

# 11. RADIO

## Inleiding

In dit hoofdstuk behandelen we de eigenlijke techniek van zenders en ontvangers. We beginnen met modulatie en vervolgens maken we kennis met zenders. Als we dat onder de knie hebben gaan we bekijken hoe een ontvanger het uitgezonden signaal weer hoorbaar maakt.

### 11.1 Modulatie

#### Waarom modulatie?

Wat heb je zoal nodig als je een redelijk verstaanbaar spraaksignaal wilt uitzenden? In een spraaksignaal komen zowel hoge als lage frequenties voor. Uit de telefoontechniek is bekend dat we spraak nog prima kunnen verstaan als we het uitgezonden signaal beperken tot een frequentiebandje van ongeveer 300 tot 3000 Hz, dus 2,7 kHz breed. Bij onze eerste poging om in de lucht te komen, nemen we een flinke laagfrequent versterker. We verbinden een lang stuk draad met de luidsprekeruitgang. Zou je op die manier het spraakbandje rechtstreeks kunnen uitzenden? In hoofdstuk 13 zullen we leren dat de benodigde lengte van de antenne groter wordt naarmate we een lagere frequentie uitzenden. Voor een toon van 1000 Hz zou een z.g. halvegolf dipool 150 km lang moeten zijn. Als we er ooit in zouden slagen om een dergelijke antenne op te hangen, hebben we nog een probleem. Het moet immers mogelijk zijn dat verschillende stations tegelijkertijd uitzenden. Bij het rechtstreeks uitzenden werken die echter allemaal in hetzelfde frequentiebandje, namelijk van 300 tot 3000 Hz. Dat levert in de ontvanger een onontwarbaar geheel op. Deze problemen zijn in een klap opgelost als we het spraaksignaal vastplakken aan een (veel) hogere hulpfrequentie. De radiotechnicus spreekt in dit verband over het moduleren van een informatiesignaal ( $f_i$ ) op een draaggolf ( $f_d$ ). Door de hoge frequentie krijgt de antenne praktisch hanteerbare afmetingen. Bovendien kunnen verschillende stations tegelijk verbinding maken zonder elkaar te storen, door enigszins verschillende draaggolffrequenties te gebruiken. In de ontvanger zitten namelijk afstemkringen, die het gewenste station doorlaten en de rest onderdrukken.

#### Modulatiemethoden

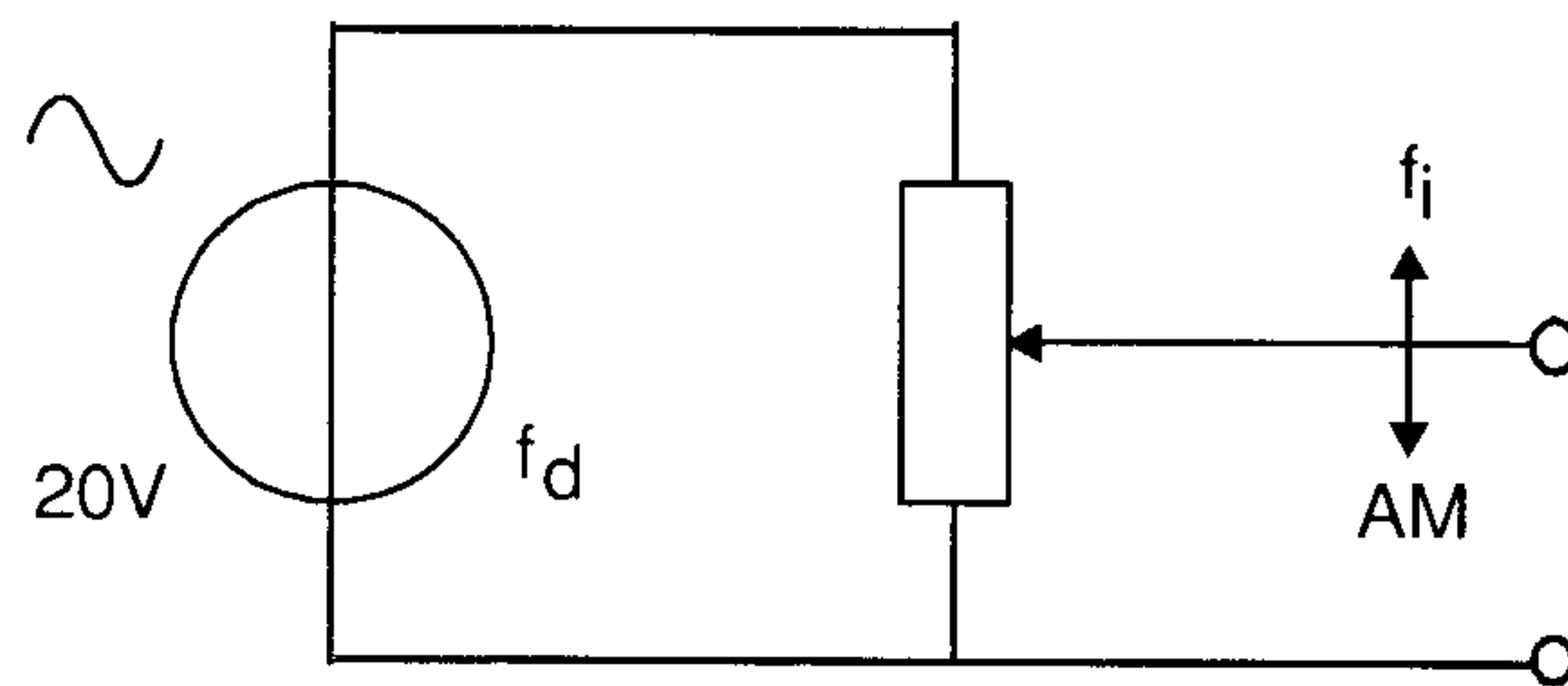
Om informatie uit te zenden moeten we één van de kenmerkende grootheden van de draaggolf veranderen in het ritme van die informatie. Een sinusvormig signaal wordt volledig bepaald door drie grootheden: de amplitude, de frequentie en de fase. Afhankelijk van de gemoduleerde grootte spreken we van:

- amplitude modulatie (AM),
- frequentie modulatie (FM) of
- fase modulatie (PM).

In de volgende paragrafen zullen we eerst het AM-systeem en de daarvan afgeleide systemen zoals dubbel- en enkelzijband bespreken.

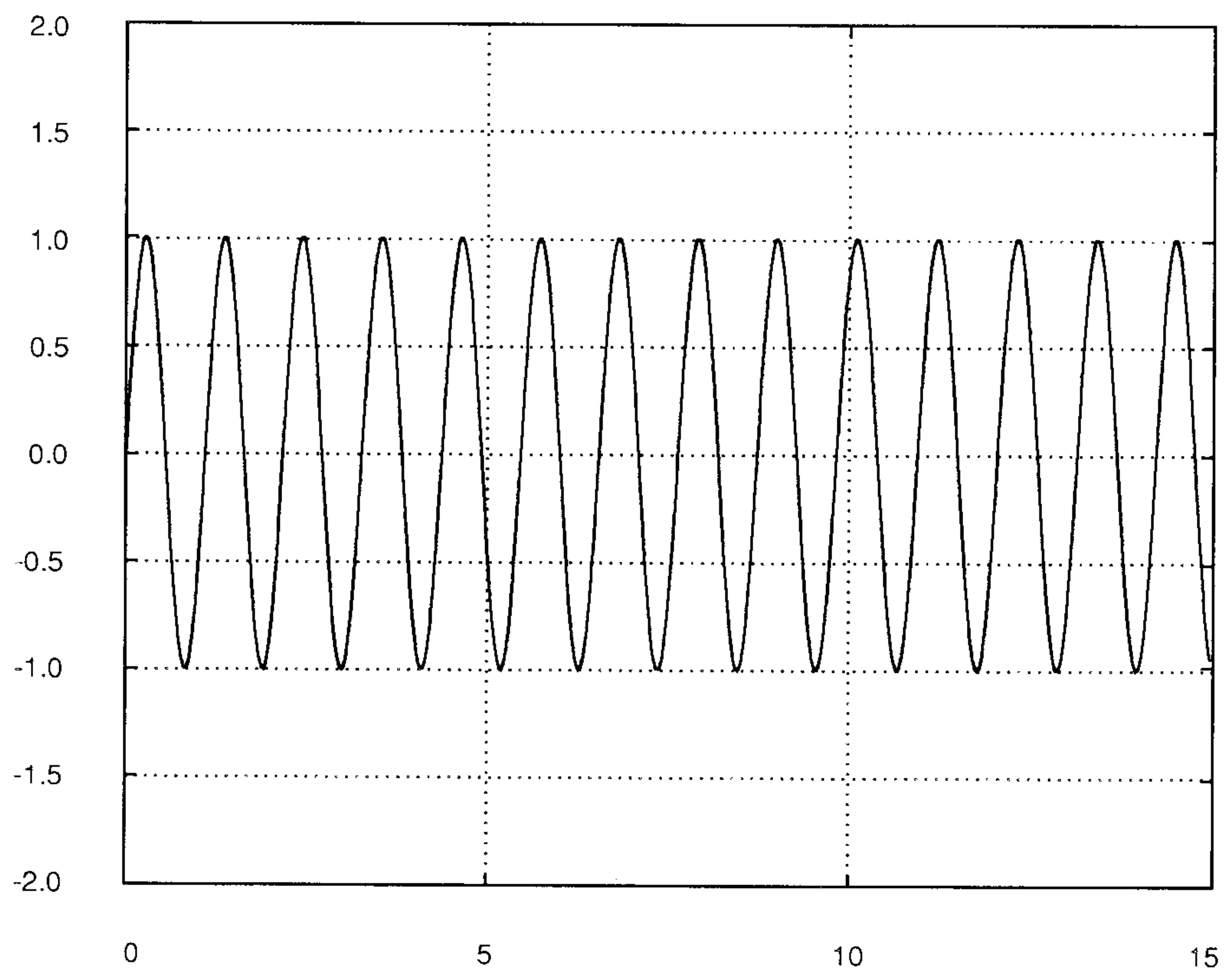
### 11.1.1 Amplitude Modulatie (AM)

Figuur 11.1-1 toont een methode waarmee AM in principe mogelijk is. De looper van de potmeter staat in rust precies in het midden.



Figuur 11.1-1 Het principe van amplitude modulatie.

Bij modulatie beweegt deze in het ritme van  $f_i$  op en neer. Dit is uiteraard slechts mogelijk bij een lage informatie-frequentie. Verderop zullen we schakelingen tegenkomen waarmee we de amplitude (lees: de versterking) elektronisch kunnen regelen.



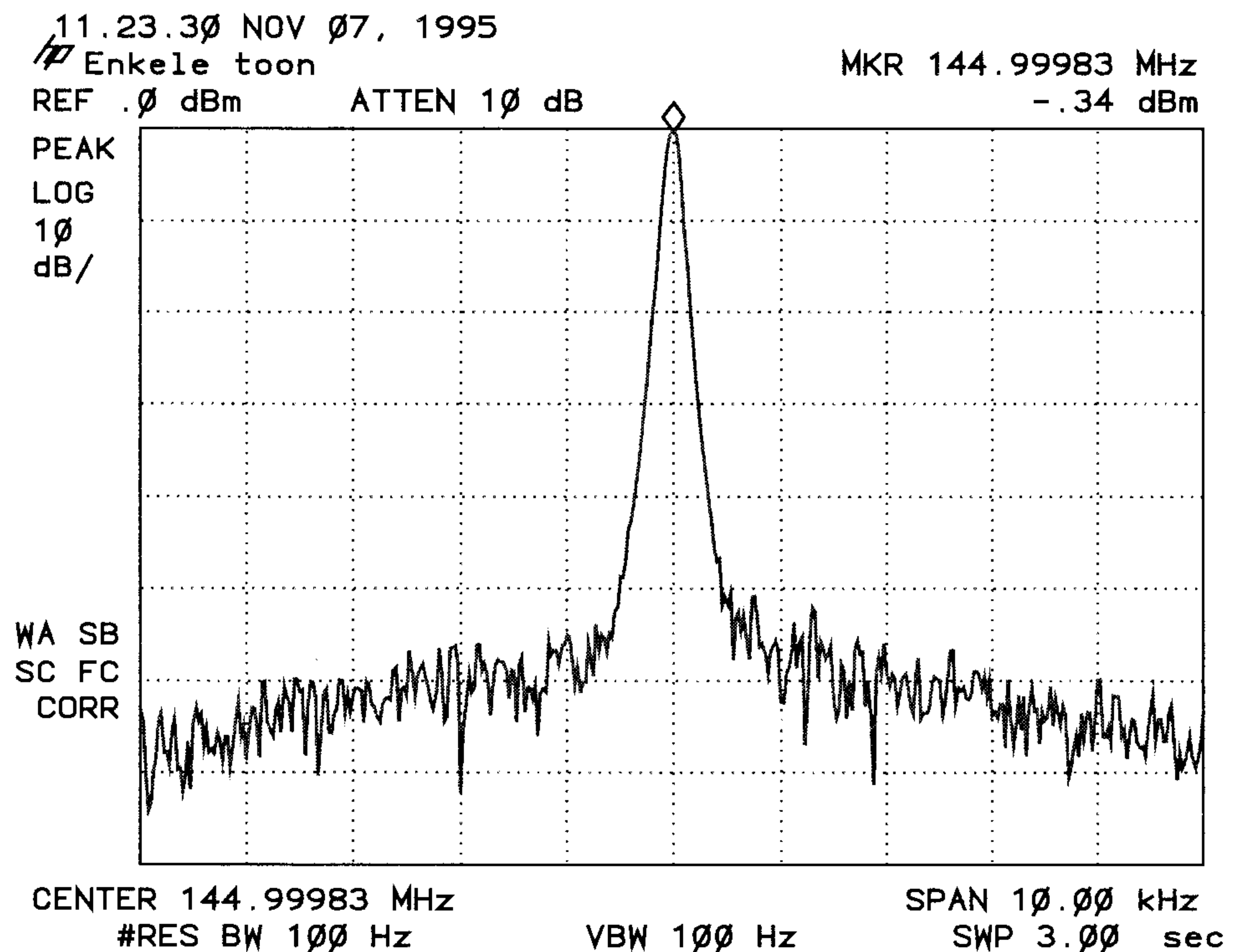
Figuur 11.1-2 AM signaal, ongemoduleerd.

Figuur 11.1-2 geeft het oscilloscoopbeeld van de ongemoduleerde draaggolf weer. Daarbij staat de looper van de potmeter uit figuur 11.1-1 nog in het midden. Als de spanningsbron 20 V afgeeft, meten we aan de looper 10 V. Dat is dus de amplitude van de draaggolf. Vervolgens bewegen we de looper volgens een sinus op en neer. Als deze bovenaan is gekomen, is de amplitude van het gemoduleerde signaal maximaal (20 V). Als de looper in de onderste stand staat is de uitgangsspanning nul. Figuur 11.1-4 laat het

resulterende oscilloscoopbeeld zien. Merk op dat de amplitude van het gemoduleerde signaal varieert tussen nul en twee maal de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf. Men zegt dan: de modulatie diepte is 100%.

