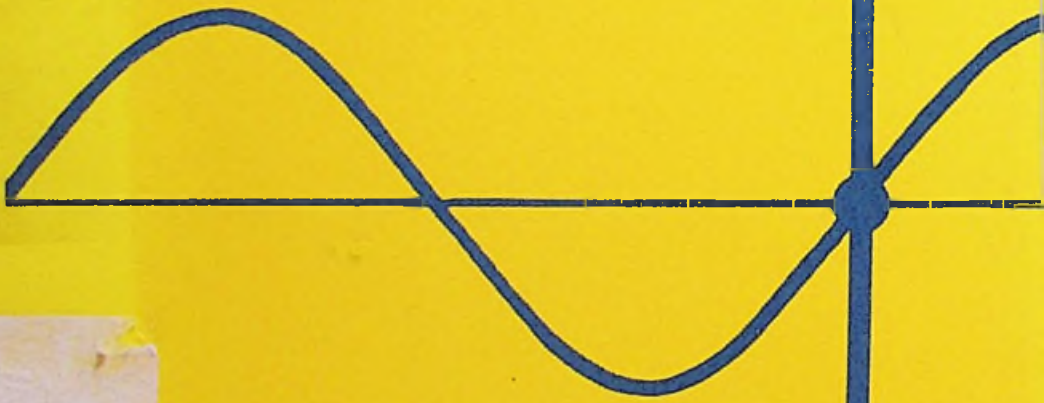
KLEINE ZENDERS EN OSCILLATOREN

HERBERT BROSCH



DE MOIDERKRING

KLEINE ZENDERS
en
OSCILLATOREN

CIP-GEGEVENS KONINKLIJKE BIBLIOTHEEK, DEN HAAG

Brosch, H.

Kleine zenders en oscillatoren/H. Brosch
(vertaald uit het Duits door H. Leydens-Barttray)
- Weesp: De Muiderkring III
Vert. van: Oszillatoren und Kleinsender: Einf. Elektronik
- Stuttgart: Frech Verlag 1989
ISBN 90 6082 338 9
SISO 664, UDC 621.3, NUGI 832
Trefw.: Oscillatoren, elektronica

 ISBN 90 6082 338 9

Herbert Brosch

KLEINE ZENDERS en OSCILLATOREN

DE MUIDERKRING B.V. - WEESP
UITGEVERIJ VAN TECHNISCHE BOEKEN EN TIJDSCHRIFTEN

Voorwoord

Van 'Oscillatoren en Kleine Zenders' is nu een geheel herziene uitgave verschenen. De afgelopen jaren viel er een toenemende belangstelling voor commercieel verkrijgbare apparatuur te constateren, en te oordelen naar het prestatievermogen en de gunstige prijzen van de installaties (meestal zendontvangers voor de amateurbanden en voor de 27 MHz-band) lijkt dat gerechtvaardigd. Maar bij 'kopen in plaats van bouwen' raakt het technische inzicht op de achtergrond. De bedoeling van dit boekje is daarin wat verandering te brengen, en vooral de jeugdige amateur in zijn ontwikkeling te stimuleren, en eventueel bij zijn voorbereidingen tot het verkrijgen van een zendmachtiging de helpende hand te bieden. Kopen en bouwen moeten elkaar niet wederzijds uitsluiten, maar elkaar aanvullen.
Vanaf deze plaats bedank ik de heren StD K.H. Kraatz voor de zorgvuldigheid waarmee hij het manuscript doorkeek en Dipl. Ing. Rüdiger Moll, DL 9 EAA voor zijn vele waardevolle tips en voorstellen tot verbetering.
Bij het bouwen en in bedrijf nemen van de beschreven kleine zenders dient men zich aan de richtlijnen van PTT te houden.

Landau/Pf., voorjaar 1990

Herbert Brosch, DJ 8 BL

1. Inleiding

In het nu verschenen boek wordt niet alleen een groot aantal oscillatorschakelingen besproken, maar het geeft ook een systematische inleiding tot dit interessante gebied van de elektronica. De oscillatoren zijn ingedeeld naar type, en in de stuklijsten vindt men alle benodigde gegevens voor de gebruikte componenten, in lastige gevallen wordt ook de mechanische opbouw tot in detail besproken.
Alle amateurachtige schakelingen werden door de schrijver zelf gebouwd en uitvoerig getest. Bij het bouwen dienen we voor ogen te houden dat we oscillatoren kunnen afregelen.

a) op maximale uitgangsspanning (belangrijk als we een buis in klasse A willen uitsturen)
b) op maximale uitgangsstroom (belangrijk als we een transistor in klasse A willen uitsturen)
c) op maximaal uitgangsvermogen (belangrijk als we een buis of een transistor in klasse B willen uitsturen)
d) op zuivere sinusvorm (belangrijk bij meetzenders)
e) op een hoog percentage hogere harmonischen (belangrijk voor daarachter geschakelde vermenigvuldigertrappen)
f) op de hoogste frequentieconstantheid (belangrijk voor EZB-stuurzenders).

Voor de voeding kunnen we meestal volstaan met een zaklantaarnbatterij, bijvoorbeeld twee platte batterijen van 4,5 V. Pas bij vermogens van meer dan 2 W zal men zijn toevlucht tot netvoedingen of een kleine accu moeten nemen.
In enkele van de in dit boek opgevoerde oscillatorschakelingen is de frequentiebepalende LC-kring niet afstembaar getekend. Toch is het ook in die gevallen mogelijk de frequentie te variëren. Geschikte systemen daarvoor zijn:

a) variëren van de zelfinductie door middel van een regelbare spoel
b) variëren van de zelfinductie door middel van een ferrietkern
c) variëren van de capaciteit door middel van een afstemcondensator
d) variëren van de capaciteit door middel van een capaciteitsdiode.

De technische gegevens in transistortabellen vertonen at en toe tekortkomingen en vaak kunnen we die beter niet al te letterlijk nemen. Voor

de stroomversterking worden zonder meer alleen te grote bereiken vermeld. Maximale stromen en toelaatbare verliesvermogens worden mede bepaald door de wijze van monteren (koeling) en door de duur van de overbelasting. Siliciumtransistoren die heet geweest zijn herstellen zich meestal weer, germaniumtransistoren raken bij een geringe overbelasting al defekt. Te hoge spanningen maken de transistor in ieder geval onbruikbaar. Een in het collectorcircuit als controle-instrument opgenomen milliampèremeter heeft al menige halfgeleider het leven gered.

Behalve LC-generatoren zijn in dit boekje ook nog enkele RC-generatoren opgenomen, vooral omdat in veel geïntegreerde schakelingen zoals timers enzovoort van deze wijze van frequentieopwekking gebruik gemaakt wordt.

2. Nuttige hulpmiddelen

Bij de in dit boek beschreven experimenten, proefschakelingen en zendinstallaties zijn maar weinig hulpmiddelen nodig. Wel moeten we bijvoorbeeld over een universeelmeter beschikken. Een oscilloscoop kan weliswaar nuttige diensten bewijzen, maar is niet beslist noodzakelijk. Beginnelingen adviseren we verder nog contact met een plaatselijke afdeling van de VERON (Vereniging ...) op te nemen. We mogen gerust aannemen dat altijd wel ergens een gemachtigd zendamateur te vinden is, die graag met raad en daad terzijde staat, en eventueel ook wel met onderdelen enzovoort wil bijspringen. Een paar kleine hulpapparaatjes zijn overigens van zoveel belang dat men ze voortdurend bij de hand dient te hebben. Deze apparaten beschrijven we in dit hoofdstuk.

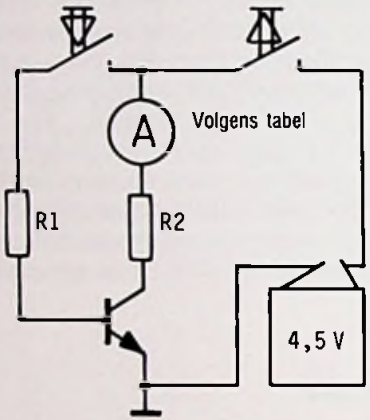
2.1. Een transistortester

Van tijd tot tijd krijgen amateurs transistoren in de hand waarvan ze niet weten of zij ze eigenlijk wel kunnen gebruiken, of dat ze wel goed functioneren. We moeten deze transistoren dus testen en daarbij de stroomversterking – een kwaliteitskenmerk – vaststellen. Beschikken we slechts over een milliampèremeter die niet gevoelig genoeg is om de lage basisstromen te kunnen meten, dan kunnen we altijd nog een testschakeling als in afb. 2.1.1. bouwen. Voor de dimensionering van de onderdelen geven we een drietal voorbeelden:

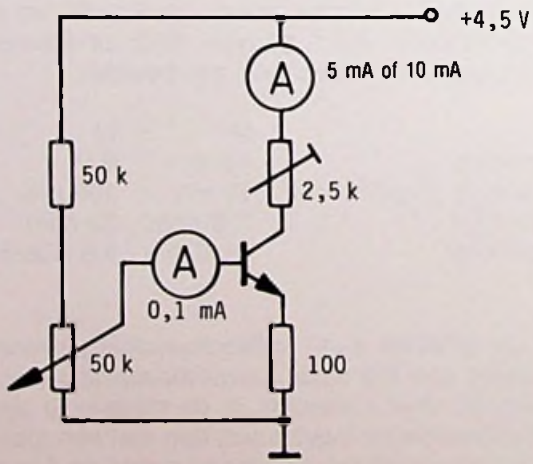
	a)	b)	c)
Voedingsspanning	4,5 V	6 V	4,5 V
Meetbereik van de ampèremeter	10 mA	100 mA	1 mA
Serieweerstand R1	220 ohm	30 ohm	2,2 ohm
Basisweerstand R2	39 kOhm	5,6 kOhm	390 kOhm

In alle drie de gevallen komt volleschaaluitslag overeen met een stroomversterking van 100 maal, halveschaaluitslag met een stroomversterking van 50 maal enzovoort. In de schakeling zijn verder nog twee drukknopschakelaars ingebouwd; één met een maakcontact om kortstondig de collectorstroom te kunnen meten en één met een verbreekcontact om de 'lekstroom' te meten. Verder verdient het aanbe-

veling om een tweepolige omschakelaar in te bouwen om PNP- en NPN-transistoren te kunnen testen zonder de batterij-aansluiting te hoeven ompolen. Komt het vaker voor dat we onbekende transistoren moeten testen dan kunnen we de schakeling het beste in een klein kastje inbouwen en daarop aansluitklemmen voor de transistoren monteren.



Afb. 2.1.1: Eenvoudige transistortester.



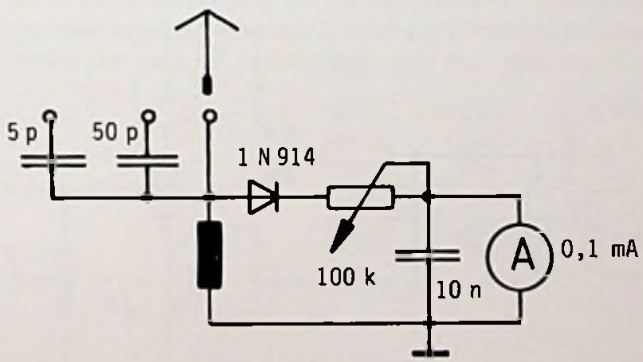
Afb. 2.1.2: Transistortester met meetmogelijkheid voor de basisstroom.

Hebben we een microampèremeter (volle uitslag 50 of 100 microampère) bij de hand dan kunnen we de basisstroom direkt meten (afb. 2.1.2.). Met de potentiometer van 50 kOhm kunnen we de basisstroom instellen, een verbreekcontact is dan niet nodig. In de emitteraansluiting kunnen we een protektieweerstand van 100 ohm inbouwen. Voor het meetbereik van het instrument in het collectorcircuit moeten we aan 5 mA of 10mA denken. De stroomversterking kunnen we berekenen uit het quotiënt van de beide stroomsterkten, dus:

Stroomversterking = collectorstroom / basisstroom

2.2. Outputmeter

Willen we oscillatoren bouwen, testen en in bedrijf nemen, dan hebben we een meetapparaat nodig waarmee we hoogfrequent wisselspanningen kunnen meten. Universeelmeters werken op de wisselstroom- en wisselspanningsbereiken tot circa 5 MHz frequentie-onafhankelijk. In dat geval kunnen we dus hetrgevoeligste stroombereik (100 of 120 microampère) inschakelen, een aansluiting laten zweven en op de andere een meetkabel of een korte staafantenne aansluiten.



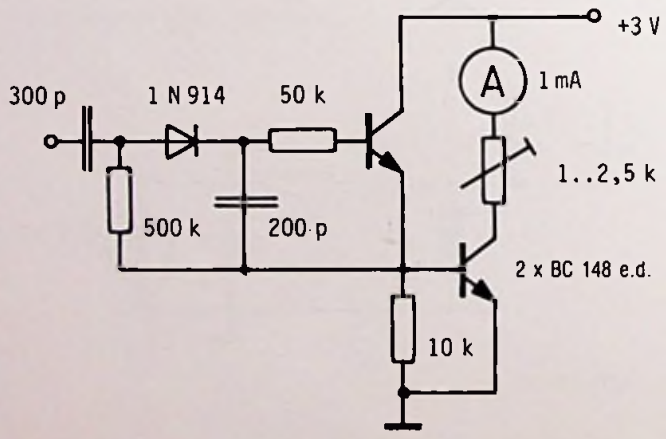
Afb. 2.2: Outputmeter.

Om de resonantietoestand overtuigend te kunnen aantonen en om de schakeling op de maximale uitgangsspanning te kunnen instellen is een outputmeter (ook wel HF-indicator of veldsterktemeter genoemd) als in afb. 2.2. onontbeerlijk. Met uitzondering van het meetinstrument met 50 of 100 microampèremeter volle schaal komen alle gebruikte onderdelen uit de knutseldoos. De meetschakeling werkt aperiodisch en is dus, als we een goede HF-diode gebruiken, geschikt voor alle fre-

quenties tot circa 500 MHz, terwijl een oscilloscoop het vaak bij 15 MHz al laat afweten omdat de versterking ervan afneemt, de synchronisatie het begeeft en bromspanningen het schermbeeld vertekenen. Het kleine apparaatje kunnen we het beste in een klein metalen kastje met buitenmaten van 60 mm x 40 mm x 100 mm inbouwen. De capacitieve ingangen dienen om gelijkspanningscomponenten te blokkeren en voor verdere verzwakking van het signaal. Met een korte staaf als hulpantenne kunnen we de outputmeter ook als controle-ontvanger voor het afregelen van zendantennes gebruiken.

2.3. Outputmeter als indicatieversterker

Wie de kosten van een microampèremeter te hoog vindt kan met een eenvoudige milliampèremeter als in afb.2.3. toch een echt krachtige outputmeter bouwen. De gelijkrichter (een drukcontactdiode, bijvoorbeeld een 1N 914) wordt gevolgd door een tweetraps gelijkstroomversterker in tandemuitvoering. Gebruiken we transistoren met zeer grote stroomversterking dan is de totale versterking zo groot dat alleen de diode, waarvoor een bepaalde minimale spanning nodig is, de gevoeligheid bepaalt.



Afb. 2.3: Outputmeter met indicatieversterker.

Omdat er zonder sturing ook geen stroom vloeit is een schakelaar voor de stroombron (bijvoorbeeld twee monocellen van 1,5 V) overbodig. De instelweerstand (trimpotentiometer 1 tot 2,5 kOhm) begrenst de collectorstroom tot de volle uitslag van het meetinstrument. Kiezen we

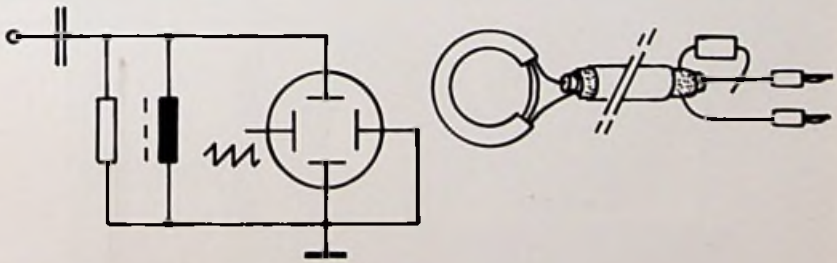
voor de tweede transistor een zwaarder type, zoals een 2N 708, dan mag het meetbereik van het instrument eveneens 10 mA bedragen, de weerstandswaarde van de trimpotmeter moeten we dan kleiner kiezen. De schakeling neemt maar zo weinig ruimte in beslag dat alles in een aspirinebuisje past, dat we als een meetkop kunnen hanteren. De schakeling blijkt overigens ook in andere toepassingen goed te voldoen. Zo werkt de schakeling bij een voedingsspanning van 12 of 18 V en met een relais in het collectorcircuit feilloos als eindtrap in een éénkanaalsontvanger.

2.4. De oscilloscoop

Het gebruik van een oscilloscoop heeft tal van voordelen: we kunnen er zowel uitgangsspanning, frequentie, modulatie, als het bestanddeel aan hogere harmonischen gelijktijdig mee bekijken. Overigens dienen we daarbij wel een paar belangrijke voorzorgsmaatregelen te treffen:

a) Om bromsignalen te onderdrukken moeten we aan de ingang een LC-combinatie van 50 pF/2,5 mH (afb. 2.4.) opnemen.

b) We mogen niet met de grootste versterking werken. Veel oscilloscopen hebben de neiging om bij inductieve of bij capacitieve belasting van de ingang parasitair te gaan oscilleren. Eventueel zetten we parallel aan de HF-smoorspoel nog een weerstand van 10 kOhm.



Afb. 2.4: Aankoppelen van de oscilloscoop.

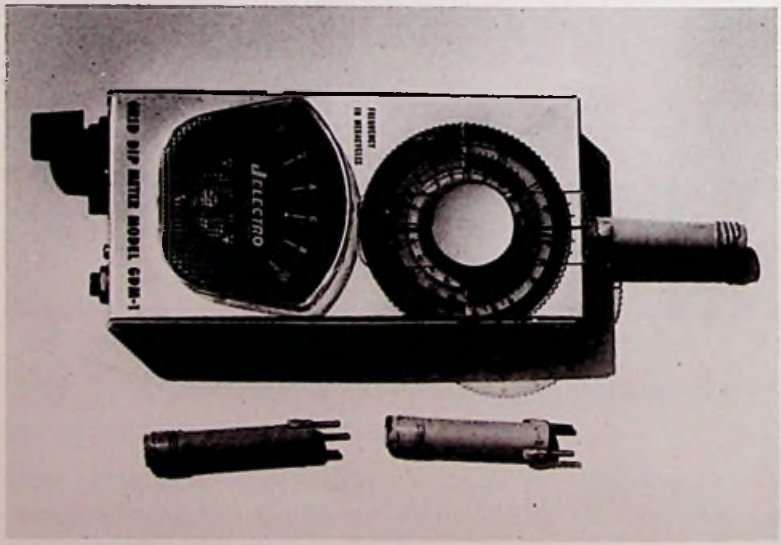
c) Bij oscillatorvermogens van meer dan 50 mW kunnen we de oscilloscoop op een wat elegantere manier aan de trillingskring koppelen, namelijk met een PICKUP-lus (afb. 2.4. rechts). Daarvoor buigen we een stuk isolatiepijp van circa 10 cm lang in de vorm van een ring en vlechten daar, net zoals een sleutelring, 10 windingen

koper-lakdraad doorheen. De uiteinden van de draad solderen we aan een zo soepel mogelijke 60-ohms coaxiale kabel, die we met een inductievrije weerstand van 60 ohm/1 W afsluiten. De lengte van de kabel doet er niet toe. Om de lus goed met de hand te kunnen manoeuvreren schuiven we een stukje pertinaxpijp over het voorste deel van de coaxiale kabel, en lijmen dat met wat UHU-Hart vlak achter de lus vast.

Helaas hebben oscilloscopen – met uitzondering van de zeer dure apparaten van topklasse -- het grote bezwaar, waar we al eerder op wezen: ze zijn namelijk uitsluitend geschikt voor het observeren van middelhoge frequenties. Tijdbasisfrequenties hoger dan 1,5 MHz zijn maar zelden mogelijk. Bij oscillatorfrequenties hoger dan 20 MHz gaan zich problemen voordoen met de versterking, met de synchronisatie en met de terugslagonderdrukking.

2.5. Dipmeter

Een dipmeter is een tot een provisorische frequentiemeter omgebouwde oscillator. In vergelijking met de vandaag de dag gebruikelijke digitale frequentietellers heeft de dipmeter het voordeel dat we daarmee



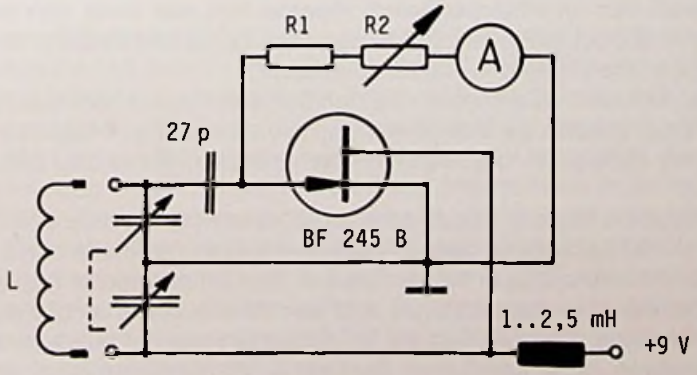
Afb. 2.5: In de handel verkrijgbare dipmeter met insteekbare spoelen.

de resonantiefrequentie van 'passieve' kringen kunnen bepalen. Bovendien is de dipmeter goedkoop en gemakkelijk te bouwen. Alleen de ijking ervan levert wat problemen op.

De meetprocedure verloopt als volgt: met de gevoeligheidsregelaar (100 kOhm lineair) wordt op het midden van de schaal ingesteld. Het te meten object (passieve trillingskring) wordt vlak bij de uitwisselbare meetspoel van de dipmeter gehouden en vervolgens de oscillator verstemd. Stemmen oscillatorfrequentie en de frequentie van het proefobject overeen dan wordt er energie aan de oscillator onttrokken, de amplitude daalt, en de wijzer van het instrument loopt (afhankelijk van de kwaliteitsfactor van de geteste trillingskring en van de mate van koppeling) tot ongeveer de helft van de aanvankelijke uitslag terug. Op de aan de as van de afstemcondensator bevestigde schaal kan dan de frequentie worden afgelezen. Het instrument ontleent zijn naam aan dat teruglopen van de wijzer (Eng. 'dip' ofwel 'duiken')

2.5.1. Dipmeter met FET

Afb. 2.5.1 is hier alleen als stimulans bedoeld. In de schakeling is een FET van het type BF 245 gebruikt, het gaat hierbij om een Colpitts-oscillator in source-schakeling. De trillingskring is geschikt voor frequenties van 3 MHz tot 200 MHz. De dubbele afstemcondensator van 2 x 130 pF is vast ingebouwd, de spoelen zijn uitwisselbaar (insteekbaar). In aanmerking komen spoelen vanaf 100 windingen tot 0,5 winding (haarspeld). Het meetinstrument (50..100 microampère) mag van een goedkoop type zijn, bijvoorbeeld de meetinstrumentjes die als afstemindicator in de handel zijn. Voor de schakeling zijn maar verba-



Afb. 2.5.1: Eenvoudige dipmeter met FET.

zingwekkend weinig onderdelen nodig. In het gatecircuit is de reeds genoemde gevoeligheidsregelaar R1 (100 kOhm) in serie met een vaste weerstand R1 van 39 kOhm opgenomen. Een condensator van 27 pF scheidt de gate van de trillingskring en van de voeding. In het drain-circuit isrverder nog een HF-smoorspoel van 1..2,5 mH opgenomen.

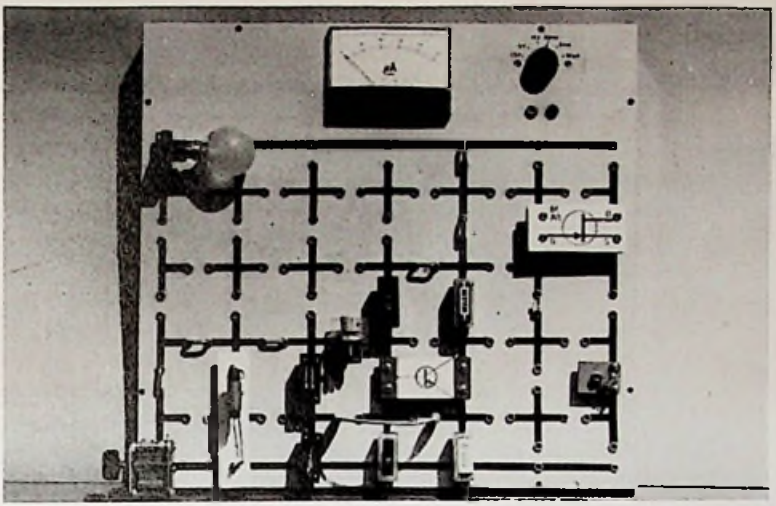
Als richtlijn voor de aantallen windingen kunnen we hanteren:

a) frequentiebereik
460..680 kHz: MG-spoel 1 mH
0,5..2,5 MHz: 40 windingen op een spoelkoker van 10 mm ϕ
2,5..5,5 MHz: 20 windingen op een spoelkoker van 10 mm ϕ
8,5..20 MHz: 20 windingen op een spoelkoker van 10 mm ϕ
11..45 MHz: 11 windingen op een spoelkoker van 10 mm ϕ
45..110 MHz: 3 windingen op een spoelkoker van 10 mm ϕ

2.6. Een experimenteersysteem

Iedere amateur doet er goed aan de gedachte dat nagebouwde schakelingen al bij de eerste poging zullen werken, zo snel mogelijk te laten varen. Er kan namelijk nogal wat mis gaan: transistoren vertonen voor een deel onderling grote spreidingen. Aan gelakte weerstanden kunnen we niet zien of ze inductiearm zijn. HF-smoorspoelen zijn meestal van zeer dunne draad gewikkeld, de aansluitingen breken gemakkelijk af en zijn er maar lastig weer aan te solderen. Het frequentiebereik van ferrietkernen wordt meestal met niet meer dan een gekleurde stip aangegeven, en de daarvoor gehanteerde norm is de afgelopen jaren meerdere malen gewijzigd.
Op grond daarvan adviseren we dan ook een 'experimenteersysteem' te maken waarop we ook omvangrijkere schakelingen experimenteel kunnen opbouwen, bijvoorbeeld een steekbord als in afb. 2.6.1.

