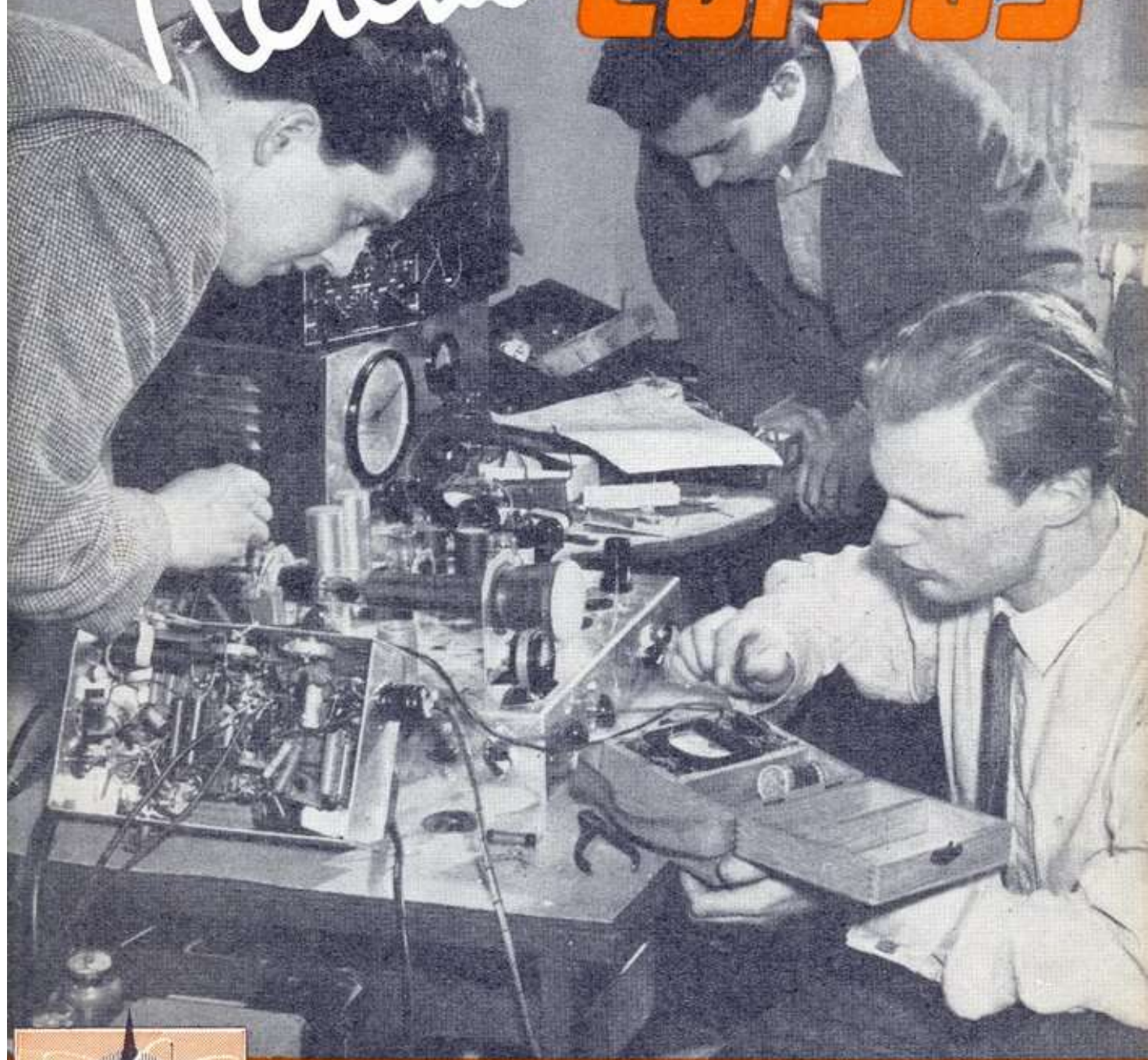


dr. Blan

8

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

Eenkringer	3
Selectiviteit	3
Eigenschappen van L-C kringen	8
Zeefkringen	10
Opslingeren van kringen	12
Kringkwaliteit	12
Skineffect	13
Hoogfrequentverliezen	13
Platenvorm van variabele condensatoren	14
Diode detectie	15
Roosterdetectie	16
Terugkoppeling	18
Anodedetectie	21
De ontvangantenne	22
Directe antennekoppeling	23
Inductieve antennekoppeling	24
Capacitieve antennekoppeling	25
Antenneconstructie	26
Raamantenne	28
Ferriet-staafantennes	31
Vraagstukken bij de achtste les	32

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

RADIO-ONTVANGERS

8e LES

In deze les zullen wij ons bezighouden met ontvangers, die, in grote trekken althans, verdeeld kunnen worden in z.g. RECHTUITONTVANGERS, waartoe ook de kristalontvangers en 1-kringstoestellen gerekend kunnen worden, en de z.g. SUPER-HETERODYNEONTVANGERS.

We willen het hier eerst hebben over de rechtuitontvangers en beginnen maar met de z.g.

EÉNKRINGER

Zoals de naam zegt wordt hierin slechts één afgestemde kring aangetroffen en wanneer we naar de eenvoudige ontvanger van les 7 zien, weten we dat we hier al met zo'n éénkringer te maken hadden. Ditmaal zullen we weer een kristal detector (demodulator) toepassen, terwijl de afstemkring geheel blijft als vertoond in fig. 41 van die les.

De antenne is ditmaal eenvoudiger aangekoppeld en zonder meer aangesloten op de z.g. roosterzijde van de spoel (fig. 1). In feite is de antenne een grote condensator, terwijl de variabele condensator die daar in ons toestelletje dus parallel op staat dient, om deze onveranderlijke grootte te kunnen vergroten (fig. 2). We zullen voorlopig maar aannemen, dat onze antenne een capaciteit vertegenwoordigt van circa 150 pF; wanneer onze variabele condensator C_v nu regelbaar is van b.v. 60 tot 500 pF, kunnen we de totale capaciteit in onze L—C kring wijzigen van 210 pF ($60 + 150$) tot 650 pF ($500 + 150$). Helemaal op nul pF komen kunnen we n.l. nooit met onze variabele condensatoren; in het bovenstaande geval noemen we die 60 pF de minimum-capaciteit, de laagst bereikbare capaciteit.

Met de C_v parallel kunnen we onze antennecapaciteit dus slechts vergroten; schakelen we hem echter in serie tussen spoel en antenne, dan kan hij de antennecapaciteit verkleinen; we krijgen dan de schakeling van fig. 3, terwijl fig. 4 de werkelijke toestand geeft.

Inderdaad kan men bij deze schakeling met gebruik van dezelfde spoel en C_v een kortere golflengte bereiken (= een hogere frequentie) dan met de in fig. 2 aangegeven schakeling. Om praktische redenen wordt de schakeling 3 echter toch niet meer toegepast.

SELECTIVITEIT

Toch zal ons ontvangertje, waarvan we de werking verderop nader uiteen zullen zetten, weinig selectief zijn, d.w.z. wij zullen bij afstemming op de gewenste zender niet alleen deze zender, doch tevens de, wat de frequentie betreft, onder en boven deze zender liggende zenders ontvangen, zij het dan met minder sterkte. Vooropgesteld is dat de zendersterkte, de onderlinge afstand uitgedrukt in kHz en de geografische afstand van deze drie zenders tot onze ontvanger gelijk zouden wezen.

Na wat we in de vorige les verteld hebben over resonantie klinkt het natuurlijk wel wat vreemd om nu te horen dat, al is onze L—C kring nu in resonantie op dezelfde frequentie

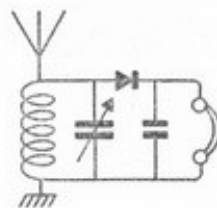


fig. 1

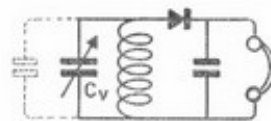


fig. 2

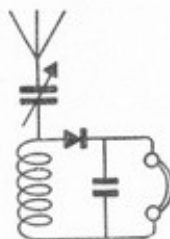


fig. 3

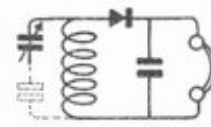


fig. 4

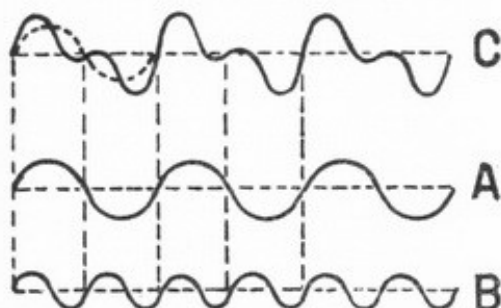


fig. 5

van de L—C kring in de zender, er tóch nog ontvangst mogelijk is van andere frequenties.

Inderdaad is dit het geval, maar... in zekere zin moet dit zo zijn, en om te zien wáárom dit moet, dienen we de gemoduleerde draaggolf nog eens nader te bezien.

We hebben tot nu toe aangenomen, dat het moduleren van een draaggolf de frequentie van die draaggolf zelf onaangetast zou laten, dat slechts de amplitude van die draaggolf zou variëren in grootte, conform het ritme van het laagfrequentiemodulatiesignaal (fig. 40 van les 7).

In werkelijkheid gebeurt er echter iets heel anders: Als gevolg van het moduleren ontstaan er n.l. behalve de draaggolf tevens enige nieuwe trillingen. Op zichzelf behoeft ons dit niet te verbazen: als we ons fig. 12 uit les 6 nog even voor de geest halen (fig. 5), kunnen we zien hoe twee trillingen A en B samen een trilling C van geheel andere gedaante kunnen opleveren; omgekeerd ligt het voor de hand, dat trilling C ontleed kan worden in de trillingen A en B. De wiskundige afleiding van dit verschijnsel moeten we hier achterwege laten, maar het staat vast dat een met één toon m gemoduleerde draaggolf f als resultaat heeft:

a) de oorspronkelijke draaggolf f ; b) een trilling waarvan de frequentie gelijk is aan die van de draaggolf + de frequentie van de gemoduleerde toon, dus $f + m$; c) een trilling waarvan de frequentie gelijk is aan die van de draaggolf — de frequentie van de gemoduleerde toon, dus $f - m$; en ten slotte d) een trilling met frequentie m .

Een getallenvoorbeeld zal wellicht het bovenstaande verduidelijken: gegeven een draaggolffrequentie van 1000 kHz ($1000000 \text{ Hz} = 300 \text{ m}$), die gemoduleerd wordt met een toon van 1000 Hz.

Het resultaat is, dat de zender tegelijkertijd 3 trillingen uitstraalt: a) de draaggolf met een frequentie van 1000000 Hz, b) een trilling met een frequentie van 1001000 Hz ($1000000 + 1000$), en c) een trilling met een frequentie van 999000 Hz ($1000000 - 1000$); de (laagfrequente) trilling m wordt zoals te begrijpen is niet mede uitgezonden, daar de impedantie Z van de L—C kring in de zender hierop niet gedimensioneerd is.

Willen we dus deze toon van 1000 Hz in onze ontvanger ontvangen, dan dienen deze 3 trillingen ontvangen te worden! Maar met een toon van 1000 Hz stellen we ons niet tevreden: we willen niet alleen lage tonen, dus b.v. van 50 Hz ontvangen maar tevens de hoogst hoorbare, dus 15000 Hz en alles wat daar tussen ligt, want we leerden dat het muzikale spectrum vaak tegelijkertijd vele frequenties binnen bovengenoemde grenzen omvat.

En dit brengt mede, dat een omroepzender dus ter weerszijden van zijn draaggolf (met een frequentie $= f$) een menigte andere trillingen uitzendt, terwijl de uiterste grenzen bepaald worden door de hoogst weer te geven toon. In het ideale geval worden deze grenzen: $f + 15000 \text{ Hz}$ en: $f - 15000 \text{ Hz}$. De aldus ter weerszijden van de draaggolf ingenomen „ruimte”, die we zijbanden van de zender noemen, beslaan in het geval dat $f = 1000000 \text{ Hz}$ en m maximaal $= 15000 \text{ Hz}$, dus: 1000000 tot 1015000 Hz en 1000000 tot 985000 Hz.

Willen we een zender vrij van zijn burens kunnen ontvangen, dan zal men de zenders wat betreft hun zenderfrequentie zó dienen te groeperen, dat hun zijbanden elkaar niet raken, niet

omdat die zijbanden van de zenders elkaar zouden bijten, maar om het mogelijk te maken, dat wij elke zender volledig met zijbanden ongestoord kunnen ontvangen.

Daar de beschikbare ruimte in de middengolfband (en ook in andere banden) beperkt is, zal men een compromis tot stand moeten brengen tussen twee tegenstrijdige feiten: a) Zoveel mogelijk zenders onderbrengen en b) Weergave van zo hoog mogelijke tonen.

In de praktijk heeft men (laatstelijk in Kopenhagen) afgesproken de onderlinge afstand tussen 2 zenders op 9 kHz te stellen, hetgeen inhoudt, dat we aan de ontvangzijde zodanige selectiemiddelen moeten toepassen, dat slechts een kanaal, een band ter breedte van 9000 Hz wordt doorgelaten, indien we niets van de ongewenste burens willen ontvangen. Hoe we dat doen zien we verderop.

Hier blijkt nu ook het voordeel om het begrip golflengte te verlaten en met frequenties te werken: bij golflengte zou men moeite hebben de zenderkanaalbreedte te omschrijven. Met de zenderlijst in de hand zien we in de rechter kolom b.v. dat Hilversum I een frequentie toebedeeld is van 746 kHz. Er onder zit Gleiwitz op 737 kHz en erboven Timisora op 755 kHz (fig. 6).

Kijken we echter in de linker kolom, waarin de golflengten zijn vermeld, dan zien we dat b.v. tussen de twee bovenste zenders een ruimte van 6 meter zit en tussen de twee onderste zit slechts 4 meter, terwijl in beide gevallen de onderlinge „afstand” 9 kHz is. We zullen dus in de toekomst uitsluitend met de frequentie werken.

Tot zover ons uitstapje naar de zenders.

In het ideale geval zou onze ontvanger dus elke gewenste zender tussen zijn burens moeten kunnen weghalen, zonder van de belovende zenders ook maar iets op te vangen. De mogelijkheid om dit te verwezenlijken noemen we de selectiviteit van onze ontvanger; deze selectiviteit wordt echter uitsluitend bepaald door de afstemkring(en) die ons ontvangapparaat bevat; als regel zijn meerdere afstemkringen benodigd om tot een goed resultaat te komen.

Voorlopig zijn we echter nog met onze éénkringer doende. Hij mag maar één zender tegelijk ontvangen en verder: niets. Dat is voor onze éénkringer een moeilijke opgave.