### Frequentie spectrum

Bij het bekijken van oscilloscoopfoto's moeten we ons goed realiseren dat we daarmee op een nogal eenzijdige manier naar het betreffende signaal kijken. De oscilloscoop is een razendsnelle grafiekenschrijver, die verticaal de spanning en horizontaal de verstreken tijd uitzet. Deze foto's zijn dus grafieken waarin de spanning als functie van de tijd is weergegeven.

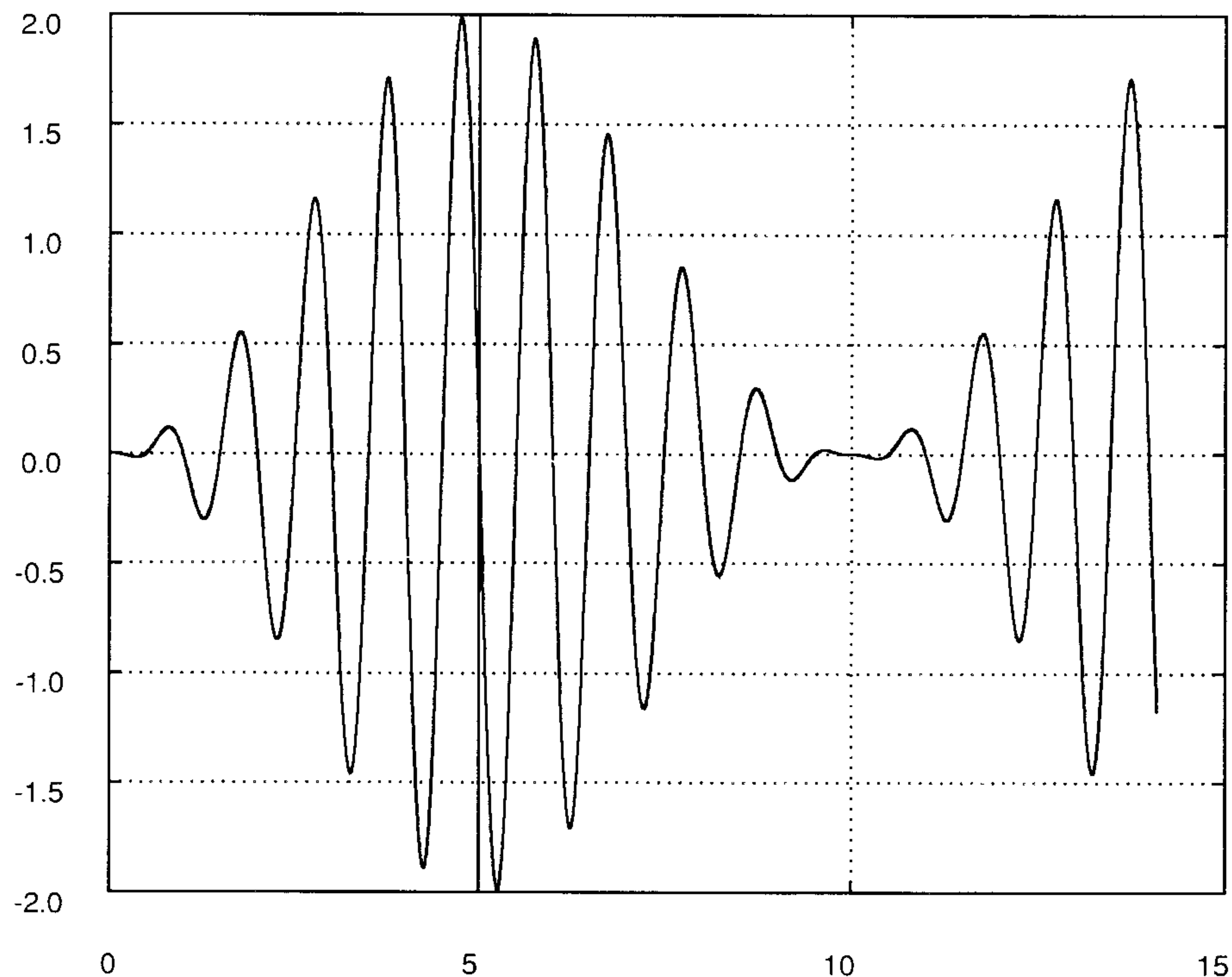


Figuur 11.1-3 Spectrum van AM signaal, ongemoduleerd.

Met behulp van een spectrumanalyser kunnen we het signaal op een hele andere manier bekijken. Dit apparaat is ook een grafiekenschrijver die verticaal de spanning uitzet. In horizontale richting wordt echter de frequentie uitgezet! We kunnen hiermee zien welke frequentiecomponenten er in een signaal zitten. In hoofdstuk 4 hebben we geleerd dat een sinus maar één frequentie bevat. Het frequentiespectrum van de draaggolf uit figuur 11.1-2 levert daarom in principe slechts een verticale lijn op (zie figuur 11.1-3). Wat er met het spectrum gebeurt als we de draaggolf moduleren, toont figuur 11.1-5. In het midden zien we de draaggolf. Het lijkt misschien merkwaardig, maar de draaggolf trekt zich van het modulatieproces niets aan. Of we nu 100% moduleren of helemaal niet, hij is altijd even groot. Waardoor wordt de veranderende amplitude van het gemoduleerde signaal in figuur 11.1-4 dan veroorzaakt? Dat komt door de paaltjes die in figuur 11.1-5 links en rechts van de draaggolf zijn ontstaan. Het rechter paaltje heet

de boven- en het linker paaltje de onderzijband. Deze zijbanden bevatten de over te dragen informatie en wel als volgt:

1. De frequentieafstand tussen de draaggolf en de zijbanden is gelijk aan de frequentie van het informatiesignaal  $f_i$ .
2. De hoogte van de zijbanden is rechtevenredig met de amplitude van  $f_i$ .



Figuur 11.1-4 AM signaal, 100% gemoduleerd.

Door het frequentieverschil tussen de zijbanden onderling en tussen de zijbanden en de draaggolf, verandert het faseverschil tussen deze componenten voortdurend. Op een bepaald moment zijn de zijbanden onderling in fase en tevens in fase met de draaggolf. Dan versterken ze elkaar en ontstaat de maximale amplitude in figuur 11.1-4. Enige tijd later zijn de zijbanden weer onderling in fase, maar tevens in tegenfase met de draaggolf. Dan verzwakken de zijbanden en de draaggolf elkaar. Dat veroorzaakt het dal in figuur 11.1-4.

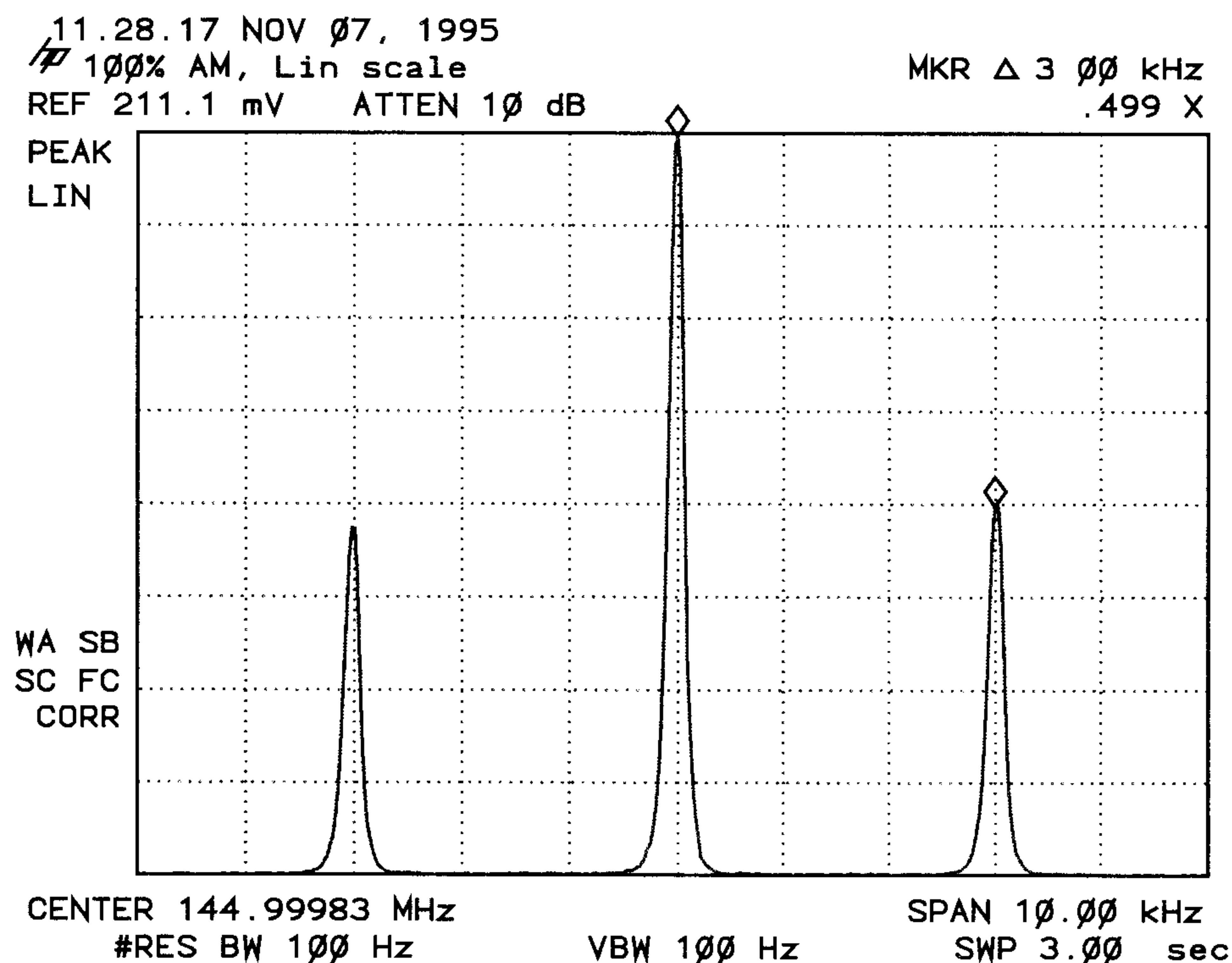
We kunnen dit als volgt samenvatten:

- Het oscilloscoopbeeld van figuur 11.1-4 is samengesteld uit drie (sinusvormige) componenten, nl. de draaggolf, de onder- en de bovenzijband.
- De samenstelling van enkele sinustrillingen met een (gering) frequentieverschil, waarbij duidelijke maxima en minima ontstaan, heet een zweving.

De informatie is in figuur 11.1-4 gemakkelijk te herkennen als we de toppen van het gemoduleerde signaal met elkaar verbinden. Die verbindingslijn heet de *omhullende* (in het Engels: envelope), zie ook figuur 11.1-7b. We kunnen



de amplitude van  $f_i$  niet ongelimiteerd opvoeren. Als we dat wel doen, zal de omhullende in het dal van de modulatie een plat kantje krijgen. We noemen dat overmodulatie. De ontvanger kan het informatiesignaal dan niet goed reconstrueren en dat betekent vervorming. Figuur 11.1-4 geeft precies aan hoever we kunnen gaan (nl. 100%). In figuur 11.1-5 lezen we af dat de amplitude van de zijbanden dan 50% bedraagt van de draaggolfamplitude.



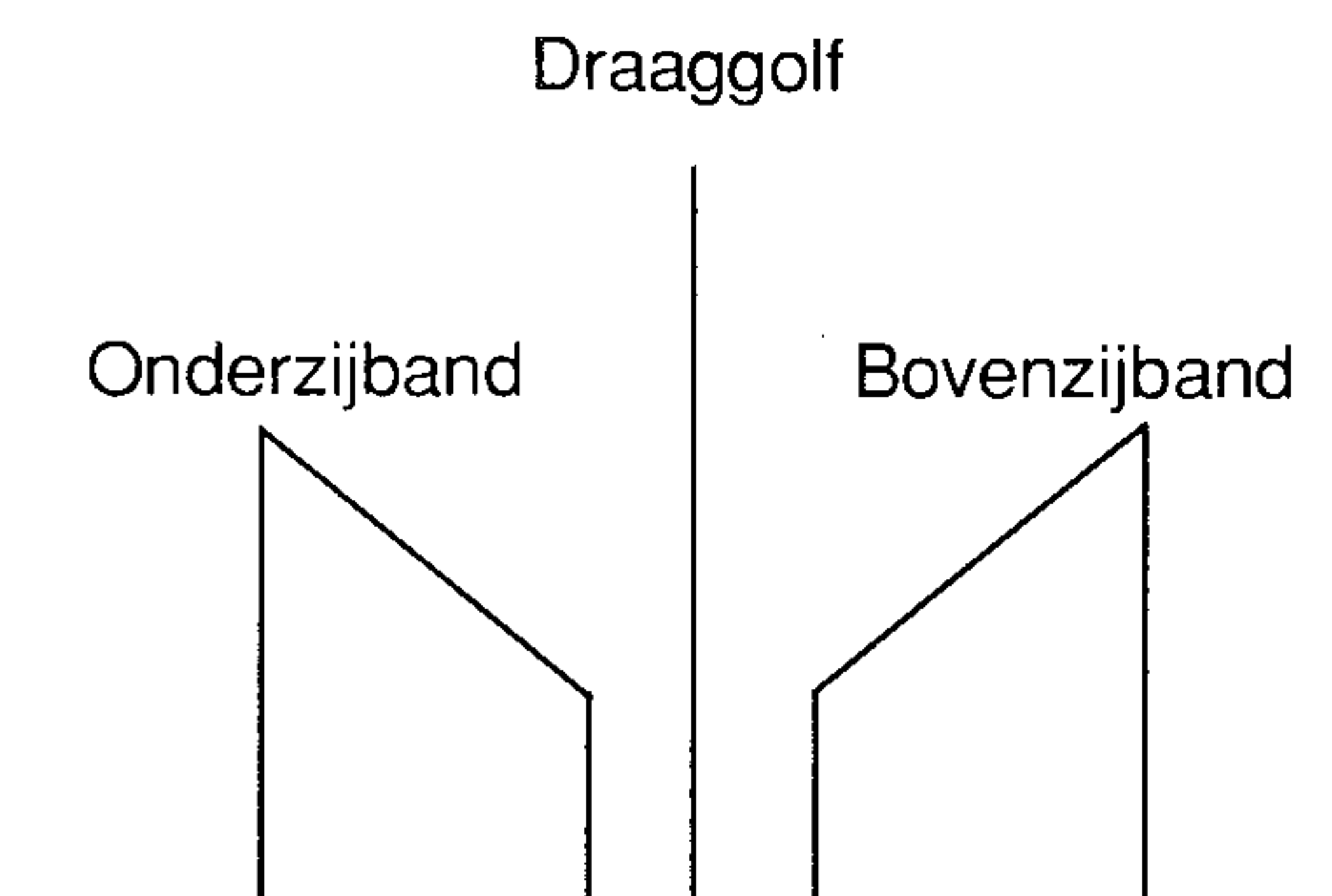
Figuur 11.1-5 Spectrum van AM signaal, 100% gemoduleerd.

