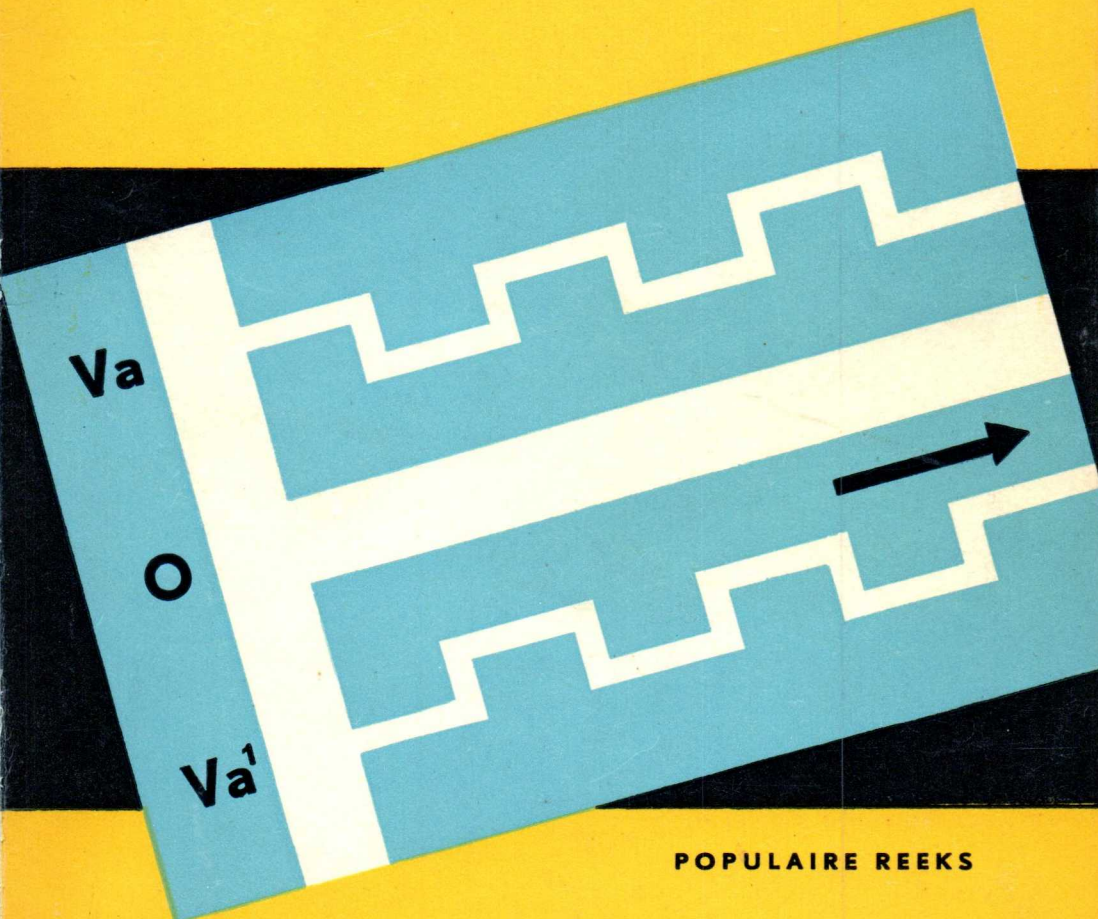


265

A. H. BRUINSMA

MULTIVIBRATOR SCHAKELINGEN

Inleiding in de robottechniek



POPULAIRE REEKS

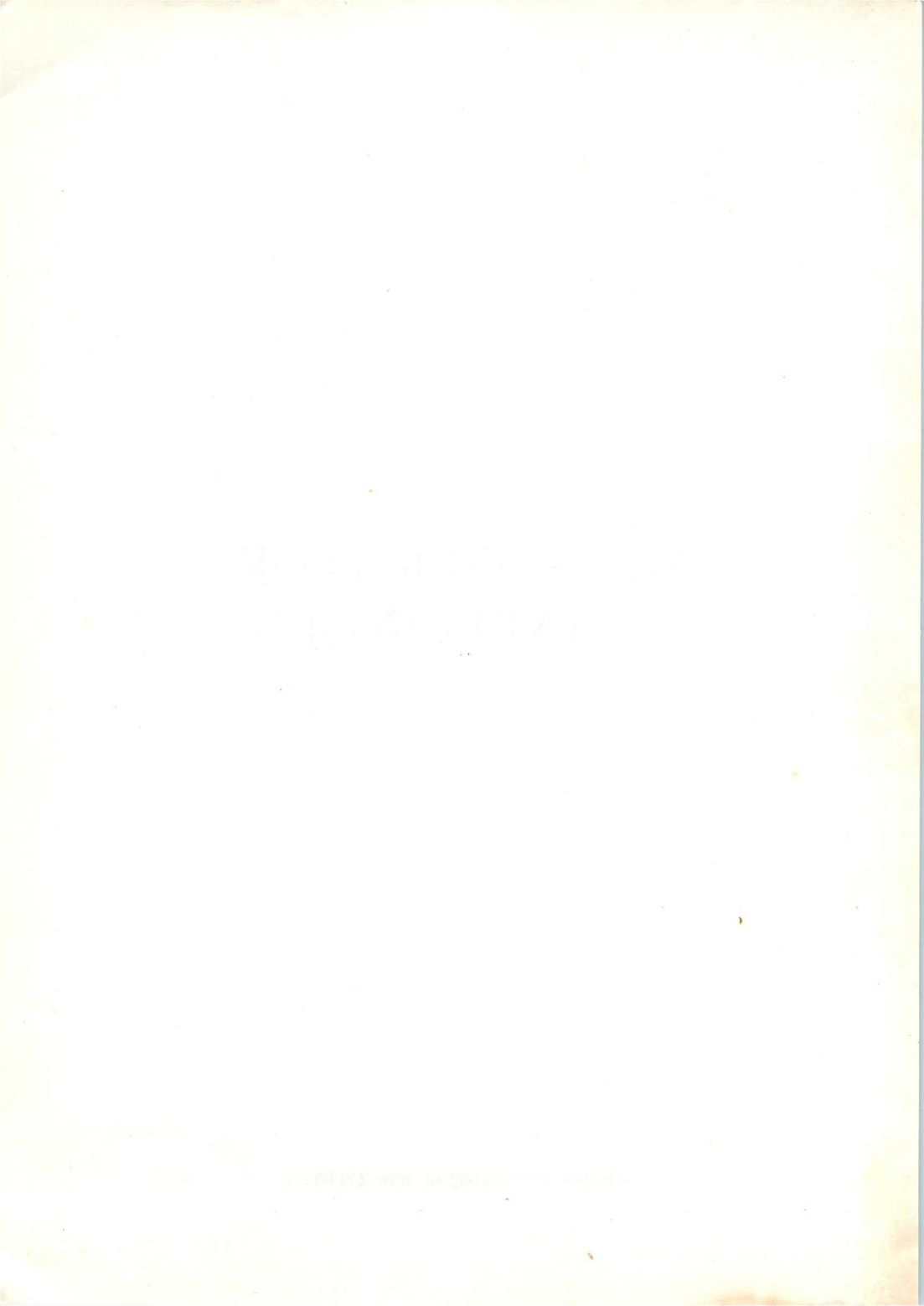
PHILIPS' TECHNISCHE BIBLIOTHEEK



MULTIVIBRATOR SCHAKELINGEN

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK





MULTIVIBRATOR SCHAKELINGEN

INLEIDING IN DE
ROBOT TECHNIEK

DOOR

A. H. BRUINSMA

1958

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

MEDEDELING VAN DE UITGEVER

Dit boek verschijnt in de Nederlandse, Franse, Duitse en Engelse taal.

Het boek bevat 80 pagina's en 41 illustraties.

U.D.C. Nr. 621.373.431.1

COPYRIGHT N.V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN
EINDHOVEN (NEDERLAND)

NADRIJK, OOK GEDEELTELIJK, VERBODEN

EERSTE UITGAVE 1958

GEDRUKT IN NEDERLAND

Alle in dit boek opgenomen gegevens worden medegedeeld zonder octrooigarantie van de N.V. Philips Gloeilampenfabrieken te Eindhoven.

Voorwoord

In deze tijd van mechanisatie, automatie en cybernetica is een oriëntering over de mogelijkheden van bepaalde toe te passen elektronische schakelingen, van grote waarde.

De ondertitel van dit boekje „Inleiding in de Robottechniek” wijst erop dat we zullen trachten de multivibratorschakeling te behandelen met het oog op het gebruik in robotschakelingen.

Dit lijkt op het eerste gezicht misschien een beperking, gezien de algemeen geldende opvatting dat een robot een machine is met de uiterlijke vorm van mens of dier en in staat (meestal beperkte) handelingen te verrichten, inherent aan die van de levende specimen; dit wordt anders als men een robot definieert als een schakeling of machine die zelfstandig reageert en blijft reageren op bepaalde invloeden van buiten.

Het behoeft geen betoog dat bij een zo uitgebreide definitie van een robot zeer vele soorten schakelingen worden gebruikt, respectievelijk hiervoor in aanmerking komen. In de praktijk is echter gebleken dat in bepaalde delen van het apparaat problemen zich voordoen, die of ook, of beter kunnen worden opgelost door gebruik te maken van de verschillende variëteiten op het gebied van multivibratorschakelingen en bijbehorende vensterbuisschakelingen. De betrekkelijk nieuwe techniek van rechthoekspanningen met de daarvan afgeleide naaldspanningen, biedt zoveel mogelijkheden dat een meer uitvoerige bespreking beslist niet overbodig lijkt.

Niet alleen voor het bouwen van robots in engere zin, maar ook voor vele andere schakelproblemen, die tot voor kort onoplosbaar schenen, lijkt de multivibratorschakeling de aangewezen techniek.

Nu bestaan er zeer uitvoerige boeken die de theoretische kant van deze schakelingen belichten (onder andere Neeteson: ANALYSIS OF BI-STABLE MULTIVIBRATOR OPERATION, Neeteson: VACUUM VALVES IN PULSE TECHNIQUE, gepubliceerd in de Philips' Technische Bibliotheek).

Voor vele gebruikers is het echter voldoende wanneer zij een beperkt aantal praktische gegevens beheersen. Uit ervaring is gebleken dat met deze beperkte gegevens de schakelingen voor vele doeleinden met succes kunnen worden uitgevoerd.

Verder bleek er in de praktijk behoefte te bestaan aan een meer uitgebreide behandeling van multivibratorschakelingen, vooral bij hen die met de theorie nog weinig vertrouwd zijn en er niet toe konden komen een theoretisch uitvoerig boek door te nemen.

Bij hen die reeds met de principes op de hoogte waren en ook theoretisch geschoold zijn, bleek tenslotte nog de behoefte te bestaan aan een korte meer op de praktijk gerichte uiteenzetting.

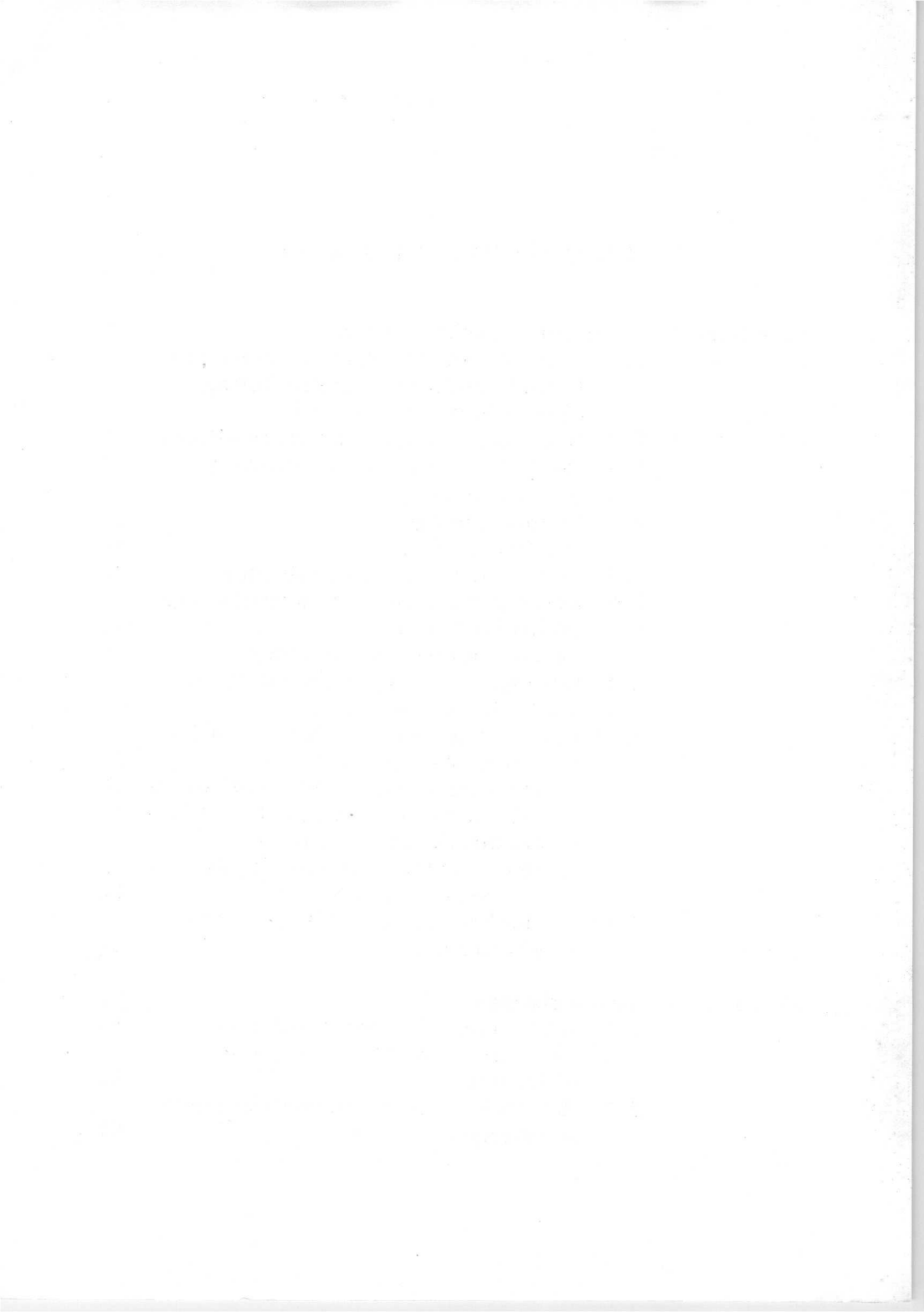
Dat de uitgevers bereid waren, om deze redenen een afzonderlijke publicatie over dit onderwerp te laten verschijnen, moge ook door de lezer op prijs worden gesteld.

Eindhoven, Juli 1958

De Auteur.

INHOUDSOPGAVE

Hoofdstuk 1. Multivibratorschakelingen	1
1.1 Principe van werking van een oscillerende multivibratorschakeling (A-stabiele multivibrator)	1
1.2 Het bepalen van de impulsamplitude	5
1.3 Het bepalen van de impulsbreedte	7
1.4 Flanksteilheden	13
1.5 Naaldspanningen	15
1.6 Synchroniseren	19
1.7 De monostabiele multivibrator	25
1.8 Kettingschakeling van monostabiele multivibratoren	33
1.9 De bi-stabiele multivibrator	38
1.10 Kettingschakeling van bi-stabiele multivibratoren	43
1.11 Het gebruik van pentoden in multivibratorschakelingen	50
a. grote impulsamplitude op de anode	50
b. het voordeel van de pentodeknik	51
c. het schakelen van relais	53
d. een bi-stabiele schakeling als gelijkspanningsversterker	55
1.12 Het blokkeren van multivibratorschakelingen	58
Hoofdstuk 2. Vensterbuizen	62
2.1 Snelle elektronische schakelaar	64
2.2 Het onderzoek van een bepaald tijdsverloop	64
2.3 Het snel aftasten van verschillende spanningen	67



HOOFDSTUK 1

MULTIVIBRATOR SCHAKELINGEN

Omdat alle variëteiten van multivibratorschakelingen kunnen worden afgeleid van en meestal ook ontstaan zijn uit de oudste vorm, namelijk de oscillerende multivibratorschakeling, zullen we met deze laatste beginnen.

1.1 Principe van werking van een oscillerende multivibratorschakeling (A-stabiele multivibrator)

Het is zeer wel mogelijk, dat de ontdekking van de oscillerende multivibratorschakeling van Abraham en Bloch ontstaan is uit een montagefout in een laagfrequentie versterker, waarbij per ongeluk van een tweetraps l. f. versterker de uitgang werd verbonden met de ingang. Indien men uitgang b in fig. 1 verbindt met ingang a, dan heeft men nl. in principe de oscillerende multivibratorschakeling tot stand gebracht.

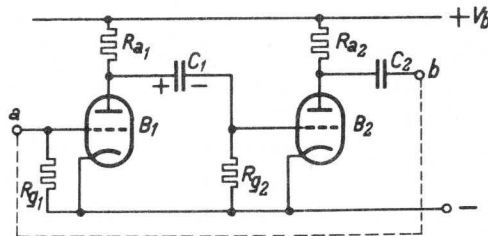


Fig. 1 Een oscillerende multivibratorschakeling kan verklaard worden met een 2-traps weerstandgekoppelde versterker met doorverbonden in- en uitgang.

Om dit duidelijk te maken veronderstellen we even een

kleine plotselinge negatieve verandering in punt a, dus op het stuurrooster van buis B_1 . Deze veronderstelling is alleszins gerechtvaardigd, want, zoals men waarschijnlijk wel weet, heeft elke buis „ruis”, dit hoorbaar wordt in een gevoelige radioontvanger, indien geen signaal wordt opgevangen, of in een gevoelige microfoonversterker. Deze ruis is niets anders dan een onregelmatige beweging van elektronen én in de buis én in de roosterweerstand (R_{g_1}). Nemen we dus gemakshalve aan dat op een zeer bepaald moment een negatieve spanning van bijv. 1 mV op R_{g_1} ontstaat. Door de versterking van de buis B_1 wordt dit een spanning van 10 mV op R_{a_1} (bij een versterking van 10x), die echter positief is.

Via de scheidingscondensator C_1 komt dezelfde spanning op het stuurrooster van B_2 . Zien we even af van de invloed van eventuele roosterstroom van buis B_2 , dan komt op R_{a_2} weer een negatieve spanningsstoot van 100 mV terecht. Zoals echter aangenomen in het begin, is punt b doorverbonden met punt a, zodat we zien dat de oorspronkelijke verandering van 1 mV als één lawine aangroeit tot 100 mV. Deze 100 mV op zijn beurt wordt echter door de grote snelheid waarmee de elektronen in de buizen hun werk doen, vrijwel onmiddellijk $100 \times 100 \text{ mV} = 10 \text{ V}$. Deze 10 V zou 1000 V worden als er geen begrenzing was. Maar het is duidelijk dat de anodespanning van B_2 niet willekeurig laag kan worden. Deze laagste spanning wordt bepaald door de karakteristiek van de buis en is de spanning die bij nul volt roosterspanning nog in staat is een electronenstroom in buis B_2 naar de anode te trekken, die weer in R_{a_2} een met deze spanning overeenkomend spanningsverlies veroorzaakt. Nemen we even aan dat deze 30 V bedraagt. Ten opzichte van de oorspronkelijke toestand (waarbij de punten a en b nog niet waren doorverbonden) mogen we aannemen dat deze spanning zoveel lager is dat tijdelijk buis B_1 wordt afgeknepen, m. a. w. dat er in deze buis helemaal geen anodestroom meer loopt. Op dat moment krijgt de condensator C_1 gelegenheid zich op te laden tot een spanning gelijk aan V_b , immers B_1 is afgeknepen en de anodespanning van B_1 nadert tot $+V_b$. Er is dan tijdelijk een stabiele toestand

ontstaan in de anodespanningen van de beide buizen, immers B_1 trekt geen, B_2 echter de volle anodestroom. Dit duurt echter niet lang want de lading van C_2 die tijdens de snelle lawine-achtige verandering niet veranderde, krijgt nu tijd weg te vloeien via R_{g_1} , waardoor de roosterspanning van de buis B_1 volgens een exponentiële functie gaat stijgen. Zodra in B_1 weer zoveel anodestroom gaat lopen dat samen met de andere buis de totale versterking groter wordt dan 1x (en dat is al snel omdat buis B_2 nog volledig versterkt) krijgen we dezelfde explosieve verandering maar nu in omgekeerde volgorde. Buis B_2 krijgt via C_1 (die geladen is tot een spanning V_b) nu een negatieve roosterspanning van $V_b - V_{a_1}$ dus bij $V_b = 100V : ca. 70V$ negatief en is dus volledig afgeknepen. Condensator C_2 wordt nu door de roosterstroom in B_1 op haar beurt geladen tot V_b en er is weer tijdelijk een stabiele toestand ontstaan, tijdens welke de lading van C_1 weglekt door R_{g_2} en R_{a_1} en uiteraard door de inwendige weerstand van de spanningsbron. Doordat R_{g_2} in het algemeen veel groter is dan de beide laatste wordt de tijd waarin dit gebeurt hoofdzakelijk bepaald door de grootte van R_{g_2} . Zodra de lading van C_1 weer zover is weggelekt dat er weer anodestroom in B_2 gaat vloeien, klappt de schakeling weer om en zijn we terug bij de begintoeestand. Dit gaat zo door en het blijkt dus dat de schakeling in deze vorm oscilleert. Het verschijnsel kan in vier stadia worden verdeeld die elkaar steeds blijven opvolgen:

1. een snelle verandering waarbij V_a van B_1 snel positiever en V_a van B_2 snel negatiever wordt.
2. een tijdelijke stabiele toestand met $V_{a_1} = V_b$ en V_{a_2} minimaal positief.
3. een snelle verandering waarbij V_{a_1} negatiever en V_{a_2} positiever wordt.
4. een tijdelijke stabiele toestand waarbij V_{a_1} minimaal positief en $V_{a_2} = V_b$.