Om echter tot een oordeel omtrent zijn selectiviteit te kunnen komen zullen we eens de selectiviteitskromme van deze afstemkring tekenen. Behalve de ontvanger hebben wij hiervoor nodig een z.g. MEETZENDER (fig. 7). Dit apparaat ziet er uit als de reeds in les 7 besproken TOONGENERATOR. De meetzender echter is in staat hoogfrequent trillingen voort te brengen: door het verdraaien van de ingebouwde condensator en door omschakeling van de spoelen zijn we in staat radiotrillingen op te wekken van b.v. 10 tot 2000 m, dus van 30 MHz tot 150 kHz. Dit vrij grote gebied kan niet in één bereik omvat worden; meestal heeft men drie bereiken, die dus met een schakelaar gekozen worden. Verder kan de draaggolf gemoduleerd worden met een ingebouwde toongenerator, die een internationaal overeengekomen toon van 400 Hz voortbrengt. Ook de modulatie diepte staat vast: 30 %. Tenslotte kan de amplitude, de sterkte van het uitgezonden r.f. signaal worden ingesteld van b.v. 0 tot 10 volt. (Het woord signaal wordt in de radiotechniek gebruikt voor datgene wat voortgebracht wordt.)

We stellen de meetzender (of meetgenerator) in op b.v.

	428	BANSKA-BYŠTĚ	
		Rabat II, Finmark	
21	422	LIMOGES	710
		Stalino	
22	417	LISSABON	719
		Damascus	
23	412	ATHENE	728
24	407	GLEIWITZ	737
		Jeruzalem, Sevilla	
25	402	HILVERSUM I	746
26	397	TIMISORA	755
		Lissabon, Kuopio	
27	392	SOTTENS	764
28	388	STOCKHOLM	773
		Cairo I	
29	383,6	KIEV II	782
		R.T.D.	
30	378,7	RENNES	791
		Saloniki	
31	375	LENINGRAD II	800
32	370,8	BURGHEAD	809
		(Scott. Reg.), Skoplje	
33	366,7	POZNAN	818
	362,7	SOFIA I	

fig. 6



fig. 7. Meetzender (AVO)

EIGENSCHAPPEN VAN L—C KRINGEN

opsommen. Want al is vrijwel niemand van plan zich uitsluitend op éénkringers toe te leggen en al wordt de selectiviteit van ontvangers nagenoeg geheel verkregen door spoelstellen en m.f. bandfilters, die uit de handel betrokken worden, toch is het goed deze eigenschappen te doorgronden, want om deze spil draait de gehele radiotechniek.

Zijn een condensator en zelfinductie **PARALLEL** geschakeld, dan bieden zij aan wisselstroom de **GROOTSTE WEERSTAND** als de kring in resonantie is met de aangelegde wisselspanning. We noemen die weerstand de **BLOKKERINGSWEERSTAND Z** en uitgedrukt in een formule krijgen we:

$$Z = \frac{L}{R \times C}. \quad Z \text{ neemt dan een zeer grote waarde aan,}$$

enige honderdduizenden ohms.

Deze waarde Z zal voor een bepaalde frequentie echter groter worden, naarmate a) resonantie is verkregen met een grotere L en een kleinere C en b) naarmate de genoemde ohmse weerstand kleiner is. Het wáárom ligt voor de hand: De

waarde van Z is: $\frac{L}{R \times C}$. Overigens is dit ook nog wel op

een andere manier in te zien, wanneer we R even buiten beschouwing laten: Z is in 't algemeen verkregen door paral-

$$\text{elschakeling van } R_L \text{ en } R_C, \text{ dus } Z = \frac{R_L \times R_C}{R_L + R_C}.$$

Zoals we weten zijn tijdens resonantie R_L en R_C gelijk aan elkaar. Om dus een hoge Z te verkrijgen moeten zowel R_L als R_C groot zijn. Nu, hoe groter L, des te hoger R_L ; hoe kleiner echter de C, des te hoger zijn R_C . Want:

$$R_L = 2 \pi \times f \times L \text{ en } R_C = \frac{1}{2 \pi \times f \times C} \quad (\text{fig. 13 en 14}).$$

In een L—C kring van parallelgeschakelde L en C zal tijdens resonantie, wanneer de blokkeringsweerstand het grootst is, ook de rondgaande stroom zijn grootste waarde bereiken.

Dit maximum zal echter hoger liggen, naarmate de C groter en de L kleiner is. Denk maar na: hoe groter een C wordt voor een bepaalde frequentie, des te lager is zijn R_C . En met de L is 't juist omgekeerd: hoe kleiner een L is des te lager is zijn R_L . En die kringstromen onder vinden inderdaad als weerstand de rondgaande serieschakeling van de R_L en de R_C (fig. 15). Het is deze rondgaande stroom, die een magnetisch veld doet ontstaan, waardoor het mogelijk is spanningen in andere spoelen te induceren. (Deze spoelen moeten dan met de L van de L—C kring gekoppeld zijn; hierop wordt later teruggekomen.)

Elke afstemkring, bestaande uit **PARALLELGESCHAKELDE L** en C bezit uit de aard der zaak een z.g. **EIGENFREQUENTIE**; a) wordt deze L—C kring nu aangesloten op een wisselspanninggenerator, waarvan de frequentie hoger is dan de eigenfrequentie van de kring, dan gedraagt de L—C kring zich als een capaciteit.

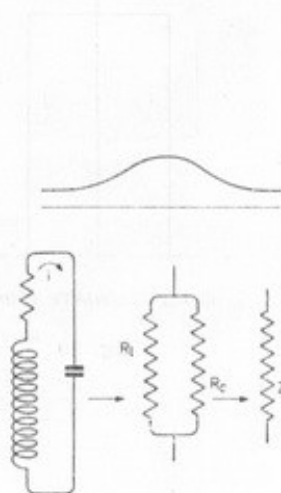


fig. 13

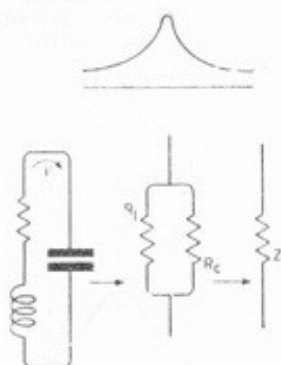


fig. 14

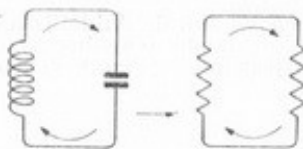


fig. 15

De verklaring hiervan vinden we in het volgende: Z is, zoals we weten, de parallelschakeling, van R_C en R_L , die tijdens resonantie gelijk aan elkaar zijn, dus: $R_C = R_L$ (fig. 16—17). Stel maar eens dat we een L—C kring gaan afstemmen op 50 Hz. We gaan uit van een spoel $L = 10$ Henry; R_L is dus $2\pi \times f \times L = 2\pi \times 50 \times 10 = 3140 \Omega$ volgens de formule uit les 3. En dan gaan we berekenen hoe groot de bijbehorende C moet zijn. R_C is gelijk aan R_L zoals we weten, dus R_C is óók 3140Ω . Omdat het echter een condensator is moeten we er een min-teken vóór plaatsen, dus $R_C =$

$$-3140 \Omega. \text{ En dan aan 't rekenen: } R_C = \frac{159000}{f \times C \text{ (in } \mu\text{F)}} =$$

$$\frac{159000}{50 \times C} \text{ en dat moet dan } -3140 \Omega \text{ zijn. Dus: } -3140 =$$

$$\frac{159000}{50 \times C} \cdot C = \frac{159000}{50 \times -3140} = -\frac{1590}{314 \times 5} = -\frac{1590}{1570} =$$

ca. $1 \mu\text{F}$.

Zie zo, onze op 50 Hz afgestemde kring bevat een spoel L met een zelfinductie van 10 H (en een R_C van 3140Ω) en een C met een capaciteit van $1 \mu\text{F}$ (en een R_C van 3140Ω). Brengen we nu met een generator een wisselspanning van 60 Hz op deze L—C kring, dan wordt de $R_L = 2\pi \times f \times L$

$$= 2 \times 3.14 \times 60 \times 10 = 3768 \Omega. \text{ En de } R_C \text{ wordt: } \frac{159000}{f \times C}$$

$$= \frac{159000}{60 \times 1} = 2650 \Omega, \text{ maar } Z \text{ wordt dan: } \frac{R_L \times R_C}{R_L + R_C} =$$

$$\frac{3768 \times (-2650)}{3768 + (-2650)} = \frac{1968 \times -2650}{3768 - 2650} = \frac{-1968 \times 2650}{3768 - 2650}$$

$$= \frac{-5215200}{1118} = -\frac{5215200}{1118} = -4670 \Omega.$$

Dat minteken vóór 4670 betekent nu, dat de kring zich als een capaciteit gedraagt; in de praktijk wordt dit bevestigd, doordat de stroom vóórijlt t.o.v. de door de generator z.g. opgedrukte spanning (fig. 16).

b) Wanneer de generator echter een lagere frequentie levert, dan waarop de L—C kring staat afgestemd, b.v. 40 Hz, dan wordt $R_C = 3975 \Omega$ en $R_L = 2512 \Omega$.

$$Z \text{ wordt dan: } \frac{2512 \times -3975}{2512 - 3975} = \frac{-2512 \times 3975}{-1463} =$$

$$\frac{2512 \times 3975}{1463} = \frac{9985200}{1463} = 6825 \Omega.$$

Deze uitkomst is positief, zodat we in dit verband mogen zeggen; deze kring gedraagt zich inductief, dus als een spoel en de stroom die er door loopt zal naijlen op de opgedrukte generatorspanning (fig. 17).

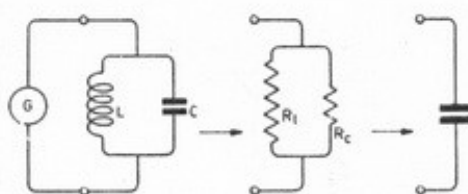


fig. 16

Generatorfrequentie hoger dan die van de afgestemde kring.

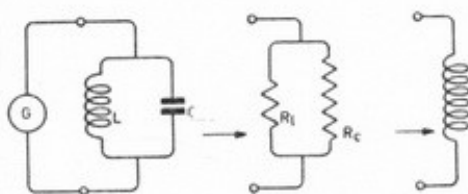


fig. 17

Generatorfrequentie lager dan die van de afgestemde kring.

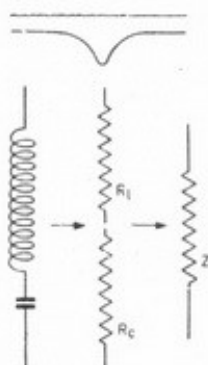


fig. 18a

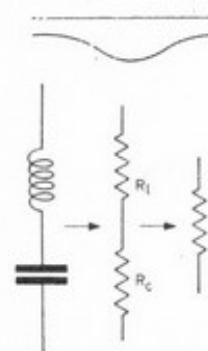


fig. 18b

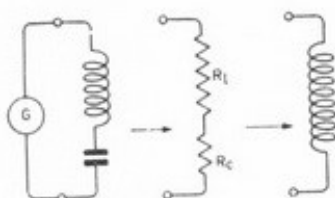


fig. 19a

Voor frequenties hoger dan de eigenfrequentie gedraagt de kring zich als een spoel.

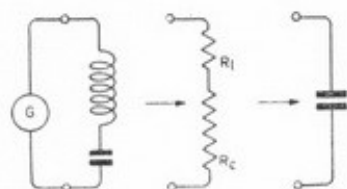


fig. 19b

Voor frequenties lager dan de eigenfrequentie gedraagt de kring zich als een condensator.

Later zullen we zien, hoe zowel bij de zeefkringen als bij de r.f. smoorspoelen, dat deze capacitieve of inductieve gedragingen van L—C kringen een rol kunnen spelen.

Zijn een condensator en zelfinductie IN SERIE GESCHAKELD, dan bieden zij aan wisselstroom de geringste weerstand, als de L—C kring in resonantie is met de frequentie van die wisselstroom. Een dergelijke kring noemen we een ZEEFKRING (fig. 22).

De weerstand Z van een dergelijke zeefkring is dan gelijk aan de ohmse weerstand van de spoel, $Z = R$.

De SELECTIVITEIT van een serie L—C kring wordt in het algemeen vergroot, naarmate afstemming verkregen wordt met de combinatie van kleinere L en grotere C; wanneer we het over zeefkringen hebben komen we hierop terug. De resonantiefrequentie van een afgestemde kring verandert door de aanwezigheid van ohmse weerstand maar weinig t.o.v. de theoretisch bekende waarde; daarom komt R niet voor in de formule van Thomson (fig. 18).

Buiten afstemming of resonantie gedraagt deze serieschakeling zich als een capaciteit voor trillingen van lagere frequentie dan de eigenfrequentie en als een zelfinductie voor trillingen van hogere frequentie. Dat is dus juist andersom als bij de parallelgeschakelde L—C kring van fig. 16 en 17.

Het bewijs is hier wat gemakkelijker te leveren; bij seriekringen ligt n.l. R_C en R_L in serie. Neem maar aan, dat ook deze kring afgestemd is op 50 Hz en dat ook hier de spoel een zelfinductie van 10 Henry heeft en de condensator een capaciteit van 1 μF . (Want ook voor serie-resonantie geldt de wet van Thomson!)

In resonantie is $Z = R_L + (-R_C) = 3140 - 3140 = 0$; we denken nu maar even niet aan de ohmse weerstand. Voor 60 Hz. zijn de waarden hiervoor:

$Z = 3768 - 2650 = 1118 \Omega$, een positieve waarde; de kring gedraagt zich dus als een spoel (fig. 19a).

En voor 40 Hz. is de waarde van Z:

$Z = R_L - R_C = 2512 - 3975 = -1463 \Omega$.

Dit is een negatieve waarde; de kring gedraagt zich als een capaciteit (fig. 19b).

ZEEFKRINGEN

We hebben in deze les de schakelingen leren kennen waarmee wij de gewenste zenders kunnen ontvangen.

In de praktijk is het echter noodzakelijk gebleken om óók over middelen te beschikken om een ongewenste zender buiten onze ontvanger te houden. De werking van een dergelijke zeefkring berust hierop, dat we een afzonderlijke L—C kring op de frequentie van de ongewenste zender afstemmen.

We kunnen door middel van een stroomresonantiekring maken, dat de ongewenste trilling „onderweg” vastgehouden wordt en onze ontvanger niet bereikt, of met behulp van een spanningsresonantiekring de ongewenste trilling zijdelings naar aarde afleiden.

We beginnen met de stroomresonantie-kring. We schakelen een L—C kring, met parallelgeschakelde spoel en conden-

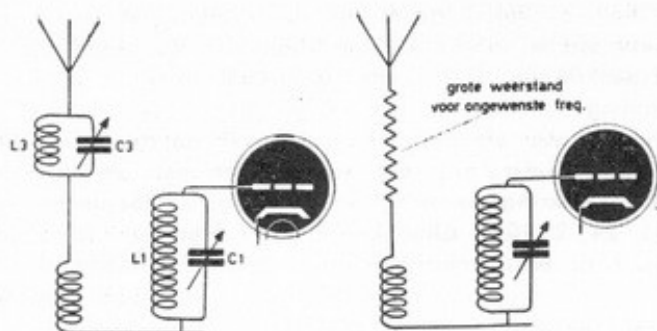


fig. 20

sator in serie met de toevoerdraad naar de antenne (fig. 20). De kring L_3C_3 heeft voor een signaal van deze resonantiefrequentie een zéér hoge weerstand, die we eerder als de blokkeringsweerstand leerden kennen; nu staat deze hoge weerstand in serie met de antenne, doch slechts voor die éne ongewenste frequentie. Zoals we zagen is de selectiviteit van slechts één $L-C$ -kring niet groot; ook het „sperrend” vermogen van één sperkring is vaak onvoldoende, d.w.z. we sperren niet alleen een signaal van de ongewenste frequentie, doch ook de daarnaast liggende wél gewenste kanalen; de kromme ziet er uit als in fig. 21 te zien is.