### De bandbreedte van een AM-signaal

In het voorgaande hebben we het spectrum van een AM-zender bekeken, die met één sinussignaal werd gemoduleerd. Maar wat gebeurt er als we met een ingewikkeld spraaksignaal gaan moduleren? Dit signaal is op te vatten als een mengsel van vele sinusvormige trillingen. De amplitudemodulator levert voor elke frequentie die in het spraaksignaal voorkomt twee zijbandfrequenties af. Op die manier ontstaan twee frequentiegebiedjes ter weerszijde van de draaggolf waarin we modulatieproducten aantreffen. Figuur 11.1-6 toont het gestileerde spectrum.

We zien dat het spectrum naar de randen oploopt. Daarmee geeft men aan waar zich de lage en de hoge spraakfrequenties bevinden. Eén en ander heeft dus niets te maken met de sterkte van het betreffende modulatieproduct. Aangezien de bovenzijband zich tot 3 kHz boven- en de onderzijband zich tot 3 kHz onder de draaggolf uitstrekt, bedraagt de totale bandbreedte van onze AM-zender 6 kHz. In het algemeen is de bandbreedte van een AM-zender gelijk aan het tweevoud van de hoogst voorkomende informatiefrequentie. Dat is tevens de minimale frequentieafstand tussen de draaggolven van naburige stations, waarbij nog storingvrije ontvangst

mogelijk is. Bij middengolfzenders laat men een hoogste audiofrequentie van 4,5 kHz toe. De draaggolf frequenties liggen dan in een raster van 9 kHz.



*Figuur 11.1-6 Gestileerd frequentie spectrum van een AM signaal met audio gemoduleerd.*

### Het vermogen van een AM-signaal

Bij gelijkstroom volgt het vermogen eenvoudig uit:

$$P = U \cdot I$$

Het probleem met wisselstroom is dat spanning en stroom (en daardoor het geleverde vermogen) voortdurend veranderen. Daarom hebben we in hoofdstuk 4.1 de begrippen gemiddeld vermogen en effectieve spanning ingevoerd. Bij een AM-signaal hebben we de extra complicatie dat sommige perioden van het HF-signaal een grote en andere een kleine amplitude hebben. Je moet dan erg goed afspreken over welke periode het gemiddelde wordt bepaald. In het volgende gaan we steeds uit van een zender met een (lineaire) eindtrap van 400 W (het maximum dat is toegestaan). De zender wordt gemoduleerd met een sinusvormig signaal en wordt daarmee volledig uitgestuurd. We onderscheiden nu:

- 1) peak envelope power (PEP);
- 2) piekvermogen;
- 3) gemiddeld vermogen.

### Peak Envelope Power (PEP)

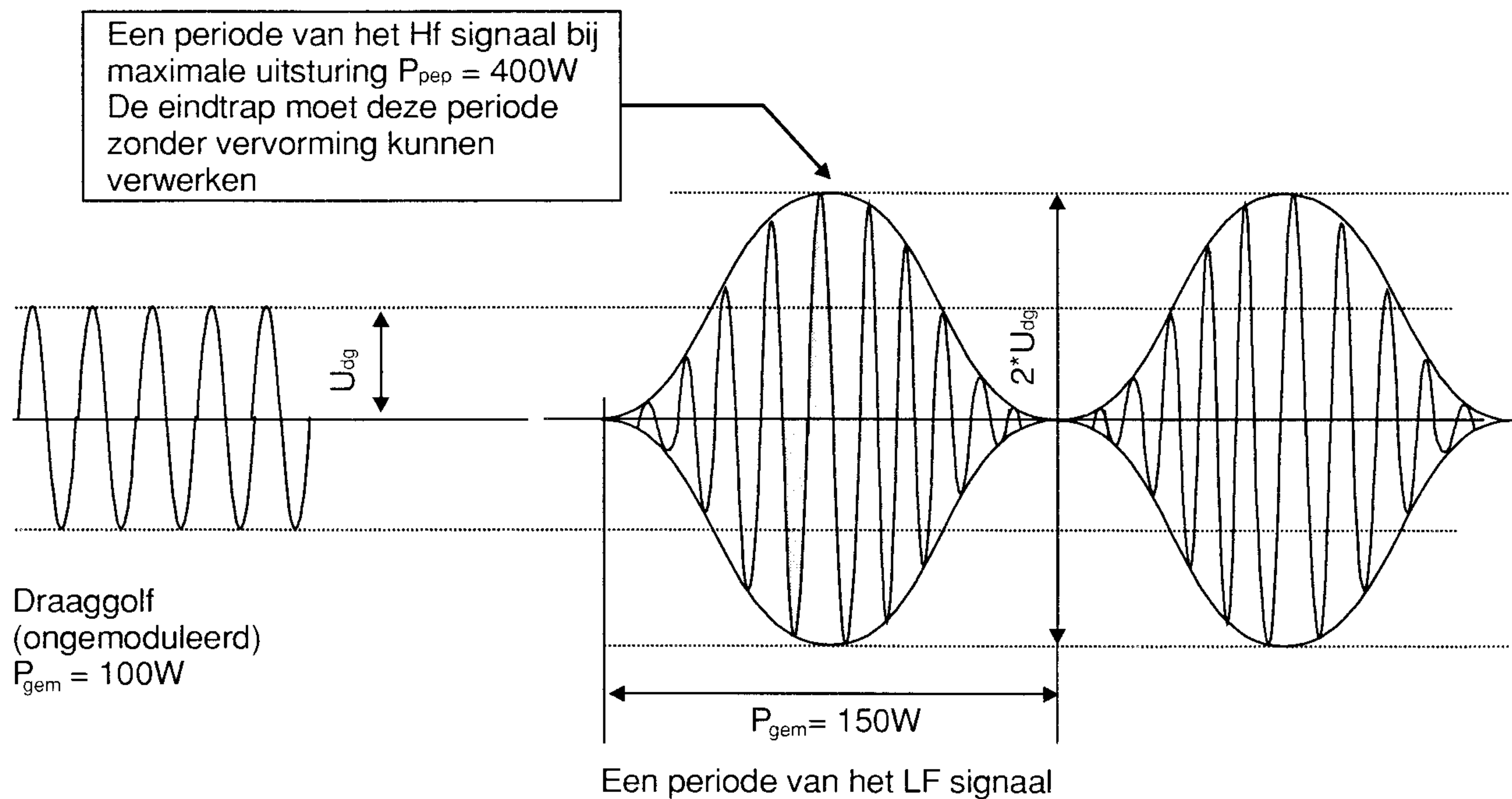
Onder het piek omhullende vermogen verstaan we gemiddeld vermogen gedurende één periode van de HF wisselspanning tijdens het maximum van de modulatie. De in figuur 11.1-7 getekende draaggolf vertegenwoordigt een vermogen van 100 W. De maximale spanning bij 100% modulatie is gelijk aan het tweevoud van de spanning van de draaggolf. Het vermogen verandert echter evenredig met het kwadraat van de spanning, immers:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Voor het PEP-vermogen vinden we derhalve:

$$P_{pep} = 4 \cdot P_{dg} = 400W$$

Met het in figuur 11.1-7 getekende signaal wordt onze zender dus volledig uitgestuurd.



Figuur 11.1-7 Bepaling van gemiddelde- en piek omhullende vermogen bij 100% modulatie.

### Gemiddeld vermogen

Hieronder verstaan we gemiddeld vermogen gedurende één of meer perioden van het informatiesignaal. Over het algemeen zal een Wattmeter, die zo traag is dat hij de vermogensfluctuaties t.g.v. de modulatie niet kan volgen (de thermische wattmeter en de bekende Byrd wattmeter), dit gemiddelde aanwijzen. We hebben al gezien dat de amplitude van de zijbanden bij 100% modulatie diepte gelijk is aan de halve draaggolfamplitude. De twee zijbanden en de draaggolf samen, leveren in het maximum van de modulatie immers een spanning die gelijk is aan het tweevoud van de draaggolfamplitude. Kennelijk geldt:

$$2 \cdot U_{zb} + U_{dg} = 2U_{dg} \text{ of } 2 \cdot U_{zb} = U_{dg} \text{ zodat :}$$

$$U_{zb} = 0,5 \cdot U_{dg}$$

Hierin is:  $U_{zb}$  de amplitude op de zijband en  $U_{dg}$  de amplitude op de draaggolf. (Probeer eens of je dezelfde uitkomst krijgt door te stellen dat beide zijbanden in het dal van de modulatie de draaggolf juist moeten opheffen). Gebruik makend van het kwadratische verband tussen spanning en vermogen vinden we voor het vermogen van één zijband:

$$P_{zb} = 0,5^2 \cdot P_{pg} = 0,25 \cdot 100 = 25 W$$

Aangezien we 2 zijbanden hebben, bedraagt het totale gemiddelde vermogen:

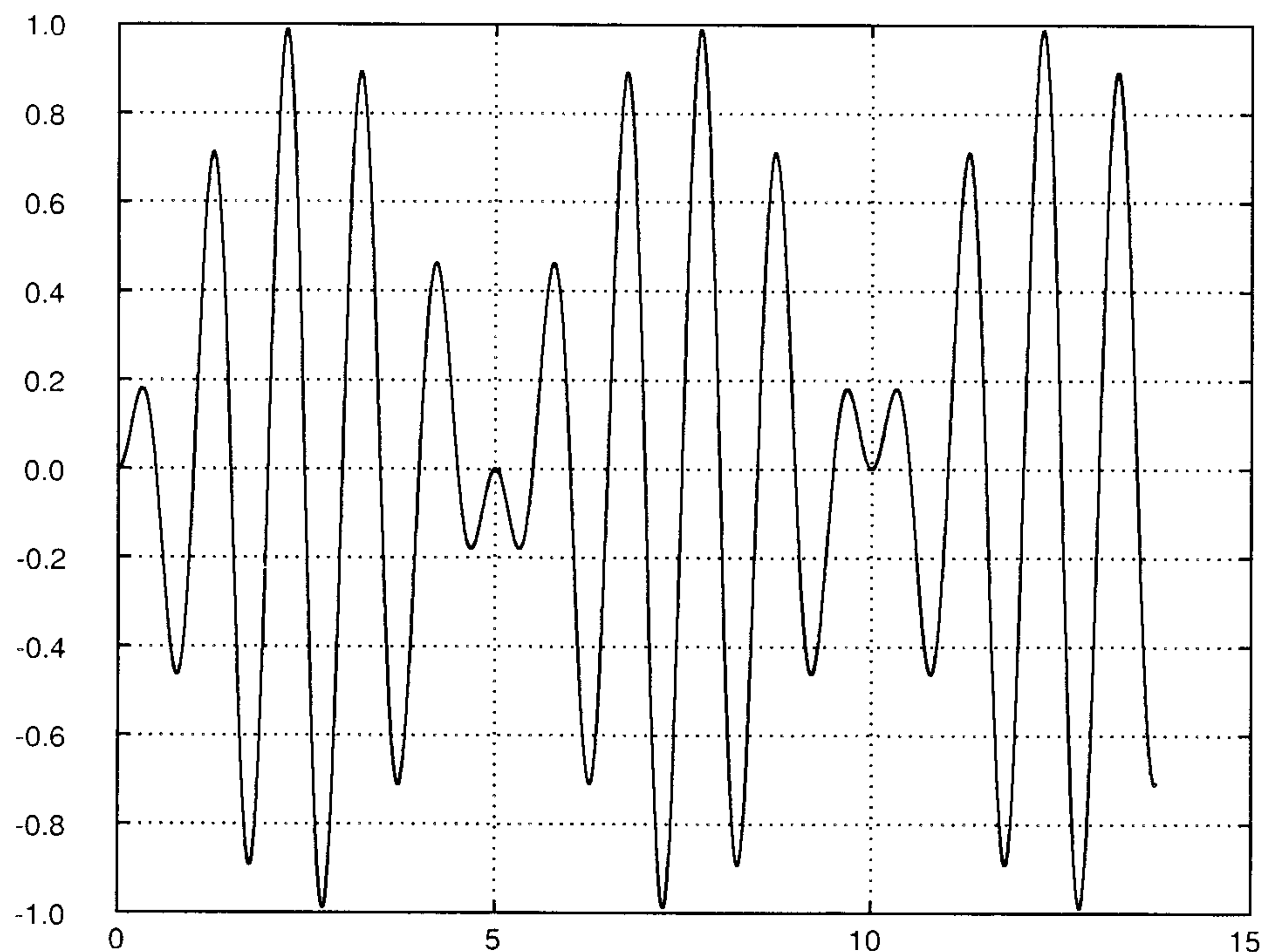
$$P_t = P_{dg} + 2 \cdot P_{zb} = 100 + 2 \cdot 25 = 150 \text{ W}$$

Dat het gemiddeld vermogen aanzienlijk kleiner is dan het PEP-vermogen, ligt voor de hand. In dit geval worden ook de HF-perioden in het dal van de modulatie in het gemiddelde betrokken. Overigens komt 100 W voor rekening van de draaggolf. Deze bevat echter in het geheel geen informatie. We hebben immers gezien dat hij met of zonder modulatie even groot blijft. Kort en goed: onze 400 W eindtrap geeft uiteindelijk slechts 50 W informatievermogen af.

### Piekvermogen

In sommige teksten komt men het woord piekvermogen tegen. Dit wordt gebruikt als synoniem voor PEP-vermogen. Dat is echter niet juist. Piekvermogen is namelijk het maximum van het momentele vermogen ( $P_{max}$  in figuur 4.1-7). Uit de symmetrie van deze figuur volgt:

$$P_{piek} = 2 \cdot P_{pep}$$



Figuur 11.1-8 Oscilloscoopbeeld van een dubbelzijbandsignaal met weinig HF perioden.

