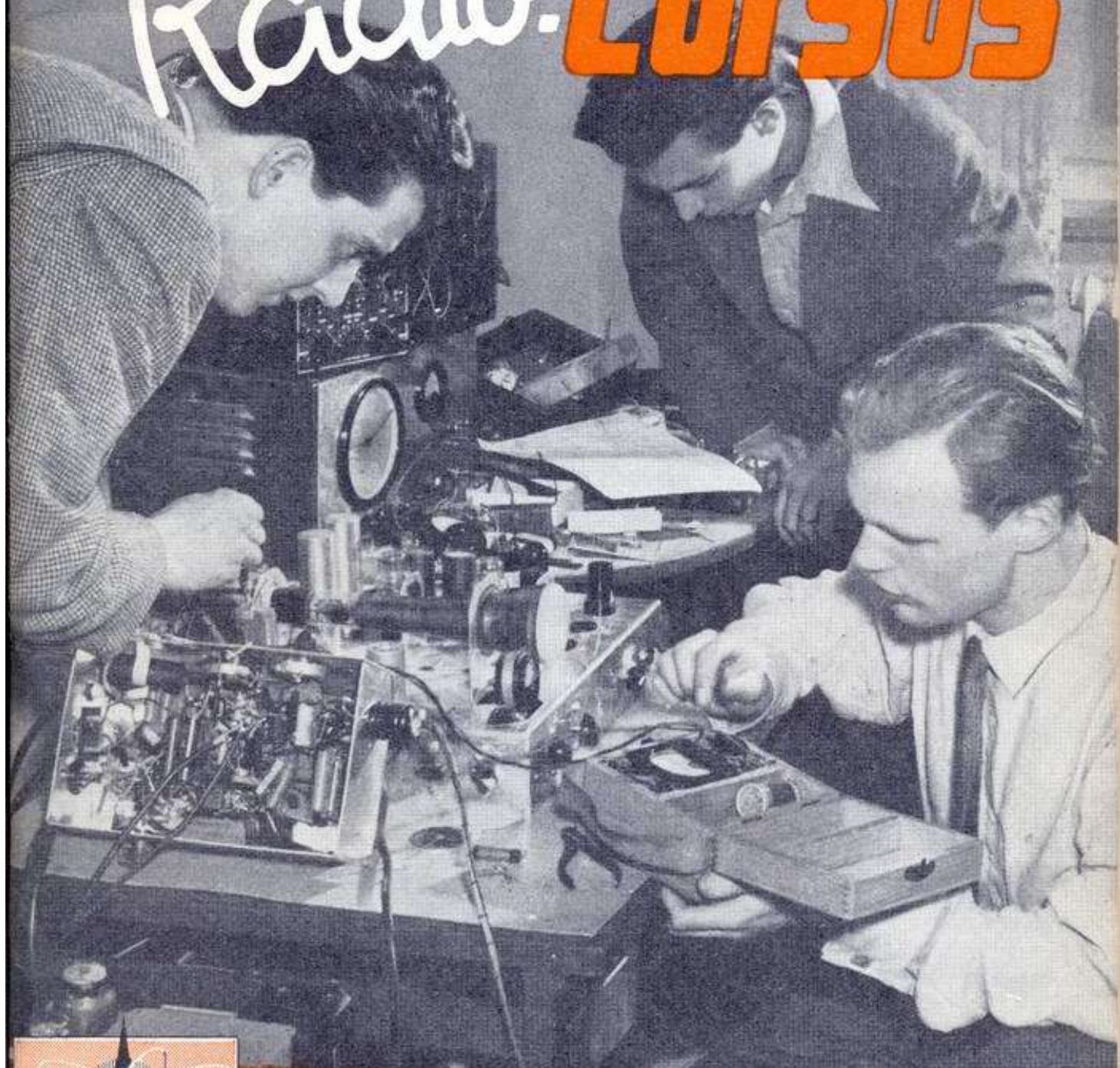


dr. Blan

10

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Principe van de superheterodyne	3
Mengbuizen en schakelingen	8
Conversiesteilheid	10
Mengbuizen	11
Eenknopsafstemming	13
Gelijkloop	17
MF versterker	20
MF bandfilter	20
Diode en ASR	22
Tijdconstante van R-C-filter	23
Uitgestelde ASR	25
Bouwbeschrijving van een GW- of U-Super	29
Veiligheidsmaatregelen	30
Het schema	31
Constructietips	34
Inbedrijfstelling	36
Prestaties	36
U-buizen met seriecondensator op 220 V	36
Grafiek voor het berekenen van oscillatorkringen	39
Vraagstukken bij de 10e les	43

COPYRIGHT DE MUIDERKRING — BUSSUM — NEDERLAND
NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

PRINCIPE DER SUPERHETERODYNE

10e LES

Nadat we in de 9e les de z.g. rechthoekontvanger hebben besproken, zullen we in deze les de Superheterodyne-ontvanger onder het mes nemen en het principe der golflengtetransformatie, waarop deze ontvanger berust, verklaren.

Eerst willen we echter de bezwaren van de tot nu toe behandelde ontvangstmethode (de z.g. recht-uit ontvanger eens ontleden: we ontvangen een r.f. wisselspanning van een bepaalde frequentie. Om voldoende spanning op de detector te verkrijgen is een bepaalde r.f. versterking noodzakelijk; 2 trappen zijn in 't algemeen ruim voldoende.

Om echter voldoende selectiviteit met behoud van de benodigde bandbreedte te verkrijgen, dienen speciale maatregelen genomen te worden. O.m. werden hiervoor de z.g. bandfilters ontwikkeld. Hierbij worden in elke versterkertrap 2 vrijwel gelijke L-C-kringen op een zeer bepaalde manier met elkaar gekoppeld; hebben wij een totaal van $1 \times$ r.f. versterking, dan betekent dit tevens 4 variabele afstemcondensatoren (op één as gekoppeld). Maar dan komen andere moeilijkheden: voor één bepaalde condensatorstand is inderdaad een „doorlaatkromme” te berekenen, die de „ideale” kromme van fig. 10 uit les 8-7 benadert; om echter over het gehele afstembereik van b.v. 200-500 m die kromme te behouden, dat is een vrijwel onmogelijke opgave; voor de kortere golven in een bepaald bereik zal de kromme toch weer te „breed” worden, voor de langere weer te smal; het zijn immers de spoelen en condensatoren die de koppeling tot stand moeten brengen, doch daartegenover zelf zó frequentie-afhankelijk zijn, d.w.z. voor elke andere frequentie een andere wisselstroomweerstand bezitten. Bovendien is het rendement van dergelijke bandfilters vrij gering: per bandfilter komt er slechts circa de helft van de spanning uit, die we anders uit een sperkring zouden kunnen verkrijgen. Een nadere bespreking van bandfilters vinden we verderop in deze les; in fig. 1 geven we een mogelijkheid.

Een ander bezwaar vormt, zoals we zagen, het feit dat de hogere frequenties in een bepaald afstembereik steeds met grotere sterkte ontvangen worden dan de lagere frequenties als gevolg van het verhogen van de blokkeringsweerstand van een kring, naarmate C kleiner wordt (= frequentie hoger wordt). En tenslotte blijft de koppeling met de antenne een uiterst zwak punt in de gelijkloop van de kringen en daardoor wordt de bandfilterwerking twijfelachtig.

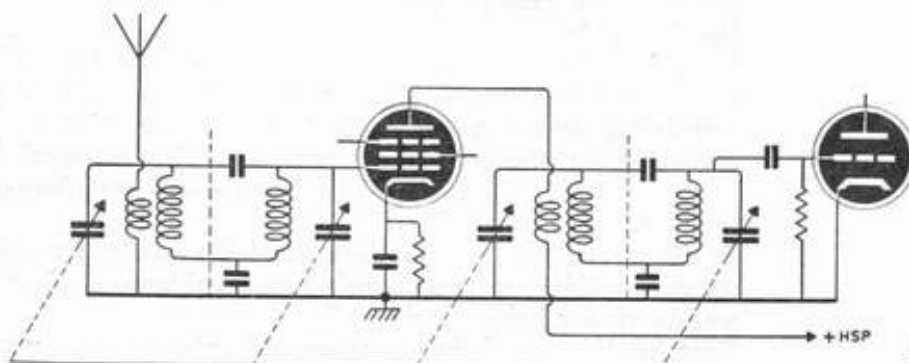


fig. 1

Hierbij komt nog een constructief bezwaar: een 4-voudige variabele condensator is heus niet gemakkelijk te construeren en is, hoe dan ook, een veel plaats vergend onderdeel.

Tot zover de bezwaren van de recht-uit ontvanger, die op verschillende frequenties afgestemd moet kunnen worden; veel van deze bezwaren vallen volledig weg, wanneer de ontvanger slechts voor één frequentie bestemd zou zijn, vooral wanneer deze frequentie betrekkelijk laag zou zijn, zo in de buurt van 100 kHz. Want op deze frequentie is een veel stabielere en dus grotere versterking mogelijk; de blokkeringsweerstand van kringen op deze frequenties zijn veel hoger, dan op hogere frequenties; een eenvoudige becijfering toont dit aan.

De Q van de kringen, de opslinging kan hoger zijn, vooropgesteld dat deze verliesvrij zijn en bovendien zijn de optredende hoogfrequent-verliezen bij dergelijke lage frequenties belangrijk lager dan bij de frequenties, gebruikt in het omroepgebied.

Het mooiste zou het zijn, wanneer we alle te ontvangen signalen van onverschillig welke frequenties zouden kunnen herleiden tot één lagere frequentie.

Inderdaad bestaat een dergelijke ontvangstmogelijkheid, die we de „golflengtetransformatie” noemen; de versterker, waarin we de „getransformeerde golflengte” in versterken, noemen we de middelfrequent-versterker.

In een blokschema zien we deze situatie: ingangskring, transformatiekring (we leren daarvoor straks een andere naam), m.f. kringen, daarna gewoon: detector en a.f. versterker zoals bij recht-uit ontvangers (fig. 2).



We herhalen hier nog even de voordelen: in de m.f. trappen hebben we dus volstrekt niet meer met variabele condensatoren te maken, hetgeen plaatsruimte spaart en daarnaast het construeren van behoorlijke bandfilters mogelijk maakt: ze behoeven slechts op één frequentie te werken en kunnen dus de „ideale kromme” benaderen. Verder kan zo'n kring door grote L en kleine C toe te passen een behoorlijke blokkeringsweerstand bezitten. Bovendien kan de versterking „stabielere” zijn dan op hogere frequenties, d.w.z. de schakeling levert minder gevaar van ongewenste terugkoppeling op; bij hogere frequenties is dit inderdaad een zeer moeilijk punt en bij meertraps h.f. versterking is het voor de leek practisch ondoenlijk de zaak uit genereren te houden.

Het is de Amerikaan Armstrong, die dit ontvangst-principe in 1916 heeft uitgevonden en, zoals het met vele dezer vindingen gaat, heeft het een tijdlang geduurd eer men de juiste waardering ervoor gevonden had: eerst tegen 1930 werd de schakeling populair, vooral nadat eerst de z.g. mengbuis was ontwikkeld uit de toen reeds bekende pentoden en tetroden.

En hoe verkrijgen we nu deze middelfrequentie, wanneer we door middel van een normale antenne-afstemkring de gewenste zender hebben gekozen?

Door het h.f. signaal dat we wensen te ontvangen, te „men-

gen" met een hulpsignaal, dat we zelf in onze ontvanger moeten opwekken. En hoe gaat dat mengen dan?

Heel eenvoudig; we hebben de methode zelfs al besproken toen we het over de modulatie van zenders hadden in les 7. We herinneren ons nog wel, dat we twee wisselspanningen met de frequenties f_1 en f_2 kunnen „mengen”; het „mengproduct” dat dan ontstaat bevat om te beginnen de beide frequenties, waarvan we uitgaan, dus f_1 en f_2 . En dan treffen we nog aan $f_1 + f_2$ en $f_1 - f_2$ (of $f_2 - f_1$ als f_2 groter dan f_1). Feitelijk komen er nog véél meer mengproducten voor de dag; de wiskundige Fourier heeft reeds lang voordat men over radio ook maar peinsde reeds de methode ontwikkeld om te berekenen, welke mogelijkheden te verwachten zijn. Doch de amplituden van deze andere mogelijkheden zijn echter klein. We laten ze dus buiten beschouwing.

In de zenderles (blz. 7-18) ging het om het „mengen” van een laag-frequent signaal en een hoog-frequente wisselspanning; in deze schakelingen gaat het om het mengen van twee bepaalde r.f. wisselspanningen en van de „producten” interesseert ons slechts de frequentie: $f_1 - f_2$ of $f_1 + f_2$, die we de middelfrequentie noemden: we zullen deze verder met m.f. aanduiden.

Om dus weer even naar ons getallenvoorbeeld te grijpen: als de te ontvangen zender een frequentie f_1 van 1000 kHz bezit en de middelfrequentie m.f. = 100 kHz, dan ziet dit er in formule als volgt uit:

$$f_1 - f_2 = \text{m.f., of:}$$

$$1000 \text{ kHz} - f_2 = 100 \text{ kHz; } f_2 \text{ is dus } 900 \text{ kHz.}$$

En die f_2 is de frequentie van de hulptrilling die we zelf in onze ontvanger moeten opwekken.

Maar we zouden ook het volgende kunnen vinden:

$$f_2 - f_1 = \text{m.f., of:}$$

$$f_2 - 1000 \text{ kHz} = 100 \text{ kHz en dan is:}$$

$$f_2 = 100 \text{ kHz} + 1000 \text{ kHz} = 1100 \text{ kHz!}$$

Het gaat er maar om te onthouden: de middelfrequentie is steeds gelijk aan de som of aan het verschil van twee „gemengde” frequenties.

Wanneer we dus een trilling met een frequentie van 1000 kHz willen ontvangen en onze middelfrequentieversterker is afgeregeld op 100 kHz, dan moeten we op de één of andere manier zelf in ons toestel een wisselspanning opwekken. De frequentie hiervan mag, zoals we zagen, één der beide volgende waarden bezitten, n.l.:

$$f_2 = 900 \text{ kHz } (= 1000 - 100), \text{ of:}$$

$$f_2 = 1100 \text{ kHz } (= 1000 + 100).$$

En wanneer we, om een ander voorbeeld te nemen, ditmaal in het langegolfgebied een zender kiezen, die op $f_1 = 150$ kHz uitzendt (2000 m), dan kan bij gebruik van diezelfde middelfrequentie m.f. = 100 kHz de frequentie f_2 van de hulptrilling als volgt berekend worden:

$$f_1 - f_2 = 100 \text{ of ingevuld: } 150 - f_2 = 100$$

$$f_2 \text{ is dus: } 150 - 100 = 50 \text{ kHz.}$$

En de andere mogelijkheid is dan:

$$f_2 - f_1 = 100, \text{ of ingevuld: } f_2 - 150 = 100.$$

$$f_2 \text{ is nu } 100 + 150 = 250 \text{ kHz!}$$

Ons blokschema tekenen we nu nog eens, maar nu aangevuld met de noodzakelijk gebleken mengbuis en hulposcillator

welke laatste in feite niets anders behoeft te zijn dan een teruggekoppelde triode met een L-C-kring. De ingangskring bevat dus een L-C-kring afgestemd op de gewenste frequentie (fig. 3).

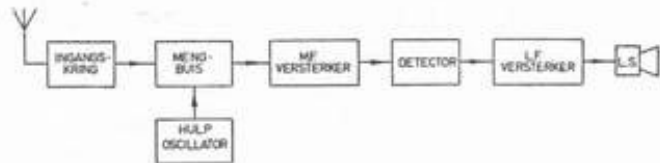


fig. 3

We zullen nu deze aangelegenheid eens van achteren af bezien, dus vanuit de m.f. versterker *).

Indien deze afgestemd is op een frequentie van m.f. = 100 kHz en onze oscillator werkt op een frequentie van $f_{osc1} = 900$ kHz, dan zullen we in ieder geval een zender ontvangen die werkt op een frequentie van 1000 kHz, want $f_{sign1} - f_{osc1} = \text{m.f.}$, of ingevuld: $1000 - 900 = 100$ kHz.

Maar uitgaande van die m.f. = 100 kHz en $f_{osc1} = 900$ kHz, blijkt er nog een andere mogelijkheid te bestaan:

100 kHz is namelijk óók het verschil van 900 kHz en 800 kHz, want: $100 = 900 - 800$ of: m.f. = $f_{osc1} - f_{sign2}$.

In fig. 4 is deze mogelijkheid schematisch voorgesteld.

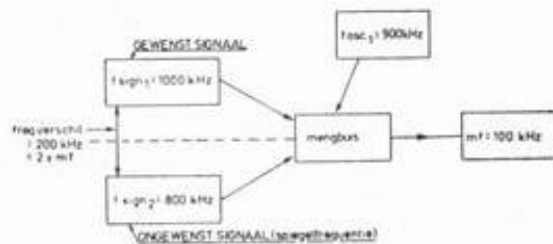


fig. 4

Indien we dus het plan hebben een zender met een frequentie van 1000 kHz te ontvangen en daartoe onze hulposcillator laten genereren op een frequentie van 900 kHz, dan blijkt dat ook een zender met een frequentie van 800 kHz (375 m), die we f_{sign2} noemen, zonder meer door onze m.f. versterker en alles wat daar achter komt versterkt zal worden, tenminste wanneer door gebrek aan selectiviteit van onze ingangskring die zender $f_{sign2} = 800$ kHz tot het rooster van de mengbuis kan doordringen. We herinneren ons uit de vorige lessen echter wel, dat een enkelvoudige L-C-kring, ook als die „los” gekoppeld is met de antenne, toch niet voldoende selectief is om een ongewenste zender op een „afstand” van $1000 - 800 = 200$ kHz geheel uit de roosterkring te weren, vooral niet als dat een sterke zender is. En in onze overbevolkte aether zal er stellig wel een zender van die frequentie in de lucht zijn en wij horen dus twee zenders tegelijkertijd, de één weliswaar in de meeste gevallen sterker dan de ander, maar 't blijft een hinderlijk verschijnsel. De frequentie van die ongewenste zender noemen wij de spiegel frequentie (f_{sign2}), omdat deze frequentie als het ware 't spiegelbeeld vormt van de wél gewenste frequentie f_{sign1} ; zij liggen n.l. beide, in kHz uitgedrukt, even ver van de oscillatorfrequentie f_{osc1} af, n.l. 100 kHz en dat is juist onze middelfrequentie.

*) De frequentie van het signaal in de ingangskring (= antennekring of roosterkring) noemen we f_{sign} .

Maar we zijn er nog niet, want om die zender met een frequentie f_{sign1} van 1000 kHz te ontvangen, hadden we zonder enig bezwaar de andere oscillator-frequentie, f_{osc2} kunnen kiezen, want $f_{osc2} - f_{sign1} = m.f.$, of ingevuld: $f_{osc2} - 1000 = 100$.

f_{osc2} is in dit geval $= 100 + 1000 = 1100$ kHz.

Maar ook bij de keuze van deze oscillator-frequentie f_{osc2} bleef de mogelijkheid bestaan, dat bij onvoldoende voorselectie bovendien een zender, werkend op een spiegel-frequentie f_{sign3} zou worden ontvangen, want:

$f_{sign3} - f_{osc2} = m.f.$ of: $f_{sign3} - 1100 = 100$.

f_{sign3} zou in dit geval $1100 + 100 = 1200$ kHz zijn. (Zie schema fig. 5).

Het hangt dus maar helemaal van de selectiviteit van de ingangs- of antennekring af, of er op het rooster van onze mengbuis buiten het gewenste signaal ook nog een ongewenst signaal terecht komt: we weten dat dit signaal $2 \times$ de middelfrequentie, dus in ons voorbeeld $2 \times 100 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$ verschilt van het gewenste signaal.

Een overzicht van de mogelijkheden vinden we in fig. 6, een samentrekking van 4 en 5.

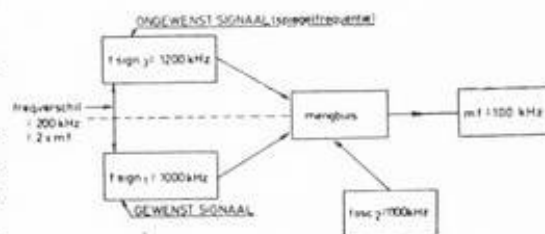


fig. 5

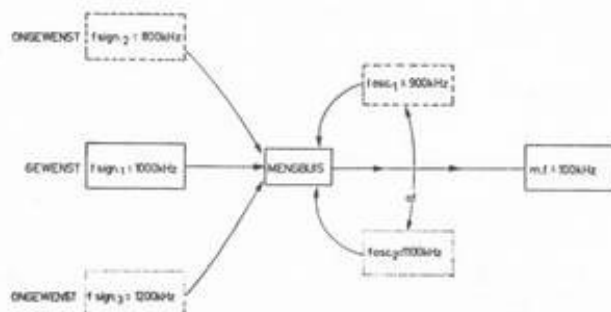
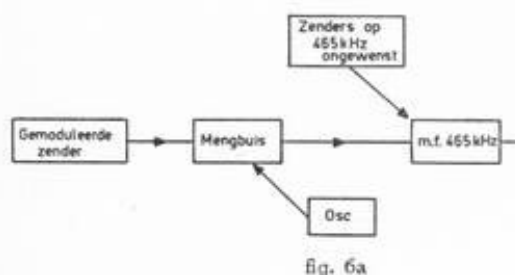


fig. 6

In de praktijk blijkt een enkelvoudige antennekring, zoals we die leerden kennen, nooit selectief genoeg gemaakt te kunnen worden om het doordringen van een ongewenste spiegel-frequentie op 'n afstand van 200 kHz van het gewenste signaal tegen te gaan.

