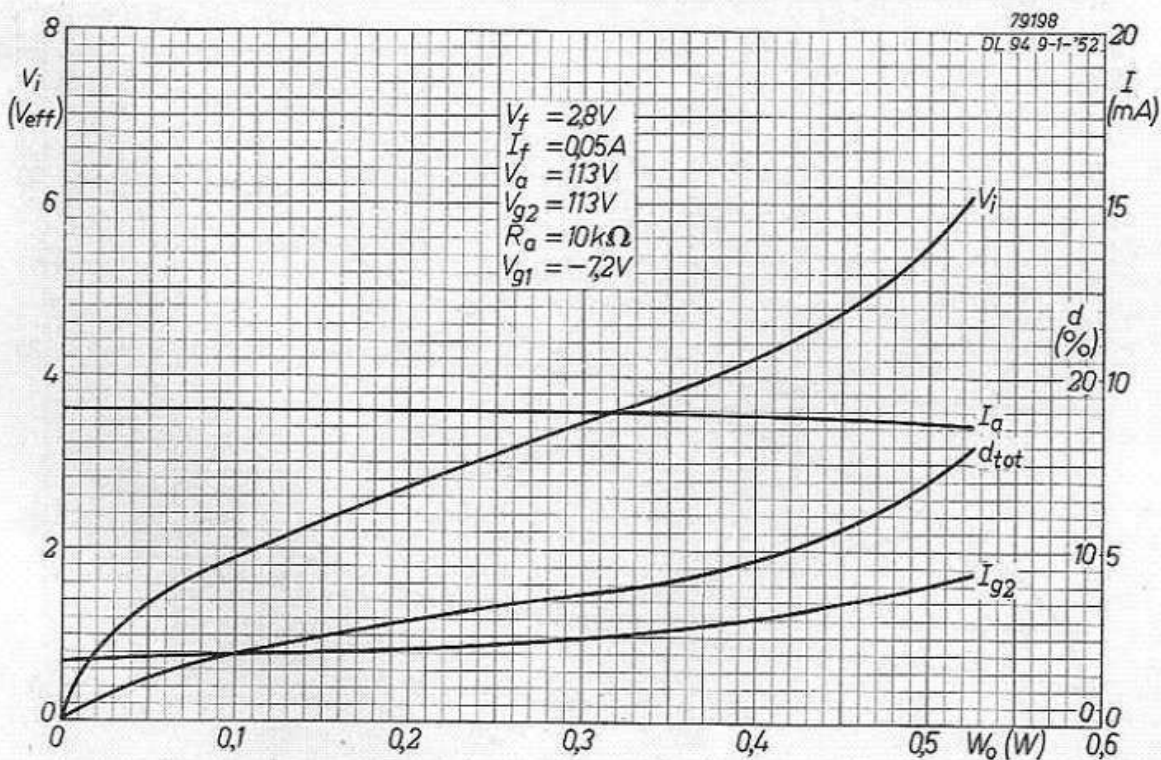


Fig. 24. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 120 V; twee gedeelten van de gloeidraad in serie geschakeld. Verder als fig. 23. Zie tabel B blz. 23.

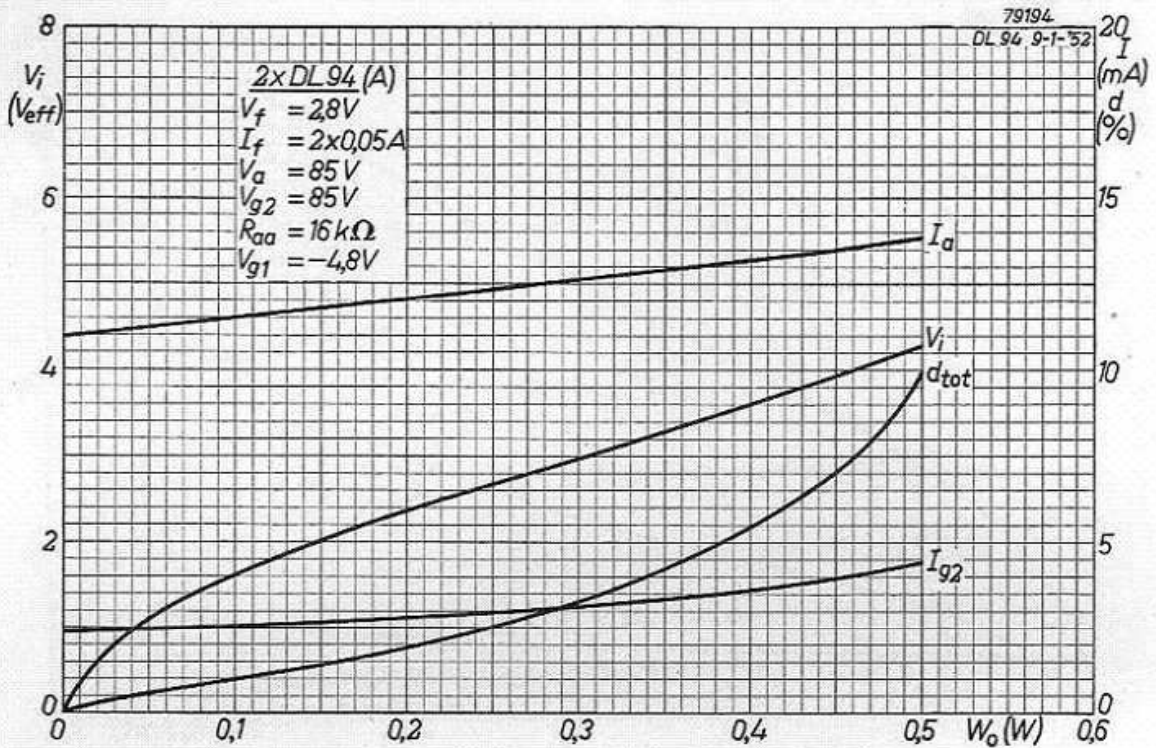


Fig. 25. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; twee gedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Totale anodestroom (I_a), totale schermroosterstroom (I_{g2}), vereiste ingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o). Zie tabel E blz. 25.

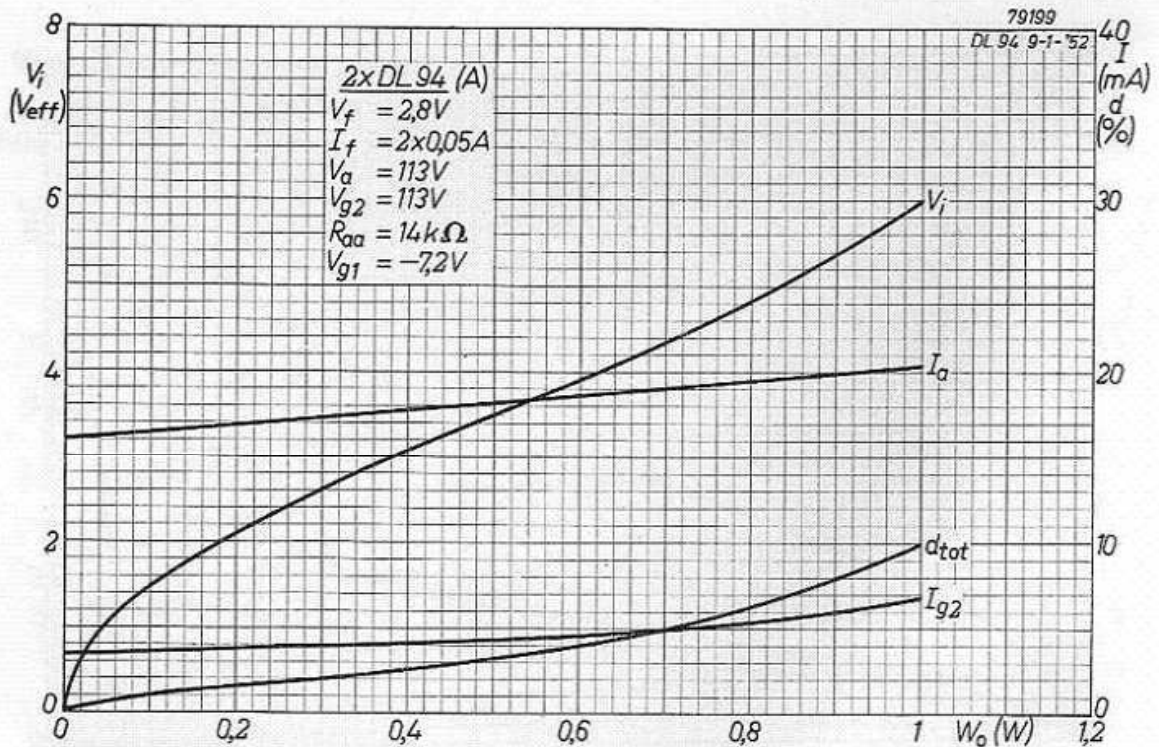


Fig. 26. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; twee gedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Verder als fig. 25. Zie tabel E blz. 25.

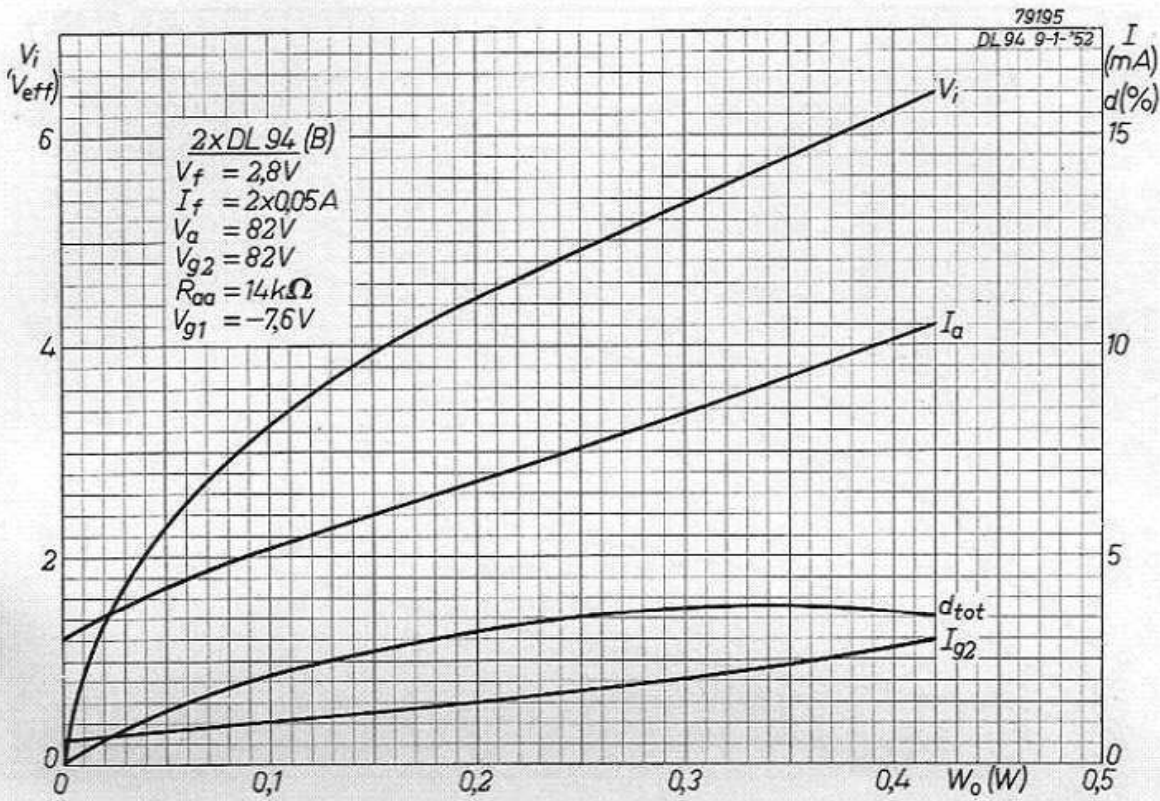


Fig. 27. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; twee gedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Verder als fig. 25. Zie tabel H, blz. 26.

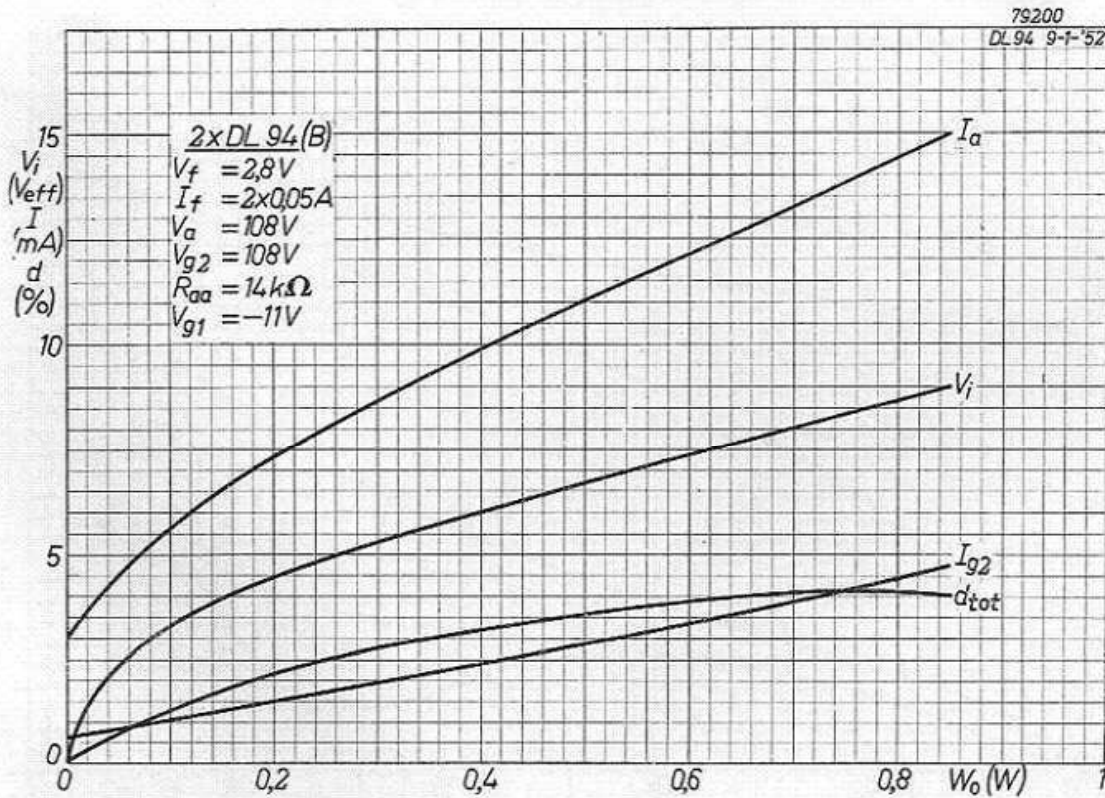


Fig. 28. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; twee gedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Verder als fig. 25. Zie tabel H blz. 26.

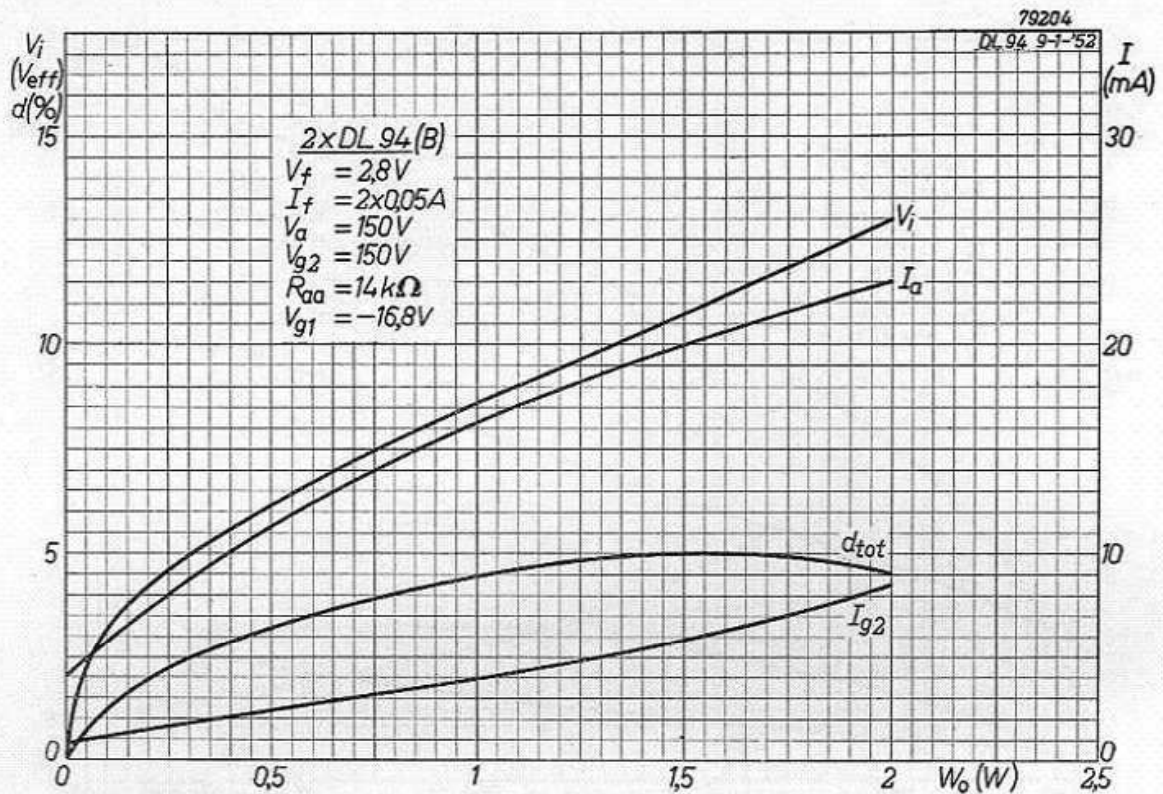


Fig. 29. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 150 V; twee gedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Verder als fig. 25. Zie tabel H blz. 27.

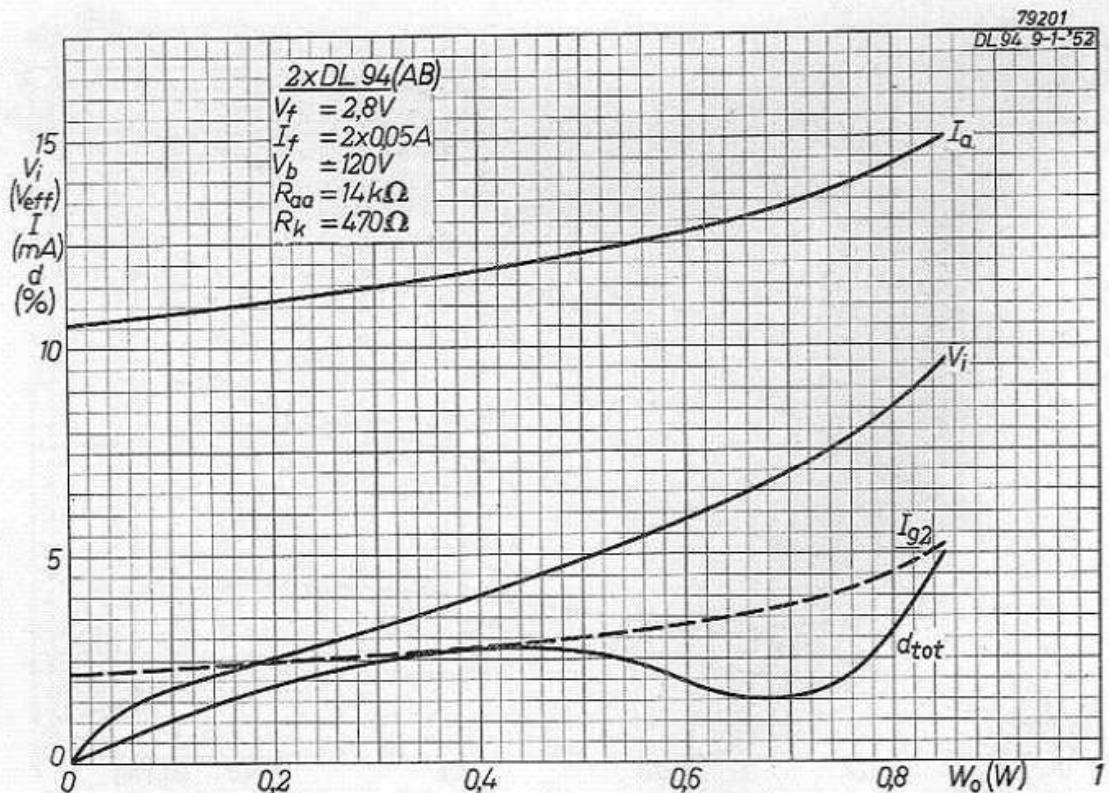


Fig. 30. Twee buizen DL 94 in klasse AB balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; tweegedeelten van de gloeidraad van iedere buis in serie, gloeidraden van beide buizen parallelgeschakeld. Verder als fig. 25. Zie tabel K blz. 28. speciaal voor R_k .

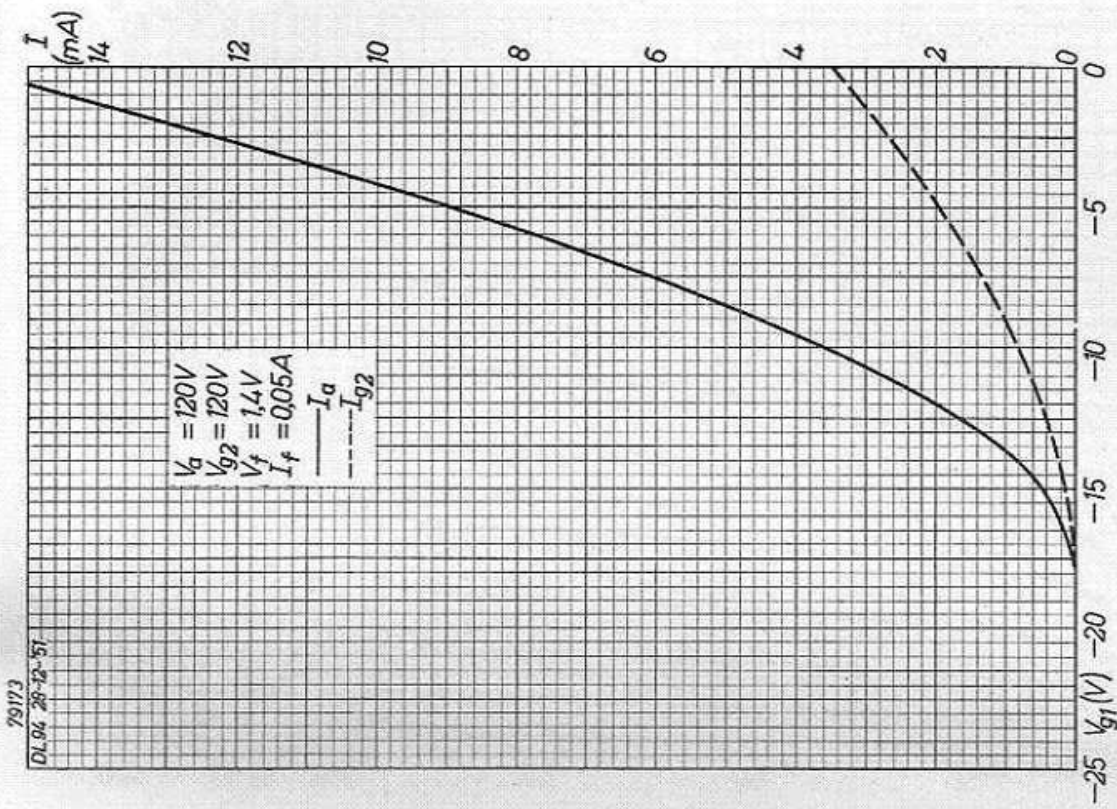


Fig. 32. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 120 V$; één gedeelte
van de gloeidraad. Verder als fig. 31.

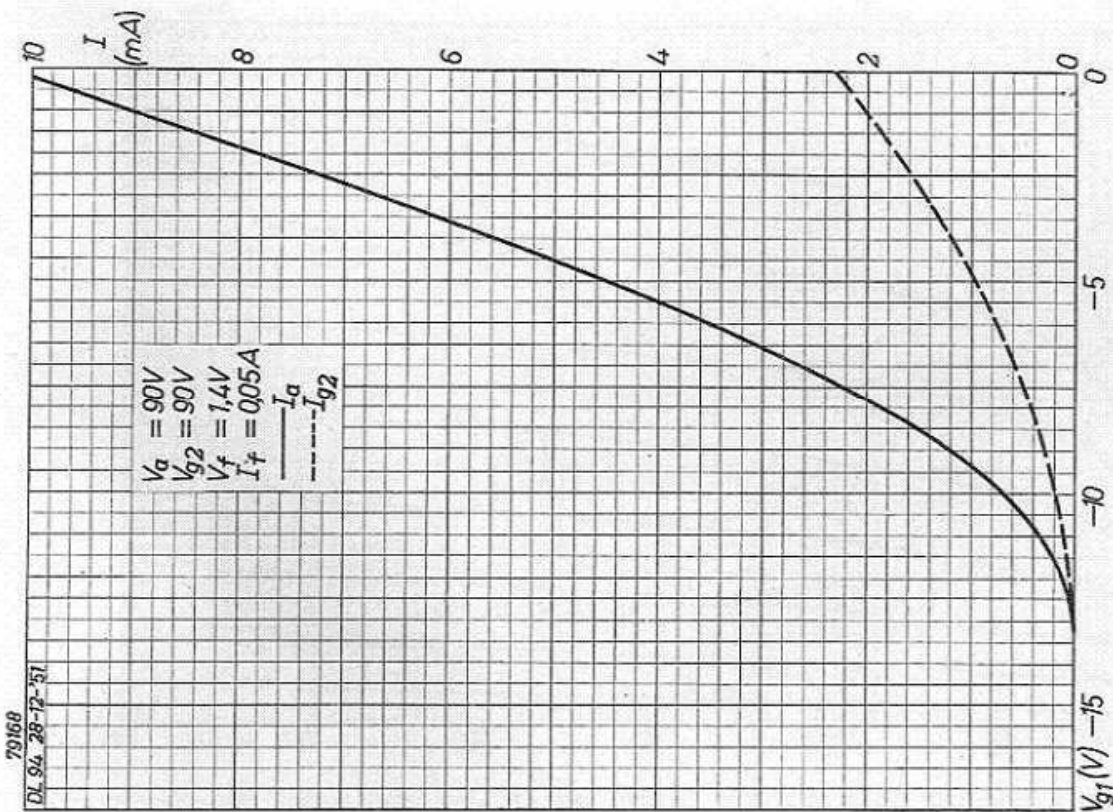


Fig. 31. DL 94 met anode- en schermrooster-
spanningen $V_a = V_{g2} = 90 V$; één gedeelte van
de gloeidraad. Anodestroom (I_a) en scherm-
roosterstroom (I_{g2}) als functie van de stuur-
roosterspanning (V_{g1}).

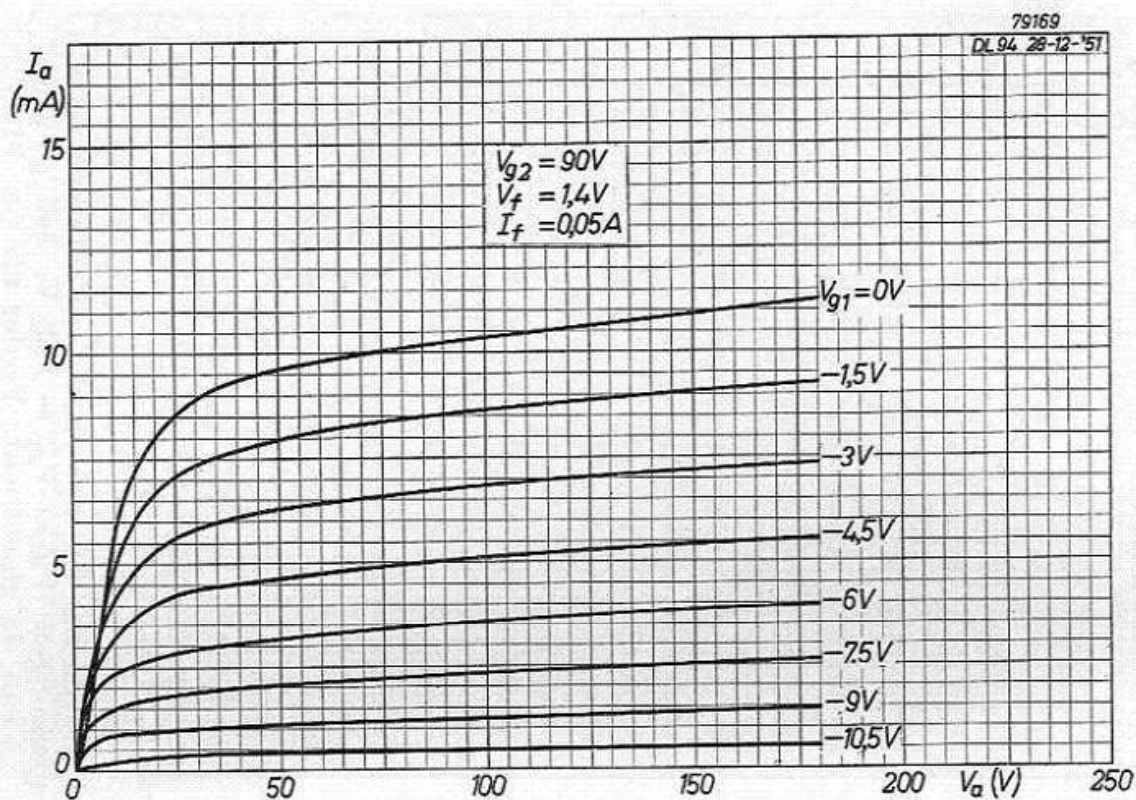


Fig. 33. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 90 V$; één gedeelte van de gloeidraad. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a) met de stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter.

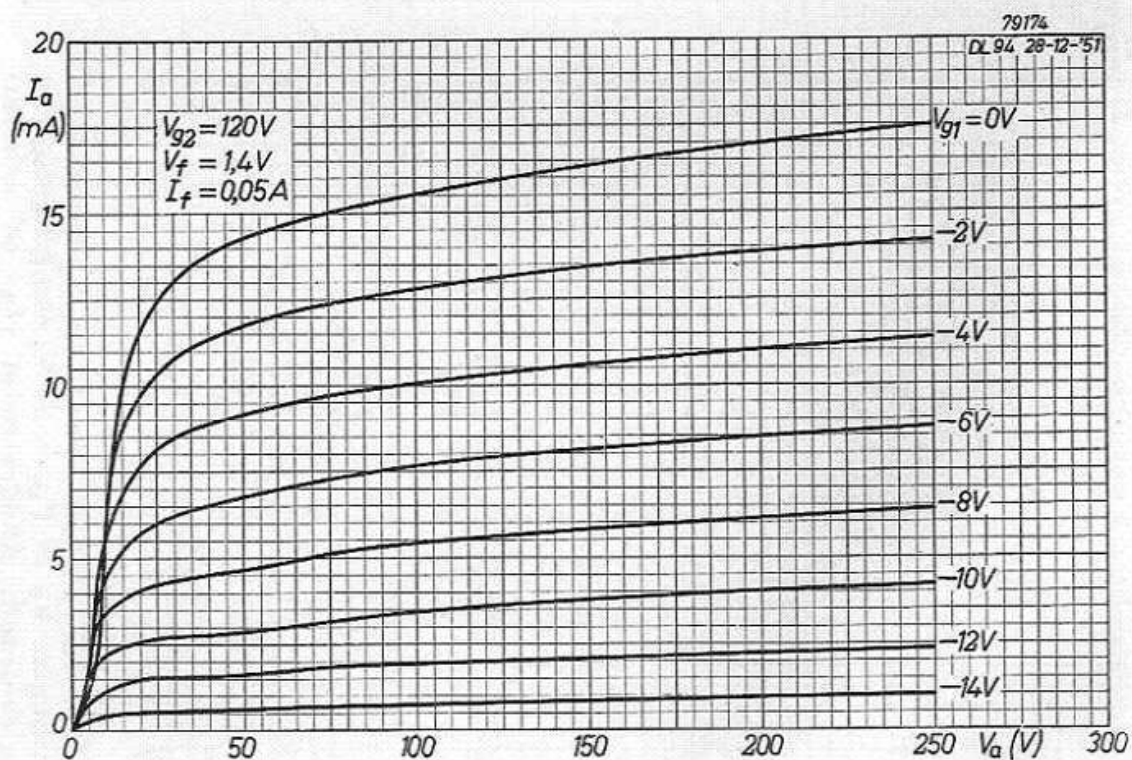


Fig. 34. DL 94 met een schermroosterspanning $V_{g2} = 120 V$; één gedeelte van de gloeidraad. Verder als fig. 33.

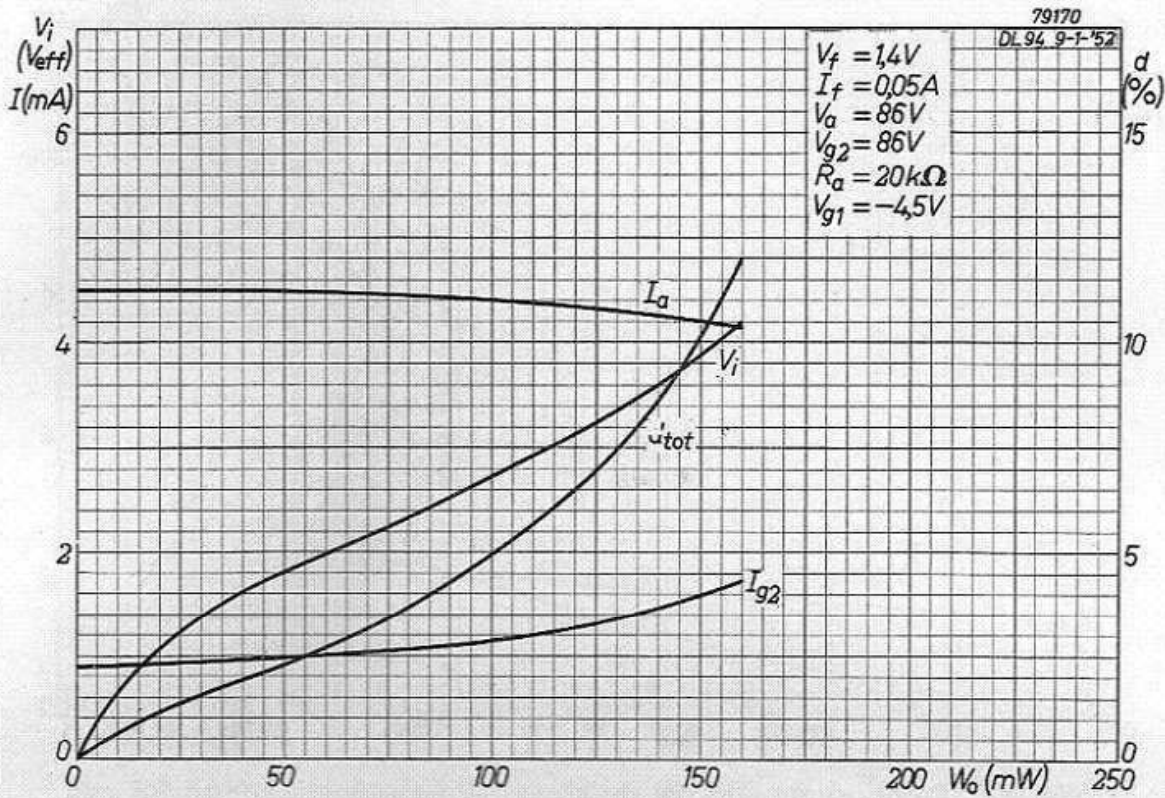


Fig. 35. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 90 V; één gedeelte van de gloeidraad. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2}), vereisteingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o). Zie tabel C blz. 24.

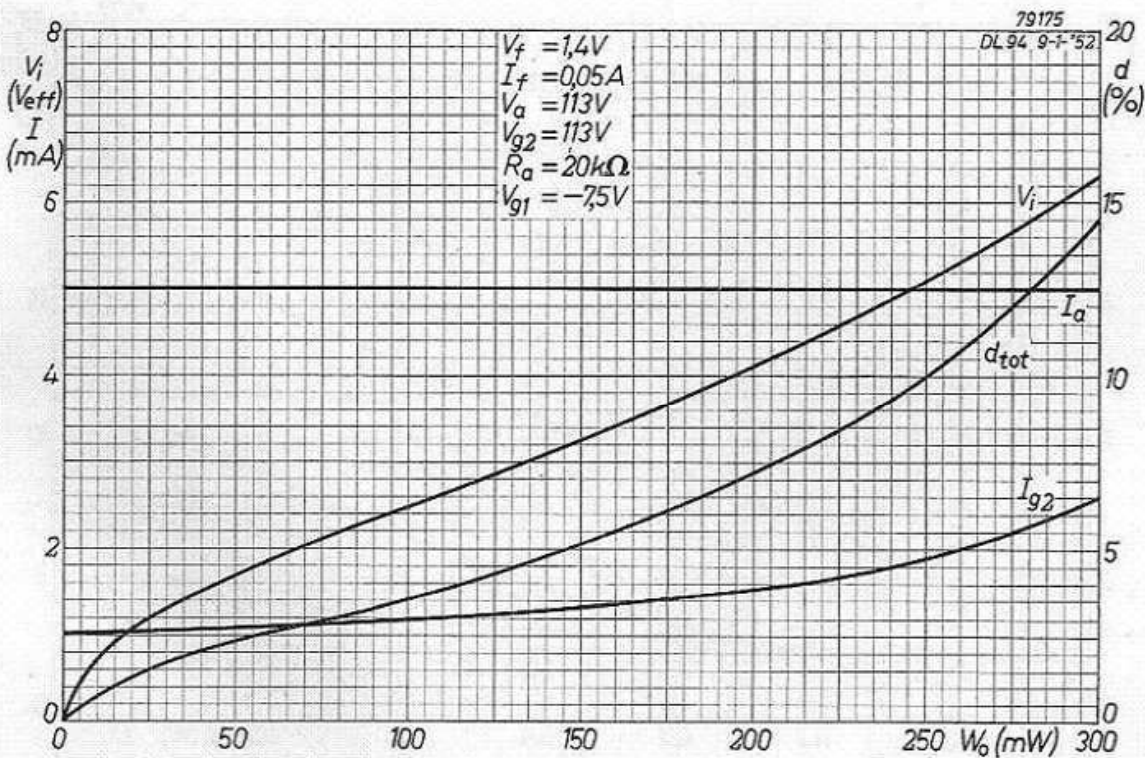


Fig. 36. Eén buis DL 94 in klasse A schakeling bij een batterijspanning van 120 V; één gedeelte van de gloeidraad. Verder als fig. 35. Zie tabel C blz. 24.

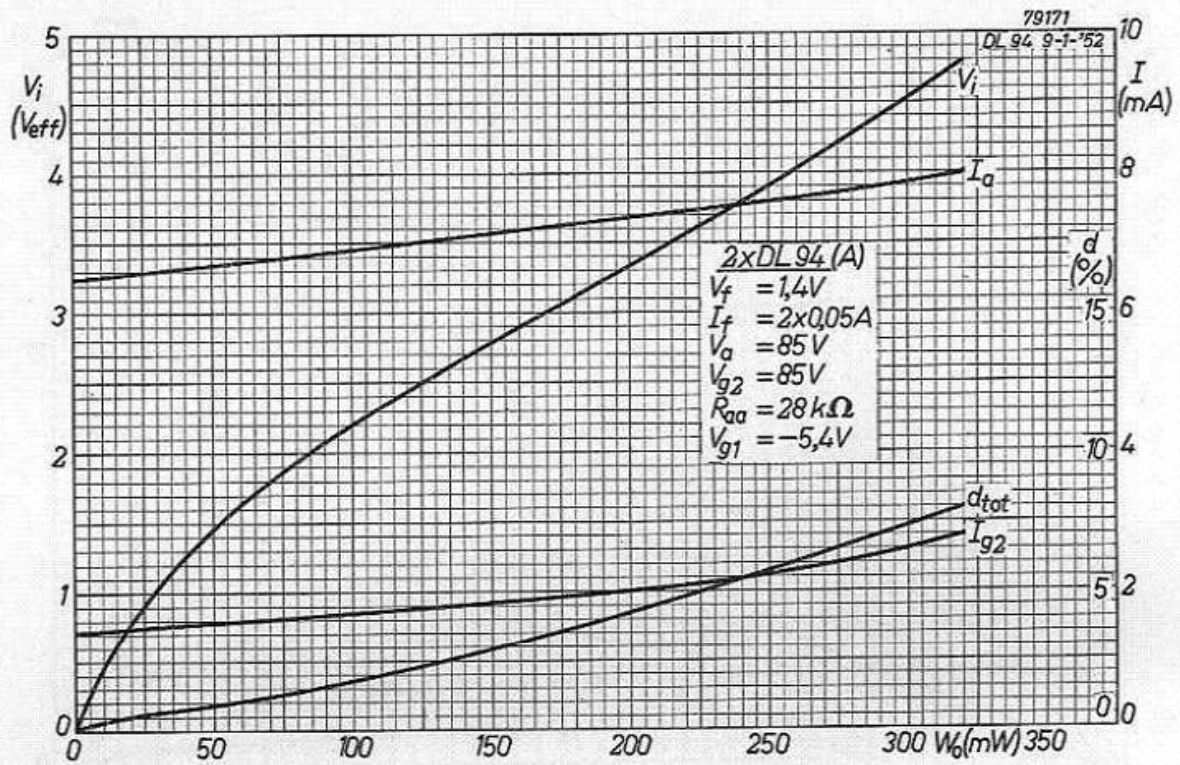


Fig. 37. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; parallelschakeling van telkens één gedeelte van iedere gloeidraad. Totale anodestroom (I_a), totale schermroosterstroom (I_{g2}), vereiste ingangswisselspanning (V_i) en vervorming (d_{tot}) als functie van het uitgangsvermogen (W_o).
Zie tabel F blz. 25.

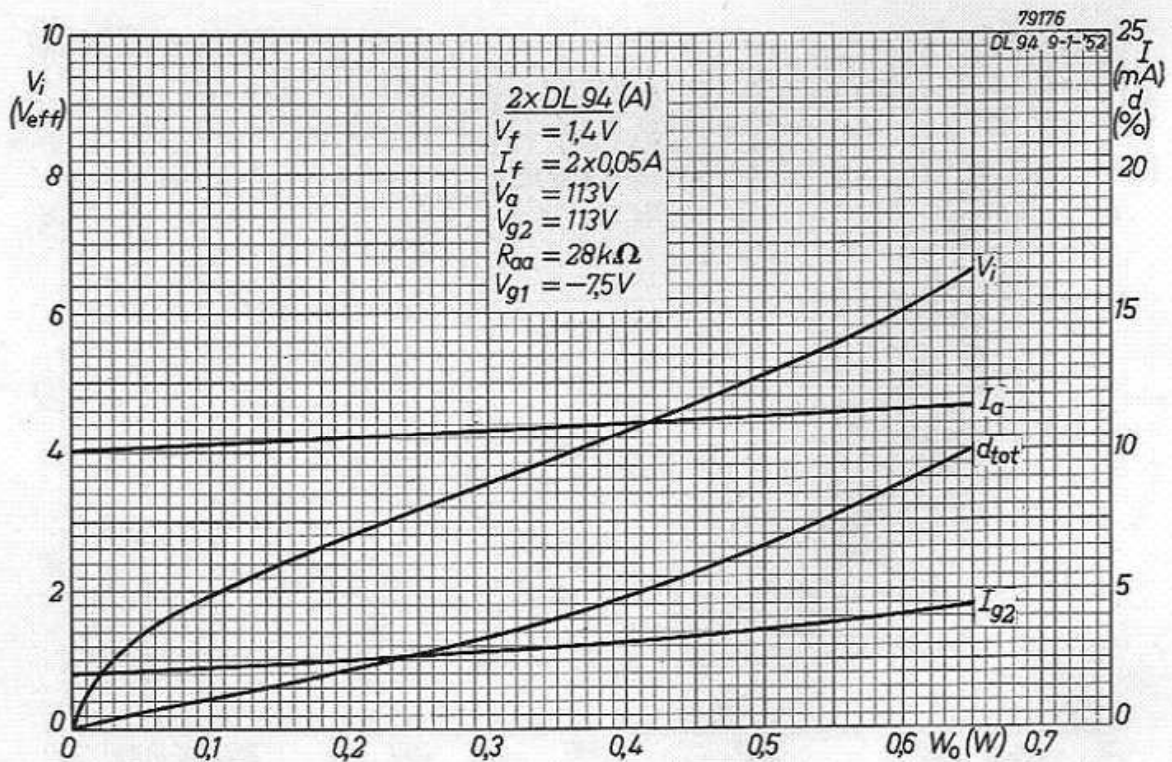


Fig. 38. Twee buizen DL 94 in klasse A balansschakeling bij een batterijspanning van 120 V; parallelschakeling van telkens één gedeelte van iedere gloeidraad. Verder als fig. 37. Zie tabel F blz. 25.

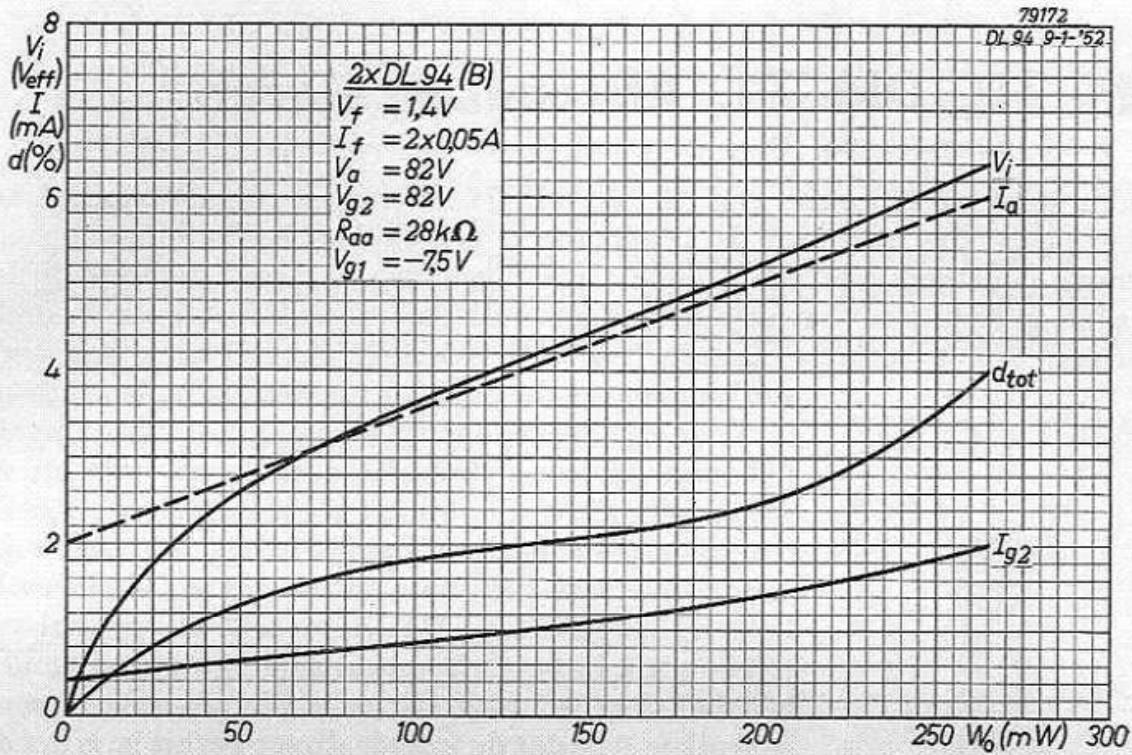
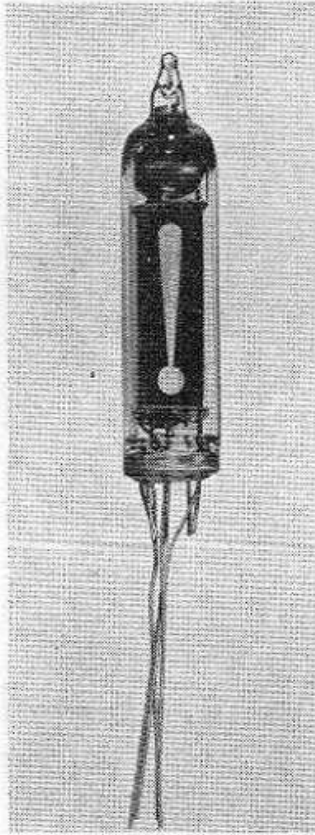


Fig. 39. Twee buizen DL 94 in klasse B balansschakeling bij een batterijspanning van 90 V; parallelschakeling van telkens één gedeelte van iedere gloeidraad. Verder als fig. 37. Zie tabel I blz. 27.

DM 70, DM 71. Afstemindicatoren

Onder de typenummers DM 70 en DM 71 is een nieuwe afstemindicator ontwikkeld, die zich van de bestaande typen onderscheidt, door zijn eenvoudige constructie en zijn kleine afmetingen, maar vooral doordat hij kan worden gebruikt in batterij-ontvangers. Hiertoe zijn deze buizen voorzien van een direct verhitte katode (1,4 volt, 25 mA), terwijl voor een goede



82272

Fig. 1. Foto van de afstemindicator DM 70. Bij de DM 71 zijn alle aansluitdraden afgeknipt op de lengte van de korte draden van de DM 70.

werking een anodespanning van 60 volt reeds voldoende is. Door zijn speciale vorm en zijn kleine afmetingen is het mogelijk deze afstemindicator als een verlichte wijzer te gebruiken die, bij het zoeken naar een station, over de stationsnamenschaal beweegt. Aan deze wijzer is dan tevens te zien of de ontvanger in- of uitgeschakeld is. Ofschoon de DM 70 en DM 71 speciaal voor het gebruik in batterij-ontvangers zijn ontwikkeld, is het toch zeer wel mogelijk ze ook in net-ontvangers te gebruiken. Omdat de katode direct verhit is, is het dan echter noodzakelijk speciale maatregelen te nemen, die hierachter nader omschreven zijn.

De DM 70 en DM 71 komen geheel met elkaar overeen, met uitzondering van de aansluitdraden. Deze zijn bij de DM 70 lang, en het is de bedoeling dat ze in de bedrading van het toestel worden gesoldeerd. De DM 71 daarentegen heeft korte aansluitdraden, die in een buishouder kunnen worden gestoken.

Constructie en werking

De DM 70 en DM 71 zijn trioden in een subminiaturballon met een diameter van maximaal 10,15 mm en een lengte, zonder aansluitdraden, van maximaal 44,5 mm.

In de fig. 2a en 2b zijn doorsneden door het electrodensysteem getekend. Hierin is f de gloeidraad, g het rooster en a de anode. Het rooster is een vlak plaatje met een opening in de vorm van een uitroep-teken (zie fig. 1 en 2c).

De anode is bedekt met een laagje fluorescerend materiaal, dat van buiten af zichtbaar is door de opening in het rooster.

Om de werking van de buis te kunnen verklaren, nemen we voorlopig aan dat langs de gloeidraad geen spanningsverlies optreedt, zodat het spanningsverschil tussen rooster en katode over de gehele lengte constant is. We veronderstellen eerst dat de spanning tussen rooster en katode zodanig is, dat de electronen zich door de gehele opening in het rooster naar de anode bewegen. Het gedeelte van de anode dat door de roosteropening zichtbaar is,

zal dan over de gehele lengte oplichten (de afstand AB in fig. 2c is 14 mm). Wordt nu het rooster meer negatief ingesteld, dan zal de electronenstroom naar de anode het eerst worden onderdrukt op de plaats waar de opening in het rooster het smalst is (punt B in fig. 2c). Er ontstaan dan twee oplichtende gedeelten: een rond gedeelte om punt C en een staafvormig gedeelte daarboven. Wordt het rooster meer negatief gemaakt, dan zal dit laatste gedeelte steeds korter worden, tot er twee lichtende punten om A en C overblijven. Een zo grote negatieve rooster spanning dat ook deze punten verdwijnen, zal in de praktijk gewoonlijk niet voorkomen. Dit is van belang

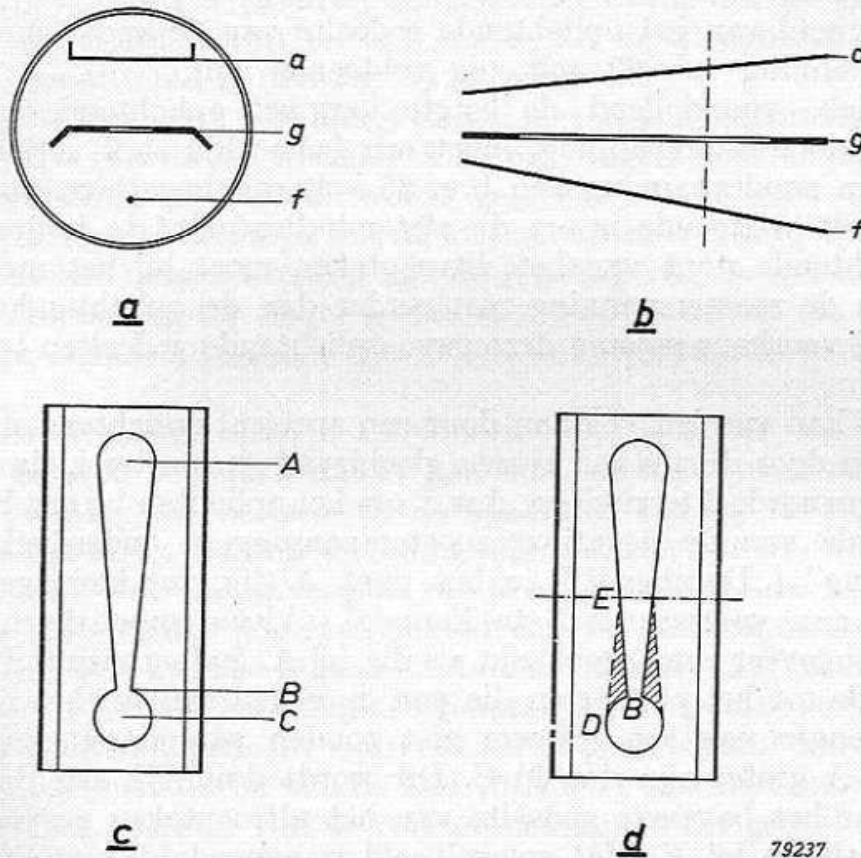


Fig. 2. Doorsnedes overdwers (fig. a) en in de lengte (fig. b) van het electrodensysteem van de DM 70/DM 71. f = gloeidraad, g = sturelectrode (rooster), a = anode. Fig. c. Sturelectrode, bestaande uit een plaatje met een opening in de vorm van een uitroepteken. Fig. d. De bovenste helft van het uitroepteken is gespiegeld t.o.v. de as bij E (gestippelde lijnen).

79237

voor het geval dat de afstemindicator als verlichte wijzer of als verklikkerlampje wordt gebruikt.

Zoals uit het voorgaande blijkt, wordt het oplichtende gedeelte van de anode kleiner naarmate het rooster meer negatief wordt. In tegenstelling tot de bestaande afstemindicatoren, zal dus bij normale schakelingen de juiste afstemming op een station verkregen zijn, als het oplichtende gedeelte zo klein mogelijk is.

Uit de fig. 2a en 2b is te zien dat de gloeidraad zich tussen de waarnemer en het oplichtende deel van de anode bevindt. De uiterst dunne, met oxyde

bedekte gloeidraad emitteert de electronen reeds bij een zo lage temperatuur, dat hij ternauwernood zichtbaar is en het oplichtende patroon dus niet zal verstoren.

Om te voorkomen dat de electronenstroom in de buis door uitwendige velden of door handcapaciteit-effecten wordt beïnvloed, is de ballon inwendig bedekt met een doorzichtig laagje geleidend materiaal, dat met de gloeidraad is verbonden. Dit laagje werkt als een electrostatisch scherm, zonder evenwel de waarneming van het oplichtende patroon te beïnvloeden.

Bij het ontwerpen van de DM 70/DM 71 zijn de volgende punten in overweging genomen:

1. De helderheid van het oplichtende gedeelte van de anode moet zelfs bij een anodespanning van 60 volt nog voldoende zijn.
2. De grafiek, voorstellend de lengte van het oplichtende gedeelte als functie van de roosterspanning, moet een behoorlijk steil verloop hebben, zodat bij een anodespanning van b.v. 85 volt een negatieve voorspanning van -10 volt voldoende is om de afstemindicator af te knijpen.
3. De oplichtende punt van het uitroepteken moet bij het meer negatief worden van de roosterspanning niet eerder dan de oplichtende staaf verdwijnen. Bij voorkeur moeten deze twee oplichtende gedeelten tegelijkertijd verdwijnen.

Aan punt 1 kan worden voldaan door een speciaal oplichtend materiaal te gebruiken en door de afstand tussen gloeidraad en rooster klein te houden. Om aan voorwaarde 2 te voldoen, d.w.z. om het oplichten bij een betrekkelijk kleine waarde van de negatieve roosterspanning te onderdrukken, is de „doordringing” („Durchgriff”) in het punt A (fig. 2c) klein gehouden. Om verder aan voorwaarde 3 te kunnen voldoen, moet de doordringing bij punt C ongeveer even groot zijn als die bij A. Indien evenwel de afstand van de anode tot het rooster en die van de gloeidraad tot het rooster over de gehele lengte van het systeem niet zouden veranderen, zou de doordringing in A groter zijn dan in C. Dit wordt duidelijk aan de hand van fig. 2d, waar het bovenste gedeelte van het uitroepteken gespiegeld is om de horizontale as bij E. Het spiegelbeeld is aangeduid met stippellijnen. De bijdrage die de gearceerde gedeelten EBD van het rooster tot het elektrische veld in punt C leveren, is een maat voor het verschil in de doordringing in de punten A en C. Om de doordringing in de punten A en C ongeveer gelijk te maken, is daarom de afstand tussen de anode en het rooster bij A groter gemaakt dan bij C. Daar uit constructieve overwegingen deze afstand bij A feitelijk niet voldoende groot kon worden gemaakt, is ook de afstand van de gloeidraad tot het rooster bij A groter gemaakt dan bij C. Hierdoor wordt de schuine stand van de anode en de katode t.o.v. het rooster verklaard (zie fig. 2b).

Regeling van de DM 70/DM 71

De eigenschappen van de afstemindicator zijn zodanig dat, evenals bij een regelpentode, de gevoeligheid bij kleine regelspanningen het grootst is. De gevoeligheid hangt verder van de anodespanning af: neemt de anodespanning toe, dan neemt de gevoeligheid af.

Voor een nadere verklaring van de werking van de buis bekijken we eerst

het beginpunt van de regeling, d.w.z. de roosterpotential ¹⁾ waarbij de lengte van het oplichtende gedeelte merkbaar kleiner begint te worden als de roosterpotential wordt verlaagd. Dit beginpunt wordt bepaald door de doorringing van de anode bij het punt B (fig. 2c), waar de opening in het rooster het smalst is. Daar de afstanden tussen de elektroden bij het punt B reeds bepaald zijn door de bovengenoemde voorwaarden 1, 2 en 3, is de doordringing hier op de juiste waarde gebracht door de keuze van de breedte van de opening in het rooster. Deze breedte is zo gekozen, dat bij een anodespanning van 85 volt de regeling begint als de spanning op het rooster ongeveer +1,2 volt is (waarbij aangenomen wordt dat de gloeidraad door gelijkstroom wordt verhit en het einde van de gloeidraad dat verbonden is met aansluitdraad 4 (zie fig. 7) is geaard).

Deze waarde van +1,2 volt hangt samen met de gelijkspanning van ongeveer -0,2 à -0,6 volt die bij normale A.M. ontvangers door de detector of door een onvertraagde AGR-diode wordt geleverd als er geen antennesignaal aanwezig is. Om te bereiken dat de afstemindicator ook op zwakke signalen reageert, is het namelijk nodig dat de regeling van de indicator begint bij een roosterspanning die hoger is dan deze -0,2 volt. Is dit niet het geval, dan zullen signalen beneden een zekere drempelwaarde niet worden aangetoond.

Nu lijkt het verschil tussen +1,2 volt en -0,2 volt hier wel rijkelijk groot, maar we moeten bedenken dat er van buis tot buis steeds een niet te vermijden spreiding zal bestaan in de spanning waarbij de regeling begint. In de praktijk blijkt dat deze spanning hierdoor kan variëren tussen ongeveer +0,1 en +2,3 volt. Bij de laagste van deze waarden bestaat er dan volgens het voorgaande echter nog geen gevaar dat de afstemindicator ongevoelig zal worden voor zwakke signalen. Aan de andere kant is de gemiddelde waarde van +1,2 volt natuurlijk zo gekozen dat er geen onnodige verkorting van het oplichtende gedeelte optreedt als er geen signaal wordt ontvangen. Daar de electronenstroom van de DM 70/DM 71 het eerst onderdrukt wordt bij het smalste gedeelte van de roosteropening, en dit gedeelte niet symmetrisch t.o.v. de gloeidraaduiteinden ligt, zal het voor het beginpunt van de regeling verschil uitmaken welk uiteinde van de gloeidraad geaard is. Nu is het ondereinde van de gloeidraad, dat het dichtst bij het punt B ligt, verbonden met de aansluitdraad 5 en het bovineinde met aansluitdraad 4. Wordt dit punt 4 geaard (en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij) dan is de spanning van de gloeidraad bij het punt B ongeveer 1 volt positief t.o.v. het chassis. Zoals hierboven reeds is vermeld, begint dan de regeling, bij een anodespanning van 85 volt, als de roosterspanning ongeveer +1,2 volt is. Is daarentegen de aansluitdraad 5 geaard, dan zal de spanning van de gloeidraad bij het punt B slechts ongeveer 0,4 volt positief zijn t.o.v. het chassis. Bij een anodespanning van 85 volt zal in dit geval de regeling beginnen bij een roosterspanning van ongeveer +0,4 volt.

¹⁾ De spanningen worden hier bepaald t.o.v. het geaarde punt van de gloeidraad, waarbij met „geaard” wordt bedoeld dat dit einde van de gloeidraad direct verbonden is met de detectorketen; in de regel is het geaarde punt verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij en met het chassis.

In verband met de spreiding tussen de verschillende buizen, bestaat dan de kans dat een gedeelte van de buizen niet op zwakke signalen zal reageren. Bij een anodespanning van 60 volt zal in dit geval echter bij een gemiddelde buis de regeling bij een roosterspanning van +1,3 volt beginnen. Wordt derhalve een ontvanger met de DM 70/DM 71 gebruikt met een batterijspanning van 67,5 volt, dan zal het juist geschikt zijn aansluitdraad 5 te aarden.

In het voorgaande zijn de verschillende schakelingen besproken als de gloeidraad met gelijkstroom wordt verhit. Voor het geval dat de gloeidraad wordt verhit door wisselstroom, zullen hierachter bij de verschillende toepassingen de gunstigste schakelingen worden aangegeven.

Gebruik van de DM 70/DM 71 in batterij-ontvangers

Bij het gebruik van de DM 70/DM 71 in batterij-ontvangers moet onderscheid worden gemaakt tussen ontvangers met een batterijspanning van 90 volt en die met een batterijspanning van 67,5 volt. Bij een batterijspanning van 90 volt zal er na aftrek van de negatieve voorspanning van de eindbuis voor de anodespanning van de afstemindicator een spanning van ongeveer 85 volt overblijven. Volgens het voorgaande verdient het dan aanbeveling aansluitdraad 4 te aarden.

Uit de fig. 9 en 10 kan worden afgelezen dat in dit geval de regeling begint bij een roosterspanning van +1,2 volt, terwijl bij een roosterspanning van 0 volt de lengte van de oplichtende staaf ongeveer 11 mm bedraagt. De roosterruimte van de buis is in dit geval ongeveer 10 volt, zodat de buis niet licht geheel zal worden afgeknepen. Er zullen dus steeds oplichtende gedeelten blijven bestaan bij de punten A en C van fig. 2c.

Bij een batterijspanning van 67,5 volt zal voor de anode van de DM 70/DM 71 een spanning van ongeveer 60 volt beschikbaar zijn. Is in dit geval de aansluitdraad 4 met aarde verbonden, dan zal, zoals uit de fig. 9 en 10 is af te lezen, het beginpunt van de regeling bij een roosterspanning van +1,8 volt liggen. Deze spanning is rijkelijk hoog, doordat nu de lengte van de oplichtende staaf bij een roosterspanning van 0 volt wordt verminderd tot 9 mm.

Het verdient daarom aanbeveling nu de aansluitdraad 5 met aarde te verbinden, waarbij wordt aangenomen dat de negatieve pool van de gloeistroom-batterij met het chassis blijft verbonden. Het beginpunt van de regeling ligt nu bij +1,3 volt, terwijl de lengte van de oplichtende staaf bij 0 volt roosterspanning 10 mm bedraagt (zie fig. 12 en 13). De roosterruimte is nu 7 volt, hetgeen bij normale schakelingen ruim voldoende is.

Gebruik van de DM 70/DM 71 in BGW-ontvangers

In BGW-ontvangers zal de gloeidraad van de DM 70/DM 71 in serie met de gloeidraden van andere buizen worden geschakeld, waarbij in het algemeen een weerstand parallel op de gloeidraad nodig zal zijn. De juiste volgorde van de gloeidraden wordt bepaald door een aantal overwegingen die betrekking hebben op brommen, automatische geluidssterkteregeling, roosterspanning van de eindbuis, enz. In het algemeen zal daarom de DM 70/DM 71 niet de meest geschikte plaats in de gloeidraadketen kunnen innemen. Dit kan b.v. worden geïllustreerd aan de hand van fig. 3, die betrekking heeft

op een 5-buizen BGW-ontvanger; in 4-buizen BGW-ontvangers zullen soortgelijke overwegingen gelden.

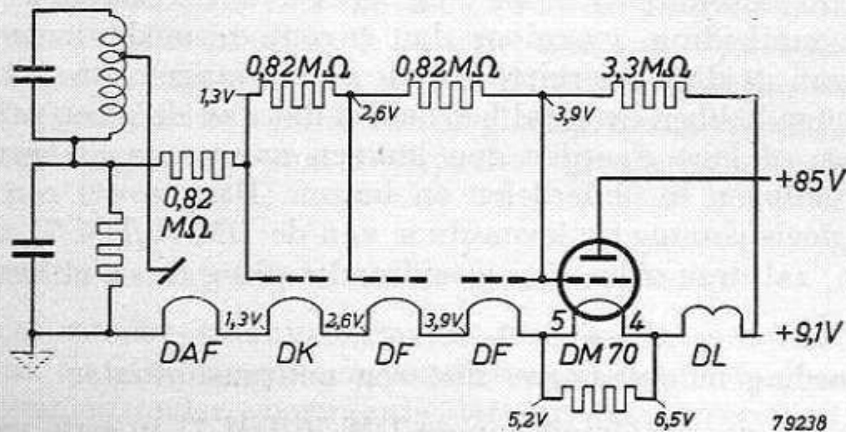


Fig. 3. Aansluiting van de DM 70/DM 71 in een 5-buizen BGW-ontvanger. De spanningen die bij afwezigheid van een ingangssignaal optreden zijn bij de verschillende punten vermeld.

Uit fig. 3 is te zien dat de mengbuis, de beide M.F. buizen en de afstemindicator worden geregeld. Tussen de detectorketen en het positieve uiteinde van de gloeidraadketen is hiertoe een spanningsdeler aangebracht. Deze spanningsdeler moet zo worden berekend, dat zonder ingangssignaal de voorspanning op de roosters van de te regelen buizen 0 volt bedraagt t.o.v. de negatieve uiteinden van de betreffende gloeidraden. De regelspanning voor de verschillende buizen bedraagt hierdoor slechts een gedeelte van de totale regelspanning over de belastingsweerstand van de detector. Voor de mengbuis bedraagt dit gedeelte 86%, voor de eerste M.F. versterkbuis 72% en voor de tweede M.F. buis 57%. Zou men ook het rooster van de DM 70 verbinden met een punt van de potentiometer dat dezelfde spanning heeft als het negatieve einde van de gloeidraad, dan zou de regelspanning op het rooster slechts 43% van de totale regelspanning zijn. Om deze reden wordt aan het rooster van de DM 70 dezelfde regelspanning toegevoerd als die aan de tweede M.F. versterker. Het beginpunt van de regeling wordt hierdoor echter met de spanningsval over de gloeidraad van de tweede M.F. versterker verhoogd. Zou, bij een anodespanning van 85 volt, de aansluitdraad 4 een lagere spanning hebben dan de aansluitdraad 5, dan zou het beginpunt van de regeling bij $1,2 + 1,3 = +2,5$ V komen te liggen. De lengte van de oplichtende staaf zou dan echter zonder ingangssignaal aanmerkelijk worden verkleind. Om dit te vermijden, kan men de gloeidraad van de DM 70 zo in de gloeidraadketen opnemen dat aansluitdraad 5 negatief is t.o.v. aansluitdraad 4. Bij een gemiddelde buis begint de regeling dan bij een rooster-spanning van $0,4 + 1,3 = 1,7$ volt.

Gebruik van de DM 70/DM 71 in netontvangers

Voeding van de gloeidraad

Bij gebruik van de DM 70/DM 71 in netontvangers zal het noodzakelijk zijn de gloeidraad te voeden met behulp van dezelfde spanningsbron als de gloei-

draden van de ontvangbuizen. Men zou er over kunnen denken de gloeidraad van de DM 70/DM 71 te verhitten met de gelijkstroom door de katodeweerstand van de eindbuis of met die door een weerstand in de gemeenschappelijke minleiding, waardoor dan tevens vermeden wordt dat door de voeding van de direct verhitte katode de ontvanger kan gaan brommen. Beide methoden hebben evenwel het nadeel dat dan de gloeispanning ontoelaatbaar hoge of lage waarden zou kunnen aannemen als gevolg van de normale spreidingen in onderdelen en buizen. Daar zowel een te hoge als een te lage gloeispanning de levensduur van de DM 70/DM 71 aanmerkelijk zal bekorten, zal deze wijze van gloeidraadvoeding dus niet kunnen worden toegepast.

Gloeidraadvoeding in ontvangers met een nettransformator

In dit geval kan de gloeidraad van de DM 70/DM 71 in serie met een weerstand worden aangesloten op de 6,3 volts-wikkeling van de nettransformator. Het verdient in dit geval aanbeveling aansluitdraad 5 te verbinden met het geaarde punt van de detectorketen. De weerstand in serie met de gloeidraad moet dan een waarde hebben van 220 ohm, 1 watt, met een tolerantie van $\pm 5\%$. Het vermogen van de weerstand is opzettelijk betrekkelijk hoog gekozen, om te voorkomen dat zijn temperatuur aanmerkelijk zal stijgen. Door de negatieve temperatuurcoëfficiënt van koolweerstand zou dan namelijk de weerstand geringer worden.

Bij de genoemde waarde van de weerstand zal de gemiddelde waarde van de gloeispanning 1,21 volt bedragen. In buitengewone gevallen, zoals b.v. bij maximale afwijkingen van de netspanning, een ongunstige aftakking van de primaire van de nettransformator, ongunstige spreidingen in de transformatieverhoudingen, in de serieweerstand en in de weerstand van de gloeidraad, kan dan de gloeispanning van de afstemindicator variëren van 0,80 tot 1,77 volt. Deze uiterste waarden kunnen als toelaatbaar worden beschouwd, temeer als men bedenkt dat het zeer onwaarschijnlijk is dat alle ongunstige omstandigheden zullen samenwerken. In de regel is er een redelijke kans dat een afwijking in de ene richting (b.v. een te hoge netspanning) zal worden gecompenseerd door een afwijking in tegengestelde

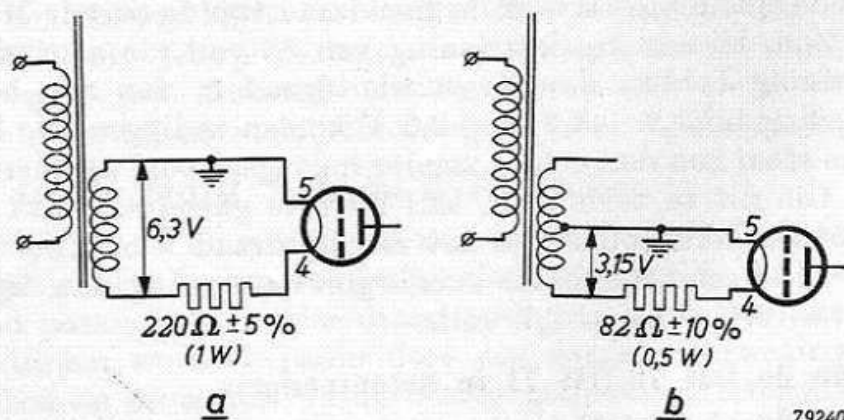


Fig. 4. Twee methoden voor het voeden van de gloeidraad uit de gloeidraadwikkeling van de nettransformator.

richting (b.v. een te hoge waarde van de serieweerstand).

Is op de 6,3 volts-wikkeling van de transformator een middenaftakking aangebracht, dan kan men hiervan met voordeel gebruik maken door de gloeidraad van de afstemindicator in serie met een weerstand van 82Ω ($\pm 10\%$), 0,5 watt op de helft van de transformatorwikkeling aan te sluiten (zie fig. 4b). De gemiddelde waarde van de gloeispanning is dan 1,24 volt met, onder de meest ongunstige omstandigheden, grenzen tussen 0,84 volt en 1,73 volt.

Gloeidraadvoeding in ontvangers zonder nettransformator

In ontvangers zonder nettransformator (universele ontvangers) kan de gloeidraad van de DM 70 met een parallelweerstand in de gloeidraadketen worden opgenomen onder voorwaarde dat een NTC-weerstand (weerstand met negatieve temperatuurcoëfficiënt) in de keten is opgenomen. Zonder NTC-weerstand zou namelijk de gloeistroom bij het inschakelen een te hoge waarde aannemen en daar de opwarmtijd van de direct verhitte DM 70/DM 71 veel korter is dan die van de overige, indirect verhitte, buizen, waardoor zijn weerstand snel zal toenemen, zou de gloeispanning van de DM 70/DM 71 bij het inschakelen extreem hoge waarden kunnen aannemen.

Om brommen van de ontvanger te vermijden, is het noodzakelijk de gloeidraad van de DM 70/DM 71 op de eerste plaats van de keten op te nemen. Daar aansluitdraad 5 een lagere spanning moet hebben dan aansluitdraad 4, zal de eerste direct met het lichtnet moeten worden verbonden. Ook het gearde punt van de detectorketen zal direct met aansluitdraad 5 moeten worden verbonden, daar anders de kans bestaat dat de afstemindicator ongevoelig wordt voor zwakke signalen.

De volgende gevallen moeten worden onderscheiden:

1. De netspanning is 220 volt of 165 volt

In dit geval moet de schakeling van fig. 5 worden gebruikt. Hierin is R_3 de normale serieweerstand van de keten en R_2 de NTC-weerstand voor het

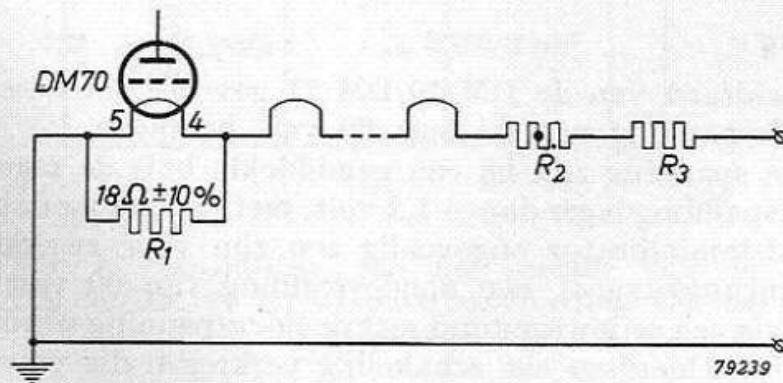


Fig. 5. Aansluiting van de gloeidraad in serie met de gloeidraden van de andere buizen in een universele ontvanger. R_2 is een NTC-weerstand voor het begrenzen van de gloeistroom bij het inschakelen.

onderdrukken van de stroomstoot bij het inschakelen. In een 100 mA-keten moet de parallelweerstand R_1 een waarde hebben van 18 ohm ($\pm 10\%$) om de gloeistroom van de DM 70/DM 71 op de juiste waarde te brengen. De gemiddelde waarde van de gloeispanning is dan 1,36 volt, welke waarde echter kan variëren tussen 1,01 volt en 1,76 volt. Deze waarden vallen tussen de toelaatbare grenzen.

2. De netspanning is 127 volt of 110 volt

Indien een enkele gloeidraadketen wordt gebruikt, dan zal in het algemeen de totale netspanning nodig zijn voor het voeden van de gloeidraden. Het zal dan niet mogelijk zijn een NTC-weerstand in serie met de gloeidraadketen op te nemen, zodat de DM 70 in dit geval niet kan worden gebruikt.

Zijn echter 2 gloeidraadketens parallel aanwezig, dan kan de DM 70 in één dezer ketens worden opgenomen, waarbij dan in deze keten tevens een NTC-weerstand moet voorkomen, terwijl de rest van de weerstand van de keten hoofdzakelijk door gloeidraden moet worden gevormd. In dit geval gelden verder de voorwaarden genoemd onder 1.

Het is niet mogelijk de gloeidraad van de DM 70 met een serieweerstand direct op het lichtnet aan te sluiten. In de eerste plaats zou in de weerstand een aanzienlijk vermogen moeten worden gedissipeerd, maar bovendien zou de gloeispanning ontoelaatbare waarden kunnen aannemen.

3. De netspanning loopt van 110 tot 127 volt

Ook in dit geval zal een tweede serieketen voor de DM 70/DM 71 nodig zijn, die weer een NTC-weerstand zal moeten bevatten en hoofdzakelijk uit gloeidraden moet zijn samengesteld. De netspanning kan nu variëren tussen 110 volt $- 10\% = 99$ volt en 127 volt $+ 10\% = 140$ volt. In verband met dit grote spanningsgebied moet nu parallel aan de gloeidraad van de afstemindicator een weerstand van 15 ohm ($\pm 10\%$) worden geschakeld. De gemiddelde gloeispanning zal dan 1,16 volt bedragen, welke waarde onder de meest ongunstige omstandigheden kan variëren tussen 0,81 volt en 1,58 volt.

Anodespanning

Wordt de gloeidraad van de DM 70/DM 71 gevoed met wisselstroom, dan moet de anodespanning van de buis 60 volt bedragen.

Bij een hogere spanning zou bij een gemiddelde buis de regeling beginnen bij een roosterspanning lager dan +1,2 volt, met het gevolg dat in ongunstige gevallen de afstemindicator ongevoelig zou zijn voor zwakke signalen.

Om, zonder ingangssignaal, een anodespanning van 60 volt te verkrijgen, kan de anode via een serieweerstand met de hoogspanning worden verbonden. Niet alleen wordt hierdoor een schakeling verkregen die voordeliger is dan een schakeling met een spanningsdeler, maar de anodespanning zal nu ook toenemen als de regelspanning toeneemt, zodat bij toenemende signaalspanning de gevoeligheid afneemt. De buis zal hierdoor niet geheel worden afgeknepen bij sterke ingangssignalen, zelfs niet bij een zeer gevoelige wisselstroomontvanger (zie fig. 18).

Het is niet aan te raden de anodespanning van de DM 70 te ontleen aan het schermrooster van een van de ontvangbuizen. Niet alleen zal deze spanning in het algemeen hoger zijn dan 60 volt, maar bovendien zal het gevaar bestaan dat via het schermrooster een bromsignaal in de ontvanger wordt gebracht omdat op de anodestroom van de DM 70 een bromcomponent is gesuperponeerd door de wisselstroomvoeding van de direct verhitte katode. Bovendien kunnen ongewenste effecten ontstaan door de invloed die de roosterspanningsvariatiën van de DM 70 en de schermroosterspanningsvariatiën op elkaar kunnen uitoefenen. Dit wordt duidelijk als we bedenken dat de roosterspanning van de DM 70 afkomstig is van de detector, dus van de tweede kring van het M.F. bandfilter en dat de schermroosterspanningsvariatiën worden veroorzaakt door de regelspanning voor de automatische geluidssterkteregeling, die in de regel afkomstig is van de eerste kring van het M.F. bandfilter.

Aansluiting van het rooster van de DM 70/DM 71

Indien in een ontvanger vertraagde automatische geluidssterkteregeling wordt toegepast, moet de regelspanning van de DM 70/DM 71 van de detectorketen worden afgenomen, omdat anders de afstemindicator zwakke signalen niet zou kunnen aantonen. Wordt de gloeidraad van de DM 70/DM 71 door wisselstroom gevoed, dan zal op het rooster een wisselspanning worden geïnduceerd, zodat dan in de roosterleiding een schakeling moet worden opgenomen om te verhinderen dat deze bromspanning op de detector komt. Deze schakeling is getekend in fig. 6. Hierin is R_1 de belastingsweerstand van de detector, terwijl R_2 , R_3 en de condensator C als afvlakinrichting voor de bromspanning fungeren.

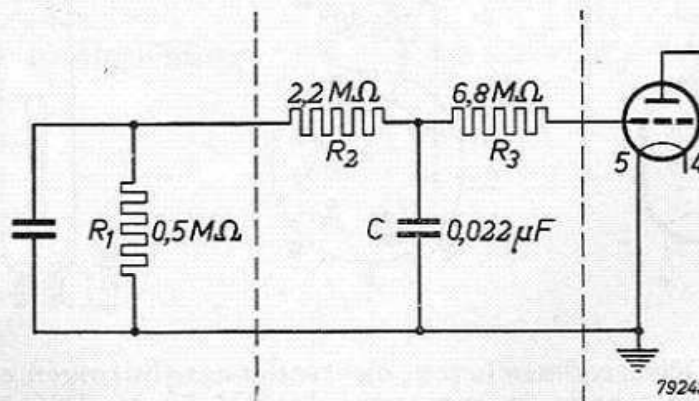


Fig. 6. Aansluiting van het rooster van de DM 70/DM 71 bij wisselstroomvoeding van de gloeidraad.

Wordt in een ontvanger onvertraagde automatische geluidssterkteregeling toegepast, dan kan de regelspanning van de DM 70/DM 71 worden afgenomen van de diode die deze regeling verzorgt. De weerstand R_2 en de condensator C zijn dan reeds aanwezig als het RC-filter dat de AGR-spanning afvlakt.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE DM 70/DM 71

Gloeidraadgegevens

Voeding: direct door gelijkstroom of wisselstroom; parallel- of serievoeding.

Bij parallelvoeding met andere gloeidraden

Gloeispanning $V_f = 1,4 \text{ V}$
 Gloeistroom $I_f = 25 \text{ mA}$

Bij serievoeding met andere gloeidraden

Gloeispanning $V_f = 1,3 \text{ V}$

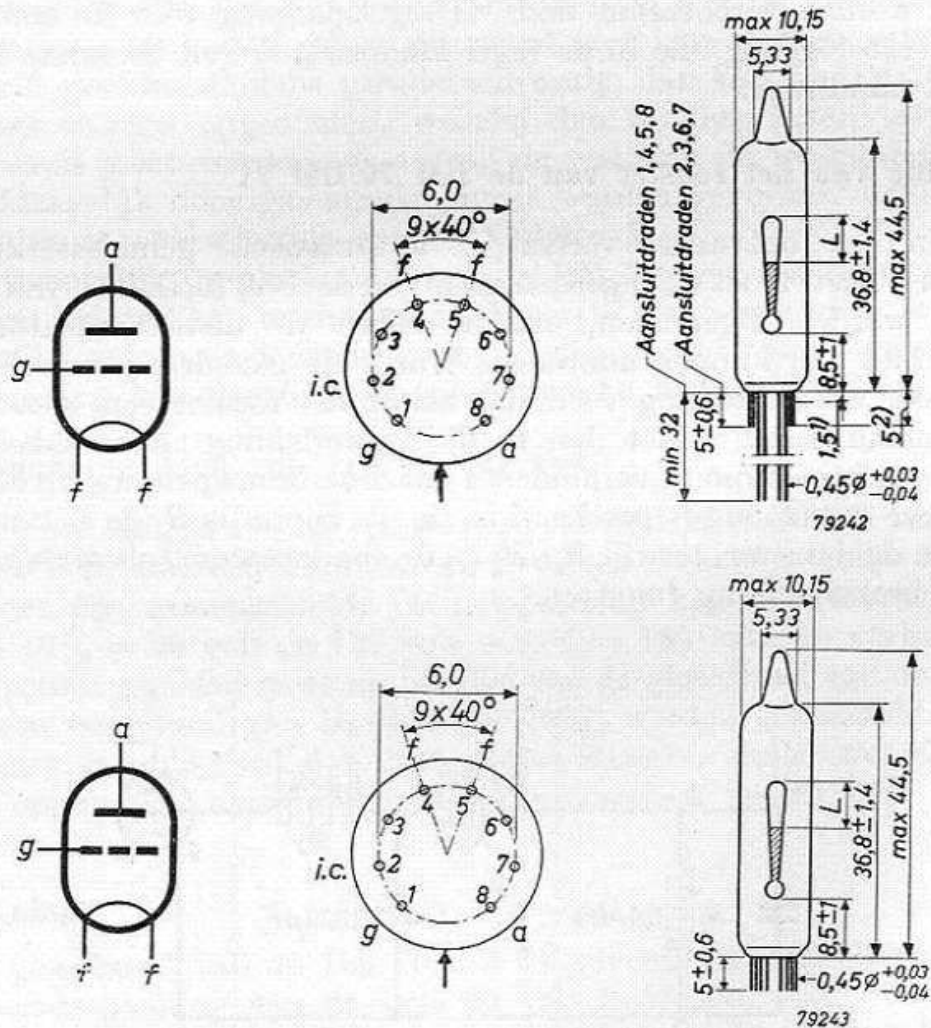


Fig. 7. Electrodschema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de DM 70 en DM 71. Door de maat $36,8 \pm 1,4 \text{ mm}$ wordt de lengte van de ballon aangeduid tussen de bodem en de plaats waar een ringvormige mal met een binnendiameter van $5,33 \text{ mm}$ op de ballon rust. Door L wordt de lengte van het staafvormige oplichtende gedeelte van het uitroepteken aangeduid.

- 1) Om beschadiging van de glazen bodem van de buis te voorkomen, moeten de aansluitdraden op dit gedeelte niet worden gebogen.
- 2) Om beschadiging van de buis te voorkomen, moeten de aansluitdraden op dit gedeelte niet worden gesoldeerd.

Instelgegevens**A. Batterijvoeding**

Gloeispanning	$V_f = 1,4$ ³⁾	1,4 ⁴⁾	V
Batterijspanning	$V_b = 67,5$	90	V
Anodespanning	$V_a = 60$	85	V
Roosterspanning	$V_g = 0$	0	V
Anodestroom	$I_a = 105$	170	μA
Lengte v/h staafvormige oplichtende gedeelte	$L = 10$	11	mm
Afknijpspanning	$V_g = -7$	-10	V

B. Voeding uit het lichtnet

Gloeispanning	V_f ⁵⁾ = 1,4	1,4	1,4	V
Voedingsspanning	$V_b = 110$	170	250	V
Anode-serieweerstand	$R_a = 0,47$	1,0	1,8	M Ω
Roosterspanning	$V_g = 0$	0	0	V
Anodestroom	$I_a = 105$	110	105	μA
Lengte van het staafvormige oplichtende gedeelte	$L = 10$	10	10	mm
Afknijpspanning	$V_g = -15$	-23	-34	V

Grensgegevens

Voedingsspanning	$V_b = \text{max. } 300$	V
Voedingsspanning als geen stroom wordt afgenomen	$V_{b0} = \text{max. } 450$	V
Anodespanning in ongeregelde toestand	$V_a = \text{max. } 150$	V
Anodespanning	$V_a = \text{min. } 45$	V
Anodedissipatie	$W_a = \text{max. } 75$	mW
Katodestroom	$I_k = \text{max. } 0,6$	mA
Weerstand in de roosterleiding	$R_g = \text{max. } 10$	M Ω

³⁾ Aansluitdraad 5 geaard en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij.

⁴⁾ Aansluitdraad 4 geaard en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij.

⁵⁾ Aansluitdraad 5 geaard. Zie verder de aanwijzingen in de voorgaande tekst. Wordt, volgens deze aanwijzingen, de gloeispanning verlaagd, dan zal de anodestroom 1 tot 2 μA lager worden. De overige gegevens veranderen niet.

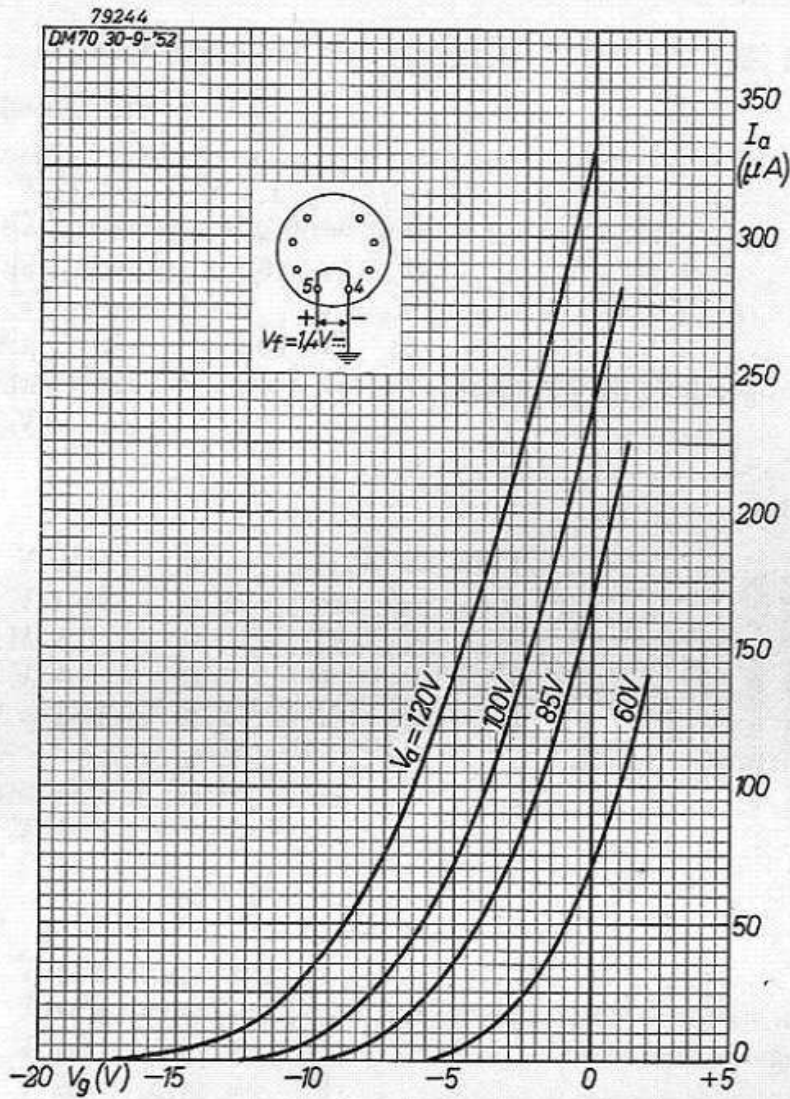
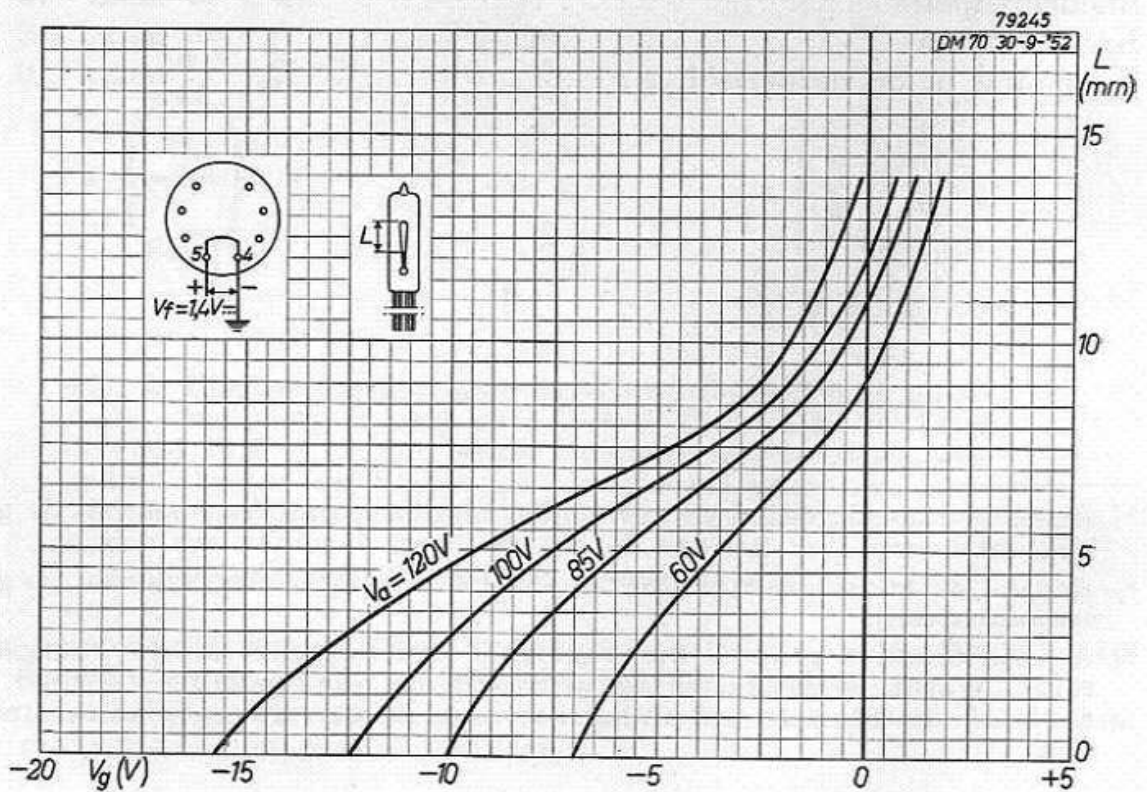


Fig. 8. Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij verschillende anodespanningen (V_a). De gloeidraad wordt hierbij verhit door gelijkstroom, terwijl aansluitdraad 4 geaard is en verbonden met de negatieve pool van de gloei-stroombatterij.

Fig. 9. Lengte (L) van het staafvormige oplichtende gedeelte van het uitroepteken als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij verschillende anodespanningen (V_a). Aansluitdraad 4 geaard en verbonden met de negatieve pool van de gloei-stroombatterij.



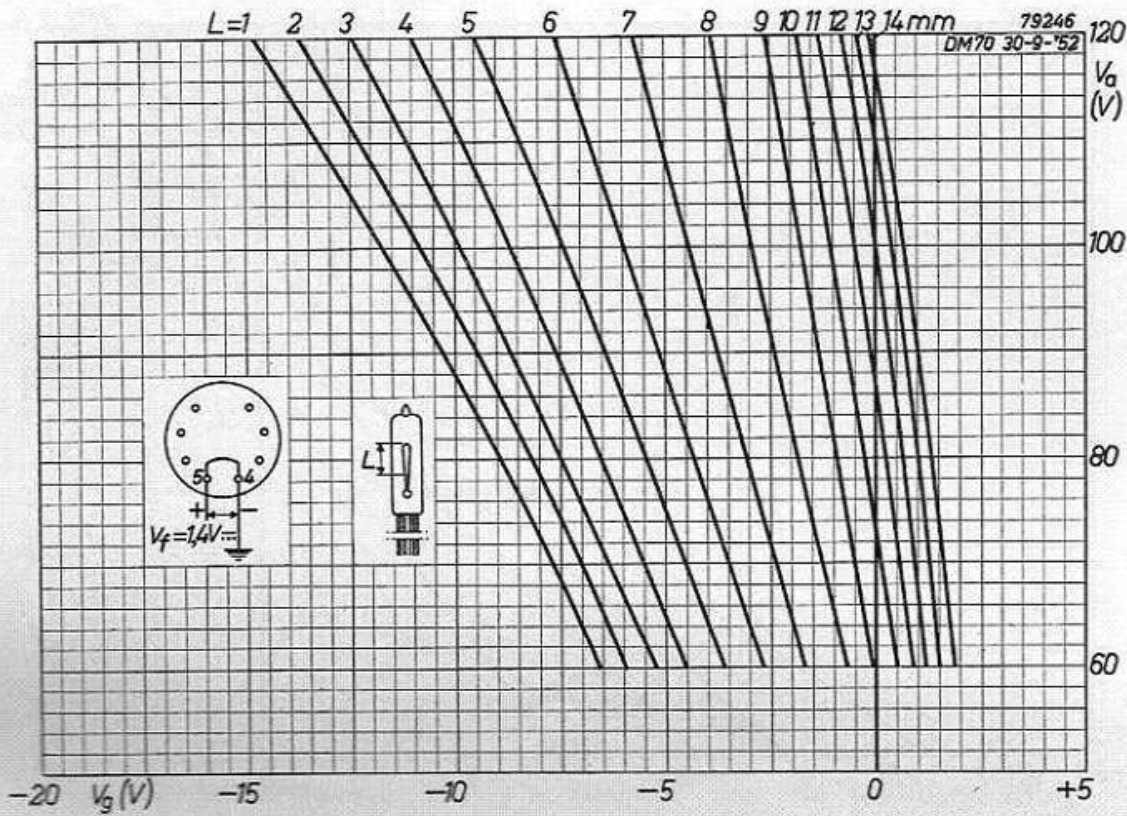


Fig. 10. Verband tussen de anodespanning (V_a), de negatieve rooster-spanning (V_g) en de lengte (L) van het staafvormige oplichtende gedeelte van het uitroep-teken. Aansluitdraad 4 geaard en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroom-batterij.

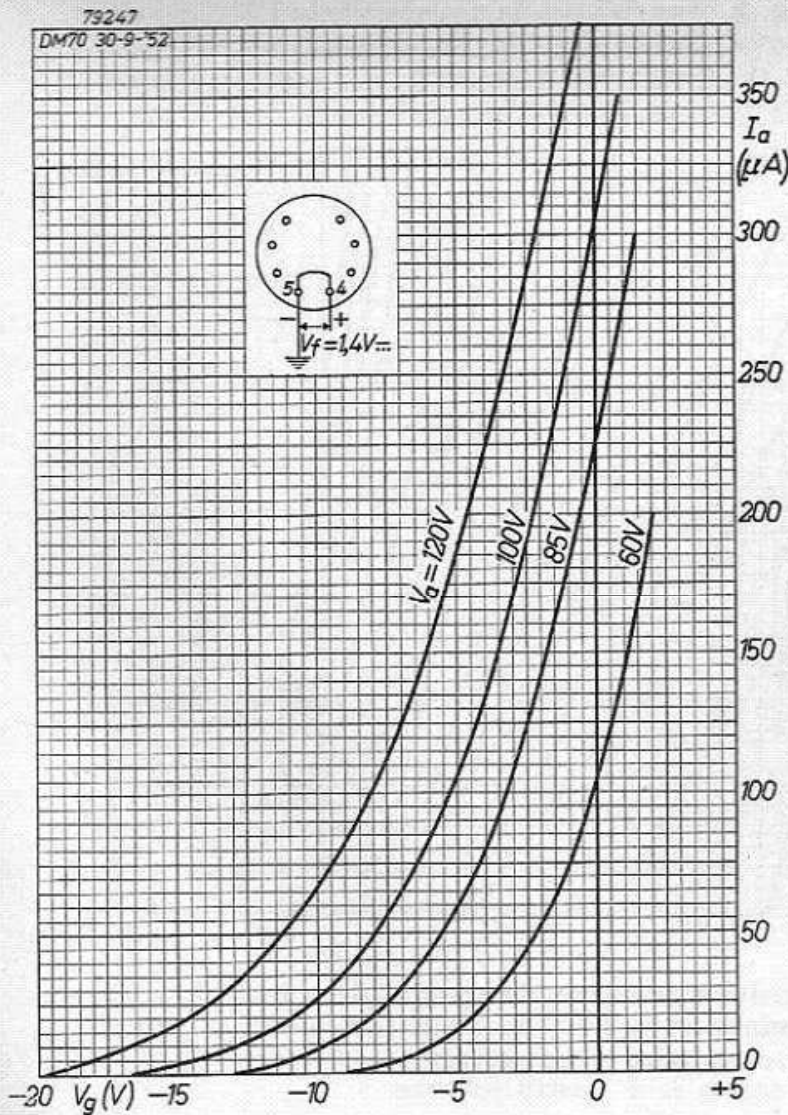


Fig. 11. Als fig. 8, waarbij nu de aansluitdraad 5 geaard is en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroom-batterij.

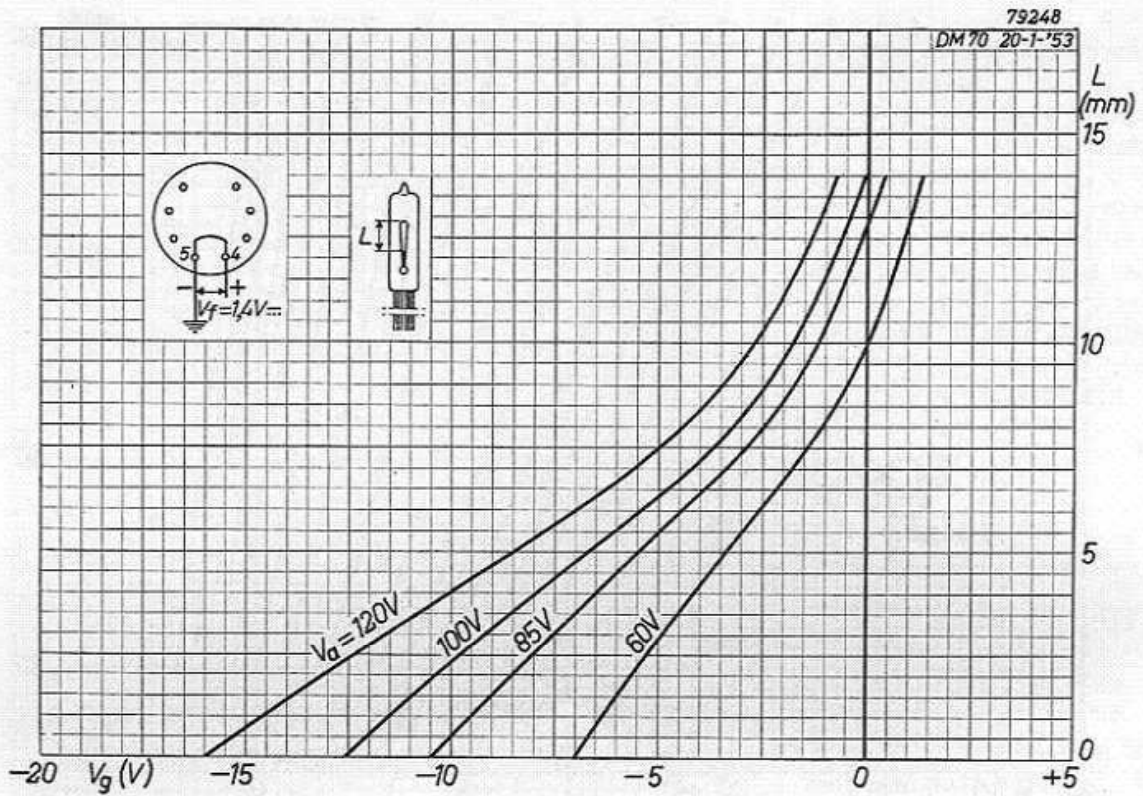


Fig. 12. Als fig. 9, waarbij nu de aansluitdraad 5 geaard is en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij.

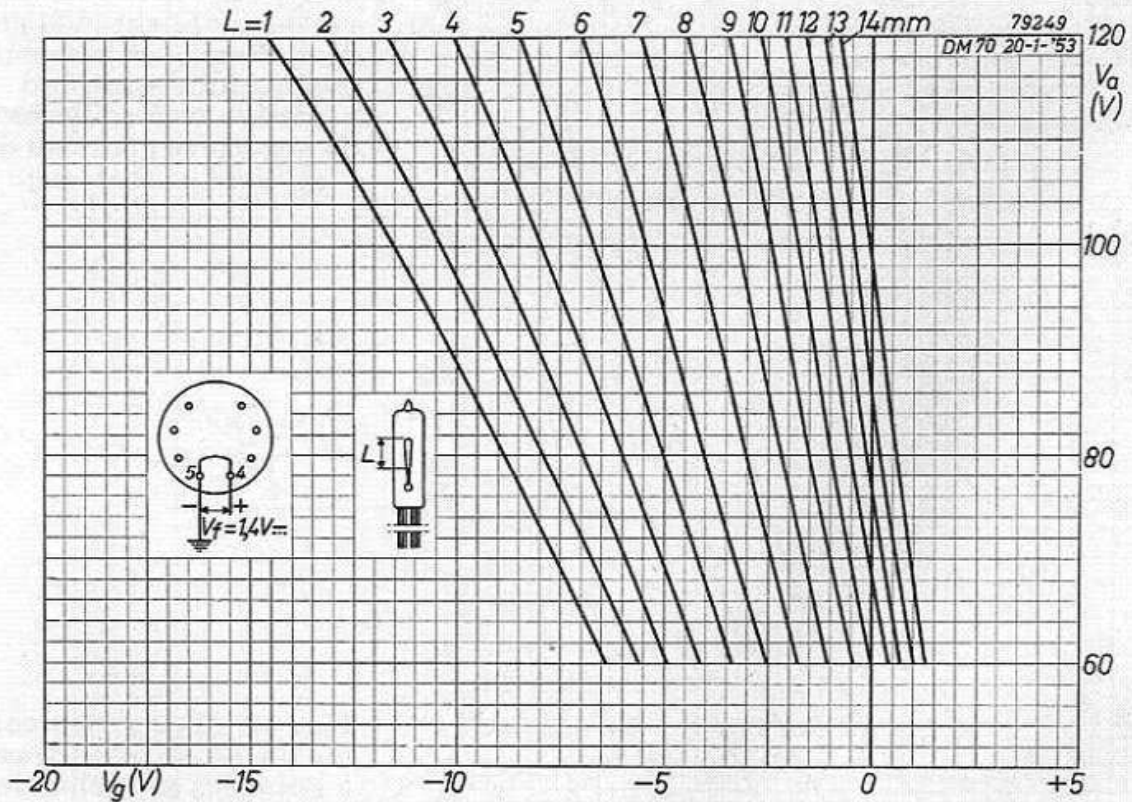


Fig. 13. Als fig. 10, waarbij nu de aansluitdraad 5 geaard is en verbonden met de negatieve pool van de gloeistroombatterij.

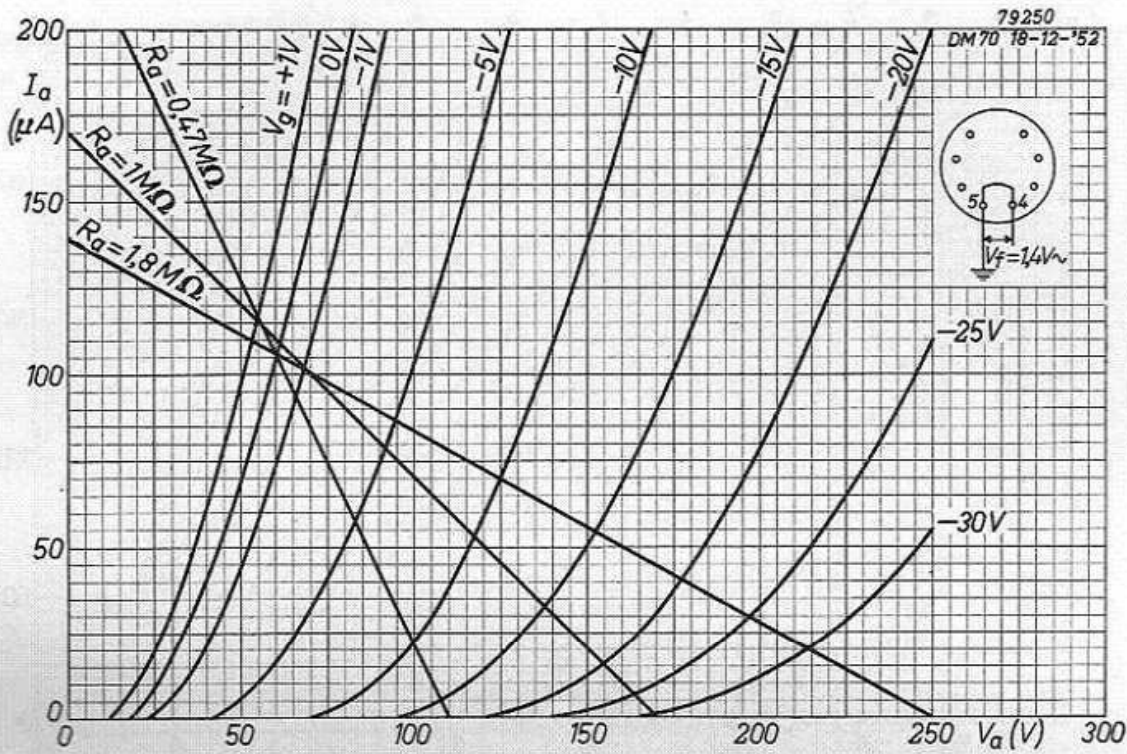


Fig. 14. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a) met de negatieve roosterspanning (V_g) als parameter. De gloeidraad wordt verhit door wisselstroom; aansluitdraad 5 geaard. Door de rechten worden de belastinglijnen aangeduid bij een belastingweerstand van 1,8 M Ω en een voedingsspanning van 250 volt, bij 1 M Ω en 170 volt en bij 0,47 M Ω en 110 volt.

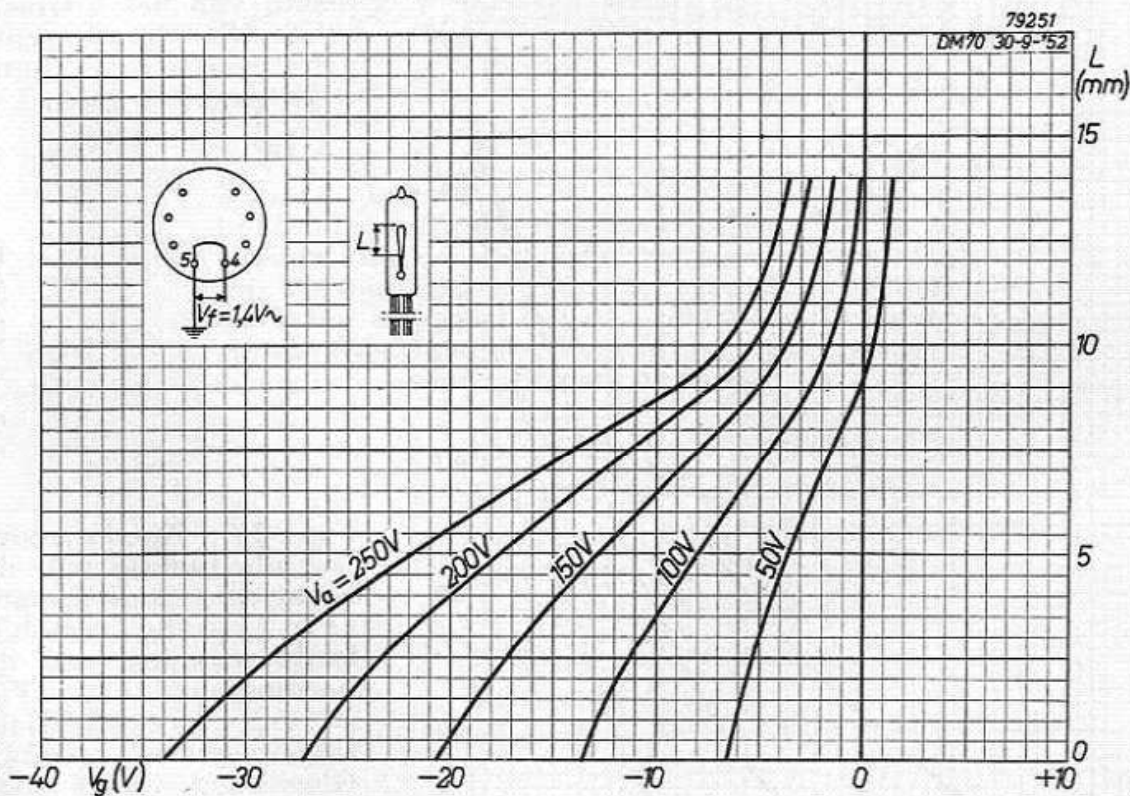


Fig. 15. Lengte (L) van de oplichtende staaf als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) met de anodespanning (V_a) als parameter. De gloeidraad wordt verhit door wisselstroom, aansluitdraad 5 is geaard.

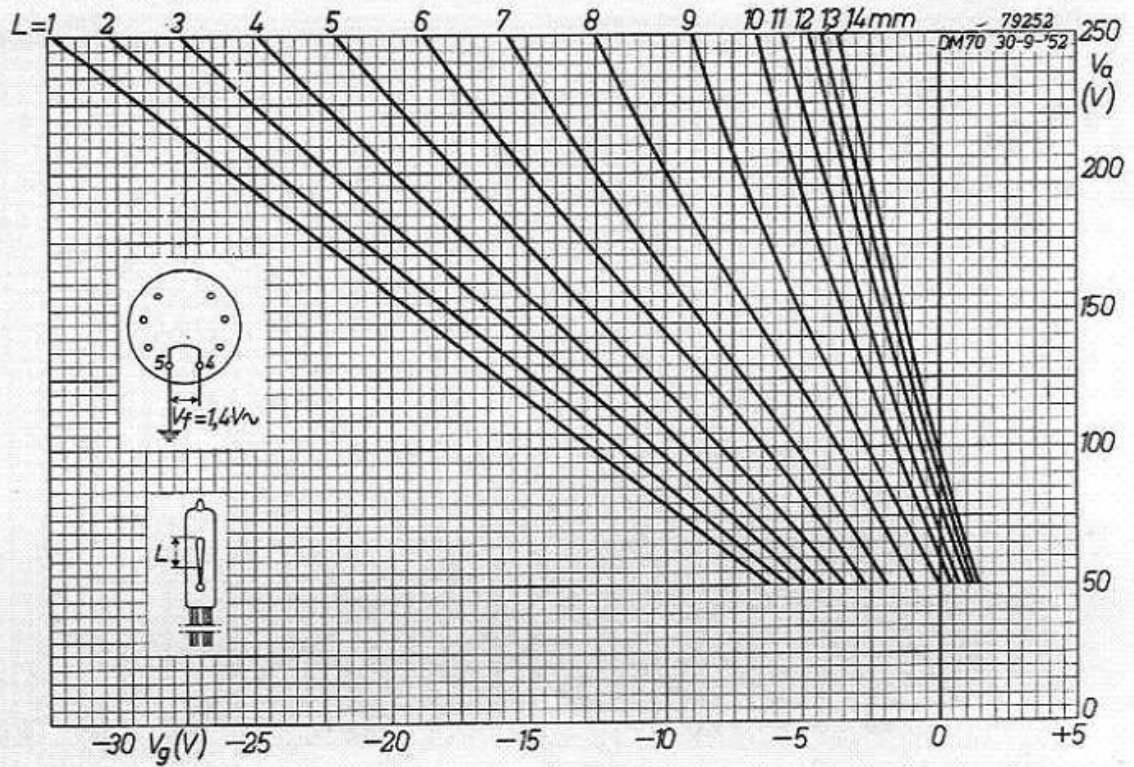


Fig. 16. Verband tussen de anodespanning (V_a), de negatieve rooster-spanning (V_g) en de lengte (L) van het staaf-vormige oplichtende ge-deelte van het uitroep-teken. Gloeidraad verhit door wisselstroom, aan-sluitdraad 5 geaard.