Ook hier doet de LC -verhouding er veel toe; een grote C en een kleine L zal hier de amplitude van het ongewenste signaal minder sterk verzwakken, doch de aanliggende kanalen het meest onaangetast laten; bij een grote L en kleine C is dat juist andersom (fig. 21a en b). Zie ook fig. 13 en 14.

Het andere type van zeefkring is de serieschakeling van de L en de C ; door een dergelijke $L-C$ -kring parallel over de afstemkring te schakelen ontstaat, wanneer deze kring L_4-C_4 resonantie is met de frequentie van een ongewenste zender, eenvoudig voor dit signaal een kortsluiting (fig. 22).

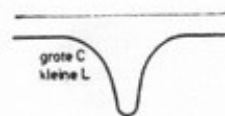


fig. 21a

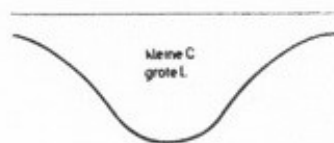


fig. 21b

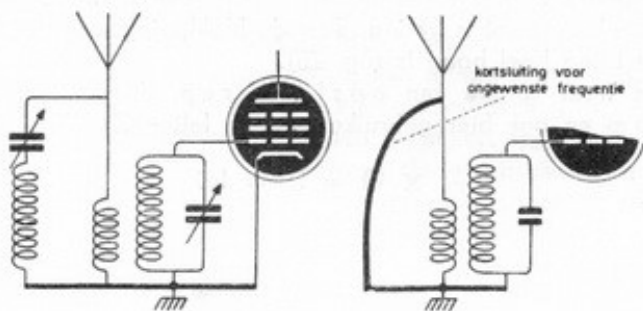


fig. 22

Zoals we in les 7 en in deze les zagen, bestaat voor alle andere frequenties deze kortsluiting niet.

Ook hier kan natuurlijk over de selectiviteit van deze zeefkring, die we ook wel stopkring noemen, gesproken worden; bij een grote L en kleine C is hier de selectiviteit het grootst en worden aanliggende kanalen het minst verzwakt; bij grote C en kleine L is de verzwakking van 't ongewenste signaal zélf groter, doch de aangrenzende kanalen worden mede verzwakt. Zie fig. 18a en b.

We zien nu tevens het nut in van de beschouwing op één der vorige pagina's; we beschreven daarbij het gedrag van een $L-C$ kring voor alle andere frequenties buiten zijn eigen- (of resonantie-) frequentie.

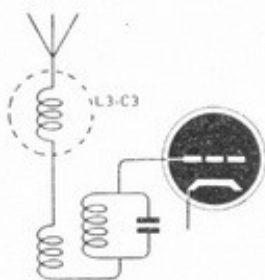


fig. 23

Zeeffkring volgens fig. 20. Stoorfrequentie lager dan de gewenste frequentie. Zeeffkring gedraagt zich als een spoel, in serie met de antenne. (Zie ook fig. 17).

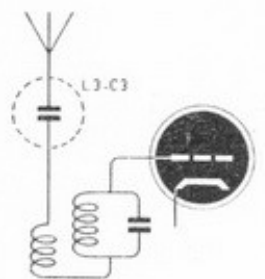


fig. 24

Zeeffkring volgens fig. 20. Stoorfrequentie hoger dan de gewenste frequentie. Zeeffkring gedraagt zich als een condensator in serie met de antenne. (Zie ook fig. 16).

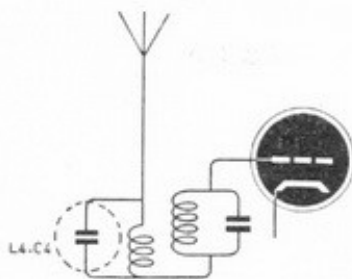


fig. 25

Zeeffkring volgens fig. 22. Stoorfrequentie lager dan de gewenste frequentie. Zeeffkring gedraagt zich als een condensator, parallel op het antennekoppelspoeltje. (Zie ook fig. 19b).

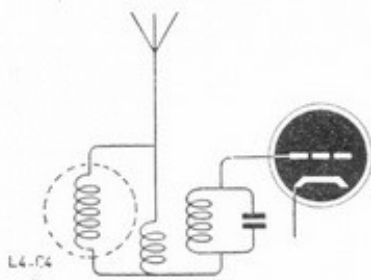


fig. 26

Zeeffkring volgens fig. 22. Stoorfrequentie hoger dan de gewenste frequentie. Zeeffkring gedraagt zich als een spoel, parallel op het antennekoppelspoeltje. (Zie ook fig. 19a).

Want het zal wel duidelijk zijn dat zeeffkringen uit de aard der zaak steeds op een andere frequentie afgestemd zijn dan de afstemkringen. Die zeeffkring nu zal steeds onze hoofdafstemming beïnvloeden. Op welke wijze dit geschiedt hangt er helemaal van af, of de frequentie van de storende zender hoger of lager is dan van de gewenste zender en of we een zeeffkring volgens fig. 20 of fig. 22 toepassen. (Zie fig. 23, 24, 25, 26). Omgekeerd zal echter de hoofdafstemming óók de afstemming van de zeeffkring beïnvloeden! Maar wanneer een zeeffkring eenmaal goed is ingesteld merken we geen nadelige gevolgen meer.

OPSLINGEREN VAN KRINGEN

In les 7 op blz. 15 is verteld, dat de deelspanning, gemeten over de spoel of condensator bij een serieschakeling van L en C tijdens resonantie belangrijk hoger kan zijn dan de toegevoerde spanning over de gehele L—C kring, eenvoudig omdat de stroom I door die spoel of condensator $\times$ de impedantie van die spoel (R_L) of condensator (R_C) een hoge waarde voor de spanningen E_L en E_C oplevert (fig. 27). En die stroom I is bij een serie L—C kring is resonantie héél groot, zoals we zagen, omdat de Z van die kring héél laag is. Men noemt dit het opslingeren van de spanning. De mate van opslingingen noemen we de Q van de kring. Bedraagt de generatorspanning b.v. 2 volt en wordt de spanning over de spoel opgeslingerd tot 100 volt, dan is $Q = 50$. We hadden natuurlijk ook de spanning over de condensator kunnen nemen; deze bedraagt immers dan eveneens 100 volt.

We kunnen dus zeggen $E_{gen} \times Q = E_C = E_L$. Maar we mogen óók zeggen: $Z = Q \times R$.

Bij de parallelschakeling van L en C doet zich bij resonantie een dergelijk verschijnsel voor, doch nu is het de rondgaande kringstroom die een hogere waarde aanneemt dan zich liet voorzien; de stroom die de L—C kring als geheel opneemt is gering, daar de blokkeringsweerstand Z van de kring heel hoog is (fig. 28).

Hier is weer sprake van opslingeren, ditmaal van de stroom en ook hier gebruiken we de letter Q:

$$I_{gen} \times Q = I_L = I_C.$$

KRINGKWALITEIT

We hebben gezien op welke wijze de combinatie van een grote L en kleine C (of omgekeerd) invloed heeft op de spanningen over resp. stromen door de kring; een andere factor, waarvan de opslingingen in hoge mate afhangt is de ohmse weerstand van de spoel, of juister, de verhouding van de ohmse weerstand tot de waarde van de zelfinductie.

In 't algemeen kunnen we zeggen: hoe LAGER de OHMSE WEERSTAND van een spoel, des te HOGER zijn SELECTIVITEIT en SIGNAALSPANNING. Dit blijkt ook uit de for-

$$\text{mule voor stroomresonantie: } Z = \frac{L}{R \times C}.$$

Voor spanningsresonantie is dit: $Z = R$.

In hoofdzaak wordt de Q van de kring bepaald door de spoel, want daarin zetelt de grootste verliespost, de weerstand. Een behoorlijke spoel heeft een Q liggend tussen 100 en 200.

Hier zien we nu, waarom het aanbrengen van poederijzerkernen, waarover we reeds in les 3 spraken, zo belangrijk is. Door het aanbrengen van deze kern kan n.l. toch een bepaalde zelfinductie bereikt worden met véél minder koperdraad, vergeleken met een spoel zonder poederijzerkern. En minder koperdraad = minder ohmse weerstand.

Daarnaast blijkt het van groot voordeel te zijn geen massief koperdraad te gebruiken doch z.g. hoogfrequent litzedraad. Deze draad bestaat uit een vrij groot aantal afzonderlijk met isolatielak geïsoleerde dunne draadjes, b.v. 30 stuks, met een gezamenlijke zijden of katoenen omspinning. De gehele draaddikte is vaak niet meer dan 0,5 mm! (fig. 29).

SKINEFFECT

Het is n.l. gebleken, dat hoogfrequente wisselstromen zich vrijwel uitsluitend aan de oppervlakte van de geleiders bewegen door het stroomverdringingseffect of skineffect. Om dus een geleider een groot oppervlak te geven past men een grote onderverdeling toe.

Overigens is het van groot belang, dat de draadjes onderling geïsoleerd zijn, terwijl ze alle meegesoldeerd moeten worden, hetgeen bij dergelijke dunne draadjes niet gemakkelijk is.

Voor de korte en zeer korte golven blijkt het gebruik van hoogfrequent litze-draad minder bevredigend; de spoelen voor deze hoge frequenties bestaan daarom of uit zilverdraad of verzilverd koperdraad.

Naast deze „verliezen” in de $L-C$ kring voegen zich de verliezen, ontstaan door het gebruik van ondoelmatig isolatiemateriaal.

Bij de spoelen is het voornamelijk de spoelkoker die hiervoor verantwoordelijk kan zijn; ook de poederijzerkern is hiervoor ten dele aansprakelijk. Tegenover dit laatste punt staat echter een véél groter winst aan daling van ohmse weerstand, zodat we die ijzerkern maar rustig zullen toepassen.

Ook bij de condensatoren treden verliezen op, wanneer zich in het elektrisch veld, dus tussen de elektroden oftewel in dit geval: de draaibare en vaste platen en ook daarbuiten, dus op aansluitklemmen e.d. materialen bevinden die

HOOGFREQUENTVERLIEZEN

opleveren. Hier moet echter niet uit het oog verloren worden, dat deze materialen uit elektrisch oogpunt bezien toch volwaardige isolatie-eigenschappen kunnen bezitten. Gebracht in een hoogfrequent veld echter vertonen zij verliezen, een bewijs hiervan is, dat zij warm worden wanneer we ze in een sterk r.f. veld brengen zoals dit b.v. in een zender aanwezig is tussen de platen van de condensatoren of in het veld van de spoelen.

Elders maakt men echter in de moderne techniek gebruik van dit verschijnsel: plastic wordt verhit en biefstuk wordt gebraden tussen de platen van een condensator in een zender, die op zéér hoge frequentie werkt. Hier is dus sprake van hoogfrequentverliezen. Materialen die zeer geringe verliezen bezitten in dit opzicht zijn: trolituul (polysterene), calit, calan,

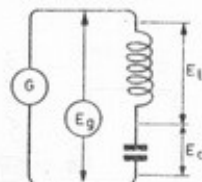


fig. 27

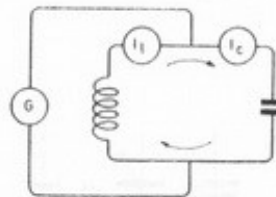


fig. 28

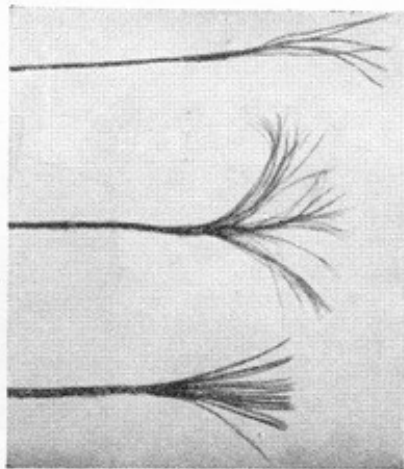


fig. 29

Verschillende soorten h.f. litze-draad, met gedeeltelijk verwijderde omspinning.

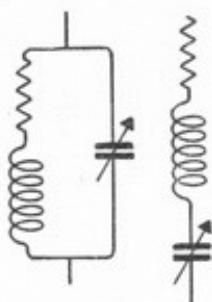


fig. 30

frequentiet. Bakeliet, eboniet, presspahn, pertinax en plexiglas zijn uitstekende isolatoren, maar toch behebt met grote hoog-frequentieverliezen; glas is niet alleen uit isolatie-oogpunt, maar ook hoog-frequent bezien een behoorlijk materiaal, vaak echter onbruikbaar als gevolg van vocht-neerslag uit de atmosfeer. Vocht is trouwens een algemene vijand; zowel spoelen als condensatoren hebben hiervan te lijden, ook wanneer uitstekende materialen toegepast zijn.

Al deze verliezen zijn te beschouwen als weerstanden, hetzij in serie met of parallel geschakeld over L—C kringen. Zij zijn als regel van groter invloed dan de ohmse weerstand van een spoel. In fig. 30 zien wij deze verliezen voorgesteld als geconcentreerd in één weerstand (a. bij parallelschakeling, b. bij serieschakeling).

PLATENVORM VAN VARIABLE CONDENSATOREN

In één der vorige lessen spraken wij terloops over variabele condensatoren. In de regel zijn zij zodanig geconstrueerd, dat een aantal parallelgeschakelde plaatjes metaal bewogen kunnen worden tussen een aantal vast opgestelde plaatjes van gelijke afmetingen. Deze draaibare plaatjes zijn op een as gesoldeerd, de vaste zijn ook elektrisch doorverbonden en met behulp van isolatiemateriaal bevestigd (fig. 31).

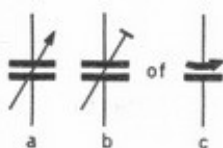
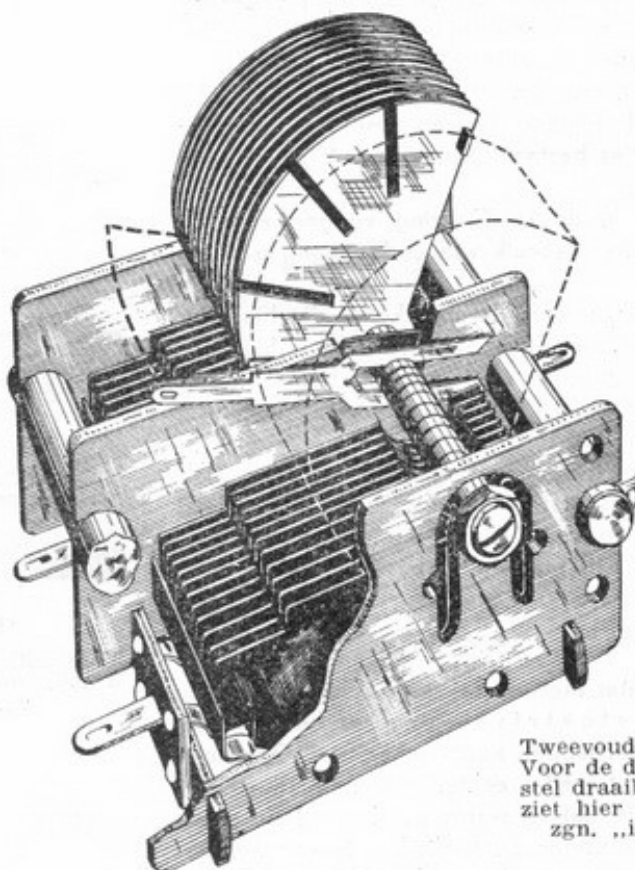


fig. 31



Tweevoudige of duocondensator. Voor de duidelijkheid is slechts een stel draaibare platen getekend. Men ziet hier ook duidelijk een van de zgn. „ingesneden” eindplaten.