Het systeem bestaat uit een eenvoudig kunststofpaneel op een houten raamwerk, dat voor de overzichtelijkheid enigszins schuin staat. In het experimenteersysteem nemen we ook een ampèremeter op, met als aanbevolen meetbereik 10 mA, wat we met een shunt op 100 mA kunnen brengen. De bovenste rail is verbonden met de pluspool van de stroombron, in de aansluiting daarvan is het meetinstrument opgenomen. De onderste rail vormt de 'massa', deze is met de pluspool ver-

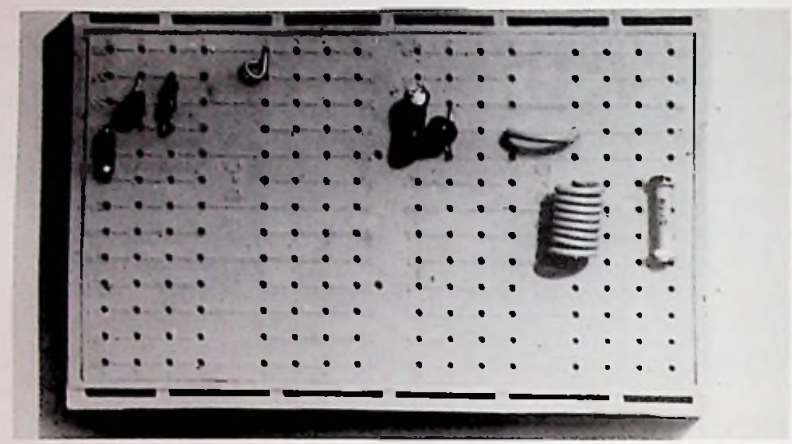


Afb. 2.6.1: Zelfgebouwd experimenteersysteem met 4 mm stekerbussen.

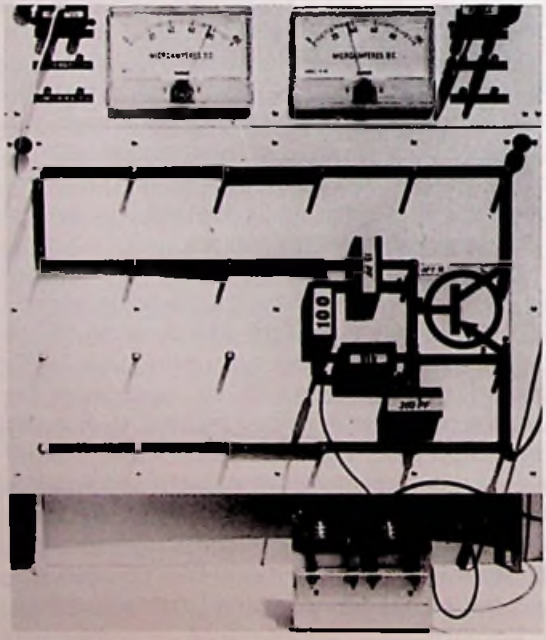
bonden. Het verdient aanbeveling om tussen beide rails intern condensatoren op te nemen, en wel een van 10 microfarad en een van 100 nanofarad. De hartafstand van de 4 mm stekerbussen bedraagt 19 mm, voor deze maat zijn eenvoudige kortsluitstekers te koop. Bovendien kunnen verschillende fabrikanten van leermiddelen insteekbare onderdelen met deze rastermaat leveren. Overigens is het helemaal niet moeilijk om met behulp van kleine pertinaxplaatjes van 25 mm x 10 mm en twee 4 mm stekerpennen dergelijke insteekbare eenheden zelf te vervaardigen. Hebben we een onderdeel maar af en toe nodig dan klemmen we dat eenvoudig in klemstekers.

Voor onderwijsdoeleinden kunnen verschillende firma's grote experimenteersystemen leveren. Afb. 2.6.2 laat de 'Igel' van de firma NEVA uit Geislingen/Steige zien. Op het afgebeelde systeem is een UHF-oscillator met een NPN-transistor van het type AFY 11 opgebouwd. De hartafstand tussen de pennen bedraagt 10 cm. Om snel te kunnen bouwen is een experimenteersysteem met klemstroken in de handel (afb. 2.6.2). Hierin kunnen we alle onderdelen met vaste aansluitdraden inklemmen. Aan onderdelen zonder aansluitdraden of met aansluitingen met andere genormaliseerde afstanden (HF-smoorspoelen, potentiometers, afstemcondensatoren) moetenreerst korte draden gemonteerd worden. Voor wat betreft het gebruik van dit insteeksysteem spreekt de afbeelding voor zichzelf.
Bij dit onderwijssysteem kunnen ook 'lege bouwstenen' geleverd wor-

den waarin men geheel naar eigen wensen en behoeften willekeurige onderdelen kan monteren, en er het bijbehorende, op karton getekende symbool, op kan plakken.



Afb. 2.6.2: Experimenteersysteem met klemstroken.



Afb. 2.6.3: Experimenteersysteem van de firma NEVA.

3. Demping, dempingscompensatie

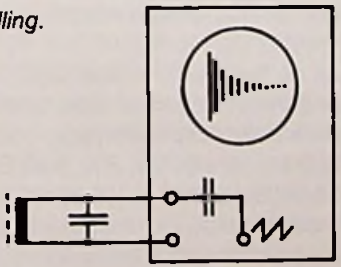
Elke trillingskring is aan demping onderhevig dat wil zeggen, de amplitude blijft bij impulsvormig aanstoten niet constant, maar neemt in een heel bepaalde verhouding af. De oorzaak van de demping is te herleiden tot energieverlies, wat weer gecompenseerd kan worden door energie toe te voeren. Oorzaken van het energieverlies zijn:

a) Warmteontwikkeling door ohmse weerstanden.
b) Het ontstaan van elektromagnetische energie (straling).
c) Warmte-ontwikkeling in het diëlektricum van condensatoren.
d) Verliezen door ommagnetiseren van de spoelkern.

3.1. Gedempte trillingen

Een trillingskring (zie afb. 3.1) kunnen we met een eenmalige spanningspuls in trilling brengen. De energie in de opgeladen condensator bedraagt $W = C * U^2/2$. De condensator ontlaadt zich over de spoel waarbij, juist op het moment dat de condensator zich volledig ontladen heeft, de stroom door spoel de grootste waarde bereikt. Alle energie in de trillingskring schuilt nu in de vorm van magnetische energie – $W = L * I^2/2$ – in de spoel. Daarna treedt een omslag op, de condensator laadt zich daarbij met omgekeerde polariteit weer op. Door de onvermijdelijke verliezen als gevolg van warmteontwikkeling en straling neemt de amplitude van de trilling snel af, de trilling is 'gedempt'. Hebben we een oscilloscoop bij de hand, dan kunnen we het verschijnsel demping overtuigend aantonen. De benodigde spanningspulsen nemen we af van de zaagtanduitgang van de oscilloscoop. Een en ander resulteert in het ingetekende schermbeeld.

Afb. 3.1: Gedempte trilling.



3.2. Dempingscompensatie van een trillingskring

De benodigde energie kunnen we in de vorm van energiepulsen aan de trillingskring toevoeren. Er zijn drie aankoppelmogelijkheden:

a) inductieve koppeling
b) capacitieve koppeling
c) galvanische (direkte) koppeling

Verder speelt aanpassing aan bestaande impedanties een belangrijke rol. Daarbij geldt voor de zogenaamde karakteristieke weerstand Z van de trillingskring:

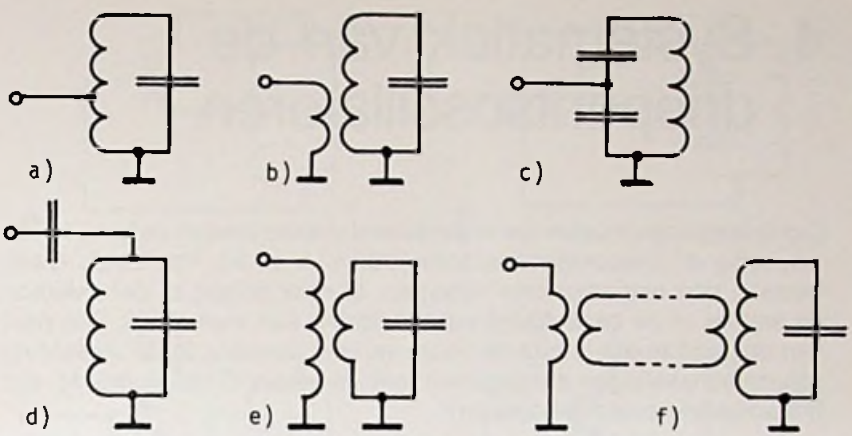
$$Z^2 = L/C$$

waarin L de zelfinductie van de spoel en C de kringcapaciteit voorstelt. In het geval van resonantie (XC = XL dat wil zeggen, L en C hebben gelijke reactanties) gedraagt Z zich als een ohmse weerstand. Op grond van de kwadratische verhouding (zie de formule hierboven) wordt door halveren van L en verdubbelen van C weliswaar dezelfde resonantiefrequentie verkregen, maar ook een halvering van de karakteristieke weerstand. Afb. 3.2.1 laat enkele aankoppelmogelijkheden zien:

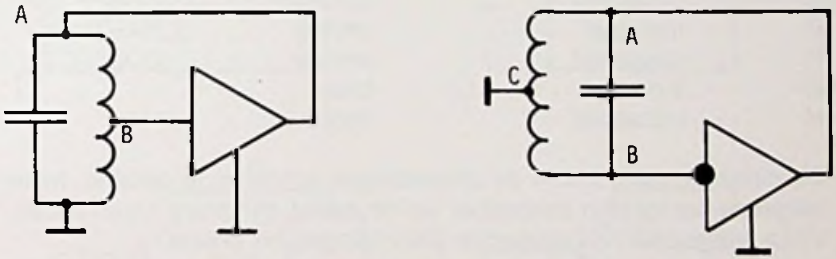
a) galvanisch, omhoog transformeren
b) inductief, omhoog transformeren, w1 kleiner dan w2
c) capacitief, omhoog transformeren
d) capacitief, transformatieverhouding 1:1
e) inductief, omlaag transformeren, w1 groter dan w2
f) koppellus

Eigenlijk zouden we hier het probleem van de resonantietransformator ter sprake moeten brengen en in de afbeeldingen ook de uitgangen aangeven. Het betreft hier danrook alleen maar algemeen oriënterende schetsen van aankoppelmogelijkheden.
De demping kunnen we met een versterkerschakeling weer compenseren. Daarvoor staan in principe twee mogelijkheden ter beschikking:

a) De versterker draait de fase niet, of over 360 graden. Dat is bijvoorbeeld het geval bij een tweetraps transistorversterker, voor zover althans de transistoren door hun inwendige capaciteiten geen faseafwijkingen veroorzaken. In afb. 3.2.2 is punt B, links, op de ingang van de versterker aangesloten. Vanaf de uitgang loopt een terugkoppelverbinding naar punt A. De wisselspanningen op de punten A en B hebben ten opzichte van massa dezelfde fase. De keus van



Afb. 3.2.1: Aankoppelmogelijkheden voor trillingskringen.



Afb. 3.2.2: Dempingscompensatie van een trillingskring.

het aftakpunt wordt bepaald door ingangs- en uitgangsweerstand, en door de versterkingsfactor. Bij hoge ingangsweerstand en lage uitgangsweerstand zouden we de punten A en B dus mogen verwisselen. Ook samenvoegen van A en B is mogelijk. De versterker verandert in dat geval in een tweepool en moet dan een negatieve weerstand hebben, zoals dat bijvoorbeeld bij een tunneldiode het geval is. Er is dan maar een geringe totale versterking nodig. Aanpassingsfouten hebben dan geen effect, en in het terugkoppelcircuit mogen hoge impedanties voorkomen (bijvoorbeeld in de vorm van zeer kleine capaciteiten).

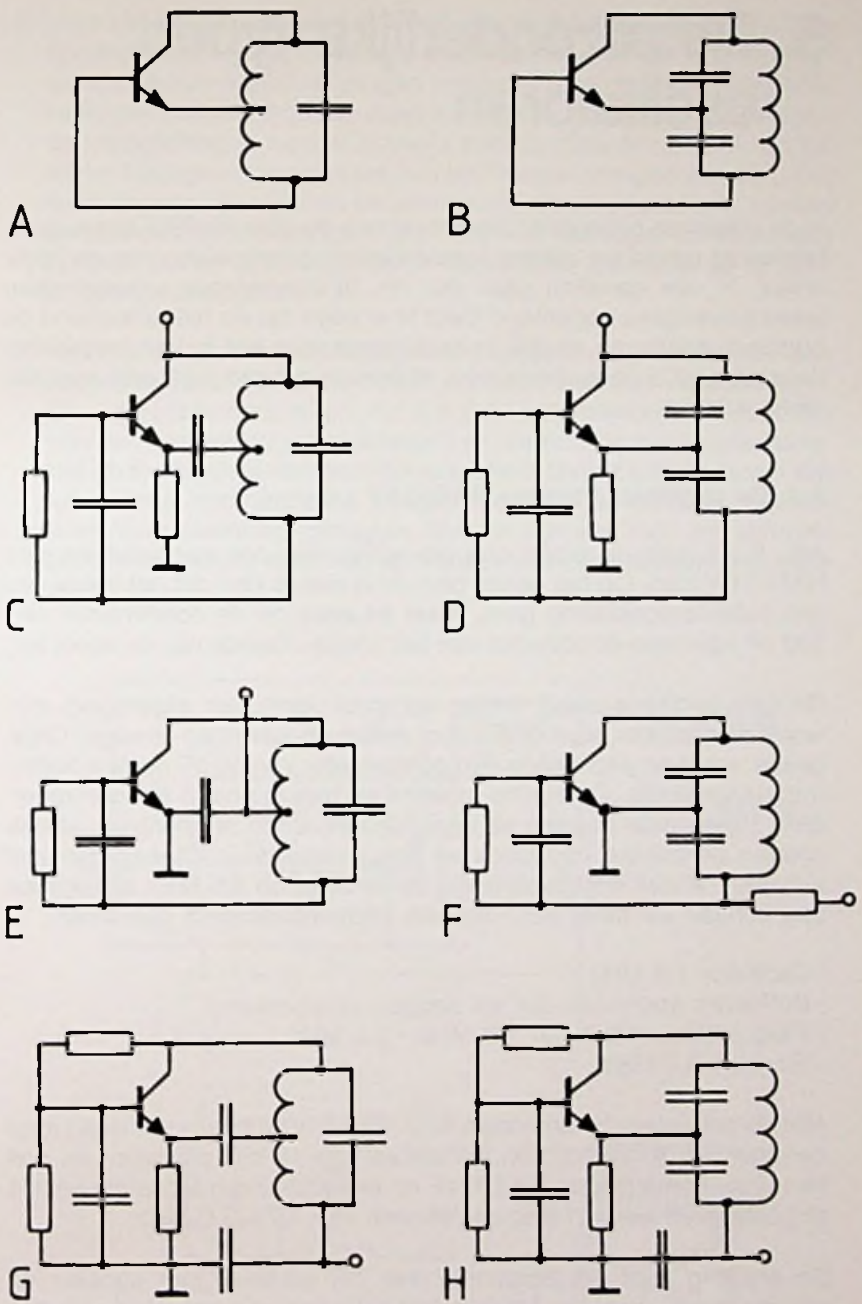
b) De versterker vertoont een faseverschuiving van 180 graden, zoals dat in een eentraps transistorversterker het geval is. Op de beide punten A en B (rechts in afb. 3.2.2) moeten derhalve de wisselspanningen ten opzichte van massa in tegenfase zijn. Dit kunnen we bereiken door een aftakking (punt C) aan massa te leggen. Dit soort oscillatoren wordt doorgaans aangeduid met driepuntsoscillator.

4. Systematiek van de driepuntsoscillatoren

Om te beginnen moeten we onderscheid maken tussen 'inductieve' en 'capacitieve' driepuntsoscillatoren (afb. 4. A en B). Van beide typen bestaan dan nog weer drie subtypen, al naar gelang of de collector, de emitter of de basis hoogfrequent-gezien aan massa ligt. Een deel van de oscillatoren draagt de naam van de uitvinder. In de afbeelding zijn de schakelingen aangegeven met de letters C tot en met H, wat het volgende overzicht oplevert:

Letter	Driepuntsschakeling	Aan massa	Oscillatortype
C	inductief	collector	
D	capacitief	collector	CLAPP
E	inductief	emitter	HARTLEY
F	capacitief	emitter	COLPITTS
G	inductief	basis	
H	capacitief	basis	

De dimensies werden in de afbeeldingen achterwege gelaten. In de volgende paragrafen bespreken we de meest gangbare typen oscillatoren, vergezeld van uitvoerige toelichtingen en details.



Afb. 4: Systematiek van de driepuntsoscillatoren.

5. De afzonderlijke typen oscillatoren

In de volgende paragrafen bespreken we de afzonderlijke typen oscillatoren en geven we telkens karakteristieke voorbeelden van de bouw ervan. In alle gevallen gaat het om functionerende schakelingen, waarbij overigens opgemerkt dient te worden dat we hier uitsluitend de principes aangeven en dat de oscillatoren voor wat betreft frequentieconstantheid, frequentieverloop, afstemming enzovoort, niet aan alle eisen voldoen.

5.1. De oscillator volgens HARTLEY

Afb. 5.1.1. laat de praktische uitvoering van een oscillator volgens HARTLEY zien. Op het eerste gezicht is niet te zien dat het hierbij om een collectorschakeling gaat, maar let eens op de condensator van 100 nF waarmee de collector aan het koude uiteinde van de spoel ligt.

Dit type oscillator wordt zelden op groot vermogen afgeregeld, ook wordt de oscillator nooit direkt door een vermogenstrap gevolgd. Doorgaans wordt de uitgang via een condensator van 50 pF op een buffertrap aangesloten. Overigens moeten we hier dringend afraden meerdere afgestemde trappen op dezelfde frequentie te bedrijven, allerlei soorten parasitaire oscillaties en frequentieverloop kunnen dan niet uitblijven. Willen we bijvoorbeeld de eindtrap op 3,6 MHz afstemmen dan kunnen we beter het volgende frequentieschema gebruiken:

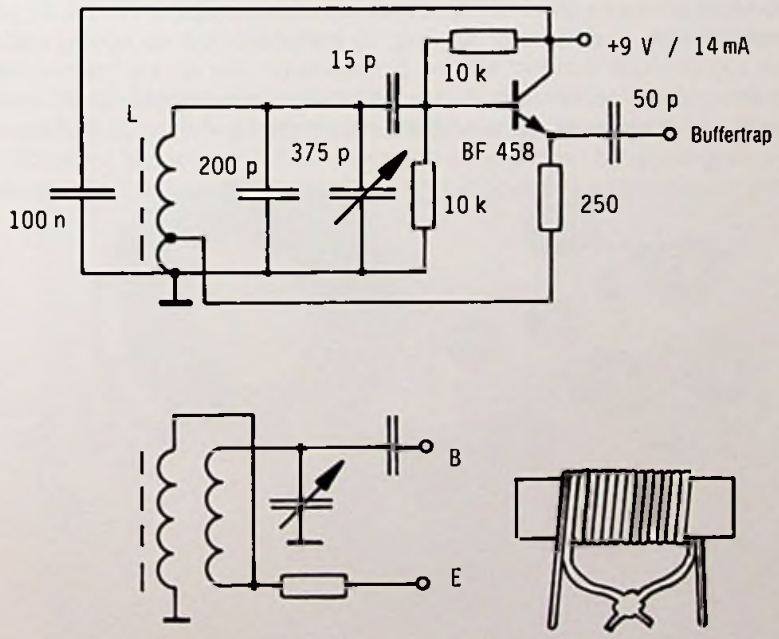
- Oscillator 1,8 MHz
- Buffertrap aperiodiek dat wil zeggen, onafgestemd
- Frequentieverdubbelaar 1,8 MHz - 3,6 MHz
- Eindtrap 3,6 MHz

Met de gehanteerde dimensies (L = 10 + 5 windingen gewikkeld rond een mal van 8 mm, op een ferrietstaaf van 10 mm diameter, en met een vaste condensator van 200 pF en een afstemcondensator van 375 pF) bestrijken we een frequentiebereik van 1,75..3,0 MHz.

De ervaring leert dat beginners met het wikkelen van spoelen de meeste moeite hebben. Maar houden we ons aan enkele regels dan is het toch betrekkelijk eenvoudig:

a) Voor het frequentiebereik van 500 kHz tot 3 MHz gebruiken we als spoellichaam een ferrietstaafje. Daardoor kunnen we met een aanzienlijk kleiner aantal windingen volstaan. In vergelijking met schakelingen met elektronenbuizen hebben in transistorschakelingen de trillingskringen toch al kleinere zelfinducties en grotere capaciteiten. Doorgaans kunnen we met een laag windingen volstaan. Dat heeft het voordeel dat we de zelfinductie van de spoel ook kunnen berekenen. Gebruiken we 0,2 of 0,3 mm dik koper-lakdraad dan kunnen we op een vingerlange ferrietstaaf gemakkelijk 80 windingen aanbrengen.

b) Moet de spoel een middenaftakking krijgen, dan kunnen we een dergelijke spoel het beste bifilair wikkelen (met twee draden tegelijk, zie detailschets in afb. 5.1.1.). De beide binnenste draaduitlopers worden aan elkaar gesoldeerd en vormen de middenaftakking. Het grote voordeel van de bifilaire wikkeltechniek schuilt daarin dat we er strak symmetrische kringen mee kunnen bouwen, bijvoorbeeld voor balansmengtrappen. Door er aan een kant een schroefkern in te draaien wordt de symmetrie niet op ontoelaatbare wijze verstoord.



Afb. 5.1.1: HARTLEY-oscillator.

c) Spoelen voor het frequentiebereik van 3 MHz tot 30 MHz wikkelen we met dik (1 mm diameter) koper-lakdraad op een cilindrische wikkelmal (aspirinebuisje, schacht van een spiraalboor en dergelijke), met de windingen strak tegen elkaar. Vervolgens trekken we de spoel van de wikkelmal en bestrijken de spoel zonodig met UHU-Hart. Om de spoel 'uit te rekken' steken we een 1..3 mm dik plaatje tussen de windingen waarna we de spoel als een schroef ronddraaien.

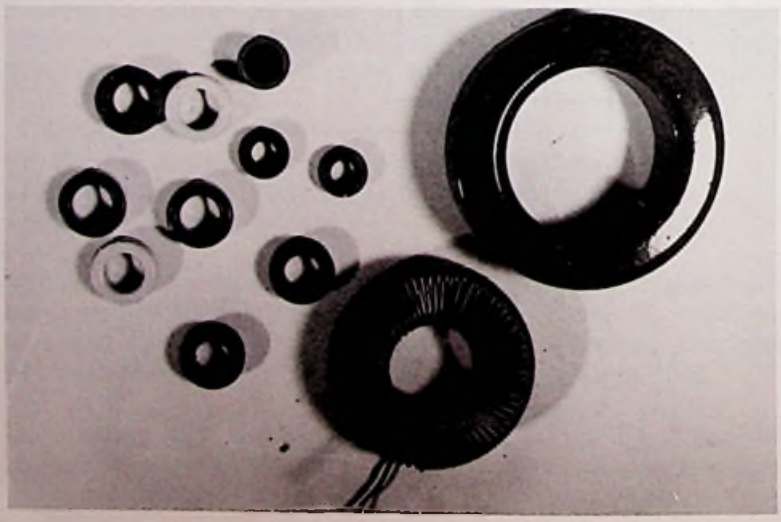
d) Spoelen voor het frequentiebereik van 30 MHz tot 300 MHz wikkelen we uit 1 mm dik verzilverd koperdraad en rekken de spoel vervolgens tot de twee- of drievoudige lengte uit. De uitlopers van de spoelen zetten we in de schakeling mechanisch vast.

e) Hebben we een spoellichaam met afregelkern nodig dan moeten we rekening houden met de soort ferriet die voor de individuele frequentiebereiken in verschillende kwaliteiten leverbaar is.

f) Voor speciale toepassingen (HF-transformatoren, baluns, HFsmoorspoelen enzovoort) zijn ringvormige kernen leverbaar (afb. 5.1.2.).

De karakteristieke eigenschappen ervan zijn a) buitendiameter, b) binnendiameter, c) dikte van de ring, d) kernmateriaal en voorkeursfre-

Afb. 5.1.2: Ringkernen van het fabrikaat AMIDON.