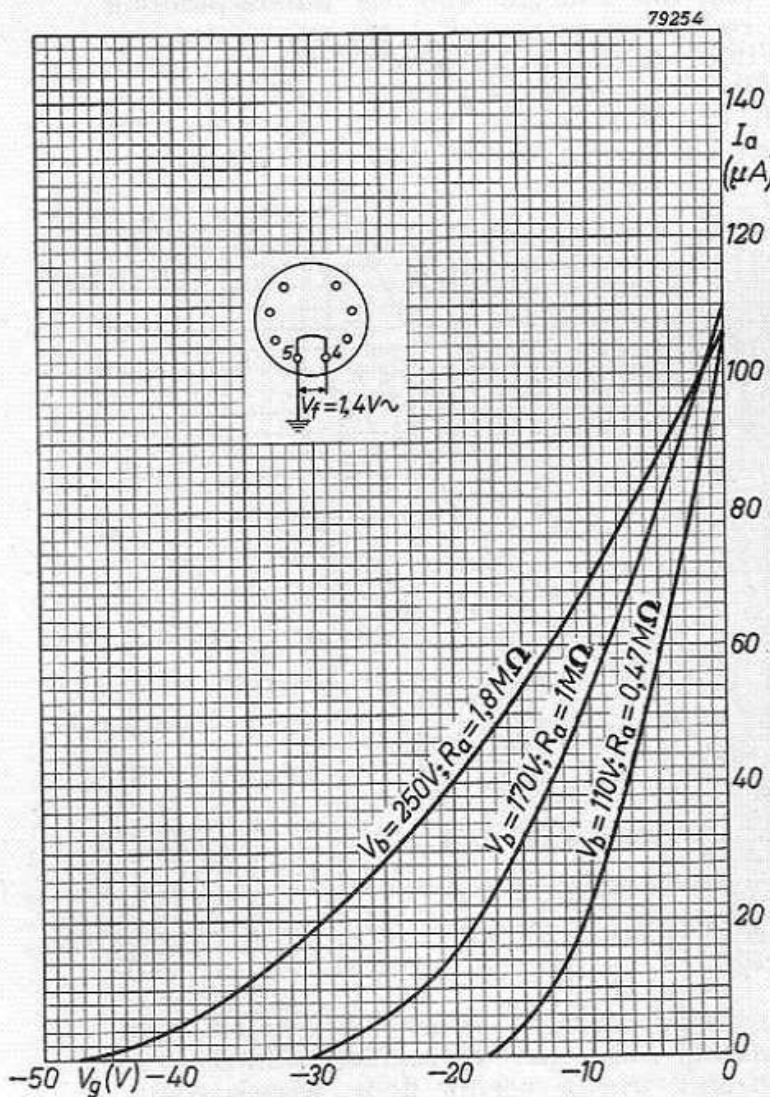


Fig. 17. Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij verschil-lende waarden van de voedings-spanning (V_b) en van de anodebelas-tingsweerstand (R_a). Gloeidraad verhit door wisselstroom, aan-sluit-draad 5 geaard.

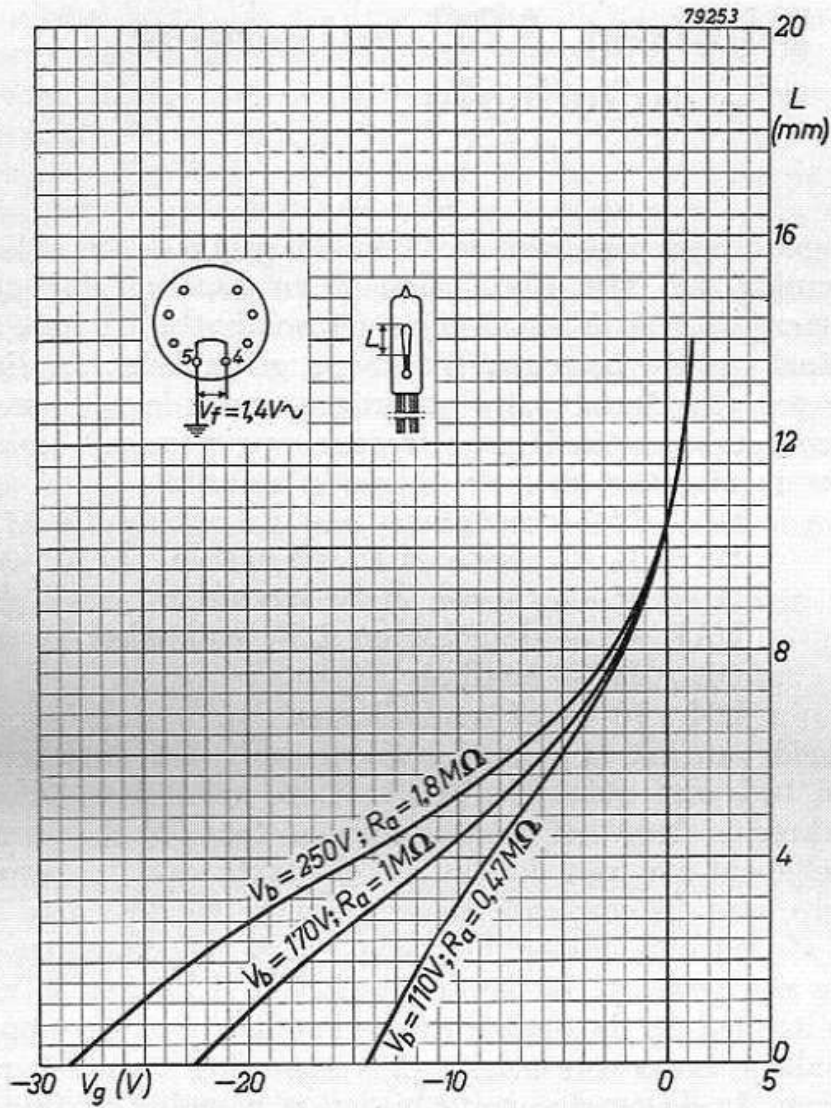


Fig. 18. Lengte (L) van het staafvormige oplichtende gedeelte van het uitroepteken als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij verschillende waarden van de voedingspanning (V_b) en van de anodebelastingsweerstand (R_a). Gloeidraad verhit door wisselstroom, aansluitdraad 5 geaard.

I. Een 5-buizen ABC-ontvanger met afstemindicator

Inleiding

Deze ontvanger is geschikt voor voeding uit gelijk- en wisselstroomnetten met een spanning van 220, 127 en 110 V, en voor voeding uit een hoogspanningsbatterij van 90 V en een gloeistroombatterij van 9,8 V.

De gloeidraden van de buizen zijn in serie geschakeld. In dit geval moet de spanning per gloeidraad 1,3 V bedragen, zodat in serie met de gloeistroombatterij een weerstand moet worden opgenomen.

De ontvanger is uitgerust met de volgende buizen:

DK	92	—	mengbuis
DF	91	—	eerste M.F. versterker
DF	91	—	tweede M.F. versterker
DAF	91	—	detector en L.F. versterker
DL	94	—	eindbuis
DM	70	—	afstemindicator

De gevoeligheid van het apparaat, gemeten aan het ingangsrooster van de mengbuis, bedraagt ongeveer $10 \mu\text{V}$. Deze grote gevoeligheid is voornamelijk verkregen door het toepassen van twee M.F. versterktrappen. Gelijke gevoeligheid zou zijn bereikt als in plaats van de extra M.F. trap een H.F. trap was toegevoegd, maar hiervoor zouden dan behalve een drievoudige afstemcondensator nog een extra schakelsegment en meer spoelen nodig zijn geweest. Weliswaar heeft een H.F. trap in het algemeen een gunstige invloed op de signaal-ruisverhouding van het apparaat, maar hier zou dit alleen maar een merkbare verbetering in het kortegolfgebied hebben gegeven. In de overige golfgebieden is namelijk de impedantie van de antennekring aanmerkelijk groter dan de equivalente ruisweerstand van de mengbuis, waardoor de gunstige invloed van de H.F. trap maar zeer gering is. De grotere kosten van een H.F. trap zullen derhalve in het algemeen niet gerechtvaardigd zijn.

Het complete schema van de ontvanger is gegeven in fig. 16. In dit schema is de golfgebiedschakelaar getekend in de stand voor ontvangst in het kortste golfgebied.

De golfgebieden zijn:

Kortegolf 1	: 14,3	—	47 m (21	—	6,38 MHz)
Kortegolf 2	: 48	—	159 m (6,25	—	1,885 MHz)
Middengolf	: 172	—	570 m (1750	—	525 kHz)
Langegolf	: 795	—	2040 m (377	—	147 kHz)

SCHEMABESCHRIJVING

Raamantenne

Voor dit ontwerp is gebruik gemaakt van een raamantenne met één winding. Vergeleken met een raamantenne met meer windingen, heeft dit type het voordeel, dat het ongevoeliger is voor storende elektrische velden, hetgeen

vooral tot uiting komt bij voeding uit het lichtnet. Bovendien vermijdt men de parasitaire koppeling, die kan optreden tussen de verschillende ramen die voor de verschillende golfgebieden nodig zijn als meer windingen worden gebruikt.

In het kortste golfgebied kan de totale zelfinductie van de ingangskring op de juiste waarde worden ingesteld met behulp van de seriespoel L_2 . In de andere golfgebieden wordt de zelfinductie van het raam omhoog getransformeerd door speciale transformatoren. Deze transformatoren moeten een betrekkelijk hoge primaire zelfinductie hebben (ongeveer $5 \times$ de zelfinductie van het raam), en bovendien een grote koppelfactor tussen de primaire en de secundaire wikkelingen, alsmede een grote kwaliteitsfactor. De grote koppelfactor is verkregen door gebruik te maken van potkernen, en een grote kwaliteitsfactor is bereikt door de wikkelingen van litzedraad te maken. In elk golfgebied kan de zelfinductie worden ingesteld met de seriespoeltjes L_5 , L_8 en L_{11} .

De spanning die in de raamantenne wordt geïnduceerd, kan worden voorgesteld door de formule:

$$V = \mu_0 \cdot O \cdot \omega \cdot H, \quad \text{waarin:}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vsec/Am,}$$

O = de oppervlakte van het raam in m^2 ,

H = de magnetische veldsterkte in A/m .

In een electromagnetisch veld dat zich op grote afstand van de zendantenne bevindt, kan de verhouding tussen de elektrische en de magnetische veldsterkte worden voorgesteld door:

$$F/H = 120\pi,$$

waarin F in V/m en H in A/m zijn uitgedrukt.

Voor de spanning die in de raamantenne wordt geïnduceerd, kan men dus ook schrijven:

$$V = \mu_0 \cdot O \cdot \omega \frac{F}{120\pi} = \frac{2\pi f \cdot O \cdot F}{300 \cdot 10^6} = \frac{2\pi \cdot O \cdot F}{\lambda}.$$

Noemt men de transformatieverhouding van de transformator tussen de antenne en de buis n , en de kwaliteitsfactor van de gehele kring Q , dan is dus de spanning op het ingangstrooster van de mengbuis:

$$V_{g3} = \frac{2\pi \cdot O \cdot F}{\lambda} \cdot n \cdot Q.$$

De afmetingen van de raamantenne zijn $0,235 \times 0,320 = 0,075 \text{ m}^2$. In het middengolfgebied is de transformatieverhouding $n = 18,2$ en de kwaliteitsfactor $Q = 40$. Bij een golflengte van 300 m en een veldsterkte van $10 \mu\text{V/m}$ is dus deingangsspanning op het derde rooster van de mengbuis:

$$V_{g3} = \frac{2\pi \cdot 0,075 \cdot 10}{300} \cdot 18,2 \cdot 40 = 11,4 \mu\text{V}.$$

We kunnen deze uitkomst vergelijken met het resultaat dat een normale capacatieve antenne onder dezelfde omstandigheden zal leveren. Nemen we

aan dat de effectieve hoogte van een gemiddelde capacatieve antenne 0,5 meter bedraagt, dan zal de antennespanning zijn:

$$V = F \cdot h = 10 \cdot 0,5 = 5 \mu V.$$

Bij een antenne-opslingering van 2 wordt dan deingangsspanning op de mengbuis 10 μV . In het middengolfgebied komen de gevoeligheden van een raamantenne en van een capacatieve antenne dus ongeveer met elkaar overeen. De spanning die in de raamantenne wordt geïnduceerd is onafhankelijk van de doorsnede van de draad, maar de zelfinductie wordt kleiner naarmate de draaddiameter toeneemt. Om een grote transformatieverhouding te kunnen bereiken, moet de zelfinductie klein worden gehouden, en daarom is voor de raamantenne een aluminium strip van 20×2 mm gebruikt. Opmerking verdient nog, dat de transformatieverhouding overeenkomt met de wortel uit de verhouding tussen de zelfinductie die parallel moet worden geschakeld aan de afstemcondensator, en de zelfinductie van de raamantenne met daaraan parallel de primaire van de transformator.

Bij een ontvanger met een capacatieve antenne wordt de M.F. zuigkring gewoonlijk tussen de ingangsklemmen geschakeld. Dit is hier niet mogelijk, en de zuigkring is daarom parallel aan de afstemcondensator geplaatst.

Mengtrap

Daar in de beschrijving van de DK 92 de werking van de mengbuis reeds is uiteengezet, kan hier worden volstaan met het geven van een aantal grafieken die de werking in de verschillende golfgebieden illustreren.

In fig. 1 is de frequentieverschuiving uitgezet die ontstaat als gevolg van de regelspanning op het ingangrooster voor de automatische sterkteregeling.

In het kortste golfgebied is deze verschuiving bij 21 MHz gelijk aan 36 kHz, als de regelspanning verandert van 0 tot -5 V. Bij 19 MHz is dit reeds tot 19 kHz verminderd, terwijl de verschuiving bij 15 MHz nog slechts 4 kHz bedraagt. Voor een batterij-heptode is dit een zeer lage waarde. In het tweede kortegolfgebied is de frequentieverschuiving bij de hoogste frequentie van 6,4 MHz ongeveer 3,5 kHz, en, bij frequenties gelijk aan 5,5 MHz en lager, minder dan 1 kHz.

In het gehele gebied van 48—159 m (6,25—1,885 MHz) is dus de verschuiving van de oscillatorfrequentie bij automatische sterkteregeling voldoende klein. In het golfgebied van 14,3—47 m (21—6,38 MHz) is dit slechts

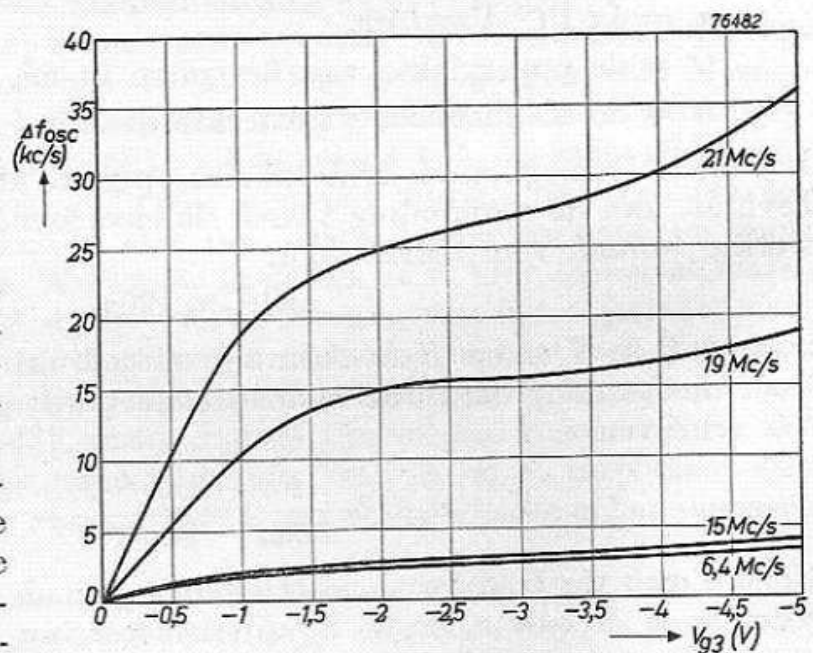


Fig. 1. Verschuiving van de oscillatorfrequentie ten gevolge van de automatische sterkteregeling, met de signaalfrequentie als parameter.

het geval tussen 20 en 47 m, terwijl beneden 20 m de afstemming wordt beïnvloed door de frequentieverschuiving bij regeling. Of dit als een belangrijk nadeel moet worden opgevat tegenover het voordeel van automatische sterkteregeling op de mengbuis, is een kwestie van persoonlijke smaak. In elk geval kan de frequentieverschuiving worden voorkomen door de mengbuis in het kortste golfgebied niet te regelen. In de hier beschreven ontvanger wordt de mengbuis geregeld in alle golfgebieden. In fig. 2 is aangegeven hoe de oscillatorfrequentie wordt meegetrokken bij

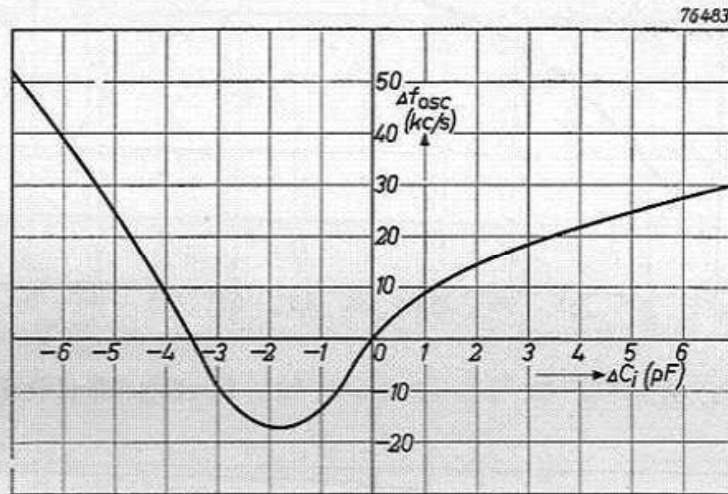


Fig. 2. Het meetrekken van de oscillatorfrequentie als functie van de capaciteitsverandering van de ingangkring, bij een oscillatorfrequentie van 20 MHz.

het verstemmen van de antennekring. Deze kromme is opgenomen bij een oscillatorfrequentie van 20 MHz. Bij lagere frequenties is dit meetrek-effect veel geringer.

In de fig. 3—6 is voor alle vier golfbereiken de oscillatorroosterstroom uitgezet als functie van de frequentie. De roosterlekweerstand heeft hierbij een waarde

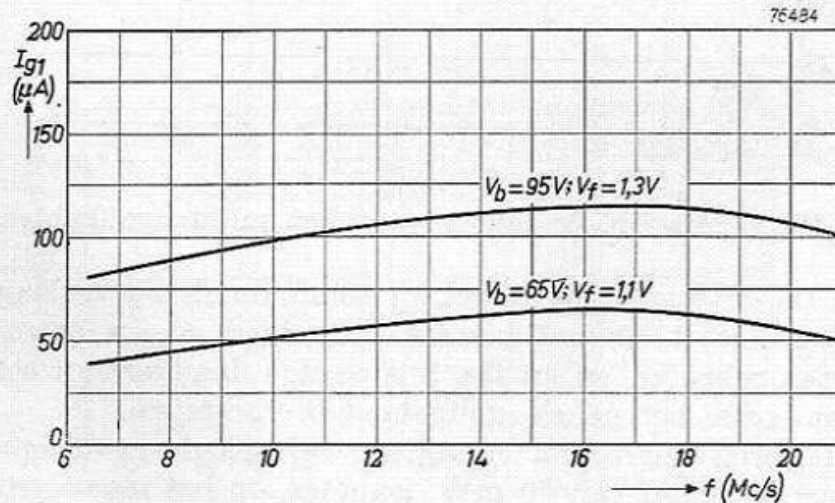


Fig. 3. Oscillatorroosterstroom als functie van de frequentie voor het kortste golfgebied, bij nominale en bij verlaagde voedingsspanningen.

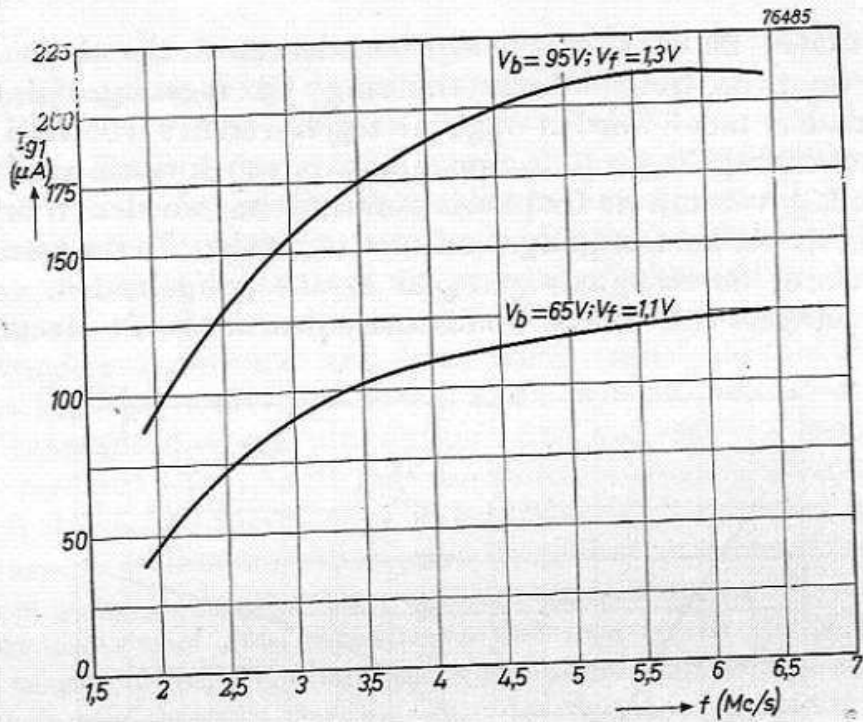


Fig. 4. Als fig. 3, echter voor het kortegolgebied 2.

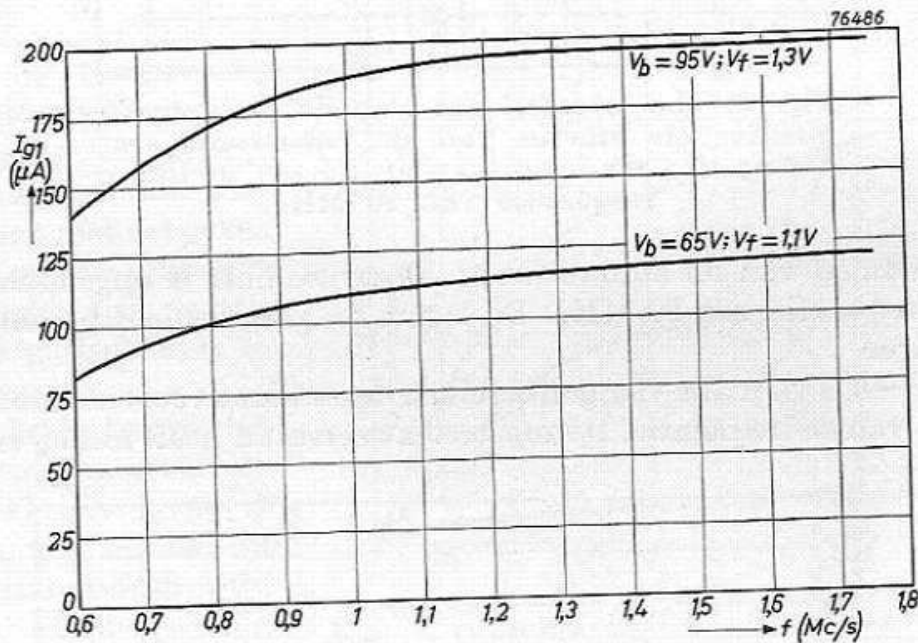


Fig. 5. Als fig. 3, echter voor het middengolgebied.

van 27 k Ω . De krommen zijn zowel bij nominale als bij verlaagde voedingspanning opgenomen. In het kortste golgebied is een extra spoel in de oscillatorketen gebruikt, en uit fig. 3 is te zien dat hierdoor een behoorlijke roosterstroom over het gehele golgebied is verkregen.

Als de oscillatorroosterstroom verandert, zal ook de gevoeligheid voor een L.F. uitgangsvermogen van 50 mW, gemeten op het ingangsrooster van de DK 92, veranderen. Dit is weergegeven in de fig. 8—11, waar de gevoeligheid als functie van de frequentie is uitgezet, zowel bij nominale als bij verlaagde voedingspanningen. Men dient hierbij wel in het oog te houden, dat de

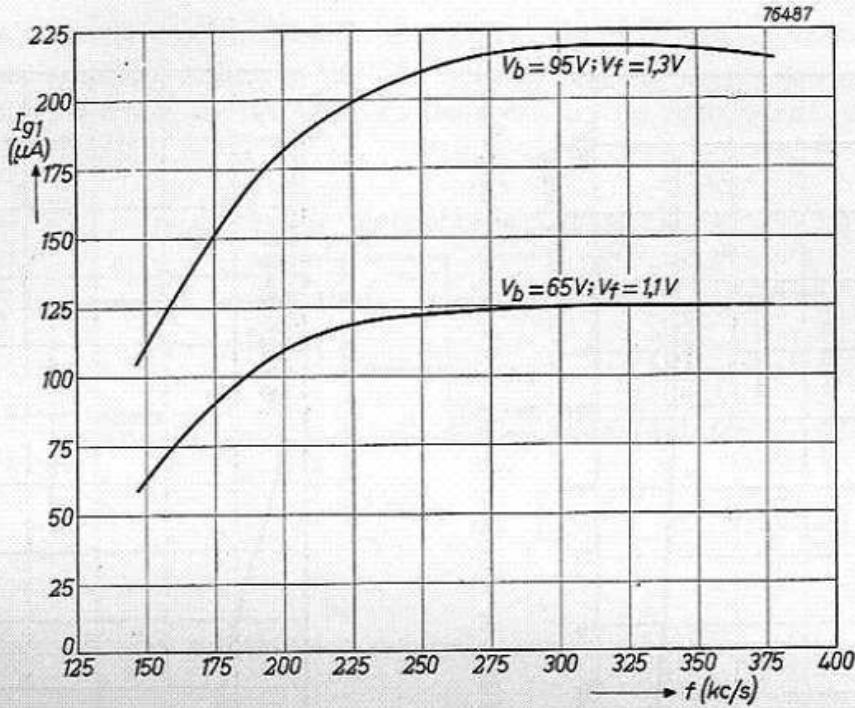


Fig. 6. Als fig. 3, echter voor het langegolfgebied.

vermindering van de gevoeligheid bij de verlaagde spanningen een gevolg is van de vermindering van de versterking in alle trappen.

M.F. versterker en automatische sterkteregeling

In deze ontvanger worden twee M.F. versterktrappen gebruikt, beide uitgerust met een DF 91. Daar met drie M.F. bandfilters de doorlaatkromme te smal zou worden, is tussen de beide buizen slechts een enkele kring (L_{24}) geschakeld, die door een weerstand van 0,12 $M\Omega$ wordt gedempt. Bij een middenfrequentie van 452 kHz is de bandbreedte van de gehele M.F. versterker voor een tienvoudige verzwakking 11,4 kHz .

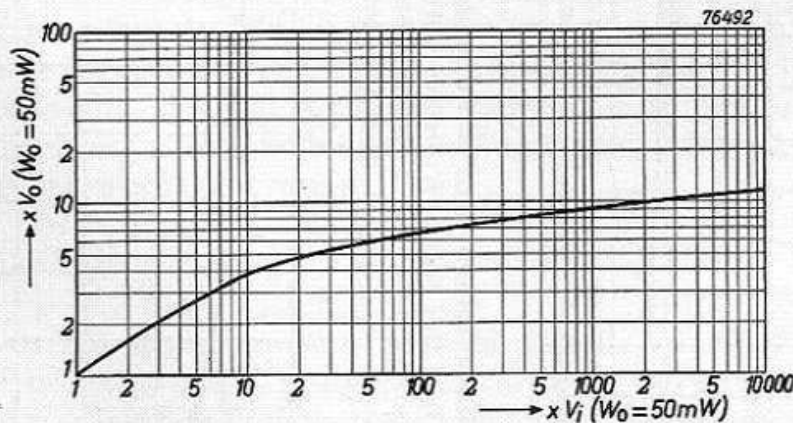


Fig. 7. De kromme van de automatische sterkteregeling gemeten in het middengolfgebied.

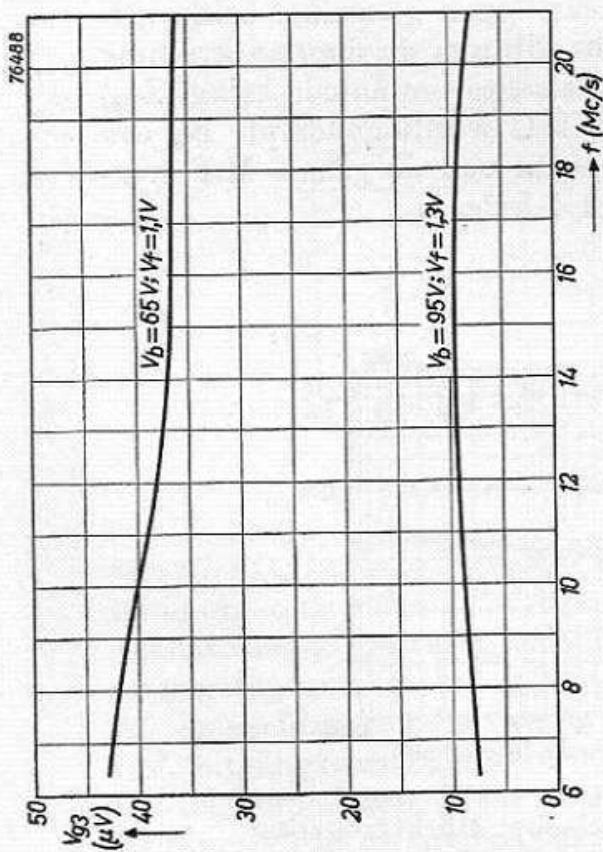


Fig. 8. Gevoeligheid voor een uitgangsvermogen van 50 mW gemeten aan het signaalrooster van de mengbuis voor het kortste golfgebied, bij nominale en bij verlaagde voedingsspanningen.

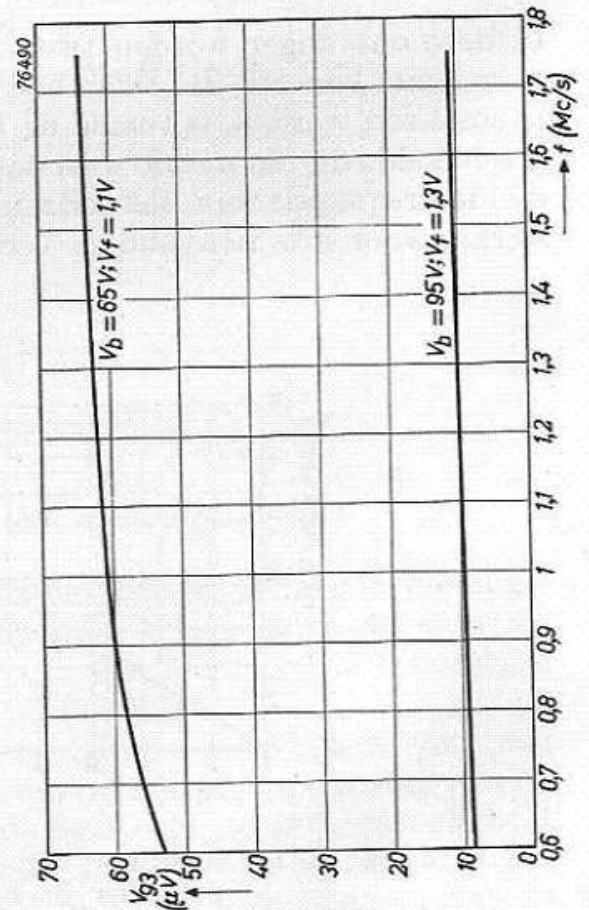


Fig. 10. Als fig. 8, echter voor het middengolfgebied.

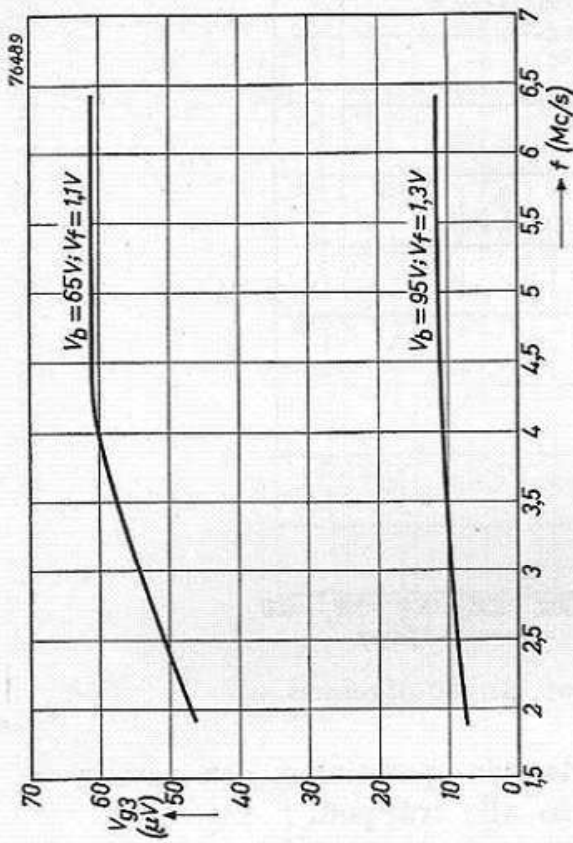


Fig. 9. Als fig. 8, echter voor het kortegolfgebied 2.

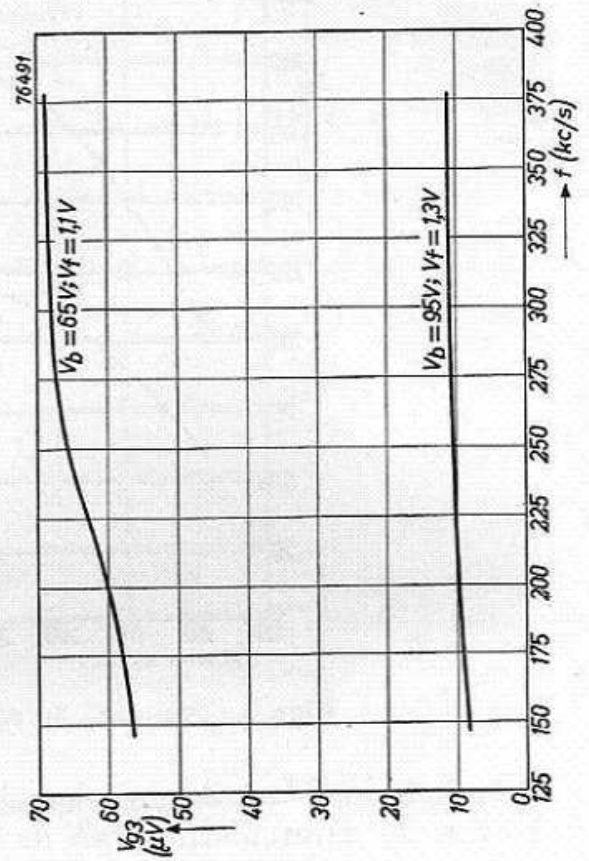


Fig. 11. Als fig. 8, echter voor het langegolfgebied.

De kromme van de automatische sterkteregeling is opgenomen in fig. 7, en een vereenvoudigd schema van de schakeling is weergegeven in fig. 12. Zoals men ziet, worden de beide M.F. buizen en de mengbuis geregeld, en

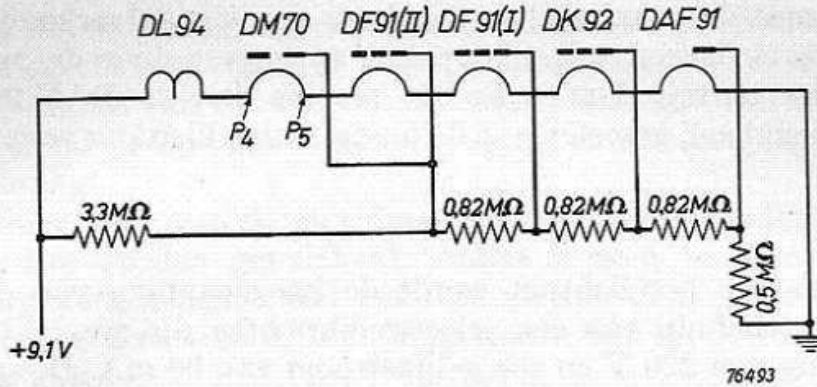


Fig. 12. De schakeling voor de automatische regeling.

wordt ook een regelspanning aan de DM 70 toegevoerd. Zonder ingangssignaal is de voorspanning van de geregelde buizen juist nul volt. Dit is verkregen met behulp van een potentiometer die tussen de positieve klem van de gloeistroombatterij en de detectordiode is aangesloten, waardoor tevens de beschikbare regelspanning voor de buizen wordt verminderd. Aan de mengbuis wordt zodoende slechts 86% van de totale regelspanning over de detectorweerstand van 0,5 MΩ toegevoerd. Voor de eerste M.F. buis is dit 72%, en voor de tweede M.F. buis 57%. Op deze manier doorgaande, zou de regelspanning op de afstemindicator DM 70 nog kleiner zijn geworden. Dit zou ook inderdaad het geval zijn geweest als pen 4 van deze buis aan de negatieve zijde van de gloeidraadketen was verbonden. In dat geval zou namelijk de regeling van de oplichtende streep beginnen bij een regelspanning van nul volt op het rooster. Pen 4 is echter met de positieve zijde van de gloeidraadketen verbonden, zodat de regeling pas bij -2 V begint. Het rooster van de DM 70 kan dan worden verbonden met het punt waar de regelspanning 57% van de totale bedraagt. Zonderingangssignaal en bij voeding uit het lichtnet is dan de voorspanning van het rooster van de DM 70 gelijk aan $-2,6$ V, zodat de regeling van deze buis kan aanvangen zodra een signaal wordt ontvangen.

L.F. versterker

Voert men aan het ingangrooster van de DK 92 een H.F. signaal van $10 \mu\text{V}$ toe, dan bedraagt het M.F. signaal op de diode van de DAF 91 ongeveer 1 V. De ruis-signaalverhouding heeft dan ongeveer de maximaal toelaatbare waarde. Het dioderendement heeft in dit geval een waarde van ca. 70%, zodat bij een modulatie diepte van 30%, de gedetecteerde L.F. spanning 210 mV bedraagt.

Zonder tegenkoppeling zou de gevoeligheid op het stuurrooster van de DAF 91 voor een uitgangsvermogen van 50 mW der eindbuis ongeveer 22,5 mV groot zijn. Een dergelijke gevoeligheid van de L.F. versterker zou echter moeilijkheden opleveren in verband met microfonie. Bovendien heeft het weinig zin de gevoeligheid van de ontvanger beter dan 10 μ V te maken, in verband met de maximaal toelaatbare ruis-sigitaalverhouding. In het L.F. gedeelte is daarom tegenkoppeling toegepast door de spanning over de luidspreker in tegenfase naar het rooster van de DAF 91 te voeren. De L.F. gevoeligheid, gemeten aan de diode, wordt hierdoor ongeveer 210 mV.

Voeding

Bij aansluiting op het lichtnet wordt de hoogspanning van de ontvanger verkregen met behulp van een seleengelijkrichter die geschikt is voor een wisselspanning van 220 V en een gelijkstroom van 90 mA. De spanning over de buffercondensator moet bij voeding uit een wisselstroomnet dezelfde waarde hebben als bij voeding uit een gelijkstroomnet. Dit is verkregen door tussen deze condensator en de seleengelijkrichter weerstanden te schakelen. Met schakelaar S_9 kunnen verschillende weerstanden worden ingeschakeld, waardoor het apparaat geschikt kan worden gemaakt voor aansluiting op netten van 110 V, 127 V en 220 V. Schakelaar S_8 is een normale dubbel-polige netschakelaar die gemonteerd is op de geluidsterkteregelaar en hiermede wordt bediend. Het overschakelen van netvoeding op batterijvoeding geschiedt met de schakelaar S_{10} , die omgeschakeld wordt door het steken van de netstekker in de op schakelaar S_{10} gemonteerde stekerbussen (zie ook fig. 16). Het voordeel hiervan is, dat de ontvanger automatisch voor netvoeding wordt omgeschakeld als de netstekker uit de schakelaar wordt getrokken.

Voor een ABC-ontvanger, waarin de gloeidraden in serie zijn geschakeld,

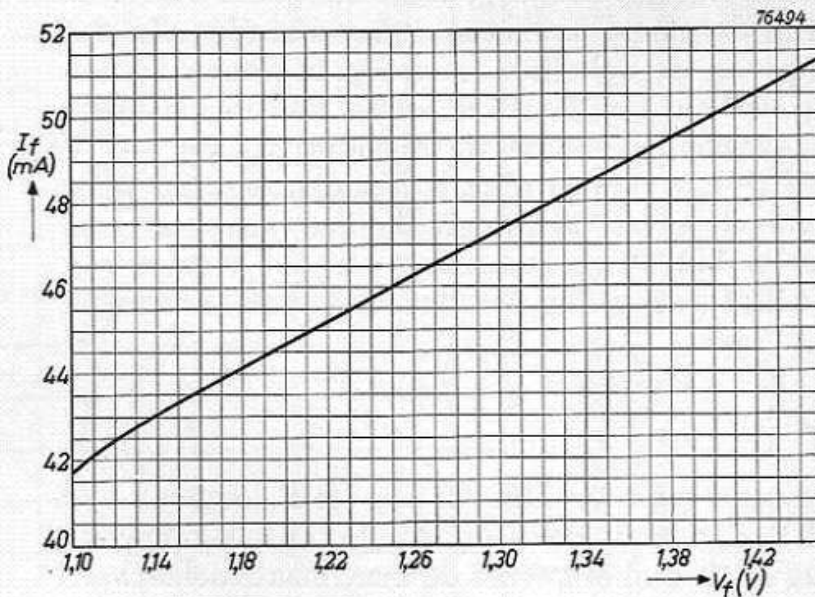


Fig. 13. Gloeistroom als functie van de gloeispanning voor een 50 mA-miniatur batterijbuis.

moet iedere gloeidraad met een geschikte weerstand worden overbrugd, om te voorkomen dat één van de gloeidraden wordt overbelast. Dit kan bijvoorbeeld geschieden als de katodestroom van de buizen aan het positieve einde van de gloeidradketen door de gloeidraden vloeit die aan de negatieve kant liggen.

Een tweede oorzaak van overbelasting kan worden gevormd door het optreden van netspanningsschommelingen. Bij netvoeding moet de gloei-

draadketen daarom zodanig worden geschakeld, dat de nominale spanning over iedere gloeidraad 1,3 V bedraagt.

In fig. 13 is een typische $I_f - V_f$ kromme getekend voor een gloeidraad van 1,4 V, 50 mA. Hieruit blijkt dat de gloeistroom bij 1,3 V een waarde heeft van 47,4 mA, voor het geval dat er geen katodestroom vloeit. Is deze laatste stroom wel aanwezig, dan moet parallel aan de gloeidraad een weerstand worden geschakeld. Om nu een spanning van 1,3 V te verkrijgen, moet men de waarde van de weerstand zodanig kiezen, dat de stroom aan het positieve einde van de gloeidraad $I_f - \frac{1}{3} I_k$, en aan het negatieve einde $I_f + \frac{2}{3} I_k$ bedraagt.

Over de positieve helft van de gloeidraad van de DL 94 (zie fig. 16) behoeft geen weerstand te worden geschakeld, omdat er geen katodestroom vloeit van de voorafgaande buizen. Wel moet de stroom door deze helft van de gloeidraad worden verminderd, ter compensatie van de katodestroom die de buis zelf voert.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de DL 94

Bij een gloeispanning van 2,6 V is de totale emissiestroom van de DL 94 gelijk aan 9,2 mA, waarvan 3,7 mA afkomstig is van de positieve helft en 5,5 mA van de negatieve helft van de gloeidraad. De stroom die toegevoerd moet worden aan de positieve helft van de gloeidraad bedraagt dus $47,4 - \frac{1}{3} \cdot 3,7 = 46,2$ mA. De weerstand van 1,8 k Ω , 10 W, die in serie is geschakeld met de gloeidraadketen, is op deze waarde van de stroom gebaseerd. De totale stroom die in dit geval door het aftakkingspunt van de gloeidraad loopt wordt dan $46,2 + 3,7 = 49,9$ mA. De stroom die van het aftakkingspunt in de negatieve helft van de gloeidraad loopt moet $47,4 - \frac{1}{3} \cdot 5,5 = 45,6$ mA groot zijn. Het resterende deel (4,3 mA) moet daarom worden opgenomen door de parallelweerstand, die bij een gloeispanning van 1,3 V dus een waarde van $1300/4,3 = 302 \Omega$ moet hebben.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de DM 70

De DM 70 heeft een 25 mA gloeidraad, welke stroom tot 24 mA afneemt bij een spanning van 1,3 V. De emissiestroom van deze buis kan worden verwaarloosd, zodat de waarde van de parallel te schakelen weerstand alleen wordt bepaald door de stroom die van de DL 94 komt. Deze stroom heeft een waarde van $45,6 + 5,5 = 51,1$ mA, plus 4,3 mA, afkomstig van de parallelweerstand van de DL 94. De parallelweerstand van de DM 70 moet

dus een waarde hebben van $\frac{1300}{51,1 + 4,3 - 24} = 41 \Omega$.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de tweede DF 91

De emissiestroom van deze buis bedraagt 2,5 mA, zodat de stroom die moet worden toegevoerd aan de positieve kant van de gloeidraad $47,4 - \frac{1}{3} \cdot 2,5 = 46,6$ mA moet zijn. De stroom die van de DM 70 komt heeft een waarde van

55,4 mA en de vereiste parallelweerstand voor de gloeidraad van de DF 91 is dus: $\frac{1300}{55,4 - 46,6} = 148 \Omega$. De stroom hierdoor bedraagt 8,8 mA.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de eerste DF 91

De stroom die van de kant van de tweede DF 91 komt bedraagt $46,6 + 2,5 + 8,8 = 57,9$ mA. De stroom die moet worden toegevoerd aan de positieve kant van de gloeidraad der DF 91 moet weer 46,6 mA bedragen, zodat de parallelweerstand in dit geval een waarde van $\frac{1300}{57,9 - 46,6} = 115 \Omega$ moet hebben. De stroom door deze weerstand wordt dan 11,3 mA.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de DK 92

Evenals de twee voorgaande buizen, heeft de DK 92 een emissiestroom van 2,5 mA, en de vereiste stroom aan de positieve kant van de gloeidraad bedraagt dus ook 46,6 mA. Beschikbaar zijn $46,6 + 2,5 + 11,3 = 60,4$ mA, zodat de stroom door de parallelweerstand een waarde van 13,8 mA moet hebben. De weerstand wordt dan gelijk aan $1300/13,8 = 94 \Omega$.

Parallelweerstand voor de gloeidraad van de DAF 91

De emissiestroom van deze buis is te verwaarlozen, en de gloeistroom moet dus 47,4 mA bedragen. Uit de voorafgaande gloeidraad met parallelweerstand komt een stroom van $46,6 + 2,5 + 13,8 = 62,9$ mA, zodat bij deze buis de stroom door de parallelweerstand $62,9 - 47,4 = 15,5$ mA moet zijn. Hiervoor is dus een weerstand van $1300/15,5 = 84 \Omega$ nodig.

Behalve de gelijkstroomcomponent van de emissiestromen van de diverse buizen, vloeit ook de wisselstroomcomponent door de gloeistroomketen. Dit kan tot ongewenste koppelingen leiden, en daarom is het gebruik van ontkoppelcondensatoren noodzakelijk. Voor de ontkoppeling van de DL 94 is een electrolytische condensator vereist; voor de overige buizen kan men met kleinere condensatoren volstaan (zie fig. 16).

Tenslotte zij nog vermeld dat het gebruik van een nieuwe hoogspanningsbatterij tegelijk met een bijna uitgeputte gloeistroombatterij, tot overbelasting van de eindbuis kan leiden. Het verdient daarom aanbeveling beide batterijen gelijktijdig te vervangen.

MEETRESULTATEN

Stromen en spanningen

Deze zijn gemeten bij voeding uit een 220 V wisselspanningsnet en zonder ingangssignaal. De spanningen zijn gemeten t.o.v. het chassis, met uitzondering van de stuurroosterspanning V_{g1} , die steeds t.o.v. de negatieve zijde van de gloeidraad van de betreffende buis is gemeten.

	DK 92	DF 91 (I)	DF 91 (II)	DAF 91	DL 94	DM 70
Anodespanning V_a	95	95	95	24,3	89	95 V
Spanning van het vierde rooster V_{g4}	70	—	—	—	—	— V
Signaal-roosterspanning V_{g3}	0	—	—	—	—	— V
Scheragroosterspanning V_{g2}	37	42	48	22,1	95	— V
Stuurroosterspanning . V_{g1}	—	-0,1	-0,3	0	-3,9	-1,3 V
Anodestroom I_a	0,68	1,8	1,8	0,062	7,5	— mA
Stroom van het vierde rooster I_{g4}	0,14	—	—	—	—	— mA
Scheragroosterstroom . I_{g2}	1,76	0,78	0,69	0,014	1,7	— mA

Gevoeligheid

Onderstaande waarden gelden voor een uitgangsvermogen van 50 mW.
 Kolom A: Gevoeligheid bij voeding uit het lichtnet (220 V wisselspanning)
 of bij batterijvoeding ($V_b = 90$ V; $V_f = 1,3$ V per gloeidraad)
 Kolom B: Gevoeligheid bij batterijvoeding met verlaagde spanningen
 ($V_b = 65$ V, $V_f = 1,1$ V per gloeidraad)

	A	B
L.F. gevoeligheid op de diode	210 mV	229 mV
M.F. gevoeligheid op de diode ($m = 30\%$)	1050 mV	1185 mV
M.F. gevoeligheid op de ingang van de DF 91 (II)	17 mV	27 mV
M.F. gevoeligheid op de ingang van de DF 91 (I)	355 μ V	800 μ V
H.F. gevoeligheid op de ingang van de DK 92 . .	9,5 μ V	63 μ V

Veldsterkte in de raamantenne

De waarden gelden voor een uitgangsvermogen van 50 mW en zijn berekend uit de gemeten E.M.K. in de raamantenne die nodig is voor het verkrijgen van dit vermogen. De meting is verricht door een weerstand van $0,01 \Omega$ in serie met de antenne te schakelen en hieraan, via een weerstand van 10Ω , een bekende spanning van een meetzender toe te voeren. Daar de weerstand van $0,01 \Omega$ invloed heeft op de kwaliteit van de antennekring, moet in de berekening een correctie worden aangebracht. Tevens dient de onvermijdelijke zelfinductie van de weerstand in rekening te worden gebracht, daar deze een vergroting van de impedantie bij hoge frequenties veroorzaakt. Voor de betekenis van de kolommen A en B, zie bij gevoeligheden.

Langegolfgebied

Signaal- frequentie (MHz)	Veldsterkte (μ V/m)	
	A	B
0,16	57	388
0,2	50,5	305
0,3	29	179

Middengolfgebied

Signaal- frequentie (MHz)	Veldsterkte (μ V/m)	
	A	B
0,55	14,9	97,5
0,8	11,6	79
1,6	10,5	62,5

Kortegolfgebied 2

Signaal-frequentie (MHz)	Veldsterkte ($\mu\text{V}/\text{m}$)	
	A	B
2,0	10,4	65
3,5	9,0	49,5
6,0	10,6	57

Kortegolfgebied 1

Signaal-frequentie (MHz)	Veldsterkte ($\mu\text{V}/\text{m}$)	
	A	B
7	19,1	103
10	17,3	73
19	10,9	42,5

Bij het werken met verlaagde spanningen zal de oscillator het eerst afslaan in het kortste golfgebied. Bij een totale gloeispanning van 7,7 V (1,1 V per gloeidraad) zal dit gebeuren bij een batterijspanning van ongeveer 34 V; bij $V_f = 6,25$ V (0,9 V per gloeidraad) slaat de oscillator af bij een batterijspanning van 65 V.

Spiegelonderdrukking, kwaliteitsfactor van de ingangskring en straling van de raamantenne

	Lange-golfgebied			Midden-golfgebied			Korte-golfgebied 2			Korte-golfgebied 1		
	0,16	0,2	0,3	0,55	0,8	1,6	2	3,5	6	7	10	19
Frequentie . . .	MHz											
Spiegelonderdrukking . . .	67	84	27	74	46	24	60	17	12	10	8,2	7,5
Kwaliteitsfactor	11	12	15,5	41,5	43	28,5	77	52	35	46,5	41,5	31,5
Straling	0,06	0,35	1,5	0,1	2	15	0,45	12	150	200	180	150

Totale M.F. bandbreedte

Gemeten bij een frequentie van 452 kHz

Bandbreedte voor een verzwakking van 1 :	$\sqrt{2}$	3 kHz
Bandbreedte voor een verzwakking van 1 :	10	11,4 kHz
Bandbreedte voor een verzwakking van 1 :	100	21 kHz
Bandbreedte voor een verzwakking van 1 :	1000	33 kHz

ONDERDELEN

De waarden van de weerstanden en van de condensatoren zijn aangegeven in het schema van fig. 16. Indien niet anders is vermeld, kunnen overal 0,25 W weerstanden worden gebruikt.

- L_1 Raamantenne; 1 winding van aluminiumband van 20×2 mm, gebogen tot een rechthoek van $32 \times 23,5$ cm; zelfinductie 0,68 μH .
- L_2 Correctiespoel voor het kortste golfgebied. Spoelkoker met een poederijzerkern van 6 mm lengte, type 7977; 5 windingen van geëm. koperdraad van 1 mm; spoed 2 mm; zelfinductie van $L_1 + L_2 = 1,17 \mu\text{H}$.

- L_3, L_4 H.F. transformator voor het kortegolfgebied 2; windingsverhouding 4,5. Voor de kern is een ijzerpoeder potkern gebruikt; hiervoor kan echter ook een Ferroxcube potkern dienen, die kleinere afmetingen en een sterkere koppeling mogelijk maakt. L_3 heeft 4 windingen van litzedraad van $4 \times 60 \times 0,03$ mm, en L_4 heeft 18 windingen van litzedraad van $90 \times 0,03$ mm; de zelfinductie van L_4 is ongeveer $47 \mu\text{H}$.
- L_5 Correctiespoel voor het kortegolfgebied 2; spoelkoker met poederijzerkern van 6 mm lengte, type 7977; aantal windingen 15, van litzedraad van $90 \times 0,03$ mm; spoed 0,7 mm; de totale zelfinductie van L_5, L_4, L_3 en L_1 , gemeten over de afstemcondensator, bedraagt $13,2 \mu\text{H}$.
- L_6, L_7 H.F. transformator voor het middengolfgebied; windingsverhouding 18,25; zelfde kern als L_3, L_4 ; L_6 heeft 4 windingen van litzedraad van $4 \times 60 \times 0,03$ mm, en L_7 73 windingen van litzedraad van $30 \times 0,03$ mm. De zelfinductie van L_7 is ongeveer $765 \mu\text{H}$.
- L_8 Correctiespoel voor het middengolfgebied; spoelkoker met poederijzerkern van 6 mm lengte, type 7977; 36 windingen van litzedraad van $30 \times 0,03$ mm, kruisgewikkeld, breedte 6 mm; de totale zelfinductie van L_8, L_7, L_6 en L_1 , gemeten over de afstemcondensator, bedraagt $185,2 \mu\text{H}$.
- L_9, L_{10} H.F. transformator voor het langegolfgebied; windingsverhouding 65; zelfde kern als L_3, L_4 ; L_9 heeft 4 windingen van litzedraad van $4 \times 60 \times 0,03$ mm, en L_{10} 260 windingen van litzedraad van $7 \times 0,03$ mm; de zelfinductie van L_{10} is ongeveer $9,7 \text{ mH}$.
- L_{11} Correctiespoel voor het langegolfgebied; spoelkoker met poederijzerkern van 6 mm lengte, type 7977; aantal windingen 104, van litzedraad van $7 \times 0,03$ mm, kruisgewikkeld, breedte 4 mm; de totale zelfinductie van L_{11}, L_{10}, L_9 en L_1 , gemeten over de afstemcondensator, is $2,365 \text{ mH}$.
- L_{12} Spoel van het M.F. zuigfilter; afstemming 452 kHz; zelfinductie 5 mH ; kwaliteitsfactor $Q = 135$.
- $L_{13}, L_{14}, L_{15}, L_{16}, L_{17}$ Oscillatorspoelen voor de beide kortegolfgebieden; gewikkeld op één koker met een diameter van 14 mm en een lengte van 60 mm (zie fig. 14); diameter en hoogte van afschermbus resp. 30 en 60 mm.
- L_{13} Aantal windingen 11; geëm. koperdraad van 1 mm; spoed 1,325 mm; zelfinductie $1,15 \mu\text{H}$.
- L_{14} Gewikkeld tussen de windingen van L_{13} , te beginnen bij het geaarde einde; aantal windingen $7\frac{3}{4}$ van geëm. en met $2 \times$ zijde omsponnen koperdraad van 0,1 mm.
- L_{15} Extra spoel van 29 windingen van geëm. en met $2 \times$ zijde omsponnen koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm.
- L_{16} Aantal windingen $39\frac{7}{8}$; geëm. koperdraad van 0,25 mm; spoed 0,38 mm; zelfinductie $12,15 \mu\text{H}$.

L_{17} Gewikkeld tussen de windingen van L_{16} , te beginnen bij het einde dat met de paddingcondensator is verbonden; het aantal windingen bedraagt $27\frac{7}{8}$ van geëm. en met $2 \times$ zijde omsponnen koperdraad van 0,1 mm.

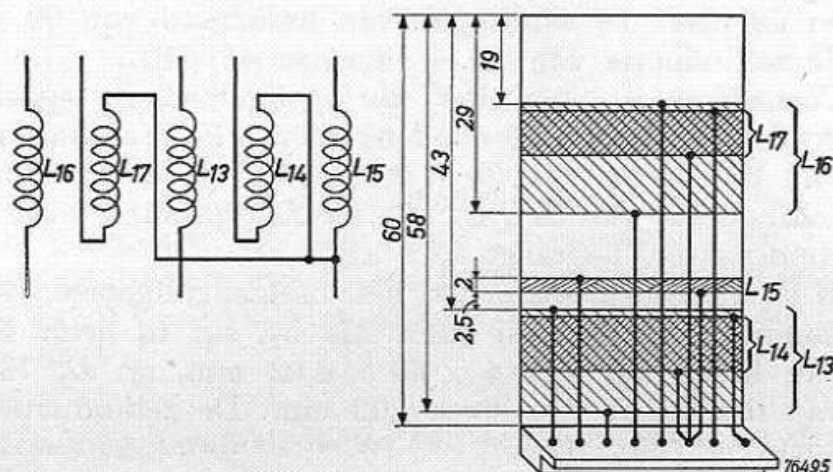


Fig. 14. Uitslag van de oscillatorspoelencombinatie voor de beide kortegolfgebieden.

L_{18} , L_{19} , L_{20} en L_{21} Oscillatorspoelen voor het midden- en het langegolfgebied: kruisgewikkeld met een breedte van 2 mm op dezelfde koker, die een diameter van 10 mm en een lengte van 48 mm heeft (zie fig. 15). De koker is aan de binnenzijde voorzien van draad voor een ijzerpoederkern van 6 mm diameter en 6 mm lengte. Deze kern wordt gebruikt voor de middengolfspoelen L_{18} , L_{19} . De afschermbus heeft een diameter van 30 mm en een hoogte van 60 mm.

L_{18} Aantal windingen 80; geëm. koperdraad van 0,1 mm; zelfinductie $108,8 \mu\text{H}$.

L_{19} Aantal windingen 24; geëm. koperdraad van 0,1 mm; tussen L_{18} en L_{19} is één laag van 0,1 mm isolerende stof aangebracht.

L_{20} Aantal windingen 207; geëm. koperdraad van 0,1 mm; zelfinductie $612 \mu\text{H}$.

L_{21} Aantal windingen 45; geëm. koperdraad van 0,1 mm; tussen L_{20} en L_{21} is één laag van 0,1 mm isolerende stof aangebracht.

L_{22} , L_{23} M.F. bandfilter type 5731/52; kwaliteitsfactor $Q = 120$ (zonder extra demping of capaciteit); koppelingsgraad $kQ = 0,9$.

L_{24} Spoel van M.F. kring; kwaliteitsfactor $Q = 120$; zelfinductie 1 mH.

L_{25} , L_{26} Als L_{22} , L_{23} .

T_1 Uitgangstransformator; primaire aanpassingsweerstand 10 k Ω .

Sel Seleengelijkrichter voor 220 V, 90 mA.

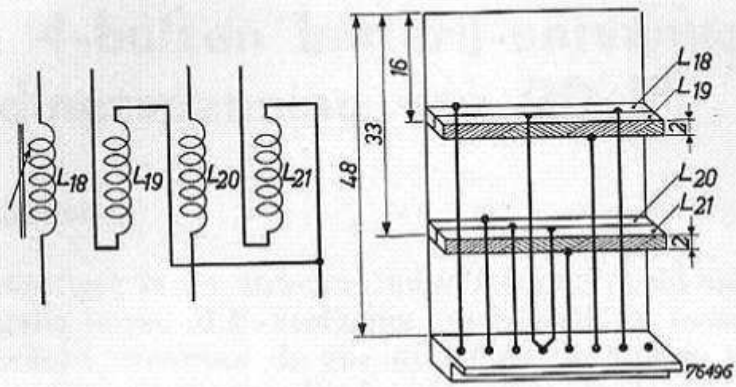


Fig. 15. Uitslag van de oscillatorspoelencombinatie voor het midden- en het langegolfgebied.

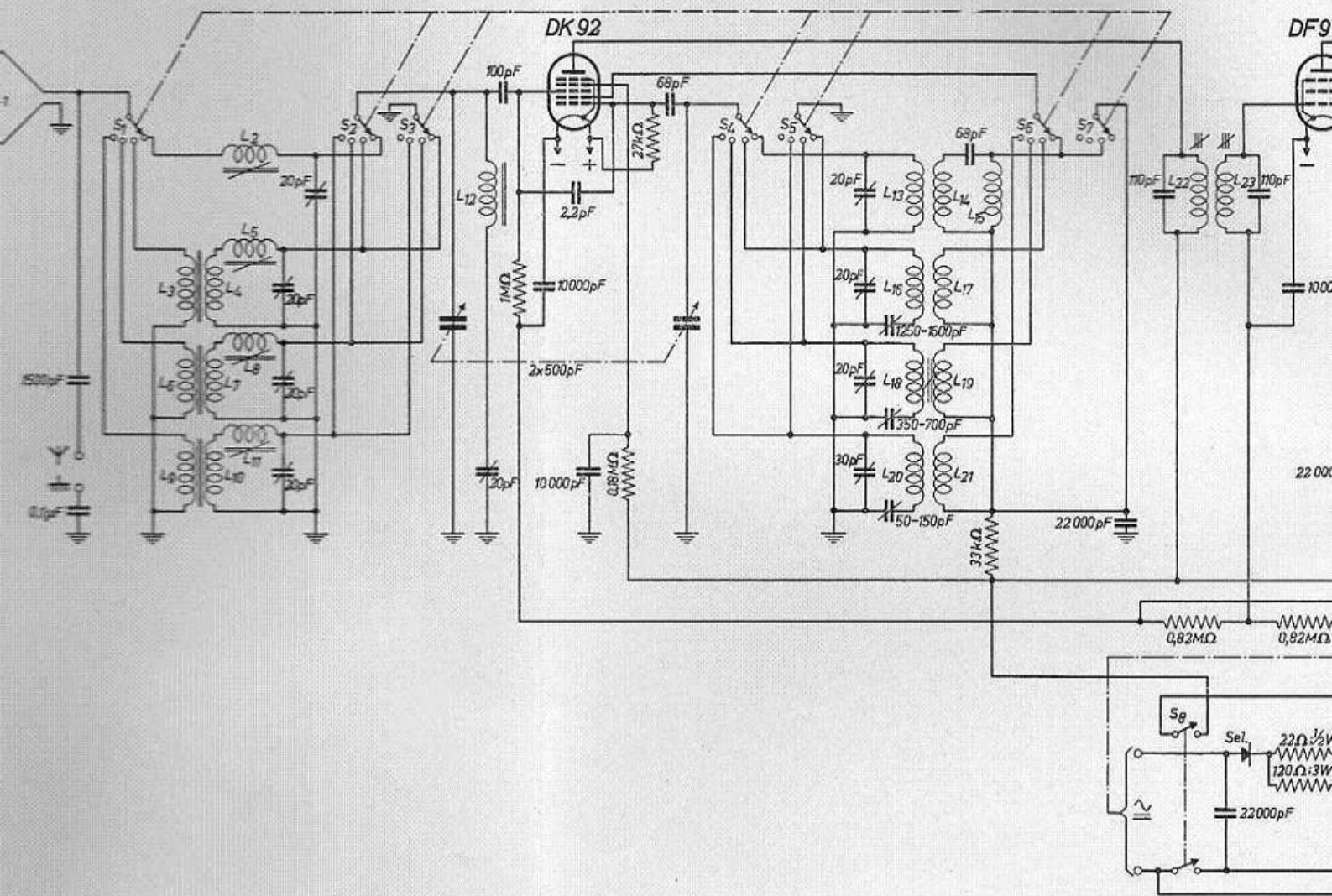


Fig. 16. Princip
de gloeistroom
om de spanning

II. Een 4-buizen batterij-ontvanger met een voedingsspanning van 90 V

Schemabeschrijving

In deze ontvanger is de antenne inductief gekoppeld met de H.F. kring. Over de ingang is een M.F. zeefkring geschakeld, en twee antenneklemmen zijn aangebracht, waarvan de ene direct en de andere via een weerstand van 220Ω met de antennespoelen is verbonden. De laatste klem kan worden gebruikt als een sterk signaal wordt ontvangen, dat bij gebruik van de eerste klem overbelasting van de M.F. trap zou veroorzaken. Bij deze ontvanger is het eveneens mogelijk gebruik te maken van de raamantenne met de bijbehorende ingangskringen, zoals beschreven voor de ABC-ontvanger.

De regelspanning voor de automatische sterkteregeling wordt toegevoerd aan het stuurrooster van de mengbuis. In het kortegolfgebied heeft echter geen regeling van de DK 92 plaats.

De oscillatoranode (rooster 2) wordt via een weerstand parallel aan de oscillatorkring gevoed. De voor- en nadelen van deze methode van voeden ten opzichte van voeding over een serieweerstand zijn reeds beschouwd in de beschrijving van de DK 92.

In het kortegolfgebied wordt, ter verbetering van de oscillatoreigenschappen, een extra spoel (L_{10}) gebruikt. Alhoewel een dergelijke spoel bij de DK 92 niet noodzakelijk is voor het in stand houden van de oscillatie, is deze hier toch aangebracht, daar men dan een vrijwel constante oscillatorspanning verkrijgt (zie bv. de beschrijving van de DK 92).

De ontvanger heeft drie golfgebieden:

Kortegolf	: 50—16,7 m (6 — 18 MHz)
Middengolf	: 600—200 m (0,5 — 1,5 MHz)
Lange golf	: 2000—750 m (150 — 400 kHz)

Het gloeistroom- en het anodestroomverbruik van deze ontvanger zijn gering, daar slechts één gloeidraadhelpt van de DL 94 is gebruikt. De katodestroom van deze buis wordt daardoor tot de helft teruggebracht, maar natuurlijk ook het beschikbare uitgangsvermogen. Men kan ook beide helften gebruiken, waarbij dan de katodeweerstand van 470Ω moet worden vervangen door een weerstand van 390Ω , hetgeen in het principeschema tussen haakjes is aangegeven. Daar de gevoeligheid van de eindtrap in dit geval eveneens toeneemt, verdient het aanbeveling de versterking van de DAF 91 enigszins te verminderen, om moeilijkheden ten gevolge van microfonie te voorkomen. Dit kan men verkrijgen door bij voorbeeld de roosterlekweerstand van de DL 94 te verlagen tot $0,33 M\Omega$. Tevens zal bij gebruik van de twee gloeidraden de aanpassingsweerstand van de buis veranderen. Zie hiervoor de beschrijving van de DL 94.

De contacten van de hoogspanningsschakelaar zijn overbrugd met een weerstand van $1 M\Omega$, met het doel de eindbuis te beschermen tegen zware

overbelasting vlak na het moment waarop de schakelaar wordt gesloten. Wanneer deze weerstand niet wordt gebruikt, zal de scheidingscondensator van 10 000 pF in de roosterleiding van de DL 94, bij het uitschakelen van het apparaat, geheel ontladen. Schakelt men daarna in, dan zal deze condensator weer opladen via de anodeweerstand van de DAF 91 en de roosterlekweerstand van de DL 94. Daar deze twee weerstanden ongeveer dezelfde waarde hebben, verdeelt de hoogspanningsstoot van de batterij zich gelijk over de weerstanden op het moment van inschakelen. Het gevolg hiervan is, dat het rooster van de eindbuis op een hoge spanning komt. Wegens de geringe traagheid in de opwarming van de gloeidraad van deze buis, zal de emissie zeer snel toenemen. Gedurende een korte tijd zal dan, ten gevolge van de positieve potentiaal van het rooster, een sterke roosterstroom vloeien, hetgeen een ongunstige invloed heeft op de levensduur van de batterij-eindbuis. Indien de weerstand van 1 M Ω over de contacten van de schakelaar is aangebracht, zal bij uitschakelen de scheidingscondensator een zekere lading behouden. Deze lading is voldoende hoog om bij het weer inschakelen de eindbuis te behoeden voor overbelasting.

MEETRESULTATEN

Stromen en spanningen

De waarden in onderstaande tabel hebben betrekking op het geval dat slechts één helft van de gloeidraad van de DL 94 wordt gebruikt, en geen ingangssignaal aanwezig is. De spanningen zijn gemeten t.o.v. het chassis. Worden beide helften van de gloeidraad gebruikt (verandering van de katodeweerstand, zie boven) dan worden de negatieve roosterspanning van de eindbuis $V_{g1} = -5,1$ V, de anodenstroom $I_a = 6,8$ mA en de schermroosterstroom $I_{g2} = 1,5$ mA.

	DK 92	DF 91	DAF 91	DL 94
Anodespanning V_a	85	85	20	82 V
Spanning van het vierde rooster V_{g1}	58	—	—	— V
Schermroosterspanning V_{g2}	32	52	21	85 V
Stuurroosterspanning V_{g1}	—	—	—	-4,8 V
Anodestroom I_a	0,6	2,0	0,065	3,9 mA
Stroom van het vierde rooster I_{g1}	0,14	—	—	— mA
Schermroosterstroom I_{g2}	1,6	0,6	0,014	0,82 mA

Verandering van de oscillatorstroom

Gemeten bij nominale voedingsspanningen.

Golfgebied	I_{g1} van DK 92
6 — 18 MHz	80 — 90 μ A
0,5 — 1,5 MHz	200 — 350 μ A
150 — 400 kHz	190 — 360 μ A

Gevoeligheid

Gemeten voor een uitgangsvermogen van 50 mW.

A. Bij nominale voedingsspanningen

L.F. spanning op het rooster van de DAF 91	40	mV
M.F. spanning op het rooster van de DF 91 (452 kHz, $m=30\%$)	5,8	mV

H.F. spanning op het rooster van de DK 92	6— 18 MHz	130—130	μ V
	0,5— 1,5 MHz	160—200	μ V
	150— 400 kHz	175—200	μ V

H.F. spanning op de antenne . . .	6— 18 MHz	100—100	μ V
	0,5— 1,5 MHz	68— 68	μ V
	150— 400 kHz	68—110	μ V

B. Bij nominale gloeispanning, maar verlaagde hoogspanning

Voedingsspanning V_b	80	70	60	V
L.F. spanning op het rooster van de DAF 91	43	54	130	mV
M.F. spanning op het rooster van de DF 91 (452 kHz, $m = 30\%$)	6,5	9,5	25	mV

H.F. spanning op de antenne	6— 18 MHz	115—130	170—215	470—580	μ V
	0,5—1,5 MHz	95—105	155—170	525—525	μ V
	150—400 kHz	105—130	170—340	470—950	μ V

C. Bij verlaagde gloeispanning en nominale hoogspanning

Gloeispanning V_f	1,3	1,2	1,1	V
L.F. spanning op het rooster van de DAF 91	43	46	49	mV
M.F. spanning op het rooster van de DF 91 (452 kHz, $m = 30\%$)	6,5	7,4	8,6	mV

H.F. spanning op de antenne	6— 18 MHz	125—135	145—180	190—215	μ V
	0,5— 1,5MHz	95— 95	140—140	165—190	μ V
	150—400 kHz	125—135	260—290	215—250	μ V

D. Bij verlaagde voedingsspanningen

$$(V_b = 65 \text{ V}; V_f = 1,1 \text{ V})$$

L.F. spanning op het rooster van de DAF 91 75 mV

M.F. spanning op het rooster van de DF 91
(452 kHz, $m = 30\%$) 12 mV

H.F. spanning op de antenne . . . $\left\{ \begin{array}{ll} 6-18 \text{ MHz} & 360-420 \mu\text{V} \\ 0,5-1,5 \text{ MHz} & 300-360 \mu\text{V} \\ 150-400 \text{ kHz} & 300-420 \mu\text{V} \end{array} \right.$

ONDERDELEN

De waarden van de weerstanden en capaciteiten zijn aangegeven in het principeschema. Voor het gehele schema kunnen steeds weerstanden voor een vermogen van 0,25 W worden gebruikt.

L_1 Spoel voor de M.F. zeeffring voor 452 kHz; zelfinductie 5 mH; kwaliteitsfactor $Q = 135$.

L_2, L_3 Antennespoelen voor het kortegolfgebied; diameter van de spoelkoker 14 mm; diameter van de afschermbus 30 mm;
 L_2 Aantal windingen 22; geëm. koperdraad van 0,1 mm; aaneengesloten gewikkeld; zelfinductie 10 μH .

L_3 Aantal windingen 12; geëm. koperdraad van 0,6 mm; aaneengesloten gewikkeld; zelfinductie 1,25 μH .

Afstand tussen de spoelen L_2 en L_3 1 mm.

L_4, L_5 Antennespoelen voor het middengolfgebied; diameter van de spoelkoker 14 mm; diameter van de afschermbus 30 mm;

L_4 Aantal windingen 468; geëm. koperdraad van 0,07 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm; zelfinductie 4 mH.

L_5 Aantal windingen 112; litzedraad van $12 \times 0,04$ mm; kruisgewikkeld, breedte 2,5 mm; zelfinductie 207 μH .

Afstand tussen de spoelen L_4 en L_5 2,6 mm.

L_6, L_7 Antennespoelen voor het langegolfgebied; diameter van de spoelkoker 8 mm; diameter van de afschermbus 25 mm.

L_6 Aantal windingen 1072; geëm. koperdraad van 0,07 mm; kruisgewikkeld, breedte 3 mm; zelfinductie 10 mH.

L_7 Aantal windingen 504; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 3 mm; zelfinductie 2,56 mH.

Afstand tussen de spoelen L_6 en L_7 1,2 mm.

L_8, L_9, L_{10} Oscillatorspoelen voor het kortegolfgebied; diameter van de spoelkoker 8 mm; diameter van de afschermbus 25 mm.

L_8 Aantal windingen 15; geëm. koperdraad van 0,4 mm; gewikkeld in 1 laag, spoed 0,5 mm; zelfinductie 1,17 μH .

L_9 Aantal windingen $9\frac{3}{8}$; geëm. en met zijde omsponnen koperdraad van 0,1 mm; gewikkeld in 1 laag tussen de windingen van L_8 .

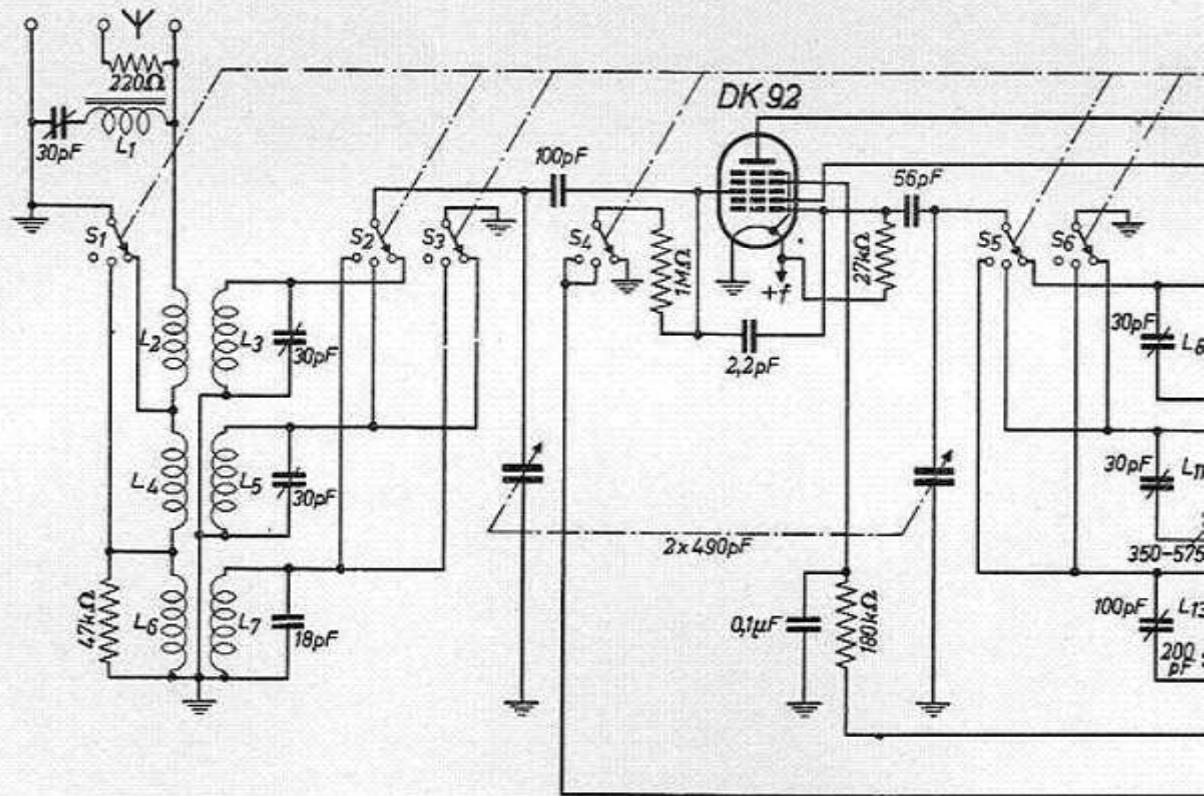
Spanningsverhouding L_9-L_8 0,48.

L_{10} Aantal windingen $39\frac{7}{8}$; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm; zelfinductie 15 μH .

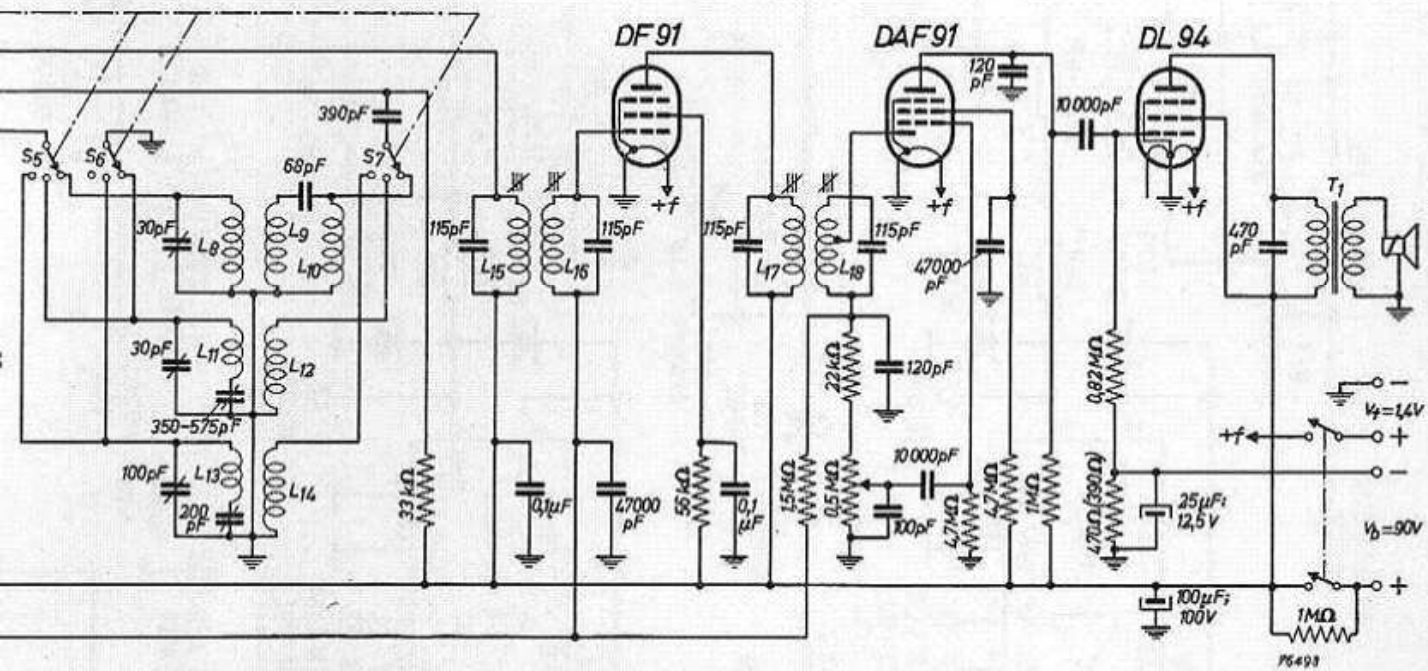
Afstand tussen de spoelen L_8 en L_{10} 2,5 mm.

BATTERIJ-ONTVANGER VOOR 90 V

- L_{11}, L_{12} Oscillatorspoelen voor het middengolfgebied; diameter van de spoelkoker 10 mm; diameter van de afschermbus 25 mm.
 L_{11} Aantal windingen $92\frac{2}{8}$; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm; zelfinductie 114 μH .
 L_{12} Aantal windingen $46\frac{6}{8}$; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm.
 L_{12} is over L_{11} gewikkeld onder tussenvoeging van 2 lagen van een 0,1 mm dikke isolerende stof.
 Spanningsverhouding $L_{12}-L_{11}$ 0,40.
- L_{13}, L_{14} Oscillatorspoelen voor het langegolfgebied; diameter van de spoelkoker 10 mm; diameter van de afschermbus 25 mm.
 L_{13} Aantal windingen 225; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm; zelfinductie 641 μH .
 L_{14} Aantal windingen $89\frac{7}{8}$; geëm. koperdraad van 0,1 mm; kruisgewikkeld, breedte 2 mm.
 L_{14} is over L_{13} gewikkeld onder tussenvoeging van 2 lagen van een 0,1 mm dikke isolerende stof.
 Spanningsverhouding $L_{14}-L_{13}$ 0,30.
- L_{15}, L_{16} M.F. transformator voor 452 kHz, type 5730/52.
 Kwaliteitsfactor $Q = 140$ (zonder extra demping).
 Koppelingsgraad $kQ = 1,05$.
- L_{17}, L_{18} Als L_{15}, L_{16} , echter met een aftakking op 0,7 voor de diode van de DAF 91.
- T_1 Luidsprekertransformator.
 Als één helft van de gloeidraad van de DL 94 wordt gebruikt, is de aanpassingsweerstand 20 k Ω . Bij gebruik van beide gloeidraadhelften parallel bedraagt de aanpassingsweerstand 8 k Ω .



Principeschema van de 4-l...



a van de 4-buizen batterij-ontvanger voor 90 V.

BUIZEN VOOR FM/AM-ONTVANGERS

Toen het gebruik van frequentie-gemoduleerde signalen bij de radio-omroep een goede oplossing bleek te geven voor de overbevolking van de midden-golfband en daarnaast een uitstekende, storingsvrije ontvangst bleek te waarborgen, was het noodzakelijk buizen te ontwikkelen, waarmee economisch verantwoorde ontvangers voor FM-gemoduleerde signalen konden worden geproduceerd. Vanzelfsprekend moesten deze ontvangers niet alleen FM-signalen kunnen ontvangen, maar moesten ze ook geschikt blijven voor de ontvangst van AM-signalen.

Om het aantal buizen in dergelijke FM/AM-ontvangers niet nodeloos groot te maken, was het noodzakelijk buizen te ontwikkelen die zowel bij FM- als bij AM-ontvangst een functie konden verrichten. De hierna te beschrijven serie buizen voldoet aan deze eis en maakt het daardoor mogelijk FM/AM-apparaten te vervaardigen met slechts vijf of zelfs met vier buizen. Ondanks dit geringe aantal buizen, hebben deze apparaten toch een grote gevoeligheid, terwijl de kwaliteit van de weergave voldoet aan de eisen die bij FM-ontvangst worden gesteld.

De serie nieuwe buizen voor FM/AM-ontvangers omvat de volgende typen:

EABC 80	(UABC 80)	drievoudige-diode triode,
EC 92	(UC 92)	H.F.-triode,
ECH 81	(UCH 81)	triode heptode,
EF 85	(UF 85)	pentode met regelbare steilheid,
EZ 80		dubbelfazige gelijkrichter.

Naast de serie E-buizen voor wisselstroomontvangers, is een serie U-buizen ontwikkeld voor universeelapparaten met een gloeidraadketen voor 100 mA. De eigenschappen van de U-buizen komen ongeveer overeen met die van de overeenkomstige E-buizen. Als enkelfazige gelijkrichter kan bij deze U-buizen de in Deel III A beschreven UY 41 worden gebruikt.

De *EABC 80* is een drievoudige-diode triode in Noval techniek.

Twee van de dioden zijn bestemd voor het gebruik als verhoudingsdetector bij FM-ontvangst en hebben daartoe een kleine inwendige weerstand, terwijl de katode van één van die dioden apart is uitgevoerd. De derde diode kan bij AM-ontvangst worden gebruikt voor detectie, terwijl de triode zowel bij FM- als bij AM-ontvangst als L.F.-spanningsversterker kan dienen. Deze triode heeft een versterkingsfactor van 70, zodat een versterking van ruim 50 maal kan worden bereikt.

De *EC 92* is een H.F.-triode met een 7-pens miniatuurvoet, die bij F.M.-ontvangst kan worden gebruikt als zelfoscillerende additieve mengbuis of als H.F.-versterker met geaard rooster. Door zijn hoge steilheid van ongeveer 6 mA/V en zijn lage equivalenten ruisweerstand kan deze buis een grote versterking leveren met een zeer gunstige ruis-sigitaalverhouding.

Electrisch komt deze buis overeen met een enkel systeem van de in Deel III C beschreven dubbele triode ECC 81.

De *ECH 81* is een triode heptode in Noval techniek, die bij AM-ontvangst kan worden gebruikt als oscillator-mengbuis, terwijl bij FM-ontvangst het heptodegedeelte kan werken als H.F.- of M.F.-versterker en het triodegedeelte als zelfoscillerende additieve mengbuis.

Door het gebruik van een heptode met een vangrooster behoeven geen speciale maatregelen te worden genomen om lastige verschijnselen door het optreden van secundaire emissie te onderdrukken, terwijl het schermrooster eenvoudig via een serieweerstand kan worden gevoed.

Daar bij FM-ontvangst een triode als mengbuis wordt gebruikt, kan men een laag ruisniveau bij een gunstige conversiesteilheid verwachten.

De *EF 85* is een pentode met een Noval voet, die door zijn grote steilheid van 6 mA/V in het werkpunt en zijn regelkarakteristiek zeer geschikt is voor het gebruik als M.F.-versterker bij FM-ontvangst. Ook bij AM-ontvangst kan de buis natuurlijk als M.F.-versterker worden gebruikt.

De *EZ 80* is een dubbelfazige gelijkrichter, die een gelijkgerichte stroom van 90 mA kan leveren, hetgeen voor de gebruikelijke FM/AM-ontvangers ruim voldoende is. De katode van de *EZ 80* is indirect verhit, terwijl de isolatie tussen katode en gloeidraad zodanig is dat tussen deze elektroden een spanning met een topwaarde van 500 volt kan worden toegelaten. De gloeidraad kan daarom parallel geschakeld worden met de gloeidraden van de overige buizen van de ontvanger, zodat een aparte gloeidraadwikkeling overbodig is.

Door de langere opwarmtijd van deze buis in vergelijking met die van direct verhitte gelijkrichtbuizen zal bovendien bij het inschakelen geen spanningspiek optreden, waardoor het mogelijk is afvlakcondensatoren te gebruiken met een lagere bedrijfsspanning.

Drievoudige-diode triode EABC 80

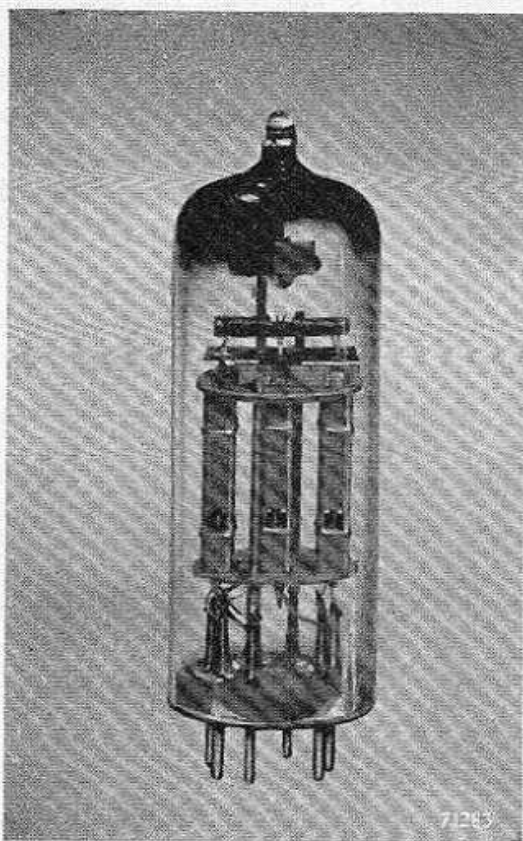


Fig. 1. Foto van de EABC 80. De buis is samengesteld uit 3 eenheden. In de linker eenheid bevindt zich de triode, in het middelste gedeelte zijn de diodes 1 en 3 opgenomen, terwijl diode 2 zich in het rechter gedeelte bevindt. De katodes van het linker en het middelste gedeelte zijn gezamenlijk naar buiten gevoerd, terwijl de katode van diode 2 apart is uitgevoerd.

Wordt in de eindtrap tegenkoppeling toegepast met een tegenkoppelingsfactor 2, dan moet de EABC 80 een uitgangsspanning van 9,6 volt leveren. Men ziet uit het voorgaande dat de EABC 80 in beide gevallen voldoende uitgangsspanning met weinig vervorming kan leveren.

Om moeilijkheden als gevolg van microfonisch effect te voorkomen, mag de versterking van een schakeling met de EABC 80 een bepaalde waarde niet overschrijden. Deze waarde hangt natuurlijk af van de mechanische constructie van de ontvanger, van het acoustisch rendement van de luidspreker en ook nog van andere factoren, maar in het algemeen kan men aannemen dat in een ontvanger met een luidspreker met een acoustisch rendement van 5% geen moeilijkheden door microfonie zullen ontstaan,

De EABC 80 is een buis die drie dioden en één triode bevat. Zij is voorzien van een Noval voet en is speciaal ontworpen voor het gebruik als detector en L.F. spanningsversterker in FM/AM- en FM-ontvangers. Ook in televisieontvangers kan deze buis worden gebruikt voor video- en geluidsdetectie en voor L.F. versterking of separatie van de synchronisatiesignalen.

Twee van de dioden, in fig. 3 aangeduid met d_2 en d_3 , hebben een kleine inwendige weerstand en zijn daarom bijzonder geschikt voor gebruik in een verhoudingsdetector of in andere FM-detectors met balansschakeling (zie b.v. achterstaande schemabeschrijvingen). De derde diode, in fig. 3 aangeduid met d_1 , kan als AM-detector worden gebruikt. Het triodegedeelte van de buis heeft een versterkingsfactor van 70. Bij een voedingsspanning van 250 volt en een negatieve roosterspanning van 1,25 volt bedraagt de spanningsversterking 52 als de anodeweerstand 180 k Ω is. De totale vervorming bedraagt hierbij 0,55% bij een uitgangsspanning van 5 volt, en 0,9% bij 10 volt.

Wordt in de eindtrap van een ontvanger een EL 84 gebruikt, dan moet de EABC 80 voor het verkrijgen van het maximale uitgangsvermogen een uitgangsspanning van ongeveer 4,8 volt leveren.

als hetingangssignaal van de triode groter is dan 10 mV als het uitgangsvermogen van de eindbuis 50 mW bedraagt.

Dikwijls verlangt men tegenwoordig echter een versterkte weergave van de lage tonen t.o.v. de hogere, zodat bij lage frequenties een grotere gevoeligheid wordt vereist. Voor frequenties onder 800 Hz is dit toelaatbaar, mits men zorgt dat hetingangssignaal nodig voor een uitgangsvermogen van 50 mW, groter is dan de waarde die uit fig. 2 kan worden afgelezen.

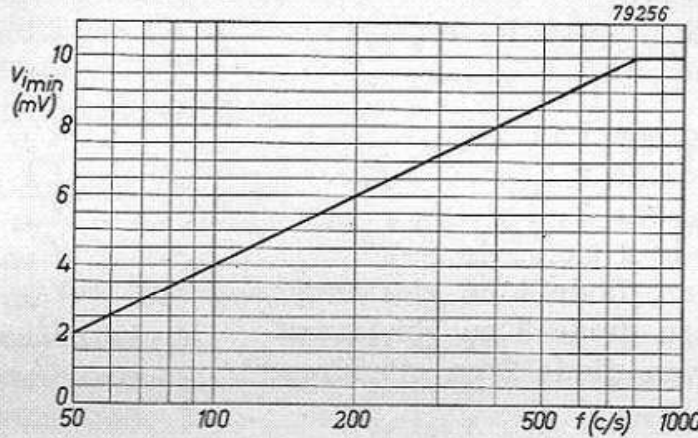


Fig. 2. Grafiek, waarbij als functie van de frequentie is uitgezet de minimaal toelaatbareingangsspanning van de EABC 80 bij een uitgangsvermogen van de eindbuis van 50 mW. Wordt dezeingangsspanning verlaagd dan zullen in het algemeen maatregelen moeten worden genomen om microfonisch effect te voorkomen.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE EABC 80

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door gelijk- of wisselstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning V_f = 6,3 V
 Gloeistroom I_f = 0,45 A

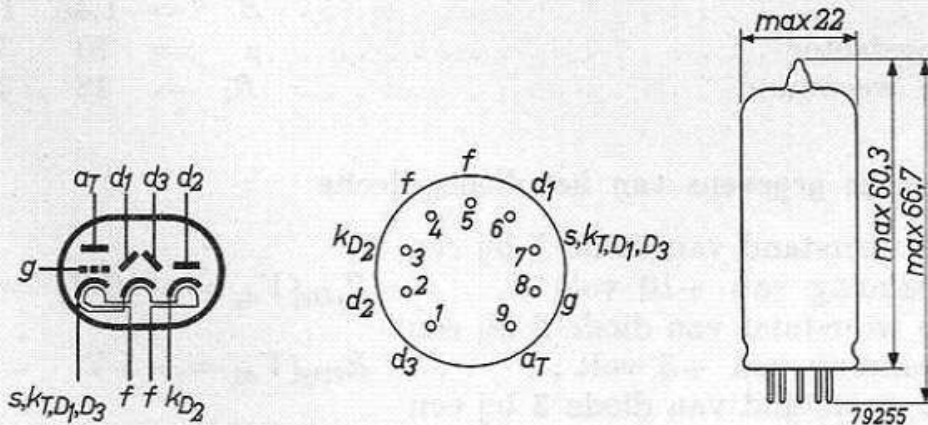


Fig. 3. Electrodeschema, electrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de EABC 80.

Capaciteiten

Triodegedeelte

Ingangscapaciteit	C_g	=	1,9 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	1,4 pF
Tussen anode en rooster	C_{ag}	=	2,0 pF
Tussen rooster en gloeidraad	C_{gt}	<	0,04 pF

Diodegedeelte

Capaciteit van diode 1	C_{d1}	=	0,8 pF
Capaciteit van diode 2	C_{d2}	=	4,8 pF
Capaciteit van diode 3	C_{d3}	=	4,8 pF
Katode van diode 2 t.o.v. de rest	C_{kD_2}	=	4,9 pF
Tussen anode van diode 1 en gloeidraad	C_{d1t}	<	0,25 pF
Tussen anode van diode 3 en gloeidraad	C_{d3t}	<	0,2 pF
Tussen katode van diode 2 en gloeidraad	C_{kD_2-t}	=	2,5 pF

Tussen triode- en diodegedeelten

Tussen anode triode en anode diode 1	C_{ad1}	<	0,12 pF
Tussen anode triode en anode diode 3	C_{ad3}	<	0,1 pF
Tussen anode triode en katode diode 2	C_{a-kD_2}	<	0,01 pF
Tussen rooster en anode diode 1	C_{gd1}	<	0,07 pF
Tussen rooster en anode diode 3	C_{gd3}	<	0,02 pF
Tussen rooster en katode diode 2	C_{g-kD_2}	<	0,005 pF

Karakteristieke gegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	=	100	250 V
Roosterspanning	V_g	=	-1	-3 V
Anodestroom	I_a	=	0,8	1,0 mA
Steilheid	S	=	1,45	1,4 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	70	70
Inwendige weerstand	R_i	=	48	50 k Ω

Karakteristieke gegevens van het diodegedeelte

Inwendige weerstand van diode 1 bij een anodespanning van +10 volt	$R_{iD1}(V_{d1} = +10 \text{ V})$	=	5 k Ω
Inwendige weerstand van diode 2 bij een anodespanning van +5 volt	$R_{iD2}(V_{d2} = +5 \text{ V})$	=	200 Ω
Inwendige weerstand van diode 3 bij een anodespanning van +5 volt	$R_{iD3}(V_{d3} = +5 \text{ V})$	=	200 Ω
Grenzen van de verhouding van de in- wendige weerstanden van diodes 2 en 3	R_{iD2}/R_{iD3}	>	2/3
		<	1,5

Grengegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	= max.	300 V
Anodespanning zonder anode- stroom	V_{a0}	= max.	550 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	1 W
Katodestroom	I_k	= max.	5 mA
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een rooster- stroom van $+0,3 \mu\text{A}$	$V_g(I_g = +0,3 \mu\text{A})$	= max.	$-1,3 \text{ V}$
Roosterlekweerstand	R_g	= max.	$3 \text{ M}\Omega^1)$
Weerstand tussen katode en gloei- draad	R_{kf}	= max.	20 k Ω
Spanning tussen katode en gloei- draad	V_{kf}	= max.	150 V

Grengegevens van het diodegedeelte

Tegenspanning van diode 1	$V_{d1 \text{ inv p}}$	= max.	350 V
Tegenspanning van diode 2	$V_{d2 \text{ inv p}}$	= max.	350 V
Tegenspanning van diode 3	$V_{d3 \text{ inv p}}$	= max.	350 V
Stroom van diode 1	I_{d1}	= max.	1 mA
Stroom van diode 2	I_{d2}	= max.	10 mA
Stroom van diode 3	I_{d3}	= max.	10 mA
Piekstroom van diode 1	I_{d1p}	= max.	6 mA
Piekstroom van diode 2	I_{d2p}	= max.	75 mA
Piekstroom van diode 3	I_{d3p}	= max.	75 mA
Spanning tussen gloeidraad en ka- tode van diode 2	V_{f-kD2}	= max.	150 V

¹⁾ Wordt de negatieve roosterspanning verkregen met behulp van de rooster-
stroom door de lekweerstand dan mag de maximale waarde van R_g 22 M Ω
bedragen.

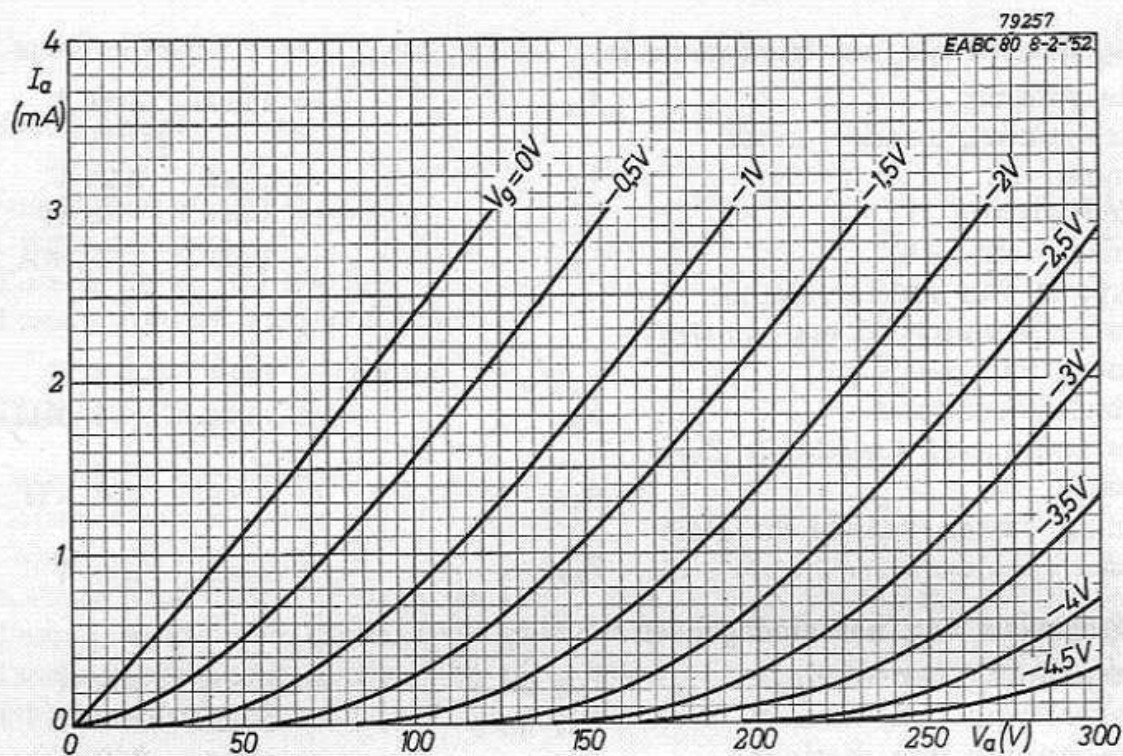


Fig. 4. Anodestroom (I_a) van de triode als functie van de anodespanning (V_a) met de negatieve roosterspanning (V_g) als parameter.

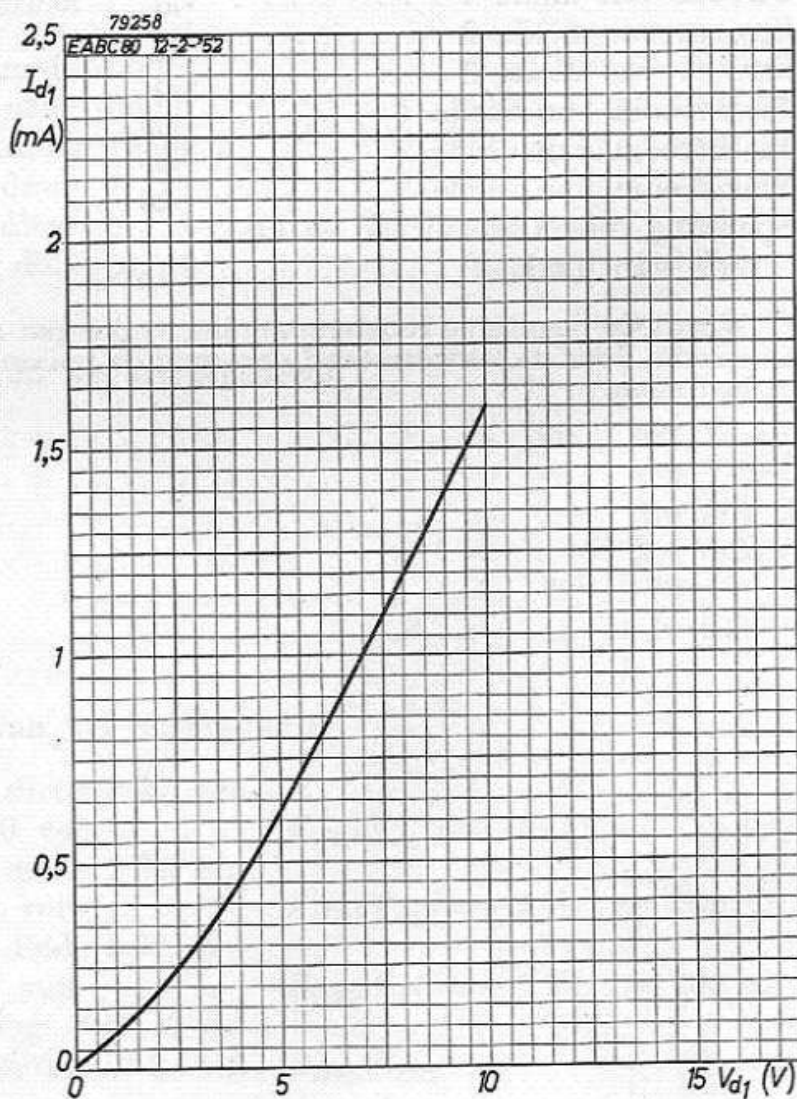


Fig. 5. Anodestroom (I_{d1}) van diode 1 als functie van de spanning op de anode van diode 1 (V_{d1}).

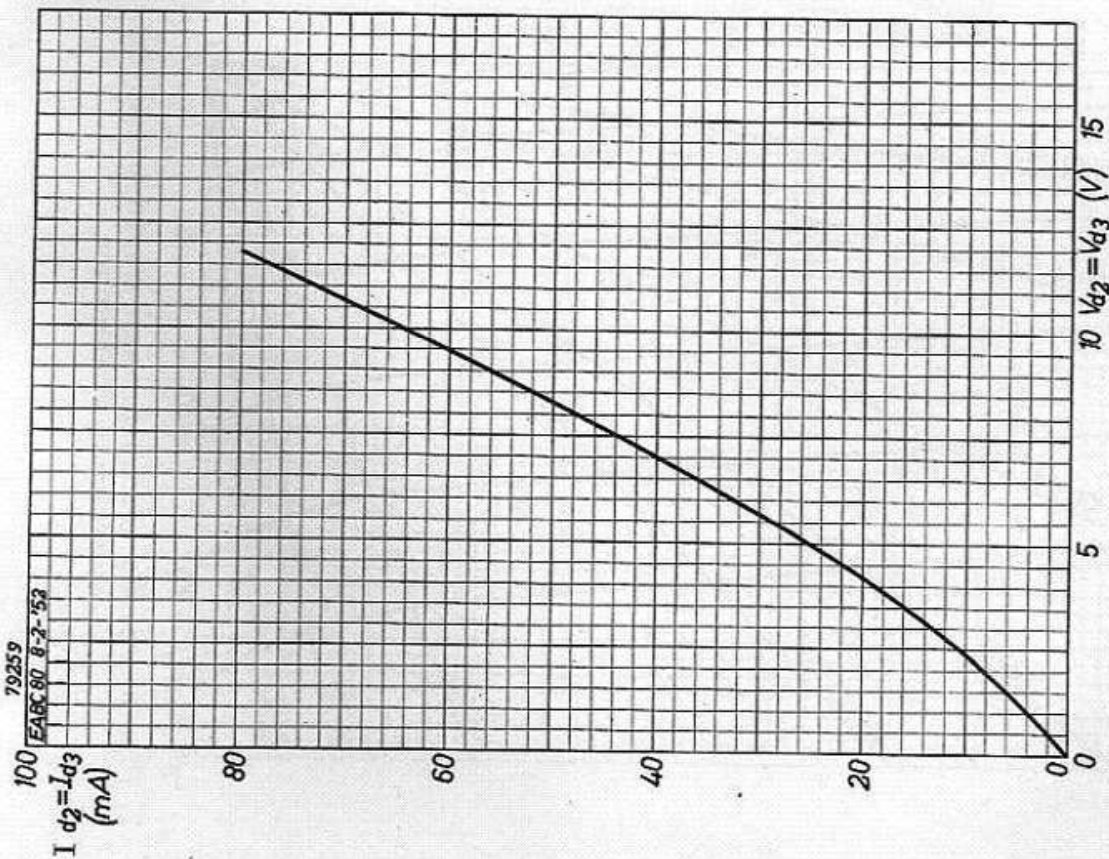


Fig. 6. Anodestroom (I_{d2} , I_{d3}) van diodes 2 en 3 als functie van de spanning op de anodes van deze diodes (V_{d2} , V_{d3}).

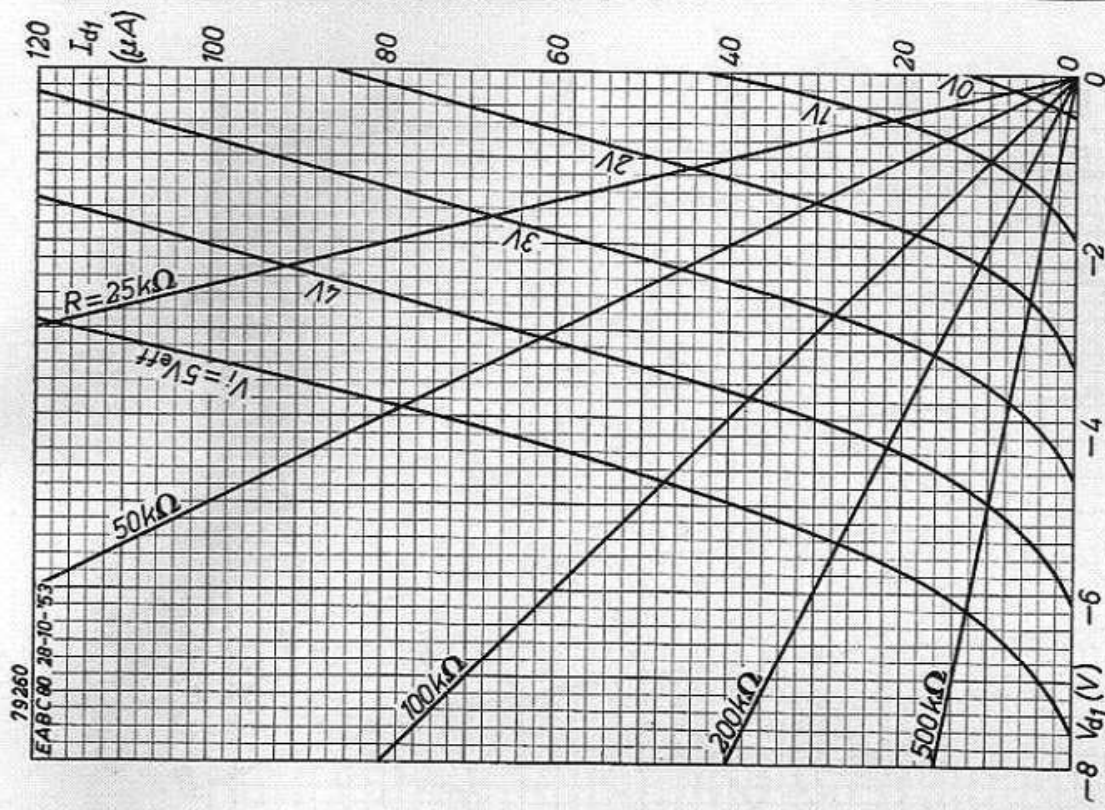


Fig. 7. Anodeglijstroomcomponent (I_{d1}) van diode 1 als functie van de anodeglijkskspanning (V_{d1}), terwijl op de diode tevens een wisselspanningscomponent (V_t) is aangebracht. Door de rechten worden de belastingslijnen voor- gesteld voor verschillende belastingsweerstand.