In de schema's wordt de variabele afstemcondensator aangeduid volgens fig. 31a; de instelbare condensatoren (trimmers) worden aangeduid volgens fig. 31b of 31c.

Oorspronkelijk was de vorm dezer plaatjes halfcirkelvormig; was de capaciteit bij geheel ingedraaide stand b.v. 400 pF en bij geheel uitgedraaide stand 40 pF, dan kan men zeggen

dat verdraaiing over 180° (een halve slag) een capaciteitsverandering van 360 pF ten gevolge heeft. Het verdraaien over b.v. 40° betekende dus een capaciteitstoename van 80 pF, dus 2 pF per graad. Deze condensator noemt men capaciteits-lineair: verdraaien geeft een capaciteitstoename, evenredig (lineair) met de asverdraaiing in graden (fig. 32A). Wanneer we de formule van Thomson bezien (les 7 blz.):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}, \text{ dan blijkt, dat de frequentie van een}$$

L—C kring omgekeerd evenredig is met $\sqrt{C}$; we kunnen dit ook zó zeggen: wordt C_v b.v. $3 \times$ groter, dan wordt de frequentie $\sqrt{3} \times$ kleiner.

De conclusie is, dat bij gebruik van een condensator met halfcirkelvormige platen in de onderste helft van een afstembereik (van 200 tot 600 m) de stations op de schaal véél dichter bij elkaar liggen dan in de bovenste helft, dus in de buurt van de 600 m.

Om dat gedrang aan één kant van de afstemschaal te vermijden, heeft men verschillende plaatvormen uitgedacht. Bij golflengte lineaire condensatoren neemt de capaciteit kwadratisch toe: 20° indraaien betekent $4 \times$ zoveel capaciteit vergeleken bij 10° indraaien. Hiermede wordt een gunstiger verdeling verkregen (fig. 32B). Daar de onderlinge afstand van de zenders 9 kHz is, zou een frequentie-lineaire condensator ideaal zijn: de stations worden dan keurig over de gehele schaal verdeeld: elke graad schaalverdraaiing betekent een bepaalde frequentie-toename (fig. 32D).

De platen zijn in dit geval sterk gerekt en mechanisch moeilijk in voldoende stabiele vorm te vervaardigen. Daarom kiest men thans vrijwel algemeen een z.g. logaritmische ofwel midline platenvorm, waarbij de logaritme van de capaciteitswaarde lineair toeneemt met de asverdraaiing, in graden uitgedrukt (fig. 32C).

We hebben bij het bovenstaande steeds gesproken over „asverdraaiing”. In de moderne ontvanger wordt de condensatoras via een vertragsmechanisme aangedreven, b.v. 6:1. Tegelijkertijd koppelt men dit mechanisme aan een zich horizontaal of vertikaal bewegende naald, die vaak een weg van wel 25 cm beschrijft langs de stationsnamenschaal (fig. 33). We zullen later zien, dat het in meerkrings-ontvangers noodzakelijk is twee of meer condensatoren op één as te verdraaien; in elke stand moet de capaciteit van elk der secties onderling gelijk zijn. Om gelijkheid binnen $\frac{1}{2}\%$ over het gehele bereik te verkrijgen heeft men de eindplaten vaak ingesneden (z.g. splitted vanes). Door uit-buigen kan gelijkheid worden verkregen, maar alléén de fabriek en niet door ons. Afblijven geblazen!

DIODE DETECTIE

Om tot onze éénkringer terug te keren: een dergelijke ontvanger zal niet bijster gevoelig zijn en in dat verband is het goed eens de belasting van de L—C kring te bezien (fig. 34). Want die belasting is mede van grote invloed op de gevoeligheid.

Deze wordt gevormd door de telefoon, in serie met de kristal-

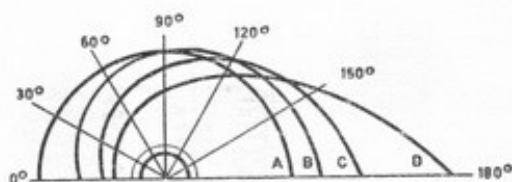


fig. 32 A—B—C—D

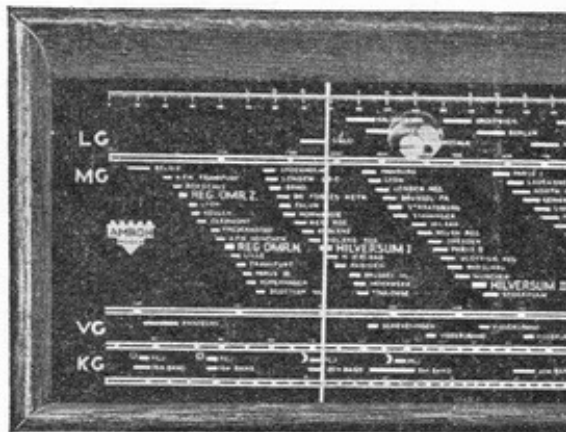


fig. 33

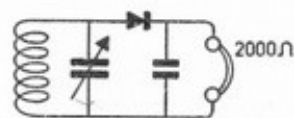


fig. 34

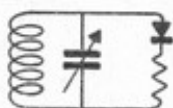


fig. 35

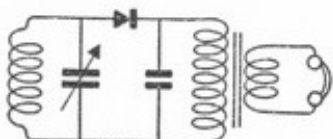


fig. 36

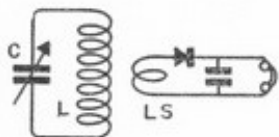


fig. 37

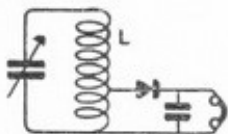


fig. 38

of ook wel germaniumdiode, de detector. In de doorlaatrichting is de weerstand hiervan $= 0$, waardoor de belastingweerstand, zijnde de wisselstroomweerstand van de telefoon praktisch parallel op de L—C kring komt te staan. Deze vormt dus een ernstige „damping” voor de L—C kring (fig. 35), want de impedantie van die hoofdtelefoon is wel héél erg laag, vergeleken met de hoge blokkeringsweerstand van de L—C kring.

Wat we hier doen moeten is duidelijk: We gaan de lage belasting aanpassen aan die hoge blokkeringsweerstand, zoals we dit bij de luidsprekerspoel en de eindbuis gedaan hebben. Nu kunnen we hier twee kanten uit: we zouden een laagfrequent transformator kunnen berekenen, die van de hoge blokkeringsweerstand op de lage telefoonweerstand aanpast (fig. 36). Een gemakkelijker methode is het echter om de r.f. spanning die over de L—C kring staat naar „beneden” te transformeren.

Dit kunnen we doen door een secundaire spoel L_s te berekenen en deze te koppelen met de kringspoel L ; de verhouding

van de windingstallen in het kwadraat, dus $\left\{ \frac{L}{L_s} \right\}^2$ is de

verhouding waarmee de aanpassing van de weerstanden tot stand gebracht wordt. Hier demonstreert zich het feit, dat er in de L—C kring, dus óók door spoel L de kringstroom loopt; deze induceert in L_s een andere stroom, die nog groter is dan de kringstroom, echter bij veel lagere spanning (fig. 37). Een praktische uitvoeringsvorm is, dat we geen afzonderlijke spoel aanbrengen doch een aftakking op spoel L (fig. 38); we vormen dan een autotransformator, waarbij het aantal windingen tussen aftakpunt en aarde gelijk is aan 't aantal windingen dat de afzonderlijke spoel L_s zou hebben (zie fig. 65 les 4).

Hoe we de zaak echter bekijken: ook bij deze vorm van gelijkrichting moet de L—C kring energie leveren. Daar de L—C kring op zijn beurt de energie weer aan de antenne moet ontnemen, dienen we dus elke vorming van damping zoveel mogelijk te beperken. Later, bij de behandeling van m.f. transformatoren in superheterodynes zullen we zien, dat ook dáár de detector of ontvangstgelijkrichter steeds op een aftakking van de spoel aangesloten is.

Maar er bestaat gelukkig een methode om deze damping te verminderen door terugkoppeling, die we verderop zullen behandelen.

ROOSTERDETECTIE

Een andere manier om trillingen te ontvangen is de éénkringer met een buis, een éénlamper zoals men die vroeger noemde. In de praktijk echter wordt roosterdetectie nagenoeg niet meer toegepast. Dat echter op deze vorm van detectie speciaal nader wordt ingegaan, is omdat deze roosterdetector te beschouwen is als de basis van de generator, welke gebruikt wordt voor het opwekken van zowel hoog- als laagfrequente trillingen. En deze generatoren zijn heel belangrijk.

Hierbij wordt een triode gebruikt. Wij dienen echter aanstands vast te stellen, dat een triode in principe een ver-

sterkerbuis is, die in dit bijzondere geval tevens de gelijkrichting tot stand brengt.

Daarom zullen we de buisfuncties splitsen en afzonderlijk tekenen: Een diode en een triode (fig. 39).

Nu hebben we tot dusver uitsluitend met de germanium-diode als detector te maken gehad; bij de buis-diode krijgen we te maken met de gloeidraadvoeding, die we trouwens reeds leerden kennen bij de gelijkricht-buizen.

Bij deze buizen behoeften we er echter slechts voor te zorgen, dat hun gloeidraden door een afzonderlijke wikkeling indirect verhitte gelijkrichtbuis dan konden we de gloeidraden zelfs uit deze!de wikkeling als de ontvangbuizen voeden.

Ofschoon de detectie-diode eveneens indirect verhit is kan deze tóch niet toegepast worden op dezelfde manier als selenium-cel. We zien deze schakeling in fig. 39a en we zien dadelijk, wáár de moeilijkheid zit: in de gloeidraad.

Want deze is met aarde verbonden en de katode voert een r.f. signaal t.o.v. aarde.

Daar nu de gloeidraad en de katode, die hem aan alle kanten omgeeft, samen een condensator van minstens 100 pF vormen, ontstaat hier een ongewenste toestand. In fig. 40 zien we de manier, waarop een buis-diode geschakeld wordt en waarbij de capaciteit tussen katode en gloeidraad geen rol kan spelen. In fig. 41 zien we een beeldstripverhaal, waaruit we kunnen opmaken hoe deze beide schakelingen in feite overeenkomen, want er bestaat geen verschil tussen fig. 40 en 41e.

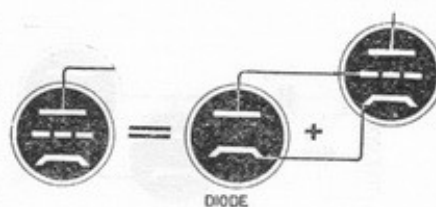


fig. 39

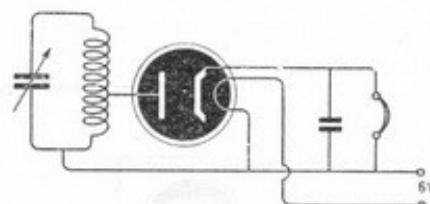


fig. 39a

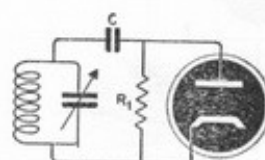


fig. 40

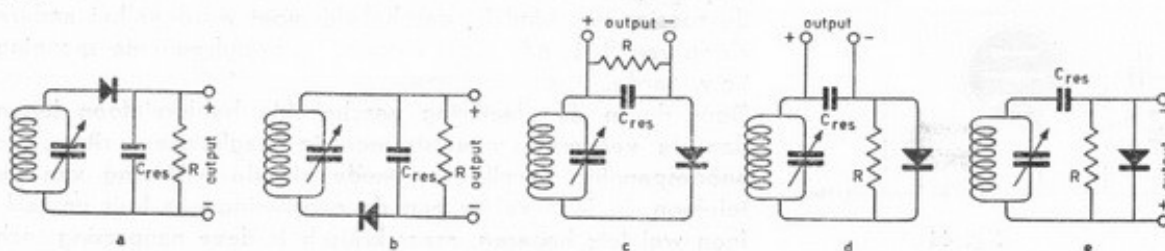
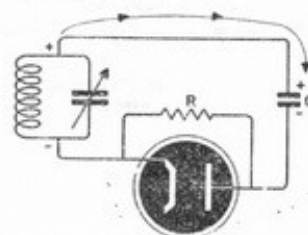


fig. 41

In fig. 41a zien we de bekende schakeling; we mogen een gelijkricht-cel langs het gehele circuit verplaatsen als een kraaitje langs een aanrijgdraad; nu zit hij op een andere plaats (fig. 41b) maar de C_{res} wordt weer geladen, terwijl de belastingweerstand R over de C geschakeld blijft. Dan zien we in fig. 41d, dat de belastingweerstand naar aarde loopt; doordat de weerstand van de spoel L laag is, kan dat zonder bezwaar en tenslotte zien we, dat de output afgenomen wordt, parallel aan de R en de cel (fig. 41e).

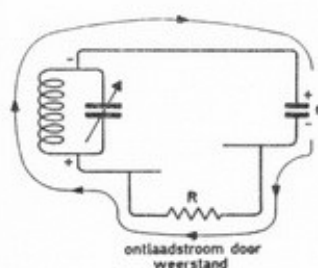
Nu zal bij velen de vraag opkomen: wat doet die R nu eigenlijk in dit spel?

Nu, wanneer die er niet was zou C_{res} gewoon opgeladen worden tot de piek-spanning van de aangelegde wisselspanning; we zien dat in fig. 42. In feite zou dan op het rooster een gelijkspanning staan die gelijk zou zijn aan de gelijkgerichte draaggolf + de piekwaarde van de laagfrequente modulatiespanning. Die condensator moet dus tussentijds „geleegd” worden en dit geschiedt nu door die R (fig. 43). Vanzelfsprekend moet er een evenwicht bestaan tussen vullen en ledigen; meestal legt men dit vast in de tijdsconstante, het $R-C$ product, dus de waarde van $R \times C$. In de praktijk blijkt dit niet kritisch te zijn; een waarde van $100 \text{ (pF)} \times 1000000 \text{ (}\Omega\text{)}$ is algemeen bruikbaar voor buizen. Voor kristal-



laadstroom door diode

fig. 42



ontlaadstroom door weerstand

fig. 43

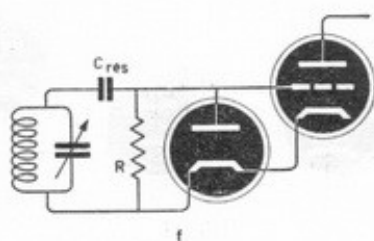


fig. 44

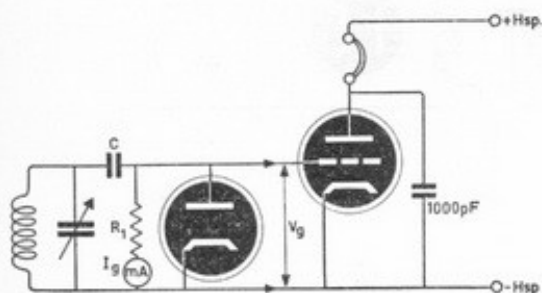


fig. 45

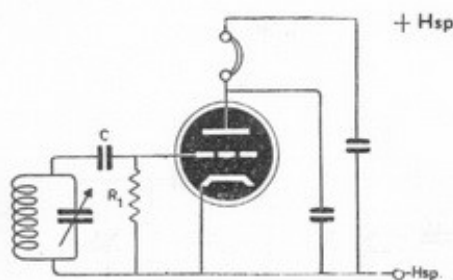


fig. 46

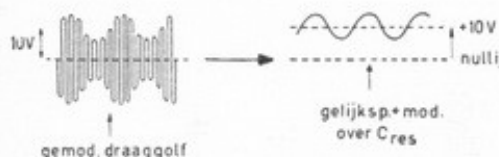


fig. 47

dioden, die een veel lagere belastingweerstand vormen, is het $L-C$ product veel lager.