Een oplossing werd gevonden in het toepassen van het bandfilter in de antennekring, waardoor de selectiviteit tegen spiegel signalen voldoende blijkt te zijn en inderdaad heeft men jarenlang tot ca. 1938 gebruik gemaakt van een middelfrequentie van circa 110 kHz, terwijl een bandfilter-ingangsfILTER werd toegepast, waardoor een 3-voudige afstemcondensator toegepast moest worden. Amerikanen gebruiken vaak 110 of 125 kHz, waarvoor eveneens een 3-voudige afstem C nodig bleef. Het bezwaar was dus de bandfilteringang, die door de Amerikanen echter vaak door een extra r.f. trap werd opgevangen. In verband met de veel hogere prijs der Europese buizen was die oplossing hier te lande te kostbaar, ook al omdat hierbij eveneens een 3-voudige afstem-C gebruikt moest worden.

Ook al in verband met de eenvoud is men tenslotte overgegaan tot het kiezen van een andere middelfrequentie, n.l. 465 kHz, die vrijwel door de gehele radioindustrie is aangevaard, al vinden we vaak nog daarnaast 472 kHz en 455 kHz. We zullen verderop zien, dat men in 't geheel niet zo vrij is in de keuze van de middelfrequentie, maar nu reeds constateren, dat een normale afstemkring voldoende selectiviteit bezit om het doordringen van een ongewenst spiegel signaal,

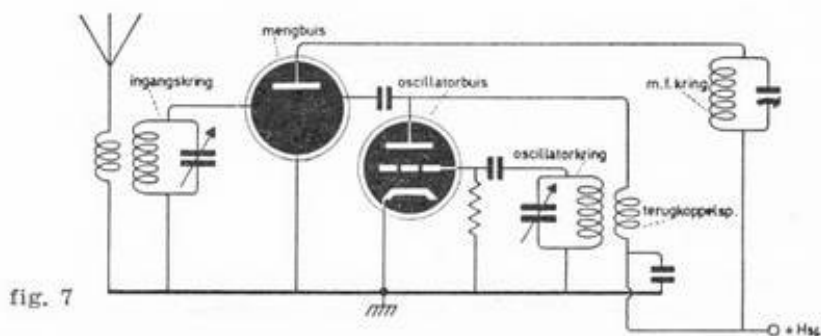


dat een frequentie bezit, die 2×472 , dus 944 kHz verschilt van het gewenste signaal, volkomen te beletten.

We krijgen dus bij superheterodyne-ontvangers te maken met m.f. versterkers, die géén ander doel hebben dan het versterken van r.f. signalen, waarvan de frequentie getransformeerd is. Met name is het volstrekt niet de bedoeling, dat zenders, die toevalligerwijs juist op een frequentie van 455 of 472 kHz werken, met voorbijgaan van de mengbuis rechtstreeks in de m.f. versterker terecht komen. Deze versterkt ze dan, niet in zijn feitelijke functie als m.f. versterker, doch als „rechtuit-versterker“, zonder transformatie (fig. 6a). En die mogelijkheid bestaat helaas, want ten eerste werken er vast wel scheepszenders op die frequentie en ten tweede is de afscherming van onze m.f. versterkers niet voldoende om het indringen van dergelijke zenders te beletten. Blijft natuurlijk de vraag, waarom we dan de m.f. instellen op 'n frequentie waar nog zenders blijken te zitten. We hebben echter niet alleen met zenders op deze frequentie te maken, maar óók met de 2e of 3e harmonische van sterke nabijgelegen zenders op andere frequenties (2e harm. van 236 kHz = 472 kHz; 3e harm. van 157 kHz is óók 472 kHz). Dit is dan ook de reden, waarom niet overal in Europa van 472 kHz gebruik gemaakt kan worden. In feite is deze oplossing echter de minst slechte, wat een schrale troost is. Maar er bestaat een afdoende remedie; we zullen die in de volgende les leren kennen.

MENGBUIZEN EN SCHAKELINGEN

We zullen ons eerst eens bezig houden met de mengbuis en de oscillatorbuis. In principe zien we dus het signaal, dat uit de antenne afkomstig is, belanden op het rooster van de mengbuis (fig. 7). In de anodekring zien we de 1e m.f. kring



opgenomen; voorlopig bepalen we ons voor 't gemak tot een gewone sperkring, vast afgestemd op 472 kHz, de middelfrequentie.

Alle wisselspanningen met andere frequenties, die als neven-mengproducten ontstaan, zullen over deze m.f. kring, in dit geval afgestemd op 472 kHz, géén spanning kunnen ontwikkelen en dus verder buiten beschouwing blijven.

Daarnaast zien we onze „hulp“-zender, een gewone teruggekoppelde triode, waarvan de frequentie ingesteld kan worden met een normale variabele condensator. Het is nu de zaak, dit „hulpsignaal“ zoals men het noemt, te mengen met het via de antenne binnenkomende signaal.

Nu moeten we eerst nog even een aanvulling geven op het hiervoor gehouden betoog. Wij hebben n.l. steeds gesproken over het mengen van 2 signalen: het gewenste en het hulpsignaal uit de oscillator, om daaruit de middelfrequentie te

bekomen en we hebben daarbij steeds gedacht aan twee gewone sinusvormige r.f. wisselspanningen.

In feite is het antennesignaal echter zoals we weten helemaal geen sinusvormige r.f. wisselspanning doch een r.f. wisselspanning, gemoduleerd met een laagfrequent signaal. Het blijkt nu, dat de laagfrequent modulatie, die op het antennesignaal „geënt” is, in geheel gelijke vorm na de beschreven golflengte-transformatie behouden blijft en dus ook op de middelfrequente wisselspanning voorkomt, zodat na detectie, hetzij door triode of diode, het laagfrequente signaal op de gebruikelijke wijze te voorschijn komt.

We kunnen dus rustig verder gaan met de mengbuis en voor 't gebruik blijven aannemen, dat er 2 r.f. trillingen gemengd worden. We moeten nu aanstonds 2 mengmethoden onderscheiden, n.l. de z.g. multiplicatieve menging, dus menging door vermenigvuldiging van de betrokken signalen en de additieve menging, d.w.z. menging door optelling daarvan.

Bij de ontvangst van korte-, midden- en lange golven wordt uitsluitend de multiplicatieve menging toegepast; we zullen in dit bestek niet verder ingaan op de additieve menging, die met een diode tot stand komt en thans na jarenlange vergetelheid weer in het licht gekomen is bij schakelingen voor zeer hoge frequenties.

In het algemeen kunnen we zeggen, dat menging (of conversie) bij de additieve mengmethode tot stand komt als gevolg van de kromming in de karakteristiek van een buis.

Bij de multiplicatieve mengmethode worden de beide spanningen die op verschillende, opvolgende roosters in een buis gebracht worden, met elkaar vermenigvuldigd, we laten eenvoudig door het éne signaal de steilheid van de buis variëren, terwijl het andere signaal, het antennesignaal, dat relatief steeds veel kleiner is, in feite óók de steilheid doet variëren, doch in mindere mate. Het resultaat is, dat in de anodekring een „mengsel” van beide frequenties optreedt. Wanneer we b.v. het antennesignaal aan het rooster van een h.f. pentode leggen en de steilheid van die buis zouden laten variëren in het h.f. rytme van de hulp-oscillator, dan komen in de anodekring van die buis de reeds bekende mengproducten voor.

Nu is het natuurlijk de vraag: hoe laten we die steilheid dan variëren? We zouden dit o.a. kunnen doen door de oscillatorspanning via een condensatortje op het rooster van de buis rechtstreeks te brengen (fig. 8). Ons doel zou bereikt zijn

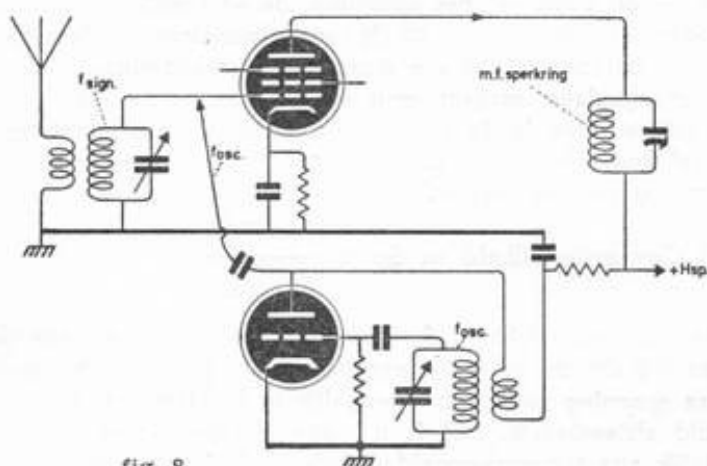
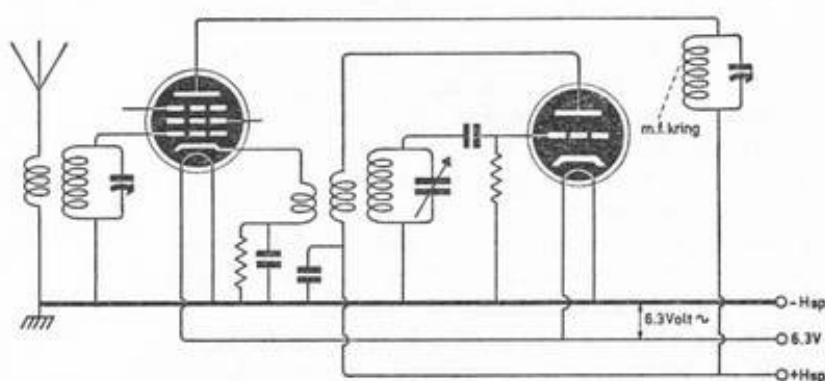


fig. 8

maar nare gevolgen zouden stellig niet uitblijven.

Straling van de oscillator via de antenne naar buiten is al heel ongewenst omdat we daar andere ontvangers in de omgeving mee storen, verder liggen oscillatorfrequentie en signaalfrequentie vrij ver uiteén, zodat een vrij sterke oscillator nodig zou zijn om toch nog op het rooster een hulpspanning van voldoende grootte te ontwikkelen. De normale roosterspoel is immers op een andere frequentie afgestemd en biedt dus geen blokkeringsweerstand aan die afwijkende oscillatorspanning!

Een andere mogelijkheid is een „injectie” in de katode-leiding van de buis via een koppelspoeltje. Straling in de antenne is hier niet helemaal uitgesloten, maar toch veel minder dan volgens fig. 8; tussen rooster en aarde staat dus het r.f. signaal en tussen aarde en katode staat het oscillator signaal (fig. 9).



Overigens is deze schakeling in zoverre ongewenst, dat de gloeidraad (binnen de katode) hoogfrequent gesproken aan aarde ligt, terwijl op de katode een r.f. spanning staat. Een r.f. stroom van gloeidraad naar katode is dus mogelijk en uiteindelijk zal dit leiden tot ruis- en kraakgeluiden in de luidspreker.

In 't algemeen moet de door de oscillator afgegeven r.f. spanning binnen nauwe grenzen constant gehouden worden, omdat anders de

CONVERSIESTEILHEID

verandert.

We zullen dit begrip even nader bezien. Bij gewone r.f. buizen spreken we van steilheid; het z.g. differentiaalquotient van — of, zoals wij het noemden, de verhouding tussen de anodestroom-verandering tot de roosterspanningverandering —, die de oorzaak is van die anodestroomverandering.

Bij mengbuizen spreekt men van de conversiesteilheid en deze is de verhouding tussen de middelfrequent-wisselstroom in de anodekring tot de hoogfrequent-(signaal)-spanning op het rooster.

$$\text{Of: Conversiesteilheid} = S_c = \frac{I_a \text{ (m.f.)}}{V_g \text{ (r.f.)}}$$

Deze conversiesteilheid S_c hangt af van de grootte van de spanning die de oscillator produceert en daarom is het zaak deze spanning zo constant mogelijk te houden over een bepaald afstembereik. Het is n.l. een slechte eigenschap van feitelijk alle teruggekoppelde triodeschakelingen, dat de am-

plitude van het opgewekte r.f. signaal varieert, wanneer de frequentie wordt veranderd, daar door het verdraaien van de afstemcondensator in feite tevens de graad van terugkoppeling wordt gewijzigd.

MENGBUIZEN

We zullen nu enige typen mengbuizen bezien waarbij het h.f. signaal en het osc. signaal op verschillende roosters geïnjecteerd worden. We onderscheiden hierbij:

- Mengbuizen, waarin tevens de hulptrilling wordt opgewekt en
- mengbuizen, die zich tot mengen beperken en waarbij de hulptrilling dus door een afzonderlijke triode moet worden opgewekt.

Tot de buizen genoemd onder a) behoren de z.g. pentagrid converters (Amerikaanse buizen), in feite heptoden en octoden (met resp. 7 en 8 elektroden).

Een schakelvoorbeeld van de pentagrid (b.v. 6A7) vinden we in fig. 10. Dit buistype heeft het voordeel, dat geen afzon-

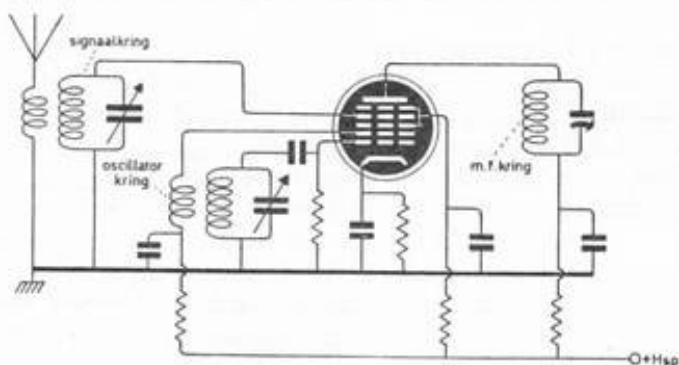


fig. 10

derlijke oscillatorbuis nodig is, omdat in feite de beide eerste roosters van dit buistype als zodanig fungeren. Eerst „hoger”, gerekend vanaf de katode, treft men het normale stuurrooster aan; hiermede worden de antennespanningen in het buis-systeem gebracht.

Een dergelijk type mengbuis is ook de octode (AK 1, EK 2, EK 3, DK 91, enz.). Ook dit mengbuistype is ontworpen om tegelijkertijd de hulptrilling op te wekken en deze te mengen met het antennesignaal.

Hier ligt dus eveneens het oscillatorgedeelte dicht bij de katode en dáárna komt eerst het stuurrooster waarop het r.f. signaal gebracht wordt (fig. 11). Dit buistype, dat na de

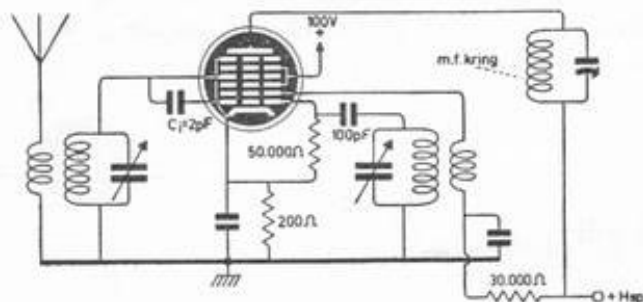


fig. 11

pentagridconverter gedurende lange tijd feitelijk het enige beschikbare type was, heeft als groot voordeel het uiterst geringe anode-stroomverbruik. Om de ontvangststerkte te regelen kan ook bij dit buistype regeling van de steilheid toegepast worden, dus negatieve spanning op het stuurrooster te

variëren op de gebruikelijke wijze (hand of automatisch). Een groot bezwaar was het z.g. inductie-effect, hetgeen in de praktijk daarop neerkwam, dat de oscillator-frequentie verloopt, wanneer de negatieve roosterspanning verhoogd of verlaagd wordt: de toepassing van automatische sterkteregeling wordt daardoor zeer bezwaarlijk. Voor de middengolven heeft men dit bezwaar kunnen bezweren door het toepassen van een klein condensatortje tussen het oscillatorrooster en het stuurrooster, bij sommige typen ingebouwd in de buis, maar voor de korte golven is A.S.R. toch onbruikbaar bij dit buis-type.

Thans worden de indirect verhitte buizen van dit type (AK 1, EK 2, EK 3) nog slechts in auto-ontvangers gebruikt in verband met het zeer lage anodestroomverbruik EK 2 = circa 2 mA tegen 10 mA bij een ECH 41). Bovendien zijn thans tevens nog nagenoeg alle moderne direct verhitte mengbuizen (voor batterij-ontvangers) van dit type, om dezelfde reden. De schema's hiervan vinden we in de volgende les.

Tot de groep onder b) genoemd behoren de meng-heptoden (= 7 elektroden). Zoals wij zagen zijn deze buizen uitsluitend „mengbuizen” en niet in staat om zelf het hulp-signaal te leveren; dit moet van een afzonderlijke triode komen. Maar bovendien doet het eerste rooster, gerekend van de katode af, dienst als stuurrooster, waarop het antennesignaal binnenkomt; het hulpsignaal komt op een hoger gelegen rooster binnen (het 3e). Een karakteristieke eigenschap van deze heptoden en hexoden in 't algemeen is dat een betrekkelijk lage regelspanning (25 volt) reeds voldoende is om de steilheid = 0 te maken, bij behoud van een gunstige regelkarakteristiek, zodat kruismodulatie e.d. voorkomen wordt; daarom werden heptoden soms ook wel als r.f. versterkingsbuizen toegepast.

Overigens heeft men thans algemeen een afzonderlijke triode binnen dezelfde glasballon aangebracht voor het opwekken van de hulptrilling; het rooster van de oscillator is vaak inwendig doorverbonden met het 4e rooster van het hexode deel (ECH 41). Bij de oudere vormen (ECH 21) zijn deze roosters niet inwendig doorverbonden; daardoor was het mogelijk deze buizen in een andere schakeling afzonderlijk te laten werken, b.v. als versterker en als fazedraaier in een l.f. balansversterker. Thans is men van deze combinatie-buizen met volmaakt gescheiden heptode en triode geheel afgestapt, waardoor deze uitsluitend in oscillator-mengtrappen toegepast kunnen worden.

Een principieel schakelschema vinden we in fig. 12 voor afzonderlijke buizen en in fig. 13 zien we de gecombineerde buis.

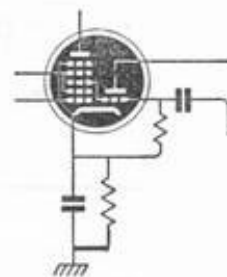
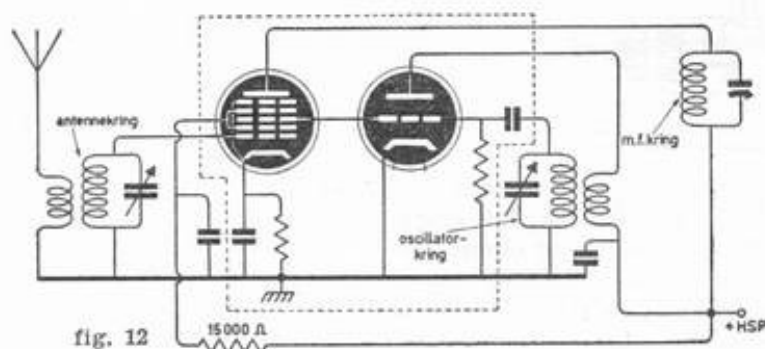


fig. 13

Komt in de plaats van het omlijnde gedeelte van fig. 12

De verklaring van de stroomloop der electronen in de nu beschreven mengbuizen is niet eenvoudig; wij moeten hiervan afzien. Elk der roosters dient op een bepaalde gelijkspanning gebracht te worden door serieweerstanden of wel door middel van potentiometerschakelingen tussen hoogspanning en aarde.

Het aantrekkelijke van al deze beschreven mengbuizen is wel, dat de mate van versterking geregeld kan worden door middel van een negatieve gelijkspanning op het stuurrooster, waardoor de steilheid beïnvloedt wordt; het toepassen van automatische sterkteregeling is dan ook zeer gebruikelijk.

Een bezwaar is echter, dat vooral bij de beschreven octoden en heptoden het wijzigen van de steilheid op deze manier als zéér onaangenaam bij-resultaat met zich brengt, dat de frequentie van de oscillator zich wijzigt, verloopt zeggen we dan, daar de capaciteit tussen de elektroden zich schijnbaar wijzigt; we beschreven dit reeds bij de octoden (inductie-effect), terwijl in vele gevallen tevens de capaciteit tussen stuurrooster en katode zich schijnbaar wijzigt, hetgeen dus bovendien de afstemming van de antennekring beïnvloedt. Dit verschijnsel werd trouwens reeds bij de rechtuitontvanger beschreven.

Om een zo gelijkmatig mogelijke oscillatorspanning over het gehele afstembereik te verkrijgen laat men thans algemeen de L-C-kring en de terugkoppelspoel van de oscillatortriode van plaats verwisselen. In fig. 14 zien we een dergelijke schakeling. Om de variabele condensator vrij van anodespanning te houden, past men z.g. parallelvoeding toe (fig. 15). Tussen

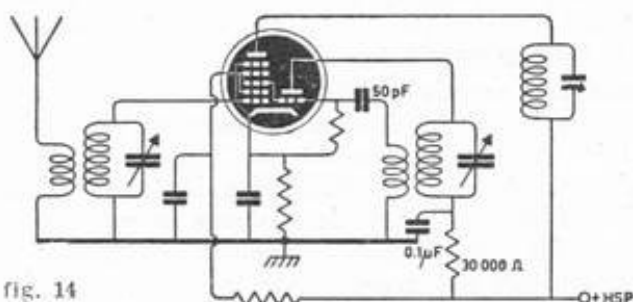


fig. 14

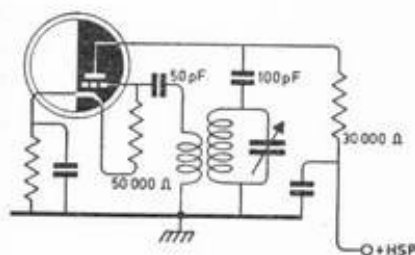


fig. 15

vaste en draaibare platen treedt n.l. licht vonkoverslag op wanneer stofdeeltjes daartussen raken. Bovendien konden we met deze schakeling de amplituden van eventueel optredende harmonischen, d.w.z. veelvouden van de hulpfrequentie binnen de perken houden; we zullen in de volgende les zien, dat dit noodzakelijk is.