De vorm van de anodespanning van B_1 zowel als van B_2 is dus een rechthoeksvorm. Fig. 2 geeft een voorbeeld van deze vorm waarbij blijkt, zoals te verwachten was, dat de spanningen precies in tegenfase zijn.

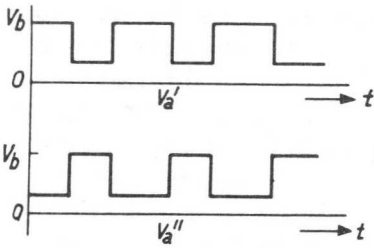


Fig. 2. Anodespanningsverloop van de twee buizen van een oscillerende multivibratorschakeling.

Het schema van een oscillerende multivibratorschakeling wordt meestal getekend zoals in fig. 3 aangegeven. Dezelfde onderdelen als in fig. 1 vindt men hierin terug en de verklaring van de werking is dan ook precies dezelfde.

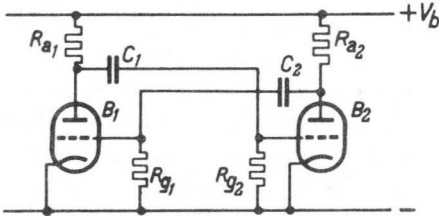


Fig. 3. Oscillerende multivibratorschakeling op de normale wijze getekend.

We zien verder dat de schakeling geheel symmetrisch is en dat beide buizen gelijkwaardige functies verrichten. Meestal wordt voor oscillerende schakelingen dan ook een dubbeltriodebuis gebruikt, maar nodig is dit uiteraard niet. Het is zeer wel mogelijk ook twee verschillende typen buizen in een multivibratorschakeling te gebruiken zoals uit de beschrijving van de werking kan worden geconcludeerd. Hierbij kunnen dan bepaalde voordelen worden verkregen, zoals verderop zal worden verklaard.

We zullen hiertoe eerst de specifieke eigenschappen van de opgewekte rechthoekspanningen gaan bekijken. Aangezien die van de ene buis in verticale richting gezien meestal het spiegelbeeld is van die van de tweede buis, kunnen we met één van de twee volstaan.

In fig. 4 is een algemene vorm van zo'n rechthoekspanning aangegeven. Hierin is T de tijdsduur van een complete

cyclus van de oscillatortrilling, dus het omgekeerde van de frequentie van de bewuste trilling.

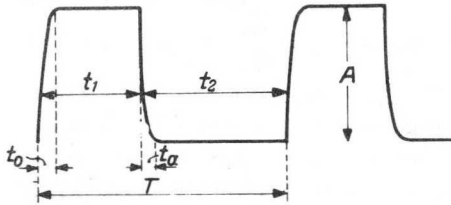


Fig. 4. Karakteristieke gegevens van een rechthoekspanning; t_1 en t_2 = impulsbreedten; A = impulsamplitude; t_0 en t_a = stijg- resp. daaltijden van de impuls; T = trillingstijd = $\frac{1}{\text{frequentie}}$

De impulsamplitude is aangegeven door A en geeft dus de top tot topwaarde in volts van de trilling. t_1 is de impulsbreedte ofwel de duur in seconden of microseconden van de positieve impuls en t_2 hetzelfde voor de negatieve impuls.

De tijden t_0 en t_a bepalen samen met de amplitude de flanksteilheden en zijn de tijden die de trilling nodig heeft om van de max. negatieve naar de max. positieve waarde te veranderen en omgekeerd. Zij zijn dus bepalend voor de afwijking van de trilling van de ideale rechthoeksvorm.

We zullen nu de genoemde eigenschappen een voor een nader onder de loupe nemen.

1.2 Het bepalen van de impulsamplitude

Uit de beschrijving van de werkingswijze hebben we kunnen zien dat een buis in een multivibratorschakeling verreweg het grootste gedeelte van de tijd in de twee semi-stabiele toestanden verkeert, nl. of in afgeknepen toestand of in max. stroomvoerende toestand waarbij de roosterspanning nul is. In afgeknepen toestand is de anodespanning gelijk aan de voedingsspanning indien althans niets verder op de anode is aangesloten. De spanning bij nul Volt rooster-spanning wordt bepaald door de gegevens van de gebruikte buis en kan het best uit de I_a/V_a karakteristiek worden afgeleid.

In fig. 5 is zo'n karakteristiek voor een triodebuis gete-

kend. Zoals bekend mag worden verondersteld, kan een anodeweerstand als belastinglijn in deze karakteristiek worden getekend door het punt op de V_a -lijn overeenkomend met de beschikbare voedingsspanning te verbinden met het punt op de I_a -lijn overeenkomend met $I_a = \frac{V_a}{R_a}$. In fig. 5 is dit als voorbeeld gebeurd voor een R_a van 2000 ohm, 6000 ohm en 10000 ohm bij een voedingsspanning van 40V, 120V resp. 100V. Het snijpunt van deze belastinglijn met de karakteristiek voor $V_{g_1} = 0V$ geeft aan de anodespanning (en ook de anodestroom) bij deze instelling: Het verschil tussen de voedingsspanning en de gevonden anodespanning (zie stip-pellijn) is de maximale impuls grootte die bij deze buis, anodeweerstand en voedingsspanning kan worden bereikt. Uit de gegeven voorbeelden volgt direct dat een grotere anodeweerstand en een hogere voedingsspanning beide een grotere impulsamplitude opleveren. Bij een hogere anodespanning moet men erop letten dat men niet de maximale anodedissipatie overschrijdt. Dit gebeurt wanneer het kruispunt met de $V_{g_1} = 0V$ lijn valt binnen het gebied afgescheiden door de gebogen streepjeslijn $W_a \text{ max}$. Bij een multivibratorschakeling is het niet zo erg als de belastinglijn door dit gebied loopt zoals voor de lijn $6k\Omega$ aangegeven, omdat de tijd waarin de buis dit gebied doorloopt maar uiterst kort is.

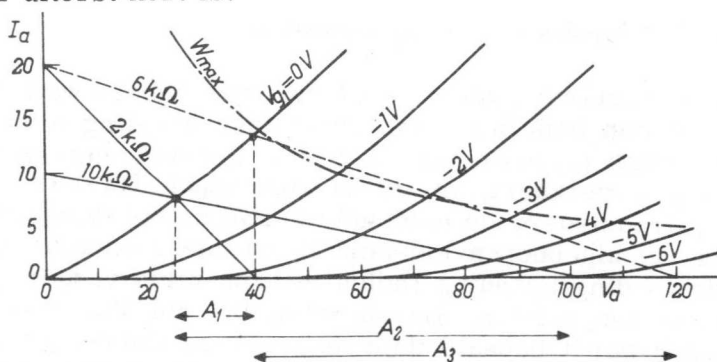


Fig. 5. Bepaling van de impulsamplitude aan de hand van een I_a/V_a -karakteristiek van een triode. A_1 , A_2 en A_3 geven de bereikbare impulsamplituden aan.

Een hoge anodeweerstand heeft een nadelige invloed op de flanksteilheid zoals we verder zullen zien. In vele gevallen is deze echter ook weer niet zo belangrijk en blijft een wijde variatie van de anodeweerstand mogelijk.

Bij een kleine anodeweerstand komt men al gauw in het gebied van de maximum toelaatbare anodedissipatie, tenzij men de voedingsspanning laag kiest. In dat geval echter is de bereikbare amplitude weer sterk beperkt.

1.3 Het bepalen van de impulsbreedte

Voor het bepalen van de impulsbreedte is het nodig het verloop van de roosterspanning te kennen. Zoals we uit de voorgaande beschrijving van de werking hebben gezien wordt de spanning op het rooster van een van de buizen plotseling sterk negatief omdat de anodespanning van de andere buis, die via een condensator met dit rooster verbonden is, plotseling daalt met de impulsamplitude.

Deze anodespanning blijft deze lagere waarde behouden maar de roosterspanning begint direct te stijgen omdat de betreffende scheidingscondensator wordt ontladen. Deze condensator was immers voor het omklappen geladen tot de volle voedingsspanning en wil zich nu instellen op de nieuwe toestand nl. tot een spanning gelijk aan de voedingspanning — de impulsamplitude (op de anodeweerstand van de andere buis). Deze ontlaadstroom loopt achtereenvolgens van de positieve kant van de condensator door de anodeweerstand van de andere buis (tegengesteld aan de anodestroom van deze buis) door de inwendige weerstand van de voedingsbron (van + naar -) en tenslotte door de roosterweerstand naar de negatieve kant van de condensator (verbonden met het stuurrooster). Nu is de anodeweerstand en de inwendige weerstand van de voedingsbron altijd veel kleiner dan de roosterweerstand en mogen de eerstgenoemde dus worden verwaarloosd.

Hierdoor mag men aannemen dat de anodespanning van de andere buis door deze ontlaadstroom niet noemenswaard verandert.

Nu geschiedt het laden en ontladen van een condensator altijd volgens een z.g. e -functie, indien tenminste geen inductieve onderdelen in het laad- of ontladcircuit aanwezig zijn. Een dergelijke e -functie is aangegeven in fig. 6. Op de verticale as is de spanning uitgezet en op de horizontale as de tijd. De kromme geeft dus nu het verloop van de condensatorspanning V_C aan als functie van de tijd, uitgaande van $V_C = 0$ op het moment $t = 0$. De tijd nodig om tot 0,632 van de aangelegde voedingsspanning te stijgen noemt men de RC -tijd.

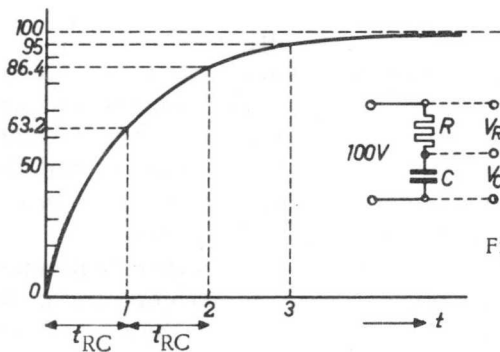


Fig. 6. Verloop van de spanning op een condensator bij 100 V voedingsspanning als functie van de tijd, volgens een e -functie.

Deze RC -tijd is groter naarmate de condensator groter is (er moet dan immers door dezelfde weerstand meer lading vloeien, wat meer tijd vergt) en ook naarmate de weerstand groter is (de stroomsterkte, dus de lading per tijdseenheid, is omgekeerd evenredig met de weerstand bij een bepaalde spanning). De RC -tijd, dus de tijd nodig om de spanning tot 0,632 van de aangelegde spanning te doen stijgen, is uitsluitend afhankelijk van de weerstand en condensatorwaarde en is in seconden uitgedrukt gelijk aan het product van de weerstandwaarde in megohms en de condensatorwaarde in microfarad. In microseconden gerekend, is de RC -tijd het product van de weerstand in megohms en de condensator in picofarad.

Bij voorbeeld $R = 1,2$ megohm, $C = 820$ pF. De RC -tijd van deze combinatie is dus $1,2 \times 820 \mu\text{sec} = 984 \mu\text{sec}$.

Na de eerste RC -tijd blijft de spanning verder stijgen

(zie fig. 6) en wel volgens dezelfde e -functie. Men kan de volgende tijd dus als een nieuw begin opvatten met een voedingsspanning van $100 - 63,2 = 36,8\text{V}$ en na een tweede RC -tijd is de spanning weer gestegen tot $0,632$ van $36,8\text{V} = 23,2\text{V}$. Deze spanning opgeteld bij de $63,2\text{V}$ geeft dus $86,4\text{V}$. Op dezelfde wijze bij $3 RC$ -tijden is de spanning 95V enz.

Naarmate de spanning V_C op de condensator stijgt, daalt de spanning V_R over de weerstand. Het verloop van deze spanning V_R met de tijd is natuurlijk weer dezelfde e -functie, zij het omgekeerd. Deze is aangegeven in fig. 7.

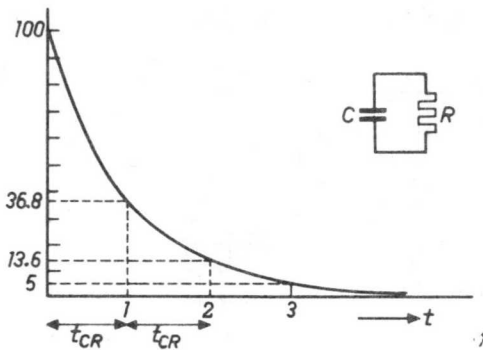


Fig. 7. Het ontladen van een condensator die tot 100V geladen was, als functie van de tijd. Tevens het verloop van de spanning V_R uit fig. 7. Tenslotte tevens algemene e -functie voor het berekenen van impulsbreedten.

Bij het ontladen van een condensator door een weerstand daalt de spanning eveneens volgens een e -functie als in fig. 7 aangegeven. Na een RC -tijd is de spanning gedaald tot $0,368$ van de oorspronkelijke spanning, na $2 RC$ -tijden tot op $0,136$ van die spanning, na $3 RC$ -tijden tot op $0,05$ hiervan enz. De spanningen V_C en V_R zijn in dit geval uiteraard dezelfde.

Het verloop van de roosterspanning bij een multivibratorschakeling is als in fig. 8 weergegeven. Op het moment t_1 daalt, zoals we gezien hebben, de roosterspanning die 0V is, met de pulsamplitude V_A van de andere buis. In feite is dit alleen waar als het omklappen van de schakeling in een oneindig kleine tijd, dus met oneindig grote flanksteilheid plaats vindt. Voor praktische berekeningen mag men dit in het algemeen wel aannemen. De roosterspanning

gaat dan direct weer stijgen volgens de e -functie bepaald door de R van de roosterweerstand en de C van de betreffende scheidingscondensator. Als de roosterspanning het afknijppunt van de buis heeft bereikt klapt de schakeling om en de roosterspanning stijgt snel tot 0 Volt. Deze afknijpspanning V_{g_0} hangt af van het type buis en van de anodespanning en kan uit de I_a/V_g karakteristiek worden bepaald. In fig. 8 is dit dus het geval op het tijdstip t_2 en de tijd $t_2 - t_1 = t_B$ is dus gelijk aan de positieve impulsbreedte van de betreffende buis. De tijd die verloopt tussen t_2 en t_3 is de impulsbreedte van de andere buis terwijl op het moment t_3 de roosterspanning weer zakt met de impulsamplitude en hetzelfde spanningsverloop weer begint.

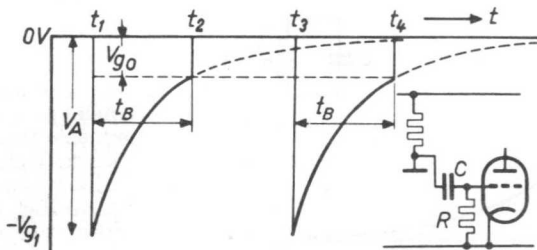


Fig. 8. Het verloop van de roosterspanning bij een multivibratorschakeling waarbij de roosterweerstand met de 0V lijn (kato-despanning) verbonden is. De streepjeslijn geeft het verloop aan als er geen anodestroom zou inzetten.

De impulsbreedte is dus bepaald door de verhouding V_{g_0} en V_A , immers deze verhouding bepaalt welk gedeelte van de e -functie niet wordt gebruikt. In fig. 8 is deze verhouding 20%. Uit fig. 7 waar een algemene e -functie is weergegeven, kan worden afgeleid dat 20% overeenkomt met $1,7 RC$. Indien de R - en C -waarden bekend zijn, kan de impulsbreedte dus worden berekend, door de RC -tijd met 1,7 te vermenigvuldigen. Omgekeerd kan men voor het verkrijgen van een bepaalde impulsbreedte de gewenste

tijd delen door 1,7 en op deze wijze het nodige product van R en C vaststellen.

Uit het voorgaande kunnen we vaststellen dat de impulsbreedte afhangt van de volgende factoren:

1. het type buis dat wordt gebruikt; dit bepaalt nl. het afknijppunt V_{G_0} , dat op zijn beurt weer afhangt van
2. de voedingspanning. De voedingspanning heeft, zoals we in het voorgaande hebben gezien, tevens invloed op:
3. de impulsamplitude. Deze amplitude bepaalt verder de verhouding V_{G_0}/V_A .
4. de gebruikte RC -tijd bepaalt als regelbare grootheid direct en wel lineair de impulsbreedte. De punten 1, 2, 3 en 5 leveren bij een bepaalde instelling tezamen een vaste factor op waarmee de RC -tijd moet worden vermenigvuldigd.
5. de spanning waarmee de roosterweerstand is verbonden t. o. v. de katodespanning van de betreffende buis.

Dit vijfde punt is nog niet behandeld omdat deze spanning in het gekozen voorbeeld 0V was en dus geen rol speelde. Het komt echter dikwijls voor dat de roosterweerstand niet met de katode, maar met een positieve spanning, b. v. de voedingspanning, wordt verbonden. Het principe van de werking verandert hierdoor praktisch niet omdat we mogen aannemen dat bij de gebruikelijke hoge roosterwestanden en door de invloed van de roosterstroom de roosterspanning in de rusttoestand toch weer praktisch 0V zal bedragen. In hoeverre dit waar is hangt dus af van de positieve roosterruimte van de gebruikte buis en van de grootte van de gebruikte roosterweerstand. We komen hier echter later nog op terug.

Ook bij aansluiting van de roosterweerstand aan een positieve spanning verandert de roosterspanning op dezelfde wijze: zij daalt met de impulsamplitude, stijgt volgens een e -functie tot het afknijppunt en loopt dan snel naar 0V terug. Alleen is het deel van de totale e -functie dat wordt doorlopen nu kleiner geworden. Om dit te verklaren bezien we nog even fig. 8. Indien de anodestroom niet zou inzetten zou de roosterspanning verder doorlopen dan het mo-

ment t_2 en wel volgens de streepjeslijn. Na een theoretisch oneindige tijd zal deze lijn op 0V aankomen. De condensator is dan volledig ontladen tot de nieuwe spanning ($=V_A$ van de aangesloten buis) en het spanningsverlies over de roosterweerstand is nul geworden. Dit is dan de uiteindelijke rusttoestand. Is de roosterweerstand niet met de 0V lijn maar met b.v. 200V verbonden, dan zal ook de stroom door de weerstand pas ophouden als de „roosterspanning” +200V geworden is. Ook hierbij is dus weer aangenomen dat de anodestroom niet inzet en er ook geen roosterstroom gaat lopen.

Dit is weergegeven in fig. 9. Uiteraard zet de anodestroom wel in en dus klapt de schakeling om als de roosterspanning de waarde V_{G_0} heeft bereikt. We zien echter direct in fig. 9 dat het gedeelte van de totale e -functie dat niet wordt doorlopen nu veel groter is en wel het gedeelte $\frac{V_{G_0} + 200}{V_A + 200}$. In dit geval is dit $\frac{220}{300} = 0,73$ of 73%.