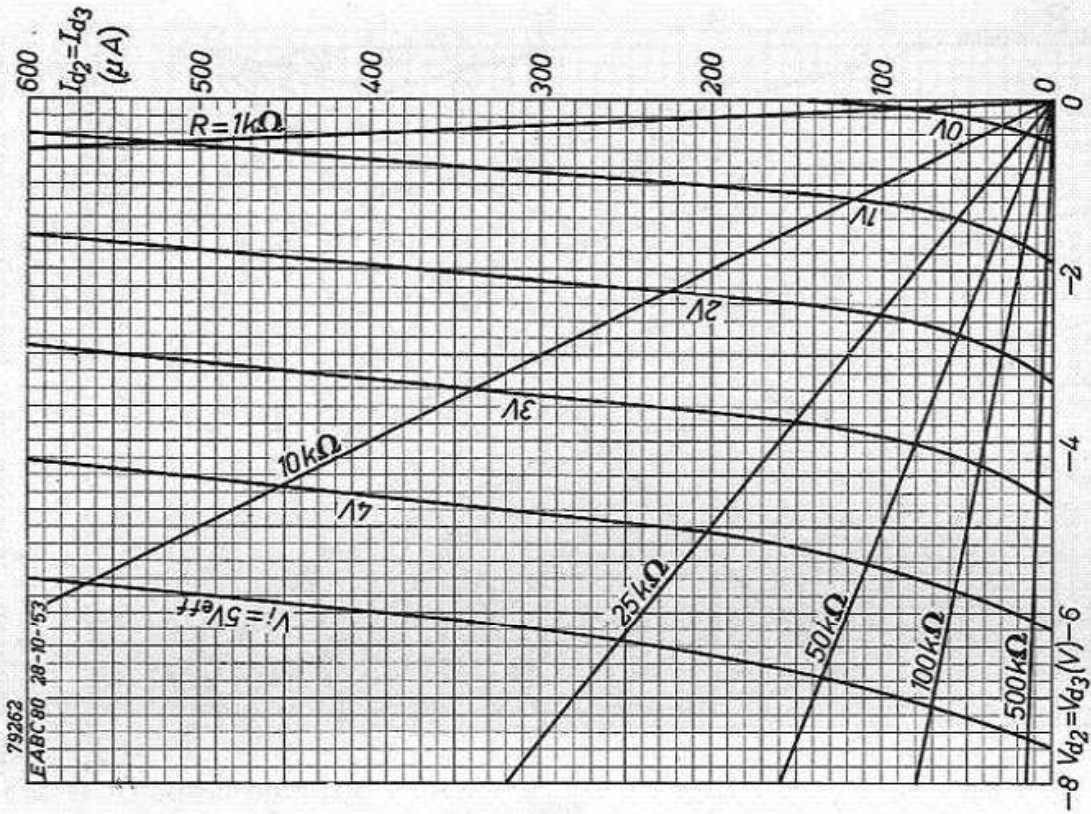


Fig. 9. Als fig. 7 voor de diodes 2 en 3.

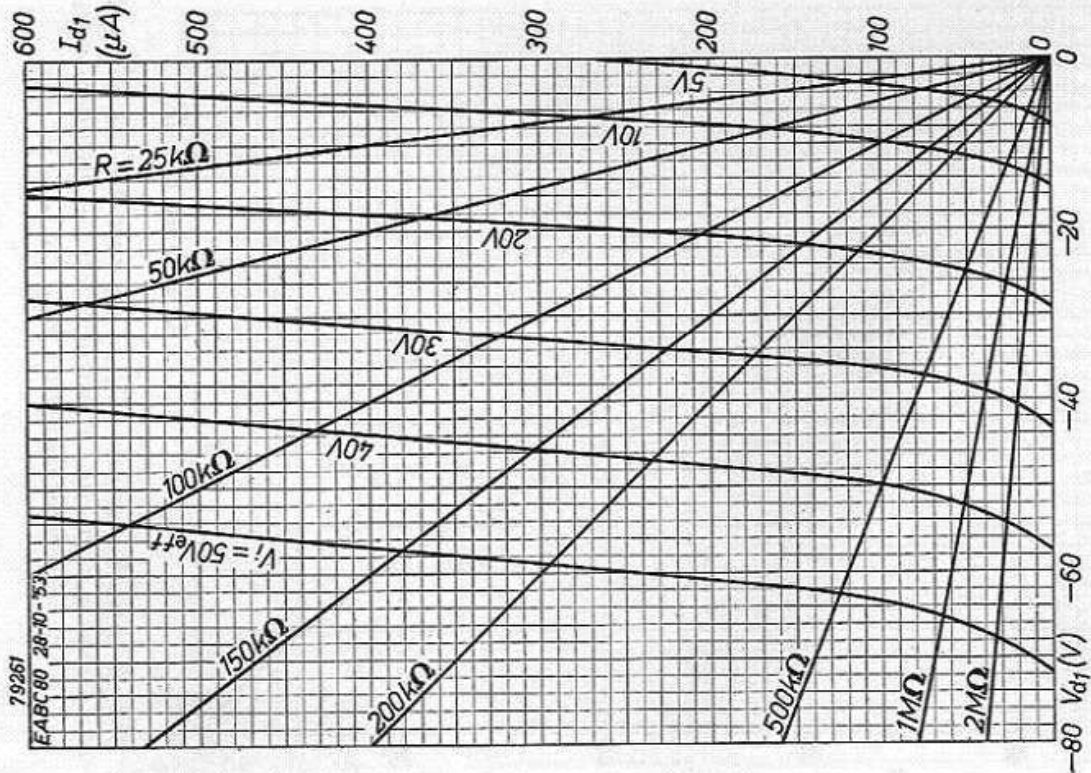


Fig. 8. Als fig. 7, bij grotere waarden van de aangelegde spanningen.

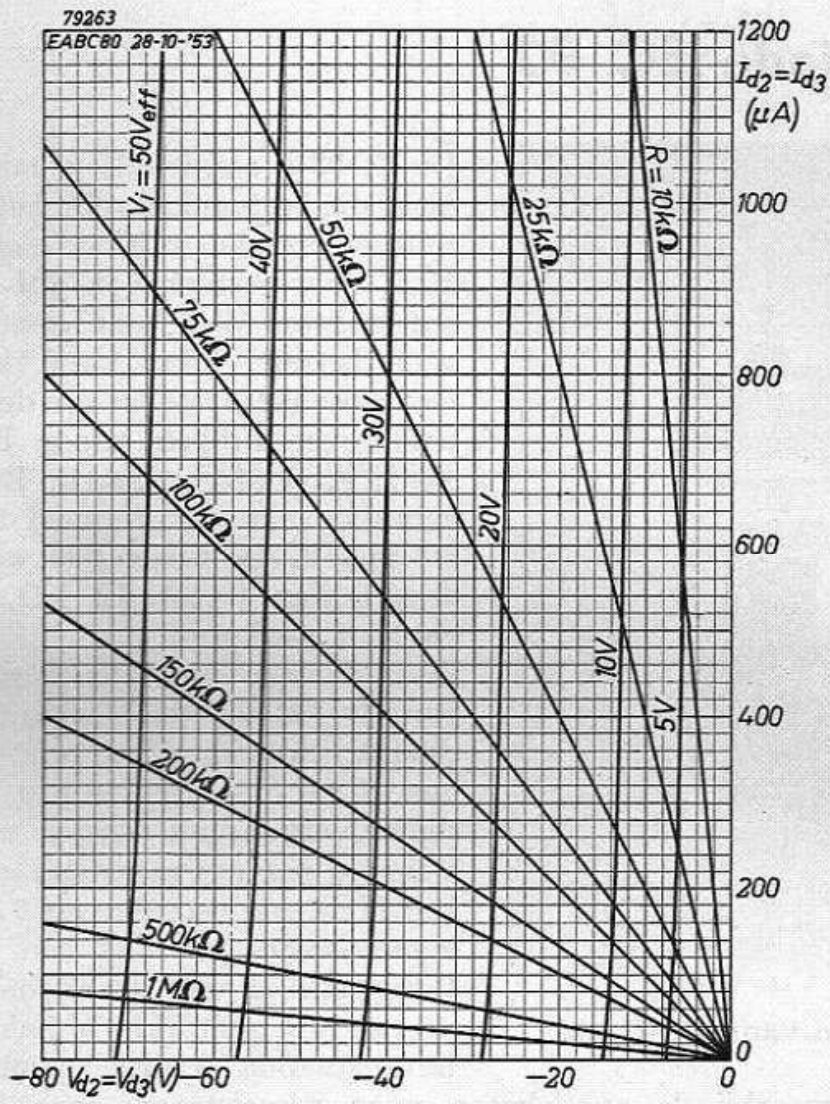


Fig. 10. Als fig. 9 voor grotere waarden van de aangelegde spanningen.

H.F. Triode EC 92

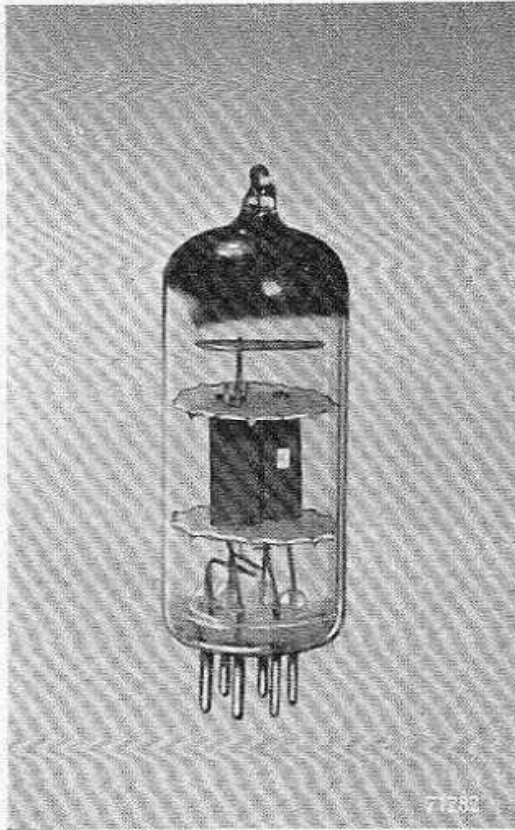


Fig. 1. Foto van de EC 92.

De EC 92 is een triode in miniatuurtechniek, die bestemd is voor het gebruik als zelfoscillerende additieve mengbuis en als H.F. voorversterker in FM- en FM/AM-ontvangers. Wat haar elektrische gegevens betreft, komt deze buis overeen met een enkel systeem van de in Deel IIIC beschreven dubbele triode ECC 81.

Als H.F.-versterker kan de EC 92 worden gebruikt met een steilheid tot ongeveer 6,5 mA/V. De inwendige weerstand bedraagt dan 9 tot 12 k Ω , afhankelijk van het werkpunt.

Door de lage equivalente ruisweerstand van de EC 92, die slechts 500 ohm bedraagt, kan in H.F. versterkertrappen met deze buis een zeer gunstige ruis-sigitaalverhouding worden verkregen.

Voor de ingangsweerstand vindt men bij 100 MHz een waarde van 5 k Ω . Daar de ingangsweerstand van een triode door terugwerking van de anode afhankelijk is van de gebruikte schakeling, is de bovenstaande waarde gemeten in een

schakeling waarbij de anodeketen voor wisselstroom was kortgesloten. Wordt de EC 92 als zelfoscillerende mengbuis gebruikt, dan bereikt de inwendige weerstand een hogere waarde dan bij gebruik als H.F.-versterker; bij een oscillatorspanning van 3 volt bedraagt de inwendige weerstand ongeveer 20 k Ω . Ook de ingangsweerstand bij 100 MHz bereikt een iets hogere waarde, namelijk ongeveer 6 k Ω , terwijl de conversiosteilheid 2,5 mA/V bedraagt. Ook het ruisen is bij gebruik als zelfoscillerende mengbuis zeer gunstig. Uit de voorgaande gegevens volgt dat additieve mengschakelingen met de EC 92 in het algemeen veel gunstiger resultaten zullen vertonen dan multiplicatieve mengschakelingen met meer-roosterbuizen.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE EC 92

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door wissel- of gelijkstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning	V_f	=	6,3 V
Gloeistroom	I_f	=	0,15 A

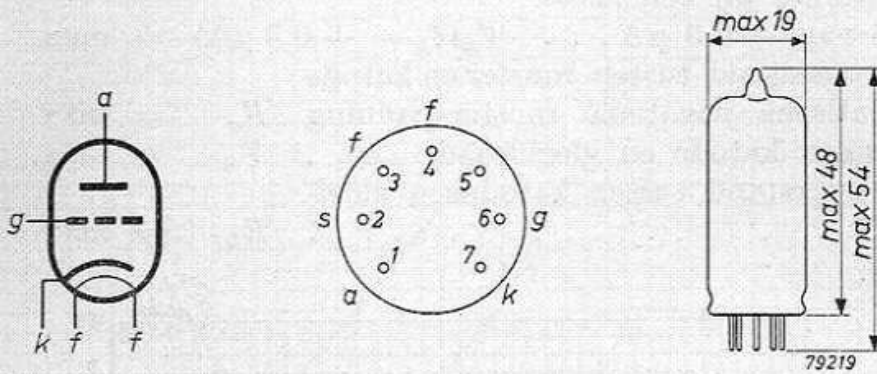


Fig. 2. Electrode schema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de EC 92.

Capaciteiten

Katodebasisschakeling

Ingangscapaciteit	C_g	=	2,6 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	0,55 pF
Tussen anode en rooster	C_{ag}	=	1,6 pF

Roosterbasisschakeling

Ingangscapaciteit	$C_{k(g+f+5)^1}$	=	4,5 pF
Uitgangscapaciteit	$C_{a(g+f+5)^1}$	=	1,8 pF
Tussen anode en katode	C_{ak}	=	0,24 pF
Tussen gloeidraad en katode	C_{fk}	=	2,2 pF

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	170	200	250 V
Roosterspanning	V_g	=	-1,0 ²⁾	-1,0 ²⁾	-2,0 V
Anodestroom	I_a	=	8,5	11,5	10 mA
Steilheid	S	=	5,9	6,7	5,5 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	66	70	60

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	= max.	300 V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{a0}	= max.	550 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	2,5 W
Katodestroom	I_k	= max.	15 mA
Negatieve roosterspanning	$-V_g$	= max.	50 V

¹⁾ 5 wil zeggen pen 5.

²⁾ Bij deze instellingen bestaat de mogelijkheid dat roosterstroom optreedt. In gevallen waarin dit niet geoorloofd is, moet de negatieve roosterspanning worden verhoogd tot -1,5 volt.

Beginpunt van roosterstroom;

roosterspanning bij een roosterstroom van $+0,3 \mu\text{A}$. . .

$$V_g(I_g = +0,3 \mu\text{A}) = \text{max. } -1,3 \text{ V}$$

Uitwendige weerstand tussen rooster en katode

$$\text{bij automatische negatieve roosterspanning } R_g = \text{max. } 1 \text{ M}\Omega$$

Spanning tussen katode en gloeidraad

$$V_{kf} = \text{max. } 100 \text{ V}$$

Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad

$$R_{kf} = \text{max. } 20 \text{ k}\Omega$$

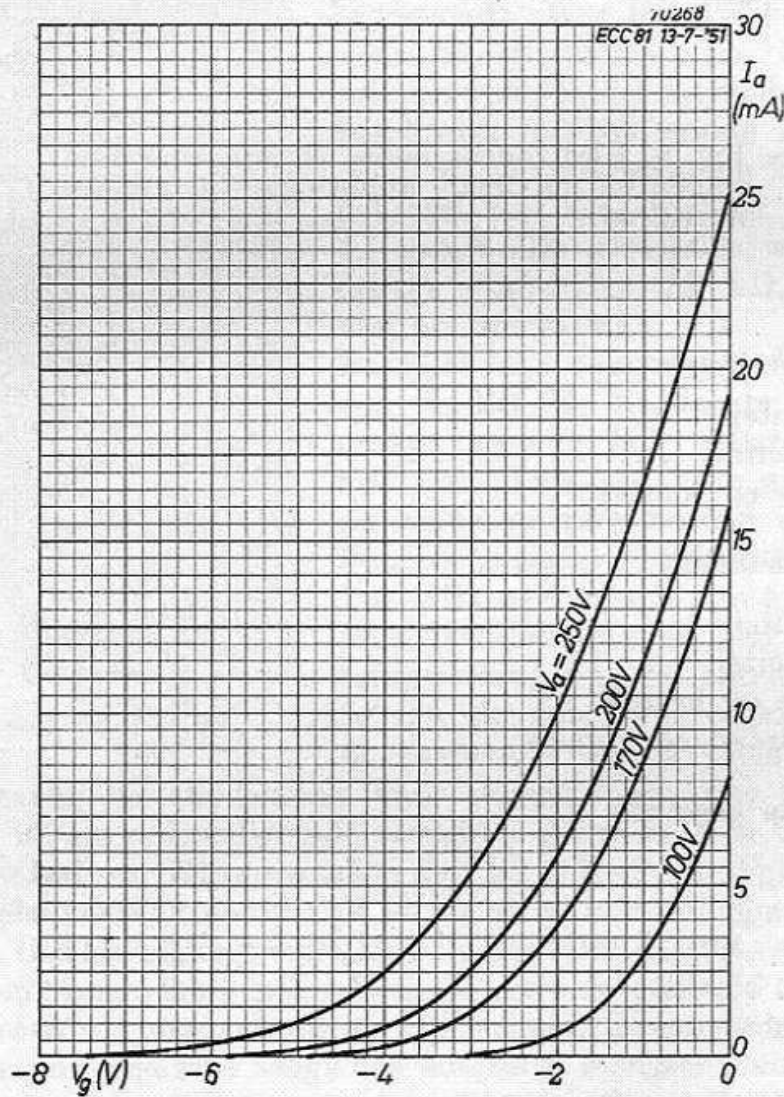


Fig. 3. Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij verschillende anodespanningen (V_a)

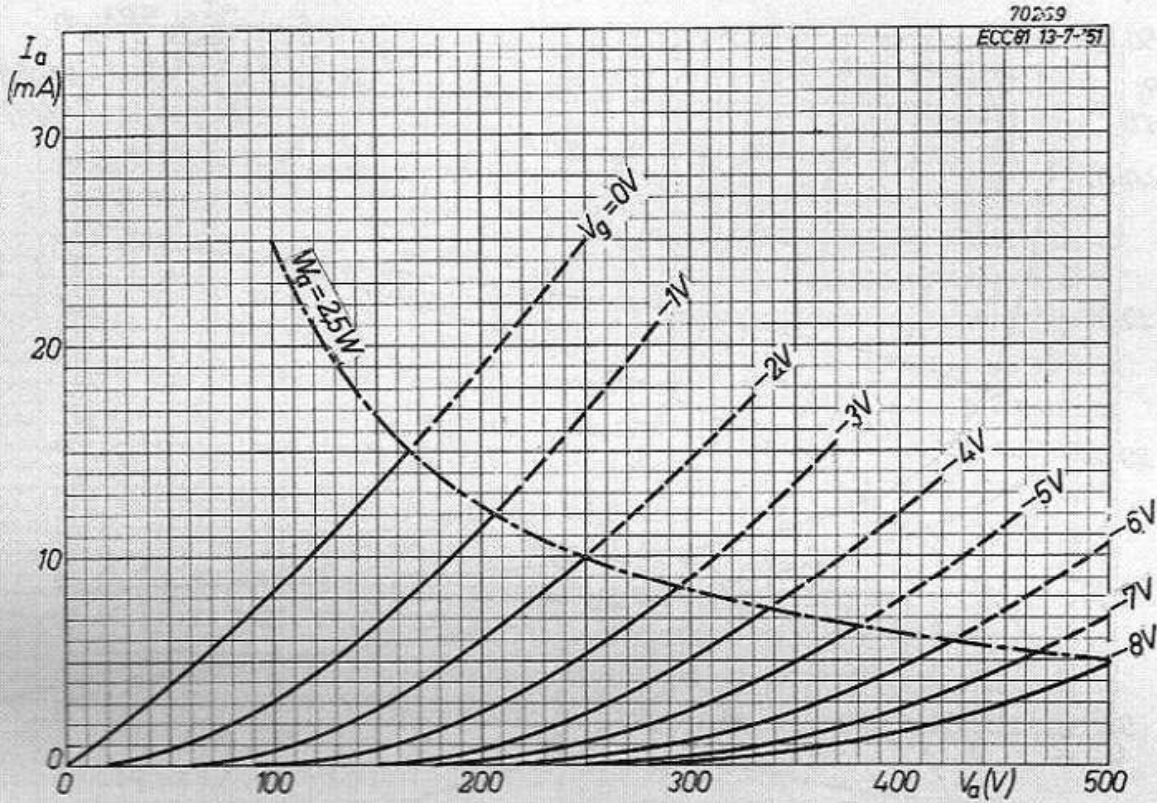


Fig. 4. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a) bij verschillende negatieve roosterspanningen (V_g). Door de streepkromme wordt de maximale anodedissipatie ($W_a = 2,5$ W) aangeduid.

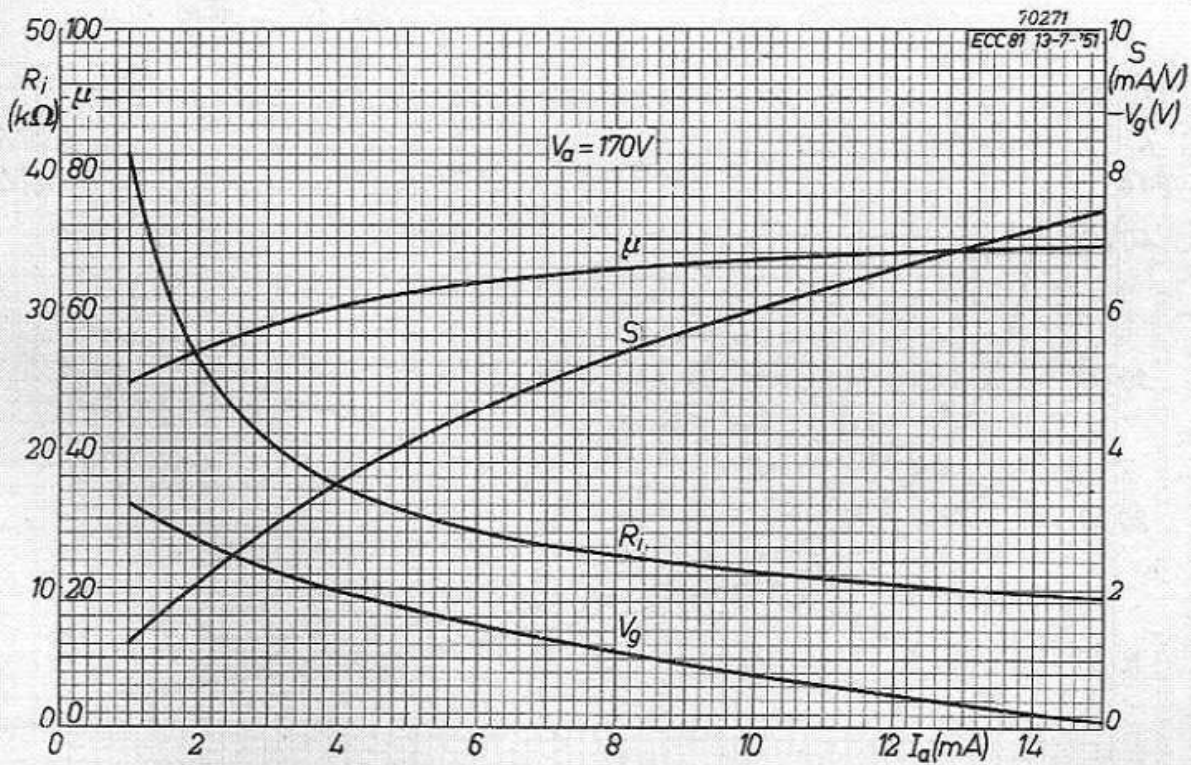


Fig. 5. Steilheid (S), versterkingsfactor (μ), inwendige weerstand (R_i) en roosterspanning (V_g) als functie van de anodestroom (I_a) bij een anodespanning (V_a) van 170 volt.

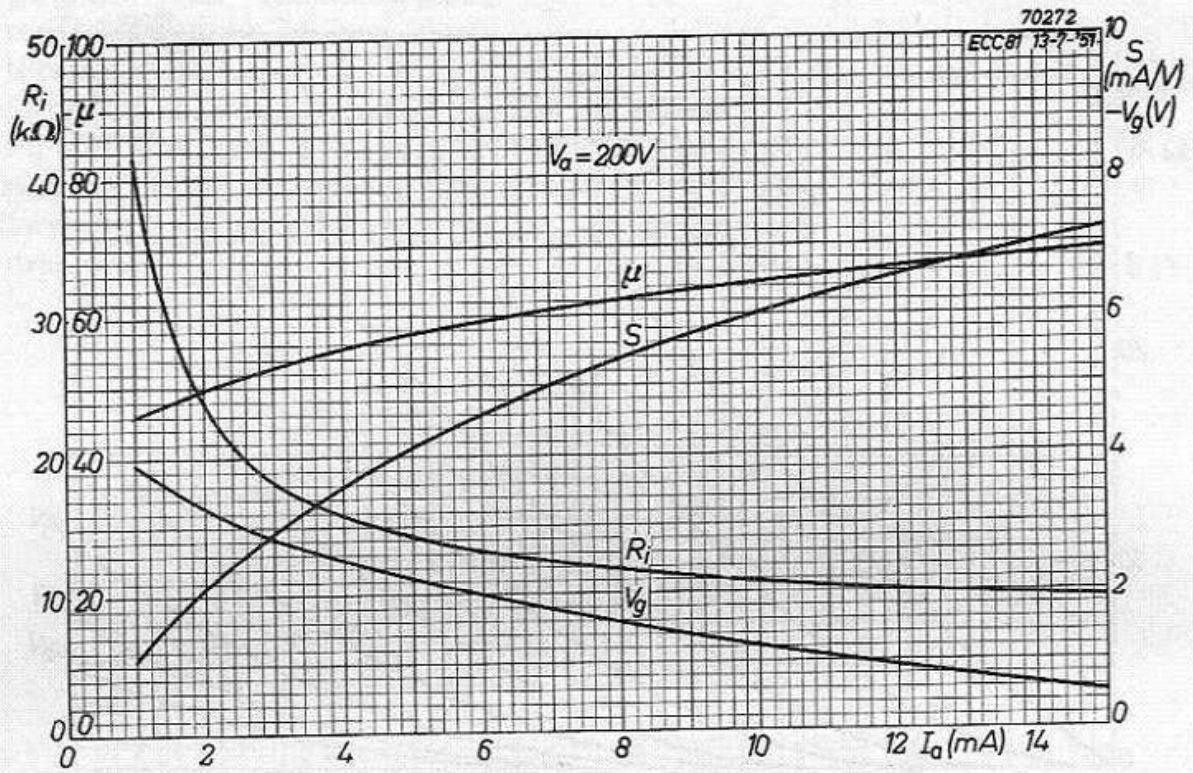


Fig. 6. Als fig. 5 voor een anodespanning van 200 V.

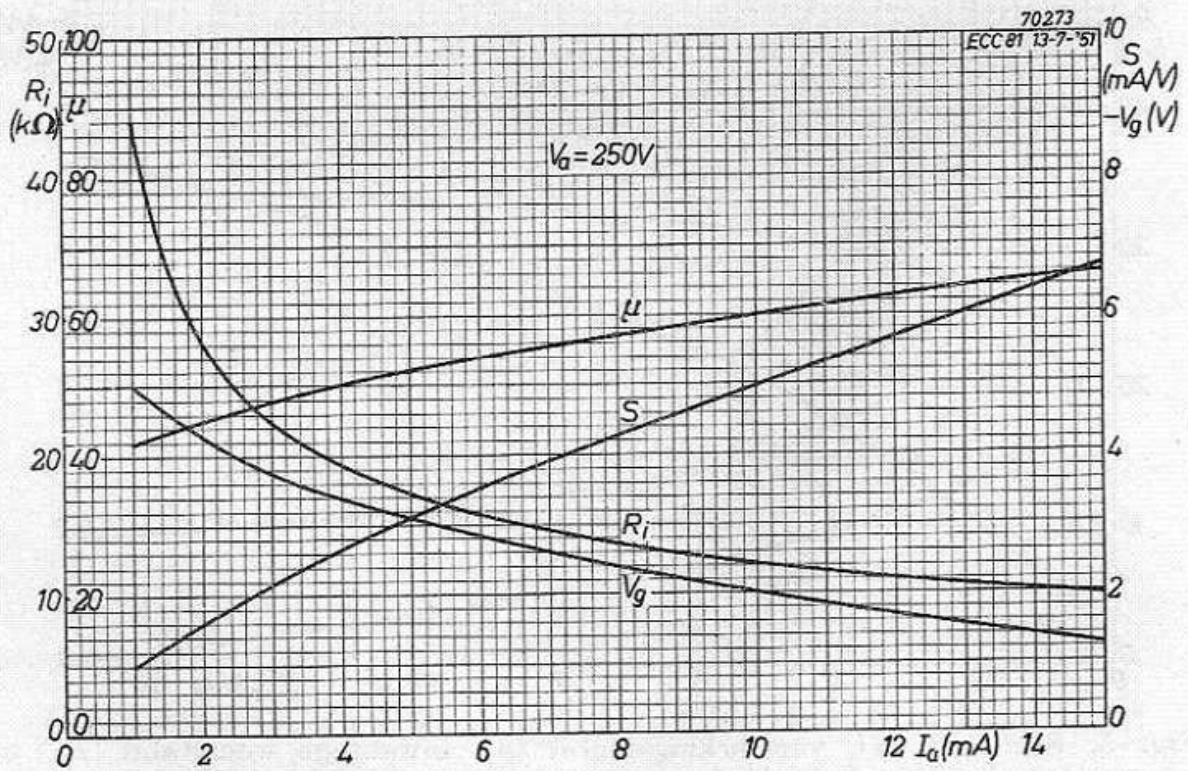


Fig. 7. Als fig. 5 voor een anodespanning van 250 V.

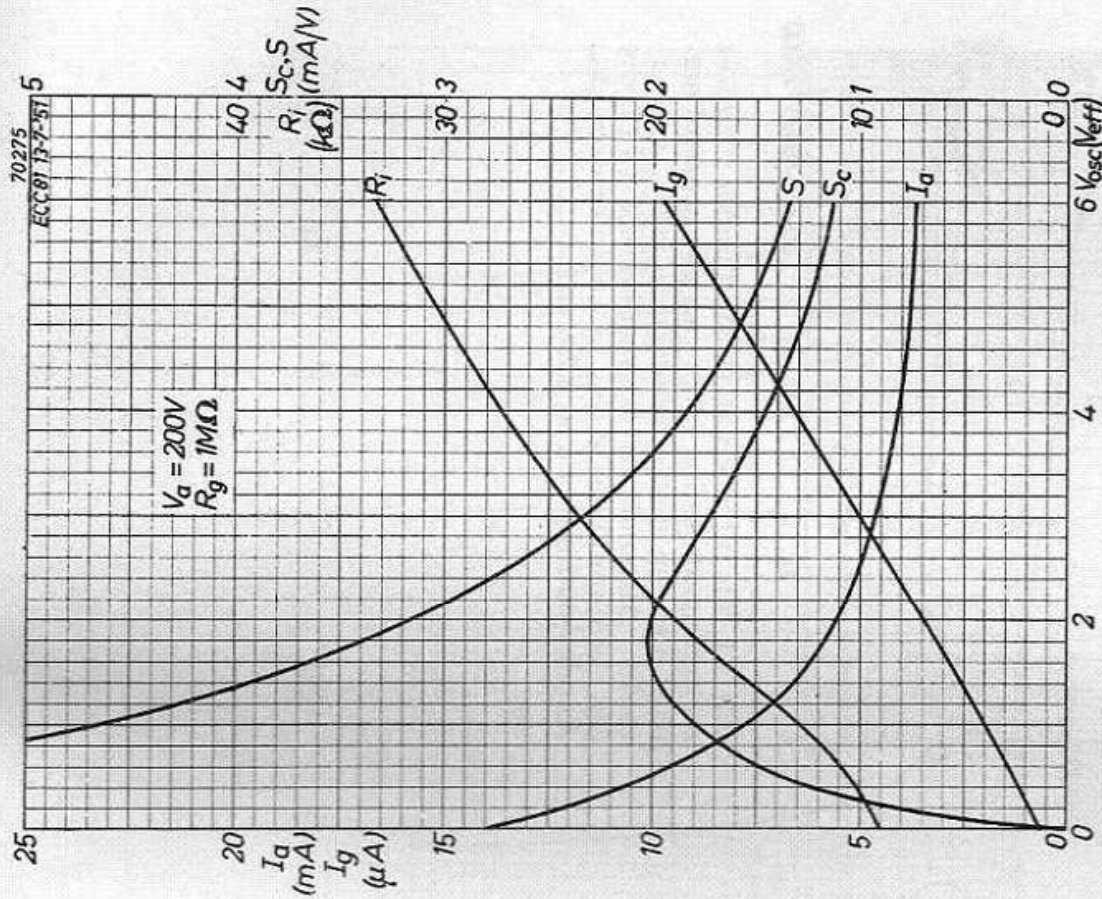


Fig. 9. Als fig. 8, voor een anodespanning van 200 V.

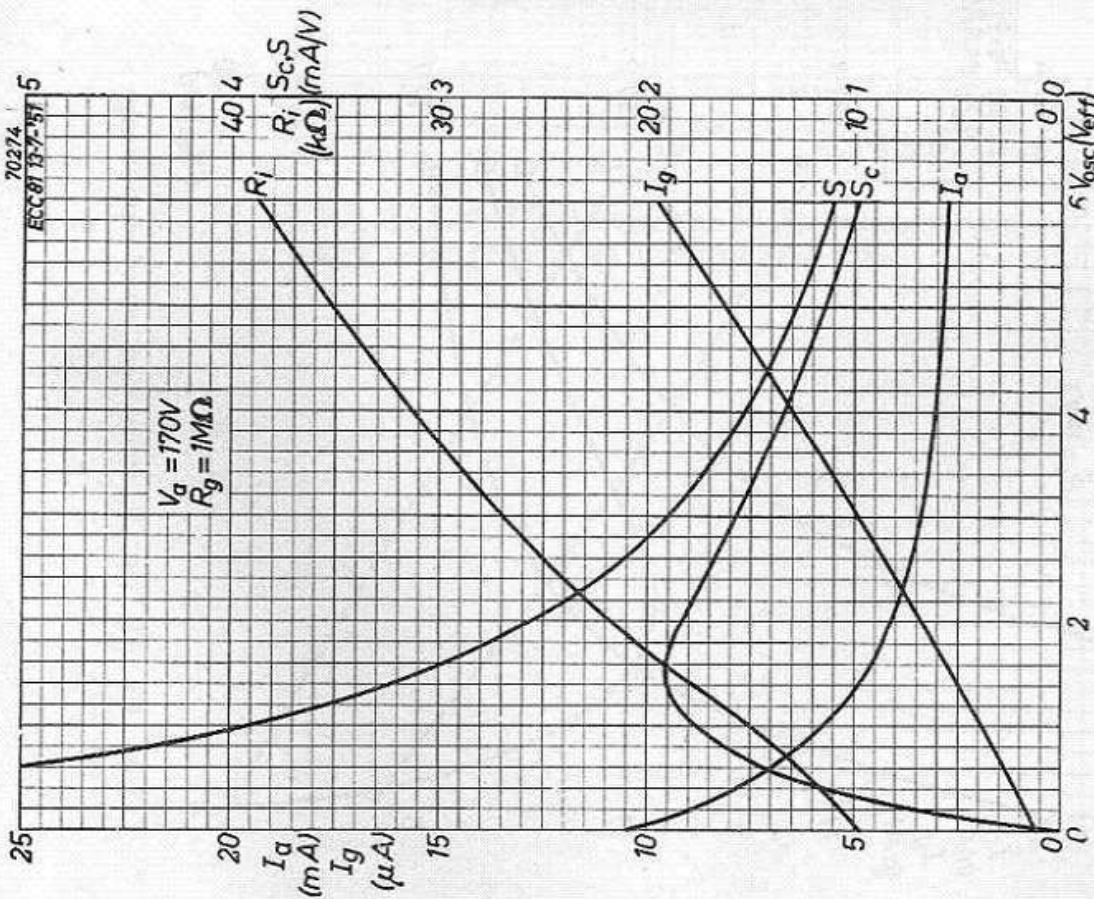


Fig. 8. Gegevens van de EC 92 als zelfoscillerende additieve mengbuis bij een anodespanning (V_a) van 170 volt. Inwendige weerstand (R_i), roosterstroom (I_g , bij een roosterlekwierstand R_g van $1 M\Omega$), conversieconstante (S), effectieve steilheid voor de middenfrequentie (S_c), geldig voor een ingangssignaal van 100 mV) en anodestroom (I_a) als functie van de oscillatorspanning (V_{osc}).

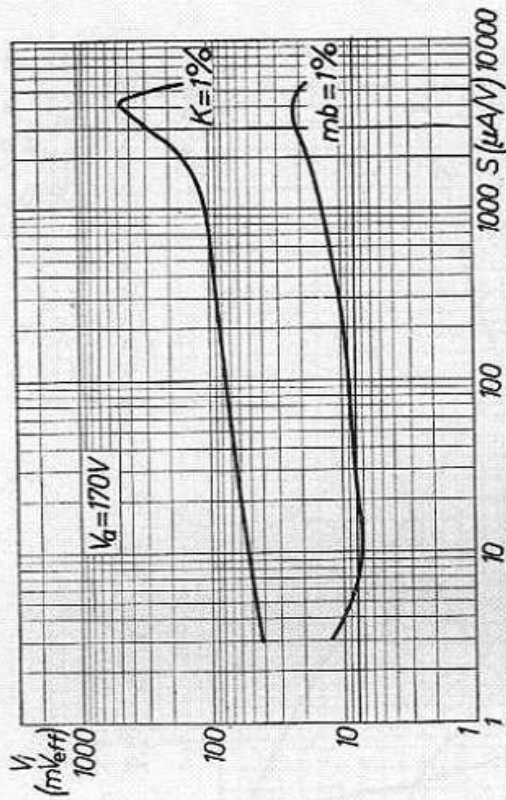


Fig. 11. Als functie van de steilheid is uitgezet de ingangsspanning (V_i) van een storend signaal dat een kruismodulatie $K=1\%$ veroorzaakt. Alsmede de bromspanning (V_i) die een brommodulatie $m_b=1\%$ veroorzaakt. Anodespanning $V_a = 170$ volt.

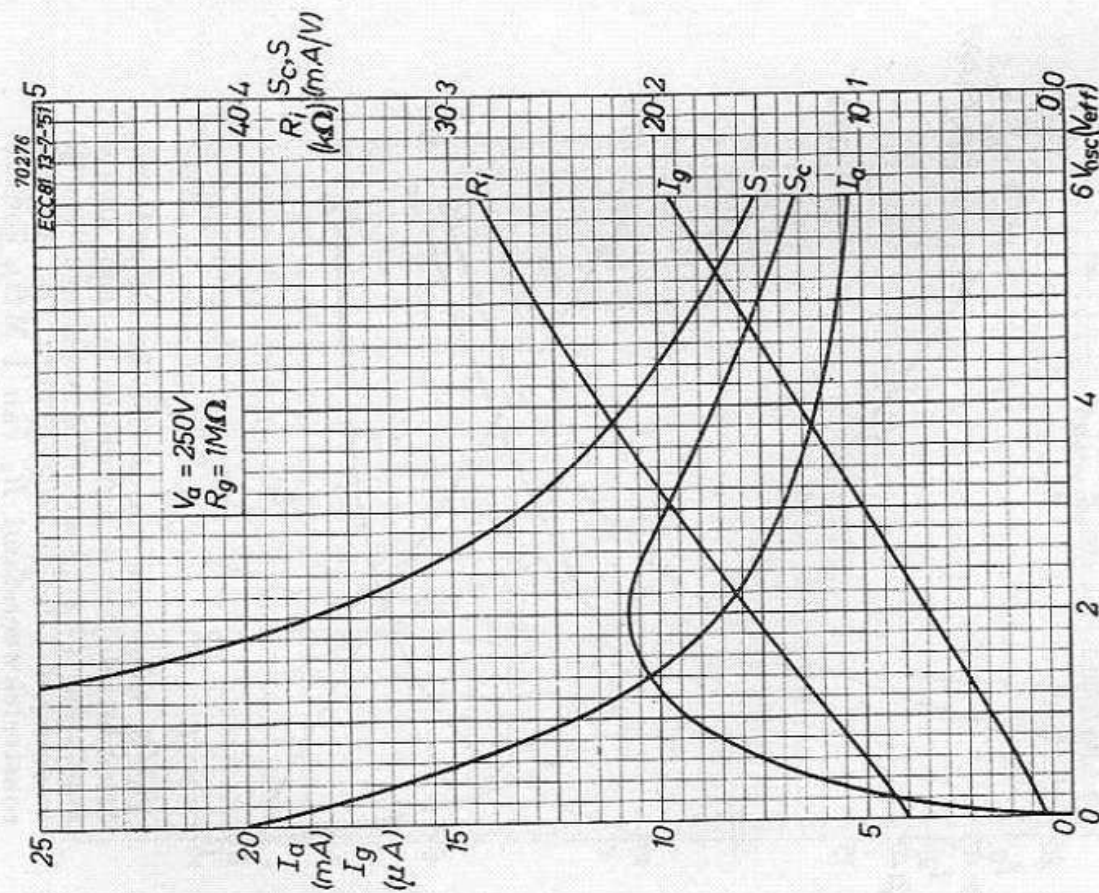


Fig. 10. Als fig. 8, voor een anodespanning van 250 V.

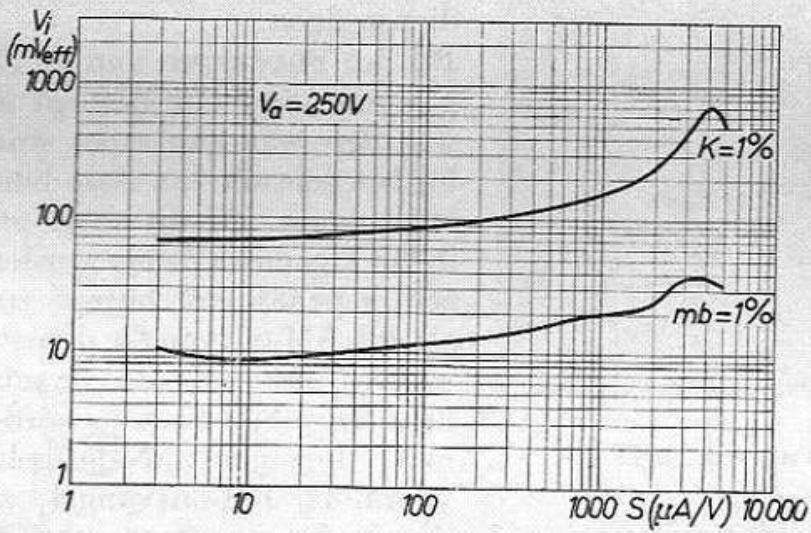
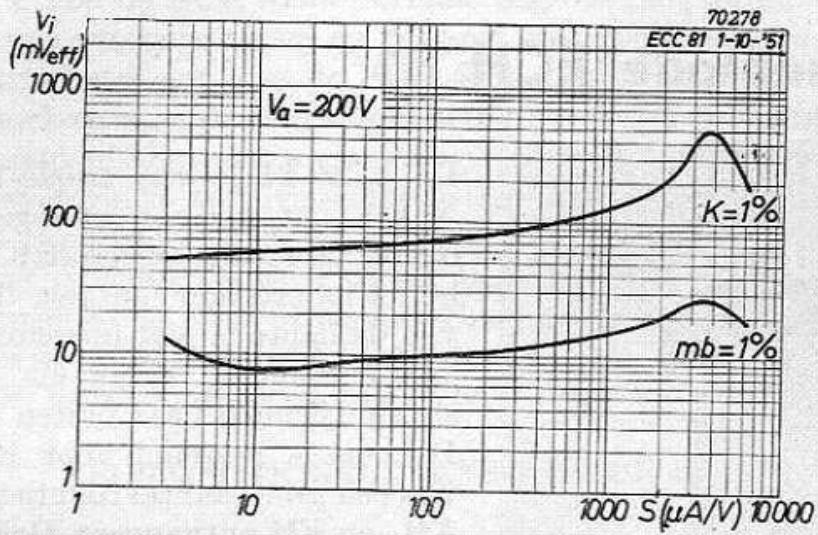


Fig. 12. Als fig. 11 voor anodespanningen van 200 volt (boven) en 250 volt (onder).

Triode-heptode ECH 81

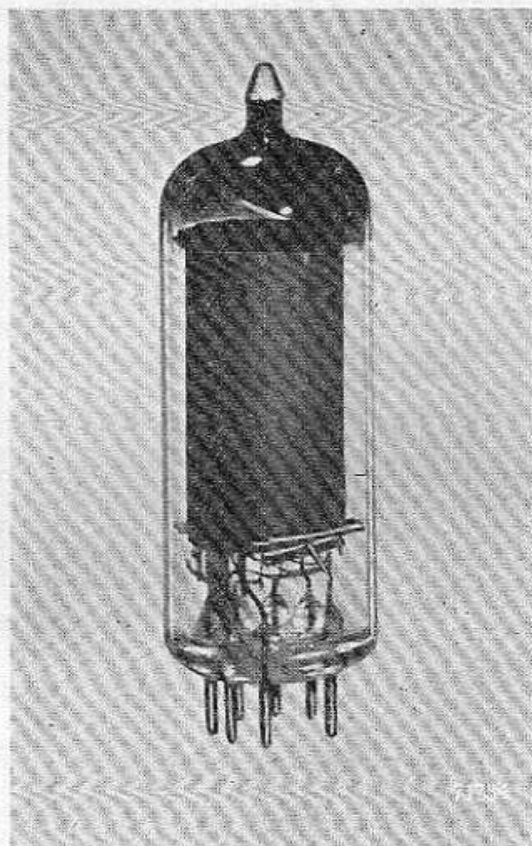


Fig. 1. Foto van de ECH 81.

De ECH 81 is een triode-heptode met Noval-voet, waarbij in tegenstelling tot overeenkomstige buizen als b.v. de ECH 42, het trioderooster en het derde rooster van de heptode niet inwendig met elkaar zijn verbonden, maar via afzonderlijke aansluitpennen naar buiten zijn gevoerd. De buis is bestemd voor het vervullen van een groot aantal functies in FM/AM-, AM- en FM-ontvangers. Ook in televisie-ontvangers kan deze buis echter uitstekend dienst doen.

Bij het ontwerpen van de ECH 81 is bijzondere aandacht besteed aan de voorwaarden waaraan moet worden voldaan bij het gebruik van deze buis in FM/AM-ontvangers. Bij dit soort ontvangers zal in het algemeen de eis worden gesteld, dat een bepaald stel buizen zowel bij FM- als bij AM-ontvangst dienst moet doen, waarbij dan het totale aantal buizen zo klein mogelijk dient te worden gehouden, maar tegelijkertijd de geluidskwaliteit, vooral bij FM-ontvangst, zo hoog mo-

gelijk moet worden opgevoerd. Voor de mengtrap van een AM-ontvanger is een triode-hexode of een triode-heptode noodzakelijk, waarbij het van geen belang is of het trioderooster en het derde rooster van de hexode of heptode wel of niet inwendig met elkaar zijn verbonden. Bij FM-ontvangst kan dezelfde buis worden gebruikt, waarbij het hexode- of heptodesysteem dan dienst doet als H.F.- of M.F.-versterker en het triodesysteem als zelfoscillerende additieve mengbuis, waardoor dan tevens een gunstige conversiestedigheid en een laag ruisniveau gewaarborgd zijn. Het is duidelijk dat hierbij echter het trioderooster en het derde rooster van de hexode of heptode met verschillende aansluitpennen moeten worden verbonden. Bij het gebruik als H.F.-versterker is het van belang dat een heptode is voorzien van een vangrooster, waardoor verhinderd wordt dat secundaire electronen van de anode het schermrooster bereiken. Hierdoor wordt behalve een lager ruisniveau tevens een hoge inwendige weerstand verkregen. Weliswaar is het bij een hexode ook mogelijk de nadelige gevolgen van de secundaire emissie te voorkomen, maar daarvoor is dan een spanningsdeler nodig voor de voeding van de schermroosters, terwijl bij een heptode met een serieweerstand kan worden volstaan. Deze laatste kan dan tevens worden gebruikt voor de schermroostervoeding van de M.F.-versterkbuis.

De schakeling van de ECH 81 in normale AM-ontvangers komt geheel overeen met die van vroegere typen en verlangt dus geen bijzondere bespreking. Wordt het triodesysteem van de ECH 81 gebruikt als L.F.-versterker, dan is het ter voorkoming van microfonie nodig dat hetingangssignaal minstens 25 mV bedraagt als het uitgangsvermogen van de eindbuis 50 mW is. Voor het heptodesysteem is het overeenkomstige getal 50 mV.

Door de lage capaciteit tussen het stuurrooster en de anode van het heptodesysteem is het mogelijk de ECH 81 als M.F.-versterker te gebruiken. Wordt bij AM-ontvangst een ECH 81 als mengbuis gebruikt en het heptodesysteem van een tweede ECH 81 als M.F.-versterker, dan is het mogelijk om met normale M.F.-bandfilters een totale versterking van ongeveer $10.000 \times$ te bereiken.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE ECH 81

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, door wissel- of gelijkstroom; parallel- of serievoeding.

Gloeispanning $V_f = 6,3 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 0,3 \text{ A}$

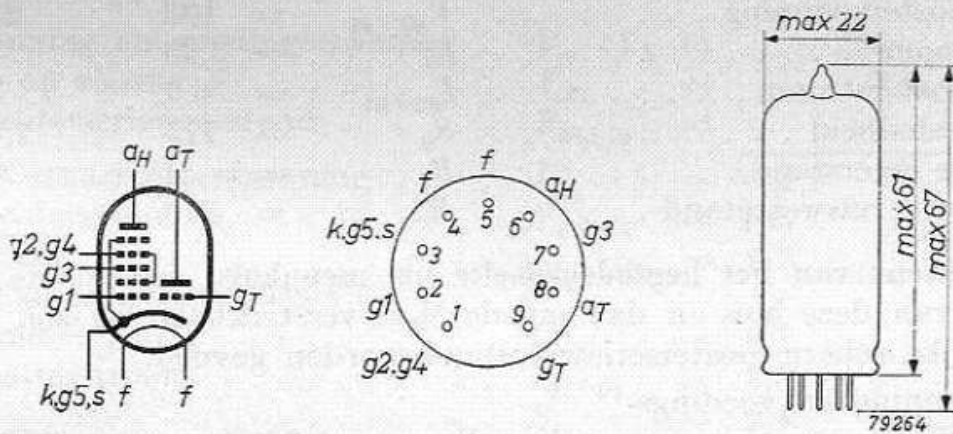


Fig. 2. Electrodeschema, electrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de ECH 81.

Capaciteiten

Heptodegedeelte

Ingangscapaciteit	C_{g1}	=	4,8 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	7,9 pF
Tussen anode en stuurrooster	C_{ag1}	<	0,006 pF
Tussen oscillatorrooster en overige electroden	C_{g3}	=	6,0 pF
Tussen stuurrooster en oscillatorrooster	C_{g1g3}	<	0,3 pF
Tussen stuurrooster en gloeidraad	C_{g1f}	<	0,17 pF
Tussen oscillatorrooster en gloeidraad	C_{g3f}	<	0,06 pF

Triodegedeelte

Ingangscapaciteit	C_g	=	2,6 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	2,1 pF
Tussen anode en rooster	C_{ag}	=	1,0 pF
Tussen rooster en gloeidraad	C_{gf}	<	0,02 pF

Tussen triode- en heptodegedeelte

Tussen anode heptode en anode triode	C_{aH-aT}	= 0,20 pF ¹⁾
Tussen anode heptode en rooster triode	C_{aH-gT}	< 0,090 pF
Tussen rooster 1 van heptode en anode triode	C_{g1H-aT}	< 0,060 pF
Tussen rooster 1 van heptode en rooster triode	C_{g1H-gT}	< 0,170 pF
Tussen rooster 1 van heptode en rooster triode + rooster 3 van heptode	$C_{g1H-(gT+g3)}$	< 0,450 pF
Tussen anode heptode en rooster triode + rooster 3 van heptode	$C_{aH-(gT+g3)}$	< 0,350 pF

Instelgegevens van het heptodegedeelte als mengbuis

Anodespanning en voedingsspanning	$V_a = V_b$	=	250	V
Schermroosterseriweerstand	R_{g2+g4}	=	22	kΩ
Oscillatorroosterweerstand	R_{gT+g3}	=	47	kΩ
Oscillatorroosterstroom	I_{gT+g3}	=	200	μA
Negatieve stuurroosterspanning	V_{g1}	=	-2	-28,5 V
Schermroosterspanning	V_{g2+g4}	=	103	250 V
Anodestroom	I_a	=	3,25	- mA
Schermroosterstroom	I_{g2+g4}	=	6,7	- mA
Conversiesteilheid	S_c	=	775	7,75 μA/V
Inwendige weerstand	R_i	=	1	> 3 MΩ
Equivalentente ruisweerstand	R_{eq}	=	70	- kΩ

Instelgegevens van het heptodegedeelte als mengbuis, waarbij de schermroosters van deze buis en dat van de M.F.-versterkbuis via een gemeenschappelijke schermroosterseriweerstand worden gevoed.

Anodespanning en voedingsspanning	$V_a = V_b$	=	250 ²⁾	250 ³⁾	V
Schermroosterseriweerstand	R_{g2+g4}	=	18	22	kΩ
Oscillatorroosterweerstand	R_{gT+g3}	=	47	47	kΩ
Oscillatorroosterstroom	I_{gT+g3}	=	200	200	μA
Negatieve stuurroosterspanning	V_{g1}	=	-1,9	-28,5	-2 -28,5 V
Schermroosterspanning	V_{g2+g4}	=	97	92	- V
Anodestroom	I_a	=	3,0	2,5	- mA
Stroom door schermroosterseriweerstand	I_{Rg2}	=	8,5	7,2	- mA
Schermroosterstroom	I_{g2+g4}	=	6,2	5,1	- mA
Conversiesteilheid	S_c	=	750	7,5	700 7 μA/V
Inwendige weerstand	R_i	=	1	> 3	> 3 MΩ
Equivalentente ruisweerstand	R_{eq}	=	70	66	- kΩ

¹⁾ De spreiding van deze capaciteit is zodanig dat $\sigma = 0,015$ pF, wat betekent dat voor 68% van een grote partij buizen de capaciteit ligt tussen 0,20 - 0,015 pF en 0,20 + 0,015 pF terwijl voor 94% van de buizen de capaciteit ligt tussen 0,20 - 0,03 pF en 0,20 + 0,03 pF.

²⁾ M.F.-buis EF 85. ³⁾ M.F.-buis EBF 80.

Instelgegevens van het heptodegedeelte als H.F.- of M.F.-versterkbuis

Anodespanning en voedingsspanning	$V_a = V_b =$	250	V
Spanning op rooster 3	$V_{g3} =$	0	V
Schermroosterserieweerstand	$R_{g2+g4} =$	39	k Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	-2	-42 V
Schermroosterspanning	$V_{g2+g4} =$	100	- V
Anodestroom	$I_a =$	6,5	- mA
Schermroosterstroom	$I_{g2+g4} =$	3,8	- mA
Steilheid	$S =$	2,4	0,024 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,7	>10 M Ω
Equivalentente ruisweerstand	$R_{eq} =$	8,5	- k Ω
Versterkingsfactor van rooster 2 t.o.v. rooster 1	$\mu_{g2g1} =$	20	-
Ingangsweerstand bij 100 MHz	$r_{g1} =$	2,0	- k Ω

Instelgegevens van het heptodegedeelte als H.F.-versterkbuis, waarbij de schermroosters van deze buis en dat van de M.F.-versterkbuis EF 85 via een gemeenschappelijke schermroosterserieweerstand worden gevoed.

Anodespanning en voedingsspanning	$V_a = V_b =$	250	V
Spanning op rooster 3	$V_{g3} =$	0	V
Schermroosterserieweerstand	$R_{g2+g4} =$	22	k Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	-2,1	-42 V
Schermroosterspanning	$V_{g2+g4} =$	103	- V
Anodestroom	$I_a =$	6,5	- mA
Stroom door schermroosterserie- weerstand	$I_{Rg2} =$	6,7	- mA
Schermroosterstroom	$I_{g2+g4} =$	3,8	- mA
Steilheid	$S =$	2,4	0,024 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,7	>10 M Ω
Equivalentente ruisweerstand	$R_{eq} =$	8,5	- k Ω

Karakteristieke gegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	$V_a =$	100 V
Roosterspanning	$V_g =$	0 V
Anodestroom	$I_a =$	13,5 mA
Steilheid	$S =$	3,7 mA/V
Versterkingsfactor	$\mu =$	22

Instelgegevens van het triodegedeelte als oscillator

Voedingsspanning	$V_b =$	250 V
Anodeserieweerstand	$R_a =$	33 k Ω
Oscillatorroosterweerstand	$R_{gT+g3} =$	47 k Ω
Oscillatorroosterstroom	$I_{gT+g3} =$	200 μ A
Anodestroom	$I_a =$	4,5 mA
Effectieve steilheid	$S_{eff} =$	0,65 mA/V

Grensgegevens van het heptodegedeelte

Anodespanning	V_a	= max. 300 V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{a0}	= max. 550 V
Anodedissipatie	W_a	= max. 1,7 W
Schermroosterspanning	V_{g2+g4}	= max. 125 V
Schermroosterspanning zonder stroom	$V_{(g2+g4)0}$	= max. 550 V
Schermroosterspanning in afge- knepen toestand (anodestroom kleiner dan 1 mA)	$V_{g2+g4}(I_a < 1\text{mA})$	= max. 300 V
Schermroosterdissipatie	W_{g2+g4}	= max. 1 W
Katodestroom	I_k	= max. 12,5 mA
Uitwendige weerstand tussen rooster 1 en katode	R_{g1}	= max. 3 MΩ
Uitwendige weerstand tussen rooster 3 en katode	R_{g3}	= max. 3 MΩ ¹⁾
Uitwendige weerstand tussen gloeidraad en katode	R_{kf}	= max. 20 kΩ
Spanning tussen gloeidraad en katode	V_{kf}	= max. 100 V
Beginpunt van roosterstroom van roosters 1 en 3; spanning op deze roosters bij een roosterstroom van +0,3 μA	$V_{g1}(I_{g1} = +0,3\ \mu\text{A})$ $V_{g3}(I_{g3} = +0,3\ \mu\text{A})$	= max. -1,3 V = max. -1,3 V

Grensgegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	= max. 250 V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{a0}	= max. 550 V
Anodedissipatie	W_a	= max. 0,8 W
Katodestroom	I_k	= max. 6,5 mA
Uitwendige weerstand tussen katode en rooster	R_g	= max. 3 MΩ
Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad	R_{kf}	= max. 20 kΩ
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	= max. 100 V
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een rooster- stroom van +0,3 μA	$V_g(I_g = +0,3\ \mu\text{A})$	= max. -1,3 V

¹⁾ Als in FM/AM-ontvangers de aansluitingen naar de buis tijdens het bedrijf worden omgeschakeld, terwijl tussen g_3 en g_T geen ohmse weerstand aanwezig is, mag R_{g3} maximaal 20 kΩ bedragen.

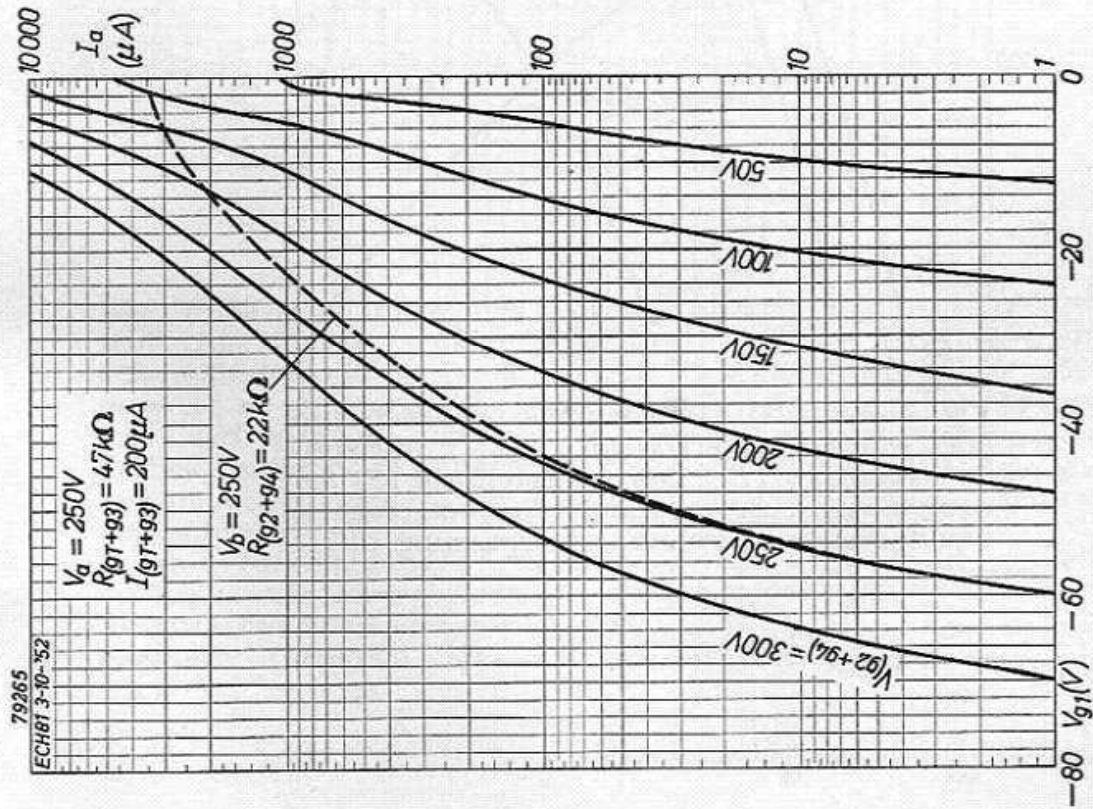


Fig. 3

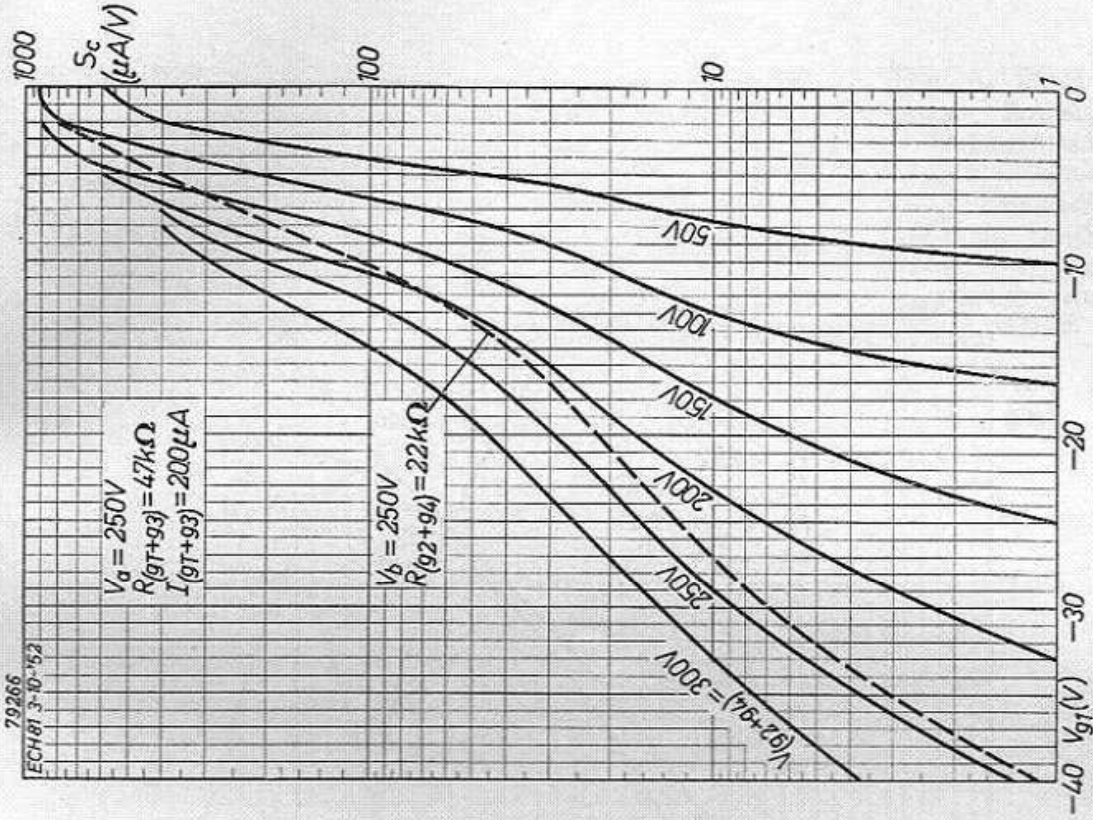


Fig. 4

Fig. 3 en 4. Regelkarakteristieken van de ECH 81 als mengbuis. Anodestroom (I_a , fig. 3) en conversiesteilheid (S_c , fig. 4) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) bij verschillende schermroosterspanningen (V_{g2+g4}). Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. conversiesteilheid aangeduid bij een voedingspanning van 250 volt en een schermroosterserieerstand van 22 k Ω .

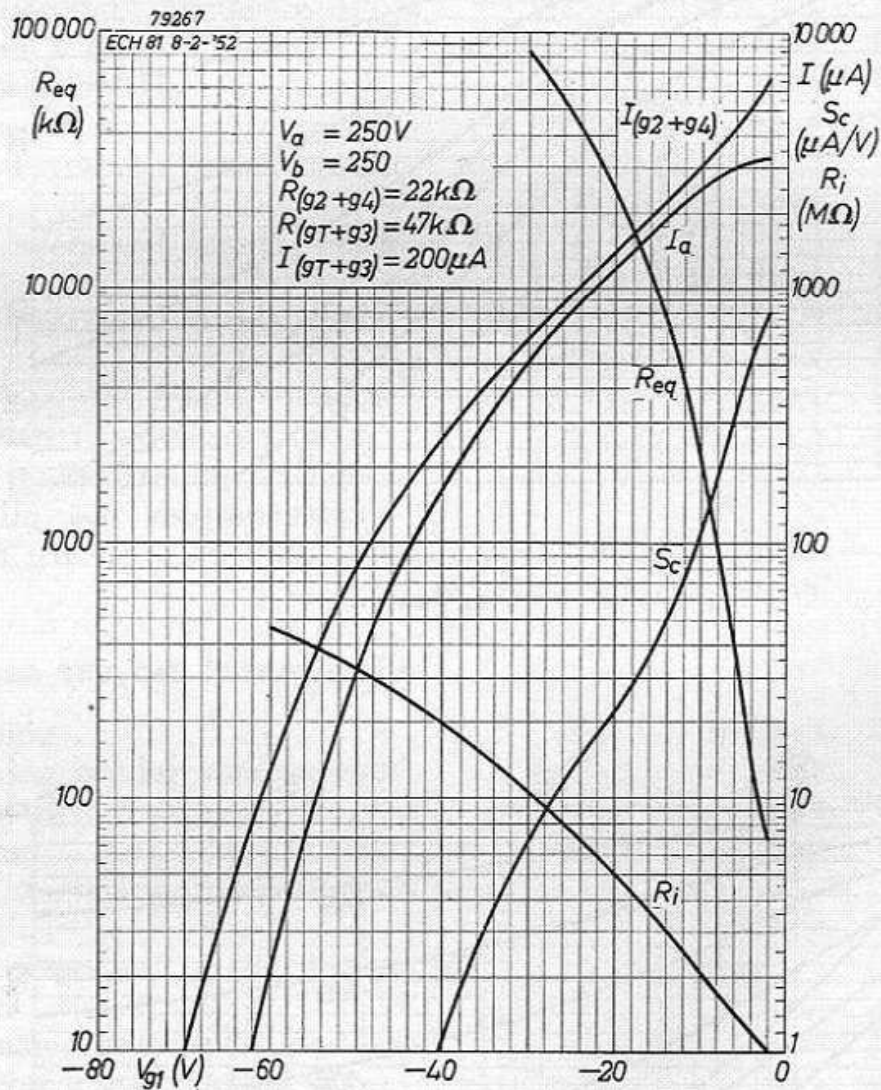


Fig. 5. ECH 81 als mengbuis. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom ($I_{g_2+g_4}$), inwendige weerstand (R_i), conversiesteilheid (S_c) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g_1}).

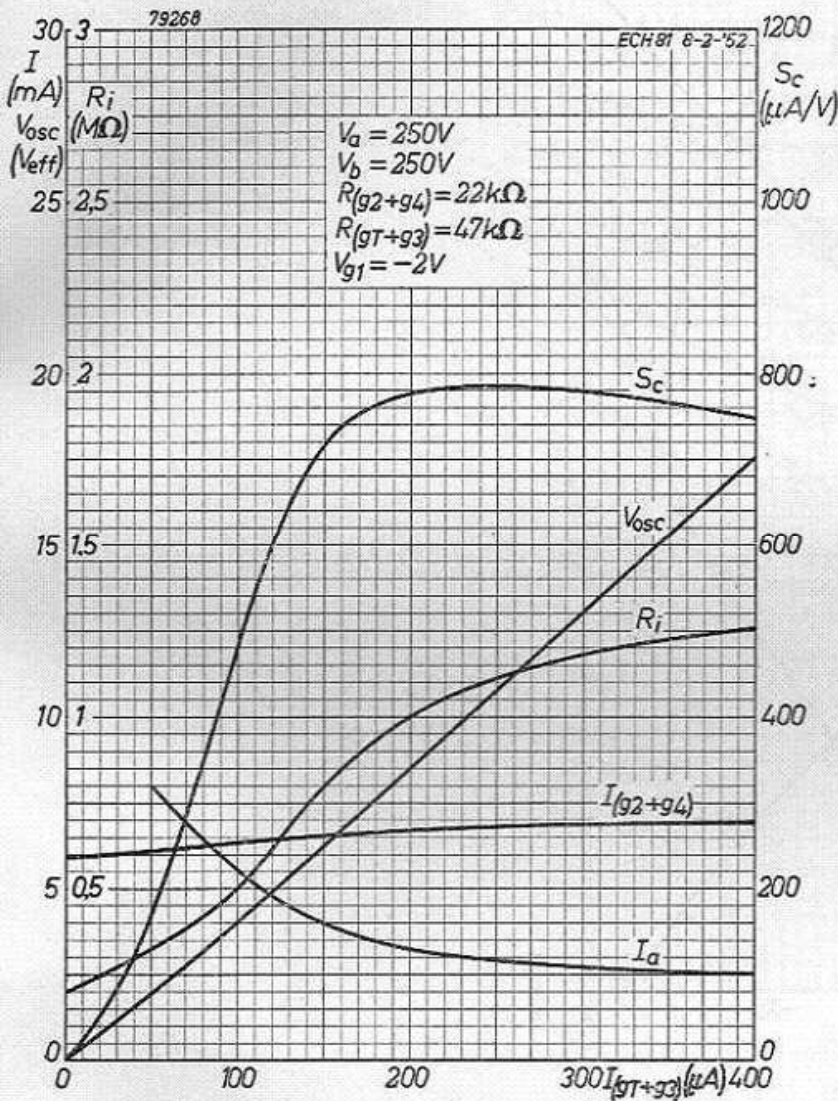
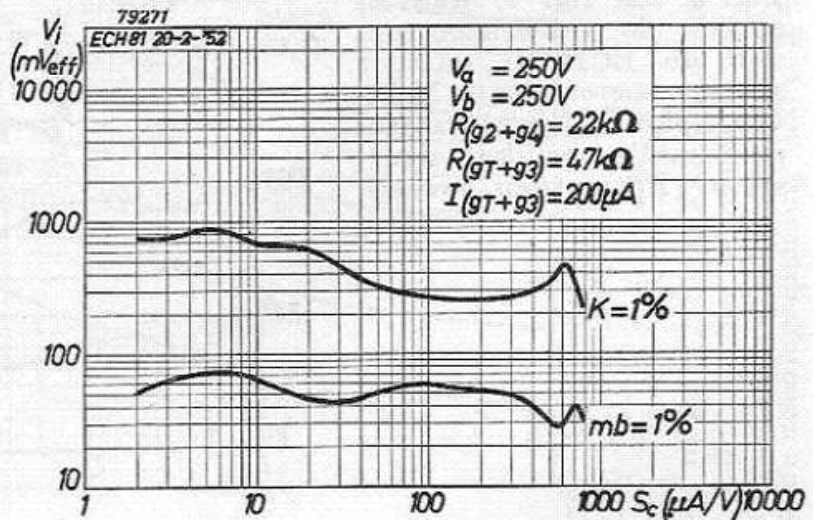


Fig. 6. ECH 81 als mengbuis. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom ($I_{g_2+g_4}$), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en oscillatorspanning (V_{osc}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gT+g_3}).

Fig. 7. ECH 81 als mengbuis. Als functie van de conversiesteilheid (S_c) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$) en de bromspanning (V_i) op het stuurrooster die een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b=1\%$).



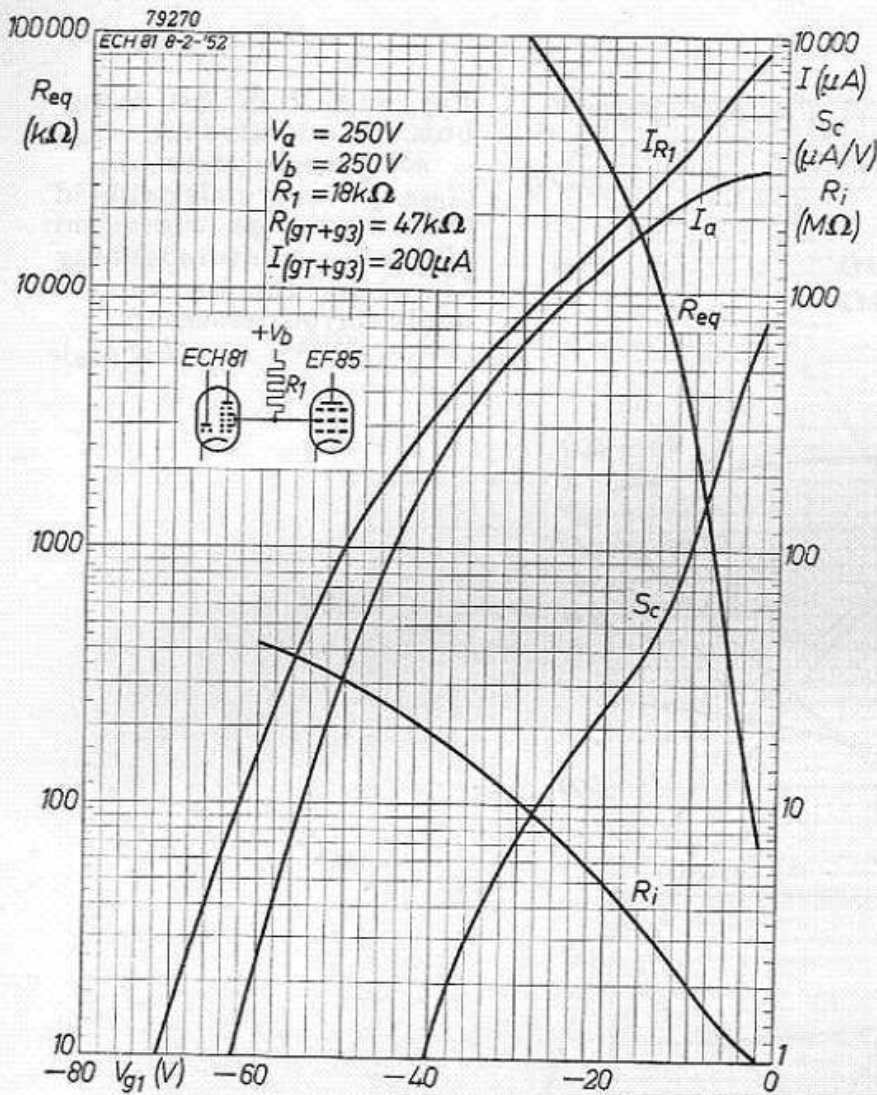
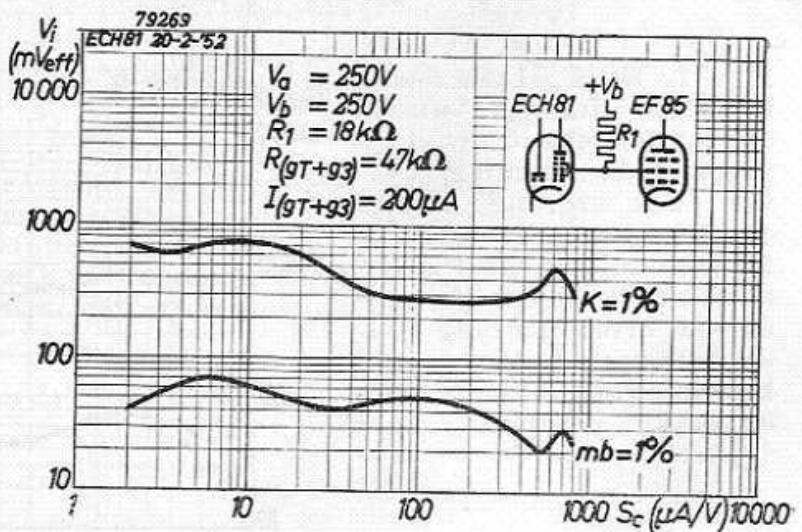


Fig. 8. Als fig. 5, waarbij echter de schermroosters van de ECH 81 en het schermrooster van de M.F.-versterkbuis EF 85 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed.

Fig. 9. Als fig. 7, waarbij echter de schermroosters van de ECH 81 en het schermrooster van de M.F.-versterkbuis EF 85 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed.



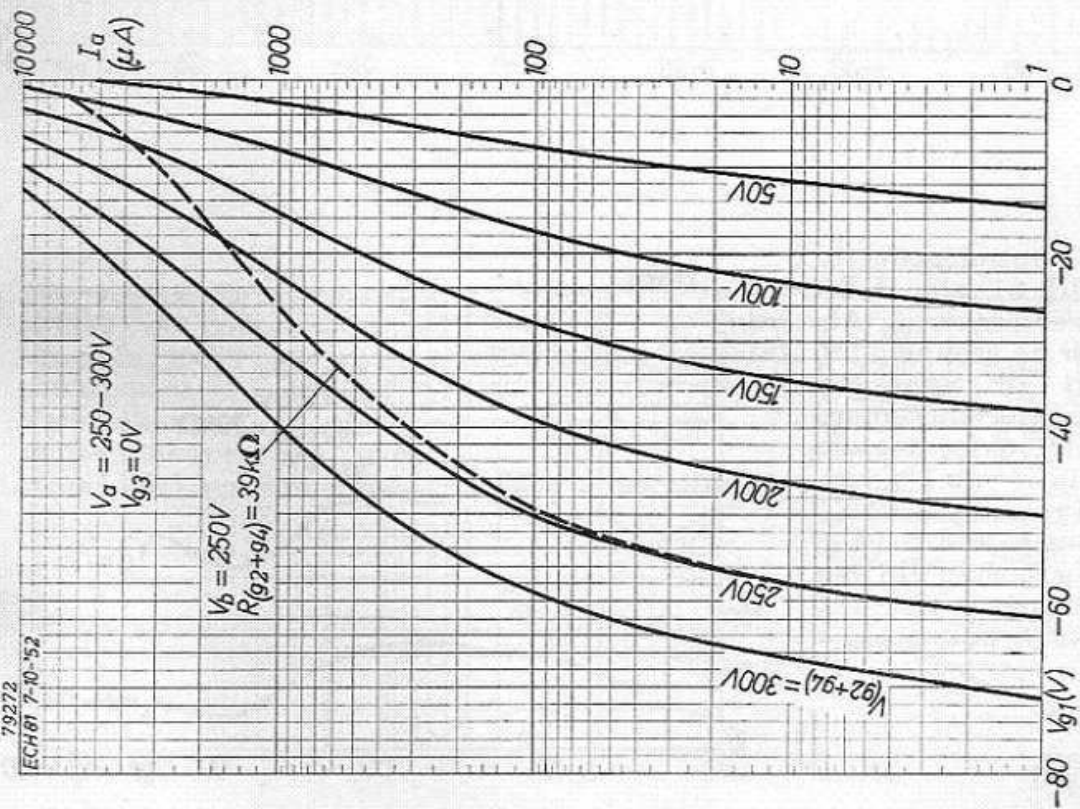


Fig. 10

Fig. 10 en 11. Regelkarakteristieken van het heptodegedeelte van de ECH 81 als H.F.- of M.F.-versterker. Anode-stroom (I_a , fig. 10) en steilheid (S , fig. 11) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) bij verschillende schermroosterspanningen (V_{g2+g4}). Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. steilheid aangeduid als de voedingspanning 250 volt bedraagt en de schermroosterserie weerstand (R_{g2+g4}) 39 k Ω .

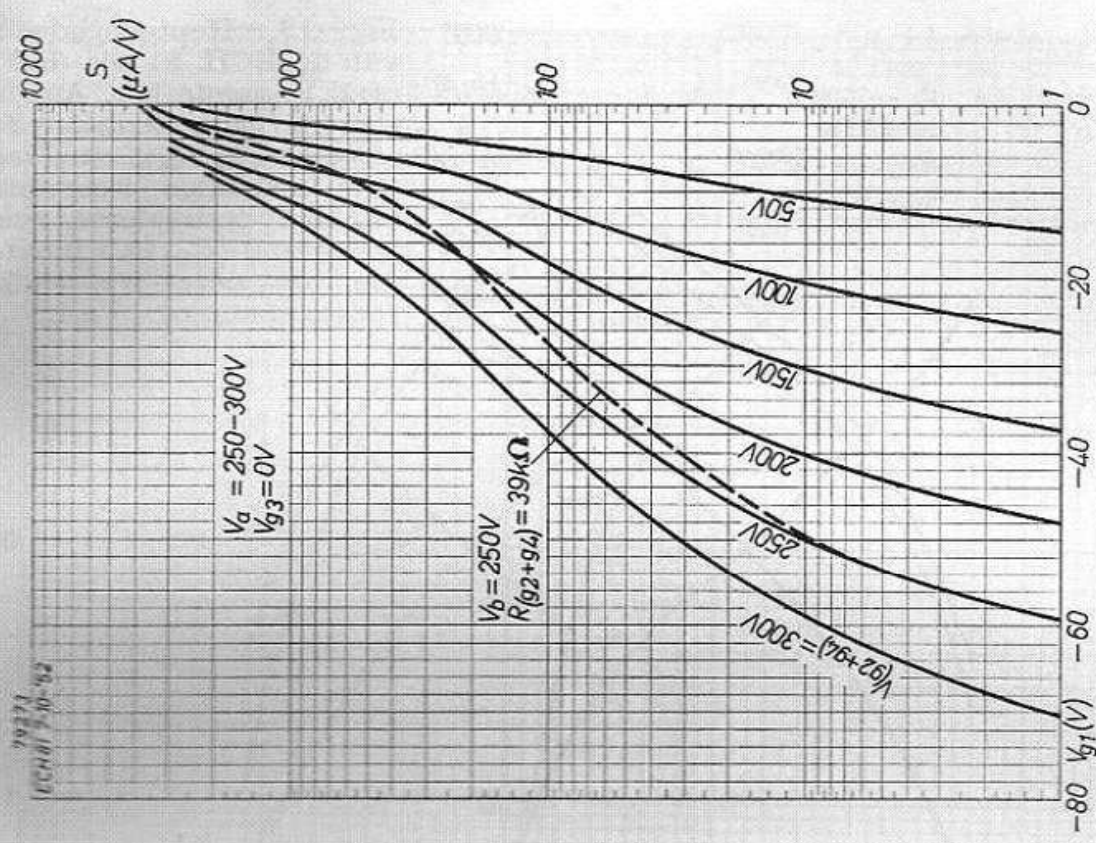


Fig. 11

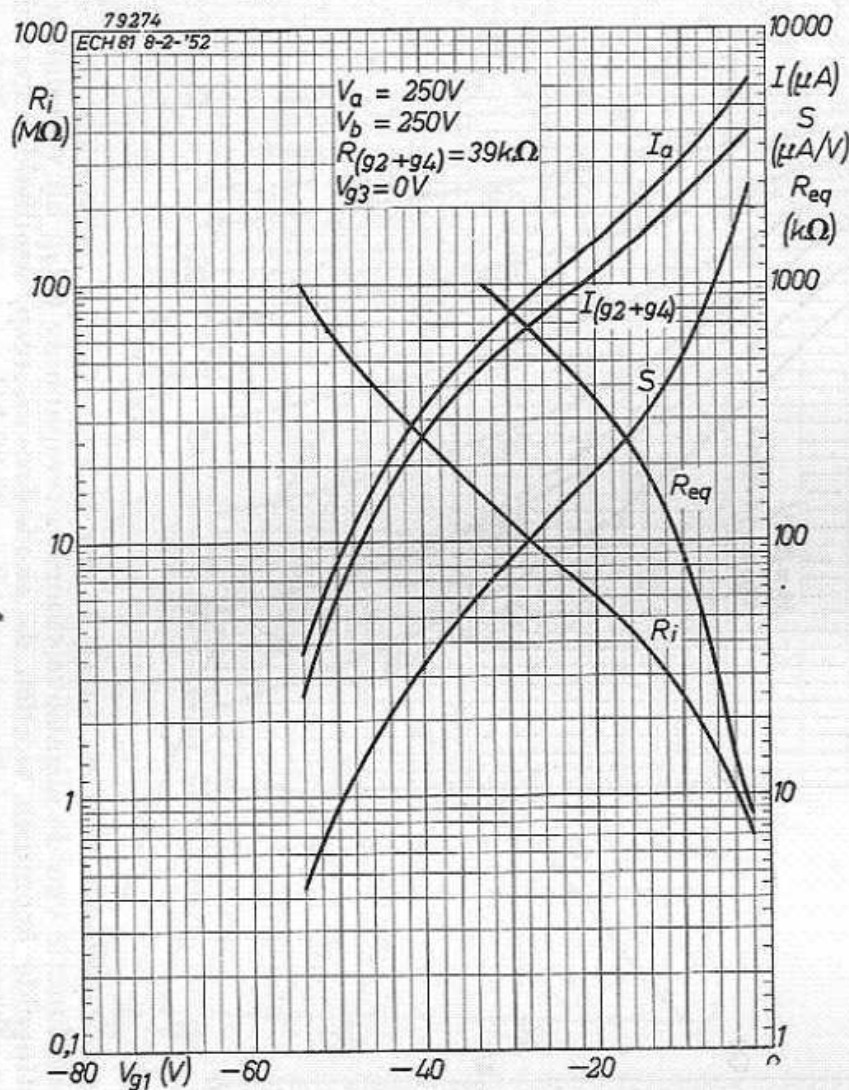
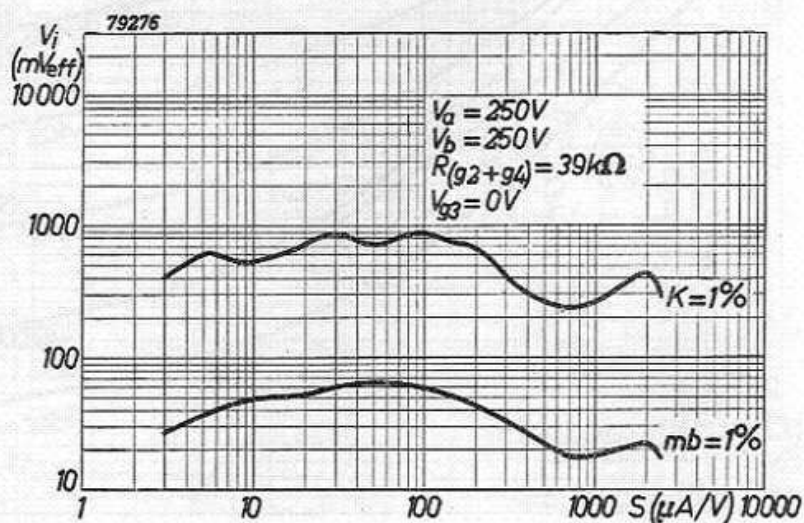


Fig. 12. Heptodegedeelte van de ECH 81 als H.F.- of M.F.-versterker. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom ($I_{g_2+g_4}$), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g_1}).

Fig. 13. Heptodegedeelte van de ECH 81 als H.F.- of M.F.-versterker. Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$) en de bromspanning (V_i) op het stuurrooster die een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $mb=1\%$).



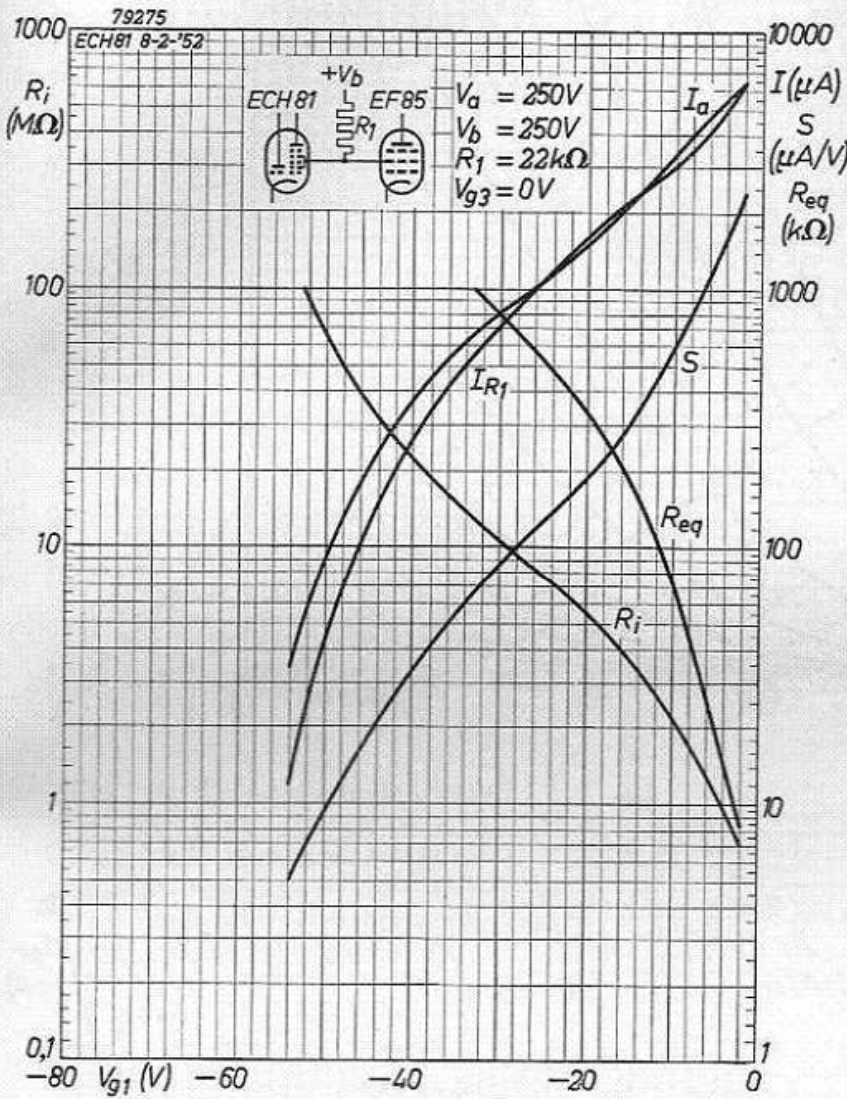
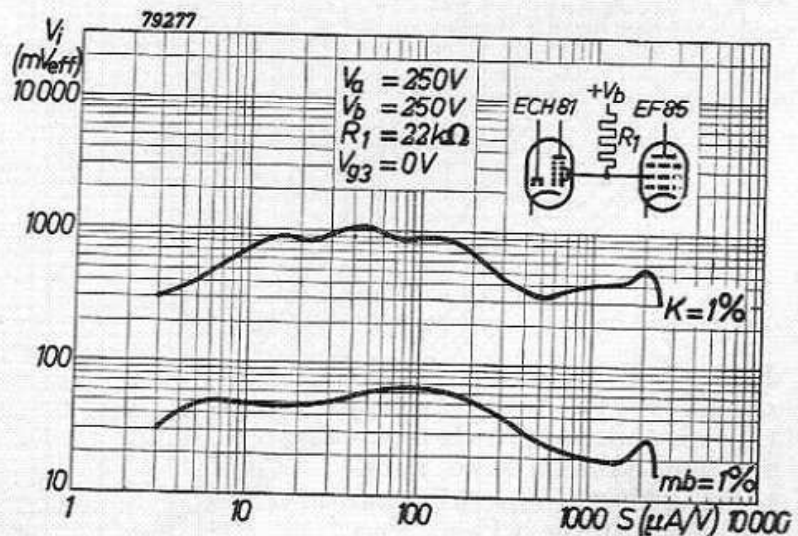


Fig. 14. Als fig. 12, waarbij echter de schermroosters van de ECH 81 en het schermrooster van de M.F.-versterkbuis EF 85 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed.

Fig. 15. Als fig. 13, waarbij echter de schermroosters van de ECH 81 en het schermrooster van de M.F.-versterker EF 85 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed.



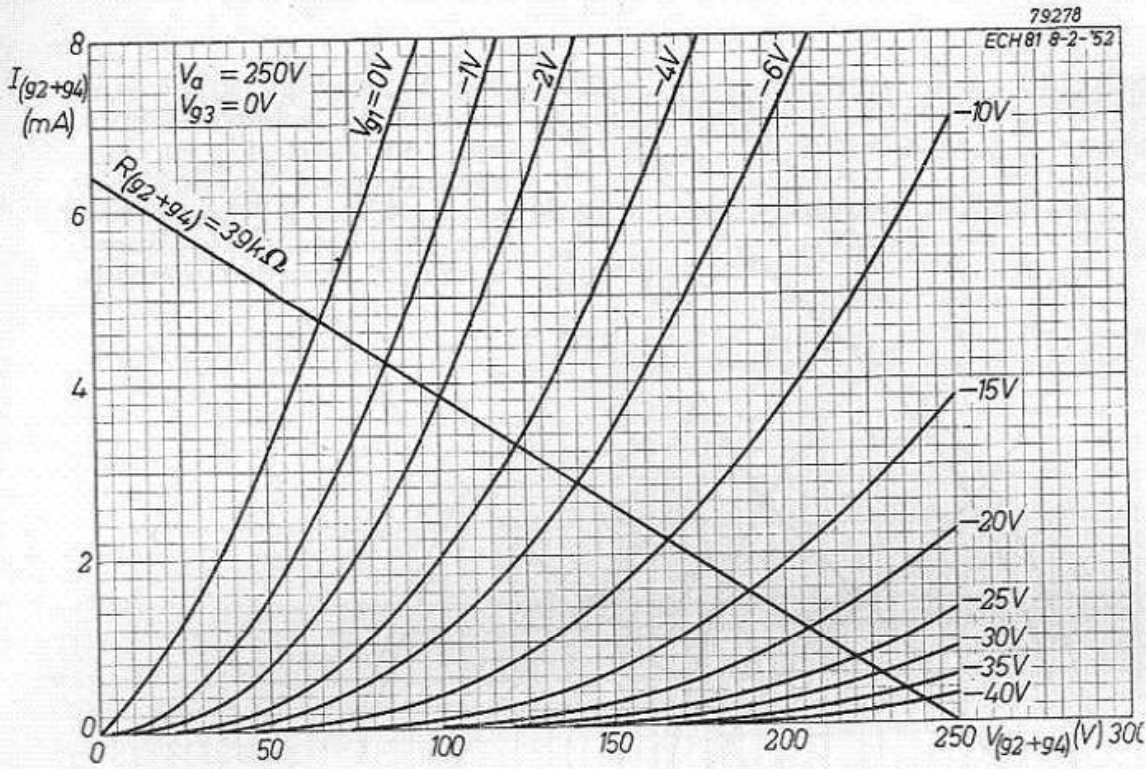


Fig. 16. Schermroosterstroom (I_{g2+g4}) als functie van de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) van de ECH 81 bij verschillende stuurroosterspanningen (V_{g1}). Door de rechte wordt de belastingslijn bij een schermroosterserieweerstand $R_{g2+g4} = 39 k\Omega$ aangeduid.

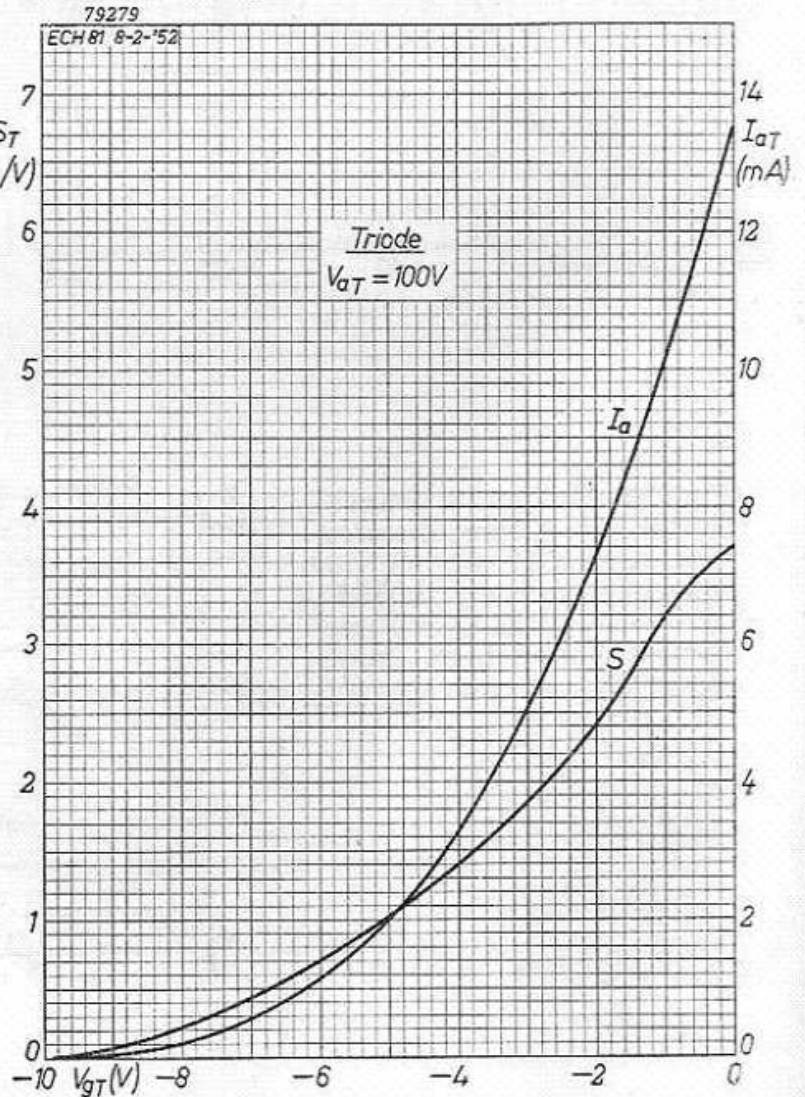


Fig. 17. Triodegedeelte van de ECH 81. Anodestroom (I_a) en steilheid (S) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g) bij een anodespanning (V_{aT}) van 100 volt.

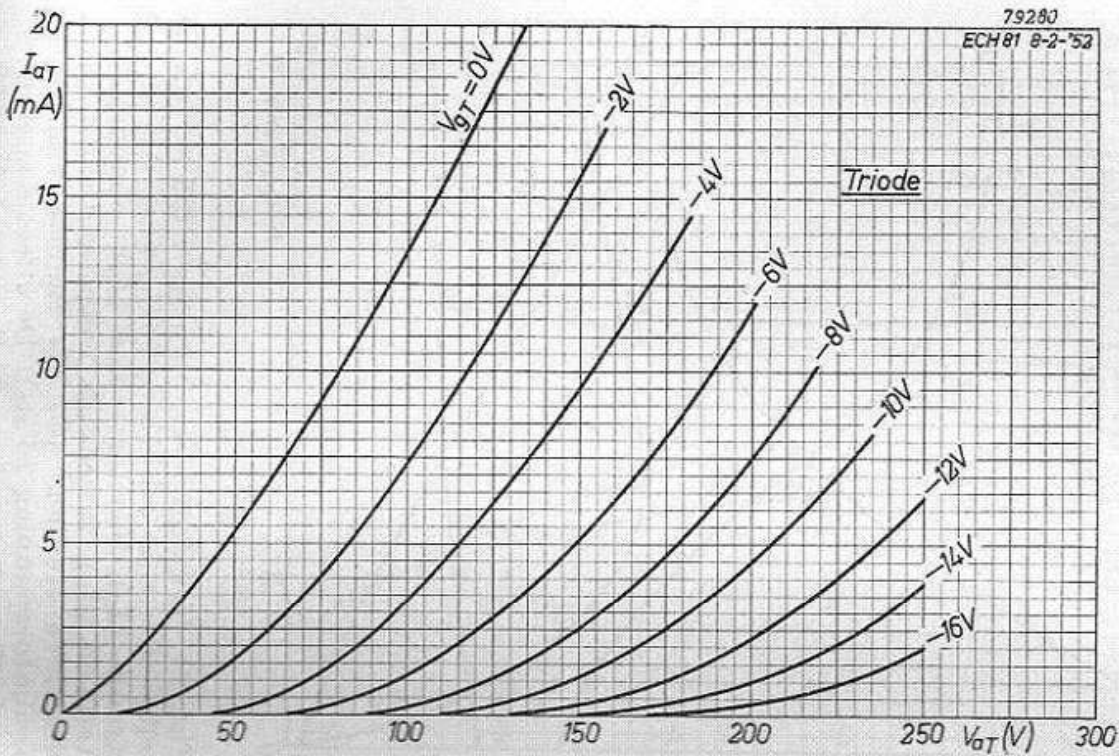


Fig. 18. Triodegedeelte van de ECH 81. Anodestroom (I_{aT}) als functie van de anodespanning (V_{aT}) met de negatieve roosterspanning (V_{gT}) als parameter.

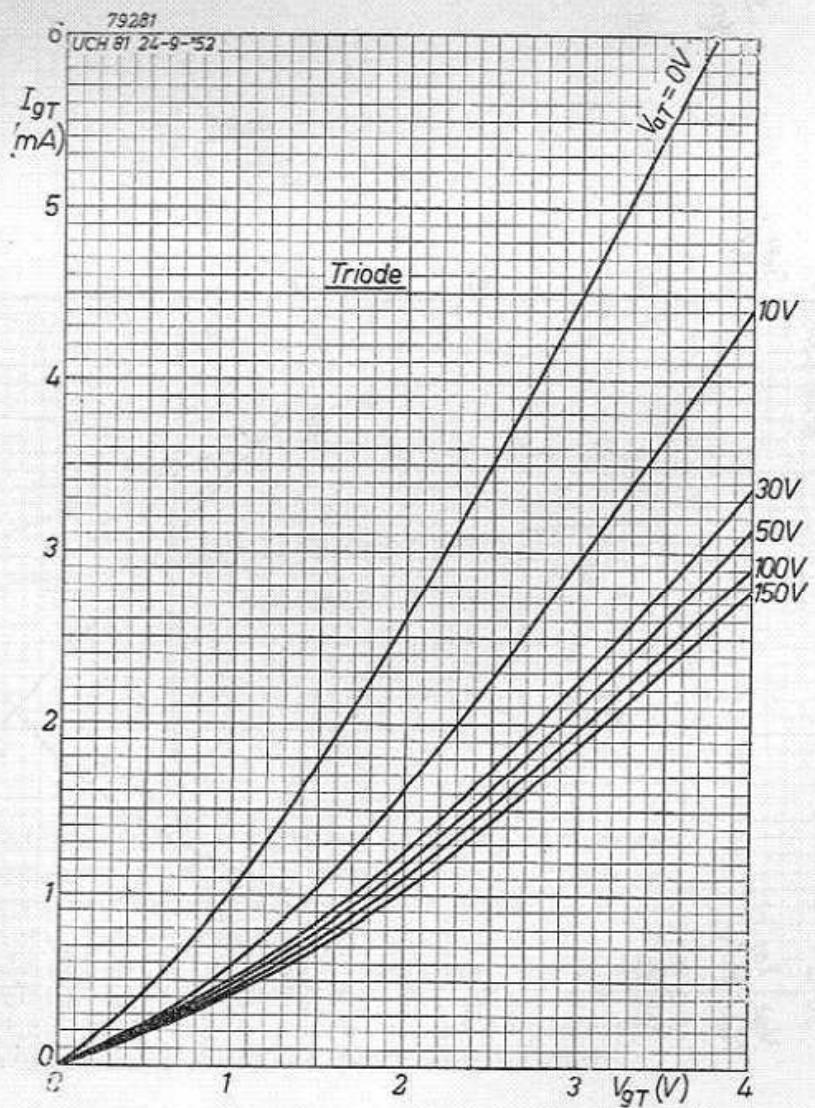


Fig. 19. Triodegedeelte van de ECH 81. Roosterstroom (I_{gT}) als functie van de positieve roosterspanning (V_{gT}) met de anodespanning (V_{aT}) als parameter.

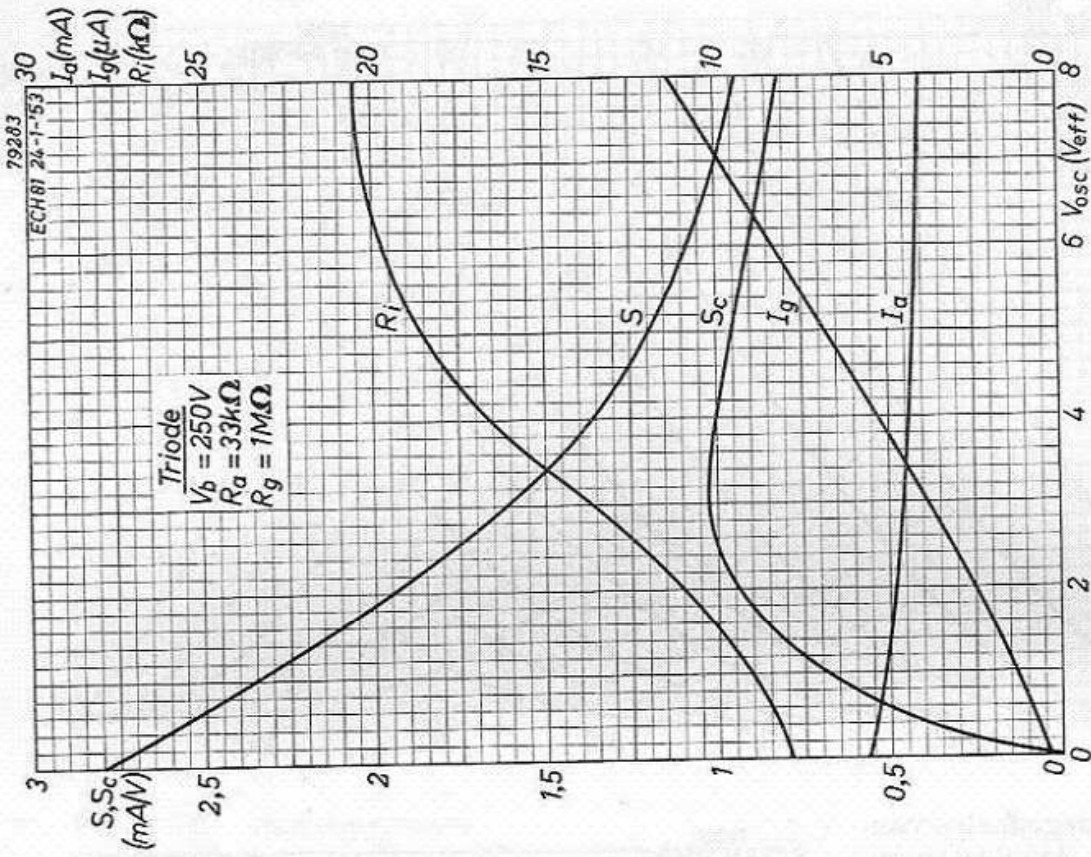


Fig. 21. Triodegedeelte van de ECH 81 als zelfoscillerende additieve mengbuis. Anodestroom (I_a), roosterstroom (I_g), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en effectieve steilheid (S) als functie van de oscillatorspanning (V_{osc}). De effectieve steilheid (S) geldt voor een M.F. signaal van 100 mV op het rooster.

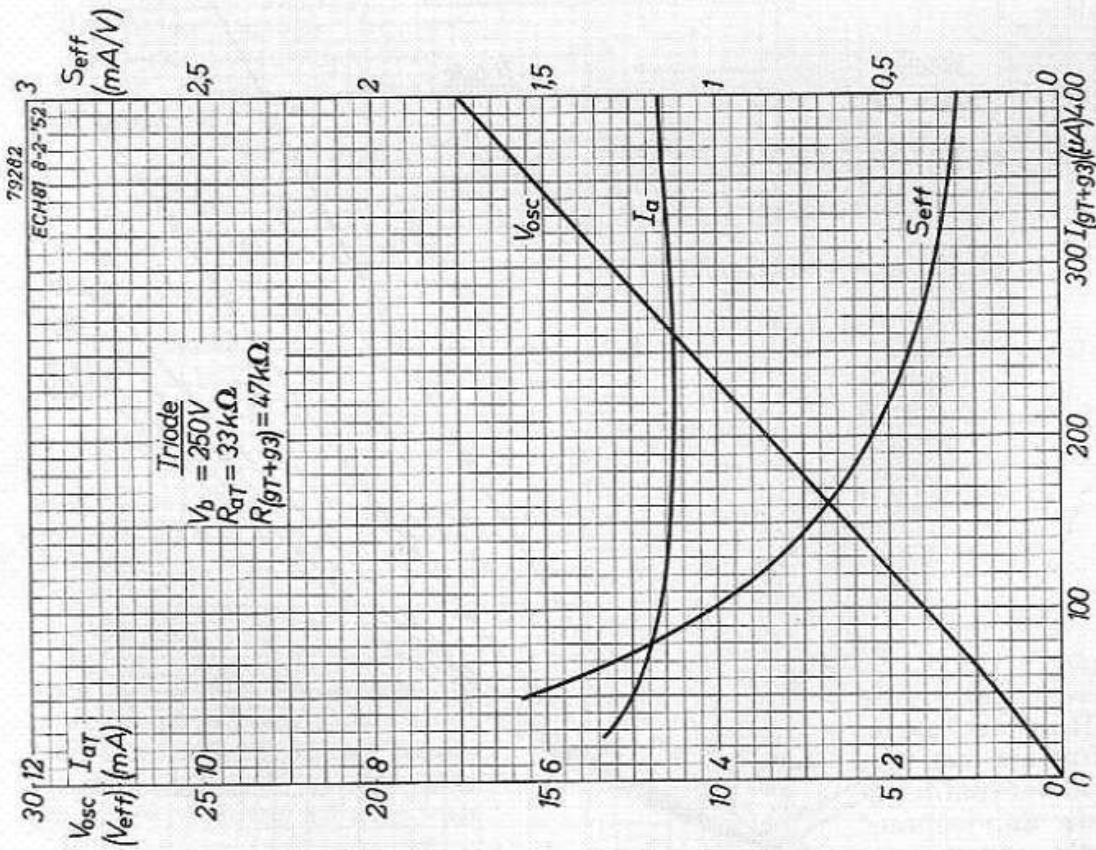


Fig. 20. Triodegedeelte van de ECH 81 als oscillator. Anodestroom (I_a), oscillatorspanning (V_{osc}) en effectieve steilheid (S_{eff}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gr+g3}).

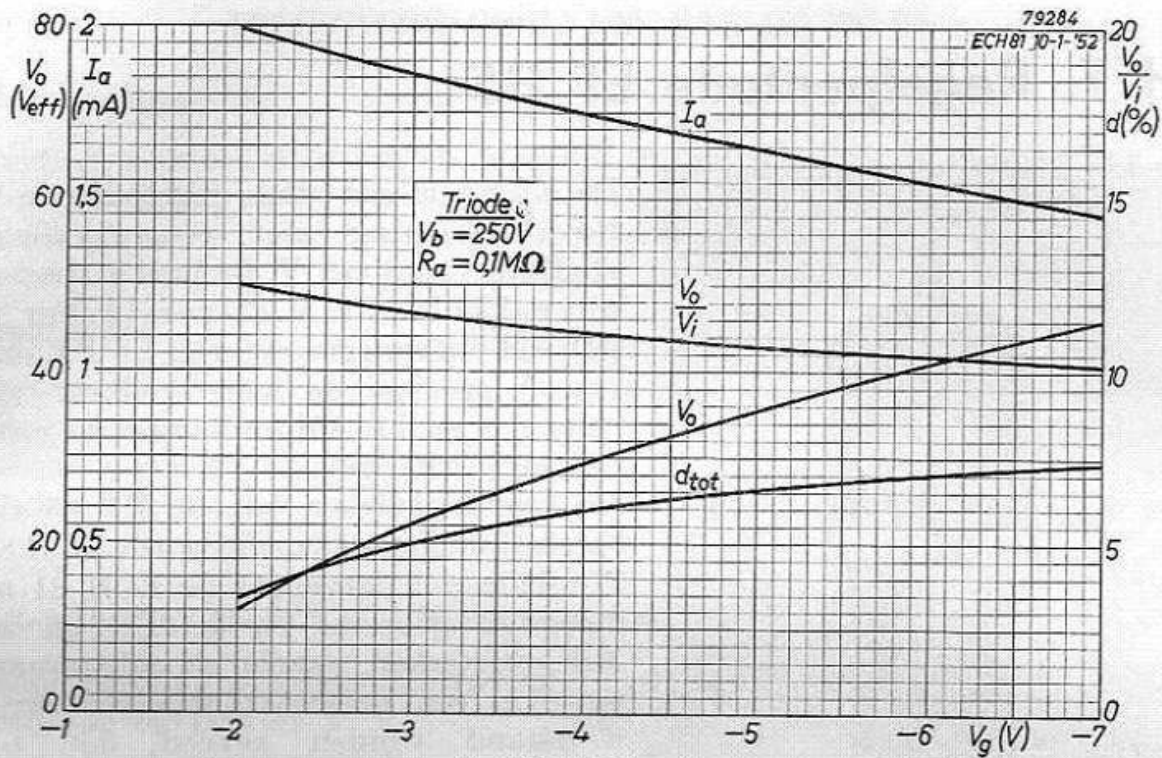


Fig. 22

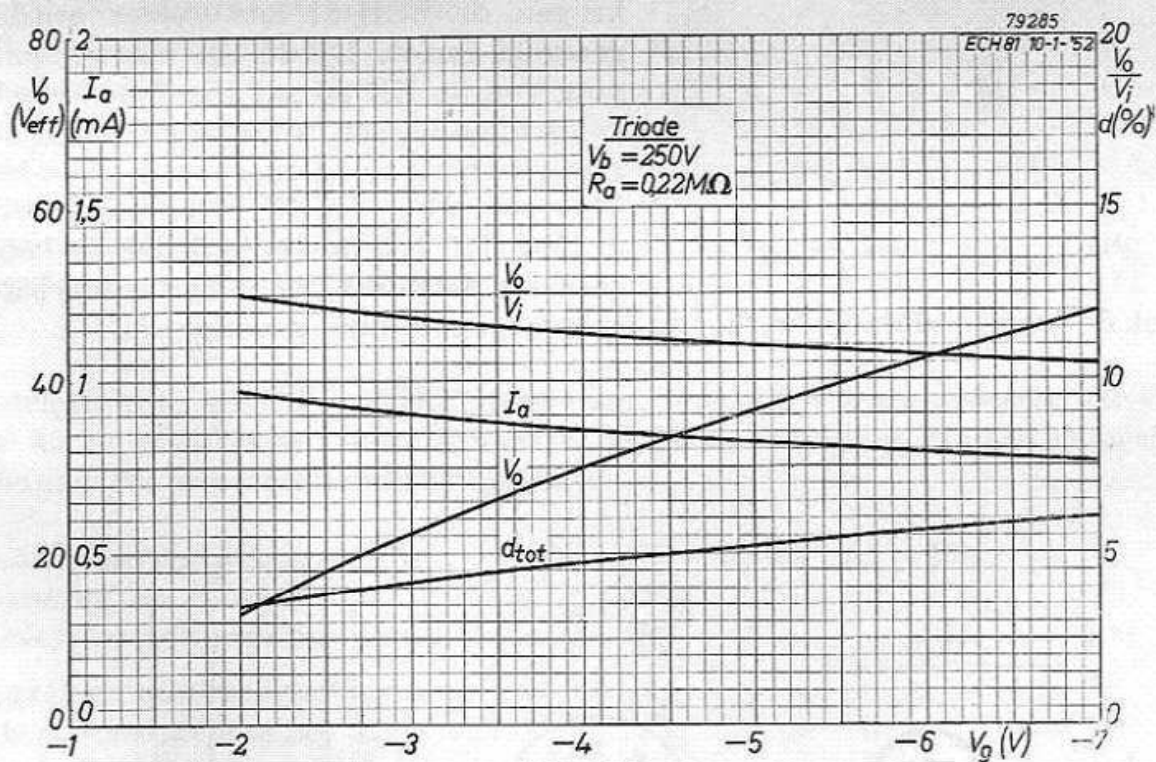


Fig. 23

Fig. 22 en 23. Triodegedeelte van de ECH 81 als L.F.-versterker. Anodestroom (I_a), versterking (V_0/V_i), maximale uitgangsspanning (V_0) en niet-lineaire vervorming (d_{tot}) bij de maximale uitgangsspanning als functie van de negatieve roosterspanning (V_g). De krommen van fig. 22 gelden bij een voedingsspanning $V_b = 250$ volt en een anodebelastingweerstand $R_a = 0,1 M\Omega$, die van fig. 23 bij een $R_a = 0,22 M\Omega$. Bij kleinere uitgangsspanningen wordt de niet-lineaire vervorming ongeveer evenredig minder.