We zijn nu vertrouwd geraakt met de mengbuis en de oscillator, terwijl de antennekring ons reeds eerder onder ogen kwam, want deze verschilt in geen enkel opzicht van de ingangskring van een rechtuitontvanger.

ÉENKNOPSAFSTEMMING

Maar het moeilijke komt nog, namelijk gelijkloop bij éénknopsafstemming. Wat is n.l. het geval?

Wanneer we b.v. het middengolfgebied afstemmen, dan bestrijken we dus met onze ingangskring een gebied van circa 500 tot 1500 kHz (600–200 m). En wanneer nu onze middelfrequent versterker afgeregeld is op 472 kHz, dan kunnen we berekenen, welk bereik onze oscillator moet bestrijken. We

zagen reeds, dat hier twee mogelijkheden bestaan: de middelfrequentie is immers het verschil van 2 frequenties. Indien we de oscillatorfrequentie f_o noemen, de signaalfrequentie f_s en de middelfrequentie m.f., dan zijn deze mogelijkheden:

- a) de oscillatorfrequentie is lager dan de signaalfrequentie $f_s - f_o = \text{m.f.}$ en:
- b) de oscillatorfrequentie is hoger dan de signaalfrequentie $f_o - f_s = \text{m.f.}$

Eerst zullen we geval a) bezien:

In ons voorbeeld omtrent de middengolf is dat voor een golflengte van 600 m ($f_s = 500 \text{ kHz}$):

$$f_s - f_o = \text{m.f.}, \text{ of } 500 - f_o = 472 \text{ kHz, dus } f_o = 28 \text{ kHz} \quad (500 - 472).$$

Voor een golflengte van 200 meter ($f_s = 1500 \text{ kHz}$) zijn deze cijfers:

$$f_s - f_o = \text{m.f.}, \text{ of } 1500 - f_o = 472, \text{ dus } f_o = 1028 \text{ kHz} \quad (1500 - 472).$$

Voor geval b) ziet de zaak er aldus uit: voor een golflengte van 600 m krijgen we:

$$f_o - f_s = \text{m.f.}, \text{ of } f_o - 500 = 472 \text{ kHz, dus } f_o = 972 \text{ kHz} \quad (500 + 472).$$

en voor een golflengte van 200 m krijgen we:

$$f_o - f_s = \text{m.f.}, \text{ of } f_o - 1500 = 472, \text{ dus } f_o = 1972 \text{ kHz} \quad (1500 + 472).$$

Om een bereik van 200–600 m, dus van 1500–500 kHz te bestrijken moet in geval a) de oscillatorfrequentie f_o variëren van 28 kHz tot 1028 kHz. In geval b) moet deze variatie zijn: van 972 kHz tot 1972 kHz.

Bij de behandeling van de rechtuitontvanger is hierop niet zozeer de aandacht gevestigd, maar in een normale L-C-kring is het frequentiebereik beperkt tot de grootte, die de variabele afstemcondensator maximaal mag bezitten. Is b.v. in het midden- of langegolfgebied de maximum capaciteit groter dan 500 pF, dan wordt bij geheel ingedraaide C zoals we weten de selectiviteit wel groter, maar in 't algemeen de spanningsopbrengst te gering. Voor korte golven is 100 pF eigenlijk al aan de hoge kant; komen we er met 100 pF niet, wel, dan moeten we een grotere spoel kiezen, waardoor we een gunstiger L/C verhouding verkrijgen. Dit geldt trouwens niet alleen voor rechtuitontvangers, maar ook voor de ingangskringen van „Supers”.

Uitgaande van het feit, dat de minimum capaciteit van een afstem-C + de eigen capaciteit van de kringbedrading minstens 50 pF bedragen, kunnen we vaststellen, dat de totale waarde bij geheel ingedraaide C van 500 pF zeker 550 pF bedraagt. Dit betekent dus dat de verhouding

$$\frac{\text{max. kringcapaciteit}}{\text{min. kringcapaciteit}} = \frac{550}{50} = \frac{11}{1} \text{ gaat bedragen}$$

Met deze variabele afstem-C + elke willekeurige spoel kunnen we dus een bereik omvatten, waarvan de verhouding van de maximum frequentie tot de minimum frequentie

$$\text{tie dus } \frac{\text{max. frequentie}}{\text{min. frequentie}} \text{ bedraagt } \sqrt{11} = 3,31. \text{ De verklaring hiervoor ligt opgesloten in de formule van Thomson:}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}; \text{ de wortel van de } C \text{ is hierin even-}$$

redig met de frequentie! En nu even een getallen-voorbeeld:
Wat zijn de te behalen maximum en minimum afstembereiken met de middengolfspoel met een zelfinductie van $175 \mu\text{H}$ bij een afstem-C uit de handel van 500 pF en een bedradings + minimum capaciteit van 62 pF ?

$$f_{\text{max.}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{175 \mu\text{H} \times 62 \text{ pF}}}$$

formule gesteld moeten zijn in Henry's en Farads, krijgen we:

$$\frac{1}{2\pi \times \sqrt{0,000.175 \times 0,000.000.000.062}} = \text{ca. } 1500 \text{ kHz.}$$

$$f_{\text{min.}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{0,000.175 \times 0,000.000.000.562}} = \text{ca. } 500 \text{ kHz.}$$

Deze waarden zijn met de rekenschuif berekend en voor dit doel voldoende nauwkeurig. Wie echter deze waarden nauwkeurig wil weten rekene het maar op papier na.

$$\frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = \frac{1500}{500} \text{ wordt in dit geval } \frac{1500}{500} = 3$$

En hoe varieerde nu de capaciteit van de condensator + eigencapaciteit van de bedrading? Wel van 62 pF tot 562 pF ,

$$\text{dat is } \frac{562}{62} = \frac{9}{1}, 9 \text{ op } 1.$$

We zien dus bevestigd:

$$\frac{C_{\text{max.}}}{C_{\text{min.}}} = 9, \text{ dus } \frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = 3 (= \sqrt{9})$$

Ook bij het afstemmen van onze oscillator, die toch niets anders is dan een teruggekoppelde triode, kan deze verhouding niet ongestraft overschreden worden door een variabele afstem-C van b.v. 1000 pF te kiezen, want deze oscillator moet een h.f. wisselspanning afgeven van ca. 10 volt , daar de conversiesteilheid van de mengbuis hiervan afhangt zoals we zagen en daarom is het een eis, dat deze oscillatorspanning constant of nagenoeg constant blijft. Hoe kleiner nu de verhouding van max. frequentie tot min. frequentie in een bepaald golfbereik is, des te constanter is de afgegeven oscillatorspanning. Bovendien is bij een nóg grotere frequentieverhouding de mogelijkheid helemaal niet uitgesloten, dat bij geheel ingedraaide C de oscillator niet eens meer genereert, omdat de terugkoppeling daartoe te zwak is. Maken we deze nu sterker, dan zal over 't gehele schaalbereik wel genereren optreden maar... dan treedt bij nagenoeg uitgedraaide C weer het z.g. overgenereren op; een machtige hoeveelheid ongewenste harmonischen wordt dan tevens opgewekt!

Welnu, in het geschetste geval a) is bij de oscillatorschakeling

$$\text{de frequentieverhouding } \frac{f_{\text{max.}}}{f_{\text{min.}}} = \frac{1028}{28} = \text{ca. } \frac{36}{1}$$

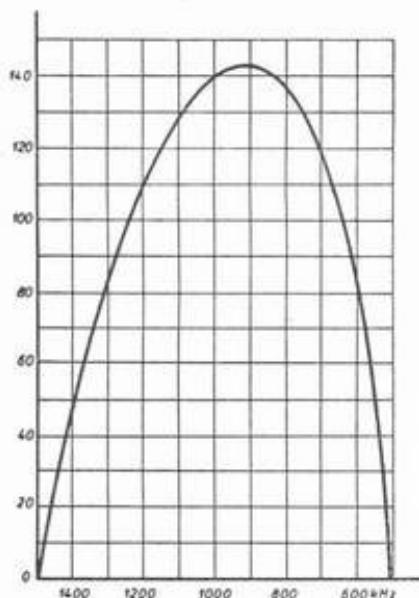


fig. 16

Een condensator van 94 pF is parallel geschakeld aan de afstem-C van 500 pF; de bedradingscapaciteit + minimum capaciteit van de afstem-C bedraagt 70 pF; de totale minimum capaciteit is nu 164 pF en de maximum capaciteit is 665 pF. Hiermede kan inderdaad een capaciteitsverandering van 4.04 op 1 worden verkregen en dus een frequentievariatie van 2.02 op 1. Op de beide einden van 't bereik is gelijkloop bereikt, maar de afwijking bij 900 kHz bedraagt + 148 kHz!

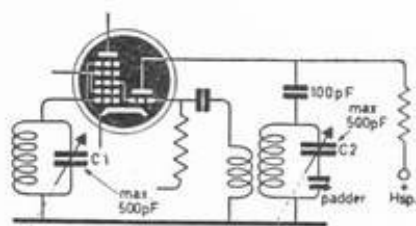


fig. 17a

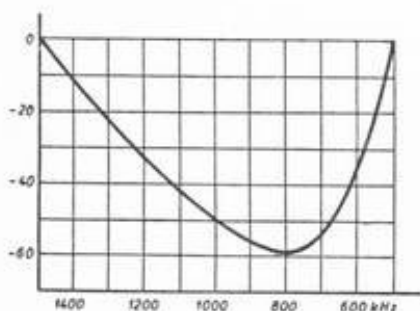


fig. 17b

Een condensator van 450 pF is in serie geschakeld met een afstem-C van 500 pF; de bedradingscapaciteit + minimum capaciteit bedraagt weer 70 pF... de maximum capaciteit bedraagt nu 300 pF; hiermede bereiken we weer een capaciteitsverandering van 4.04 op 1 en een frequentie-variatie van $\sqrt{4.04} = 2.02$ op 1. Weer wordt op beide einden van de schaal gelijkloop verkregen; de afwijking bij 800 kHz bedraagt echter - 57 kHz.

Omdat het praktisch onmogelijk is een afstemcondensator te

fabrieken, waarvan $\frac{c_{max.}}{c_{min.}}$ bedraagt: $\frac{36^2}{1} = \frac{1296}{1}$ zullen

we de onder b) beschreven methode moeten kiezen; bovendien moeten we dat doen terwille van een konstante oscillatoroutputspanning. In geval b) ligt de frequentie-verhouding

veel gunstiger: $\frac{f_{max.}}{f_{min.}} = \frac{1972}{972} = \frac{2.02}{1}$. Dat betekent dus:

we dienen slechts de oscillatorfrequentie f_o te kiezen die hoger is dan de signaalfrequentie f_s , wanneer het om ontvangst van het middengolfgebied of langegolfgebied gaat. Voor korte golven zal de frequentieverhouding van geval a) en geval b) minder ver uiteenlopen als gevolg van de grote onderlinge „afstand”, dus het grote verschil in frequentie van signaal- en oscillatorfrequentie enerzijds ten opzichte van de middelfrequentie anderzijds.

Maar door nu onze keus op b) te bepalen zijn we er nog niet. Want het is de bedoeling om ook voor een superheterodyne éénknopsafstemming toe te passen, m.a.w. een tweevoudige afstemcondensator gebruiken voor het gelijktijdig afstemmen van de roosterkring en de oscillatorkring.

In Amerika heeft men deze moeilijkheid opgelost door in de omroepontvangers die daar uitsluitend de middengolf bestrijken domweg een speciale 2-voudige condensator toegepast, waarbij de sectie die de antennekring afstemmen moet, dus C_1 gelijk is aan die, welke wij in een rechthoekontvanger zouden gebruiken, dus max. 500 pF, en voor de oscillator, dus C_2 , heeft men een condensator met een veel kleinere eindcapaciteit gebruikt, zoiets van max. 260 pF (fig. 19), met een bijzondere platenvorm, zodat ook op elk tussengelegen punt zowel roosterkring als oscillatorkring op de juiste waarde zijn afgestemd (fig. 18).

Voor onze toestellen, die nagenoeg alle ingericht zijn voor de ontvangst van meerdere bereiken, is men normale 2-voudige condensatoren blijven gebruiken, want een dergelijke variabele condensator met 2 verschillende secties is maar voor één golfbereik bruikbaar!

We zullen daarom nog eens even de hoogste en de laagste frequentie van de antennekring f_s en die van de oscillatorkring f_o voor het middengolfgebied naast elkaar zetten:

Signaalkring:

$$f_s \text{ loopt } \frac{\text{van 1500 kHz}}{\text{tot 500 kHz}} = \frac{3}{1}, \quad \frac{c_{max.}}{c_{min.}} = \frac{3^2}{1} = \frac{9}{1}$$

Oscillatorkring:

$$f_o \text{ loopt } \frac{\text{van 1972 kHz}}{\text{tot 972 kHz}} = \frac{2.02}{1}, \quad \frac{c_{2max.}}{c_{2min.}} = \frac{2.02^2}{1} = \frac{4.04}{1}$$

Met een normale 2-voudige afstemcondensator met gelijke secties is dus zonder meer géén éénknopsafstemming toe te passen, daarvoor lopen de voor beide condensatoren c_1 en c_2 vereiste capaciteitsvariatiës te ver uiteen.

Wanneer we dus een tweevoudige afstemcondensator met gelijke secties willen toepassen, dan dient die in ieder geval

de voor c_1 vereiste capaciteitsvariatie te bezitten, want deze is groter dan voor c_2 en dus maatgevend. We kunnen echter die voor c_2 te grote capaciteitsvariatie wel verkleinen, dus terugbrengen van 3:1 tot de vereiste 2,02:1, bij voorbeeld door het aanbrengen van serie- of parallel-condensatoren over c_2 . We zullen zien tot welk resultaat dit voert.

Voor de goede orde moeten we echter eerst nog even vaststellen, dat het in dit stadium uitsluitend gaat om de variabele afstemmiddelen, dus de condensatoren c_1 en c_2 . Hoe groot nu de zelfinductie van de spoelen; de niet-variabele afstemmiddelen zijn moeten doet er in dit stadium er nog niets toe; eerst later zullen we ook die gaan berekenen waarbij we tevens nog opmerken, dat deze verhouding veel dichter bij de hierboven gevonden verhouding voor

de antennekring: $\frac{f_{max.}}{f_{min.}} = \frac{3}{1}$ komt te liggen. We zullen

zien hoe nuttig dit is i.v.m. de gelijkloop voor éénknopsafstemming.

GELIJKLOOP

Gelijkloop aan 't begin en aan 't eind van de schaal zou verkregen kunnen worden door parallel aan de variabele condensator een vaste extra condensator te schakelen; de begincapaciteit wordt hierdoor groter en de variatie van 't geheel dus kleiner. Helaas treedt midden in 't bereik een grote afwijking op, d.w.z. staat de roosterkring op de gewenste zender afgestemd, dan staat de oscillatorkring er ver naast (fig. 16).

Een andere mogelijkheid zou zijn in serie met de variabele condensator een vaste condensator op te nemen; ook hiermede wordt de variatie verkleind: wanneer die „padder” b.v. 500 pF groot is en de variabele condensator is van origine 500 pF max., dan zal de serieschakeling een maximum waarde

500
van $\frac{500}{2} = 250$ pF opleveren bij geheel gesloten stand van

de variabele condensator en door nu een padder van geschikte waarde te berekenen kunnen we bereiken, dat ook de totaalcapaciteit van de combinatie $C_2 - C_p$ een frequentie-

2,02
verhouding van $\frac{2,02}{1}$ mogelijk maakt.

Helaas treedt ook hierbij midden in 't bereik een grote afwijking op, ditmaal naar de andere kant (fig. 17).

Men heeft echter de oplossing gevonden in het toepassen van zowel een extra capaciteit parallel aan — als een seriecondensator in serie met — de normale variabele condensator (fig. 20).

Het aardige is nu, dat in de eerste helft van het bereik een afwijking van de gelijkloop ontstaat in positieve zin, hier domineert dus de uitwerking van de extra parallel-condensator terwijl in de tweede helft van het bereik een afwijking in negatieve zin ontstaat, waarbij de serie-condensator zijn aanwezigheid demonstreert. In feite zijn de afwijkingen echter véél kleiner, hetgeen we kunnen zien in het grafiekje van de afwijkingen (fig. 21); de max. afwijking is ca. 5 kHz.

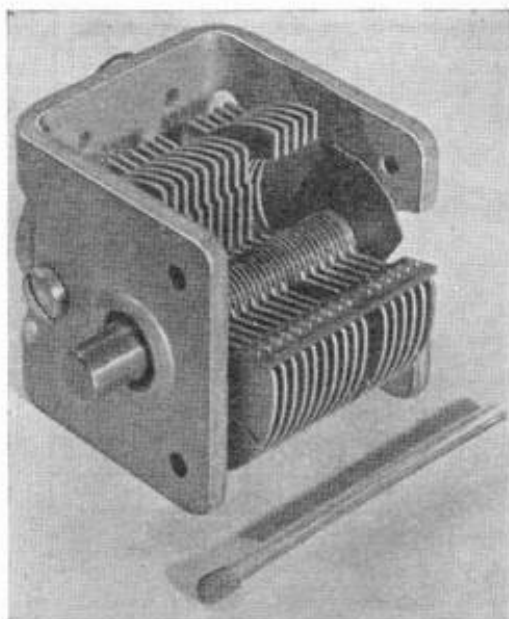


fig. 18

Een afstem-C in miniatuur uitvoering speciaal voor supers; de max. capaciteit van beide secties is verschillend en ook de platenvorm verschilt.

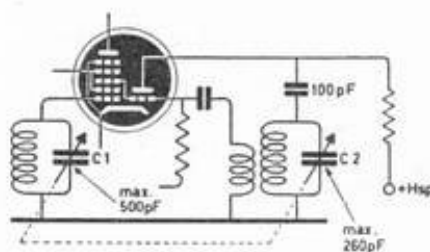


fig. 19

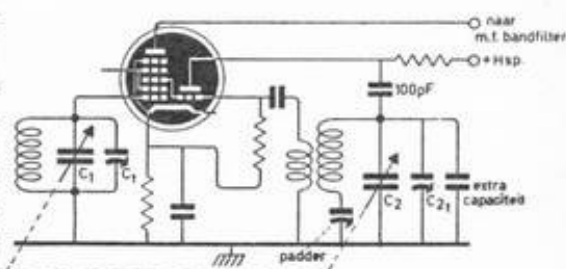


fig. 20

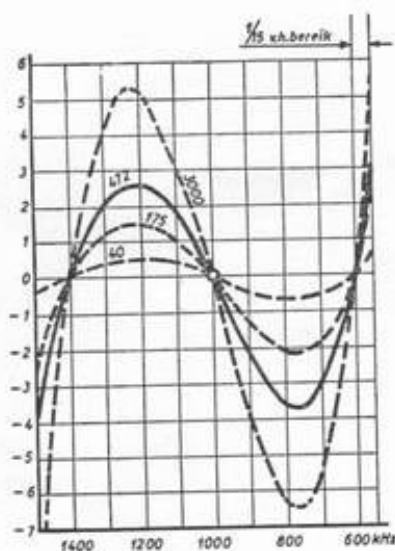


fig. 21

Grafische voorstelling van de afwijking in gelijkloop bij toepassing van middelfrequenties van resp. 40, 175, 472 en 3000 kHz, uitgedrukt in kHz. Voor ons doel behoeven we alleen maar naar de kromme voor 472 kHz te kijken. Is nu de roosterkring afgestemd op b.v. 1200 kHz dan laat de grafiek ons zien dat de frequentie van de oscillatorkring maar liefst $2\frac{1}{2}$ kHz afwijkt van de juiste waarde. Staat de roosterkring echter afgestemd op 1000 kHz, dan staat ook de oscillatorkring op zijn juiste frequentie afgestemd. In de praktijk ligt de zaak net andersom, d.w.z.: staat de oscillatorkring zodanig afgestemd, dat we een signaal met een frequentie van 1200 kHz ontvangen, dan staat de roosterkring $2\frac{1}{2}$ kHz er naast afgestemd. Want bij een super bepaalt de oscillatorkring de afstemming; de afstemming van de roosterkring kan slechts door nauwkeurige afstemming het signaal vergroten. Tenslotte zien we uit de andere krommen, dat hoe lager de mf is, des te geringer zijn de afwijkingen.

Elke variabele condensator heeft zoals we zagen een bepaalde minimum capaciteit in geheel opgedraaide stand. Is deze nu b.v. 60 pF voor een condensator van 500 pF, dan zal deze waarde eveneens door de padder verminderd worden en wordt dan gelijk aan de serieschakeling van 60 pF en de padder, in ons voorbeeld 500 pF; dat is ca. 55 pF. Op de minimum stand van de variabele condensator is de invloed van de padder dus minder groot.

Maar hier is de invloed van de parallel geschakelde extra trimmercondensator weer groter. (Zie fig. 16).

Overigens ligt het voor de hand, dat de extra parallel-condensator een relatief geringe invloed heeft bij geheel ingedraaide condensator op de totale capaciteitswaarde.

Door het toepassen van padder en extra parallel-condensator heeft men in 1932 de éénknopsafstemming voor supers mogelijk gemaakt en afgezien van de condensatoren met verschillende platenvorm heeft men tot op heden geen betere oplossing gevonden.

We hebben ons nu even opgehouden bij de manier om de capaciteitstoename van de variabele condensator te beperken en zullen nu de oscillatorspoel eens bezien. Eén ding weten we zeker: de zelfinductie is veel geringer dan van de spoel in de roosterkring L_1 , en hoe groot deze zelfinductie is, dat is natuurlijk met behulp van de formule van Thomson gemakkelijk te berekenen. Wat we ook weten is dat de verhou-

$$\frac{\text{hoogste frequentie}}{\text{laagste frequentie}} \text{ gelijk is aan } 2,02 \text{ voor het midden-}$$

golfgebied en dat de oscillatorfrequentie voor b.v. 1500 kHz (200 m) 972 kHz bedraagt en voor 500 kHz (600 m) is deze 972 kHz. Maar deze berekening is toch een tijdrovende bezigheid.