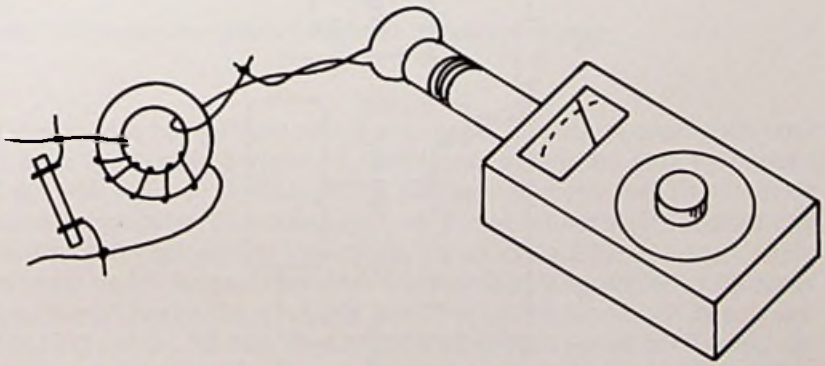


quentiebereik. Uit a), b) en c) kunnen we de effectieve doorsnede en het volume van de kern berekenen. Het volume is bovendien een maatstaf voor het over te brengen vermogen. De fabrikanten (zoals AMIDON Corporation) geven met hun produkten uitvoerige overzichten van de genoemde gegevens mee. Helaas doen de fabrikanten moeilijk met het nieuwe wereldwijd ingevoerde maatstelsel; zo treffen we in de gegevens een bonte mengeling van Engelse duimen, vierkante centimeters en kubieke millimeters aan zodat de amateur bij zijn eigen berekeningen danig in de problemen kan raken. Over het algemeen zijn we alleen maar geïnteresseerd in het aantal windingen dat we moeten leggen. We kopen dus een voor het gewenste frequentiebereik geschikte kern die voor het gewenste vermogen voldoende ruim gedimensioneerd is. Vervolgens willen we graag weten hoe groot de zelfinductie per gelegde winding is. Om dat te bepalen kan de volgende proefopstelling ons nuttige diensten bewijzen (afb. 5.1.3.):

We leggen bijvoorbeeld 6 windingen en schakelen die met een condensator van bijvoorbeeld 82 pF tot een trillingskring. Met een speciale koppellus sluiten we de dipmeter aan. Stel dat deze (weer als voorbeeld, maar toch wel realistisch) een frequentie van 28 MHz aanwijst. Gaan we nu uit van de vergelijking:

$$f = 1 / (2 \pi \sqrt{LC})$$

dan vinden we na wat rekenwerk: L = 394 nH dus 65,6 nH per winding. De karakteristieke impedantie van de provisorisch gebouwde trillingskring kunnen we berekenen uit $Z_2 = L/C$, en vinden dan voor Z = 70 ohm. We wijzen er hier nogmaals op dat door het aanleggen van een koppellus frequentieverschuiving kan optreden doordat de mag-



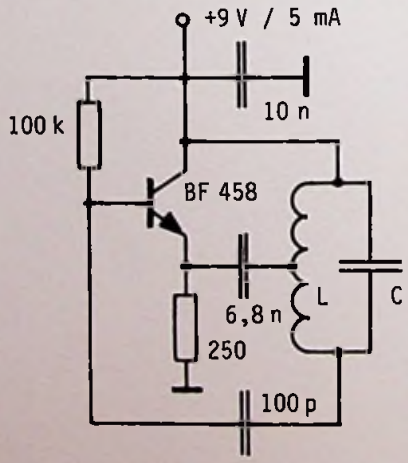
Afb. 5.1.3: Proefopstelling om de zelfinductie per gelegde winding te bepalen.

netische flux door de kern afneemt, zodat de hierboven gevonden waarde van '65,6 nH per winding' uitsluitend als vuistregel geldt. Andere belangrijke eigenschappen van de ringkern zijn de maximaal magnetische flux (gemeten in Vs), de maximale fluxdichtheid (gemeten in Vs/m²) en de relatieve permeabiliteit (een dimensieloos getal en voor ferromagnetische stoffen helaas geen constante!). De tabellen van de fabrikant vermelden meestal waarden in verouderde, vandaag de dag niet meer geldige maateenheden.

5.2. Inductieve driepuntsoscillator in collectorschakeling

Werken we met PNP-transistoren dan heeft deze schakeling bijzondere voordelen, omdat dan het met de collector verbonden transistorhuis direkt op het chassis (meestal een met koper beklede pertinaxplaat) kunnen solderen. Verder is het mogelijk om op dezelfde wijze een 'poot' van de spoel aan het chassis te leggen. Afb. 5.2. toont een dergelijke schakeling. Hebben we een afstembare kring nodig dan gebruiken we in plaats van de vaste condensator een afstemcondensator (waarbij het dan weer goed uitkomt dat we rotor en huis van de afstemcondensator aan massa mogen leggen), of we zetten de afstemcondensator parallel aan de vaste condensator. Hebben we maar een smalle frequentieband nodig dan verdient het gebruik van capaciteitsdioden aanbeveling.

De volgende tabel geldt voor cilindervormige spoelen met één laag windingen van 1 mm dik koper-lakdraad, bifilair en winding naast win-



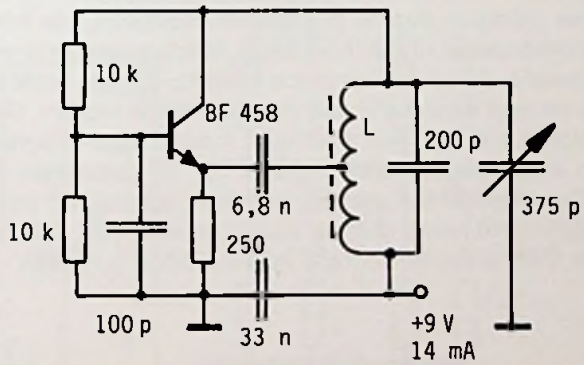
Afb. 5.2: Inductieve driepuntsoscillator in collectorschakeling.

ding gewikkeld op een 6 mm mal en gebruikt als 'luchtspoel' zonder kern:

Aantal windingen N	Zelfinductie (nH)	Capaciteit (pF)	Frequentie (MHz)
20 + 20 bif.	1430	250	8,5
10 + 10 bif.	635	100	20
10 + 10 bif.	635	25	40
5 + 5	283	25	60

5.3. Inductieve driepuntsoscillator in basisschakeling

Het betreft hier een bijzonder onkritische, betrouwbaar oscillerende en bovendien frequentiestabiele oscillatorschakeling. In principe is de schakeling geschikt voor frequenties tot 100 MHz, maar in dit geval is de schakeling gedimensioneerd voor 1,5 tot 2,1 MHz.



Afb. 5.3: Inductieve driepuntsoscillator in basisschakeling.

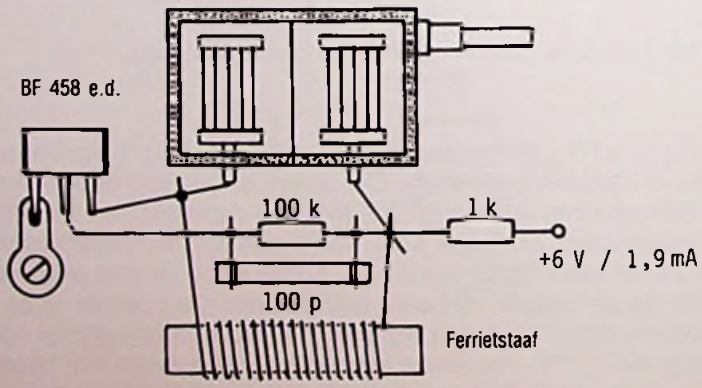
Opvallend is het geringe aantal windingen, slechts 15 windingen voor 2 MHz is bepaald ongewoon. Overigens is een fors stuk ferrietstaaf (een stuk van een ferrietantenne) met een diameter van 10 mm in de spoel geschoven. De spoel wordt van 1 mm dik verzilverd koperdraad direkt op de ferrietstaaf gewikkeld, en tot circa 20 mm uitgetrokken, waarna de ferrietstaaf met daar omheen een laag papier in de spoel geschoven wordt. De aftakking deelt het aantal windingen in een verhouding van 5 : 10. Het kleine aantal windingen vormt het 'koude' uiteinde van de spoel. De koppelcondensator (= 6,8 nF) naar de emitter wordt rechtstreeks aan de spoel gesoldeerd. Om te voorkomen dat rij-

kelijk uitvloeiend soldeertin ook de naburige windingen bereikt en kortsluit dekken we die met Tesa-band of een ander geschikt materiaal af. De afstemcondensator ligt weer met een kant aan massa.

5.4. Oscillator volgens COLPITTS

Over het algemeen geven we de voorkeur aan de capacitieve driepuntsoscillator boven de inductieve. De redenen daarvoor liggen voor de hand, de spoelaftakking die voor optimaal bedrijf verplaatst moet kunnen worden, vervalt. In proefschakelingen zijn condensatoren gemakkelijker uitwisselbaar, bijvoorbeeld om een eigenschap als temperatuurcompensatie, te verbeteren.

Uit afb. 5.4. blijkt hoe weinig onderdelen we voor deze oscillator nodig hebben. Om de uitgangsspanning nog wat op te voeren kunnen we de serieweerstand (= 1 kohm) tussen de pluspool van de stroombron en de trillingskring door een HFsmoorspoel vervangen. Het gebruik van dergelijke smoorspoelen is overigens niet helemaal vrij van problemen. Soms ontstaan daarbij parasitaire oscillaties, die het eigenlijke signaal onderdrukken of dat moduleren. We kunnen beter een kleinere oscillatie-amplitude op de koop toe nemen, en een kant van de trillingskring via een weerstand aan de stroombron leggen. Omdat beide condensatoren elk 'met een poot' aan massa liggen kunnen we in dit geval een afstemcondensator van 2 x 500 pF gebruiken. In afb. 5.4. is van deze mogelijkheid gebruik gemaakt, waarbij de schakeling dit maal zo getekend werd dat we daarin tevens alle details voor een praktische mechanische opbouw kunnen onderscheiden.

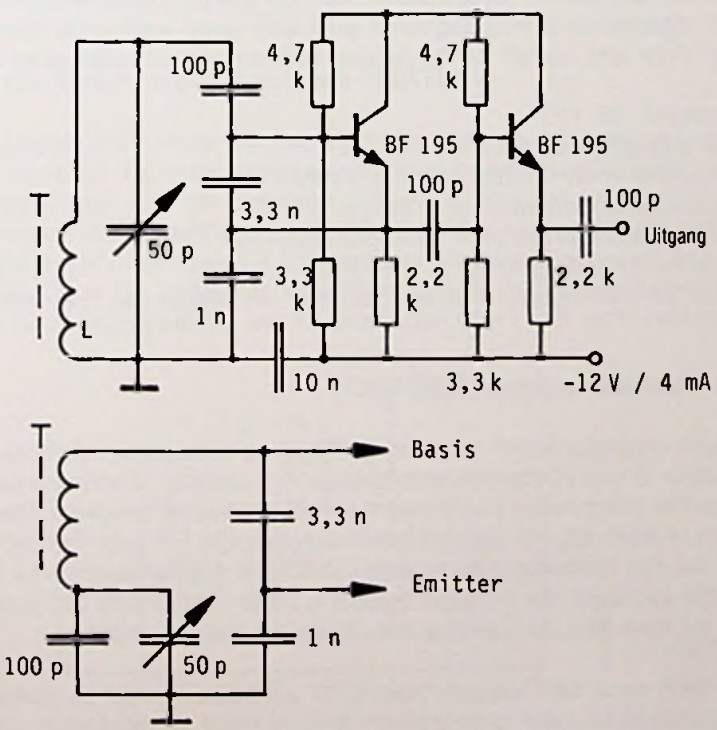


Afb. 5.4: Oscillator volgens COLPITTS.

5.5. Oscillator volgens CLAPP

Deze variant heeft weer het voordeel dat we de collector zelf, of het koellichaam ervan, rechtstreeks op het chassis kunnen monteren. Gebruiken we NPN-transistoren dan leggen we de pluspool aan massa. Alle oscillatoren waarin alleen een basis-serieweerstand opgenomen is, en geen basis-spanningsdeler, zijn sterk belastingsafhankelijk. Belastingsvariaties hebben niet alleen invloed op de amplitude van de trilling, maar ook op de frequentie. Willen we een echt frequentiestabiele oscillator bouwen dan moeten we een spanningsdeler opnemen, die in combinatie met de emitterweerstand voor een constante basisspanning zorgt. Om de oscillator altijd onder gelijke belastingscondities te laten werken nemen we achter de oscillator een buffertrap (emittervolger) op (afb. 5.5.).

De trillingskring bestaat dit maal uit drie condensatoren : 100 pF; 3,3 nF en 1 nF. Daardoor wordt de transistor laagohmig aan de trillingskring gekoppeld zodat de parasitaire capaciteiten van de transistor



Afb. 5.5: Oscillator volgens CLAPP.

verder geen rol meer spelen. De trillingskring dienen we zorgvuldig op te bouwen. Het spoellichaam is van keramisch materiaal, de windingen moeten we zo strak mogelijk leggen, eventueel verhitten we de draad (verzilverd koperdraad). De condensator van 100 pF moet een zodanige temperatuurcoëfficiënt hebben die het tegenovergestelde is van die van de spoel (een positieve waarde), en deze zo goed mogelijk compenseert. Voor capacitieve afstemming zetten we parallel aan de spoel een mechanisch goed stabiele afstemcondensator van 50 pF. Laten we spoel en condensator van 100 pF van plaats verwisselen (afb. 5.5. onder) dan komt de afstemcondensator parallel aan deze condensator te staan en krijgen we het voor een CLAPP-oscillator karakteristieke principeschema. Over de emitterweerstand (2,2 kohm) valt een spanning van 4,2 V zodat de collectorstroom niet groter kan worden dan 2 mA.

5.6. Capacitieve driepuntsoscillator in basisschakeling

Voor deze oscillatorschakeling volstaan we met een korte verwijzing naar het hoofdstuk 'Systematiek van de driepuntsoscillatoren'. Het daar afgebeelde principeschema stelt een goed werkende oscillator voor. Voor wat betreft de dimensies kunnen we gebruikmaken van:

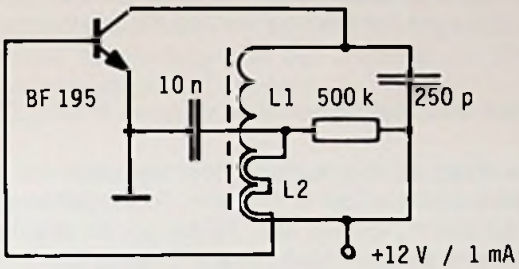
Transistor: BF 195
Spanningsdeler: 2 x 4,7 kOhm
Weerstand in het emittercircuit:1 kOhm
Scheidingscondensator in de basis: 2,2 nF
Scheidingscondensator in de voedingslijn: 10 nF
Condensator trillingskring: 2 x 250 pF
Spoel: 20 windingen 1 mm CuL op een wikkelmal van 5 mm ϕ

5.7. Oscillator volgens MEISSNER

Dit type oscillator wordt vandaag de dag nog maar zelden gebruikt. De oscillator is met zijn terugkoppelwikkeling moeilijker te bouwen dan de tot nu toe beschreven oscillatoren, terwijl daar geen enkel voordeel tegenover staat. Bij een nadere beschouwing (afb. 5.7.) zal men ontdekken dat het hier eigenlijk om een inductieve driepuntsoscillator gaat, waarbij een deel van de spoel dubbel is uitgevoerd om de trillingskring aan de kant van de voeding niet 'hoog' te hoeven leggen.

Wie toch eens een Meissner-oscillator wil bouwen doet er goed aan de volgende spoelen te gebruiken: Wikkel eerst 10 windingen op een vingerlange ferrietstaaf, vervolgens 3 windingen op een kleine papie-

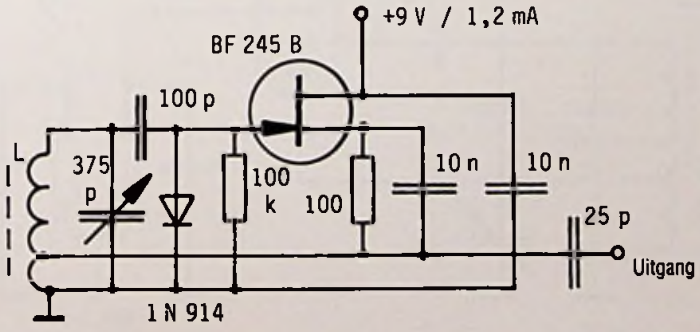
ren of kunststof cilinder die we over de eerste winding kunnen schuiven. Vanaf het koude uiteinde wordt nu de tweede wikkeling zo ver over de eerste geschoven dat de schakeling begint te oscilleren. Zonodig keren we, om ervoor te zorgen dat de terugkoppelstroom de basis in de juiste fase bereikt, de tweede spoel om. Bij te sterke koppeling wijkt de uitgangsspanning sterk af van de sinusvorm, een effect dat aan de werking van een afgestemd filter doet denken.



Afb. 5.7: Oscillator volgens MEISSNER.

5.8. Oscillator met FET volgens HARTLEY

In veldeffecttransistoren zijn de voordelen van de transistor en van de buis verenigd. De hoge ingangsweerstand belast de trillingskring hoegenaamd niet, wat een gunstige invloed op de vorm van de sinus en de frequentieconstantheid heeft. Afb. 5.8. laat een voorbeeld van een schakeling voor een HARTLEY-oscillator zien. Gebruikt wordt een FET van het type BF 245B. De dimensies zijn in de afbeelding vermeld. Voor de spoel gebruiken we: 12 windingen van 1 mm verzilverd koper-

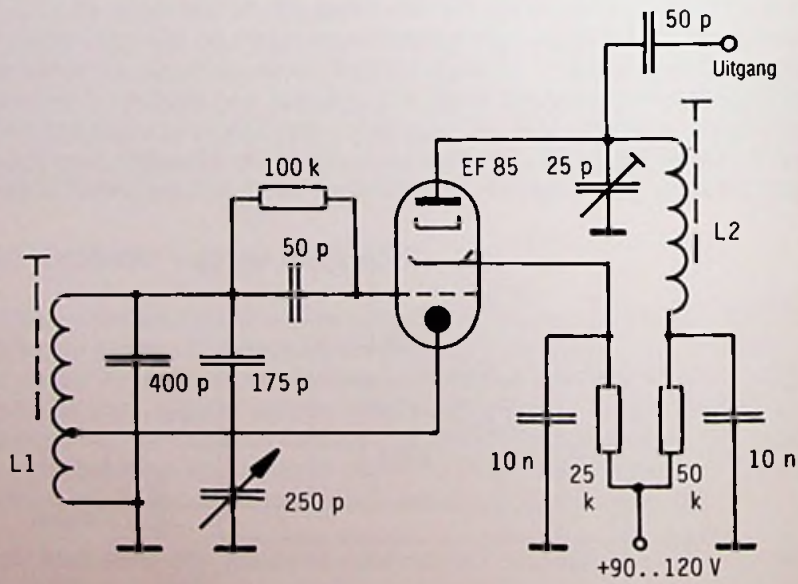


Afb. 5.8: Oscillator met FET volgens HARTLEY.

draad, gewikkeld op een mal van 6 mm ϕ, uitgerekt tot 20 mm, vrijdragend gemonteerd of op een keramisch spoellichaam, en met een aftakking op twee windingen gerekend vanaf de koude kant. Voor de kringcapaciteit komt 375 pF in aanmerking, ook andere capaciteiten zijn mogelijk, bijvoorbeeld 50 pF. Deze waarde is met een vaste condensator van 40 pF en een stabiele afstemcondensator van 12 pF gemakkelijk te realiseren. Met de hier gegeven dimensies loopt het frequentiebereik van 1,95 MHz tot 6,12 MHz. De diode dient voor amplituderegeling, daarover ontstaat bij toenemende trillingsamplitude een gelijkspanning die de versterking van de FET terugregelt.

5.9. Oscillator met elektronenbuis volgens HARTLEY

Het is ook vandaag de dag nog bijzonder leerzaam om rond een elektronenbuis een oscillator op te bouwen. In vergelijking met de transistor heeft de elektronenbuis een aantal goede eigenschappen, dat zijn: lange lineaire karakteristiek, ruisarm, hoog vermogen. Natuurlijk staan daar ook de nodige nadelen tegenover: gecompliceerde voeding, moeilijke spanningsstabilisatie met gasontladingsbuizen, grote warmteontwikkeling met een onplezierige invloed op de langetermijnstabiliteit van de resonantiefrequentie, groot bouwvolume, de benodigde massieve chassisonderdelen enzovoort.



Afb. 5.9: Oscillatorschakeling met elektronenbuis EF 85.

In het in afb. 5.9. geschetste voorbeeld is een buis van het type EF 85 gebruikt en de trillingskring afgestemd op 1,8 MHz. De spoel in het anodecircuit vormt samen met de parasitaire capaciteiten van de buis een tweede trillingskring die op de dubbele frequentie, dus op 3,6 MHz, afgestemd is.

Voor spoel L1 in de 1,8 MHz-kring geldt: 30 windingen van 0,3 mm CuL op een spoellichaam van 13 mm diameter met een aftakking op 5 windingen vanaf het koude uiteinde, ferrietschroefkern, zelfinductie 15 microhenry. Voor spoel L2 in de 3,6 MHz-kring geldt: 50 windingen van 0,2 CuL op een spoellichaan met een diameter van 18 mm, ferrietschroefkern, zelfinductie 45 mirohenry.

6. Kristalgestuurde oscillatoren

Is de amateur niet tevreden over de frequentieconstantheid van de door hem gebouwde oscillator dan kan hij de uit spoel en condensator opgebouwde trillingskring vervangen door een kwartskristal. Willen we met weinig omhaal een kleine zender bouwen, dan verdient een dergelijke kristalsturing altijd aanbeveling.

Kwartskristallen hebben in principe een grondfrequentie (een grondtoon). Deze wordt vermeld in kHz, de kristallen dragen dan een opdruk als bijvoorbeeld 3700 kHz. In veel gevallen zijn ze zo geslepen en zo gemonteerd dat ze ook op hogere frequenties (boventonen, meestal het 3- of 5-voudige van de grondfrequentie) in resonantie kunnen komen. Deze frequenties zijn dan in Mhz uitgedrukt, bijvoorbeeld 38.666 MHz. Soms is op de omhulling alleen maar een kanaalnummer afgedrukt. De daarbij behorende frequentie kunnen we in speciale literatuur opzoeken, of eenvoudig meten.
Kwartskristallen kunnen we zowel in parallel- als in serieresonantie aanstoten.

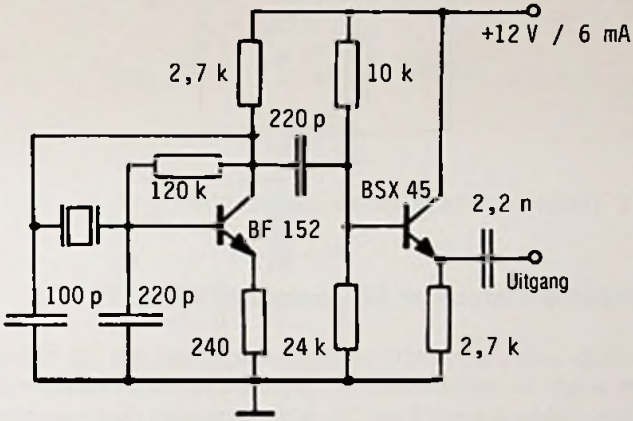
6.1. Kristaloscillator met emittervolger

Afb. 6.1 laat een 'aperiodiek' werkende schakeling zien. Daarmee wordt bedoeld dat uitsluitend het kwartskristal de werkfrequentie bepaalt. Om van frequentie te wisselen hoeven we dan alleen het kristal uit te wisselen, verder hoeven we niets te wijzigen of bij te stemmen. Voor boventoon-kristallen is de schakeling niet geschikt, het kristal resoneert hier op zijn grondfrequentie in parallelresonantie.

(Opmerking: een kristal resoneert over het algemeen niet op zijn eigen frequentie, omdat de oscillator om aan de resonantievoorwaarden te kunnen voldoen voor een dergelijke tweepool een inductief gedrag verlangt. De resonantiefrequentie zal daar dan ook iets onder liggen. De gestempelde waarde geeft de kristalfrequentie met aangesloten belastingscapaciteit aan).

Binnen heel nauwe grenzen, circa 5 kHz, is het mogelijk om, door een trimmer van 6 pF..30 pF parallel aan het kristal of een trimmer van 20

pF..80 pF in serie met het kristal op te nemen, de frequentie van een kristal te verstemmen. Oscillatoren waarin van dit verstemeffekt ten behoeve van frequentie-afstemming gebruik gemaakt wordt, worden in de literatuur aangeduid met VXO (= Variable Xtal Oscillator). Binnen bepaalde grenzen kunnen we ook zelfinducties voor verstemming van de kristalfrequentie gebruiken.

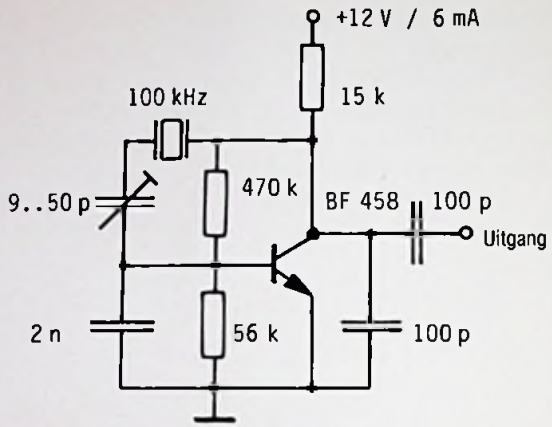


Afb. 6.1: Kristaloscillator met emittervolger volgens PIERCE.

In weerwil van de niet ontkoppelde emitterweerstand gaat het bij de schakeling in afb. 6.1 om een oscillator in emitterschakeling. De beide condensatoren links en rechts van het kristal vormen samen de parallelcapaciteit, die ten behoeve van een aftakpunt is gesplitst. Voor de frequentie komen waarden van 3 MHz tot 9 MHz in aanmerking.

6.2. 100 kHz Marker-generator

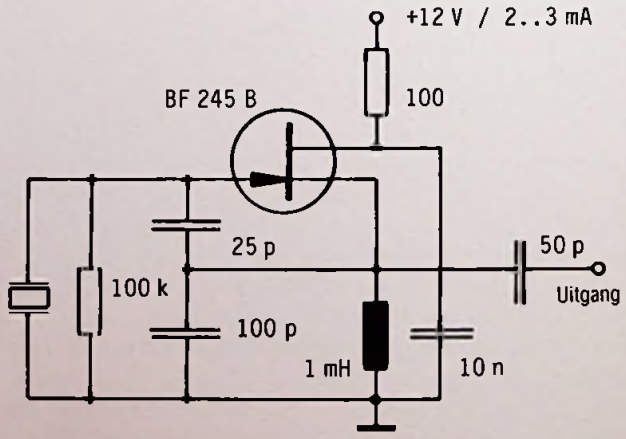
Deze 100 kHz-generator is een veelvuldig gebruikte schakeling. Vooral voor ijkdoeleinden voldoet de schakeling aan alle desbetreffende eisen. Het gaat hierbij, net als in de voorgaande paragraaf, om een emitterschakeling. Ten behoeve van de fijnafstemming is een trimmer van 9..50 pF opgenomen. Het is bijzonder praktisch om de oscillator te laten volgen door een mono-flipflop, waarvan de uitgang op HIGH staat en die met een frequentie van 100 kHz smalle LOW-impulsen afgeeft. Andere toepassingsmogelijkheden ontstaan als we de generator door deeltrappen met een deelverhouding van 10:1 laten volgen.



Afb. 6.2: 100 kHz Markergenerator volgens PIERCE.