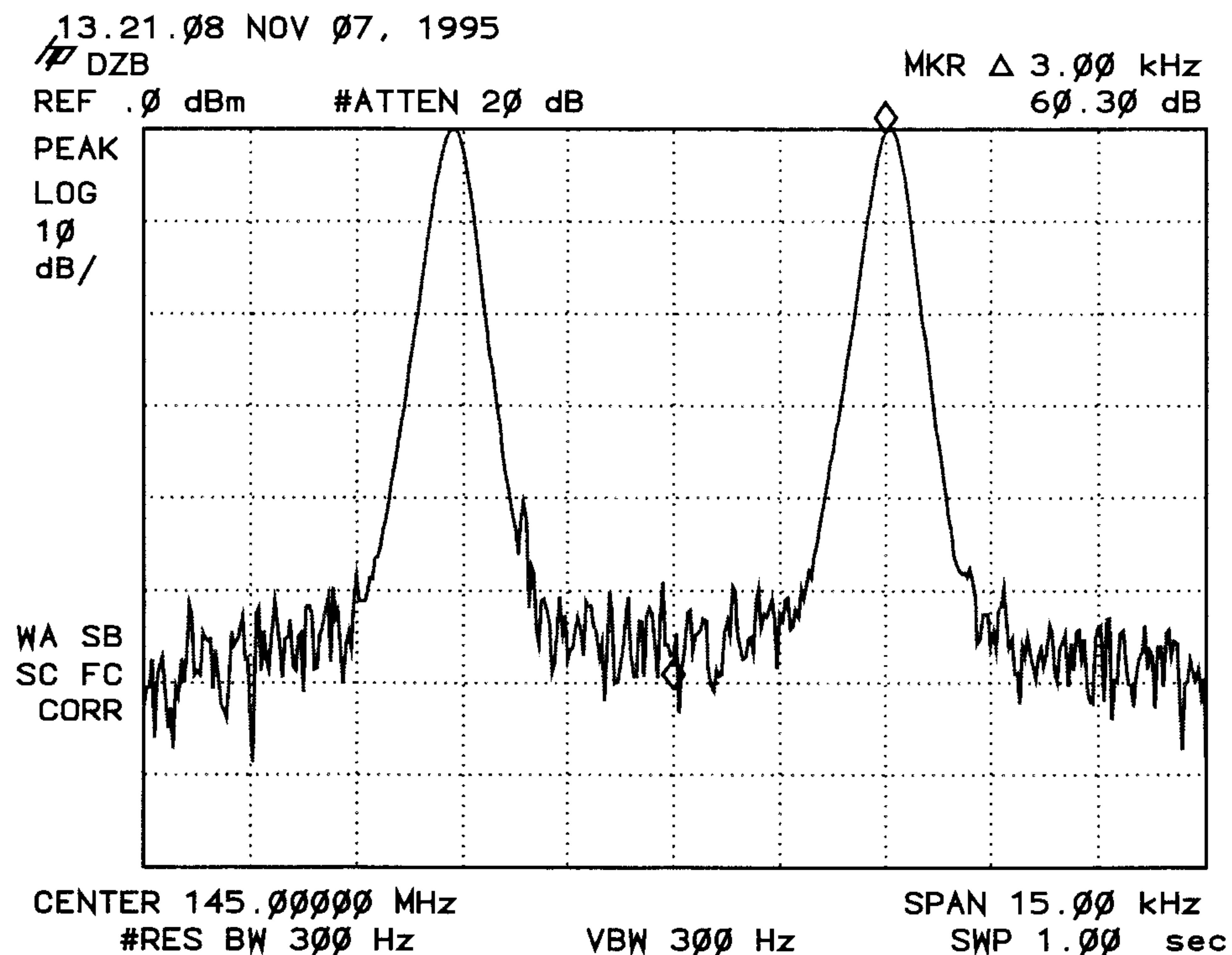
Onze 400 W eindtrap levert een piekvermogen van 800 W. Dat lijkt indrukwekkend, maar dit vermogen wordt slechts een ondeelbaar korte tijd geleverd. Daar heb je niet veel aan. Om verwarring te voorkomen is het beter het gebruik van deze term geheel te vermijden.



### 11.1.2 Dubbelzijbandmodulatie (DZB)

In het voorgaande hebben we gezien dat het AM-systeem een slecht gebruik maakt van het beschikbare vermogen. De eerste mogelijkheid om hierin verbetering te brengen is om die nutteloze draaggolf reeds bij het modulatieproces te onderdrukken. Dat gebeurt met een z.g. balansmodulator. We krijgen nu een zweving van slechts twee zijbandcomponenten. Figuur 11.1-8 laat het oscilloscoopbeeld van een DZB-signaal zien. Let op het verschil in de omhullende. In figuur 11.1-4 konden we duidelijk een sinus herkennen. Eigenlijk zijn er twee omhullenden, namelijk een bovenste en een onderste. Die lopen bij DZB door elkaar heen. De uiteindelijke omhullende krijgt daardoor het verloop van een dubbelzijdig gelijkgerichte sinus (zie ook figuur 11.2-9c).

In de tot dusver getoonde oscilloscoopfoto's voerde de draaggolf maar weinig perioden uit tijdens één periode van het informatiesignaal. In de praktijk passen er meestal enige duizenden HF-perioden in een periode van  $f_i$ . Op de oscilloscoop nemen we die niet afzonderlijk meer waar. Het gebied dat wordt afgebakend door de omhullenden wordt min of meer egaal verlicht. Figuur 11.1-10 laat dit zien voor een DZB-signaal.



Figuur 11.1-9 Spectrum van een dubbelzijband signaal.

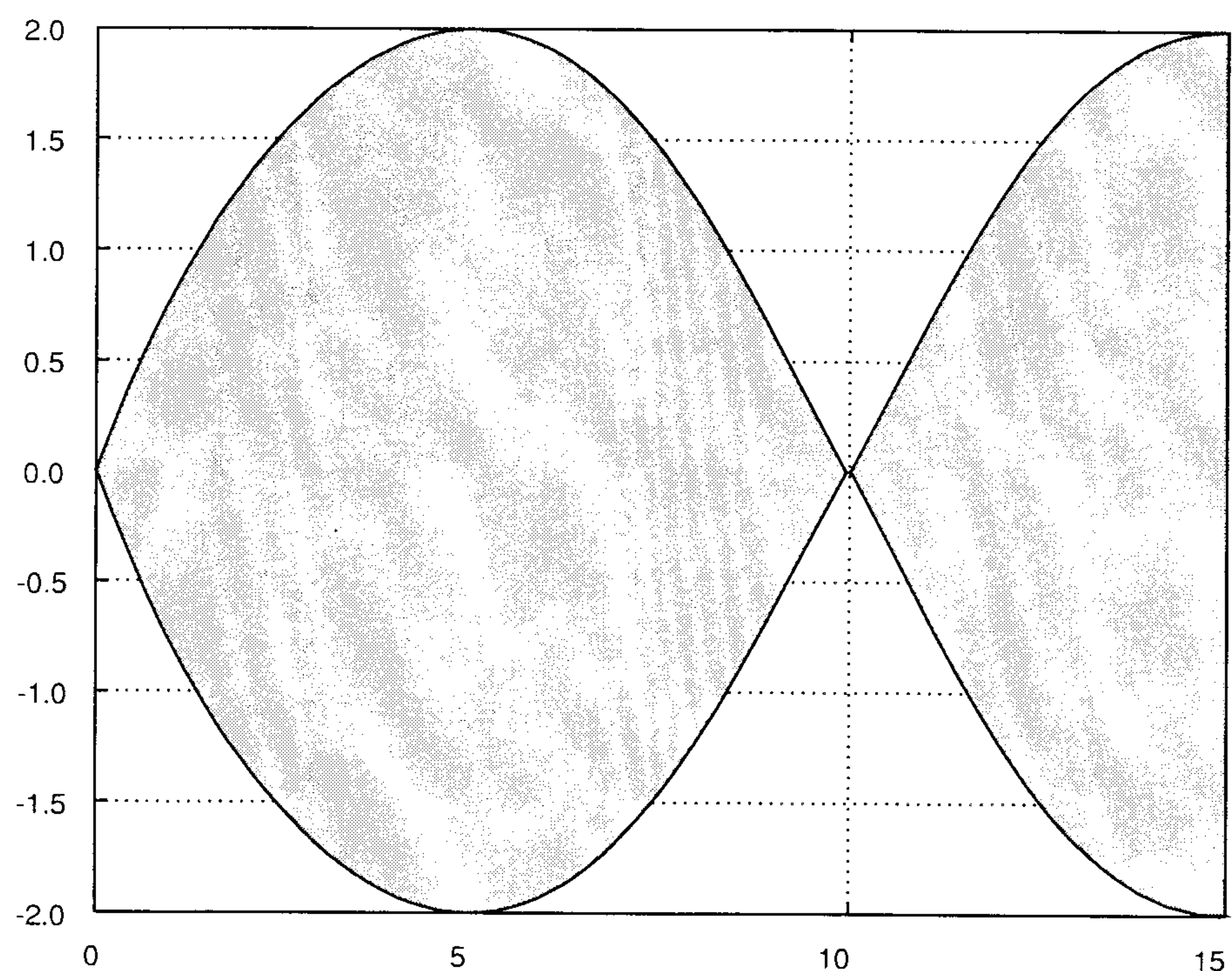
Hoeveel gemiddeld vermogen kan de eindtrap uit ons voorbeeld in dit geval leveren? Wel er zijn nu slechts twee trillingen aanwezig (zie het spectrum van figuur 11.1-9), die ieder 50% van de beschikbare uitstuingsruimte voor hun rekening nemen. Per zijband volgt hieruit een vermogen van

$$P_{zb} = 0,5^2 \cdot 400 = 100 \text{ W}$$

Aangezien er twee zijbanden zijn bedraagt het gemiddeld vermogen in dit geval 200 W. Bij DZB geldt kennelijk:

$$P_{gem} = 0,5 \cdot P_{pep}$$

Dit vermogen komt geheel ten goede aan de informatie-overdracht. In vergelijking met het AM-systeem hebben we een factor 4 winst geboekt (6 dB).



*Figuur 11.1-10 Omhullende van een dubbelzijbandsignaal met een enkele toon gemoduleerd.*

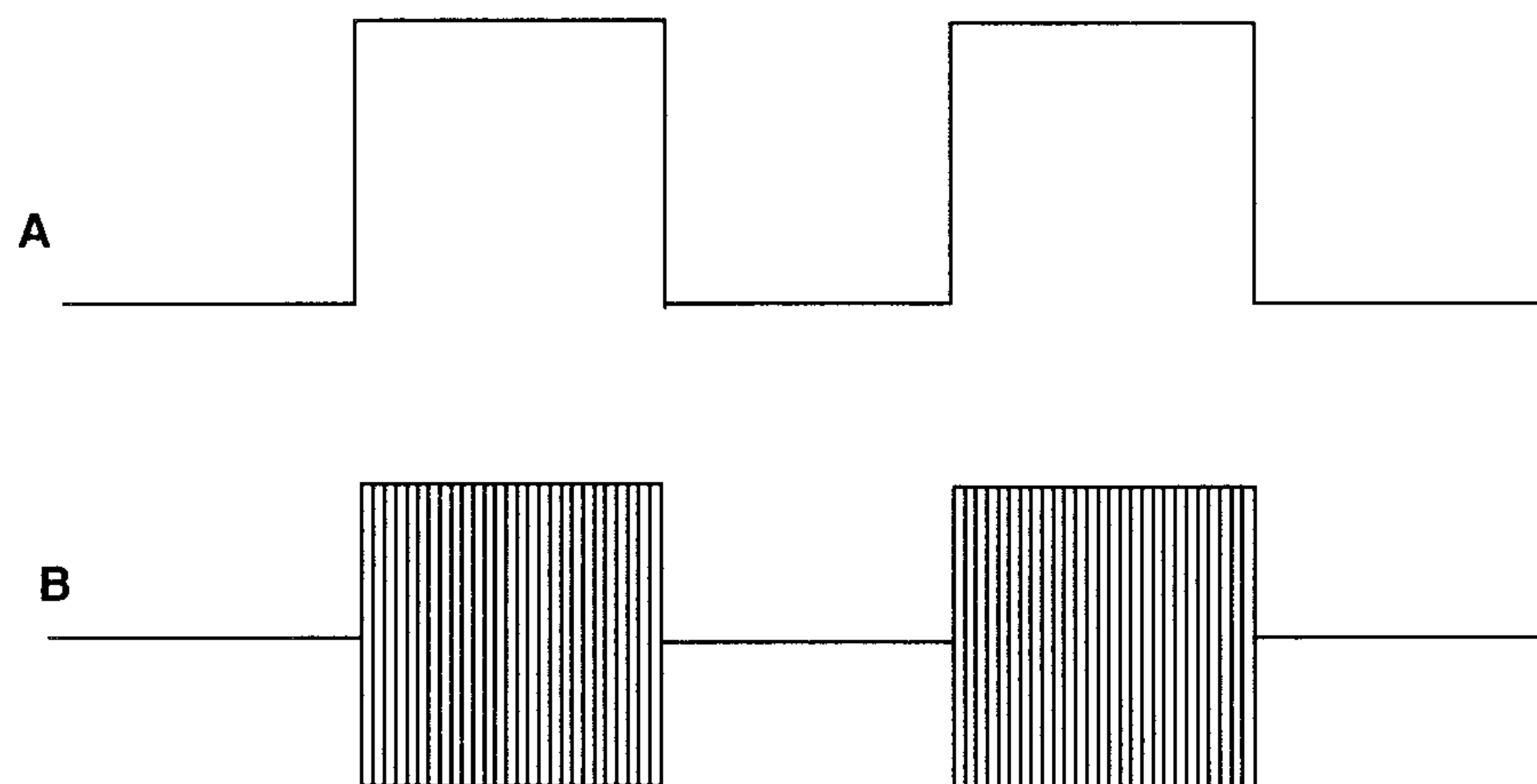
### 11.1.3 Enkelzijbandmodulatie (EZB)

We hebben het meeste profijt van onze eindtrap als we slechts één van de zijbanden uitzenden. Dat is mogelijk omdat beide zijbanden toch dezelfde informatie bevatten. Als we de onderzijband doorlaten spreekt men van Lower Side Band of LSB. We kunnen ook de bovenzijband doorlaten. Dan krijgen we Upper Side Band of USB. Deze methoden zijn volkomen gelijkwaardig. Ze worden beide in de amateurwereld gebruikt. De eindtrap levert nu slechts één sinustrilling. De zweving, die ontstond door het samengaan van meerdere trillingen is dus verdwenen. We krijgen dan hetzelfde oscilloscoopbeeld als in figuur 11.1-2. Let wel, wat we zien is de (in frequentie verschoven) informatie. Bij AM duidt deze figuur op een ongemoduleerde draaggolf! Aangezien alle perioden dezelfde amplitude

hebben, is het gemiddelde vermogen gelijk geworden aan het PEP-vermogen (400 W). Ten opzichte van het AM-systeem bedraagt de winst een factor 8 (9 dB). Een ander voordeel van EZB is dat we in vergelijking met AM en DZB maar de halve bandbreedte nodig hebben. Dat is, zeker op de overvolle korte golfbanden, erg welkom. Die voordelen krijgen we niet cadeau. De constructie van een zendontvanger voor EZB is veel gecompliceerder dan van een AM-zendontvanger. In paragraaf 11.2 en 11.3 komen we daar uitgebreid op terug.