Gelukkig hebben pientere bazen voor ons deze berekening eens uitgevoerd en de gegevens vastgelegd in een grafische voorstelling en wanneer wij onze bekende gegevens omtrent het gewenste bereik, toegepaste middelfrequentie, maximum capaciteit van onze variabele condensator alsmede de zelfinductiewaarde van onze roosterspoel hierin uitzetten, dan kunnen wij zonder veel moeite aflezen: grootte van de padding-condensator, de zelfinductie van de oscillatorspoel (uitgedrukt in procenten van de zelfinductie der roosterspoel) en bovendien nog een waarde voor de extra trimmercondensator. We zien deze grafiek, die no. 58 draagt met gebruiksaanwijzing achteraan in deze les.

Volledige gelijkloop over het gehele bereik is helaas niet mogelijk; slechts op 3 punten van een bereik kunnen we gelijkloop verkrijgen en het is zaak deze 3 punten, die men de afregelpunten noemt, met zorg te kiezen; stellig mogen deze 2 punten niet aan de beide uiterste einden van het bereik vallen, daar dan de afwijkingen op 2 plaatsen in het bereik een te grote afwijking zouden krijgen.

Bij elke combinatie van spoelstel + variabele condensator en afstemschaal uit de handel zijn deze 3 punten als regel op de afstemschaal aangegeven of in de gebruiksaanwijzing vermeld. In het grafiekje dat we hierbij geven is nog te zien, dat bij toepassing van relatief hoge middelfrequenties de afwijkingen het grootst zijn; de toepassing van 472 kHz vormt een aanvaardbare middenweg. Relatief lage middelfrequenties geven geringe afwijkingen. Bij de ontvangst van korte golven is

een m.f. van 472 kHz als relatief laag te beschouwen; hierin zien we bevestigd, dat bij ontvangst van korte golven, van 10—50 m maar een geringe afwijking zal optreden. Hierbij past men gelijkloop aan 't begin en aan 't eind van de schaal toe, dus op 2 punten. In Amerikaanse middengolfsupertjes maakt men in den regel de roosterkring opzettelijk niet zo selectief door b.v. geen litze-draad toe te passen. Wonderlijk genoeg zal daardoor juist een winst aan signaalsterkte ontstaan, omdat het voor een onselectieve ingangkring niet zo erg is als hij er wat „naast” staat, terwijl de selectiviteit, die toch in de m.f. versterker schuilt, in de meeste gevallen voldoende blijft.

Ofschoon we reeds over verschillende mengbuis-schakelingen gesproken hebben, is het goed hier de schakeling van de oscillatorkring nog even te bezien uit het gezichtspunt van de padder en trimmer. Voor de L—C-kring blijft het hetzelfde wáár die padder in serie geschakeld zit: uit praktische overwegingen, o.a. het omschakelen op andere bereiken en omdat één zijde van de variabele condensator steeds geaard is, als gevolg van de bouw van die condensator plaatst men de padder tussen spoel en aarde. De trimmer en de extra C worden parallel met de variabele condensator C_2 geschakeld (fig. 23). Bij het opwekken van trillingen in een oscillator, in dit geval van teruggekoppelde triode dienen we te voorkomen, dat er tevens harmonischen van de gewenste trillingen worden opgewekt. Een van de methoden om dit te bereiken is de roosterpoel en anodespoel van plaats te doen wisselen, zoals we dit in de figuren 17, 19 en 20 reeds lieten zien; daarnaast geven we ook nog een schakeling die voor het langegolfgebied vaak wordt toegepast, waarbij zonder terugkoppelspoel toch alleen oscilleren optreedt (fig. 23). We noemen dit de capacitieve 3-punts of Colpitts-schakeling, die in de zendtechniek vaak wordt toegepast. (fig. 23a)

Daar de conversiesteilheid zoals we zagen o.m. afhangt van de door de oscillator geleverde spanning, kan het nuttig zijn deze te meten. Een directe meting met voltmeter is ondoenlijk: deze meter zou de kring zwaar belasten; blijft de zaak desondanks dóóroscilleren, dan verloopt de frequentie toch hinderlijk.

Een goede methode is het, de verbinding van de roosterlekkweerstand aan de „koude” kant te onderbreken en een milliampèremeter even hiermede in serie te schakelen. Meten we nu een roosterstroom van 0,2 mA (= 0,0002 A) en is de roosterweerstand 50.000 Ω , een gebruikelijke waarde, dan is de effectieve waarde van deze r.f. wisselspanning $V_{osc} = 0,7 \times 0,0002 \times 50.000 = 7$ volt (fig. 23).

Dit vermenigvuldigen met 0,7 is noodzakelijk omdat bij deze feitelijke gelijkrichting de rooster-C tot de topwaarde van de wisselspanning wordt opgeladen; de effectieve waarde bedraagt dus 0,7 van de gemeten waarde.

We zullen zien, dat deze spanning bij geheel uitgedraaide condensator inderdaad hoger is dan bij geheel ingedraaide stand.

Teneinde toch zoveel mogelijk een constante waarde van de oscillatorspanning te bereiken, heeft men voor kortegolfontvangst vaak een weerstandje van 100 Ω in de leiding naar 't rooster opgenomen (fig. 24). Wat overigens de oscillatorspoel en de terugkoppelspoel zelf aangaat, zo heeft het geen zin hiervoor h.f. litzedraad toe te passen: normaal wikkeldraad.

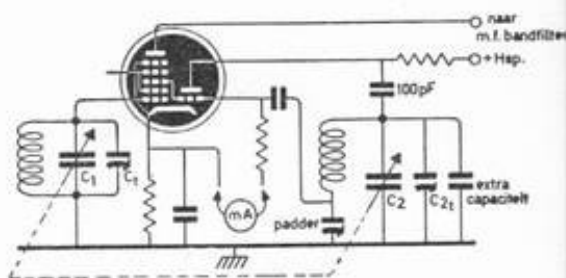


fig. 23

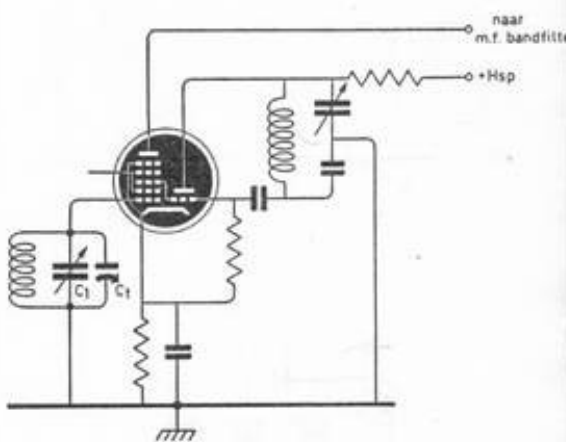


fig. 23a

De capacitieve driepuntoscillator-schakeling, ontdaan van trimmers.

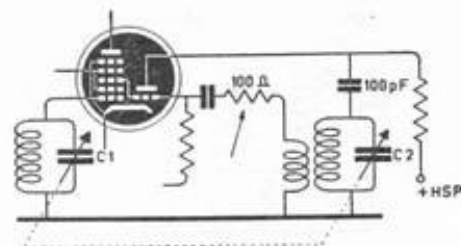
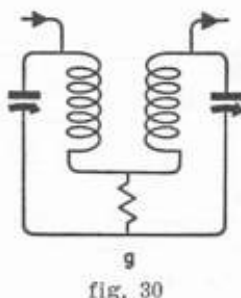
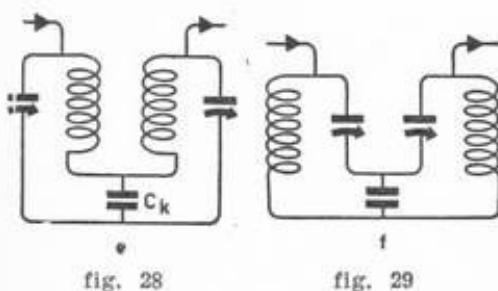
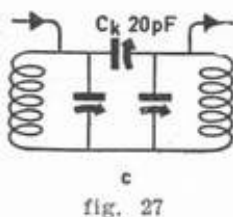
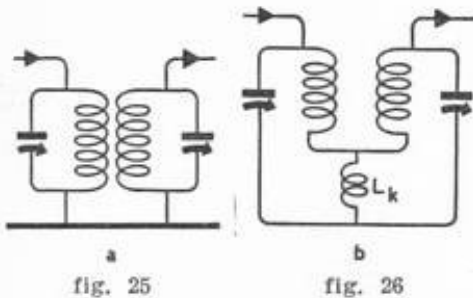


fig. 24

2 x katoen of zijde omsponnen, is voldoende.

Zowel aan trimmers als aan padders moet de eis gesteld worden dat zij niet verlopen in waarde o.a. door temperatuurvariatie. En die temperatuurvariatie is in een radiotoestel volstrekt niet gering; als regel zijn de openingen in de achterwand van de kast meer berekend op het doorlaten van geluid en het binnenlaten van insecten dan op ventilatie!

Mica padders of trimmers zijn in dit opzicht niet voldoende betrouwbaar; slechts luchttrimmertjes of de bekende platte trimmers, met keramische isolatie en opgebrande zilver-electroden zijn volledig betrouwbaar. Intussen is het verstandig inplaats van een padder van ca. 450 pF een combinatie te nemen van een vaste C van b.v. 400 pF met daaraan parallel geschakeld een trimmer van 3 tot b.v. 70 pF (ook trimmers hebben een minimum capaciteit!)



MF VERSTERKER

We zijn nu zover gevorderd, dat we een wisselspanning uit de anode van de mengbuis kunnen halen en leiden door de m.f. versterker. Zoals gezegd verschilt deze principieel in niets van een r.f. versterker, afgezien dan van de waarde van zelfinductie en capaciteit, dus frequentie.

Een sperkringschakeling, zoals in fig. 10 en 11 enz. getekend, zou mogelijk zijn, maar dan zouden we vooral bij 'n tweetraps m.f. versterker niet de doorlaatkromme verkrijgen waarom het ons te doen is; ook hier zouden we de hoge tonen verliezen. De enige goede oplossing is het m.f. bandfilter. We weten, dat een bandfilter een rendement heeft van ca. 50 %, maar het spanningsverlies dat we hierdoor lijden wordt gemakkelijk gecompenseerd door de hoge versterkingcijfers van de moderne r.f. pentoden en weegt in ieder geval op tegen de winst aan selectiviteit, dus de goede kromme-vorm en het geringe verlies van hoge tonen.

Een bandfilter, dat officieel een band-pass-filter (= band-doorlaatfilter) heet, bestaat uit 2 L-C-kringen, beide afgestemd op de gewenste frequentie. Onderling moeten deze kringen met elkaar gekoppeld zijn; deze koppeling kan inductief zijn, d.w.z. de spoelen kunnen elkaar wederzijds beïnvloeden, ofwel capacitief, waarbij een condensator als koppel-lid dienst doet. Inductieve koppeling wordt dan vermeden, door de spoeltjes ieder afzonderlijk af te screenen. In de praktijk wordt in omroepontvangers vrijwel uitsluitend het bandfilter volgens fig. 25 toegepast. Hierbij zijn of de condensatoren instelbaar en de spoeltjes vast of men gebruikt vaste condensatortjes en spoeltjes met instelbare ijzerkerntjes.

MF BANDFILTER

De doorlaatkromme wordt geheel bepaald door de mate waarin de kringen onderling gekoppeld zijn, de koppelingsgraad. In de figuren 25-30 zien we de verschillende koppelmogelijkheden in beeld. Zij komen alle op dezelfde grondgedachte terug. Beide L-C-kringen hebben een bepaald gedeelte gemeenschappelijk. In 25 is het de onderlinge inductie, in 26 bestaat deze niet, doch het spoeltje L_k wordt door beide kringstromen doorlopen. In 27 is de koppeling capacitief, $C_k =$ b.v. 20 pF. In 28 loopt de kringstroom van L_1-C_1 door een vrij grote inductievrije condensator van b.v. 10.000 pF; daar deze als een wisselstroomweerstand is op te vatten

(fig. 30) wordt ook aan kring L_2-C_2 een wisselspanning medegedeeld. In principe is het dus bij al deze bandfilters zo: op één der beide $L-C$ -kringen wordt een r.f. spanning aangesloten; via de koppeling (capacitief of inductief) wordt deze spanning op de 2e $L-C$ -kring overgedragen; omgekeerd zal deze spanning, eenmaal in de 2e $L-C$ -kring aanwezig, weer terugwerken op de 1e $L-C$ -kring. Het hangt nu maar helemaal van de koppelingsgraad af, hoe groot de spanning is, die door de 2e $L-C$ -kring aan de volgende buis wordt overgedragen en welke selectiviteit hierbij verkregen kan worden.

We zullen ons nu maar even bij een bandfilter volgens fig. 25 houden. Zijn de spoeltjes ver uit elkaar, dan zal de spanningsoverdracht gering zijn en de selectiviteit is vrij groot (fig. 31, kromme C).

Brengen we de spoeltjes dicht bij elkaar, dan bereiken we de z.g. kritische koppeling, waarbij maximale spanningsoverdracht plaats vindt; de selectiviteit is dan echter nog te groot (fig. 31, B). Maken we de koppeling dan nog groter, dan krijgen we 2 afzonderlijke pieken, wat uit een oogpunt van selectiviteit er wel beter gaat uitzien maar toch ongezond is met het oog op vervorming (fig. 31, kromme A).

De verklaring van de 2 pieken is, dat in feite de éne kring L_1-C_1 juist iets onder en de andere (L_2-C_2) juist iets boven de gewenste frequentie afgestemd lijkt. De z.g. flanken van de kromme liggen overigens aantrekkelijk steil. Een tussenweg doet de z.g. inzadeling verdwijnen en we verkrijgen een kromme als in fig. 37.

Onze gunstige kromme verkrijgen we dus bij een licht-overkritische koppeling en de spanningsoverdracht is hier slechts 50 % van die welke we over een sperkring in plaats van een bandfilter zouden kunnen verkrijgen. Voor wat, hoort wat! Nu is echter de „kromme” nog niet „ideaal”, maar, evenals bij een gewone r.f. trap, wordt dit beter wanneer we een extra versterkerbuis inschakelen, zodat er 2 bandfilters na elkaar toegepast worden, in cascade zoals men dat noemt. We krijgen dan de kromme van fig. 33 en de schakeling van fig. 34, dus het schema van fig. 25.

Het is goed hierbij even stil te staan en te zien waarom bandfilters nooit populair kunnen zijn bij normale afstemkringen (zie fig. 1). Wanneer we deze afstem- C 's verdraaien verandert de koppelingsgraad, want al deze koppelingsleden zijn in feite frequentie-afhankelijke weerstanden. Nu kan men wel een combinatie bedenken, waarbij toch een (vrij) constante koppeling wordt verkregen: bij fig. 27 wordt de koppeling vast er bij hoger wordende frequentie (de reactantie of schijnweerstand R_{ck} van C_k wordt kleiner (blz. 3-21), stroom dus groter; bij fig. 28 wordt eveneens de reactantie van C_k kleiner,

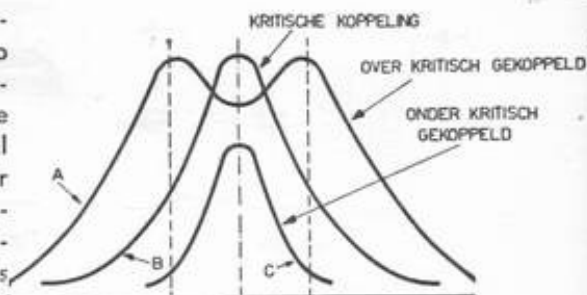


fig. 31

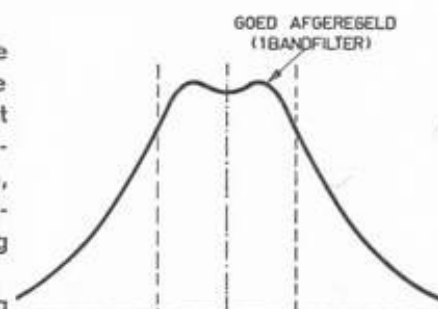


fig. 32

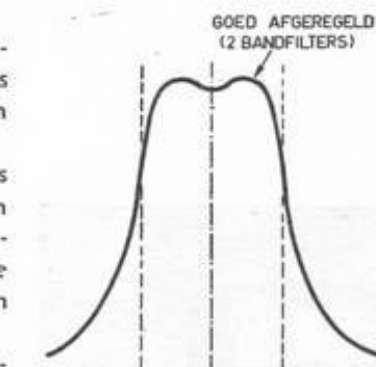


fig. 33

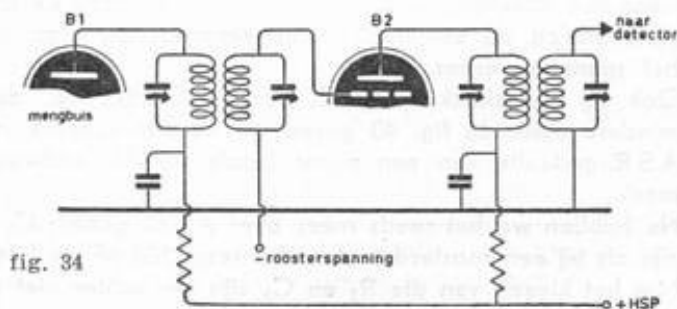


fig. 34

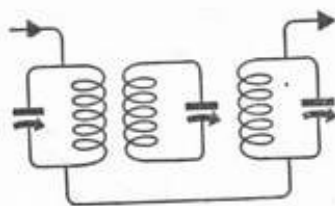


fig. 35

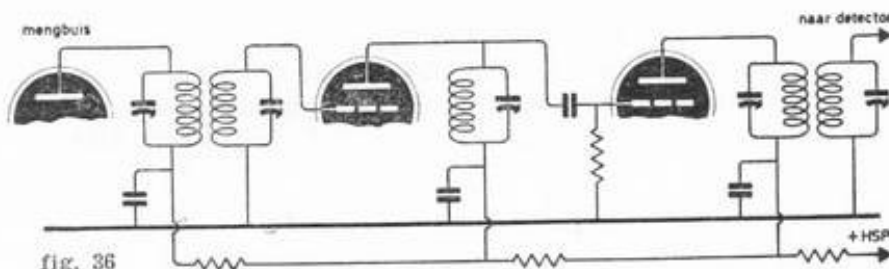


fig. 36

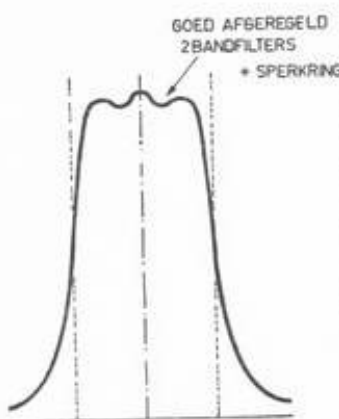


fig. 37



fig. 38

Mucore m.f. transformator

maar wordt daardoor de spanningsval over die C_k dus kleiner en daardoor de koppeling juist losser bij toenemende frequentie. Een combinatie van fig. 27 en fig. 28 geeft nu de in fig. 1 toegepaste schakeling; de spoelen zijn hierbij dus niet inductief gekoppeld.

Nog betere, bijna ideale kromme bereiken we door een extra kring aan 't bandfilter toe te voegen (fig. 35); helaas zakt hierdoor weer de spanning op de uitgang van 't filter. Dit kan men door een extra m.f. buis weer opvangen, doch dan schakelen we die extra kring liever als sperkring over de anode van die buis; aanbevolen voor batterij-supers (fig. 36). De doorlaatkromme voor de schakeling volgens fig. 35 is beter dan die van fig. 27; die van schakeling 36 zien we in fig. 37.

Bij de constructie van een m.f. filter, waarbij 2 spoeltjes binnen één afstembus ondergebracht moeten worden, plaatst men vaak de spoeltjes haaks op elkaar; er wordt dan toch nog voldoende koppeling verkregen. Verder heeft men algemeen de trimmers vervangen door vaste keramische condensatortjes of gemetalliseerde mica condensatoren, en de spoeltjes, die natuurlijk van litzedraad zijn gewikkeld, van poederijzerkern-tjes voorzien (fig. 38). De afstemming geschiedt dan dus door afregeling van de spoeltjes.

DIODE EN A.S.R.

We zijn nu gekomen op het punt waar wij de m.f. spanningen gaan „aftappen”. In principe kan natuurlijk een triode-detector gebruikt worden, desnoods met terugkoppeling. Dat kan nodig zijn voor ontvangst van zwakke telegrafie-signalen in morse. Maar voor muziek- of spraakontvangst is dat natuurlijk uit den boze: al onze moeite voor een mooie „kromme” is vergeefs geweest. Een diode is 't aangewezen detectiemiddel, en daarnaast een prima gelegenheid om A.S.R. toe te passen, want bij een dergelijk grote versterking als in een m.f. versterker is die automatische sterkteregeling onmisbaar, niet alleen om tijdens fading de a.f. signaalsterkte op peil te houden, maar ook om bij het „zoeken” langs de schaal de sterk invallende plaatselijke zenders in toom te houden.

Om damping op onze L-C-kring te vermijden, zullen we weer een aftakking op L toepassen; damping zou de kromme afplatten en de selectiviteit dus verminderen, afgezien van het spanningsverlies.

Ook bij de aftakking treedt dempingsverlies op, doch in mindere mate. In fig. 40 geven we nu een schema van het A.S.R.-gedeelte van een super (zoals we die kortweg noemen).

Nu hebben we het reeds meer over A.S.R. gehad; C_1 en R_1 zijn als bij een roosterdetector, dus resp. 100 pF en 1 M Ω .