Achter C_{res} krijgen we dus een a.f. wisselspanning, die „geent” of gesuperponeerd is zoals dat officieel heet, op een gelijkspanning, de gelijkgerichte draaggolf (fig. 44). En deze a.f. wisselspanning zouden we nu naar 't rooster van een a.f. versterkerbuis kunnen voeren zoals in fig. 44 en 45, maar... bij een triode-detector behoeft dat niet, want daar zijn de anode van 't diodegedeelte en 't rooster van het triodegedeelte één. We zien deze schakeling in fig. 46. Ontvangen we nu niets, dan heeft de triode in 't geheel geen negatieve roosterspanning; zodra er echter een draaggolf binnenkomt krijgt de triode negatieve roosterspanning, terwijl het a.f. signaal versterkt uit de anodekring te voorschijn komt. Het aardige van een roosterdetector is nu, dat die negatieve roosterspanning steeds instelt op de juiste waarde, want we weten dat er een vaste verhouding bestaat tussen de uitgezonden draaggolf en de maximum modulatie diepte. De negatieve gelijkspanning op 't rooster is dus steeds groter dan de maximum a.f. spanningspiek.

Hoe groot deze negatieve spanning nu is kunnen we gemakkelijk te weten komen door de diodestroom, dus hier de roosterstroom I_g , te meten en de gevonden waarde te vermenigvuldigen met de gebruikte roosterweerstand R_1 ; negatieve roosterspanning $V_g = I_g \times R_1$.

Bij het meten van de diodestroom moeten we er om denken, dat de milli-ampèremeter steeds aan de aardszijde van de roosterweerstand R_1 geschakeld moet worden; het andere einde van R_1 is n.l. „heet”, d.w.z. op hoogfrequente spanning t.o.v. aarde.

Door de in de plaatkring geschakelde hoofdtelefoon lopen dan de versterkte wisselstromen in laagfrequent ritme; de anodespanning bereikt de anode via de wikkeling van de telefoon. In feite zal er aan de aanpassing van buis en telefoon wel iets haperen, maar kritisch is deze aanpassing toch niet, fig. 46.

Nu hebben we in les 7 de detectie beschreven en verteld, dat als resultaat hiervan ontstaat a) een a.f. signaal + b) een gelijkspanning, fig. 47.

In feite zullen bij elk demodulatieproces bovendien nog een zekere hoeveelheid hoogfrequente trillingen blijven bestaan. Deze in de anodekring voorkomende r.f. trillingen zijn onhoorbaar en uit dien hoofde onschadelijk. Passen we echter versterking van r.f. trillingen vóór de detectie toe, zoals we later behandelen zullen, dan kunnen we deze r.f. trillingen, die tot zelfs in ons anodevoedingsapparaat doordringen, niet gebruiken. Daarom schakelen we een condensator van ca. 200 pF rechtstreeks van anode naar aarde; de reactantie voor de r.f. trillingen is dan voldoende laag. Maken we echter deze C te groot, ja, dan gaan ook onze hoogste tonen verloren.

TERUGKOPPELING

De op het rooster aanwezige hoogfrequent trillingen worden door onze triode (die overigens heus niet ideaal is voor r.f. versterking) toch nog behoorlijk versterkt; dit is zowel bij roosterdetectie als bij de nog te bespreken anodedetectie het geval. Een condensator van de anode rechtstreeks naar aarde, mits niet te groot in verband met het afsnijden van hoge

tonen, is een remedie, zoals we hierboven zagen, maar we kunnen echter nog iets nuttigs verrichten met deze versterkte r.f. trillingen. Wij kunnen n.l. in de anodekring van onze buis een spoel opnemen (fig. 48); we vormen aldus een impedantie, weerstandspad, voor onze r.f. trillingen.

We herkennen in deze schakeling gemakkelijk het „afvlak“-filter uit onze netvoedingsapparaten in les 4; op de telefoonklemmen zullen geen hoogfrequente spanningen meer voorkomen, doch dóór de spoel L_2 en de Condensator C_f zal een hoogfrequente stroom naar aarde lopen. We moeten er echter angstvallig voor zorgen, dat L_2 en C_f niet in resonantie komen met het signaal op het rooster.

Maar deze spoel L_2 in de anodekring kunnen wij eventueel ook in koppeling brengen met de roosterspoel L_1 . En dat is belangrijk.

Uit de aard der zaak zijn de hoogfrequente trillingen a) op het rooster van de buis en b), op de anode van de buis onderling in tegenfase, want gaat de spanning op het rooster omhoog, dan daalt daardoor de spanning op de anode en omgekeerd. Door echter de spoel op de juiste manier te koppelen kunnen we die wisselstroom door de anodekring induceren in spoel L_1 en daardoor op het rooster brengen.

Het hangt natuurlijk van de onderlinge wikkelrichtingen van de spoelen af, of zij elkaar „helpen“ of „tegenwerken“ (fig. 49); in deze schakeling dienen de spoelen elkaar te „helpen“.

In de praktijk voert men dit kunstje uit door de beide spoelen naast elkaar beweegbaar op te stellen: door nu de anodekringspoel, die we terugkoppelspoel noemen, bij de roosterspoel te brengen treedt er op een bepaald ogenblik een toestand in waarbij de reeds besproken verliezen in de roosterkring opgeheven worden door de toegevoerde r.f. energie afkomstig uit de anodekring. Door het wegnemen van de verliezen in de L—C kring neemt de versterking enorm toe. Dit verschijnsel noemt men **TERUGKOPPELING** of **DEMPINGSREDUCTIE**; bij de ontvangst van zwakke signalen is een 100-voudige versterking niet ongewoon.

Ook de verliezen in de antennekring, die we later zullen bespreken, worden op deze wijze tot nul teruggebracht.

Een zeer belangrijk gevolg van terugkoppeling is de versmalling der doorlaatkromme, dus een selectiviteitsvergroting. Die versmalling gaat echter zó ver, dat de hoge frequenties als regel rigoreus „afgesneden“ worden; de afstemkromme wordt „gepiekt“ zoals we dat noemen.

Brengen we echter, door onze terugkoppelspoel te dicht bij de roosterspoel te plaatsen, dus door de sterke terugkoppeling, méér r.f. energie in de roosterkring dan er door damping verloren gaat, dan zal het gehele systeem zelf r.f. trillingen gaan voortbrengen, ook als er via de antenne géén trillingen op de L—C kring toegevoerd zouden worden of zelfs in 't geheel geen antenne aanwezig is. Wij noemen dit verschijnsel **R.F. GENEREREN**. In feite is dit een vorm van „zenden“ en onze meetzenders bevatten inderdaad een dergelijke genererende triode, terwijl ook in de later te bespreken superheterodyne-ontvangers de oscillator op deze wijze is uitgevoerd.

Wanneer echter onze „eenlamper“, waarmee we uiteindelijk slechts willen luisteren, in genereertoestand verkeert, treedt

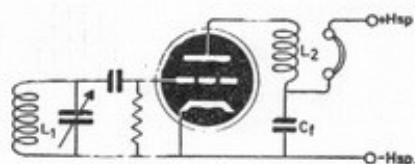


fig. 48

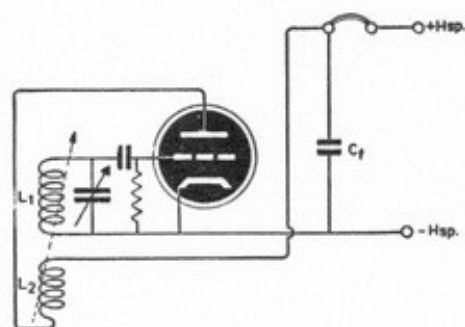


fig. 49

een onaangenaam verschijnsel op: via onze antenne treedt deze ongemoduleerde r.f. trilling naar buiten; soms is deze trilling kilometers ver nog te ontvangen; de frequentie wordt gewoon bepaald door de waarden van L en C in de L—C kring.

Wanneer nu alle „echte” zenders voor ons plezier eens even „uit de lucht” wilden gaan, zoals dat heet, dan zou geen sterveling iets van onze „zender” bemerken, want onze ongemoduleerde draaggolf levert in andere ontvangers na detectie slechts een gelijkspanningscomponente en die is onhoorbaar. Maar stel nu dat wij genereren op 800 kHz, dus 800.000 Hz en dat er een officiële zender werkt op 800.600 Hz. Dan hebben we de poppen aan 't dansen, want die beide r.f. trillingen bereiken onze detector en die niet alléén, maar ook die van de omwonenden, wanneer die óók naar die zender op 800,6 kHz luisteren.

Want elke detector is door zijn niet-lineaire („kromme”) karakteristiek een mengorgaan en zal dus de twee r.f. trillingen „mengen”; naast de hoogfrequente, dus onhoorbare mengproducten met frequenties van resp. 800.000 Hz en 800.600 Hz zal een hoorbare toon van 600 Hz als hoorbaar laagfrequent mengproduct ontstaan. Verdraaien we onze frequentie naar de zender-frequentie toe, dan zal die toon dalen naarmate het frequentieverschil geringer wordt. Theoretisch is de toon = 0 wanneer wij óók op 800.600 Hz beland zijn; draaien we verder dan neemt de toon weer in hoogte toe, totdat het laagfrequente mengproduct de hoorbaarheidsgrens (ca. 15.000 Hz) overschrijdt.

Maar het zal nu wel duidelijk zijn, dat bij het „afzoeken” van de ether met genererende detector elke „zender” prijs is wat betreft het geloei, dat bekend staat als de „Mexicaanse hond”. Slechts in één bepaald geval passen we deze z.g. zweepingsontvangst toe, en wel bij het ontvangen van ongemoduleerde telegrafie-zenders. Die geven dus een r.f. draaggolf, die in morse-ritme telkens wordt onderbroken. Daar een draaggolf zoals we weten onhoorbaar is, moeten we in de detector een r.f. wisselspanning „injecteren” met een frequentie, die b.v. 1000 Hz verschilt met de inkomende zender. We nemen dan uiteindelijk de morse-signalen waar met een toon van 1000 Hz. Bij de superheterodyne-ontvangers zullen we dit onderwerp nader bezien. In ieder geval zijn hierbij maatregelen getroffen, dat het door ons opgewekte signaal niet de antenne kan bereiken en de ether in kan gaan.

Een andere interessante toepassing is de z.g. zweepingstoongenerator, fig. 50; hierbij worden a.f. trillingen opgewekt in een schakeling, waarbij twee zeer stabiele h.f. generatoren toegepast worden; de één met vaste, de ander met variabele frequentie. De verschilfrequentie levert na gelijkrichting het laagfrequente signaal in de gewenste toonhoogte.

Wanneer we van terugkoppeling gebruik maken zullen we ervaren, dat er bij de overgang van de niet-genererende toestand naar de toestand „op 't randje van genereren” een verstemming optreedt. Vooral bij korte golfontvangst blijkt dit verschijnsel hinderlijk, daar we de ontvanger dan steeds moeten „bijstemmen” om de gewenste zender niet kwijt te raken. Overigens kan deze terugkoppeling ook op andere manieren tot stand gebracht worden; bij één dezer manieren

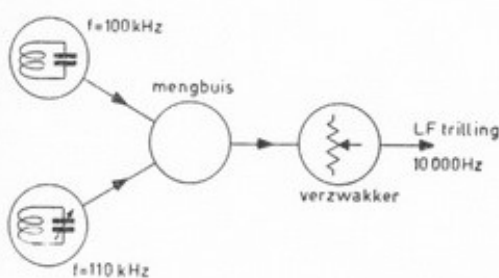


fig. 50

kan de spoel stilstaan en kan door instelling van een variabele condensator de vereiste instelling „op 't randje van genereren”, dus; nog-net-niet-genereren tot stand gebracht worden. De terugkoppelspoel kan hierbij vast opgesteld worden bij de roosterspoel of om dezelfde spoelvorm gewonden worden (fig. 51).

Als regel is 't aantal windingen van de terugkoppelspoel kleiner dan van de spoel in de afstemkring (L—C kring). De terugkoppelspoel kan van gewoon dun koperdraad gewikkeld worden; wikkelen we roosterspoel (dus L_1) en terugkoppelspoel (L_2) op één koker, dan wordt de terugkoppelspoel steeds aan de „aardzijde” van de roosterspoel gewikkeld om de verstemming te beperken.

Bij het bepalen van de juiste wikkelrichting, waarbij terugkoppeling mogelijk wordt, kunnen we dit onthouden: als we roosterspoel en terugkoppelspoel uit één draad in dezelfde richting doorgewikkeld denken, komt het aardpunt aan een aftakking; de „hete” einden komen dan aan de uiteinden van de spoel.

Natuurlijk komt de vraag naar voren of we dat genereren niet kunnen beperken door een stuitnok b.v. waardoor de condensator- of spoelbeweging op een bepaalde plaats kan worden gestuit. Helaas gaat dit niet, aangezien het punt waarbij genereren intreedt afhankelijk is van o.a. de stand van de afstemcondensator C , dus de afgestemde frequentie.

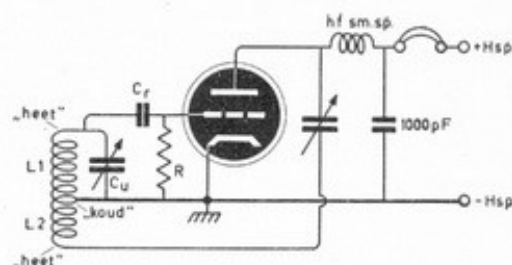


fig. 51

ANODEDETECTIE

Hierbij wordt een normale triode gebruikt. Via een afzonderlijke spanningsbron wordt het rooster op een zodanige negatieve roosterspanning gebracht, dat de buis nagenoeg „afgeknepen” is, d.w.z. er loopt geen stroom.

Automatische negatieve roosterspanning kan voor dit doel niet worden toegepast; we moeten dus naar een vaste negatieve spanningsbron uitzien (fig. 52).

Brengen we nu via onze L—C kring een wisselspanning op dat rooster, dan zal tijdens de halve periode dat die spanning aan de roosterzijde $+$ is, enige anodestroom lopen, omdat op dat ogenblik in feite de negatieve roosterspanning minder negatief wordt door de r.f. wisselspanningstop.