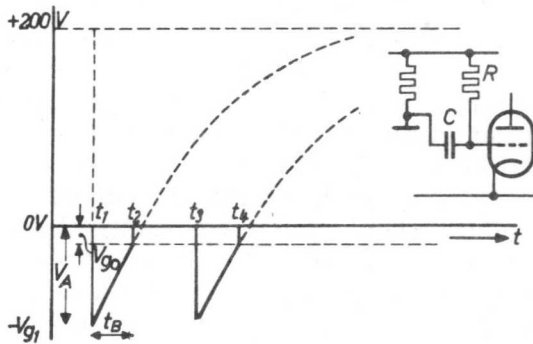


Fig. 9. Hetzelfde als fig. 8 maar nu met de roosterweerstand verbonden met de 200 V voedingsspanning.

Uit fig. 7 is weer af te leiden dat dit overeenkomt met $0,33 t_{RC}$. We zien dus dat ten opzichte van het vorige voorbeeld de impulsbreedte ruim vijf keer korter is geworden. Het verbinden van de roosterweerstand met verschillende spanningen geeft dus een mogelijkheid om de impuls-

breedte te variëren. Uit fig. 8 en 9 is te zien dat bij een hoge spanning de steilheid van de e -functie, waarbij deze de V_{g_0} -lijn snijdt (en dus het omklappen inleidt), groter is dan bij een lage spanning. De nauwkeurigheid van de impulsbreedte is dan ook groter. Verder zal men begrijpen, dat een hoge spanning voor de roosterweerstand wordt gebruikt bij kleine verlangde impulsbreedten (in de grootte-orde van microseconden) omdat dan niet te kleine condensatorwaarden behoeven te worden gebruikt en bovendien de nauwkeurigheid groter is. Lagere spanningen daarentegen worden gebruikt voor het verkrijgen van grote impulsbreedten (in de grootte-orde van meerdere seconden) omdat dan de condensator niet onpractisch groot behoeft te worden. De roosterweerstand wordt nl. meestal in de grootte-orde van 1 Megohm genomen ook al omdat deze groot moet zijn t. o. v. de anodeweerstand.

1.4 Flanksteilheden

De flanksteilheden worden bepaald door de verhouding van amplitude tot de tijd, nodig om van de uiterst positieve naar de uiterst negatieve waarde te komen of omgekeerd. Hierbij kan weer onderscheid gemaakt worden tussen de stijg- en de daalsteilheid.

Zo op het eerste gezicht schijnt de flanksteilheid in de eerste plaats af te hangen van de totale versterking in de schakeling (verantwoordelijk voor het lawine effect). Dit speelt natuurlijk wel een rol en een hoge steilheid van de gebruikte buizen heeft dan ook een gunstige invloed op de flanksteilheid. Een hoge anodeweerstand die de versterking toch ook zou vergroten, heeft echter een averechts effect en wel om de volgende reden:

Als in fig. 3 buis B_1 wordt afgeknepen door het omklappen van de schakeling, valt de anodestroom door R_{a_1} weg en stijgt de anodespanning tot de voedingsspanning. Dit gaat echter niet ongehinderd. Vanwege de condensator C_1 loopt de roosterspanning van B_2 mee. Dit hindert nog niet bij het doorlopen van de negatieve roosterruimte, maar zo-

dra roosterstroom gaat lopen wordt de condensator C_1 geladen via R_{a_1} en de roosterruimte. Indien we aannemen dat de weerstand in de roosterruimte klein is t.o.v. R_{a_1} , wordt de tijd waarin dit laden gebeurt alleen bepaald door R_{a_1} en C_1 . De anodespanning van B_1 stijgt dan ook niet loodrecht maar weer volgens een e -functie (zie fig. 4). De benodigde tijd hangt weer van de betreffende RC -tijd af, maar in dit geval zijn zelfs $3RC$ -tijden nodig om tot 95% van de amplitude te geraken. Indien R_{a_1} 10x kleiner zou zijn dan R_{g_2} dan nog is de verhouding stijgtijd en impulsijd $\frac{3}{10} : 1,7 =$ ca 18% in het voorbeeld van blz. 10. Indien de roosterweerstand met de voedingsspanning is verbonden (zie ook het voorbeeld op blz. 12), wordt deze verhouding zelfs $\frac{3}{10} : 0,33 = 90\%$.

Aangezien de waarde van C_1 in fig. 3 vastligt door de verlangde impulsbreedte heeft een kleine anodeweerstand dus direct een gunstige invloed op de stijgsnelheid van de impuls. Om de genoemde verhouding gunstiger te maken lijkt het voor de hand liggend om voor eenzelfde impulsijd C_1 kleiner en R_{g_2} groter te maken. In principe is dit waar, maar enerzijds kan men afhankelijk van het type buis R_{g_2} niet willekeurig groot maken, anderzijds echter C_1 ook niet willekeurig klein en wel om de volgende redenen. Invloed op de stijgtijd hebben nl. ook de z.g. parasitaire capaciteiten zoals de bedragingscapaciteit, de anodecapaciteit van B_1 en de roostercapaciteit van B_2 die tezamen wel 15-20 pF kunnen bedragen. Ook deze moeten bij het oplopen van de anodespanning worden geladen en leveren samen met R_{a_1} weer een RC -tijd op, die de flanksteilheid beïnvloedt. Zolang C_1 groot is t.o.v. deze parasitaire capaciteit mag men deze laatste verwaarlozen. Indien men C_1 echter te klein maakt, wordt de gunstige invloed op de flanksteilheid van een kleine C_1 weer minder doorslaggevend. Ook hieruit volgt echter weer dat een lage anodeweerstand tot grotere flanksteilheden leidt. Om toch tot behoorlijke impulsamplituden te komen moet de steilheid van de gebruikte buis weer hoog zijn.

Bij de daalsnelheid van de impuls ligt de situatie over

het algemeen gunstiger. Er behoeft geen condensator te worden geladen en alleen de parasitaire capaciteiten behoeven te worden ontladen.

Bovendien gebeurt dit in dit geval door de inwendige weerstand van buis B_1 , die in vele gevallen nog belangrijk lager is dan de anodeweerstand.

Men moet in dit geval niet rekenen met de „officiële” $R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ maar met de weerstand (weliswaar variërend) van $\frac{V_a}{I_a}$, die vooral bij pentoden belangrijk lager is dan de officiële R_i . Ook in dit geval echter is de vorm van de neergaande spanning min of meer een e -functie (zie ook fig. 4). In het algemeen kan men echter aannemen dat de daalsnelheid groter is dan de stijgsnelheid. In dit verband willen we nog even wijzen op een ander gevolg van een te kleine C_1 (fig. 3). Is deze b. v. even groot als de roostercapaciteit van B_2 dan is gemakkelijk in te zien dat door de capacitive spanningsdeler die dan ontstaat, de impulsamplitude op het rooster van B_2 slechts de helft zal zijn van die op de anode van B_1 . Hierdoor wordt de impulstijd aanzienlijk bekort.

1.5 Naaldspanningen

Een oscillerende multivibratorschakeling kan op eenvoudige wijze worden gesynchroniseerd met een andere oscillator. Hiertoe maakt men gebruik van synchronisatie-impulsen die veelal een naaldvorm hebben dus een zeer kleine impulsbreedte. Een eigenlijke impulsbreedte in de betekenis die er in het voorgaande aan is gegeven hebben ze eigenlijk helemaal niet, ze gaan zonder overgang over van een stijgende naar een dalende spanning bij een positieve naald of van een dalende spanning naar een stijgende bij een negatieve naald.

We zullen nu eerst even nagaan hoe een naaldspanning uit een rechthoekspanning kan worden verkregen. Dit geschiedt door differentiatie van de rechthoekspanning door middel

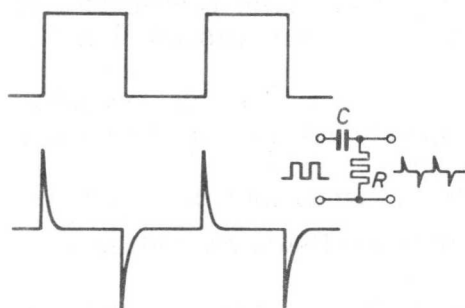


Fig. 10. Het differentiëren van een ideale rechthoekspanning met een RC -filter.

van een RC -filter met relatief kleine tijdconstante.

In fig. 10 is deze omzetting bij een ideale rechthoekspanning weergegeven. Door de loodrechte stijging (ideale flanksteilheid) volgt de condensator deze stijging over de volle spanningsverandering, maar zodra de spanning van het rechthoeksignaal constant is geworden ontladde de condensator C zich over de weerstand R volgens de bekende e -functie. De breedte van de naald hangt dan ook alleen af van de RC -tijd van het filter, mits R veel groter is dan de inwendige weerstand van de spanningsbron. Deze RC -tijd wordt dan ook veel kleiner gekozen dan de impulsbreedte, wat bij een hoge R waarde neerkomt op een lage waarde van de koppelcondensator C . De spanning over de weerstand R is dan ook reeds lang weer nul geworden als bij het einde van de rechthoekspanning, de spanning op de ingang van het filter plotseling daalt. Het zal duidelijk zijn dat nu op de uitgang van het filter een negatieve naald ontstaat die weer dezelfde breedte, grootte en vorm heeft als de positieve. Positieve en negatieve naalden wisselen elkaar dus regelmatig af waarbij het steile front van de impulsen correspondeert met het moment waarop de rechthoekspanning verandert.

Nu zal verder blijken dat men voor synchronisatiedoel-einden alleen maar óf positieve óf negatieve naalden nodig heeft, en dat de niet nodige aanleiding tot storingen kunnen geven. In fig. 11 is nu aangegeven hoe men óf de positieve (a) óf de negatieve (b) naalden kan verwijderen door eenvoudig een diode, b.v. een germaniumdiode, parallel aan

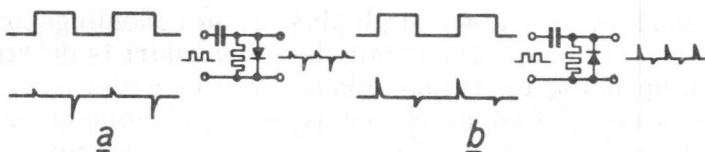


Fig. 11. Het onderdrukken van de positieve resp. negatieve naalden door middel van een germaniumdiode.

R te verbinden. In fig. 11a zien we dat bij het stijgen van de spanning de diode stroom gaat doorlaten. Bij een goede diode wordt de weerstand bij slechts enkele tienden volts reeds zo laag, dat deze ten opzichte van de inwendige weerstand van de spanningsbron als een kortsluiting kan worden opgevat. De condensator C wordt dus snel geladen tot de pulsamplitude en blijft deze spanning ook houden tijdens de duur van de positieve impuls. De uitgangsspanning van het filter stijgt dus practisch niet (is in feite door de diode kortgesloten) of stijgt slechts weinig, afhankelijk van de diodeweerstand en de inwendige weerstand van de spanningsbron. Bij het dalen van de spanningimpuls daarentegen volgt de uitgang de ingangsspanning wel, omdat de diode dan direct een hoge weerstand aanneemt. De diode speelt dan dus geen rol en op de uitgang ontstaat normaal de negatieve naald alsof er geen diode was. Door het om-draaien van de diode (fig. 11b) kan men op dezelfde wijze aantonen dat alleen de positieve naalden overblijven.

We zullen nu nog even terugkomen op de grootte van de filtercondensator C . Voor een smalle naaldspanning is een kleine C gewenst. Bij de ideale rechthoekspanning kan deze ook zeer klein zijn, maar er zijn in de praktijk weer grenzen omdat, zoals we eerder hebben gezien, de flanksteilheden nu eenmaal niet ideaal groot zijn.

In fig. 12 is de invloed van de afronding van een positieve rechthoekimpuls op de verkregen naald weergegeven. Bezien we eerst de stijgende lijn dan zien we dat, zoals trouwens bij elke e -functie het geval is, het begin vrij steil is maar dan geleidelijk minder steil wordt. In het begin volgt de spanning over R de stijging vrij goed omdat door de

weerstand nog maar weinig lading uit de scheidingscondensator kan afvloeien. Naarmate de tijd vordert is de stijging van de spanning enerzijds minder terwijl anderzijds meer lading gaat afvloeien. Er komt dus een moment waarop deze twee factoren elkaar precies opheffen, hetgeen wil zeggen dat de uitgangsspanning niet verder stijgt.

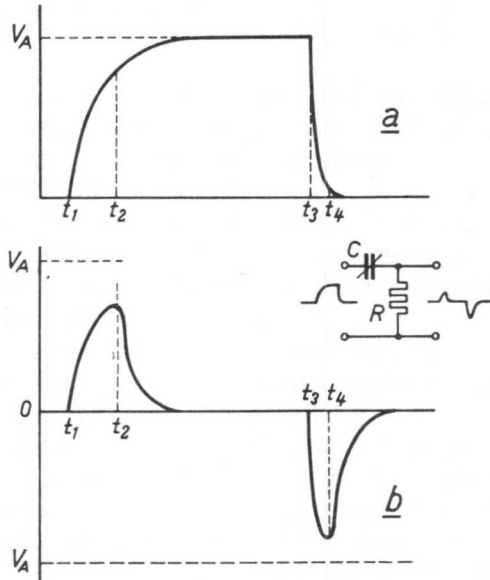


Fig. 12. Het differentiëren van een niet ideale rechthoekspanning
 a de positieve rechthoekspanning met afgeronde flanken
 b de resulterende naaldspanningen bij differentiatie.

In fig. 12 is dit geval aangegeven op het tijdstip t_2 . Daarna gaat het snel bergafwaarts omdat de toename van de spanning steeds minder wordt en het wegvloeien van de lading door de weerstand steeds meer gaat naderen tot de e -functie. In feite kan men de ontstane piek opgebouwd denken uit twee e -functies: een van het front van de impuls en de ander van het RC -filter.

In ieder geval is het duidelijk dat de piek van de naald kleiner is geworden dan de impulsamplitude. In het algemeen wordt deze grootte bepaald door de RC -tijd van het filter en is kleiner naarmate deze RC -tijd kleiner is.

Volgens dezelfde verklaring kan men aantonen dat voor de dalende flank die zoals we gezien hebben steiler verloopt, de amplitude van de negatieve piek bij eenzelfde filter groter uitvalt (zie ook fig. 12). In beide gevallen kan men door de condensator van het filter als trimmer uit te voeren, de amplitude van de naald naar behoeven instellen.

1.6 Synchroniseren

In fig. 13 zijn twee multivibratoren getekend, nl. I en II. De anode van B_2 van oscillator I is met de trimmer C gekoppeld met het stuurrooster van B_3 van de oscillator II.

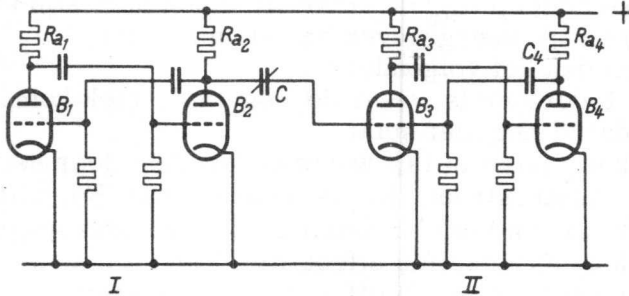


Fig. 13. Koppeling van de hoofdosillator I met de te synchroniseren oscillator II door middel van de trimmer C .

Oscillator I zullen we de hoofdosillator noemen omdat oscillator II wordt gesynchroniseerd met I. Hiertoe is het nodig dat de frequentie van II lager is dan die van I zoals we verderop zullen zien.

De rechthoekspanning op de anode van B_2 wordt gedifferentieerd door het RC -filter gevormd door de trimmer C en de anodeweerstand R_{a_4} ; immers we mogen aannemen

dat $C_4 > C$, dat de roosterweerstand van $B_3 > Ra_4$ zodat alleen Ra_4 een rol speelt in dit geval. Dit is eigenlijk ook nog niet alles want, als op het moment van het toevoeren van de impuls B_4 stroomvoerend is, moet men de weerstand van buis B_4 ook nog weer parallel denken aan Ra_4 .

In het algemeen kan men de benodigde waarde vinden door de trimmer zover in te draaien tot een betrouwbare synchronisatie is verkregen. Dat synchronisatie mogelijk is zullen we aan de hand van fig. 14 aantonen. In deze figuur 14 zien we onder 1 het verloop van de anodespanning van buis B_2 (Ra_2). Onder 2 het verloop van de anodespanning van buis B_3 (Ra_3). Daar van deze laatste schakeling de frequentie lager is, zijn de impulsen breder omdat alles op dezelfde tijdas is getekend. We zijn links met een willekeurig phaseverschil tussen de twee trillingen begonnen te tekenen en kunnen dus zien wat er gaat gebeuren bij een willekeurig moment van inschakelen. Onder 3 is het bekende verloop van de roosterspanning van B_3 weergegeven, waarop dus de naaldspanningen worden gesuperponeerd die uit de spanning op Ra_2 (kromme 1) afkomstig zijn en onder 4 nog eens zijn weergegeven en genummerd.

We zien dan het volgende:

Naald 1 doet niets, want de negatieve piek komt op een rooster dat al negatief staat.

naald 2 die positief is, wordt onderdrukt door het optreden van roosterstroom in het rooster van B_3 , wat alleen resulteert in een klein knobbeltje op de roosterspanning.

naald 3 heeft hetzelfde effect als 1, dus niets.

naald 4 heeft hetzelfde effect als 3, dus niets.

naald 5, zie 1.

naald 6, zie 2.

naald 7, zie 1.

naald 8 echter is positief en komt op het rooster dat nog negatief is. Bij voldoende amplitude van de naald wordt hierdoor het omklappen van de schakeling vervroegd. Nu is het verder elke keer raak. Ook de naald 9 die negatief is komt op een rooster dat nog positief staat en via buis B_3 wordt deze piek omgezet in een ook nog versterkte positieve piek op het rooster van B_4 (zie fig. 13), dat op dat mo-

ment nog negatief staat. Nu wordt dus het omklappen van de schakeling daar ingeleid.

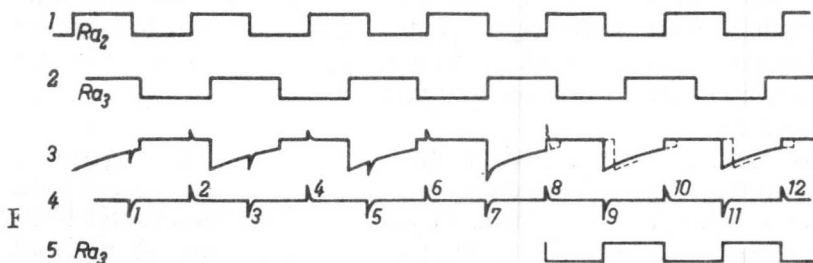


Fig. 14. Impulsen van naaldspanningen bij synchronisatie

1. impuls van hoofdoscillator
2. vrijlopende impuls van te synchroniseren oscillator
3. roosterspanning van te synchroniseren oscillator
4. sync impulsen van hoofdoscillator
5. impuls van gesynchroniseerde oscillator

Alle volgende impulsen zullen, zoals gemakkelijk na te gaan is, steeds op een gunstig moment komen om het omklappen van schakeling II in te leiden en het gevolg is dus dat de impulsbreedten van schakeling II precies gelijk worden aan die van schakeling I, de hoofdoscillator.

In fig. 14.3 geven de streeplijnen nog de natuurlijke impulsbreedten van schakeling II aan die dus door elke impuls van oscillator I worden versmald tot de breedte van oscillator I. Kromme 5 geeft tenslotte aan de uiteindelijke spanningsvorm op Ra_3 als de synchronisatie is beginnen te werken. Deze is dus in tegenfase met de spanning op Ra_2 , zodat de spanning op Ra_4 weer hiermee in fase zal zijn.