Met het kiezen van die R_2 en C_2 zijn we echter niet geheel

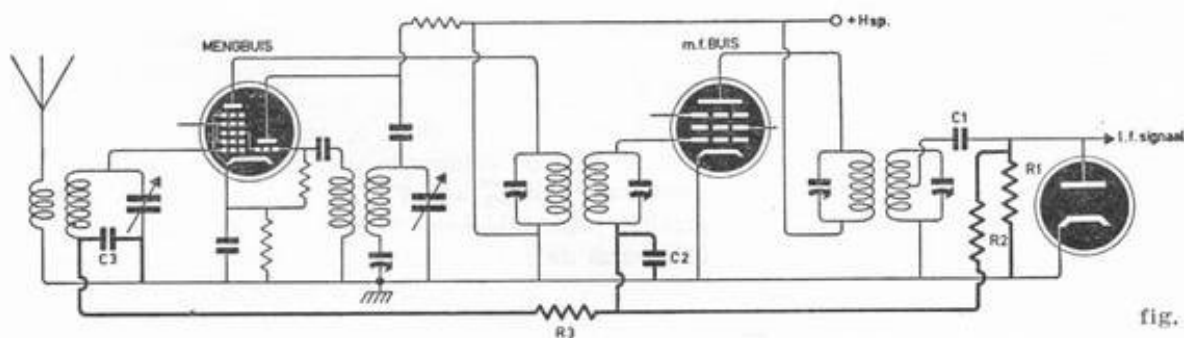


fig. 40

vrij. Om dit te laten zien moeten we eerst eens een proefje doen met een zaklantaarnbatterijtje, een condensator van b.v. $4 \mu\text{F}$, een weerstandje van $0,1 \text{ M}\Omega$ en een milli-ampèremeter. De meter schakelen we op een laag bereik, bij voorkeur 2 mA of nog lager. Wanneer we de stroomkring nu sluiten (fig. 41, schakelaar stand A) zal er een stroompje lopen; de wijzer slaat uit en blijft vrij lang zo staan, om later af te zakken en tenslotte is de stroom $= 0$. We zien, dat het tijd kost om de condensator te laden. Maar ook het ontladen, waarbij de stroom in omgekeerde richting loopt, zodat we de meter even omgekeerd moeten aansluiten, neemt een bepaalde tijd (schakelaar stand B). Wanneer we nauwkeurig de tijd zouden meten, zien we dat dit ontladen evenveel tijd neemt als het laden, wanneer de gebruikte weerstand in beide gevallen mogelijk is.

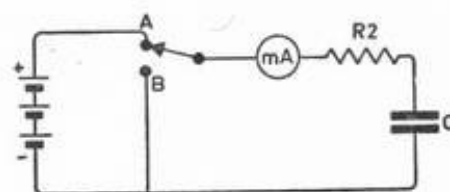


fig. 41

Nu een andere meting: dezelfde batterij, dezelfde meter maar nu een R_2 van $0,4 \text{ M}\Omega$ en een C_2 van $1 \mu\text{F}$. En nu zien we dat tijd voor lading en ontlading gelijk aan elkaar zijn, maar óók gelijk aan die tijden uit onze eerste proef.

Derde proef: $C_2 = 8 \mu\text{F}$ en R_2 van $0,1 \text{ M}\Omega$, dezelfde batterij. Nu blijken tijd van lading en ontlading wéér gelijk aan elkaar te zijn, maar... $2 \times$ zo lang als de tijden uit de vorige proeven.

Dit hoeft ons echter niet te verbazen: het gaat om elektrische ladingen die overgebracht moeten worden en wanneer we met water gaan werken zien we hetzelfde: U weet wel: dunne buisjes en wijde buizen, smalle emmers en wijde emmers en de hoogte van 't wateroppervlak boven de grond stelt weer de spanning voor.

TIJDCONSTANTE VAN R-C-FILTER

In de radiotechniek is het aantrekkelijk de grootte van een uit een weerstand en een condensator bestaand filter, een z.g. R-C-filter uit te drukken in seconden of eventueel in $\mu \text{ sec.}$ (microseconden). Men gaat hierbij als volgt te werk: Een condensator wordt opgeladen (schakelaar in stand A). Op de voltmeter V leest men nu een spanning af, die natuurlijk gelijk moet zijn aan de batterijspanning. Zetten we nu de schakelaar in stand B, dan zal de condensator zich ontladen. Welnu, de tijd die de condensator nodig heeft om zich zó ver

te ontladen, dat de spanning nog maar $\frac{1}{2,7}$ van zijn oor-

spronkelijke waarde bedraagt, dat is de R-C-tijd of de tijd s-constante van een bepaalde R en C, die bepaald wordt door het product van die twee; uit beide eerste proeven zien we dat de tijd niet verandert wanneer het product, dus $R \times C$

maar constant blijft. Dus net als bij het afvlakfilter van onze netvoeding, dat in eerdere lessen werd besproken. En wordt het $R-C$ -product $4 \times$ zo groot, dan is de tijd nodig voor lading of ontlading óók $4 \times$ zo groot.

Om de „fading” voldoende snel te kunnen „opvangen” is een combinatie van $C_2 = 0,1 \mu F$ en $R_2 = 0,1 M\Omega$ (fig. 40) in de praktijk juist gebleken. Maken we de tijdconstante kleiner dan wordt de zaak onrustig; de A.S.R. reageert te snel; is de tijdconstante, dus $R \times C$ te groot, dan reageert het systeem te langzaam. Wanneer we bij het afstemmen dan langs een sterk inkomend signaal draaien zwijgt de ontvanger op de naastliggende zwakke zenders totdat de C weer leeg is en dat duurt soms onaangenaam lang.

Principieel zouden we dus b.v. een C_2 van $1 \mu F$ en een R_2 van $0,01 M\Omega$ kunnen nemen.

Nu zijn er door de praktijk eisen gesteld: de regelspanning wordt door de m.f. kring geleverd. De belasting die daardoor op de kring veroorzaakt wordt, moet dus zo gering mogelijk gehouden worden, dus: hoge weerstanden, klein koppelcondensatortje C ; verder zal de C_1 zéér lekuvrij moeten zijn. Dus: niet te grote C_2 , want hoe groter een C is, des te méér zal de (ongewenste) lekstroom door die condensator bedragen. In een super worden mengbuis en m.f. buis en eventuele r.f. buis geregeld. Er bestaan zelfs buizen voor laagfrequent-versterking met regelbare steilheid; in dat geval wordt zelfs de a.f. buis medegeregeld. Hierbij blijken echter aanzienlijke a.f. vervormingen op te treden omdat de kromme te krom is, gezien de relatief hoge a.f. spanningen op 't rooster van die buis en we doen beter hier af te blijven. Wanneer we meer trappen regelen moeten we die onderling eveneens ontkoppelen (bij fig. 40, R_2 , C_2). Een andere, thans vaak toegepaste methode om de A.S.R. regelspanning „toe te dienen” is die in fig. 42; we vermijden hiermede de C_3 die opgenomen was

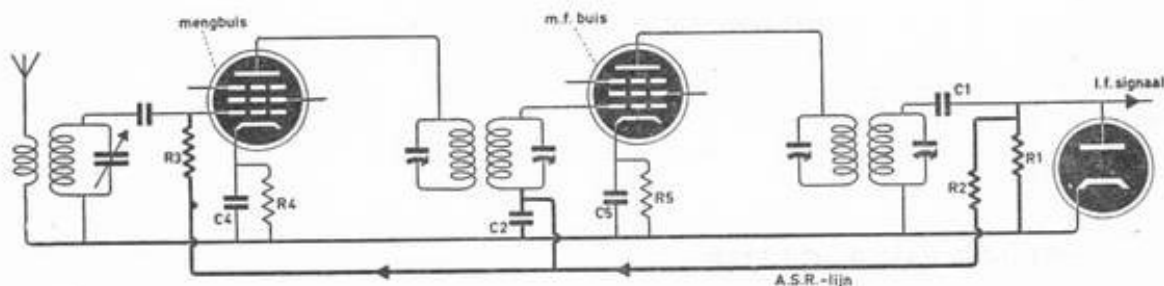


fig. 42

in de $L-C$ -kring en de kringkwaliteit ongunstig beïnvloedt. Een bezwaar van dergelijke schakelingen in 't algemeen is dat ongewenste bromspanningen uit de antenne regelrecht op 't rooster van de eerste buis kunnen terechtkomen en niet naar aarde afvloeien, daar er een hoge weerstand in de roosterkring ligt.

Het is niet onverschillig wáár die weerstanden en condensatoren van de A.S.R. komen te zitten; in de schema's zijn zij op hun juiste „geografische” ligging getekend, dus bij de punten die „hot” (heet) zijn.

Tenslotte zal in verband met omgekeerde roosterstroom de totale weerstand van het gehele A.S.R. circuit voor een bepaalde buis niet boven een bepaalde waarde mogen gaan, vooral bij een super met een extra r.f. trap vóór de mengtrap en een extra m.f. trap is dat van belang. We komen hier in de volgende les op terug.

UITGESTELDE A.S.R.

Een bezwaar van de in deze vorm beschreven A.S.R. is, dat deze aanstonds begint te functioneren, zodra er maar een ietsje spanning op de detector komt; het signaal wordt dan onmiddellijk verzwakt en het resultaat is, dat zwakke zenders praktisch verloren gaan.

Beter zou 't zijn wanneer we 't signaal eerst zouden kunnen laten aangroeien tot een bepaalde signaalsterkte, waarbij nog behoorlijke detectie mogelijk is. Is dat punt bereikt, dan pas laten we de A.S.R. in werking treden; er moet dan dus eerst een drempel als het ware bereikt worden. We bereiken dit in de uitgestelde A.S.R. Helaas kunnen we nu niet langer de A.S.R. betrekken uit de bron die in de eerste plaats bestemd is om ons het laagfrequent signaal te verschaffen: de diode.

Want dat a.f. signaal mag volstrekt niet door een uitgestelde diode geleverd worden; dat zou vervorming geven.

Een tweede diode is dus noodzakelijk, maar daarop is gerekend; vele buizen bevatten 2 dioden naast een triode of pentode. Moderne buizen bevatten vaak slechts één diode, maar dan gebruiken we er één uit de m.f. buis en één uit de a.f. buis, dan hebben we er toch twee. Op de schakeling van de signaal-diode komen we aanstonds terug; we blijven ons nu even met de U.A.S.R. bezighouden.

De uitstelspanning zal positief moeten zijn: wanneer we de kathode van de A.S.R.-diode positief maken, b.v. 5 volt ten opzichte van chassis, dan zullen de toppen van de gemoduleerde m.f. wisselspanning minstens 5 volt moeten bedragen, eer er enige gelijkrichting zal optreden; alles wat echter groter is dan 5 volt wordt dan gelijkgericht, zodat de regelspanning toeneemt en de A.S.R. zijn plicht kan doen (fig. 43). Zolang de r.f. spanning echter zo laag is, dat de regelbuis nog niet werkt, ligt de U.A.S.R.-lijn via R_2 en R_1 gewoon aan aarde en daardoor zouden de te regelen buizen, de mengbuis en m.f. buis in ongeregelde toestand geen negatieve roosterspanning krijgen. Dit is natuurlijk ongewenst en daarom past men bij die buizen een katodeweerstand met ont-koppelcondensator toe (R_4-C_4 en R_5-C_5 in fig. 42).

Nu is het niet zo eenvoudig, die katode zo maar positief t.o.v. aarde te maken, wanneer die katode gemeenschappelijk gebruikt wordt in een gecombineerde diode-, triode- of pentodebuis; de spanning op een dergelijke katode is n.l. gelijk aan de neg. roosterspanning van die buis en dus in de meeste gevallen ca. $+2\frac{1}{2}$ volt t.o.v. 't chassis. Is de A.S.R.-diode gecombineerd met de eindbuis, dan gaat 't beter. We hebben dan een spanning van circa $+6$ volt t.o.v. chassis. Deze eindbuizen (EBL 1, UBL 21, enz.) met ingebouwde dioden hebben echter andere, vrij grote bezwaren en worden niet meer toegepast.

Hoewel een uitstelspanning van ca. 5 à 6 volt eigenlijk wel gewenst is, zullen we om ingewikkelde schakelingen te vermijden het maar met $2\frac{1}{2}$ volt doen.

Er bestaat een andere methode, waarbij de diode een negatieve voorspanning krijgt t.o.v. aarde. De katode van de eerste l.f. buis ligt hierbij rechtstreeks aan chassis; het rooster wordt via een weerstand R_g van $10\text{ M}\Omega$ op de vereiste negatieve spanning gebracht. (Zie les 6).

Hoe verkrijgen we nu die negatieve spanning t.o.v. chassis? We kunnen hiervoor natuurlijk een batterij van 5 volt gebruiken (fig. 44a) maar óók door de spanningsval over een weer-

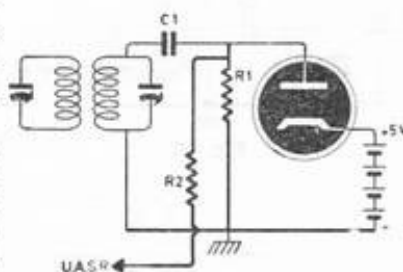


fig. 43

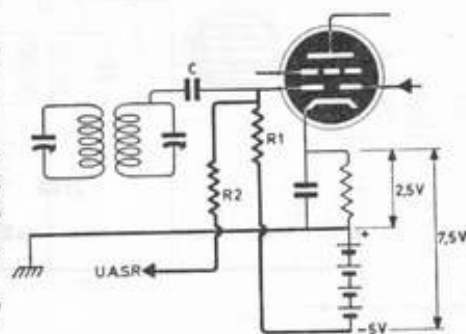


fig. 44a

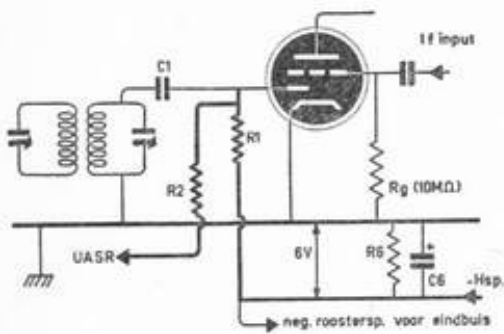


fig. 44b

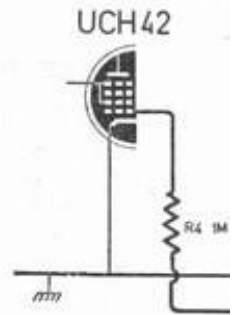


fig. 45

stand in de verbinding tussen — anodespanning en chassis (fig. 44b). Maken we die weerstand zodanig, dat de spanningsval daarover gelijk is aan de vereiste negatieve roosterspanning van de eindbuis, b.v. $5\frac{1}{2}$ volt voor een UL 41, dan kan de katode van die eindbuis zonder meer aan chassis gelegd worden. Ook de te regelen buizen, dus de mengbuis en de — m.f. buis kunnen met hun katoden direct aan chassis liggen. Maar... welke spanning komt er nu op de stuurroosters van die beide buizen wanneer ze niet geregeld worden? Wel, dezelfde als op het rooster van de eindbuis, dus — $5\frac{1}{2}$ volt. Dat is dus niet in orde, want nu werken die buizen niet op volle kracht, want hun neg. roosterspanning is te groot. Toch kunnen we daarop wel wat vinden door een potentiometerschakeling toe te passen.

In fig. 45 zien we de schakeling zoals deze in het schema van de in deze les beschreven U-super toegepast is. Helaas is deze niet voorzien van een uitstelspanning; het is gewone A.S.R., waarbij ook de eerste a.f. buis in de A.S.R. betrokken is.

De werking hiervan zien we bij de schema-beschrijving.

Nu hebben we A.S.R., uitgesteld nog wel, dus U.A.S.R., maar géén laagfrequent signaal. Nu zou het een koud kunstje zijn om parallel met die beschreven A.S.R. diode een a.f. signaaldiode te schakelen, maar dat zou te veel demping op onze m.f. kring geven.

Men vond een andere schakeling, waarbij de diode in serie met de m.f. kring L—C wordt geschakeld (fig. 46), terwijl we in fig. 49 kunnen zien, hoe de diode op een aftakking van de spoel is aangesloten, om de demping nog meer te doen verminderen; het wáárom van deze schakeling werd reeds eerder beschreven.

Deze schakeling doet ons weer aan de normale schakeling van onze a.f. voedingsapparatuur denken: we tekenen die er

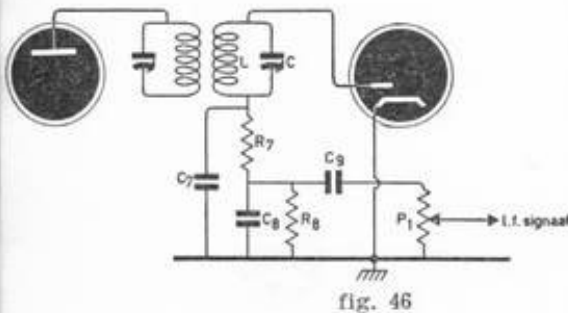


fig. 46

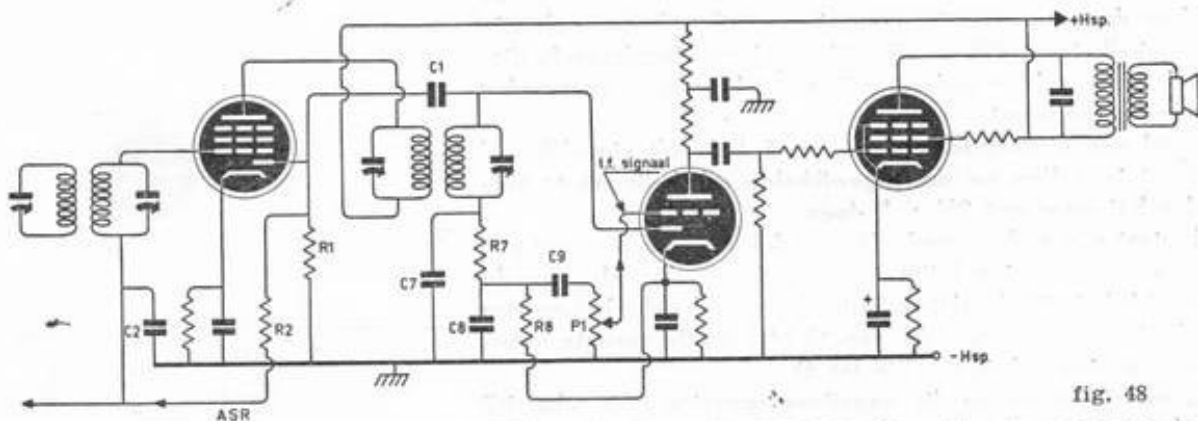
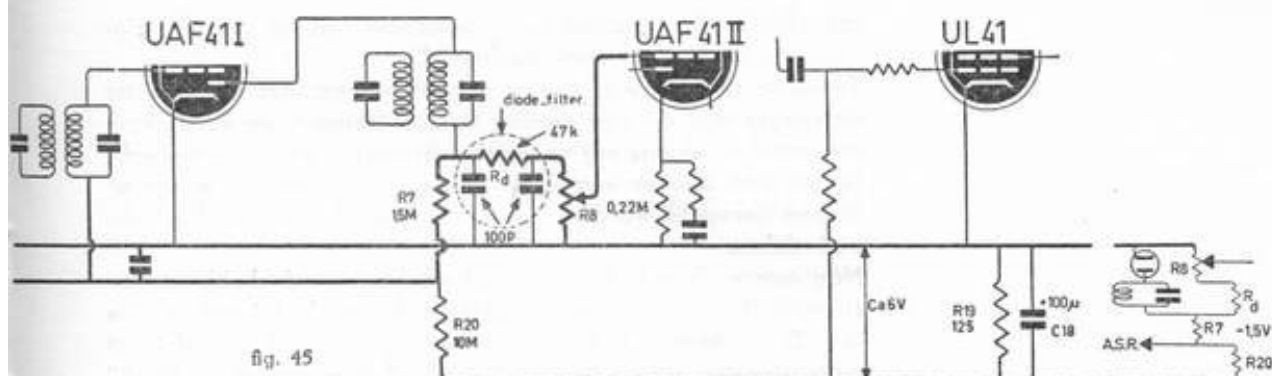


fig. 48

De uitstelspanning is hier gelijk aan de spanningsval over de katodeweerstand van de m.f. buis. De 1e a.f. buis heeft een normale katodeweerstand voor zijn negatieve roosterspanning.



Geheel rechts: de spanningsdeler tussen -6 V en chassis

ter vergelijking even onder (fig. 47). In de belastingkring herkennen we weer het filter C7-R7-C8, ditmaal om de m.f. trillingen te beletten om in de a.f. versterker door te dringen. Voor dit filter gelden dezelfde desiderata als reeds in les 9 beschreven op blz. 19; de weerstand R7 kan weer door een h.f. smoorspoel vervangen worden en de C's C7 en C8 mogen niet te groot zijn. Goede waarden zijn $R7 = 47.000 \Omega$, $R8 = \frac{1}{2} M\Omega$; $P = 1 M\Omega$; $C7 = 200 pF$, $C8 = 100 pF$; $C9 = 10.000 pF$.

Het verhaal begint nu zo langzamerhand compleet te worden (fig. 48); we zien nu nog een mogelijkheid om de demping van de 2e m.f. kring te verminderen door de diodeschakeling voor de A.S.R. niet op de secundaire maar op de primaire kring van 't 2e bandfilter aan te sluiten, eveneens via een klein C'tje, ca. 20 pF (fig. 49).