Tijdens het ogenblik echter dat die r.f. wisselspanning op het rooster negatief is, zal de bestaande negatieve roosterspanning nog meer negatief worden, doch dit heeft dan geen uitwerking meer: de buis was reeds afgeknepen; erger kan het dus al niet. Slechts de positieve r.f. wisselspanningspieken hebben dus het lopen van anodestroom ten gevolge: zo verkrijgen we dus gelijkrichting of detectie, waarbij over een condensator C in de anodekring de „omhullende” van het laagfrequent trillingsgebied ontstaat.

Van groot voordeel is echter, dat hierbij géén roosterstroom loopt, want die r.f. spanningspieken zullen niet licht de waarde van de negatieve roosterspanning overtreffen. De L—C kring behoeft dus géén energie te leveren bij deze gelijkrichting.

Het gevolg is dus: geringe demping van de L—C kring. Helaas is de versterking bij deze detectie-methode geringer dan bij roosterdetectie, die in feite dan ook de gevoeligste detectiemethode is.

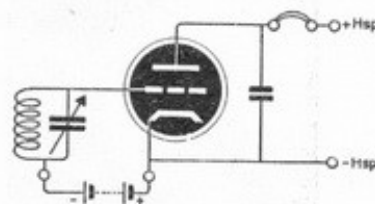


fig. 52

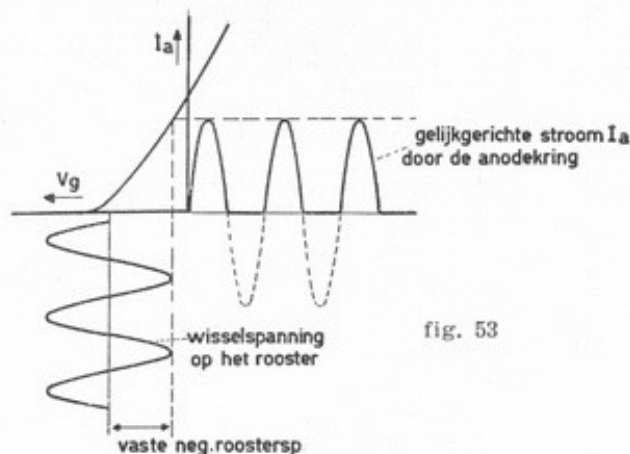


fig. 53

In fig. 53 geven we de karakteristiek van een als anode-detector geschakelde triode.

Overigens kunnen we ook hierbij de reeds eerder besproken methoden van terugkoppeling toepassen.

Uit de aard der zaak kan in de plaats van een triode ook een pentode-buis voor detectie gebruikt worden; de voordelen van een pentode, die in het volgende hoofdstuk verder besproken zullen worden, zijn ook hier welkom, maar in de praktijk blijkt de terugkoppeling bij pentoden minder „soepel” regelbaar te zijn, waarbij nog komt, dat een pentode zijn gunstige eigenschappen voor een deel verliest door de terugkoppeling. Bovendien is het instellen van de juiste scherm-roosterspanning niet eenvoudig, terwijl door de hoge inwendige weerstand van de pentode de aanpassing aan een hoofdtelefoon ook minder gemakkelijk tot stand zal zijn te brengen. Blijft nog over

DE ONTVANGANTENNE

In les 6 maakten we kennis met de zendantenne, die ten doel heeft het evenwicht in de „ether” te verstoren. Dit geschiedt door de uitstraling van elektromagnetische golven, die zowel magnetische velden als elektrische velden doet ontstaan; reeds eerder werd gezegd, dat deze beide verschijnselen tegelijkertijd optreden en onverbrekkelijk verbonden zijn.

De ontvangantenne moet de uitgezonden trillingen opvangen en aan onze ontvanger toevoeren; het is wel aardig er hier even op te wijzen, dat antennae het Griekse woord voor de voelsprietten van insecten is.

In tegenstelling tot de zendantenne stelt onze ontvangantenne zich tevreden met of magnetische velden of elektrische velden om elektrische spanningen af te geven en het hangt geheel van de aard van de antenne af welk der beide velden de grootste invloed heeft.

In les 7 werd eenvoudigheidshalve voorgesteld dat een horizontaal uitgespannen antennedraad te beschouwen is als een der elektroden van een condensator, terwijl de aarde als tegenelektrode fungeert (fig. 31).

Hoe hoger nu die antennedraad uitgespannen is, des te gunstiger zullen de ontvangstresultaten zijn; we spreken in dit verband van de „effectieve antennehoogte”. En nu wordt de zaak al direct gecompliceerder: de verticale toevoerdraad naar die horizontale antennedraad zal daardoor een behoor-

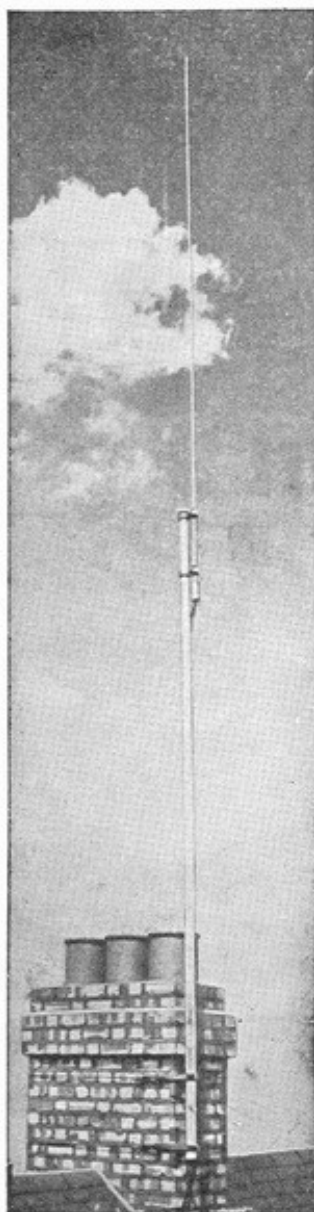


fig. 54

lijke lengte hebben en al klinkt dat nu wellicht wat vreemd: die draad heeft ook een bepaalde zelfinductie.

Natuurlijk is die zelfinductie niet groot, maar toch allerm minst verwaarloosbaar. En daar we geleerd hebben, dat een magnetisch veld in een spoel elektrische spanningen opwekt, zal het ons niet verbazen nu te horen, dat in die verticale antennedraad, zijnde een zelfinductie, óók elektrische spanningen geïnduceerd worden door het magnetische veld, afkomstig van de zender.

En daarnaast zal het elektrische veld van de zender ladingen tussen de horizontale antennedraad en de aarde in de functie van condensator veroorzaken! (fig. 55).

Een dergelijke antenne zal slechts in resonantie zijn voor één frequentie, die bepaald wordt door de eigen zelfinductie en zijn capaciteit tegen aarde; deze frequentie is vrij hoog (golflengte kort), zo in de buurt van 1600 kHz.

Bij de ontvangst van lange-golf- en midden-golfzenders zal de antenne, waarvan de eigen frequentie, zoals we zagen in een hoger frequentiegebied ligt, zich gedragen als een condensator, omdat zijn impedantie voor de m.g. en l.g. een capacitief karakter draagt. R_C is voor deze lagere frequentie groter dan R_L .

Voor kortegolfontvangst daarentegen zal de R_L groter zijn dan de R_C ; hiervoor is de antenne dus een inductieve reactantie.

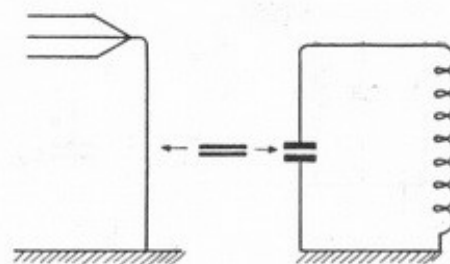


fig. 55

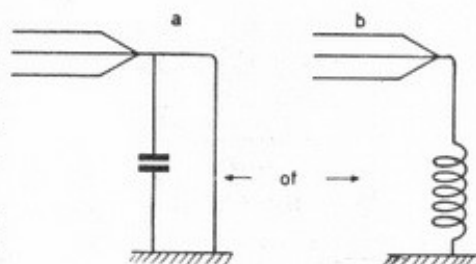


fig. 56a

fig. 56b

DIRECTE ANTENNEKOPPELING

Om dus een dergelijke antenne op een frequentie uit het middengolfgebied in resonantie te brengen, zullen we dus hetzij een extra capaciteit (fig. 56a), hetzij een extra zelfinductie moeten aanbrengen (fig. 56b).

Meestal passen we zowel een spoel als een condensator toe. Eén van deze beide organen zal echter variabel uitgevoerd dienen te zijn, willen we meerdere zenders kunnen ontvangen. Meestal maken we de condensator variabel en dan krijgen we de toestand van fig. 57, waarbij we tevens het vervangings-schema laten zien.

Een antennedraad is hier dan de „bron” van de hoogfrequente wisselspanningen voor onze ontvanger; in feite bezit deze draad ohmse weerstand. Om te voorkomen, dat „lekken” optreden, wordt een dergelijke antennedraad op isolatoren bevestigd. Echter zal er door het roet dat uit de schoorsteen op deze isolatoren neerslaat en niet te vergeten het vocht uit de dampkring, tussen antenne en aarde een lek = lage weerstand aanwezig zijn. Dit, gevoegd bij de ohmse weerstand en de aanwezigheid van isolatiematerialen, die verliezen opleveren voor hoge frequenties, zal onze afstemkring „gedempt” worden door een weerstand, parallel op onze kring. Wanneer we nu even de antenne tekenen in zijn gedaante van r.f. wisselstroombron, dus als generator, dan zal de situatie er uitzien als vertoond in fig. 58 en dat beeld is niet zo hoopvol. R is de ohmse weerstand van spoel en antenne. R_{lek} is de parallelweerstand en C_{ant} is de capaciteitswaarde van de antenne.

We hebben gezien, dat de blokkeringsweerstand Z van een

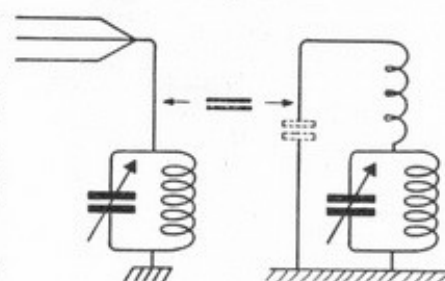


fig. 57

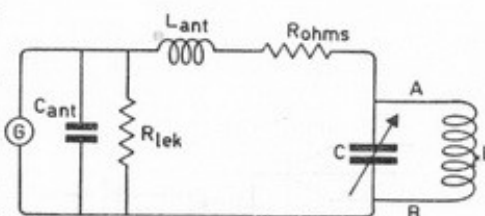


fig. 58

dergelijke L—C kring in resonantie gelijk is aan $\frac{L}{R \times C}$; de

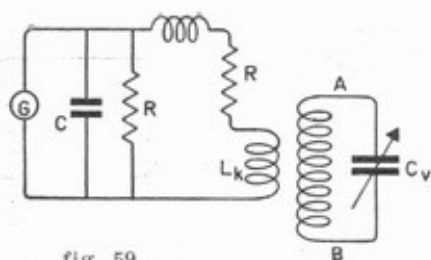


fig. 59

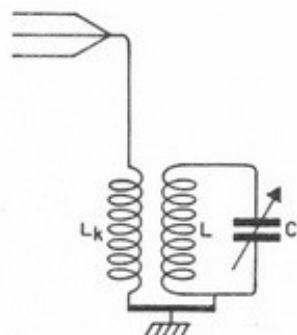


fig. 60a

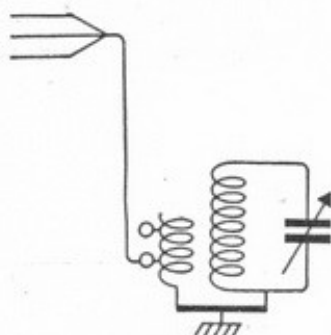


fig. 60b

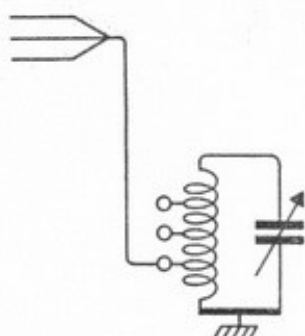


fig. 60c

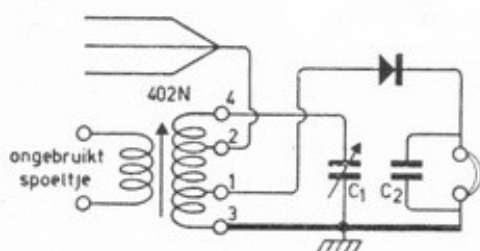


fig. 61

„lekweerstand” zal echter de „generatorspanning” sterk belasten en dus doen dalen; het is nu zaak de invloed van deze verlies-weerstanden te verminderen en dat kunnen we o.a. doen, door deze weerstanden „aan te passen” (zou men 't kunnen noemen) aan de hoge blokkeringsweerstand, die de L—C kring zelf bezit.

INDUCTIEVE ANTENNEKOPPELING

We gaan hierbij te werk als bij een uitgangstransformator. We zullen hier echter in dit bestek geen berekeningen voor uitvoeren, doch in principe ligt de zaak als in fig. 59 voorgesteld. De verhouding is in de praktijk 1:5. Door de verminderde invloed van schadelijke weerstanden wordt de kringkwaliteit beter en dus de blokkeringsweerstand groter. Maar zo op het oog vermindert ook de ontvangsterkte en dat zou minder aangenaam zijn; de generatorspanning wordt immers niet op de klemmen van de L—C kring A en B aangesloten, doch op een spoeltje met véél kleiner impedantie. Het geringe stroompje in het koppelspoeltje L_k induceert echter in L een stroom, die véél groter is, mits de spoelkwaliteit van L maar behoorlijk is; dit is dus de praktische toepassing van het stroomopslingering-effect; men spreekt hier van een *resonantie transformator*. De rondgaande r.f. wisselstromen door L en C brengen tussen de punten A en B een hoge spanning.

De eigenlijke antennekring wordt nu gevormd door het spoeltje L_k ; deze is nu dus niet zelf afgestemd doch via de koppeling met L; we spreken hier van een *secundaire ontvanger*, terwijl die van fig. 57 een *primaire ontvanger* genoemd wordt.

Nu bestaat er één, zeer bepaalde, koppelingsgraad, waarbij voor één frequentie maximale spanningen tussen A en B ontstaan; men spreekt dan van de *optimale koppeling*. De selectiviteit is echter in dit geval nog kleiner dan bij directe overdracht zonder resonantietransformator. Willen we groter selectiviteit, welnu, dan moeten we de koppeling „losser” maken, dus of minder windingen in de koppelspoel of deze spoel verder van de kringspoel brengen.

Zoals hierboven werd gezegd geldt dan deze instelling slechts voor één bepaalde frequentie. Stemmen we op een lagere frequentie af (door C_v te vergroten) dan wordt de koppeling *losser*; dus groter selectiviteit doch nog lager signaalspanning. Verkleinen we de C_v echter, dus kiezen we een hogere frequentie, dan wordt de koppeling *vaster*, de selectiviteit kleiner en de signaalsterkte groter.