In fig. 13 hebben we gezien dat de koppelcondensator (de trimmer C) verbonden is met het stuurrooster van B_3 . Dit is ook mogelijk zolang $C < C_4$. Is C echter in dezelfde grootte-orde als C_4 dan wordt het moeilijker. Niet alleen dat deze twee condensatoren een capacitieve spanningsdeeler gaan vormen waardoor de pulsbreedte van B_3 zal worden bekort, maar bovendien gaat de amplitude van B_2 invloed uitoefenen op deze impulstijd. Dat kan grote bezwaren opleveren die echter worden opgeheven voor een groot

gedeelte, indien men de trimmer met de anode van B_4 verbindt. Het principe wordt hierdoor niet beïnvloed en dezelfde verklaring voor de synchronisatie kan dus worden aangehouden. Wat in dit geval echter opvalt is, dat het geheel volkomen symmetrisch is geworden en dat elk verschil tussen hoofdosillator en te synchroniseren oscillator verdwenen is.

We hebben echter gezien dat toch de tweede oscillator zich instelt op de frequentie van de eerste. De hoofdosillator is dus die oscillator die de hoogste frequentie heeft, of anders gezegd, de te synchroniseren oscillator moet een lagere frequentie hebben dan de hoofdosillator.

Nu zal het meestal in de praktijk weinig zin hebben om twee oscillatoren volkomen aan elkaar gelijk te maken, zoals in het gegeven voorbeeld. Wat nog wel zin kan hebben is, om de tweede oscillator met een andere impulsbreedte of zelfs één instelbare impulsbreedte te laten werken. Wat er dan kan gebeuren is in fig. 15 weergegeven.

Kromme 1 is de impuls van de hoofdosillator, 2 die van de te synchroniseren oscillator; de laatste heeft nu een bredere positieve en een smallere negatieve impuls, hoewel deze samen meer tijd nodig hebben dan één periode van de hoofdosillator.

Kromme 3 geeft het roosterspanningsverloop van de te synchroniseren oscillator met hierop gesuperponeerd de synchronisatieimpulsen van kromme 4 afkomstig van de hoofdosillator.

Impuls 1 heeft geen invloed want is negatief en valt samen met de richting van de roosterspanning.

Impuls 2 kan afhankelijk van haar grootte de schakeling doen omklappen of niet. We nemen eerst even aan dat deze impuls nog te klein is.

Impuls 3 is dan goed gericht en via de tweede buis wordt de schakeling omgeklapt.

Impuls 4, die weer positief is, komt onder precies dezelfde omstandigheden als impuls 2 en heeft dus ook geen reactie.

Impuls 5 werkt weer als 3 en klapt de schakeling om, enz.

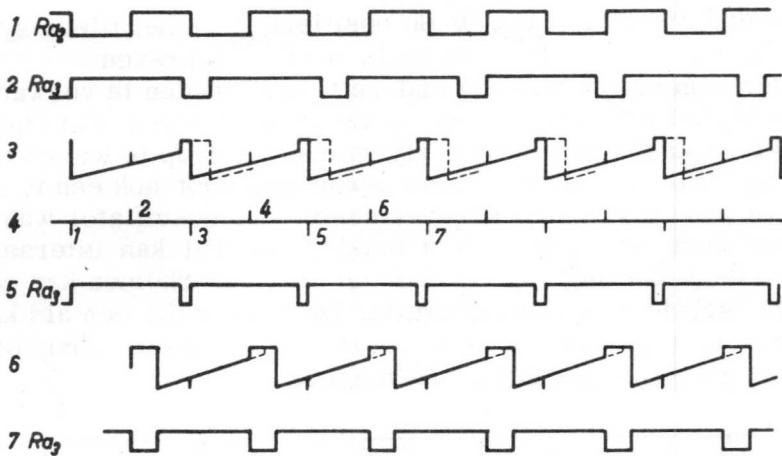


Fig. 15. 1. impuls van de hoofdosillator
 2. impuls van de te synchroniseren oscillator
 3. roosterspanning van te synchroniseren oscillator
 4. sync impulsen afkomstig van hoofdosillator
 5. impulsvorm van gesynchroniseerde oscillator indien het synchroniseren geschiedt met de negatieve sync impulsen
 6. roosterspanning van te synchroniseren oscillator indien het synchroniseren geschiedt met de positieve sync impulsen
 7. resulterende impulsvorm voor dat geval.

De schakeling wordt dus gesynchroniseerd, maar alleen met de negatieve impulsen. Voor deze synchronisatie is slechts een kleine syncimpuls nodig omdat deze eerst in de buis, in welks rooster deze impuls werkt, behoorlijk wordt versterkt. De resulterende impulsvorm van de tweede oscillator is voor dit geval onder 5 weergegeven.

Wordt de syncimpuls nu echter groter gemaakt, dan kan het dus voorkomen dat de positieve impulsen 2, 4 enz. wel groot genoeg zijn om de schakeling te doen omklappen.

In fig. 15-6 zien we dan direct dat de negatieve impulsen geen kans meer krijgen om iets te doen in de schakeling. De resulterende impulsvorm is onder 7 aangegeven. Hoewel de schakeling nu ook gesynchroniseerd is, is de vorm der impulsen een geheel andere geworden. Het is duidelijk dat dit ongewenste toestanden kan scheppen en daarom heeft

het dus voordelen om óf de positieve óf de negatieve sync impulsen te onderdrukken zoals reeds beschreven.

Er zijn echter ook nog andere moeilijkheden te verwachten bij het synchroniseren van twee oscillatoren met ongelijke impulsbreedten. Het zij voldoende erop te wijzen dat in fig. 15-5 bij de negatieve spanningsstoot ook een negatieve sync wordt teruggegeven aan de hoofdosillator waardoor deze vroegtijdig kan omklappen. Dit kan uiteraard niet de bedoeling zijn, maar om dit te voorkomen kan een sync scheider worden gebruikt. Dit is dikwijls een als katedevolger geschakelde buis, zodat de complete schakeling eruit gaat zien als in fig. 16 aangegeven.

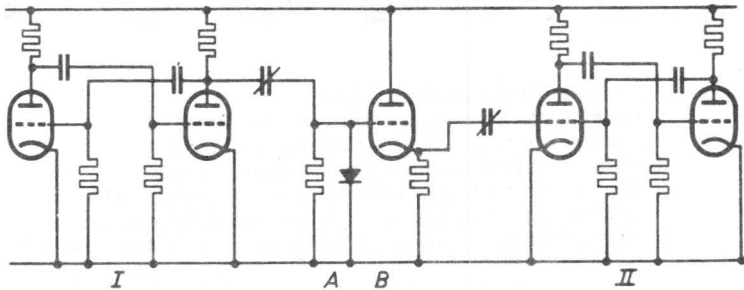


Fig. 16. I hoofdosillator
 II te synchroniseren oscillator
 A diodeschakeling voor het onderdrukken van de positieve sync impulsen
 B sync scheider om terugwerking tegen te gaan.

We zullen nu nog even recapitulieren aan welke eisen sync impulsen moeten voldoen:

1. Ze moeten de juiste polariteit hebben (afhankelijk van de schakeling, positief ofwel negatief.)
2. Ze moeten de juiste amplitude hebben. Er is uiteraard een minimum waarde nodig om de spanning van het rooster tot boven de afknijpspanning te brengen. We hebben ook gezien dat een negatieve spanning op een rooster dat katode potentiaal heeft, vanwege de versterking die dan in

die buis optreedt, een kleinere amplitude behoeft dan een positieve impuls op een rooster dat afgeknepen staat.

3. De breedte van een sync impuls moet minstens zo groot zijn dat de schakeling in deze tijd kan omklappen. Dit hangt dus tevens samen met de amplitude omdat bij een grotere amplitude een groter gedeelte van de impuls in het werkzame gebied komt en dan ook breder wordt (vergelijk fig. 12).

4. De breedte van de sync impuls mag niet zo groot zijn dat deze vergelijkbaar wordt met de te synchroniseren impulsbreedten. Om deze reden is dus de amplitude van de sync impuls te beperken.

Practisch kan men de verlangde grootheden het gemakkelijkst empirisch bepalen.

Uit fig. 12 was ook al te zien dat de vorm van de negatieve impuls beter is dan die van de positieve, zodat dat weer pleit voor het gebruik van negatieve sync impulsen.

1.7 De monostabiele multivibrator

We hebben gezien dat bij de oscillerende multivibrator-schakeling twee semi-stabiele toestanden elkaar afwisselen. De anodespanning bezien, toont dat deze of hoog of laag is.

Door het groot maken van de tijdconstante van een van de twee RC -koppelingen kan men een bepaalde toestand lang laten duren tot minuten toe, maar steeds zal de schakeling na verloop van tijd moeten omklappen. Hier is dus werkelijk sprake van een semi-stabiele toestand, veroorzaakt door de condensator die vroeg of laat ontladen of geladen worden de roosterspanning weer terugbrengt in het gebied waar anodestroom vloeit. Indien we dit laatste kunnen voorkomen, krijgen we de beschikking over een monostabiele schakeling, waarbij een van de twee toestanden stabiel, dus blijvend is. Het principe van zo'n monostabiele schakeling is in fig. 17a weergegeven. We zien dat één koppelcondensator is vervangen door de weerstand R ,

terwijl verder de katode van de tweede buis op een vaste positieve spanning t.o.v. aarde is gebracht. In fig. 17b is dezelfde schakeling nog eens in een meer gebruikelijke vorm getekend. De positieve katodespanning is nodig om de buis te kunnen blijven blokkeren indien de anodespanning van buis I de laagste waarde heeft aangenomen.

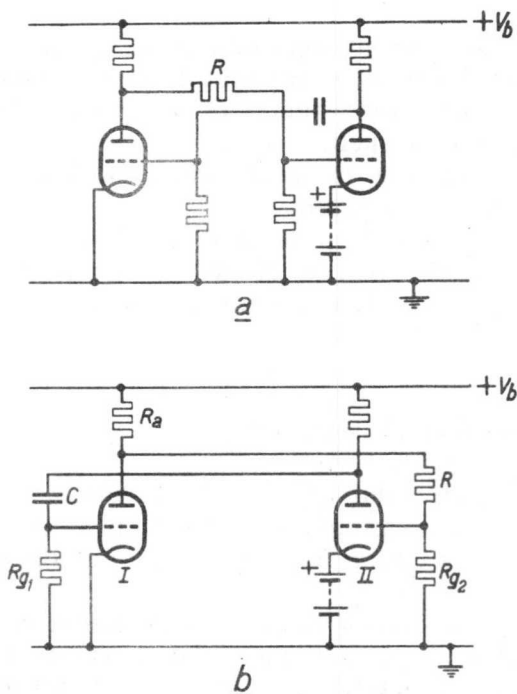


Fig. 17. Schema van een mono-stabiele multivibratorschakeling
 a. de twee verschillen met een oscillerende schakeling
 b. de meer gebruikelijke wijze van tekenen.

Door de potentiometerwerking van R_{g_2} en R zal het rooster van buis II, ook bij een lage waarde van de anodespanning van buis I, een zekere positieve waarde t.o.v. aarde hebben. De katodespanning van buis II moet dus zo-

veel meer positief worden gemaakt, dat de buis toch volledig is afgeknepen. Dit is dan de stabiele toestand: de anodespanning van buis II is gelijk aan V_b ; de roosterspanning van buis I is gelijk aan de katodespanning, dus 0V, de buis trekt dus de volle anodestroom en de anodespanning van buis I is minimaal. Zonder invloed van buiten zal de schakeling in deze toestand blijven.

Om de schakeling te laten werken moet een negatieve sync impuls aan het rooster van buis I of een positieve sync impuls aan het rooster van buis II worden toegevoerd. In het eerste geval geeft deze negatieve impuls een versterkte positieve naald op de anode. Deze wordt door de potentiometerwerking van R en R_{g_2} weer verzwakt doorgegeven aan het rooster van buis II. Ondanks deze verzwakking blijft meestal toch nog een restversterking over van de sync impuls zodat deze wijze van aanstoten gevoeliger is dan wanneer men direct een positieve naald op het rooster van buis II brengt. De positieve naald op het rooster van buis II moet nu zo groot zijn dat het afknijppunt wordt gepasseerd en in buis II anodestroom gaat lopen. Hierdoor zakt de anodespanning van buis II en via de koppelcondensator dus ook de roosterspanning van buis I. De anodespanning van buis I stijgt en dus ook de roosterspanning van buis II, waarmee dus het sneeuwbal effect is begonnen.

Het resultaat in de dan ontstane semi-stabiele toestand is dus weer: buis I afgeknepen, anodespanning buis I en roosterspanning buis II maximaal positief, anodespanning buis II minimaal. Zoals reeds bij de eerste oscillerende schakeling beschreven, wordt de duur van deze toestand (= de impulsbreedte), weer bepaald door de volgende factoren:

1. de tijdconstante van CR_{g_1}
2. de impulsamplitude op de anode van buis II
3. de afknijpspanning van buis I
4. de spanning waarop de roosterweerstand van buis I (R_{g_1}) wordt aangesloten.

De impulsamplitude op de anode van buis II wordt weer bepaald door de voedingsspanning V_b en door de waarde

van de anodespanning bij omgeklapte toestand. Deze wordt bepaald door de dan optredende roosterspanning.

Deze is op haar beurt gegeven door de verhouding $R : R_{g_2}$ en door de waarde van beide t. o. v. de anodeweerstand.

Daar buis I afgeknepen staat en er dus geen anodestroom loopt, wordt de roosterspanning van buis II geheel bepaald door $\frac{R_{g_2} V_b}{R_a + R + R_{g_2}}$. Voor maximale amplitude worden deze waarden zo gekozen dat de roosterspanning van buis II t. o. v. aarde gelijk wordt aan de positieve katodespanning van deze buis. Verder is het gewenst om de som $R + R_{g_2}$ groot te nemen t. o. v. R_a . Hiermee wordt bereikt dat de amplitude op R_a maximaal is en dus ook de variatie op het rooster van buis II. Dit laatste heeft weer het voordeel dat de positieve katodespanning van buis II niet zeer groot behoeft te zijn en dit geeft weer een grootst mogelijke impulsamplitude op de anode van buis II bij de beschikbare voedingsspanning.

Evenals bij de oscillerende schakeling kan men de roosterweerstand van buis I in plaats van met de katodespanning, met een hogere spanning, b. v. met V_b , verbinden. Dit is aangegeven in fig. 18. Hierbij gelden dezelfde overwegingen als hiervoor bij de oscillerende schakeling beschreven. Het resultaat is ook nu weer een kortere impuls-tijd bij dezelfde RC waarde en grotere constantheid van de impulsbreedte.

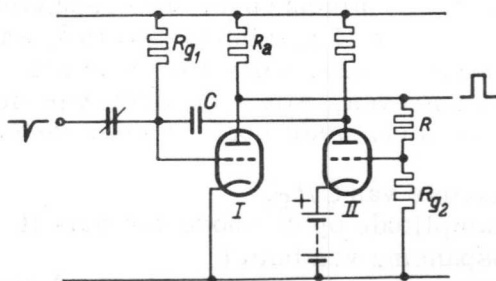


Fig. 18. De roosterweerstand R_{g_1} is bij deze mono-stabiele schakeling verbonden met V_b ter verkrijging van kortere impuls-tijden en grotere nauwkeurigheid van de impulsbreedte.

In fig. 19 is volledigheidshalve de tijdsverhouding aangegeven tussen de sync impuls (a) en de anodeimpuls van buis I (b) en de anodeimpuls van buis II (c). Door de aanwezigheid van de potentiometer ($R \cdot R_{g_2}$) zal indien buis I is afgeknepen (de semistabiele toestand) de anodespanning van buis I niet tot V_b kunnen oplopen. Het verschil gaat af van de bereikbare impulsamplitude en hangt af van de waarde van R en R_{g_2} t. o. v. R_a .

Een grote waarde van R (en dus ook van R_{g_2}) biedt wat dit betreft dus voordelen. Al te ver kan men hier ook niet mee gaan vanwege de aanwezigheid van de roostercapaciteit van buis II. Deze vormt met R een RC -filter dat een vertragende werking heeft op het doorgeven van de sync impuls naar dit rooster. Immers de bestaande lading van de roostercapaciteit moet via R worden verhoogd door de oplopende anodespanning van buis I, tot de roosterspanning voorbij het afknijppunt komt.

Dit geeft een vertraging die bepaald wordt door de tijdconstante van $R \times C_g$. Bij een roostercapaciteit C_g van b. v. 10 pF en een weerstand R van 1 Mohm is deze tijd ca. $10 \mu \text{ sec}$. De sync impuls moet dus minstens ca. $10 \mu \text{ sec}$ aanhouden tot de schakeling omklapt, ofwel de sync impuls moet belangrijk groter worden gemaakt. Verder heeft deze RC -tijd uiteraard ook invloed op de stijg- en daaltijden van de opgewekte impulsen.

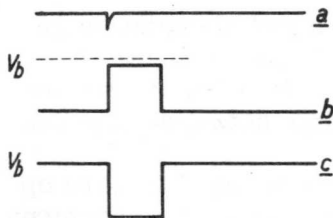


Fig. 19. a. sync impuls

- b. de resulterende positieve impuls op de anode van buis I. De anode bereikt niet helemaal de voedingsspanning V_b door de stroom die door de potentiometerschakeling blijft lopen.
c. de negatieve anodeimpuls van buis II.

Daar men dit effect kan opvatten als een verkleining van de versterking voor snel variërende spanningen (of hoge frequenties) ten opzichte van langzame variaties (of lage frequenties) is het mogelijk dit effect op te heffen door het

overbruggen van de weerstand R door een condensator C_C zoals in fig. 20. Het is gemakkelijk in te zien dat als men de verhouding $C_C:C_g$ gelijk maakt aan de verhouding $Rg_2:R$ dat dan voor hoge frequenties dezelfde verzwakking (of versterking zo men wil) wordt verkregen als voor lage frequenties. Dit betekent in de praktijk dat C_C tussen $\frac{1}{8}$ en $\frac{1}{10}$ van C_g moet zijn, dus een zeer lage waarde. Maakt men C_C groter, dan wordt de impulsgevoeligheid evenredig groter en benadert dan die van een overeenkomstige oscillerende schakeling.

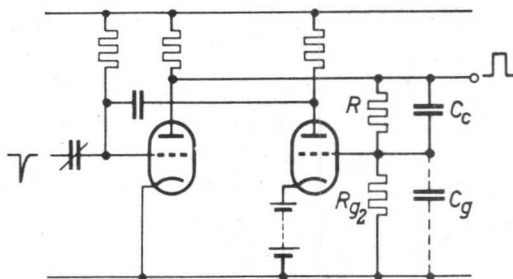


Fig. 20. Indien $C_C R = C_g R g_2$, wordt de extra verzwakking voor hoge frequenties, dus voor de snelle verandering bij het omklappen van de schakeling, opgeheven.

Veelal heeft dit echter alleen maar nadelen omdat de gevoeligheid voor stoorsignalen dan ook toeneemt.

Na hetgeen over flanksteilheden gezegd is bij de oscillerende schakeling, kan men gemakkelijk hetzelfde afleiden voor de monostabiele schakeling.

De positieve katodespanning van buis II kan uiteraard op verschillende manieren worden verkregen. We noemen twee veel gebruikte mogelijkheden. Bij batterijbuizen die een direct verhitte katode hebben kan gebruik worden gemaakt van de mogelijkheid om de gloeidraden van verschillende buizen in serie te schakelen (indien ze althans dezelfde gloeistroom hebben).

In zo'n geval moet buis I aan de negatieve kant en buis II aan de positieve kant van deze gloeidraadketen worden opgenomen (zie fig. 21a). Voor buis I heeft dit het voordeel dat de volle beschikbare anodespanning wordt aangewend zodat de impulsamplitude maximaal kan zijn; voor buis II komt de positieve katodespanning beschikbaar door de roosterweerstand met aarde te verbinden. Bij deze schakeling is het niet nodig dat de instelling van de buizen symmetrisch is, m.a.w. de anodestroom van de buizen in stroomvoerende toestand mag zonder bezwaar verschillend zijn. Bij indirect verhitte buizen die wel symmetrisch zijn ingesteld is een gemeenschappelijke katodeweerstand de aangewezen manier om voor buis II een positieve katodespanning te verkrijgen.