#### 11.1.4 Morsetelegrafie (CW)

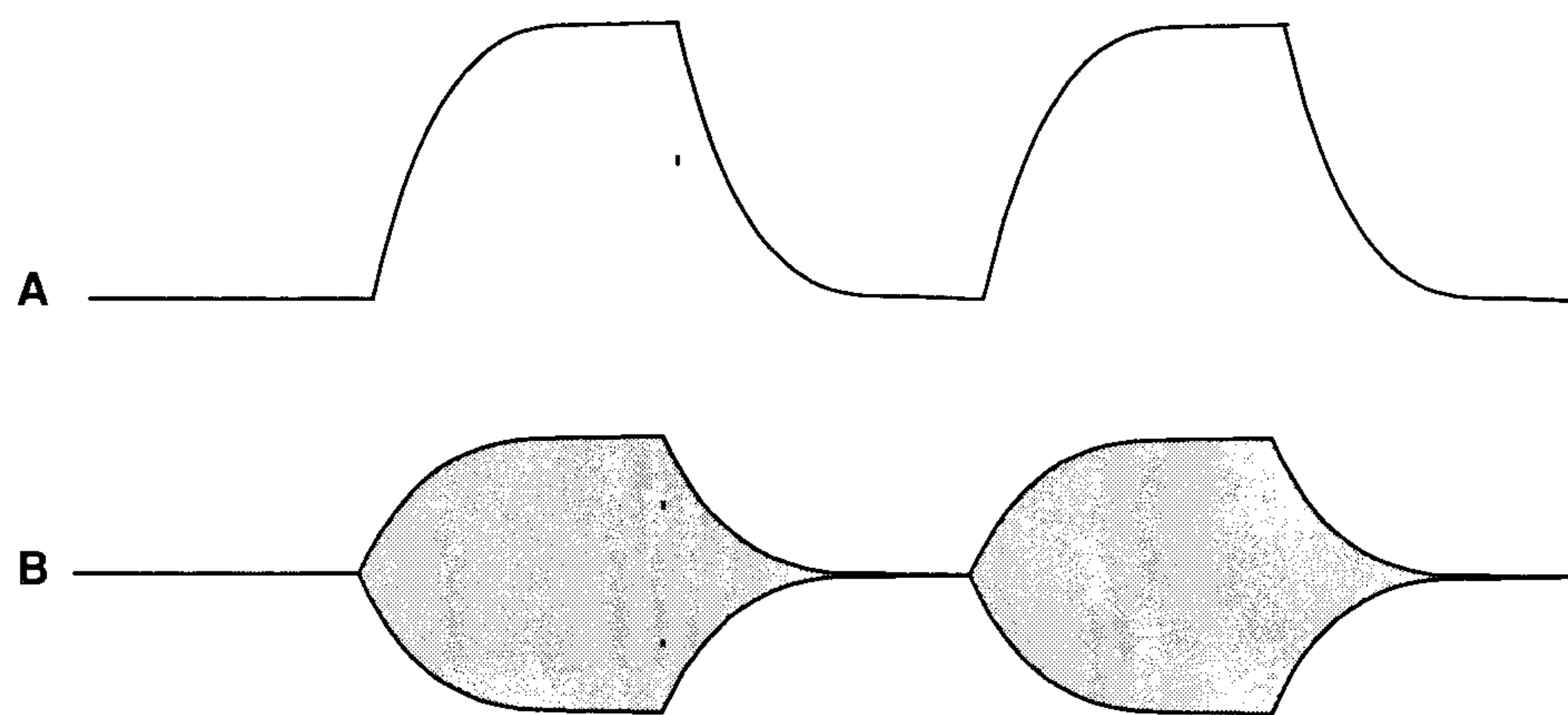
De oudste manier om via radiogolven berichten over te brengen is de Morsetelegrafie. In de begintijd wekte men HF-energie op door vonken tussen twee contactpunten te laten overspringen. Door het vonkapparaat met een seinsleutel in en uit te schakelen kon men een bericht overseinen. Uiteraard was het opgewekte HF-sigitaal verre van constant. Bij het overspringen van de vonk ontstaan eerst enkele perioden met een grote amplitude en dan sterft het signaal uit tot de volgende vonkoverslag. Men sprak in dit verband over gedempte trillingen en gedempte telegrafie. Later construeerde men machinezenders (een soort hoogfrequent dynamo) en nog later kwamen de zenders met radiobuizen. Daarmee kunnen we wel een constante of ongedempte draaggolf opwekken. De Engelse term, Continuous Wave (CW), wordt nog steeds gebruikt om telegrafie aan te duiden. We kunnen CW het beste beschouwen als een extreme vorm van AM. De seinsleutel schakelt de draaggolf aan en uit. Er vindt dus 100% modulatie plaats met een blokvormig signaal (lijn A in figuur 11.1-11).



*Figuur 11.1-1 Signaal vorm bij CW. (A) bron, (B) gemoduleerd signaal, zonder filtering.*

De herhalingsfrequentie van deze modulatie is vrij laag. Bij een seinsnelheid van 12 woorden per minuut bedraagt deze ongeveer 10Hz. De steile flanken van de blokgolf brengen echter vele hogere harmonischen met zich mee. Als we het aldus ontstane signaal uitzenden (lijn B in figuur 11.1-11), nemen we toch een flinke bandbreedte in beslag. We moeten de bandbreedte van het informatiesignaal dus beperken (lijn A in figuur 11.1-12). Dat gebeurt met een simpel laagdoorlaat filter. Als we hiermee de zender moduleren ontstaat het signaal met een trapeziumvormige omhullende (lijn B in figuur 11.1-12).





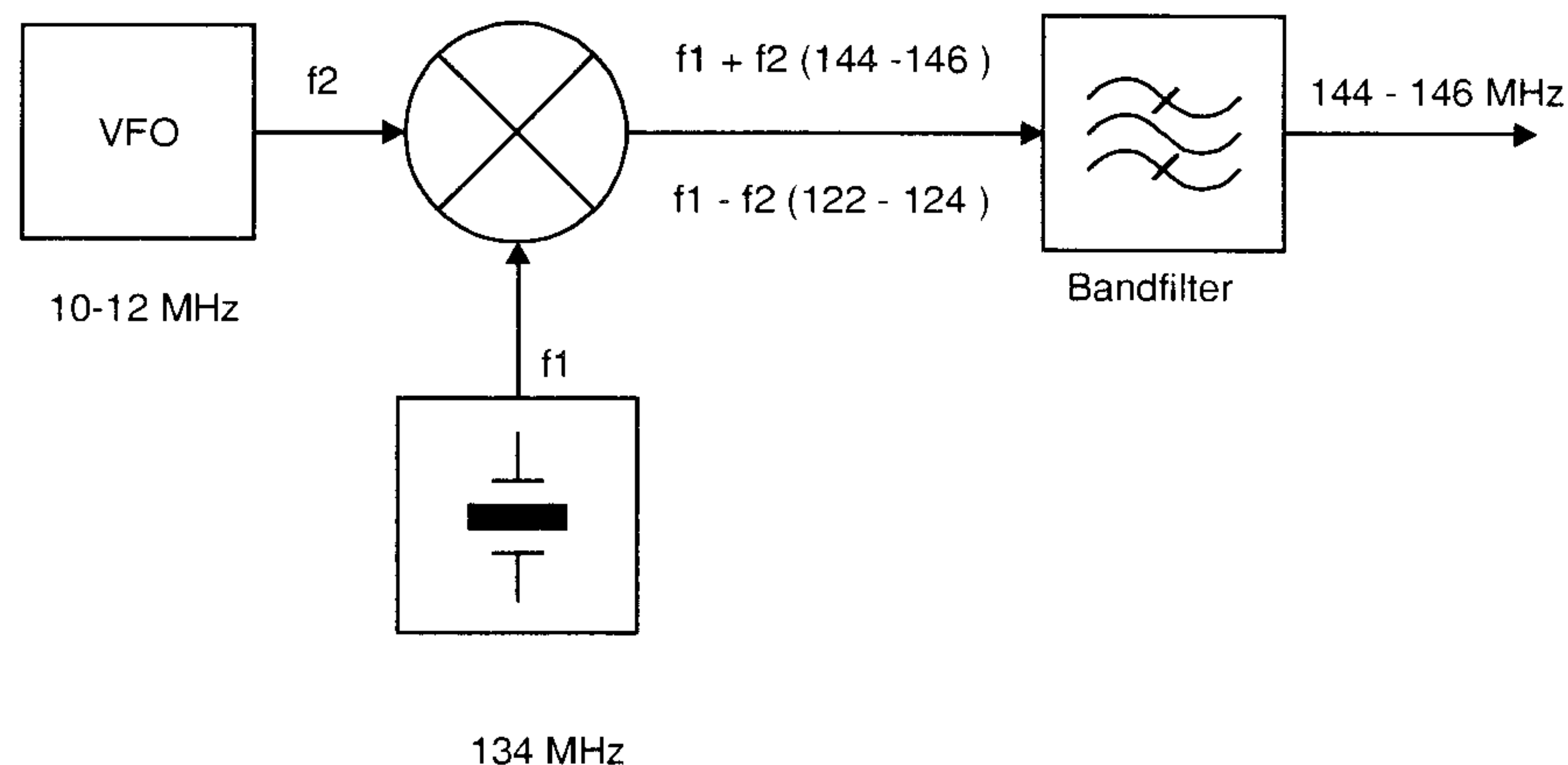
Figuur 11.1-12 Signaal vorm bij CW. (A) bron, (B) gemoduleerd signaal, met filtering.

### Mengen (mixing)

Mengen is een bewerking, waarbij men een gegeven signaal in frequentie verschuift (frequentietransformatie). Naast versterken en filteren is dit een van de belangrijkste signaalbewerkingen in de radiotechniek. Technisch gezien bestaat er geen verschil met dubbelzijband modulatie. Het verschil is gelegen in het doel dat we nastreven. Als we signalen met de frequenties  $f_1$  en  $f_2$  op de ingangen van een dubbel gebalanceerde mengtrap (DBM) zetten, vinden we aan de uitgang (hoofdzakelijk) twee frequenties, namelijk:

- $f_1 + f_2$  (somfrequentie, vergelijkbaar met de bovenzijband);
- $f_1 - f_2$  (verschilfrequentie, vergelijkbaar met de onderzijband).

Als we de gewenste som- of verschilfrequentie uitfilteren, is de frequentietransformatie een feit. Figuur 11.1-13 toont de toepassing van een DBM in een z.g. meng-VFO, waarmee het stuursignaal wordt opgewekt voor een zender voor de 2-meterband (144 tot 146 MHz).



Figuur 11.1-13 Meng-VFO voor de 2-meter band.

De cirkel met het x-teken is de DBM. De frequentie  $f_1$  is afkomstig van een kristaloscillator. De afstembare LC-oscillator (Variabele Frequency Oscillator) levert een frequentie tussen 10 en 12 MHz af ( $f_2$ ). Aan de uitgang



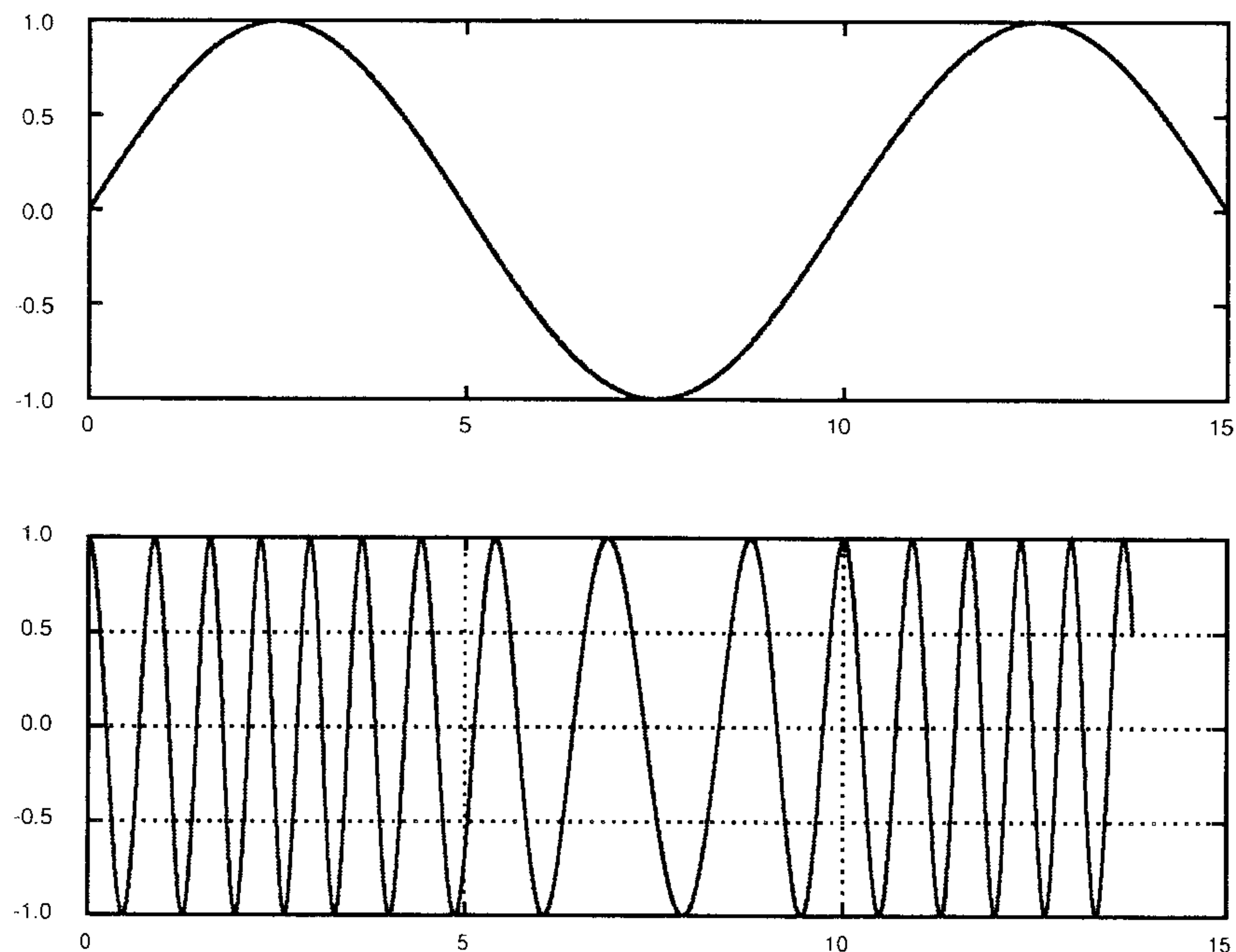
van de DBM vinden we signalen in de frequentiegebieden 144 tot 146 MHz (gewenst) en 122 tot 124 MHz (ongewenst). Het bandfilter onderdrukt de verschilfrequentie, zodat alleen het 2 meter signaal overblijft. In de volgende paragraaf gaan we wat verder in op de achtergrond van dit soort schakelingen.