6.3. Kristaloscillator met FET volgens COLPITTS

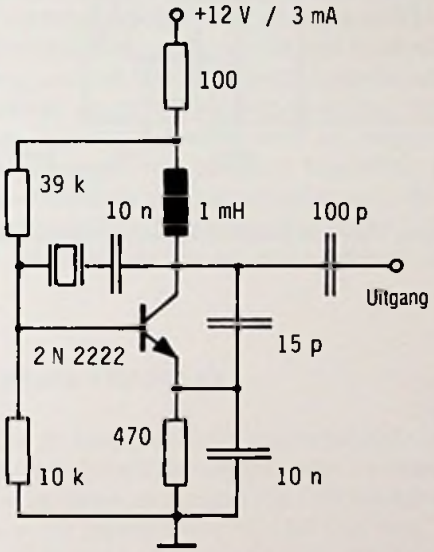
Met behulp van veldeffecttransistoren kunnen we op bijzonder eenvoudige wijze kristaloscillatoren bouwen. De parallelcondensator is voor frequenties tussen 7 en 7,1 MHz optimaal gedimensioneerd, de schakeling werkt echter ook met grondfrequentiekristallen van 3 tot circa 9 MHz onberispelijk.
In plaats van een source-weerstand is hier een kleine HF-smoorspoel met een zelfinductie van 1 mH opgenomen.



Afb. 6.3: Kristaloscillator met FET volgens COLPITTS.

6.4. Kristaloscillator volgens PIERCE

Hier werkt het kristal in hoogohmige parallelresonantie. De condensator van 10 nF, rechts van het kristal, dient uitsluitend voor gelijkstroomscheiding en kan bij een goede isolatie van de aansluitingen van het kristal ook achterwege blijven. Om het uitgangssignaal op te voeren is in de schakeling een HF-smoorspoel van 1 mH opgenomen. Het kristal werkt hier op frequenties tussen 3 en 9 MHz.



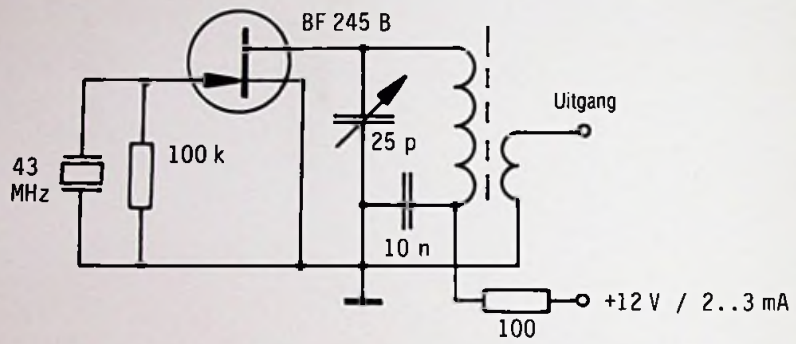
Afb. 6.4: Kristaloscillator volgens PIERCE.

6.5. Schakeling voor boventoonkristallen

Boventoonkristallen worden alleen dan met de juiste frequentie aangestoten als we een op de boventoonfrequentie afgestemde LC-kring in de schakeling opnemen. Afb. 6.5 laat een dergelijke schakeling zien waarin weer een veldeffecttransistor van het type BF 245 B gebruikt is. Het kristal werkt ditmaal in parallelresonantie, de gate ligt 'hoog' en de source ligt aan massa. Als voedingsspanning is 12 V gekozen. Tussen drain en gate moeten we ons een parasitaire transistorcapaciteit voorstellen.

De trillingskring bestaat uit een 'afstemcondensator-trimmer' (5..25 pF) met een spoel van 8 windingen (0,5 CuL, 10 mm diameter en 15

mm lang; de ferrietkern wordt vanaf de koude kant ingedraaid!). De uitkoppellus bestaat uit 2 windingen die we over het koude einde van de spoel van de trillingskring heen wikkelen.



Afb. 6.5: Schakeling voor boventoonkristallen volgens MILLER.

7. Speciale uitvoeringsvormen van oscillatoren

Behalve de in de voorgaande paragrafen beschreven oscillatoren (driepuntsschakelingen) bestaan er ook nog een aantal speciale uitvoeringen die ieder voor heel bepaalde toepassingsdoeleinden ontwikkeld werden. In de paragraaf 'Dempingscompensatie van de trillingskring' werd er bijvoorbeeld op gewezen dat ook bij versterkers met 360 graden fasedraaiing aan de resonantievoorwaarde voldaan kan worden. Bovendien dienen we er hier nog op te wijzen dat bij hogere frequenties fasefouten kunnen optreden, wat wil zeggen dat basis- en collectorspanning niet exact met elkaar in tegenfase zijn. Als gevolg van parasitaire weerstanden en capaciteiten van de transistor ontstaan frequentieafhankelijke faseverschuivingen. Bij resonantiefrequenties vanaf 100 MHz dienen we daar terdege rekening mee te houden.

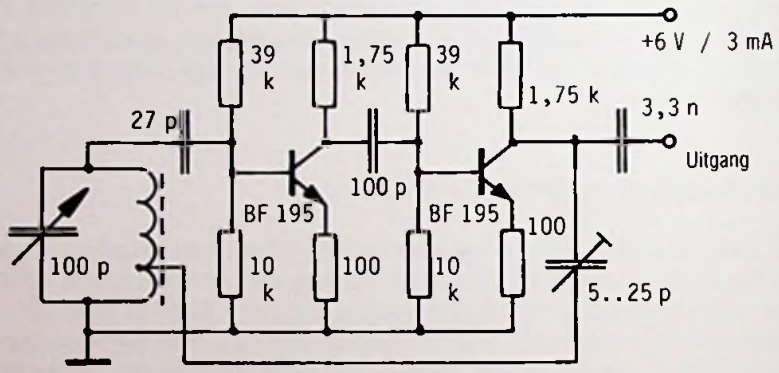
7.1. Oscillator volgens FRANKLIN

Bij twee transistoren in emitterschakeling treedt een fasedraaiing van in totaal 360 graden op. Ingang en uitgang van een tweetraps versterker voeren derhalve wisselspanningen die met elkaar in fase zijn. De frequentieselectie vindt plaats door middel van een paralleltrillingskring, die zich voor alle frequenties, met uitzondering van de resonantiefrequentie, als een kortsluiting naar massa gedraagt.

De FRANKLIN-oscillator voldoet voor wat betreft frequentiestabiliteit en sinusvorm aan de hoogste eisen. Karakteristiek voor dit type oscillator, die uit de buizentechniek voldoende bekend is, zijn de terugkoppeling over twee trappen en begrenzing van de terugkoppelstroom door middel van een condensator met zeer geringe capaciteit. Het kan voorkomen dat de schakeling ook zonder deze (trim)condensator oscilleert, omdat parasitaire capaciteiten van bedrading en componenten samen gemakkelijk de benodigde terugkoppelcapaciteit kunnen vormen. Afb. 7.1 laat het hele principeschema zien. Opgemerkt dient te worden dat bij deze variant de terugkoppelstroom via een aftakking in de buurt van het koude uiteinde van de trillingskring (op ongeveer 1/5 van het aantal windingen) toegevoerd wordt. Daardoor ontstaat voor andere frequenties dan de resonantiefrequentie een nog efficiëntere kortsluiting.

Voor de spoel geldt: 20 windingen voor 5 MHz, aftakking op 5 windingen.
10 windingen voor 24 MHz, aftakking op 2 windingen.

De beide transistoren werken op vrijwel dezelfde wijze in emitterschakeling, alleen de basisspanningsdelers hebben verschillende waarden. De trillingskring dienen we uiterst zorgvuldig op te bouwen. Om een zo groot mogelijke frequentieconstantheid te bereiken zijn een keramisch spoellichaam en temperatuurcompensatie door middel van parallel- en seriecondensatoren absoluut noodzakelijk. Ook het inbouwen van de trillingskring in een thermostaat lijkt verstandig.
Als frequentiebereiken komen vooral 5 MHz..5,5 MHz voor EZB-zenders en 24 MHz..24,333 MHz voor 2 m-zenders in aanmerking.



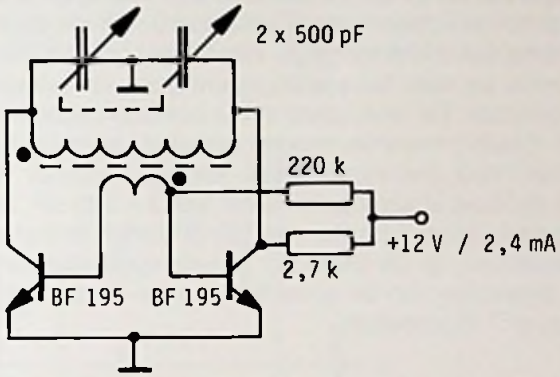
Afb. 7.1: Oscillator volgens FRANKLIN.

7.2. Balansoscillator, inductieve terugkoppeling

Aan balansoscillatoren wordt over het algemeen een goede frequentieconstantheid toegeschreven. In vergelijking met de enkelvoudige oscillator is de complexiteit aan onderdelen nauwelijks groter. Het voordeel van een dergelijke schakeling schuilt onder ander daarin dat de erop volgende balanstrappen (balansmengtrappen of balanseindtrappen) gemakkelijker uit te sturen zijn.

Bij de hier gegeven schakeling (afb. 7.2) is het aantal onderdelen tot een minimum beperkt, toch is het een heel bruikbare schakeling die zich heel goed leent voor kleine walkie-talkies, afstandbedieningszenders enzovoort. Bij gebruik van zwaardere transistoren (bijvoorbeeld

BF 457, BD 135 en dergelijke) kunnen daarop volgende versterkertrappen zelfs achterwege blijven en kunnen we het zendertje via een laagdoorlaatfilter op een antenne aansluiten. De antenne kunnen we het beste met een eigen wikkeling aankoppelen.



Afb. 7.2: Balansoscillator, inductieve terugkoppeling.

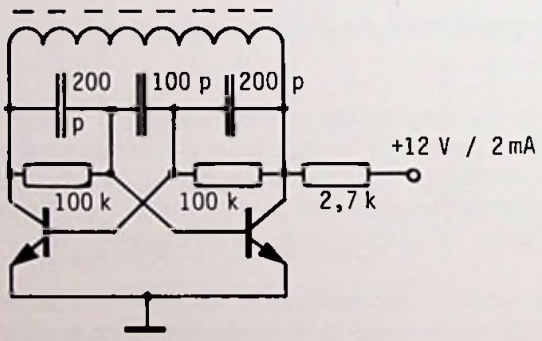
Is van beide transistoren de stroomversterking verschillend dan kan dat aanleiding geven tot het ontstaan van hogere harmonischen. Dit kunnen we vermijden door beide emitters niet aan massa te leggen, maar symmetrisch via aan een potentiometer van 200 ohm (loper aan massa en beide 'uiteinden'' aan de emitters).

De stippen naast de spoelen geven het begin van de betreffende wikkeling aan, de condensator is voor een betere symmetrie in twee delen gesplitst. Hiervoor kunnen we een ontvanger-afstemcondensator van 2 x 375 pF gebruiken. Om het uitgangsvermogen op te voeren nemen we in de collectorleiding in plaats van de weerstand een HF-smoorspoel op. De basis voorschakelweerstand dient uitsluitend als starthulp, tijdens bedrijf onttrekt de basis zijn stroom aan de energie van de trillingskring. Voor de spoelen en condensatoren zijn hieronder een aantal voorbeelden gegeven (alle spoelen werden uit 1 mm dik koperlakdraad gewikkeld):

Aantal	Diameter	Lengte	Kern	Capaciteit	Frequentie
30	12 mm	30 mm	Ferriet	2 x 500 pF	11 MHz
20	12 mm	20 mm	Ferriet	2 x 200 pF	21 MHz
10	12 mm	10 mm	Ferriet	2 x 100 pF	43 MHz
10	12 mm	10 mm	Lucht	2 x 50 pF	85 MHz

7.3. Balansoscillator, capacitieve terugkoppeling

Door de capacitieve splitsing van de trillingskring zijn hier twee gescheiden basisvoorschakelweerstanden nodig (afb. 7.3). De trillingskring is niet helemaal spanningsloos, maar ligt via de emittercollectorcapaciteiten van de beide transistoren aan massa en is op die manier symmetrisch. Toevoeren van de collectorstroom via een middenaftakking van de spoel is wel mogelijk, maar levert geen bijzondere voordelen op, omdat we naar het voedingspunt geen scheidingscondensator mogen opnemen. De weerstand in het collectorcircuit kunnen we derhalve niet missen, maar we mogen hem wel vervangen door een HF-smoorspoel. Voor het verstemmen van de oscillator gebruiken we weer een dubbele afstemcondensator van 2 x 375 pF, die we parallel aan de middelste condensator van 100 pF zetten of met twee extra seriecondensatoren op de uiteinden van de spoel aansluiten.
Voor de dimensies van de spoel kunnen we de waarden in de tabel uit paragraaf 7.2 gebruiken.

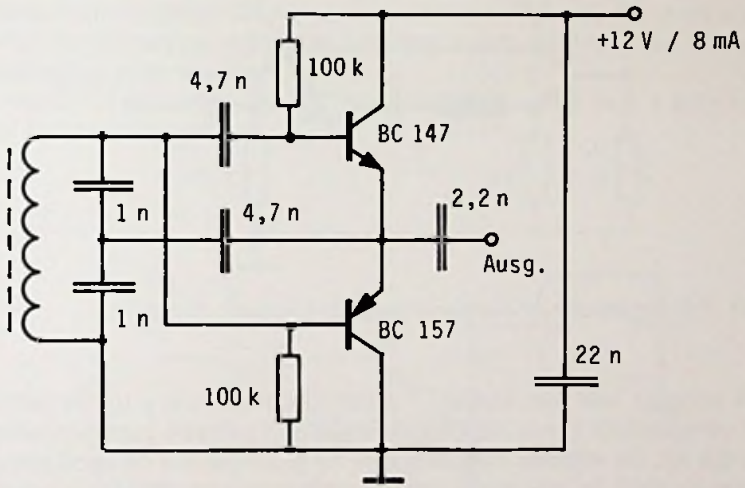


Afb. 7.3: Balansoscillator, capacitieve terugkoppeling.

7.4. PUSH-PULL-oscillator met complementair transistorpaar

PUSH-PULL is een rake Engelse uitdrukking voor een dubbelfasige schakeling. In de in afb. 7.4 geschetste schakeling kan men zich goed voorstellen hoe de ene transistor telkens 'drukt' en de andere 'trekt'. Met het gunstig geprijsde complementaire transistorpaar BC 147/BC 157 kunnen we een zeer effectieve oscillatorschakeling bouwen. Onder effectief verstaan we hier dat we aan de uitgang een groot hoogfrequentsignaal (circa 10 V top-top) en -- bepaald door de bijzonder lage uitgangsweerstand van dergelijke pnpnpn-trappen -- ook relatief hoge stromen ter beschikking hebben. Met de enkelfasige uitgang kunnen we gemakkelijk met buizen opgebouwde drijvertrappen of

transistor-vermogenstrappen uitsturen. Uit het oogpunt van eenvoud worden de bases over twee weerstanden gevoed. De bases worden in gelijke fase uitgestuurd, waarbij de verschillen in transistortype voor het push-pull-effect zorgen. Nauwkeurig bekeken is de oscillator een capacitieve driepuntsoscillator in collectorschakeling. De grensfrequentie van de transistoren BC 147/BC 157 ligt bij circa 5 MHz. Met de dimensies als in afb. 7.4 (spoel 20 windingen CuL op ferrietstaaf) oscilleert de PUSH-PULL-oscillator op frequenties rond 2 MHz.

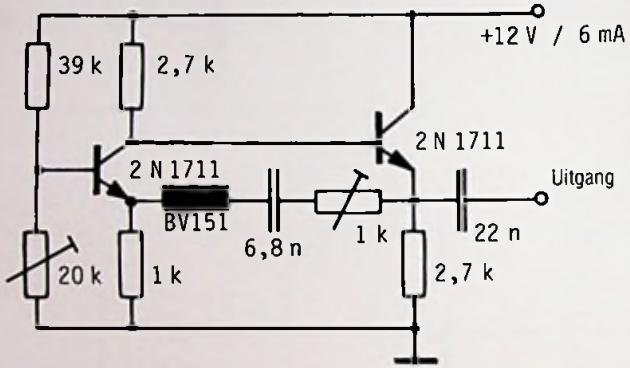


Afb. 7.4: PUSH-PULL-oscillator met complementair transistorpaar.

7.5. Oscillator met serietrillingskring

Oscillatoren worden vrijwel uitsluitend met paralleltrillingskringen uitgerust. Toch is het helemaal geen probleem om de voor serieresonantie benodigde versterkings- en fasevoorwaarden te kunnen bereiken. Wel moeten we afraden om de serietrillingskring tussen collector en basis of tussen collector en emitter van een transistor aan te sluiten. In dergelijke gevallen komt een trilling alleen dan tot stand als de transistor extra fasefouten introduceert. De juiste faserelatie vinden we tussen basis en emitter, maar in dat geval wordt niet aan de versterkingsvoorwaarde voldaan.
Een dergelijke oscillatorschakeling moeten we derhalve met twee transistoren bouwen. De linker transistor (afb. 7.5) is de eigenlijke versterker. Deze werkt in basisschakeling, ook al ontbreekt hier de basiscondensator om de versterking laag te houden. De rechter transistor

is een eenvoudige emittervolger. Aan de trillingskring treedt geen faseverschuiving op, zodat een krachtige meekoppeling bereikt wordt. Merk ook op dat de beide transistoren op twee manieren met elkaar gekoppeld zijn: er bestaat een verbinding tussen collector en basis en een andere van emitter naar emitter.



Afb. 7.5: Oscillator met serieresonantiekring volgens BUTLER.

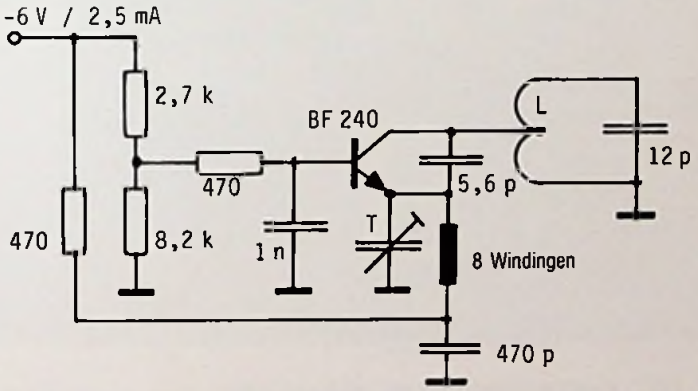
Als spoel is hier een kleine LF-smoorspoel van circa 0,1 H gebruikt, de condensator is van het Styroflextype en heeft een capaciteit van circa 6,8 nF. De trimmer van 20 kOhm zorgt ervoor dat de oscillator aanslaat en stelt de amplitude in. Met de trimmer van 1 kOhm wordt op de beste sinusvorm afgeregeld. Vervangen we de smoorspoel door een kleine LF-transformator dan kunnen we het geluid (in dit geval circa 8 kHz) over een luidspreker of een hoofdtelefoon beluisteren. Met andere waarden voor spoel en condensator, bijvoorbeeld 20 windingen CuL en 200 pF, kunnen we frequenties tot in het kortegolfgebied opwekken. Het is zelfs mogelijk de seriekring door een kwartskristal te vervangen, dat dan in serieresonantie werkt.

7.6. UKG-oscillator

Het verschijnsel dat UKG-oscillatoren in resonantie kunnen raken berust op het feit dat de hiervoor geschikte respectievelijk bedoelde transistoren (BF 115, BF 240 onder andere) bij gebruik op de resonantiefrequentie tussen basis-emitterspanning en collectorstroom een faseverschuiving van circa 90 graden vertonen. Over de terugkoppelcondensator tussen collector en emitter (afb. 7.6) in combinatie met een kleine zelfinductie in het emittercircuit treedt nog eens een fase-

verschuiving van 90 graden op, zodat het totale faseverschil 180 graden bedraagt, de terugkoppelstroom in fase is met de basisemitterspanning en de oscillator schakeling werkt stabiel. De faseverschuivingen zijn uiteraard frequentie-afhankelijk en aan de voorwaarden voor stabiel oscilleren wordt dan ook maar over een beperkt frequentiebereik voldaan.

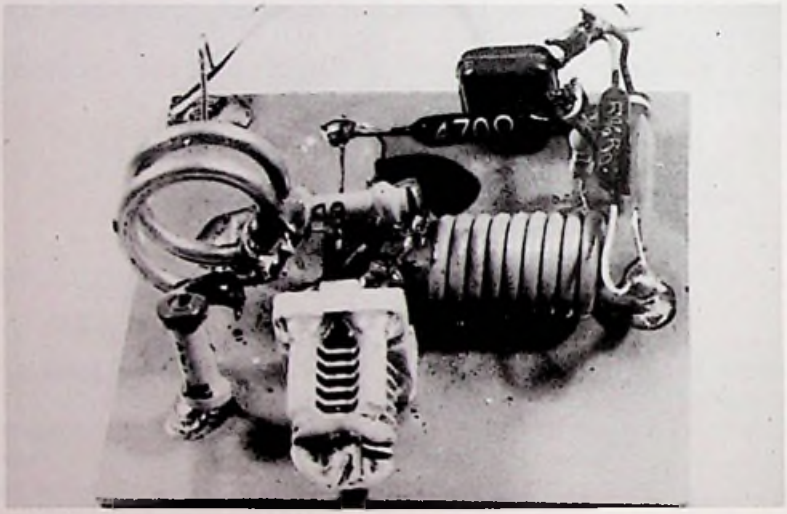
Afstemming is -- indien gewenst -- inductief mogelijk; daarbij moeten we overigens wel voor geschikt materiaal voor de spoelkern zorgen. Ook is capacitieve afstemming met een afstemcondensator of een capaciteitsdiode mogelijk. De keramische trimmer T (4..25 pF) dient voor externe fasecorrectie, met deze trimmer wordt op maximaal HF-uitgangssignaal afgeregeld.
Het frequentieverloop is gering, maar bedraagt altijd nog 1 kHz per graad temperatuurverloop.



Afb. 7.6.1: UKGoscillator.

Bij de praktische bouw van de schakeling dienen we op de volgende punten te letten: soldeersteunen die een HF-signaal voeren moeten door keramiek of trolituul van het chassis geïsoleerd te zijn. Het verdient aanbeveling om de schakeling in te bouwen in een klein kastje van koperplaat, waarvan we de wanden aan elkaar solderen. De spoelen wikkelen we als luchtspoelen; de anders gebruikte spoellichamen van polystyrol geven een te sterke demping. Afregelbare kernen moeten we met speciale schroefeinden door de wand van het kastje voeren. Voedingslijnen moeten we aan het apparaat ontkoppelen om ongewenste straling te voorkomen.
Hoe hoger de resonantiefrequentie, hoe kleiner de terugkoppelcapaciteit mag zijn. Bij frequenties hoger dan 200 MHz zijn de parasitaire ca-

paciteiten van de transistor vaak al voldoende om terugkoppeling te bereiken.
Gebruiken we een klein pertinaxplaatje met koperbekleding als chassis, dan kunnen we daar een poot van de spoel aan vastsolderen. De individuele andere onderdelen moeten we eveneens op het plaatsje solderen, ze fungeren dan tevens als soldeersteun. Het gaat hierbij om de trimcondensator, de condensator van de trillingskring (afstemcondensator 12 pF), de beide scheidingscondensatoren (1 nF Styroflex respectievelijk 470 pF keramisch) en de weerstand van 8,2 kOhm.



Afb. 7.6.2: Proefopstelling van de UKG-oscillator.

Voor de overige onderdelen geldt:

a) Spoel van de trillingskring: 1 + 1 winding van 1 mm dik verzilverd koperdraad, 5 mm binnendiameter, 5 mm lang.

b) Spoel in het emittercircuit: 8 windingen van 0,5 mm CuL, winding vlak naast elkaar gewikkeld op een mal van 3 mm.

c) Basisspanningsdeler: 2,7 kOhm/8,2 kOhm

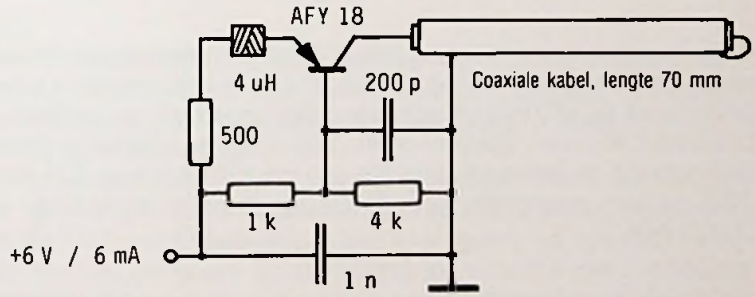
d) Extra basisvoorschakelweerstand: 470 ohm

e) Emitterweerstand: 470 ohm.

7.7. UHF-oscillator met coaxiale trillingskring

Teneinde dit type oscillator zonder problemen te kunnen testen werd bij deze schakeling uitgegaan van een eenvoudige constructie. De frequentie wordt bepaald door een trilholte (koperpijp met daarin een binnengeleider gesoldeerd, desnoods ook een stuk coaxiale kabel). Met een lengte van 70 cm bereiken we een resonantiefrequentie van ongeveer 500 MHz. Aan de collector kunnen we het signaal uitkoppelen. Maar ook zonder voorzieningen om het signaal uit te koppelen kunnen we de trilling op een TV-ontvangerraantonen.

Bij het kiezen van de transistor is voorzichtigheid geboden. Geschikt zijn alle typen met een verliesvermogen van minstens 10 mW en een transit-frequentie van minstens 600 MHz. Ook met de oldtimer AFY 11 zijn nog goede resultaten te behalen. De smoorspoel in het emittercircuit mag ook een uitvoering met ringkern of met een kern met een dubbel gat zijn.

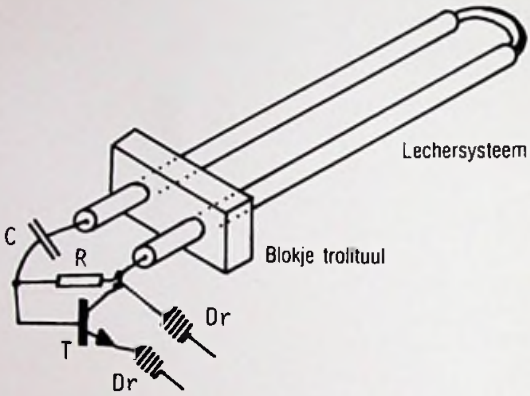


Afb. 7.7: UHF-oscillator met coaxiale trillingskring.