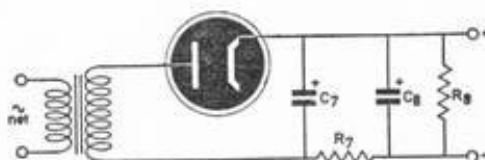


fig. 47

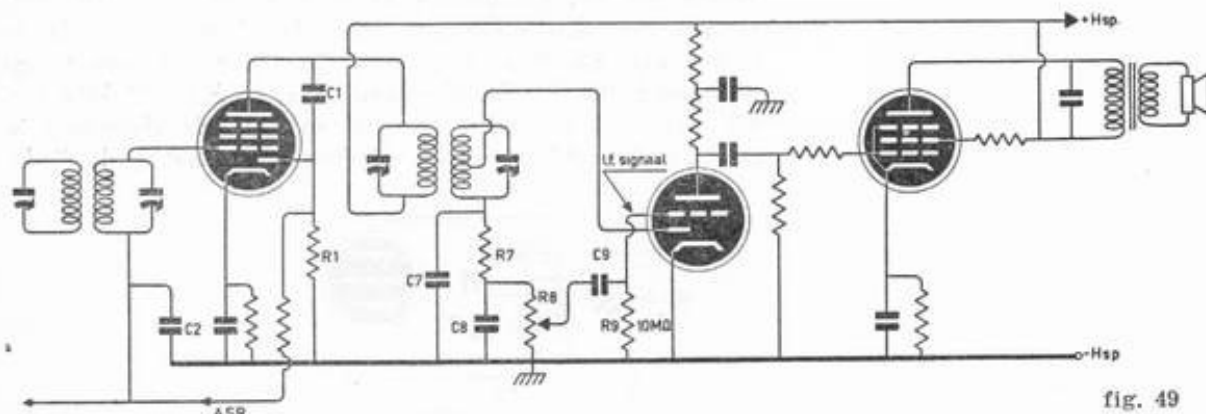


fig. 49

De 1e a.f. buis heeft geen katodeweerstand, doch krijgt zijn negatieve roosterspanning op de „moderne” manier (les 6).

Hierdoor wordt de vorm van de doorlaatkromme van de tweede m.f. transformator minder ongunstig beïnvloed. Wel is het dan zaak om te zorgen, dat er géén capacatieve koppeling optreedt tussen alles wat aan het „hete” eind van de secundaire hangt; o.m. is het gebruik van 2 dioden in één buis hierbij riskant: het bandfilter is berekend op een bepaalde interne onderlinge bedradingscapaciteit binnen het busje; extra koppeling daarbuiten kan de doorlaatkromme zeer ongunstig beïnvloeden.

Het principe en wezen van de „super” is hiermede besproken; daar de mengbuis een bepaalde drempelwaarde bezit voor kleine signalen kan de toestand verbeterd worden door een extra r.f. trap, geheel zoals dit bij een rechtoontvanger

mogelijk is. De verhouding: ongewenste ruis tot gewenst signaal wordt hierdoor sterk verbeterd.

Tenslotte moeten we er hier nog op wijzen, dat wanneer de ontvanger niet op een zender staat afgestemd, de versterking maximaal is en dus vrij veel ruis laat horen; zo gauw we echter op een zender van enige betekenis afstemmen zullen er buizen geregeld worden, de versterking afnemen en het ruispeil dalen.

Nòg een andere toevoeging zal slechts waarde hebben voor sleutelenthousiasten; we bespraken dit reeds bij een vorige les. Er bestaan n.l. telegrafiezenders welke dus uitsluitend morsesignalen uitzenden; vaak wordt het morsesignaal hierbij als een toon uitgezonden; men bereikt dit door het r.f. signaal aan de zenderzijde met één toon te moduleren en met elke ontvanger zijn deze morsesignalen op te vangen.

Wanneer men de zender echter niet in toon moduleert, doch slechts de morsetekens uitzendt door telkens de draaggolf af te breken, dan wordt 't gekker. Want een ongemoduleerde draaggolf kunnen we niet „horen” en als die draaggolf in het morseritme afgebroken wordt... dan horen we dat natuurlijk óók niet.

Maar we kunnen wel op een andere manier een draaggolf aantonen, n.l. door een andere draaggolf, eveneens ongemoduleerd, zèlf in onze ontvanger op te wekken en deze tegelijkertijd naar de detector te voeren. Wanneer onze eigen geproduceerde draaggolf slechts een weinig in frequentie verschilt van de binnenkomende zullen wij een signaal horen, dat de frequentie heeft van het verschil van beide binnenkomende frequenties, wanneer dit tenminste binnen het hoorbare gebied valt.

Willen we dus Continuous Wave telegrafie = C.W. ontvangen met een super-ontvanger, dan brengen we daarin tevens een z.g. Beat Frequency Oscillator aan, een teruggekoppelde triode, die afgestemd staat op b.v. 473 kHz, terwijl onze m.f. versterker normaal op 472 kHz afgeregeld is. Dit b.f.o. signaal brengen we met het m.f. signaal op de diode,

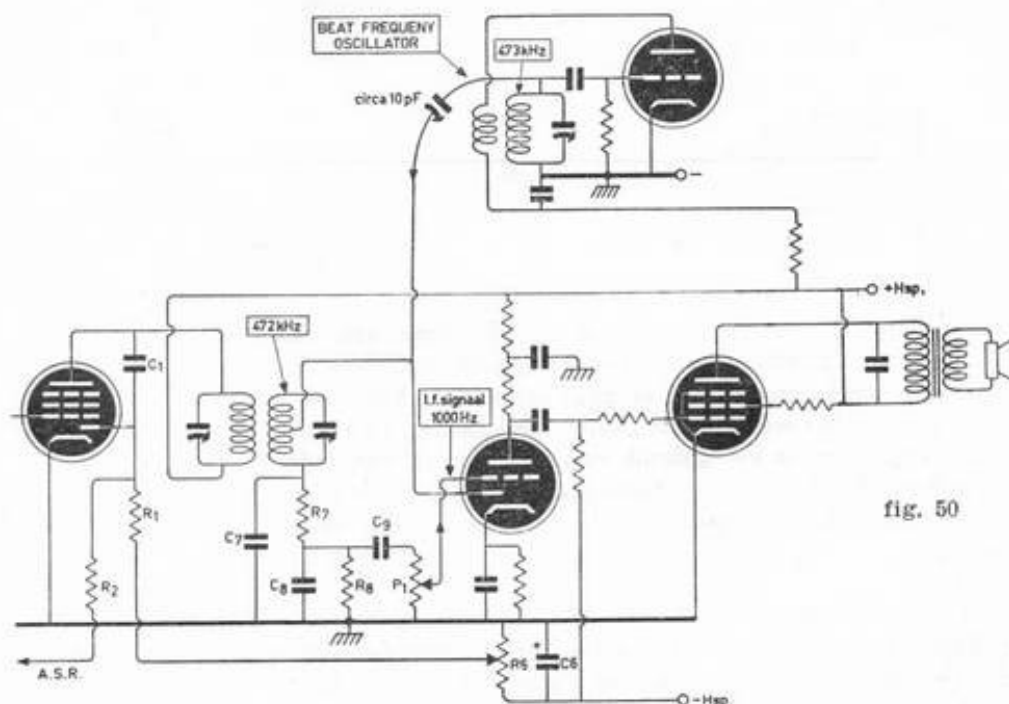


fig. 50

die dan „mengend” optreedt en we horen een toon van 1000 Hz. Het andere mengproduct, $472 + 473 = 945$ kHz, horen we natuurlijk niet. Verveelt dat toontje ons, dan stemmen we de b.f.o. af op 472 kHz, dan krijgen we een toon van 2000 Hz, enz. (fig. 50).

Men noemt dit verschijnsel *zweving* of interferentie.

Helaas liggen in een super vele bronnen voor interferentie. We zullen ze in een volgend hoofdstuk onder 't mes nemen en natuurlijk ook de geneesmiddelen, voor zover bekend. En dan zullen we tevens de afregeling van een super ter hand nemen, want in principe is dat geen kleinigheid; de praktijk valt echter mee.

En dan eindigt dit hoofdstuk, gewijd aan de Superheterodyne met de verklaring van de naam: super is een fantasiewoord, hetero heeft de betekenis „van verschillende afkomst” (vergelijk heterogeen) en dyne is hier: „golf”. Het apparaat werkt dus met een golf van andere herkomst en hiermede is bedoeld de wisselspanning, opgewekt door de hulposcillator en gemengd in een mengbuis.

En over het laagfrequent-gedeelte van een super spreken we niet: dat verschilt in niets van alle andere laag-frequent-versterkers.

BOUWBESCHRIJVING VAN EEN GW- OF U-SUPER

Het is zo langzamerhand gewoonte geworden in de les een bouwbeschrijving te geven; ditmaal wordt dat uit de aard der zaak een Super; voor de variatie eens met U-buizen: de Pin-Up super U51a, die o.a. in R.B. en in Jongensradio, deel 3, werd beschreven.

We zullen de ontwerper daarvan maar aan het woord laten en de schema's hieronder laten volgen:

Wij hebben het nooit onder stoelen of banken gestoken, dat wij geen bewonderaars zijn van ontvangtoestellen voor uni-

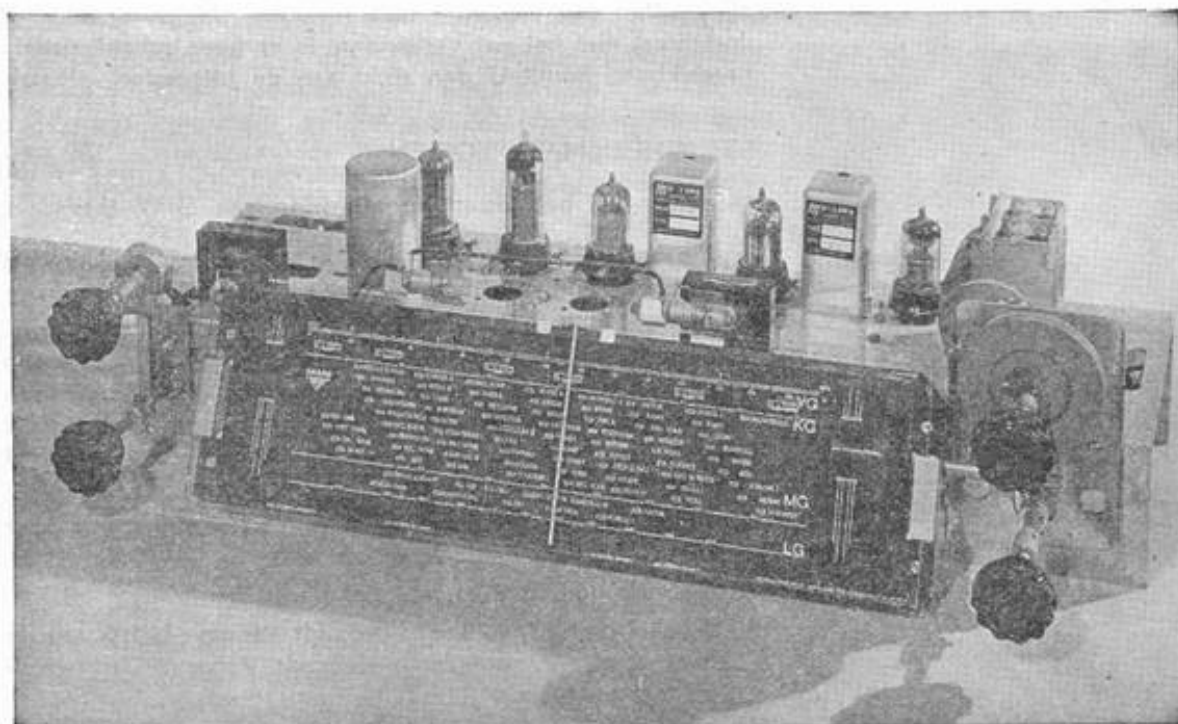


fig. 51

De pin-up-super U51-A

versele voeding, d.w.z. directe aansluiting op het lichtnet zonder tussenschakeling van een voedingstransformator. Weliswaar kan men de mogelijkheid van voeding door gelijkstroom waarderen, evenals de niet te versmaden kostenbesparing wegens de afwezigheid van de voedingstransf.; desniettemin is juist laatstgenoemde omstandigheid de reden van onze bezwaren.

Immers, de rechtstreekse verbinding tussen lichtnet en schakeling is een niet te onderschatten bron van gevaren, welke weloverwogen veiligheidsmaatregelen eist — niet alleen wat betreft de constructie van het toestel, maar niet minder tijdens de afregeling en het opsporen van foutoorzaken. De constructie moet zodanig zijn, dat het absoluut onmogelijk is om hoe dan ook met een of ander onderdeel van de schakeling in aanraking te komen — hieronder tevens te verstaan het chassis, stelschroefjes van bedieningsknoppen, e.d. Hieruit volgt al onmiddellijk, dat het onverantwoordelijk is het toestel in gebruik te nemen zonder dat het in een goed gesloten kast van droog hout of ander isolatiemateriaal is gemonteerd. Zelfs dan moet men er op letten, dat eventuele houtschroeven of spijkers niet uitsteken aan de binnenkant van de kast en zo toevallig contact kunnen maken met het chassis of andere onderdelen.

En natuurlijk moeten we er om denken, dat eventuele grote ronde ventilatiegaten in 't achterschotje en in de bodem met gaas moeten worden afgesloten; het gaas mag natuurlijk n e r g e n s met stroomvoerende delen in aanraking zijn.

Tijdens testen en afregelen is het onvermijdelijk het toestel buiten de kast in bedrijf te stellen. Men moet dus buitengewoon behoedzaam te werk gaan om ongelukken te voorkomen. Als het even mogelijk is maak dan gebruik van een scheidingstransformator tussen net en toestel; slechts dan is het apparaat niet gevaarlijker dan een normaal toestel met voedingstransf. Z.g. verhuistransf. zijn in het algemeen voor dit doel n i e t geschikt, het zijn n.l. autotransformatoren, d.w.z. zij bezitten één wikkeling met aftakking: de „secundaire” is dus direct met het net verbonden. Is er geen scheidingstrafo beschikbaar, houdt U dan strikt aan de hieronder volgende

VEILIGHEIDSMATREGELEN,

te nemen bij het testen en afregelen van G/W toestellen.

1. Plaats der handeling: N i e t in schuur of kelderruimte met betonnen vloer, maar in een d r o o g vertrek met droge houten vloer.
2. Plaats apparaat op houten tafel en zet deze op extra ruime afstand van centrale verwarming, pijpleidingen van gas en waterleiding, enz., zodat het absoluut onmogelijk is hiermede toevallig in aanraking te komen wanneer U met het toestel bezig bent.
3. Draag tijdens het experimenteren schoenen met rubber zolen of ga op een rubber mat staan.
4. Gebruik gereedschap met geïsoleerd handvat.
5. Schakel de netspanning telkens uit wanneer U iets aan de bedrading wilt veranderen door de steker uit het wandcontact te trekken.
6. Laat het toestel nooit bedrijfsklaar staan, monteer het direct in een kast; let op dat geen met het chassis in ver-

binding staande metalen delen kunnen worden aangeraakt. As-einden, stelschroefjes van knoppen en zelfs schroefknoppen kunnen gevaarlijk zijn!

7. Niet de grootte van de spanning, maar de stroomsterkte door het lichaam is bepalend voor de mate van levensgevaar.
8. Houdt bij metingen e.d. steeds één hand in de broekzak.

Op één belangrijk punt vestigen wij in het bijzonder uw aandacht: Bij gebruikmaking van een trimzender houde men er terdege rekening mede, dat beide output-klemmen van een dergelijk instrument rechtstreeks met aarde zijn verbonden (de lage weerstand van de ingebouwde verzwakker kan men in dit opzicht verwaarlozen), zodat condensatoren van ca. $0,05 \mu\text{F}$ moeten worden tussengeschakeld om kortsluiting van de verzwakker te voorkomen. Alleen in het geval dat de trimzender aan antenne- en aardbus van de ontvanger wordt verbonden mogen genoemde blokcondensatoren worden weggelaten.

Let voorts bij het hier te beschrijven bouwontwerp op C1a, geschakeld tussen het aardcontact van het m.f. filter type 221 en chassis. Deze condensator is noodzakelijk om een directe verbinding tussen aarde en lichtnet (via het chassis!) te voorkomen. Evenals C1a moet ook C1 geschikt zijn voor voortdurende belasting met minstens 250 volt wisselspanning. Mocht n.l. de antenne om een of andere reden sluiting maken met aarde — b.v. door aanraking met de dakgoot of iets dergelijks — dan krijgt C1 de volle netspanning te verduren en bij eventuele doorslag van deze condensator zal niet alleen de antennespoel van de Minicore spoelenheid worden beschadigd, maar tevens staat dan de antenneleiding onder netspanning!

HET SCHEMA (fig. 52)

De schakeling van dit ontwerp is zo eenvoudig mogelijk gehouden en behoeft weinig commentaar. Voor het afstemge-deelte kan men naar keuze het 4-bandenspoelstel Minicore type 148 toepassen of — indien ontvangst van de visserijband niet noodzakelijk geacht wordt — het 3-bandenspoelstel type 736; in beide gevallen wordt de Novocon afstemcondensator type DC 203 toegepast met de afstemschaal TD 101 en glasplaat 4033. In beide gevallen is de schakeling van de mengbuis — een UCH42 — hetzelfde.

De m.f. versterker — een UAF42 — krijgt tezamen met de mengbuis schermroosterspanning van de gemeenschappelijke spanningsdeler R6-5; C8 ontkoppelt beide schermroosters. De in de m.f. buis aanwezige diode dient als detector en levert tevens de AVR spanning, welke via het afvlakfilter R7-C7 aan mengbuis en m.f. versterker wordt toegevoerd.

Ook de l.f. voorversterker is meer of minder aan AVR onderhevig, al naar gelang van de stand van de sterkteregelaar R8. Door de directe verbinding van het rooster met R8 wordt n.l. tevens de gelijkspanningscomponent van de detector aan de l.f. versterker toegevoerd.

We zien in dit schema nog een bijzondere manier, om de negatieve roosterspanning voor de eindbuis UL 41 te verkrijgen. In de verbinding van — anodespanning naar 't chassis is n.l. een weerstand, R19, opgenomen, waardoor het stroomverbruik van het g e h e l e toestel loopt, dus niet alleen van de eindbuis. De waarde van R19 is 125Ω en hierover verkrij-

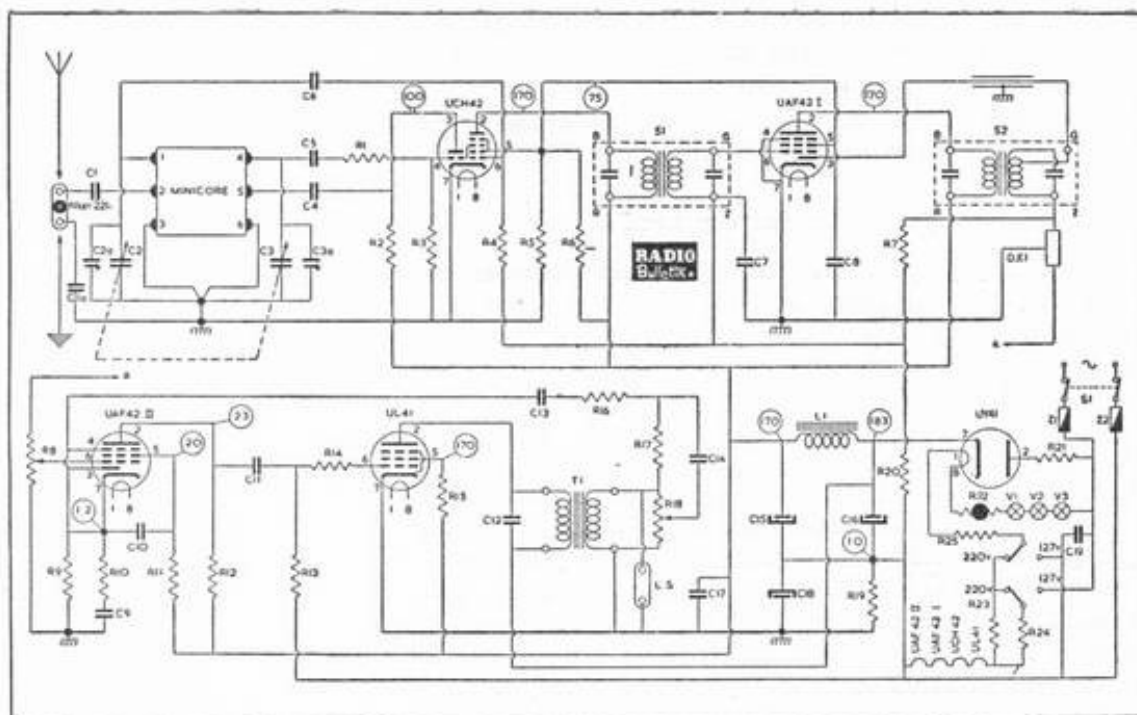


Fig. 52. In deze vorm werd het schema indertijd in R.B. gepubliceerd; momenteel wordt gestreefd naar een opzet, waarbij er minder gepuzzeld behoeft te worden. DF 1 is een diodefilter, bestaande uit een weerstand met 2 condensatoren (zie fig. 45).