Uit het bovenstaande blijkt wel, dat we feitelijk niet met één koppelspoeltje kunnen volstaan voor een bepaald golfbereik. Daarom past men wel beweegbare koppelspoeltjes toe (fig. 60a) of ook wel koppelspoeltjes met aftakkingen (fig. 60b). Ook zien we zaak de kringspoel uitgevoerd met aftakkingen (fig. 60c). Men heeft dan feitelijk een *autotransformator*. Elektrisch heeft deze spoel echter dezelfde eigenschappen als die van fig. 60b. En in fig. 36—37—38 zagen we de noodzaak van het aanbrengen van aftakkingen voor het kristalletje; ook hiermede verminderen we de demping op de kring (fig. 61).

Een onverwacht gevolg van deze inductieve antennekoppeling is, dat ook de invloed van de antenne-capaciteit verminderd wordt.

Wanneer we ons nu deze condensatoren even weer als een

wisselstroomweerstand voorstellen, zal het duidelijk zijn, dat deze weerstand, na transformatie naar de secundaire, véél groter zal zijn geworden, net als dat bij de uitgangstransformator het geval was. Is de verhouding in deze r.f. transformator bijvoorbeeld 1:5, dan is de secundaire weerstand $5^2 = 25 \times$ zo groot. Maar als de weerstand, de R_c $25 \times$ zo groot is, dan is de capaciteit na transformatie $25 \times$ zo klein.

Het directe gevolg hiervan is, dat de afstemcondensator C_v in een inductief gekoppelde antennekring groter is, dus verder ingedraaid moet zijn dan bij een directe antennekoppeling (fig. 57) voor één en dezelfde golflengte, bij gebruik van dezelfde spoel.

CAPACITIEVE ANTENNEKOPPELING

Een andere wijze van antennekoppeling is de capacitieve. Hierbij wordt de antenne, via een klein condensatortje, zo in de orde van 50 pF met de bovenkant van de L—C kring verbonden (fig. 62).

Ook hier is de koppeling met de antenne veel zwakker (losser zegt men) dan de rechtstreekse koppeling uit fig. 57. Ook hier zal de eigen capaciteit van de antenne minder merkbaar zijn op de L—C kring: hij staat n.l. in serie met die kleine koppelcondensator C_k en uit de berekeningen in les 3 weten we, dat de resulterende C kleiner is dan de kleinste der 2 in serie geschakelde condensatoren.

Ook bij de capacitieve antennekoppeling zal de L—C kring, wanneer deze in resonantie komt met de ontvangen trilling, een hoge blokkeringsweerstand vormen.

En deze hoge blokkeringsweerstand zal met het koppelcondensatortje C_k in serie een spanningsdeler vormen; het koppelweerstandje is immers een weerstand voor wisselstromen. De spanningen uit de antenne, die als r.f. spanningsbron, dus als „generator” fungeert, zullen zich dus verdelen over C_k en de L—C-kring-in-resonantie (zie fig. 63). Nu is de blokkeringsweerstand van de L—C kring héél groot, zo in de orde van enige honderdduizenden ohms. Stel nu, dat C_k een waarde heeft van 10 pF, dat is 0.000.010 μ F, dan is volgens de

formule uit les 3: $R_c = \frac{160000}{f \times C}$, waarin C uitgedrukt is

in μ F, de wisselstroomweerstand daarvan voor een wisselstroom met een frequentie van 1000 kHz (300 m):

$$R_c = \frac{160000}{f \times C} = \frac{160000}{1000.000 \times 0,000.010} =$$

$$\frac{160000}{10 \times 1} = \frac{160000}{10} = 16000 \Omega$$

De verhouding van deze spanningsdeler is dus zodanig, dat de antennespanningen grotendeels op 't rooster van de buis komen (fig. 64).

Maar... wanneer de frequentie hóger wordt, daalt de weerstand R_c van C_k en wordt de blokkeringsweerstand van de L—C kring daarentegen gróter, want voor een hógere frequentie (dus kortere golflengte) moet in onze afstemkring C kleiner gemaakt worden, terwijl L en R ongewijzigd blij-

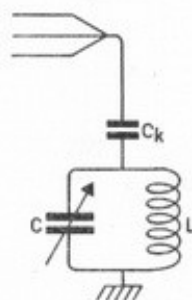


fig. 62

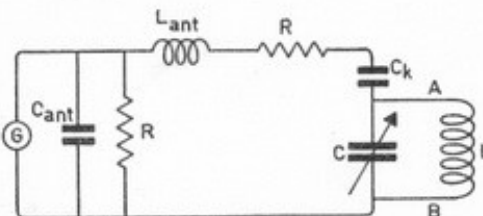


fig. 63

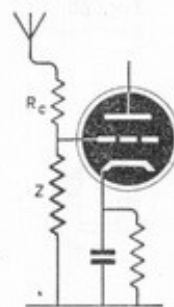


fig. 64

ven. Wanneer we dit even realiseren door blz. 7 op te slaan, zien we dat in de formule voor de blokkeringsweer-

stand: $Z = \frac{L}{C \times R}$ de waarde van Z groter wordt wanneer

die van C kleiner wordt.

De strekking van dit betoog is: bij hogere frequenties wordt bij capacatieve antennekoppeling voor een bepaalde L—C kring de koppeling met de antenne vaster; bij lagere frequenties (langere golven) wordt de koppeling lossier. Dus: grotere selectiviteit doch geringere signaalsterkte. Ook hier dus géén constante koppeling door het gehele bereik van een L—C combinatie, tenzij we hier een variabele C_k gaan toepassen.

Deze schakeling wordt voor het middengolfgebied thans niet meer toegepast; de reden hiervoor zullen we bij de meerkringstoestellen behandelen.

ANTENNECONSTRUCTIE

Nu hebben we 't steeds over de uitwerking van de antenne gehad, maar over de antenne zèlf spraken we niet.

Nu dan: een antenne moet hoog zijn; hoe hoger hoe beter.

In de lengte zit 't heus niet alleen. En welk materiaal gebruiken we voor een antennedraad? Het best is roodkoper, maar dat kan weinig trekkracht verdragen. Het sterkst is bronsdraad, dik 1 à 1½ mm. Ook is thans een uit meerdere dunne, geëmailleerde draden bestaande antennedraadsoort in de handel verkrijgbaar. IJzerdraad deugt beslist niet voor dit doel. Nu is de vraag maar: wát is hoog? Hoog is hier: hoog boven de omgeving uit. In de stad kunnen we rustig aannemen, dat er een reusachtig laken over alle huizen ligt; af en toe licht het wat omhoog, omdat er een hoog huis of torentje onder zit (fig. 65).



fig. 65

Onder dat laken ontvangen we weinig of niets; boven dat laken begint de hoogte pas te tellen, maar dan zijn we al een eind boven de grond. Op 't platteland ligt de zaak dus gunstiger.

Bovendien zitten ónder dat laken juist zaken die we best kunnen missen: storingen van elektrische apparaten.

En op 't platteland dient men weer uit de buurt van de bovengrondse spanleiding van het elektrisch net of de bovengrondse spanleiding van de spoorwegen te blijven; het is het best de antenne steeds loodrecht te spannen ten opzichte van dergelijke leidingen, dus „haaks" daarop.

Eisen voor een antenne zijn: hoog boven 't dak spannen. Goede isolatoren gebruiken, liefst niet boven de schoorsteen, die er een roetlaagje op deponeert en ze dus slecht maakt. Want we weten uit de eerste les, dat koolstof een goede geleider is. Invoerdraden naar beneden zo ver mogelijk van de gevel houden. Via verliesvrij materiaal de draad naar binnen voeren, zó, dat er geen water meekomt. En dan is ook een behoorlijke aardleiding van belang.

Nu weet ik wel, dat bij de moderne supers met een enorme versterking reeds bij een klein draadje in de kamer voldoende geluid uit de luidspreker kan komen, maar die grote versterking voor de radiogolven betekent tevens een grote versterking voor de r.f. storingen. Komt daarentegen reeds in onze antenne het gewenste signaal met grote sterkte binnen, dan kunnen we de versterking verminderen. Het gevolg is, dat ook de ongewenste r.f. storingen slechts weinig versterkt worden. En een goede aardleiding draagt er toe bij, het gewenste signaal te vergroten, en dus indirect het ongewenste te verkleinen.

Intussen is het zaak, een antenne-aardschakelaar aan te brengen, zodat bij onweder een rechtstreeks pad naar de aarde bestaat voor de ontladingen die niet zelden ernstige schade aan het interieur van onze ontvanger toebrengen, gezwegen nog van brand (fig. 66).

Dit gevaar is echter weer groter op 't platteland. Een dergelijke schakelaar moet buitenshuis zitten; voor onverwachte onweergevallen is het goed een vonkenbrug of edelgaszekering aan te brengen en in de invoerdraad een spiraaltje aan te brengen; 5 windingen is reeds voldoende (fig. 67).

Voor batterij- en kristal-ontvangers is een aardleiding zonder meer onmisbaar; voor nettoestellen fungeert het elektrische net als „aarde”; het net is n.l. capacitief geaard, d.w.z. het vormt een grote condensator met de aarde. Helaas brengt deze aarde vaak netstoringen in ons toestel.

Een goede aarde is in 't algemeen de waterleiding, op het platteland de pompbuis. Een roodkoperen strip van 30×4 mm, ingegraven tot 't grondwater is prima, ofschoon we er mede rekening moeten houden, dat een oxydelaag als regel een isolatie vormt na betrekkelijk korte tijd. Een gegalvaniseerde buis, in de grond gedreven, is in de praktijk het gemakkelijkst; zowel antenne-verbindingen als aardverbinding blijven echter slechts goed wanneer ze gesoldeerd zijn. Klemmen en boutjes zijn buitenshuis waardeloos; krakende geluiden zijn 't gevolg.

Overigens heeft het geen zin een antenne te spannen als in fig. 68 te zien is; verder moet de aansluiting van het verticale deel steeds aan een der uiteinden van het horizontale deel geschieden (L-antenne) (fig. 69) of precies in 't midden (T-antenne) (fig. 70).

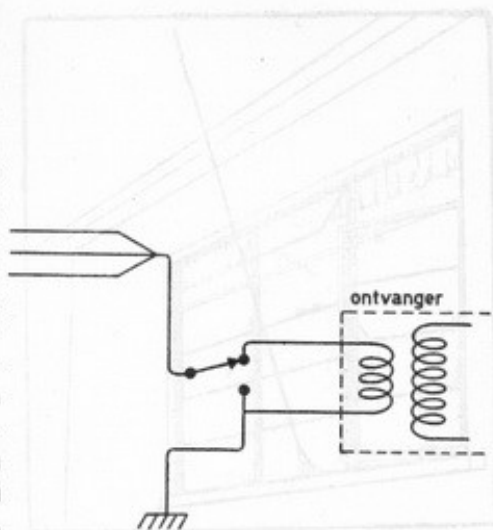


fig. 66

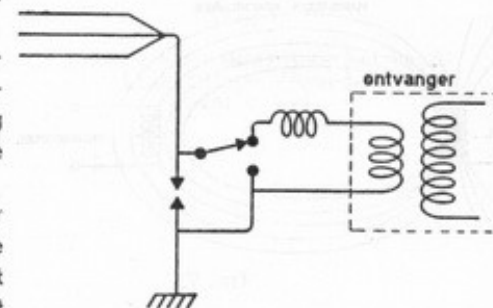


fig. 67



fig. 68

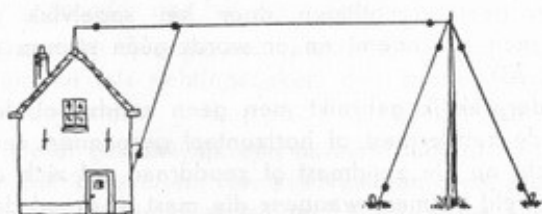


fig. 69

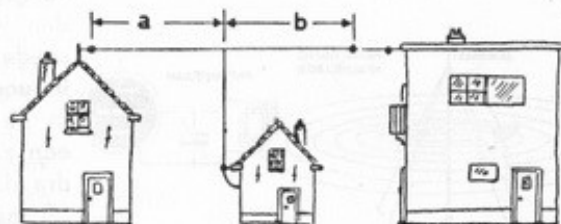


fig. 70



fig. 71
Een antenne voor flatbewoners.
Afb.: type Winrod van Belling-Lee.

Tenslotte is 't verstandig alle afstanddraden of tuidraden (die de antennepaal overeind houden), ook te isoleren aan beide einden.

Naast de hier genoemde typen kennen we de staaf-antenne, die voor de auto ontworpen is, doch welke in enkele gevallen met succes in de vensterbank geplaatst kan worden, met al dan niet afgeschermd in voerleiding (fig. 71) en de raam-antenne, die later bekeken zal worden.

En wanneer we een paal op een plat dak plaatsen, dan moet er onder die paal op zijn minst een plankje van 15×15 cm aangebracht worden, anders zakt zo'n mast met gemak door 't dakbeschot heen. Het is trouwens verstandig de antennepaal goed te carbolineren en eventueel metaalwerk enige malen te menien en daarna $2 \times$ af te lakken met een goed af-dichtende lak, gezien de kansen dat het spul op een ongelegen ogenblik naar beneden duikt als gevolg van verrot hout en verroest ijzerwerk. Draadspanners, opgenomen „in serie" met de tuidraden verstevigen de constructie. En nogmaals: alle verbindingen solderen:

Een bepaalde groep ontvangers, namelijk de kleine draagbare, kunnen uit de aard der zaak moeilijk uitgerust worden met een lange één- of meerdrads-antenne.

Daarom voorzien we deze ontvangers van een

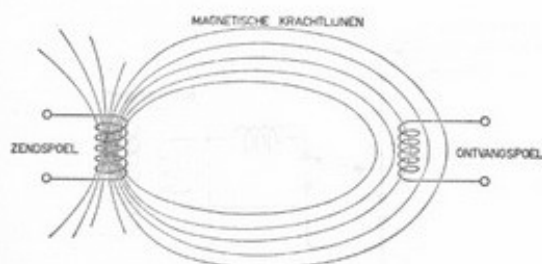


fig. 72

RAAMANTENNE

Terloops is de raamantenne reeds besproken, zowel bij de zenders als ontvangers; in feite is een raamantenne niets anders dan een afstemspoel in de roosterkring, doch van grote afmetingen, terwijl de zelfinductie niet groter is dan die van een normale afstemspoel, die ca. $175 \mu\text{H}$ bedraagt.

Voor de werking behoeft ik maar te verwijzen naar wat in een der eerste lessen over de inductie gezegd is. In fig. 72 zien we een zenderspoel, die doorlopen wordt door een r.f. wisselstroom. Deze veroorzaakt een elektromagnetisch wisselveld, dat we door enkele krachtlijnen aangeven, ofschoon deze lijnen in werkelijkheid nooit zichtbaar te maken zijn in verband met het radiofrequente karakter. In fig. 2b van les 3 zien we die krachtlijnen in één plat vlak liggen; bij een dergelijke r.f. spoel is dat krachtlijnenverschijnsel geheel ruimtelijk, dus óók naar onder en boven dat getekende vlak. Wanneer we elders een ontvangspoel zodanig opstellen, dat een deel van deze krachtlijnen door de spoel loopt, dan zal in die spoel een elektrische stroom geïnduceerd worden, natuurlijk een r.f. wisselstroom, die zich als een r.f. spanning op de klemmen voordoet. Wordt de ontvangspoel dwars op de richting van de krachtlijnen geplaatst, dan worden er geen krachtlijnen door het spoelvlak gesneden, zoals men dat noemt en er wordt géén stroom geïnduceerd (fig. 73).