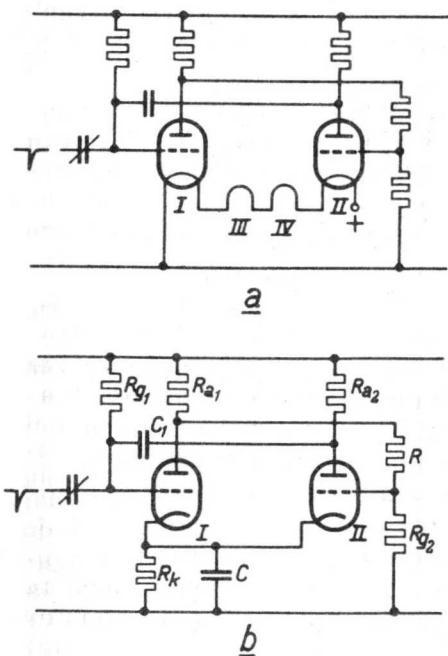


Fig. 21. De positieve katodespanning voor buis II kan op verschillende manieren worden verkregen. a. bij direct verhitte batterijbuizen door gebruik te maken van serieschakeling van gloeidraden, b. bij indirect verhitte buizen door gebruik te maken van een gemeenschappelijke katodeweerstand R_k .

Dit is in fig. 21b weergegeven. De weerstand R_k moet zo groot zijn dat in de ruststand de anodestroom van buis I

het benodigde spanningsverlies over R_k oplevert. Het spreekt vanzelf dat de roosterweerstand van buis I dus óf met de katode óf met een hogere spanning moet zijn verbonden. Bij het omklappen verandert het spanningsverlies over R_k praktisch niet indien althans de schakeling symmetrisch is geschakeld. Kleine naaldspanningen die tijdens het omklappen kunnen ontstaan, kunnen indien nodig door een condensator C (fig. 21b) worden verwijderd maar meestal is dit niet eens nodig. Een zekere mate van asymmetrie kan in veel gevallen ook nog worden toegelaten.

Gevoeligheid voor storingen We hebben reeds aangestipt dat een grote sync gevoeligheid wel bezwaren kan hebben, doordat b. v. door andere delen van het apparaat opgewekte spanningsstoten, langs capacatieve weg op de roosters van een multivibrator kunnen geraken. Door het in- en uitschakelen van andere delen kunnen echter ook tijdelijke veranderingen in de voedingsspanning optreden indien deze niet of niet voldoende is gestabiliseerd.

Vooraf voor plotselinge verlagingen in de voedingsspanning is een multivibratorschakeling gevoelig omdat deze rechtstreeks werken op het gevoelige rooster nl. het stuurrooster van buis I (zie fig. 21b).

In de rusttoestand loopt er roosterstroom in buis I. De weerstand die de roosterruimte tengevolge van de roosterstroom oplevert is laag t. o. v. R_{g_1} en zal afhankelijk van het type buis enkele honderden of uitzendende ohms bedragen. Een plotselinge toename van de voedingsspanning zal de anodespanning van buis II doen toenemen maar de roosterspanning van buis I nauwelijks omdat de weerstand van de roosterruimte dan snel kleiner wordt. Het gevolg is dat de condensator C_1 iets zal worden bijgeladen via R_{a_2} en de roosterruimte en dat het grootste deel van de spanningsstoot zal opgenomen worden op R_{a_2} omdat die groot is t. o. v. de weerstand van de roosterruimte. Tenslotte kan de schakeling door de kleine en positieve stoot op dit rooster toch niet worden aangestoten.

Een kleine negatieve stoot in de plusleiding daarentegen, zal de weerstand van de roosterruimte direct doen toenemen en bij ca. 1 volt op het rooster reeds oneindig

groot maken, omdat er dan geheel geen roosterstroom meer vloeit. De amplitude van de stoot op het rooster van buis I wordt dan alleen bepaald door die op de anode van buis II en zodoende zal een groot gedeelte van de variatie van de plusleiding in de juiste richting op het gevoelige rooster kunnen inwerken en de schakeling doen omklappen.

Dit zal dan ook zeker gebeuren als deze variatie in de plusleiding snel genoeg is t.o.v. de tijdconstante van $R_{g_1}C_1$. Bij een langzame variatie t.o.v. deze RC -tijd zal het bijladen of ontladen van C_1 om zich aan de nieuwe situatie aan te passen, snel genoeg kunnen gebeuren, wat hier op neer komt, dat de amplitude op het rooster praktisch constant blijft en het gevaar van omklappen wordt voorkomen.

Nu zal de voedingsspanning in het algemeen wel van een afvlakcondensator zijn voorzien waardoor een snelle daling van deze spanning b.v. door het plotseling inschakelen van een extra belasting wordt voorkomen. Met andere woorden, het dalen zal weer met een bepaalde tijdconstante gepaard gaan. In het algemeen kan men globaal zeggen, dat, als deze tijdconstante maar minstens enkele malen groter is dan de tijdconstante van de monostabiele schakeling, het gevaar voor omklappen door een redelijke extra belasting kan worden voorkomen. Indien de voedingsspanning elektronisch, dus met uiterst kleine tijdconstante, wordt gestabiliseerd, kan dit gevaar geheel worden vermeden.

Het zal tevens duidelijk zijn dat bij een normaal, niet gestabiliseerd voedingsapparaat, dit gevaar kleiner wordt naarmate de opgewekte impulsbreedte kleiner is. Omgekeerd zal dit gevaar groter zijn bij schakelingen met grote en zeer grote impulsbreedten, zodat stabilisatie van de voedingsspanning in zo'n geval dikwijls onvermijdelijk is.

1.8 Kettingschakeling van monostabiele multivibratoren

In het voorgaande hebben we gezien dat uit rechthoekspanningen door eenvoudige differentiatie positieve en negatieve sync impulsen kunnen worden gemaakt, die dus gebruikt

kunnen worden voor het sturen van een tweede schakeling. Deze tweede kan weer dienen voor het sturen van een derde enz. enz. enz.

Een dergelijke opeenvolging van monostabiele multivibratorschakelingen noemen we een kettingschakeling. Een dergelijke kettingschakeling is in fig. 22 weergegeven.

Hierin zijn de drie monostabiele schakelingen I, II en III weergegeven met een gemeenschappelijke katodeleiding, die, door middel van een gemeenschappelijke katodeweerstand R_k , voorzien worden van de benodigde positieve katodespanningen voor de rechter buizen.

De weerstand R_k is nu overbrugd door een electrolytische condensator om spanningstoten op deze leiding te voorkomen. Een negatieve stoot op deze katodeleiding, die bij het omklappen van één van de schakelingen zou kunnen ontstaan, zou nl. een andere schakeling ontijdig kunnen doen omklappen.

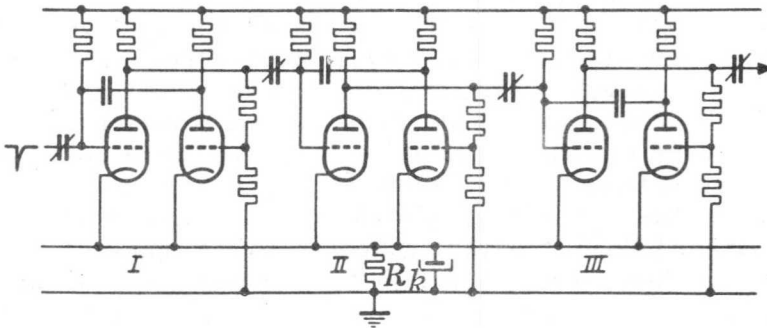


Fig. 22. Kettingschakeling van 3 mono-stabiele multivibratoren.

De koppeling tussen de schakelingen onderling wordt verkregen door de trimmers die de positieve impuls op de anode van een linker buis differentieert en toevoert aan het stuurrooster van de linker buis van de volgende schakeling.

Bij het oplopen van de spanning op de anodeweerstand van de linker buis wordt de trimmer geladen via de anodeweerstand en de roosterruimte van de volgende buis. Deze laatste vormt een betrekkelijk lage weerstand, afhankelijk van

het type buis. De roosterspanning zal tijdens dit laden dus slechts weinig positief worden en maar slechts zeer kort.

Men kan zich dus voorstellen dat de trimmer als het ware parallel aan de anodeweerstand komt en bijdraagt tot de afronding van deze impuls.

Het is dan ook van belang deze trimmer niet verder in te draaien dan voor een betrouwbaar aanstoten nodig is. Dit laatste gebeurt bij het terugvallen van de anodeimpuls, dus bij het terugkeren naar de rusttoestand. Het rooster van de volgende buis krijgt dan de negatieve impuls toegevoerd, de roosterruimte krijgt direct een veel grotere weerstand en de differentiatie wordt bepaald door de capaciteit van de trimmer en de anodeweerstand van de tweede buis van de volgende schakeling. (Hierbij is aangenomen dat de condensator van de volgende schakeling groot is t. o. v. de trimmer en de roosterweerstand groot is t. o. v. de betreffende anodeweerstand).

Op dezelfde wijze kan de daarop volgende schakeling worden aangestoten enz. De tijdsverhouding tussen de toegevoerde sync impuls en de geproduceerde positieve anodeimpulsen is in fig. 23 weergegeven.

Alle aangegeven krommen zijn op dezelfde tijdas getekend zodat alle onder elkaar liggende punten hetzelfde tijdstip vertegenwoordigen.

Fig. 23a geeft een aantal toegevoerde sync impulsen. De aangegeven regelmatige tussenpozen zijn helemaal niet noodzakelijk. Er is natuurlijk wel een minimum tijdsverschil tussen 2 impulsen.

b geeft de opgewekte positieve impuls op de anode van de linker buis van de eerste schakeling. Het oplopen van de spanning correspondeert met de sync impulsen.

c geeft de uit deze rechthoekspanning afgeleide sync impulsen op het rooster van de tweede schakeling. We zien dus kleine positieve en grote negatieve sync impulsen ontstaan.

d is de opgewekte rechthoekspanning in de tweede schakeling. We zien dat het oplopen correspondeert met het

neergaan van de spanning in de eerste schakeling. Verder zien we op deze anode nog een aantal negatieve piekjes, die nog afkomstig zijn van de eerste opgewekte impuls.

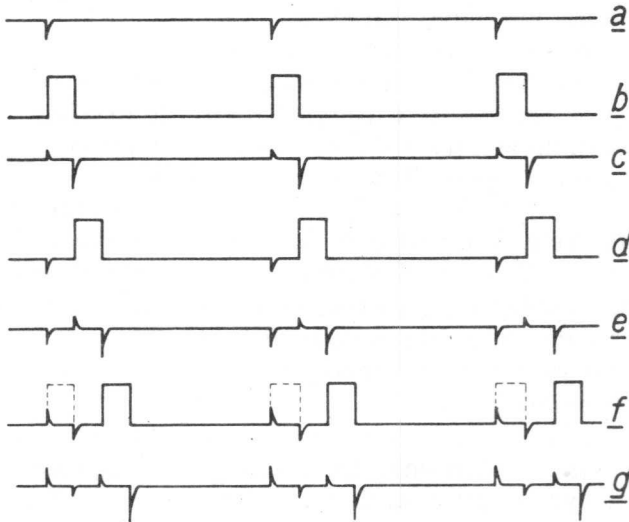


Fig. 23. Tijdsverhouding tussen opgewekte rechthoekspanningen in een kettingschakeling
 a. sync impulsen
 b. opgewekte rechthoekspanning in schakeling I
 c. uit b afgeleide sync impulsen
 d. opgewekte rechthoekspanning in schakeling II
 e. uit d afgeleide sync impulsen
 f. opgewekte rechthoekspanning in schakeling III
 g. uit f afgeleide sync impulsen.

e geeft de sync impulsen aan, die aan het rooster van de derde schakeling worden toegevoerd.

f geeft de opgewekte rechthoekspanning van schakeling III met een positief en een negatief piekje, afkomstig van de eerste en tweede schakeling.

g tenslotte geeft de impulsen die aan een vierde schakeling zouden worden toegevoerd.

Zo zou men door kunnen gaan met het opwekken van rechthoekspanningen die steeds weer aan zouden sluiten bij de voorgaande. Bij deze schakeling zou men echter al

gauw vastlopen en wel vanwege de aanwezigheid van de extra piekjes.

We hebben gezien dat deze ontstaan omdat de rooster-ruimte in stroomvoerende toestand geen ideale kortsluiting vormt. Afhankelijk van het type buis zijn deze piekjes dan ook groter of kleiner. Het nog kleine positieve piekje in fig. 23c geeft in 23d een negatieve impuls op de anode en geeft aan de volgende schakeling een negatieve impuls die dezelfde richting heeft als de sync impuls die later komt (23e).

De volgende schakeling (23f) zou bij een grote impulsgevoeligheid hierop kunnen reageren en een aparte impuls kunnen geven zoals gestippeld aangegeven.

Schakeling III zou dus met 1 sync impuls in 23a met twee rechthoekspanningen in f antwoorden. Dit is natuurlijk niet de bedoeling en het heeft dus voordelen de koppeltrimmers niet verder in te draaien dan nodig is voor een betrouwbare synchronisatie.

Maar zelfs dan blijft dit gevaar aanwezig: wel zal deze storende impuls pas een aantal schakelingen verder voldoende sterk zijn geworden, maar indien een groot aantal schakelingen achter elkaar in ketting staan, blijft de mogelijkheid van het opwekken van meer dan één impuls bestaan. Om dit te voorkomen moet de positieve impuls zodanig worden verzwakt dat de daarop volgende versterking (als negatieve impuls) volledig wordt teniet gedaan.

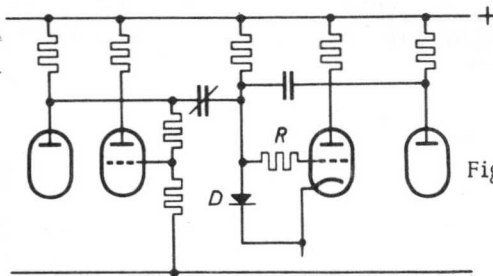


Fig. 24. Schakeling voor het onderdrukken van positieve sync impulsen.
G = germaniumdiode
R = ca. 2000 ohm.

Een koppeling tussen twee schakelingen die aan deze eis voldoet is in fig. 24 aangegeven. Hierbij zijn 2 extra onder-

delen gebruikt en wel de germaniumdiode G en de weerstand R .

De weerstand van deze diode in stroomvoerende toestand is reeds aanzienlijk lager dan de roosterruimte van vele buizen. Hierdoor wordt het positieve piekje op de diode al belangrijk kleiner.

Dit kleinere piekje wordt dan nog weer verzwakt op het rooster gebracht door de potentiometerwerking van de weerstand R met de roosterruimte. De weerstand R moet hiertoe een waarde hebben van ca. 2000 ohm, die dan nog klein is t. o. v. de roosterweerstand en de anodeweerstand, maar groot ten opzichte van de weerstand van de roosterruimte.

Hiermee wordt dan weer bereikt dat deze weerstand hoegenaamd geen invloed heeft op de werking van de aangestoten schakeling.

Met deze schakeling met germaniumdiode is het mogelijk gebleken een kettingschakeling van monostabiele multivibratoren op te bouwen van 60 stuks.

1.9 De bi-stabiele multivibrator

Na de verklaring van de werking van de monostabiele multivibrator zal het duidelijk zijn dat de bi-stabiele schakeling twee stabiele toestanden heeft. Dit kan worden bereikt door ook bij de tweede buis de katode een positieve waarde te geven en de koppelcondensator te vervangen door een weerstand. We krijgen dan in principe de schakeling als in fig. 25 weergegeven.

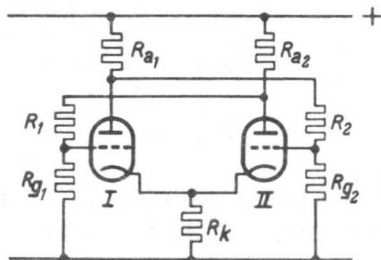


Fig. 25. Principiële schakeling van een bi-stabiele multivibrator. Voor beschrijving zie tekst.

Als buis I afgeknepen staat moeten de weerstanden R_{a_1} , R_2 en R_{g_2} zodanig zijn bemeten dat over R_{g_2} een positieve spanning ontstaat die gelijk is aan de spanning over R_k , veroorzaakt door de anodestroom van buis II bij 0 volt roosterspanning.

Trekt buis I echter stroom dan moet de spanning over R_{g_2} zo laag, resp. de spanning over R_k zo hoog zijn, dat buis II is afgeknepen. Op dezelfde wijze worden de weerstanden R_{a_2} , R_1 en R_{g_1} bepaald. Bij een symmetrische schakeling zal dus $R_{a_1} = R_{a_2}$; $R_1 = R_2$ en $R_{g_1} = R_{g_2}$ zijn.

Door de potentiometerwerking wordt de versterking die door een buis wordt verkregen verminderd: zolang echter het totaal van de versterking maar groter dan 1 blijft, zal de schakeling blijven werken, zodat deze bi-stabiele schakeling in principe geen condensatoren bevat. Tijdconstanten die tijdsduur van rechthoekspanningen bepalen zijn er dus niet en rechthoekspanningen worden dan ook niet opgewekt.

De niet overbrugde katodeweerstand die een tegenkoppeling veroorzaakt en dus de versterking vermindert, kan om deze reden door een condensator worden overbrugd.

Verder kan de versterking voor snelle veranderingen (dus voor sync impulsen) worden vergroot door de weerstanden R_1 en R_2 eveneens te overbruggen door een condensator. Voor een aantal toepassingen is dat zelfs nodig zoals we verder nog zullen zien.

De schakeling zal zich altijd in een van de twee stabiele toestanden bevinden: of de ene buis voert stroom, of de andere; een tussenstand is niet mogelijk wegens de labiele toestand die dan ontstaat. Evenals bij de oscillerende multivibrator zal een kleine verandering, door de versterking in het circuit, steeds resulteren in een grotere verandering waardoor de lawinewerking ontstaat.

In welke van de twee toestanden de schakeling bij het inschakelen (dus uitgaande van een neutrale stand) zal terecht komen, hangt van toevallige bijkomstigheden af zoals kleine verschillen in versterking bij gelijke rooster- of anodespanningen e. d.

Voert men een positieve sync spanning toe aan het

stuurrooster van een buis die stroom doorlaat, dan zal er in principe niets gebeuren. Een negatieve sync echter op zo'n rooster zal de schakeling doen omklappen.

Omgekeerd zal een positieve sync impuls op een rooster dat afgeknepen staat, de schakeling kunnen doen omklappen en een negatieve impuls op zo'n rooster juist niet.

De tijd waarin dit omklappen zal gebeuren is afhankelijk van dezelfde factoren als in het voorgaande beschreven voor de andere schakeling (totale versterking, rooster- en anodecapaciteiten e.d.). Deze omklaptijd is over het algemeen zeer kort en dit stelt speciale eisen aan de vorm en amplitude van de sync spanning. Om dit in te zien nemen we aan dat op een rooster van een stroomvoerende buis een vrij grote negatieve sync impuls wordt toegevoerd die een betrekkelijk grote breedte heeft (dus geen mooie naaldvorm). Op het moment dat de sync impuls negatief wordt, klapt de schakeling om in de zeer korte omklaptijd. Als daarna de sync impuls terug gaat naar nul lijkt dit voor het intussen afgeknepen rooster op een positieve impuls en de schakeling zal weer terugklappen. Dit is natuurlijk niet de bedoeling en moet worden voorkomen. Indien men buizen gebruikt met een kleine roosterruimte, kan worden bereikt dat de buis zover wordt afgeknepen (bij een bepaalde kato-despanning) dat de sync amplitude bij het terugvallen op nul niet voldoende is om het opnieuw omklappen te veroorzaken. Het is duidelijk dat de sync amplitude dan toch nog niet té groot mag zijn. (Tevens volgt hieruit dat aan deze voorwaarde, voor een positieve sync impuls op een rooster van een afgeknepen buis, practisch niet te voldoen is, zodat synchroniseren met een positieve impuls niet is aan te bevelen).

Ook is het mogelijk het rooster direct na het omklappen tijdelijk sterk negatief te houden, zodat ook bij het terugkeren van de sync impuls naar nul, de buis afgeknepen blijft. Dit kan worden verkregen door de weerstanden R_1 en R_2 te overbruggen door een vrij grote capaciteit. Dit is in fig. 26 aangegeven. Door de spanning op b.v. condensator C_2 , die tijdens het snelle omklappen niet zo snel haar lading kan verliezen, zal het stuurrooster van buis II in

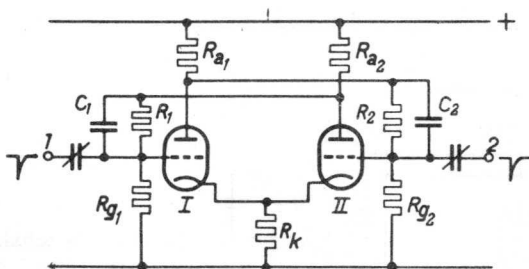


Fig. 26. Practische bi-stabiele schakeling waar-
bij negatieve sync impulsen om beurten
aan de punten 1 en 2 moeten worden
toegevoerd.

eerste instantie dalen met de volle anodevariatie van buis I (zoals dit bij een oscillerende multivibrator en bij de eerste buis van een monostabiele schakeling het geval is).