H. F. Regelpentode EF 85

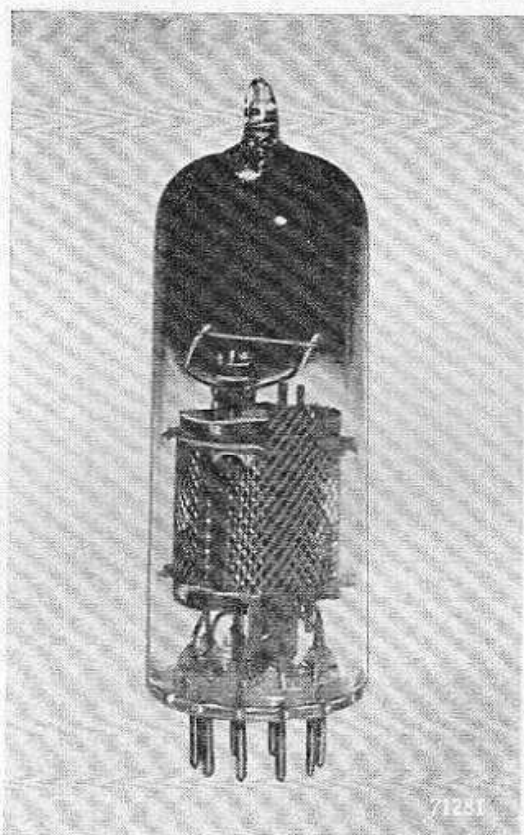


Fig. 1. Foto van de EF 85.

met de kruismodulatie, welke bij eerstgenoemde buis gunstiger is.

De EF 85 is een steile regelpentode in Noval-uitvoering met een maximale steilheid van 6 mA/V. De buis is speciaal ontwikkeld als M.F.-versterker in FM/AM-ontvangers, waarbij bij FM-ontvangst speciaal de hoge steilheid van belang is en bij AM-ontvangst de goede regeleigenschappen.

De karakteristieken van de EF 85 zijn speciaal aangepast aan die van de ECH 81. Wordt in een ontvanger de ECH 81 als mengbuis gebruikt en de EF 85 als M.F.-versterker, waarbij de schermroosters via een gemeenschappelijke serie-weerstand worden gevoed, dan zal, als beide buizen dezelfde regelspanning krijgen, de ECH 81 iets sneller worden geregeld dan de EF 85. Deingangsspanning van de EF 85 zal hierdoor betrekkelijk klein blijven, waardoor de modulatievorming zeer gering wordt gehouden. Voor gebruik in een H.F.-versterker is de in Deel III C beschreven buis EF 80 beter geschikt dan de EF 85. Dit in verband

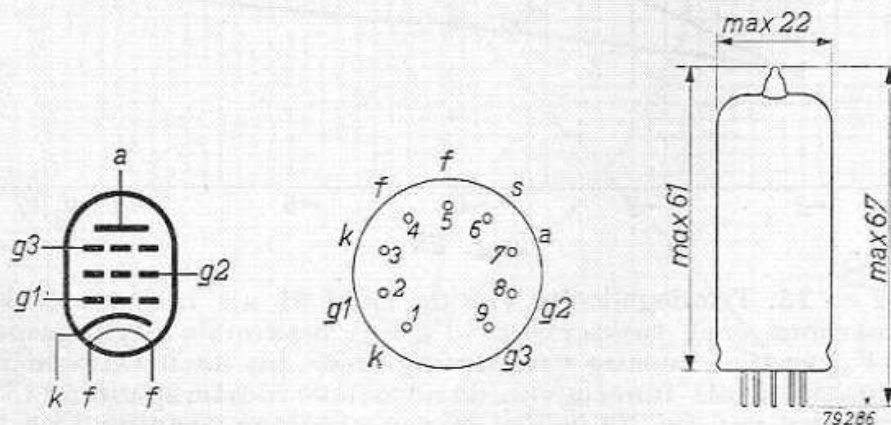


Fig. 2. Electrodschema, electrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de EF 85.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE EF 85

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door wissel- of gelijkstroom; parallel- of serievoeding.

Gloeispanning $V_f = 6,3$ V

Gloeistroom $I_f = 0,3$ A

Capaciteiten

Ingangscapaciteit $C_{g1} = 6,9$ pF

Uitgangscapaciteit $C_a = 3,2$ pF

Tussen anode en stuurrooster $C_{ag1} < 0,007$ pF

Tussen stuurrooster en gloeidraad $C_{gt} < 0,15$ pF

Instelgegevens als H.F.- of M.F.-versterker

Anodespanning en voedingsspanning . . . $V_a = V_b = 250$ V

Spanning op rooster 3 $V_{g3} = 0$ V

Schermroosterserieweerstand $R_{g2} = 60$ k Ω

Negatieve stuurroosterspanning $V_{g1} = \overbrace{-2 \quad -35}^{\text{---}}$ V

Schermroosterspanning $V_{g2} = 100$ V

Anodestroom $I_a = 10$ mA

Schermroosterstroom $I_{g2} = 2,5$ mA

Steilheid $S = 6,0$ 0,06 mA/V

Inwendige weerstand $R_i = 0,6$ > 5 M Ω

Equivalentente ruisweerstand $R_{eq} = 1,4$ k Ω

Ingangsweerstand bij 100 MHz $r_{g1} = 2,25$ k Ω

Instelgegevens als H.F.- of M.F.-versterker, terwijl het schermrooster van de EF 85 en de schermroosters van de ECH 81 als mengbuis via een gemeenschappelijke weerstand worden gevoed.

Anode- en voedingsspanning $V_a = V_b = 250$ V

Spanning op rooster 3 $V_{g3} = 0$ V

Schermroosterserieweerstand $R_{g2} = 18$ k Ω

Negatieve stuurroosterspanning $V_{g1} = \overbrace{-1,9 \quad -35}^{\text{---}}$ V

Schermroosterspanning $V_{g2} = 97$ V

Anodestroom $I_a = 10$ mA

Schermroosterstroom $I_{g2} = 2,5$ mA

Stroom door de gemeenschappelijke

schermroosterserieweerstand $I_{Rg2} = 8,5$ mA

Steilheid $S = 6,0$ 0,06 mA/V

Inwendige weerstand $R_i = 0,6$ > 5 M Ω

Equivalentente ruisweerstand $R_{eq} = 1,4$ k Ω

Ingangsweerstand bij 100 MHz $r_{g1} = 2,25$ k Ω

Instelgegevens als H.F.- of M.F.-versterker, terwijl het schermrooster van de EF 85 en de schermroosters van het heptodegedeelte van de ECH 81 als M.F.- of H.F.-versterker via een gemeenschappelijke weerstand worden gevoed.

Anode- en voedingsspanning	$V_a = V_b =$	250	V
Spanning op rooster 3	$V_{g3} =$	0	V
Schermroosterseriële weerstand	$R_{g2} =$	22	k Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	$\overbrace{-2,1 \quad -35}$	V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	103	— V
Anodestroom	$I_a =$	10	— mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	2,5	— mA
Stroom door gemeenschappelijke schermroosterseriële weerstand	$I_{Rg2} =$	6,7	— mA
Steilheid	$S =$	6,0	0,06 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,6	>5 M Ω
Equivalentente ruisweerstand	$R_{eq} =$	1,4	— k Ω
Ingangsweerstand bij 100 MHz	$r_{g1} =$	2,25	— k Ω

Grensgegevens

Anodespanning	$V_a =$	max.	250 V
Anodespanning zonder stroom	$V_{a0} =$	max.	550 V
Anodedissipatie	$W_a =$	max.	2,5 W
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	max.	250 V
Schermroosterspanning zonder stroom	$V_{g2_0} =$	max.	550 V
Schermroosterdissipatie	$W_{g2} =$	max.	0,65 W
Katodestroom	$I_k =$	max.	15 mA
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een roos- terstroom van +0,3 μ A	$V_{g1}(I_{g1} = +0,3 \mu\text{A}) =$	max.	—1,3 V
Uitwendige weerstand tussen stuurrooster en katode	$R_{g1} =$	max.	3 M Ω
Uitwendige weerstand tussen gloeidraad en katode	$R_{kf} =$	max.	20 k Ω
Spanning tussen gloeidraad en katode	$V_{kf} =$	max.	150 V

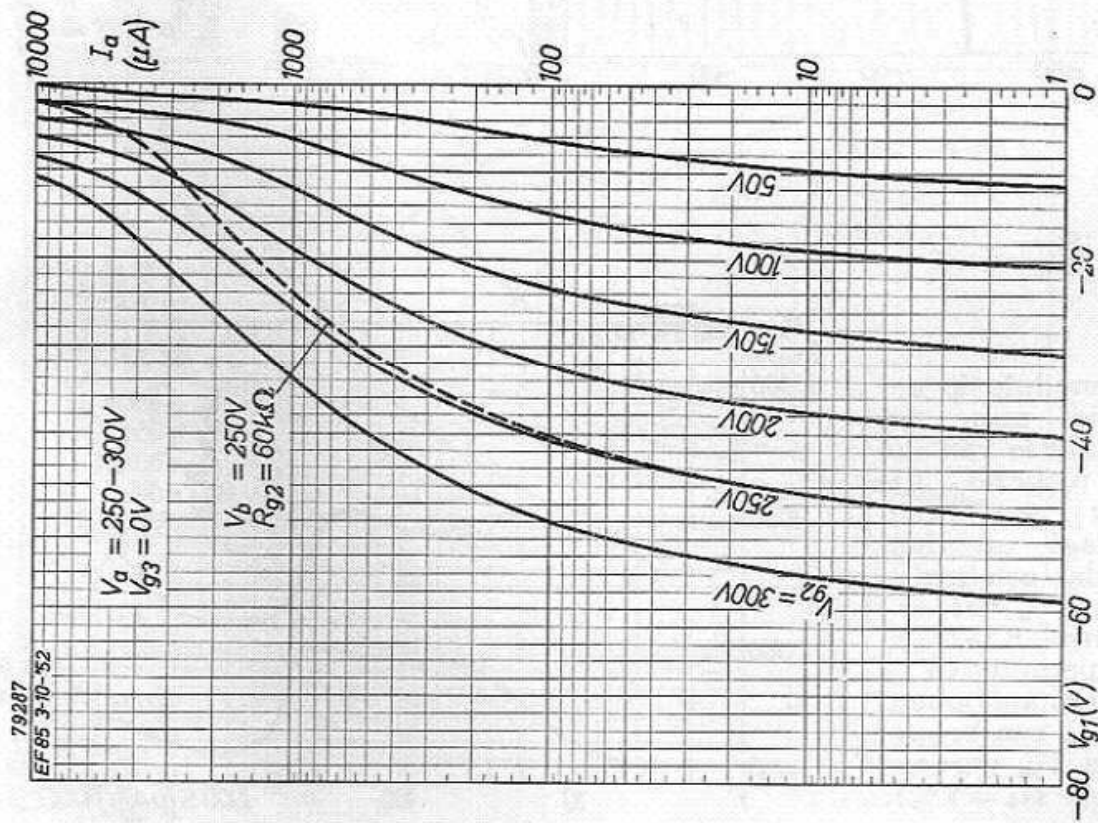


Fig. 3

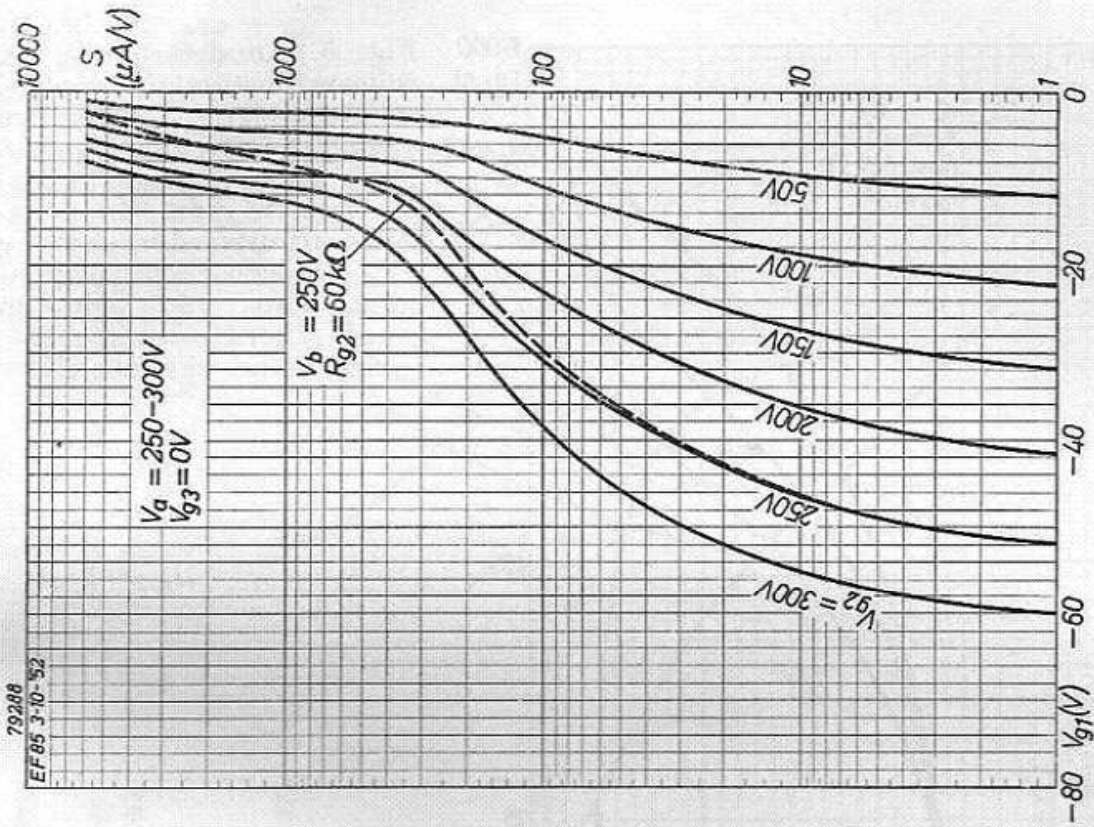


Fig. 4

Fig. 3 en 4. Regelkarakteristieken van de EF 85; anodestroom (I_a , fig. 3) en steilheid (S , fig. 4) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom en de steilheid aangeduid bij een voedingsspanning van 250 volt en een schermroosterserie weerstand van 60 k Ω .

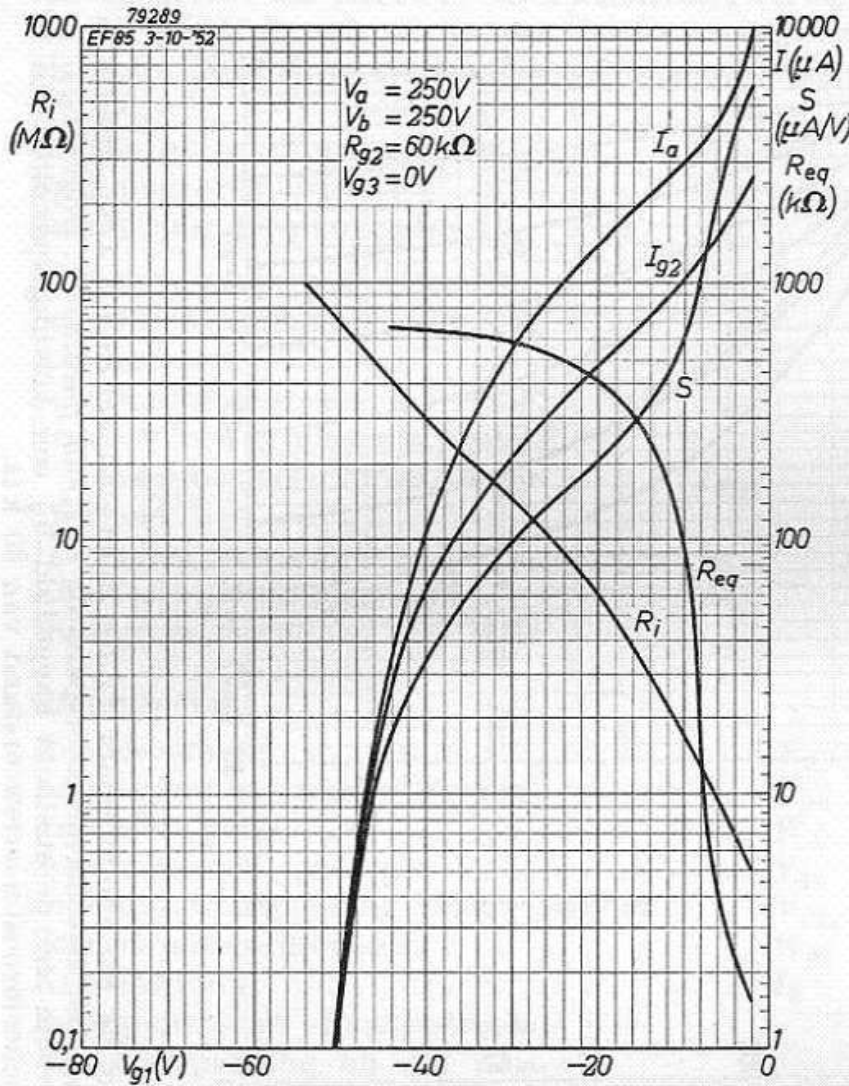
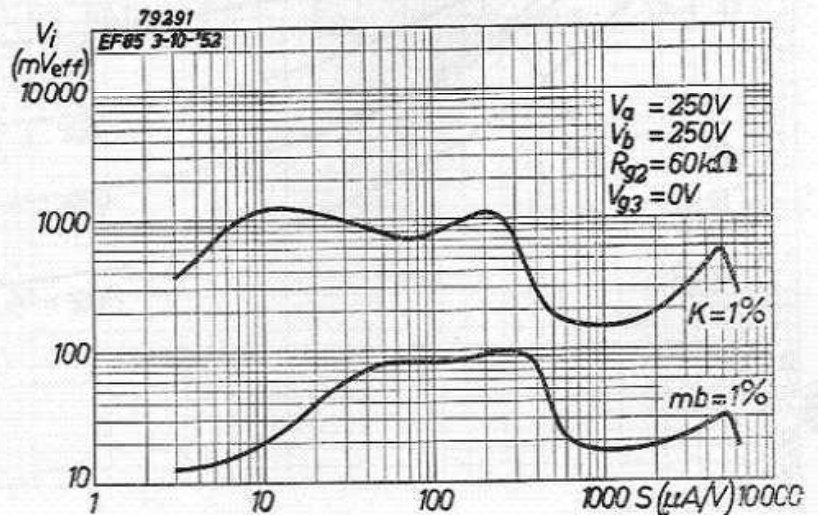


Fig. 5. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2}), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) bij een voedingsspanning van 250 volt en een schermroosterserie-weerstand van 60 kΩ.

Fig. 6. Kruismodulatie en brommodulatie van de EF 85. Als functie van de steilheid is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b=1\%$).



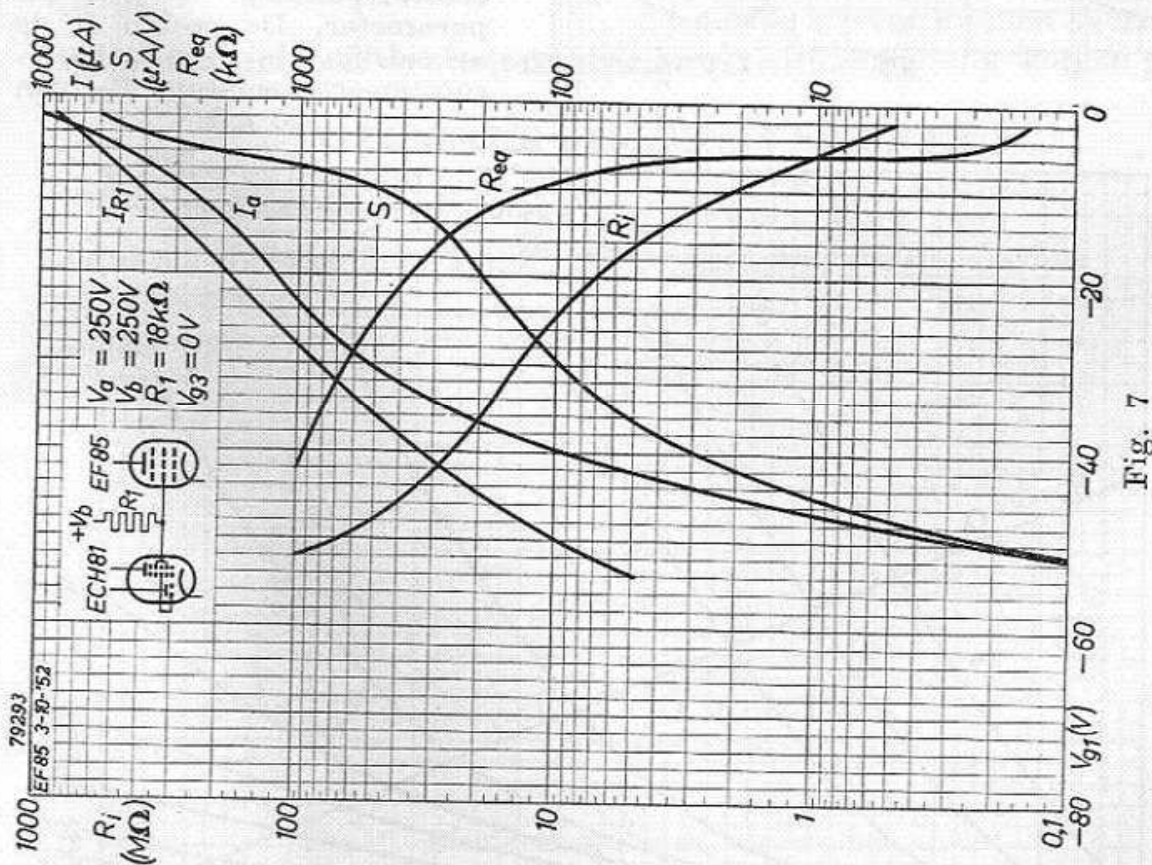


Fig. 7

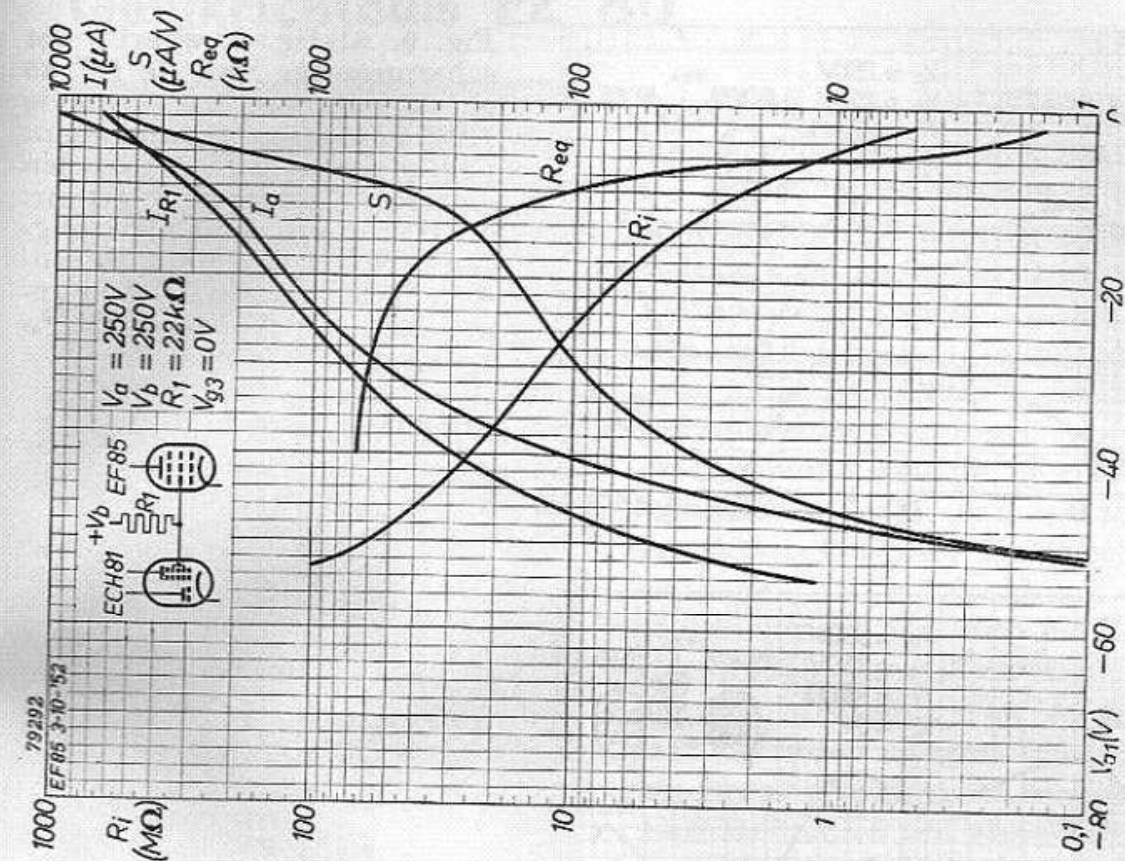


Fig. 8

Fig. 7 en 8. Als fig. 5, waarbij het schermrooster van de EF 85 en de schermroosters van de ECH 81 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed.

Fig. 7. ECH 81 geschakeld als mengbuis.

Fig. 8. Heptodegedeelte van de ECH 81 geschakeld als H.F.- of M.F.-versterker.

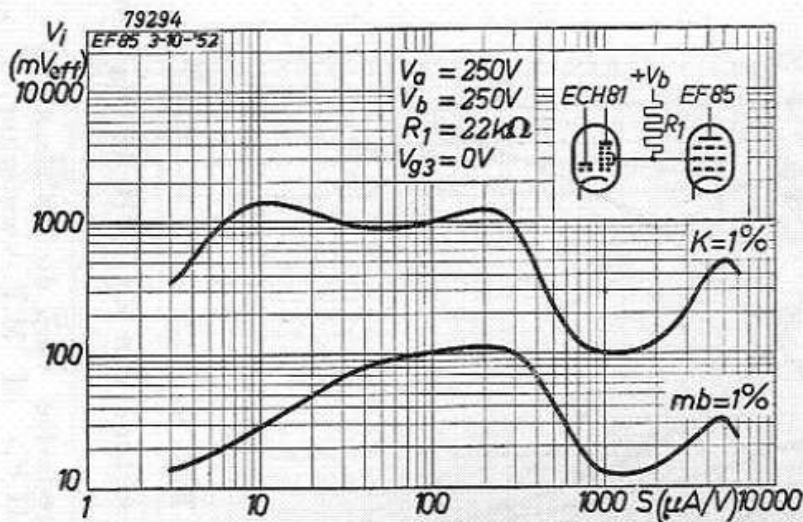


Fig. 9. Als fig. 6, waarbij het schermrooster van de EF 85 en de schermroosters van de ECH 81 via een gemeenschappelijke weerstand (R_1) worden gevoed. Onderste figuur: ECH81 geschakeld als mengbuis. Bovenste figuur: Heptodegedeelte van de ECH 81 geschakeld als H.F.- of M.F.-versterker.

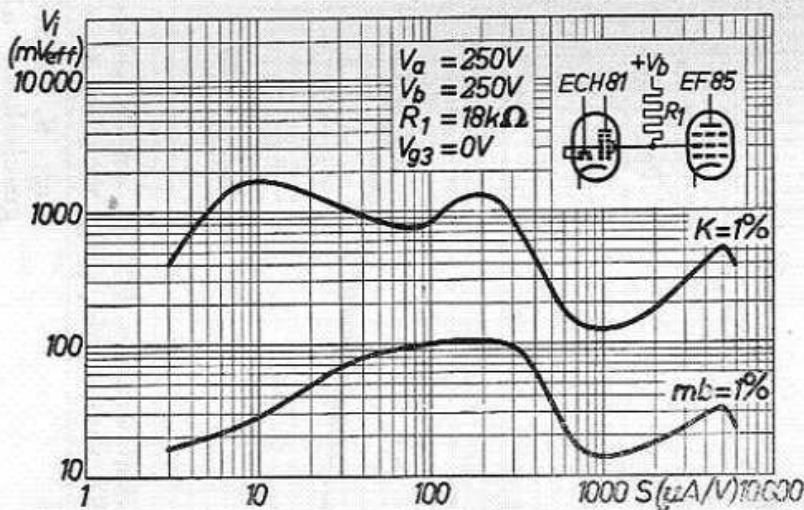
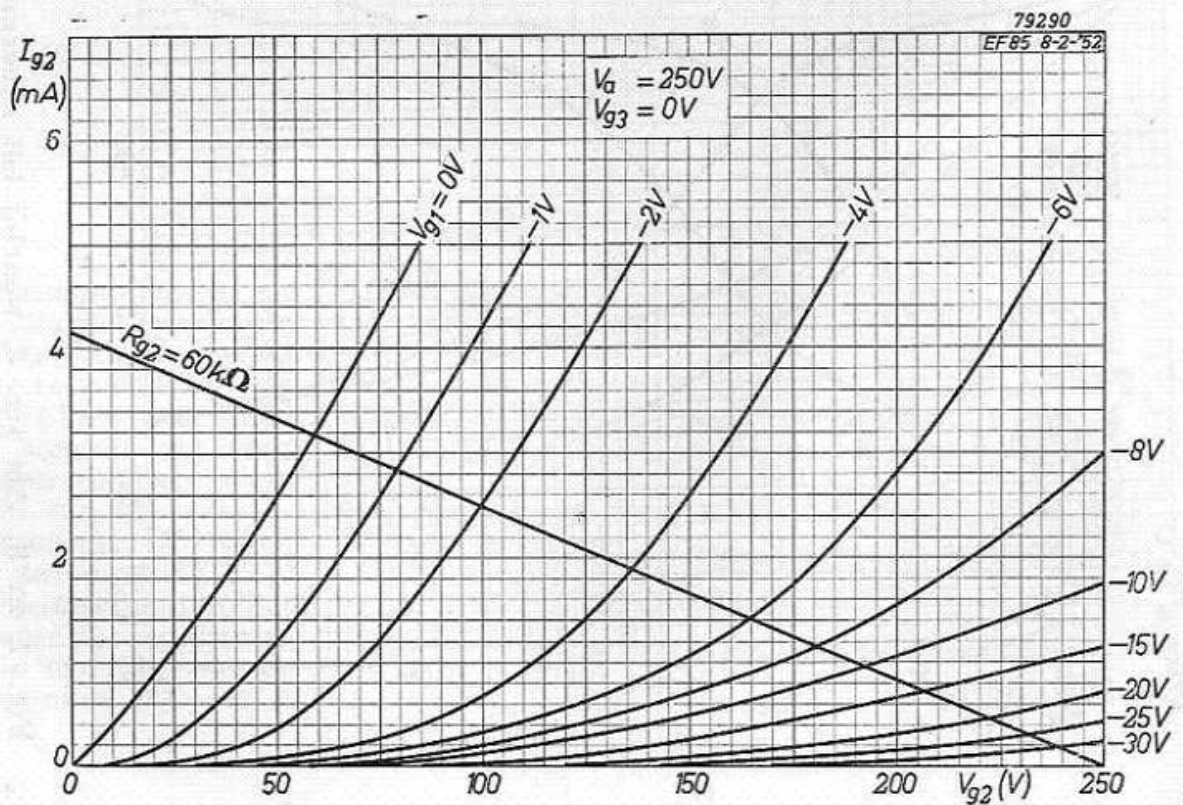


Fig. 10. Schermroosterstroom (I_{g2}) van de EF 85 als functie van de schermroosterspanning (V_{g2}) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter. De rechte is de werklign bij een schermroosterseriële weerstand R_{g2} van 60 kΩ.



Gelijkrichtbuis EZ 80

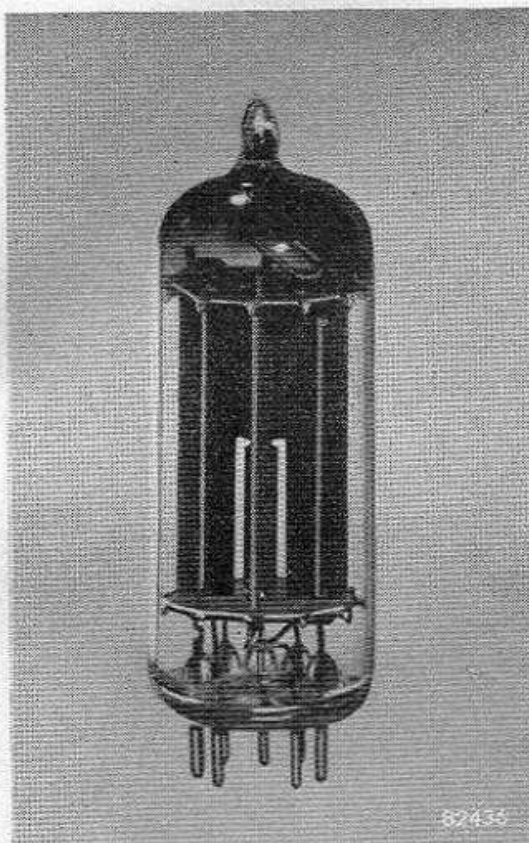


Fig. 1. Foto van de EZ 80.

De EZ 80 is een indirect verhitte, tweefazige gelijkrichtbuis met een Novalvoet. De maximale gelijkgerichte stroom die door deze buis kan worden geleverd bedraagt 90 mA. Zij kan daarom in FM/AM-ontvangers worden gebruikt, alhoewel hierbij het totale stroomverbruik gewoonlijk iets groter is dan bij normale AM-ontvangers.

De isolatie tussen de gloeidraad en de katode is zodanig, dat een topspanning van 500 volt tussen deze elektroden toelaatbaar is. De gloeidraad van deze gelijkrichtbuis kan dus parallel aan de gloeidraden van de overige buizen op dezelfde wikkeling van de nettransformator worden aangesloten.

De opwarmtijd van de EZ 80 is ongeveer 15 seconden. In een wisselstroomontvanger met normale belasting zal de spanning over de afvlakcondensatoren bij het inschakelen hierdoor niet meer dan 5% stijgen boven de uiteindelijke waarde. Als een gevolg hiervan kunnen electrolytische

condensatoren met een betrekkelijk lage bedrijfsspanning worden gebruikt.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE EZ 80

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door gelijk- of wisselstroom; parallelvoeding

Gloeispanning $V_f = 6,3 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 0,6 \text{ A}$

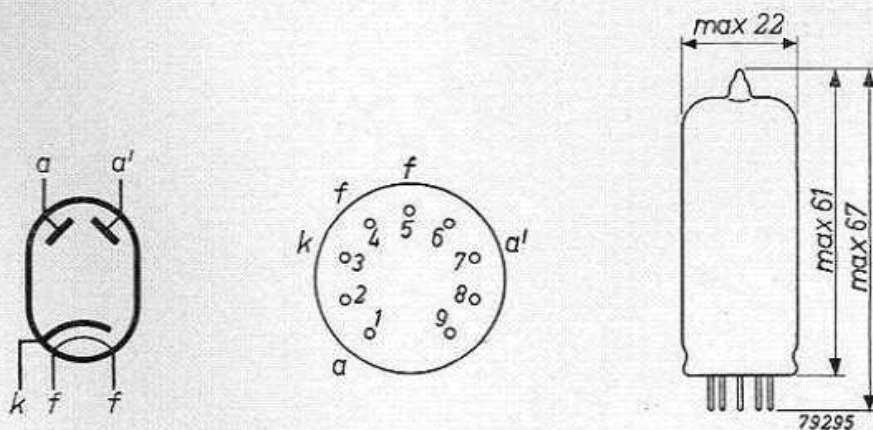


Fig. 2. Electroden-schema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de EZ 80.

Instel- en grensgegevens

Ingangswisselspanning (transformatorspanning)	V_{tr}	=	2×250	2×275	V_{eff}
Gelijkgerichte stroom Topwaarde van de anodestroom (per anode)	I_o	= max.	90	max.	90 mA
Filtercondensator	C_{filt}	= max.	50	max.	50 μF
Begrenzingsweerstand	R_t	= min.	2×125	min.	$2 \times 175 \Omega$
Spanning tussen katode en gloeidraad (topwaarde) . . .	V_{kfp}	= max.	500	max.	500 V

Ingangswisselspanning (transformatorspanning) . . .	V_{tr}	=	2×300	max.	2×350 V
Gelijkgerichte stroom Topwaarde van de anode- stroom (per anode)	I_o	= max.	90	max.	90 mA
Filtercondensator	C_{filt}	= max.	50	max.	50 μF
Begrenzingsweerstand	R_t	= min.	2×215	min.	$2 \times 300 \Omega$
Spanning tussen katode en gloeidraad (topwaarde) . . .	V_{kfp}	= max.	500	max.	500 V

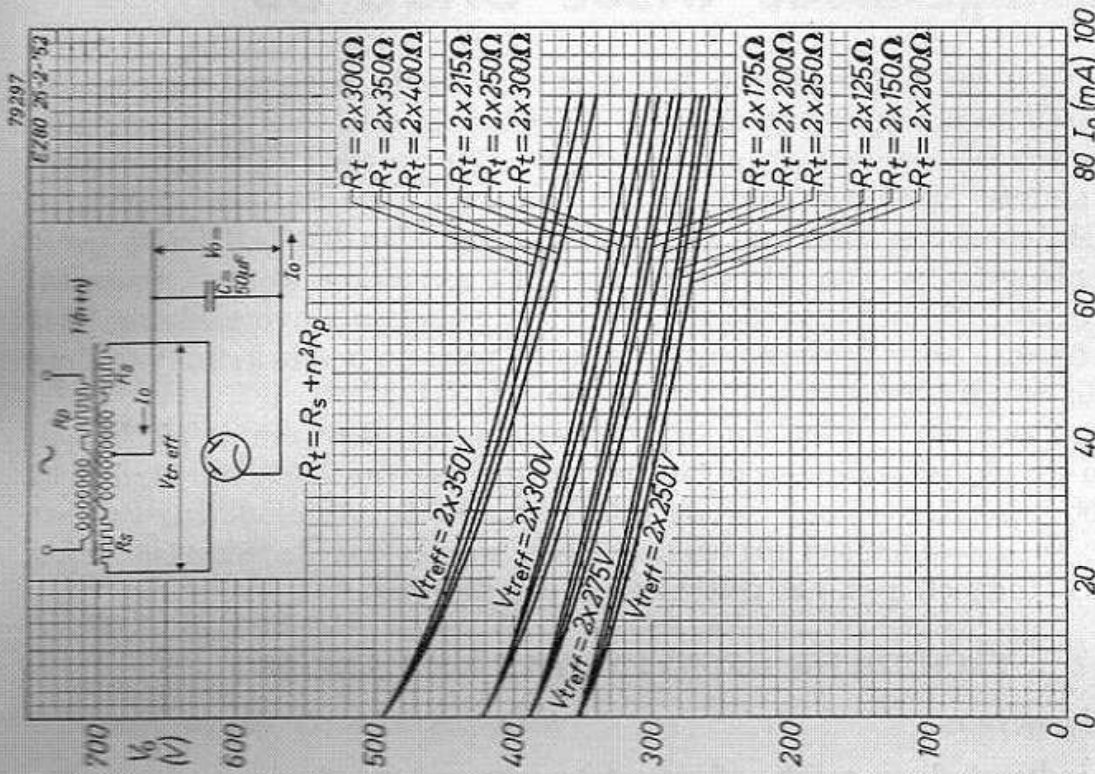


Fig. 4. Belastingskrommen van de EZ 80. Uitgangsgelijkspanning (V_0) als functie van de gelijkgerichte stroom (I_0) bij verschillende waarden van de ingangswisselspanning (V_{tr}) en bij verschillende waarden van de begren- zingsweerstand (R_t) in iedere anodeleiding.

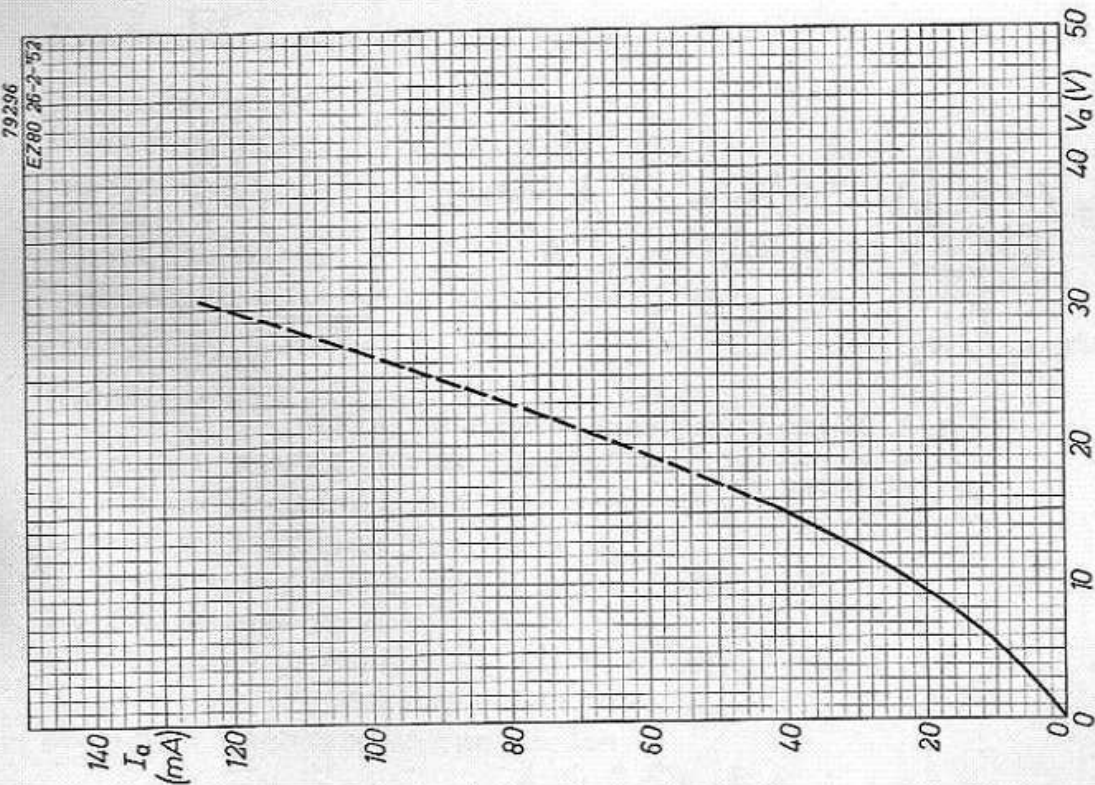


Fig. 3. Anodegelykstrom (I_a , per anode) als functie van de anodegelykspanning (V_a). Maximaal toelaatbare stroom per anode 45 mA.

Drievoudige-diode triode UABC 80

De UABC 80 is een buis met drie dioden en een triode, bestemd voor gelijkstroom/wisselstroomapparaten met een gloeidraadketen voor 100 mA. Eén van de dioden is bestemd om als AM-detector te worden gebruikt, terwijl de beide andere bijzonder geschikt zijn voor een verhoudingsdetector of andere FM-detectoren met een balansschakeling. Het triodegedeelte heeft een versterkingsfactor van 70 en kan als L.F.-versterker worden gebruikt. Daar de UABC 80 met uitzondering van de gloeidraad overeenkomt met de EABC 80, kan voor verdere bijzonderheden naar de beschrijving van deze laatste buis worden verwezen.

Opgemerkt moet nog worden dat het aanbeveling verdient om de gloeidraad zodanig in de gloeidraadketen op te nemen dat pen no. 5 (zie fig. 1) zo dicht mogelijk bij het gearde punt van de keten ligt. Dit ter vermindering van het brommen. In het algemeen zal men moeten zorgen dat de wisselspanning tussen de katode en pen no. 5 kleiner is dan 30 volt.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE UABC 80

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door gelijk- of wisselstroom; serievoeding.

Gloeispanning $V_f = 28 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 100 \text{ mA}$

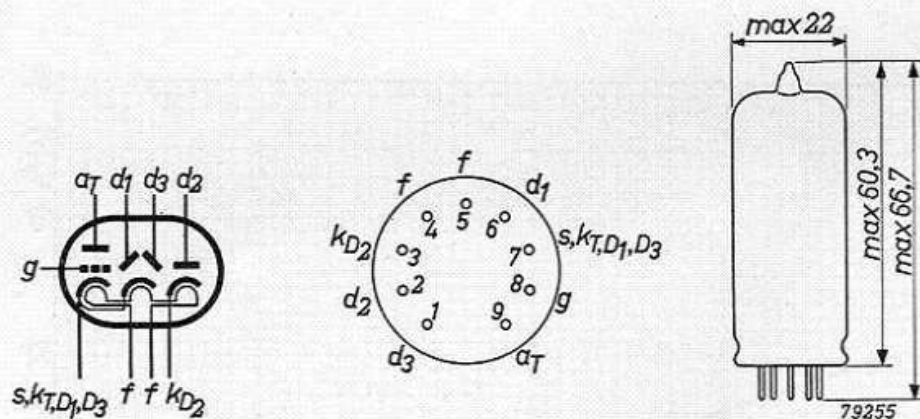


Fig. 1. Electrodeschema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de UABC 80.

Capaciteiten

Triode gedeelte

Ingangscapaciteit	C_g	=	1,9 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	1,4 pF
Tussen anode en rooster	C_{ag}	=	2,0 pF
Tussen rooster en gloeidraad	C_{gf}	<	0,04 pF

Diodegedeelte

Capaciteit van diode 1	C_{d1}	=	0,8 pF
Capaciteit van diode 2	C_{d2}	=	4,8 pF
Capaciteit van diode 3	C_{d3}	=	4,8 pF
Katode van diode 2 t.o.v. de rest	C_{kD2}	=	5,0 pF
Tussen anode van diode 1 en gloeidraad	C_{d1f}	<	0,25 pF
Tussen anode van diode 3 en gloeidraad	C_{d3f}	<	0,2 pF
Tussen katode van diode 2 en gloeidraad	C_{kD2-f}	=	2,5 pF

Tussen triode- en diodegedeelten

Tussen anode triode en anode diode 1	C_{ad1}	<	0,12 pF
Tussen anode triode en anode diode 3	C_{ad3}	<	0,1 pF
Tussen anode triode en katode diode 2	C_{a-kD2}	<	0,01 pF
Tussen rooster en anode diode 1	C_{gd1}	<	0,07 pF
Tussen rooster en anode diode 3	C_{gd3}	<	0,02 pF
Tussen rooster en katode diode 2	C_{g-kD2}	<	0,005 pF

Karakteristieke gegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	=	100	170	200	V
Roosterspanning	V_g	=	-1	-1,85	-2,3	V
Anodestroom	I_a	=	0,8	1,0	1,0	mA
Steilheid	S	=	1,45	1,45	1,4	mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	70	70	70	
Inwendige weerstand	R_i	=	48	48	50	kΩ

Karakteristieke gegevens van het diodegedeelte

Inwendige weerstand van diode 1 bij een anodespanning van +10 volt	R_{iD1}	($V_{d1} = +10$ V)	=	5 kΩ
Inwendige weerstand van diode 2 bij een anodespanning van +5 volt	R_{iD2}	($V_{d2} = +5$ V)	=	200 Ω
Inwendige weerstand van diode 3 bij een anodespanning van +5 volt	R_{iD3}	($V_{d3} = +5$ V)	=	200 Ω
Grenzen van de verhouding van de inwendige weerstanden van dioden				
	2 en 3	R_{iD2}/R_{iD3}	>	2/3
			<	1,5

Grensgegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	= max.	250 V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{a0}	= max.	550 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	1 W
Katodestroom	I_k	= max.	5 mA
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een rooster- stroom van $+0,3 \mu\text{A}$	$V_g (I_g = +0,3 \mu\text{A})$	= max.	$-1,3 \text{ V}$
Roosterlekweerstand	R_g	= max.	$3 \text{ M}\Omega^1)$
Weerstand tussen katode en gloeidraad	R_k	= max.	20 k Ω
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	= max.	150 V ²⁾

Grensgegevens van het diodegedeelte

Tegenspanning van diode 1	$V_{d1 \text{ inv } p}$	= max.	350 V
Tegenspanning van diode 2	$V_{d2 \text{ inv } p}$	= max.	350 V
Tegenspanning van diode 3	$V_{d3 \text{ inv } p}$	= max.	350 V
Stroom van diode 1	I_{d1}	= max.	1 mA
Stroom van diode 2	I_{d2}	= max.	10 mA
Stroom van diode 3	I_{d3}	= max.	10 mA
Piekstroom van diode 1	I_{d1p}	= max.	6 mA
Piekstroom van diode 2	I_{d2p}	= max.	75 mA
Piekstroom van diode 3	I_{d3p}	= max.	75 mA
Spanning tussen gloeidraad en katode van diode 2	V_{f-kD2}	= max.	150 V ²⁾

Daar de karakteristieken van de UABC 80 overeenkomen met die van de EABC 80, kan hiervoor naar de beschrijving van deze laatste buis worden verwezen (blz. 94).

1) Wordt de negatieve roosterspanning verkregen met behulp van de roosterstroom door de lekweerstand dan mag de maximale waarde van R_g 22 M Ω bedragen.
2) In verband met brommen wordt aangeraden de wisselspanning tussen katode en gloeidraad zo klein mogelijk te houden en in elk geval kleiner dan 30 volt.

H.F. Triode UC 92

De UC 92 is een triode voor gelijkstroom/wisselstroomontvangers met een gloeidraadketen voor 100 mA. De buis is bestemd voor het gebruik als zelf-oscillerende additieve mengbuis of als H.F.-voorversterker in FM-ontvangers. Daar de UC 92, met uitzondering van de gloeidraad, geheel overeenkomt met de EC 92, kan voor verdere bijzonderheden naar deze laatste buis worden verwezen.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE UC 92

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect door wissel- of gelijkstroom; serievoeding.

Gloeispanning	$V_f = 9,5 \text{ V}$
Gloeistroom	$I_f = 100 \text{ mA}$

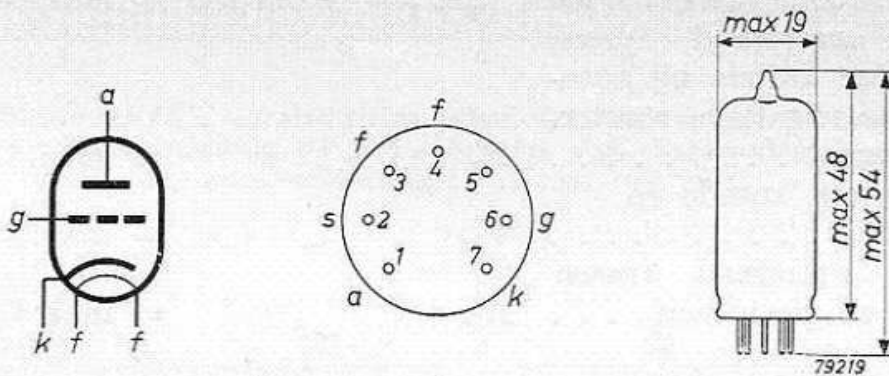


Fig. 1. Electrodeschema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de UC 92.

Capaciteiten

Katodebasisschakeling

Ingangscapaciteit	$C_g = 2,6 \text{ pF}$
Uitgangscapaciteit	$C_a = 0,55 \text{ pF}$
Tussen anode en rooster	$C_{ag} = 1,6 \text{ pF}$

Roosterbasisschakeling

Ingangscapaciteit	$C_{k(g+f+5)}^1 = 4,5 \text{ pF}$
Uitgangscapaciteit	$C_{a(g+f+5)}^1 = 1,8 \text{ pF}$
Tussen anode en katode	$C_{ak} = 0,24 \text{ pF}$
Tussen gloeidraad en katode	$C_{fk} = 2,2 \text{ pF}$

1) 5 wil zeggen pen 5.

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	100	170	200	250	V
Roosterspanning	V_g	=	-1	-1,0 ¹⁾	-1,0 ¹⁾	-2,0	V
Anodestroom	I_a	=	3	8,5	11,5	10	mA
Steilheid	S	=	3,75	5,9	6,7	5,5	mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	62	66	70	60	

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	= max.	300	V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{ao}	= max.	550	V
Anodedissipatie	W_a	= max.	2,5	W
Katodestroom	I_k	= max.	15	mA
Negatieve roosterspanning . . .	$-V_g$	= max.	50	V
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een roosterstroom van $+0,3 \mu\text{A}$	$V_g (I_g = +0,3 \mu\text{A})$	= max.	-1,3	V
Uitwendige weerstand tussen rooster en katode bij automatische negatieve roosterspanning	R_g	= max.	1	M Ω
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	= max.	100	V
Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad	R_{kf}	= max.	20	k Ω

Hierachter zijn de karakteristieken van de UC 92 opgenomen voor het gebruik bij een voedingsspanning van 100 volt. Voor de overige karakteristieken wordt verwezen naar de beschrijving van de EC 92 (blz. 100 e.v.).

¹⁾ Bij deze instellingen bestaat de mogelijkheid dat roosterstroom optreedt. In gevallen waarin dit niet geoorloofd is, moet de negatieve roosterspanning worden verhoogd tot $-1,5$ volt.

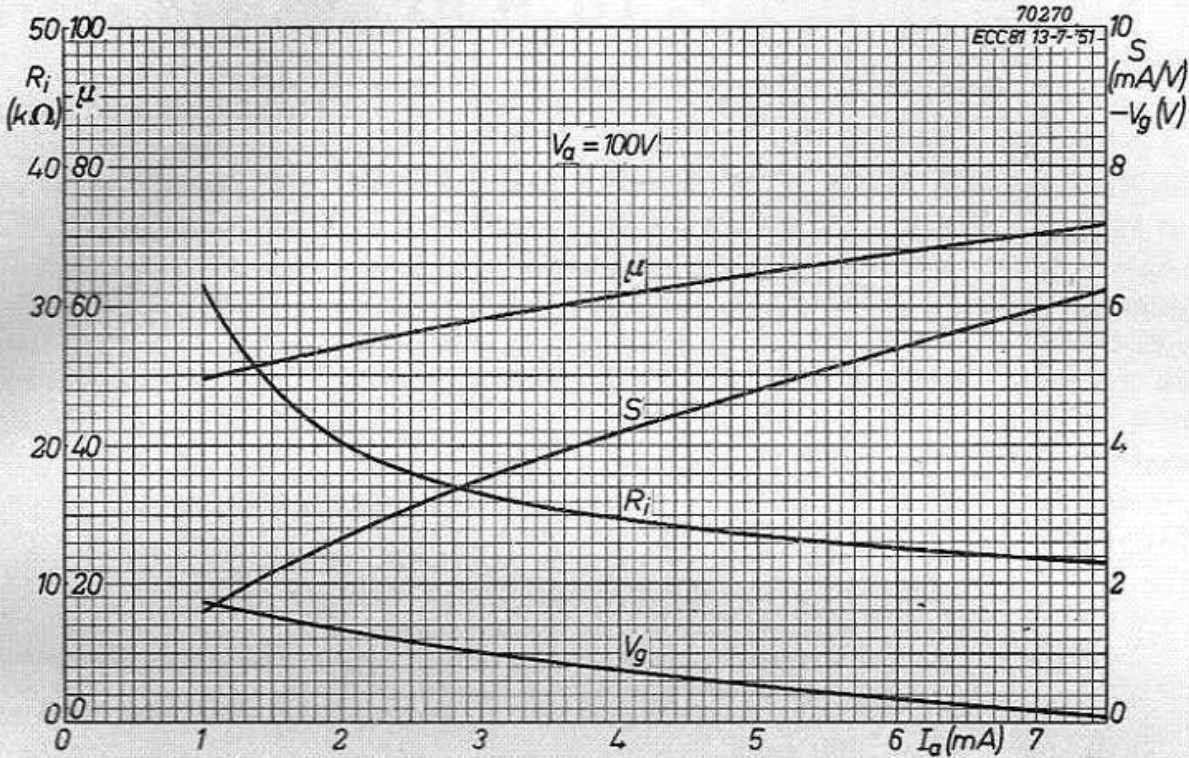


Fig. 2. Steilheid (S), versterkingsfactor (μ), inwendige weerstand (R_i) en negatieve roosterspanning (V_g) als functie van de anodestroom (I_a) bij een anodespanning (V_a) van 100 volt.

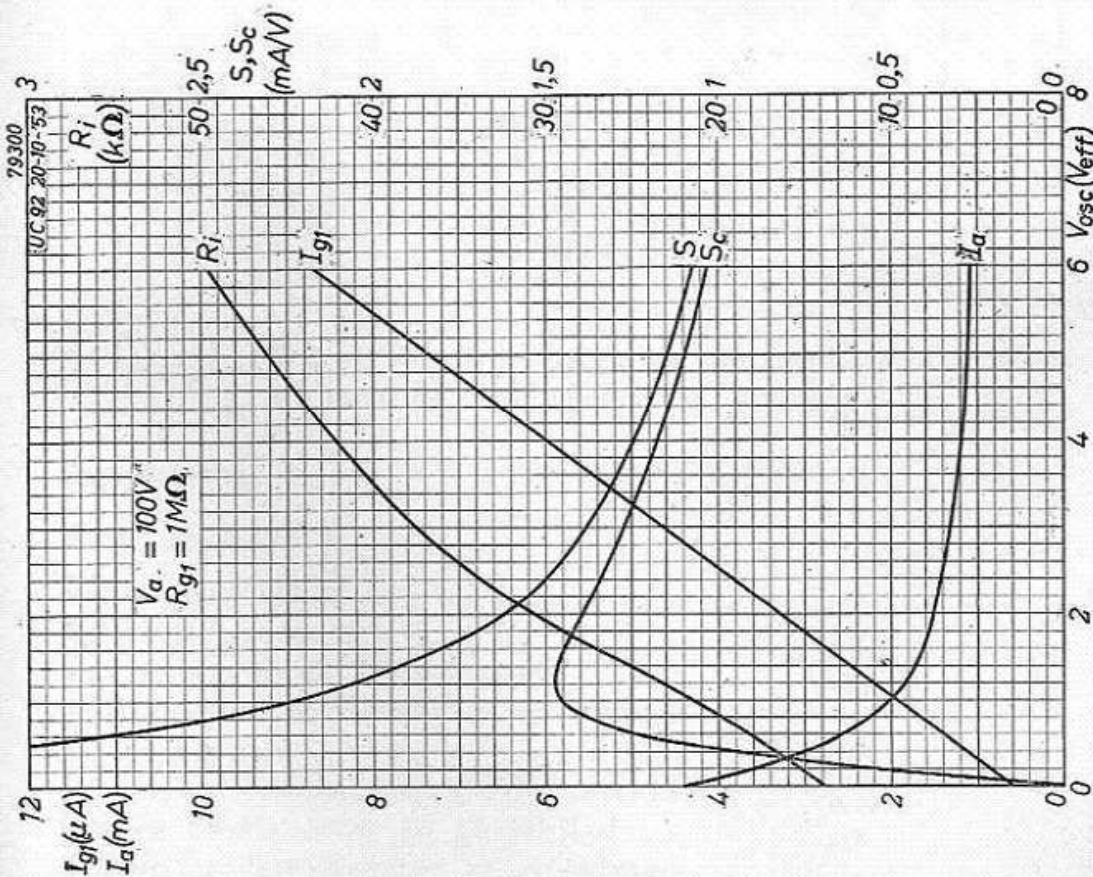


Fig. 3. Gegevens van de UC 92 als zelfoscillerende mengbuis bij een anodespanning (V_a) van 100 volt. Inwendige weerstand (R_i), roosterstroom (I_{g1}), bij een roosterleekweerstand R_{g1} van $1 M\Omega$, conversiesteilheid (S_c), effectieve steilheid voor de middenfrequentie (S), geldig voor een ingangssignaal van 100 mV) en anodestroom (I_a) als functie van de oscillatorspanning (V_{osc}).

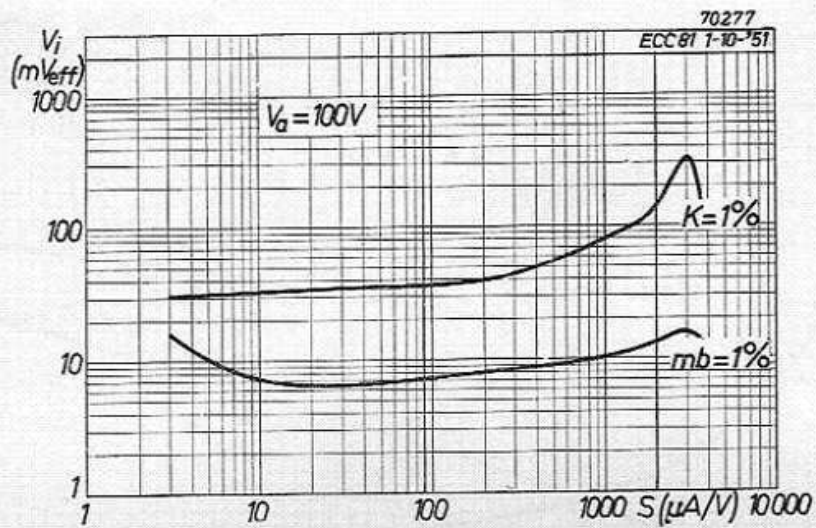


Fig. 4. Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de ingangsspanning (V_i) van een storend signaal dat een kruismodulatie $K = 1\%$ veroorzaakt; alsmede de bromspanning (V_i) op het rooster die een brommodulatie $mb = 1\%$ veroorzaakt. Anodespanning $V_a = 100$ volt.

Triode-heptode UCH 81

De triode-heptode UCH 81 is een buis die bestemd is voor het gebruik in gelijkstroom/wisselstroomapparaten met een gloeidraadketen voor 100 mA. Met uitzondering van de gloeidraad komt de buis geheel overeen met de ECH 81 en is derhalve geschikt voor het vervullen van diverse functies in FM/AM-, AM- en FM-apparaten. Wordt de buis als normale mengbuis gebruikt, dan bedraagt de conversiesteilheid $750 \mu\text{A/V}$ bij een voedingsspanning van 170 volt en $620 \mu\text{A/V}$ bij een voedingsspanning van 100 volt. Wordt het heptodegedeelte als H.F.- of M.F.-versterker gebruikt, dan bedraagt de steilheid in ongeregelde toestand $2,3 \text{ mA/V}$ bij een voedingsspanning van 170 volt en $2,0 \text{ mA/V}$ bij een voedingsspanning van 100 volt. Voor verdere bijzonderheden kan verwezen worden naar de beschrijving van de ECH 81.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE UCH 81

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, door gelijk- of wisselstroom; serievoeding.

Gloeispanning	V_f	=	19 V
Gloeistroom	I_f	=	100 mA

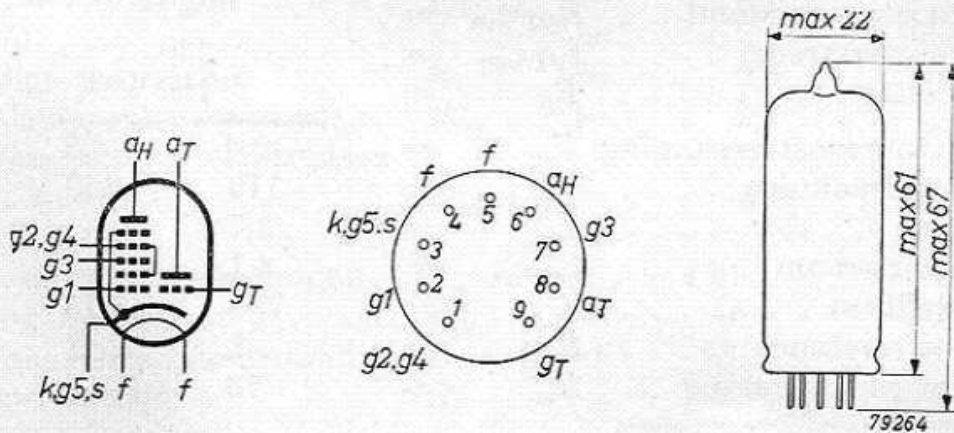


Fig. 1. Electrodenschema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de UCH 81.

Capaciteiten

Heptodegedeelte

Ingangscapaciteit	C_{g1}	=	4,8 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	7,9 pF
Tussen anode en stuurrooster	C_{ag1}	<	0,006 pF
Tussen oscillatorrooster en de overige electroden	C_{g3}	=	6,0 pF
Tussen stuurrooster en oscillatorrooster	C_{g1g3}	<	0,3 pF
Tussen stuurrooster en gloeidraad	C_{g1f}	<	0,17 pF
Tussen oscillatorrooster en gloeidraad	C_{g3f}	<	0,06 pF

Triodegedeelte

Ingangscapaciteit	C_g	=	2,6 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	2,1 pF
Tussen anode en rooster	C_{ag}	=	1,0 pF
Tussen rooster en gloeidraad	C_{gf}	<	0,02 pF

Tussen triode- en heptodegedeelte

Tussen anode heptode en anode triode .	C_{aH-aT}	=	0,20 pF ¹⁾
Tussen anode heptode en rooster triode .	C_{aH-gT}	<	0,090 pF
Tussen rooster 1 van heptode en rooster triode	C_{g1H-gT}	<	0,170 pF
Tussen rooster 1 van heptode en anode triode	C_{g1H-aT}	<	0,060 pF
Tussen rooster 1 van heptode en rooster triode + rooster 3 van heptode . . .	$C_{g1H-(gT+g3)}$	<	0,450 pF
Tussen anode heptode en rooster triode + rooster 3 van heptode	$C_{aH-(gT+g3)}$	<	0,350 pF

Instelgegevens van het heptodegedeelte als mengbuis

Anode- en voedingsspanning .	$V_a = V_b$	=	200	V	
Schermroosterseriëleweerstand .	R_{g2+g4}	=	10	kΩ	
Oscillatorroosterweerstand . .	R_{gT+g3}	=	47	kΩ	
Oscillatorroosterstroom	I_{gT+g3}	=	230	μA	
Katodeweerstand	R_k	=	150	Ω	
Negatieve stuurroosterspanning	V_{g1}	=	-2,6	-28	V
Schermroosterspanning	V_{g2+g4}	=	119	250	V
Anodestroom	I_a	=	3,7	—	mA
Schermroosterstroom	I_{g2+g4}	=	8,1	—	mA
Conversiesteilheid	S_c	=	775	7,75	μA/V
Inwendige weerstand	R_i	=	1	>3	MΩ
Equivalentente ruisweerstand . .	R_{eq}	=	75	—	kΩ

¹⁾ De spreiding van deze capaciteit is zodanig, dat $\sigma = 0,015$ pF, wat betekent dat voor 68% van een grote partij buizen de capaciteit ligt tussen 0,20—0,015 pF en 0,20 + 0,015 pF, terwijl voor 94% van de buizen de capaciteit ligt tussen 0,20—0,03 pF en 0,20 + 0,03 pF.

Anode- en voedingsspanning .	$V_a = V_b =$	170	100	V
Schermroosterserieweerstand .	$R_{g2+g4} =$	10	10	k Ω
Oscillatorroosterweerstand . .	$R_{gT+g3} =$	47	47	k Ω
Oscillatorroosterstroom	$I_{gT+g3} =$	200	115	μ A
Katodeweerstand	$R_k =$	150	150	Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	$\overbrace{-2,2 \quad -24}$	$\overbrace{-1,2 \quad -14,5}$	V
Schermroosterspanning	$V_{g2+g4} =$	102	63	V
Anodestroom	$I_a =$	3,2	1,7	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2+g4} =$	6,8	3,7	mA
Conversiesteilheid	$S_c =$	750	620	μ A/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,9	0,8	>3 M Ω
Equivalenté ruisweerstand . .	$R_{eq} =$	70	62	k Ω

Instelgegevens van het heptodegedeelte als H.F.- of M.F.-versterkbuis

Anode- en voedingsspanning .	$V_a = V_b =$	200	V
Spanning op rooster 3	$V_{g3} =$	0	V
Schermroosterserieweerstand .	$R_{g2+g4} =$	18	k Ω
Katodeweerstand	$R_k =$	220	Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	$\overbrace{-2,6 \quad -33}$	V
Schermroosterspanning	$V_{g2+g4} =$	123	V
Anodestroom	$I_a =$	7,6	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2+g4} =$	4,3	mA
Steilheid	$S =$	2,4	0,024 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,6	>10 M Ω
Equivalente ruisweerstand . .	$R_{eq} =$	9,7	k Ω
Versterkingsfactor van rooster 2 t.o.v. rooster 1	$\mu_{g2g1} =$	20	—

Anode- en voedingsspanning .	$V_a = V_b =$	170	100	V
Spanning op rooster 3	$V_{g3} =$	0	0	V
Schermroosterserieweerstand .	$R_{g2+g4} =$	18	18	k Ω
Katodeweerstand	$R_k =$	220	220	Ω
Negatieve stuurroosterspanning	$V_{g1} =$	$\overbrace{-2,2 \quad -28}$	$\overbrace{-1,2 \quad -16,5}$	V
Schermroosterspanning	$V_{g2+g4} =$	102	60	V
Anodestroom	$I_a =$	6,2	3,4	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2+g4} =$	3,8	2,2	mA
Steilheid	$S =$	2,3	2,0	0,023 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	0,6	0,5	>10 M Ω
Equivalente ruisweerstand . .	$R_{eq} =$	8,8	5,8	k Ω

Karakteristieke gegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	$V_a =$	100	V
Roosterspanning	$V_g =$	0	V
Anodestroom	$I_a =$	13,5	mA
Steilheid	$S =$	3,7	mA/V
Versterkingsfactor	$\mu =$	22	

Instelgegevens van het triodegedeelte als oscillator

Voedingsspanning	V_b	=	200	170	100	V
Anodeserieweerstand	R_a	=	15	15	15	k Ω
Oscillatorroosterweerstand	R_{gT+g3}	=	47	47	47	k Ω
Oscillatorroosterstroom	I_{gT+g3}	=	240	200	120	μ A
Anodestroom	I_a	=	5,4	4,5	2,5	mA
Effectieve steilheid	S_{eff}	=	0,58	0,58	0,53	mA/V

Grensgegevens van het heptodegedeelte

Anodespanning	V_a	=	max.	250	V
Anodespanning zonder anodestroom	V_{a0}	=	max.	550	V
Anodedissipatie	W_a	=	max.	1,7	W
Schermroosterspanning in ongeregelde toestand	V_{g2+g4} ($I_a=7,6$ mA)	=	max.	125	V
Schermroosterspanning in geregelde toestand	V_{g2+g4} ($I_a<1$ mA)	=	max.	250	V
Schermroosterspanning zonder stroom	$V_{(g2+g4)0}$	=	max.	550	V
Schermroosterdissipatie	W_{g2+g4}	=	max.	1	W
Katodestroom	I_k	=	max.	12,5	mA
Uitwendige weerstand tussen rooster 1 en katode	R_{g1}	=	max.	3	M Ω
Uitwendige weerstand tussen rooster 3 en katode	R_{g3}	=	max.	3	M Ω ¹⁾
Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad	R_{kf}	=	max.	20	k Ω
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	=	max.	100	V
Beginpunt van roosterstroom van roosters 1 en 3; rooster- spanning bij een rooster- stroom van +0,3 μ A	V_{g1} ($I_{g1} = +0,3$ μ A) V_{g3} ($I_{g3} = +0,3$ μ A)	=	max.	-1,3	V

Grensgegevens van het triodegedeelte

Anodespanning	V_a	=	max.	250	V
Anodespanning zonder stroom	V_{a0}	=	max.	550	V
Anodedissipatie	W_a	=	max.	0,8	W
Katodestroom	I_k	=	max.	6,5	mA
Uitwendige weerstand tussen rooster en katode	R_g	=	max.	3	M Ω
Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad	R_{kf}	=	max.	20	k Ω
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	=	max.	100	V
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een rooster- stroom van +0,3 μ A	V_g ($I_g = +0,3$ μ A)	=	max.	-1,3	V

¹⁾ Als in FM/AM ontvangers de aansluitingen naar de buis tijdens het bedrijf worden omgeschakeld terwijl tussen g_3 en gT geen ohmse weerstand aanwezig is, mag R_{g3} maximaal 20 k Ω bedragen.

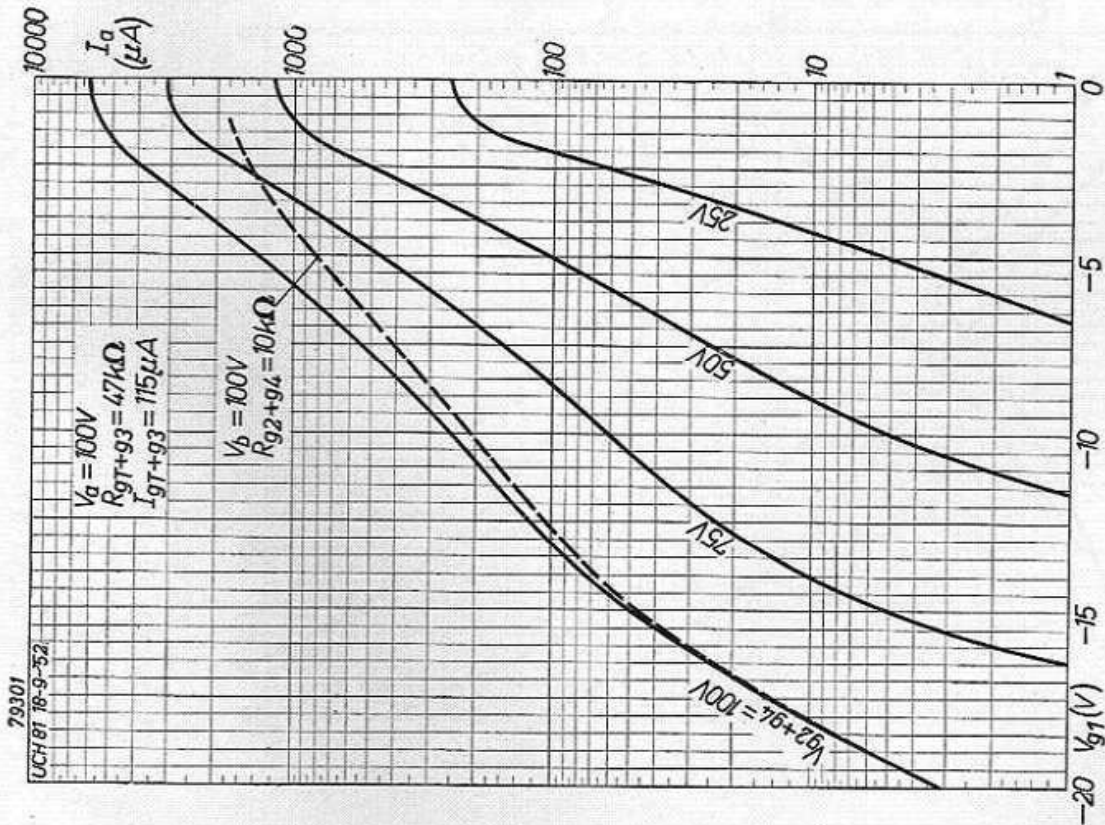


Fig. 2

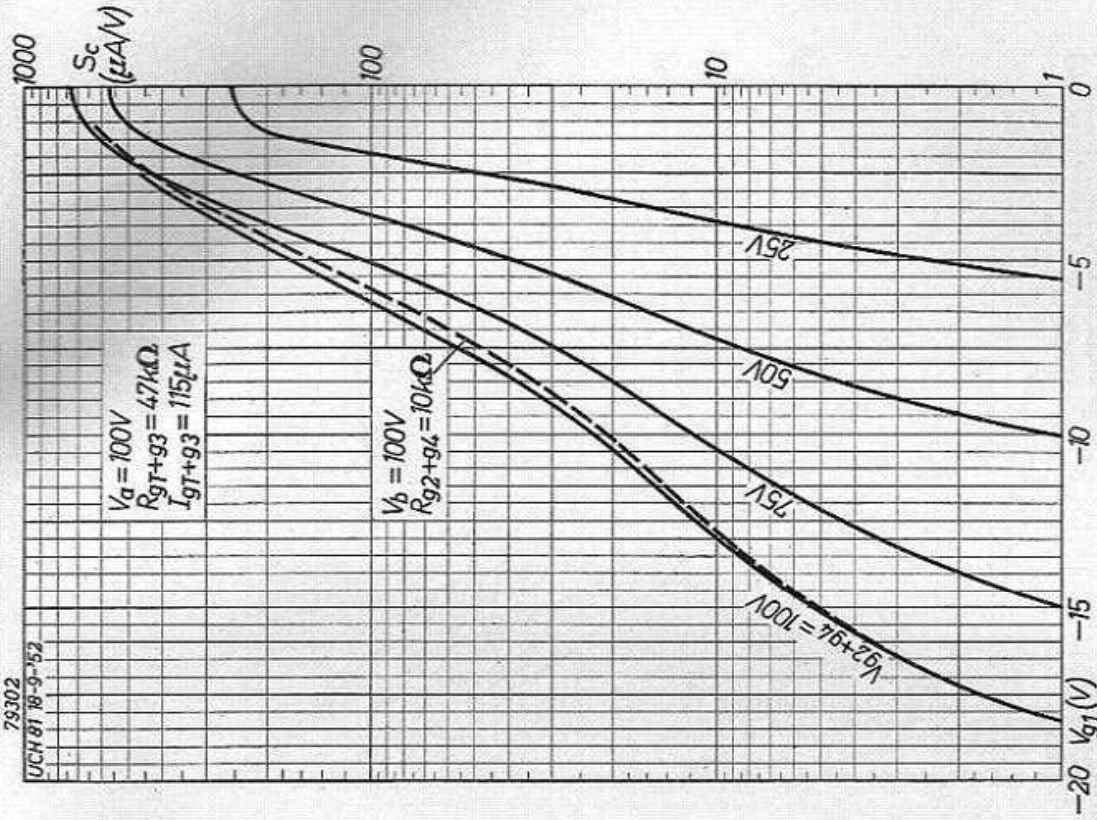


Fig. 3

Fig. 2 en 3. Regelkarakteristieken van de UCH 81 als mengbuis bij een anodespanning van 100 volt. Anodestroom (I_a , fig. 2) en conversiesteilheid (S_c , fig. 3) als functie van de negatieve roosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. conversiesteilheid aangeduid bij een voedingspanning van 100 volt en een schermroosterserieweerstand van $10 k\Omega$.

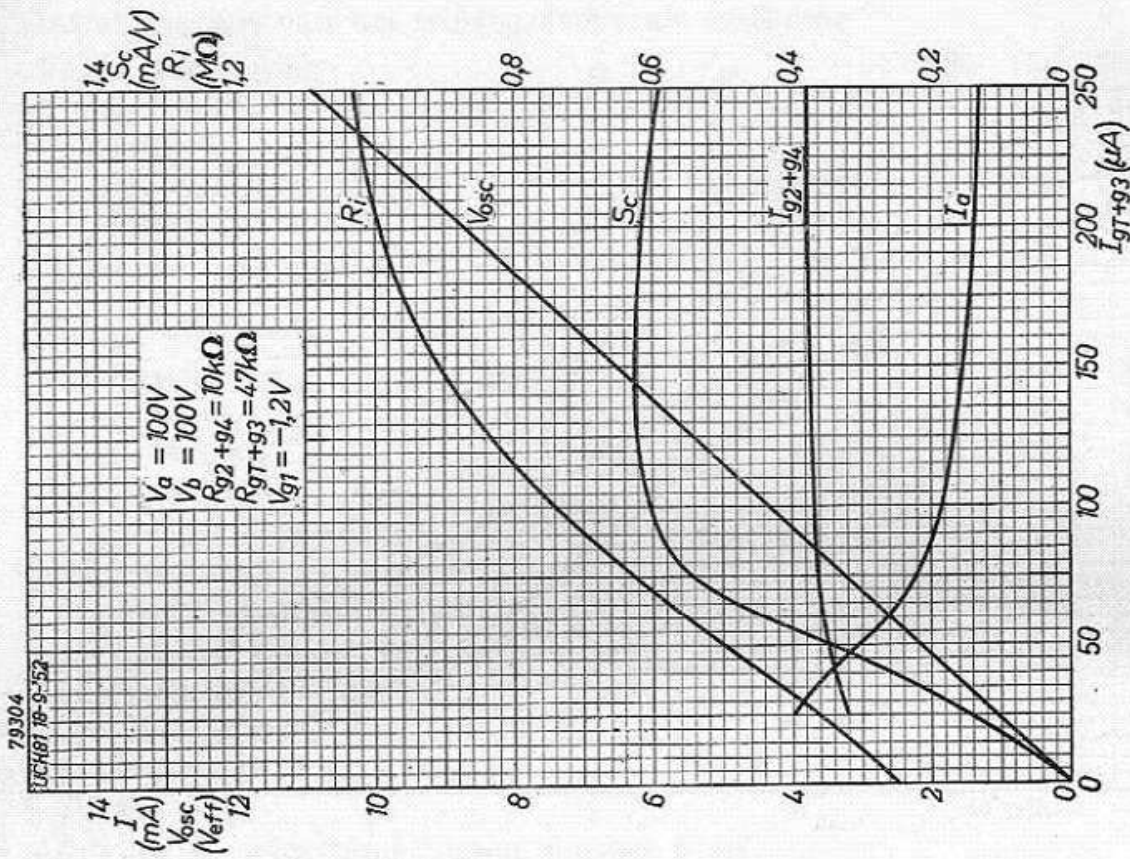


Fig. 5. UCH 81 als mengbuis bij een voedingsspanning van 100 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en oscillatorroosterstroom (V_{osc}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gT+g3}).

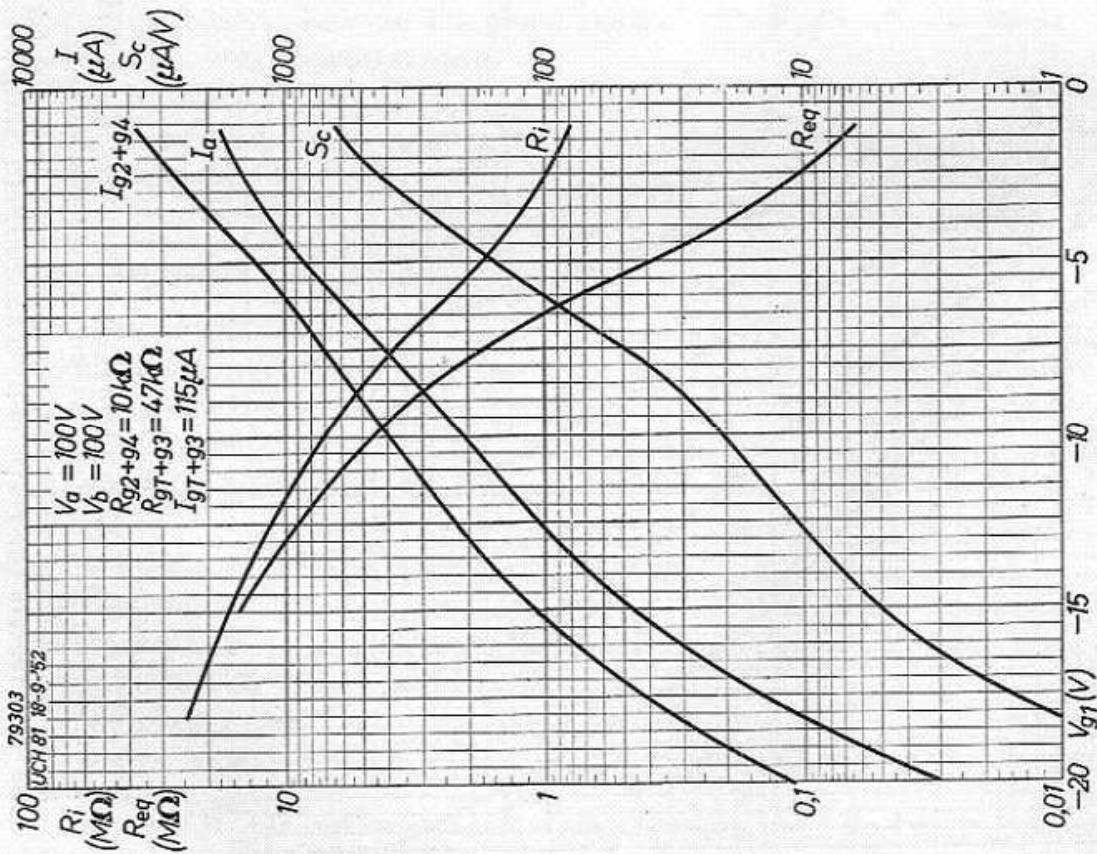


Fig. 4. UCH 81 als mengbuis bij een voedingsspanning (V_b) van 100 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve roosterstroom (V_{g1}).

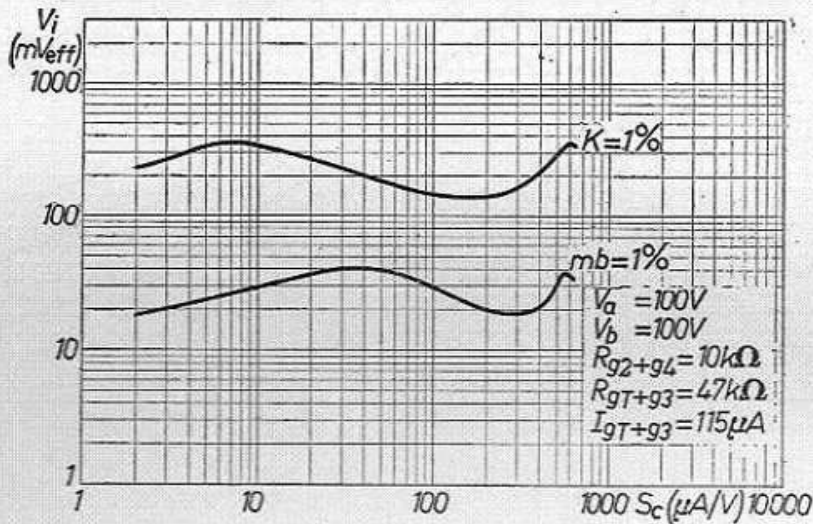


Fig. 6. UCH 81 als mengbuis bij een voedingsspanning (V_b) van 100 volt. Als functie van de conversiesteilheid (S_c) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de bromspanning (V_i) op het stuurrooster die een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b = 1\%$).

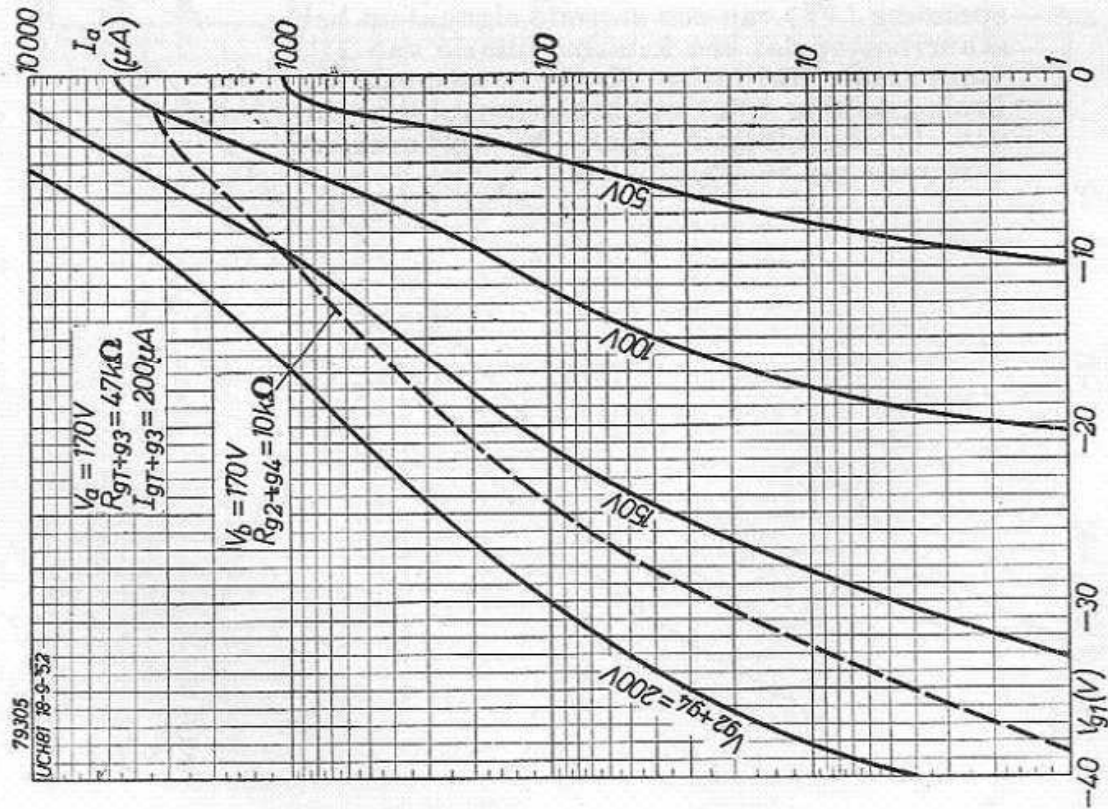


Fig. 7

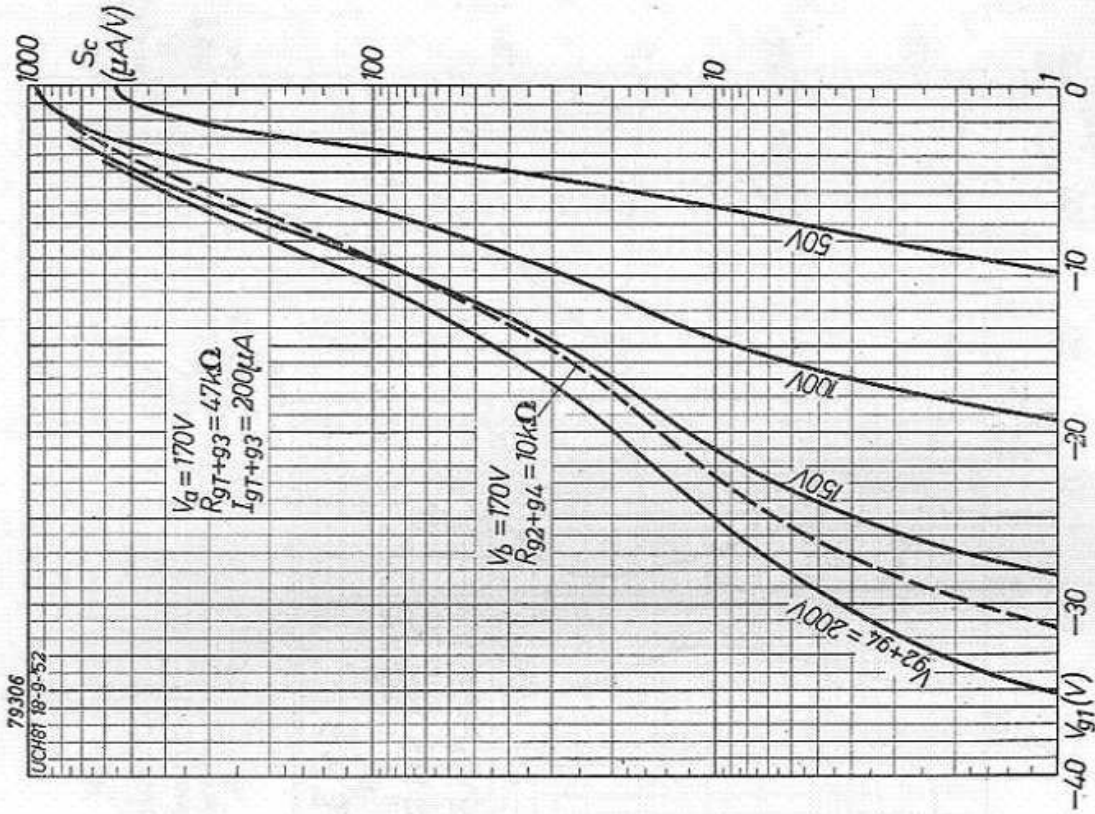


Fig. 8

Fig. 7 en 8. Regelkarakteristieken van de UCH 81 als mengbuis bij een anodespanning van 170 volt. Anodestroom (I_a , fig. 7) en conversiesteilheid (S_c , fig. 8) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom (I_a) en de conversiesteilheid (S_c) aangeduid bij een voedingspanning (V_b) van 170 volt en een schermroosterserieweerstand (R_{g2+g4}) van 10 k Ω .

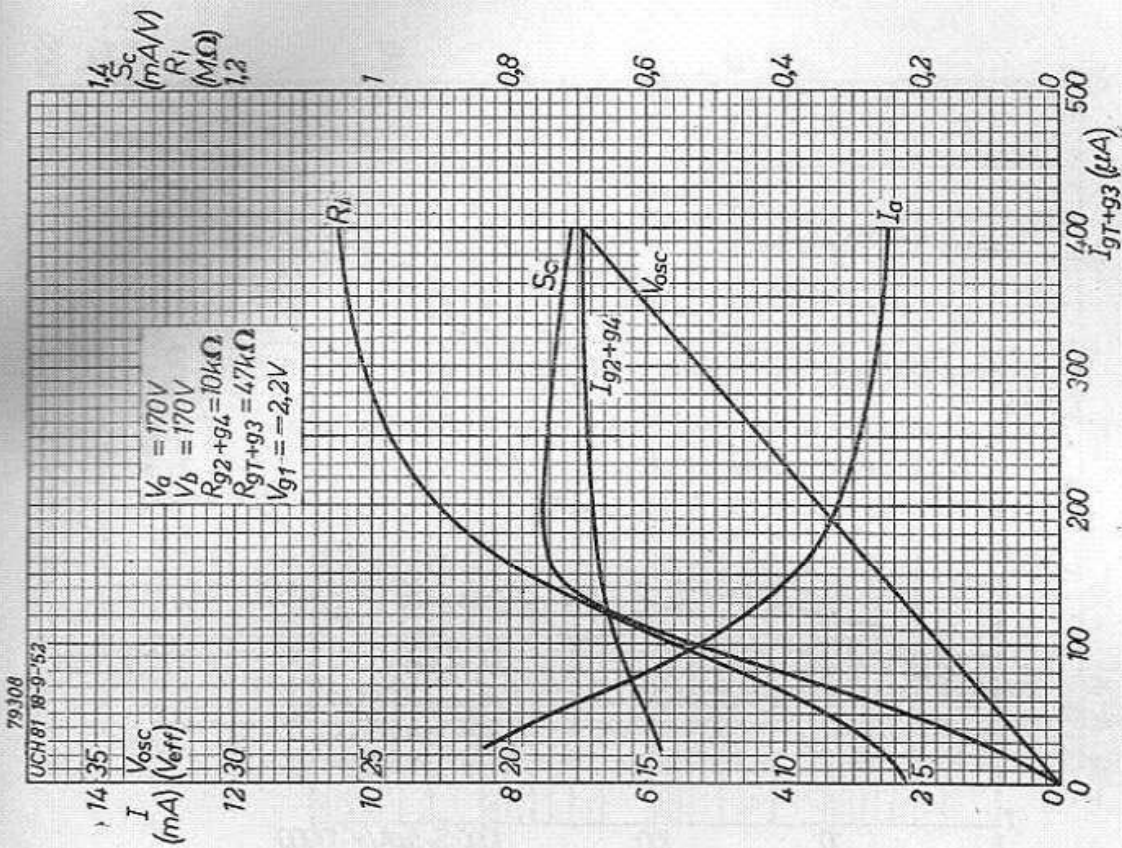


Fig. 9. UCH 81 als mengbuis bij een voedingspanning van 170 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}).

79.108

UCH 81 19-9-52

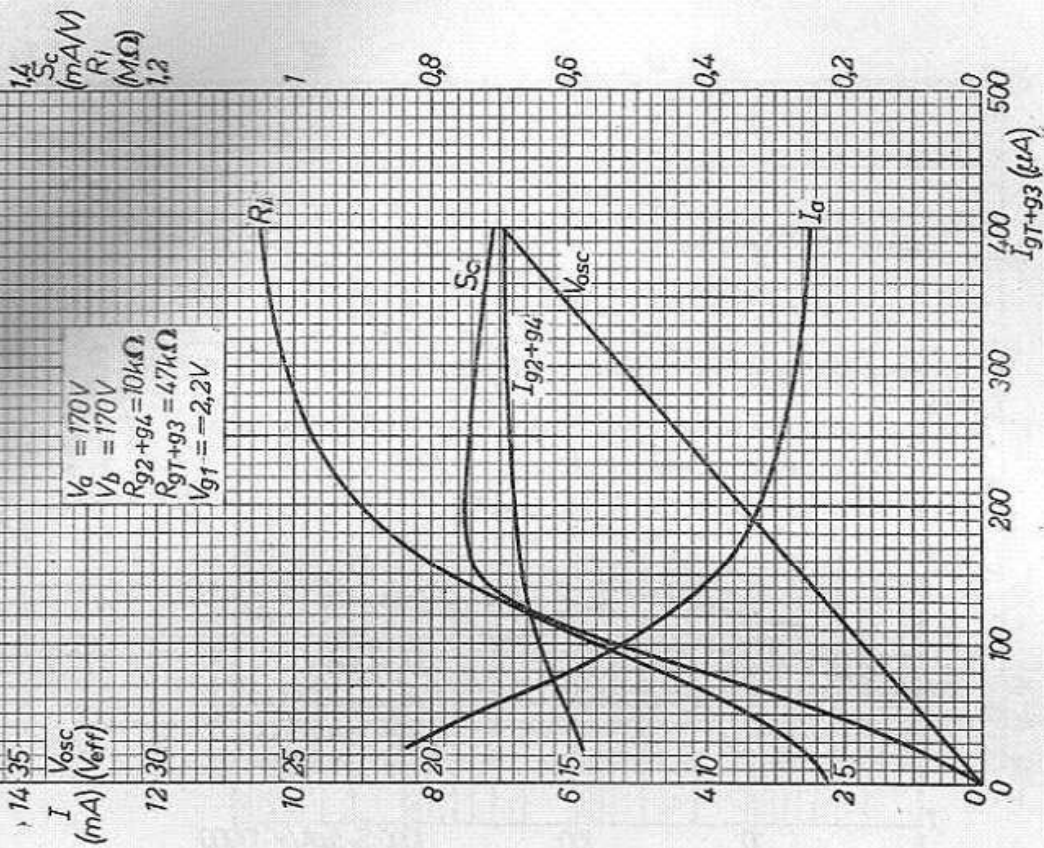


Fig. 10. UCH 81 als mengbuis bij een voedingspanning van 170 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en oscillatorroosterstroom (V_{osc}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gT+g3}).

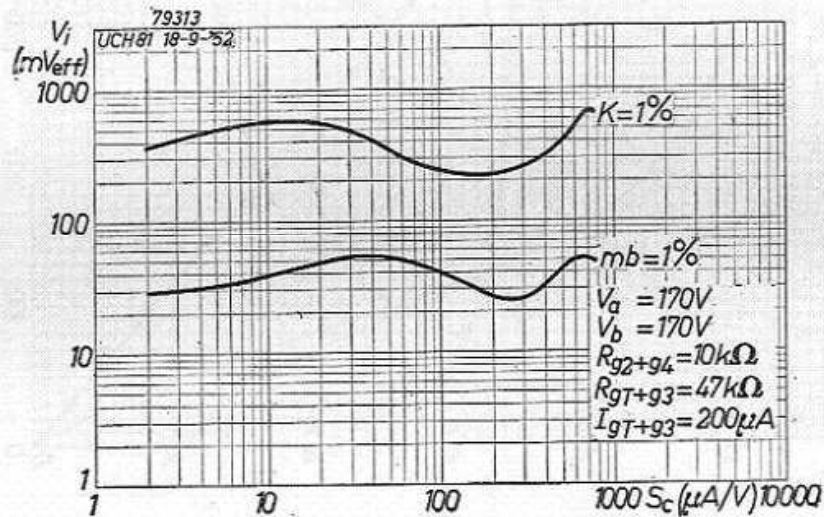


Fig. 11. UCH 81 als mengbuis bij een voedingsspanning van 170 volt. Als functie van de conversiesteilheid (S_c) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b=1\%$).

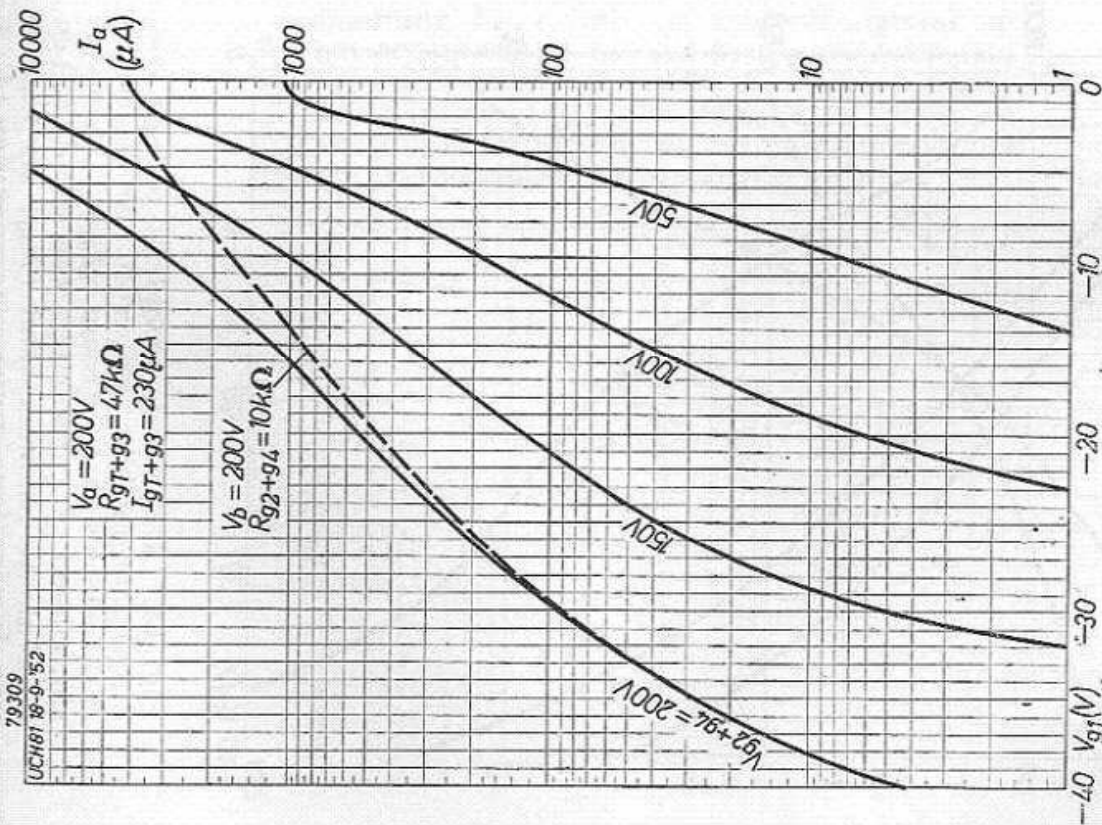
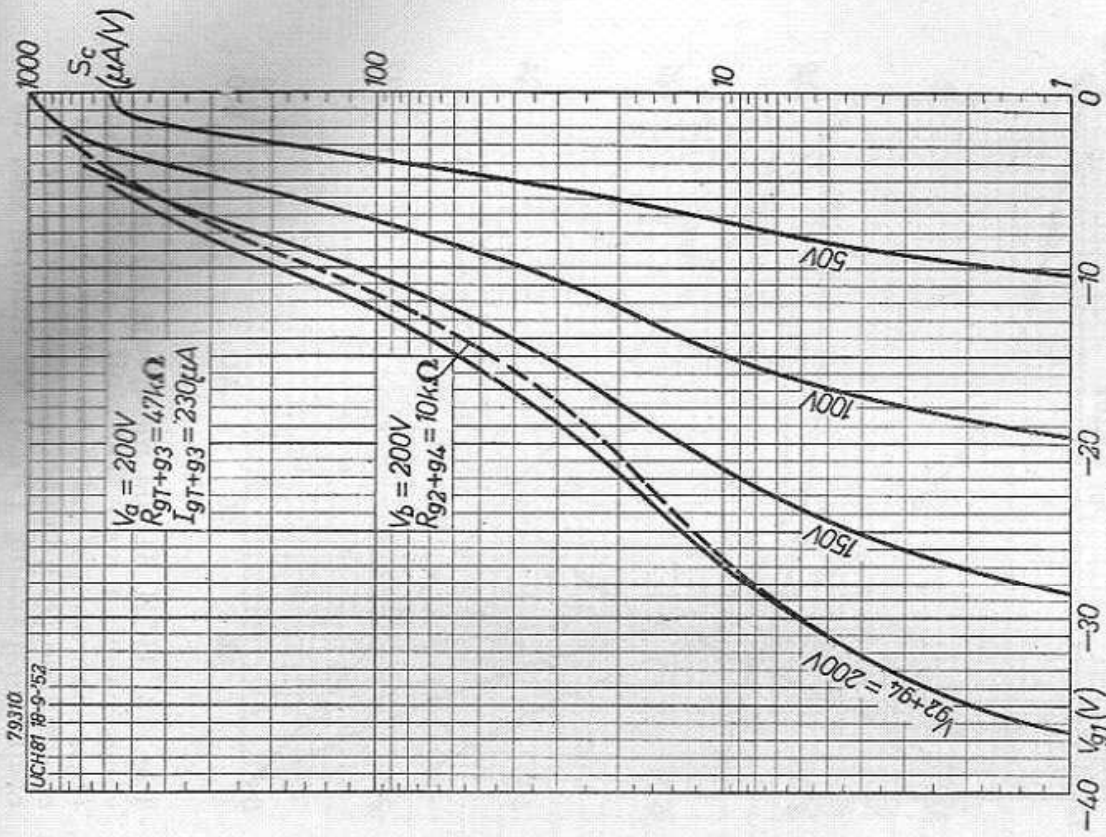


Fig. 12

Fig. 12 en 13. Regelkarakteristieken van de UCH 81 als mengbuis bij een anodespanning van 200 volt. Anodestroom (I_a , fig. 12) en conversiesteilheid (S_c , fig. 13) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. conversiesteilheid aangeduid bij een voedingspanning van 200 volt en een schermroosterserieveerstand van 10 k Ω .

Fig. 13



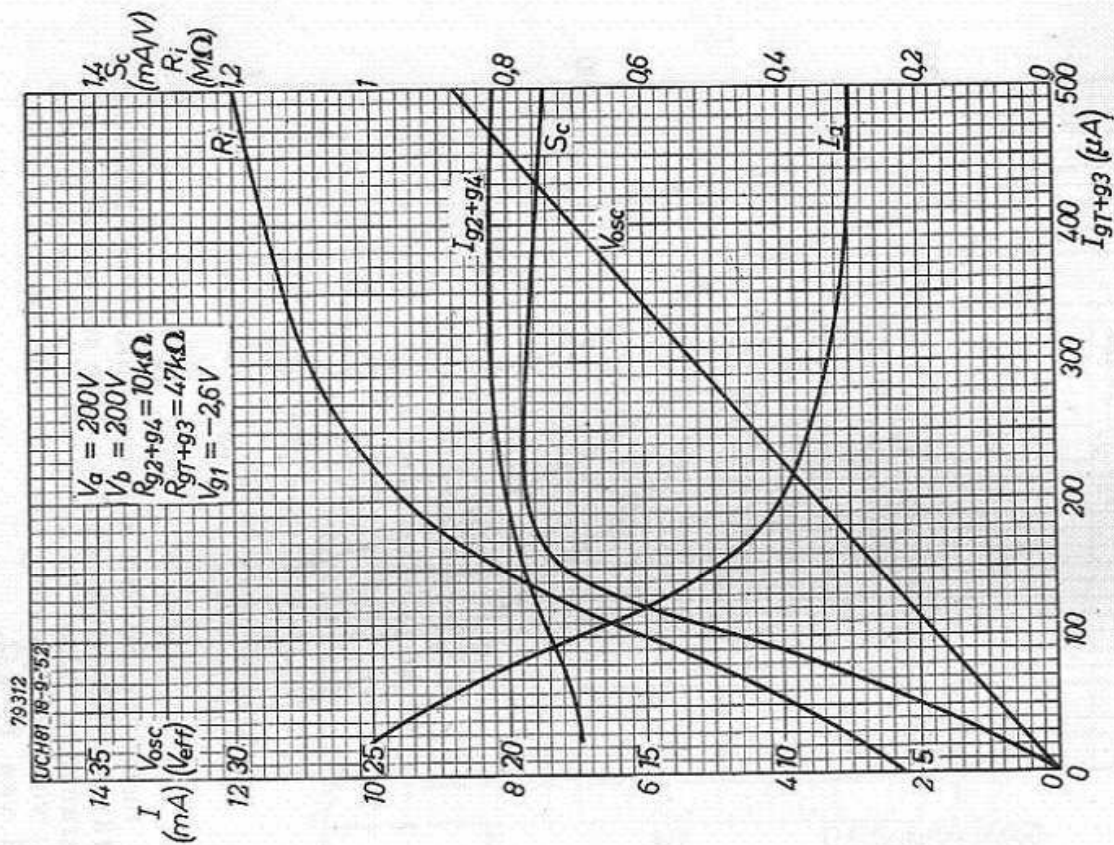


Fig. 15. UCH 81 als mengbuis bij een voedingspanning van 200 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en oscillatorspanning (V_{osc}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gT+g3}).

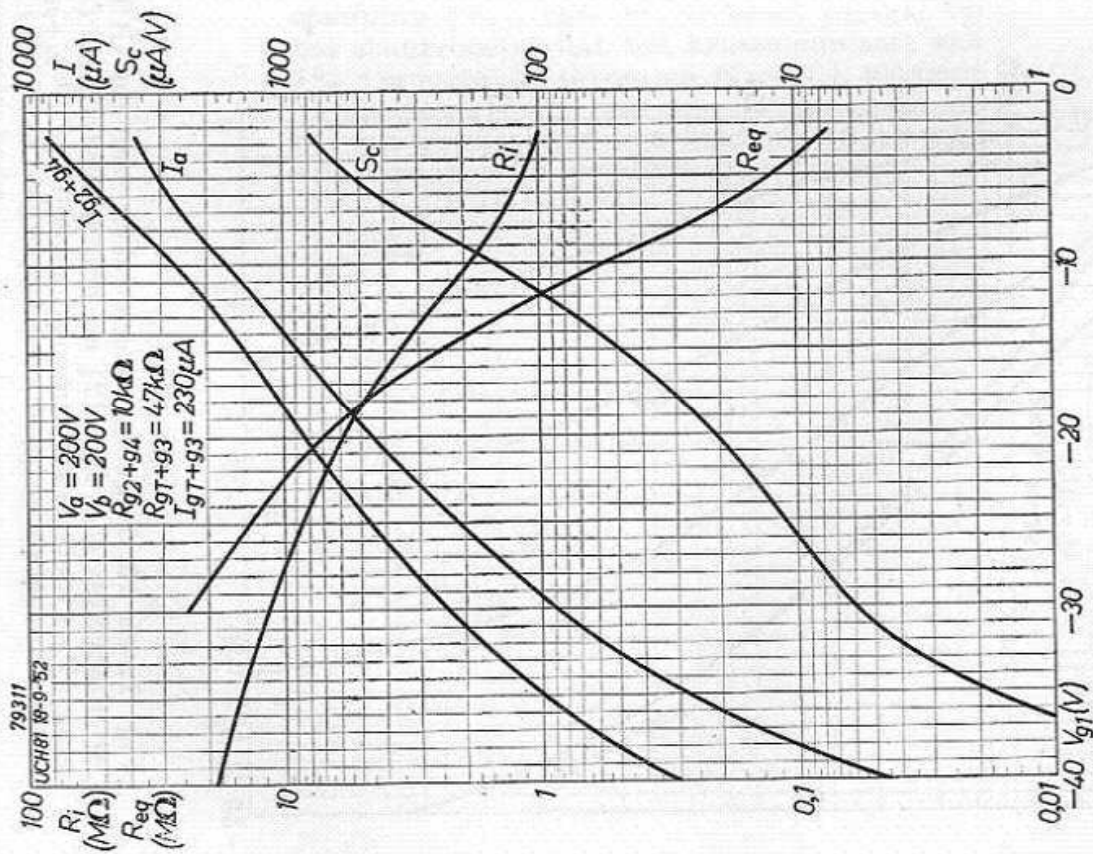


Fig. 14. UCH 81 als mengbuis bij een voedingspanning van 200 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), conversiesteilheid (S_c), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}).