In de r.f. zenderpraktijk gebruikt men geen zendspoel doch een zelfstralende zendermast of horizontaal gespannen zenddraad. Loodrecht op die zendmast of zenddraad zal zich een r.f. magnetisch veld vormen, wanneer die mast of draad door een r.f. wisselstroom doorlopen wordt; we tekenen in fig. 74 gestippeld de capaciteit tussen antennemast en aarde de condensator C waardoor de r.f. stroom naar aarde loopt.



fig. 73

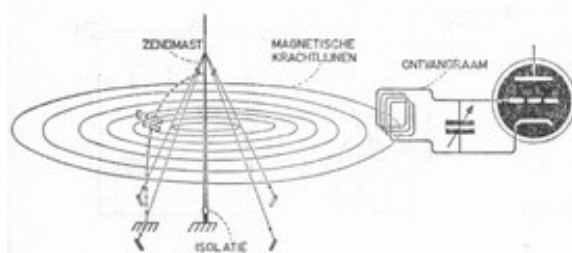


fig. 74

Zoals we reeds eerder bij de zenders bespraken is het nu het eigenaardige van deze elektromagnetische golven, dat er een elektrisch veld ontstaat door de r.f. stroom die er door die denkbeeldige condensator loopt en tegelijkertijd een r.f. magnetisch veld als gevolg van de stroom door de mast of draad zelf. Trouwens, het elektrische en het magnetische veld zijn onverbrekkelijk verbonden in de hoogfrequent-techniek.

Gezien de geringe hoogte is niet te verwachten, dat er hoge spanningen in de draden van de raamantenne ontstaan als gevolg van het r.f. elektrische veld; het magnetische veld zal echter wel degelijk een spanning in de raamwindingen induceren.

Deze spanning hangt af van het aantal windingen en de afmetingen van het raam, de magnetische veldsterkte ter plaatse en de frequentie van de wisselspanning benevens van een constante factor die o.a. door het materiaal van het raam bepaald wordt. En natuurlijk door de richting van het raam ten opzichte van de krachtlijnen! (fig. 75).

Wanneer we nu weten, dat vlak onder de zender de magnetische veldsterkte, dus het aantal krachtlijnen per cm^2 , slechts enkele miljoenste delen van een Gauss (eenheid van magnetische veldsterkte, genoemd naar de Duitse geleerde Gauss) bedragen, dan zien we wel in dat die spanning nooit hoog kan zijn. Door de raamantenne de zelfinductie van een normale afstemspoel 175 μH te geven en af te stemmen met een variabele condensator kunnen we voor een gewenste zenderfrequentie een voorkeurspositie scheppen en voor die ene zender een hoge r.f. spanning op 't rooster brengen; verder zal vergroting van 't raam verhoging van de output medebrengen. In de praktijk zullen de afmetingen nooit groot kunnen zijn i.v.m. de draagbaarheid van de ontvanger. Overigens zal de blokkeringsweerstand van een door raamantenne en condensator gevormde afstemkring achterstaan bij een normale LC-kring daar de Q, de opslingeringsfactor van de spoel, hier het raam, laag is in verband met de hoge ohmse weerstand en isolatie-verliezen.

Plaatsen we de spoel zodanig dat géén krachtlijnen omvat worden, dan wordt natuurlijk géén spanning geïnduceerd (fig. 75a).

In fig. 76 zien we 't zogenaamde stralings-diagram van een raam-antenne, wanneer deze 360° om zijn verticale as wordt gedraaid; de ontvangen spanningen zijn vanuit het draaipunt uitgezet. We zien, dat we inderdaad maximum ontvangst krijgen, wanneer het vlak van de raam-antenne naar de zender wijst, zoals in fig. 75b het geval is.

De ontvangst is minimaal, wanneer het raamvlak loodrecht op de richting van de zender staat. Overigens is dit minimum véél sprekender dan het maximum.

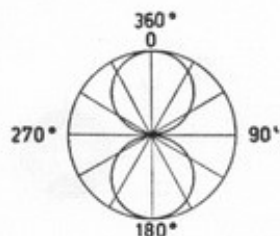
Wanneer we dan ook een raam-antenne gebruiken voor peil-doeleinden (als richtingzoeker) dan zoeken we naar minimum ontvangst.

Het is niet gemakkelijk een normale luchtspoel te berekenen, maar het berekenen van een raam-antenne moeten we ons finaal uit het hoofd zetten; het is misschien nog het gemakkelijkst om te zeggen: er moet zoveel meter draad in verwerkt zijn. Die draadsoort doet er betrekkelijk weinig toe; men neemt in de regel geëmailleerd koperdraad van 0,5 mm



fig. 75 a en b

In geval a worden er door het raam géén krachtlijnen gesneden; in geval b wel



stralingsdiagram van een raamantenne

fig. 76

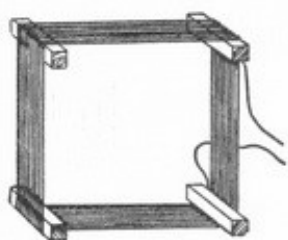


fig. 77

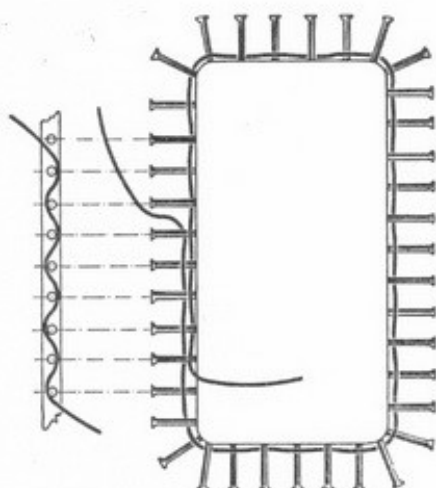


fig. 78

Spijkers (oneven aantal) in een plankje vormen de basis voor een raamantenne!

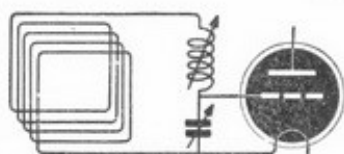


fig. 79

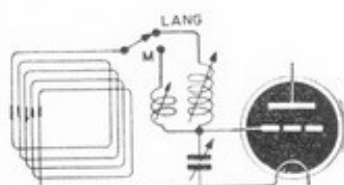


fig. 80

dikte en wikkelt dat op een raampje, dat zo groot mogelijk moet zijn.

Het is dus niet gemakkelijk de juiste zelfinductie te berekenen; voor amateurs is de enige mogelijkheid maar een groot aantal windingen op een raam te wikkelen en door proberen de juiste zelfinductie te berekenen, o.a. door de onderlinge afstand van de draden op het raam te wijzigen. Normaal zijn de windingen niet vlak naast elkaar, doch op een afstand gelijk aan de draaddikte van elkaar gespannen. Men moet dit door twee draden tegelijkertijd op te wikkelen. Eén draad hechten we aan de einden vast, de andere nemen we weer weg (fig. 77).

Een andere mogelijkheid om een raam-antenne te maken is de z.g. mandbodemspool, waarbij alle windingen in één vlak liggen en om pennen gewikkeld worden; is de spoel gereed, dan lakken we met Velpon de kruispunten even af en verwijderen de pennen; we krijgen dan een z.g. op lucht gewikkelde spoel, die geringe verliezen bezit (fig. 78).

Voor de opslinging van een dergelijke raam-antenne, de Q moeten we ons niet veel voorstellen, die is, ook al in verband met de grote draadlengte (dus ohmse weerstand) slecht.

Nu is 't mogelijk hierin verbetering te brengen: we brengen minder windingen op 't raam aan dan vereist is en plaatsen een spoeltje met regelbare zelfinductie (door middel van een poederijzerkerntje) ermede in serie, zodat de totale zelfinductie toch circa 175 μ H bedraagt. Door het verdraaien van het ijzerkerntje bereiken we de juiste zelfinductie. Door r.f. litze draad toe te passen kunnen we toch nog enige opslinging verkrijgen (fig. 79).

Voor de ontvangst van lange golven gebruikt men steeds de raam-antenne voor middengolf-ontvangst, in serie geschakeld met een verlengspoel (fig. 80). Overigens verandert de zelfinductie van een raam-antenne wanneer we met metalen voorwerpen of zelfs met de hand in de nabijheid komen (z.g. handeffect); het raam komt daarom steeds aan de aardzijde, de verlengspoeltjes aan de roosterkant. Het spreekt vanzelf, dat een dergelijke raam-antenne niet gewikkeld mag worden om een kastje, dat propvol zit met ontvanger en batterijen; het beste is een soort deurtje of klepje als frame voor een raam-antenne te benutten; we kunnen dan tevens de meest gunstige richting kiezen zonder de gehele ontvanger te verdraaien.

De hier beschreven raam-antenne is bruikbaar zowel voor batterij-ontvangers als voor net-ontvangers; in Amerika worden kleinere net-toestellen in de regel van een raam-antenne voorzien, die tevens als achterschotje dienst doet; een eventuele dakantenne wordt met een enkele winding op het raam gekoppeld (fig. 81).

Natuurlijk wordt hierdoor sterkere ontvangst verkregen. Overigens biedt een raamontvanger in vele gevallen een uitkomst voor netontvangers wanneer zich hardnekkige netstoringen voordoen, daar van elektromotoren en huishoudelijke apparaten afkomstige netstoringen zich door sterke elektrische velden en zwakke magnetische velden kenmerken. Nu is de raamantenne gevoelig voor magnetische velden doch reageert niet op elektrische velden, in tegenstelling tot de normale draadantenne. Overigens mag een dergelijke raamontvanger niet via een draad aan aarde of antenne verbonden worden, want dan reageert die draad

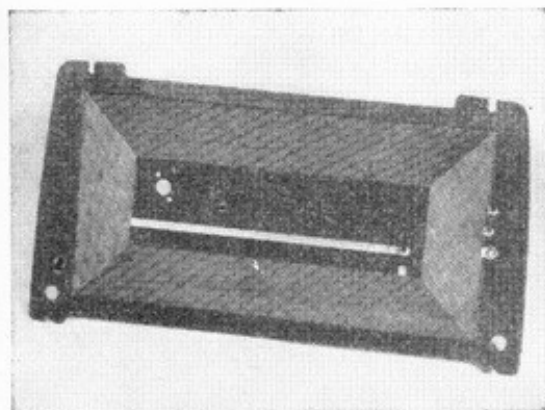


fig. 81
Amerikaanse raamantenne
(printed-circuit op achterschotje)

weer op elektrische verschijnselen; men noemt dat antenne-effect. Ook bij het richtingzoeken is het zaak géén andere ontvangst te hebben dan via het raam, hetgeen we door afscherming bereiken, anders worden de minima veel minder scherp. Dat afschermen van 't raam klinkt wel gek maar is toch mogelijk door de draden in een geaarde koperen of aluminium buis te leggen; natuurlijk mag deze buis geen gesloten circuit vormen; door die afscherming is de ontvangststerkte geringer! (fig. 82).

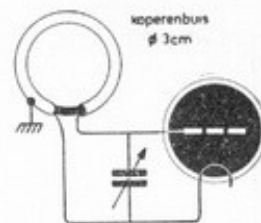


fig. 82

Afgeschermd raamantenne

FERRIET-STAAFANTENNES

Bij de nieuwste raamontvangers maakt men gebruik van een z.g. ferriet-staaf, waaromheen een spoeltje van de vereiste zelfinductie gewonden wordt. Dit ferriet is een modern keramisch materiaal, waarin ferrieten, dus ijzerverbindingen voorkomen; het bezit een zeer hoge permeabiliteit.

De werking van een uit r.f. litzedraad gewonden spoeltje op een dergelijke staaf, die circa 15 cm lang is met een diameter van $\varnothing$ 10 mm, is gelijk te stellen met een raam-antenne van $15 \times 15 \text{ cm}^2$. Natuurlijk neemt een dergelijke staaf veel minder ruimte in beslag dan een raam-antenne (fig. 83).

Het is goed er de aandacht op te vestigen dat spriet-antennes voor batterij-ontvangers steeds achter staan bij raam-antennes; hun lengte is te kort. Slechts voor de ontvangst van de kortegolfbanden zijn ze bruikbaar.

Uit de aard der zaak is een raam-antenne bruikbaar voor zowel een rechthoek-antenne als een super, want de afstemkingen van deze ontvangers vertonen geen verschillen; bovendien kunnen we ook bij netontvangers met voordeel een raamantenne toepassen, b.v. in geval van ernstige netstoringen.

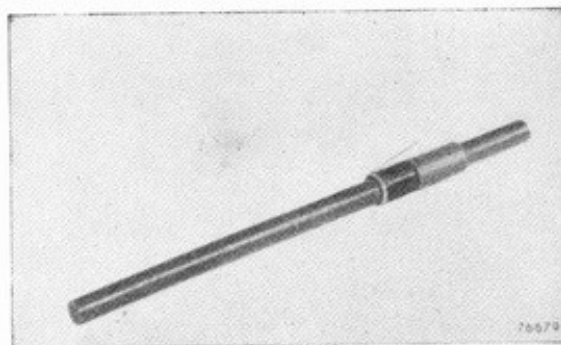


fig. 83

Philips ferriet staaf-antenne met roosterspoel

VRAAGSTUKKEN BIJ DE ACHTSTE LES

1. Een zender werkt op een frequentie van 7500 kHz (40 m). Wanneer de hoogste toon, die in de uitzending toegelaten wordt 5000 Hz is, welke bandbreedte beslaat deze zender dan in de ether?
2. Wat verstaan we onder het begrip selectiviteit van een ontvanger?
3. We gaan een éénkringer op een zender afstemmen met een uitwisselbare spoel en een variabele condensator; vertel welke combinatie van spoel en condensatorstand we moeten kiezen voor a) grootste signaalsterkte en b) grootste selectiviteit.
4. Door welke factoren wordt de „kwaliteit” van een L—C kring bepaald, m.a.w. waardoor ontstaan de r.f. verliezen?
5. Verklaar in het kort de diode-detector, met schema.
6. Verklaar in het kort de roosterstroom-detector, met terugkoppeling. Teken schema.
7. Welke r.f. trillingen komen er also in de ether bij de zender genoemd in vraag 1.
8. Wat is terugkoppeling? Teken twee mogelijkheden.
9. Vertel, welke voordelen de terugkoppeling bevat en welke bezwaren er aan verbonden zijn.
10. Beschrijf kort de inductieve antennekoppeling; beschrijf verschillende uitvoeringsvormen en hun vóór- of nadelen (met schema's).
11. Teken het schema van de capacatieve antennekoppeling en daarnaast het z.g. vervangingsschema van die schakeling. Vertel wat U hiervan weet.
12. Vertel aan welke elektrische en mechanische eisen een antenne moet voldoen.
13. Vertel wat wij onder het „skin-effect” verstaan en wat wij doen om de nadelen ervan op te heffen.
14. Hoe gedraagt een raamantenne zich ten opzichte van elektrische storingen?
15. Welke invloed heeft een zeefkring op een afstemkring?