Indien nu de RC -tijd van C_2 en R_2 (en daaraan parallel gedacht R_{a1} en R_{g2} in serie), maar groter is dan de breedte van de toegevoerde sync impuls is het gevaar voor het opnieuw terugklappen bezworen, voor zover natuurlijk de amplitude van de sync impuls niet *te* groot is.

Wij hebben dus gezien dat bij een schakeling als in fig. 26 bij het toevoeren van een negatieve sync aan een stuurrooster, de schakeling kan worden omgeklapt als de betreffende buis stroomvoerend is.

Een volgende impuls aan hetzelfde rooster heeft dan geen effect meer. Eerst moet dan aan het andere rooster een eveneens negatieve impuls worden toegevoerd.

Voor veel schakelingen is het gewenst één sync impuls aan één plaats in de schakeling toe te voeren, waarbij deze dan elke keer omklapt. Dit is mogelijk op de manier van fig. 27. Hierbij is een klein gedeelte van de anodeweerstand als een gemeenschappelijke weerstand uitgevoerd en hier wordt de sync impuls aan toegevoerd. Dat hierdoor de schakeling kan omklappen kan als volgt worden ingezien.

Nemen we **aan** dat in fig. 27 buis I stroomvoerend is. Een negatieve impuls zal in eerste instantie op beide roos-

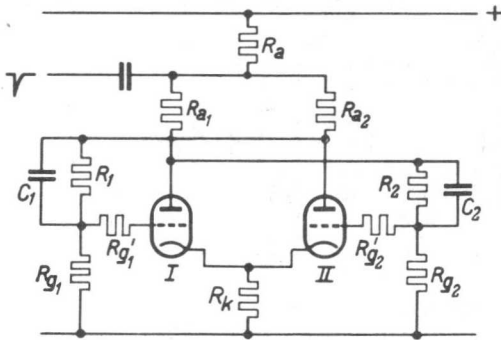


Fig. 27.

Bi-stabiele schakeling waarbij de negatieve sync impulsen aan de gemeenschappelijke weerstand R_a worden toegevoerd en waarbij de schakeling na elke impuls omklapt.

ters in gelijke grootte aankomen. De amplitude op deze roosters zal vrijwel gelijk zijn aan die van de toegevoerde sync impuls omdat R_{a1} en $R_{a2} \ll R_{g1}$ en R_{g2} en tevens vanwege de condensatoren C_1 en C_2 . Op het rooster van buis II zou deze impuls geen invloed hebben omdat deze buis afgeknepen staat. Die op het rooster van buis I daarentegen veroorzaakt op R_{a1} een belangrijke vermindering in spanningsval, dus een stijging van de anodepotentiaal.

Door de volle versterking is deze stijging vele malen groter dan de sync impuls en omdat de stijging vrijwel onverzwaakt aan het rooster van buis II wordt doorgegeven blijft dit op dit rooster een flinke stijging. Indien buis II voldoende stroom gaat trekken wordt de verandering ondersteund en klapt de schakeling dus om.

Doordat hierbij het rooster van buis I tijdelijk door de condensator C_1 sterk negatief wordt gehouden, heeft bij het terugkeren van de sync impuls naar nul deze verandering in positieve richting geen invloed meer op de schakeling.

Daar de schakeling volkomen symmetrisch is zal het duidelijk zijn dat als buis II stroom voert een volgende negatieve impuls de schakeling eveneens doet omklappen.

Opgemerkt kan nog worden dat door het omklappen alleen de spanningsverandering op de gemeenschappelijke weerstand R_a slechts klein zal zijn, immers een afname van anodestroom van b.v. buis I wordt al spoedig gecompenseerd door een toename in buis II. Hierdoor zal de terug-

werking op de sync bron betrekkelijk klein zijn. We zullen nu nog even de invloed van een positieve sync impuls op R_a bekijken. Stel weer dat buis I stroom voert.

In eerste instantie ontmoeten we dezelfde bezwaren als hiervoor reeds beschreven bij het toevoeren van positieve impulsen direct op een stuurrooster.

Nu wordt echter niet alleen aan het afgeknepen, maar ook aan het andere rooster de impuls toegevoerd.

Via buis I wordt de impuls op het afgeknepen rooster tegengewerkt zodat deze de schakeling niet kan doen omklappen. Er is echter nog een gevaar verbonden aan het feit dat deze positieve sync impuls in buis I roosterstroom trekt waardoor C_1 via R_{a2} en de roosterruimte kan worden bijgelanden, hetgeen bij terugkeer van de impuls resulteert in een negatieve stoot. Deze laatste zou de schakeling dan toch nog kunnen doen omklappen, wat natuurlijk niet de bedoeling is. Het is dus van belang de roosterstroom te beperken, wat b.v. kan door in het rooster een serie weerstand van enige duizenden ohms op te nemen. Ook om andere redenen heeft zo'n weerstand (R_{g1}' en R_{g2}' in fig. 27) voordelen, deze wordt dan ook vrijwel altijd toegepast. Het is op deze wijze mogelijk de schakeling voor niet te grote positieve sync impulsen ongevoelig te maken, zodat het meestal niet nodig is de positieve sync impulsen, indien aanwezig, speciaal te onderdrukken.

1.10 Kettingschakeling van bi-stabiele multivibratoren

Evenals dit bij monostabiele schakelingen het geval was, kan ook met bi-stabiele multivibratoren een kettingschakeling worden opgebouwd. Een dergelijke kettingschakeling, die het karakter heeft van een telschakeling volgens de binaire rekenwijze, is in fig. 28 aangegeven voor 4 bi-stabiele schakelingen. Zoals we hebben gezien kan bij het inschakelen van een bi-stabiele schakeling deze in beide stabiele toestanden terechtkomen. Om van een bepaalde toestand uit te kunnen gaan zijn de roosterweerstanden van alle linker buizen op een aparte leiding aangesloten, die via

drukknopschakelaar R normaal met aarde is verbonden. Om nu alle linker buizen stroomvoerend te maken, na het inschakelen of op elk ander gewenst moment, drukt men de nulstandknop even in, zodat alle roosters even los van aarde komen. Een afgeknepen linker buis zal dan stroom gaan trekken en de betreffende schakeling zal omklappen. Immers een linker rooster is dan alleen nog verbonden met de uiteraard positieve anodespanning van de rechter buis.

De koppeling tussen twee schakelingen wordt door een trimmer tot stand gebracht, die de anode van de linker buis verbindt met de gemeenschappelijke anodeweerstand van de volgende schakeling. Zoals we gezien hebben is de sync impuls voor een betrouwbaar functioneren nogal kritisch, temeer daar ook positieve impulsen worden doorgegeven. Is eenmaal de juiste waarde van de trimmer experimenteel vastgesteld, dan kan deze uiteraard door een vaste koppelcondensator worden vervangen.

Om een direct zichtbare indicatie te hebben van de toestand waarin elke schakeling zich bevindt, is parallel aan de anodeweerstand van de rechter buis een klein neonlampje geschakeld met serieweerstand. In stroomvoerende toestand van de rechterbuis moet het spanningsverlies over de anodeweerstand zo groot zijn, dat het neonbuisje ontsteekt (ca. 100V), omgekeerd in afgeknepen toestand zo klein, dat het lampje dooft (ca. 40V). De rusttoestand wordt dus aangegeven doordat het lampje niet brandt. De lampjes hebben verder geen invloed op de schakeling omdat de serieweerstand zeer hoog kan zijn, (ca. 1 megohm) dus veel hoger dan de anodeweerstand.

Uitgaande van de ruststand waarbij dus geen van de lampjes brandt, krijgen we dan achtereenvolgens de volgende standen:

1e impuls: schakeling I klapt om, lampje „1” gaat branden. De linker anode verandert van een lage naar een hoge spanning en geeft dus een positieve impuls door aan de volgende schakeling, die hierop niet reageert.

2e impuls: schakeling I klapt om, lampje „1” gaat weer uit. Nu wordt een negatieve impuls doorgegeven waardoor schakeling II omklapt en lampje „2” gaat branden.

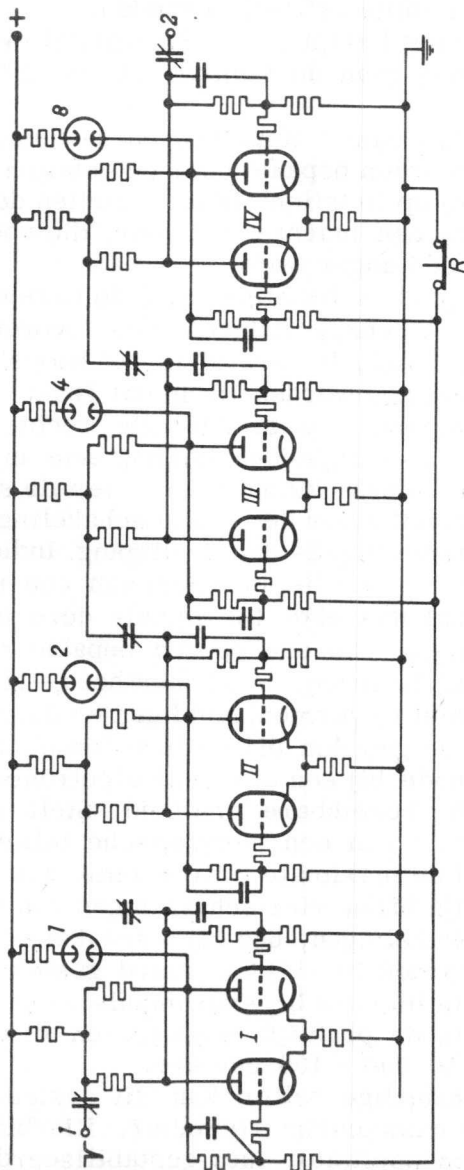


Fig. 26. Schakeling van een elektronische teller die tot 16 impulsen kan tellen die aan de ingang „1” worden toegevoerd. Bij de 16e impuls ontstaat een negatieve impuls op de uitgang „2”. Het aantal impulsen wordt afgelezen door de getallen bij de brandende lampjes op te tellen. Met knop R kan de schakeling in de nulstand (geen brandende lampjes) worden teruggebracht.

3e impuls: schakeling I klapt om, maar II niet. Lampje „1” gaat branden en lampje „2” blijft branden.

4e impuls: schakeling I klapt om, schakeling II eveneens en nu ook III. Daarbij gaan de lampjes „1” en „2” uit en „4” gaat branden.

We zien dus dat het aantal impulsen dat is toegevoerd, op elk moment kan worden bepaald door de getallen (bij de lampjes die branden) op te tellen. In feite stellen deze getallen bij de lampjes een macht van 2 voor, die voor elke volgende schakeling één hoger wordt.

Dus voor elke volgende schakeling vanaf de eerste geldt: 2^0 , 2^1 , 2^2 , 2^3 , 2^4 , 2^5 , enz., hetgeen dus overeenkomt met 1, 2, 4, 8, 16, 32 enz. In fig. 28 is het hoogste getal dat zichtbaar gemaakt kan worden 15; in dat geval branden dus alle vier de lampjes, d.w.z. dat alle rechterbuizen stroomvoeren. Dit is volledigheidshalve nog eens in fig. 29 uitgezet. Bij de 16e impuls klappen alle vier de schakelingen om in de nulstand, maar de laatste schakeling levert hierbij nog een negatieve impuls aan de uitgang. Indien men deze impuls nu gebruikt voor het bedienen van een mechanische teller, dan zal dus elke 16e impuls deze teller 1 cijfer doen verspringen. Om dan op een bepaald moment deze telschakeling af te lezen, moet men het getal van de mechanische teller met 16 vermenigvuldigen en daarbij nog optellen de som van de getallen bij de brandende lampjes.

Het meest opvallende bij een dergelijk elektronisch telsysteem, is de grote bereikbare snelheid. Stelt men de maximum telfrequentie van een mechanische teller op 10 per seconde, dan zou de maximale telfrequentie dus $16 \times 10 = 160$ per seconde zijn bij de vier schakelingen van fig. 28; 320 seconde bij 5 schakelingen, 640 bij 6 schakelingen enz. De hoogste eisen worden hierbij uiteraard gesteld aan de eerste schakeling die immers bij elke impuls moet kunnen omklappen. Het is in de praktijk mogelijk om tot telsnelheden te komen van 50.000 - 100.000 sec.

Behalve als rekenkundige teller kan dit systeem goed worden gebruikt als nauwkeurige tijdmeter. Hierbij maakt men gebruik van een oscillator met gestabiliseerde frequentie van b.v. 1000 Hz. Elke periode wordt in een im-

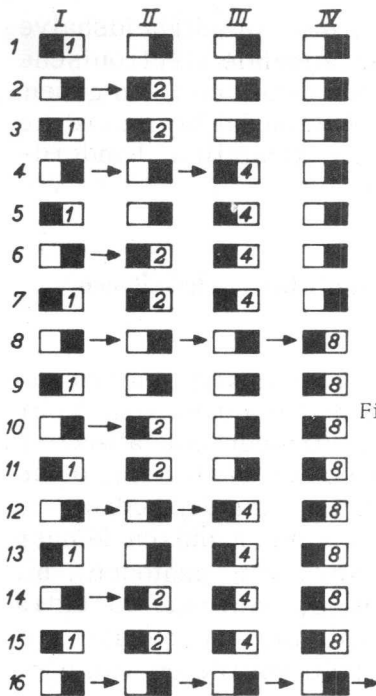


Fig. 29. Overzicht van de toestanden in de schakeling van fig. 28. Van elke schakeling geeft de linker helft van het blokje de toestand van de linker-, en de rechter helft die van de rechterbuis aan. Zwart is afgeknepen, wit stroomvoerende toestand. Is de rechter buis stroomvoerend, dan geeft het cijfer in het blokje het branden van het desbetreffende lampje aan. De pijltjes geven aan wanneer een negatieve impuls van de ene schakeling naar de volgende wordt doorgegeven.

puls omgevormd en kan met een schakelaar op een electro-nische teller worden aangesloten. Gedurende de tijd dat de schakelaar gesloten is, worden de perioden geteld. Het aantal getelde impulsen is dan gelijk aan het aantal milli-seconden dat in deze tijd is verlopen.

Zoals we gezien hebben moet het getal van de mechanische teller met 8, 16, 32 enz. worden vermenigvuldigd, wat lastig is voor snelle aflezing. Men heeft dan ook gezocht naar een systeem waarbij de mechanische teller reageert op elke 10de of 100ste impuls. Dit is verwezenlijkt in de z. g. decadenteller. Hiertoe wordt gebruik gemaakt van de mogelijkheid ook negatieve impulsen toe te voeren aan een stuurrooster, die, zoals we reeds gezien hebben, alleen invloed hebben indien de betreffende buis stroomvoerend is. Het valt echter buiten het bestek van dit boekje de verschillende mogelijkheden die hierdoor

worden geboden alle te behandelen. Volledigheidshalve vermelden we nog het bestaan van speciale elektronische telbuizen (Philips E1T) die het getelde cijfer met een groen fluorescerend vlekje aangeven van 0-9, zodat bij meerdere buisjes direct het getal in eenheden, tientallen, honderdtallen enz. kan worden afgelezen.

1.11 Het gebruik van pentoden in multivibratorschakelingen

Tot nu toe zijn de behandelde variëteiten van multivibratorschakelingen uitgerust geweest met triodebuizen. Voor vele praktische doeleinden werken trioden ook alleszins bevredigend. In speciale gevallen echter biedt het gebruik van pentoden bepaalde voordelen en mogelijkheden die met trioden alleen door gebruik van meer buizen kunnen worden verkregen. Het geringe nadeel van pentoden, nl. de iets gecompliceerdere schakeling, vanwege de extra voeding van het schermrooster, valt hierbij meestal geheel in het niet. We zullen nu enkele voordelen van pentoden behandelen:

a. *grote impulsamplitude op de anode*

Voorals bij draagbare apparatuur waarin de beschikbare voedingsspanning voor de anodevoeding meestal beperkt is, levert een pentode het voordeel van de relatief grote bereikbare anodespanningsvariatie. Dit is inherent aan de pentode en volgt uit de I_a/V_a -karakteristiek, waarvan in fig. 30 een voorbeeld is gegeven. Uit de belastinglijn voor 10.000 ohm kan de bereikbare impulsamplitude voor zo'n anodeweerstand worden bepaald. Deze is dus ca. 92 volt. Ter vergelijking is gestippeld de I_a/V_a -karakteristiek van een triode getekend. Het is direct duidelijk dat bij dezelfde voedingsspanning en anodeweerstand de bereikbare amplitude dan belangrijk lager is (ca. 60 volt). Verder is bij pentoden de spanningsversterking over het algemeen groter maar dit geeft praktisch geen grote voordelen. Wel wordt door de grote spanningsverandering ook de variatie op het stuurrooster van de tweede buis evenredig grōter,

wat bij mono-stabiele multivibratoren het probleem van het afknippen vereenvoudigt.

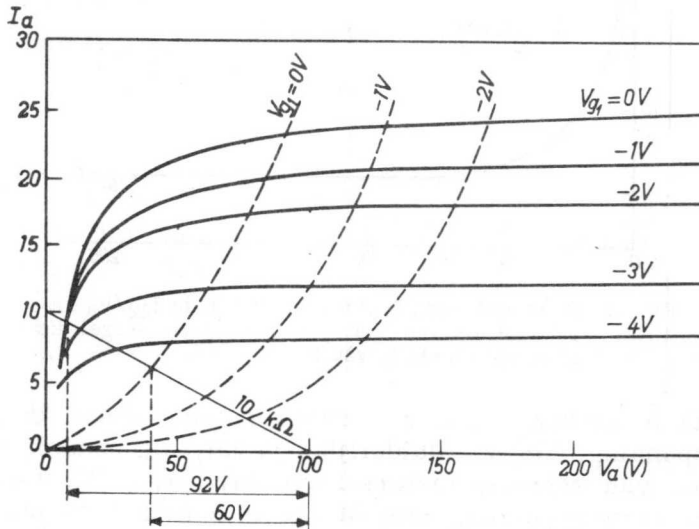


Fig. 30. I_a/V_a karakteristiek van een pentode; gestippeld dezelfde karakteristiek van een triode. Bij 100 V voedingsspanning en een belastingweerstand van 10000 ohm kan bij een pentode een anodespanningsamplitude van 92 V, bij een triode slechts van 60 V worden bereikt.

b. het voordeel van de pentodeknik

Onder de pentodeknik verstaan we de min of meer plotselinge afbuiging van de I_a/V_a karakteristiek van het vrijwel horizontale gedeelte naar bijna verticaal. Deze afbuiging begint bij een anodespanning gelijk aan de schermroosterspanning, bij lagere anodespanningen neemt ze steeds meer toe tot ze bij anodespanning nul maximaal is. Zoals bekend wordt deze afbuiging veroorzaakt door het feit, dat de aanwezige katodestroom naar verhouding steeds meer wordt overgenomen door het schermrooster, indien dit een constante spanning behoudt. Een zelfde knik, maar dan in omgekeerde richting vinden we dan ook terug in een I_{g_2}/V_a -karakteristiek zoals in fig. 31 aangegeven. Nu wordt de schermroosterspanning meestal verkregen door

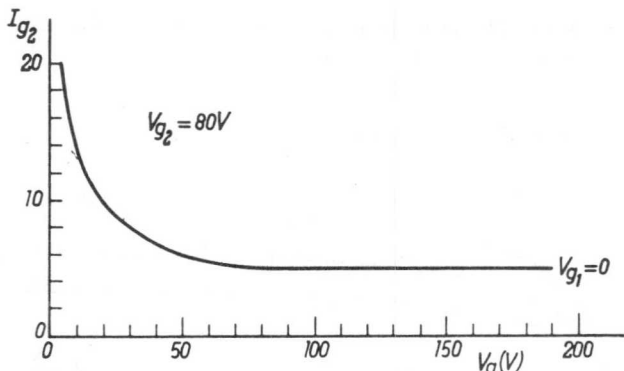


Fig. 31. De omgekeerde "pentode-knik" in de I_{g_2}/V_a -karakteristiek van een pentode. Men vergelijkte deze knik met die van fig. 30.

gebruik te maken van een serieweerstand vanuit de voedingsspanning. Het zal duidelijk zijn dat, om ondanks deze toename van schermroosterstroom bij $V_{g_1} = 0V$, toch de schermroosterspanning min of meer constant te houden, het nodig is om deze van een potentiometerschakeling over de voedingsspanning af te nemen waarbij de stroom door deze potentiometer in de grootte-orde van de maximum optredende schermroosterstroom moet komen, indien men althans van de voordelen van deze knik wil profiteren. Welke zijn nu die voordelen?