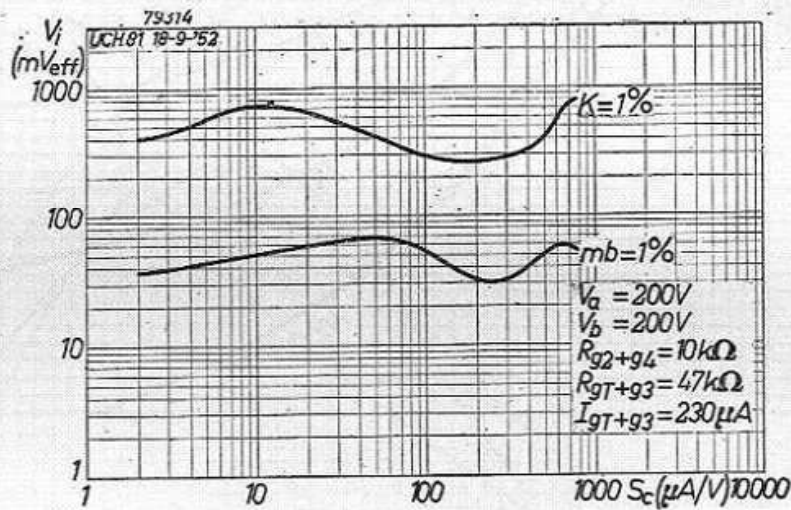


Fig. 16. UCH 81 als mengbuis bij een voedingsspanning van 200 volt. Als functie van de conversiesteilheid (S_c) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b = 1\%$).

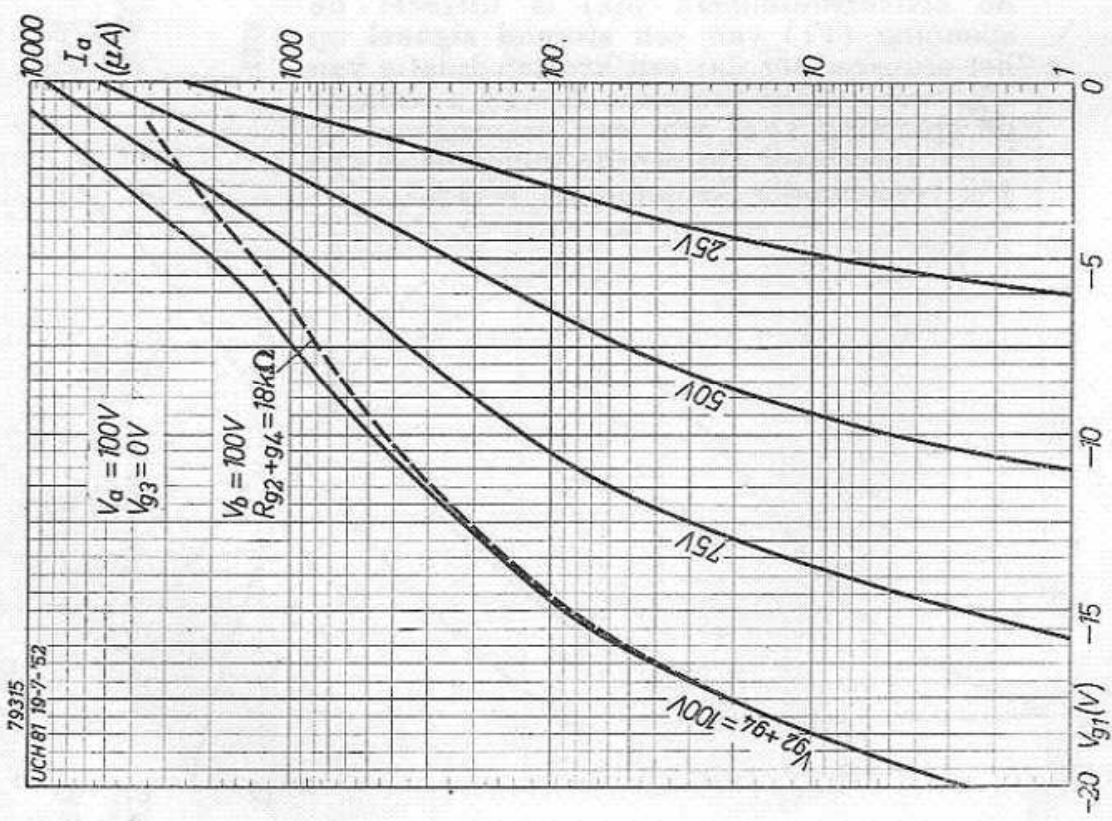


Fig. 17

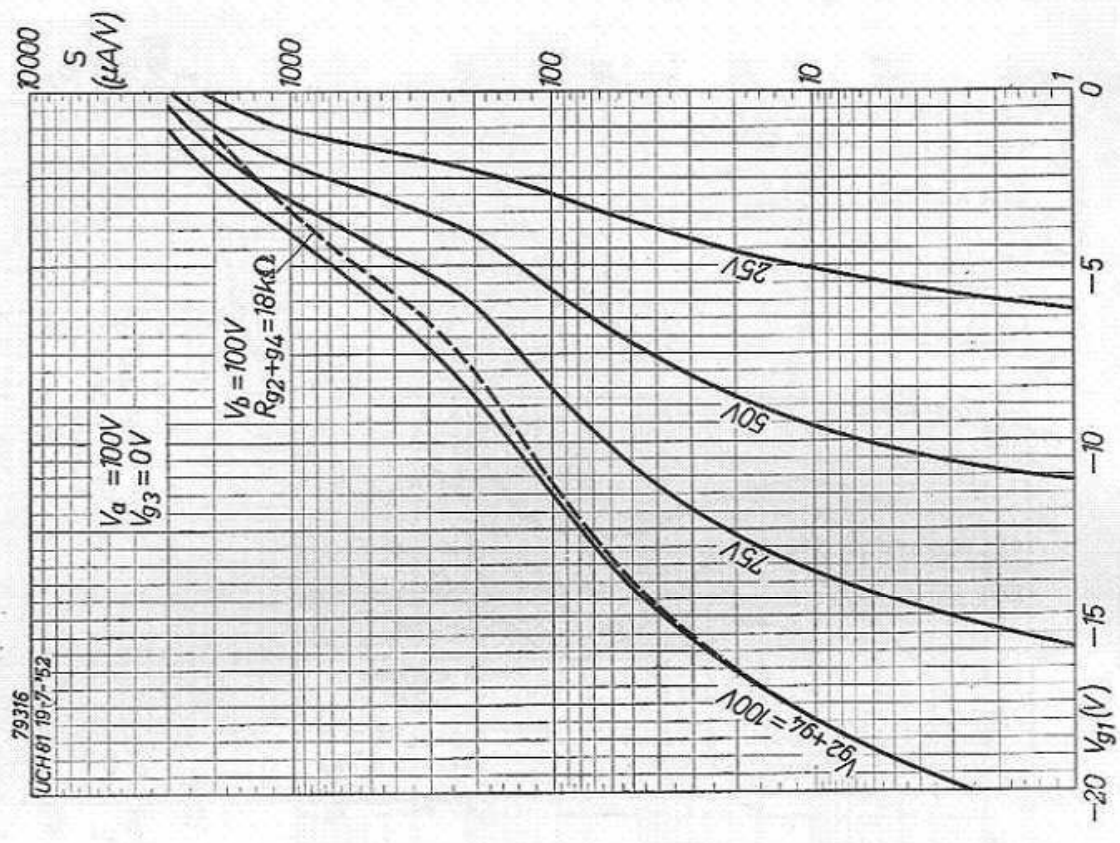


Fig. 18

Fig. 17 en 18. Regelkarakteristieken van het heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een anodespanning van 100 volt. Anodestroom (I_a , fig. 17) en steilheid (S , fig. 18) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}). Door de gestippelde krommen worden de anodestroom en de steilheid aangeduid bij een voedingspanning van 100 volt en een schermroosterserieveerstand van 18Ω .

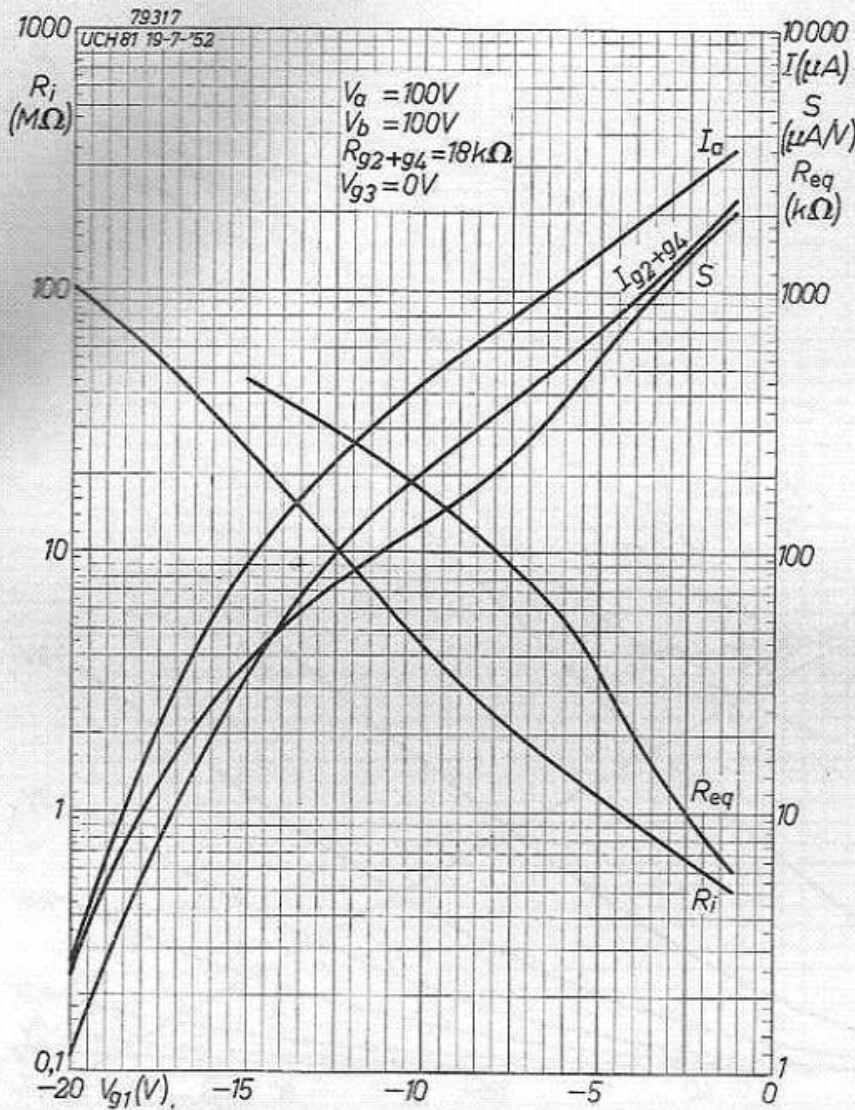
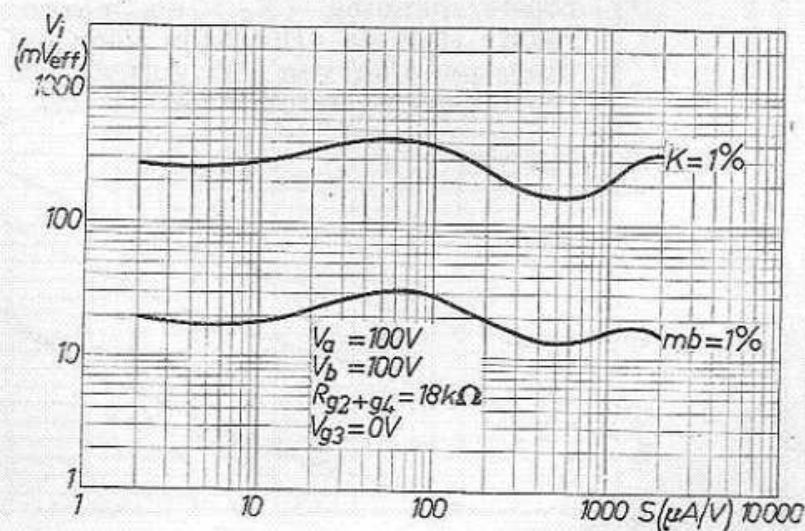


Fig. 19. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een voedingsspanning van 100 volt. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}).

Fig. 20. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een voedingsspanning van 100 volt. Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de spanning (V_i) van een stordend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $mb = 1\%$).



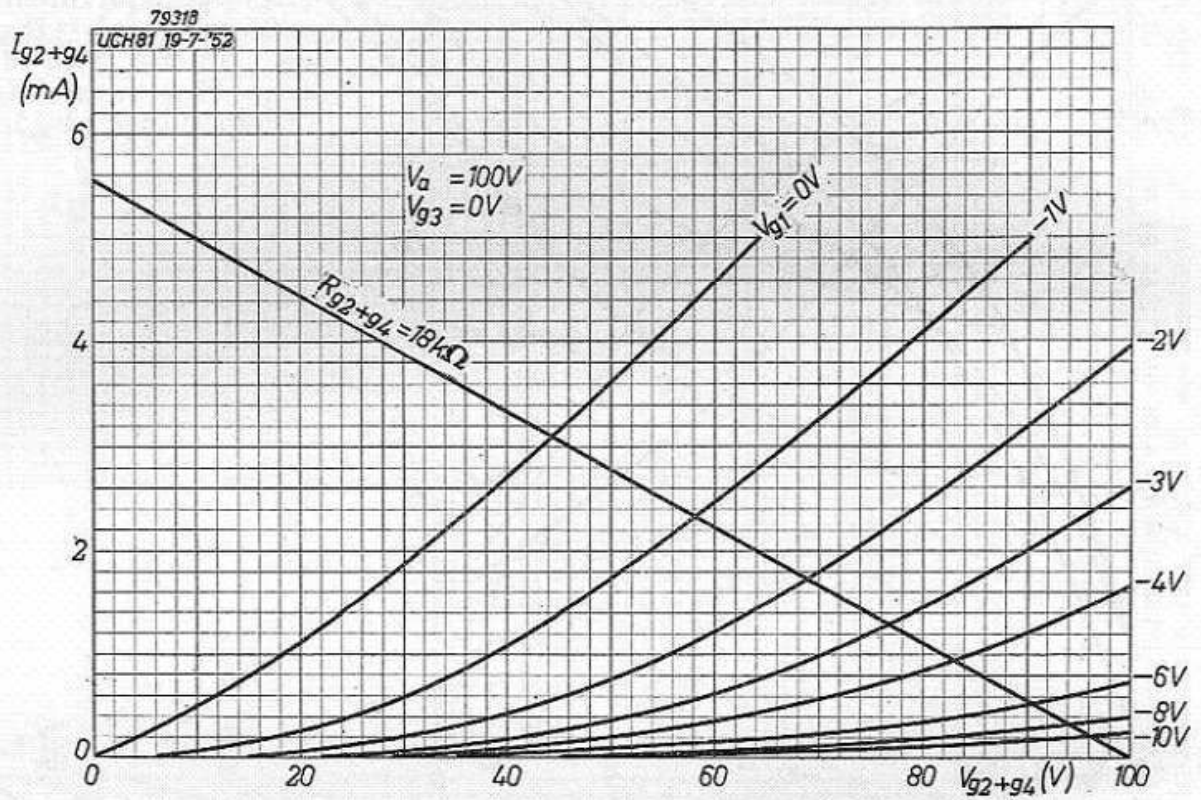


Fig. 21. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een anodespanning van 100 volt. Schermroosterstroom ($I_{g_2+g_4}$) als functie van de schermrooster spanning ($V_{g_2+g_4}$) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{g_1}) als parameter. De rechte stelt de arbeidslijn voor bij een voedingspanning van 100 volt en een schermroosterseriële weerstand van 18 k Ω .

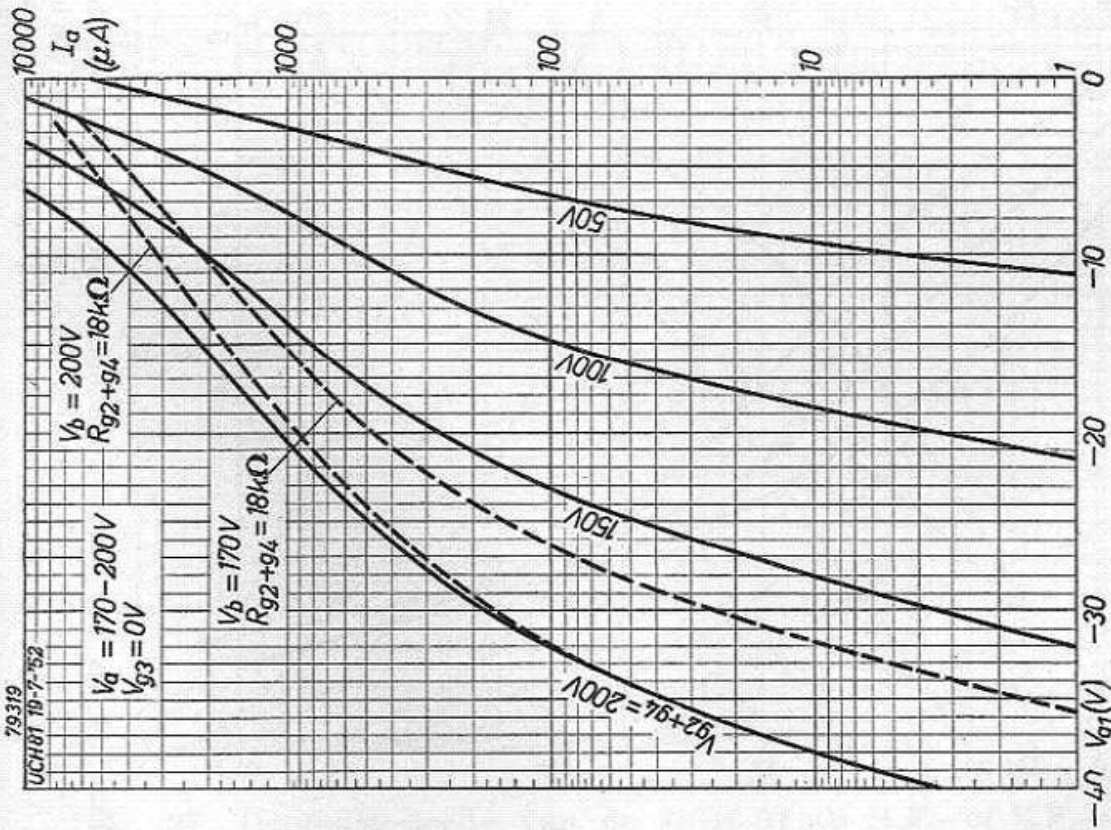


Fig. 22

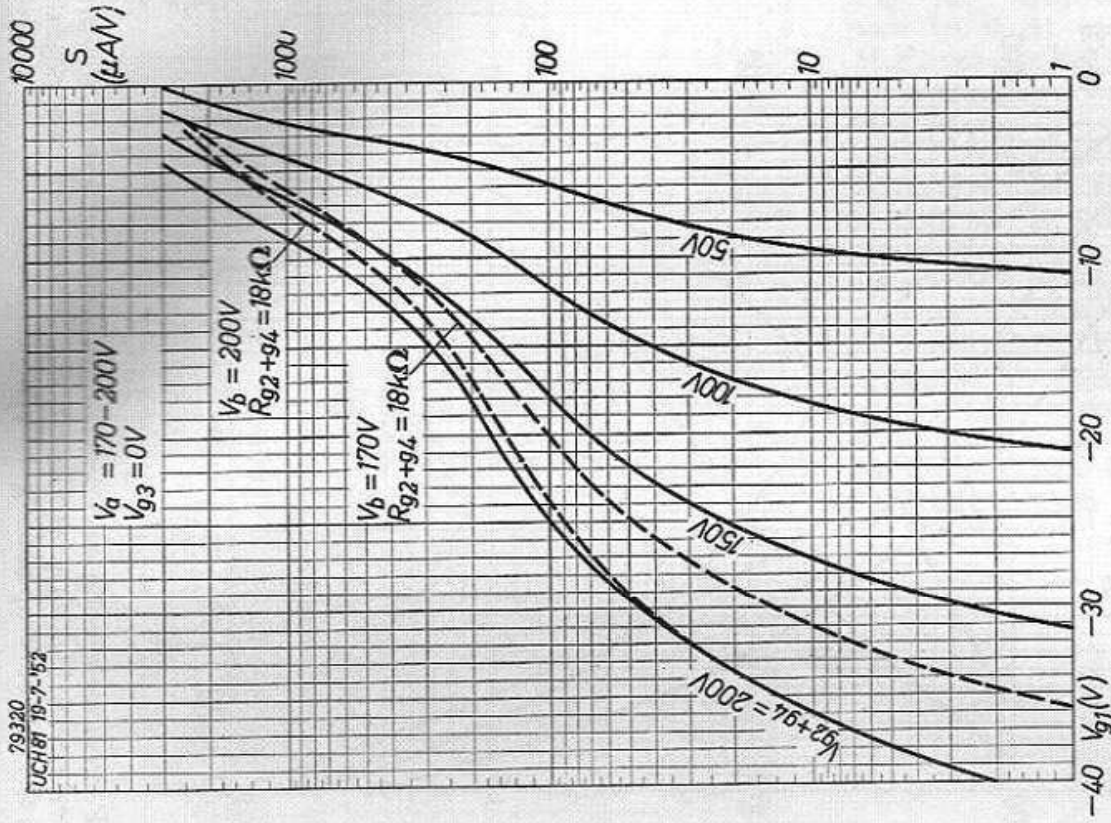


Fig. 23

Fig. 22 en 23. Regelkarakteristieken van het heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een anodespanning van 170 tot 200 volt. Anodestroom (I_a , fig. 22) en steilheid (S , fig. 23) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. steilheid voorgesteld bij voedingsspanningen van 170 volt en 200 volt en een schermroosterserie weerstand van 18 k Ω .

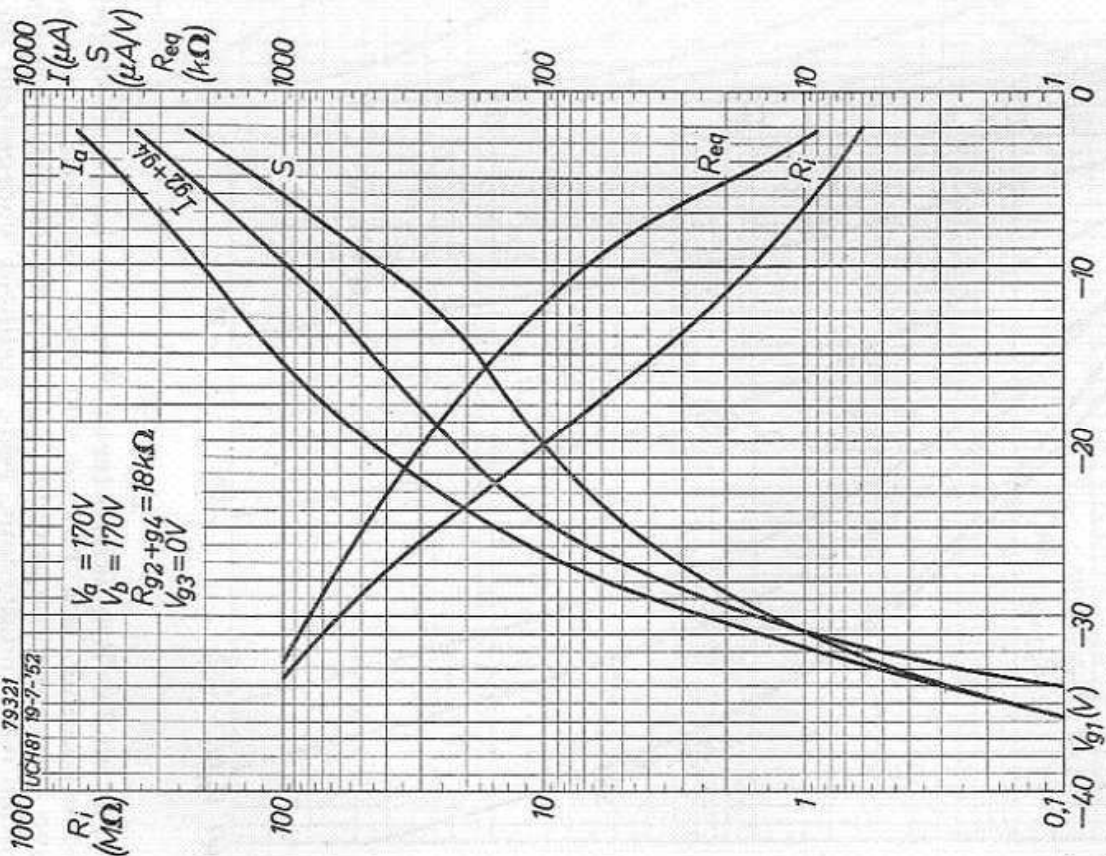


Fig. 24

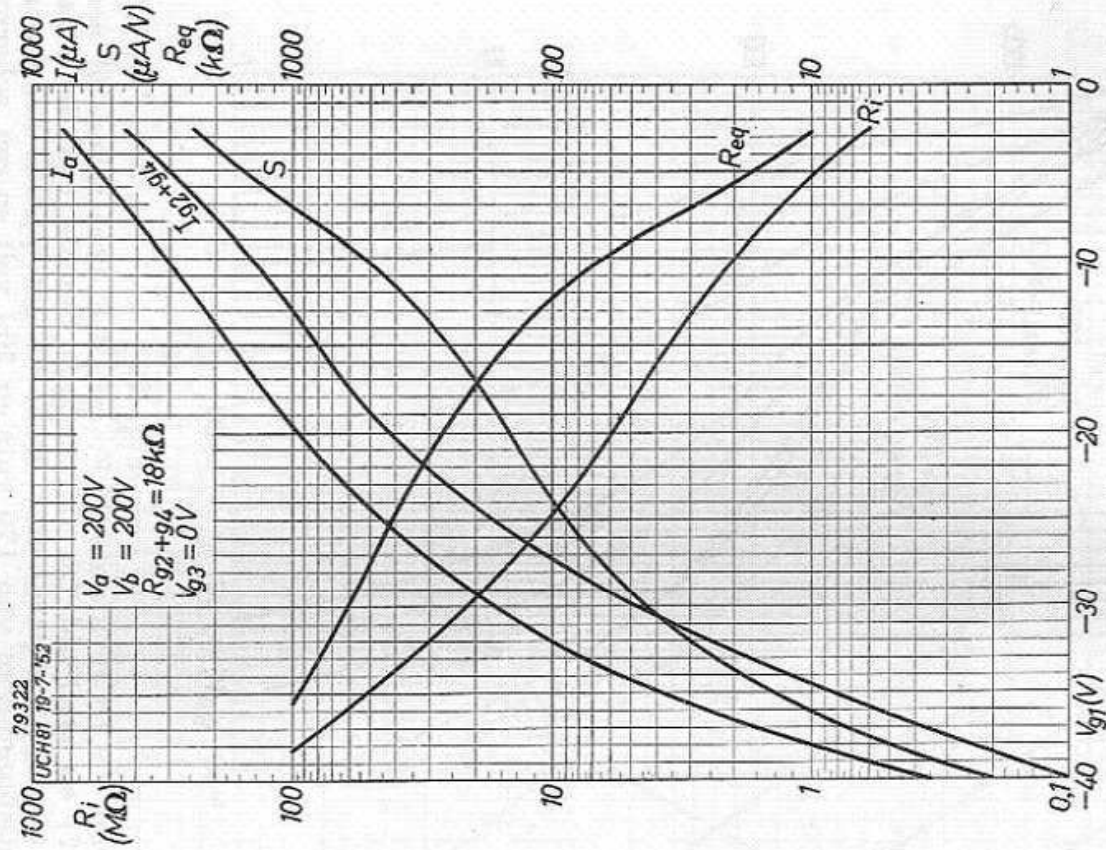


Fig. 25

Fig. 24 en 25. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een voedingsspanning van 170 volt (fig. 24) en van 200 volt (fig. 25). Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2+g4}), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}).

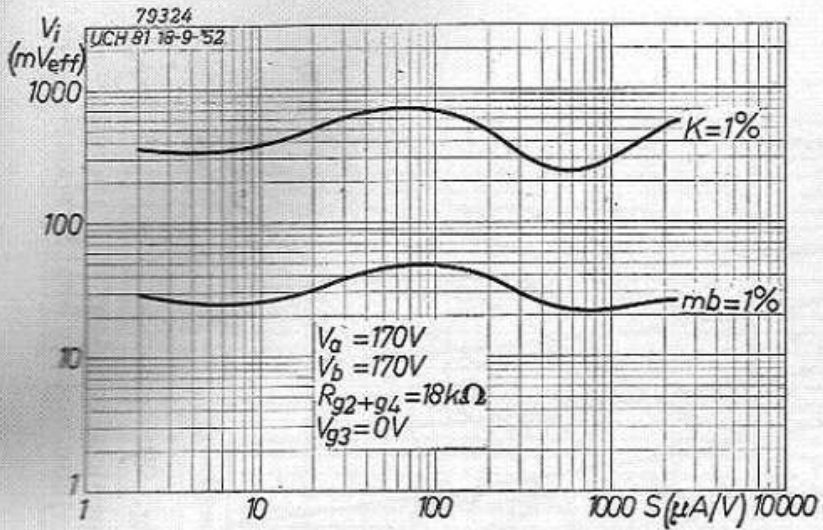


Fig. 26. Heptodegedeelte van UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker bij een voedingsspanning van 170 volt (bovenste fig.) en van 200 volt (onderste figuur). Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $mb = 1\%$).

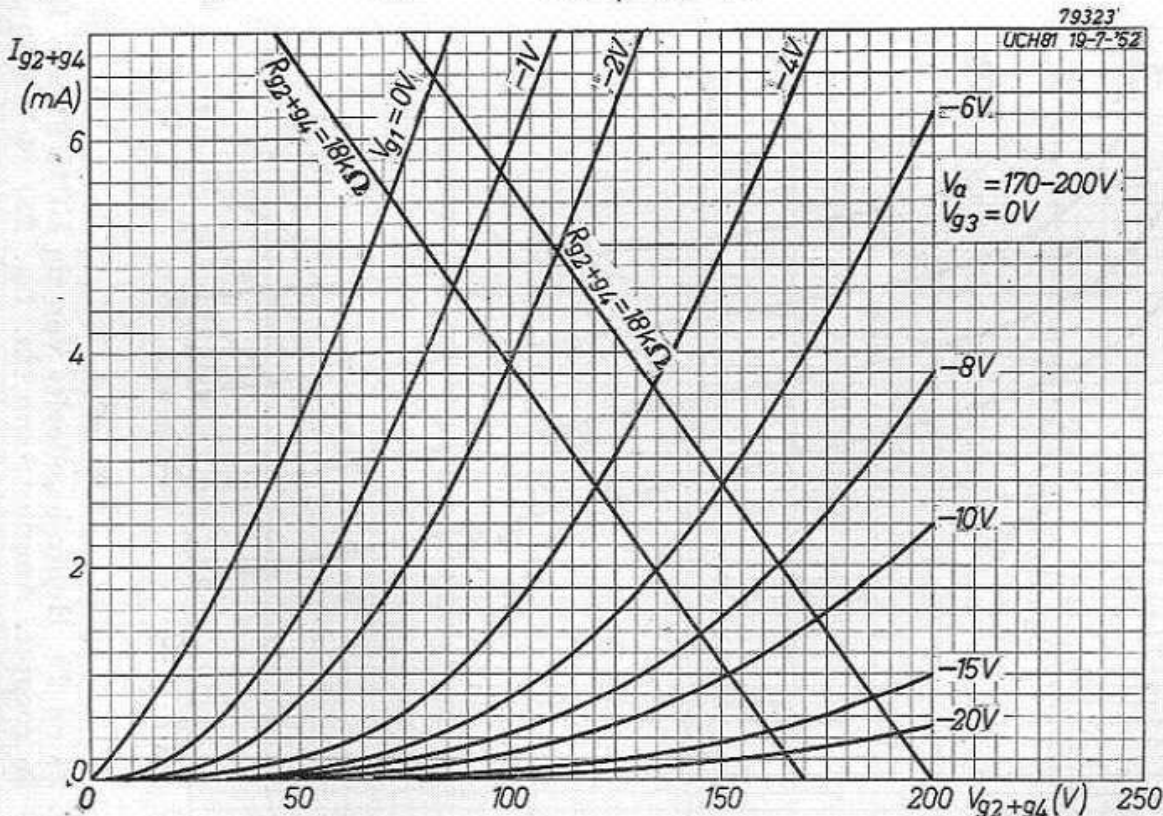
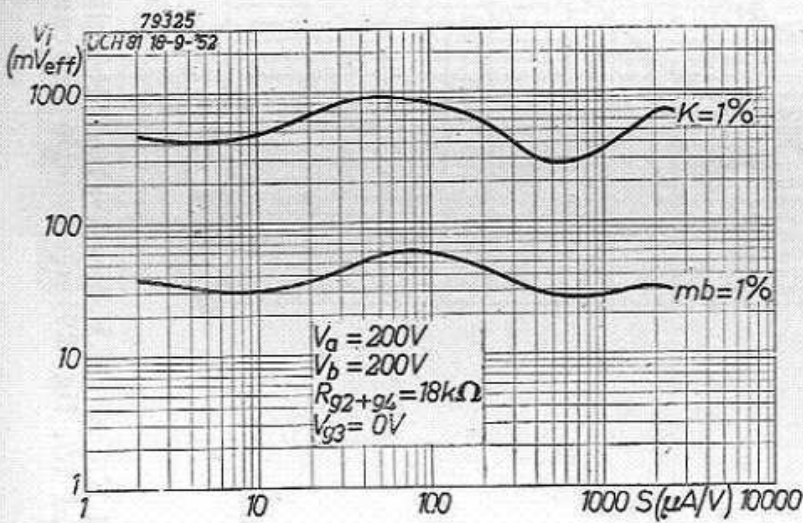


Fig. 27. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of E.F.-versterker bij een anodespanning (V_a) van 170 tot 200 volt. Schermroosterstroom (I_{g2+g4}) als functie van de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter. De rechten stellen de belastingslijnen voor bij een schermroosterserie weerstand van 18 k Ω en voedingsspanningen van 170 volt, resp. 200 volt.

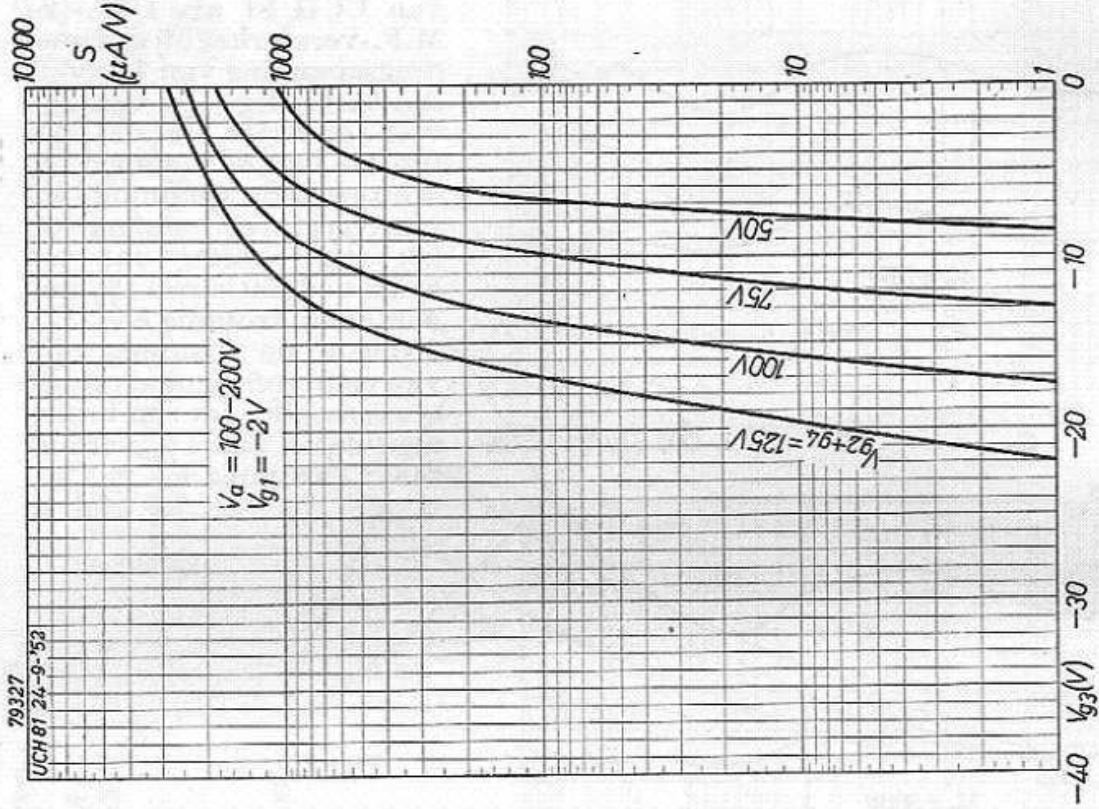


Fig. 29

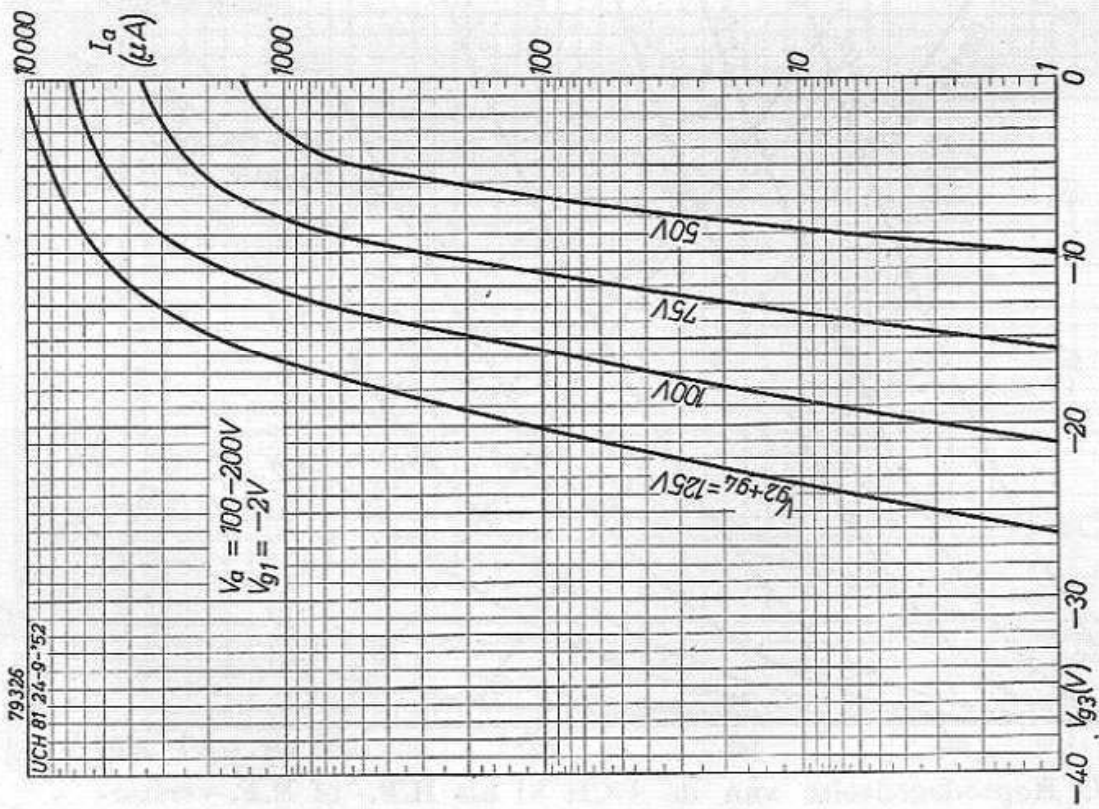


Fig. 28

Fig. 28 en 29. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker. Regelkarakteristieken bij regeling op het 3e rooster. Anodestroom (I_a , fig. 28) en steilheid (S , fig. 29) als functie van de spanning op het 3e rooster met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter.

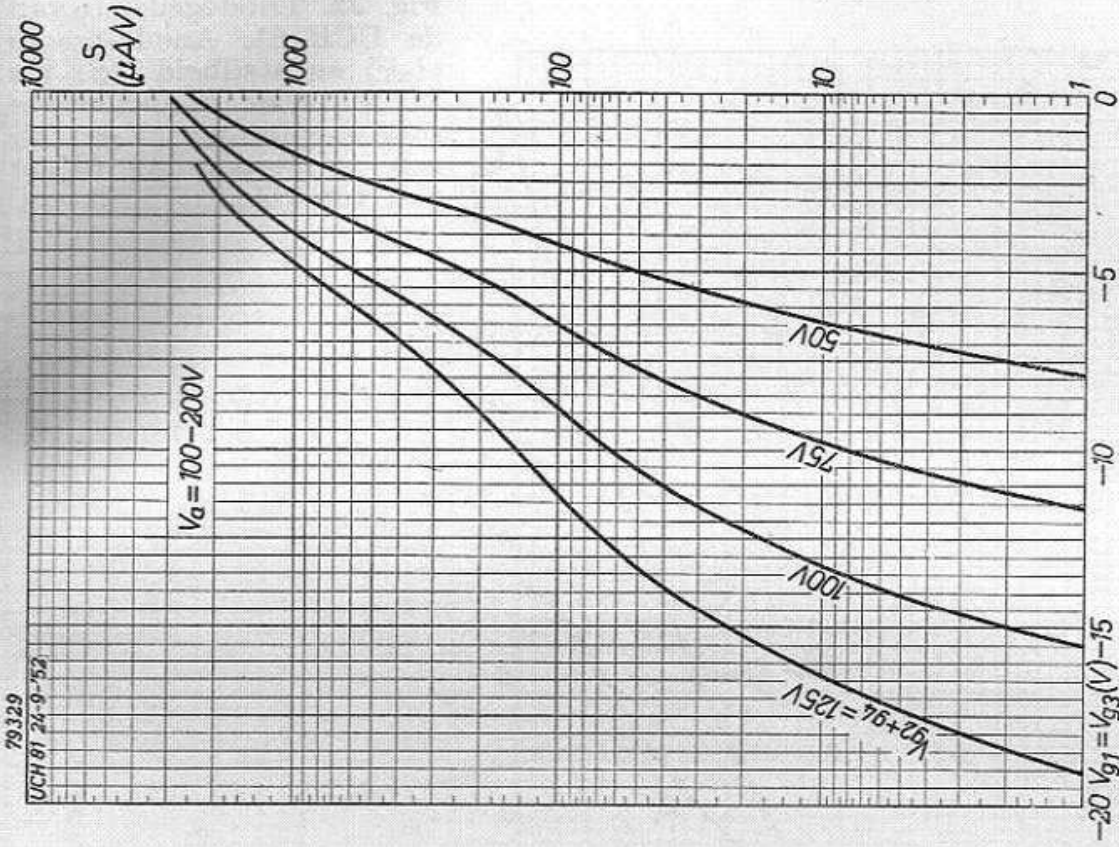


Fig. 31

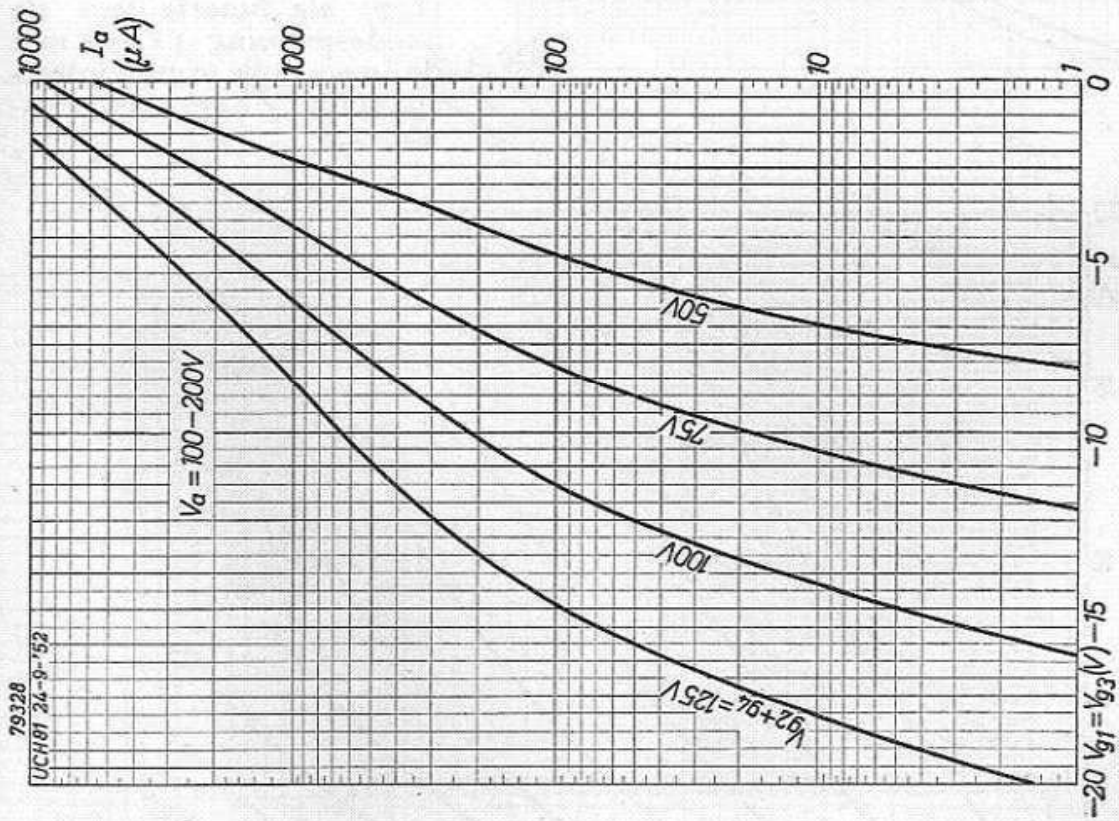


Fig. 30

Fig. 30 en 31. Heptodegedeelte van de UCH 81 als H.F.- of M.F.-versterker. Regelkarakteristieken bij gelijktijdige regeling op rooster 1 en rooster 3. Anodestroom (I_a , fig. 30) en steilheid (S , fig. 31) als functie van de regelspanning op roosters 1 en 3 met de schermroosterspanning (V_{g2+g4}) als parameter.

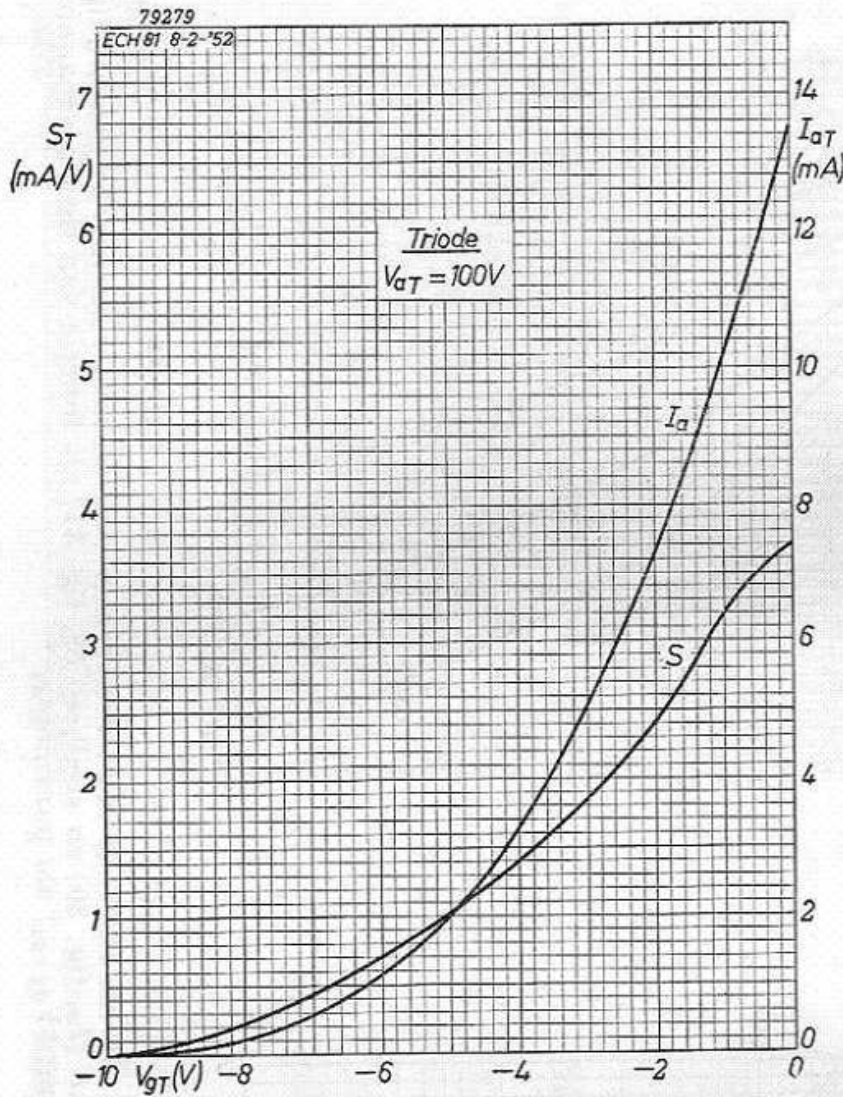


Fig. 32. Triodegedeelte van de UCH 81. Anodestroom (I_{aT}) en steilheid (S) als functie van de negatieve roosterspanning (V_{gT}) bij een anodespanning (V_{aT}) van 100 volt.

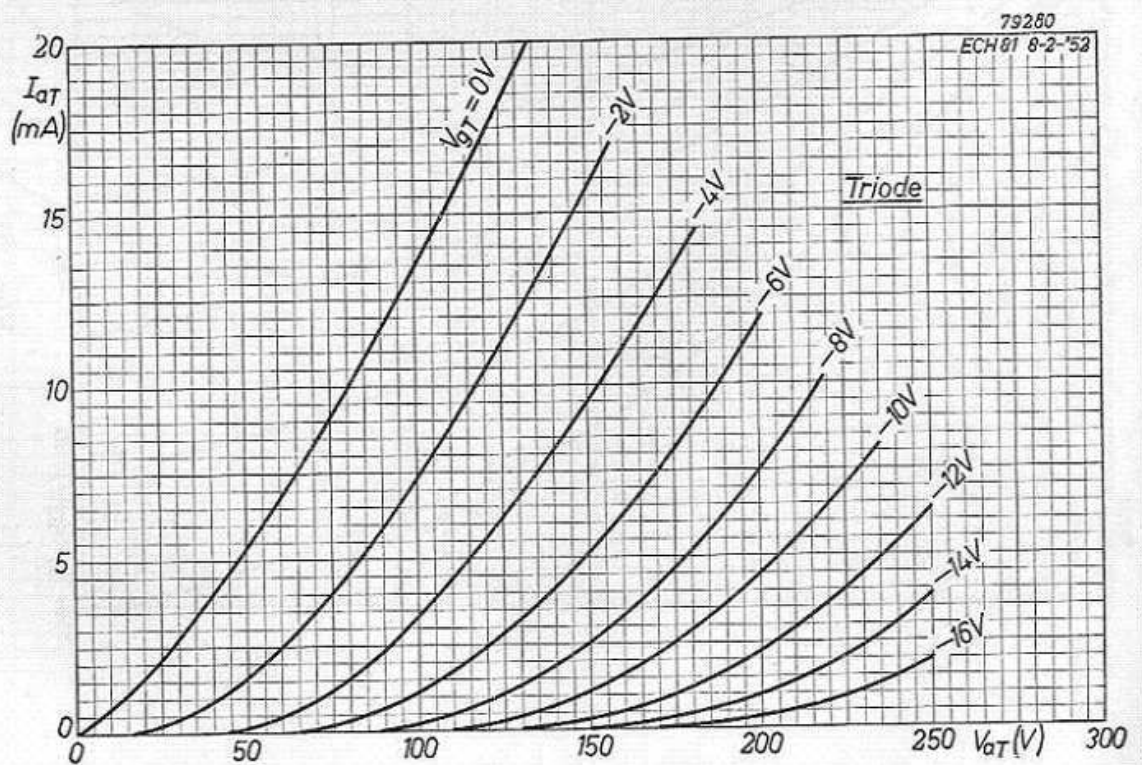


Fig. 33. Triodegedeelte van de UCH 81. Anodestroom (I_{aT}) als functie van de anodespanning (V_{aT}) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{gT}) als parameter.

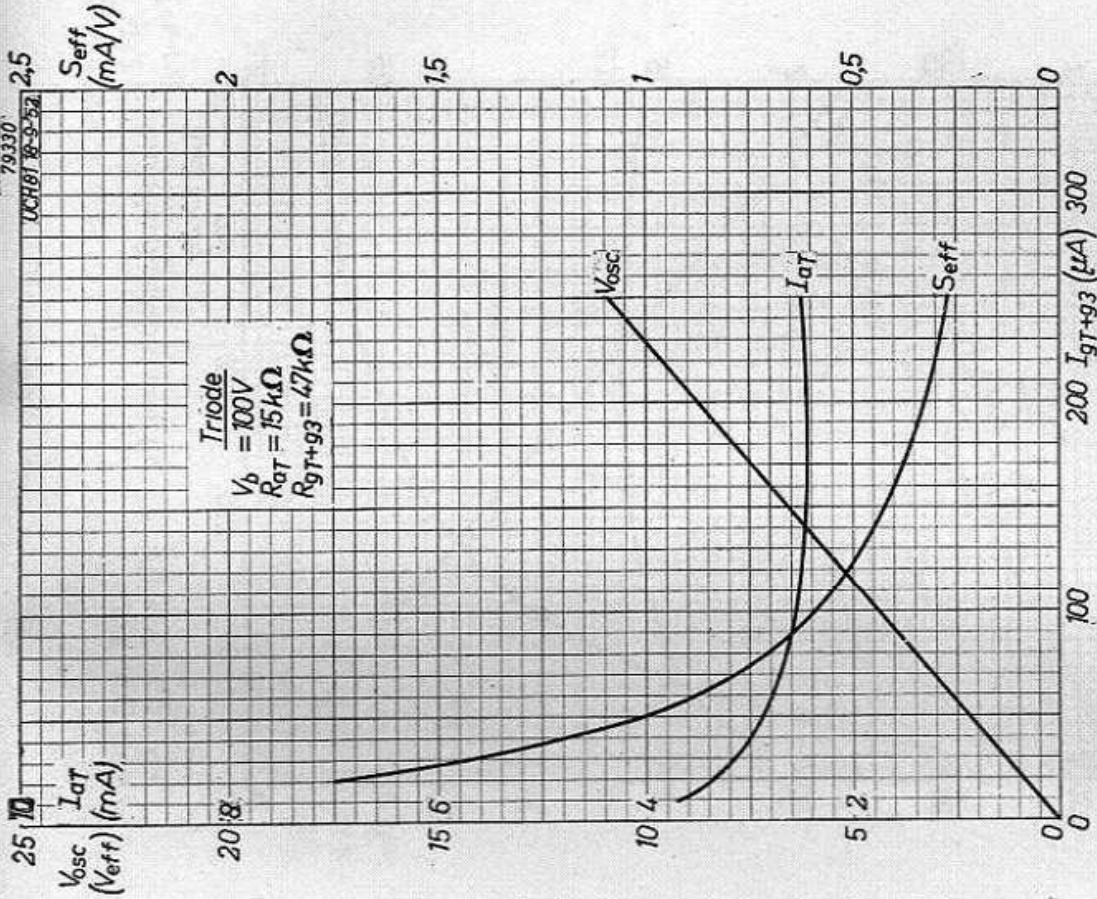


Fig. 35. Triodegedeelte van de UCH 81 als oscillator. Anodestroom (I_{aT}), oscillatorspanning (V_{osc}) en effectieve steilheid (S_{eff}) als functie van de oscillatorroosterstroom (I_{gT+g3}) bij een roosterlekweerstand (R_{gT+g3}) van 47 k Ω . Voedingsspanning (V_b) 100 volt; gelijkstroomvoeding van de anode via een weerstand (R_{aT}) van 15 k Ω .

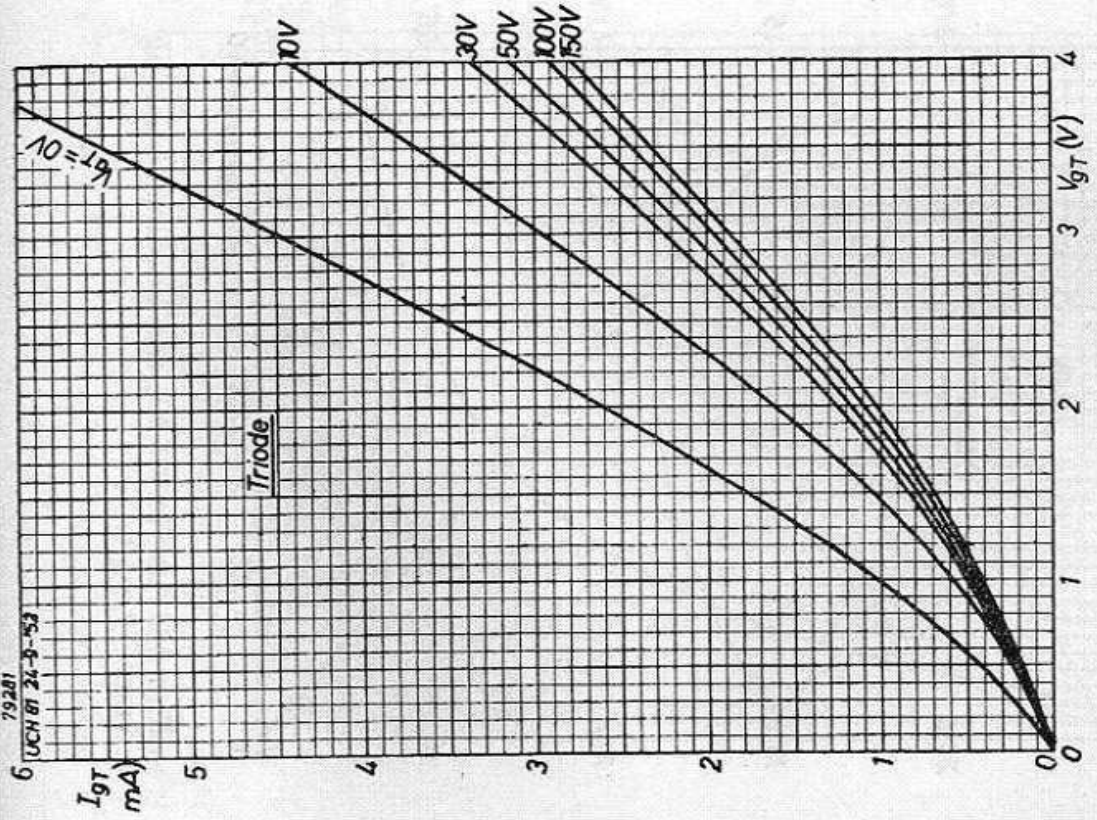


Fig. 34. Triodegedeelte van de UCH 81. Roosterstroom (I_{gT}) als functie van de positieve roosterspanning (V_{gT}) bij verschillende anodespanningen (V_{aT}).

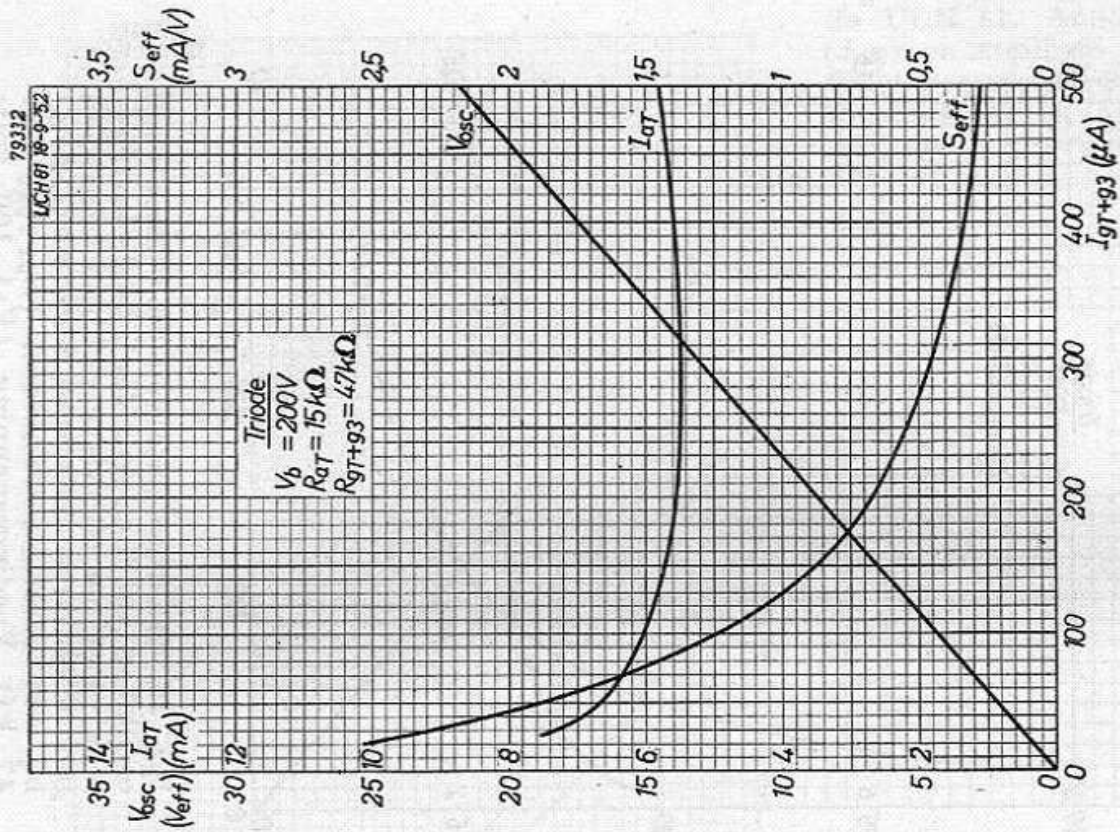


Fig. 37. Als fig. 35 bij een voedingsspanning van 200 volt.

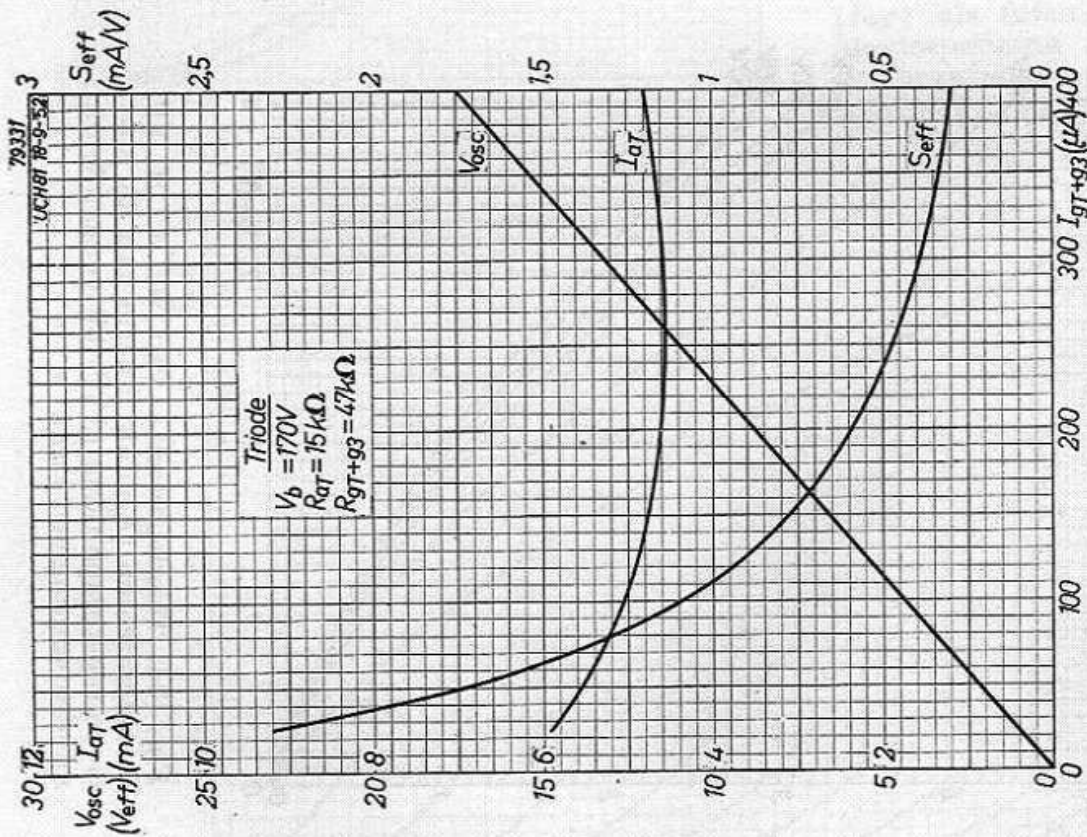


Fig. 36. Als fig. 35 bij een voedingsspanning van 170 volt.

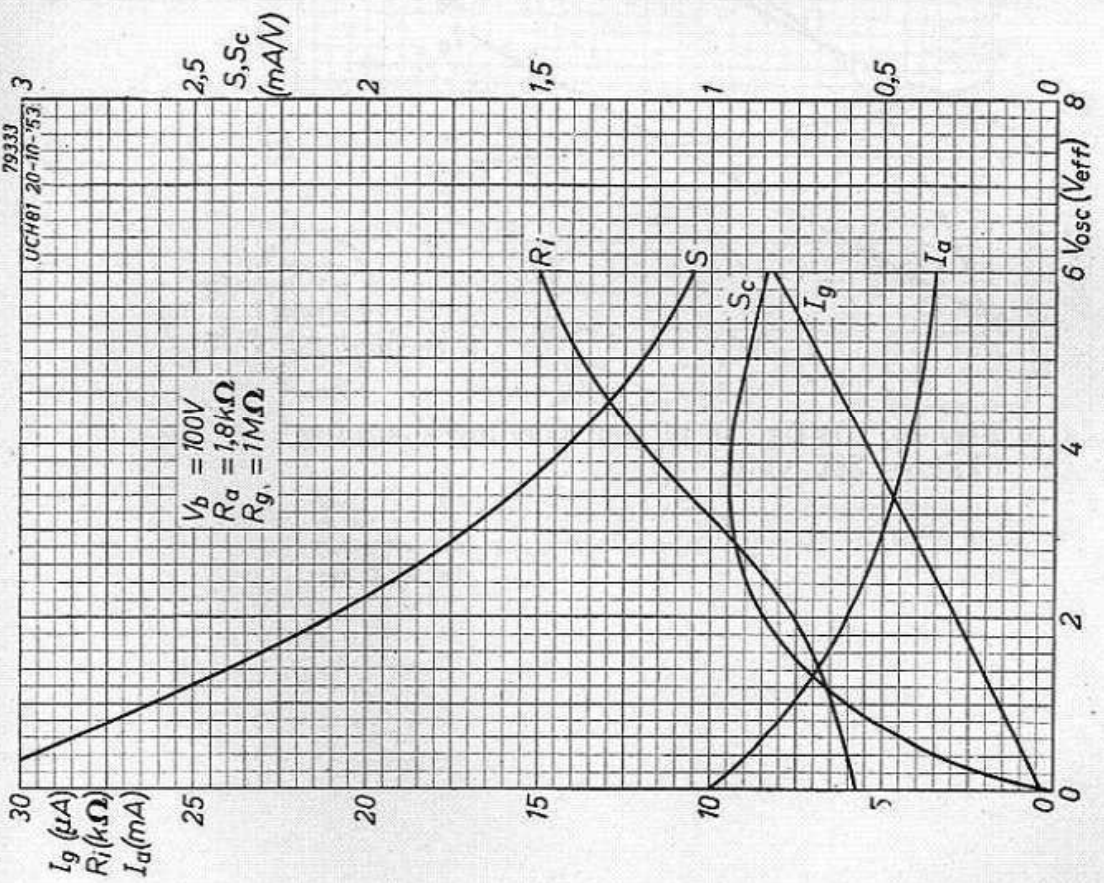


Fig. 38

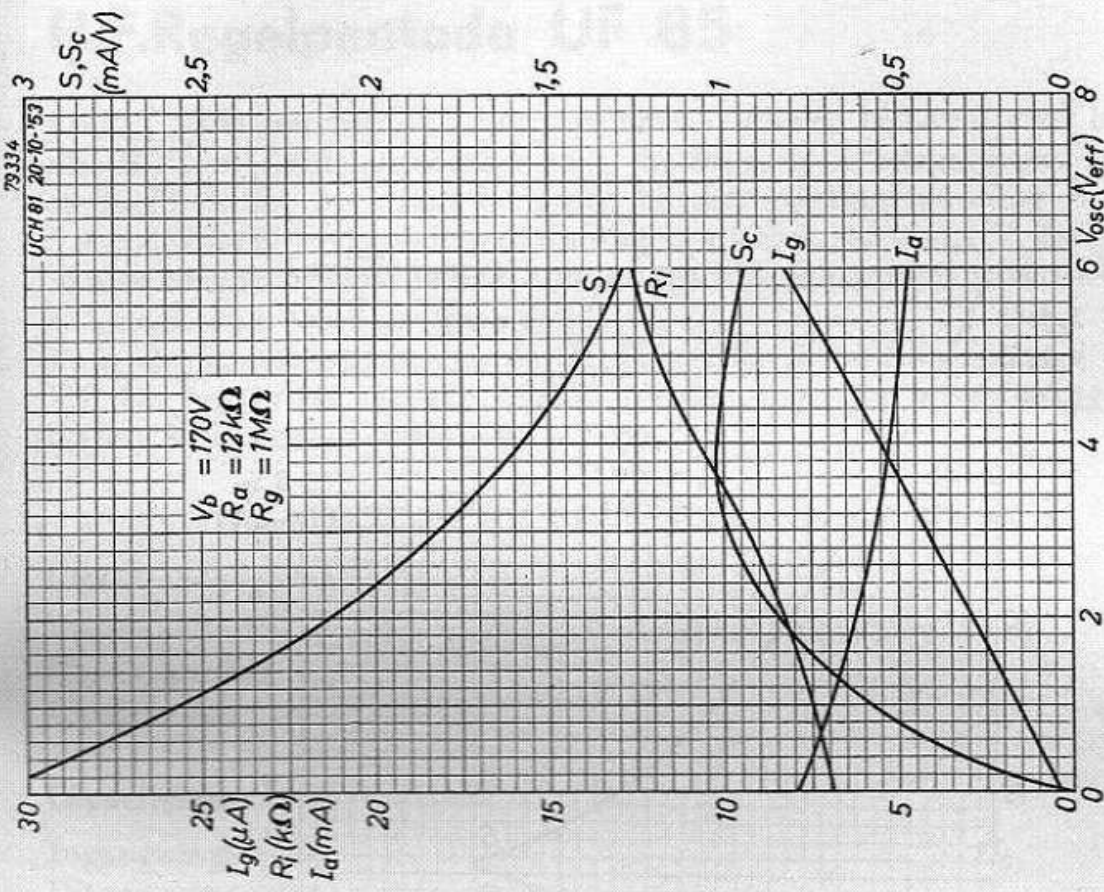


Fig. 39

Fig. 38 en 39. Triodegedeelte van de UCH 81 als zelf-oscillerende additieve mengbuis. Anodesroom (I_a), roosterstroom (I_g), inwendige weerstand (R_i), conversiesteilheid (S_c) en effectieve steilheid (S) als functie van de oscillatorspanning (V_{osc}). De effectieve steilheid (S) geldt voor een M.F.-signaal van 100 mV op het rooster. Voedingsspanning (V_b) = 100 volt in fig. 38 en = 170 volt in fig. 39.

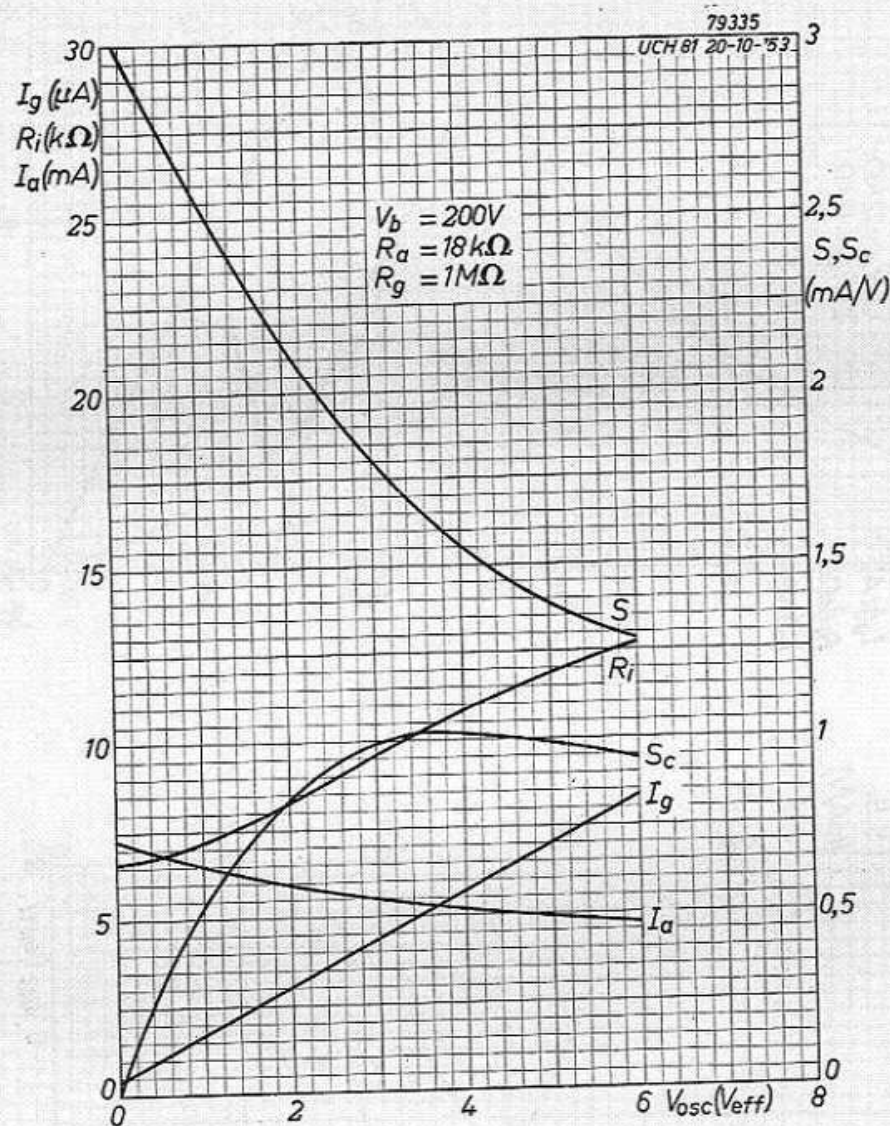


Fig. 40. Als fig. 38 bij een voedingsspanning (V_b) = 200 volt.

H.F.Regelpentode UF 85

De UF 85 is een pentode met regelbare steilheid, bestemd voor het gebruik als H.F.- of M.F.-versterker met meelopende schermroosterspanning. De steilheid in het werkpunt bedraagt bij een voedingsspanning van 170 volt 5,9 mA/V en bij een voedingsspanning van 100 volt 5,0 mA/V. De gloeistroom van de buis bedraagt 100 mA, zodat de gloeidraad in serie met die van andere U-buizen kan worden geschakeld.

Daar de eigenschappen van de UF 85 verder overeenkomen met die van de EF 85, kan voor verdere bijzonderheden naar de beschrijving van deze laatste buis worden verwezen.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE UF 85

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, door gelijk- of wisselstroom; serievoeding.

Gloeispanning	$V_f = 19 \text{ V}$
Gloeistroom	$I_f = 100 \text{ mA}$

Capaciteiten

Ingangscapaciteit	$C_{g1} = 6,9 \text{ pF}$
Uitgangscapaciteit	$C_a = 3,2 \text{ pF}$
Tussen anode en stuurrooster	$C_{ag1} < 0,007 \text{ pF}$
Tussen stuurrooster en gloeidraad	$C_{g1f} < 0,15 \text{ pF}$

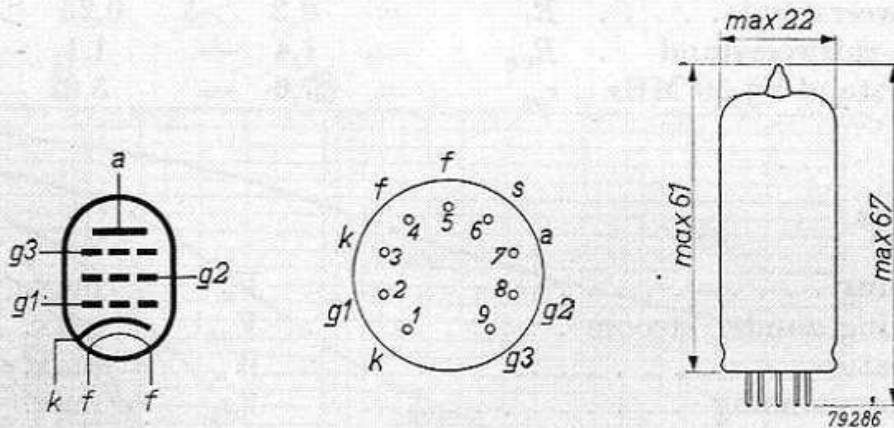


Fig. 1. Electrodeschema, electrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de UF 85.

Instelgegevens voor het gebruik als H.F.- of M.F.-versterker

Anode- en voedingsspanning	$V_a = V_b$	=	200		V
Spanning op rooster 3	V_{g3}	=	0		V
Schermroosterseriëleweerstand	R_{g2}	=	27		k Ω
Katodeweerstand	R_k	=	160		Ω
Negatieve stuurroosterspanning	V_{g1}	=	-2,3	-28	V
Schermroosterspanning	V_{g2}	=	116	—	V
Anodestroom	I_a	=	11,4	—	mA
Schermroosterstroom	I_{g2}	=	3,1	—	mA
Steilheid	S	=	6100	61	$\mu\text{A/V}$
Inwendige weerstand	R_i	=	0,35	>5	M Ω
Equivalentente ruisweerstand	R_{eq}	=	1,5	—	k Ω
Ingangsweerstand bij een frequentie van 50 MHz	r_{g1}	=	8	—	k Ω
Anode- en voedingsspanning	$V_a = V_b$	=	170	100	V
Spanning op rooster 3	V_{g3}	=	0	0	V
Schermroosterseriëleweerstand	R_{g2}	=	27	27	k Ω
Katodeweerstand	R_k	=	160	160	Ω
Negatieve stuurroosterspanning	V_{g1}	=	-2,0	-24	V
Schermroosterspanning	V_{g2}	=	100	57	V
Anodestroom	I_a	=	9,7	5,5	mA
Schermroosterstroom	I_{g2}	=	2,6	1,6	mA
Steilheid	S	=	5900	59	$\mu\text{A/V}$
Inwendige weerstand	R_i	=	0,3	>5	M Ω
Equivalentente ruisweerstand	R_{eq}	=	1,4	1,1	k Ω
Ingangsweerstand bij 50 MHz	r_{g1}	=	7,6	5,6	k Ω

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	= max.	250 V
Anodespanning zonder stroom	V_{a0}	= max.	550 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	2,5 W
Schermroosterspanning	V_{g2}	= max.	250 V
Schermroosterspanning zonder stroom	V_{g20}	= max.	550 V
Schermroosterdissipatie	W_{g2}	= max.	0,65 W
Katodestroom	I_k	= max.	15 mA
Beginpunt van roosterstroom; roosterspanning bij een rooster- stroom van + 0,3 μA	$V_{g1}(I_{g1} = + 0,3 \mu\text{A})$	= max.	-1,3 V
Uitwendige weerstand tussen stuurrooster en katode	R_{g1}	= max.	3 M Ω
Uitwendige weerstand tussen katode en gloeidraad	R_{kf}	= max.	20 k Ω
Spanning tussen katode en gloeidraad	V_{kf}	= max.	150 V

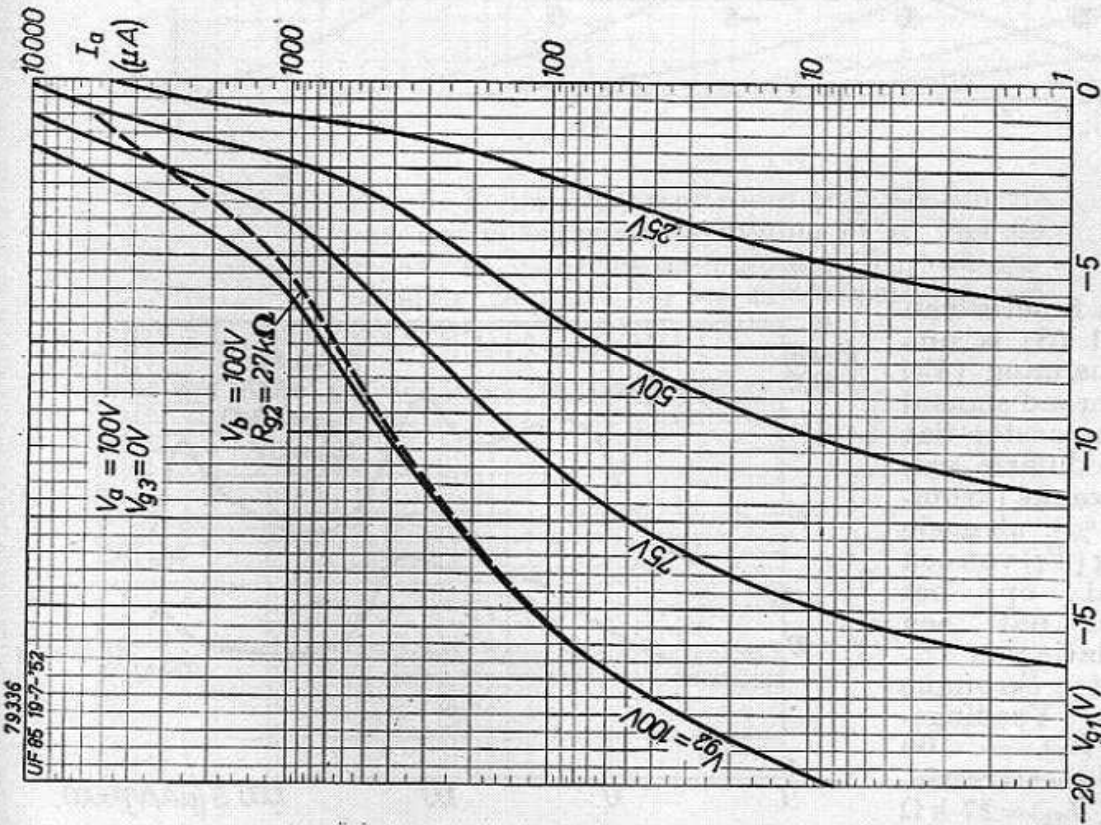


Fig. 2

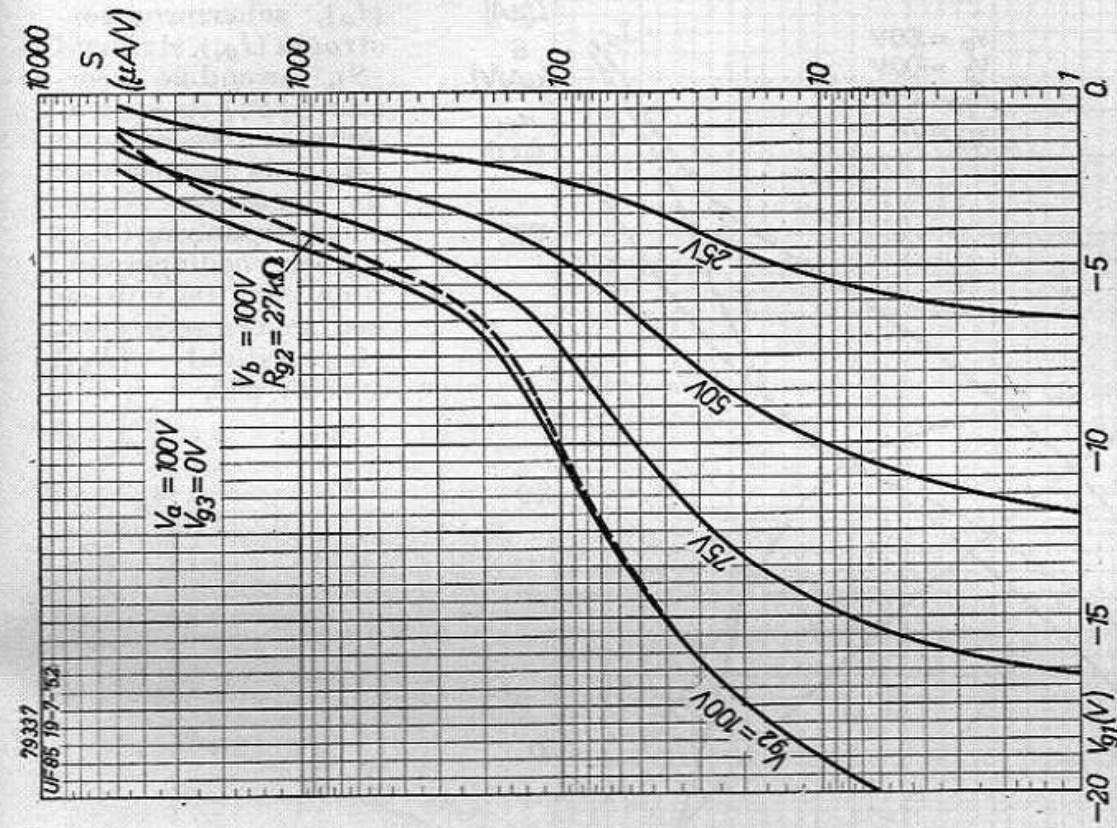


Fig. 3

Fig. 2 en 3. Regelkarakteristieken van de UF 85 bij een anodespanning (V_a) van 100 volt. Anodestroom (I_a , fig. 2) en steilheid (S , fig. 3) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. steilheid voorgesteld bij een voedingspanning van 100 volt en een schermroosterserieweerstand van 27 k Ω .

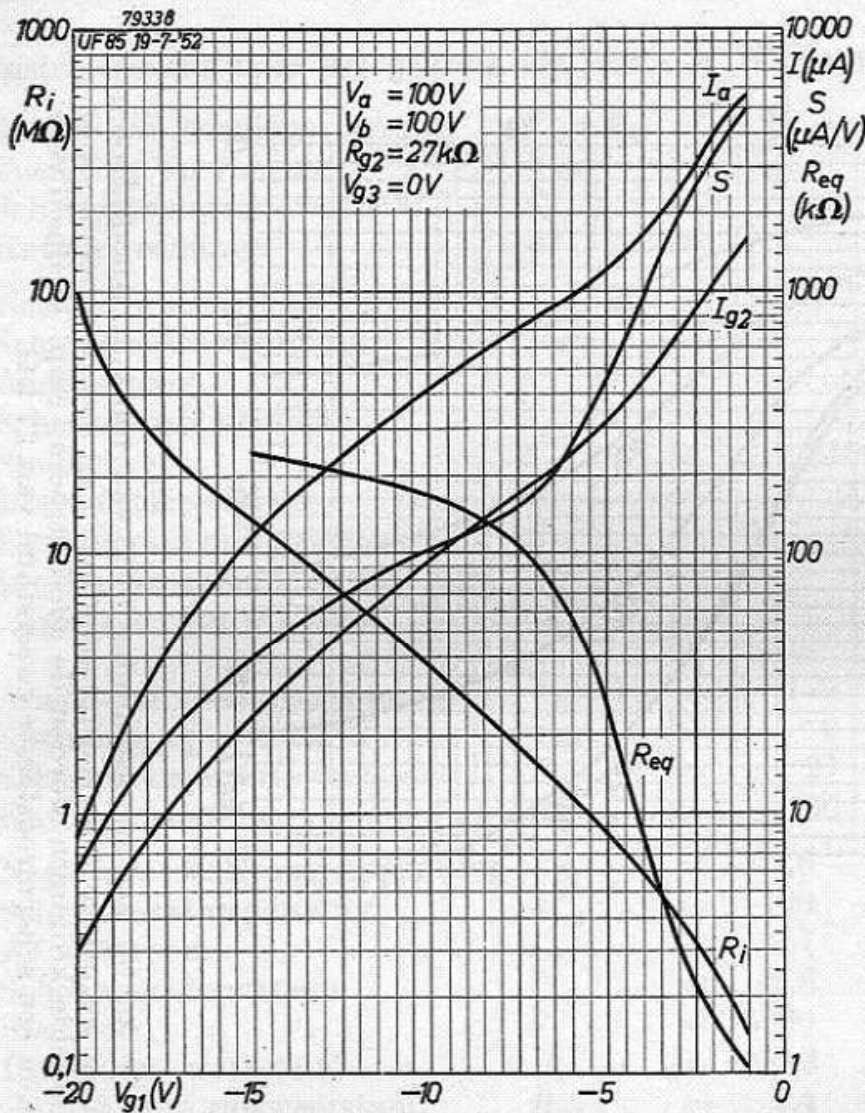
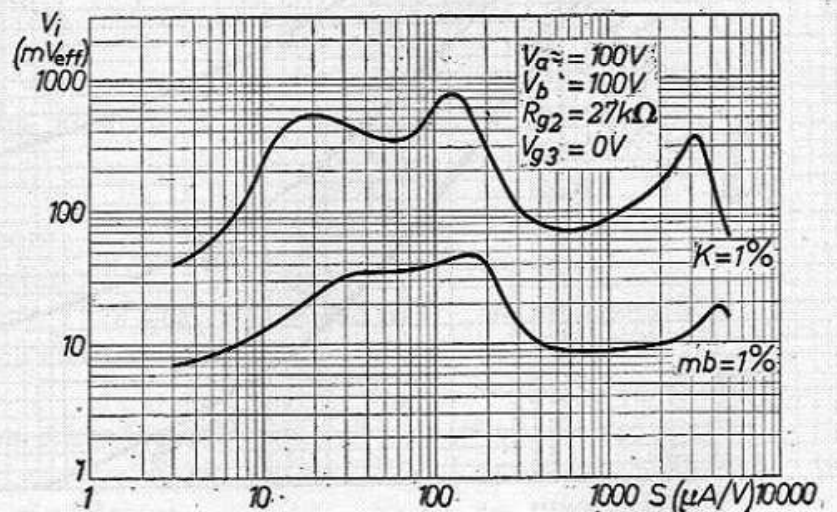


Fig. 4. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{g2}), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) bij een voedingspanning van 100 volt en een schermrooster-serieweerstand (R_{g2}) van 27 k Ω .

Fig. 5. Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K = 1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $m_b = 1\%$). Voedingspanning (V_b) = 100 volt; schermrooster-serieweerstand (R_{g2}) = 27 k Ω



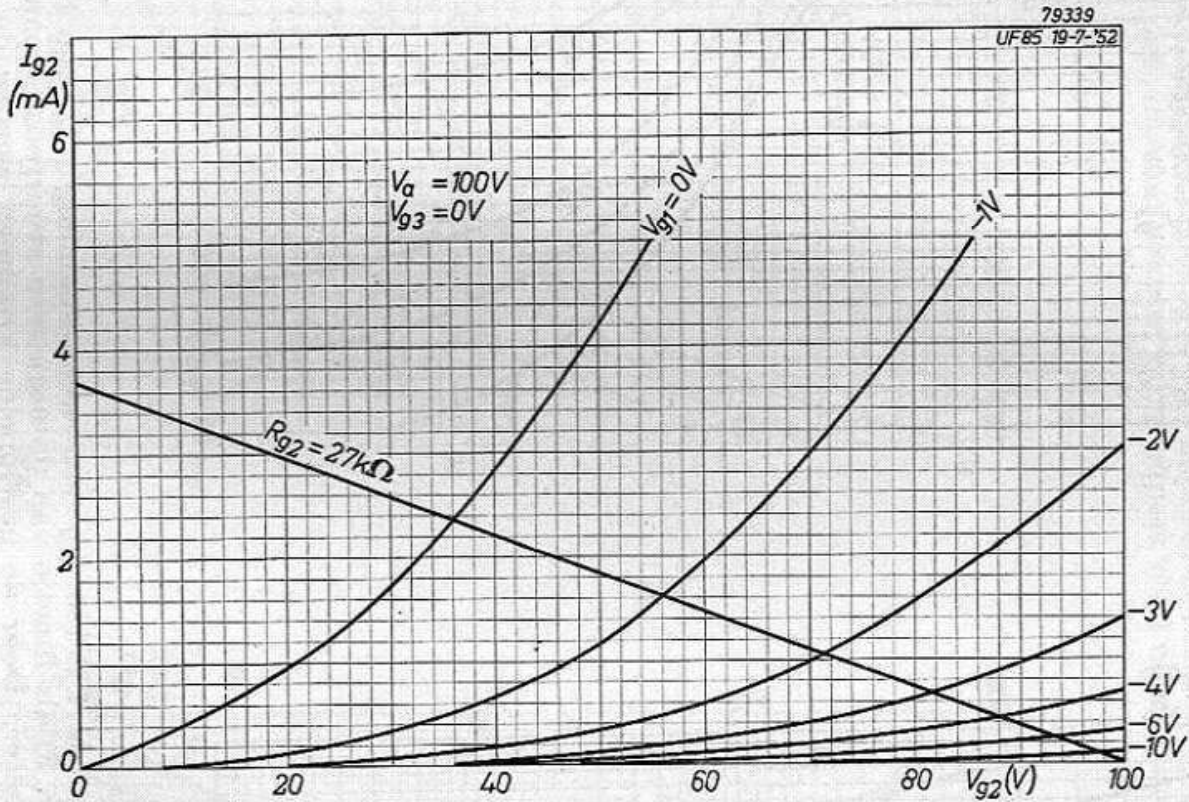


Fig. 6. Schermroosterstroom (I_{g2}) als functie van de schermroosterspanning (V_{g2}) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter. Gemeten bij een anodespanning van 100 volt.

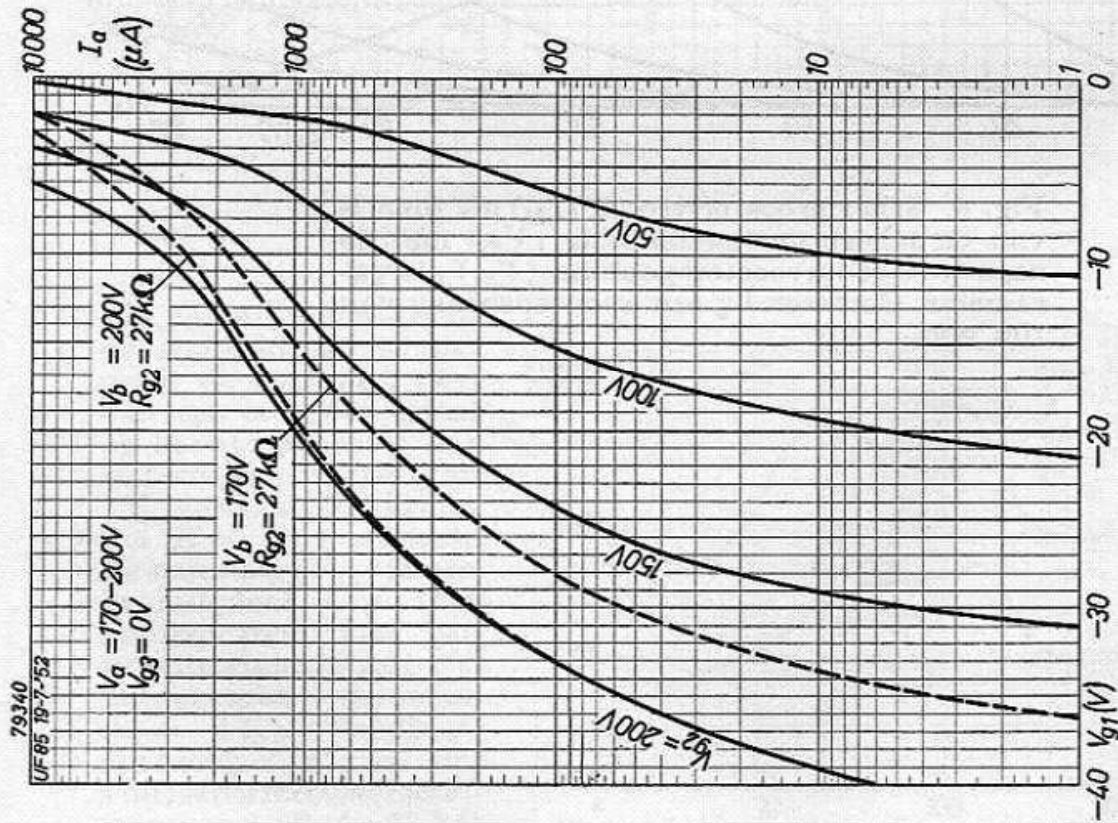


Fig. 7

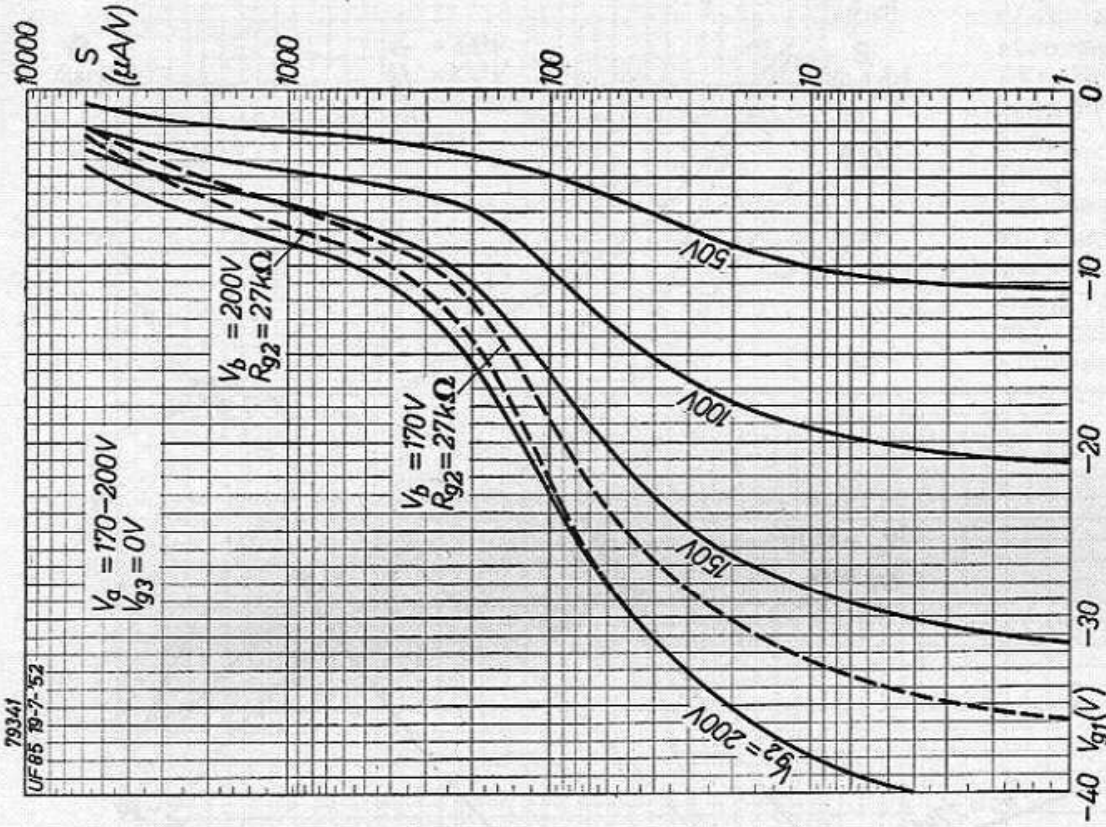


Fig. 8

Fig. 7 en 8. Regelkarakteristieken van de UF 85 bij een anodespanning (V_a) van 170-200 volt. Anode-stroom (I_a , fig. 7) en steilheid (S , fig. 8) als functie van de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) met de schermroosterspanning (V_{g2}) als parameter. Door de gestippelde krommen worden de anodestroom, resp. steilheid voorgesteld bij een schermroosterserieweerstand (R_{g2}) van 27 k Ω en een voedingspanning van 170 volt, resp. 200 volt.

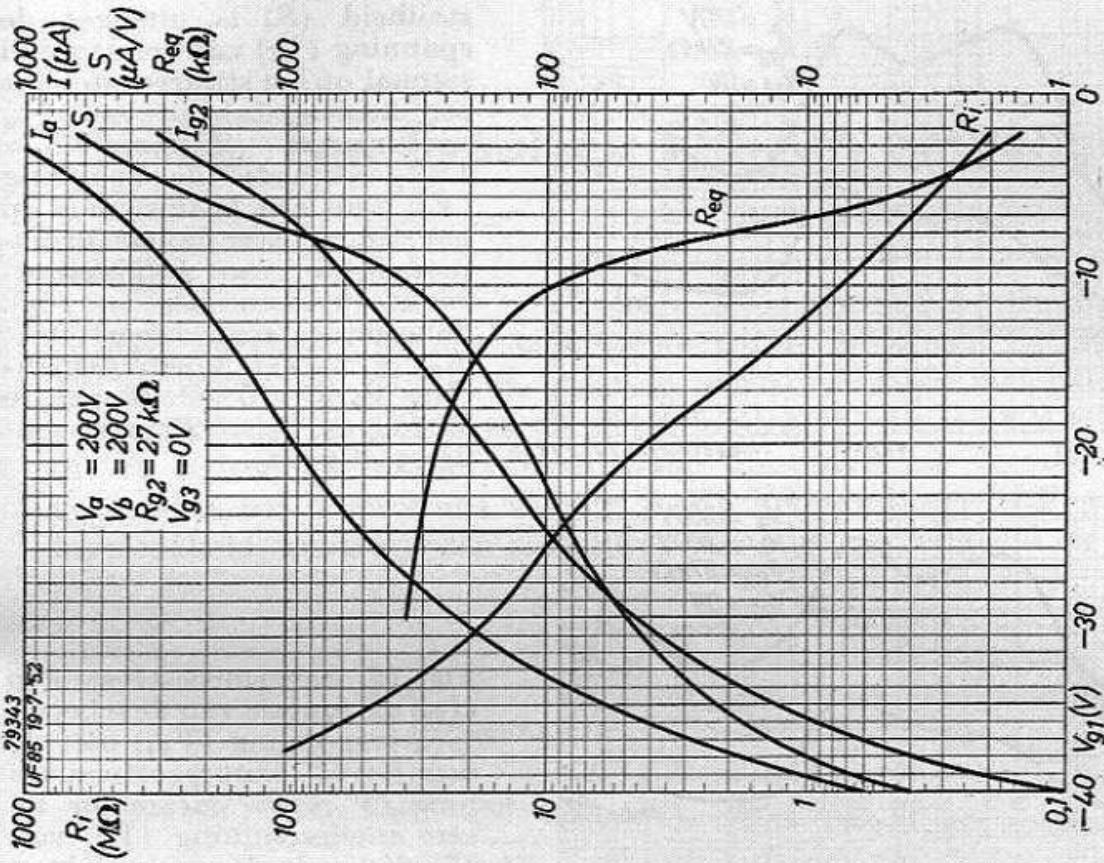


Fig. 10

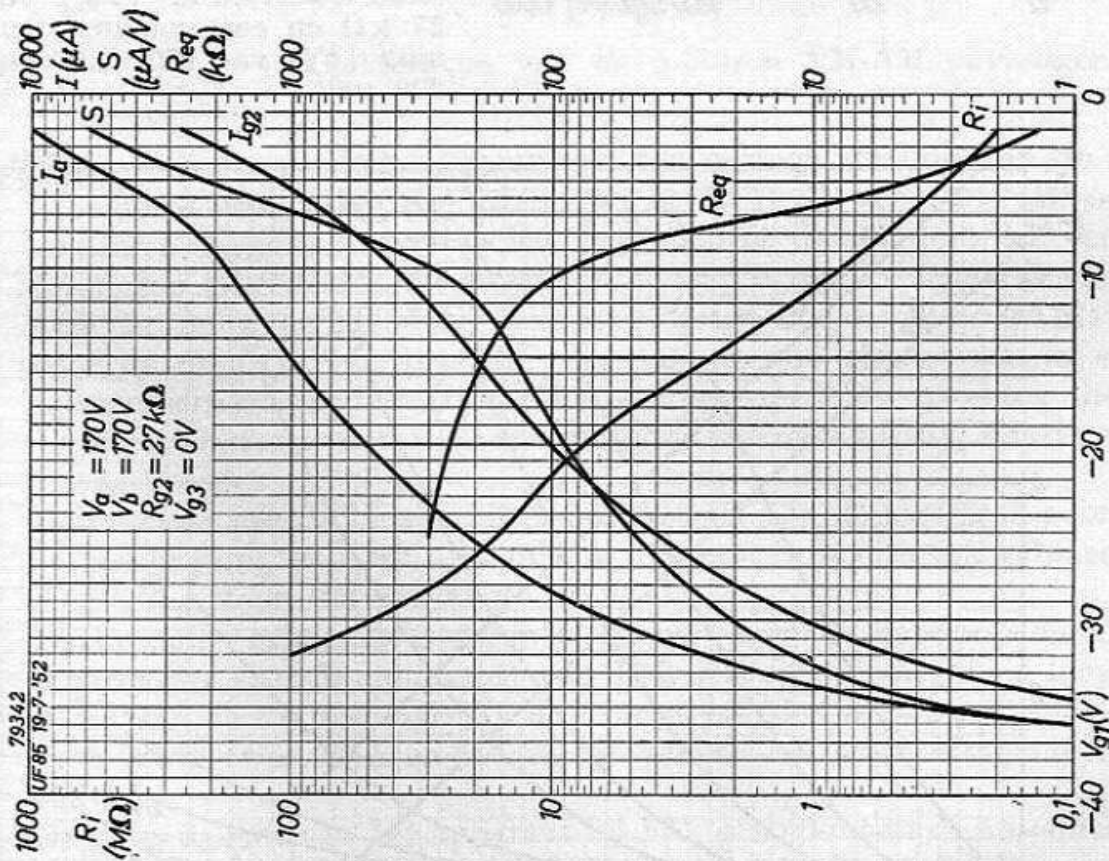


Fig. 9

Fig. 9 en 10. Anodestroom (I_a), schermroosterstroom (I_{sg}), steilheid (S), inwendige weerstand (R_i) en equivalente ruisweerstand (R_{eq}) als functie van de negatieve stuurroosterstroomspanning (V_{g1}). Schermroosterstroom (I_{sg}) = 27 k Ω . Voedingsspanning $V_b = 170$ volt (fig. 9) en = 200 volt (fig. 10).

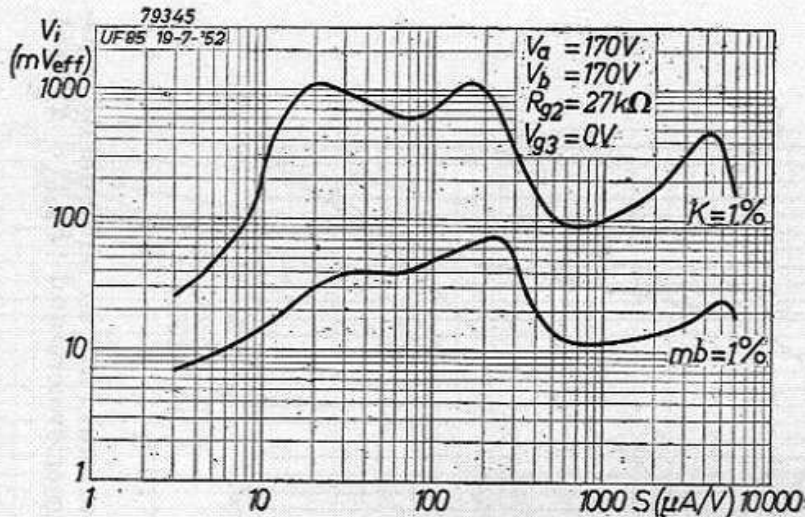


Fig. 11. Als functie van de steilheid (S) is uitgezet de spanning (V_i) van een storend signaal op het stuurrooster dat een kruismodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $K=1\%$), alsmede de spanning (V_i) van een bromsignaal op het stuurrooster dat een brommodulatie van 1% veroorzaakt (kromme $mb=1\%$). Schermroosterseriëweerstand $R_{g2} = 27 k\Omega$; voedingsspanning $V_b = 170$ volt (bovenste figuur) en $V_b = 200$ volt (onderste figuur).

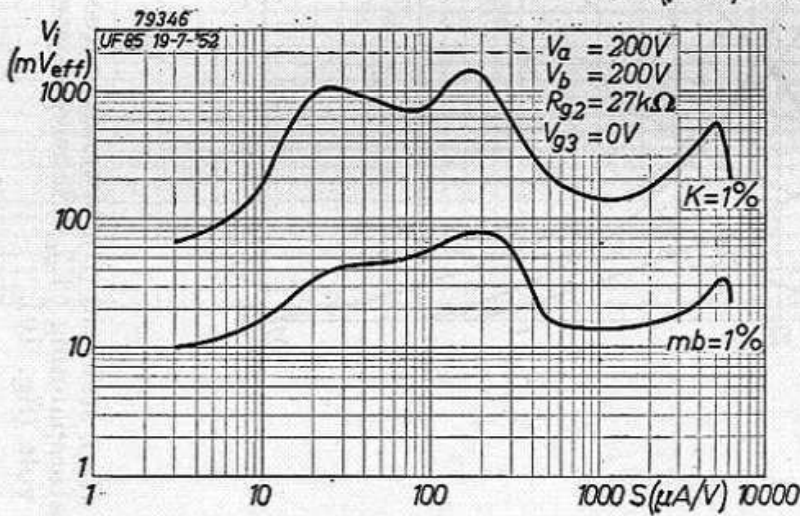
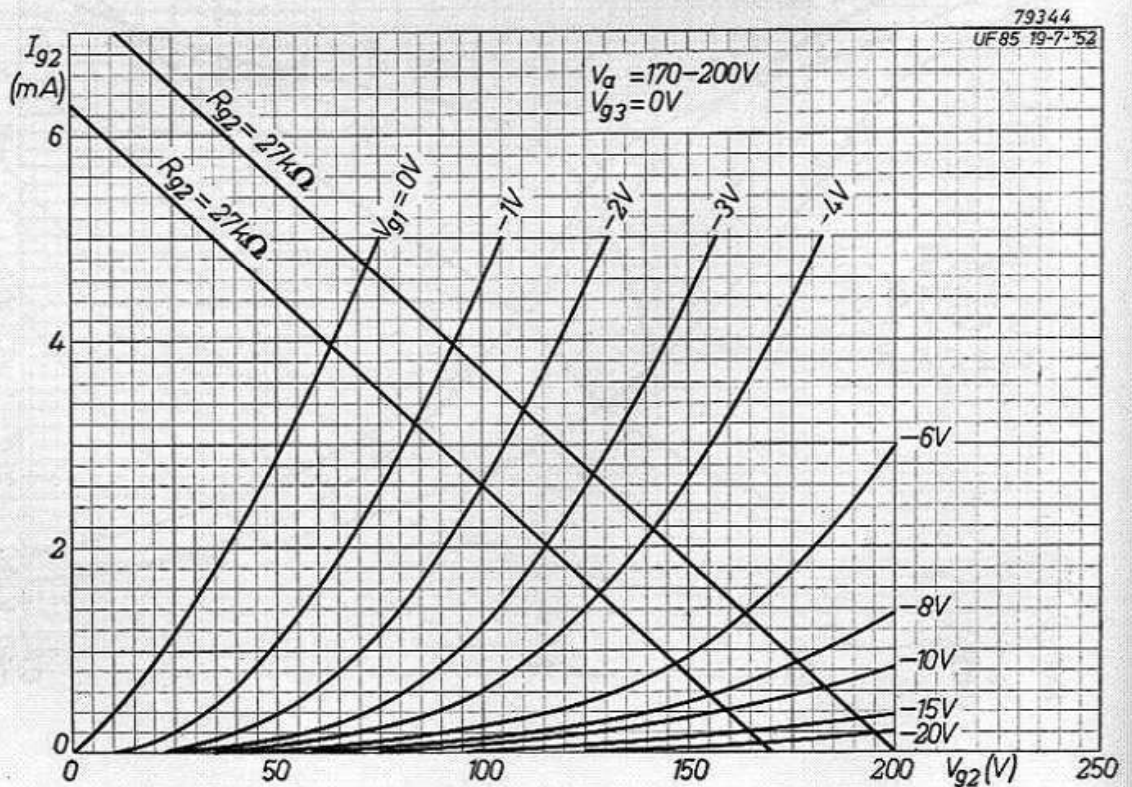


Fig. 12. Schermroosterstroom (I_{g2}) als functie van de schermroosterspanning (V_{g2}) met de negatieve stuurroosterspanning (V_{g1}) als parameter bij een anodespanning (V_a) van 170-200 volt. Door de rechten worden de arbeidslijnen voorgesteld bij een schermroosterseriëweerstand (R_{g2}) van 27 k Ω en een voedingsspanning (V_b) van 170 volt, resp. 200 volt.