### 11.1.5 Frequentie Modulatie (FM)

#### Zwaai en modulatie index

Bij FM varieert men de frequentie van een oscillator in het ritme van de informatie. In foto 11.1.14 geeft de bovenste sinuscurve het informatiesignaal weer. De onderste lijn toont het gemoduleerde signaal. Tijdens de maxima van  $f_i$  liggen de nuldoorgangen van het gemoduleerde signaal dichter bij elkaar. De momentele frequentie van het gemoduleerde signaal is op dat moment dus wat hoger. Bij een kleinere periodetijd  $T$  hoort immers een hogere frequentie, want:

$$f = \frac{1}{T}$$



Figuur 11.1-14 Oscilloscoop beeld van een FM signaal,

Tijdens de minima van  $f_i$  liggen de nuldoorgangen wat verder uit elkaar. De momentele frequentie van het gemoduleerde signaal is dan wat lager. Een belangrijke grootte bij FM is de toegepaste frequentiezwaai  $\Delta f$ . Daaronder verstaat men het verschil tussen de hoogste momentele frequentie en de frequentie van de draaggolf, m.a.w.:

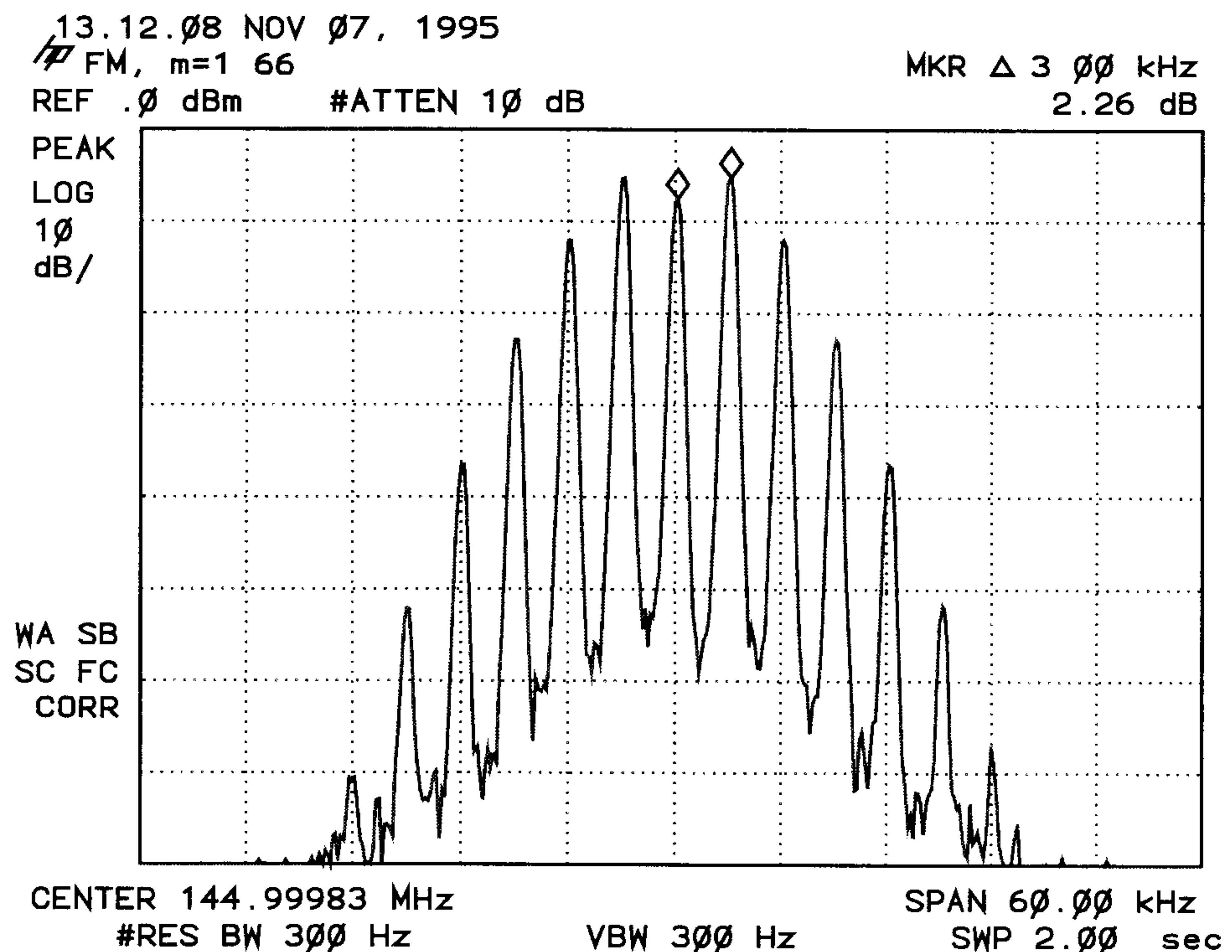
$$\Delta f = f_{\max} - f_d \quad (1)$$

We kunnen net zo goed zeggen:

$$\Delta f = f_d - f_{\min} \quad (2)$$

Bij een goede FM-modulator vinden we in beide gevallen dezelfde zwaai. De informatie is op de volgende manier in dit FM-signaal ondergebracht:

- 1) De grootte van  $\Delta f$  is recht evenredig met de amplitude van  $f_i$ .
- 2) Het aantal keren dat de momentele frequentie per seconde varieert tussen  $f_{\max}$  en  $f_{\min}$  wordt bepaald door de frequentie van  $f_i$ .



Figuur 11.1-15 Spectrum van een FM signaal.

Hoe ziet het spectrum van een FM-sigaaal eruit? Laten we eerst enkele praktische getallen aannemen:  $f_d = 145.000$  kHz,  $\Delta f = 5$  kHz en  $f_i = 3$  kHz. De momentele frequentie varieert dan tussen

$$f_{\max} = 145.005 \text{ kHz en } f_{\min} = 144.995 \text{ kHz.}$$

In eerste instantie verwachten we modulatieproducten in het gebied tussen  $f_{\max}$  en  $f_{\min}$ . Een blik op figuur 11.1-15 leert dat deze gedachte niet juist is. We zien een draaggolf en vele zijbanden die allemaal even ver uit elkaar liggen. De frequentieafstand is gelijk aan  $f_i$  (hier dus 3 kHz). De theorie leert dat er oneindig veel zijbanden zijn. Gelukkig neemt de amplitude van de hogere zijbanden snel af. Op een gegeven moment verdwijnen ze in de ruis van de analyser of van de gebruikte ontvanger. Het aantal zijbanden dat we kunnen waarnemen wordt bepaald door de modulatie-index. Hieronder verstaat men de verhouding tussen de toegepaste zwaai  $\Delta f$  en de frequentie van de informatie  $f_i$ , dus:

$$m = \frac{\Delta f}{f_i} \quad (3)$$

### Bandbreedte

In het voorgaande hebben we al gezien dat een FM-signaal vele zijbanden heeft. Daardoor neemt een FM-zender veel meer bandbreedte in beslag dan een AM-zender. We kunnen ook niet precies zeggen waar het spectrum ophoudt. In de vergunningsvoorwaarden wordt de bandbreedte (van de uitzending) gedefinieerd als het frequentiegebied waarin 99% van het totale vermogen wordt waargenomen. Bij een symmetrisch spectrum valt 0,5% boven resp. onder dit gebied. Men stelt nu dat het vermogenspectrum op de grenzen van dit kanaal 23 dB is afgefallen t.o.v. de ongemoduleerde draaggolf (0,5%  $\Delta$  - 23 dB). De volgende vuistregel geeft een schatting van de bandbreedte die het FM-signaal in beslag neemt:

$$B = 2(f_i + \Delta f) \quad (4)$$

Door  $f_i$  buiten haakjes te halen volgt:

$$B = 2f_i \left( 1 + \frac{\Delta f}{f_i} \right) \quad (5)$$

In de breuk  $\Delta f/f_i$  herkennen we  $m$ , zodat:

$$B = 2f_i(1 + m) \quad (6)$$

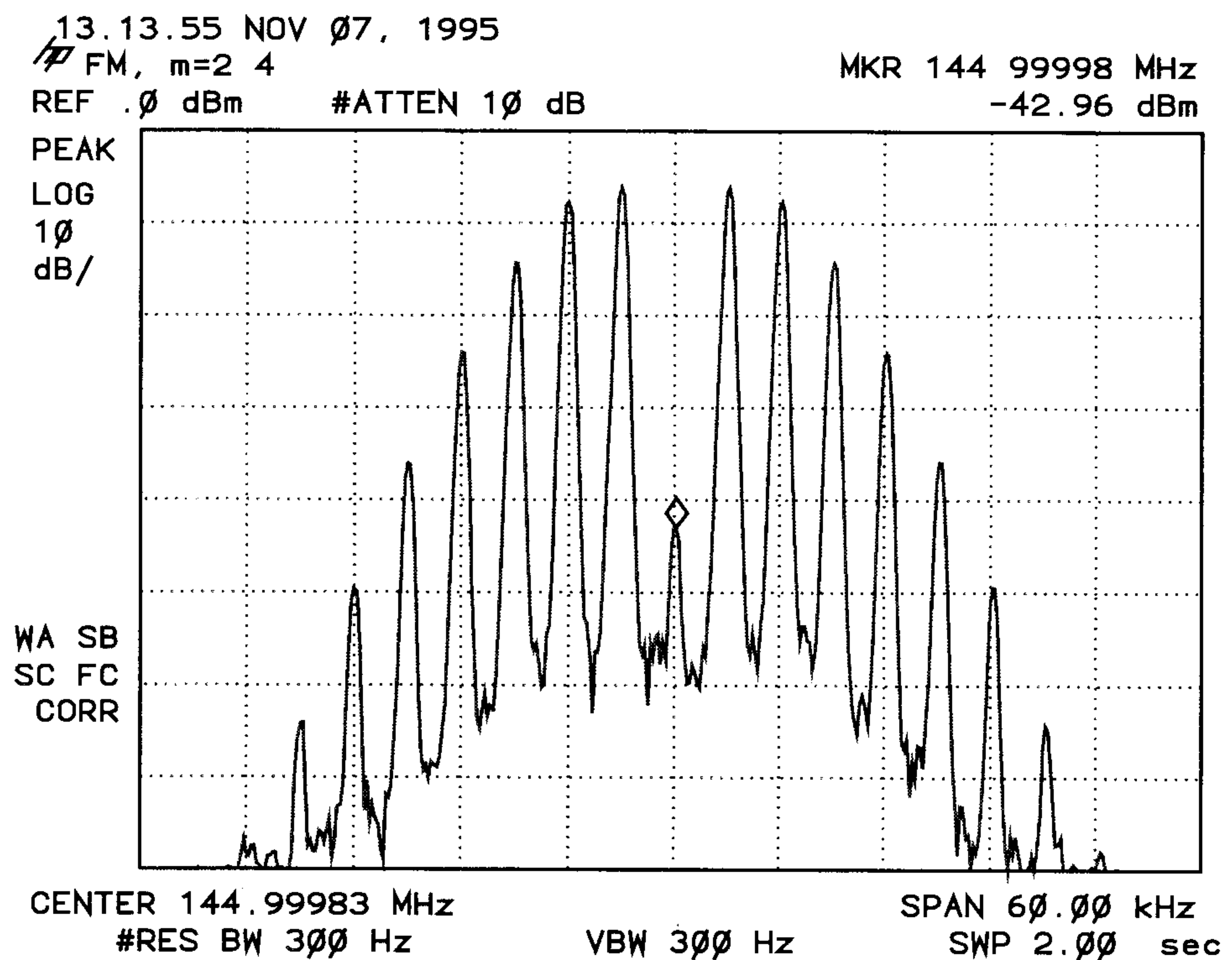
Formule 4 en 6 zijn gelijkwaardig; het verschil zit in de manier van opschrijven. We kunnen nu de volgende conclusie trekken: De bandbreedte van het FM-signaal wordt bepaald door de modulatiefrequentie en de zwaai. De zwaai hangt echter weer af van de amplitude van  $f_i$ . Om de bandbreedte van onze zender (ook in het heetst van de strijd) in de hand te houden moeten we zowel de bandbreedte als de amplitude van het spraaksignaal beperken. Anders komen de modulatieproducten in een naburig kanaal terecht en worden (mogelijk) andere stations gestoord.

Een getallenvoorbeeld om één en ander te illustreren: In de 2-meter band hanteert men doorgaans een hoogste audio frequentie van 3 kHz en een maximale zwaai van 5 kHz. Volgens formule 4 bedraagt de bandbreedte dan bij benadering:

$$B = 2 \cdot (3 + 5) = 16 \text{ kHz}$$

Uiteraard moet de ontvanger deze bandbreedte kunnen verwerken. Als we de zwaai te groot maken, valt een aantal zijbanden buiten de doorlaatband van de ontvanger en kan deze de uitgezonden informatie niet goed reconstrueren. We kunnen dit vergelijken met overmodulatie bij AM. Bij AM ligt de beperking echter in de modulator en bij FM in de ontvanger! Bij FM blijft de amplitude van het gemoduleerde signaal, d.w.z. de som van de

draaggolf en alle zijbanden tezamen, constant. Het geleverde vermogen is derhalve ook constant; of we nu maximaal moduleren of helemaal niet. De zijbanden vertegenwoordigen echter een zeker vermogen. Aangezien het totale vermogen niet verandert, moet dit ten koste gaan van de draaggolf. Anders gezegd: bij FM concurreren de draaggolf en de zijbanden met elkaar om het beschikbare vermogen. De manier waarop het vermogen over de verschillende componenten wordt verdeeld hangt af van de modulatie-index. Hoe dit verband precies in elkaar zit voert ons veel te ver. Het volgende is voor ons voldoende: Bij een kleine modulatie-index ( $m < 0,2$ ) nemen we hoofdzakelijk twee zijbanden waar. Verreweg het meeste vermogen zit dan in de draaggolf. Naarmate  $m$  groter wordt ontstaan er meer zijbanden, die ook meer vermogen opeisen. Bij bepaalde waarden van  $m$  (bijv.  $m = 2,4$ ) wordt de amplitude van de draaggolf zelfs helemaal nul en zit al het vermogen in de zijbanden zie (figuur 11.1-16).



Figuur 11.1-16 De modulatie index  $m$  is 2,4. De amplitude van de draaggolf is bijna nul. Al het vermogen zit nu in de zijbanden.

### Pre-emfase

Wat betekent dit nu voor het moduleren met een ingewikkeld informatiesignaal?. De ideale FM-zender produceert een zwaai die alleen afhangt van de amplitude van  $f_i$ , maar niet van de frequentie. Volgens formule 3 verandert  $m$  omgekeerd evenredig met  $f_i$ . Bij een lage  $f_i$  hoort een grote  $m$  en daardoor veel zijbanden. Als  $f_i$  groter wordt neemt  $m$  af en ontstaan er minder zijbanden (die overigens wel verder uit elkaar liggen). Dat is niet zo gunstig. De zijbanden moeten immers de informatie overdragen. Men lost dit op door de hogere audiofrequenties extra te versterken. Vanaf een zekere frequentie neemt de zwaai dan recht evenredig



toe met  $f_i$ . We noemen dat pre-emfase. Aangezien de teller en de noemer in formule 3 vanaf dat moment in dezelfde mate veranderen, is  $m$  constant geworden. Bij FM-omroepzenders wordt pre-emfase toegepast vanaf ongeveer 3,2 kHz. Aan de ontvangtzijde worden de hoge tonen weer verzwakt door een laagdoorlaatfilter (de-emfase).