1. de gevoeligheid voor stoorsignalen op het stuurrooster neemt af. Dit kan men inzien bij het bestuderen van de I_a/V_a -karakteristiek van fig. 30. We zien dat een roosterspanningsverandering van 0-2V praktisch geen anodespanningsverandering oplevert. Blijven de storingen onder deze waarde dan kunnen ze de schakeling nooit doen omklappen. Uiteraard moeten sync impulsen dus altijd groter zijn dan deze waarde, maar dit levert praktisch geen moeilijkheden op.

2. bij een kettingschakeling van b. v. monostabiele multivibratorschakelingen levert het doorgeven van positieve sync impulsen aan het stuurrooster geen gevaar meer op voor meerdere impulsen zoals we bij trioden hebben gezien. Een extra filter zoals in fig. 24 is dus niet meer no-

dig. Door een positief roosterpiekje kan de anodespanning bij een pentode nl. niet nog verder gaan dalen zoals bij een triode het geval is.

c. *het schakelen van relais*

Indien men een pentode gebruikt voor de tweede buis kan men direct een relais bedienen. Zou men nl. bij een triode de anodeweerstand vervangen door een relaispoel, dan levert dit grote moeilijkheden op door het inductieve karakter. Hierdoor kunnen nl. spanningsveranderingen gaan uittrillen in de resonantiefrequentie die aanleiding kunnen geven tot een oscilleerneiging in een ongewenste frequentie. Bij pentoden daarentegen kan het relais zonder bezwaar in het anodecircuit worden opgenomen, waarbij de weerstand in het schermrooster dan als „anodeweerstand” van de tweede buis fungeert. De invloed van de inductieve spanningen door de relaispoel is op het schermrooster voldoende klein om geen moeilijkheden te veroorzaken. Zo nodig kan de relaispoel nog door een condensator worden overbrugd, zonder dat dit invloed heeft op de eigenlijke multivibratorschakeling. In fig. 32 is een voorbeeld van een monostabiele schakeling voor relaisbediening aangegeven waarbij twee pentoden worden gebruikt. Door het toevoeren van een sync impuls schakelt het relais

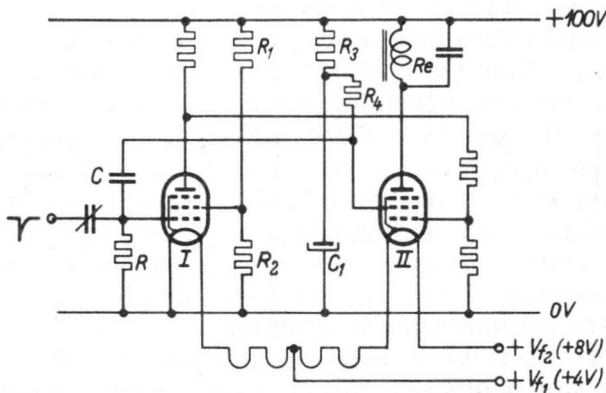


Fig. 32. Voorbeeld van een mono-stabiele schakeling met batterijbuizen voor relaisbediening.

R_e in en blijft, afhankelijk van de ingestelde RC -tijd, gedurende bepaalde tijd ingetrokken staan om daarna weer los te laten.

Dit gebeurt uiteraard bij elke toegevoerde sync impuls. In de voorgaande hoofdstukken hebben we al gezien hoe deze intrektijd kan worden bepaald. Bij deze schakeling moeten we op twee bijzonderheden letten.

1e. De afknijpspanning van de linker buis wordt bepaald door de schermroosterspanning van deze buis. Deze is gegeven (althans in afgeknepen toestand) door de waarden van R_1 en R_2 en natuurlijk de voedingsspanning. Nemen we aan dat de schermroosterspanning 50V bedraagt. Is nu alleen de afknijpspanning gegeven bij $V_{G_2}=90V$ en noemen we deze $V_{G_1}(90)$; dan is de afknijpspanning bij 50V schermroosterspanning globaal te berekenen uit de volgende formule: $V_{G_1}(50) = V_{G_1}(90) - \frac{90-50}{\mu}$ waarin μ de versterkingsfactor van het schermrooster t.o.v. het stuurrooster voorstelt, een gegeven dat van elke pentode wordt gepubliceerd.

2e. De spanningsverandering over R_4 die ook invloed heeft op de uiteindelijke inschakeltijd van de schakeling wordt zodanig groot gemaakt dat bij $V_{G_1} = 0V$ t.o.v. de katode van buis II, nog voldoende anodestroom wordt getrokken om het relais betrouwbaar te doen intrekken.

Zoals reeds vroeger beschreven, hebben R_3 en C_1 tot taak de schakeling voor omklappen te behoeden ten gevolge van snelle voedingsspanningsvariaties. R_3 kan maar klein zijn t.o.v. R_4 om over deze laatste voldoende amplitude te behouden, dus moet C_1 groot zijn. In feite zou $R_3 C_1 \gg CR$ moeten zijn om ook bij blijvende verlaging van de voedingsspanning geen omklappen te krijgen. Daar dit tot onpractisch grote waarden van C_1 zou kunnen leiden, moet in voorkomende gevallen toevlucht worden genomen tot spanningsstabilisatie van de voeding.

Ook voor bi-stabiele schakelingen kan men door gebruik te maken van pentoden, relais direct worden geschakeld. In fig. 33 is dit voor twee in cascade geschakelde bi-stabiele schakelingen weergegeven. Ook hierbij zijn de

schermroosters als „anode” gebruikt in de multivibratorschakeling, zodat de anoden vrijblijven voor andere doeleinden. Bij de rechter buizen is dit dus voor het bedienen van de relais Re_1 en Re_2 , de linker anoden leveren de sync impuls voor de volgende schakeling, wat het voordeel heeft dat de terugwerking van de volgende op de vorige schakeling geheel wordt opgeheven. Een eigenschap van pentoden is immers dat door de grote R_i een anodespanningsverandering vrijwel geen anodestroomverandering veroorzaakt en dus ook geen schermroosterstroomverandering.

Bij de schakeling van fig. 33 zal de eerste toegevoerde sync impuls Re_1 doen intrekken, de tweede Re_1 doen uit- en Re_2 doen invallen, de derde Re_1 doen intrekken en de vierde beide doen uitvallen enz.

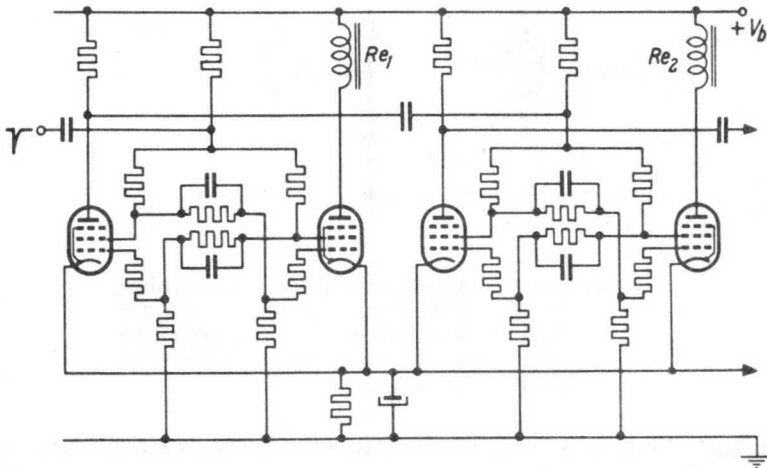


Fig. 33. Kettingschakeling van twee bi-stabiele schakelingen voor relaisbediening.

d. een bi-stabiele schakeling als gelijkspanningsversterker

Tot nu toe werden alle besproken multivibratorschakelingen bediend door sync impulsen. Door van pentoden gebruik te maken wordt tevens de mogelijkheid geopend om

een bi-stabiele schakeling voor relaisbediening te laten omklappen door een kleine gelijkspanningsverandering, hetzelfde dus wat met een gevoelige gelijkspanningsversterker kan worden bereikt. Hoe meer buizen er in een gelijkspanningsversterker worden toegepast hoe moeilijker het wordt de versterker stabiel te houden. In de door ons gebruikte schakeling wordt slechts één voorversterkerbuis gebruikt terwijl de gevoeligheid toch gelijk is aan een meertraps gelijkspanningsversterker. Hierdoor is de stabiliteit toch zeer goed gebleven, terwijl bovendien met lage voedingspanningen kan worden gewerkt.

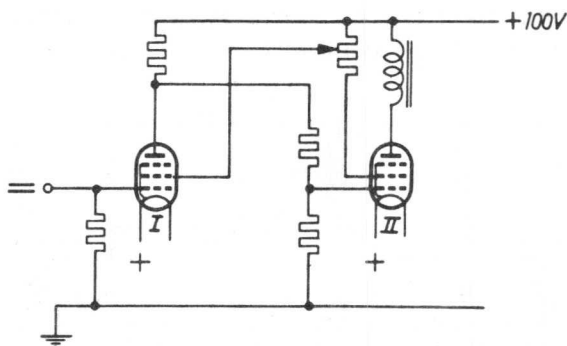


Fig. 34. Een bi-stabiele schakeling met relaisbediening, gebruikt als zeer gevoelige gelijkspanningsversterker. Met de potentiometer kan op maximum gevoeligheid worden ingesteld.

In fig. 34 is een voorbeeld van een dergelijke schakeling gegeven bij gebruikmaking van batterijbuizen en een voedingsspanning van 100V. De linker buis I heeft een bepaalde stuurroosterspanning, bepaald door haar katodespanning t. o. v. aarde. Het schermrooster en de anode kan men nu opvatten als een triode, waarvan de katode bestaat uit de combinatie katode-stuurrooster.

Deze „triode” nu is in bi-stabiele schakeling verbonden met de triode van buis II, gevormd door stuurrooster en schermrooster van deze buis. Hoewel beide trioden maar

zeer beperkt versterken is, zoals we gezien hebben, een bi-stabiele werking reeds te verkrijgen bij een totale versterking die slechts weinig groter is dan 1.

Het bijzondere van deze schakeling is nu dat we ook niet méér nodig hebben dan een totale versterking van 1. Daarom is deze met de potentiometer in het schermrooster van buis II instelbaar gemaakt. Door een juiste keuze van de anodeweerstand van buis I en de koppelweerstand naar het rooster van buis II kunnen we bereiken dat het bi-stabiele gebied valt in dat gedeelte van het roosterbereik van buis II dat nodig is om het relais te bedienen. Wat gebeurt er nu als we de stuurroosterspanning van buis I gaan veranderen?

Is de roosterspanning laag, dan is de anodespanning hoog, dus ook de roosterspanning van buis II. Er loopt roosterstroom terwijl het relais is ingetrokken. Hierdoor is de overbrengingsverhouding tussen buis I en II zo ongunstig geworden (de weerstand in de roosterruimte is immers zeer laag) dat de totale versterking kleiner is dan 1. Er is dus geen bi-stabiele werking en er verandert praktisch niets in de katodestroom van buis II, als de roosterspanning van buis I hoger wordt gemaakt. Dit wordt plotseling anders als de roosterspanning van buis I zo veel meer positief is gemaakt dat de roosterstroom in buis II ophoudt. Een geringe verdere verhoging van V_{g_1} van buis I en de resulterende verlaging van V_a van buis I (dus ook van V_{g_1} van buis II) heeft nu een stijging van V_{g_2} van buis II tengevolge, dus ook van V_{g_2} van buis I. Door dit laatste zal de anodespanning van buis I verder zakken dan anders het geval geweest zou zijn en het sneeuwbaaleffekt begint te werken*.

Indien de totale versterking nu groter is dan 1 zal de schakeling omklappen en buis II zal zo ver worden afgeknepen tot de totale versterking weer kleiner is dan 1.

*) Nu zal door het hoger worden van V_{g_1} van buis I niet alleen de anodestroom maar ook de schermroosterstroom van buis I toenemen. Dit werkt de stijging van V_{g_2} tengevolge van het sneeuwbaaleffekt echter tegen. Het is dan ook van voordeel voor buis I en II typen te kiezen waarbij de schermroosterstroom van buis I klein is ten opzichte van die van buis II.

Het zal duidelijk zijn dat dit afknijpen van buis II radicaler gebeurt indien de potentiometer in het schermrooster een groter gedeelte van de spanningsverandering van het schermrooster naar buis I terugvoert. Wordt deze potentiometer nu kritisch ingesteld dan wordt buis II slechts weinig afgeknepen (dit moet echter wel voldoende zijn om het relais te doen uitvallen) en zal een geringe verlaging van V_{g_1} van buis I de schakeling opnieuw kunnen doen omklappen. Noemen we de stuurroosterspanning van de buis I waarbij het relais uitvalt V_{g_1}' en die waarbij het relais in-trekt V_{g_1}'' dan stelt $V_{g_1}' - V_{g_1}''$ dus de gevoeligheidswaarde van de relaïsschakeling voor. Deze kan afhankelijk van de gebruikte buizen tussen de 10 en 1 mV komen te liggen bij een juiste instelling van de potentiometer, hetgeen een winst betekent van 20 tot 100 maal ten opzichte van een overeenkomstige gelijkspanningsversterker. Deze laatste kan men in fig. 34 verkrijgen door de potentiometer zo in te stellen dat het schermrooster van buis I met + 100 is verbonden. Draaien we de potentiometer vanuit deze stand in, dan naderen we al spoedig het punt met de grootste gevoeligheid daarna neemt deze weer geleidelijk af omdat de totale versterking groter dan 1 gaat worden, en de anodespanningszwaai van buis I groter wordt dan nodig is om buis II uit te sturen. In dit uitsturingsgebied is de schakeling bi-stabiel en gedraagt zich ook als zodanig indien de roosterspanning tussen V_{g_1}' en V_{g_1}'' wordt ingesteld; d.w.z. dat de schakeling dan met impulsen zou kunnen worden omgeklapt.

Bij juiste instelling van de potentiometer hebben we dus een gelijkspanningsversterker verkregen met een sprongkarakteristiek: buiten het gebied $V_{g_1}' - V_{g_1}''$ van buis I is de invloed van het stuurrooster op de anodestroom van buis II vrijwel nihil.

1.12 Het blokkeren van multivibratorschakelingen

Onder het blokkeren van multivibratorschakelingen verstaan we de mogelijkheid om onder invloed van een span-

ning, de betreffende schakelingen te kunnen doen ophouden met functioneren. Dit is speciaal van belang bij kettingschakeling van monostabiele multivibratoren, waarvan in fig. 35 een voorbeeld wordt gegeven. Op dezelfde wijze is het echter ook mogelijk andere schakelingen te blokkeren.

In fig. 35 dan, is alleen dat gedeelte van de kettingschakeling opgenomen, dat voor het blokkeren van belang is. De enige zichtbare verandering t.o.v. vroeger gegeven schakelingen is de gemeenschappelijke spanningslijn voor de roosterweerstand van de rechter buizen van alle vier de mono-stabiele schakelingen I, II, III en IV. De lijn heeft b.v. een spanning van ca. 10 volt die wordt veroorzaakt door de katodestroom van de als triode geschakelde buis B_1 . De bedoeling is, dat deze spanning niet ook mede bepaald wordt door het stroompje dat bij elke schakeling door de aangegeven weerstanden loopt.

Daarom moet de stroom door buis B_1 groot zijn t.o.v. de som van alle stroompjes door deze weerstanden.

Hieruit volgt dan ook dat de weerstand R_1 klein zal uitvallen.

De gemeenschappelijke katodespanning van de monostabiele schakelingen I t/m IV wordt nu zo hoog genomen dat bij deze 10V op de blokkeringslijn, de kettingschakeling, na instelling van de koppeltrimmers, goed kan functioneren. De blokkering treedt dan in werking indien we de blokkeringsspanning van 10V laten wegvallen, tijdelijk, of indien gewenst, permanent. Immers indien op een bepaald moment een schakeling omgeklapt staat, heeft het stuurrooster van de rechter buis een spanning gelijk aan de gemeenschappelijke katoden. Het wegvallen van de blokkeringsspanning van 10V komt overeen met een negatieve stoot op dit rechter rooster en de schakeling klapt terug. Hierbij wordt natuurlijk normaal een negatieve impuls doorgegeven aan de volgende schakeling. De hieruit resulterende positieve impuls op het rechter rooster van de volgende schakeling, vindt dit rooster op een spanning die echter ook ca. 10V lager is dan normaal. Indien de koppeltrimmer niet veel te ver staat ingedraaid, zal deze impuls

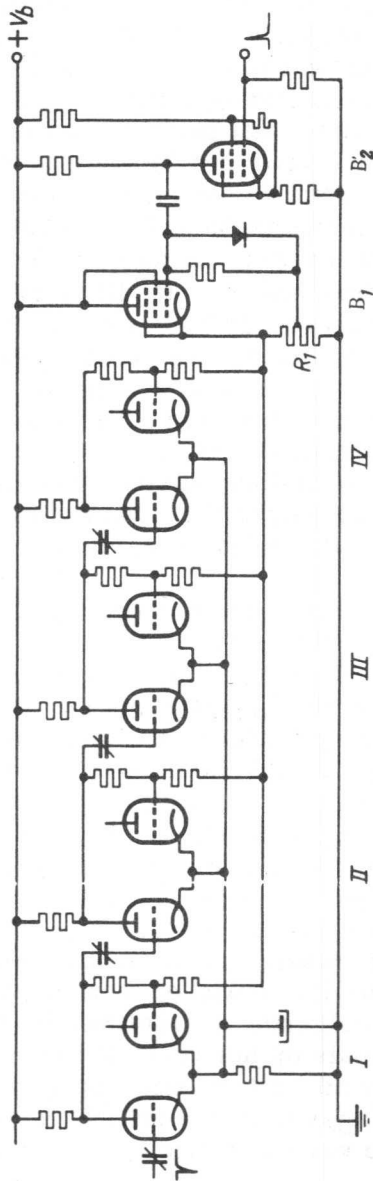


Fig. 35. Blokkeerschakeling die onder invloed van een positieve impuls de werking van een kettingschakeling van mono-stabiele multivibratoren (I t/m IV) op elk gewenst moment kan doen ophouden.

de schakeling niet kunnen doen omklappen, zodat de serie rechthoekspanningen direct wordt onderbroken.

Het zal duidelijk zijn, dat bij terugkeer van de blokkeringsspanning niets zal gebeuren indien deze spanning maar niet, ook niet kortstondig, boven de bewuste 10V komt. In dat geval immers zouden een of meer schakelingen kunnen omklappen, wat niet de bedoeling is. Om dit te voorkomen is, parallel met de roosterweerstand van buis B_1 , een germaniumdiode geschakeld, zodanig, dat het stuurrooster bij een positieve spanningsstoot nooit minder negatief kan worden dan gegeven door de spanning op de aftakking van R_1 .

Om een blokkering te verkrijgen kan in fig. 35 een positieve stoot aan het stuurrooster van buis B_2 worden toegevoerd. Door de extra stroom die via de weerstanden vanaf de voedingsspanning aan de katodeweerstand wordt toegevoerd, staat deze buis normaal afgeknepen. Alleen een positieve piek die boven de afknijpspanning uitkomt zal de kettingschakeling kunnen blokkeren.