7.8. UHF-oscillator met lecherlijn

Omdat een lecherlijn (= tweedraads parallellijn) toch al een zeer praktisch hulpmiddel voor het aantonen en meten van trillingen is, kunnen we het bouwen van een dergelijk systeem alleen maar dringend adviseren. Voor de lecherlijn gebruiken we twee dunne koperpijpjes met een lengte van 500 mm en een diameter van 6 mm. Deze steken we door twee blokjes trolituul (in de afbeelding is er overigens maar een getekend) met daarin gaten om ze onderling op de juiste afstand te houden, de binnenwerkse afstand bedraagt 16 mm. Uit deze afmetingen volgt een 'golfweerstand' van 240 ohm. In alle vier de uiteinden van de pijpjes monteren we telefoonbussen met een binnendiameter

van 4 mm, zodat we op het ene uiteinde de oscillator in de vorm van een insteekeenheid kunnen aansluiten en in het andere uiteinde een kortsluitsteker kunnen steken.

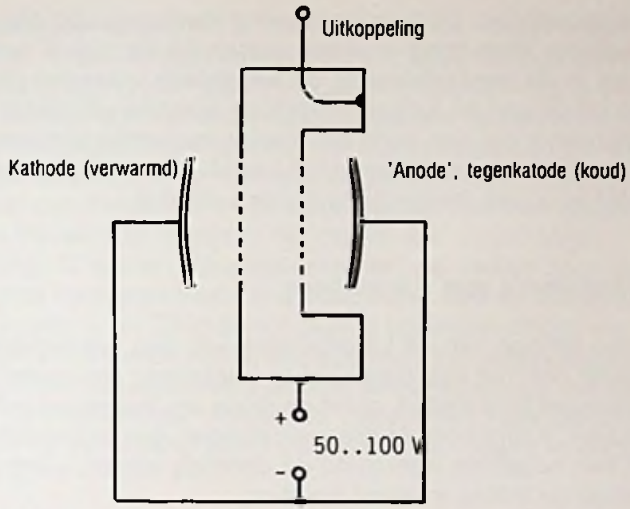


Afb. 7.8: UHF-oscillator met lecherlijn volgens PIERCE.

In de halfschematische tekening (afb. 7.8) zijn alle details van deze bijzonder eenvoudige schakeling te zien. C is een condensator met een capaciteit van 50 pF (niet kritisch, dient uitsluitend om de gelijkstroom te blokkeren, R is een 'startweerstand' van ongeveer 50 kohm (tijdens bedrijf onttrekt de basis zijn energie aan de trillingskring), T is een 2 N 2222 of een soortgelijk type. Dr-Dr zijn twee smoorspoelen van 0,01..0,1 mH

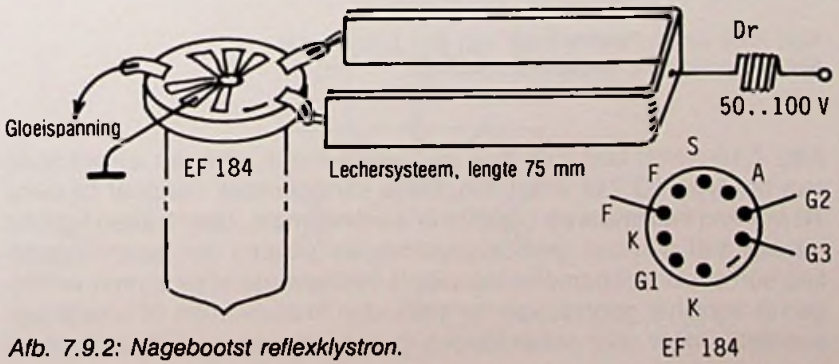
7.9. Nagebootst reflexklystron

Het klystron (tweekamerklystron, reflexklystron) behoort tot de familie van de looptijdbuizen. Behalve met een kathode en een anode zijn dergelijke buizen ook nog uitgerust met twee modulatie-elektroden, waarop een trillingskring (trilholte of lecherlijn) aangesloten wordt. In dergelijke buizen wordt de snelheid van de elektronen gemoduleerd, en wel zo dat uit de looptijdverschillen resonantievoorwaarden in het frequentiebereik van 100 MHz tot 1 GHz ontstaan.
Nabootsen van een reflexklystron door een HF-pentode levert geen moeilijkheden op, maar we mogen uiteraard geen al te hoge eisen aan het uitgangsvermogen en frequentieconstantheid stellen. De trillingen zijn overigens wel zo sterk dat we ze op een in de onmiddellijke nabijheid opgestelde TV kunnen waarnemen. Bovendien zijn de trillingen zo rijk aan harmonischen dat zelfs de vijfde harmonische van de grondfrequentie nog aantoonbaar is.



Afb. 7.9.1: Het principe van de looptijdbuis.

Afb. 7.9.2 laat de principiële opbouw van deze oscillatorschakeling zien. De buis is tegen geringe oververhitting bestand (gloeispanning 7,5 V in plaats van 6,3 V); wat een zeer gunstige invloed op de amplitude van de trilling heeft.
Het lechersysteem is circa 75 mm lang met een binnenwerkse afstand van 10 mm. De lecherlijn kunnen we vervaardigen uit bijvoorbeeld 2 mm dik verzilverd koperdraad, plat koperband, en eventueel ook van twee stroken met koper bekleed pertinax, circa 7,5 mm breed, met de koperzijde naar binnen gekeerd en met aangesoldeerde dwarsverbinding.
Aldus uitgevoerd ontstaan trillingen met een grondfrequentie van circa 250 MHz. Het aansluitpunt voor de voeding leggen we met een

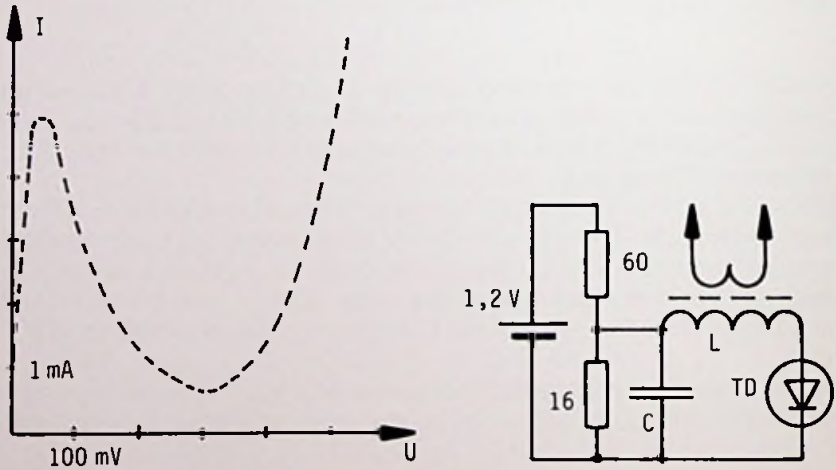


Afb. 7.9.2: Nagebootst reflexklystron.

HF-smoorspoel hoog. De frequentie wordt mede bepaald door de voedingsspanning, deze mag waarden tussen 50 en 100 V aannemen. Nemen we in de voedingsleiding de secundaire wikkeling (bij andere aantallen windingen en aansturing ook de primaire wikkeling) van een LF-transformator op, dan is op die manier frequentiemodulatie mogelijk. Een modulatiespanning van 10 V zorgt bij een modulatiefrequentie van 1 KHz voor een frequentiezwaai van 80 kHz.

7.10. Oscillatoren met tunneldiode

Het unieke verloop van de karakteristiek van een tunneldiode maakt het mogelijk om met een geschikte voorspanning een negatief geleidingsvermogen in te stellen, ofwel de diode als 'negatieve weerstand' te schakelen. Aangezien ohmse weerstanden een trillingskring dempen, zal een negatieve weerstand de demping van de kring compenseren en zo de trilling in stand houden.



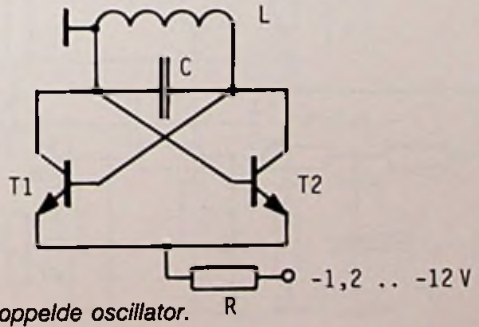
Afb. 7.10: Links: karakteristiek van een tunneldiode.
Rechts: praktische oscillatorschakeling.

Afb. 7.10 (links) laat zien hoe de karakteristiek van een tunneldiode van het type TD 716 er uit ziet. Deze karakteristiek vertoont bij circa 70 mV een maximum en bij 360 mV een minimum, daar tussen ligt een gebied met negatief geleidingsvermogen (waarbij een spanningsdaling een stroomtoename veroorzaakt). Het geringe opgenomen vermogen is voor het gebruik van tunneldioden in converters of tuners een voordeel, maar voor schakelingen in zenders een nadeel. Immers bij

een ingangsvermogen W = 250 mV * 2 mA = 0,5 mW is de HF-opbrengst natuurlijk maar gering. Afb. 7.11 (rechts) laat een eenvoudige proefschakeling zien. Een accucel (lood- of NiFe-accu) levert 1,2 V. Deze spanning wordt door een spanningsdeler van 60 ohm/16 ohm tot 250 mV verlaagd. Kringcapaciteit en -zelfinductie kunnen we binnen ruime grenzen vrij kiezen. Een gunstig stel waarden is 250 pF / 10 windingen op een ferrietstaaf en een uitkoppellus met 4 windingen. De bereikbare frequenties liggen in het bereik van 1..150 MHz.
Opmerking: C is een 'steuncondensator' die verder geen enkele invloed op de frequentie heeft. Extra capaciteit voor de trillingskring kunnen we tussen L en TD in de schakeling opnemen. Willen we de oscillator laten volgen door versterkertrappen dan is voorzichtigheid geboden. Bij tweetrapsversterkers bestaat altijd het gevaar dat als gevolg van de onvermijdelijke parasitaire capaciteiten terugkoppeling optreedt en de schakeling als Franklin-oscillator begint te oscilleren.

7.11. Dubbel galvanisch gekoppelde oscillator

Dit type oscillator is voor wat betreft de eenvoud ervan onovertroffen (zie afb. 7.11). De koppeling van de beide transistoren lijkt op het eerste gezicht onzinnig. In feite gaat het hierbij om een door een LC-kring gesynchroniseerde astabiele multivibrator. Deze oscillator werd enkele jaren geleden ontwikkeld als stuuroscillator voor horloges. Men moet zich er maar niet aan ergeren dat de basis van de rechter transistor en de collector van de linker transistor aan massa liggen, de beide emitters daarentegen liggen hoog. De uitgangsspanning aan de collector van de rechter transistor bedraagt 0,8 V_{tt} bij 1,5 V voedingsspanning. Om de oscillatie te laten starten en een goede sinusvorm te garanderen kunnen we weerstand R (24 kOhm) zonodig enigszins variëren. Als transistor kunnen we bijvoorbeeld het type BC 147 o.a. gebruiken. Bij L = 10 windingen CuL op een ferrietstaaf en C = 250 pF meten we een werkfrequentie van ongeveer 5 MHz.



Afb. 7.11:
Dubbel galvanisch gekoppelde oscillator.

8. RC-generatoren

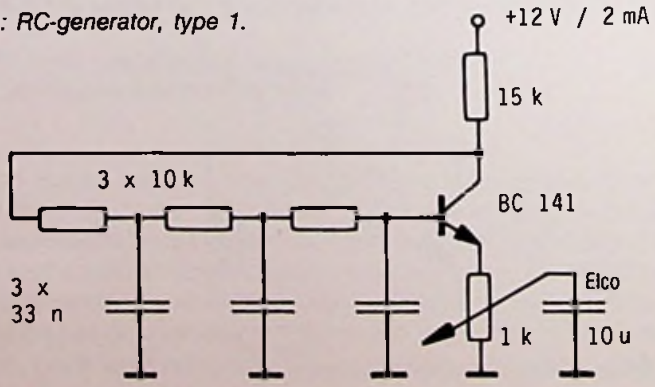
De mogelijkheid tot oscilleren van RC-generatoren berust op het feit dat over een RC-filter faseverschuivingen tussen 0 en 90 graden kunnen optreden. De faseverschuiving zelf wordt bepaald door de waarden van R en C, en niet in de laatste plaats door de frequentie. Bedenken we verder dat het faseverschil tussen collectorspanning en basisspanning 180 graden bedraagt dan wordt met drie RC-netwerken in het terugkoppelcircuit tussen collector en basis aan de fasevoorwaarde voor exact één frequentie voldaan, namelijk voor die frequentie waarbij de fasedraaiing per tak 60 graden bedraagt. De versterkingsvoorwaarde komt doorgaans tot stand door een instelbare tegenkoppeling in het emittercircuit. Is de versterkingsfactor te gering, dan komt geen oscillatie tot stand; is de versterking te groot dan treedt vervorming op.

8.1. Faseverschuivende generator, type 1

Bij sinusvormige wisselstromen gedragen condensatoren zich als een reactantie waarvan we de grootte kunnen bereken uit de vergelijking Xc = 1 / (2 * 3,14 * f * C). Stellen we de fasehoek voor door PHI, dan geldt voorts nog Tan(PHI) = Xc/R en verder nog:

f = 1 / (2 * 3,14 * R * C * Tan(PHI)).

Afb. 8.1: RC-generator, type 1.

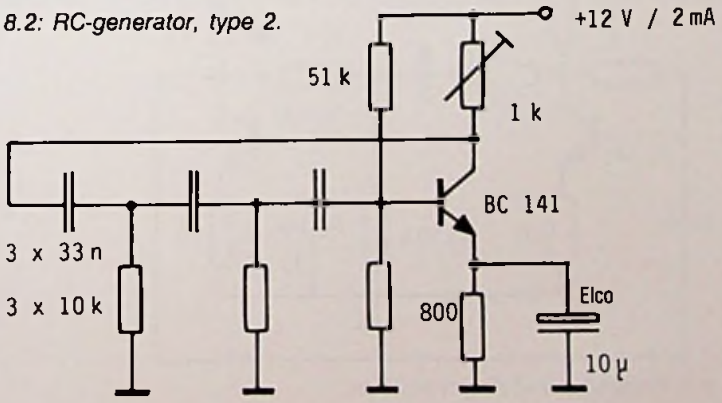


Voor een RC-netwerk met drie takken moet de faseverschuiving per tak 60 graden bedragen. Stellen we de takken samen uit R = 10 kOhm en C = 10 nF dan levert dat een frequentie van 919 Hz op. Hieruit kunnen we concluderen dat we dergelijke generatoren bij voorkeur in het audiogebied toepassen.
Met een transistor is de schakeling eenvoudig te bouwen: tussen collector en basis nemen we een weerstand van in totaal 30 kOhm op die uit drie deelweerstanden van elk 10 kOhm bestaat. De condensatoren van elk 10 nF liggen met een aansluiting aan massa. De weerstand van 1 kOhm in het emittercircuit dient voor tegenkoppeling. Een daaraan parallel geschakelde condensator zou de tegenkoppeling neutraliseren. Om de schakeling op goede sinusvorm en op bedrijfszeker starten te kunnen afregelen is de weerstand als potentiometer uitgevoerd. Op die manier kunnen we de mate van tegenkoppeling en daarmee ook de versterkingsvoorwaarde zuiver instellen.

8.2. Faseverschuivende generator, type 2

In het faseverschuivende netwerk laten we weerstanden en condensatoren van plaats verwisselen. Daarmee wordt de basis natuurlijk niet meer gevoed. Om daarin te voorzien hebben we nog een weerstand van 51 kOhm opgenomen. Wel oefent deze een geringe invloed op de oscillatorfrequentie uit.
Vaak wordt de wens geuit de oscillator afstembaar uit te voeren. Bij beide typen is dat mogelijk. In het eerste geval heeft men echter een drievoudige afstemcondensator met een capaciteit van minstens 3 x 500 pF nodig. Bij het tweede type oscillator gaat dat eenvoudiger. In dat geval kunnen we volstaan met een potentiometer van bijvoorbeeld 3 x 100 kOhm.

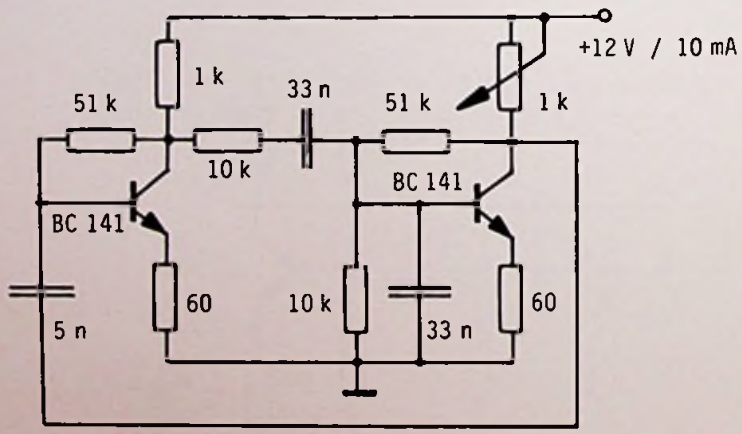
Afb. 8.2: RC-generator, type 2.



Het is in principe mogelijk het faseverschuivend netwerk uit spoelen en weerstanden op te bouwen. Dit is echter moeilijker omdat de spoelen ook een ohmse weerstand hebben die we dan in serie mee moeten berekenen. De lezer doet er goed aan daar zelf wat mee te experimenteren.

8.3. Generator met Brug van Wien

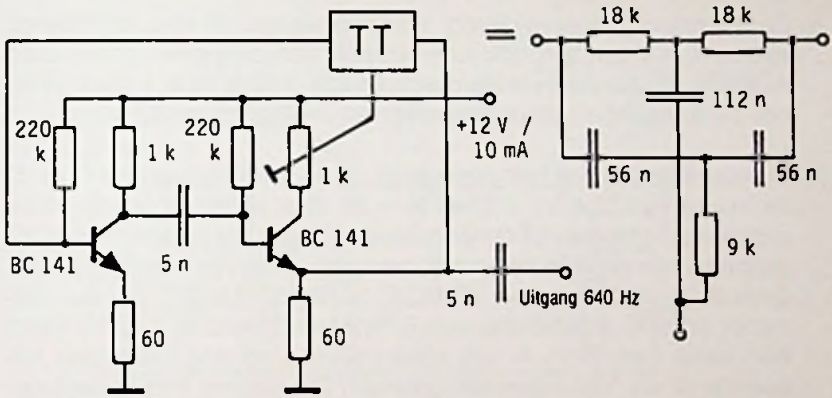
Een brug van Wien bestaat uit een langstak en een dwarstak, die elk weer uit een weerstand en een condensator bestaan. Bij de langstak staan R en C in serie, en bij de dwarstak parallel. Beide takken vormen een frequentie-afhankelijke spanningsdeler. De brug is 'in balans' als de beide weerstanden even groot zijn en de beide condensatoren dezelfde capaciteit hebben. Bij een bepaalde frequentie f = 1 / (R * C) is de demping dan minimaal, ingangs- en uitgangsspanning verhouden zich als 3 : 1. Voor het tot stand komen van sinusvormige trillingen moeten we nog aan een andere voorwaarde voldoen: de beide transistoren draaien (in emitterschakeling) de fase elk over 180 graden, zodat ook resonantie mogelijk is als we geen fasedraaiend netwerk in de schakeling opnemen met andere woorden, als we een galvanische of capacitieve koppeling aanbrengen. Maar de trillingen zijn dan niet sinusvormig. Nemen we daarentegen een fasedraaiend tak op, dan wordt alleen bij de hierboven genoemde frequentie aan de fasevoorwaarde voldaan; de oscillator oscilleert derhalve precies op één frequentie. Moet de frequentie afstembaar zijn, dan kunnen we of een dubbele potentiometer (tandempotentiometer) of een dubbele afstemcondensator gebruiken. De afstemcondensator moeten we geïsoleerd van massa opstellen.



Afb. 8.3: Generator met Brug van Wien.

8.4. Generator met dubbel T-netwerk

Een T-netwerk bestaat of uit twee in serie geschakelde condensatoren en een dwarsweerstand of uit twee in serie geschakelde weerstanden en een dwarscondensator. Combineren we de beide T-netwerken dan spreken we van een Dubbel T-netwerk. Een dergelijk netwerk kunnen we in versterkerschakelingen en in oscillatorschakelingen gebruiken ten behoeve van de frequentieselectie (zie afb. 8.4). Met de potentiometer van 1 kOhm wordt het aanslaan van de oscillator ingesteld, vlak voordat de oscillator aanslaat werkt de schakeling als een uiterst selectieve versterker.



Afb. 8.4: Generator met Dubbel T-netwerk.

De principes van deze koppeling zijn moeilijk te doorzien. Wie speciaal in faseverhoudingen geïnteresseerd is doet er goed aan om voor een diepgaande studie punt [3] van het literatuuroverzicht door te werken.

9. Frequentie-omzetting

Slechts een enkele maal is bij een zendinstallatie de opgewekte frequentie dezelfde als die welke uitgestraald wordt. De tussentijdse frequentie-omzetting heeft tot doel terugwerking op de oscillator te voorkomen. Alleen bij kristalgestuurde zenders is 'recht-toe-recht-aan'-bedrijf mogelijk. Er zijn in feite twee soorten frequentieconversie:

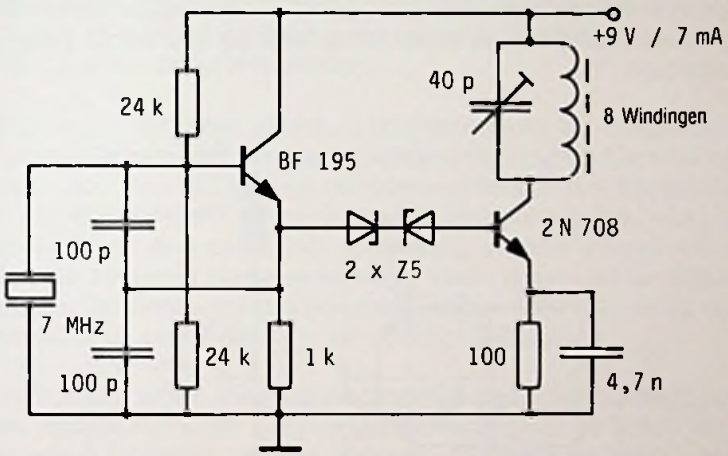
a) Frequentievermenigvuldiging. Waartoe we ook de frequentiedeling rekenen. Verder zijn ook combinaties van deling/vermenigvuldig mogelijk. Zo kunnen we bijvoorbeeld van 3 MHz naar 1 MHz delen om de frequentie vervolgens weer tot 2 MHz te verdubbelen.

b) Frequentiemenging. Het is mogelijk uit de twee frequenties f1 en f2 de frequenties f3 = f1 + f2 en f4 = f1 - f2 af te leiden. Men spreekt daarbij van omhoog- of omlaagmengen. Een uitzondering vormt de zogenaamde digitale frequentiemenging. Daarvan wordt in de zogenaamde PLL-techniek (PHASE LOCKED LOOP) gebruik gemaakt en bijvoorbeeld met een D-flipflop uitgevoerd. Daarbij wordt een vaste frequentie f1 als klokfrequentie en een instelbare frequentie f2 als 'data-selectie' gebruikt. De nieuwe frequentie loopt dan van 0 tot f1/2, daarbij is f2 binnen ruime grenzen instelbaar. Door terugmengen ontstaat een 'raster' waarvan de afstanden gelijk zijn aan f1/2. Wie daar belangstelling voor heeft doet er goed aan met de bouwsteen SN 7474 of SN 7475 wat experimenten uit te voeren. Het mengprodukt is aan uitgang Q direkt meetbaar, bijvoorbeeld met een frequentieteller. Willen we de schakeling laten volgen door een symmetrische resonantiekring, dan moeten we die over condensatoren met een geringe capaciteit aankoppelen, zodat de kring door de uitgangweerstanden van de flipflop niet te zwaar gedempt wordt.

9.1. Frequentieverdrievoudiger 7/21 MHz

In de in afb. 9.1 geschetste schakeling werkt de linker transistor als kristaloscillator in collectorschakeling. Het sinusvormige signaal wordt door twee tegen elkaar in geschakelde zenerdioden -- elk met een zenerspanning van circa 5 V -- vervormd, zodat aan de basis van de rechter transistor korte stroompieken worden toegevoerd. De trillings-

kring in het collectorcircuit is op een drie maal zo hoge frequentie afgestemd, en voert een gedempte trilling uit waarbij alleen elke derde periode de maximale amplitude bereikt. De schakeling bestrijkt een zo brede band dat als in het bereik van 7000 kHz tot 7150 kHz de kristallen verwisseld worden, hij niet bijgestemd hoeft te worden.
Dit kleine apparaatje is voor de zendamateur een handig hulpmiddel omdat hij daarmee op de 7 MHz- en 21 MHz-banden het begin en het eind van de band kan opzoeken. Kortegolfontvangers en meetontvangers kunnen we hiermee op eenvoudige wijze ijken.



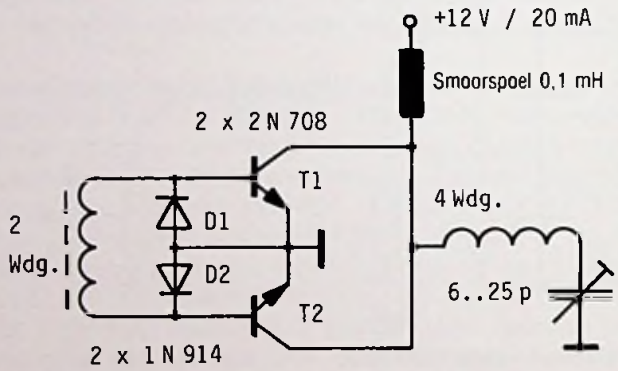
Afb. 9.1: Verdrievoudiger 7/21 MHz.

Natuurlijk kunnen we de schakeling ook voor andere frequentiebanden gebruiken. We moeten dan alleen de trillingskring anders dimensioneren. Voor 21 MHz gebruiken we dan een spoel van 8 windingen op een spoellichaam van 6 mm ϕ KG-kern, trimcondensator 40 pF.