III. Een 5-buizen FM-AM ontvanger

Inleiding

In deze ontvanger worden de volgende buizen gebruikt: EF 80, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 41. De voeding wordt verkregen met behulp van de gelijkrichtbuis type EZ 80, en als afstemindicator dient een EM 4. De functies die de buizen bij AM-ontvangst en bij FM-ontvangst vervullen, zijn aangegeven in het blokschema van fig. 1. Bij FM wordt een H.F. versterktrap ingeschakeld; aldus worden niet alleen een hoge gevoeligheid en goede ruis-

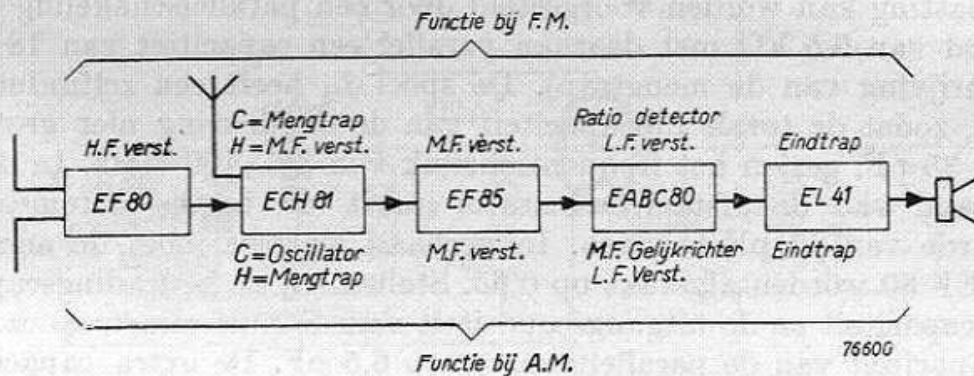


Fig. 1. Blokschema van de 5-buizen FM-AM ontvanger.

eigenschappen verkregen, maar ook een geringe straling van de oscillator naar de antenne. Het triodedeel van de ECH 81 werkt als zelfoscillerende additieve mengbuis, terwijl het heptodedeel dienst doet als eerste M.F. versterker (10,7 MHz). De tweede M.F. trap is uitgerust met de steile, regelbare pentode type EF 85. De twee laagohmige dioden van de EABC 80 dienen voor de detectie van het M.F. signaal, en zijn opgenomen in een ratio-detectorschakeling. Het triodedeel versterkt de L.F. spanning die van de detector komt, en voert deze spanning toe aan de eindtrap, waarin een EL 41 is opgenomen.

De functies van de buizen bij AM-ontvangst zijn de algemeen gebruikelijke; de beschrijving van het apparaat is dan ook in hoofdzaak gebaseerd op de schakeling voor FM-ontvangst.

Het complete schema is gegeven in fig. 22, waarin de stand van de schakelaars is getekend voor de ontvangst van FM. Het frequentiegebied loopt in deze stand van 88 tot 100 MHz; in de overige standen is AM-ontvangst mogelijk op de korte, de midden- en de lange golven. De AM-middenfrequentie bedraagt 452 kHz.

De gevoeligheid van het apparaat bij FM, gemeten aan de antenneklemmen, is 1,7 μ V bij 93 MHz, en bij AM ongeveer 3 μ V bij 1 MHz.

SCHEMABESCHRIJVING

H.F. versterker

De ingangskring van deze versterker wordt gevormd door de spoelen L_1 , L_2 en L_3 met hieraan parallel de eigen capaciteit van de spoel, de verliesweerstand van de spoel, de bedradingscapaciteit, de ingangswaerstand van de buis en de ingangscapaciteit van de buis. De afstemfrequentie van de roosterkring bedraagt 93 MHz en bij deze frequentie is de totale kringcapaciteit 16 pF en de totale weerstand 1,85 k Ω . De bandbreedte met antenne bedraagt 11,5 MHz en de opslinging 4,8 (75 Ω antenne). De waarden zijn gemeten met kortgesloten anodekring, waardoor de anodewisselspanning nul wordt en dus geen terugkoppeling van de anode naar de roosterkring optreedt.

De grootte van de versterking van de H.F. trap wordt bepaald door de ingangsimpedantie van de anodekring. Deze kring is extra belast door de ingangsimpedantie van de mengtrap die op de H.F. versterker volgt. Deze belasting kan worden voorgesteld door een parallelschakeling van een weerstand van 9,5 k Ω met daaraan parallel een capaciteit van 18 pF (zie de beschrijving van de mengtrap). De spoel L_4 heeft een zelfinductie van 0,07 μ H, zodat de totale nulcapaciteit van de anodekring niet groter mag zijn dan 35 pF, gezien het frequentiebereik van 88—100 MHz. In de maximum stand van de afstemcondensator moet de totale afstemcapaciteit een waarde van 45 pF bezitten. In verband hiermee moet de anodekring van de EF 80 worden afgetakt op 0,65. Stellen wij de bedradingscapaciteit, de spoelcapaciteit en de uitgangscapaciteit van de buis samen op ca. 19 pF, en de capaciteit van de paralleltrimmer op 6,5 pF. De extra capaciteit als gevolg van de belasting door de mengtrap wordt $18 \cdot 0,65^2 = 7,5$ pF, zodat de totale afstemcapaciteit van de anodekring in de minimum stand van de afstemcondensator (bereik 2—14 pF) gelijk is aan 35 pF.

Een nadeel van de aftakking op de spoel is het verlies aan versterking daar slechts een gedeelte van de beschikbare anodewisselspanning aan de mengtrap wordt toegevoerd. Bij gebruik van een variabele condensator met een ander capaciteitsbereik zou de aftakking niet noodzakelijk zijn geweest. In deze schakeling heeft men een standaard uitvoering gebruikt, daar de gebruikelijke afstemcondensatoren met geïsoleerde rotor in het algemeen dit bereik bezitten.

De anode van de EF 80 wordt gevoed via de H.F. smoerspoel L_{14} , zodat de anodekring direct geaard kan worden. In het geval dat men de anode via de spoel L_4 voedt, moet men de onderkant van de anodekring via een condensator aarden. Dit heeft echter het nadeel dat, als gevolg van variaties in de waarde van deze condensator, de schakeling slechter te reproduceren is. De totale kringcapaciteit bedraagt 35—45 pF, de totale kringimpedantie 2,8 k Ω bij 93 MHz, de kringkwaliteit 65 en de transimpedantie $2,8 \cdot 0,65 = 1,8$ k Ω . Bij deze waarden krijgt men voor de versterking van de H.F. trap, gerekend van stuurrooster naar anode, $6,8 \cdot 2,8 = 19$, en van stuurrooster naar ingang van de mengtrap $6,8 \cdot 1,8 = 12$, daar de steilheid van de EF 80 6,8 mA/V bedraagt. De bandbreedte voor een verzwakking van 1: $\sqrt{2}$ (3 db) is 1,4 MHz.

De versterking van de antenneklemmen tot aan de ingang van de mengtrap wordt dus $4,8 \cdot 12 = 57$, voor een 75Ω antenne, en $28,5$ voor een 300Ω antenne.

Mengtrap

Zoals in het blokschema van fig. 1 is aangegeven, werkt het triodedeel van de ECH 81 als zelfoscillerende mengbuis in een additieve mengschakeling. De oscillatorfrequentie is lager gekozen dan de signaalfrequentie, en moet voor een middenfrequentie van $10,7 \text{ MHz}$ variëren van $77,3$ tot $89,3 \text{ MHz}$. De schakeling van de ingang van de mengtrap is zodanig uitgevoerd, dat de oscillatorstraling zo klein mogelijk is en de H.F. trap en de oscillator elkaar slechts zeer weinig beïnvloeden. Dit is als volgt bereikt:

De roostercapaciteit van het triodedeel van de ECH 81, de gearde trimmer van 30 pF en de twee condensatoren van 10 pF , die parallel geschakeld zijn

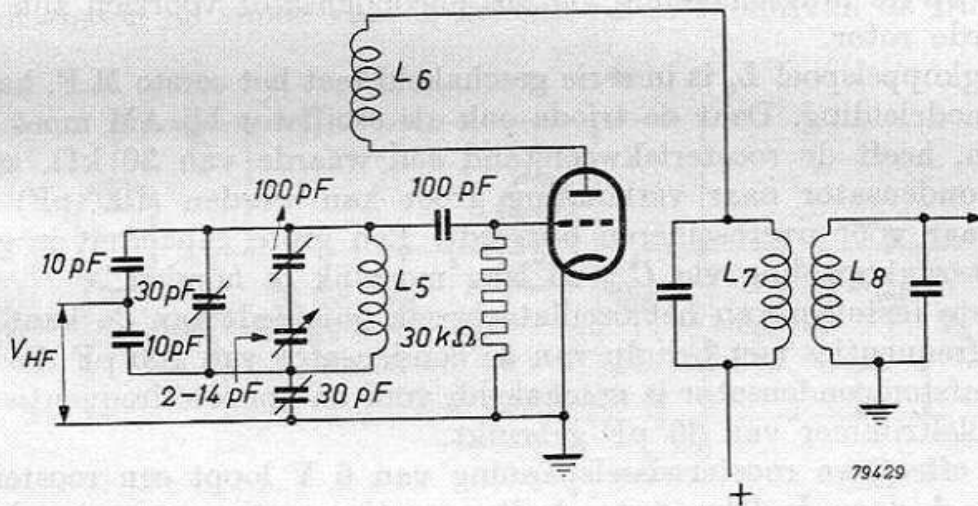


Fig. 2. Principeschema van de zelfoscillerende mengbuis met het triodeel van de ECH 81.

aan de oscillatorspoel L_5 , vormen de takken van een brugschakeling. In de ene diagonaal van deze brug is de H.F. kring, in de andere de oscillatorkring opgenomen (zie fig. 2 en fig. 3). Wanneer de brugschakeling in evenwicht is, zal de oscillator geen spanning veroorzaken over de H.F. kring. In de praktijk is deze toestand niet bereikbaar, maar ook al is de brug niet precies in evenwicht, dan neemt de oscillatorspanning over de H.F. kring toch nog altijd af tot 70 à 100 mV . Het H.F. signaal dat aan de mengtrap

wordt toegevoerd komt via een spanningsdeler, die bestaat uit de condensator van 10 pF en de totale ingangscapaciteit van de mengtriode, op het rooster van deze buis.

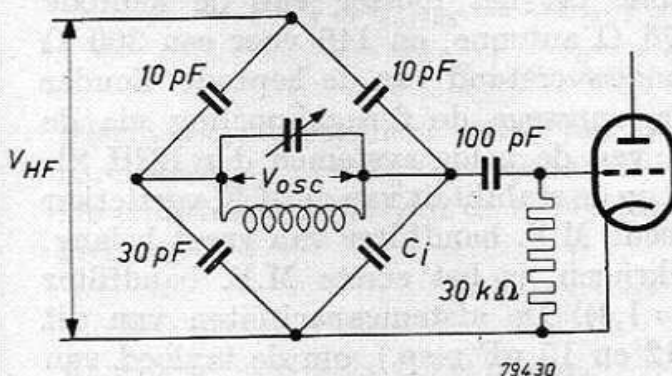


Fig. 3. Koppeling tussen de H.F.-versterktrap en de zelfoscillerende mengbuis. De H.F.-spanning wordt via een brugschakeling aan de ingang van de mengbuis toegevoerd.

De koppelcondensator van 100 pF zal slechts een zeer geringe invloed op de spanningsdeling uitoefenen. In een praktische schakeling zal de spanningsdeling echter eveneens afhankelijk zijn van de zelfinductie van de bedrading, van de terugwerking van de anode van de mengbuis over de C_{ag} en de bedradingscapaciteiten, en van het terugkoppelcircuit in de anode van de mengbuis (L_6). Deze laatste invloed is echter slechts van geringe betekenis, wegens het gebruik van de brugschakeling. Al deze factoren zijn maatgevend voor de vervangingsimpedantie van de ingang van de mengtrap, die voorgesteld kan worden door een weerstand van 9,5 k Ω met daaraan parallel een capaciteit van 18 pF. De uiteindelijke spanningsverhouding van de aftakking op L_4 tot aan het rooster van de mengbuis bedraagt 0,6. De totale versterking van het apparaat tot aan dit rooster wordt dan $57 \cdot 0,6 = 34$ bij gebruik van een 75 Ω antenne, en 17 voor een 300 Ω antenne. Omdat de afgestemde kring van de oscillator aan het rooster ligt, moet met het oog op de brugschakeling, de afstemcondensator voorzien zijn van een geïsoleerde rotor.

De terugkoppelspoel L_6 is in serie geschakeld met het eerste M.F. bandfilter in de anodeleiding. Daar de triode ook als oscillator bij AM moet kunnen fungeren, heeft de roosterlekweerstand een waarde van 30 k Ω , zodat de roostercondensator naar verhouding groot kan worden (100 pF) zonder dat gevaar voor overoscilleren optreedt. Een grote capaciteit is gewenst, om de terugkoppeling via C_{ag} zo laag mogelijk te houden.

Het juiste instellen van het oscillatorbereik geschiedt aan de kant van de laagste frequenties met behulp van de condensator van 100 pF die in serie met de afstemcondensator is geschakeld; voor de hoogste frequenties wordt de paralleltrimmer van 30 pF gebruikt.

Bij een effectieve roosterwisselspanning van 6 V loopt een roosterstroom van 180 μ A door de lekweerstand. De negatieve rooster spanning bedraagt dan ongeveer -5,4 V, en het rooster wordt dus ca. 3 V in het positieve gebied uitgestuurd. De effectieve steilheid bedraagt in dit geval ongeveer 0,8 mA/V. De oscillatorspanning verandert maximaal 15% met de frequentie, zodat de conversiesteilheid in het gehele bereik als constant mag worden beschouwd. De totale afstemcapaciteit van de roosterkring is 33—44 pF, en de totale impedantie 1,4 k Ω , alle extra dempingen medegerekend.

De conversieversterking wordt bepaald door de conversiesteilheid van de triode en de transimpedantie van het eerste M.F. bandfilter. In deze schakeling bedraagt de conversiesteilheid 1,2 mA/V en de transimpedantie 7,2 k Ω , zodat voor de versterking 8,6 wordt gevonden.

De totale versterking van de antenne tot het rooster van de heptode wordt dan $8,6 \cdot 34 = 293$ voor een 75 Ω antenne, en 146 voor een 300 Ω antenne, gemeten bij kortgesloten anodeweerstand van de heptode. Zonder kortsluiting is de versterking groter, vanwege de terugkoppeling via de capaciteit C_{aHaT} tussen de anoden van de beide systemen der ECH 81. Deze capaciteit heeft een grote invloed op de stabiliteit van de M.F. versterker en is voor de berekening van het tweede M.F. bandfilter van groot belang. Om de vereiste bandbreedte te verkrijgen, is het eerste M.F. bandfilter (L_7L_8) overkritisch gekoppeld ($kQ = 1,4$). De afstemcapaciteiten van dit filter zijn met opzet hoog gekozen (12 en 15 pF resp.), om de invloed van

capaciteitsvariaties bij het uitwisselen van de buis laag te houden. De totale afstemcapaciteit van het filter, bedraagt zowel aan de primaire als aan de secundaire zijde ongeveer 30 pF, als gevolg van buis-, bedradings- en schakelaarcapaciteiten.

De primaire kring wordt gedempt door de inwendige weerstand van de triode, alsmede door de belasting die ontstaat ten gevolge van de terugwerking via de anode-roostercapaciteit plus bedradingscapaciteit. Bij een effectieve oscillatorspanning van 6 V heeft de inwendige weerstand een waarde van ongeveer 19,5 kΩ, zodat de totale demping van de primaire kring 9,3 kΩ wordt, als ten gevolge van de terugwerking een extra demping van 18 kΩ optreedt.

Eerste M.F. versterker

Fig. 4 toont het principieschema van deze versterker. Als gevolg van de capaciteit tussen de anode van de hexode en de anode van de triode van

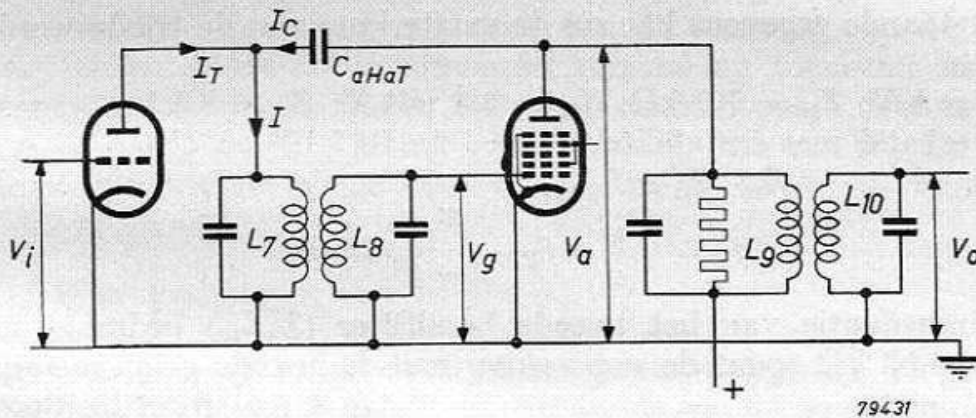


Fig. 4. Principieschema van de eerste M.F.-versterker.

de ECH 81, treedt terugkoppeling op naar de primaire (L_7) van het M.F. ingangsbandfilter. De versterking van de triode is bepaald door de transimpedantie van dit filter en deze impedantie is afhankelijk van de terugkoppeling over de capaciteit C_{aHaT} , zoals in het onderstaande nader is uiteengezet.

In het eerste M.F. bandfilter (L_7L_8) vloeit een stroom:

$$I = I_T + I_C$$

Dit wordt na substitutie van:

$$I_C = V_a \cdot j \omega C_{aHaT} = -S_H \cdot V_g \cdot Z_a \cdot j \omega C_{aHaT} \text{ en } V_g = -j I Z_{tr}$$

$$I = I_T - S_H \cdot I \cdot Z_{tr} \cdot Z_a \cdot \omega C_{aHaT}$$

Hierin is S_H de steilheid van de hexode, Z_{tr} de transimpedantie van het M.F. bandfilter L_7L_8 en Z_a de impedantie in de anodeleiding van de hexode.

De transimpedantie van de schakeling gezien vanaf de anode van de triode bedraagt:

$$Z_{tr}' = \frac{V_g}{I_T} = \frac{I Z_{tr}}{I_T} = \frac{Z_{tr}}{1 + p^2}$$

waarin $p^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_a \cdot \omega C_{aHaT}$.

Als gevolg van de werking van C_{aHaT} treedt een schijnbare vermindering van de transimpedantie van het bandfilter op en neemt de versterking van de triode dus af.

Men kan een verhoging van de versterking verkrijgen door het bandfilter anders te polen. (b.v. door omkering van de aansluitingen van spoel L_8). In dit geval wordt de transimpedantie namelijk gelijk aan:

$$Z_{tr}' = \frac{Z_{tr}}{1-p^2}$$

Hierbij treedt echter het gevaar op dat de M.F. versterker instabiel wordt (bij een waarde $p^2 = 1$). Daar bij gebruik van normale M.F. bandfilters zonder speciale maatregelen $p^2 > 1$, is het tweede bandfilter L_9L_{10} gedempt, waarvoor een weerstand van 3,9 k Ω is gebruikt. De anodeimpedantie (Z_a) neemt daardoor zover af, dat de factor p^2 klein genoeg wordt om gevaar van oscilleren te voorkomen, terwijl men toch het voordeel van versterkingsverhoging behoudt.

Uit onderstaande gegevens kan nu de versterking van de triode worden berekend:

$S_T = 1,2$ mA/V; $Z_{tr} = 7,2$ k Ω ; $S_H = 2,4$ mA/V; $Z_a = 2,3$ k Ω (extra demping in verband met instabiliteit); $\omega = 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6$ en $C_{aHaT} = 0,22$ pF. De factor $p^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_a \cdot \omega C_{aHaT} = 0,59$ en de versterking wordt dan

$$g_T = \frac{V_g}{V_i} = S_T \cdot \frac{Z_{tr}}{1-p^2} = 21.$$

De transimpedantie van het tweede bandfilter (L_9L_{10}) bedraagt in deze schakeling 4,53 k Ω zodat de versterking van de hexode gelijk is aan:

$$g_H = \frac{V_o}{V_g} = S_H \cdot Z_{tr} = 2,4 \cdot 4,53 = 10,9.$$

De totale versterking wordt dan:

$$g = \frac{V_o}{V_i} = g_T \cdot g_H = 229.$$

De waarde van $p^2 = 0,59$ blijkt in deze schakeling geen aanleiding tot oscilleren te geven, ook niet als C_{aHaT} de bovenste grenswaarde bezit. Hierbij geldt echter de voorwaarde dat het tweede M.F. bandfilter onderkritisch gekoppeld moet zijn. Bij overkritische koppeling van dit filter verandert de ingangsimpedantie (Z_a) zeer sterk buiten afstemming, zodat de factor p^2 , ondanks de extra demping van de primaire kring, toch weer zo groot kan worden dat oscilleren optreedt. Het afregelen van de ontvanger, waarbij de secundaire verstemd wordt, is in dit geval practisch onmogelijk. Het bandfilter moet onderkritisch gekoppeld zijn, in welk geval de verandering van Z_a bij verstemming veel geringer is, en geen gevaar voor instabiliteit optreedt. De koppeling kQ is daarom ingesteld op een waarde van 0,7. Verdere gegevens van het tweede M.F. bandfilter (L_9L_{10}) zijn: De totale afstemcapaciteit, zowel van de primaire als van de secundaire kring, bedraagt 30 pF, de kwaliteitsfactor in de schakeling is 7, de impedantie 3,5 k Ω (primaire kring).

Voor de secundaire kring zijn deze waarden resp. 56,3 en 28 k Ω . De ingangsimpedantie van het bandfilter bedraagt 2,3 k Ω en de transimpedantie 4,53 k Ω . Om de versterking van de triode op te kunnen voeren moest de factor p^2 kleiner dan 1 worden gemaakt en dat gebeurde door het aanbrengen van de dempweerstand van 3,9 k Ω . Hiermede vermindert men echter de versterking van de hexode. Dat de totale versterking van de M.F. versterker onder deze omstandigheden inderdaad groter wordt ten opzichte van de versterking zonder extra maatregelen blijkt uit onderstaande berekening. Gebruikt men een normaal M.F. bandfilter in de anodeleiding van de hexode met een koppeling $kQ = 1,4$ een transimpedantie van 16,5 k Ω en een ingangsimpedantie van 12,8 k Ω , dan bedraagt de versterking van de hexode $2,4 \cdot 16,5 = 39,6$. De factor p^2 is in dit geval gelijk aan 3,27 zodat de versterking van de triode $S_T \cdot \frac{Z_{tr}}{1 + p^2} = 1,2 \cdot \frac{7,2}{4,27} = 2$ bedraagt en de totale versterking wordt dan slechts 80.

De afname van de versterking van de hexode als gevolg van het aanbrengen van de dempweerstand is kleiner dan de toename van de versterking van de triode, zodat de resulterende versterking toeneemt naarmate de anodeimpedantie kleiner wordt. De grens wordt bepaald door het optreden van instabiliteit bij een te kleine waarde van Z_a (dus van p^2). De totale versterking in het apparaat tot het rooster van de EF85 wordt nu $34 \cdot 229 = 7800$ (75 Ω antenne). Voor een 300 Ω antenne is dit 3900.

Tweede M.F. versterker

In deze versterktrap wordt de regelbare pentode type EF 85 gebruikt, die een steilheid heeft van 6 mA/V en een anode-roostercapaciteit van minder dan 0,007 pF. Daar de ingangsimpedantie van het derde bandfilter (discriminatorfilter) L_{11} , L_{12} , L_{13} gelijk is aan 13,5 k Ω , bedraagt de versterking van deze trap $6 \cdot 13,5 = 81$. De totale versterking van de antenne tot de primaire van de discriminator wordt daarmee $7800 \cdot 81 = 630000$ voor een 75 Ω antenne, en 315000 voor een 300 Ω antenne. De bandbreedte van de M.F. doorlaatkromme, met inbegrip van het ratiofilter, bedraagt ongeveer 200 kHz bij een verzwakking van 3 db en 160 kHz voor 0 db.

Wegens de grote steilheid van de EF 85, bestaat er in deze trap gevaar voor instabiliteit. Via de capaciteit C_{ag} treedt terugwerking op, waarvan de grootte wordt bepaald door de factor $p^2 = S \cdot \omega \cdot C_{ag} \cdot Z_a \cdot Z_g$. Hierin is S de steilheid van de EF 85, C_{ag} de capaciteit tussen het stuurrooster en de anode van deze buis, Z_a de ingangsimpedantie van de discriminator (13,5 k Ω) en Z_g de uitgangsimpedantie (18 k Ω) van de M.F. transformator in de roosterkring ($L_9 L_{10}$). Voor de middenfrequentie van 10,7 MHz wordt de factor p^2 dan gelijk aan 0,68, hetgeen in deze schakeling nog voldoende zekerheid geeft tegen instabiliteit. Is een grotere zekerheid gewenst, dan dient de spoel L_{10} dienovereenkomstig afgetakt te worden.

De asymmetrie, die de werking van C_{ag} in de weergavekromme veroorzaakt, is te verwaarlozen.

In deze trap is geen omschakeling vereist van FM naar AM, daar beide M.F. filters in serie zijn geschakeld. Voor de AM-middenfrequentie van

452 kHz vormt de FM M.F. transformator (L_9L_{10}) een kortsluiting. Bij FM-ontvangst vormt het AM-bandfilter een kortsluiting. Tot behoud van de stabiliteit is het AM-filter afgetakt. In plaats van de roosterkring zou men ook de anodekring van de EF 85 af kunnen takken, maar hierdoor worden de eigenschappen van de discriminator bij FM-ontvangst ongunstig beïnvloed. De FM roosterkring is via de aftakcapaciteit van de AM-kring geaard. In de anodeketen wordt bij FM-ontvangst het AM-filter als smoorspoel gebruikt voor parallelvoeding. De AM-kringcapaciteit van 115 pF wordt dan als koppelcapaciteit voor de FM-discriminator L_{11} , L_{12} , L_{13} gebruikt. Bij ontvangst van AM staat de primaire van de discriminator in serie met de kringcapaciteit van 115 pF. Omdat de impedantie van L_{11} bij 452 kHz echter zeer klein is, wordt de kwaliteit van het AM-filter hierdoor praktisch niet beïnvloed.

Detectie, automatische sterkteregeling en L.F. versterking

Voor de detectie wordt de ratiodetector met de twee laagohmige dioden d_2 en d_3 van de EABC 80 gebruikt. De diode d_1 heeft een grotere inwendige weerstand en wordt voor AM-detectie gebruikt. Voor een goede begrenzing is het belangrijk, dat de inwendige weerstanden van de beide dioden d_2 en d_3 zoveel mogelijk aan elkaar gelijk zijn. Voor de EABC 80 is de verhouding tussen de inwendige weerstanden kleiner dan 1,5. De nog resterende verschillen worden gedeeltelijk opgeheven door de weerstand van 50 Ω , die in serie met de tertiaire wikkeling L_{13} is geschakeld. De met deze weerstand verbonden RC-keten, bestaande uit een weerstand van 50 k Ω en een condensator van 1000 pF, dient voor de de-emphasis.

De discriminatorcurve van de ratiodetector hangt van verscheidene factoren af. Enkele hiervan zijn: de verhouding van de spanningen over L_{12} en L_{13} (in dit geval 2,9), de transformatieverhouding tussen L_{11} en L_{13} (5,9), en de koppeling tussen L_{11} en L_{12} ($kQ = 0,75$). Men kan met een discriminator die de bovenstaande waarden bezit goede lineariteit en voldoende gevoeligheid bereiken. De uitgangsspanning V_o aan de belastingsweerstand (onderkant spoel L_{13}) kan uit onderstaande formule worden berekend:

$$V_o = D \cdot V_i \cdot \Delta f \text{ (mV)},$$

waarin D een constante (in dit geval 0,6), V_i de M.F. ingangsspanning over L_{11} in volt en Δf de frequentieafwijking t.o.v. f_o in kHz zijn. Bij een M.F. ingangsspanning van 1,1 V en een frequentieafwijking van 15 kHz, bedraagt de L.F. uitgangsspanning over de totale belastingsweerstand 10 mV.

De L.F. spanning wordt via de geluidsterkteregelaar van 1,3 M Ω en de toonregelaar aan het rooster van de triode van de EABC 80 gelegd.

De AM-diode (d_1) is verbonden met een aftakking (0,7) op de secundaire spoel van de M.F. transformator voor AM.

Voor een L.F. uitgangsvermogen van 50 mW is een signaal van 10 mV aan het rooster van de EABC 80 vereist, hetgeen bij een frequentiezwaaai van 2×15 kHz overeenkomt met een M.F. spanning van ongeveer 1,1 V aan de primaire van de discriminator. Voor de gevoeligheid van het apparaat bij ontvangst voor FM vinden wij dan een waarde van ongeveer 1,7 μ V en

3,4 μV , resp. voor een 75 Ω en een 300 Ω antenne. Voert men nog tegenkoppeling in de L.F. trap in, dan wordt de gevoeligheid natuurlijk dienovereenkomstig geringer.

Bij AM-ontvangst bedraagt de gevoeligheid ca. 3 μV .

De regelspanning voor de automatische geluidsterkteregeling wordt bij FM-ontvangst van de begrenzer (25 k Ω , 4 μF) afgenomen, en via een weerstand van 1 M Ω aan het keerrooster van de EF 85 toegevoerd. Dit rooster is tevens via een weerstand van 6,8 M Ω verbonden met de spanningsdeler 50 k Ω —20 k Ω , en de voorspanning op het rooster stelt zich zodanig in dat deze slechts zeer weinig positief is. De negatieve regelspanning van de begrenzer heeft bij kleine waarden slechts een geringe invloed op de positieve

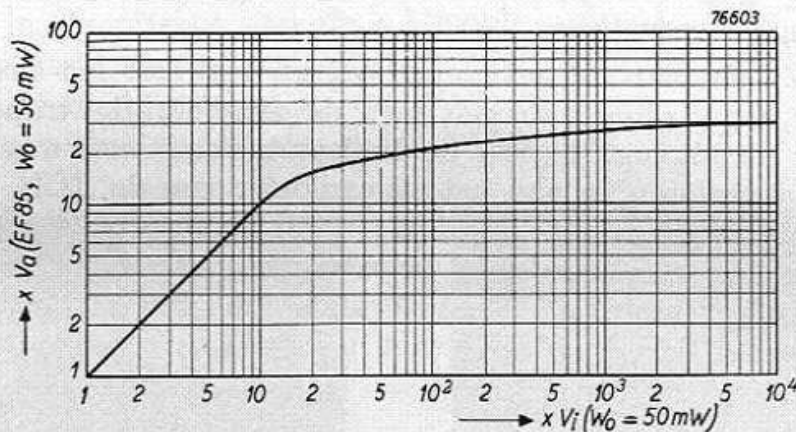


Fig. 5. Regelkarakteristiek voor FM-ontvangst.
 V_a = anodewisselspanning.

spanning van het keerrooster. Hierdoor blijft ook de voorspanning op de overige roosters die worden geregeld praktisch constant, daar deze wordt afgenomen van een spanningsdeler tussen het keerrooster van de EF 85 en een negatief punt ($-7,2$ V) in het voedingsgedeelte; zij bedraagt $-2,3$ V. Er treedt dus een vertraging van de regeling op. De regeling begint pas bij 8 à 9 $\times V_i$ voor 50 mW uitgangsvermogen, dat is bij ongeveer 30 μV ingangsspanning (300 Ω antenne). Zie fig. 5.

Bij AM-ontvangst worden de regelspanning en de L.F. spanning met behulp van een enkele diode verkregen. Ook hier wordt het keerrooster van de EF 85 gebruikt voor het vertragen van de regeling.

De stuurspanning van de afstemindicator, type EM 4, wordt bij FM afgenomen van de begrenzer, en bij AM van de diodebelastingsweerstand van 0,5 M Ω . Het L.F. gedeelte van de ontvanger is conventioneel geschakeld en levert geen bijzonderheden op. Het triodegedeelte van de EABC 80 heeft bij een anodeweerstand van 165 k Ω een versterking van 40, zodat bij een ingangssignaal van 10 mV een spanning van 0,4 V op het rooster van de EL 41 ontstaat. Voor 50 mW uitgangsvermogen is 0,32 V voldoende, en de resterende 20% is daarom gebruikt voor tegenkoppeling, die wordt verkregen door de niet-ontkoppelde katodeweerstand van de EL 41.

Voedingsgedeelte

De nettransformator levert een secundaire effectieve wisselspanning van 2×275 V voor de voeding van de anoden, en 6,3 V, 2,7 A voor de gloei-

draden. Bij een belasting van 85 mA bedraagt de gelijkspanning 275 V. Omdat een transformator met een naar verhouding lage weerstand is gebruikt, is in elke anodeleiding van de EZ 80 een weerstand van 200 Ω opgenomen, ter voorkoming van te grote stroomimpulsen door de gelijkrichtbuis (min. $2 \times 175 \Omega$ is voorgeschreven). Is de weerstand van de transformatorwikkeling hoger, dan kan deze bij het bepalen van de sputterweerstand in rekening worden gebracht.

De negatieve voorspanning voor de buizen wordt verkregen met behulp van de weerstanden van 70 Ω en 22 Ω in de minleiding van de voeding. De totale voorspanning bedraagt ongeveer $-7,2$ V, en de spanning over de weerstand van 22 Ω bedraagt $-1,7$ V.

Afregelen van de ontvanger

Voor het afregelen van de ontvanger begint men met het instellen van de discriminator, en vervolgens regelt men de afzonderlijke trappen vanaf de uitgang naar de ingang. Tussen de luidsprekerklemmen wordt een meetinstrument aangesloten, en aan het stuurrooster van de ECH 81 wordt een signaal van 10,7 MHz met amplitude modulatie ($m = 30\%$) toegevoerd. Om de discriminator op maximum begrenzing af te regelen, moet de secundaire (L_8) van de eerste M.F. transformator worden kortgesloten. Tevens dient het tweede M.F. bandfilter met behulp van condensatoren van ca.

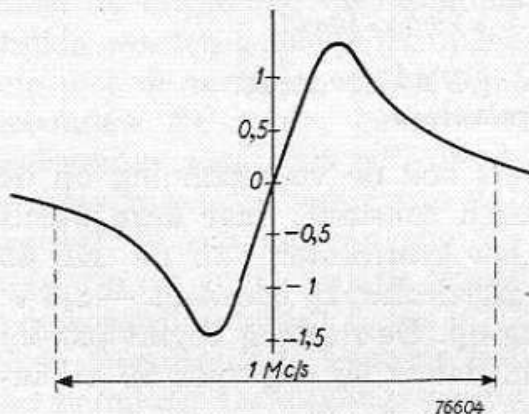


Fig. 6. Discriminatorkromme. Ingangssignaal aan het stuurrooster van de EF 85. Oscillograaf aan de geluidsterkteregelaar.

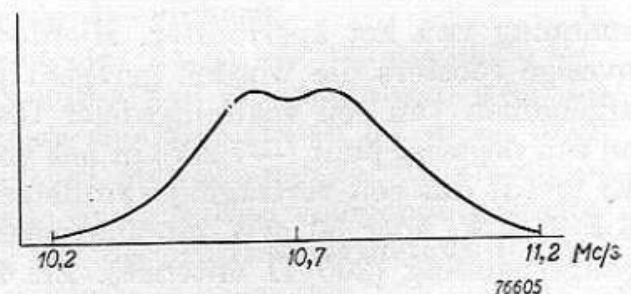


Fig. 7. Ingangsimpedantie van de discriminator.

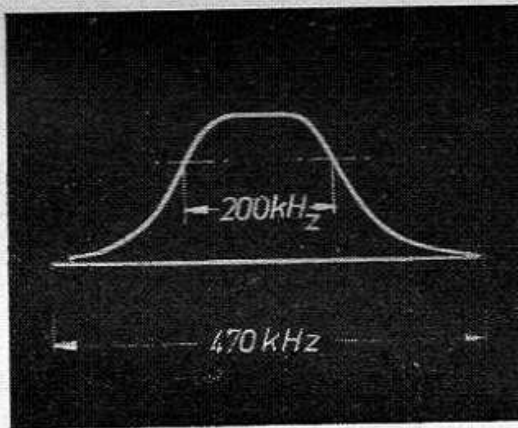
270 pF (over L_9 en L_{10}) te worden verstemd. De primaire van de discriminator wordt dan op maximum en de secundaire op minimum uitslag van het meetinstrument geregeld. Hierna verwijdert men de verstemmingscondensator over L_9 en regelt dan deze spoel zo dat maximum uitslag wordt verkregen. Met L_{10} gaat men op dezelfde manier te werk. De instelling van de koppeling tussen L_9 en L_{10} wordt bepaald uit de verhouding tussen de primaire spanning in het geval dat de secundaire verstemd is (V_1), en de primaire spanning als de secundaire is afgeregeld op het midden van het frequentiegebied (V_2). De koppeling kQ is dan gelijk aan:

$$kQ = \sqrt{\frac{V_1}{V_2} - 1}.$$

Het M.F. signaal wordt nu aan het rooster van de triode van de ECH 81 toegevoerd en de kortsluiting van L_8 wordt opgeheven. De primaire en de secundaire kring van het eerste M.F. bandfilter L_7L_8 worden nu afgeregeld. De frequentiekaracteristiek van de gehele M.F. versterker wordt ten slotte gecorrigeerd door het afregelen van de secundaire kring van het tweede M.F. bandfilter (L_{10}).

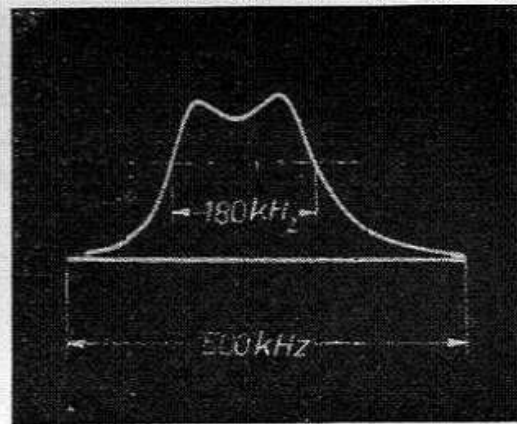
Voordat men met het afregelen van de oscillator- en de H.F. kringen begint, moet eerst de oscillator worden ingesteld op minimale straling. Dit gebeurt met de trimmer van 30 pF, die tussen het onderende van de oscillatorkring en aarde is geschakeld. In serie met de roosterlekweerstand van 30 k Ω wordt een μ A-meter opgenomen. De trimmer wordt zodanig ingesteld, dat bij het kortsluiten van de ingang van de mengtrap tegen het chassis geen verandering in de uitslag van de μ A-meter optreedt. Men kan ook een goed afgeschermd diodevoltmeter verbinden met de aftakking van de oscillatorkring, en de uitslag op minimum afregelen.

Ten einde de oscillator- en de H.F. kringen te trimmen, maakt men



76606

Fig. 8. Frequentiekaracteristiek van de eerste en de tweede M.F. transformator. Ingangssignaal aan de aftakking van de oscillatorkring. Oscillograaf aan punt *P*. Primaire van de discriminator gedempt met een weerstand van 1 k Ω .



76607

Fig. 9. Frequentiekaracteristiek van de eerste en de tweede M.F. transformator en discriminator. Ingangssignaal aan de aftakking van de oscillatorkring. Oscillograaf aan punt *P*.

gebruik van een oscillograaf en een frequentiegemoduleerde meetzender met een frequentiezwaai van $\pm 0,25$ MHz. De draaggolffrequentie wordt in laagfrequent-rhythme gevarieerd; bij deze metingen 50 perioden per sec. De ingangsklemmen van de oscillograaf voor de verticale afbuiging worden, resp. met het chassis en via een weerstand van 0,5 M Ω , verbonden met de primaire van de discriminator (punt *P* in het principeschema van fig. 22). Verder is tussen deze klemmen een diode geschakeld, die het FM-signaal gelijkricht. De capaciteit van de toevoerkabel dient als buffer. Een L.F. signaal (eveneens 50 Hz) wordt op de ingang voor de horizontale versterker van de oscillograaf gezet. Voert men nu een frequentiegemoduleerd signaal aan de antenneklemmen toe, dan wordt de doorlaatkromme van het apparaat

zichtbaar op het scherm van de oscillograaf. De afstemcondensator voor FM wordt op de minimale capaciteit, en de meetzender op 100 MHz ingesteld. Met behulp van de trimmer van 30 pF, die parallel staat aan L_5 , wordt de oscillator zo afgestemd, dat de frequentiekaracteristiek in het midden van het scherm van de oscillograaf verschijnt. De afstemcondensator wordt dan in de maximum stand gedraaid, en de oscillatorkring wordt opnieuw afgestemd met behulp van de seriecondensator van 100 pF, nu voor een signaalfrequentie van 88 MHz. Tenslotte moet de compensatie van de oscillatorstraling nog worden bijgesteld. Daarvoor stelt men de trimmer van 30 pF in serie met L_5 op minimale straling in, hetgeen het best bij een signaalfrequentie van 93 MHz kan geschieden.

Hierna kan men overgaan tot het afregelen van de H.F. kring (L_4). De signaalfrequentie wordt daarvoor op 88 MHz ingesteld, en de ontvanger wordt met behulp van de draaicondensator zodanig afgestemd, dat de weergavekromme zich weer in het midden van het scherm van de oscillograaf bevindt. De H.F. kring wordt dan afgeregeld op maximale amplitude aan de oscillograaf, hetgeen geschiedt met de seriecondensator van 100 pF.

Het is echter nodig daarna het frequentiebereik van de oscillator te controleren, omdat het mogelijk is dat dit is beïnvloed door het afregelen van de H.F. kring. Hierna regelt men nogmaals de H.F. kring, maar nu bij 100 MHz en met behulp van de paralleltrimmer over L_4 . Als laatste wordt het antennebandfilter bij 93 MHz afgeregeld voor optimale aanpassing.

MEETRESULTATEN

Gevoeligheid bij FM-ontvangst

Onderstaande waarden zijn gemeten met een 75Ω antenne, voor een L.F. uitgangsvermogen van 50 mW en een frequentiezwaai van 2×15 kHz (voor een 300Ω antenne zijn de waarden tussen haakjes geplaatst).

Aan het stuurrooster van de EABC 80	10 mV	bij 800 Hz
Aan de ingang van de ratiodetector . .	1,1 V	bij 10,7 MHz
Aan het stuurrooster van de EF 85 . .	13,5 mV	bij 10,7 MHz
Aan het stuurrooster van de mengtrap	59 μ V	bij 93 MHz
Aan de aftakking van de oscillatorkring	96 μ V	bij 93 MHz
Aan het stuurrooster van de EF 80 . .	8 μ V	bij 93 MHz
Aan de antenneklemmen	1,7 μ V (3,4 μ V)	bij 93 MHz
	2,4 μ V (4,8 μ V)	bij 100 MHz
	2,4 μ V (4,8 μ V)	bij 88 MHz

Gevoeligheid bij AM-ontvangst

De waarden zijn gemeten voor een L.F. uitgangsvermogen van 50 mW bij een modulatie diepte van 30%.

Aan het stuurrooster van de EABC 80	10 mV	bij 800 Hz
Aan de detectiediode.	91 mV	bij 452 kHz
Aan het stuurrooster van de EF 85. .	0,3 mV	bij 452 kHz
Aan het stuurrooster van de mengtrap	11 μ V	bij 1 MHz
Aan de antenneklemmen.	ca. 3 μ V	bij 1 MHz

Ruis

De equivalente H.F. ruisspanning van de ontvanger bedraagt aan de antenneklemmen $0,6 \mu\text{V}$ (75Ω antenne met ruistemperatuur van $293 \text{ }^\circ\text{K}$).

Bij frequentiemodulatie is de signaal-ruisverhouding aan de uitgang (luidsprekerklemmen) groter dan aan de ingang, als gevolg van het verschil in bandbreedte en de de-emphasis. Voor een signaalspanning van $1,3 \mu\text{V}$ aan de antenne bedraagt de signaal-ruisverhouding aan de uitgang 26 db (zie fig. 10), zodat men het volle profijt kan trekken van de gevoeligheid van de ontvanger. Bij $1,7 \mu\text{V}$, dat is bij een uitgangsvermogen van 50 mW , wordt deze verhouding 30 db . Voor een 300Ω antenne moeten de waarden van de ingangsspanning uit de grafiek met 2 worden vermenigvuldigd.

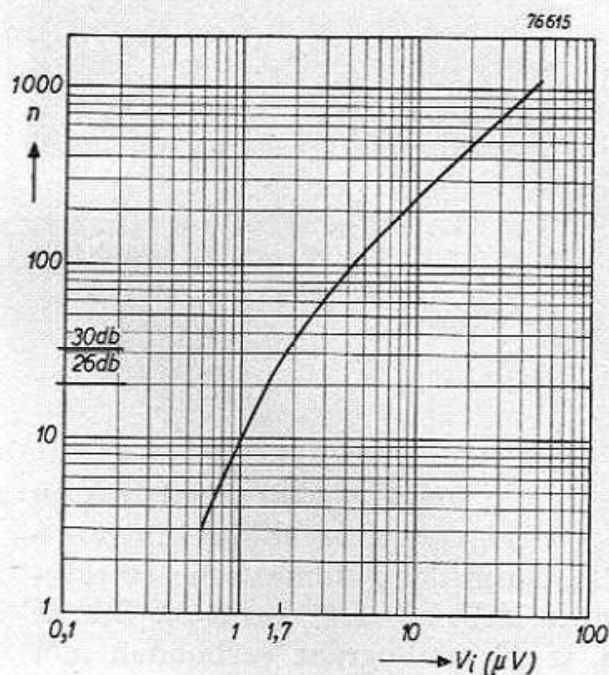
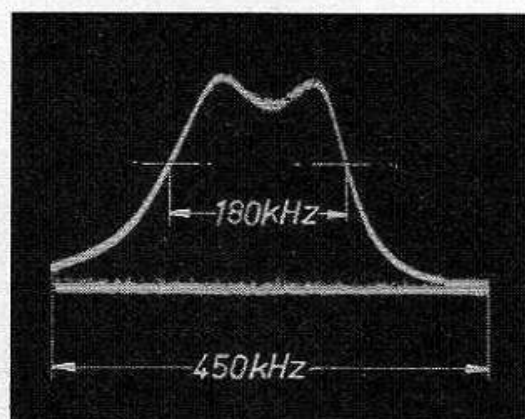
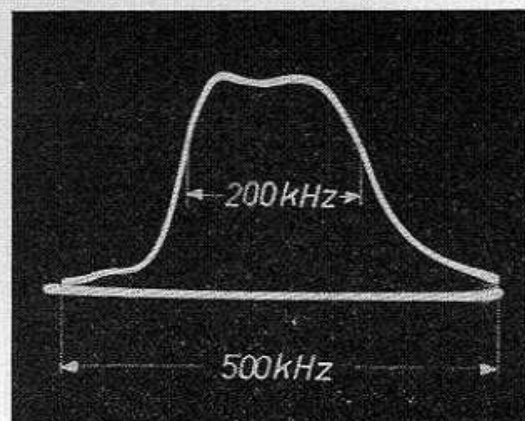


Fig. 10. Signaal-ruisverhouding n aan de uitgang als functie van de ingangsspanning V_i voor een frequentie van $2 \times 15 \text{ kHz}$.



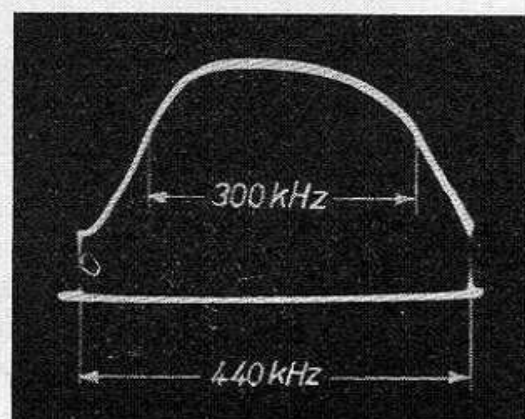
76608

Fig. 11. Totale frequentiearakteristiek van de ontvanger voor maximum gevoeligheid en bij afstemming op 93 MHz .



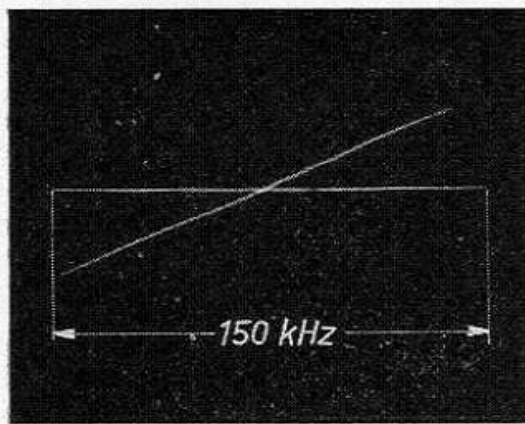
76609

Fig. 12. Als fig. 11, echter voor een ingangsspanning van $0,25 \text{ mV}$.



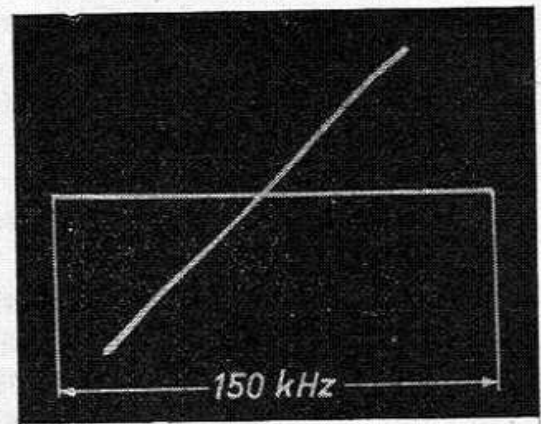
76610

Fig. 13. Als fig. 11, echter voor een ingangsspanning van 25 mV .



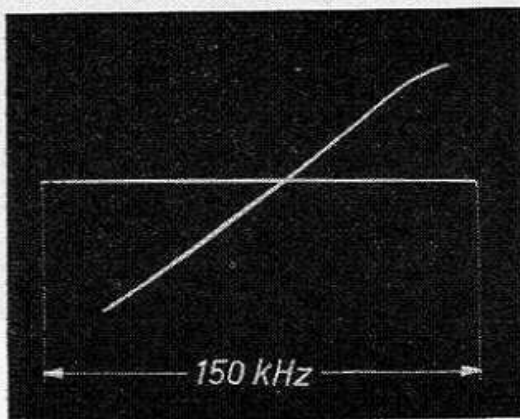
76611

Fig. 14. Totale discriminator-kromme van de ontvanger voor maximum gevoeligheid en bij afstemming op 93 MHz. De frequentiezwaai bedraagt 2×75 kHz.



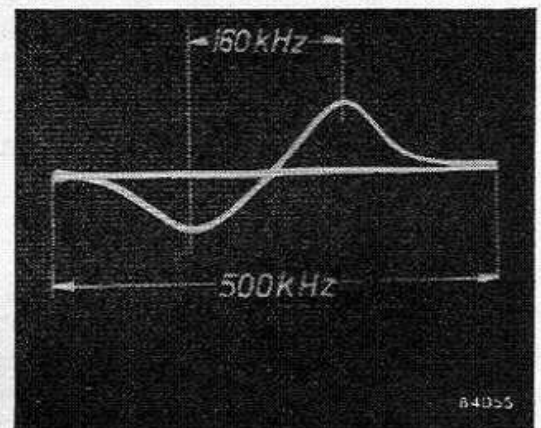
76613

Fig. 16. Als fig. 14, echter voor een ingangssignaal van 25 mV.



76612

Fig. 15. Als fig. 14, echter voor een ingangssignaal van 0,25 mV.



84055

Fig. 17. Als fig. 14, echter voor een frequentiezwaai van 2×250 kHz.

Frequentiekaracteristiek

De krommen van fig. 11 t/m 17 geven de totale frequentiekaracteristiek en de totale discriminator-kromme van het apparaat voor verschillende ingangssignalen. Hieruit blijkt duidelijk de invloed die de automatische sterkte-regeling uitoefent op de afstemming van de M.F. en H.F. kringen. Om de totale frequentiekaracteristiek te meten, is de oscillograaf verbonden met het punt P (zie principeschema). De ingang van de oscillograaf is overbrugd met een diode. De discriminator-kromme wordt gemeten door de oscillograaf over de geluidsterkteregelaar aan te sluiten. Het ingangssignaal wordt in beide gevallen aan de antenneklemmen toegevoerd.

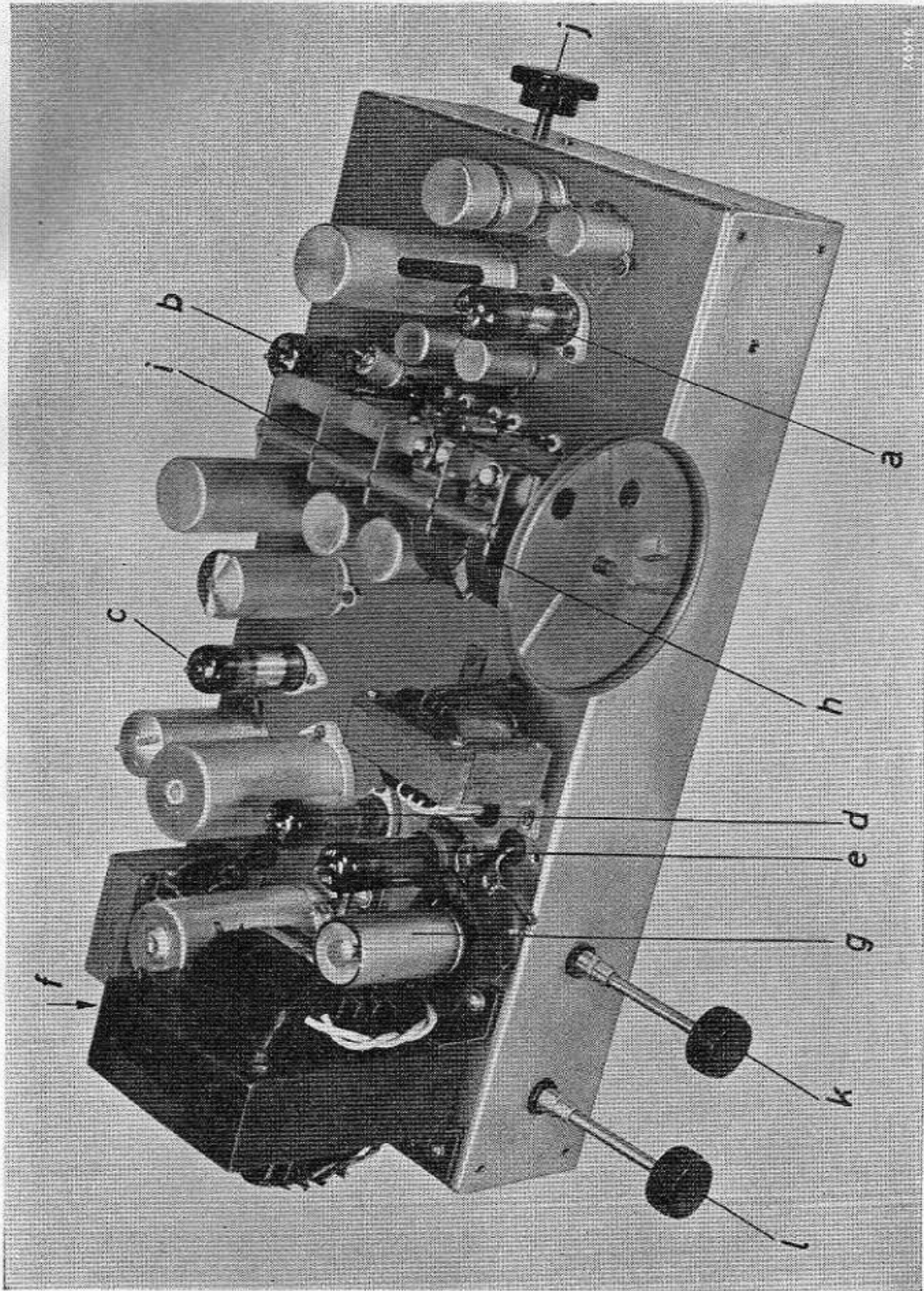


Fig. 18. Foto van een ontvanger gebouwd volgens het prinsipschema van fig. 22.
a = EF 80; *b* = ECH 81; *c* = EF 85; *d* = EABC 80; *e* = EL 41; *f* = EZ 80 (achter transformator);
g = EM 4; *h* = AM-afstemcondensator; *i* = FM-afstemcondensator; *j* = golfbereikschakelaar;
k = geluidstereregelaar en netschakelaar; *l* = toonregelaar.

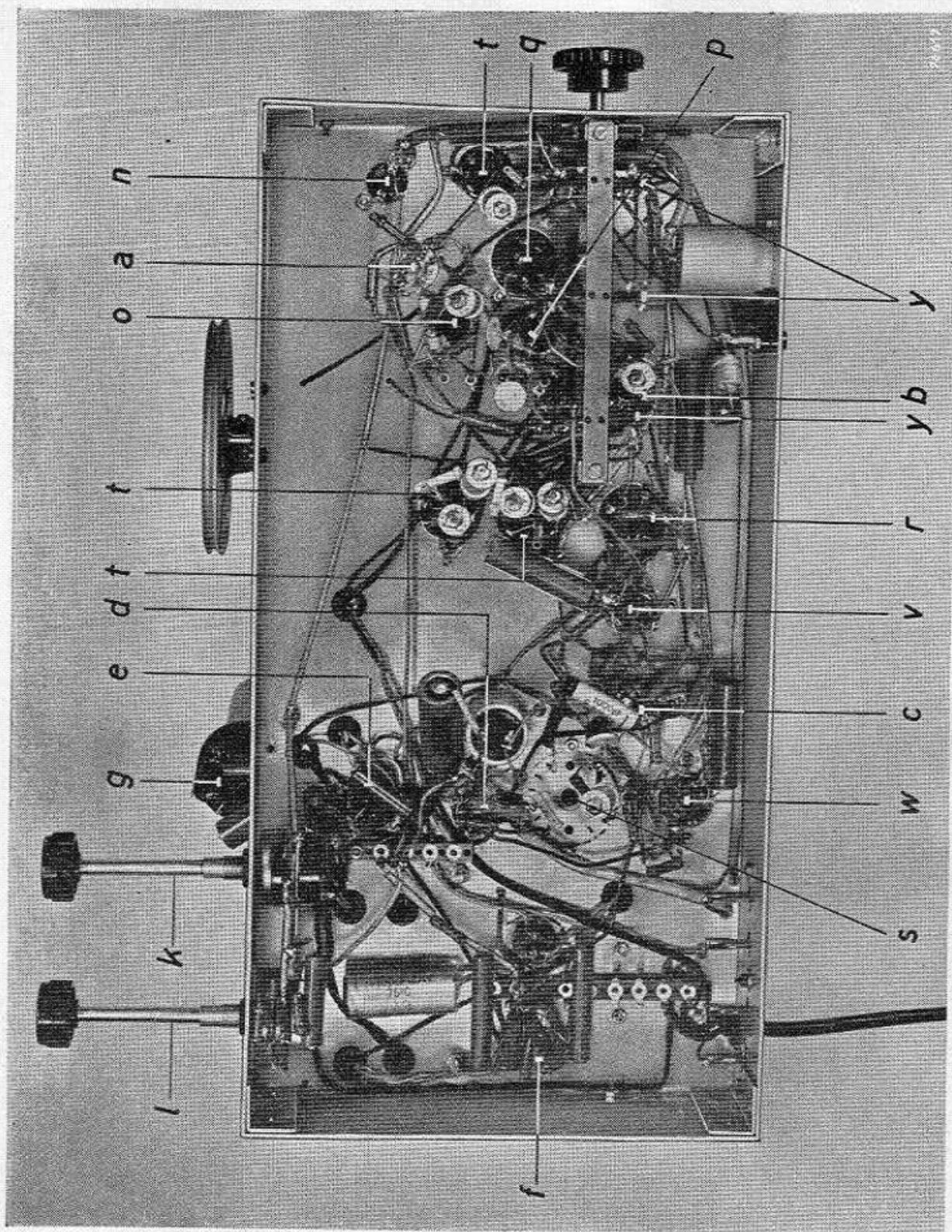


Fig. 19. Foto van de ontvanger uit fig. 18. van onderen gezien.
n = ingangskring voor FM-ontvangst; *o* = anodekring van de H.F. versterker; *p* = oscillatorspoel voor FM-ontvangst; *q* = eerste M.F. transformator voor FM-ontvangst; *r* = tweede M.F. transformator voor FM-ontvangst; *s* = discriminatorspoelen; *v* = eerste M.F. transformator voor AM-ontvangst; *w* = tweede M.F. transformator voor AM-ontvangst. Voor de betekenis van de overige letters zie fig. 18.

Spanningen en stromen

A. Gemeten voor FM-ontvangst, zonder ingangssignaal. Spanningen, tegen chassis, in V, stromen in mA.

	EF 80	ECH 81		EF 85	EABC 80	EL 41	EM 4
		Heptode	Triode				
Anodespanning V_a	227	235	100	230	125	230	250
Schermroosterspanning V_{g2}	190	105	—	110	—	250	—
Stuurroosterspanning . V_{g1}	-2,3	-2,3	—	-2,3	-1,7	-7,2	-2,3
Katodespanning V_k	0	0	0	0	0	+0,8	—
Anodestroom I_a	10,5	6	5	9,5	0,5	28	2,5
Schermroosterstroom . I_{g2}	2,8	3,5	—	2,4	—	4	—
Stuurroosterstroom . . I_{g1}	—	—	0,18	—	—	—	—

B. Gemeten voor AM-ontvangst, zonder ingangssignaal. Spanningen, tegen chassis, in V, stromen in mA.

	EF 80	ECH 81		EF 85	EABC 80	EL 41	EM 4
		Heptode	Triode				
Anodespanning V_a	227	250	100	230	125	230	250
Schermroosterspanning V_{g2}	190	95	—	110	—	250	—
Stuurroosterspanning . V_{g1}	-2,3	-2,3	—	-2,3	-1,7	-7	-2,3
Katodespanning V_k	0	—	0	0	0	+0,83	—
Anodestroom I_a	10,5	1,9	4,5	9,5	0,5	29	2,5
Schermroosterstroom . I_{g2}	2,8	4	—	2,5	—	4,3	—
Stuurroosterstroom . . I_{g1}	—	—	0,2	—	—	—	—

Straling van de oscillator

Het overblijvende deel van de oscillatorspanning aan de ingang van de mengtrap (zie de beschrijving van de mengtrap) komt via parasitaire capaciteiten en via de weg anodekring — anode-rooster-capaciteit — rooster-impedantie van de EF 80, op de ingang van de H.F. trap. Op het stuurrooster van de EF 80 bedraagt de oscillatorspanning ongeveer 5 mV, zodat 1 mV aan de antenne optreedt. Dit betekent dat de stralingsenergie voor een 75 Ω antenne 0,05 μ W bedraagt. Deze waarde geldt alleen voor de grondgolf en dient enkel om een indruk te krijgen van de orde van grootte van de oscillatorstraling. De straling die veroorzaakt wordt door de harmonischen hangt sterk af van de montage en de bedrading van het apparaat. Vooral de tweede harmonische is belangrijk, daar deze in de televisieband ligt.

ONDERDELEN

De waarden van de weerstanden en van de condensatoren zijn reeds in het principeschema aangegeven (zie fig. 22). Voor alle onderstaande spoelen is geëmailleerd koperdraad gebruikt.

L_1, L_2, L_3 Antennebandfilter

L_1 Diameter van de spoelkoker 7 mm; aantal windingen 2; draaddiameter 0,3 mm; spoed 0,3 mm

$L_2 = L_1$

L_3 Diameter van de spoelkoker 7 mm; aantal windingen 4; draaddiameter 0,5 mm; spoed 0,5 mm

L_1, L_2 en L_3 zijn vlak naast elkaar gewikkeld en liggen met 1 winding over elkaar heen.

Koppeling: $k_{1-3} \approx k_{(1+2)-3} \approx 0,4$

L_4 Anodekring spoel van de H.F. trap

Diameter spoelkoker 7 mm; diameter en hoogte afschermbus resp. 19 en 28 mm; aantal windingen 2,8; draaddiameter 0,5 mm; spoed 4,5 mm; zelfinductie 0,07 μH

L_5 Oscillatorspoel

Diameter spoelkoker 7 mm; aantal windingen $2\frac{3}{4}$; draaddiameter 0,8 mm; spoed 1,3 mm; zelfinductie 0,1 μH

L_6 Terugkoppelspoel

Deze spoel is naast L_5 op dezelfde spoelkoker gewikkeld; aantal windingen 4,5; draaddiameter 0,5 mm; zelfinductie 0,3 μH . De koppeling van de twee spoelen wordt bepaald door instelling van de onderlinge afstand (ongeveer 2 mm)

L_7, L_8 M.F. bandfilter

Diameter spoelkoker 7 mm; diameter en hoogte afschermbus resp. 30 mm en 60 mm; aantal windingen 40; draaddiameter 0,3 mm, tegen elkaar gewikkeld; zelfinductie in afstemming 7,4 μH . Voor de samenstelling, zie fig. 20.

Koppeling $kQ = 1,4$

L_9, L_{10} M.F. bandfilter

Zelfde spoelen als L_7, L_8 , echter met een koppeling $kQ = 0,7$

L_{11}, L_{12}
en L_{13} Discriminatorspoelen

De drie spoelen zijn op dezelfde koker gewikkeld (zie samenstelling in fig. 21); diameter van de spoelkoker 9,5 mm; diameter en hoogte van de afschermbus resp. 30 mm en 60 mm.

L_{11} Aantal windingen 37; draaddiameter 0,3 mm, tegen elkaar gewikkeld; zelfinductie 7,4 μH

L_{12} Aantal windingen 2×14 ; draaddiameter 0,5 mm, bifilair gewikkeld; spoed 0,75 mm; diameter en lengte ijzerkern resp. 6 mm en 12 mm

Koppeling tussen L_{11} en L_{12} $kQ = 0,75$

L_{13} Aantal windingen 6,3; draaddiameter 0,3 mm. Deze spoel is over L_{11} gewikkeld.

De transformatieverhouding tussen L_{11} en L_{13} bedraagt 5,9.

L_{14}

H.F. smoorspoel. Aantal windingen 25 à 30; draaddiameter 0,2 mm; spoed 0,3 mm; diameter van hardpapieren koker 6 mm.

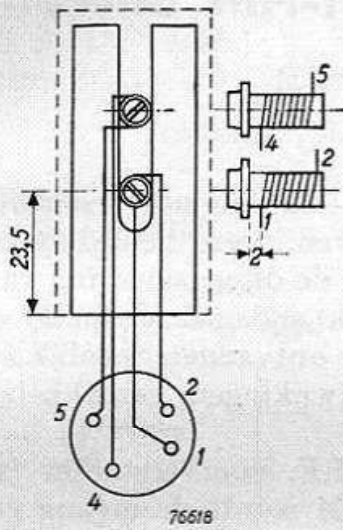


Fig. 20. Samenstelling van het eerste en het tweede M.F. bandfilter voor FM-ontvangst (resp. $L_7 L_8$ en $L_9 L_{10}$).

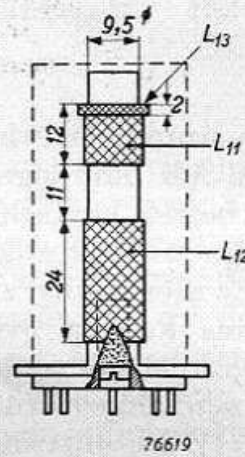


Fig. 21. Samenstelling van de discriminatorspoelen (L_{11} , L_{12} , L_{13}).

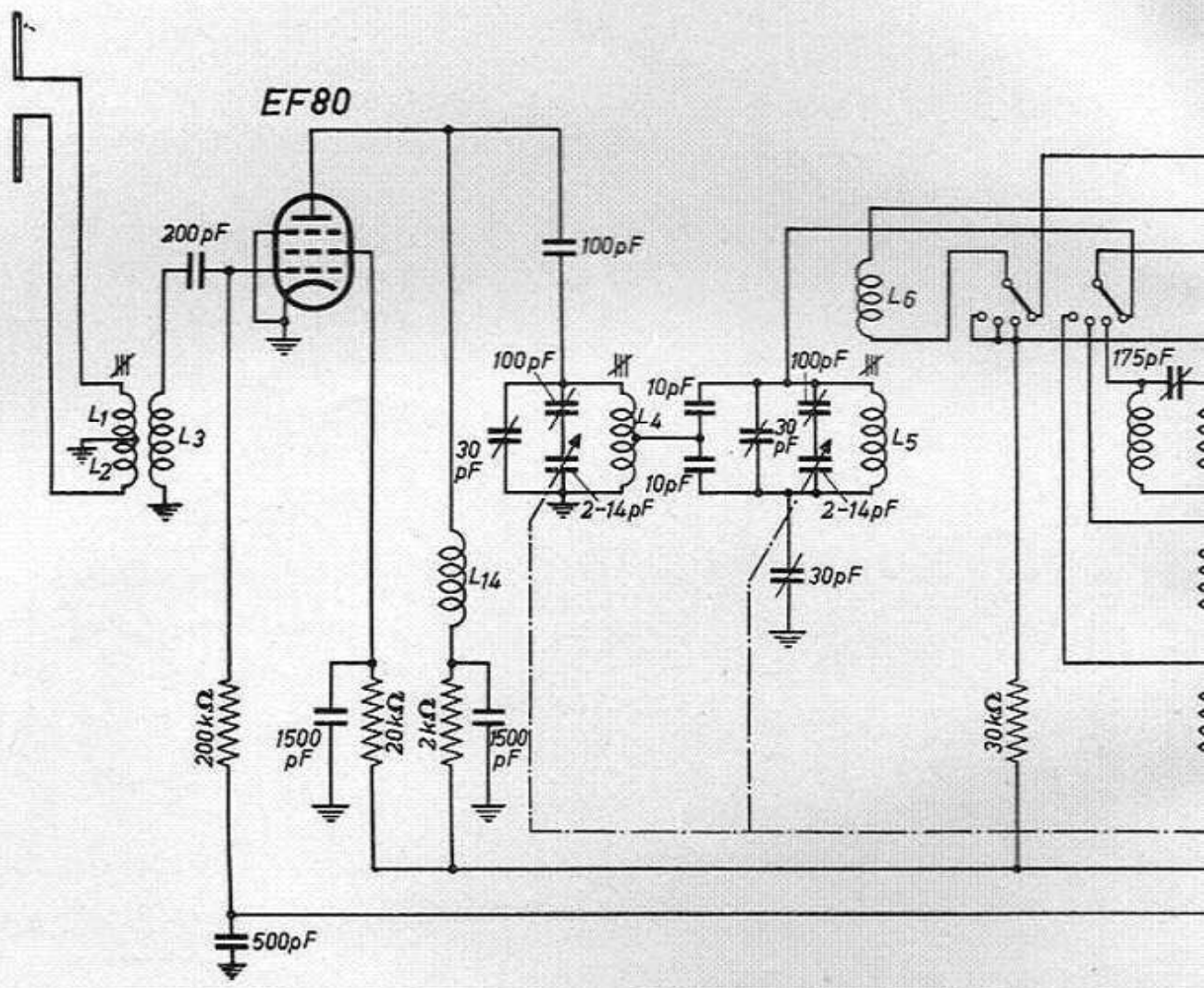
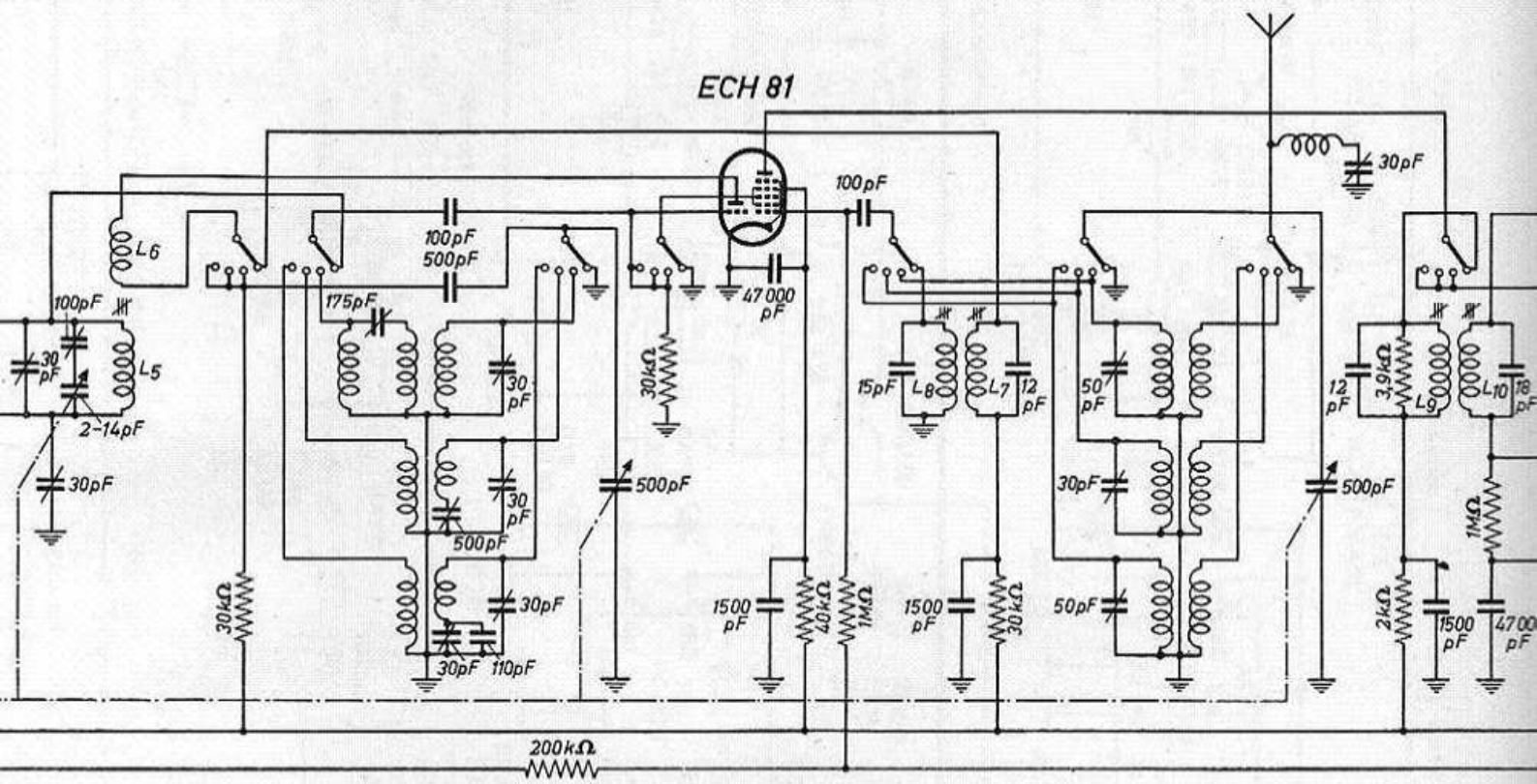
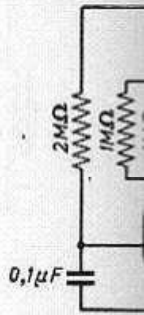
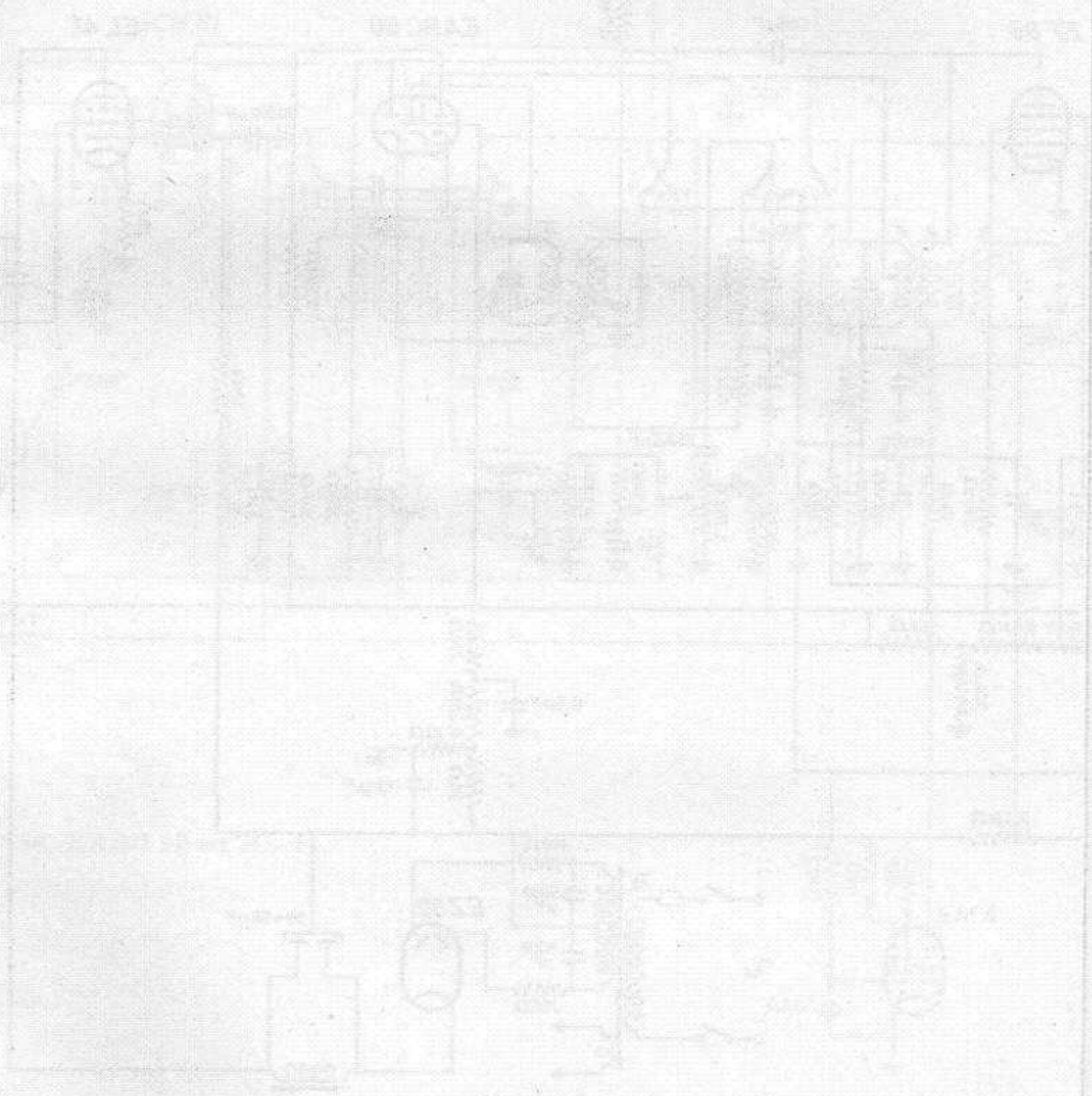


Fig. 22. Schema van de 5-buizen FM-AM ontvanger met de EF 80, E Schakelaars in stand FM.



ontvanger met de EF 80, ECH 81, EF 85, EABC 80 en EL 41.





IV. Een 4-buizen FM-AM ontvanger

Inleiding

In het volgende wordt een wisselstroom- en een universeeluitvoering van een 4-buizen FM-AM ontvanger beschreven. Deze beide uitvoeringen vertonen, voor wat betreft hun schakeling en de dimensionering van de onderdelen, een zeer grote overeenkomst. Ook anderszins zijn de voorkomende verschillen slechts zeer gering, zodat beide ontvangers tegelijk zullen worden beschreven. Aldus kunnen eventuele afwijkingen gemakkelijk tegenover elkaar worden gesteld en vergeleken.

De ontvangers zijn uitgevoerd zonder H.F. voorversterker (zie het blokschema van fig. 1). Bij ontvangst van FM wordt de ingang gevormd door de zelfoscillerende mengtrap van het triodedeel van de E/UCH 81. Het

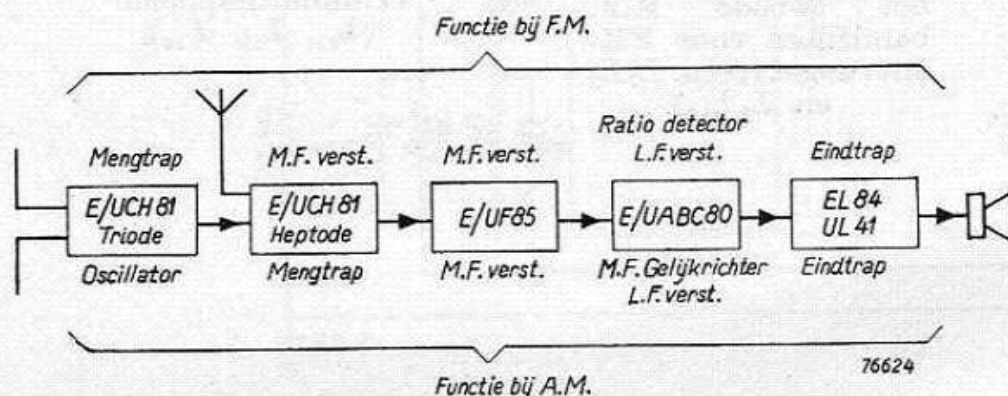


Fig. 1. Blokschema van de 4-buizen FM-AM ontvanger.

heptodedeel van deze buis en de E/UF 85 zijn als eerste en tweede M.F. versterker geschakeld. De symmetrische mengtrap werkt met een hoge roosterlekweerstand en met neutralisatie van de inwendige weerstand.

Voor de ontvangst van AM is gebruik gemaakt van microbandfilters. In de M.F. trap is de anodeterugwerking gedeeltelijk gecompenseerd, hetgeen eveneens het geval is voor de ontvangst van FM. Verdere bijzonderheden levert het AM gedeelte niet op, zodat de beschrijving zich kan beperken tot de FM schakeling.

Voor de golfgebiedschakelaar is een drukknopsysteem gebruikt, met als gevolg zeer korte verbindingen, zodat ook in het kortegolfgedeelte zonder moeilijkheden kan worden omgeschakeld. Het behoeft geen betoog dat de juiste gegevens van het H.F. gedeelte afhangen van de uitvoering van de omschakelaar en van de opstelling van de onderdelen, zodat bij het eventueel nabouwen van deze ontvanger volgens het prinscipeschema altijd afwijkingen zullen optreden in de gegevens.

SCHEMABESCHRIJVING

Het complete schema van de ontvanger is gegeven in fig. 31. De frequentiebereiken van het apparaat zijn:

Voor FM: 87,5 tot 100 MHz	Voor AM: kortegolf	6 tot 18,75 MHz
(M.F. 10,7 MHz)		middengolf 517 tot 1620 kHz
(Osc. 98,2—110,7 MHz)		langegolf 152 tot 400 kHz
		(M.F. 452 kHz)

Antennekring

Fig. 2 toont het prinsipeschema van de ingang van de ontvanger. L_1 is de antennespoel, L_2 de inductiviteit van de afgestemde H.F. kring.

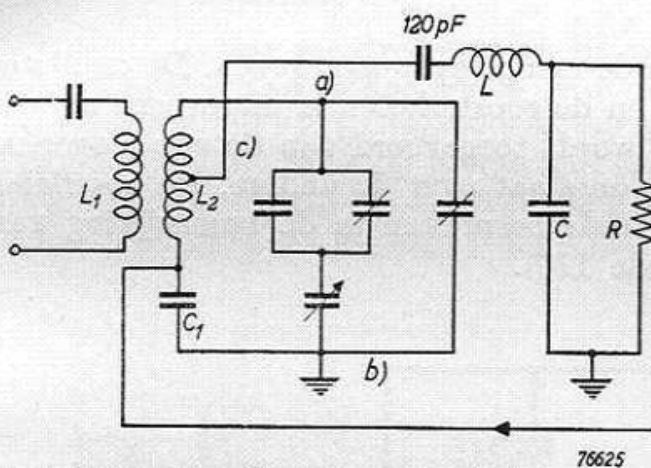


Fig. 2. Prinsipeschema van de H.F. ingang

De ingangsimpedantie van de mengtrap die de H.F. kring belast, is voorgesteld door de parallelschakeling van C en R . Daar ook omschakeling in het H.F. gedeelte vereist is, moet de invloed van de toevoerleidingen naar de schakelaar eveneens in rekening worden gebracht; deze is voorgesteld door de zelfinductie L . Als gevolg van de werking van deze zelfinductie

treedt een belasting van de H.F. kring op die voorgesteld kan worden door de parallelschakeling van C' en R' , waarbij $C' = C/(1 - \omega^2 LC)$ en $R' = R(1 - \omega^2 LC)^2$. Deze eenvoudige formules gelden alleen zolang $\omega CR \gg 1$ en $\omega L \ll R$. In de hier beschreven ontvanger wordt de werking van L gedeeltelijk gecompenseerd door de rooster-koppelcondensator van 120 pF.

Bij 94 MHz werd voor C' een waarde van 23 pF gemeten (tussen de punten c) en b) van fig. 2). Men zou bij deze kleine capaciteit de ingang van de mengtrap direct met punt a) kunnen verbinden, maar het is beter deze op een aftakking van de H.F. kring aan te sluiten. In het laatste geval vermindert men namelijk de invloed van veranderingen in C' , die bij voorbeeld kunnen ontstaan door geringe afwijkingen in de bedrading bij seriefabricage, op de afstemcapaciteit. De aftakking op L_2 is zodanig gekozen, dat de H.F. kring afregelbaar is bij normale toleranties in de bedradingscapaciteit. Deze afregeling geschiedt door het instellen van de capaciteit, die bestaat uit de parallelschakeling van een vaste condensator van 33 pF en een trimmer van 5—30 pF, en in serie met de afstemcondensator is geschakeld.

De capacatieve belasting van de H.F. kring door de mengtrap is frequentieafhankelijk. Hiervoor werden de volgende waarden gemeten (tussen punt a) en aarde): 13,2 pF bij 87,5 MHz, 14,4 pF bij 94 MHz en 15,5 pF bij 100 MHz. In verband met de hierboven aangehaalde gemeten waarde van 23 pF bij 94 MHz tussen de punten c) en b) volgt hieruit een aftakverhouding van $\sqrt{14,4/23} = 0,8$. In deze verhouding is de werkzame impedantie van de condensator C_1 , met inbegrip van de zelfinductie in de toevoerleidingen naar

deze condensator, in aanmerking genomen. Over C_1 staat de M.F. spanning voor de neutralisatie van de inwendige weerstand van de mengtriode. Tussen de antenneklemmen en de aftakking c) van de H.F. kring bedraagt de versterking 2,4. Tussen de aftakking en het rooster van de triode treedt door de werking van L en de zelfinducties in de brugtakken aan de ingang van de mengtrap nog een geringe opslingering op, die voor een gedeelte weer wordt gecompenseerd door de rooster-koppelcondensator. De gemeten spanningsversterking van de antenneklemmen tot aan het rooster bedraagt 2,5. Voor de gegevens van de antenne-kring, zie bladzijde 220.

Mengtrap

In fig. 3 is het prinsipeschema van de mengtrap weergegeven. De oscillator werkt met afgestemde anodekring en de roosterketen is uitgevoerd als een brugschakeling. De H.F. spanning wordt toegevoerd aan de ene diagonaal van de brug, de oscillatorspanning ontstaat over de andere. De voordelen die een brugschakeling biedt zijn reeds besproken in de beschrijving van de 5-buizen ontvanger (zie bladzijde 175).

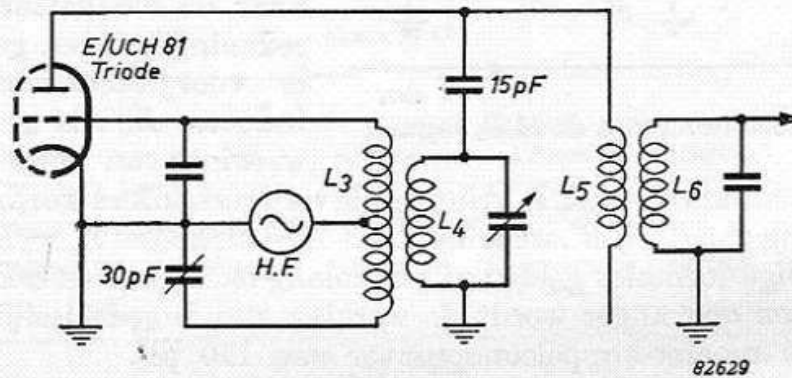


Fig. 3. Prinsipeschema van de brugschakeling aan de ingang van de mengbuis.

De oscillatorschakeling moet een roosterwisselspanning leveren (ca. $5 V_{eff}$) die ongeveer 1,5 maal zo groot is als noodzakelijk om maximum conversiesteilheid te verkrijgen. Bij deze waarde van de oscillatorspanning wordt de conversieversterking in hoge mate onafhankelijk van netspanningsschommelingen, terwijl de conversiesteilheid slechts weinig afwijkt van de maximaal bereikbare waarde. De belasting die de mengtrap op de H.F. kring uitoefent moet hierbij zo laag mogelijk worden gehouden, en directe straling van de anodespoel naar de antennespoel moet worden vermeden, daar anders de gunstige stralingseigenschappen, die zijn verkregen door de symmetrie van de roosterkring, ongunstig worden beïnvloed. Voor een hoge ingangsimpedantie aan het neutrale punt van de mengtrap is het gewenst de oscillator-kringen los te koppelen en derhalve een hoge impedantie in de anodekring te gebruiken. In verband echter met de directe straling van de anodekring naar de antennekring moet de anodewisselspanning zo laag mogelijk worden

gehouden, d.w.z. de anodeimpedantie mag niet te hoog en de koppeling niet te los worden gekozen.

De ingangscapaciteit van de mengtrap is door een asymmetrische aftakking op de roosterspoel (0,55) verbeterd, en de oscillatorspoelen zijn voor vermindering van de straling afgeschermd, waardoor tegelijkertijd de anodekring een extra demping verkrijgt. Om microfonie (frequentieverandering van de oscillator) te vermijden, moeten de oscillatorspoelen op een stevige spoelkoker worden gewikkeld. De gegevens van de oscillatorkring zijn te vinden op bladzijde 221.

Conversieversterking

Zonder speciale maatregelen treedt verlies aan versterking op, als gevolg van demping van de anodekring van de triode door de inwendige weerstand van de E/UCH 81. In deze ontvanger is de schakeling (zie eveneens fig. 6) zodanig ingericht dat geen verlies aan versterking optreedt, door de inwendige weerstand te neutraliseren. Daartoe wordt een gedeelte van de M.F. anodewisselspanning teruggevoerd naar het rooster, zoals aangegeven in fig. 4a.

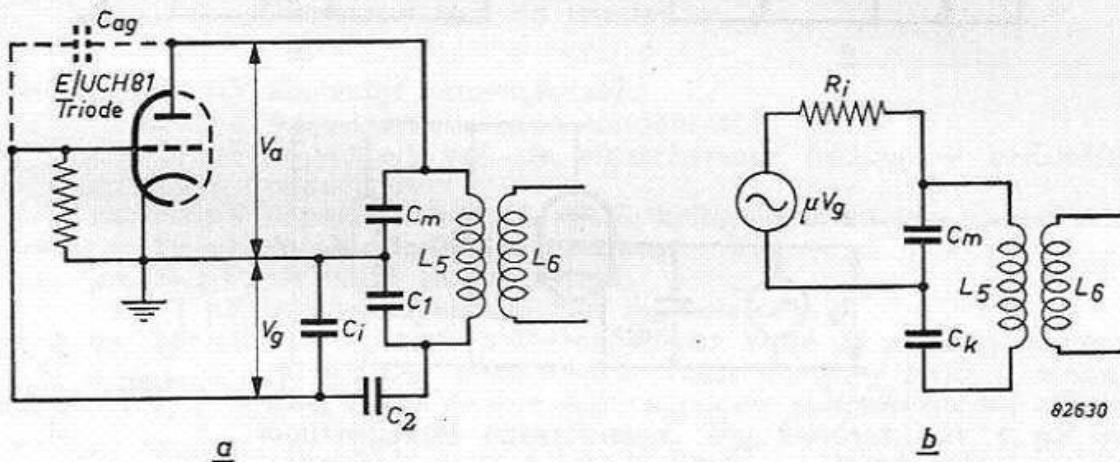


Fig. 4. Neutralisatie van de inwendige weerstand van de triode.
 a) Principeschema van de triode voor de middenfrequentie
 b) Vervangingschema
 Voor de waarden van de capaciteiten zie fig. 6.

Dit schema stelt de principiële schakeling van de mengtrap voor, zoals deze geldt voor de middenfrequentie (10,7 MHz). De impedanties van L_3 en L_4 zijn voor deze frequentie laag en kunnen worden verwaarloosd.

De voorwaarde waarbij $R_i = 0$ wordt kan als volgt worden afgeleid (zie fig. 4b). Voor de anodewisselspanning kan men schrijven:

$$V_a = -\mu V_g \cdot \frac{Z_a}{Z_a + R_i}$$

Stelt men verder $t = V_g/V_a$ dan volgt:

$$R_i = Z_a (1 + \mu t),$$

en $R_i = 0$ voor $t = -1/\mu$.

4. BUIZEN FM/AM ONTVANGER

De buis is ingesteld bij een anodespanning van 100 V, waarbij $\mu = 17$ (effectieve oscillatorspanning 5 V, roosterlekweerstand 1 M Ω), zodat t gelijk moet zijn aan $-1/17$. Berekent men t uit de schakeling dan vindt men:

$$t = V_g/V_a = -\frac{C_2}{C_2 + C_i} \cdot \frac{C_m}{C_k} = -1/17.$$

In deze schakeling is dus aan de voorwaarde voor neutralisatie van de inwendige weerstand van de triode voldaan.

De anode-roostercapaciteit C_{ag} is verdisconteerd in de capaciteiten C_i en C_m . Aan de hand van fig. 5 kan dit nader worden verklaard.

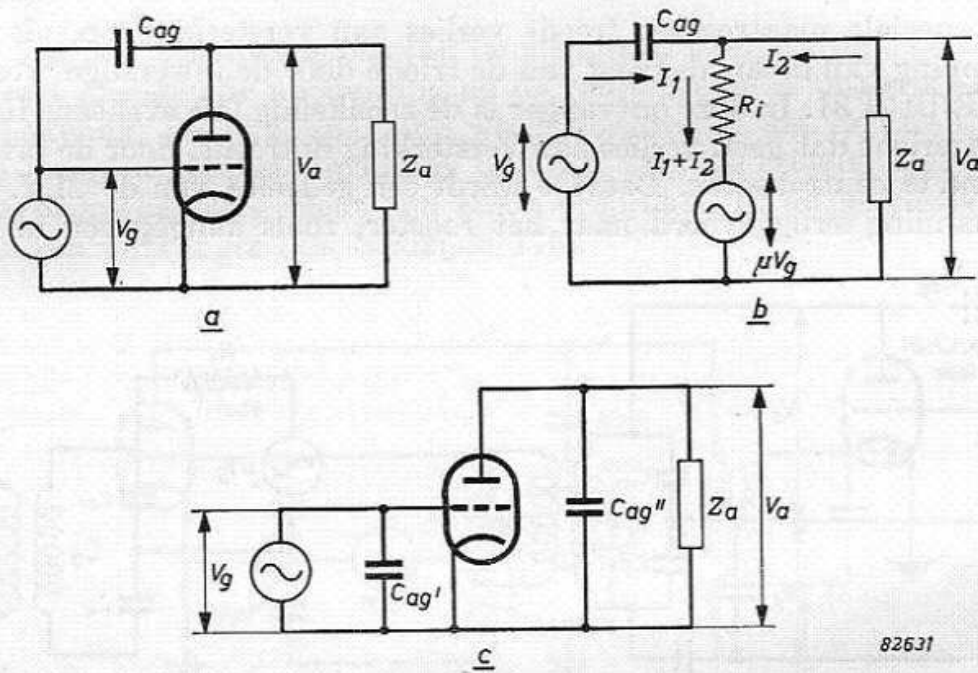


Fig. 5. Invloed van de anode-roostercapaciteit C_{ag} op de rooster- en op de anodekring.

- Principeschema
- Vervangingschema. Als gevolg van de neutralisatie van de inwendige weerstand is $R_i = 0$ te stellen
- Equivalentente schakeling voor fig. 5a, waarbij C_{ag} vervangen is door C_{ag}' en C_{ag}'' .

In fig. 5a is de principeschakeling gegeven, en in fig. 5b het daarvan afgeleide vervangingschema. Daar R_i in deze schakeling is geneutraliseerd, heeft deze geen invloed en kan voor de berekening vervallen.

Voor de admittantie, gezien vanaf de roosterspanningsbron, kan men schrijven:

$$Y_1 = I_1/V_g = j\omega(1 + \mu) C_{ag},$$

en voor de admittantie aan de anode:

$$Y_2 = \frac{I_1 + I_2}{V_a} = j\omega(1/\mu + 1)C_{ag} + \frac{1}{Z_a}.$$

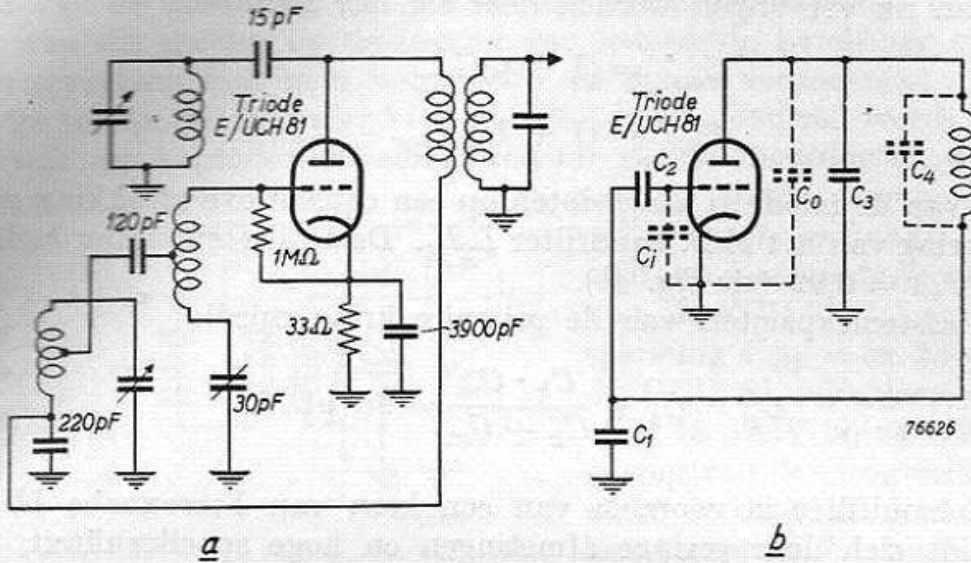


Fig. 6. a) Principeschema van de mengtrap.
 b) Vervangingschema voor de middenfrequentie, met gebruik van neutralisatie van de inwendige weerstand van de triode

- C_1 = ca. 260 pF, als volgt samengesteld:
 220 pF vast ingeschakelde condensator
 ca. 20 pF capaciteit van de afgeschermdde leiding + bedradingscapaciteit
- C_2 = ca. 20 pF capaciteit van de H.F. kring (gemiddelde waarde)
 120 pF rooster koppelcondensator
- C_i = ca. 54 pF, als volgt samengesteld:
 3 pF ingangcapaciteit van de buis, C_g
 ca. 36 pF dynamische roostercapaciteit voor de middenfrequentie: $(\mu + 1)C_{ag}$. Deze waarde volgt uit $(1 - 1/t)C_{ag}$, wanneer men voor t de hieronder afgeleide voorwaarde bij volledige neutralisatie substitueert. C_{ag} bestaat uit 1 pF buiscapaciteit en 1 pF bedradings- + buishoudercapaciteit. μ is de werkzame versterkingsfactor voor de middenfrequentie bij gebruik van de buis als oscillator. De aangegeven waarde van C_i geldt dus alleen bij volledige neutralisatie.
- ca. 15 pF capaciteit van de trimmer voor het symmetrisch afregelen van de brug + bedradingscapaciteit tussen rooster en aarde met inbegrip van de buishoudercapaciteit
- C_o = 11 pF, als volgt samengesteld:
 ca. 5 pF uitgangcapaciteit van de buis $[C_a + (1 + 1/\mu) C_{ag}]$ + buishoudercapaciteit
 ca. 6 pF bedradingscapaciteit tussen anode en aarde + de capaciteit van de primaire spoel van het bandfilter tegen aarde (capaciteit tegen afschermibus)
- C_3 = 15 pF koppelcondensator tussen de anode van de triode en de oscillatorkring
- C_4 = ca. 1 pF eigencapaciteit van de primaire spoel van het bandfilter
- C_k = ca. 300 pF totale capaciteit tussen het ondereinde van de primaire spoel en aarde

$$= C_1 + \frac{C_2 \cdot C_i}{C_2 + C_i}$$
- C_m = 26 pF totale capaciteit tussen anode en aarde = $C_o + C_3$

Fig. 5a kan nu vervangen worden door fig. 5c, als:

$$C_{ag}' = (1 + \mu)C_{ag},$$

en:

$$C_{ag}'' = (1 + 1/\mu)C_{ag}.$$

De anode van de triode is aangesloten op een capacatieve aftakking van de primaire kring van het M.F. bandfilter L_5L_6 . De aftakverhouding bedraagt: $C_k/(C_k + C_m) = 0,92$ (zie fig. 4b).

De totale afstemcapaciteit van de primaire kring wordt:

$$C_p = C_4 + \frac{C_k \cdot C_m}{C_k + C_m} = 25 \text{ pF.}$$

Het M.F. bandfilter is voorzien van een kern van Ferroxcube IVE, en onderscheidt zich door geringe afmetingen en hoge spoelkwaliteit, welke laatste bovendien praktisch onafhankelijk is van de instelling van de kern. Verdere bijzonderheden over deze filters zijn gegeven op bladzijde 224. De transimpedantie van het eerste M.F. bandfilter bedraagt 22 k Ω (zie ook de gegevens op bladzijde 222) en de conversiesteilheid van de triode is ca. 1 mA/V (lekweerstand van 1 M Ω , effectieve oscillatorspanning 5 V). Daar de inwendige weerstand van de triode geneutraliseerd is wordt de conversieversterking $g_c = S_c \cdot 22 = 22$ en de versterking van de antenneklemmen tot aan het rooster van de E/UCH 81 wordt dan $2,5 \cdot 22 = 55$.

Terugwerking van de anode van het heptodedeel op de anode van het triode-deel van de E/UCH 81

Bij gebruik van de E/UCH 81 in de hier besproken schakeling, moet men rekening houden met drie effecten, die ontstaan als gevolg van de combinatie van twee buizensystemen in één ballon:

- a) de capacatieve koppeling tussen de beide anoden;
- b) een electronische koppeling tussen de beide systemen, als gevolg van een stroomovergang van de katode van de heptode naar de anode van de triode, waarbij het eerste rooster van de heptode fungeert als stuurrooster;
- c) de koppeling van de beide systemen over de gemeenschappelijke zelf-inductie in de katodeleiding.

Het onder a) genoemde effect, dat kan worden opgeheven door C_{aHaT} te neutraliseren, is verder toegelicht in de beschrijving van de eerste M.F. trap. De effecten b) en c) zijn van invloed op het eerste M.F. bandfilter, en de bovengenoemde waarde voor de conversieversterking geldt dan ook alleen op voorwaarde dat de hieronder beschreven maatregelen om deze effecten te compenseren inderdaad getroffen zijn.

Terugwerking door electronische koppeling tussen de systemen

Een klein gedeelte van de electronenstroom in het heptodedeel komt terecht op steun- en toevoerdraden van de anode der triode, die uitsteken in de ruimte tussen rooster en anode van de heptode. De grootte van deze stroom

hangt af van de uitsturing van het rooster der heptode, zodat een terugwerking van dit rooster op de ingang van het eerste bandfilter ontstaat. Deze terugwerking kan men voorstellen als zijnde veroorzaakt door een parasitaire triode met een zeer kleine steilheid, die gevormd wordt door de katode van de heptode, het eerste rooster van de heptode en de anode van de triode.

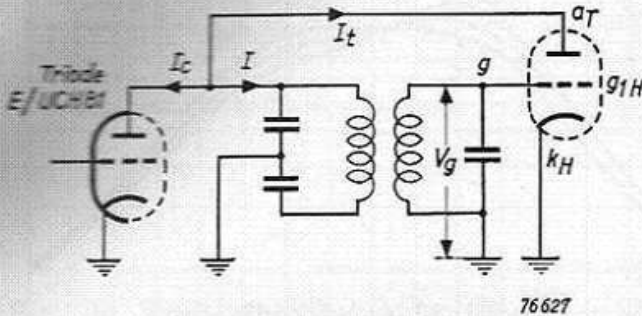


Fig. 7. Terugwerking als gevolg van elektronische koppeling tussen de beide systemen van de E/UCH 81.

Zonder speciale maatregelen bedraagt de steilheid van deze triode $S_t = 14 \mu\text{A/V}$, voor de ECH 81, bij een anodespanning $V_{aH} = \text{ca. } 230 \text{ V}$. Voor de UCH 81 zijn deze waarden resp. $18 \mu\text{A/V}$ bij ca. 145 V . Als gevolg van de terugwerking ontstaat er over de primaire van het eerste M.F. bandfilter een restdemping, ook wanneer de inwendige weerstand geneutraliseerd is volgens de bovenbe-

schreven methode. In fig. 7 is de schakeling van de mengtriode, het bandfilter en de parasitaire triode getekend. Daar de primaire en de secundaire spanning van het bandfilter in resonantie 90° in fase verschoven zijn, ontstaat een asymmetrische vervorming van de doorlaatkromme. In de fig. 8a en 8b zijn de onvervormde en de vervormde krommen weergegeven. De onvervormde zijn aangegeven met I; deze verkrijgt men zonder de stroom I_t van de parasitaire triode. De krommen II betreffen vervorming met $S_t = 14 \mu\text{A/V}$ voor de E-ontvanger (fig. 8a), en met $S_t = 18 \mu\text{A/V}$ voor de U-ontvanger (fig. 8b).

Voor de transimpedantie van het filter kunnen wij schrijven: $Z_{tr} = V_g/I$, en voor de transimpedantie, gezien vanaf de triode van de E/UCH 81, dat is de schijnbare transimpedantie: $Z_{tr}' = V_g/I_c$. Bij resonantie ($10,7 \text{ MHz}$) bedraagt de fazeverschuiving tussen I en I_t 90° , zodat we voor I_c een waarde vinden die gelijk is aan $I_c = \sqrt{I^2 + I_t^2}$. Substitueren wij $I_t = S_t \cdot V_g$ dan wordt na enige herleiding de schijnbare transimpedantie:

$$Z_{tr}' = \frac{Z_{tr}}{\sqrt{1 + S_t^2 \cdot Z_{tr}^2}}$$

Door de invloed van I_t ontstaat dus in het resonantiepoint een vermindering van de versterking, die bij de bekende waarden van S_t en Z_{tr} ca. 5% voor de E-ontvanger en 7% voor de U-ontvanger bedraagt. Boven en beneden resonantie wordt de storende invloed van de parasitaire triode echter aanzienlijk groter, zoals uit de figuren 8a en 8b is te zien. Men kan nu de parasitaire steilheid verminderen door het derde rooster van de heptode op de potentiaal van de schermroosters te brengen. S_t neemt dan voor beide uitvoeringen van de ontvanger af tot ca. $8 \mu\text{A/V}$, en de versterkingsvermindering bij resonantie bedraagt nog slechts $1,5\%$, terwijl de doorlaatkrommen een beter verloop krijgen (zie krommen III in fig. 8a en fig. 8b).

De nog resterende asymmetrie heeft geen invloed meer op het verloop van de totale discriminatorkrommen van de ontvangers.

Om het heptode deel in dit geval niet over te belasten, moet men de negatieve roosterspanning verhogen, en men kiest deze zodanig dat de steilheid weer op de normale waarde komt. Deze negatieve voorspanning bedraagt $-2,5$ V. De ontkoppelcondensator voor de katodeweerstand van 33Ω kan worden gebruikt voor de compensatie van het onder c) genoemde stooreffect.

Terugwerking door de zelf-inductie van de gemeenschappelijke katodeleiding

De katodestroom van het heptode deel van de E/UCH 81 veroorzaakt over de zelfinductie in de gemeenschappelijke katodeleiding L_k (zie fig. 9) een spanning die de stroom door de triode beïnvloedt. Langs dezelfde weg als bij de parasitaire triode kan men de versterkingsverandering die ontstaat als gevolg van L_k , berekenen voor het geval dat resonantie optreedt. Bij onderstaande berekening gaat men ervan uit dat de inwendige weerstand van de mengtriode geneutraliseerd is zoals boven beschreven.

In de anode van de triode ontstaan twee M.F. stromen. Eén hiervan I_c is de M.F. stroom die ontstaat als gevolg van de mengwerking van de triode, de andere I_{aT} is de M.F. stroom als gevolg van de aanwezigheid van de zelfinductie L_k (zie fig. 9). Bij resonantie treedt er in het bandfilter een faze-

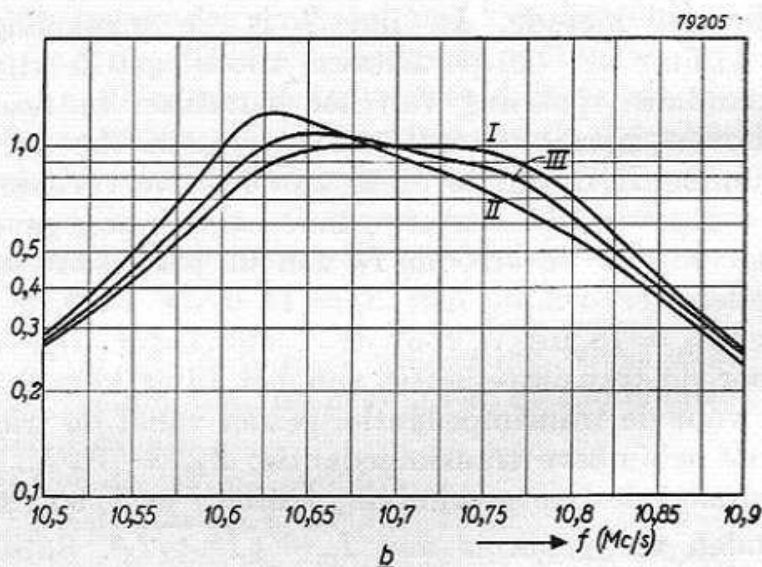
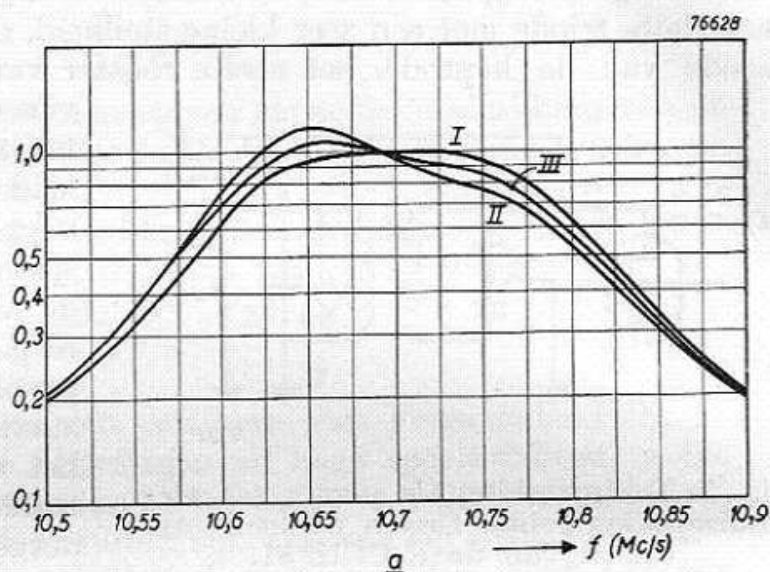


Fig. 8. Doorlaatkrommen (transimpedantie) van het eerste M.F. bandfilter:

a) voor de ECH 81

b) voor de UCH 81

Kromme I : onvervormde doorlaatkromme.

Kromme II : doorlaatkromme bij elektronische koppeling tussen de beide systemen van de triode-heptode.

Kromme III: doorlaatkromme voor het geval het derde rooster en de schermroosters van de heptode zijn doorverbonden.

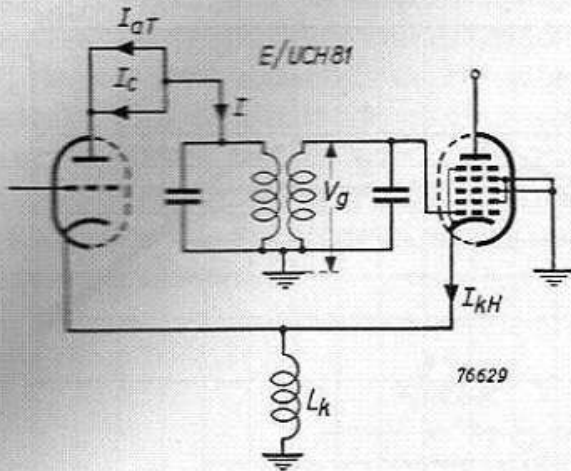


Fig. 9. Terugwerking over de gemeenschappelijke katodeïnductiviteit van de twee systemen van de E/UCH 81.

wordt na substitutie van $Y_{tr} = I/V_g$ en de waarde van I_{aT} :

$$Y_{tr}' = Y_{tr} + S_T \cdot S_H \cdot \omega L_k$$

Voor de schijnbare transimpedantie vinden wij dan:

$$Z_{tr}' = \frac{1}{Y_{tr}'} = \frac{Z_{tr}}{1 + Z_{tr} \cdot S_T \cdot S_H \cdot \omega L_k}$$

De invloed van L_k heeft dus in dit geval een vermindering van de transimpedantie, en daarmee dus ook een vermindering van de versterking tot gevolg.

Poolt men het bandfilter om, dan moet het plusteken in de noemer worden vervangen door een minteken, en men verkrijgt dan een verhoging van de transimpedantie en van de versterking. De bandbreedte wordt echter kleiner. Wij behandelen hier dan ook alleen het geval waarin de versterking afneemt. Vult men getallenwaarden in, dan verkrijgt men:

$$Z_{tr}' = \frac{Z_{tr}}{1 + 22 \cdot 10^3 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 3,8 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 60 \cdot 10^{-9}} = 0,69 Z_{tr}$$

De versterking neemt dus bij resonantie 31% af.

Het verloop van de doorlaatkromme buiten resonantie is in fig. 10 weergegeven door kromme II. De invloed van de katodezelfinductie is voor de E-uitvoering en voor de U-uitvoering gelijk.

Kromme III uit fig. 10 geeft de gelijktijdige invloed weer van de zelfinductie in de gemeenschappelijke katodeleiding en de parasitaire triode voor een U-apparaat.

verschuiving op van 90° , terwijl dit nog eens gebeurt in de spoel L_k . Afhankelijk van de poling van het bandfilter zal er dus tussen de stromen I_c en I_{aT} een fazeverschuiving optreden van 180° of 0° . Nemen wij de eerste waarde aan dan geldt:

$$I_c - I_{aT} = I$$

De grootte van I_{aT} is bepaald door:

$$\begin{aligned} I_{aT} &= S_T \cdot I_{kH} \cdot \omega L_k \\ &= S_T \cdot S_H \cdot V_g \cdot \omega L_k \end{aligned}$$

Hierin is S_T de M.F. steilheid van de triode ($1,3 \text{ mA/V}$) en S_H de katodestroomsteilheid van de heptode, die $3,8 \text{ mA/V}$ bedraagt.