HOOFDSTUK 2

VENSTERBUIZEN

Voor diverse toepassingen worden in samenhang met oscillerende, mono-stabiele of bi-stabiele multivibrator-schakelingen, z.g. vensterbuizen gebruikt. In principe bestaat de werking van een vensterbuis daarin, dat de buis haar normale werking slechts verricht zolang een bepaalde hulpspanning wordt toegevoerd. Voor de overige tijd is de buis geheel buiten werking. Meestal wordt de hulpspanning verkregen uit de rechthoekspanning, opgewekt in een multivibratorschakeling die dan aan een rooster of anode van de vensterbuis wordt toegevoerd. Zolang de hulpspanning laag is, is de vensterbuis buiten bedrijf; wordt de hulpspanning daarentegen hoog, dan zal een aan het stuurrooster van de vensterbuis aanwezige spanning door de buis worden doorgegeven en afgenomen kunnen worden van katoede of anode. In fig. 36 zijn een aantal schakelmogelijkheden van vensterbuizen gegeven. In fig. 36a is een triode gebruikt. Is de anodespanning laag, dan wordt het aan het stuurrooster 1 toegevoerde signaal uiteraard niet doorgegeven naar de uitgang 2 omdat er geen anodestroom loopt. Wel moet ervoor worden gezorgd dat het stuurrooster niet zo positief kan worden dat er roosterstroom op gaat treden, want dan zou hierdoor toch op de katodeweerstand een signaal, zij het ook verzwakt en vervormd, kunnen ontstaan. Wordt de anode door de toegevoerde rechthoekspanning positief, dan gaat de buis normaal functioneren als katodevolger. Daar de anodestroom door de buis door de toegevoerde rechthoekspanning moet worden geleverd vormt de vensterbuis hierop een zware belasting. Om deze te beperken is een weerstand in de anode opgenomen, die daardoor echter tevens van invloed is op de grootte van de

uitgangsspanning. De schakeling met pentode van fig. 36b heeft het voordeel dat de belasting op de rechthoekspanningsbron kleiner is, immers de schermroosterstroom is altijd factoren kleiner dan een anodestroom. Bovendien is de benodigde amplitude van de rechthoekspanning kleiner vanwege de steilheid van het schermrooster. Indien de uitgangsspanning van de katode wordt afgenomen (uitgang 2) mag het stuurrooster eveneens niet positief worden om roosterstroom te voorkomen. In fig. 36c tenslotte is de belasting op de rechthoekspanningsbron minimaal omdat

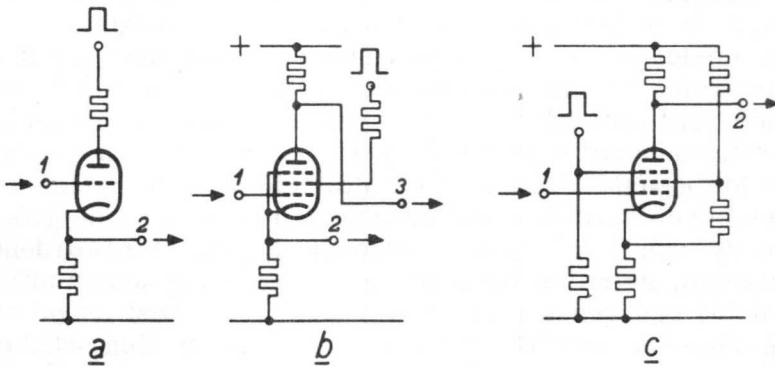


Fig. 36. Een drietal voorbeelden van vensterbuisschakelingen.

- een als katodevolger geschakelde triodebuis. Het aan de ingang 1 toegevoerde signaal wordt zolang de anode positief is aan de uitgang 2 doorgegeven.
- een pentode vensterbuis waarbij de rechthoekspanning aan het schermrooster wordt toegevoerd. Het aan 1 toegevoerde signaal kan dan of van de anode (3) of van de katode (2) worden afgenomen zolang het schermrooster positief is.
- Hierbij wordt het rechthoeksignaal aan het derde rooster toegevoerd en het signaal van de anode afgenomen. Een positieve katodespanning zorgt ervoor dat het derde rooster voldoende negatief kan worden om de buis te kunnen afknijpen zolang geen positieve rechthoekspanning op het derde rooster staat.

het derde rooster hoegenaamd geen stroom trekt. De amplitude van de rechthoekspanning moet dan echter wel vrij

groot zijn. Verder moet de katode met behulp van weerstanden op een vrij hoge positieve spanning gebracht, om het derde rooster voldoende negatief te krijgen. De uitgangsspanning wordt van de anode afgenomen (uitgang 2).

2.1 Snelle elektronische schakelaar

Een vensterbuis is in eerste instantie op te vatten als een schakelaar. Ze brengt immers een verbinding tot stand tussen de ingang en uitgang van de buis en afgezien van de versterking die hierbij nog kan worden verkregen, zou men de buis door een schakelaar kunnen vervangen.

Ten opzichte van een mechanische schakelaar heeft de vensterbuis echter vele voordelen. De in- en uitschakeltijden zijn veel korter; als de vensterbuis door een multivibratorschakeling wordt bediend, wordt de in- en uitschakeltijd bepaald door de flanksteilheid van de rechthoekspanning en deze kan, zoals we gezien hebben, in de grootte-orde van 1 miljoenste seconde liggen. Vuilwordende contacten, natrillen hiervan en vonkvorming komen uiteraard bij een vensterbuis niet voor. Het meest opvallend zijn echter de bereikbare korte schakeltijden. Een schakeltijd van 1 miljoenste seconde kan zeer goed worden verwezenlijkt, wat voor een mechanische schakelaar vele duizenden malen langer uitvalt.

Tenslotte is de bepaling van het gewenste inschakel- of uitschakelmoment bij een vensterbuis gemakkelijk op een miljoenste seconde nauwkeurig te bepalen. Deze wordt immers bepaald door de naaldvormige sync spanning, die de multivibratorschakeling bedient.

2.2 Het onderzoek van een bepaald tijdsverloop

Een veel voorkomende toepassing van een vensterbuis is het onderzoek van een bepaald verloop van tijd, gerekend vanaf een moment t_0 (zie fig. 37). Het te onderzoeken tijdsverloop begint b.v. op het moment t_1 en eindigt op t_2 .

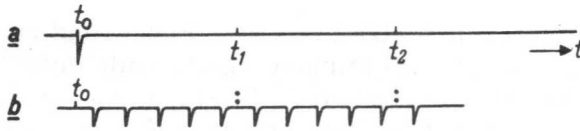


Fig. 37. Op het tijdstip t_0 ontstaat een sync impuls. In het tijdsverloop t_2-t_1 moet het aantal impulsen van de spanningskromme worden bepaald.

Indien de tijd t_0 wordt gekenmerkt door een dan optredende sync impuls, kan b. v. het aantal impulsen dat tussen t_1 en t_2 optreedt, worden geteld. Hiertoe kan de schakeling die dit mogelijk maakt, de volgende gedaante hebben (zie fig. 38).

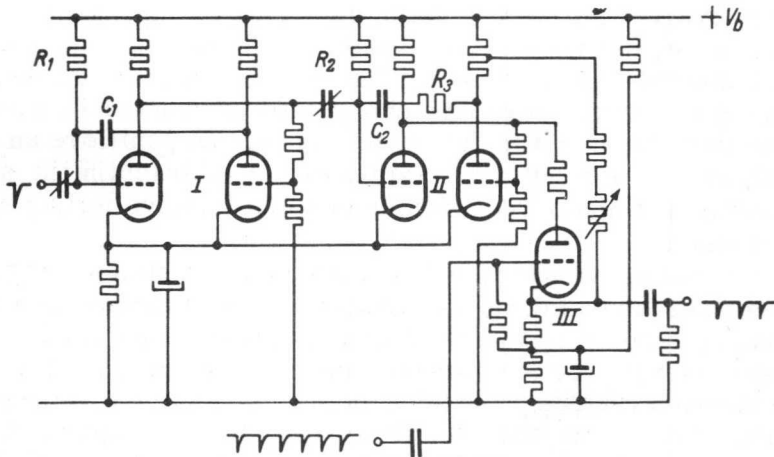


Fig. 38. Vensterbuischakeling die het mogelijk maakt het spanningsverloop zoals in fig. 37 weergegeven, te onderzoeken. Voor de optredende spanningen, zie fig. 39.

De sync impuls wordt toegevoerd aan de multivibrator-schakeling I die hierdoor omklapt. De RC -tijd van deze schakeling wordt met behulp van R_1C_1 ingesteld op de tijd t_1 . Op het tijdstip t_1 klapt schakeling I weer terug en doet tegelijkertijd de tweede mono-stabiele schakeling II omklappen. Hierdoor stijgt de anodespanning van de linker buis van deze schakeling en daarmee de anodespanning van de vensterbuis III. De RC -tijd van schakeling II wordt met behulp van R_2 en C_2 ingesteld op de tijd $t_2 - t_1$. Gedurende

deze tijd is de vensterbuis dus stroomvoerend en zal de op het rooster aanwezige impulsen gedurende deze tijd doorgeven op de katodeweerstand. De impulsen op de katodeweerstand kunnen dan met behulp van een electronische teller worden geteld.

De katode van de vensterbuis krijgt, doordat het met een electrolytische condensator overbrugde deel van de katodeweerstand, via een weerstand met de voedingsspanning is verbonden, een dusdanig positieve spanning dat deze gelijk is aan de minimale in de ruststand optredende anodespanning. Er loopt in dat geval dus geheel geen anodestroom. Deze loopt alleen als de schakeling II is omgeklapt. De roosterspanning van de vensterbuis wordt bepaald door de niet overbrugde weerstand in de katodeleiding. Indien verder geen signaal aan het stuurrooster wordt toegevoerd, zal door de anodestroom bij het omklappen van schakeling II, op de katodeweerstand een positieve rechthoekspanning ontstaan. Dit houdt in dat op de uitgang een positieve en een negatieve stoot ontstaat. De teller zal waarschijnlijk op de negatieve impuls reageren en dus een foutieve telling veroorzaken.

Om dit te voorkomen kan men in de ruststand nog een positieve spanning op de katodeweerstand aanbrengen die, via een instelbare weerstand, van een aftakking op de anodeweerstand van de tweede buis van schakeling II wordt verkregen (tevens wordt hierdoor een negatieve voorspanning voor het rooster van de vensterbuis verkregen). Daar deze gedeeltelijk wegvalt bij het omklappen van schakeling II kan hierdoor de dan ontstaande katodestroom van buis III worden gecompenseerd en zal de katodespanning constant worden gehouden. Een verandering hierin kan dan alleen door een roosterspanningsvariatie worden veroorzaakt dus door het toegevoerde signaal.

De extra weerstand R_3 die \gg de anodeweerstand en \ll dan R_2 , verwijdert de negatieve piek aan het eind van de rechthoekspanning op de linker anode, die bij trioden ontstaat als gevolg van het laden van C_2 na het terugklappen. Voor een goede compensatie is dit noodzakelijk. In fig. 39 is de invloed van deze compensatie eveneens aangegeven,

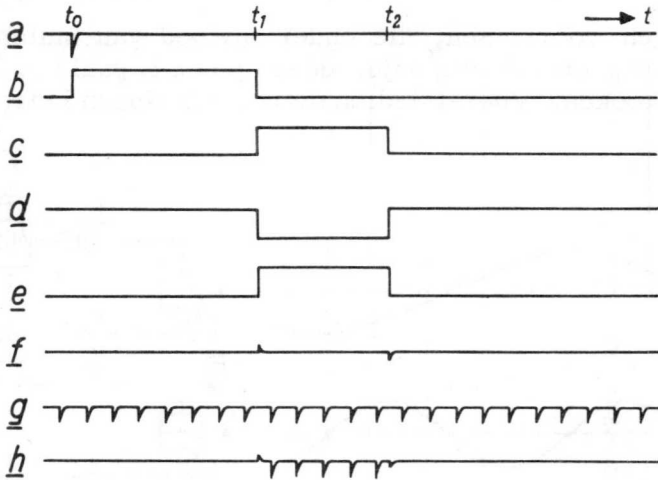


Fig. 39. a. de tijdas met de tijden t_0 , t_1 en t_2
 b. rechthoekspanning van de linker buis van schakeling I
 c. rechthoekspanning van de linker buis van schakeling II en van de anodespanning van vensterbuis III
 d. rechthoekspanning van de rechter buis van schakeling II
 e. katodespanning van de vensterbuis III zonder compensatie en zonder stuurroostersignaal
 f. idem met compensatie, maar zonder stuurroostersignaal
 g. het complete stuurroostersignaal
 h. de uitgangsspanning op de katode van de vensterbuis bij het complete stuurroostersignaal.

terwijl verder het verloop van de verschillende spanningen als functie van de tijd is uitgezet. De kleine omschakelpiepjes (fig. 39f en h) zijn te verwaarlozen ten opzichte van de gewenste uitgangssignalen.

Een dergelijke gecompenseerde vensterbuisschakeling kan worden gebruikt in elektronische rekenmachines (computers) en ook in radarschakelingen.

2.3 Het snel aftasten van verschillende spanningen

Het kan gewenst zijn in een netwerk, waarin verschillende

spanningen voorkomen, die onder invloed van buiten aan verandering onderhevig zijn, deze op een bepaald moment te onderzoeken. Vooral indien de veranderingen betrekke-

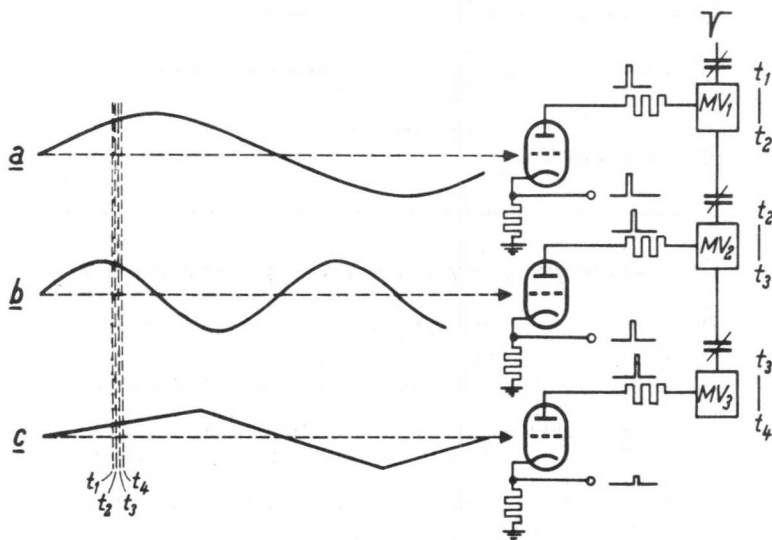


Fig. 40. Onderzoek van de momentele waarde van drie verschillende spanningen door middel van drie vensterbuizen in kettingschakeling. Voor beschrijving zie tekst.

lijk snel optreden moet dit onderzoek zeer snel kunnen geschieden. Voor elke spanning is uiteraard een aparte vensterbuis nodig om de spanningen onderling geïsoleerd te houden. Deze vensterbuizen kunnen in principe alle tegelijk door een enkele multivibrator worden gevoed. Zoals we echter gezien hebben vormen deze vensterbuizen een belasting voor deze schakeling en het aantal dat tegelijk kan worden aangesloten is dan ook beperkt. In dat geval verdient het dan ook aanbeveling de verschillende vensterbuizen door een eigen multivibrator, die met de andere in kettingschakeling is opgenomen, te voeden. Hierbij krijgt men bovendien een vaste volgorde van onderzoek, een soort voorrang, waarvan men gebruik kan maken om bepaalde effecten te bereiken. Bij een kettingschakeling duurt het

onderzoek natuurlijk langer, maar voor zeer veel gevallen is de benodigde tijd toch wel zo kort dat van een momentopname kan worden gesproken. In het algemeen zal, als de te onderzoeken spanning langzaam verandert t. o. v. de tijd van onderzoek, deze als een vaste negatieve spanning voor de vensterbuis kunnen worden opgevat. De uitgangsspanning van de vensterbuis is dan een rechthoekspanning waarvan alleen de amplitude een maat is voor de waarde van de te onderzoeken spanning. Het zal duidelijk zijn dat een compensatie van deze rechthoekspanning zoals in fig. 38 gebruikt dan niet meer nodig is, tenzij men positieve en negatieve pulsen zou wensen. Als voorbeeld is in fig. 40 een schakeling gegeven voor het onderzoek van drie spanningen met een kettingschakeling. De drie spanningen a , b , en c zijn aangesloten op de stuurroosters van de triode vensterbuizen die bediend worden door de met vierkanten aangegeven mono-stabiele multivibratorschakelingen MV_1 , MV_2 en MV_3 . Als op de tijd t_1 een sync impuls wordt doorgegeven, ontstaat tussen t_1 en t_2 (de tijdconstante van de eerste schakeling) een positieve rechthoekspanning op de katode van de eerste vensterbuis, waarvan de amplitude wordt bepaald door de momentele waarde van spanning a , tussen t_2 en t_3 een dito rechthoekspanning op de katode van de tweede buis met een amplitude bepaald door de momentele waarde van spanning b , en tussen t_3 en t_4 op de katode van de derde vensterbuis een spanning met een amplitude bepaald door de momentele waarde van spanning c . We zien dat bij de „langzaam” veranderende spanningen a , b en c , de onderzoektijd zo kort is, dat van een momentopname kan worden gesproken. Ook kunnen een aantal vensterbuizen

Ook kunnen een aantal vensterbuizen samen op een veranderende spanning worden aangesloten, waarbij dan een aantal onderzoekingen van de momentele waarde, na elkaar zal plaatsvinden.

In fig. 41 is hiervan een voorbeeld gegeven *.

*) Een interessante toepassing van dit principe vindt U beschreven in het boek "Radiografische Afstandsbediening" van A. H. Bruinsma, verschenen bij dezelfde uitgever. Hierin wordt een systeem beschreven voor 8 onafhankelijk van elkaar bedienbare kanalen over één enkele draaggolf.

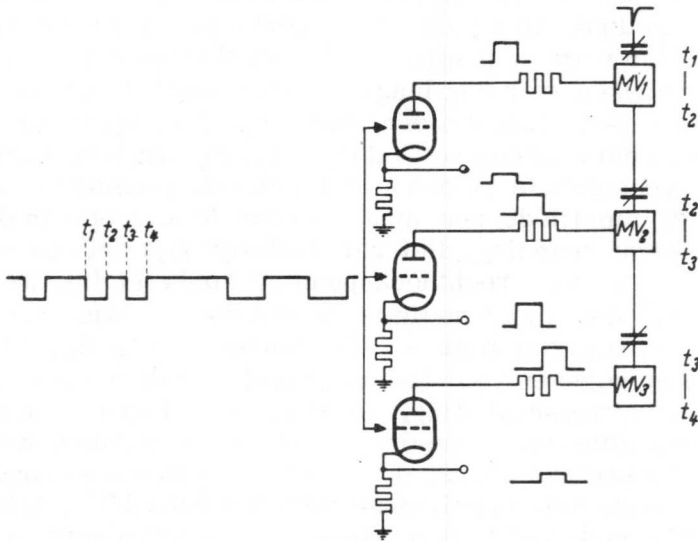


Fig. 41. Onderzoek van de momentele waarde van een veranderende spanning in drie opeenvolgende stadia door middel van drie vensterbuizen in kettingschakeling.

De te onderzoeken spanning wordt aan het stuurrooster van alle drie de vensterbuizen toegevoerd. In de katode ontstaan dan impulsen die overeenkomen met de momentele waarde van de spanning in de drie tijdvakken, gegeven door de kettingschakeling. In het gegeven voorbeeld is de eerste outputimpuls dus klein, de tweede groot, de derde weer klein.

NASCHRIFT

De geschreven schakelingen zijn bewust algemeen gehouden. Het boekje geeft de lezer dus een inzicht in de theorie, alhoewel deze theorie zuiver op de praktijk is gericht.

Er is dus geen poging gedaan verder op konkrete voorbeelden in te gaan.

Elke vorm van praktisch gebruik eist vanzelfsprekend andere variaties, combinaties enz., die afhankelijk van het doel speciaal moeten worden gemaakt met verschillende elektrische waarden (ohm, micro-farad enz.).

Om de lezer nu toch de mogelijkheid te bieden een inzicht te verwerven in een aantal schakelingen die in de praktijk zijn toegepast en getoetst en bovendien zeer interessante variatie-mogelijkheden bevatten, geven wij in het boek PRAKTISCHE ROBOTSCHAKELINGEN *) hiervan een uitvoerige beschrijving.

*) A.H. Bruinsma, PRAKTISCHE ROBOTSCHAKELINGEN, verschenen in de Philips' Technische Bibliotheek,