9.2. Balans-enkelfazige verdubbelaar

De principes van de in de voorgaande paragraaf behandelde schakeling passen we voornamelijk toe bij oneven malen vermenigvuldigen, dus bij een omzetting naar een drie, vijf en zelfs zeven maal zo hoge frequentie. Voor frequentieverdubbeling zijn andere methoden beter geschikt. In het nu volgende bespreken we een frequentieverdubbelaar die vooral geschikt is voor frequentieverdubbeling van 72 naar 144 MHz. Beide transistoren werken telkens maar gedurende een hal-

ve periode. Aan de collectoren worden de beide 72 MHz-signalen net als bij een Grätz-schakeling (dubbelfazige gelijkrichting) tot een 144 MHz-signaal samengevoegd (afb. 9.2). Uit het schema blijkt duidelijk hoe de stuurstroom gedurende de ene halve periode door T1 en D2, en gedurende de andere halve periode door T2 een D1 vloeit. Op deze manier hebben we geen middenaftakking op de spoel nodig en wordt de stuurstroom volledig benut. Zonder uitsturing vloeit er geen collectorstroom, alle voortrappen moeten we op maximale stroom van deze verdubbelaar afregelen. De beide dioden moeten bij een frequentie van 100 MHz nog goed werken. Gebruiken we exemplaren met lagere grensfrequenties dan gaat de in tegenwaartsrichting gepolariseerde diode zich als een capaciteit gedragen die stroom voert (en bovendien nog fasedraaiend werkt!) zodat de schakeling niet langer meer goed functioneert.



Afb. 9.2: Frequentieverdubbelaar 72/144 MHz.

De uitgangskring (4 windingen verzilverde koperdraad) is capacitief symmetrisch uitgevoerd. Aan de linker kant van de spoel moeten we ons de emittercollectorcapaciteiten van beide transistoren voorstellen. In het midden van de spoel moeten we voldoende ruimte voor de uitkoppelwikkeling vrij houden. Overigens dient opgemerkt te worden dat als we proberen de uitgangskring onberispelijk symmetrisch uit te voeren en hem bij uiteenlopende belastingen op 144 MHz in resonantie brengen, dat niet zonder moeilijkheden verloopt. Het gaat daarbij om achtsten van windingen, om millimeters spoellengte en fracties van een picofarad. Inbouwen in een metalen kastje brengt weer andere frequentieverschuivingen met zich mee. Maar slagen we er eindelijk in de schakeling af te regelen, dan kunnen we met een bezetting van 2 x 2N 708 een hoogfrequent-vermogen van 100 mW leveren. Gebrui-

ken we 2 x 2N 2218 en voeren we de collectorspanning op tot 18 V dan levert de schakeling een uitgangsvermogen van meer dan 1 W.

9.3. Frequentiedeling

Frequentiedeling is vandaag de dag een belangrijke techniek. Denk bijvoorbeeld maar eens aan elektronische orgels, waarin bij de nieuwste uitvoeringen nog maar een enkele LC-oscillator toegepast wordt. Alle op het toetsenbord voorkomende tonen worden door frequentiedeling verkregen. Een ander voorbeeld vormen de digitale frequentiemeters, waarbij de te meten frequentie eerst in een verhouding van 1000:1 of 10000:1 gedeeld wordt, waarna de trillingen gedurende een tiende seconde geteld worden.

Op grond van het grote belang ervan vervaardigt de halfgeleiderindustrie frequentiedelers in uiteenlopende uitvoeringen. Allemaal munten ze uit door een uitstekende betrouwbaarheid en functionaliteit. Zo is er om te beginnen de geïntegreerde schakeling SN 7490, een 10-deler. Eigenlijk bestaat die schakeling uit een 2-deler en een 5-deler. De 10-deling wordt bereikt door beide delers achter elkaar te schakelen. Op identieke wijze werkt de 12-deler SN 7492, die op soortgelijke wijze uit een 2-deler en een 6-deler bestaat.

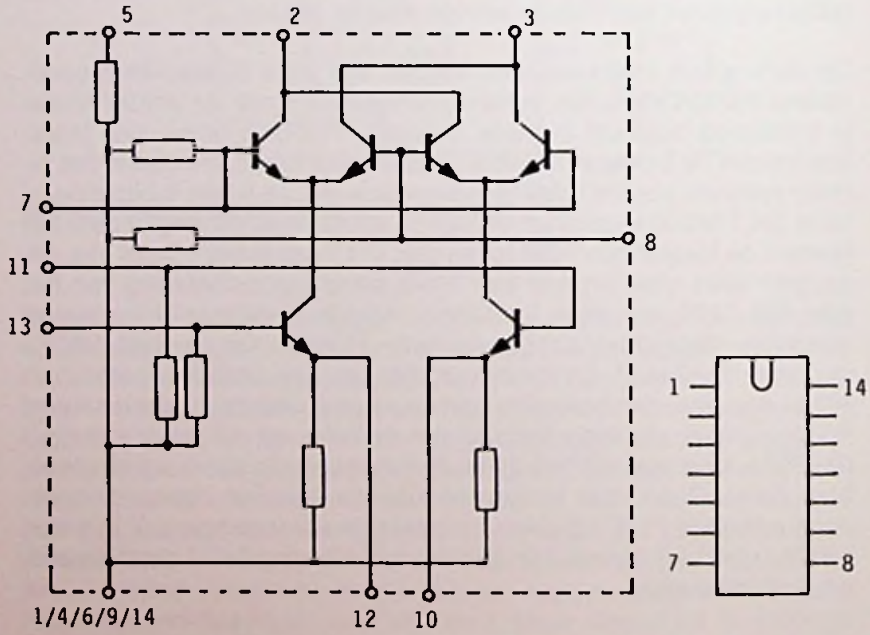
Op deze plaats willen we eens nagaan hoe deze delers intern opgebouwd zijn. 2-Delers zijn eenvoudige flipflops. Door ze achter elkaar te schakelen ontstaan 4-delers, 8-delers, 16-delers enzovoort. Maar, hoe komen nu 5-delers, 6-delers enzovoort tot stand, die niet in het binaire systeem passen? Wel daarvoor gebruikt men een 4-bits binaire teller SN 7493, die van 0 tot en met 15 telt. De vier uitgangen daarvan kunnen de toestanden 0000 tot en met 1111 aannemen. Deze vier uitgangen voert men toe aan een 4-bits comparatorschakeling van het type SN 7495, die deze tetraden[1] met een vooringestelde waarde vergelijkt. Voor deze voorkeuze gebruikt men een decimaal-BCD-omzetter SN 74147. Stemmen voorgekozen en actuele waarde met elkaar overeen, dan verschijnt aan de uitgang van de comparator een 'LOW'-signaal, dat men gebruikt om de teller op nul terug te zetten (RESET). Men spreekt hier dan ook met recht van een programmeerbare deler. Deze teller is kant en klaar te koop en draagt de typeaanduiding SN 74167. Op de vier ingangen wordt een getal X met een waarde van 1 tot en met 9 (in BCD-code) aangelegd. Dat getal bepaalt de deelverhouding.

---

[1] Uit vier eenheden bestaande groep.

9.4. Frequentiemenging met de IC S 042 P

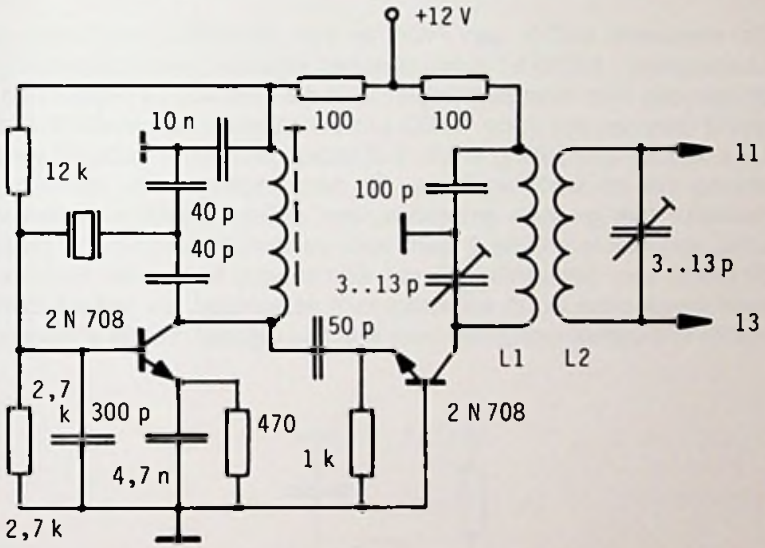
Met moderne geïntegreerde schakelingen kunnen we frequenties bijzonder eenvoudig mengen. De IC met de type-aanduiding S 042 P werd voor mengtrappen in ontvangerschakelingen ontworpen, maar is zo universeel van opzet dat we hem ook in zendermengtrappen voor frequenties tot 200 MHz kunnen gebruiken. De schakeling (afb. 9.4.1) is strak symmetrisch opgebouwd. De aansluitingen 7 en 8 zijn bestemd voor de frequentie f1, en de aansluitingen 11 en 13 voor frequentie f2. De uitgangen (aansluitingen 2 en 3) zijn van het type 'OPEN COLLECTOR' en eveneens symmetrisch gebruik bedoeld. Is de daar op volgende trap (buffer, drijver enzovoort) asymmetrisch uitgevoerd, dan kan de uitgangskring ook enkelfazig (aansluiting 3) over een condensator aangesloten worden. Symmetrie bevorderende maatregelen, zoals een middenaftakking op de spoel, of opdelen van de capaciteit in twee condensatoren in serie, kunnen dan achterwege blijven. Voorts zijn nog drie andere punten van de schakeling toegankelijk:
aansluiting 5 voor de voeding van de bases, en de aansluitingen 10 en 12 voor de emitters van de onderste transistoren. Dit maakt het mo-



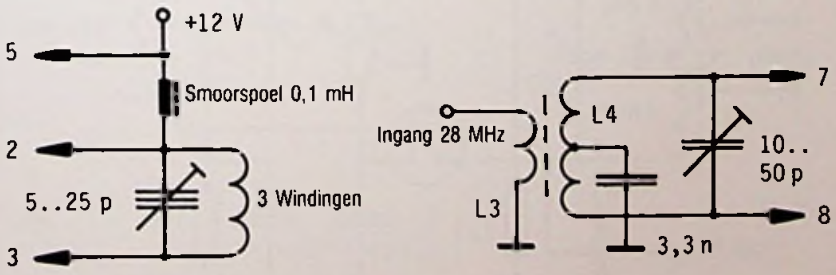
Afb. 9.4.1: Principe- en aansluitschema van de S 042 P.

gelijk 'zelfoscillerende mengtrappen' te bouwen, waarvan we de resonantiefrequentie door een LC-kring of door een kwartskristal kunnen bepalen.

Onze mengschakeling (afb. 9.4.2) is uitgerust met een externe kring (afb. 9.4.3). De schakeling is kristalgestuurd (boventoonkristal 38.666 MHz met verdrievoudiger voor 116 MHz). Het oscillatorsignaal voeren we toe aan de ingangen 11 en 13, de beide andere 'stuuringangen' zijn bedoeld om er een binnen bepaalde grenzen regelbaar 28 MHz-signaal op aan te leggen, zodat een uitgangsfrequentie van 144 MHz verkregen wordt.



Afb. 9.4.2: Oscillator met frequentieverdrievoudiger.



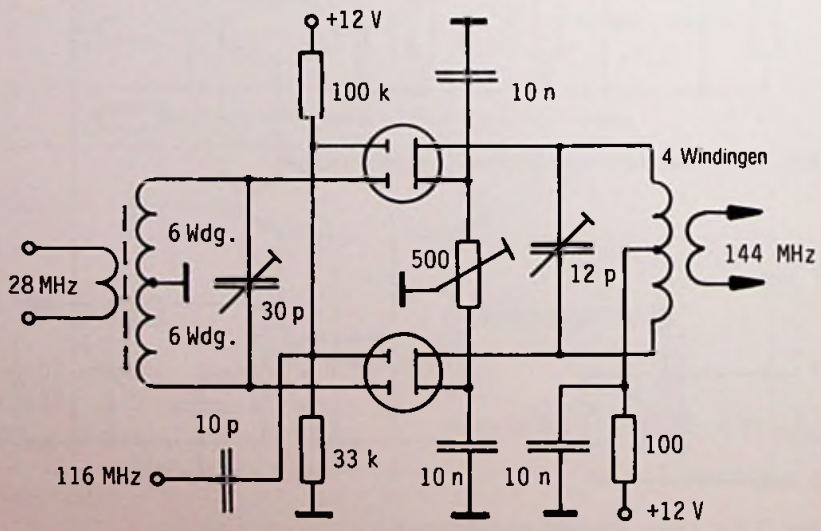
Afb. 9.4.3: Links: Voeding en uitkoppeling.
Rechts: Symmetreren van het 28 MHz-signaal.

L1 en L2 bestaan elk uit 7 windingen (gewikkeld op een wikkelmal van 5 mm en 10 mm lang). De uitkoppelkring bestaat uit 3 windingen en een butterfly-trimmer.

Interessant is ook dat de S 042 P gebruikt wordt in mengtrappen voor eenvoudige zend-ontvanginstallaties in de 27 MHz-band. In de twee corresponderende zenders worden kwartskristallen gebruikt die 455 kHz in frequentie verschillen; het zendkristal kan dan tevens als mengkristal dienen.

9.5. Frequentiemenging met Dual-Gater-MOSFET

De transistor 40673 van RCA is een MOSFET met twee gateaansluitingen. MOSFET's zijn over het algemeen lastig in de omgang en gevoelig voor overspanningen, al is die bron nog zo hoogohmig. Op grond daarvan zijn in de 40673 protectiedioden aangebracht. Gate 1 (de onderste aansluiting in afb. 9.5) wordt gewoonlijk gebruikt voor uitsturing met de werkfrequentie. Op deze ingang wordt derhalve een oscillator met geringe amplitude, een ontvangantenne of een voorkring aangesloten. Gate 2 dient voor versterkingsregeling of (zoals in dit geval) voor het aanleggen van een tweede frequentie. Een van de twee frequenties wordt asymmetrisch aangelegd, de andere symmetrisch. In dit geval wordt een zeer krachtig signaal met de somfrequen-



Afb. 9.5: Asymmetrisch/symmetrischmengtrap met 2 x 40673.

tie (144 MHz) verkregen, zodat we de mengtrap onmiddellijk door een antenne kunnen laten volgen. De 28 MHz-trillingskring bestaat uit een spoel met in totaal 12 windingen en een afstemtrimmer van 5..30 pF. De spoel wordt bifilair gewikkeld zodat het van opzij indraaien van de ferrietkern de symmetrie niet nadelig beïnvloedt. Een geringe restasymmetrie kunnen we met de potentiometer van 500 ohm compenseren (volledige onderdrukking van het 28 MHz-signaal aan de uitgang).

Opmerking: De bouw van een asymmetrisch/symmetrisch-mengtrap met een 40673 moeten we afraden.

10. Modulatie

In de vorige paragrafen werd uiteengezet hoe draaggolffrequenties opgewekt werden. Met de draaggolffrequentie willen we in de regel informatie (code, spraak, muziek, beelden) overbrengen. Deze taak neemt de modulatie op zich. Het is het eenvoudigst om de draaggolf in een bepaald ritme te onderbreken.

De voornaamste modulatievormen zijn:

a) Amplitudemodulatie. Deze wordt voornamelijk op de middengolf gebruikt, is gemakkelijk te realiseren, ook weer gemakkelijk te demoduleren, maar heeft als grote nadeel de storingsgevoeligheid.

b) Frequentiemodulatie. Het voornaamste toepassingsgebied van deze modulatievorm is de UKG- en de FM-band. De 'frequentiezwaai' dat wil zeggen, de variatie van de draaggolffrequentie, moet tevoren gedefinieerd, en aan de ontvangerzijde bekend zijn.

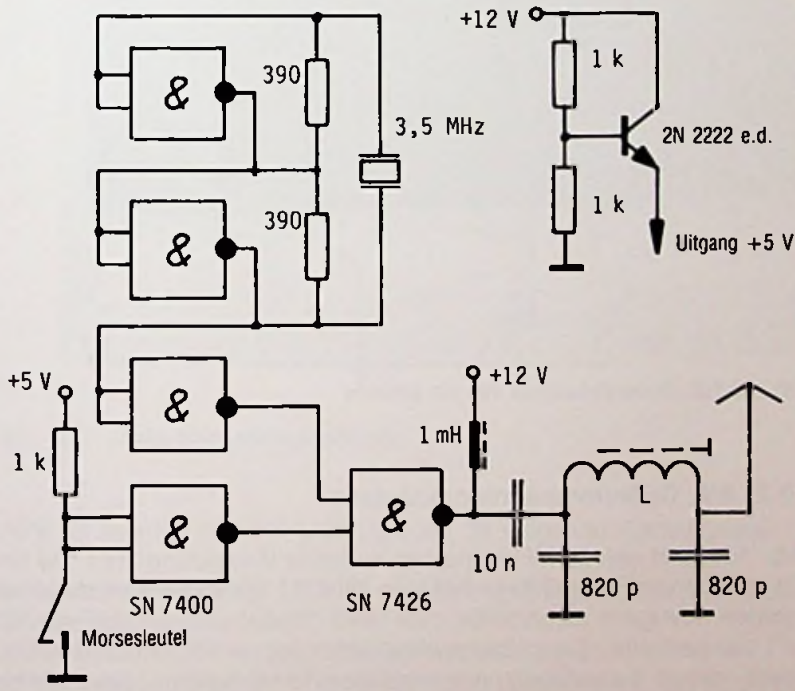
c) Fasemodulatie. Dit is een bijzondere vorm van frequentiemodulatie en wordt op (bijna) dezelfde wijze gedemoduleerd (afwijkende frequentiekarakteristiek van het LF-filter).

d) Enkelzijbandmodulatie (SSB, Single Side Band). Het voornaamste toepassingsgebied van deze modulatievorm is daar waar zich grote aantallen diensten op een smalle frequentieband verdringen. EZB heeft maar een uitzonderlijk smalle frequentieband nodig, en maakt met relatief eenvoudige installaties hoge zendvermogens mogelijk. Overigens is aan de ontvangzijde een grotere complexiteit vereist.

e) Codering. Daartoe hoort ook de morse-telegrafie (CW, Continuous Wave), telex over radio (RTTY, radio teletype), PACKET RADIO enzovoort. Gecodeerde transmissies zullen in de toekomst zeker nog in betekenis toenemen omdat ze in combinatie met computers gebruikt kunnen worden, omdat ze in bijzonder korte tijd afgewikkeld worden, omdat transmissiefouten automatisch gecorrigeerd kunnen worden, enzovoort.

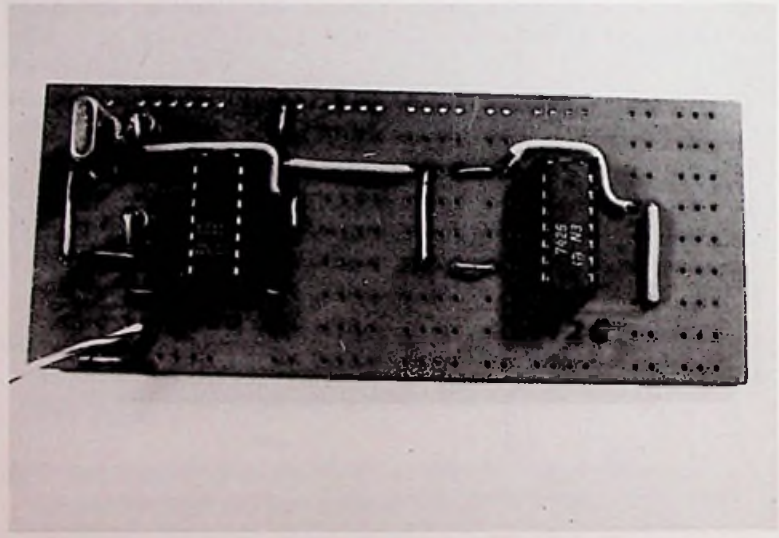
10.1. Sleutelen van de zender

Bij de in afb. 10.1.1 getoonde schakeling werd vooral aandacht aan de eenvoud ervan geschonken. Bovendien is het gebruikte onderdelenpakket zo goedkoop (exclusief morsesleutel circa DM 10,-) dat er geen redenen zijn waarom we dit zendertje bij wijze van proef niet eens zouden bouwen. Het kristal moet tussen 3500 en 3700 KHz resoneren. Dat de trilling door een digitale bouwsteen wordt opgewekt is niet ongebruikelijk. We gebruiken hier de bekende bouwsteen SN 7400, die uit vier NAND-poorten bestaat. Twee poorten ervan gebruiken we in de oscillator, waarvan er een als scheidingstrap en een als sleuteltrap fungeert. Voor de versterker was in de oorspronkelijke schakeling een SN 7403 opgenomen. Dat is een bouwsteen met vier NAND-poorten met open collector. Om het vermogen op te voeren werden alle vier de poorten parallelgeschakeld. We kunnen het vermogen nog verder opvoeren door in plaats van de SN 7403 een SN 7426 te gebruiken. Deze bouwsteen is bedoeld voor een voedingsspanning van 12 V. Afb. 10.1.1 (rechtsboven) laat zien hoe we vanuit wen spanningsbron van 12 V de voedingsspanning van 5 V voor de bouwsteen SN 7400 kunnen betrekken.



Afb. 10.1.1: Sleutelen van de zender.

De bouw van de uitgangskring (Pl-filter) kan de beginner wat moeilijkheden opleveren. De capaciteit van beide condensatoren bedraagt 820 pF, de spoel L zorgt voor inductieve afstemming. Op een wikkelmal van 10 mm ϕ wikkelen we ongeveer 20 windingen van 1 mm dik CuL-draad. Om de kring af te stemmen schuiven we er vanaf de kant van de antenne een stukje ferrietstaaf in en lijmen dat bij het bereiken van resonantie met wat UHU-Hart vast. Met wat geduld lukt het ook wel om de spoel op een ringkern te wikkelen. Het aantal windingen bepalen we door berekening (vergelijk daarbij de uitvoeringen in paragraaf 5.1) of eenvoudig proefondervindelijk. De schakeling met de ringkern heeft het voordeel dat we een afzonderlijke antennewikkeling, bepaald door het type antenne en het type kabel, op de kern kunnen aanbrengen.



Afb. 10.1.2: Onderdelenzijde van de print.

10.2. AM, Collectorspanningmodulatie

Afb. 10.2 laat een 28 MHz-eindtrap in klasse B-instelling zien. De beide transistoren T1 en T2 van het type 2N 1711 staan parallel, de bases worden overigens afzonderlijk over twee condensatoren (van elk 220 pF) aangestuurd. De collectorwisselspanning wordt, om het rendement van de collectorspanningmodulatie te verbeteren, door de bovenste helft van de uitgangsspoel opgetransformeerd. De secundaire

impedantie van de modulatietransformator kunnen we berekenen uit:

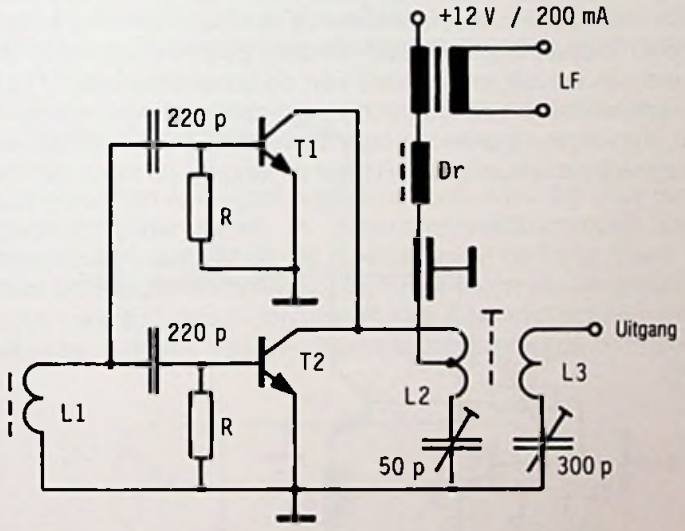
Z = 0,8 * U / I,

In ons geval is de impedantie dus 50 ohm (U = 12 V, I = 200 mA). Het benodigde laagfrequent-vermogen bedraagt (eveneens bij benadering):

P(LF) = 0,5 * P(in),

In dit geval is dus P(LF) = 1,2 W. De primaire impedantie van de transformator is afhankelijk van het soort laagfrequentversterker. Over het algemeen bedraagt de impedantie:

Z(primair) = 1,5 * Z(secundair)



Afb. 10.2: Collectorspanningmodulatie.

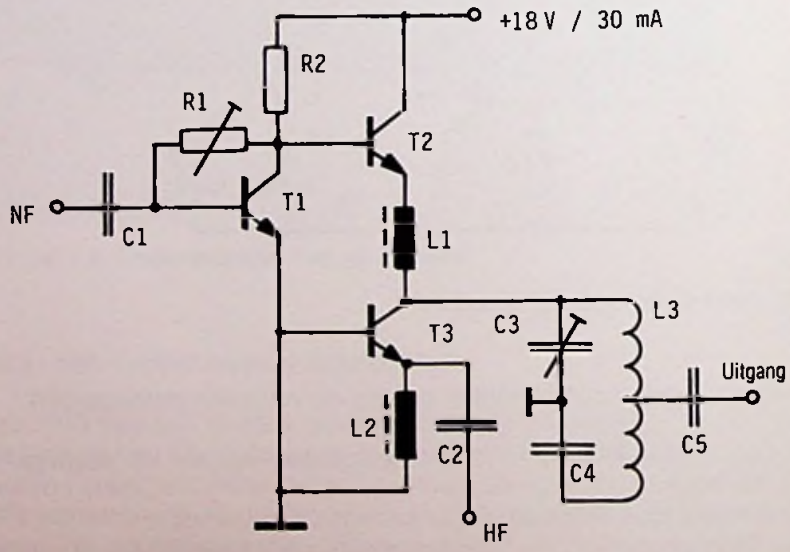
Voor de overige componenten gelden de volgende richtwaarden:

a) Aankoppelwikkeling L1 aan de uitgangskring van de voortrap: 3 windingen.
b) Weerstanden R tussen basis en massa: 150 ohm.
c) Uitgangsspoel L2: 7 + 7 windingen CuL op wikkelmal van 15 mm ϕ, bifilair gewikkeld, met HF-afregelkern.

d) Antennespoel L3: 3 windingen Cul, in de buurt van de aansluiting met de condensator over de uitgangsspoel gewikkeld.
e) Condensator in de uitgangskring: afstemcondensator-trimmer 50 pF.
f) Condensator in de antennekring: afstemcondensator-trimmer 300 pF (voor een antenne-impedantie van 60 ohm).
g) Doorvoercondensator: 2,2 nF.
h) HF-smoorspoel Dr in het collectorcircuit: 1 mH.
i) Transistoren: 2N 1711 e.d. met koelster.