De schijnbare transadmittantie van het bandfilter is: $Y_{tr}' = I_c/V_g$ en dit

Men kan de invloed van L_k geheel compenseren door een zodanige waarde van de ontkoppelcondensator van de katodeweerstand te kiezen, dat deze met L_k een seriekring vormt waarvan de resonantiefrequentie 10,7 MHz bedraagt. Voor $L_k = 0,06 \mu\text{H}$ moet de ontkoppelcondensator dan een waarde hebben van 3700 pF. In de schakeling is een inductievrije condensator van 3900 pF met zeer korte toevoeringen gebruikt.

Onder deze omstandigheden verkrijgt men als resulterende doorlaatkromme van het bandfilter kromme III uit fig. 8a voor de E-ontvanger, en kromme III uit fig. 8b voor de U-uitvoering.

Eerste M.F. versterker

Als versterker wordt het heptodegedeelte van de E/UCH 81 gebruikt. De ingangsketen wordt gevormd door het M.F. bandfilter L_5L_6 en in de uitgang bevindt zich het M.F. bandfilter L_7L_8 .

Zoals reeds werd uiteengezet bij de 5-buizen ontvanger op bladzijde 177, heeft de capaciteit C_{aHaT} , tussen de anode van de beide systemen van de E/UCH 81, een schijnbare vergroting van de transimpedantie van het eerste M.F. bandfilter L_5L_6 tot gevolg. Daar echter bij een te grote waarde van $p^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_i \cdot \omega C_{aHaT}$ gevaar voor instabiliteit optreedt, mag de waarde van Z_i , dat is deingangsimpedantie van het bandfilter L_7L_8 , niet te groot worden. Bij de 5-buizen ontvanger is dit filter met het oog hierop gedempt met een weerstand van 3,9 k Ω .

In deze ontvanger is de schakeling enigszins anders ingericht. Door de neutralisatie van de inwendige weerstand van de triode heeft de transimpedantie Z_{tr} van het eerste bandfilter L_5L_6 een hoge waarde, en moet, om de waarde van p^2 binnen de grens te houden, de impedantie Z_i aanmerkelijk worden verkleind. De winst aan versterking die men verkrijgt, als gevolg van de neutralisatie van de inwendige weerstand, gaat echter nagenoeg weer geheel verloren als gevolg van deze demping en door het grotere verlies aan versterking door elektronische koppeling (zie blz. 198) en de aanwezigheid van de katodezelfinductie (zie blz. 200). Versterkingsverhoging (ca. 20 à 30%) kan

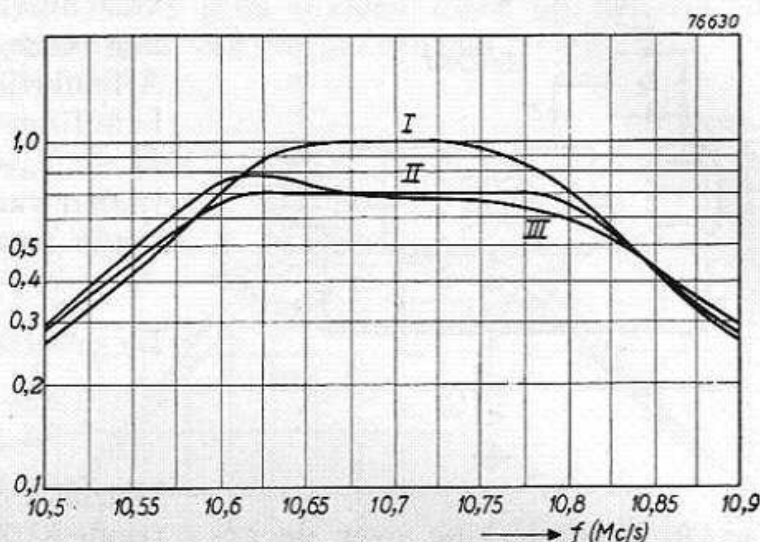


Fig. 10. Doorlaatkrommen (transimpedantie) van het eerste M.F. bandfilter voor de UCH 81. Kromme I : onvervormde doorlaatkromme.

Kromme II : doorlaatkromme bij terugwerking over de gemeenschappelijke katodeinductiviteit L_k van de twee buizensystemen.

Kromme III: doorlaatkromme bij terugwerking over L_k met gelijktijdige elektronische koppeling tussen de beide systemen.

men wel verkrijgen als men eveneens neutralisatie van de capaciteit C_{aHaT} toepast. De versterking van de triode wordt dan onafhankelijk van de factor p^2 , deze wordt namelijk 0. De schakeling is weergegeven in fig. 11. Een gedeelte van de uitgangsspanning wordt via de condensator C_n teruggevoerd naar de anode van de triode, die eveneens een spanning krijgt toegevoerd over de capaciteit C_{aHaT} . De waarde van C_n wordt nu zodanig gekozen dat beide genoemde spanningen elkaar opheffen, waardoor de werking van C_{aHaT} is genutraliseerd.

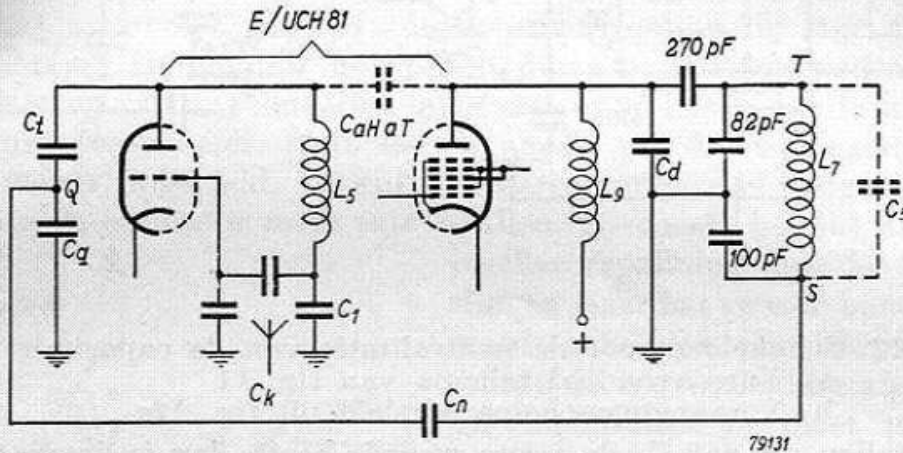


Fig. 11. Principeschakeling van de eerste M.F. trap met neutralisatie van de capaciteit C_{aHaT} tussen de anode van het triodedeel en de anode van het heptodedeel.

C_t = 15 pF koppelcapaciteit tussen de anode van de triode en de oscillatorkring.

C_q = 710 pF, samengesteld uit:
680 pF ingeschakelde vaste condensator (mica)
ca. 30 pF capaciteit van de oscillatorschakeling (gemiddelde waarde)

C_k = 300 pF capaciteit voor M.F. neutralisatie in de mengtrap

C_n = 12 pF capaciteit voor de neutralisatie van C_{aHaT}

C_{aHaT} = 0,22 pF gemiddelde waarde (met inbegrip van buishoudercapaciteit)

C_d = 15 pF, samengesteld uit:

8 pF buiscapaciteit

7 pF buishouder, bedradingscapaciteit, eigen capaciteit en capaciteit van de AM-spoel L_9 t.o.v. aarde

C_5 = 1 pF spoelcapaciteit

C_T = 96 pF capaciteit van punt T tegen aarde

$$C_T = 82 + \frac{270 \cdot C_d}{270 + C_d}$$

C_S = 112 pF capaciteit van punt S tegen aarde

$$C_S = 100 + \frac{C_n \cdot C_q}{C_n + C_q}$$

C_c = 53 pF totale kringcapaciteit

$$C_c = C_5 + \frac{C_S \cdot C_T}{C_S + C_T}$$

L_5 primaire van eerste M.F. bandfilter

L_7 primaire van tweede M.F. bandfilter

L_9 AM-spoel

In fig. 12a is het schema uit fig. 11 vereenvoudigd weergegeven en hieruit kan fig. 12b worden afgeleid.

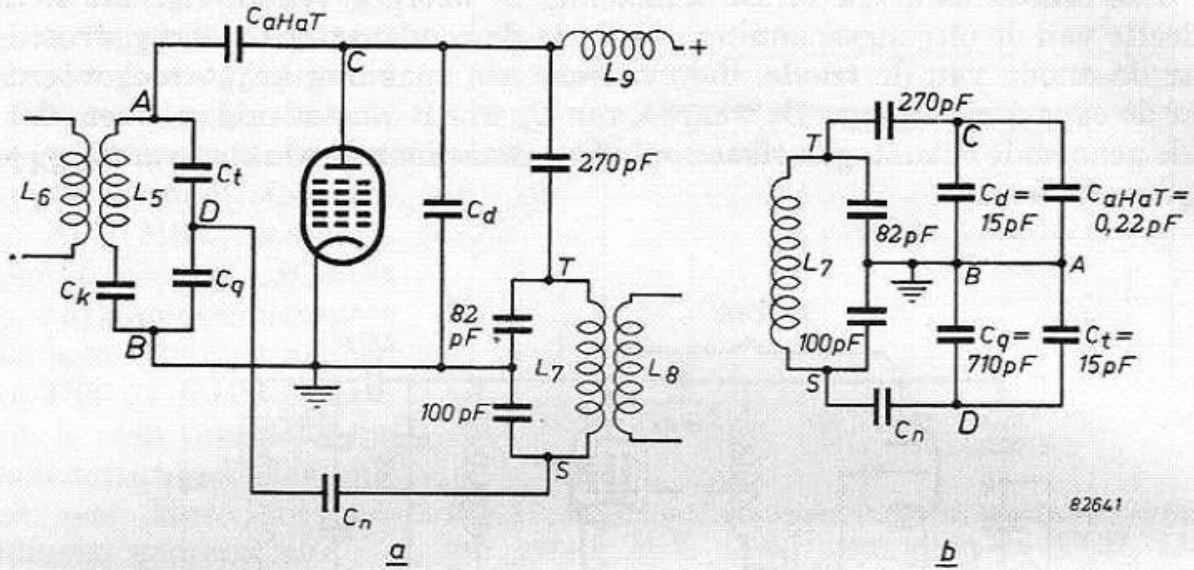


Fig. 12. Schakeling voor de neutralisatie van de capaciteit C_{aHaT}
 a) Vereenvoudigd schema van fig. 11
 b) Vervangingsschema afgeleid uit fig. 12a

Veronderstellen wij dat C_n de juiste waarde heeft, dan is de spanning van punt A gelijk aan die van punt B , en kunnen deze punten worden doorverbonden. De stroom I door C_{aHaT} is dan gelijk aan de stroom door C_t . De spanning van de punten C en D t.o.v. aarde worden:

$$V_C = I/j\omega C_{aHaT},$$

en: $V_D = I/j\omega C_t,$

zodat: $V_C/V_D = C_t/C_{aHaT}.$

De spanningen van de punten S en T zijn:

$$V_S = \frac{C_n + C_q + C_t}{C_n} \cdot V_D,$$

en: $V_T = \frac{C_d + 270}{270} \cdot V_C.$

De totale capaciteit van deze punten bedraagt:

$$C_S = 100 + \frac{C_n(C_q + C_t)}{C_n + C_q + C_t},$$

en: $C_T = 82 + \frac{270(C_d + C_{aHaT})}{270 + C_d + C_{aHaT}} = 96 \text{ pF}.$

Als C_n klein is ten opzichte van $C_q + C_t$, hetgeen aan het eind van de berekening inderdaad het geval blijkt te zijn, vindt men:

$$\frac{V_T}{V_S} = \frac{C_t}{C_{aHaT}} \cdot \frac{C_d + 270}{270} \cdot \frac{C_n}{C_q + C_t} = \frac{C_S}{C_T} = \frac{100 + C_n}{96}$$

Hieruit volgt: $C_n = 11,8 \text{ pF}.$

In de schakeling is een capaciteit van 12 pF gebruikt.

In plaats dat men de waarde van de condensator C_n uit de capaciteiten van fig. 11 berekent, kan men deze ook experimenteel bepalen. Hiervoor koppelt men een meetzender via een kleine capaciteit (ca. 1 pF) aan de primaire van het eerste bandfilter L_5 , en sluit over de secundaire u een H.F. voltmeter aan. De capaciteit C_n wordt dan zolang veranderd dat geen verandering in de aanwijzing van de H.F. voltmeter meer optreedt als men de anode van het heptodedeel hoogfrequent kortsluit. Wordt de doorlaatkromme van het bandfilter met een oscillograaf opgenomen, dan moet, voor goede neutralisatie, bij het opheffen van deze kortsluiting, een schijnbare verschuiving van de doorlaatkromme naar lagere frequenties te zien zijn. Als gevolg van de terugwerking over C_{ag} wordt de doorlaatkromme bij lage frequenties verhoogd, en bij frequenties hoger dan de resonantiefrequentie gedempt. Bij het monteren van de schakeling moet men er op letten dat de condensator van 100 pF tussen het punt S en aarde zo dicht mogelijk bij de oscillator wordt opgesteld, terwijl het aardpunt zoveel mogelijk met het nulpunt van de oscillator moet samenvallen. Hiermede bereikt men dat de

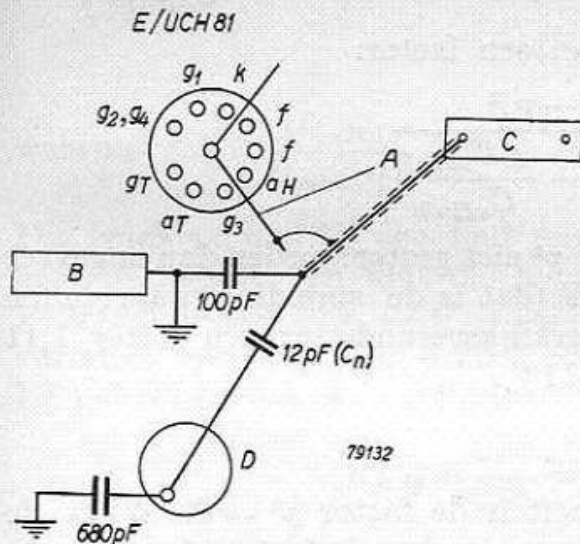


Fig. 13. Schets van de bedrading en van de montage van de onderdelen voor de neutralisatie van C_{aHaT} .

- A = afscherming,
- B = H.F. schakelaar
- C = M.F. bandfilter
- D = oscillatorspoel

oscillatorspanning op de toevoerleidingen naar het tweede bandfilter laag wordt gehouden. Om dezelfde reden wordt de toevoerleiding afgeschermd. De condensator C_n moet zodanig gemonteerd worden dat geen M.F. spanning van de neutralisatieleiding op het rooster van de mengtriode kan komen door parasitaire koppelingen, daar hierdoor weer een vervorming van de doorlaatkromme ontstaat. In fig. 13 is een voorbeeld gegeven hoe men de betreffende bedrading kan uitvoeren.

De transimpedantie van het tweede M.F. bandfilter L_7L_8 , gemeten aan de anode van het heptodedeel van de E/UCH 81, bedraagt 7,7 k Ω , zodat bij een steilheid van 2,4 mA/V, de versterking gelijk wordt aan $2,4 \cdot 7,7 = 18,5$. De totale versterking van de antenne tot aan het rooster van de E/UF 85 wordt dus $55 \cdot 18,5 = 1020$.

Voor verdere gegevens van het bandfilter L_7L_8 zie bladzijde 222.

Veranderingen in de versterking kunnen ontstaan als gevolg van onvoldoende neutralisatie van C_{aHaT} , bijvoorbeeld bij het uitwisselen van de buis E/UCH 81. De factor p^2 is dan namelijk niet meer gelijk aan 0. Vergelijkt men een schakeling zonder neutralisatie van C_{aHaT} met een schakeling waarin deze neutralisatie wel is toegepast, dan blijkt in het eerste geval de versterkingsvariatie veel geringer te zijn, zoals uit het onderstaande volgt:

1) *Schakeling zonder neutralisatie van C_{aHaT}*

De versterking van de triode bedraagt: (zie eveneens bladzijde 178)

$$g_T = S_T \cdot \frac{Z_{tr}}{1 - p_a^2},$$

waarin: S_T = conversiesteilheid van de triode E/UCH 81 = 1 mA/V

Z_{tr} = transimpedantie van het M.F. bandfilter L_5L_6

$p_a^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_i \cdot \omega C_{aHaT}$

S_H = M.F. steilheid van de heptode = 2,4 mA/V

Z_i = ingangsimpedantie van het tweede M.F. bandfilter L_7L_8

C_{aHaT} = nominale capaciteit tussen de anoden van de beide systemen van de E/UCH 81 = 0,22 pF.

Verandert de capaciteit C_{aHaT} met een bedrag ΔC_{aHaT} , dan verandert de factor p^2 , en hiervoor kan men schrijven:

$$p^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_i \cdot \omega(C_{aHaT} + \Delta C_{aHaT}) = p_a^2 \left(1 + \frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}} \right)$$

De versterkingsverandering bedraagt dan een factor:

$$\Delta g_T = \frac{1 - p_a^2}{1 - p_a^2 \left(1 + \frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}} \right)}$$

Met het oog op instabiliteit mag de factor p^2 niet groter worden dan ongeveer 0,65, zodat voor $\Delta C_{aHaT} = \pm 0,015$ pF (dat is de spreiding waarbinnen 68,3% van alle buizen liggen) de versterkingsverandering een factor 1,11 resp. 0,89 bedraagt, of +11% resp. -11%.

2) *Schakeling met neutralisatie van C_{aHaT}*

Wanneer C_{aHaT} de nominale waarde heeft is de factor $p^2 = 0$. Wijkt de capaciteit ΔC_{aHaT} van deze waarde af dan verandert de factor p^2 en wordt:

$$p^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_i \cdot \Delta \omega C_{aHaT}.$$

Voor de versterkingsverandering vinden wij in deze schakeling:

$$\Delta g_T = \frac{1}{1 - p^2}.$$

Stellen wij: $p_b^2 = S_H \cdot Z_{tr} \cdot Z_i \cdot \omega C_{aHaT}$, dan volgt:

$$\Delta g_T = \frac{1}{1 - p_b^2 \frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}}}$$

Daar in dit geval geen extra demping van de anodekring van de heptode in verband met instabiliteit noodzakelijk is, wordt de waarde van p_b^2 veel groter dan die van p_a^2 , en bedraagt ongeveer 4,8. Voor $\Delta C_{aHaT} = \pm 0,015$ pF vindt men dan een verandering in versterking van +50% en -25%.

Men kan nu de factor p_b^2 zo kiezen dat de versterkingsveranderingen in beide gevallen gelijk zijn:

$$\frac{1-p_a^2}{1-p_a^2\left(1+\frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}}\right)} = \frac{1}{1-p_b^2\frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}}}$$

Voor de factor p_b^2 vindt men dan:

$$p_b^2 = \frac{p_a^2}{1-p_a^2}$$

Na substitutie van $p_a^2 = 0,65$ volgt $p_b^2 = 1,8$.

Om deze waarde te verkrijgen moet Z_i worden verkleind, hetgeen in deze ontvanger is bereikt door de anode van de heptode aan te sluiten op een capacitieve aftakking van de primaire kring van het tweede M.F. bandfilter L_7L_8 .

Instabiliteit van de versterker treedt op wanneer:

$$1 - p_b^2 \frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}} = 0,$$

waaruit volgt: $\frac{\Delta C_{aHaT}}{C_{aHaT}} = 0,56$.

Dit betekent dat bij een fout van 56% in de neutralisatie de schakeling instabiel wordt, een fout die men in de praktijk niet zal bereiken.

Bedraagt de fout 10% ($\Delta C_{aHaT}/C_{aHaT} = \pm 0,1$) dan kunnen versterkingsvariatiaties optreden van +22% resp. -15%, hetgeen nog toelaatbaar is. Bij ontvangst van AM bedraagt de capaciteit parallel aan de AM-spoel L_9 :

$$C_{AM} = \frac{270(82 + C_S)}{270 + 82 + C_S} = 113 \text{ pF.}$$

Men kan dus gebruik maken van een normaal AM-bandfilter, dat uitgerust is met een capaciteit van 115 pF.

Tweede M.F. trap

Evenals aan de anodekant van het heptodedeel van de E/UCH 81, is bij de E/UF 85 geen omschakeling vereist voor FM naar AM ontvangst. De AM spoel L_{14} dient bij FM ontvangst als smoerspoel, terwijl de discriminator L_{11} via de capaciteit van de AM kring (110 pF) aan de anode wordt gekoppeld. Bij AM ontvangst kan men de FM kring als een kortsluiting beschouwen. De werking van C_{ag} wordt door een brugschakeling sterk verminderd, om de stabiliteit van de tweede M.F. trap te verbeteren. Om dit te bereiken wordt een M.F. spanning toegevoerd aan het schermrooster van de buis die in tegenfase is met de anodespanning. Deze M.F. spanning werkt ook op het stuurrooster, als gevolg van de capaciteit C_{g2o1} . In fig. 14a is het principieschema van de tweede M.F. trap weergegeven, en in fig. 14b het daaruit afgeleide vervangingschema voor de brugschakeling.

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

Voor volledige neutralisatie geldt:

$$C_{g2} = \frac{C_{g2g1} \cdot C}{C_{ag1}}$$

Bij AM ontvangst is $C = C_1 = 11$ pF, en C_{g2} moet dan een waarde van 3400 pF hebben. Voor ontvangst van FM wordt $C \approx C_1 + C_3 = 14$ pF, zodat nu een waarde van C_{g2} van 4400 pF vereist is. In de schakeling is een capaciteit van 3900 pF opgenomen die tussen deze waarden in ligt. De anode van de E/UF 85 is bij FM ontvangst aangesloten aan een capacatieve aftakking van de discriminator. De aftakkingsverhouding wordt gegeven door de capaciteit C_1 en 110 pF, en bedraagt: $110/(110 + 11) = 0,91$. De versterking van de tweede M.F. trap bedraagt dan bij een steilheid van 6 mA/V: $6 \cdot 0,91 \cdot Z_i$ waarin Z_i de ingangsimpedantie van de discriminator voorstelt. (Zie eveneens de gegevens van het discriminatorfilter op bladz. 223.) Voor de E-ontvanger bedraagt deze impedantie 16,5 kΩ, en voor de U-ontvanger 15,3 kΩ.

De totale versterking van de antenneklemmen tot de discriminatoringang wordt:

voor de E-ontvanger $2,5 \cdot 22 \cdot 18,5 \cdot 90 = 92000$;

voor de U-ontvanger $2,5 \cdot 22 \cdot 18,5 \cdot 84 = 86000$.

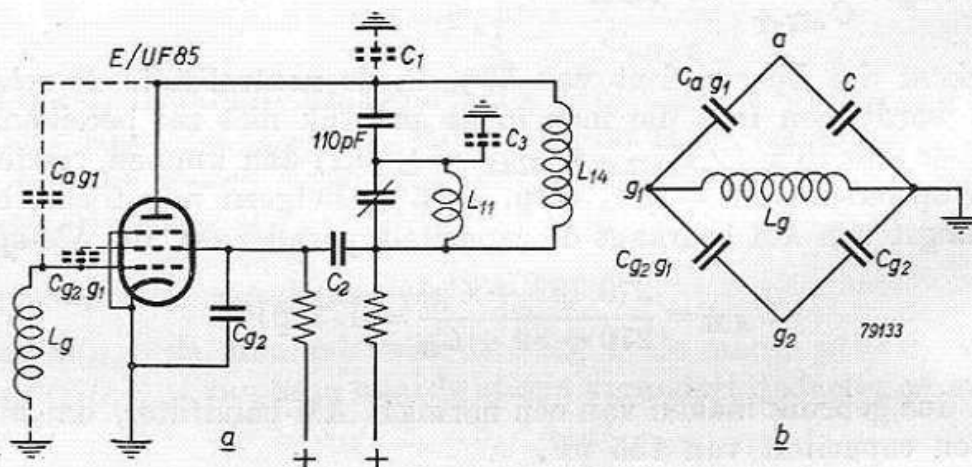


Fig. 14. a) M.F. trap met reductie van de anodeterugwerking over C_{ag} .

b) Vervangingschema behorend bij fig. 14a.

$C_1 = 11$ pF, samengesteld uit:

4 pF buiscapaciteit en buishoudercapaciteit

4 pF capaciteit tegen aarde van de AM-spoel L_{14}

3 pF bedradingscapaciteit + capaciteit van de condensator van 110 pF tegen aarde.

$C_2 = 1500$ pF scheidingscondensator

$C_{ag1} = 0,008$ pF, samengesteld uit:

0,006 pF buiscapaciteit (gemiddelde waarde)

0,002 pF capaciteit van de buishouder + afscherming tussen de

anode en het stuurrooster inclusief de bedradingscapaciteit

$C_{g2g1} = 2,5$ pF buiscapaciteit (gemiddelde waarde); deze waarde varieert

tussen 2,2 en 2,8 pF

$C_3 = 3$ pF, samengesteld uit:

2 pF capaciteit tegen aarde van de FM-spoel L_{11}

1 pF bedradingscapaciteit

Demodulatie

Hiervoor wordt gebruik gemaakt van een ratiodetector met de twee laagohmige dioden van de E/UABC 80 (zie fig. 15). Ter verbetering van de begrenzing zijn een hoge belastingsweerstand ($56\text{ k}\Omega$) en een naar verhouding grote serieweerstand met de tertiaire spoel ($1,2\text{ k}\Omega$) gebruikt.

Het verband tussen de M.F. ingangsspanning V_p en de L.F. spanning V_o aan het rooster van het triodedeel van de E/UABC 80 is uit onderstaande

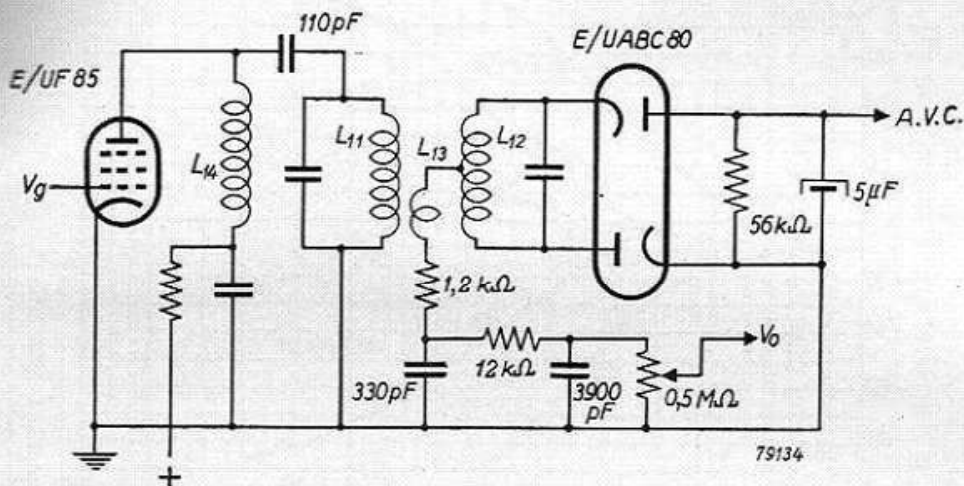


Fig. 15. Schema van de ratiodetector.

tabel te zien. Bovendien is in deze tabel de vervorming aangegeven bij een frequentiezwaai van 75 kHz , en een verstemming Δf van $\pm 50\text{ kHz}$ van de draaggolfrequentie. Bij verandering van de ingangsspanning verandert ook de diodedemping, en daarmee eveneens de versterking van de E/UF 85. Naast de spanning V_p is daarom ook de ingangsspanning aan het rooster van de E/UF 85 opgegeven.

Frequentiezwaai 15 kHz					
L.F. spanning aan het rooster					
van de E/UABC 80	V_o	10	25	50	100 mV
L.F. spanning vóór de de-emphasisketen.					
H.F. ingangsspanning	V_p	0,70	1,25	2,2	4,5 V
H.F. spanning aan het rooster van de					
EF 85	V_g	7,8	14	25,5	53 mV
UF 85	V_g	8,3	15	27	57 mV
Versterking van de EF 85					
		90	89	86	85
UF 85					
		84	83	82	79
Frequentiezwaai 75 kHz					
Vervorming d bij een					
verstemming	Δf				
	$\left\{ \begin{array}{l} -50\text{ kHz} \\ 0\text{ kHz} \\ +50\text{ kHz} \end{array} \right.$	7,5	4,0	3,5	3,2%
		1,7	1,0	0,9	0,7%
		7,0	2,9	2,0	1,7%

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

In fig. 16 is de begrenzingsfactor α als functie van V_p en Δf aangegeven. Onder begrenzingsfactor wordt hier verstaan de verhouding tussen de L.F. uitgangsspanning van een frequentiegemoduleerd signaal met een frequentiezwaai van 15 kHz, en de L.F. uitgangsspanning van een amplitudegemoduleerd signaal bij een modulatie diepte van 30%. In beide gevallen wordt de amplitude van de draaggolf gelijk genomen.

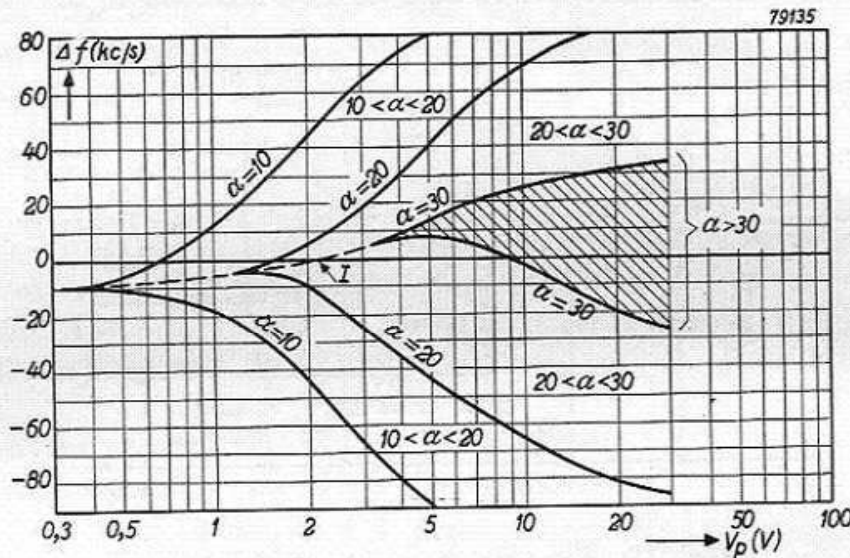


Fig. 16. De amplitudebegrenzing in de ratiodetector. De begrenzingsfactor α als functie van de discriminatoringangsspanning V_p en de frequentieafwijking van de draaggolf Δf ten opzichte van 10,7 MHz.
 I = kromme voor maximale begrenzing.

Onderstaande tabel geeft de begrenzingsfactor α als functie van V_o en Δf . V_o is gemeten bij FM, terwijl Δf de afwijking van de draaggolfrequentie ten opzichte van 10,7 MHz voorstelt.

	V_o (mV)	10	50	100	250	
Δf (kHz)	-50	α $\left\{ \begin{array}{l} > 10 \\ > 10 \\ > 10 \end{array} \right.$	4	10	18	> 20
	0		> 25	> 25	> 25	> 30
	+50		4	10	17	> 20

De factor α is eveneens een maat voor de AM-onderdrukking bij gelijktijdige amplitude- en frequentiemodulatie, zoals uit metingen is gebleken. Hiervoor neemt men een signaal dat met 1000 Hz frequentiegemoduleerd is (frequentiezwaai 15 kHz) en bovendien met 400 Hz amplitudegemoduleerd is ($m = 30\%$). Na demodulatie van dit signaal bevat de L.F. spanning onderstaande stoorfrequenties, die afzonderlijk gemeten kunnen worden:

Groep I : 400 Hz en hogere harmonischen

Groep II: 600 Hz en 1400 Hz (mengproducten van 400 Hz en 1000 Hz).

Is V_p groter of gelijk aan 2 V en ligt Δf tussen -50 kHz en $+50$ kHz, dan vindt men dat de onderdrukking voor groep I bij kwadratische optelling

Spreiding in de demodulator

Veranderlijke grootte		$\frac{\Delta V_o}{V_o} \%$	$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} \%$	$\frac{\Delta d}{d} \%$
Veranderlijke grootte		Verandering		
Nominale waarde		Verandering		
Gloeispanning	6,3 c.q. 28 V	+ 4	+ 10	
Belastingsweerstand	56 k Ω	- 4	- 10 ¹⁾	- 15
		+ 4	+ 10 ¹⁾	+ 10
Serieweerstand	1,2 k Ω	+ 1,5	+ 8 ²⁾	
		- 1,5	- 8 ²⁾	
Rustspanning ³⁾	Diode 2 gemeten aan 10 k Ω (V)	Dioden 2+3 gemeen- schappelijk gemeten aan 56 k Ω (V)		
	0,26	0,64	+ 1,5	± 8
	0,33 ⁴⁾	0,78 ⁴⁾	-	-
	0,44	1,05	- 1,5	± 8
	0,33	0,91	- 2	$\pm 25^5)$
	0,40	0,86	- 2	$\pm 25^5)$

¹⁾ Uit deze waarden blijkt dat een vergroting van de belastingsweerstand een vergroting van α tot gevolg heeft. Daar de spanningsafhankelijkheid van de eigenschappen van de discriminator eveneens toeneemt, is geen vergroting van de belastingsweerstand aangebracht.

²⁾ De gunstigste waarde van de serieweerstand ligt tussen 1 en 1,2 k Ω . In de normale reeks heeft men dus de keuze tussen deze twee weerstandswaarden. Hier is een weerstand van 1,2 k Ω toegepast, omdat men bij 0,9 k Ω (1 k Ω — 10%) slechtere eigenschappen verkrijgt dan bij 1,32 k Ω (1,2 k Ω + 10%).

³⁾ Het maximale verschil van de rustspanning van de beide laagohmige dioden van de E/UABC 80 is 0,1 V bij een belastingsweerstand van 10 k Ω .

⁴⁾ Gemiddelde buis. De spreiding is genomen ten opzichte van deze waarden.

⁵⁾ Bij $V_p = 5$ V wordt deze waarde ca. 15%.

van de componenten ligt binnen 20% van de waarde $1/\alpha$. De resulterende amplitude in groep II (eveneens bij kwadratische optelling) bedraagt maximaal 2,5% van de amplitude van het 1000 Hz signaal.

De veranderingen in de relatieve waarden van V_o , α en d als gevolg van toleranties in de waarden van de voedingsspanningen, in de dioden en in de schakelementen, zijn in de tabel op bladzijde 211 samengevat.

De waarden van $\Delta V_o/V_o$ zijn gemeten bij 10,7 MHz ($\Delta f = 0$) en een frequentiezwaai van 15 kHz.

De waarden van $\Delta\alpha/\alpha$ zijn maximale waarden voor een frequentieafwijking (Δf) tussen -50 kHz en $+50$ kHz.

De waarden van $\Delta d/d$ zijn eveneens maximale waarden voor een frequentieafwijking tussen -50 kHz en $+50$ kHz, bij een frequentiezwaai van 75 kHz. Alle aangegeven waarden gelden voor een spanning V_p tussen 1 en 5 V, tenzij anders is aangegeven.

Bij hogere ingangsspanningen worden de veranderingen kleiner en bedragen bij $V_p = 10$ V ongeveer de helft van de in de tabel aangegeven waarden.

Automatische sterkteregeling

In de fig. 18 en 19 zijn de regelkrommen van de E-ontvanger weergegeven resp. bij FM ontvangst en bij AM ontvangst. In de schakeling voor de sterkteregeling is een VDR-weerstand opgenomen (type 1150P—100A). Bij een kleine H.F. ingangsspanning is de stroom door de VDR-weerstand gering, zodat slechts een klein gedeelte van de aanwezige regelspanning wordt gebruikt voor regeling van de buizen. Bij grote ingangssignalen wordt praktisch de gehele beschikbare regelspanning voor de regeling gebruikt (zie ook fig. 17). Op deze eenvoudige manier verkrijgt men een betere regelkromme dan bij gebruik van het derde rooster van de EF 85 voor de regeling. Gebruikt men beide, dan kan men de krommen uit de fig. 18 en 19 nog enigszins verbeteren.

De regelkrommen voor de U-ontvanger (fig. 20 en 21) zijn iets gunstiger dan die van de E-ontvanger, omdat de schermroosterspanningen niet zo hoog kunnen meelopen, als gevolg van de lagere voedingsspanningen.

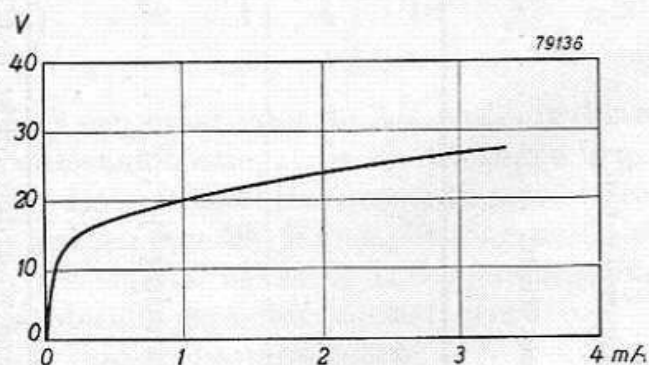


Fig. 17. Stroom-spanningsgrafiek van de VDR-weerstand type 1150P—100A.

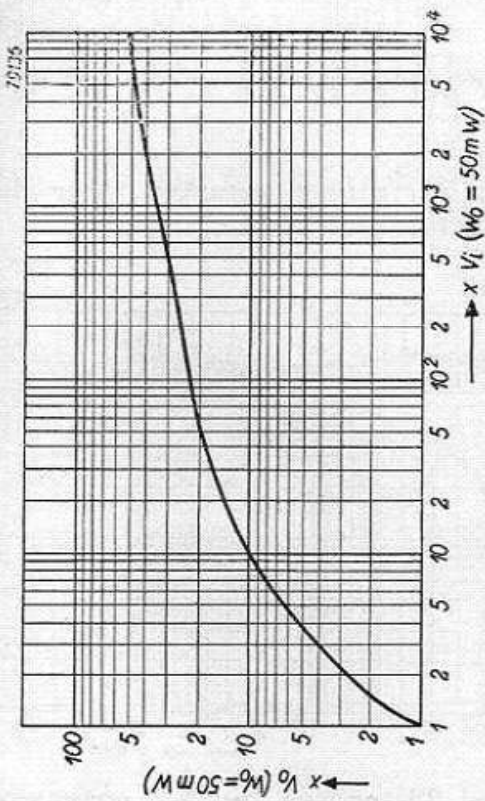


Fig. 18. Regelkromme bij FM-ontvangst voor de E-ontvanger.

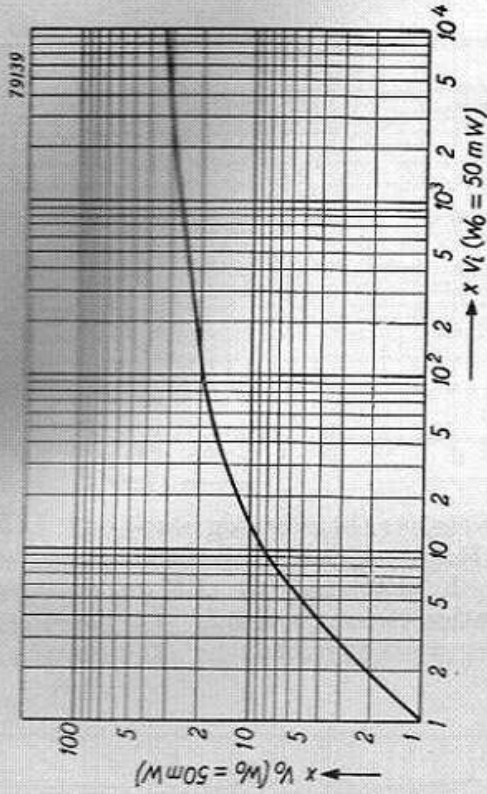


Fig. 20. Regelkromme bij FM-ontvangst voor de U-ontvanger.

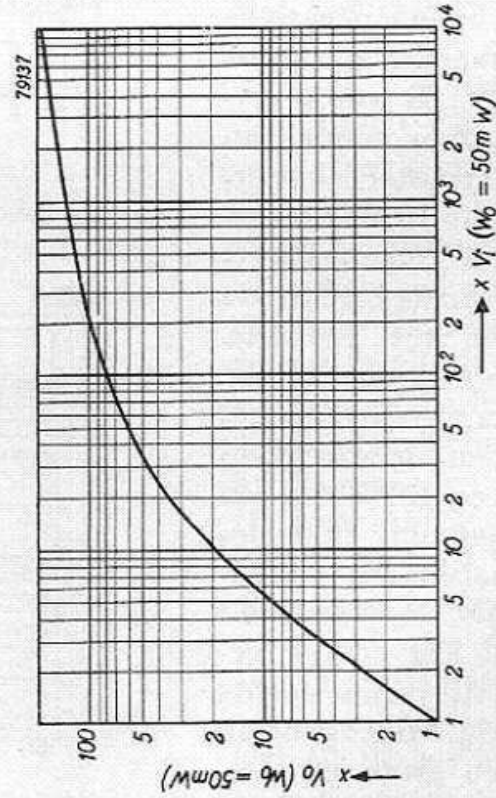


Fig. 19. Regelkromme bij AM-ontvangst voor de E-ontvanger.

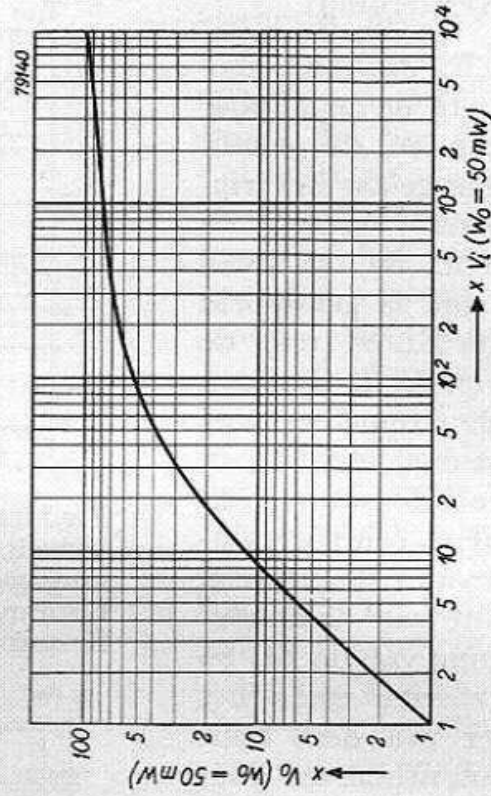


Fig. 21. Regelkromme bij AM-ontvangst voor de U-ontvanger.

L.F. versterking

De L.F. spanning bereikt via de de-emphasisketen en de geluidsterkteregelaar het trioderooster van de E/UABC 80, waarvan de anode is gekoppeld met de EL 84 (resp. de UL 41). In de eindtrap is tegenkoppeling toegepast door middel van een condensator van 150 pF en een potentiometer van 1 M Ω , die een gedeelte van de anodespanning van de EL 84 terugvoeren naar het rooster van deze buis. De potentiometer doet dienst als toonregelaar. De gebruikelijke de-emphasisketen, 50k Ω —1000 pF, is hier vervangen door een RC-keten van 12k Ω —3900 pF, omdat de negatieve roosterspanning van de E/UABC 80 wordt verkregen door middel van een rooster-lekweerstand van 10 M Ω , waardoor de ingangswaerstand van de L.F. triode afneemt tot 100 k Ω . Met de gebruikelijke weerstand van 50 k Ω zou men in dit geval ongeveer 45% van de L.F. spanning in de de-emphasisketen verliezen. Met de weerstand van 12 k Ω echter bedraagt dit verlies slechts ca. 20%. Het gebruik van een grote lekweerstand ter verkrijging

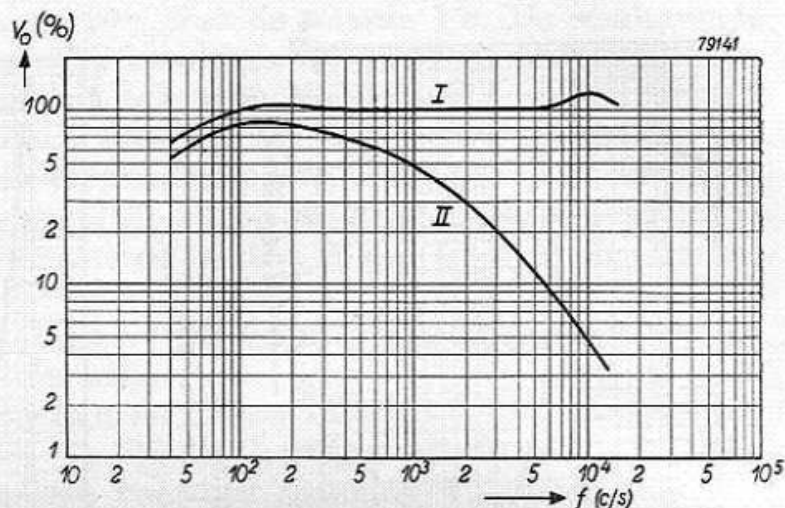


Fig. 22. Frequentie karakteristiek van het L.F. gedeelte van de E-ontvanger gemeten vanaf het rooster van de EABC 80 bij FM-ontvangst. Kromme I: zonder toonregeling. Kromme II: met toonregeling.

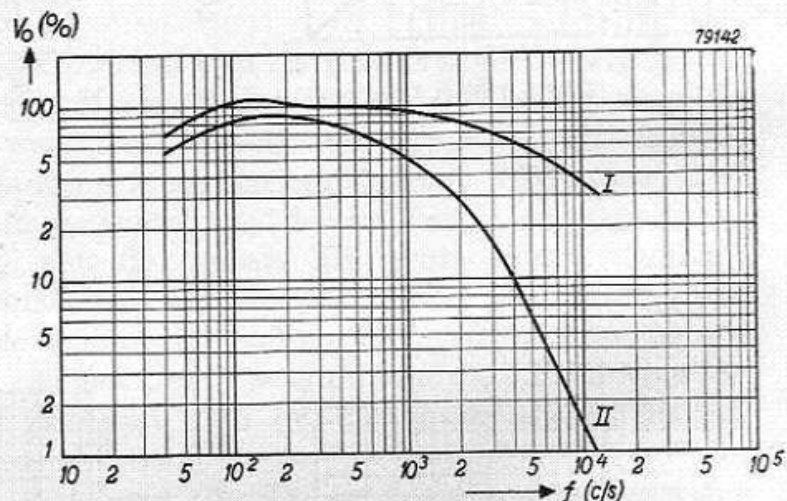


Fig. 23. Als fig. 22, echter gemeten vóór de de-emphasisketen.

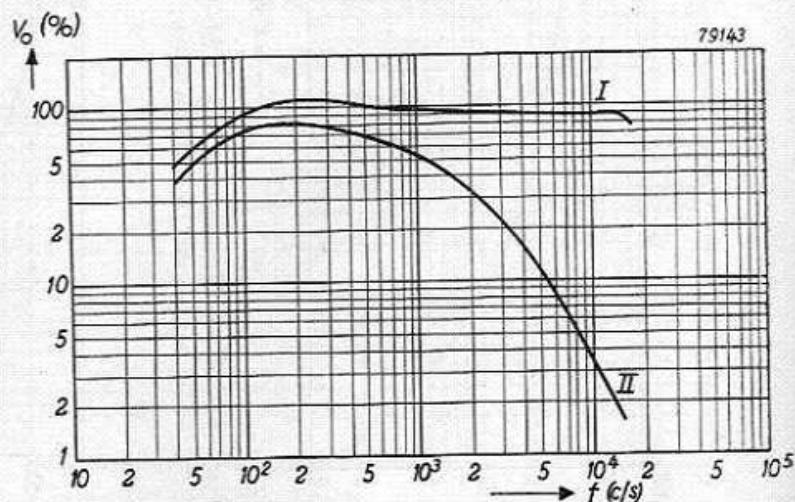


Fig. 24. Als fig. 22, echter bij AM-ontvangst.

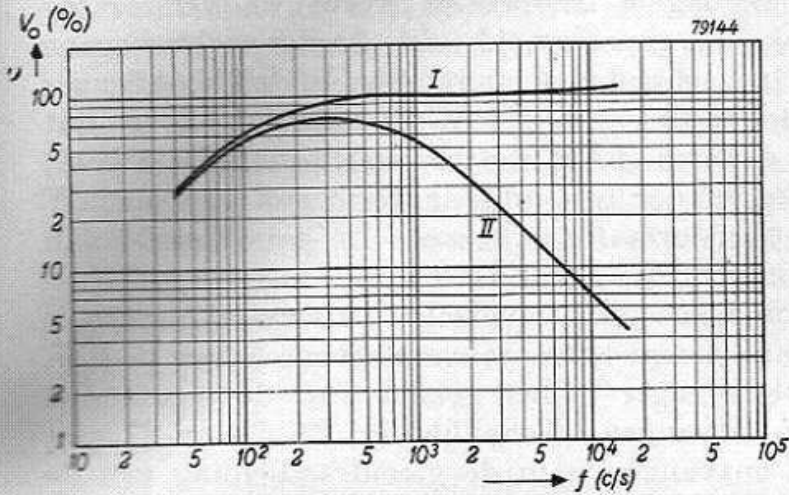


Fig. 25. Frequentiekaracteristiek van het L.F. gedeelte van de U-ontvanger gemeten vanaf het rooster van de UABC 80 bij FM-ontvangst. Kromme I: zonder toonregeling. Kromme II: met toonregeling.

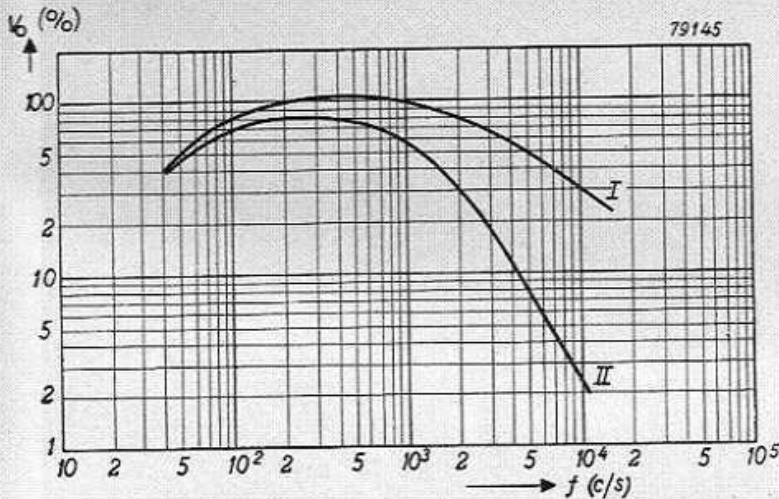


Fig. 26. Als fig. 25, echter gemeten vóór de de-emphasisketen.

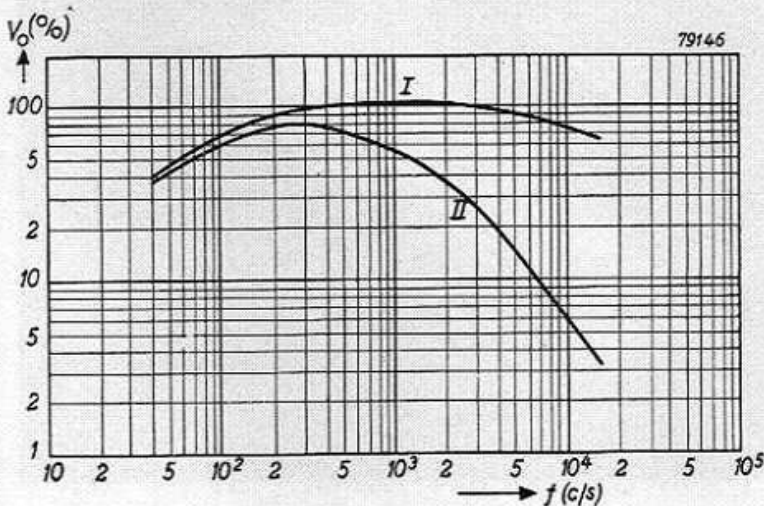


Fig. 27. Als fig. 25, echter bij AM-ontvangst.

van de negatieve voorspanning heeft verder nog het voordeel dat storing als gevolg van brom, die zou kunnen optreden wanneer men de voorspanning verkreeg uit het voedingsgedeelte, wordt vermeden. Het naar verhouding dure afvlakfilter dat men in het laatste geval zou moeten gebruiken, komt in de hier beschreven schakeling te vervallen. Bovendien kan de bedrading aan de roosterzijde kort gehouden worden, waardoor de schakeling ongevoeliger voor storingen wordt, en tenslotte wordt door het gebruik van de grote lekweerstand de versterking ook nog iets gunstiger.

Met het oog op microfonie bedraagt de toelaatbare gevoeligheid van de E/UABC 80 bij een frequentie van 800 Hz 10 mV. Voor een uitgangsvermogen van 50 mW is een spanning van 0,39 V op het rooster van de EL 84 vereist, als men de verliezen in de uitgangstransformator in rekening brengt. De versterking van de EABC 80 mag dus bij de E-ontvanger niet meer bedragen dan 39. De anodeweerstand is nu zo gekozen, dat bij 800 Hz de gevoeligheid op het rooster van deze

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

buis juist 10 mV bedraagt. Bij lagere frequenties wordt de versterking iets groter, en daarmee ook de gevoeligheid; dit brengt echter geen moeilijkheden met zich mee in verband met microfonie. In de U-ontvanger is de waarde van de anodeweerstand van de UABC 80 zodanig gekozen dat de triode maximaal versterkt, daar nu op het rooster van de eindbuis (UL 41) een spanning van 0,59 V nodig is voor een uitgangsvermogen van 50 mW (met inachtneming van de transformatorverliezen). De gevoeligheid aan het rooster van de triode wordt in dit geval 11 mV.

Daar men geen gebruik kan maken van het overschot in versterking, zoals bij de E-ontvanger, om de lage tonen extra te versterken, liggen de L.F. doorlaatkrommen van de U-ontvanger in het gebied van de lage tonen iets lager dan die van de E-ontvanger. (Vergelijk fig. 25, 26 en 27 met fig. 22, 23 en 24). Bij de E-ontvanger is in de gloeidraadleiding van de EABC 80 een H.F. smoorspoel van 20 windingen opgenomen, die verhindert dat de 9e harmonische van het M.F. signaal via de gloeidraadketen het rooster van de mengbuis kan bereiken; deze maatregel is noodzakelijk omdat

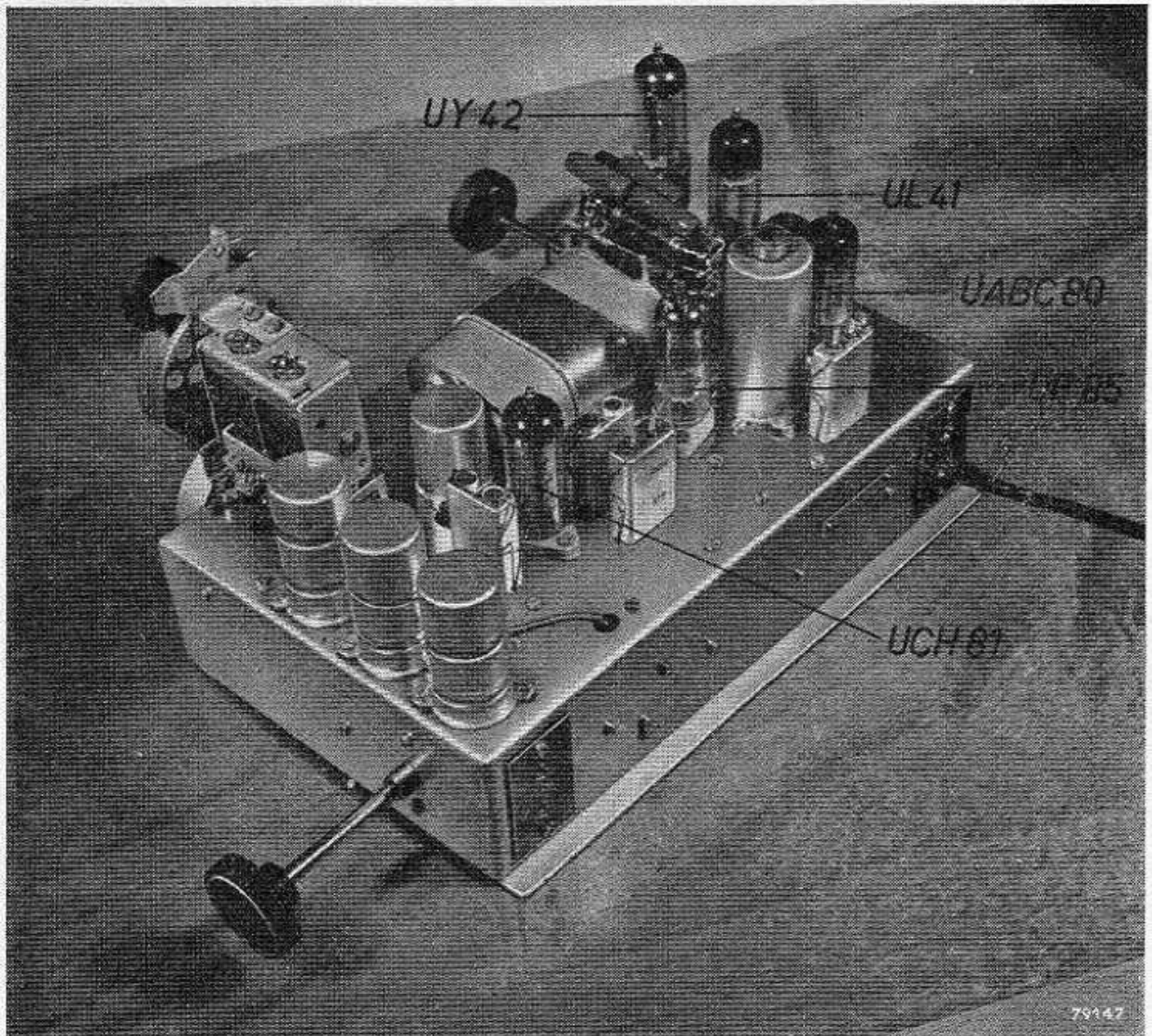


Fig. 28. Foto van de 4-buizen FM-AM ontvanger.

in het laatste geval in de detector een sterke vervorming van het M.F. signaal ontstaat, en de ontvangst van frequenties in de buurt van $9 \times 10,7 = 96,3$ MHz door de 9e harmonische aanzienlijk gestoord kan worden. Bij de U-ontvanger moet de gloeidraad van de UF 85 tussen de gloeidraden van de UABC 80 en de UCH 81 worden geschakeld, in welk geval de H.F. smoorspoel kan komen te vervallen. Ondanks deze maatregel, moet de gloeidraadketen meermalen naar het chassis worden ontkoppeld.

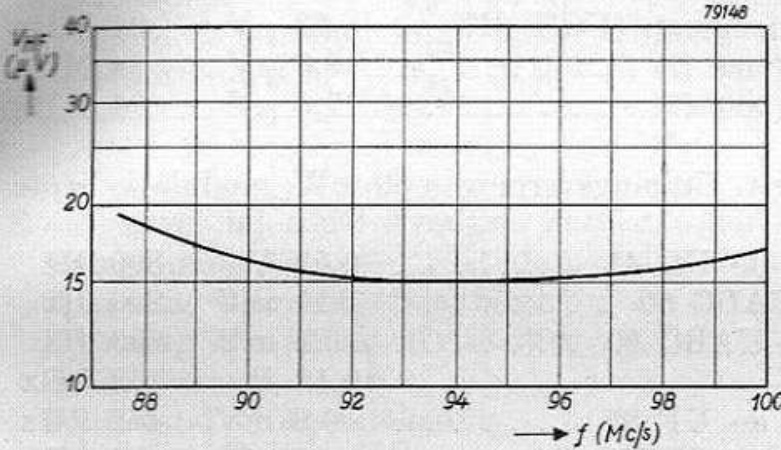


Fig. 29. Gevoeligheid van de E-ontvanger bij FM-ontvangst. Antenne e.m.k. (300 Ω) voor 50 mW uitgangsvermogen als functie van de draaggolffrequentie bij een frequentiezwai van 15 kHz.

MEETRESULTATEN

Gevoeligheid

E-ontvanger bij FM-ontvangst. Uitgangsvermogen 50 mW; frequentiezwai 15 kHz.

Aan het stuurrooster van de EL 84	0,39 V	800 Hz	
Aan het rooster van de EABC 80	10 mV	800 Hz	
Aan de ingang van de de-emphasisketen	12,5 mV	800 Hz	
Aan de ingang van de ratiodetector	0,7 V	10,7 MHz	
Aan het stuurrooster van de EF 85	7,8 mV	10,7 MHz	
Aan het heptoderooster van de ECH 81	0,42 mV	10,7 MHz	
Aan het rooster van de mengtrap (ECH 81)	19 μ V	94 MHz	
Aan de antenneklemmen (300 Ω)	7,5 μ V	94 MHz	
	(75 Ω)	3,8 μ V	94 MHz
Antenne e.m.k. (300 Ω)	15 μ V	94 MHz	
(zie fig. 29) (75 Ω)	7,5 μ V	94 MHz	

E-ontvanger bij AM-ontvangst. Uitgangsvermogen 50 mW; modulatie diepte 30%.

Aan het stuurrooster van de EL 84	0,39 V	800 Hz
Aan het rooster van de EABC 80	10 mV	800 Hz
Aan de AM-diode van de EABC 80	20 mV	800 Hz
	0,18 V	452 kHz
Aan het stuurrooster van de EF 85	0,50 mV	452 kHz
Aan het H.F. rooster van de ECH 81	ca. 15 μ V	1 MHz
Aan de antenneklemmen	4 μ V	1 MHz

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

U-ontvanger bij FM-ontvangst. Uitgangsvermogen 50 mW; frequentiezwaai 15 kHz.

Aan het stuurrooster van de UL 41	0,59 V	800 Hz
Aan het rooster van de UABC 80	11 mV	800 Hz
Aan de ingang van de de-emphasisketen	14 mV	800 Hz
Aan de ingang van de radiodetector	0,76 V	10,7 MHz
Aan het stuurrooster van de UF 85	9 mV	10,7 MHz
Aan het heptoderooster van de UCH 81	0,49 mV	10,7 MHz
Aan het rooster van de mengtrap (UCH 81)	22 μ V	94 MHz
Aan de antenneklemmen (300 Ω)	8,8 μ V	94 MHz
Antenne e.m.k. (300 Ω)	17,6 μ V	94 MHz

U-ontvanger bij AM-ontvangst. Uitgangsvermogen 50 mW; modulatie diepte 30%.

Aan het stuurrooster van de UL 41	0,59 V	800 Hz
Aan het rooster van de UABC 80	11 mV	800 Hz
Aan de AM-diode van de UABC 80	$\left\{ \begin{array}{l} 22 \text{ mV} \\ 0,18 \text{ V} \end{array} \right.$	800 Hz
		452 kHz
Aan het stuurrooster van de UF 85	0,9 mV	452 kHz
Aan het H.F. rooster van de UCH 81	ca. 15 μ V	1 MHz
Aan de antenneklemmen	4 μ V	1 MHz

Ruis en oscillatorstraling

Het ruisgetal van de ontvanger bedraagt ongeveer 8,5 en de L.F. signaal-ruisverhouding aan de uitgang, bij 50 mW uitgangsvermogen en ideale amplitudebegrenzing in de discriminator, is dientengevolge groter dan 37 dB. Door de amplitude-ruismodulatie, die als gevolg van de beperkte begrenzing in het L.F. gedeelte komt, wordt de signaal-ruisverhouding die men uiteindelijk verkrijgt ongeveer 32 dB. Deze waarde ligt nog aanzienlijk boven de toelaatbare grens van 26 dB.

De straling van de oscillator aan de antenneklemmen bedraagt bij de beschreven ontvanger in het midden van het oscillatorbereik ca. 30 mV, en kan aan de grenzen van dit bereik toenemen tot 80 mV. Men kan deze waarden verlagen door in plaats van een brug met inductieve takken aan de ingang van de mengtrap capacitieve takken te gebruiken. De oscillatorstraling neemt hierdoor ongeveer met een factor 4 af, maar tegenover dit voordeel krijgt men het nadeel van verlies aan gevoeligheid.

Spanningen en stromen

E-ontvanger bij FM-ontvangst. Zonder signaal; spanningen tegen chassis.

Netspanning	220 V
Spanning vóór het afvlakfilter	283 V
Spanning achter het afvlakfilter	242 V
Totale stroom	67,8 mA
Weerstand in de minleiding	30 Ω
Negatieve voorspanning over deze weerstand	-2,04 V

	ECH 81		EF 85	EABC 80	EL 84
	Hep- tode	Triode			
Anodespanning V_a (V)	228	94	232	83	273
Schermroosterspanning V_{g2} (V)	101		102		242
Stuurroosterspanning . V_{g1} (V)	-2,04		-2,04	-0,8	
Katodespanning V_k (V)	0,48	0,48			7,85
Anodestroom I_a (mA)	6,3	4,5	10	0,77	33,6
Schermroosterstroom . I_{g2} (mA)	3,8		2,5		3,7
Stuurroosterstroom . . I_{g1} (μ A)		5,5—8,5			

E-ontvanger bij AM-ontvangst. Zonder signaal; spanningen tegen chassis.

Netspanning	220 V
Spanning vóór het afvlakfilter	285 V
Spanning achter het afvlakfilter	247 V
Totale stroom	65,9 mA
Weerstand in de minleiding	30 Ω
Negatieve voorspanning over deze weerstand	-1,96 V

	ECH 81		EF 85	EABC 80	EL 84
	Hep- tode	Triode			
Anodespanning V_a (V)	239	109	237	84	275
Schermroosterspanning V_{g2} (V)	106		101		247
Stuurroosterspanning . V_{g1} (V)	-1,98		-1,98	-0,8	
Katodespanning V_k (V)	0,46				8,05
Anodestroom I_a (mA)	3,2	4,2	10,4	0,79	34,5
Schermroosterstroom . I_{g2} (mA)	6,4		2,6		3,8
Stuurroosterstroom . . I_{g1} (μ A)		240			

U-ontvanger bij FM-ontvangst. Zonder signaal; spanningen tegen chassis.

Netspanning (wisselspanning)	220 V
Spanning vóór de afvlakweerstand	193 V
Spanning achter de eerste afvlakweerstand	178 V
Spanning achter de tweede afvlakweerstand	158 V
Totale stroom	88,4 mA
Weerstand in de minleiding	22,5 Ω
Negatieve voorspanning over deze weerstand	-2 V
Rimpelspanning:	
aan de eerste afvlakcondensator	8 V
aan de tweede afvlakcondensator	1,3 V
aan de derde afvlakcondensator	120 mV
aan de secundaire van de uitgangstransformator.	50 mV

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

	UCH 81		UF 85	UABC 80	UL 41
	Hep-tode	Triode			
Anodespanning V_a (V)	145	100	148	63	180
Schermroosterspanning V_{g2} (V)	97		101		178
Stuurroosterspanning . V_{g1} (V)	-2,0	-2,0	-2,0	-0,8	-2,0
Katodespanning V_k (V)	0,48	0,48			10,6
Anodestroom I_a (mA)	6,0	4,8	9,7	0,43	49,5
Schermroosterstroom . I_{g2} (mA)	3,6		2,6		9,3
Stuurroosterstroom . . I_{g1} (μ A)		6-8			

U-ontvanger bij AM-ontvangst; Zonder signaal; spanningen tegen chassis.

Netspanning (wisselspanning)	220 V
Spanning vóór de eerste afvlakweerstand . . .	195 V
Spanning achter de eerste afvlakweerstand . .	181 V
Spanning achter de tweede afvlakweerstand .	162 V
Totale stroom	86,6 mA
Weerstand in de minleiding	22,5 Ω
Negatieve voorspanning over deze weerstand	-1,95 V
Rimpelspanningen	zie bij FM-ontvangst

	UCH 81		UF 85	UABC 80	UL 41
	Hep-tode	Triode			
Anodespanning V_a (V)	155	108	152	65	182
Schermroosterspanning V_{g2} (V)	102		102		181
Stuurroosterspanning . V_{g1} (V)	-1,95		-1,95	-0,8	-1,95
Katodespanning V_k (V)	0,45				10,7
Anodestroom I_a (mA)	3	4,5	10,3	0,44	50,2
Schermroosterstroom . I_{g2} (mA)	6		2,7		9,5
Stuurroosterstroom . . I_{g1} (μ A)		350			

ONDERDELEN

De waarden van de weerstanden en de condensatoren zijn aangegeven in het prinseschema van fig. 31.

Antennekring

Frequentiebereik	87,5 — 100 MHz
Capaciteit van de H.F. kring tussen a) en b) (zie fig. 2)	40,5 — 30 pF
Capaciteit van de H.F. kring bij 94 MHz (a-b)	34,5 pF
Belasting door de mengtrap	13,2 — 15,5 pF
Paralleltrimmer	ca. 6,5 pF

Bedrading + spoelcapaciteit	ca.	3,5 pF
Draaicondensator	25 —	5 pF
Seriecapaciteit tussen stator en punt <i>a</i>)		56 pF
Werkzaam bereik van de draaicondensator (<i>a—b</i>)	17,3 —	4,5 pF
L_1 2,5 windingen, 1,5 mm geëm. koperdraad, tegen elkaar gewikkeld, luchtspoel met een diameter van 10 mm		
L_2 2 windingen, 1,5 mm geëm. koperdraad, spoed 2,5 mm, aftakking op 1,5 windingen, luchtspoel met een diameter van 10 mm		
Afstand tussen L_1 en L_2 : 2 mm		
Kringkwaliteit zonder extra demping bij 94 MHz	$Q = 162$	
Kringimpedantie zonder extra demping bij 94 MHz		
Tussen de punten <i>a</i>) en <i>b</i>) (zie fig. 2)		7,2 k Ω
Tussen de punten <i>c</i>) en <i>b</i>)		4,6 k Ω
Demping door de mengtrap		
Tussen de punten <i>a</i>) en <i>b</i>)		4,2 k Ω
Tussen de punten <i>c</i>) en <i>b</i>)		2,7 k Ω
Resulterende kringimpedantie zonder antenne bij 94 MHz		
Tussen de punten <i>a</i>) en <i>b</i>)		2,65 k Ω
Tussen de punten <i>c</i>) en <i>b</i>)		1,7 k Ω
Resulterende kringkwaliteit bij 94 MHz zonder antenne	$Q = 60$	
Bandbreedte zonder antenne		1,6 MHz
Bandbreedte met antenne		3,2 MHz

Oscillatorkring

Frequentiebereik	98,2 — 110,7 MHz
Totaalcapaciteit van de anodekring	36,8 — 29 pF
Buis en buishouder	ca. 4 pF
Schakelaar met toevoerdraden + eigencapaciteit van de oscillator- en M.F. spoelen	ca. 10 pF
Paralleltrimmer	ca. 11 pF
Draaicondensator	25 — 5 pF
Seriecondensator	22 pF
Werkzaam bereik van de draaicondensator	11,8 — 4 pF
L_4 kringspoel $2\frac{1}{8}$ winding, 1,5 mm geëm. koperdraad, tegen elkaar gewikkeld; diameter van spoelkoker 10 mm	
L_3 terugkoppelspoel $4\frac{1}{8}$ winding, 1 mm geëm. koperdraad, tegen elkaar gewikkeld, aftakking bij $2\frac{1}{4}$ winding	
L_4 en L_3 zijn tegen elkaar op dezelfde spoelkoker gewikkeld, en hebben een gemeenschappelijke afschermbus met een diameter van 26 mm en een lengte van 33 mm	
Roosterstroom	5,5 — 8 μ A
Anodewisselspanning in het midden van het bereik (eff)	12 V

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

Eerste M.F. transformator

	Prim. kring (anode triode)	Sec. kring (rooster heptode)
Afsteminductiviteit	$L_5 = 8,9 \mu\text{H}$	$L_6 = 11,1 \mu\text{H}$
L_5 48 windingen } 0,1 mm geëm. en $2 \times$ zijde L_6 58 windingen } omsponnen koperdraad		
Kern, spoelkoker en afscherming zie fig. 34		
Totale afstemcapaciteit	25 pF	20 pF
Ingeschakelde condensator	15 pF	5,6 pF
Kringkwaliteit zonder extra demping . . Q	118	118
Kringadmittantie zonder extra demping .	14,3 μS	11,4 μS
Dempingsadmittantie van bedrading, schakelaar en buishouder . . . $0,92^2 \cdot 3,5 =$	3 μS	5 μS
Dempingsadmittantie van electronen, die van het heptodesysteem op de anode van de triode terecht komen (zie verklarende tekst op bladzijde 198) . . $0,92^2 \cdot 1,2 =$	1 μS	
Dempingsadmittantie van de buisingang .		6,6 μS
Admittantie in de schakeling	18,3 μS	23 μS
Kwaliteitsfactor in de schakeling	92	58
Kringimpedantie in de schakeling	55 k Ω	43 k Ω
Koppelfactor $kQ = k \sqrt{Q_p Q_s}$		1
Bandbreedte (verzwakking 1: $\sqrt{2}$ of -3 dB)		0,20 MHz
Transimpedantie $Z_{tr} = \frac{kQ}{1+(kQ)^2} \sqrt{Z_p Z_s}$		24 k Ω
Transimpedantie gemeten aan de anode van de triode $0,92 \cdot 24 =$		22 k Ω

Tweede M.F. transformator

	Primaire kring (anode heptode)	Secundaire kring (rooster E/UF 85)
Afsteminductiviteit	$L_7 = 4,2 \mu\text{H}$	$L_8 = 11,1 \mu\text{H}$
L_7 33 windingen, 0,12 mm met zijde omsponnen koperdraad, windingsafstand 0,1 mm		
L_8 58 windingen, 0,1 mm met $2 \times$ zijde omsponnen koperdraad		
Kern, spoelkoker en afscherming, zie fig. 34		
Totale afstemcapaciteit	53 pF	20 pF
Ingeschakelde condensatoren	82 en 100 pF in serie	3,3 pF

Aftakverhouding voor de anode van de heptode	$\frac{270}{270+C_d} \cdot \frac{C_S}{C_S+C_T} =$	0,51	
Aftakverhouding voor punt S: $\frac{C_T}{C_S+C_T} =$		0,46	
Kringkwaliteit zonder extra demping . . .		115	118
Kringadmittantie zonder extra demping		31 μ S	11,4 μ S
Dempingsadmittantie van 0,51 ² · 2 =		0,52 μ S	
bedrading, schakelaar en 0,46 ² · 10 =		2,12 μ S	
buishouder totaal:		2,64 μ S	4 μ S
Dempingsadmittantie van AM-band-filter 0,51 ² · 8 =		2,08 μ S	
Dempingsadmittantie van de de buis 0,51 ² · 2,5 =		0,65 μ S	10,5 μ S
Admittantie in de schakeling		36,4 μ S	25,9 μ S
Kwaliteitsfactor in de schakeling . . . Q		98	52
Kringimpedantie in de schakeling		27 k Ω	39 k Ω
Koppelfactor $kQ = k \sqrt{Q_p Q_s}$			$\sqrt{2}$
Bandbreedte (verzwakking 1: $\sqrt{2}$ of -3 dB)			0,30 MHz
Transimpedantie			15 k Ω
Ingangsimpedantie $Z_i = Z_p / (1 + k^2 Q^2)$. . .			9 k Ω
Transimpedantie gemeten aan de anode van het heptodedeel 0,51 · 15 =			7,7 k Ω
Ingangsimpedantie gemeten aan de anode van het heptodedeel. 0,51 ² · 9 =			2,3 k Ω

Discriminatorfilter

Primaire kring

	E-ontvanger	U-ontvanger
Afsteminductiviteit	$L_{11} = 7,4 \mu$ H	$L_{11} = 7,4 \mu$ H
37 windingen, 0,3 mm geëm. koperdraad, tegen elkaar gewikkeld. Zie fig. 30		
Totale afstemcapaciteit	30 pF	30 pF
Ingeschakelde condensator	ca. 15 pF	ca. 15 pF
Kringkwaliteit zonder extra demping . . .	90	90
Kringadmittantie zonder extra demping	22,4 μ S	22,4 μ S
Dempingsadmittantie van de bedrading en buishouder 0,91 ² · 2 =	1,7 μ S	1,7 μ S
Dempingsadmittantie van het AM-bandfilter 0,91 ² · 8 =	6,6 μ S	6,6 μ S
Dempingsadmittantie van de invloed van de diode over de tertiaire wikkeling en van de tertiaire wikkeling zelf	12,5 μ S	12,3 μ S

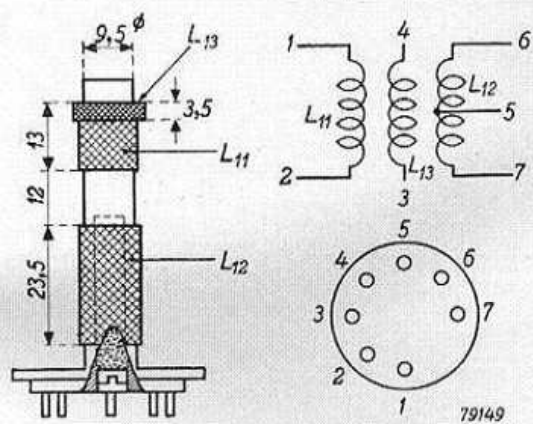
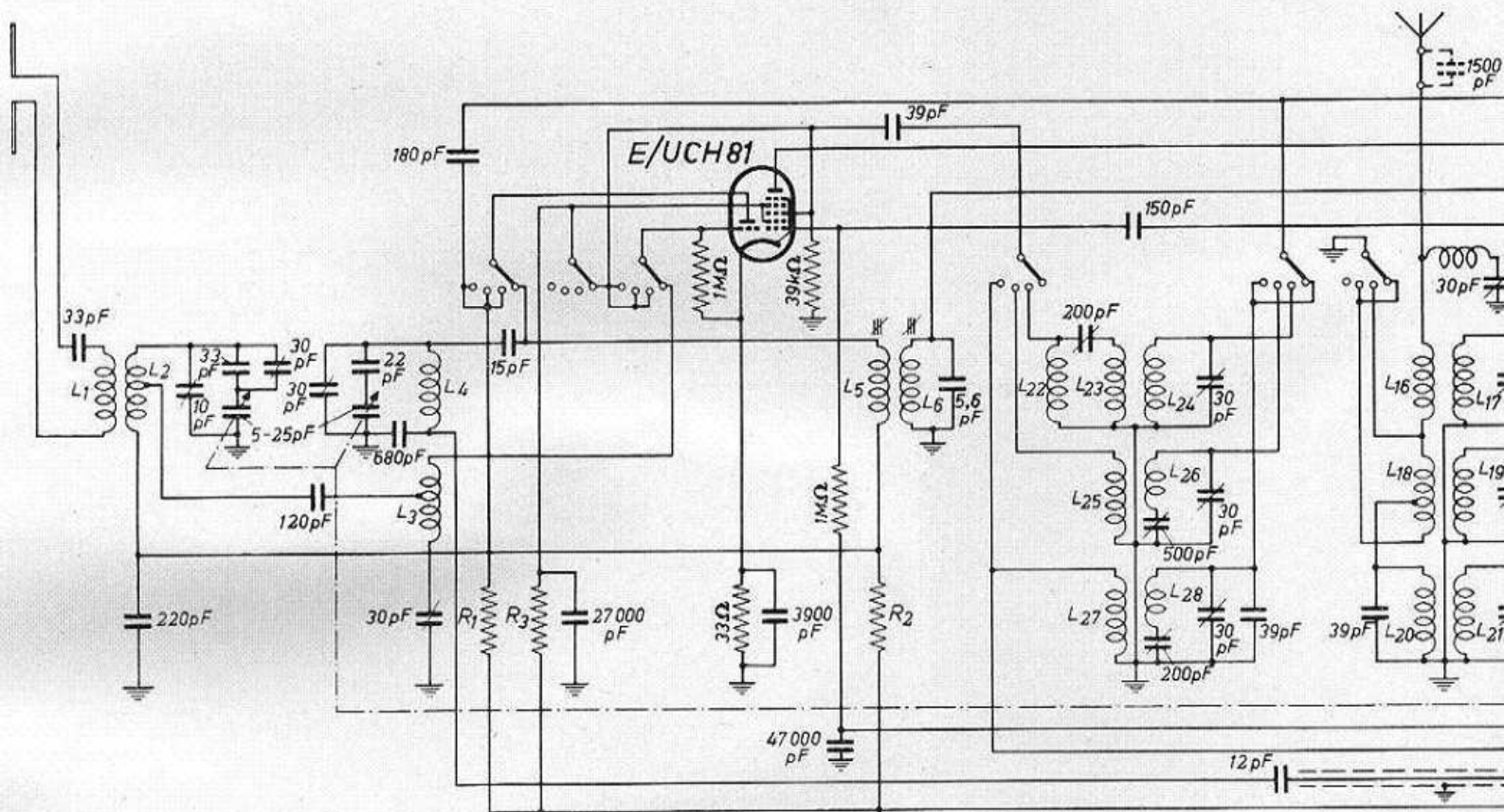
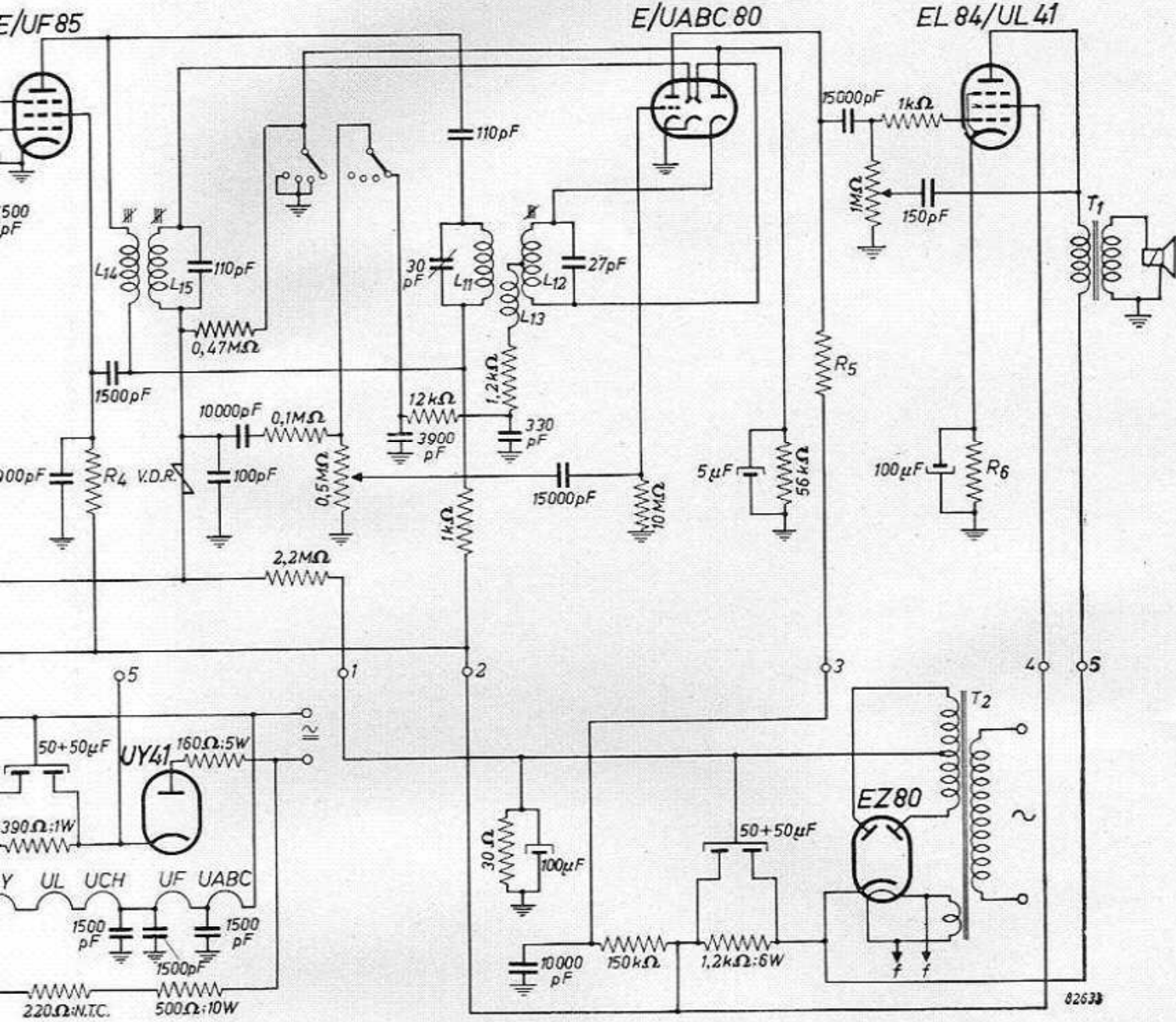
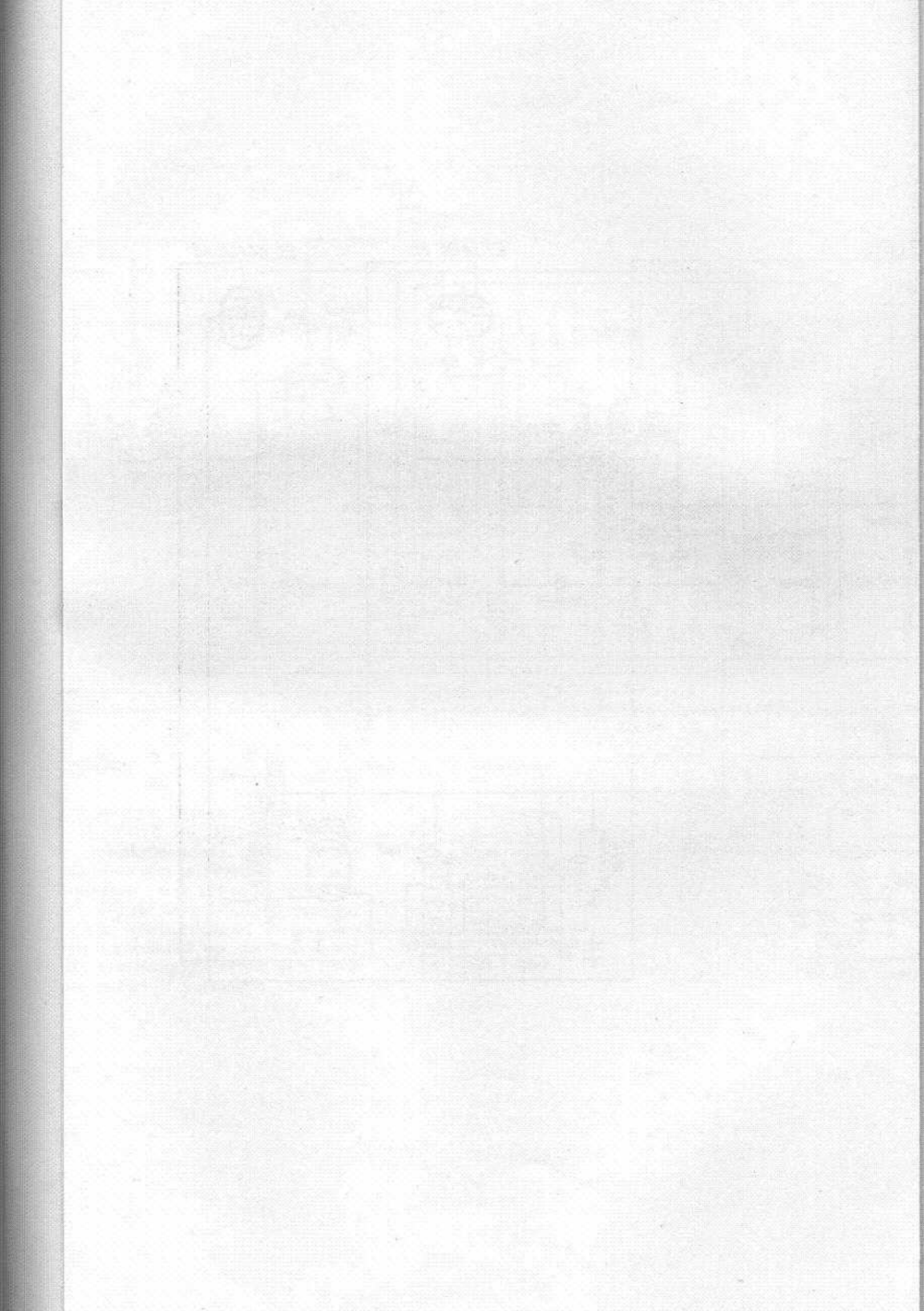


Fig. 31. Principeschema van de 4 buizen FM-AM ontvanger met de E/UCH 81, E/UF 85, E/UABC 80 en de EL 84/UL 41. Het schakelschema geldt zowel voor een wisselstroom als voor een universele ontvanger. De verschillen tussen deze twee uitvoeringen zijn weergegeven in de tabel. Bij de U-ontvanger moeten in plaats van de getrokken verbindingen de gestippelde verbindingen worden gemaakt en de weerstand R_7 komt te vervallen. De voedingsgedeelten zijn voor de beide uitvoeringen afzonderlijk getekend. Schakelaars in stand FM.

R_1
R_2
R_3
R_4
R_5
R_6

Fig. 30. Samenstelling en aansluitingen van de discriminatorspoelen.





4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

Dempingsadmittantie van de buis	$0,91^2 \cdot 2,5 =$	$0,91^2 \cdot 6,7 =$
	2,1 μS	5,6 μS
Admittantie in de schakeling	45,3 μS	48,6 μS
Kwaliteitsfactor in de schakeling	44	41
Kringimpedantie in de schakeling	22 k Ω	20,6 k Ω

Secundaire kring

	E-ontvanger	U-ontvanger
Afsteminductiviteit	$L_{12} = 5,6 \mu\text{H}$	$L_{12} = 5,6 \mu\text{H}$
2 \times 16 windingen, 0,45 mm geëm. koperdraad, spoed 1,5 mm, bifilair gewikkeld, instelbaar met 2 kernen van 12 mm lengte en 6 mm diameter (zie fig. 30)		
Totale afstemcapaciteit	40 pF	40 pF
Ingeschakelde condensator	27 pF	27 pF
Kringkwaliteit zonder extra demping . . .	150	150

Tertiaire spoel

L_{13} 10 windingen, 0,3 mm geëm. koperdraad, gewikkeld over L_{11} (zie fig. 30)		
Koppelfactor kQ	0,58	0,59
Primaire spanning (eff) (50 mW)	0,70 V	0,76 V
Ingestelde koppelfactor		0,7
Primaire spanning (eff)		3 tot 5 V
Ingangsimpedantie van de discriminator .	16,5 k Ω	15,3 k Ω
Werkzameingangsimpedantie aan de anode	14 k Ω	12,7 k Ω

M.F. BANDFILTER EN GOLFBEREIKSCHAKELAAR

M.F. bandfilter voor 10,7 MHz met Ferroxcube IV E

In fig. 34 is de samenstelling van dit bandfilter weergegeven. De Ferroxcube kern bestaat uit een buisje en een stift die in het buisje geschoven en vastgehecht is. Deze kern is verschuifbaar aangebracht in een cilindrische spoel, die is gemonteerd in een huis van kunsthars. Dit huis is voorzien van een doorvoer voor de aandrijfjas die dient voor het instellen van de kern. De spoel is op transformatorpapier gewikkeld en de windingen zijn tegen elkaar aangebracht. Het aantal windingen hangt af van de afstemcapaciteit.

Als gevolg van toleranties in de afmetingen en onregelmatigheden van het Ferroxcube materiaal bedraagt de spreiding van de kwaliteitsfactor max. $\pm 5\%$ en de spreiding van de zelfinductie max. $\pm 8\%$.

De kwaliteitsfactor is praktisch onafhankelijk van de instelling van de kern, zoals in fig. 32 is te zien. Deze figuur geeft eveneens de kromme voor de regeling van de inductie aan, en in fig. 33 is de inductieverandering als functie van de temperatuur weergegeven.

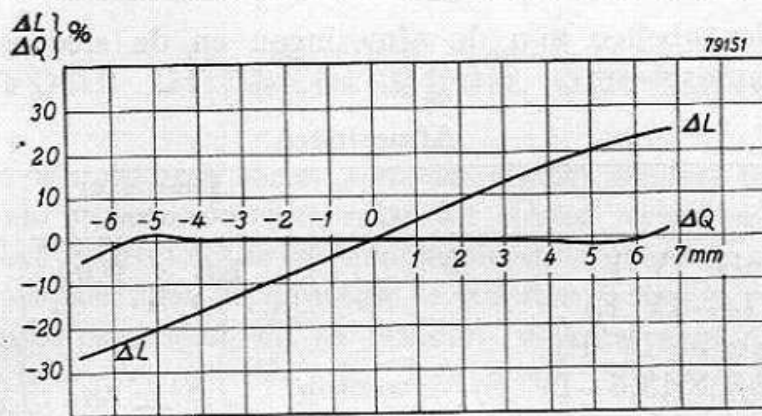


Fig. 32. Verandering van de zelfinductie ΔL en de kwaliteit ΔQ als functie van de instelling van de kern. (Verschuiving van de kern in mm t.o.v. de stand waarin de zelfinductie de nominale waarde heeft).

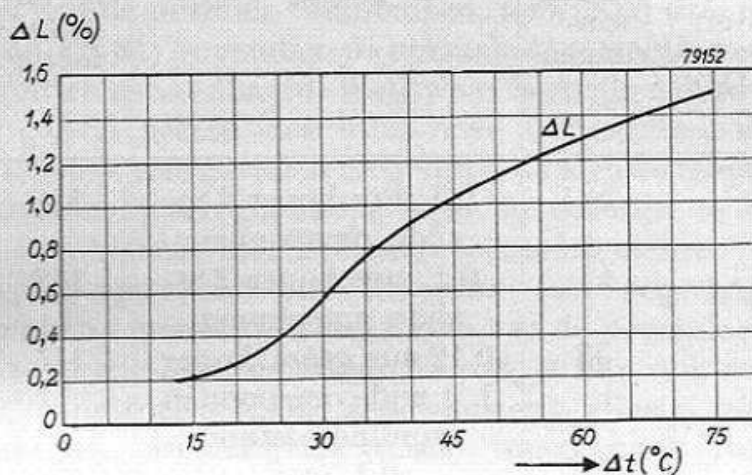


Fig. 33. Verandering van de zelfinductie ΔL als functie van de verandering van de temperatuur van de kern Δt .

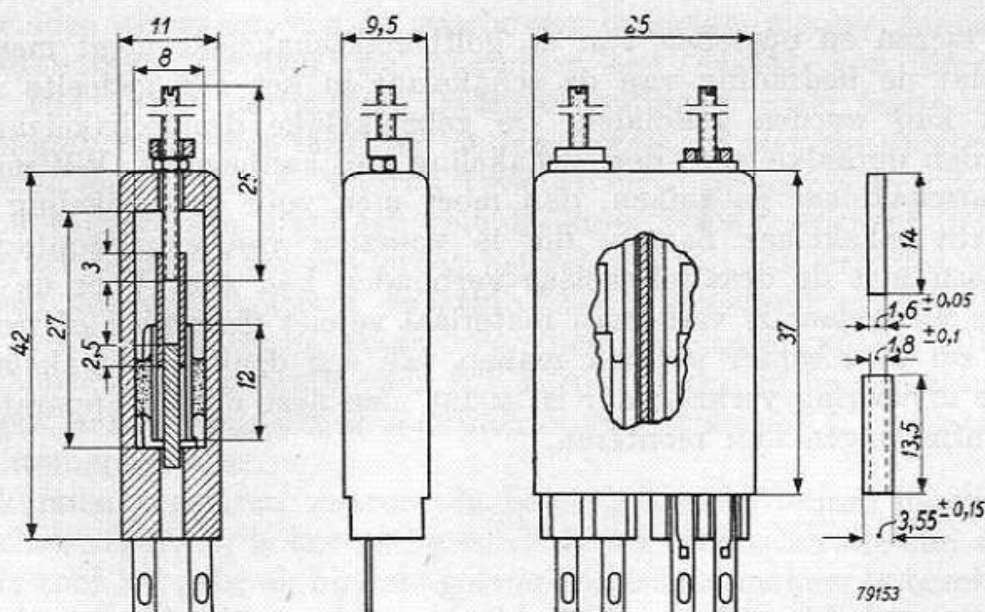


Fig. 34. Afmetingen van het bandfilter voor 10,7 MHz.

4-BUIZEN FM/AM ONTVANGER

In onderstaande tabellen zijn de afmetingen en de elektrische gegevens van de spoel samengevat.

Afmetingen

	Diameter mm	Lengte mm
Stift (Ferroxcube IV E) (Type C—1,6/14—IV E)	1,6 ± 0,05	14 ± 0,2
Buisje (Ferroxcube IV E) (Type B—3,55/1,8/13,5—IV E) inwendig	1,8 ± 0,1	13,5 ± 0,2
uitwendig	3,55 ± 0,15	
Spoel inwendig	3,75	12

Electrische gegevens

Inductie μH	Afstem- capaciteit voor 10,7 MHz pF	Aantal win- dingen	Draad	Kwali- teits- factor Q	Regel- bereik μH
11,1	20	58	0,1 mm koper 2 × zijde omspinnen	118	13,9—8,3
8,9	25	48	0,1 mm koper 2 × zijde omspinnen	118	11,1—6,7
4,4	50	33	0,12 mm geëm. koper 1 × zijde omspinnen windingsafstand 0,1 mm	115	5,5—3,3

Golfbereikschakelaar

Bij het kiezen en opstellen van de golfbereikschakelaar moet men er op letten, dat de bedrading van de schakelaar in het FM gedeelte zo kort mogelijk kan worden gehouden. De gebruikelijke draaischakelaars voor AM worden derhalve voor deze schakeling niet aanbevolen. Wil men toch een draaischakelaar gebruiken, dan moet men voor omschakeling op FM een aparte schakelaar nemen, die is voorzien van schuifcontacten en mechanisch met de draaischakelaar verbonden kan zijn. Voor de isolatie van deze schakelaar is verliesvrij materiaal vereist (keramiek of trolituul). Meestal zal men echter gebruik maken van een drukknopschakelaar, die in kleine uitvoering verkrijgbaar is, zodat men deze ook in apparaten met geringe afmetingen kan monteren.

Buizen voor ultrakortegolf doeleinden

Gedurende de laatste tien jaren zijn een aantal nieuwe toepassingen van radiobuizen naar voren gekomen, waarvan echter verscheidene ongeschikt waren om in het gebruikelijke frequentiegebied te worden opgenomen. Om deze nieuwe toepassingen in praktijk te kunnen brengen was het daarom nodig het frequentiegebied uit te breiden, met het gevolg dat het gebied van de ultra hoge frequenties, dat loopt van 300-3000 MHz (golflengte 100-10 cm), sterk in betekenis is toegenomen.

Daar normale radiobuizen voor het gebruik bij dergelijke hoge frequenties niet geschikt zijn, was het noodzakelijk zowel ontvang- als zendbuizen te ontwikkelen die voldeden aan de hierbij gestelde speciale eisen. Hierachter zullen vier van deze buizen worden beschreven.

Bij het ontwikkelen van deze vier buizen werd gebruik gemaakt van de grondprincipes van de normale radiobuizen, terwijl bij drie types (de trioden DC 70, EC 80 en EC 81) bovendien de normale constructie van het elektroden-systeem kon worden gehandhaafd. Weliswaar bestrijken deze drie buizen hierdoor niet het gehele gebied der ultra-hoge frequenties, maar daar staat tegenover, dat het in vele gevallen mogelijk is de nieuwe toepassingen met behulp van deze buizen op een goedkope wijze in praktijk te brengen, temeer omdat ze in combinatie met normale schakelementen kunnen worden gebruikt. Om het opwekken en versterken van nog hogere frequenties mogelijk te maken, moest de constructie van de normale radiobuis worden verlaten. Bij de vierde buis, de triode EC 55, is dan ook overgegaan op de z.g. „schijven“-constructie („disc seal“-buizen). Hierbij zijn de anode en het rooster voorzien van schijven (discs) waarvan de randen buiten de ballon uitsteken. De uitstekende randen zijn zodanig gevormd, dat de buis gemakkelijk in combinatie met een coaxiaal lecher-systeem kan worden gebruikt. Bij de beschrijving van de EC 55 zal hierop nog worden teruggekomen.

Om een idee te geven van de hierboven bedoelde nieuwe toepassingen van radiobuizen, noemen we hieronder een aantal van de belangrijkste. Het zijn: particuliere radioverbindingen over korte afstand, b.v. telefoonverkeer met taxi's en andere auto's, of met sleepboten in een haven; z.g. walkie-talkies, waarbij twee of meer personen met draagbare zender-ontvangers zijn uitgerust; geluids- en/of beeldoverdracht tussen een studio en een zender of een zendernet; het gebruik van ballonsondes, waarmee niet alleen gegevens omtrent de atmosferische toestand op verschillende hoogten worden verkregen, maar bovendien de plaats van de ballon kan worden bepaald; het gebruik voor P.T.T.-doeleinden, in hoogtemeters voor vliegtuigen, in meetapparatuur voor ultra-hoge frequenties, b.v. meetzenders, veldsterktemeters, enz.

Om te kunnen verklaren waarom de bovengenoemde buizen geschikt zijn voor decimetergolven, is het nodig eerst de verschijnselen die een normale radiobuis voor het gebruik bij deze golven ongeschikt maken, te beschouwen. In het algemeen kan men deze verschijnselen verdelen in drie groepen:

A. De eindige looptijd van de electronen. Deze wordt merkbaar bij frequenties

waarbij de duur van een periode niet meer lang is in vergelijking met de tijd die de electronen nodig hebben om de afstand katode-anode af te leggen. De gevolgen zijn een verkleining van de steilheid van de buis, een demping van de ingangskring en een versterking van het ruisen.

B. Ongewenste koppelingen als gevolg van capaciteiten, zelfinducties en wederzijdse inducties van de electroden en hun toevoerleidingen.

C. Verliezen, die in het algemeen toenemen met de frequentie en die kunnen worden onderscheiden in diëlectrische verliezen in het glas en ohmse verliezen in de electrodenleidingen en in de electroden zelf.

De onder A genoemde gevolgen van de eindige looptijd van de electronen kunnen worden verminderd door de looptijd kleiner te maken. Dit kan worden bereikt door de afstand tussen de verschillende electroden klein te maken, hetgeen vooral voor de afstand tussen katode en rooster van belang is, daar hier het spanningsverschil slechts gering is, waardoor de looptijd tussen deze electroden relatief langer is dan die tussen het rooster en de anode.

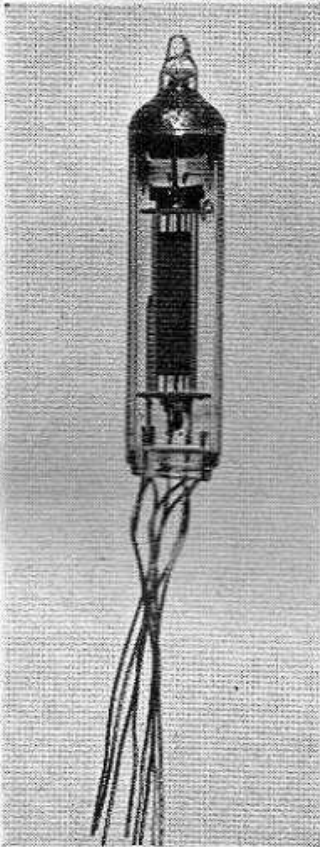
Het verkleinen van de afstand katode-rooster heeft echter nog andere gevolgen. Hierdoor nemen nl. zowel de ingangscapaciteit als de steilheid van de buis toe. Een vergroting van de ingangscapaciteit heeft een ongunstige invloed op de U.K.G.-eigenschappen van de buis, maar een vergroting van de steilheid juist een gunstige. Daar echter de steilheid relatief meer toeneemt dan de capaciteit, zal het eindresultaat een verbetering zijn. Als neveneffect komt hier nog bij, dat de grotere verhouding steilheid/capaciteit een gunstige invloed heeft op de ohmse verliezen in de toevoerleidingen. In het algemeen zal men er bij een U.K.G.-buis dan ook naar streven de afstand katode-rooster zo klein te maken als mogelijk is, zonder aan de mechanische betrouwbaarheid afbreuk te doen.

De invloed van de onder B en C genoemde verschijnselen kan worden verminderd door de lengte van de leidingen tussen de electroden en de buishoudercontacten te verkleinen. De DC 70 is een subminiaturbuis, waarbij de toevoerleidingen naar de diverse electroden vanzelf al kort zijn. Bij de buizen EC 80 en EC 81 is dit bereikt door een ballon met een vlakke, glazen bodem te gebruiken, waarbij het electrodensysteem zo dicht mogelijk boven deze bodem aan de in het glas gesmolten doorvoerpennen is bevestigd. Het is duidelijk dat de thermische uitzettingscoëfficiënt van het materiaal van de doorvoerpennen dezelfde waarde moet hebben als die van het glas. Het materiaal dat hieraan voldoet is niet erg gunstig voor de geleiding van H.F. stromen. Daar de weerstand van de pennen een aanzienlijke demping van de H.F. kringen tot gevolg kan hebben, zal een vermindering van deze weerstand zeer belangrijk zijn. Deze wordt verkregen door de pennen, en ook de verbindingen tussen de pennen en de electroden, te bedekken met een dun laagje koper of zilver. Ten gevolge van het huideffect zal dan de elektrische stroom geheel door het dunne laagje vloeien. Door deze maatregel is het mogelijk geworden de invloed van de weerstand van de pennen tot een minimum te beperken.

Bij de buis EC 55 zijn de bovengenoemde methoden ter verbetering van de kortegolfeigenschappen nog verder uitgewerkt. De electroden van deze buis hebben een vlakke constructie, waardoor hun onderlinge afstand nog verder kon worden verkleind. Bovendien zijn de aansluitpennen vervangen door koperen schijven, die buiten de wand van de glazen ballon uitsteken,

waardoor de zelfinductie en de weerstand van de toevoerleidingen nog verder zijn verkleind. Door de buis te gebruiken in een coaxiaal lecher-systeem, worden bovendien de toevoerleidingen in de afgestemde kringen opgenomen, zodat de zelfinducties van die leidingen geen nadelige invloed meer uitoefenen.

DC 70, DIRECT VERHITTE U.K.G. TRIODE



82271

Fig. 1. Foto van de DC 70 op ware grootte.

De DC 70 is een direct verhitte buis, die kan dienen voor zend- en ontvang- doeleinden bij zeer hoge frequenties. Zij kan b.v. worden gebruikt als oscillator, versterker, superregeneratieve detector en mengbuis in compacte, draagbare communicatie-apparatuur (z.g. walkietalkies), in ballonsondes, bij „Citizens” of „Business” radio (particuliere telefoonverbindingen met auto's, sleepboten in een haven, enz.). Als oscillator kan de buis bij 500 MHz ($\lambda = 60$ cm) een vermogen van ca. 0,45 watt afgeven. De gloeispanning van de DC 70 bedraagt 1,25 volt bij een gloeistroom van 200 mA, terwijl de maximaal toelaatbare anodespanning en katodestroom resp. 150 V en 20 mA bedragen. Voor een batterijbuis heeft de steilheid een hoge waarde (3,4 mA/V), terwijl de versterkingsfactor 14 bedraagt. Om een buis met normale constructie voor het gebruik tot in het decimeter-golfgebied geschikt te maken, moesten een aantal speciale maatregelen worden getroffen, die in de inleiding zijn beschreven.

GEGEVENS VAN DE U.K.G. TRIODE DC 70

Gloeidraadgegevens

Voeding: direct, met gelijkstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning	V_f	=	1,25 V
Gloeistroom	I_f	=	0,2 A

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis met een uitwendige afschermbus)

Ingangscapaciteit	C_g	=	1,3 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	1,9 pF
Capaciteit tussen anode en stuurrooster	C_{ag}	=	1,4 pF

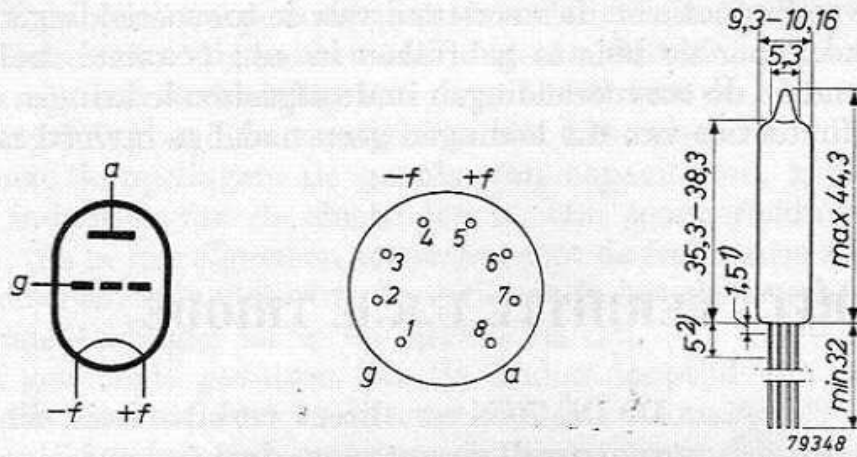


Fig. 2. Electrodeschema, elektrodenaansluitingen en maximale afmetingen in mm van de DC 70.

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	150 V
Stuurroosterspanning	V_g	=	-4,5 V
Anodestroom	I_a	=	12 mA
Steilheid	S	=	3,4 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	14
Inwendige weerstand	R_i	=	4,0 k Ω

Instelgegevens als oscillator

Anodespanning	V_a	=	150 V
Katodestroom	I_k	=	20 mA
Frequentie	f	=	500 MHz
Uitgangsvermogen	W_o	=	0,45 W

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	= max.	150 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	2,4 W
Katodestroom	I_k	= max.	20 mA
Roosterstroom	I_g	= max.	5 mA
Gloeispanning (absoluut maximale waarde)	V_f	= max.	1,35 V

1) Over deze afstand moeten de draden niet worden gebogen.
 2) Over deze afstand moeten de draden niet worden gesoldeerd.

EC 80, U.K.G. triode voor roosterbasisschakelingen

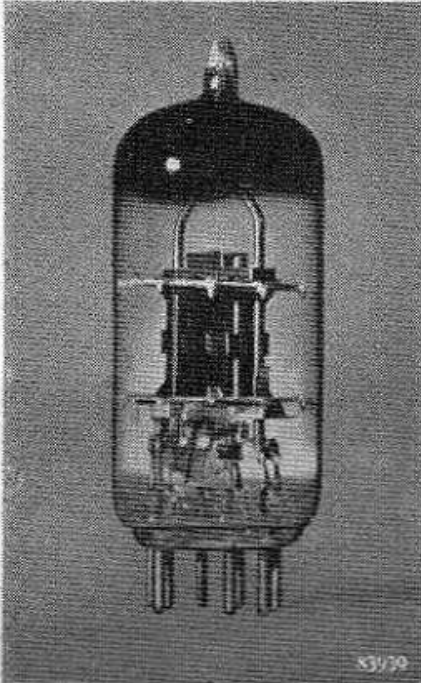


Fig. 1. Foto van de EC 80 op ware grootte.

De EC 80 is een indirect verhitte triode die geschikt is voor het versterken en mengen bij zeer hoge frequenties (als versterker is de buis bruikbaar tot ca. 500 MHz). De versterkingsfactor en de steilheid zijn zeer hoog ($\mu = 80$, en $S = 12 \text{ mA/V}$ bij een anodestroom van 15 mA), terwijl het ruisen van de buis zeer gering is (bij een frequentie van 300 MHz en een bandbreedte van 4,5 MHz bedraagt het ruisgetal 8 db). Door deze eigenschappen is de EC 80 geschikt voor een aantal toepassingen bij decimetergolven, waarvan we als de belangrijkste noemen het gebruik bij particuliere radioverbindingen, als b.v. telefoonverkeer met auto's of met sleepboten in een haven (z.g. „Citizens” of „Business” radio), bij geluids- en/of beeldoverdracht tussen een studio en zender(s) door middel van een keten van hulpzenders en -ontvangers (z.g. radio links), in meetapparatuur, enz. Door haar hoge steilheid en haar zwakke ruisen zal de EC 80 ook dikwijls bij langere golven met voordeel kunnen worden gebruikt. Wij noemen hier

b.v. het gebruik in versterkers met een brede frequentieband (kortegolftelevisie en F.M.), in middenfrequentversterkers achter een kristalmengtrap (bij radar b.v.), enz.

De EC 80 is hoofdzakelijk bestemd voor gebruik als versterker en mengbuis in roosterbasisschakeling. Bij deze schakeling is het stuurrooster in plaats van de katode de gemeenschappelijke electrode van de ingangs- en uitgangskringen, zoals is aangegeven in het principeschema van fig. 2. In een dergelijke schakeling zal een op de juiste wijze geconstrueerd rooster een afscherming tussen de anode en de katode vormen, waardoor een geringe terugwerking van de uitgangs- op de ingangskring wordt verkregen. Een apart schermrooster is hier dus overbodig, zodat, ondanks de hoge frequenties, met goede resultaten trioden i.p.v. pentoden kunnen worden gebruikt. Daar bij trioden,

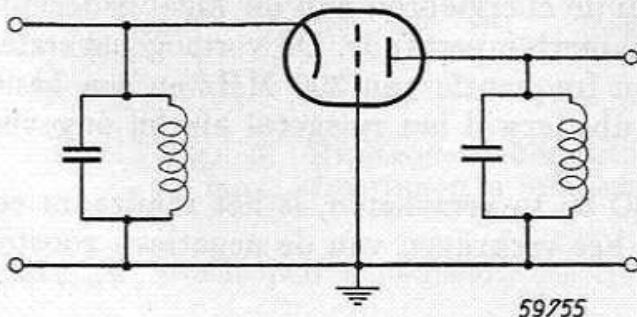


Fig. 2. Schema van een triode in roosterbasisschakeling. De gelijkspanningsbronnen zijn weggelaten.

door de afwezigheid van het z.g. verdelingsruisen, het ruisen veel zwakker is dan bij pentoden, wordt hierdoor het gunstige gedrag van roosterbasis-schakelingen met betrekking tot het ruisen verklaard. Teneinde de nadelige gevolgen van de capaciteiten, zelfinducties en weerstanden van de elektroden en hun toevoerleidingen zoveel mogelijk te beperken, zijn de maatregelen getroffen die in de inleiding zijn beschreven. In dit verband verdient de zelfinductie van de roosterleiding speciale aandacht. Daar deze leiding gemeenschappelijk is aan de ingangs- en uitgangskring, zal bij een te grote waarde van de zelfinductie een neiging tot instabiliteit optreden. Bij de EC 80 is dit vermeden door het rooster door middel van korte, brede stripjes te verbinden met vier doorvoerpennen. Worden de buishoudercontacten die met deze pennen corresponderen, alle vier geaard, dan wordt de zelfinductie van de roosterleiding, en dus ook de instabiliteit, tot een minimum beperkt.