### Voor- en nadelen van FM

In de vorige paragraaf hebben we gezien dat de bandbreedte bij FM globaal driemaal groter is dan bij AM. Gezien de grote drukte op bepaalde amateurbanden is dat niet gunstig. Verder springt een FM-zender nogal kwistig om met het beschikbare vermogen. Dat is constant, of we moduleren of niet. De voordelen wegen hier echter ruim tegen op :

- 1) De afstemming is niet kritisch. Een afstemfout van 1 of 2 kHz is nauwelijks hoorbaar.
- 2) De constructie van de zender is eenvoudig. De modulator hoeft vrijwel geen vermogen te leveren en alle HF-trappen kan men instellen in klasse C. De vervorming die een AM-sigitaal in een klasse C versterker zou oplopen kan bij FM niet ontstaan, want de informatie zit in de frequentie en niet in de amplitude.
- 3) De mogelijkheid van storingsonderdrukking in de ontvanger. Storingen met een AM-karakter kan men onderdrukken d.m.v. een begrenzer of clipper in de (laatste) middenfrequent trap van de ontvanger. Deze schakeling knipt als het ware de toppen van het signaal af. Dit is uiteraard alleen mogelijk bij FM (zie punt 2). Stoorpulsen die op het signaal zitten worden door de clipper grotendeels verwijderd. Bij mobiele communicatie ontvangen we meestal een signaal dat snel van sterkte verandert (flutter). Een goede clipper onderdrukt de flutter bijna volledig. Deze eigenschap en de ruime tolerantie bij het afstemmen maakt FM ideaal voor mobiel gebruik.
- 4) FM veroorzaakt weinig ongewenste beïnvloeding in andere elektronische apparaten (LFD). Het signaal van een AM- of EZB-zender kan soms een ander apparaat langs parasitaire weg binnen dringen. Bijvoorbeeld door aansluit snoeren of luidsprekerleidingen. Bij een gebrekkige constructie van het apparaat ontstaat door ongewenste gelijkrichting demodulatie van het HF-sigitaal. Op die manier kunnen burens en medebewoners mee genieten van onze uitzendingen. Bij FM treedt de ongewenste gelijkrichting ook op. Nu ontstaat een gelijkspanning, die niet tot een hoorbaar signaal leidt.

#### 11.1.6 Fase Modulatie (PM)

Na de uitgebreide bespreking van FM, kunnen we over PM vrij kort zijn. PM leidt namelijk altijd tot een vorm van FM. We zullen dit aan de hand van een vergelijking duidelijk maken. Op een snelweg rijden twee auto's met dezelfde snelheid. Auto 1 wordt op enige afstand gevolgd door auto 2. Als we de toestand enige tijd later opnieuw bekijken rijdt auto 2 voorop. Onze conclusie is dat auto 2 tijdelijk zijn snelheid heeft verhoogd om zijn achterstand om te zetten in een voorsprong. Dit beeld kunnen we vrijwel geheel op PM toepassen. Stel dat het signaal van een generator nait op één of ander vergelijkingssigitaal. De enige manier waarop we het generator-

signaal kunnen laten voorrijlen is om tijdelijk de frequentie van de generator te verhogen. Conclusie: PM leidt altijd tot FM.

De overeenkomst tussen PM en FM gaat heel ver. Als we een PM-zender met een constante toon moduleren, is het niet mogelijk om door metingen vast te stellen of we met PM of FM hebben te maken. Dat is pas mogelijk als we de frequentie van  $f_i$  veranderen. Het blijkt dat de zwaai bij PM rechtevenredig verandert met  $f_i$ . Een PM zender werkt dus met een constante modulatie-index. In de vorige paragraaf hebben we al opgemerkt dat pre-emfase bij FM eveneens leidt tot een constante modulatie index. Een FM omroepzender zendt dus boven ongeveer 3,2 kHz in feite een PM-signaal uit. Daarmee is het verschil tussen PM en FM wel heel klein geworden!

## 11.2 Zenders en modulatoren

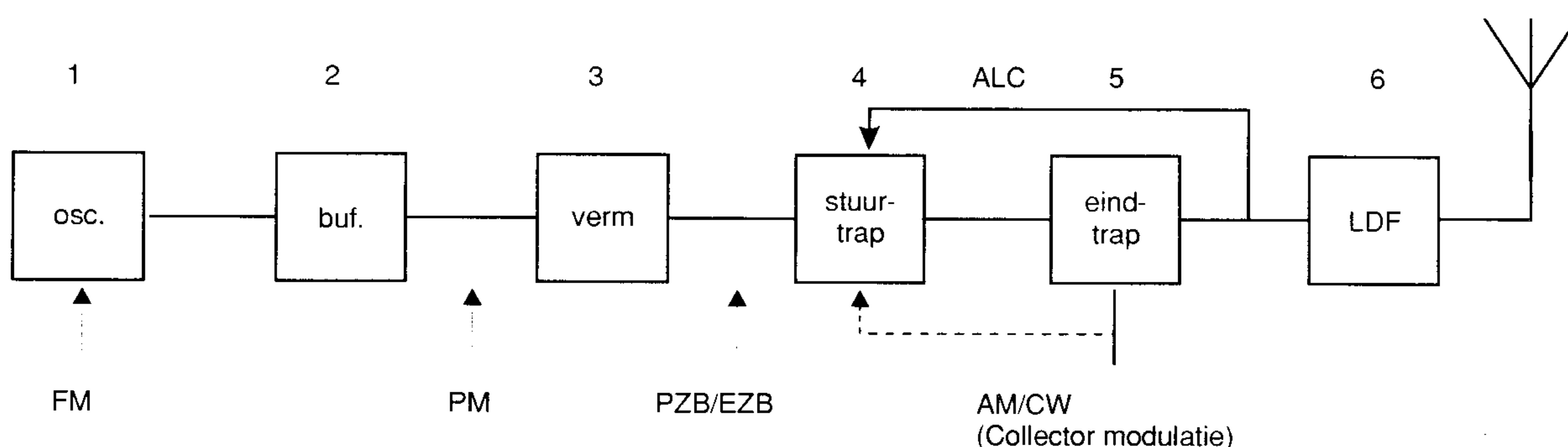
### Blokschema's

In deze paragraaf houden we dezelfde volgorde aan als in de vorige. Dus eerst de AM-systemen en daarna FM en PM. We beginnen echter met het vrij algemene blokschema van figuur 11.2-1a. Vooraf zij opgemerkt dat niet alle blokken in een bepaald geval voor hoeven te komen. Een kristal gestuurd CW-zendertje heeft al genoeg aan blok 5 en 6. Anderzijds heeft een all-mode zender voor alle kortegolfbanden er meer dan 40!

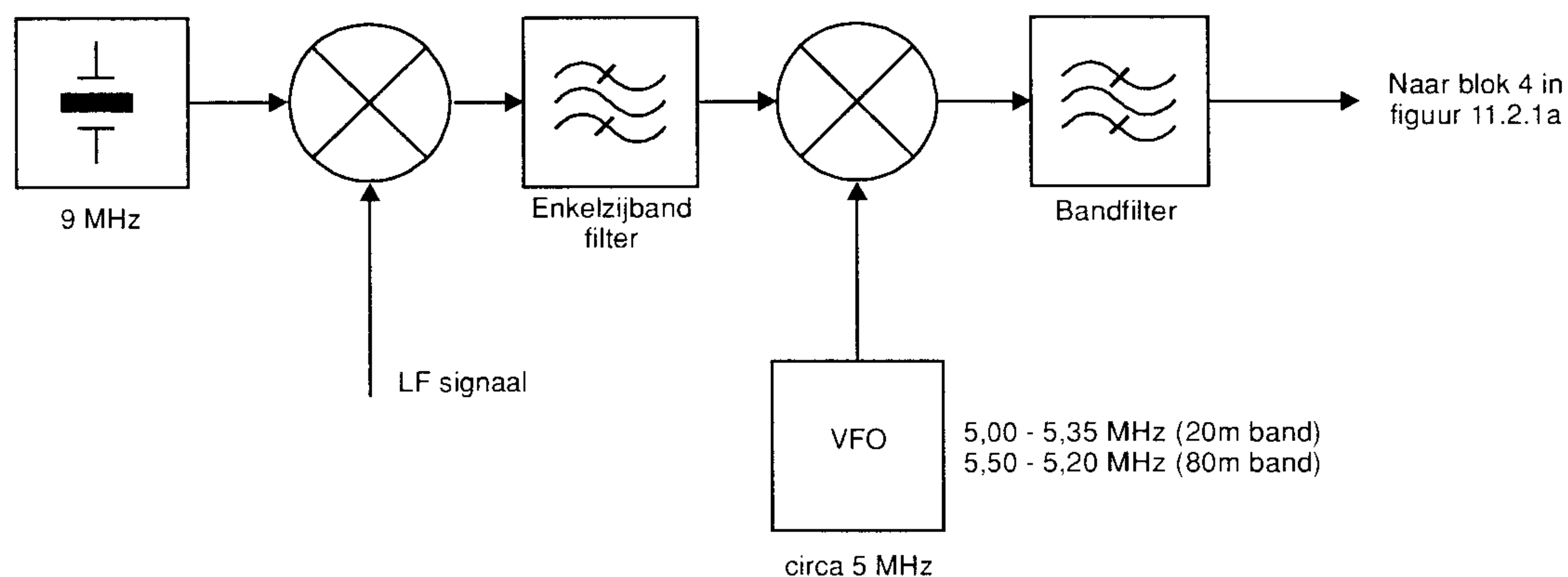
### Oscillator en buffertrap

Blok 1 vormt het hart van onze zender. De VFO wekt in eerste instantie de frequentie van de draaggolf op. Aan de frequentiestabiliteit moeten we veel aandacht besteden. Daarom wordt hij vrijwel altijd gevolgd door een buffertrap. Deze voorkomt dat belastingsvariaties door de volgende trappen de frequentie van de VFO beïnvloeden. De volgende schakelingen komen voor blok 1 in aanmerking:

1. een eenvoudige LC-oscillator
2. een meng-VFO
3. een kristaloscillator (niet afstembaar)
4. een frequentiesynthesizer (zie hoofdstuk 12.5).



Figuur 11.2-1a Algemeen blokschema van een amateurzender.



Figuur 11.2-1b Algemeen blokschema van een amateurzender.

De eenvoudige LC-oscillator is maar in een beperkt frequentiegebied te gebruiken. De frequentie van een oscillator verandert namelijk geleidelijk onder invloed van bijvoorbeeld een temperatuur-, een spannings- of een belastingsverandering. De zogenaamde frequentiedrift staat in een min of meer vaste verhouding tot de opgewekte frequentie. Hoe groter de frequentie, des te groter is ook de drift. Boven ongeveer 15 MHz wordt het erg moeilijk om de voor EZB vereiste stabiliteit te bereiken. De meng-VFO biedt een oplossing, die op de betrekkelijk smalle amateurbanden goed voldoet (figuur 11.1-13). Als we de drift van de kristaloscillator verwaarlozen, is de drift van het uitgangssignaal gelijk aan die van de VFO. Aangezien deze in dit voorbeeld op ongeveer 1/12 van de uiteindelijke frequentie werkt, is de drift evenredig kleiner.

### Vermenigvuldigingstrap

Vaak is het niet handig om met een VFO direct de zendfrequentie op te wekken. Men construeert liever een VFO op een lagere frequentie. Vervolgens wordt met behulp van een frequentievermenigvuldiger de uiteindelijke zendfrequentie opgewekt. Een voordeel van deze opzet is dat we met één VFO op meerdere banden kunnen uitkomen door een andere vermenigvuldigingsfactor te kiezen. Dit is mogelijk omdat de frequenties van de meeste amateurbanden een veelvoud zijn van dezelfde grondfrequentie. De opzet van een eenvoudige kortegolfzender zou er als volgt uit kunnen zien. De VFO werkt op 3,5 MHz. Met dit signaal wordt de 80 meter band direct bestreken. De gebruikte vermenigvuldigingsfactor is dan gelijk aan 1. Door vermenigvuldiging met 2 wordt de 40 meter band (7 MHz) bestreken en door vermenigvuldiging met 4 de 20 meter band (14 MHz). Een frequentievermenigvuldiger bestaat uit één of meer transistoren die zijn ingesteld in klasse C. Door de sterke vervorming die bij deze instelling ontstaat, bevat de collectorstroom vele harmonischen. Met behulp van afstemkringen wordt de gewenste harmonische uitgefilterd. Men kiest de vermenigvuldiging per trap meestal niet groter dan 5. Als men verder zou gaan wordt de output te klein en wordt het steeds moeilijker om de andere ongewenste harmonischen voldoende te onderdrukken. Grotere vermenigvuldigingsfactor worden gerealiseerd door meerdere trappen achter elkaar te schakelen. Zo wordt een vertwaalfvoudiger meestal opgebouwd uit twee verdubbelaars en een verdrievoudiger.



### Stuur- en eindtrap

Nu de zendfrequentie is opgewekt moeten we dit signaal zoveel versterken dat het gewenste uitgangsvermogen wordt bereikt. De vermogensversterker (transistor of buis) die via het laagdoorlaatfilter met de antenne is gekoppeld heet de eindtrap (in het Engels Power Amplifier of PA). De voorafgaande trappen noemt men stuurtrappen of drivers. Principieel bestaat er weinig verschil tussen beide. De PA is uiteraard wel voor een veel groter vermogen geconstrueerd.