10.3. AM, collectorstroommodulatie

Deze wijze van moduleren passen we toe als uit overwegingen van ruimte- of gewichtsbesparing een modulatietransformator achterwege moet blijven, of als de voedingsspanning voor de transistor van de eindtrap tevens de maximaal toelaatbare spanning is. De collectorstroommodulatie is wat moeilijker op optimale condities in te stellen dan collectorspanningmodulatie. Daarbij gaan we als volgt te werk: eerst worden emitter en collector van de schakeltransistor (T2 in afb. 10.3) kortgesloten en de zender op maximaal uitgangsvermogen afgeregeld. Vervolgens maken we deze verbinding los en wijzigen we zonder laagfrequent-stuursignaal R1 net zo lang tot de input van de eind-



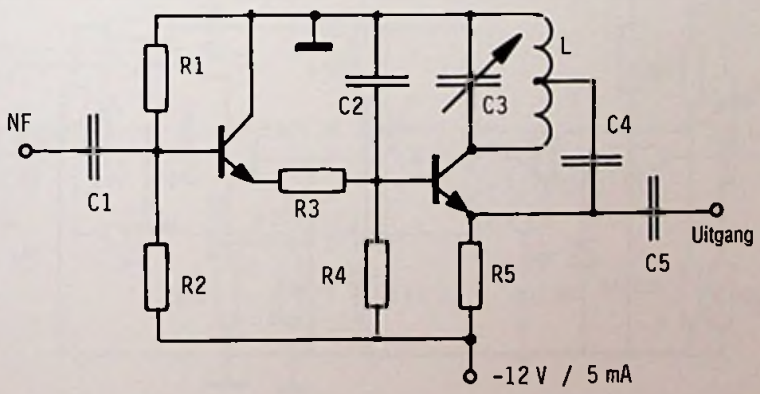
Afb. 10.3: Collectorstroommodulatie.

trap 30% onder het piekvermogen ligt. Op die manier kunnen we een modulatiediepte van 60% bereiken. Voorts vormen R2 en T1 de basisspanningsdeler voor T2. Onze miniatuurzendereindtrap in afb. 10.3 is gedimensioneerd voor 145 MHz. Op grond van de mechanische stabiliteit doen we er goed aan voor C4 een doorvoercondensator met een capaciteit van 1 nF te gebruiken. Voor de overige componenten geldt:

a) T1, T2: BC 147 e.d.
b) T3: 2N 2219A e.d.
c) R1: 250 kOhm (richtwaarde), trimpotmeter 100..350 kOhm.
d) R2: 1,5 kOhm.
e) C1: Elco 10 microfarad, ongepolariseerd.
f) C2: 10 pF, keramisch.
g) C3: luchttrimmer 3..11 pF.
h) C5: 20 pF keramisch.
i) L1, L2: UHF-smoorspoel 3 microhenry.
j) L3: 5 windingen Cu-verzilverd, gewikkeld op wikkelmal van 12 mm ϕ, uitgerekt tot 10 mm lengte, aftakking op 2 windingen vanaf het koude uiteinde, fungeert als aansluiting voor een 60 ohm antenne.

10.4. Frequentiemodulatie, FM

Frequentiemodulatie is gemakkelijk te realiseren: bij elke vorm van amplitudemodulatie treedt in transistor-oscillatortrappen (zelfs in kristalgestuurde) ook FM op, bij modulatie van de basis treedt dit verschijnsel zelfs bijzonder sterk op. Bij het ontwerp van de schakeling in afb. 10.4.1 werd er vanuit gegaan om met zo weinig mogelijk onderdelen als maar mogelijk was een bevredigend werkende proefzender te



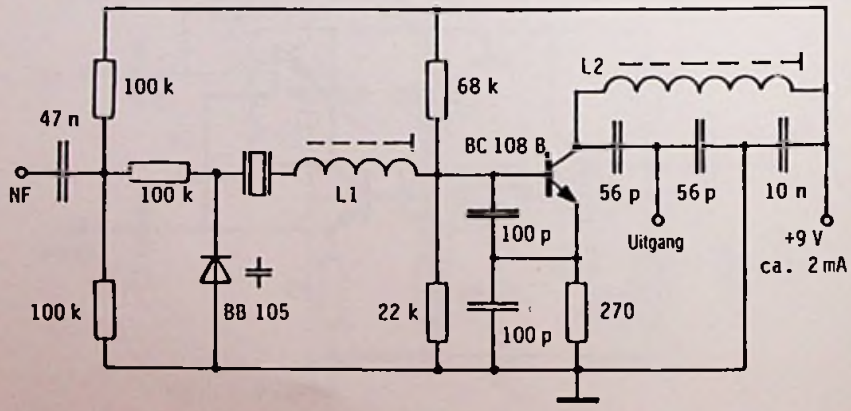
Afb. 10.4.1: Proefzender voor UKG.

bouwen. De verstaanbaarheid is goed, zeker als we in de voorgeschakelde laagfrequent-versterker een bandfilter van 300..3000 Hz opnemen. Om de benodigde frequentieconstantheid te kunnen garanderen moeten we de oscillator absoluut door een buffertrap laten volgen. De proefzender is berekend voor frequenties van 90..100 MHz. In dit geval gelden voor de dimensies van de afzonderlijke componenten:

a) Transistor T1: BC 147 e.d.
b) Transistor T2: 2N 708 e.d.
c) R1, R2: 10 kOhm
d) R3, R4, R5: 1 kOhm
e) C1: Elco 10 microfarad, ongepolariseerd
f) C2: 4,7 nF keramisch
g) C3: afstemcondensator 12 pF
h) C4, C5: 20 pF keramisch
i) L: 5 windingen CuL gewikkeld op een wikkelmal van 6 mm ϕ, uitgerekt tot 10 mm lengte, aftakking op het midden van de spoel.

Stellen we hogere eisen aan de FM dan moeten we onze toevlucht tot andere modulatievormen nemen, zoals frequentiemodulatie door LF-gestuurde capaciteitsdioden in de trillingskring op te nemen, of door gebruik te maken van een reactantie-transistor.

Van tijd tot tijd neemt men vandaag de dag ook op de 10 m amateurband (28..30 MHz) zijn toevlucht tot FM. Reden waarom we hier nog even beknopt een oscillatorschakeling voor deze toepassing bespreken. Het betreft hier een CLAPP-kristaloscillator met een transistor van het type BC 108 B (afb. 10.4.2). Het (boventoon-)kristal resoneert op



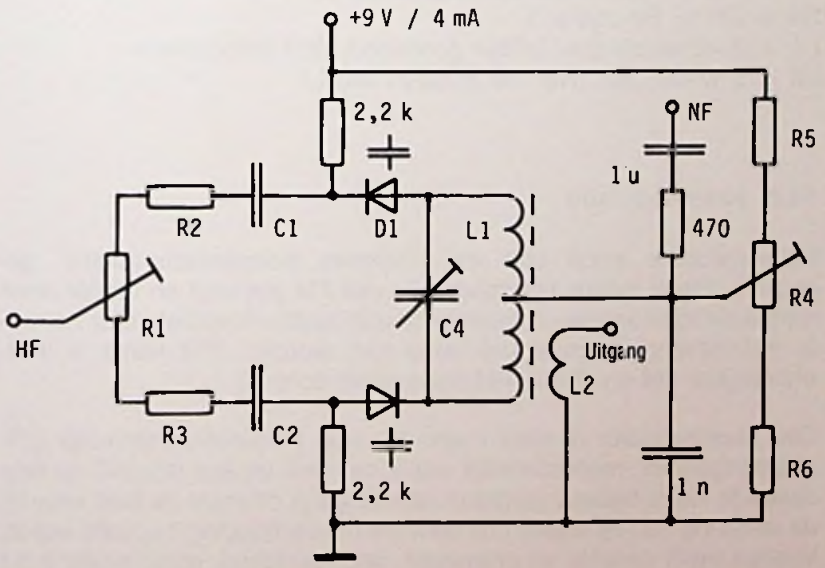
Afb. 10.4.2: Proefzender voor de 10 mband.

de werkfrequentie die door de (variabele) capaciteit van diode BB 105 verstemd wordt. Via de condensator van 47 nF wordt het laagfrequentsignaal toegevoerd (circa 5 V_{tt}), de 4,5 V 'instelspanning' van de diode wordt geleverd door de spanningsdeler 100 kOhm/100 kOhm. Voor de spoelen geldt:

a) L1: 20 windingen 0,3 CuL, gewikkeld op een spoellichaam van 7,5 mm, HF-afregelkern
b) L2: 10 windingen 0,6 CuL, gewikkeld op een spoellichaam van 7,5 mm, HFafregelkern.

10.5. Enkelzijbandmodulatie(SSB)

Deze wijze van moduleren is de modernste en tevens de meest efficiënte. De modulatie komt tot stand door middel van een 'ringmodulator' (die uit 4 dioden bestaat) of door een 'balansmodulator', die de draaggolf onderdrukt zodat aan de uitgang alleen de beide zijbanden verschijnen. Een van die zijbanden kunnen we met behulp van een filter met stijle flanken of een fasenetwerk onderdrukken zodat de zendantenne alleen het enkelzijbandsignaal uitstraalt.
In afb. 10.5 is het concept voor het genereren van een enkelzijbandsignaal geschetst. Op de HF-ingang wordt bijvoorbeeld de uitgang van



Afb. 10.5: Opwekken van het SSBsignaal.

een 9 MHz kristaloscillator aangesloten, is R2 = R3 en is C1 = C2 en hebben de dioden D1 en D2 dezelfde capaciteitswaarden dan wordt trillingskring L1-C4 niet aangestoten, en verschijnt in dat geval aan de uitgang geen signaal. Kleine verschillen, zoals die bijvoorbeeld als gevolg van parasitaire capaciteiten ontstaan, kunnen we met potentiometer R1 compenseren. Met potentiometer R4 van de spanningsdeler R5-R4-R6 stellen we voor diode D1 en D3 dezelfde instelling in. Varieert nu de spanning aan de loper van R4, bijvoorbeeld als gevolg van uitsturing met een laagfrequent-signaal, of door verstemming met de hand, dan vallen over D1 en D2 verschillende spanningen, er gaan verschillende stromen lopen en de trillingskring wordt aangestoten. Aan uitgang A verschijnt derhalve een HF-signaal, waarvan de amplitude lineair afhankelijk is van de grootte van de spanningszwaai. In de ontvanger wordt uit het enkelzijbandsignaal met behulp van een vaste frequentie weer een normaal laagfrequent-signaal samengesteld.

Voor de niet nader aangeduide onderdelen geldt:

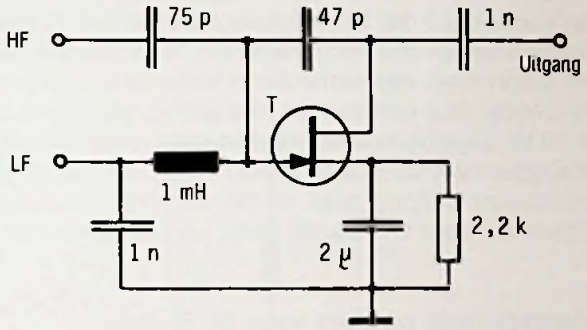
R1 = 100 ohm,
R2 = R3 = 220 ohm
R4 = 2,5 kOhm
R5 = R6 = 1,5 kOhm
C1 = C2 = 1 nF
C4 = 150 pF (afstemcondensator-trimmer)
D1 = D2 = BB 209 e.d.
L1 = 8+8 windingen, bifilair gewikkeld, met schroefkern
L2 = 3 windingen, over het midden van L1

10.6. Fasemodulatie

Fasemodulatie wordt ook wel 'indirekte frequentiemodulatie' genoemd, omdat tijdens fasemodulatie ook FM optreedt en omdat deze modulatievorm zonder noemenswaardig kwaliteitsverlies door normale FM-ontvangers gedemoduleerd kan worden (FM klinkt in PM-ontvangers dof en PM in FM-ontvangers scherp).

Een fasemodulator is niets meer dan een frequentieafhankelijk CR-spanningsdeler, respectievelijk een L-netwerk uit een langs-C en een dwars-R. Zoals bekend verdraait een dergelijk element de fase waarbij de afwijking van de faserelatie door de RC-verhouding bepaald wordt. Voeren we R variabel uit (transistor, fotoweerstand, optocoupler e.d.) dan resulteert dat eveneens in een variabele faseverschuiving.

De schakeling in afb. 10.6 doet twee dingen: a) de fase wordt in het ritme van het LF-stuursignaal verschoven. b) een soort versterkerschakeling corrigeert automatisch amplitude-verliezen. Onze eenvoudige fasemodulator heeft nog een belangrijk voordeel: de schakeling is achteraf, en zonder noemenswaardige problemen, in alle zenders in te bouwen, het beste tussen buffertrap en drijver.



Afb. 10.6: Fasemodulator.

Een geschikt type transistor is de MPF 102 resp. BF 245 e.d.

11. Complete zendinstallaties (QRP)

QRP is een codewoord dat bij radiotelegrafiestations in gebruik is en dat de betekenis 'verminder uw vermogen!' heeft. Maar QRP wordt tegenwoordig ook in meer algemene zin in 'klein vermogen' vertaald. Zo is een QRP-zender dus een zender met gering vermogen, in de orde van 0,1 tot 10 W. Daarbij moeten we dan weer onderscheid maken of het om het opgenomen vermogen (input) of om het aan de antenne afgegeven vermogen (output) gaat. In het nu volgende bespreken we zendinstallaties die voor CW-bedrijf en/of voor sleutelen geschikt zijn.

11.1. Kristalgestuurde zenders voor de 80 m-band

Onder zendamateurs is de vossejacht zeer geliefd. Onder vossejacht verstaan we het opsporen van een in het terrein verstopte kleine zender voor de 80 m-band (KG) of de 2 m-band (UKG). Voor de 80 m-band is de bouw van een dergelijke zender bijzonder eenvoudig omdat we de zendfrequentie direct door het kristal kunnen laten leveren. Wat moeilijker is het daarbij om de antenne te verbergen; we zullen met geïmproviseerde antennes moeten werken of onze toevlucht tot speciale uitvoeringen (bijvoorbeeld ferrietantennes) moeten nemen.
Ook heeft het weinig nut om de zender in cw-bedrijf te laten werken.

In plaats daarvan kunnen we er een karakteristiek signaal opdrukken, zoals een combinatie van letters in het morse-alfabet. Op grond daarvan is de stuuringang TTL-compatibel uitgevoerd ('Mark' met 3,8..5,2 V, 'Space' met 0..1,8 V).

Voor de transistoren komen alle typen voor gering vermogen in aanmerking. Uitgesproken goede resultaten bereikt men met de BFW 16A. Zelfs met een BD 135, die overigens voor laagfrequenttoepassingen ontwikkeld werd, werkt de zaak nog heel goed. L1 en L3 moeten we ontkoppelen, bijvoorbeeld door L1 in een schaalkern of op een ringkern te wikkelen. De waarden voor C1 en L1 (47 pF respectievelijk 41 microhenry) zijn gekozen voor een werkfrequentie van 3,62 MHz.

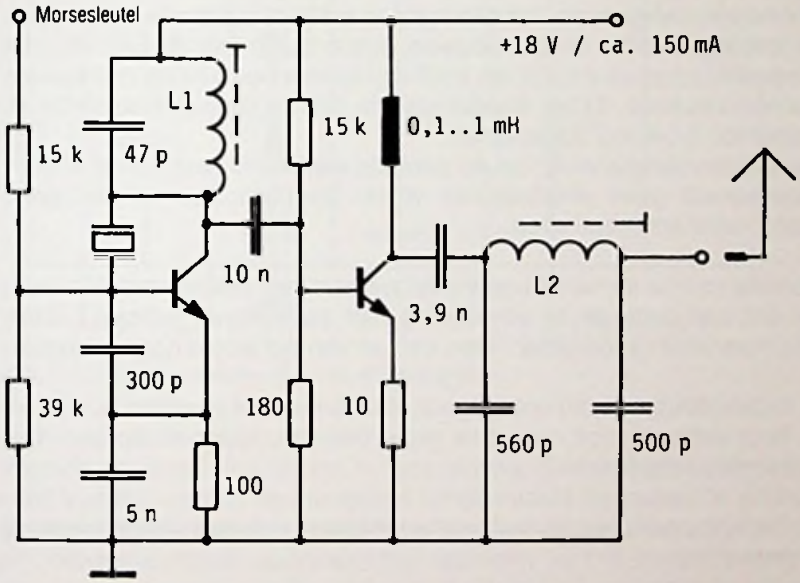
Voor andere kristalfrequenties moeten we een en ander wat aanpassen.

Het beste is eerst alleen de oscillator in bedrijf te nemen en die op optimale waarde af te regelen. Optimaal wil hier zeggen dat:

1) De eerste transistor ongesleuteld (ingang op een spanning tussen 0 en 1,8 V) minder dan 10 mA stroom trekt, en niet oscilleert.

2) De stroomsterkte gesleuteld circa 90 mA, en het hoogfrequent uitgangssignaal 10 V_{tt} bedraagt.

3) Achter condensator C4 een onvervormd, goed sinusvormig signaal staat.



Afb. 11.1: Vossejachtzender voor de 80 m-band.

De eindtrap regelen we met behulp van een outputmeter op een zo groot mogelijk uitgangsvermogen af.
Voor de spoelen kunnen we de volgende richtwaarden hanteren:

Spoel 1 (L1)	Diameter: 5 mm Lengte: 2 cm Zelfinductie: 0,04 mH, 180 windingen als luchtspoel of 40 windingen op HF-kern of 18 windingen op ferrietstaaf

Spoel 2 (L2)	Diameter: 10 mm Lengte: 2 cm Zelfinductie: 0,07 mH, 40 windingen als luchtspoel of 20 windingen op HFkern
Smoorspoel D	0,1 mH

Het bereikbare uitgangsvermogen bedraagt 1,5 W (over 50 ohm).

11.2. Buizenzender voor de 80 m-band

Voor experimentele doeleinden kunnen we met buizen een eenvoudige kristalgestuurde zender bouwen, bijvoorbeeld met de ECL 81. Het triodedeel laten we daarbij als oscillator werken waarbij we de kathode kunnen sleutelen. In het anodecircuit is een op de werkfrequentie afgestemde LC-kring opgenomen.
De roostervoorspanning van de pentode stellen we zo in dat er zonder stuursignaal geen anodestroom vloeit. Daardoor kan er ook geen eigen resonantie optreden.

Terwille van de eenvoud bespreken we hier een zender met één buis, en wel een pentode. In vergelijking met transistoren hebben buizen nog maar weinig voordelen. Men treft ze van tijd tot tijd nog wel aan in:

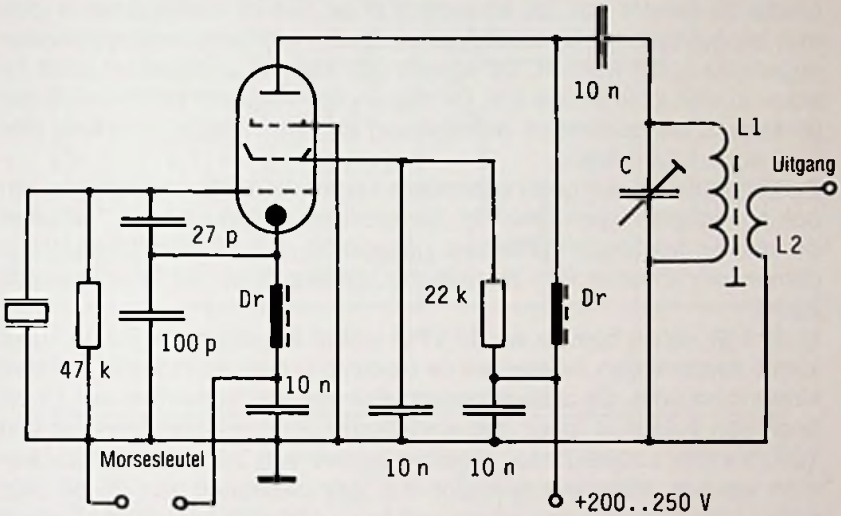
a) ingangstrappen van ontvangers; daarin munten speciale buizen uit door extreem lage ruis; door grote overstuurbaarheid en een 'lijnrechte' karakteristiek.

b) mengtrappen; buizen kunnen ook grotere signalen vervormingsvrij verwerken.

c) zender-eindtrappen; buizen zijn tot in het kW-bereik geschikt voor grotere vermogens, en ook voor hoge frequenties, tot in het GHz-bereik. Bovendien zijn ze betrekkelijk ongevoelig voor aanpassingsfouten en een kortstondige verstemming van de uitgangskring.

De hier besproken eentraps buizenzender kunnen we het beste als een 'nostalgische' zender beschouwen. De schakeling is snel te bouwen, de amateur kan er waardevolle ervaring mee opdoen, en hem met een amateur-zendantenne onmiddellijk in bedrijf nemen. Als buis is een 12 BY 7A (= EL 180) gekozen, maar ook andere typen uit de knutseldoos (EL 81, EL 803, EL 90 enzovoort) zijn voor een dergelijk experiment geschikt.

De totale kathodestroom wordt gesleuteld; uiteraard levert dat aan de ontvangerzijde geen glashelder CW-signaal. De beide smoorspoelen met een zelfinductie van 1 mH (niet kritisch) kunnen we, om koppeling met de uitgangskring te voorkomen, voorzichtigheidshalve in een schaalkern wikkelen of op een andere wijze afschermen.



Afb. 11.2: Buizenzender voor de 80 m-band.

Voor de uitgangskring komen in aanmerking: C = 150 pF (deze capaciteit kunnen we ook samenstellen uit een vaste condensator en een daaraan parallelgeschakelde afstemcondensator-trimmer, L1 = 13 uH, bijvoorbeeld een spoel met een diameter van 15 mm, een lengte van 30 mm, luchtspoel 45 windingen 0,6 mm CuL-draad tegen elkaar gewikkeld. De antennespoel L2 bestaat uit 10 windingen, over het koude uiteinde van L1 gewikkeld.

11.3. Bouwdozen van de firma HARI

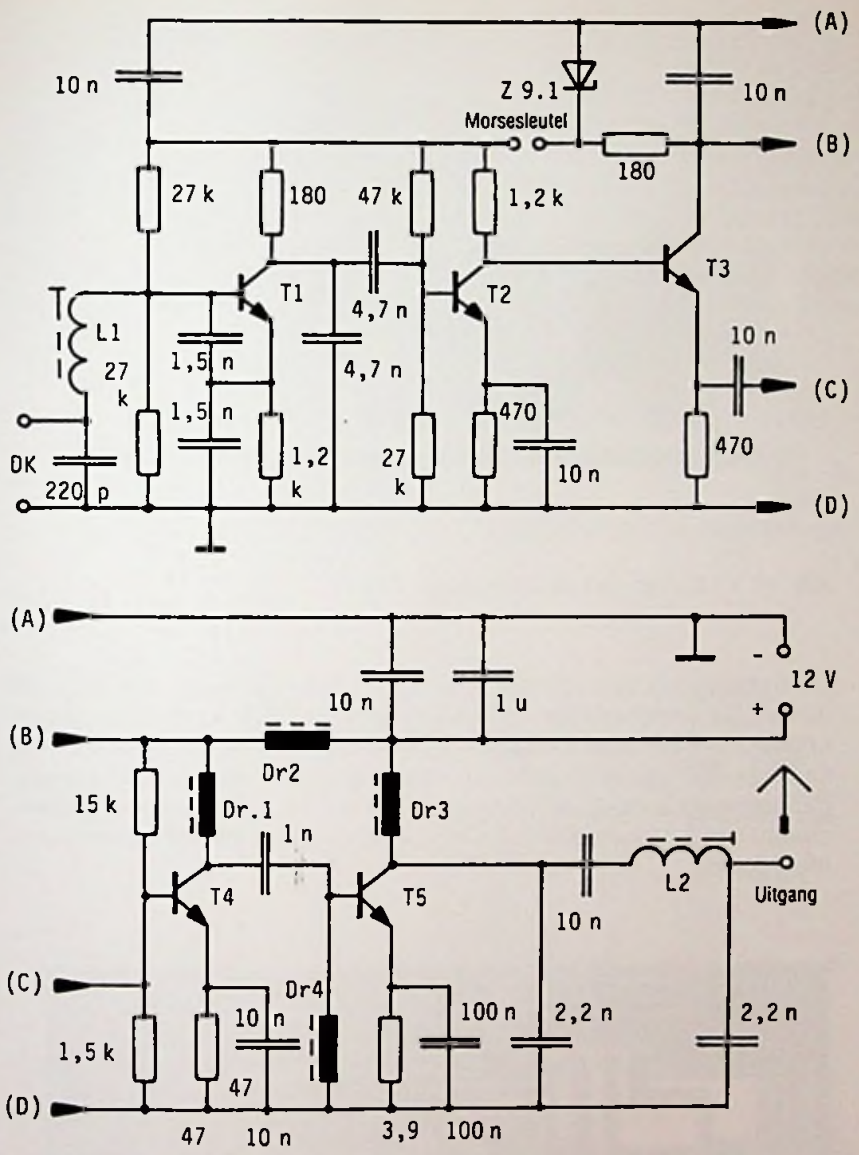
Gespecialiseerde bedrijven bieden de amateur hele reeksen bouwdozen aan waarvan hij veel plezier kan hebben, als de aanschaf van materialen hem problemen oplevert of als hij daar weinig ervaring mee heeft. Vooral voor de zendamateur die kleine zenders bouwt is het van belang dat die bedrijfszeker zijn en aan de voorschriften van de PTT voldoen. Bijzonder geschikt lijken hiervoor de beide bouwdozen TX80/1 en CR10/1 van de firma S. HARI in Seligenstadt.