Terwijl bij lage frequenties de versterking van een buis slechts in betrekkelijk geringe mate door de ingangs- en uitgangsimpedantie van de buis wordt beïnvloed, is dit bij decimetergolven niet meer het geval. Door een aantal oorzaken, als b.v. looptijdeffecten, de weerstand en de zelfinductie van de toevoerleidingen, enz., worden deze impedanties zodanig verkleind, dat ze een overwegende invloed op de versterking gaan uitoefenen. Een gevolg hiervan is, dat het besturen van de versterkbuisen niet meer energieloos kan geschieden. De spanningsversterking, waarmee gewoonlijk bij lage frequenties wordt gewerkt, zal daarom bij U.K.G. moeten worden vervangen door de vermogensversterking. Hieronder wordt verstaan de verhouding van het maximum vermogen dat de versterker kan leveren, tot het vermogen dat aan de ingang beschikbaar is. Daar de vermogensversterking afhankelijk is van de breedte van de frequentieband die wordt versterkt, is het noodzakelijk steeds de bandbreedte van de versterker op te geven. Onder bandbreedte wordt hierbij verstaan de afstand tussen de frequenties waarbij de vermogensversterking tot de helft van de maximale waarde is gedaald. Bij benadering heeft het product van vermogensversterking en bandbreedte een constante waarde. Indien de vermogensversterking bij een bepaalde bandbreedte bekend is, kan ze dus bij andere waarden van de bandbreedte worden bepaald.

Om de ruis eigenschappen van een ontvanger of versterker te bepalen, wordt gebruik gemaakt van het begrip ruisgetal. Als definitie hiervoor geldt: het ruisgetal is de ruis/signaalverhouding aan de uitgang, gedeeld door de ruis/signaalverhouding die aan de ingang beschikbaar is. Hierbij wordt zowel van het ruisen als van het signaal het vermogen bedoeld, en aangenomen wordt dat de ruis eigenschappen van de energiebron aan de ingang dezelfde zijn als die van een weerstand op kamertemperatuur. De vermogensversterking van de EC 80 bedraagt bij een frequentie van 300 MHz en een bandbreedte van 4,5 MHz ongeveer 15 db, terwijl het ruisgetal hierbij ongeveer 8 db bedraagt.

Om een stabiele werking van de EC 80 te verzekeren, is het raadzaam een katodeweerstand te gebruiken voor het verkrijgen van de negatieve rooster-spanning.

Buisvoet en -houder

De EC 80 is voorzien van de gestandaardiseerde Noval buisvoet en kan daardoor in een buishouder van normale constructie worden gebruikt. Door de zeer hoge frequenties waarbij de buis kan worden gebruikt, moet het materiaal van de buishouder aan hoge eisen voldoen. Om deze reden wordt het gebruik van de buishouder type 5908/03 aangeraden.

De kleine afmetingen en de normale bedrijfsspanningen maken de EC 80 geschikt zowel voor vaste als voor verplaatsbare opstellingen. De buis kan hierbij in alle standen worden opgesteld. Indien echter schokken of trillingen worden verwacht, of indien de buis niet rechtopstaand wordt gebruikt, moeten maatregelen worden genomen om te voorkomen dat de buis uit de buishouder valt. In dit geval kan de buishouder type 5908/23 worden gebruikt.

TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE U.K.G. TRIODE EC 80

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, met wissel- of gelijkstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning	V_f	=	6,3 V
Gloeistroom	I_f	=	0,48 A

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis)

Ingangscapaciteit (gloeidraad aan katode)	$C_{(g+\delta)(k+f)}$	=	5,1 pF ¹⁾
Ingangscapaciteit (gloeidraad aan rooster)	$C_{(g+\delta+f)k}$	=	9,3 pF ¹⁾
Uitgangscapaciteit (gloeidraad aan katode)	$C_{a(g+\delta)}$	=	3,4 pF ¹⁾
Uitgangscapaciteit (gloeidraad aan rooster)	$C_{a(g+\delta+f)}$	=	3,4 pF ¹⁾
Capaciteit tussen anode en katode (gloeidraad aan katode)	$C_{a(k+f)}$	<	0,08 pF
Capaciteit tussen anode en katode (gloeidraad aan rooster)	C_{ak}	<	0,075 pF
Capaciteit tussen katode en gloeidraad	C_{kf}	<	8 pF

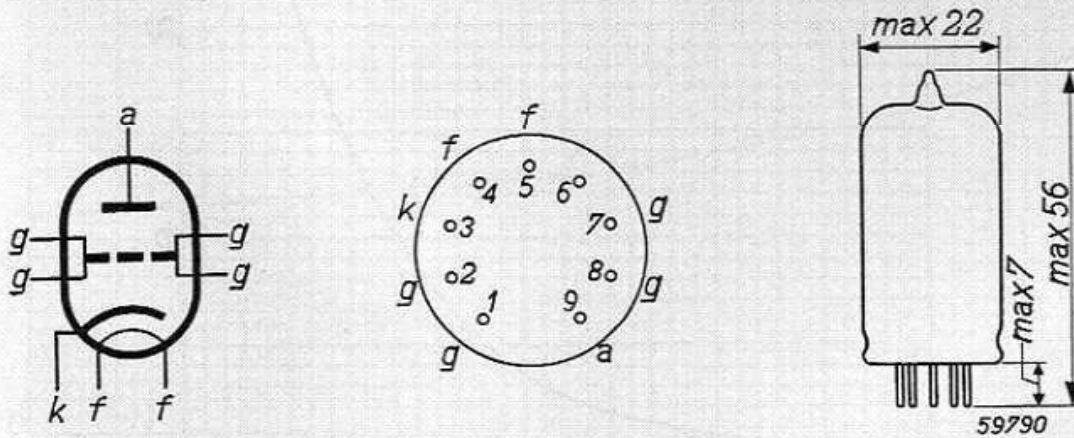


Fig. 3. Electrodenschema, elektrodenaansluitingen en max. afmetingen in mm van de EC 80 (Noval voet).

¹⁾ Met „6” wordt pen 6 bedoeld.

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	250 V
Stuurroosterspanning	V_g	=	-1,5 V
Anodestroom	I_a	=	15 mA
Steilheid	S	=	12 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	80

Grensgegevens

Anodespanning in afgeknepen toestand	V_{ao}	= max.	550 V
Anodespanning	V_a	= max.	300 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	4 W
Katodestroom	I_k	= max.	15 mA
Beginpunt van roosterstroom	$V_g(I_g = +0,3 \mu A)$	= max.	-1,3 V
Uitwendige weerstand tussen gloeidraad en katode	R_{kf}	= max.	20 k Ω
Spanning tussen gloeidraad en katode	V_{kf}	= max.	100 V

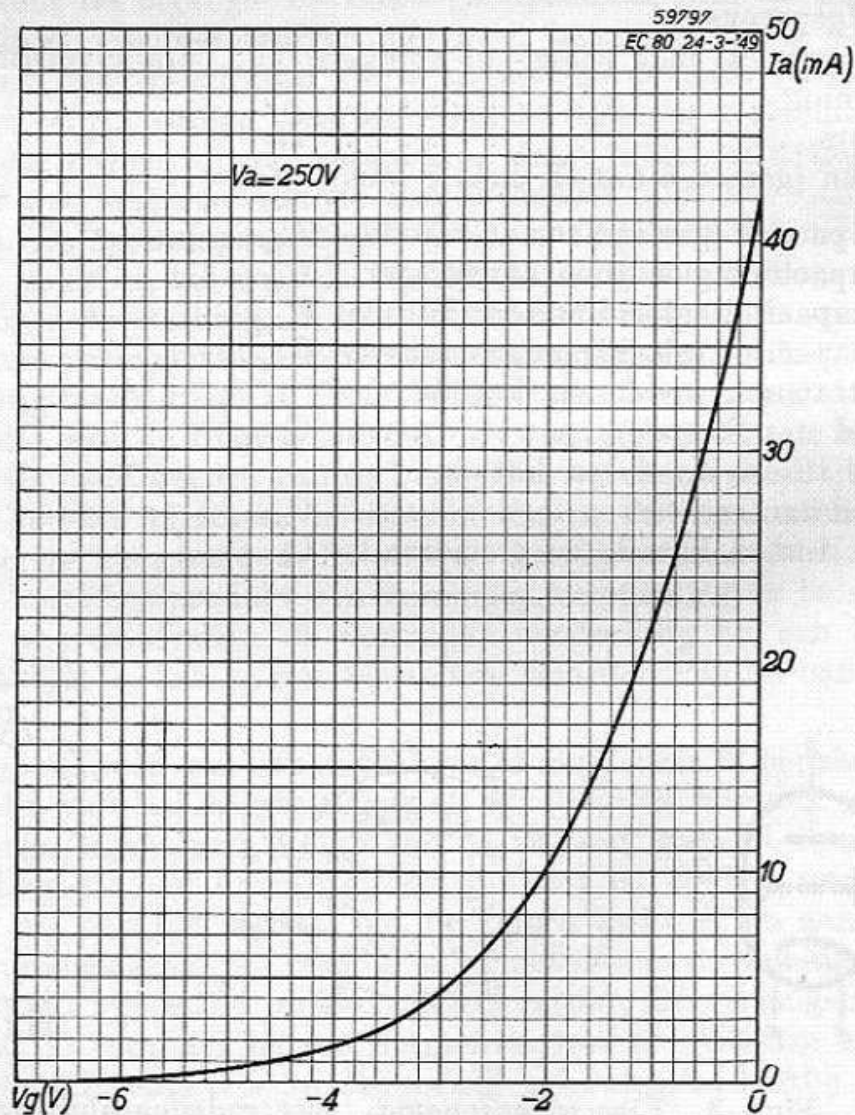


Fig. 4. Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g), bij een anodespanning van 250 V.

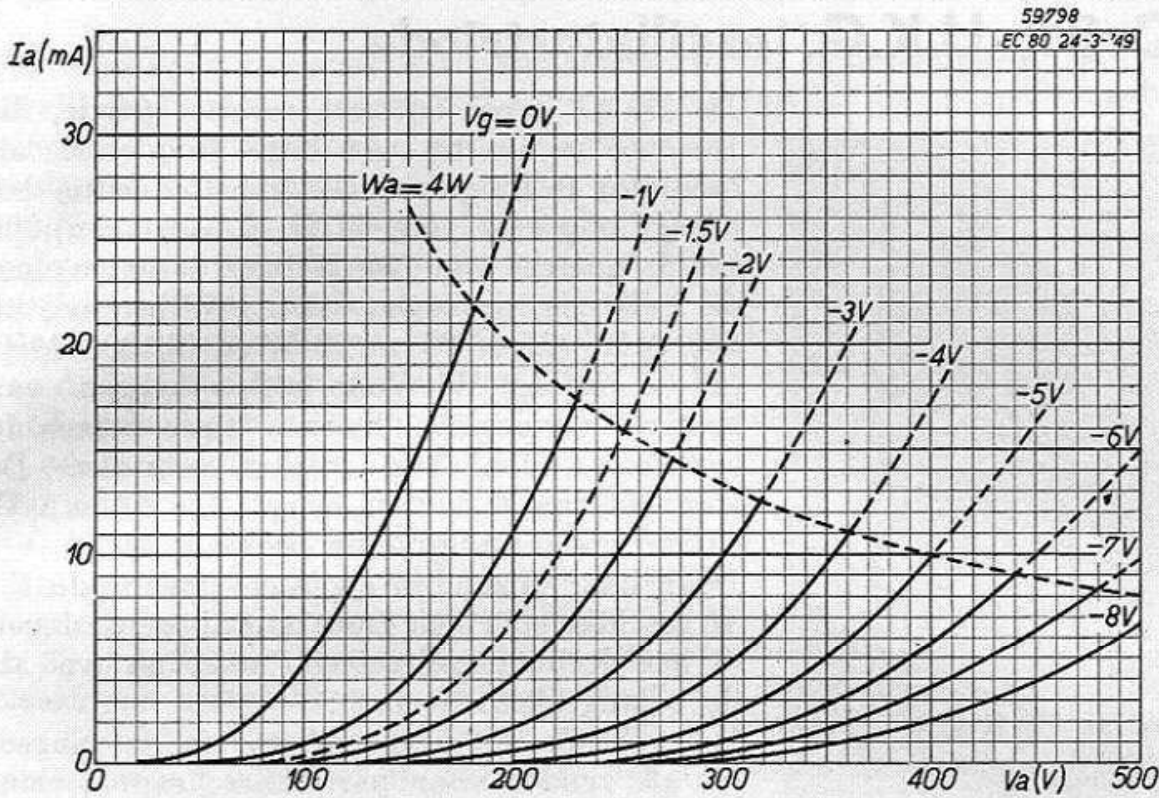


Fig. 5. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a), bij verschillende negatieve roosterspanningen (V_g). Door de gestreepte kromme ($W_a = 4 W$) wordt de maximaal toelaatbare anodedissipatie aangeduid.

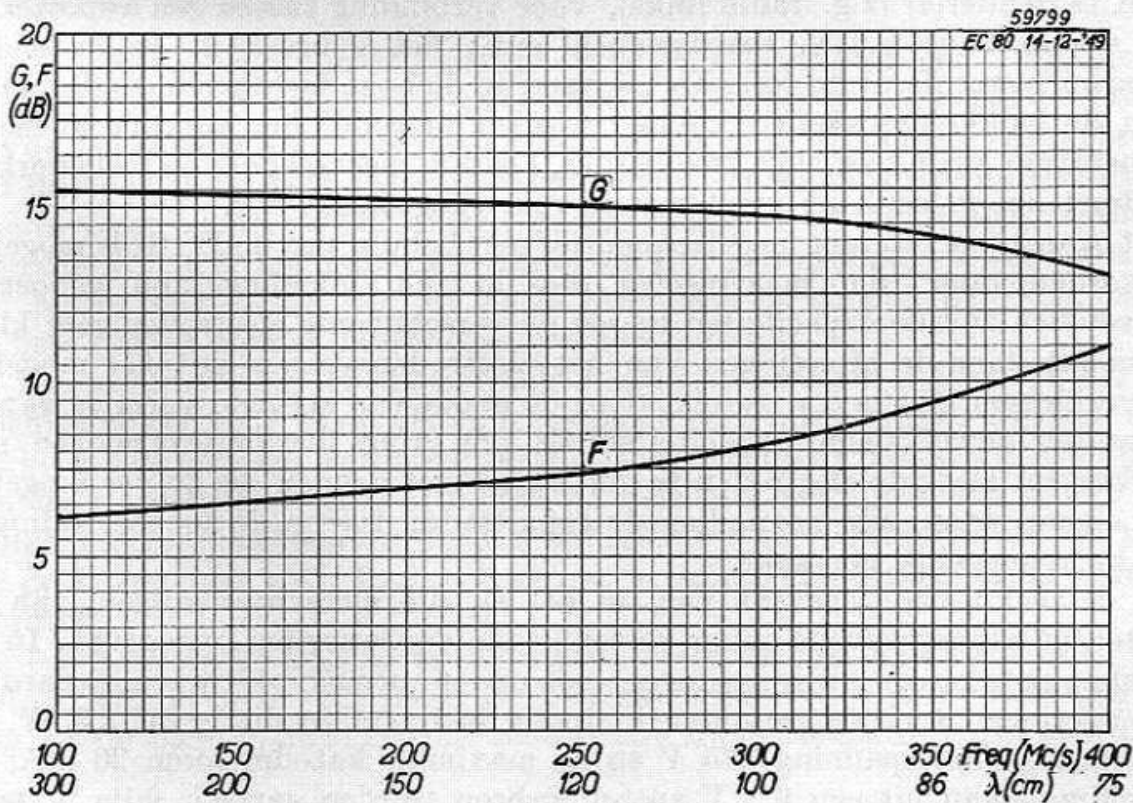


Fig. 6. Vermogensversterking G en ruisgetal F van de EC 80 als functie van de frequentie en de golflengte (λ). Bandbreedte 4,5 MHz.

EC 81, U.K.G. oscillatortriode

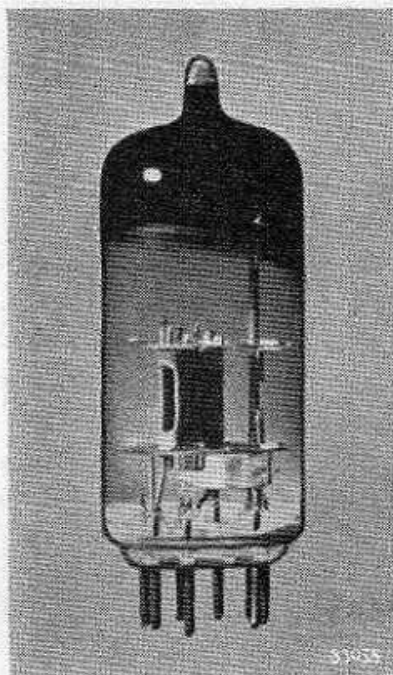


Fig. 1. Foto van de EC 81 op ware grootte.

De EC 81 is een indirect verhitte triode, die bestemd is om bij zeer hoge frequenties als oscillator te fungeren. De grensfrequentie bedraagt ongeveer 1500 MHz ($\lambda = 20$ cm); bij een frequentie van 750 MHz ($\lambda = 40$ cm) kan de buis een vermogen van 1,1 W leveren, bij 500 MHz ($\lambda = 60$ cm) 3 W en bij 300 MHz ($\lambda = 1$ m) 4,2 W. Voor het verkrijgen van grotere vermogens kunnen twee buizen in een balansschakeling worden gebruikt. De steilheid van de buis is hoog ($S = 5,5$ mA/V) en de versterkingsfactor bedraagt 16.

Door haar bijzondere eigenschappen is de EC 81 geschikt voor een groot aantal toepassingen in het decimetergolfg gebied, waarvan we als de belangrijkste noemen:

Het gebruik als hulposcillator in ontvangers en als zender voor particuliere radioverbindingen, z.g. „Citizens” of „Business” radio, waarbij radioverbinding op U.K.G. mogelijk is met b.v. taxi's, dokterauto's, politieauto's, sleepboten in havens, enz.; het gebruik als

straalzender in een keten van zenders en ontvangers tussen studio en U.K.G.-zender(s) (z.g. radio links), voor verbinding tussen een reporter en de studio, voor P.T.T. toepassingen, enz.; het gebruik in ballonsondes, waarbij zowel de atmosferische toestand in de hoge luchtlagen als de plaats van de ballon nauwkeurig kunnen worden bepaald; het gebruik in meetapparatuur voor zeer hoge frequenties, als b.v. meetzenders en veldsterktemeters; het gebruik in hoogtemeters voor vliegtuigen, enz.

Het opwekken van zeer hoge frequenties met behulp van de EC 81 is mogelijk geworden door de maatregelen die in de Inleiding zijn genoemd. Bovendien zijn de capaciteiten tussen de verschillende elektroden zeer klein gemaakt door de afmetingen van het electrodensysteem zo veel mogelijk te verkleinen. Dit is o.a. bereikt door de anode een speciale vorm te geven, waardoor zowel kleine capaciteiten als een groot dissipatievermogen zijn verkregen. Door de elektroden te verbinden met pennen die zo ver mogelijk uit elkaar staan, zijn bovendien de capaciteiten tussen de toevoerleidingen zo klein mogelijk gemaakt.

Bij de technische gegevens van de EC 81, die hierachter volgen, zijn de instel- en grensgegevens onder verschillende voorwaarden opgegeven. In de eerste plaats zijn de gegevens opgenomen onder normale bedrijfsvoorwaarden. De maximaal toelaatbare anodedissipatie bedraagt in dit geval 3,5 W, de maximale anodespanning 275 V en de maximale katodestroom 20 mA; de gloeidraad kan uit een 6,3 V spanningsbron worden gevoed, mits in serie met de gloeidraad een weerstand van 3 Ω is geschakeld. Bij een frequentie van 750 MHz kan in dit geval een uitgangsvermogen van 0,6 W worden bereikt.

Vervolgens zijn de instelgegevens opgegeven bij een anodespanning van 300 V, terwijl de gloeidraad in serie met een weerstand van 3Ω uit een spanningsbron van 6,3 V wordt gevoed. De maximale toelaatbare waarden van de anodedissipatie, de anodespanning en de katodestroom zijn hierbij resp. 5 W, 300 V en 20 mA. De aandacht wordt er speciaal op gevestigd, dat de maximale waarden van de anodedissipatie en de anodespanning hierbij absolute maxima zijn, die onder geen voorwaarde, ook niet als gevolg van netspanningsschommelingen, mogen worden overschreden, wil men de levensduur van de buis niet aanmerkelijk bekorten. In het algemeen zal dus hierbij de anodespanning moeten worden gestabiliseerd. Het vermogen dat in dit geval bij een frequentie van 750 MHz kan worden bereikt, bedraagt 0,7 W.

Ten slotte zijn nog de instel- en grensgegevens opgenomen bij een anodespanning van 300 V, terwijl de gloeidraad direct uit een 6,3 V spanningsbron wordt gevoed. In dit geval bedragen de maximaal toelaatbare waarden van de anodedissipatie, de anodespanning en de katodestroom resp. 5 W, 300 V en 30 mA. Deze waarden zijn thans alle drie absoluut maximale waarden. Naast een gestabiliseerde anodespanning, zal de gloeispanning niet meer dan $\pm 3\%$ van de opgegeven waarde van 6,3 V mogen afwijken (de gloeispanning mag niet te hoog zijn om oververhitting van de gloeidraad te voorkomen, en niet te laag omdat de hoge katodestroom bij een te lage katodetemperatuur een achteruitgang van de emissie-eigenschappen tot gevolg zal hebben). Het afgegeven vermogen bij een frequentie van 750 MHz bedraagt in dit geval 1,1 W.

Buisvoet en -houder

De EC 81 is voorzien van de gestandaardiseerde Noval buisvoet. Vanwege de zeer hoge frequenties waarbij de buis kan worden gebruikt, moet het materiaal van de buishouder aan hoge eisen voldoen. Om deze reden wordt het gebruik van de buishouder type 5908/03 aangeraden. Om de capaciteiten tussen de diverse electrodentoevoerleidingen zoveel mogelijk te verkleinen, verdient het aanbeveling de niet gebruikte contacten van de buishouder te verwijderen. Om bij de hoogste frequenties goede resultaten te kunnen bereiken, moet de buis hierbij zonder buishouder worden gebruikt.

De kleine afmetingen en de normale bedrijfsspanningen maken de EC 81 geschikt zowel voor vaste als voor verplaatsbare opstellingen. De buis kan hierbij in alle standen worden opgesteld. Indien echter schokken of trillingen kunnen worden verwacht, of indien de buis niet rechtopstaand wordt gebruikt, moeten maatregelen worden genomen om te voorkomen dat de buis uit de buishouder valt. In dit geval kan de buishouder type 5908/23 worden gebruikt.

Om een behoorlijke koeling te verkrijgen, moet de buis zodanig worden opgesteld dat de lucht vrij langs de buis kan circuleren. Dit is vooral van belang als de buis bij de maximaal toelaatbare anodedissipatie wordt gebruikt.

GEGEVENS VAN DE U.K.G. TRIODE EC 81

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, met gelijk- of wisselstroom; parallelvoeding.

Voedingsspanning van de

gloeidraad	V_{bf}	=	6,3 V
Gloeidraad serieweerstand	R_f	=	3 Ω
Gloeistroom	I_f	=	0,2 A

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis)

Ingangscapaciteit	C_g	=	1,8 pF
Uitgangscapaciteit	C_a	=	0,7 pF
Capaciteit tussen stuurrooster en anode	C_{ag}	=	1,6 pF
Capaciteit tussen stuurrooster en gloeidraad	C_{gf}	<	0,25 pF
Capaciteit tussen katode en gloeidraad	C_{kf}	=	2,3 pF

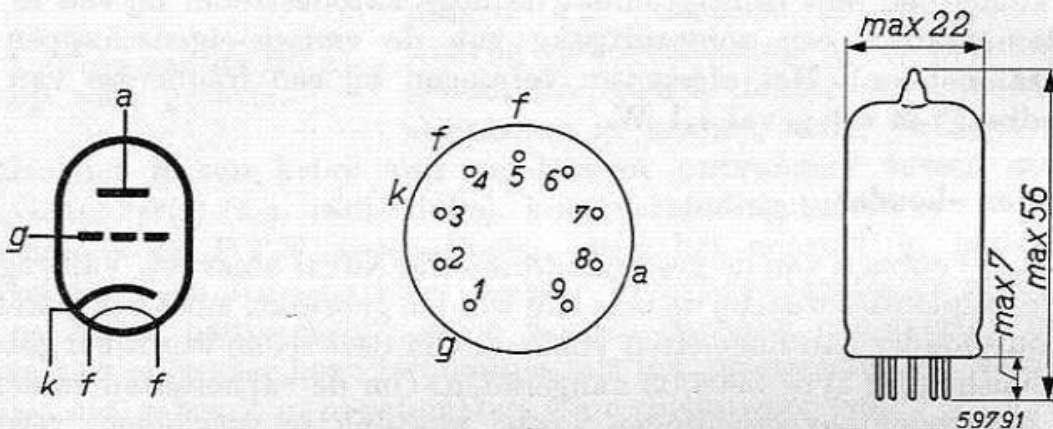


Fig. 2. Electrodschema, elektrodenaansluitingen en max. afmetingen in mm van de EC 81 (Noval voet).

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	120	150 V
Stuurroosterspanning	V_g	=	-2	-2 V
Anodestroom	I_a	=	20	30 mA
Steilheid	S	=	4,0	5,5 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	16	16

Instelgegevens als oscillator

A. Bij normale bedrijfsvoorwaarden

Grenswaarden

Anodespanning	V_a	=	max. 275 V
Anodedissipatie	W_a	=	max. 3,5 W
Katodestroom	I_k	=	max. 20 mA

Instelgegevens

Voedingsspanning van de gloeidraad	V_{bf}	=	6,3	V
Gloeidraad serieweerstand	R_f	=	3	Ω
Frequentie	f	=	750	375 MHz
Anodespanning	V_a	=	220	275 V
Anodestroom	I_a	=	18,6	17,2 mA
Stuurroosterstroom	I_g	=	1,5	2,8 mA
Toegevoerd vermogen	W_{ia}	=	4,1	4,7 W
Uitgangsvermogen	W_o	=	0,6	2,1 W

B. Als onder A, maar anodespanning gestabiliseerd

Grenswaarden

Anodespanning	V_a	=	max. 300 V ¹⁾
Anodedissipatie	W_a	=	max. 5 W ¹⁾
Katodestroom	I_k	=	max. 20 mA

Instelgegevens

Voedingsspanning van de gloeidraad	V_{bf}	=	6,3	V
Gloeidraadserieweerstand .	R_f	=	3	Ω
Frequentie	f	=	750	375 MHz
Anodespanning	V_a	=	290	300 V
Anodestroom	I	=	19,6	18,6 mA
Stuurroosterstroom	I_g	=	0,4	1,5 mA
Toegevoerd vermogen	W_{ia}	=	5,7	5,6 W
Uitgangsvermogen	W_o	=	0,7	2,2 W

C. Maximale instelling

Grenswaarden

Anodespanning	V_a	=	max. 300 V ¹⁾
Anodedissipatie	W_a	=	max. 5 W ¹⁾
Katodestroom	I_k	=	max. 30 mA ¹⁾

Instelgegevens

Gloeispanning	V_f	=	6,3	V ²⁾
Frequentie	f	=	750	375 MHz
Anodespanning	V_a	=	220	300 V
Anodestroom	I_a	=	27,7	26,3 mA
Stuurroosterstroom	I_g	=	2,3	4,0 mA
Toegevoerd vermogen	W_{ia}	=	6,1	7,9 W
Uitgangsvermogen	W_o	=	1,1	3,8 W

¹⁾ Deze waarden zijn absolute maxima. Om een redelijke levensduur van de buis te garanderen moeten deze waarden, ook niet als gevolg van netspanningsvariaties, worden overschreden.

²⁾ Bij gebruik van een gloeispanning van 6,3 V zonder tussenschakeling van een weerstand van 3 Ω , moet de gloeispanningsvariatie niet groter zijn dan $\pm 3\%$. Het absolute maximum van de katodestroom bedraagt dan 30 mA. Bedraagt de gloeispanningsvariatie meer dan 3%, dan moet een weerstand van 3 Ω worden tussengeschied. De absolute waarde van de katodestroom bedraagt dan 20 mA.

Grenshegevens

Anodespanning in afgeknepen toestand	V_{ao}	= max.	550 V
Anodespanning	V_a	= max.	275 V
Anodedissipatie	W_a	= max.	3,5 W
Roosterspanning	V_g	= max.	-100 V
Beginpunt van roosterstroom	$V_g(I_g = +0,3 \mu A)$	= max.	-1,3 V
Roosterstroom	I_g	= max.	7,5 mA
Katodestroom	I_k	= max.	20 mA
Uitwendige weerstand tussen rooster en katode	R_g	= max.	1 M Ω
Uitwendige weerstand tussen gloeidraad en katode	R_{kf}	= max.	20 k Ω
Spanning tussen gloeidraad en katode	V_{kf}	= max.	100 V
<i>Absolute maxima</i>			
Anodespanning	V_a	= max.	300 V ¹⁾
Anodedissipatie	W_a	= max.	5 W ¹⁾
Katodestroom	I_k	= max.	30 mA ¹⁾

¹⁾ Deze waarden zijn absolute maxima. Om een redelijke levensduur van de buis te garanderen moeten deze waarden, ook niet als gevolg van netspanningsvariaties, worden overschreden.

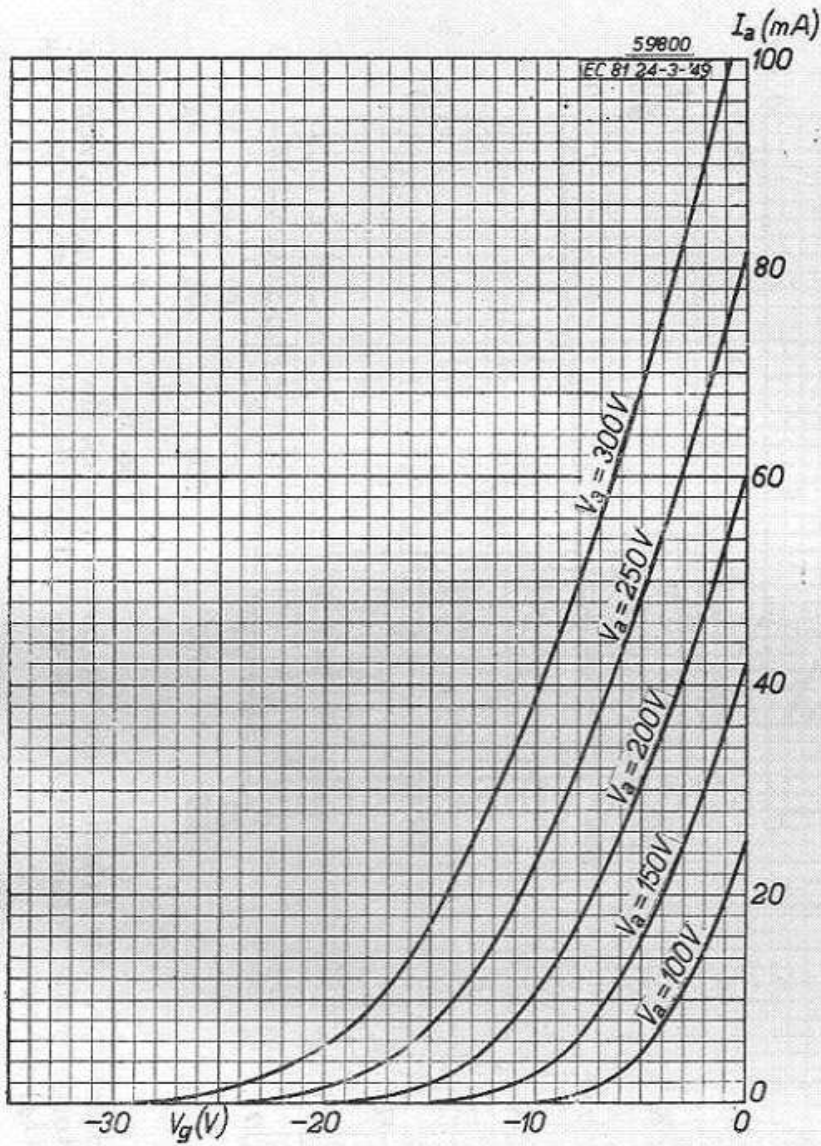
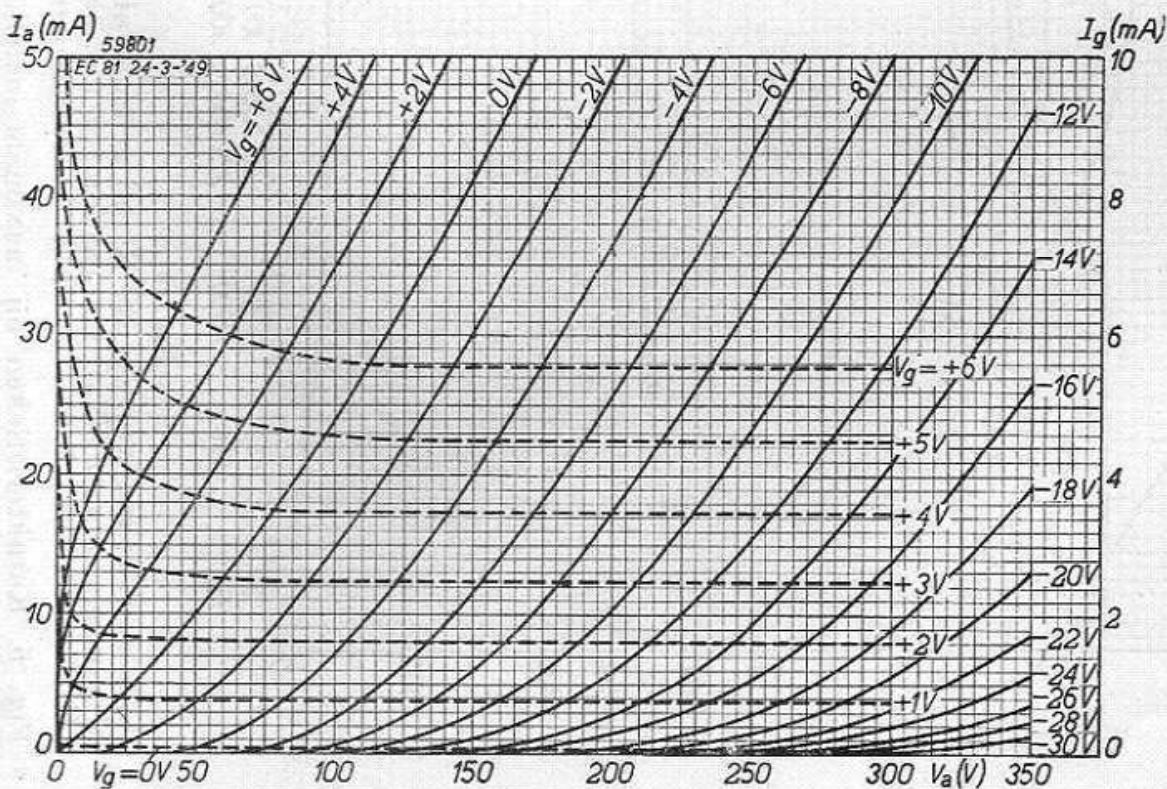


Fig. 3 Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g), bij verschillende anodespanningen (V_a).

Fig. 4. Anodestroom (I_a , getrokken krommen) en roosterstroom (I_g , gestippelde krommen) als functie van de anodespanning (V_a), bij verschillende roosterspanningen (V_g).



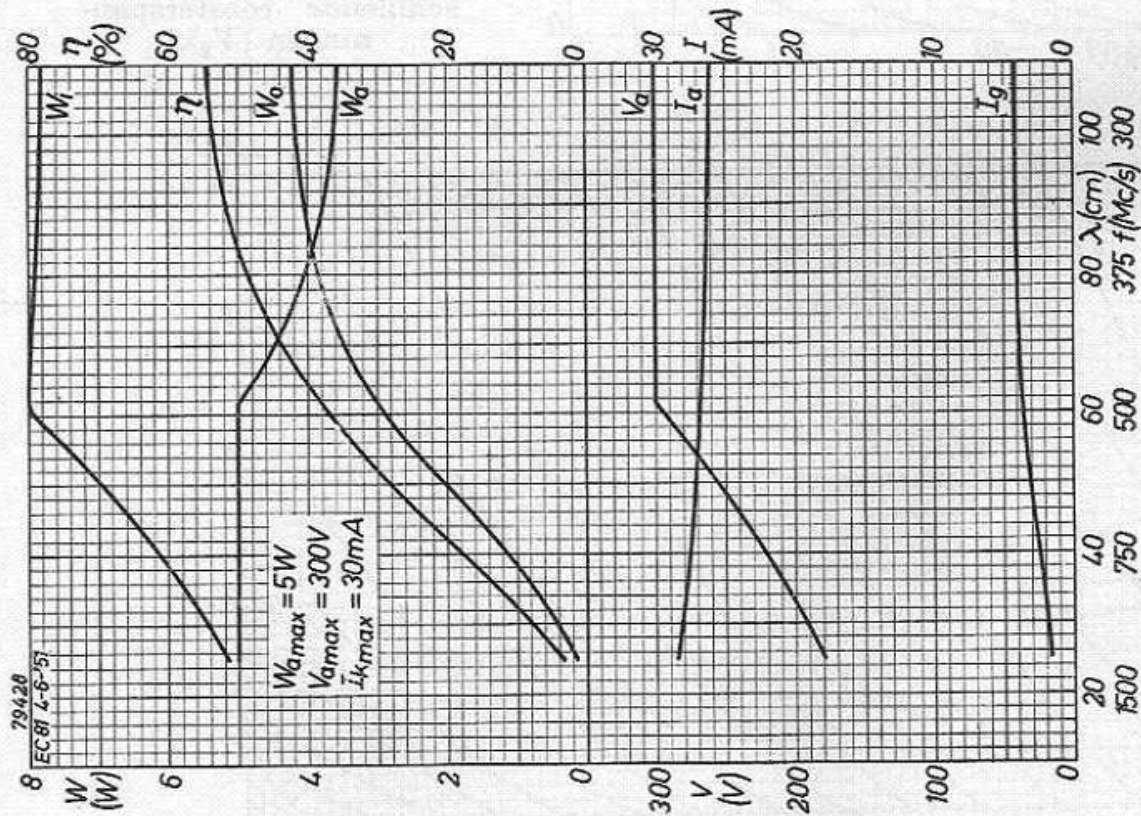


Fig. 5

Karakteristieken van de EC 81 bij gebruik als oscillator. Als functie van de frequentie en de golflengte λ zijn het uitgangsvermogen (W_0), het rendement (η), het toegevoerde vermogen (W_a), de anodedissipatie (W_0), de anodespanning (V_a), de anodestroom (I_a) en de roosterstroom (I_g) uitgezet.

Fig. 5. Karakteristieken bij maximale instelling van de buis. Anode- en gloeispanning gestabiliseerd, maar de gloeispanning niet.

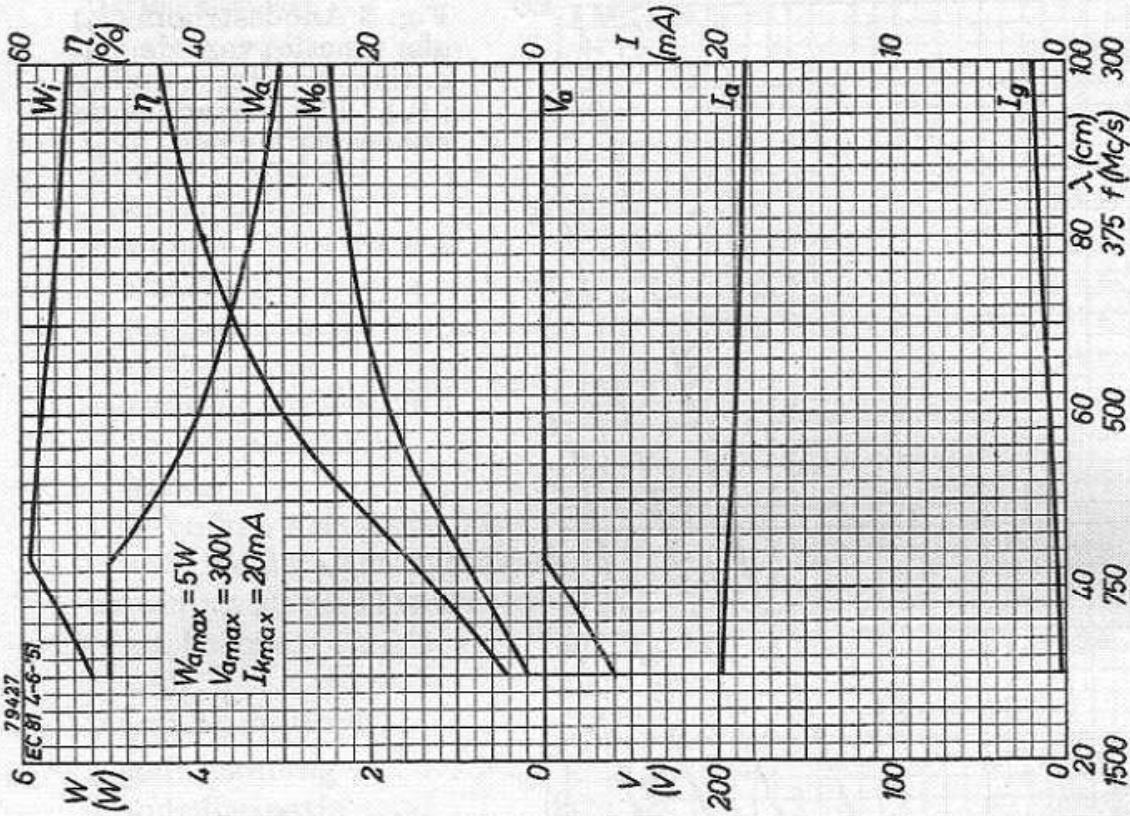


Fig. 6

Fig. 6. Anodespanning gestabiliseerd.

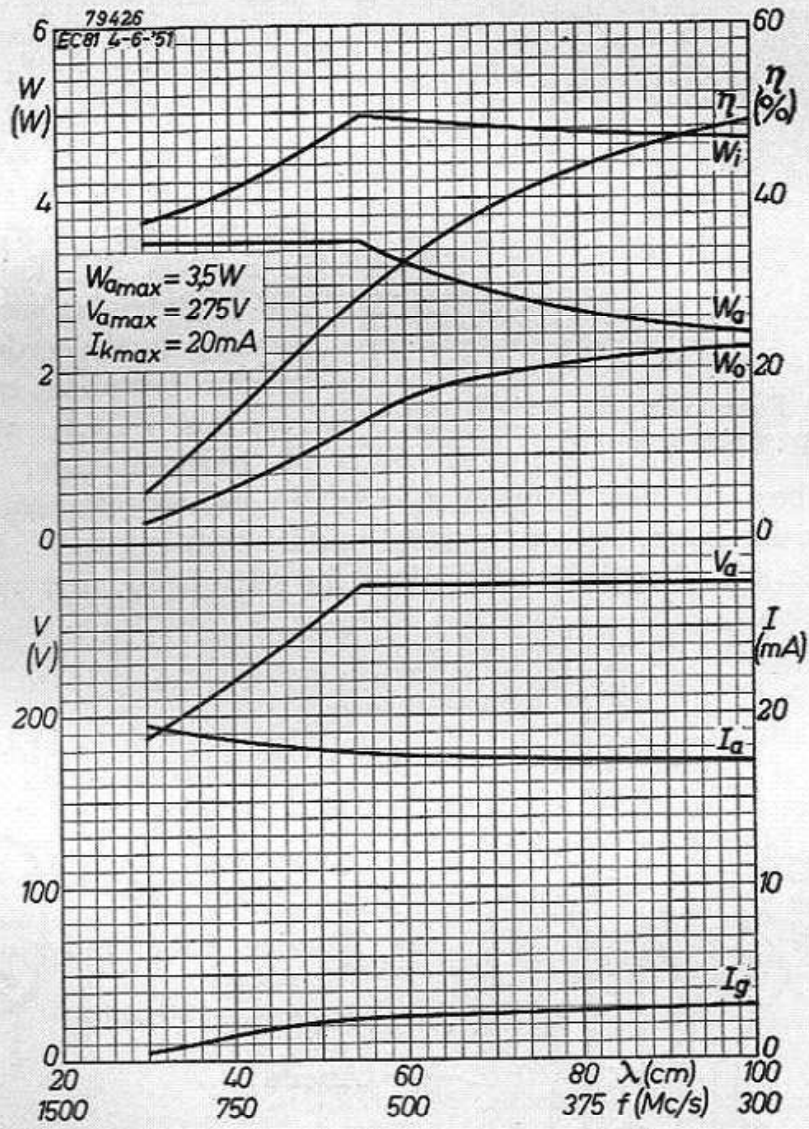


Fig. 7. Als fig. 5, maar ongestabiliseerde spanningen.

Schijventriode EC 55

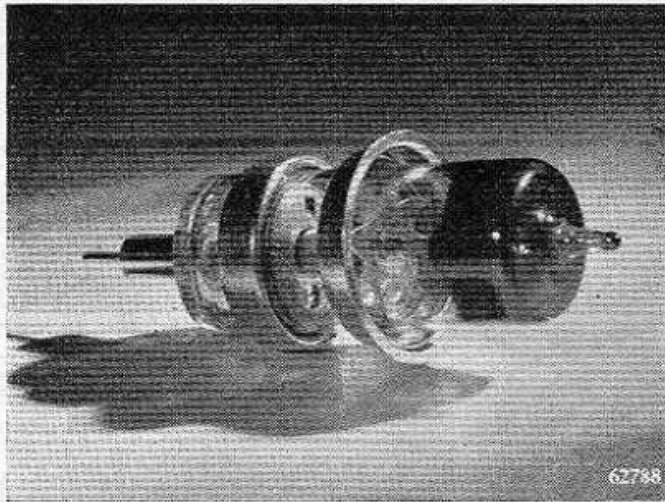


Fig. 1. Foto van de EC 55 op ware grootte.

De triode EC 55 is ontwikkeld voor het gebruik in ontvangers en kleine zenders die in het ultrahoge frequentiegebied werken. De steilheid bedraagt 6 mA/V bij een anodestroom van 20 mA, en de versterkingsfactor is 30. De EC 55 kan voor vele toepassingen zowel bij het zenden als bij het ontvangen worden gebruikt; in zenders b.v. kan de buis als zelfoscillerende, gestuurde of als impulsgemoduleerde zendbuis worden gebruikt, en in ontvangers als U.H.F. versterker en als hulposcillator.

De EC 55 is bestemd voor gebruik in coaxiale lechersystemen, waartoe de electrodenaansluitingen op een speciale manier zijn gevormd. Als oscillator kan de buis in een dergelijke schakeling bij een opgenomen vermogen van

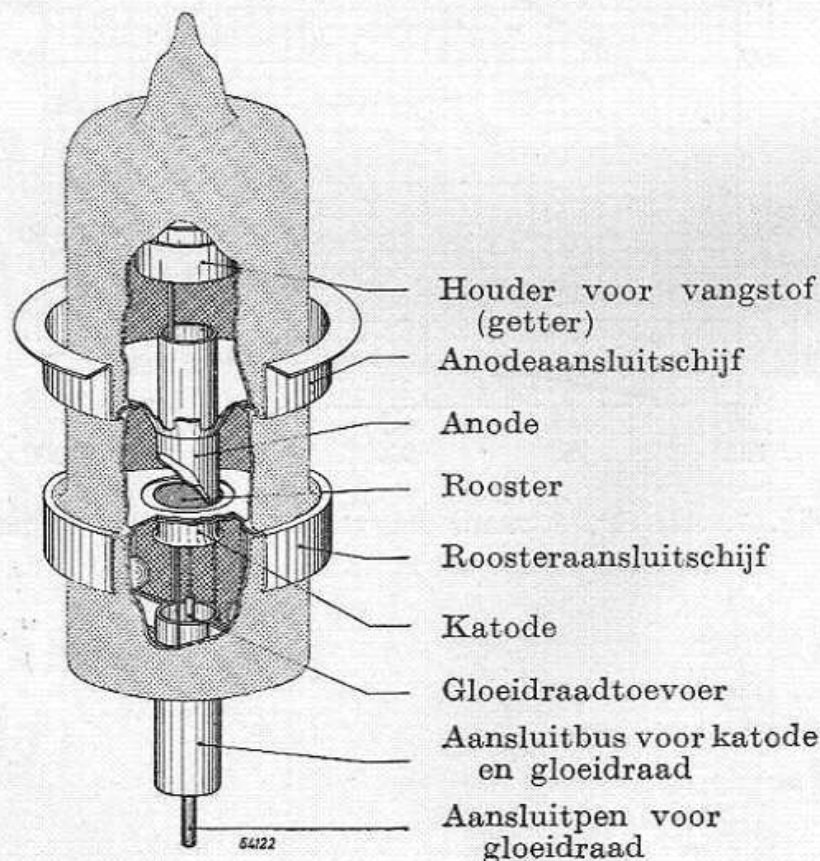


Fig. 2. Constructie van de EC 55

10 W een vermogen van 2,8 W leveren bij een frequentie van 1000 MHz ($\lambda = 30$ cm), en ongeveer 0,5 W bij 3000 MHz ($\lambda = 10$ cm).

De weerstand en de zelfinductie van de electrodentoevoerleidingen zijn tot een minimum beperkt door gebruik te maken van koperen schijven die in de wand van de glazen ballon zijn gesmolten en hier buiten uitsteken. De invloed van de zelfinductie beperkt zich hierbij tot een verkorting van het afgestemde uitwendige systeem.

Het rooster is samengesteld uit gespannen draden, waardoor doorbuigen als gevolg van verwarming wordt vermeden. De frequentieverschuiving is door deze constructie slechts zeer gering. Bovendien vormen het rooster en de schijf waaraan het is bevestigd een afscherming tussen katode en anode, zodat de koppeling tussen de ingangs- en de uitgangsketen slechts zeer klein is.

Het koelen van de anode wordt hoofdzakelijk verkregen door geleiding van de warmte naar het lechersysteem.

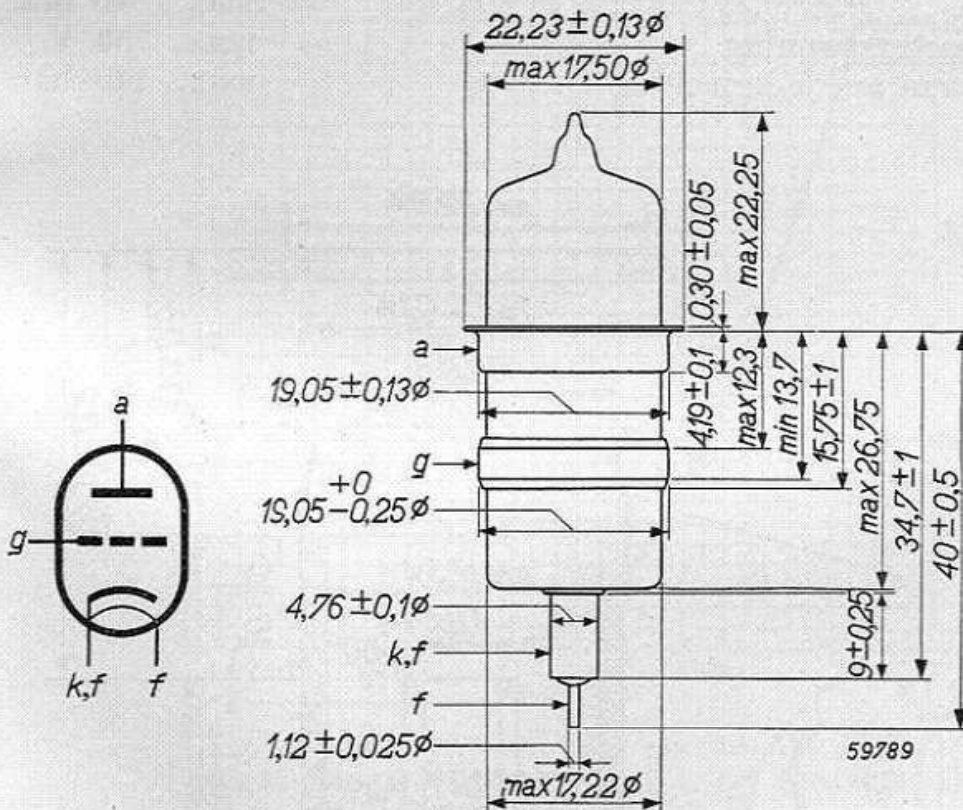


Fig. 3. Electrodschema en maatschets van de EC 55 (afmetingen in mm).

GEGEVENS VAN DE U.K.G. TRIODE EC 55

Gloeidraadgegevens

Voeding: indirect, met wissel- of gelijkstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning	V_f	=	6,3 V \pm 5 %
Gloeistroom	I_f	=	0,4 A

Capaciteiten (gemeten aan de koude buis)

Capaciteit tussen rooster en katode . . .	C_{gk}	=	1,8 pF
Capaciteit tussen anode en katode . . .	C_{ak}	<	0,05 pF
Capaciteit tussen anode en stuurrooster	C_{ag}	<	1,3 pF

Karakteristieke gegevens

Anodespanning	V_a	=	250 V
Stuurroosterspanning	V_g	=	-3,5 V
Anodestroom	I_a	=	20 mA
Steilheid	S	=	6 mA/V
Versterkingsfactor	μ	=	30

Grensgegevens

Anodespanning	V_a	=	max. 350 V
Anodedissipatie	W_a	=	max. 10 W
Roosterdissipatie	W_g	=	max. 0,1 W
Katodestroom	I_k	=	max. 40 mA
Negatieve roosterspanning	$-V_g$	=	max. 50 V
Temperatuur van anode-insmelting	t_a	=	max. 140 °C

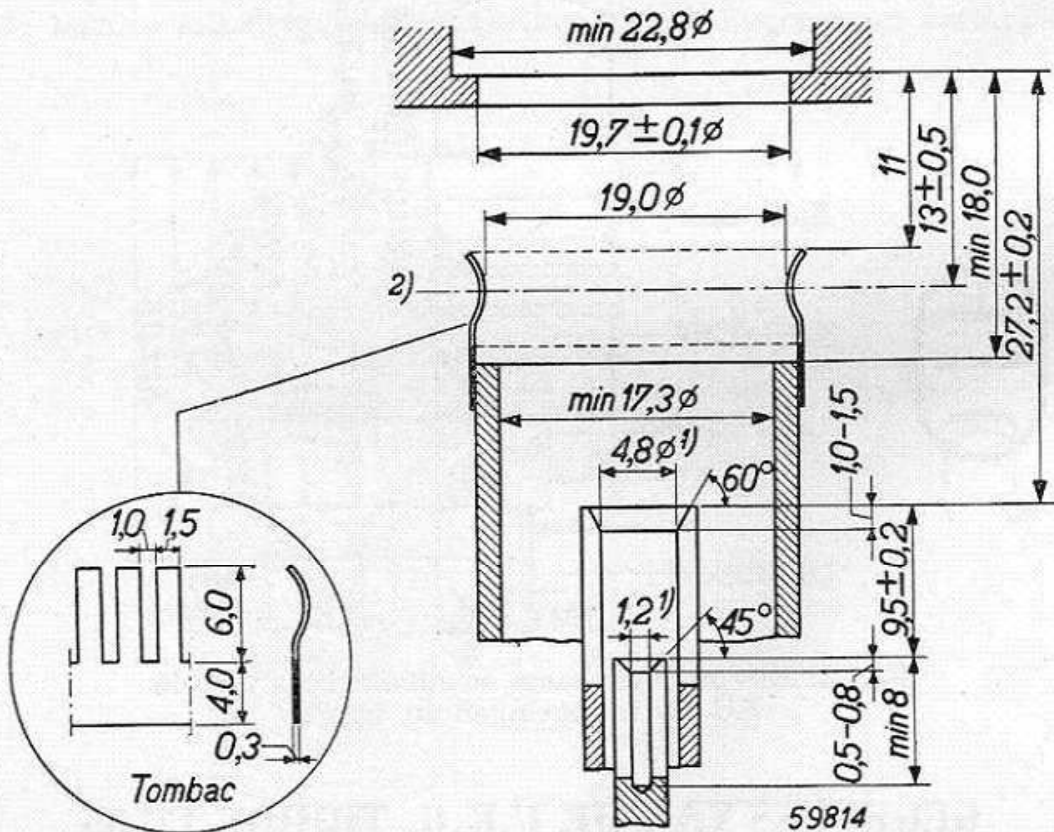


Fig. 4. Aanbevolen afmetingen van het lechersysteem waarop de EC 55 wordt aangesloten.

- 1) Deze gaten zijn voorzien van een zaagsnede om een verend contact te verkrijgen met de gloeidraadaansluitingen van de buis.
- 2) Contactlijn van de veerkrans op het lechersysteem met de rooster-aansluiting van de buis.

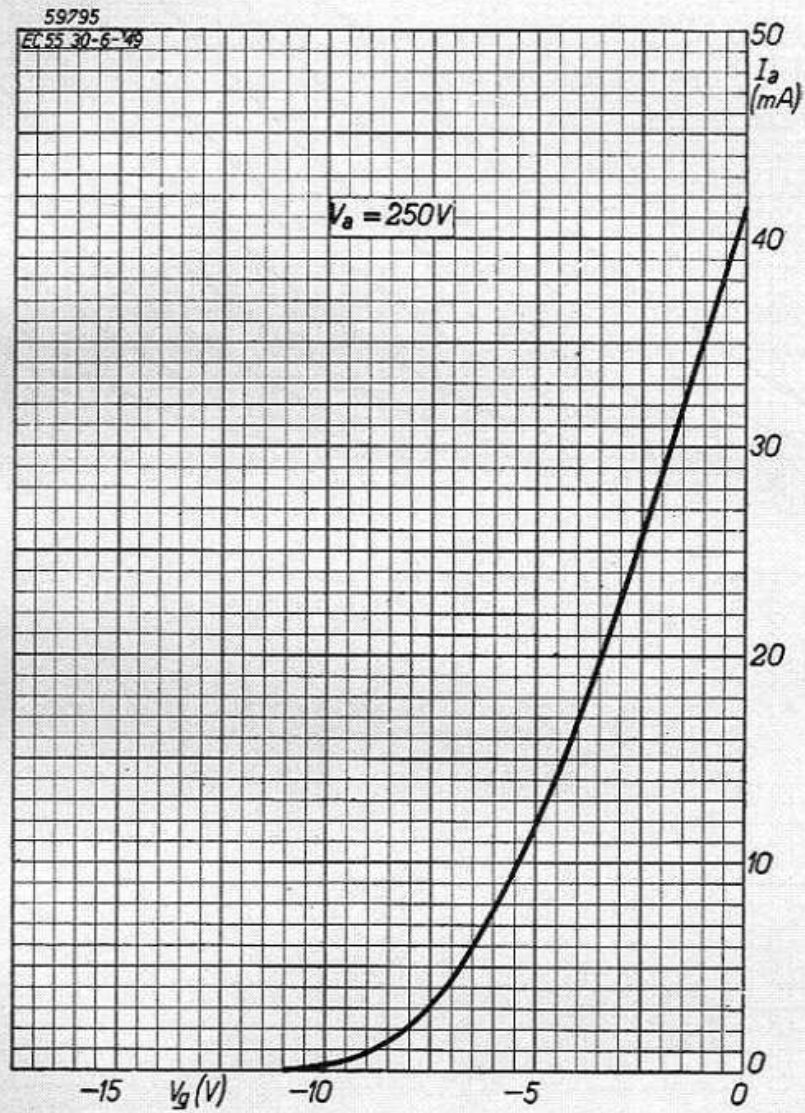


Fig. 5. Anodestroom (I_a) als functie van de negatieve roosterspanning (V_g), bij een anodespanning $V_a = 250$ V.

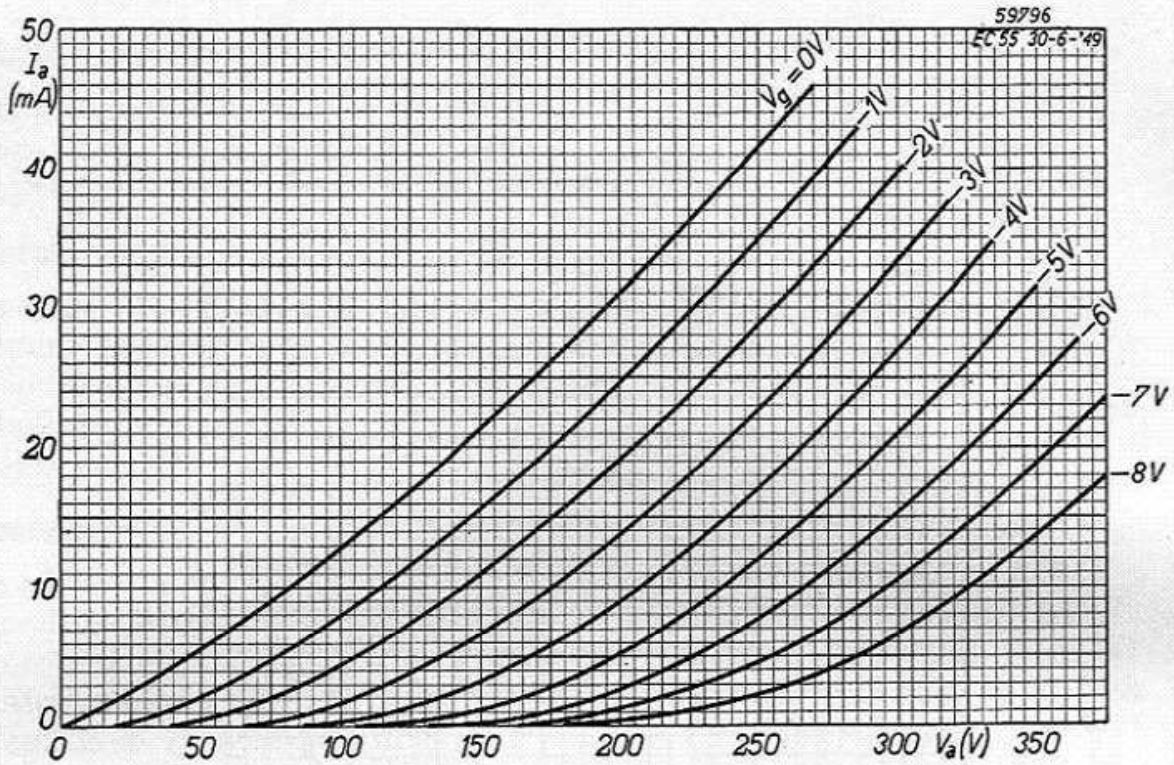


Fig. 6. Anodestroom (I_a) als functie van de anodespanning (V_a), bij verschillende roosterspanningen (V_g).

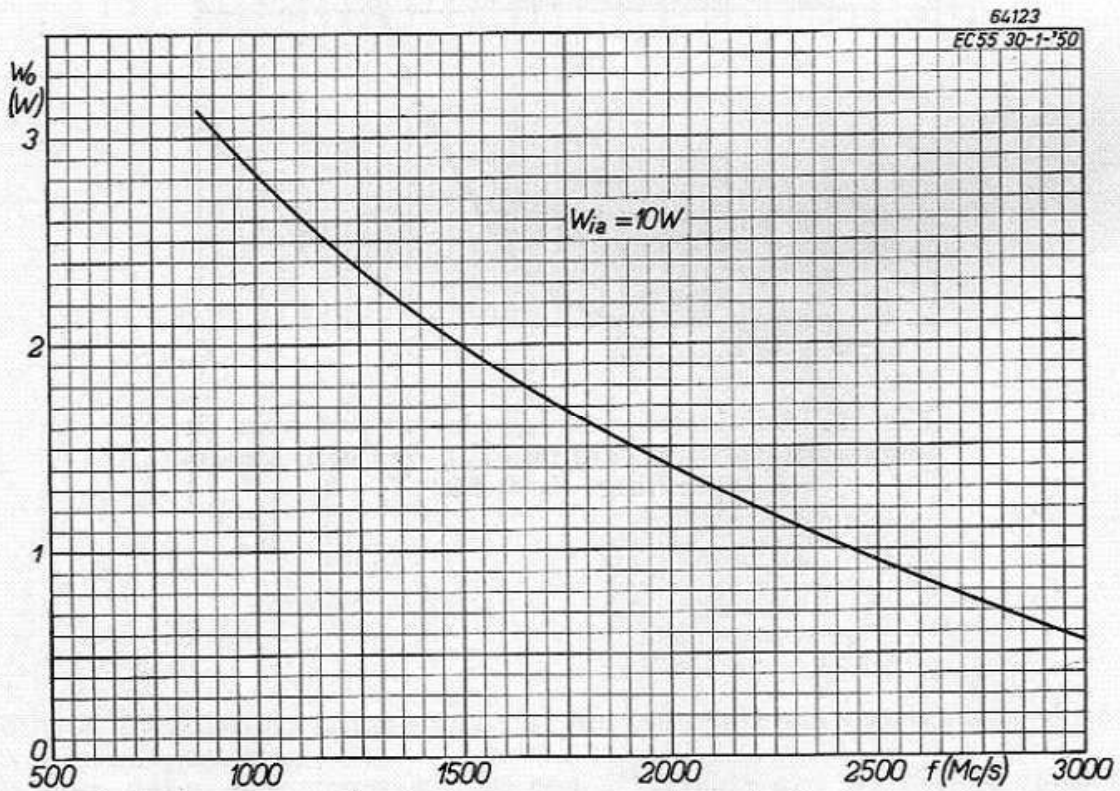


Fig. 7. Uitgangsvermogen (W_o) dat de EC 55 kan leveren bij een toegevoerd vermogen $W_{i_a} = 10W$, als functie van de frequentie.

V. H.F. gedeelte van een ontvanger voor 300-400 MHz met de buizen EC 80 en EC 81

In dit H.F. gedeelte worden twee buizen type EC 80 in roosterbasisschakeling gebruikt, respectievelijk als versterker en mengbuis. De EC 81 dient als oscillator. Fig. 1 toont een foto van het H.F. gedeelte, en in fig. 2 is het princieschema weergegeven. De H.F. kringen zijn geen normale $L-C$ ketens, zoals getekend in het vereenvoudigde schema van fig. 2a, doch concentrische lecher systemen, elk afstembaar met behulp van een instelbare kortsluitzuiger. Het frequentiegebied van de ontvanger loopt van 300 tot 400 MHz (100 tot 75 cm), en de bandbreedte bedraagt 5 MHz. De vermogensversterking van de H.F. trap is ca. 12 dB, en het ruisgetal heeft een waarde van ca. 8 dB.

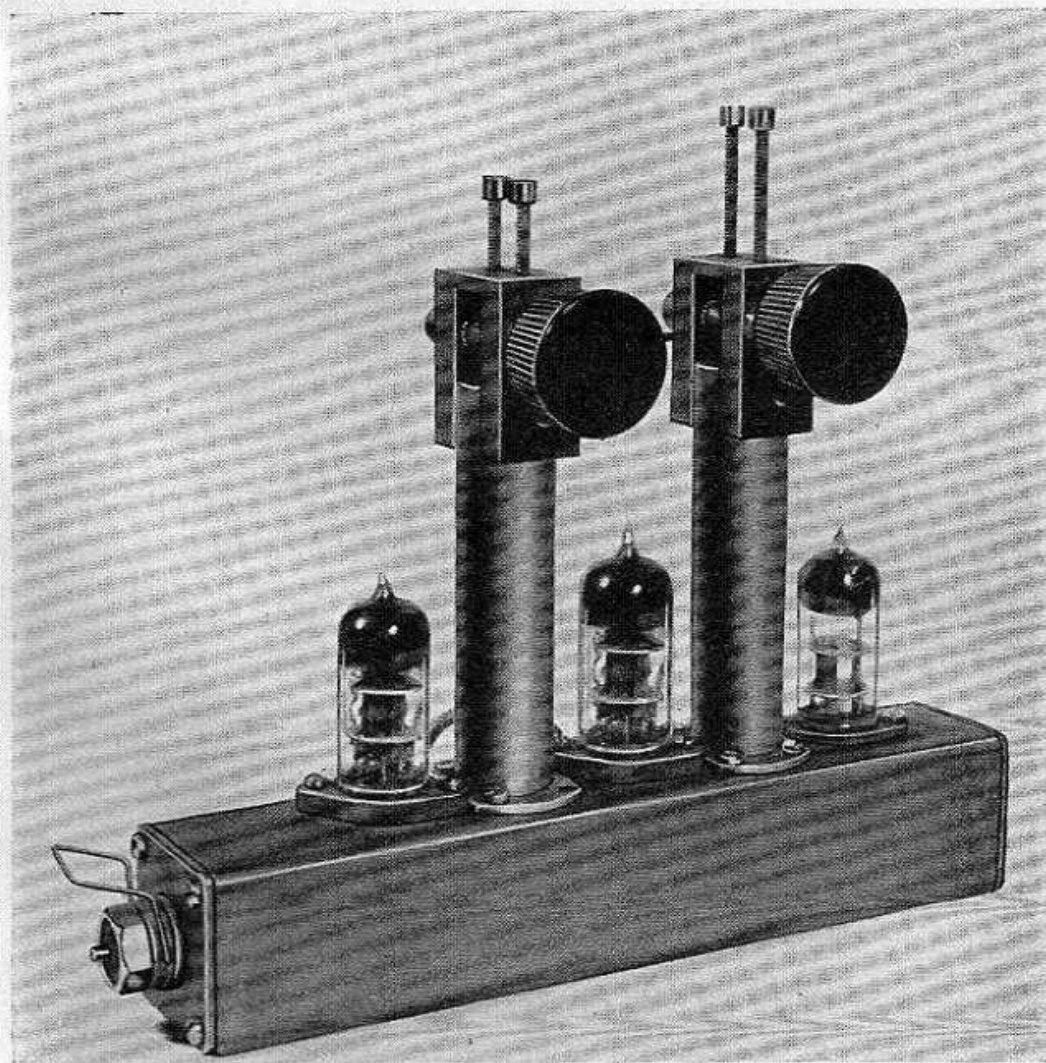


Fig. 1. H.F. gedeelte van de ontvanger voor 300—400 MHz.

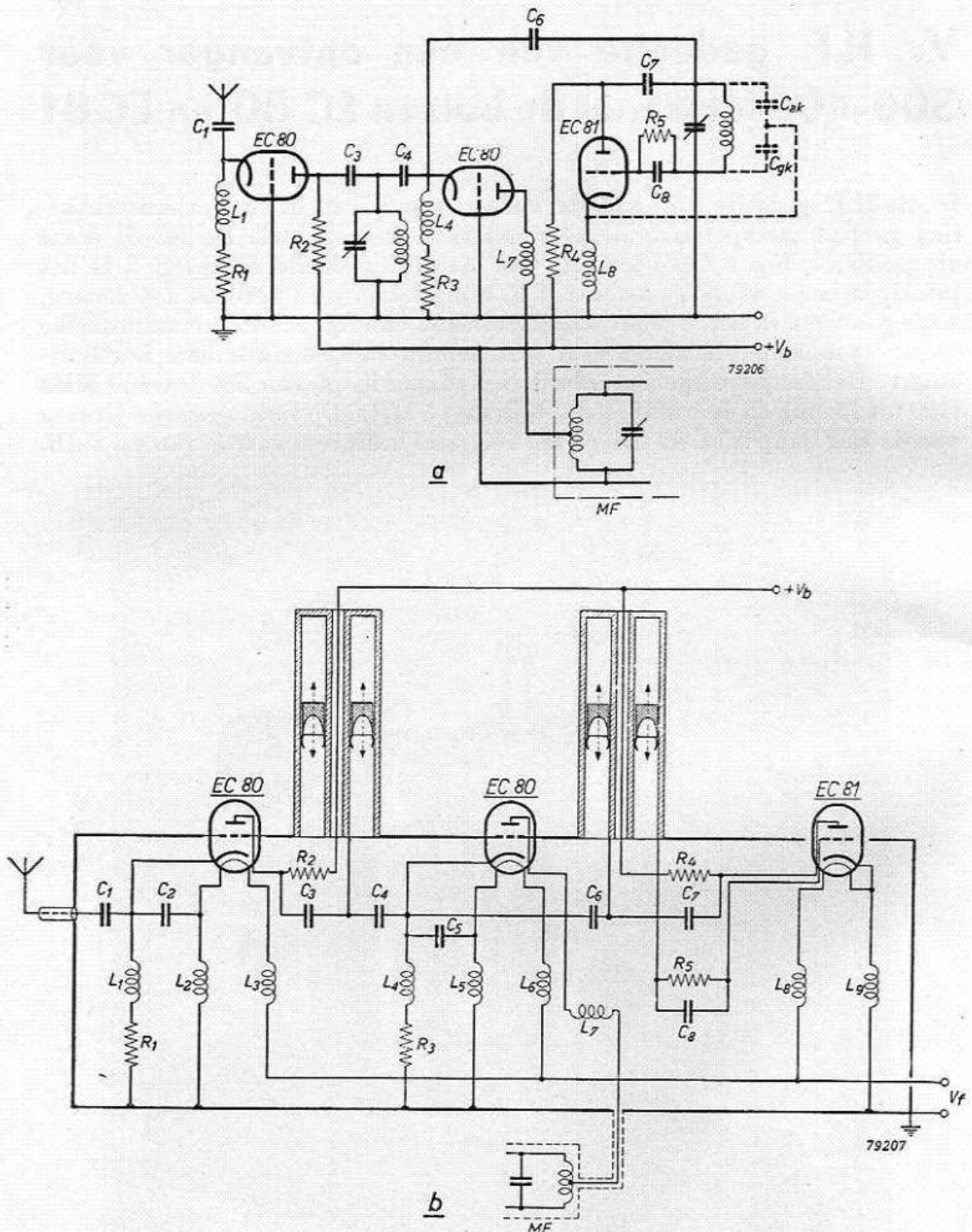


Fig. 2. Principeschema van het H.F. gedeelte van de ontvanger voor 300—400 MHz.
 a) Vereenvoudigd schema.
 b) Compleet schema.

$R_1 = R_3 = 100 \ \Omega$; $R_2 = R_4 = 1000 \ \Omega$; $R_5 = 10 \ \text{k}\Omega$; $C_1 = C_2 = C_3 = C_5 = C_7 = 100 \ \text{pF}$; $C_4 = 5,6 \ \text{pF}$; $C_6 = 2 \ \text{pF}$; $C_8 = 56 \ \text{pF}$.

De mengbuis van de ontvanger is als triode geschakeld, maar het is eveneens mogelijk deze als diode te gebruiken. In het laatste geval moet het rooster worden verbonden met de anode. Zowel het versterkte antennesignaal als de oscillatorspanning worden toegevoerd aan de katode van de mengbuis. De antenne kan door juiste keuze van de lengte van de verbindingsdraad worden aangepast aan de ingang van de eerste EC 80. De zelfinductie van deze draad en de ingangscapaciteit van de buis geven dan de vereiste transformatieverhouding voor maximaal ingangsvermogen.

De condensator C_4 vormt met de ingangscapaciteit van de tweede EC 80 een spanningsdeler, en de waarde van deze condensator is zodanig gekozen dat de lage ingangsweerstand van de mengtrap is aangepast aan de hoge uitgangsweerstand van de versterktrap.

De oscillator is uitgerust met de buis EC 81. De oscillatorkring wordt gevormd door een coaxiale geleider, en de frequentie kan worden ingesteld met behulp van een kortsluitzuiger. De buis wordt gebruikt in een Colpitts schakeling. De capaciteiten van de kring bestaan uit de capaciteit van de anode t.o.v. de katode (C_{ak}) en die van het rooster t.o.v. de katode (C_{gk}) van de buis. In fig. 2a zijn deze capaciteiten gestippeld aangeduid.

De frequentieverschuiving gedurende de opwarmtijd van de oscillatorbuis is gering, en bedraagt slechts 50 kHz bij een frequentiegebied van de oscillator van ca. 300—400 MHz.

De oscillatorspanning wordt via de condensator C_6 toegevoerd aan de katode van de mengbuis EC 80. Deze spanning is zo groot, dat maximum conversieversterking kan worden verkregen.

In de katode- en de gloeidraadleidingen zijn H.F. smoorspoelen opgenomen (L_1 tot L_9). De draadlengte van deze spoelen bedraagt ongeveer 23 cm. Ontkoppeling van de anodeleidingen is verkregen door ze in de binnenste geleider van de transmissieleiding aan te brengen.

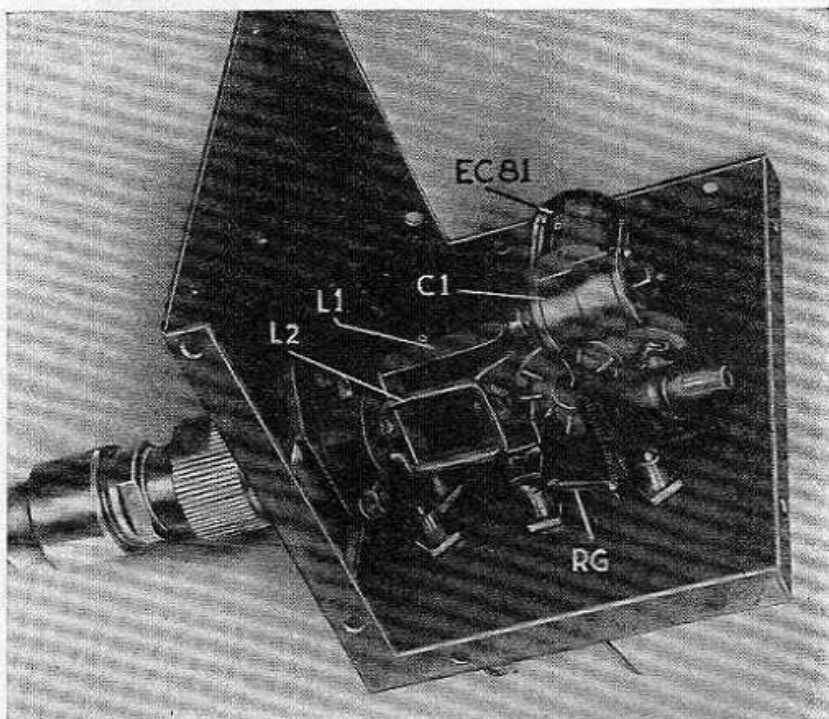
De ontvanger kan worden afgestemd met behulp van twee knoppen. Elke knop bedient, via een rondsel en een tandheugel, de brug van een coaxiale geleider. Met behulp van een wijzer, die langs een schaalverdeling loopt, kan de afstemfrequentie worden afgelezen.

Ter verkrijging van een positieve katodespanning (t.o.v. het gearde rooster) zijn de weerstanden R_1 en R_3 opgenomen in de katodeleidingen van de twee buizen EC 80. Als anodeweerstanden dienen resp. R_2 en R_4 . In het rooster van de oscillator is de lekweerstand R_5 opgenomen.

VI. Een eenvoudige UKG-oscillator met de buis EC 81

In fig. 3 is een compacte en eenvoudige constructie weergegeven van een oscillator met de EC 81. De spoel van de oscillator (L_1) bestaat uit een

Fig. 3. Eenvoudige oscillator met de EC 81.



gebogen strip, en de afstemcondensator (C_1) is een normale trimmer; de oscillatorfrequentie bedraagt 470 MHz. De resultaten die met deze oscillator zijn te bereiken blijken uit de fig. 5—7.

Fig. 4 toont het prinsipeschema van de oscillator.

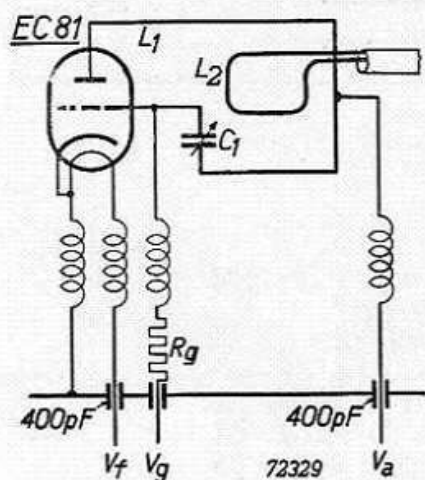


Fig. 4. Prinsipeschema van een eenvoudige oscillator met de EC 81. Voor de waarde van de roosterlekweerstand (R_g), zie de fig. 5—7.

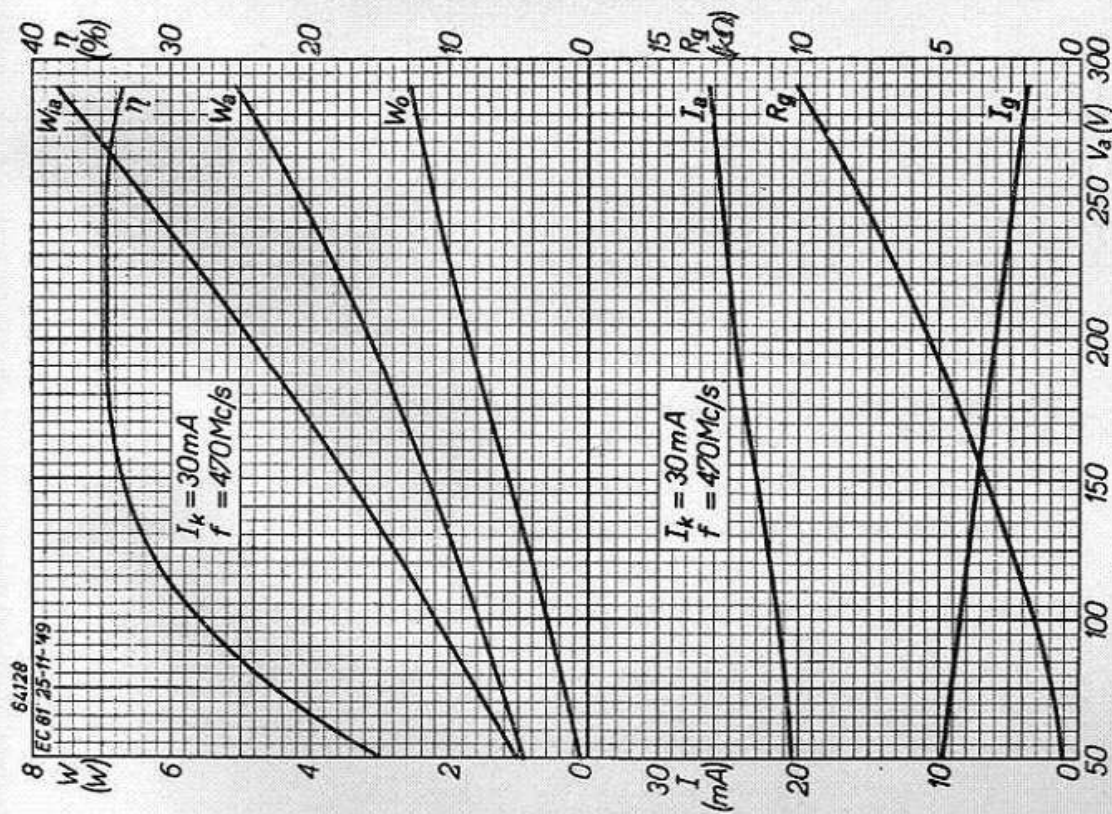


Fig. 5.

Eigenschappen van de oscillator gemeten in de schakeling volgens de fig. 3 en 4. Het uitgangsvermogen W_o , de anodedissipatie W_a , het ingangsvermogen van de anode W_{ia} , het rendement η , de anodestroom I_a , de roosterstroom I_g en de optimum waarde van de roosterlekweerstand R_g als functie van de anodespanning V_a bij een frequentie f van 470 MHz.

Fig. 5. Katodestroom $I_k = 30 \text{ mA}$

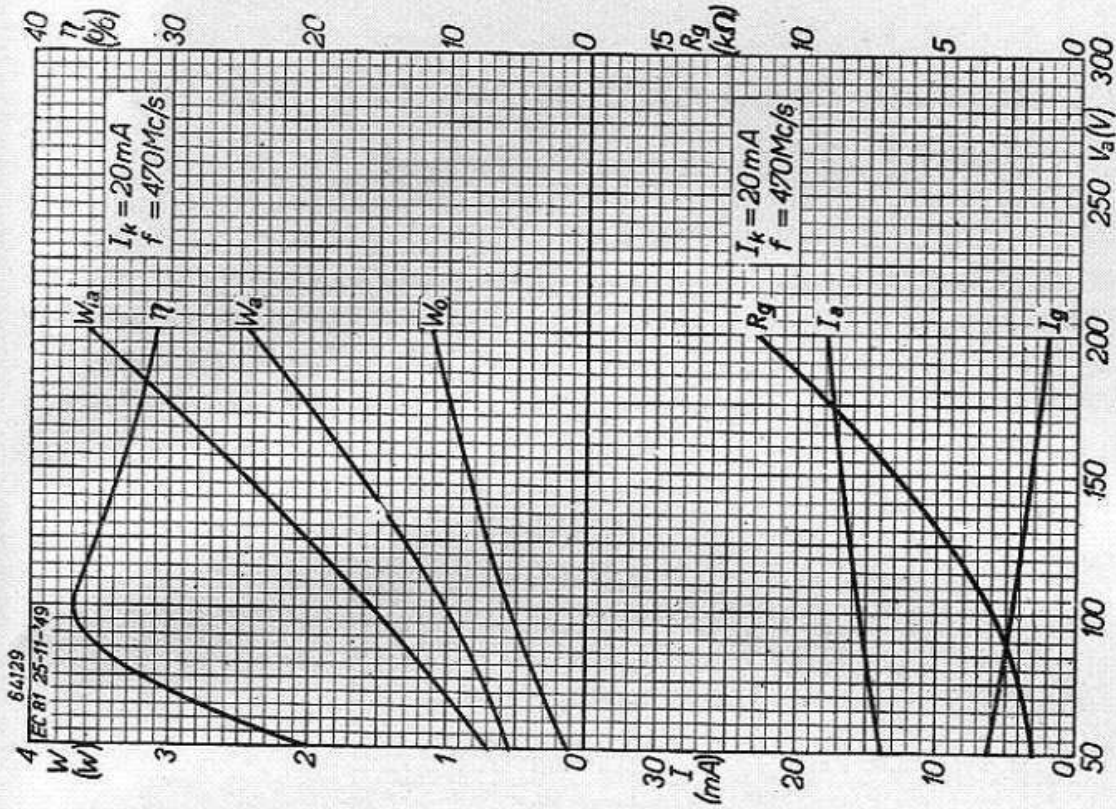


Fig. 6.

Eigenschappen van de oscillator gemeten in de schakeling volgens de fig. 3 en 4. Het uitgangsvermogen W_o , de anodedissipatie W_a , het ingangsvermogen van de anode W_{ia} , het rendement η , de anodestroom I_a , de roosterstroom I_g en de optimum waarde van de roosterlekweerstand R_g als functie van de anodespanning V_a bij een frequentie f van 470 MHz.

Fig. 6. Katodestroom $I_k = 20 \text{ mA}$

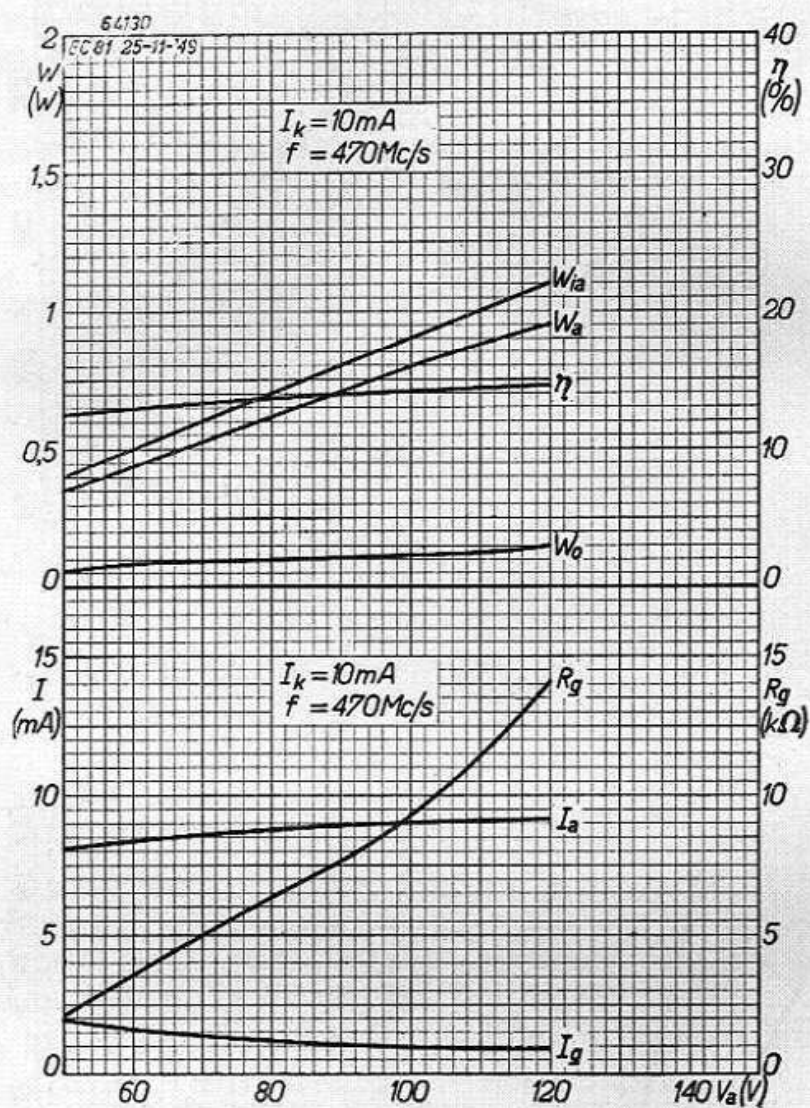


Fig. 7. Als fig. 5, echter voor een katodestroom van 10 mA.

VII. Een oscillator met twee buizen EC 81 in balans voor 440 MHz

Fig. 8 toont een foto van de balansoscillator, in fig. 9 is het prinsipschema weergegeven. De oscillatorkring bestaat uit een gebogen metalen plaat, die is verbonden met de beide anoden. De oscillator is geschikt voor impulsmodulatie bij 440 MHz, en kan een uitgangsvermogen leveren van 7 W.

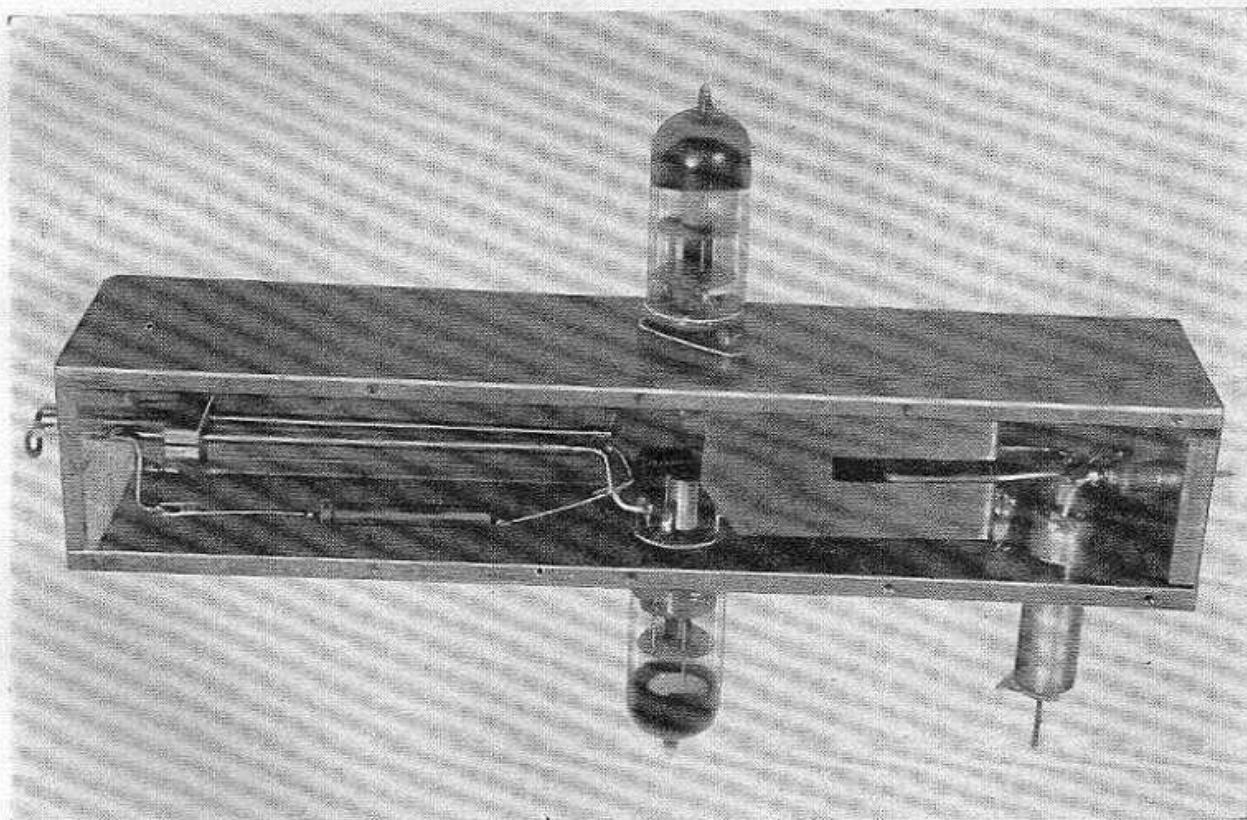


Fig. 8. Balansoscillator met twee buizen EC 81.

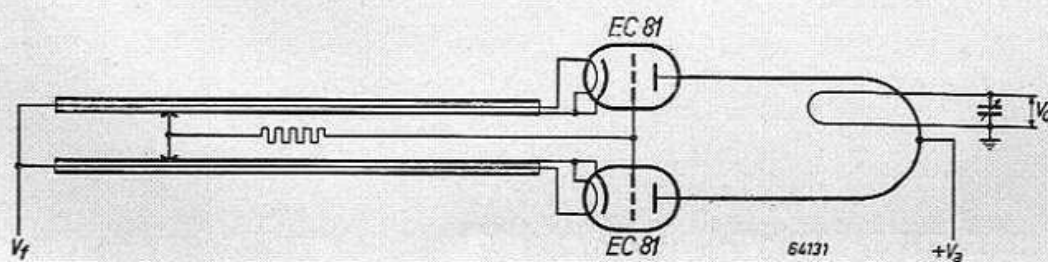


Fig. 9. Prinsipschema van de balansoscillator.

VIII. Een oscillator met de EC 55 voor frequenties tussen 750 en 1250 MHz

Deze oscillator is opgebouwd uit twee concentrische lecher systemen. Het eerste systeem bevindt zich tussen de anode en het rooster van de EC 55, het tweede tussen het rooster en de katode van deze buis; de roosterleiding is gemeenschappelijk. Fig. 10 toont een foto van de oscillator, en in fig. 12 is een doorsnede getekend, waarop de twee systemen duidelijk zichtbaar zijn. De buis is gebruikt in een anodebasisschakeling, en de schakeling oscilleert omdat een capacitieve terugkoppeling tussen de anode en de katode is aangebracht. Deze terugkoppeling is instelbaar, en wordt gevormd door de stift die in de anodeleiding is aangebracht en door een opening in de roosterleiding de katode „ziet”. De optimale waarde van de terugkoppeling

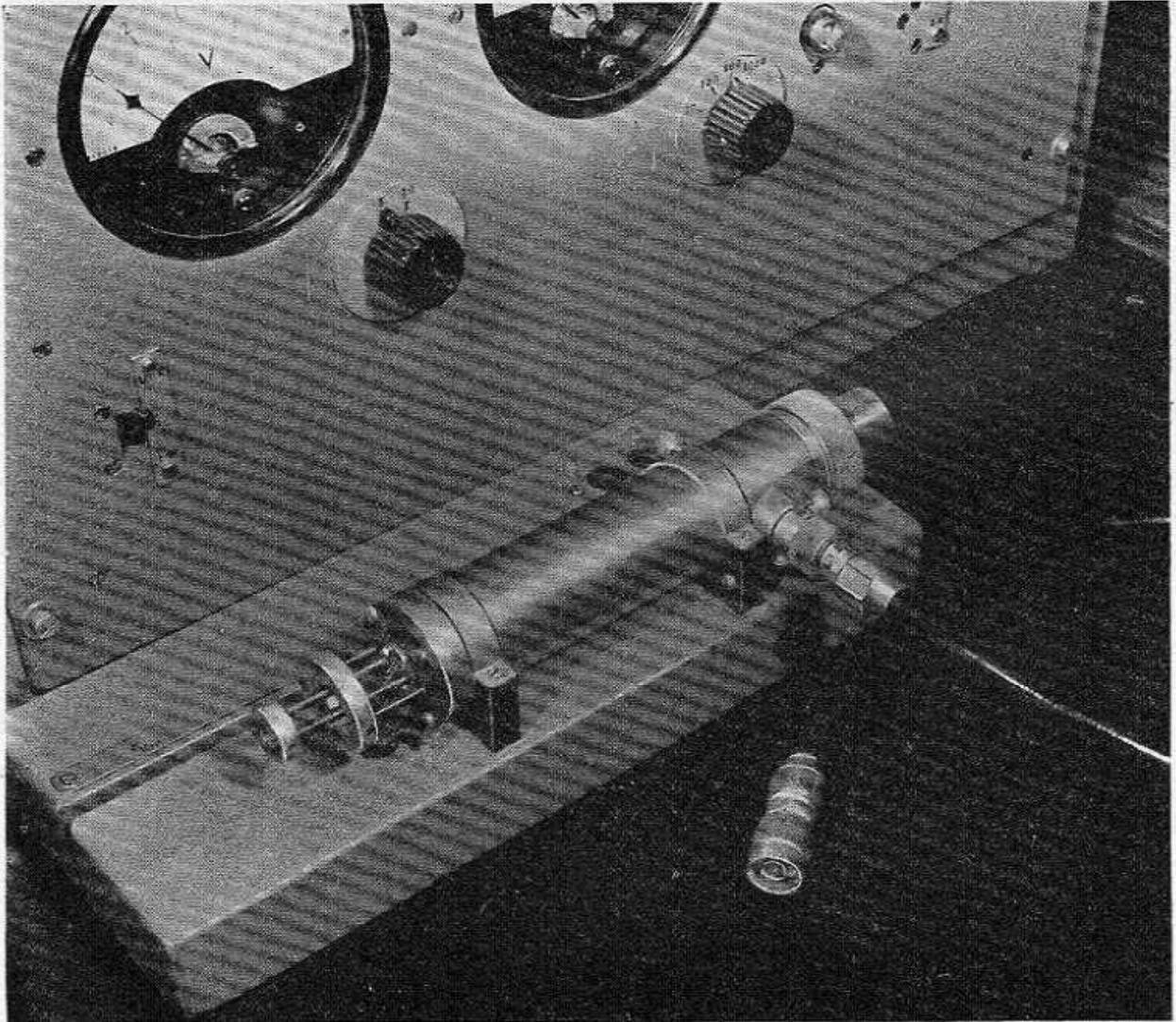


Fig. 10. Oscillator met de buis EC 55 voor 750—1250 MHz.

hangt af van de plaats van de kortsluitbrug in de rooster-katode kring, en van de waarde van de capaciteit tussen anode en katode. De oscillator-frequentie wordt hoofdzakelijk bepaald door de rooster-anode kring en kan worden ingesteld tussen 730 MHz en 1350 MHz (41—22 cm). De hoogste te bereiken waarde van de frequentie wordt begrensd door het vastlopen van de kortsluitzuiger tegen de stift die dient voor de capacatieve koppeling tussen de anode en de katode, de laagste frequentie door de lengte van de coaxiale leidingen. De oscillator werkt in de zogenaamde „1/4-1/4 modus”; dit betekent dat de lengte van de beide coaxiale systemen ongeveer gelijk is aan $1/4 \lambda$.

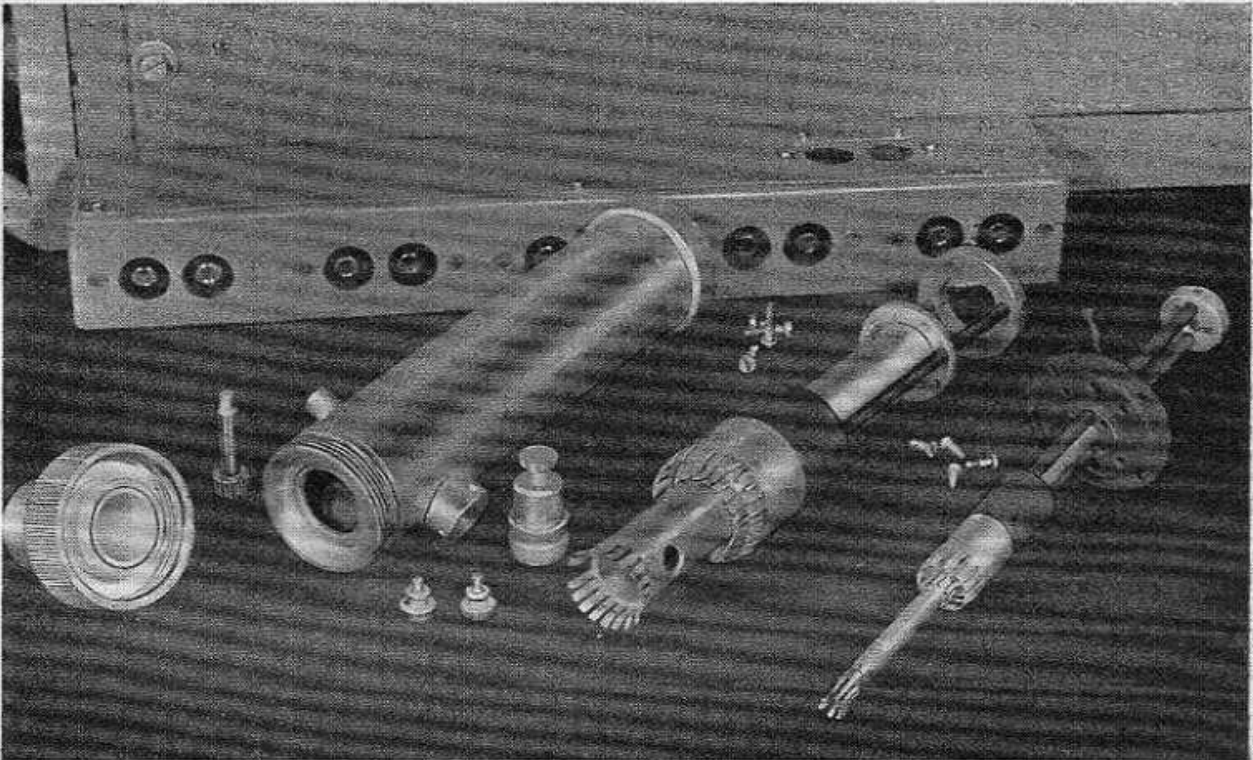


Fig. 11. Onderdelen van het coaxiale systeem van de oscillator met de EC 55.

De anode, het rooster en de katode hebben verschillende voedingsspanningen, en dienen dus van elkaar te worden geïsoleerd. Dit is bereikt door in de bewegende zuigers scheidingscondensatoren aan te brengen. De gloeidraad-leiding van de buis is door de katodeleiding gevoerd en is ontkoppeld met behulp van twee condensatoren, om parasitair oscilleren te voorkomen. De lecher systemen en de flenzen zijn van messing, en voor de contactveren is fosforbrons gebruikt. Na het monteren en solderen van de onderdelen wordt het geheel verzilverd. Fig. 11 toont een foto van de onderdelen van het coaxiale systeem.

Afstemming van de oscillator geschiedt door het instellen van de twee zuigers, waarmee iedere gewenste waarde van het imaginaire deel van de admittantie tussen het rooster en de anode (resp. rooster en katode) kan worden verkregen. Deze twee zuigers worden bediend door staven die van isolatiemateriaal zijn

vervaardigd, om parasitaire effecten op de afstemming te vermijden. Geleidende staven zullen bovendien enige straling vertonen als gevolg van koppeling met de afgestemde kring, en zodoende extra verliezen introduceren.

De uitgang van de oscillator is capacitief gekoppeld met de anode-rooster kring, en de grootte van de koppeling kan worden gevarieerd door het aansluitstuk voor de uitgaande kabel te verschuiven in de houder.

De schakeling kan ook worden gebruikt als impulsmoduleerde oscillator, waarbij een negatieve impuls aan de katode wordt toegevoerd. Gunstige resultaten werden verkregen bij een oscillatorfrequentie van 1000 MHz, een werkfractie van 0,016 en een impulsduur van 4 μ sec. Het bleek dat bij deze gegevens de EC 55 H.F. impulsen kan leveren met een piekvermogen van ca. 225 W (gemiddelde waarde gedurende elke impuls ca. 165 W) bij een rendement van 36%. De anodespanningsimpuls bedroeg onder deze omstandigheden ongeveer 1300 V (piek), hetgeen overeenkomt met een gemiddelde waarde van 950 V gedurende elke impuls. De gemiddelde waarde van de anodestroomimpuls bedroeg 435 mA en de anodedissipatie 4,5 W.

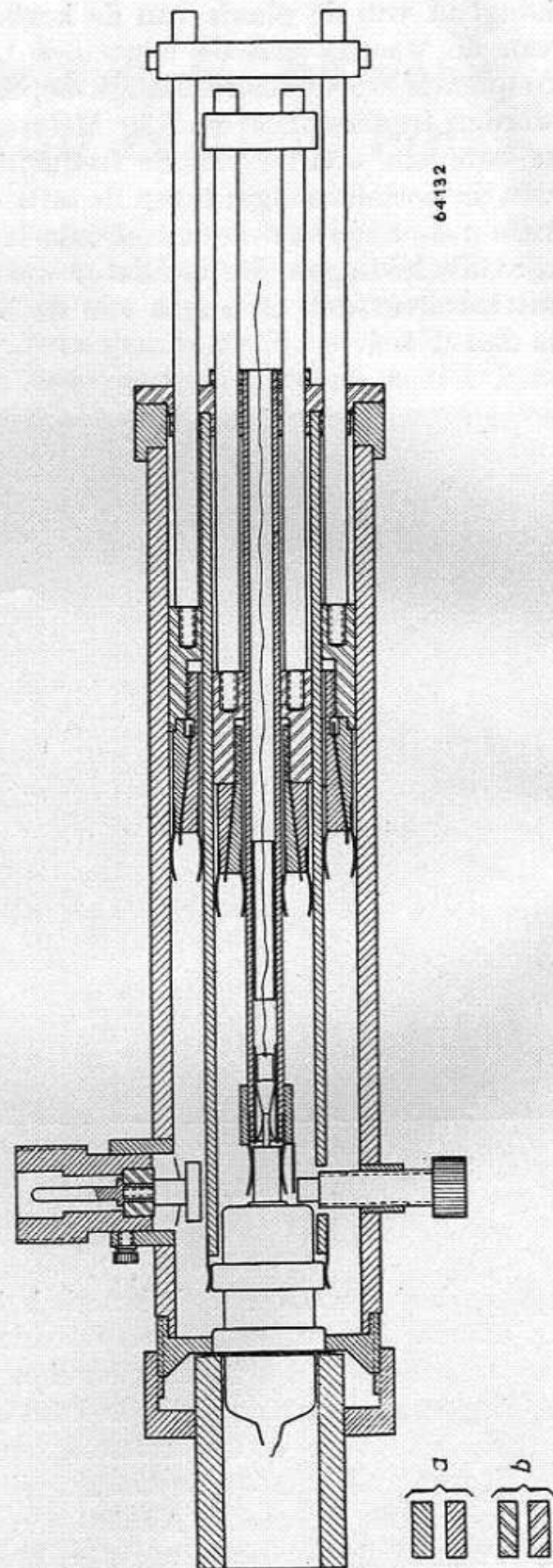


Fig. 12. Doorsnede van de oscillator uit fig. 10.
a = metaal; b = isolatie.

In de Philips' Technische Bibliotheek verschijnen 4 series boeken:

- 1) Serie ELECTRONENBUIZEN
- 2) Serie LICHT EN VERLICHTING
- 3) Serie DIVERSEN
- 4) Populaire serie

De series 1, 2 en 3 komen uit in de afmetingen $15\frac{1}{2} \times 23\frac{1}{2}$ cm (tenzij anders is aangegeven) en zijn gebonden in blauw-linnen omslag met opdruk in goud. Serie 4 heeft het formaat $14,8 \times 21$ cm en wordt gebonden in geverniste kleurrijke omslag. De meeste boeken verschijnen in het Nederlands, Engels, Frans en Duits.

Serie Electronenbuizen

- | | |
|-----------|--|
| Deel I | Ir. J. Deketh, „Grondslagen van de Radiobuizentechniek” |
| Deel II | Ir. J. Deketh, „Gegevens en Schakelingen van Ontvang- en Versterkerbuizen” (uitgebracht in de jaren 1933/39) |
| Deel III | J. Otte, idem (uitgebracht in de jaren 1940/41) |
| Deel IIIa | N. S. Markus en J. Otte, idem (uitgebracht in de jaren 1945/1950) |
| Deel IIIb | N. S. Markus en J. Vink, idem (uitgebracht in de jaren 1951/54) |
| Deel IIIc | J. Jager, „Gegevens en Schakelingen van Televisiebuizen” |
| Deel IV | Dr. B. G. Dammers, Ing. J. Haantjes, J. Otte en Jhr. Ir. H. van Suchtelen. „Toepassing van de Electronenbuis in Radio-ontvangtoestellen en Versterkers” (Boek 1) |
| Deel V | Idem (Boek 2) |
| Deel VII | Ir. P. J. Heijboer, „Zendbuizen” |
| Deel VIIa | A. G. W. Uitjens, „Television Receiver Design” (1) |
| Deel VIIb | Ir. P. A. Neeteson, idem (2) |
| Deel IX | Ir. P. A. Neeteson, „Vacuum Valves in Pulse Technique” |
| Deel X | Ir. P. A. Neeteson, „Analyses of the Bistable Multivibrator Operation” |

De delen VIIa en VIIb zijn uitgegeven in het Engels, Duits en Frans. Deel IX verschijnt najaar 1955 in het Engels en het Duits, begin 1956 in het Frans. Deel X verschijnt uitsluitend in het Engels, najaar 1955.

Serie Licht en Verlichting

- a) Ir. L. C. Kalff, „Kunstlicht en Architectuur”
- b) Ir. P. J. Oranje, „Gasontladingslampen”
- c) Prof. Dr. C. Zwikker, „Fluorescentieverlichting”
- d) Dr. P. J. Bouma, „Kleuren en Kleurenindrukken”
- e) Dr. G. D. Rieck en Ir. L. H. Verbeek, „Kunstlicht en Fotografie”
- f) H. A. E. Keitz, „Lichtberechnungen und Lichtmessungen”

- g) H. Zijl, „Manual for the Illuminating Engineer on large-size perfect Diffusors”
- h) Johan Jansen, „Beleuchtungstechnik” Band I, II, III
- i) H. Zijl, „Illuminating Engineering Course”

Boek a) De Nederlandse versie is uitverkocht; nog verkrijgbaar in het Duits; boek b) Nederlands en Duits uitverkocht; nog verkrijgbaar in het Engels en het Frans; boek f) is uitgegeven in het Duits en Engels; boek g) is uitgegeven alleen in het Engels; boek h) de Duitse editie hiervan is gereed, de Franse verschijnt in het najaar 1955 en de Engelse voorjaar 1956; boek i) verschijnt najaar 1955 in het Engels en Duits; de Franse editie verschijnt voorjaar 1956, de Nederlandse werd uitgegeven door de Vereniging tot bevordering van Electrotechnisch Vakonderwijs in Nederland te Amsterdam.

Serie Diversen

- 1) Dr. N. A. J. Voorhoeve, „Laagfrequentie-Versterkingstechniek”
- 2) Dr. Ing. E. M. H. Lips, „Metaalkunde en Constructie”
- 3) F. Kerkhof & Ir. W. Werner, „Televisie”
- 4) Dipl. Ing. P. Cornelius, „Korte Samenvatting der Electriciteitsleer”
- 5) Prof. J. J. Koch e.a., „Rekstrookjes-Meettechniek”
- 6) G. W. van Santen, „Mechanische Trillingen”
- 7) William Parrish and Betty White Erwin, „Data for X-Ray Analysis” (1)
- 8) Idem (2)
- 9) G. H. Hepple, „X-Rays in Dental Practice”
- 10) Ir. A. H. Schaafsma & Ir. F. G. Willemze, „Modern Kwaliteitsbeleid”
- 11) Dr. R. Kretzmann, „De Electronentechniek in de Industrie”
- 12) J. Otte, Ph. Salverda, J. van Willigen „Van het Electron tot de Super”

Boek 6 is in het Nederlands uitgegeven door de Fa. Wed. Ahrendt in Amsterdam. In de Philips' Technische Bibliotheek verscheen een bewerkte uitgave in het Duits en het Engels; de Franse editie van het boek wordt verwacht voorjaar 1956.

Populaire Serie

De boeken van de Philips' Technische Bibliotheek staan in het algemeen op M.T.S.-niveau. Reeds vele malen werd ons gevraagd ook boeken uit te brengen, die bevattelijk zijn voor een bredere lezerskring. Ter voldoening aan dit verzoek hebben wij een Populaire Serie aan de Philips' Technische Bibliotheek toegevoegd. Deze boeken met een inhoud van 100 tot 200 pagina's worden gedrukt op formaat 14,8 × 21 cm en gebonden in verniste kleurrijke omslag.

- 1) A. H. Bruinsma, „Radiografische Afstandsbediening”
- 2) E. Rodenhuis, „Practische Handleiding voor het gebruik van Electronenbuizen in L.F. Versterking”
- 3) Dr. S. D. Boon, „Germaniumdioden”
- 4) E. Rodenhuis, „Buizen voor Batterij-ontvangers”
- 5) G. Slot, „Van microfoon tot oor”