PRINCIPESCHEMA VAN DE U 51A

- C 1 1000 pF papier (250 V wisselspanning) Facon
 C 1a 0,047 (0,05) μ F papier (250 V wisselspanning) Facon
 C 2-3 2 $\times$ 490 pF afstemcondensator (Novocon DC 203)
 C 2a-3a trimmers op afstemcondensator
 C 4 470 pF keram. of mica (L.C.C.-MIAL)
 C 5-6 100 pF keram. of mica (L.C.C.-MIAL)
 C 7-9-10 0,1 μ F papier (Facon)
 C 8 0,047 (0,05) μ F papier (Facon)
 C 11-13 0,022 (0,02) μ F papier (Facon)
 C 12 4700 (5000) pF papier (Facon)
 C 14-17 0,22 (0,25) μ F papier (Facon)
 C 15-16 2 $\times$ 32 μ F elco 350 à 450 V (Novocon)
 C 18 100 μ F 12½ of 25 V elco koker (Novocon)
 C 19 0,1 μ F papier (250 V wisselspanning) (Facon)

WEERSTANDEN (alle ½ W, tenzij anders aangegeven)

- R 1 100 Ohm (Vitrohm)
 R 2 10 kOhm (Vitrohm) 1 W
 R 3 22 kOhm (Vitrohm)
 R 4 1 Megohm (Vitrohm)
 R 5 22 kOhm (Vitrohm) 1 W
 R 6 15 kOhm (Vitrohm) 1 W
 R 7 1,5 Megohm (Vitrohm)
 R 8 220 kOhm pot.meter log. (Vitrohm)
 R 9-16-17 2,2 kOhm (Vitrohm)
 R 10 150 Ohm (Vitrohm)
 R 11 820 kOhm (Vitrohm) 1 W
 R 12 220 kOhm (Vitrohm) 1 W
 R 18 680 kOhm (Vitrohm)
 R 14 1 kOhm (Vitrohm)
 R 15 100 Ohm (Vitrohm)

R 18	15 kOhm	pot.meter log. m/schak. (Vitrohm)	
R 19	125 Ohm	1 W 5 % (eventueel 150 + 680 Ohm parallel)	
R 20	10 Megohm	(Vitrohm)	
R 21	150 Ohm	(Vitrohm)	2 W
R 22	Temco weerst.	(in warme toestand 200 Ohm 100 mA)	
R 23	110 Ohm	(Vitrohm)	2 W (2 × 220 Ohm, 1 W parallel)
R 24	430 Ohm	5 à 10 W (Vitrohm)	
R 25	190 Ohm	3 à 5 W (Vitrohm) (3 × 560 Ohm, 1 W parallel)	
S 1	— dubbelpolige aan/uit schakelaar op R 18		
L 1	— smoorspoel Muvolett type 6006		
T 1	— luidsprekertrafo 3000 : 3 Ohm Muvolett type 6063		
V 1-2-3	— schaalverlichtingslampjes Philips type 8095 D (19 V, 0,1 A)		

gen we ca. 5,8 volt. Er schuilt echter een addertje onder het gras: de mengbuis en de m.f. buis verbruikt in weggeregelde toestand m i n d e r anodestroom; de neg. roosterspanning van de eindbuis wordt dan iets lager dan gewenst is.

Een ander grapje is, dat geen der andere buizen voorzien is van een weerstand in de kathodeleiding ter verkrijging van neg. roosterspanning.

We zien echter, dat de weerstanden R7 en R20 een spanningsdeler vormen tussen de min. 5,8 volt en de onderkant van de 2e m.f. trafo, die via de weerstand in 't diodefilter van 0,1 MΩ en R8 weer aan 't chassis ligt; het „knooppunt” van deze weerstand ligt op ca. $-1\frac{1}{2}$ volt t.o.v. chassis en de mengbuis en m.f. krijgen dus een neg. roosterspanning van $-1\frac{1}{2}$ volt.

Uitgestelde A.S.R. is hier niet aanwezig; zo gauw de diode van de 1e UAF 42 begint te werken, zal 't „knooppunt” meer negatief worden en de neg. roosterspanning op de mengbuis en m.f. buis groter worden.

Bovendien krijgt de 1e l.f. buis zijn neg. roosterspanning van dezelfde diode; is er géén signaal, dan is dat dus ca. $-1\frac{1}{2}$ volt; is er een sterk signaal, dan wordt dat meer, waardoor ook een automatische sterkteregeling optreedt. We sparen met deze schakeling wel enige condensatoren en weerstanden uit.

Frequentie-afhankelijke tegenkoppeling vindt plaats vanuit de secundaire van de uitgangstrafo via een klankcorrigerend netwerk naar de katode van de voorversterker. R18 regelt de mate van „ophalen” van de hoge frequenties.

Tenslotte vraagt de schakeling van de gloeidraden der buizen en schaalverlichtingslampjes nog even onze aandacht. Bij aansluiting op 220 volts netten staan zij allen in serie, maar zou men dit ook voor een 127 V net willen doen, dan zouden de schaalverlichtingslampjes weggelaten moeten worden om voldoende spanning voor de buizen over te houden. Daarom wordt voor de lagere netspanning de serieschakeling in twee takken gesplitst (fig. 53) elk met zijn vereiste serieweerstand, die dan parallel over het net worden geschakeld. In 't schema is aangegeven hoe met behulp van een eenvoudige spanningskiezer de vereiste omschakeling kan geschieden. De ene tak bestaat uit de gloeidraden der versterkerbuizen — 84 V vertegenwoordigd — en R24, die de resterende 43 V wegwerkt. De andere tak bevat de gelijkrichtbuis en de 19 V.

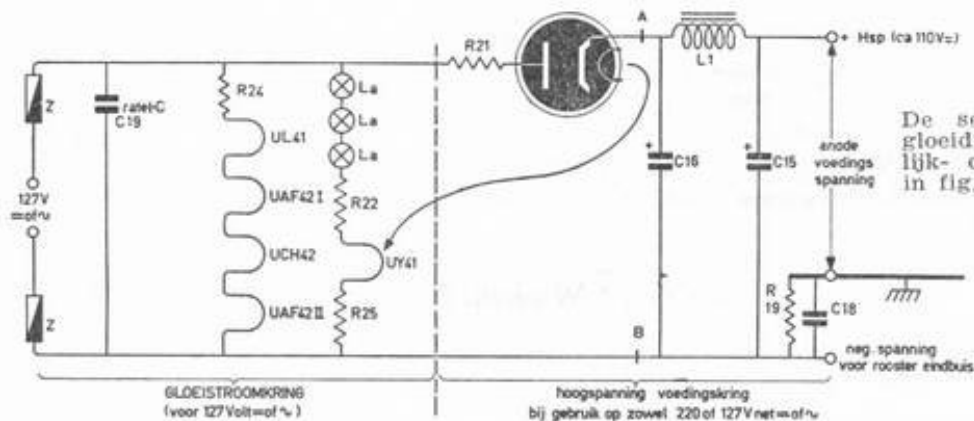


fig. 53

R21 is een begrenzingsweerstand, die de ladingstroomstoten begrenst om de gelijkrichtbuis te sparen. Deze grote ladingstroomstoten worden door de grote reservoircondensator C12 veroorzaakt.

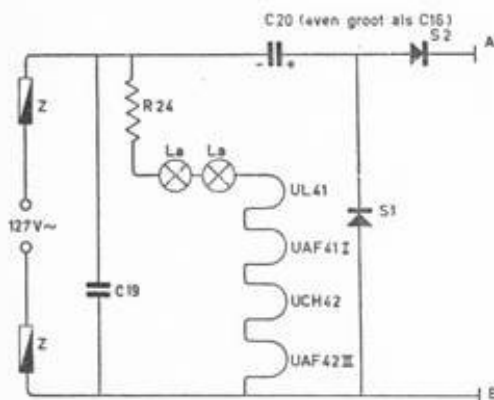


fig. 54

Spanningsverdubbelingsschakeling volgens Delon. Weerstand R24 is in dit geval 50 Ω (1 Watt). Zie voor het afvlakcircuit fig. 53 (aansluitpunten: A—B) R24 is hier 430 — 380 = 50 Ω (1 W).

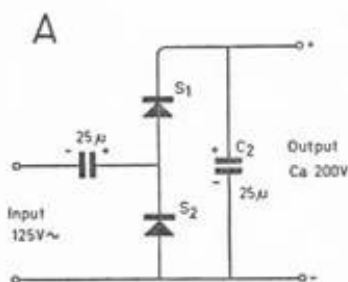


fig. 55 A

lampjes — bij elkaar 88 V. — en de „Temco” R 22, een temperatuurafhankelijke weerstand ter beveiliging van de lampjes tijdens de opwarmperiode, benevens de voorschakel weerstand R25. Met de spanningskiezer in de stand „127 V.” staan beide takken parallel, in de stand „220 V” in serie. In dit laatste geval komt bovendien R23 parallel aan R24 om de totale waarde der serieweerstanden tot de vereiste grootte terug te brengen. Wil men het toestel uitsluitend voor 220 V. inrichten, dan kunnen R23-24-25 worden vervangen door één enkele weerstand van 280 ohm, 3 à 5 W. (eventueel 4 parallelgeschakelde 1 W. weerstanden van 1100 ohm elk). Nu komt er natuurlijk bij velen nog een vraag voor de dag: wanneer dit toestel nu uitsluitend op een gelijkspanningsnet zal worden gebruikt, wat doen we dan eigenlijk met die gelijkrichtbuis?

Nu, die is hier voor de gelijkrichting volstrekt overbodig. Maar omdat er in deze ontvangers electrolytische condensatoren worden toegepast dienen we er voor te waken, dat deze nooit verkeerd-om worden aangesloten. Helaas is dat bij onze netstekers wel mogelijk; de enige mogelijkheid om onszelf tegen deze narigheid te beveiligen is het toepassen van die gelijkrichtbuis. Prikken we nu de steker verkeerd-om in 't net, welnu, dan doet de ontvanger niets, helemaal niets, maar onze elco's blijven heel.

Daar we dit nog nergens uitdrukkelijk gezegd hebben, moet hier even vastgesteld worden, dat we voor serie-voeding uitsluitend buizen mogen gebruiken met gelijke gloeistroom. De moderne Europese seriebuizen zijn voor 100 mA geconstrueerd; de oude U.S.A. buizen waren voor 300 mA berekend, terwijl de nieuwe voor 150 mA bestemd zijn. We mogen die dus niet door elkaar gebruiken! De spanning van de buizen komt pas ter sprake bij het berekenen van de serieweerstand, benodigd voor een bepaalde netspanning.

CONSTRUCTIETIPS

Ofschoon men dit ontwerp op een betrekkelijk klein chassis zou kunnen monteren, heeft dit weinig zin, zolang men gebonden is aan het gebruik van de Novocon schaal type TD 101, met glasplaat. Wij gebruiken dan ook het bekende Amroh „Pin-up” chassis, waarvan de voor de voedingstranf.

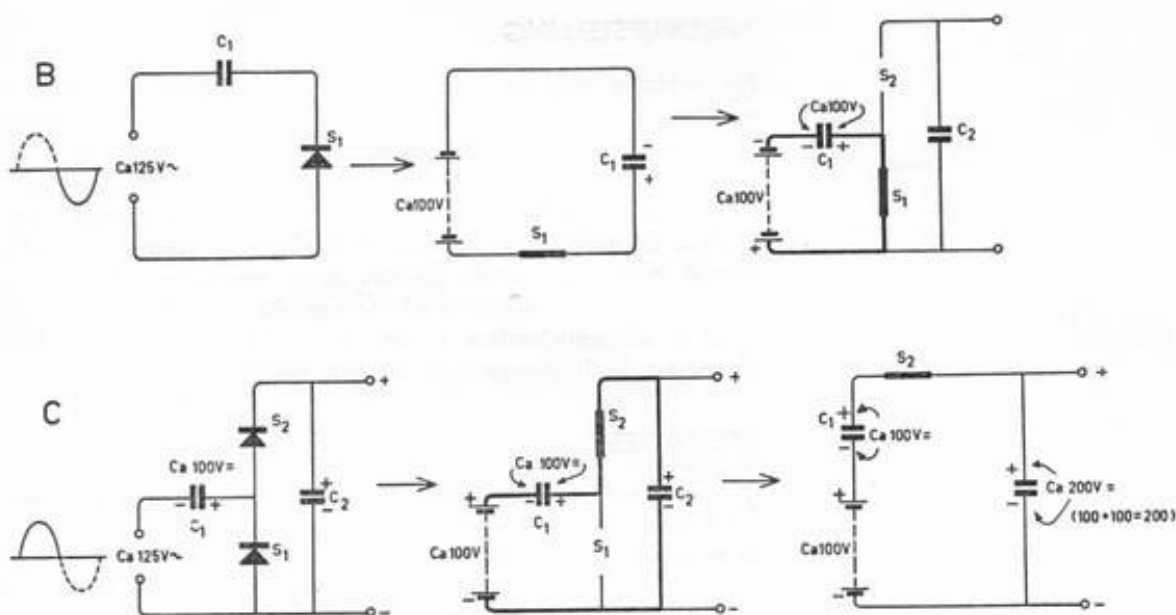
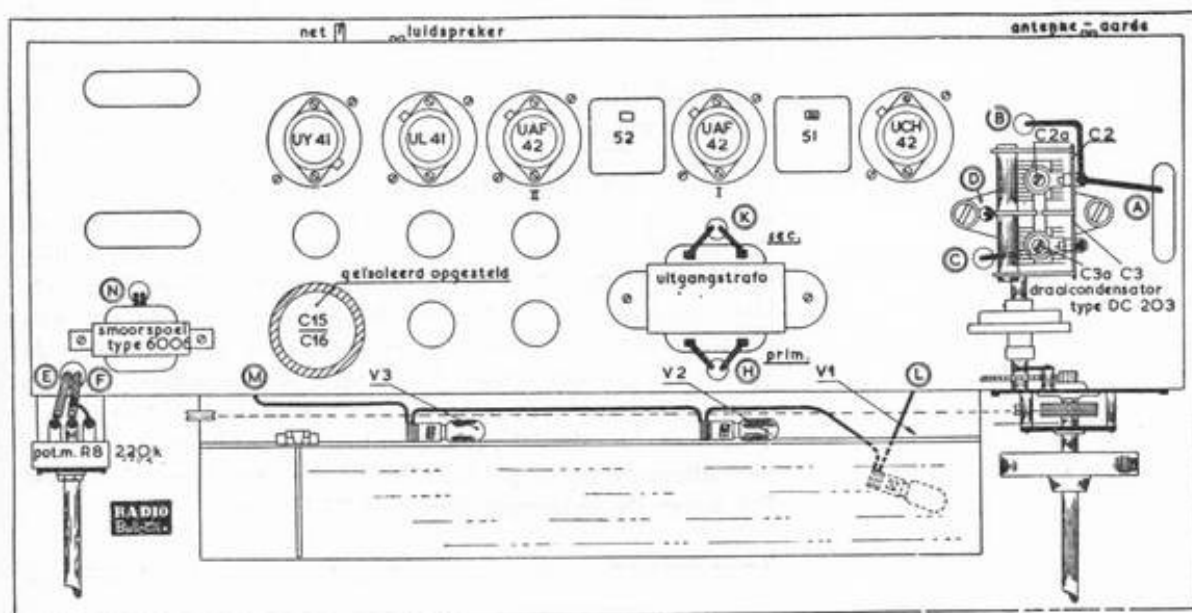


fig. 55 B-C

Beeidverhaal van de spanningsverdubbeling volgens Delon. A) geeft de gehele schakeling. B) de werking tijdens de negatieve faze van de netspanning en C) tijdens de positieve faze).



Indeling van de onderdelen en de bedrading aan de bovenzijde van het chassis. De bouwtekening bevindt zich achterin.

fig. 56 a

bestemde ruimte ongebruikt is. De opstelling der onderdelen is te zien in bijgaande afbeeldingen en de bedrading zal weinig moeilijkheden opleveren, gezien de overvloedige ruimte tussen de logische groepering der verschillende onderdelen. Aan de volgende punten schenke men echter goede aandacht.

De dubbele elco C15-16 moet door pertinax ringen van het chassis worden geïsoleerd. Let er verder op, dat de lekweerstand van de eindbuis (R13), de gloeidraad van de a.f. voorversterker (UAF42-II) en één zijde van het lichtnet geen van allen aan chassis, maar aan het knooppunt C15-16/R19 worden verbonden. Neem voor de condensatoren C1, C1a en C19 speciale typen (Facon of Novocon) die minstens 250 V. wisselspanning continu kunnen verdragen.

INBEDRIJFSTELLING

Na contrôle van de bedrading kan het toestel op het net worden aangesloten, echter niet dan na zorgvuldig de hiervoor aangegeven veiligheidsmaatregelen te hebben genomen. Zodra de buizen op temperatuur zijn gekomen moet worden nagegaan of de tegenkoppeling in juiste fase is aangesloten. Verkeerde aansluiting verraadt zich door a.f. genereren, zich uitend in een constante giltoon. Men moet dan of de aansluitingen van de primaire of die van de secundaire der luidsprekertrafo omwisselen. Daarna kan men de diverse kringen afregelen, te beginnen met de m.f. transformatoren.

PRESTATIES

De ontvanger geeft geheel gelijkwaardige ontvangstresultaten als iedere overeenkomstige super met E-buizen en transformatorvoeding. Op MG en LG is de gevoeligheid beter dan 5 mV., op de KG bereiken gemiddeld 10 mV. Dit geldt voor 220 V netspanning; bij 127 V is de gevoeligheid iets kleiner. Toch kunnen we de prestaties op 125 V ∞ gelijkwaardig maken aan die op een 220 volt ∞ net door spanningsverdubbeling toe te passen. Het heeft vele voordelen om voor de gelijkrichting bij spanningsverdubbeling en selenium gelijkrichter toe te passen; we verkrijgen dan ca. 200 V =. Het schema van de nog niet eerder behandelde Delon-spanningsverdubbelingschakeling zien we in fig. 54; het enige waar we om denken moeten is, dat het huis van de „bovenste” elco, C2, op ca. +100 V. = t.o.v. chassis zit; dus monteren met een isolatieringetje tussen aluminium-cylinder en chassis. Dit geldt trouwens óók voor de combinatie van C3 en C4, waarvan de bus niet alleen in deze schakeling, maar ook bij fig. 45 op 5,8 V = negatief t.o.v. het chassis zit. Het voordeel van de Delon schakeling is, dat één der netdraden rechtstreeks met het net verbonden is; we kennen de bezwaren daarvan, maar dit is toch nog gunstiger dan de „zwevende” verbinding bij de Greinacher schakeling. Ook met betrekkelijk kleine antennes wordt dan ook zeer bevredigende ontvangst bereikt van een groot aantal stations. Tot zover de ontwerper van de U51A super.

AFREGELING: zal in een volgende les worden besproken.

U-BUIZEN MET SERIE-CONDENSATOR OP 220 V.

Het is wel interessant om de serievoeding van de buizen nog eens op een andere manier te bezien. Zoals n.l. in bedoelde beschrijving verteld wordt en trouwens ook in deze lessen is beschreven, loopt er onmiddellijk na het inschakelen van de spanning een stevige stroom (ca. 350 mA) door de gloeidraden, omdat deze koud zijn en dus een verbazend lage weerstand hebben.

Zijn de buizen eenmaal op temperatuur gekomen, dan wordt de stroom normaal d.w.z. 100 mA.

Schakelen we de verlichtingslampjes mede in deze serie, dan zullen deze prompt overlijden; de radiobuizen overleven wel die grote overbelasting, ofschoon hun levensduur door dergelijke krachtproeven er natuurlijk niet hoger op wordt.

De in schema 52 toegepaste z.g. niet-lineaire weerstand (temco) R22 heeft in koude toestand een hoge waarde: wordt

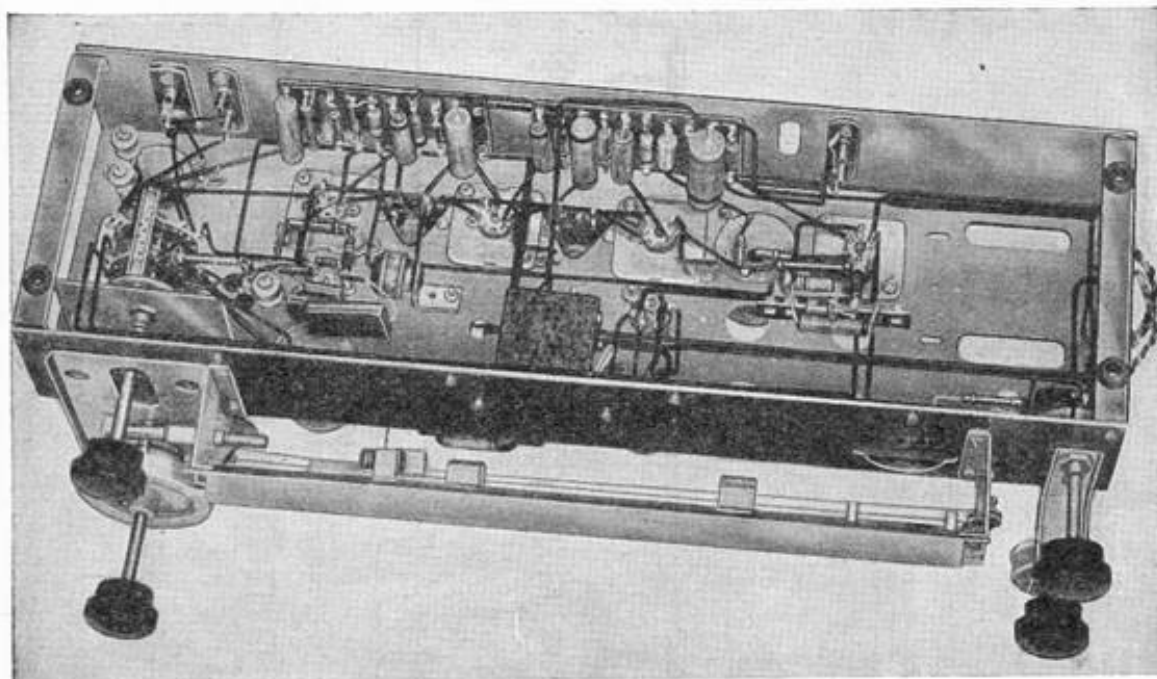


Fig. 56b. Door gebruik te maken van montagestrips — zgn. Pinup-bordjes — wordt een zeer overzichtelijke montage verkregen.

die weerstand warm, dan daalt de weerstand. Dat is dus net andersom als bij de buizen.

Hiermede wordt de inschakelstroomstoot beperkt tot circa 200 mA. Beter, maar nog niet ideaal.

Bij een door mij veelvuldig en met succes toegepaste schakeling wordt gebruik gemaakt van een seriecondensator inplaats van de weerstanden R22, 23, 24 en 25; metingen wijzen uit dat de maximum stroom niet hoger komt dan 150 mA; het opwarmen duurt iets langer maar... de buizen gaan véél langer mede en eventueel in serie geschakelde gloeilampjes leven jaren lang (fig. 57). Helaas is deze schakeling slechts voor 220 V. ∞ netten te gebruiken. Daar we een goede condensator moeten gebruiken, een z.g. oliecondensator, zijn we gebonden aan typen uit de handel. 2 μ F is een courante waarde. Een werkspanning van 1000 V. ∞ is noodzakelijk. Een voordeel is nog, dat we van al die warmte-ontwikkellende serieweerstanden in ons toestelkastje af zijn.