11.3.1. De 80 m-CW-zender TX80/1

Zoals het schema in afb. 11.3.1.1 laat zien kunnen we met een beperkt aantal transistoren toch al een krachtige 1 W telegrafiezender bouwen. Het apparaat heeft inmiddels veel instemming gekregen; er werden al meer dan 100 exemplaren van gebouwd. Dat is niet zo verwonderlijk, omdat de zender ook als bouwdoos in de handel verkrijgbaar is (ook met bijpassende 10 W eindtrap), en zonder kostbare meetapparatuur nagebouwd kan worden. De afmetingen van het printpaneel laten inbouw in een klein kastje toe. De zender kan met een 80 m-ontvanger (eveneens als bouwdoos verkrijgbaar) tot een volledig inzetbaar station worden uitgebreid.
De schakeling heeft geen bijzondere kenmerken. Als transistoren zijn ook equivalente typen geschikt. De oscillator is capacitief (4,7 nF) met de daarop volgende buffertrap gekoppeld. De VFO-condensatoren dienen om redenen van thermische stabiliteit van het Styroflex-type zijn.
In de 1 W versie hoeven we de VFO niet af te schermen. Bij de 10 W versie daarentegen moeten we de eindtrap in een afzonderlijk metalen kastje inbouwen. De afstemcondensator met een capaciteit van 14 pF heeft een voldoend groot frequentiebereik voor een bandbreedte van 100 kHz (bijvoorbeeld voor zendfrequenties van 3,5 tot 3,6 MHz). Nemen we een afstemcondensator met een capaciteit van 25 pF dan kunnen we daarmee een bereik van circa 180 kHz bestrijken. Tijdens praktisch gebruik hoeven de trillingskringen bij wijzigingen in de VFO niet nagestemd te worden. Op het frontpaneel hoeven we dan ook geen andere bedieningsknoppen op te nemen. Voor de uitvoering met een vermogen van 1 W, en bij een spanning van 12 V, wordt een stroom van circa 250 mA opgenomen, zodat we met een kleine accu kunnen volstaan.
Het beproefde bereik van dit zendertje bedraagt in de avonduren circa 2000 km, overdag mogen op grond van zonneactiviteit en door demping in de ionosfeer, een bereik tot circa 800 km verwachten.

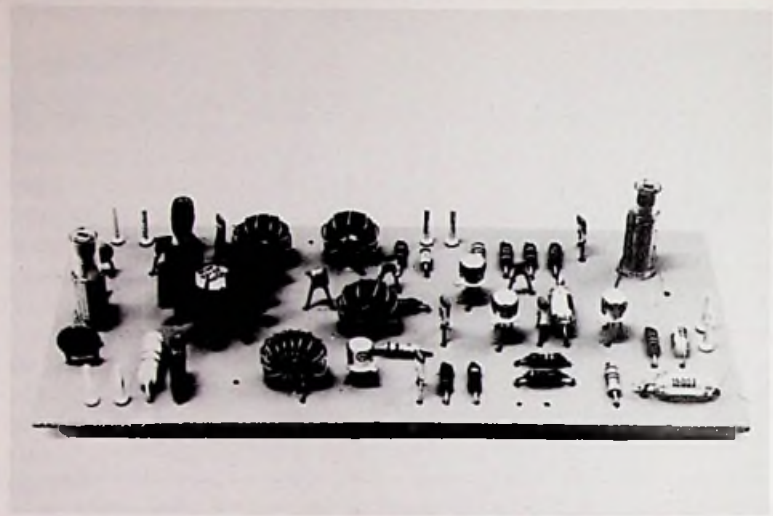
Voor de verder niet genoemde componenten geldt:

a) T1..T4: 2N 2222A
b) T5: 2N 2219A
c) L1: 70 windingen 0,2 CuL op een spoellichaam van 5 mm ϕ, met kern
d) L2: 18 windingen 0,4 CuL op een spoellichaam van 5 mm ϕ, met kern
e) Dr1..Dr4: 20 windingen 0,4 CuL op ringkern 43-2401
f) DK: aansluiting van de afstemcondensator
g) Ruststroom: 25 mA



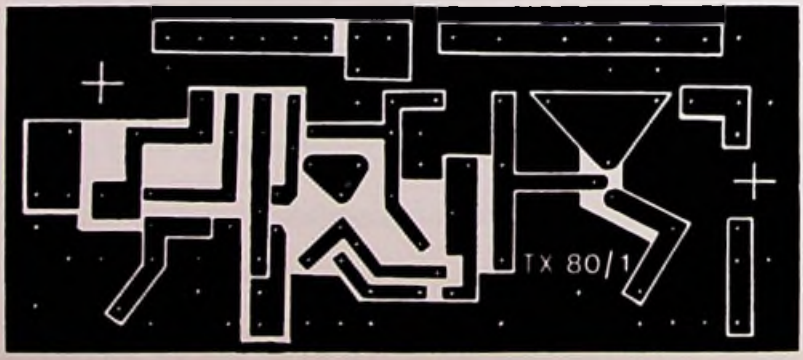
Afb. 11.3.1.1: Schakeling van de QRP-zender TX80/1.

h) Stroom tijdens het sleutelen: 225 mA
i) (A)..(D): Uit ruimtegebrek is hier de schakeling hier in twee 'verdiepingen' getekend. De punten (A)..(A) tot en met (D)..(D) moeten doorverbonden getekend gedacht worden.



Afb. 11.3.1.2: Foto van de QRP-zender TX80/1.

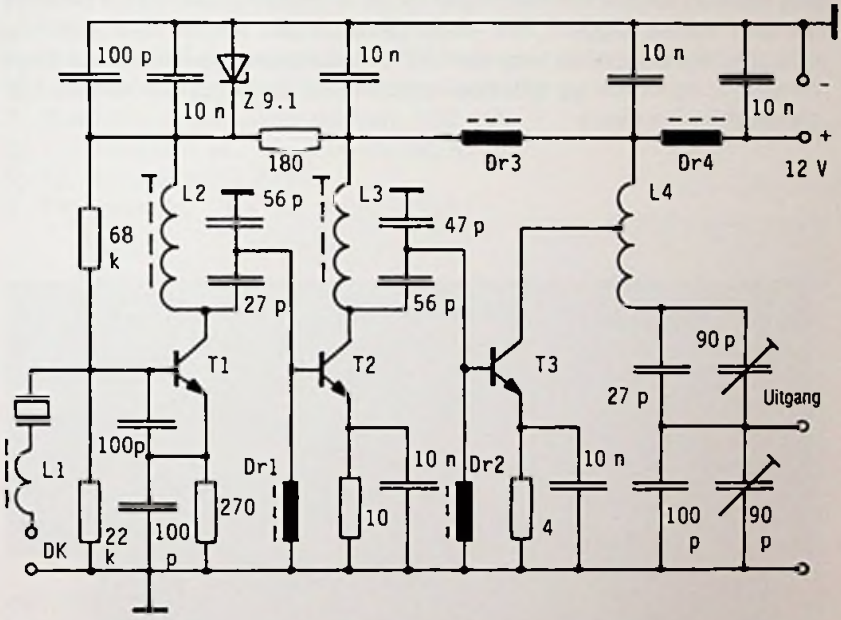
De transistoren zijn van het type 2N 2222A, T4 is van het type 2N 2219A. De smoorspoelen Dr1 tot Dr4 bestaan uit 20 windingen op een ringkern van het type FB432401. L1 bestaat uit 70 windingen van 0,2 CuL op een spoellichaam van meer diameter van 5 mm. De uitgangsspoel L2 heeft 18 windingen van 0,4 mm CuL op een spoellichaam van 5 mm diameter. L1 en L2 worden met een HF-schroefkern afgeregeld.



Afb. 11.3.1.3: Sporenzijde van de TX80/1-print.

11.3.2. 10 m-CW-zender CT10/1

In perioden met verhoogde zonnevlekkenactiviteit neemt de 10 m amateurband aan betekenis toe. Daar komt nog bij dat we met zeer handzame antennes en gering zendvermogen wereldomspannende verbindingen tot stand kunnen brengen. In het nu volgende bespreken we een goed na te bouwen schakeling, die goed blijkt te voldoen. De oscillator oscilleert in het collectorcircuit op de 3de harmonische van het kwartskristal. Voor het gewenste CW-bereik van de 10 mband blijkt het ontvangkristal (28,045 MHz) van 10 mzendontvangers met een middenfrequentie van 28,5 MHz, zeerrgoed te voldoen.

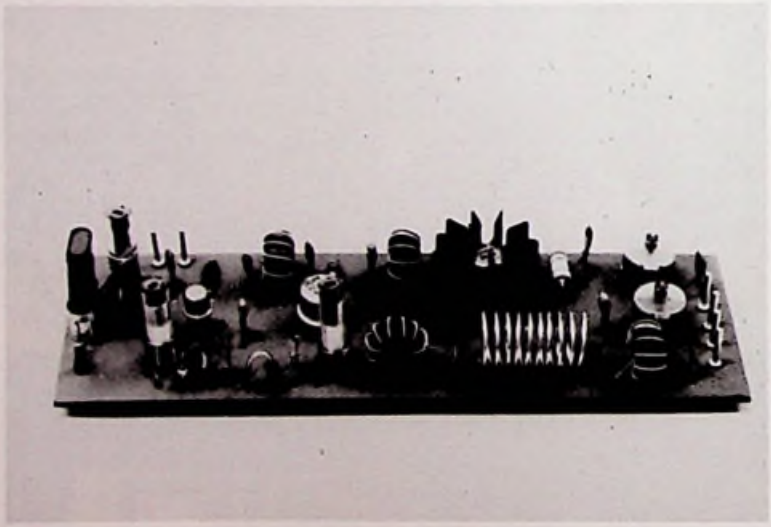


Afb. 11.3.2.1: Principeschema van de 28 MHz-CW-zender met VXO.

Met de verstemspoel L1 kunnen we de basisfrequentie met circa 3 tot 5 kHz variëren. Het eigenlijke frequentiebereik wordt door het aansluiten van een kleine afstemcondensator van 50 of 100 pF afstembaar en bestrijkt een bandbreedte van 25 kHz zodat we werkfrequenties van 28,025 tot 28,050 MHz kunnen instellen. De capaciteit moet minimaal 5 pF bedragen, omdat de oscillator anders instabiel wordt. Gebruiken we een in de hand verkrijgbare afstemcondensator, dan is de aanvangscapaciteit doorgaans voldoende; willen we zonder afstem-

condensator op een vaste frequentie werken, dan moeten we op deze plaats in de schakeling een kleine condensator met een capaciteit tussen 50 en 100 pF opnemen.

Het oscillatorsignaal wordt ten behoeve van de impedantie-aanpassing van de ingang van transistor T2 over een capacitieve spanningsdeler uitgekoppeld. Door de verhouding C1:C2 is daarbij een goede aanpassing mogelijk. De eindtrap is op soortgelijke wijze uitgevoerd. Voor een betere vermogensaanpassing van T3 is via een aftakking op de spoel de collector laagohmig aan de trillingskring gekoppeld. Het RC-netwerk in het emittercircuit van de PA-transistor dient ter protectie bij verhoogde stroomopname. Na het fijnafstemmen van de schakeling kunnen we dat netwerk weer uit de schakeling nemen en de emitter aan massa leggen. Het uitgangsvermogen neemt daardoor nog iets toe. Aankoppelen van een 50 ohm-antenne geschiedt via twee trimmers; waarmee we een doelmatige onderdrukking van hogere harmonischen bereiken.

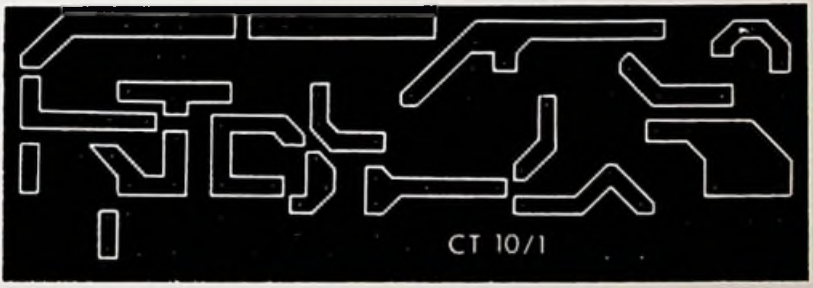


Afb. 11.3.2.2: Totaalaanzicht van de 28 MHz-CW-zender.

Alle collectorlijnen zijn goed ontkoppeld. Deze maatregelen onderdrukken de neiging tot parasitair oscilleren. Voor het opwekken van de morsecode blijkt sleutelen van de voedingsspanning bijzonder goed te voldoen, de CW-signalen slaan daarbij chirp- en klikvrij aan. Door klas-

se C-instelling van de 2de en 3de trap vloeit bij het sleutelen van de oscillator maar een geringe ruststroom, wat vooral bij batterijbedrijf gewenst is. Klasse C-instelling garandeert bovendien een hoger rendement: dat hier circa 66% bedraagt (1,5 W ingangsvermogen, 1,0 W uitgangsvermogen). De firma S.HARI sluit bij haar bouwdozen nauwkeurige beschrijvingen en afregelvoorschriften bij. Voor de verder niet genoemde componenten geldt:

a) L1: 20 windingen 0,4 CuL, op een spoellichaam van 5 mm ϕ, met kern
b) L2: 13 windingen 0,4 CuL, op een spoellichaam van 5 mm ϕ, met kern
c) L3: 10 windingen 0,4 CuL, op een spoellichaam van 5 mm ϕ, met kern
d) Dr1..Dr4: HF-smoorspoelen, 20 windingen op ringkern 43-2401
e) DK: Aansluiting van de afstemcondensator
f) Maximaal opgenomen stroom: 180 mA
g) T1: transistor BC 108B of 2N 222A
h) T2: transistor 2N 2219A
i) T3: transistor BFY 50 of 2N 2219A.



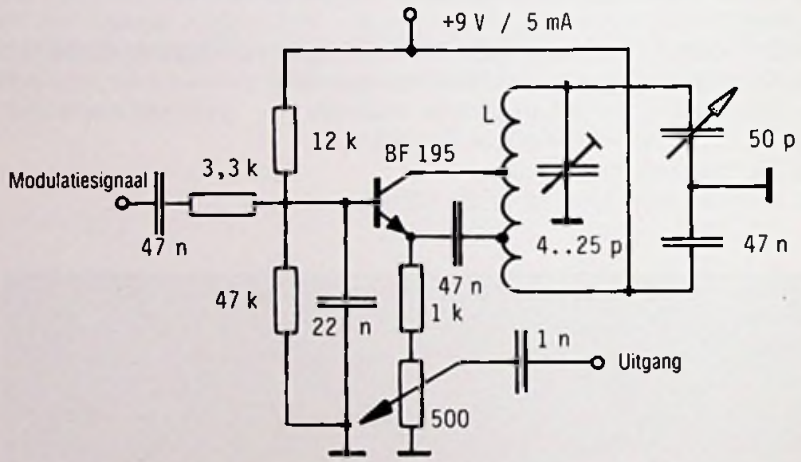
Afb. 11.3.2.3: Sporenzijde van de print voor de 28 MHz-CW-zender.

11.4. Meetzenders voor de kortegolf

Een praktisch toepassingsgebied voor de in dit boek beschreven oscillatoren vormen de meetzenders voor het repareren van ontvangers. Bij deze zenders komt het vooral aan op een goede frequentieconstantheid zodat tijdens langdurige afregelprocedures de meetzender niet voortdurend bijgesteldrhoeft te worden. Bovendien moet modulatie mogelijk zijn, omdat als aanwijzend meetinstrument vaak alleen maar een laagfrequent-wisselspanningsmeter beschikbaar is. Daarmee kan dan op goede frequentiekarakteristiek of op de beste

vervormingsvrijheid afgeregeld worden. Een groot uitgangssignaal hoeft de meetzender niet te leveren en is zelfs ongewenst, vaak is in de uitgang een meertrapsverzwakker opgenomen waarmee het aan de antennebus aangelegde HF-signaal tot 10 microvolt verzwakt kan worden.

Afb. 11.4 laat de schakeling van een eenvoudige meetzender zien. Het aangelegde modulatiesignaal is circa 3 V (top-top), wat overeenkomt met 1 V_{eff}. Daarbij treden gelijktijdig amplitude- en frequentiemodulatie op. Bij een modulatiefrequentie van 1 kHz kan op een frequentiezwaai van 2 x 50 kHz gerekend worden.



Afb. 11.4: Meetzender voor de kortegolf.

Spoel L bestaat uit 12 windingen. Op 1,5 winding vanaf het koude einde wordt de koppelcondensator van 47 nF vastgesoldeerd en na nog eens vier windingen de collector. Er blijven dan 6,5 windingen over, wat een gunstige invloed op de frequentieconstantheid en op vrijheid van hogere harmonischen heeft. Een ferrietkern is niet nodig, met de keramische trimmer van 4..25 pF kunnen we frequentiebereik en schaalijking corrigeren. De oscillator levert frequenties tussen 6 en 15 MHz. Willen we ook op andere banden werken, bijvoorbeeld op de midden- en de langegolf, dan heeft een omschakelinrichting voor de spoelen weinig nut. Beter is het om nog twee oscillatoren te bouwen en alleen de voedingsspanning om te schakelen. Gebruiken we een normale radio-afstemcondensator van 2 x 500 pF en 2 x 25 pF dan kunnen we daarmee de LG-, MG- en KG-banden bestrijken. Door zij-

delings verplaatsen van de statorplaten van 15 pF kunnen we de capaciteit op 2 x 25 pF, dus in totaal op 50 pF brengen – zoals voor deze schakeling nodig is. Een van de twee condensatoren van 500 pF wordt voor de middengolf, de andere met daaraan parallel een condensator voor de langegolf gebruikt. Het middengolfbereik moet bij 450 kHz beginnen, om ook de bij AM gebruikelijke middenfrequentie te kunnen bestrijken. Op de as van de afstemcondensator monteren we de wijzer voor alle drie de afstemschalen. De afstemschalen ijken we met behulp van een digitale frequentieteller of met een MG-ontvanger die met een betrouwbaar aanwijzend instrument is uitgerust.

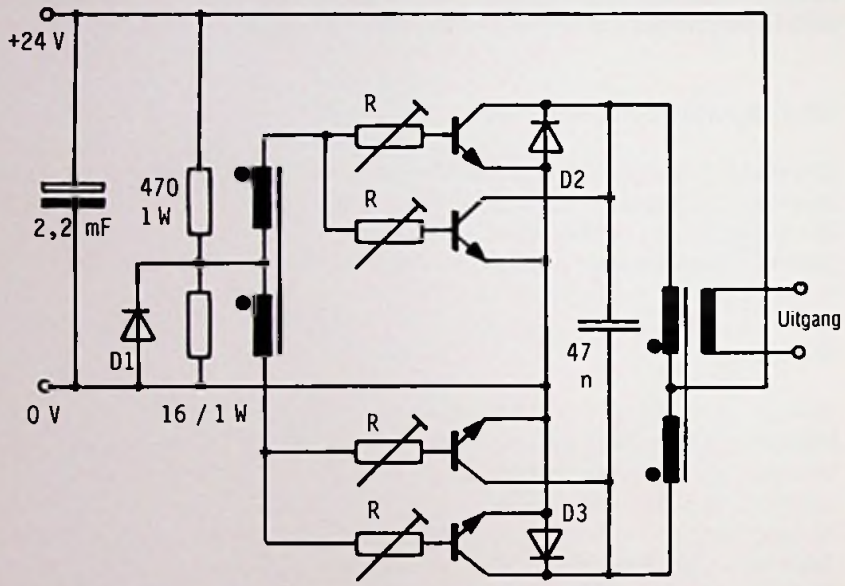
11.5. Noodstroomconverter

Choppers speelden vroeger een belangrijke rol. Vandaag de dag kan men zich nog nauwelijks voorstellen dat dit 'choppen' mechanisch tot stand kwam en dat dergelijke apparaten in auto's ingebouwd werden om de autoradio (met buizen!) te voeden. Wie nog eens wil genieten van de bromtoon die daarbij ontstond moet maar eens een relais nemen en dat via een rustcontact ervan op de voedingsspanning aansluiten.

Met de opkomst van de transistor werden choppers overbodig, in de meeste gevallen kon voor de voeding met de 12 V boordaccu worden volstaan. Was dat niet het geval (bijvoorbeeld bij mobilofoons met buizeneindtrap) dan zorgde een spanningsconverter voor de nodige hoogspanning (meestal 200..300 V). Deze spanningsconverters bestonden doorgaans uit een Meissner-oscillator met een werkfrequentie van circa 10 kHz zodat normale nettransformatoren gebruikt konden worden. Vandaag de dag gebruikt men dergelijke spanningsconverters (de naam 'chopper' is blijven bestaan) alleen nog voor wil zeggen bij netspanningsonderbrekingen. Om dan ook een vermogen van 200 W te kunnen leveren wordt gebruik gemaakt van 24 V-batterijen. Afb. 11.5 laat een dergelijke (uit SIEMENS-publicaties afkomstige) converterschakeling zien.

Het betreft hier een onbelast- en kortsluitvaste balansconverter met een werkfrequentie van circa 50 Hz waarin gebruik is gemaakt van vier vermogenstransistoren van het type 2N 3055. De basisstromen (4..6 A) worden door de terugkoppeling geleverd en vloeien door diode D1. Deze moeten we dan ook op een koellichaam monteren. De dioden D1..D3 zijn siliciumdioden met een doorslagspanning van (minstens) 100 V. De weerstand R (5 ohm/5 W) dient om spreiding tussen de transistoren onderling te compenseren, en zorgt zo voor een gelijkmatige verdeling van het totale vermogen over de vier transistoren.

De hier geschetste schakeling is niet geschikt voor het voeden van motoren of andere inductieve of capacitieve belastingen.
Gebruikt wordt een EI-kern 130/35. De primaire wikkeling in het collectorcircuit bestaat uit 2 x 57 windingen, de terugkoppelwikkeling uit 2 x 7 windingen en de secundaire wikkeling uit 560 windingen. De beginpunten van de wikkelingen zijn met een stip aangegeven. Voor elke wikkeling afzonderlijk geldt dezelfde wikkelrichting.

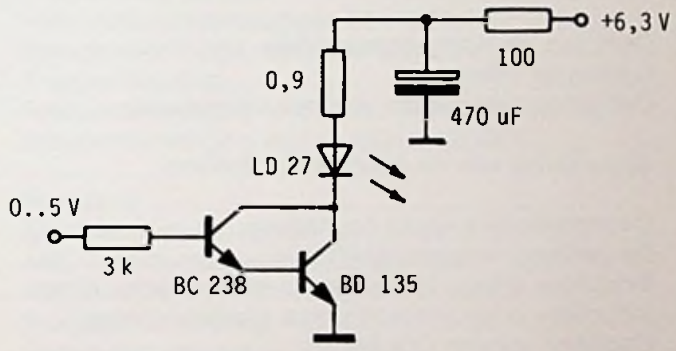


Afb. 11.5: Noodstroom-converter.

11.6. Infraroodzender met LD 27

De hier geschetste schakeling (afb. 11.6) is afkomstig uit een reflexfotocel en is met een piekstroom van 1,5 A dan ook bijzonder lichtsterk uitgevoerd. De zender werkt met impulsen van 10 microseconde en een impulsfrequentie van circa 100 Hz. In de Darlingtoneindtrap, met BC 238 en BD 135/16, is met een protectieweerstand van 1 ohm en -condensator van 470 microfarad opgenomen. Het generatorgedeelte was (volgens de SIEMENS-publicatie) uitgerust met een CMOS-halfgeleider van het type HEF 4011 (vergelijkbaar met de CD 4011 van RCA). Fijninstelling gebeurt in dit geval met twee potentiometers (1 megohm respectievelijk 25 kohm). De benodigde impulsfrequentie en de impulsvorm kunnen we echter ook op elke andere wijze tot stand

brengen, bijvoorbeeld door een timer met daarachter een mono-flip-flop. De impulsfrequentie van 100 Hz kunnen we zelfs met een kleine nettransformator met dubbelfazige gelijkrichting en Schmitt-trigger opwekken.
Het verdient aanbeveling om, alvorens de lichtdiode aan te sluiten, het generatorgedeelte te testen en zowel impulsduur als impulsfrequentie met de oscilloscoop respectievelijk met een frequentieteller te meten.
In de voedingslijn is een RC-netwerk (100 ohm, 470 uF) opgenomen. De tijdconstante daarvan bedraagt 47 ms. De condensator laadt zich in 0,108 s tot 90% van 6 V (= 5,4 V) op. Voor een zuivere schakelactie kan dus met een impulsfrequentie van 10 Hz worden volstaan. De ontlading duurt ongeveer 1 ms, wat overeen komt met de impulsduur. De energie van de geladen condensator bedraagt circa 6,8 mWs. Bij een gemiddelde spanning van 2,7 V en een ontlaadtijd van t = 1 ms levert dat een gemiddelde ontlaadstroom van 2,5 A en een piekstroom van 5 A.



Afb. 11.6: Infraroodzender.

Voor de hier besproken schakeling is dat ontoelaatbaar hoog. Voor de aanvankelijk vermelde frequentie van 100 Hz, bij een impulsduur van 1 ms ziet de zaak er al beter uit: de piekstroom bedraagt dan 1,5 A, de gemiddelde stroomsterkte daarentegen slechts circa 1,5 mA, zodat het gemiddelde verliesvermogen circa 9 mW bedraagt.

Literatuuroverzicht

(1) The Radio Amateur's Handbook, Afd. Edities
(2) Koch: Transistorsender - Franzis Verlag, München
(3) Assejew: Phasenbeziehngen - Verlag Technik Berlin (Ost)
(4) Rose: Formelsammlung für Radio-Fernsehpraktiker und Elektroniker - Franzis Verlag München

Inhoud

Over de auteur:
Herbert Brosch - in het dagelijkse leven rector en vakleraar in wis- en natuurkunde - is al 26 jaar actief zendamateur met de roepnaam DJ8BL. Hij bouwde door gebrek aan schema's zijn eerste zenders en ontvangers zelf. Al vele jaren geeft hij (leiding aan) cursussen binnen het kader van de Duitse DARC amateur zendclub.

Over het boek:
Hoewel in de gehele communicatietechniek sprake is van hoogontwikkelde elektronica, blijft het voor de amateur interessant zelf kleine, goedwerkende hoogfrequent schakelingen te bouwen, te testen en te gebruiken, die voor diverse toepassingen geschikt zijn.
Dit boek, waarin praktisch alle soorten oscillatoren worden besproken, is een handleiding voor de basiskennis en de bouw van schakelingen van functionele oscillatoren en kleine zenders.
Alle daarvoor bepalende data komen aan de orde en worden aangevuld met vele praktische aanwijzingen.

ISBN 90 6082 338 9