Uit bovenstaande opstelling zien we, dat de in serie geschakelde gloeidraden van de buizen tezamen een weerstand vertegenwoordigen van: $R_{gloeï} = 1150 \Omega$.

De berekening van die serie-condensator is aan de hand van het geleerde in les 3 uit te voeren; we slaan die nu maar even over en constateren slechts: Wanneer een condensator van 2 μ F in serie met een weerstand van 1510 Ω op een 220 V. net wordt aangesloten, zal de stroom juist 0,1 A. bedragen; En waaruit is die weerstand van 1510 Ω samengesteld? Uit de gloeidraden van de buizen, verlichtingslampjes en, zo nodig, een extra weerstand.

Door die condensator wordt ca. 69 volt „weggewerkt” en door een weerstand van 1510 Ω de resterende 151 volt.

De totale weerstand R_{tot} die in serie met de condensator moet staan om de stroom tot 0,1 A. te beperken, is dus 1510 Ω ; we moeten nu een „opvulweerstand” R_{opv} van 1510 — 1150

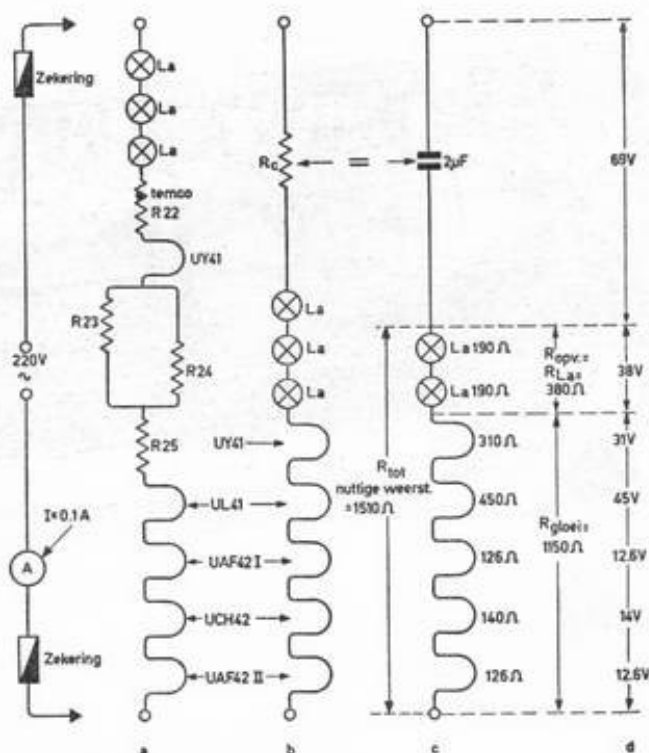


fig. 57

UY41	=	310 Ω	(31 V. bij 0,1 A.)
UL41	=	450 Ω	(45 V. bij 0,1 A.)
UAF42 I	=	126 Ω	(12,6 V. bij 0,1 A.)
UCH41	=	140 Ω	(14 V. bij 0,1 A.)
UAF42 II	=	126 Ω	(12,6 V. bij 0,1 A.)
R_{gloei}	=	1150 Ω	(115 V. bij 0,1 A.)

= 360 Ω zoeken. Hiervoor nemen we ... 2 speciale Philips-lampjes, in serie geschakeld, elk voor 19 V. - 0,1 A.; de weerstand hiervan $R_L = 380 \Omega$; het verschil met de benodigde waarde $R_{opp} = 360 \Omega$ is zó gering, dat we het gerust erop kunnen wagen. Helaas moeten we het dus maar met 2 lampjes doen, maar dit nadeel weegt ruimschoots tegen de voordelen op.

En nu even een controleberekening voor de liefhebbers: We gaan dus uit van: 220 volt $\sim$; $I = 100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A.}$; $f = 50 \text{ Hz.}$

De weerstand Z van de gehele schakeling moet zijn volgens

$$\text{Ohm: } \frac{220}{0,1} = \frac{2200}{1} = 2200 \Omega = Z.$$

Deze weerstand is samengesteld uit een weerstand R_{tot} (zijnde de weerstand van de in serie geschakelde gloeidraden van buizen en lampjes, de „nuttige weerstand” zou men kunnen zeggen) + de wisselstroomweerstand of reactantie R_c van de condensator (fig. 57b).

We weten, dat we die weerstanden R_{tot} en R_c niet zó maar bij elkaar mogen tellen; we moeten hiervoor de volgende formule toepassen (zie les 3).

$$Z = \sqrt{R_c^2 + R_{tot}^2}.$$

Daar we uit moeten gaan van een handelscondensator van 2 μF , moeten we ditmaal éérst R_c berekenen. We nemen



fig. 58

Oliecondensator van 2 μF (Dubillier)

daarvoor de formule: $R_c = \frac{160000}{f \times c}$. Ingevuld geeft dat:

$$R_c = \frac{160000}{50 \times 2} = \frac{160000}{100} = 1600 \Omega.$$

We hebben nu: $Z = \sqrt{R_{tot}^2 + R_c^2} = 2200$, of ingevuld:

$$\begin{aligned} 2200 &= \sqrt{R_{tot}^2 + 1600^2} \\ 2200^2 &= R_{tot}^2 + 1600^2 \\ 4840000 &= R_{tot}^2 + 2560000 \\ 4840000 - 2560000 &= R_{tot}^2 \\ 2280000 &= R_{tot}^2 \\ R_{tot} &= \sqrt{2280000} = 1510 \Omega. \end{aligned}$$

Wanneer we dus op een 220 volt net een condensator van $2 \mu F$ in serie schakelen met een weerstand van $1510 \Omega = R_{tot}$, dan zal de stroom precies $100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A}$ bedragen. Natuurlijk maken we door het vervangen van de serie-weerstand door een serie-condensator ons toestel ongeschikt voor gelijkspanningsnetten, maar gelukkig komen die niet veel meer voor.

GRAFIEK VOOR HET BEREKENEN VAN OSCILLATOR-KRINGEN

De grafiek is opgezet voor een frequentiegebied van 1500—550 kHz, waarbij is uitgegaan van een max. afstemcapaciteit voor de signaalkring van 400 pF (= var. condensator + trimmer + bedradingscapaciteit). In de grafiek kunnen we vinden: waarde van de padder C, extra trimmercapaciteit $C_{extra \text{ trim}}$ en zelfinductie van de oscillatorspoel, uitgedrukt in % van de spoel in de antenne-afstemkring, voor verschillende middelfrequenties. Met die extra-trimmercapaciteit bedoelen we dus de extra parallel-condensator over de afstem-C.

Gebruiken we dus een middenfrequentie van 472 kHz, dan gaan we vanaf de onderrand bij 472 langs een rechte lijn omhoog en lezen op de snijpunten met de betreffende krommen de waarden van de gezochte gegevens af.

Wanneer de maximale waarde van variabele afstemcondensator + aanhang niet 400 pF is, doch een andere waarde C_{afw} heeft, dan moeten zowel de padder-C als $C_{extra \text{ trimmer}}$

vermenigvuldigd worden met $\frac{C_{afw}}{400}$; de zelfinductie van de

oscillatorspoel verandert daardoor niet.

Is de totaalcapaciteit in de antennekring dus b.v. 300 pF, dan vermenigvuldigen we de gevonden padderwaarden en C_{extra}

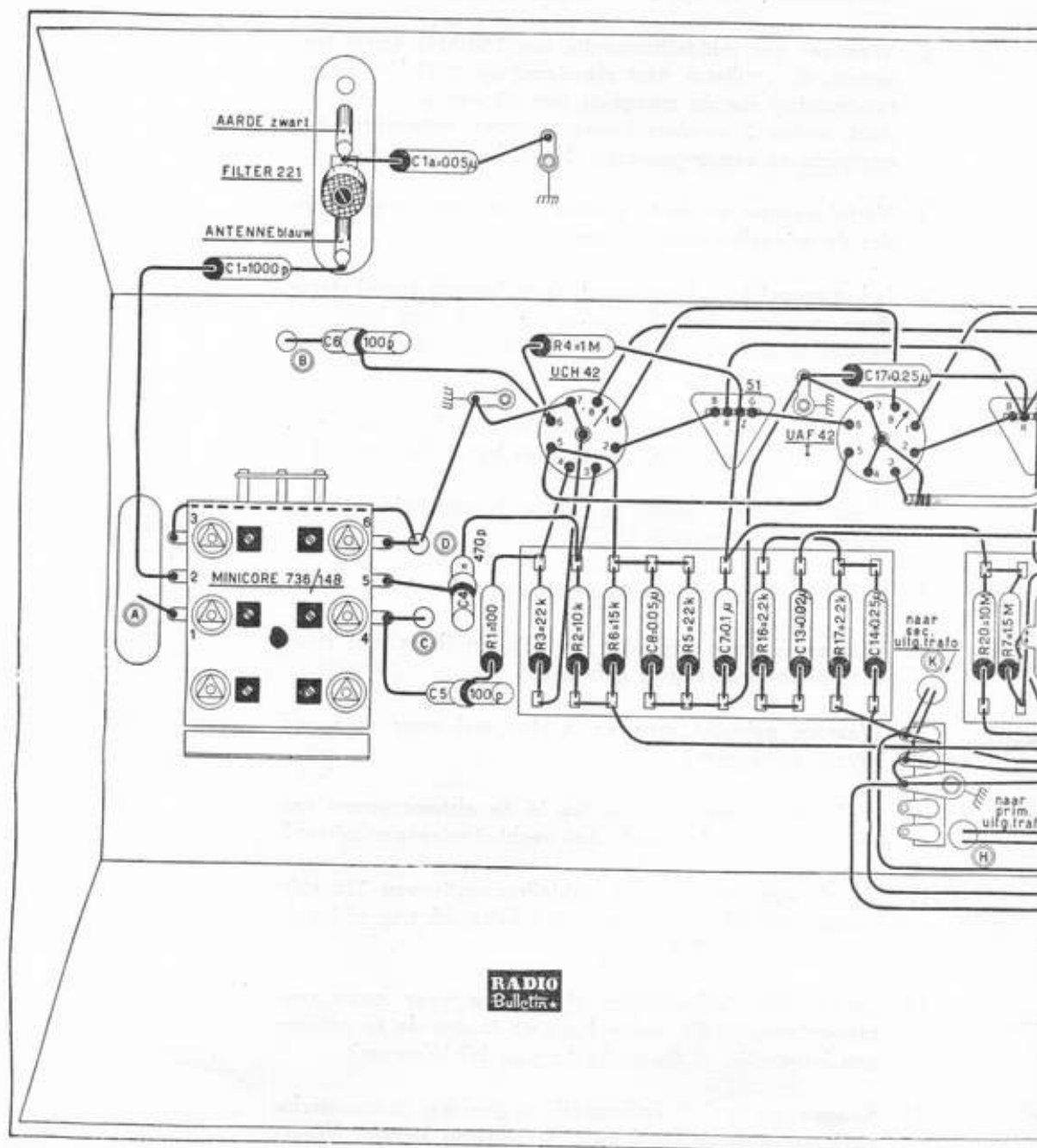
$$\text{trimmer met } \frac{300}{400} \text{ ofwel } \frac{3}{4}.$$

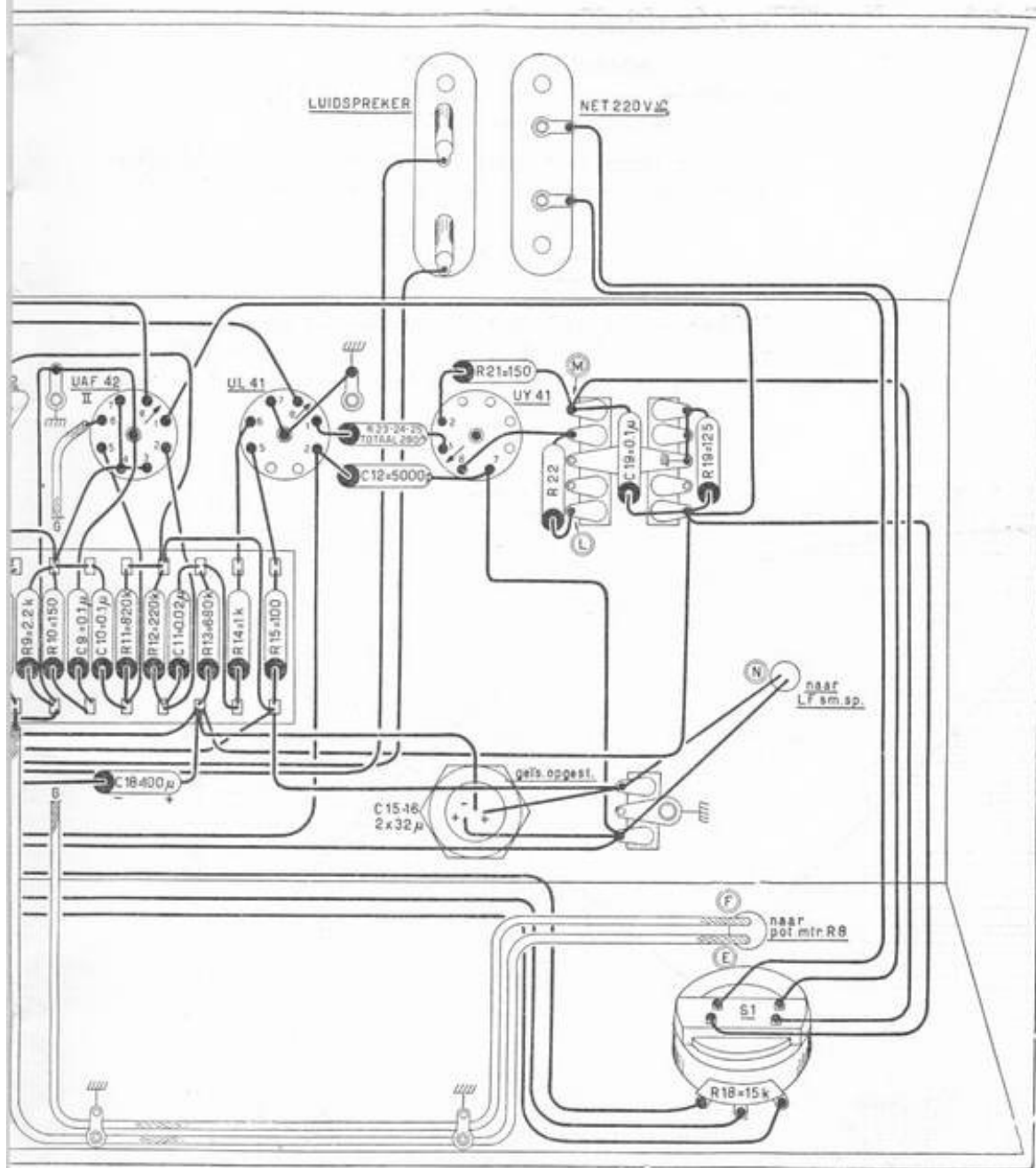
Wil men gelijkloop voor een ander frequentiebereik dan 1500—550 kHz verkrijgen, dan berekenen we vooraf de factor

middelfreq.

gemiddelde signaal freq.

BOUWTEKENING VAN DE PIN-UP-SUPER U51-A





Voor 15000—5500 kHz (20—54,5 m) is de gemiddelde signaalfrequentie $\frac{15000 + 5500}{2} = 10250$; dus bij een m.f. van

450 is de factor:

$$\frac{\text{middelfreq.}}{\text{gem. signaalfreq.}} = \frac{450}{10250} = 0,044.$$

Voor de lange golf kan b.v. 275 kHz als gem. signaalfrequentie aangenomen worden; de factor wordt hier dus:

$$\frac{450}{275} = 1,636.$$

Hebben we die gevonden, dan zoeken we op de bovenrand van de grafiek dit getal op en trekken van dit punt 'n lijn naar beneden; op de snijpunten met de krommen vinden we weer de gezochte waarden.

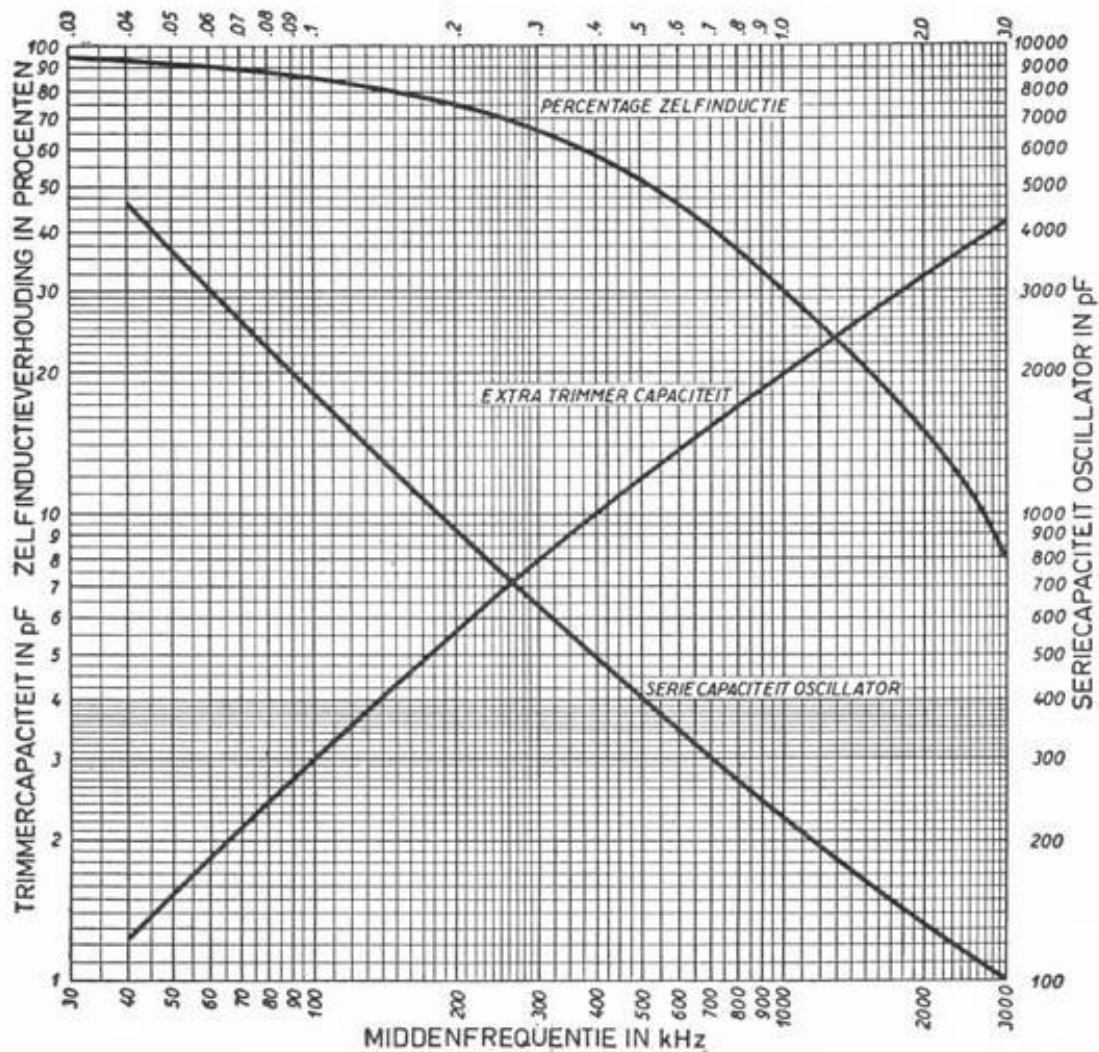


fig. 58

VRAAGSTUKKEN BIJ LES 10

1. Vertel waarom het geen aanbeveling verdient om een rechtuitontvanger met 2 bandfilters uit te rusten.
2. Wanneer een middelfrequentie van 150 kHz wordt toegepast, de oscillator staat afgestemd op 1000 kHz en de roosterkring van de mengbuis niet uit een bandfilter bestaat, zullen 2 zenders kunnen worden ontvangen, een gewenste en een ongewenste. Noem hun frequenties.
3. Vertel waarom we de frequentie van de ongewenste zonder de spiegelfrequentie noemen.
4. Is het mogelijk met een goed afgeschermd superheterodyne, waarvan de m.f. afgeregeld is op 450 kHz, een zender te ontvangen met een frequentie van 450 kHz? Waarom wel of niet?
5. Wat betekent het begrip conversiëtheit van een mengbuis (met formule) en waarvan hangt die o.m. af?
6. Vertel wat het verschil is tussen automatische sterkte-regeling en uitgestelde A.S.R.
7. Noem 2 soorten mengbuizen van verschillend principe.
8. Waarom worden heptoden en octoden thans niet meer voor omroepontvangers gebruikt?
9. Waarom gebruikt men ze echter wel voor auto- en batterij-ontvangers?
10. Welke condensator treffen we in de afstemorganen van een super aan, die we in een rechtuitontvanger missen?
11. Vertel, waarom we geen middelfrequentie van 110 kHz kunnen gebruiken, wanneer geen extra r.f. trap of bandfilter-ingang wordt toegepast.
12. Welke oscillatorfrequentie kiezen we voor onze omroepontvanger: die welke hoger is dan de te ontvangen frequentie of die welke lager is? Waarom?
13. Kunnen we in het ontkoppelfilter van het automatische sterkteregeling-circuit R en C willekeurig kiezen? Waarom wel (— of niet)?
14. Teken eens twee verschillende in de les besproken bandfilterkrommen en zeg wat U er van weet.
15. Is bij een „Super” volledige gelijkloop van de afstemkringen mogelijk over het gehele afstembereik, zoals bij een rechtuitontvanger? Verklaar het antwoord?