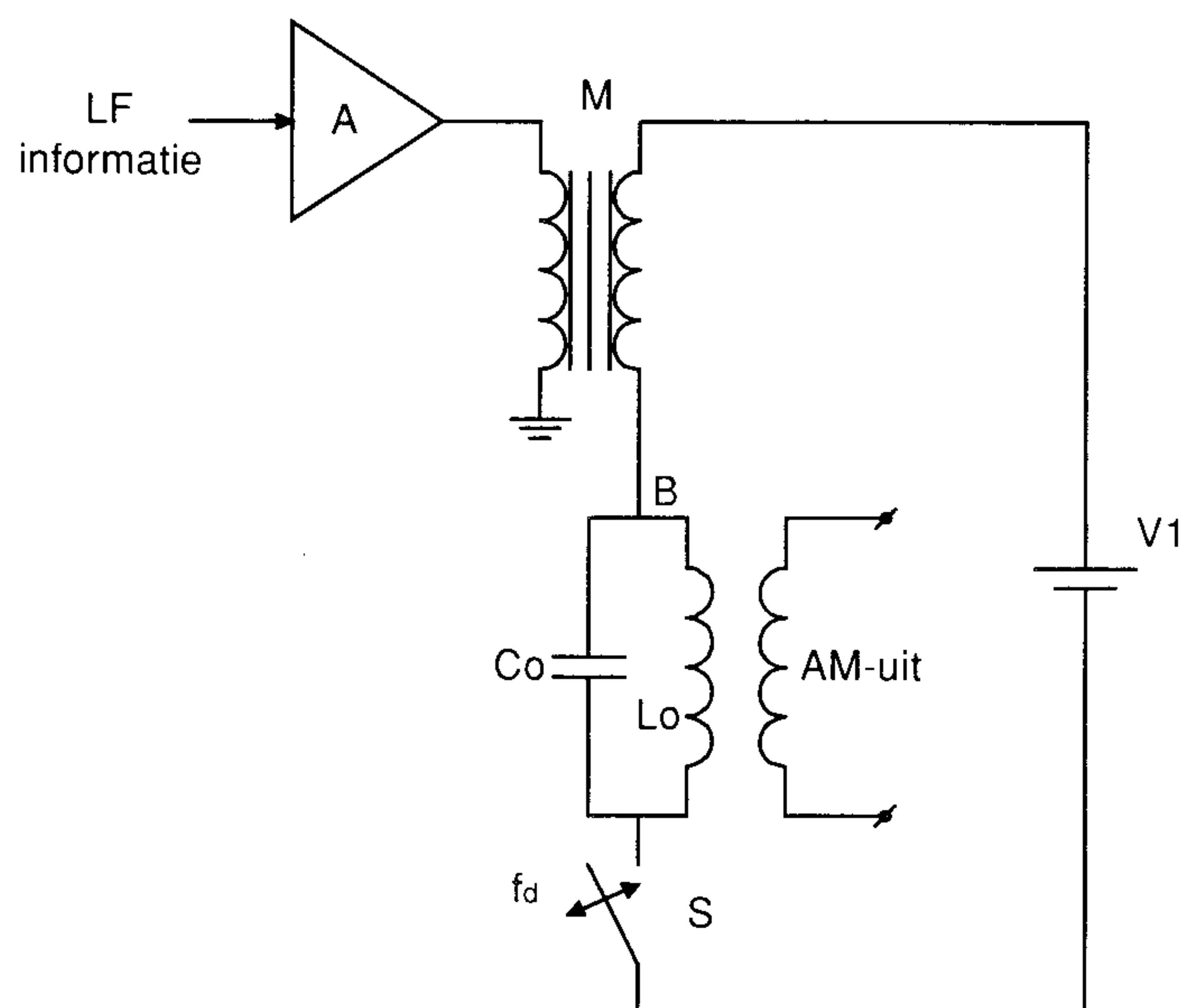
### Laagdoorlaatfilter (LDF)

Het LDF onderdrukt de harmonischen die in de PA ontstaan. Vaak wordt hier ook een impedantieaanpassing gerealiseerd. Een buis geeft zijn maximale vermogen af aan een betrekkelijk hoge weerstand. Doorgaans wil men de zender een uitgangsimpedantie van  $50 \Omega$  geven. We moeten de impedantie dus omlaag transformeren. Bij transistor eindtrappen moeten we omhoog transformeren, want die hebben een lage uitgangsimpedantie. Deze dubbelfunctie van het LDF is te realiseren met een  $\pi$ -filter (zie figuur 4.5-14). Om aan de huidige eisen met betrekking tot de harmonischenonderdrukking te voldoen wordt het  $\pi$ -filter vaak gevolgd door nog een (of meerdere) LC-secties.

## 11.2.1 Schakelingen voor AM

### Collectormodulatie

De pijlen in figuur 11.2-1a geven aan waar we in de opwekking van het zendsignaal moeten ingrijpen om de gewenste modulatiesoort te verkrijgen. Voor AM doen we dat in de eindtrap (of eventueel in de stuurtrap). Figuur 11.2-2a toont het principe van een amplitudemodulator.



Figuur 11.2-2a Theoretische AM-modulator.

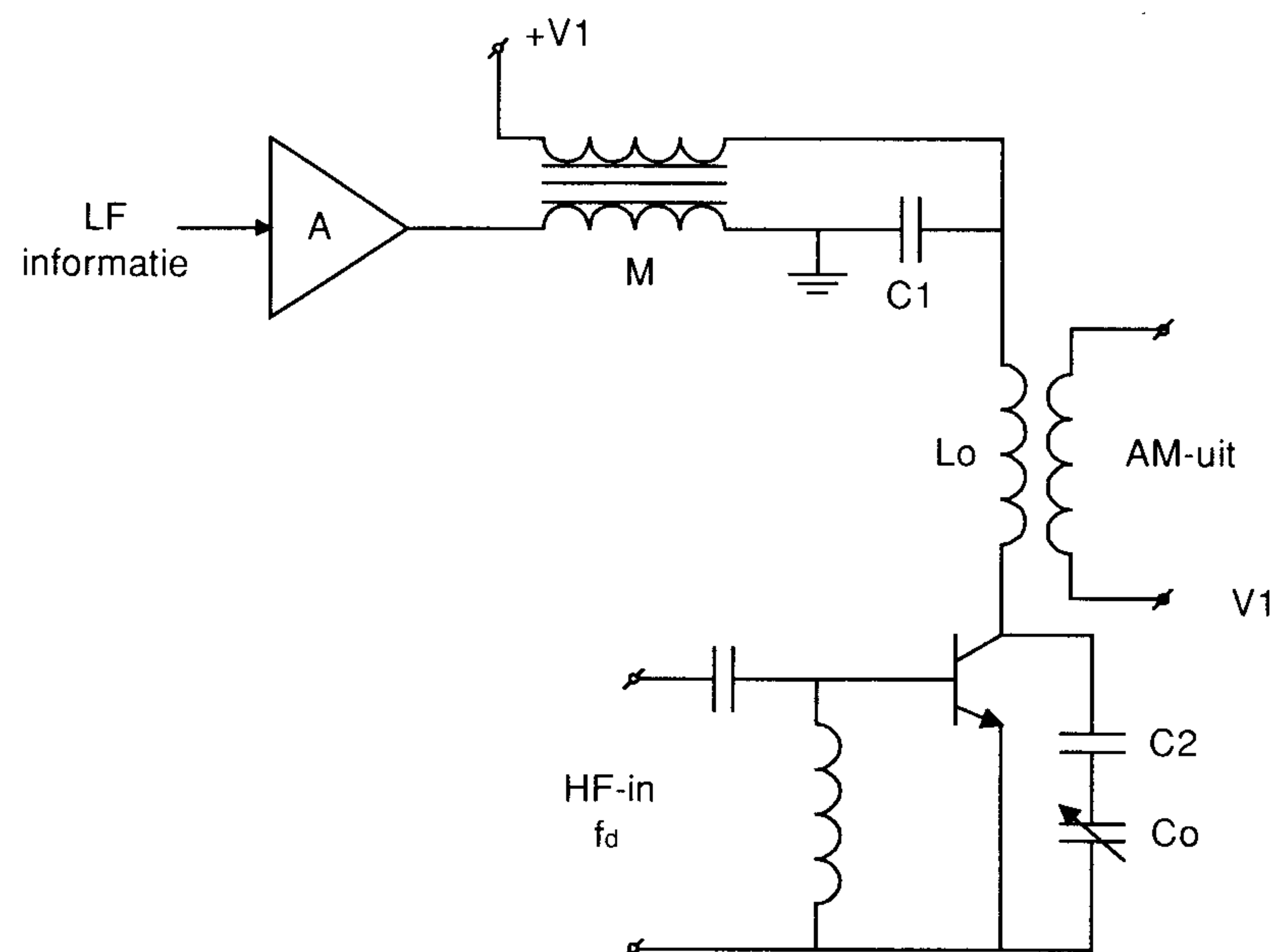
In eerste instantie voeren we geen modulatie toe aan versterker A. De (elektronische) schakelaar S gaat open en dicht met de frequentie van de



draaggolf  $f_d$ . Door S loopt nu een blokvormige stroom. De LC-kring die resonanceert op de frequentie  $f_d$  filtert de grondgolf eruit, zodat op de secundaire wikkeling van L een (vrijwel) sinusvormige spanning staat.

De amplitude van deze spanning hangt rechtstreeks af van de gelijkspanning op punt B. Als we die langzaam veranderen volgt de HF uitgangsspanning deze verandering op de voet. AM is dus te realiseren door het informatiesignaal boven op de gelijkspanning op punt B te drukken. (We noemen dat superponeren, d.w.z. er bovenop zetten). Dat is de taak van de modulatie trafo M. De secundaire wikkeling van M fungeert als een wisselspanningsbron die in serie staat met voeding  $V_1$ . De spanning op B kan zowel groter- (maximum van de modulatie) als kleiner dan  $V_1$  worden (minimum van de modulatie). Het vermogen dat door voeding  $V_1$  wordt geleverd komt ten goede aan de draaggolf. We noemen dat het gelijkstroom ingangsvermogen of DC-input. Voor een AM-zender met een draaggolfvermogen van 100 W zou dat 100 W zijn als de schakelaar, de afstemkring en de modulatie trafo verliesvrij zijn. In de praktijk kan een buizeneindtrap in klasse C op de kortegolf een rendement van ongeveer 70% halen. Om een HF-output van 100 W te krijgen moet de DC-input dan

$$\frac{100}{0,7} = 143 \text{ W bedragen}$$



Figuur 11.2-2b Praktische AM-modulator.

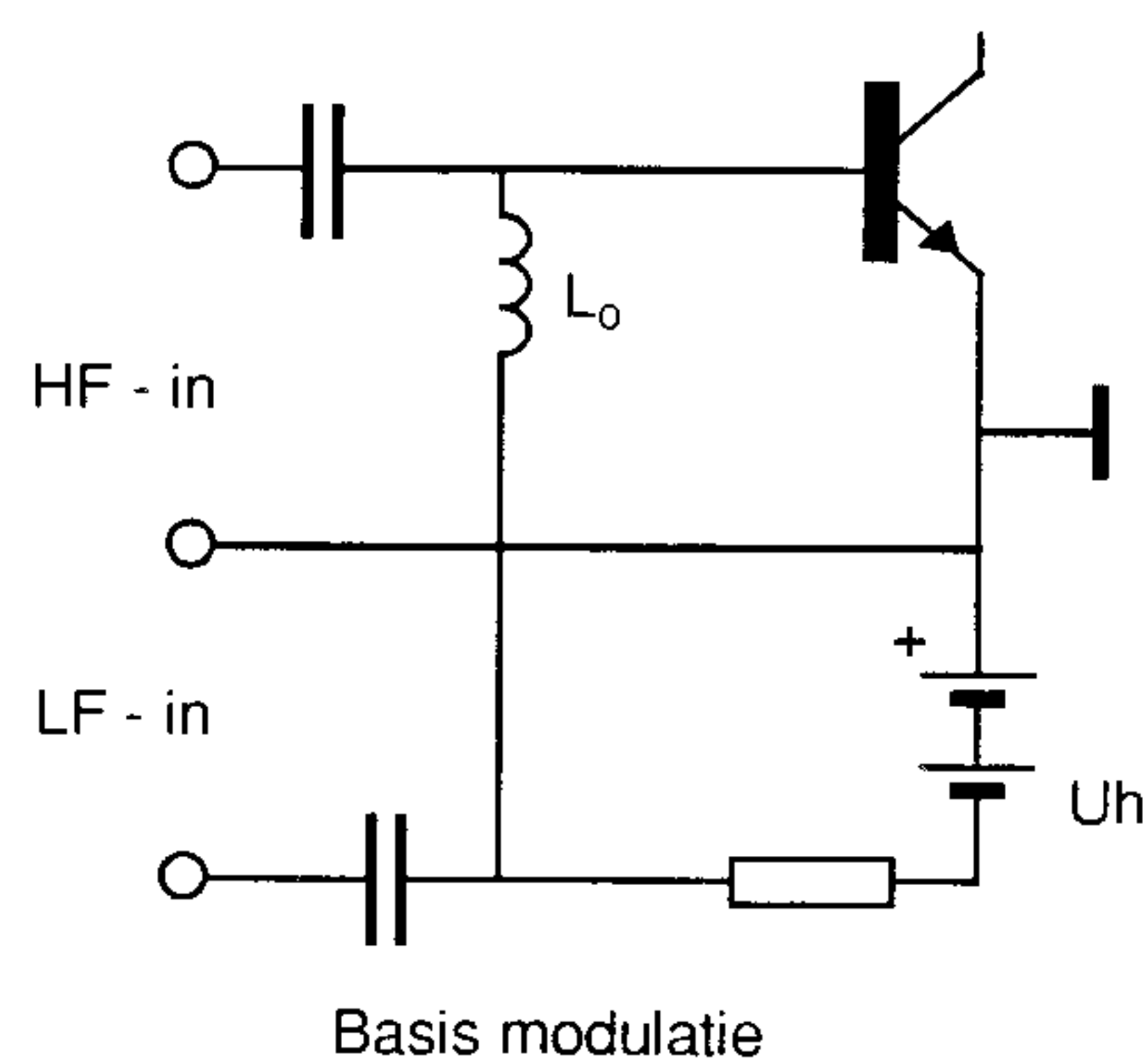
Het zijbandvermogen wordt geleverd door versterker A. Voor een verliesvrije 100 W zender moet deze minstens 50 W leveren om 100% modulatie te bereiken. Als we er voor het gemak van uitgaan dat het rendement tijdens de modulatie niet verandert, hebben we voor de bovenstaande eindtrap

$$\frac{50}{0,7} = 71 \text{ W LF - vermogen nodig.}$$

De totale input komt daarmee op  $143 + 71 = 214$  W. 30% van de input, dus 64 W, wordt door de transistor in warmte omgezet. Daarmee is de vereiste collectordissipatie bekend. Bij modulatie met spraak wordt 100% modulatie diepte slechts af en toe bereikt. Daarom kunnen we in de praktijk met een kleinere transistor volstaan. Figuur 11.2-2b geeft een realistischer beeld van de amplitude modulator. Schakelaar S is vervangen door een transistor. Om het gedrag van de schakelaar zo goed mogelijk na te bootsen is deze ingesteld in klasse C (waar zie je dat aan?). Het HF-signaal op de basis (HF-input) maakt men zo groot dat de transistor in verzadiging wordt gestuurd tijdens het positieve maximum van de HF-input. We begrijpen nu ook waarom de modulatie diepte bij dit soort schakelingen niet groter dan 100% kan worden. Dan wordt de collectorspanning negatief en laat de transistor het afweten. Aangezien de modulatiespanning wordt aangebracht op de collector, spreken we van collectormodulatie (bij buisschakelingen van anodemodulatie). De bovenkant van L wordt door  $C_1$  voor HF aan aarde gelegd. Daarmee voorkomt men dat een deel van de HF-output, via capaciteiten in de modulatietrafo, door de zender gaat zwerven. De waarde van  $C_1$  moet met zorg worden gekozen, omdat de hoogste audiofrequentie niet mag worden beïnvloed. Nu de bovenkant van de kring (voor HF) aan aarde ligt, kunnen we één zijde van de afstemcondensator  $C_0$  ook aan aarde leggen.  $C_2$ , die op de zendfrequentie een te verwaarlozen reactantie heeft, voorkomt dat er gelijkspanning op  $C_0$  staat. Bij transistor eindtrappen is dat geen groot probleem, maar bij buisschakelingen wel. Daar werkt men immers met een voedingsspanning van ongeveer 1000 V!

### Basis- en emittermodulatie

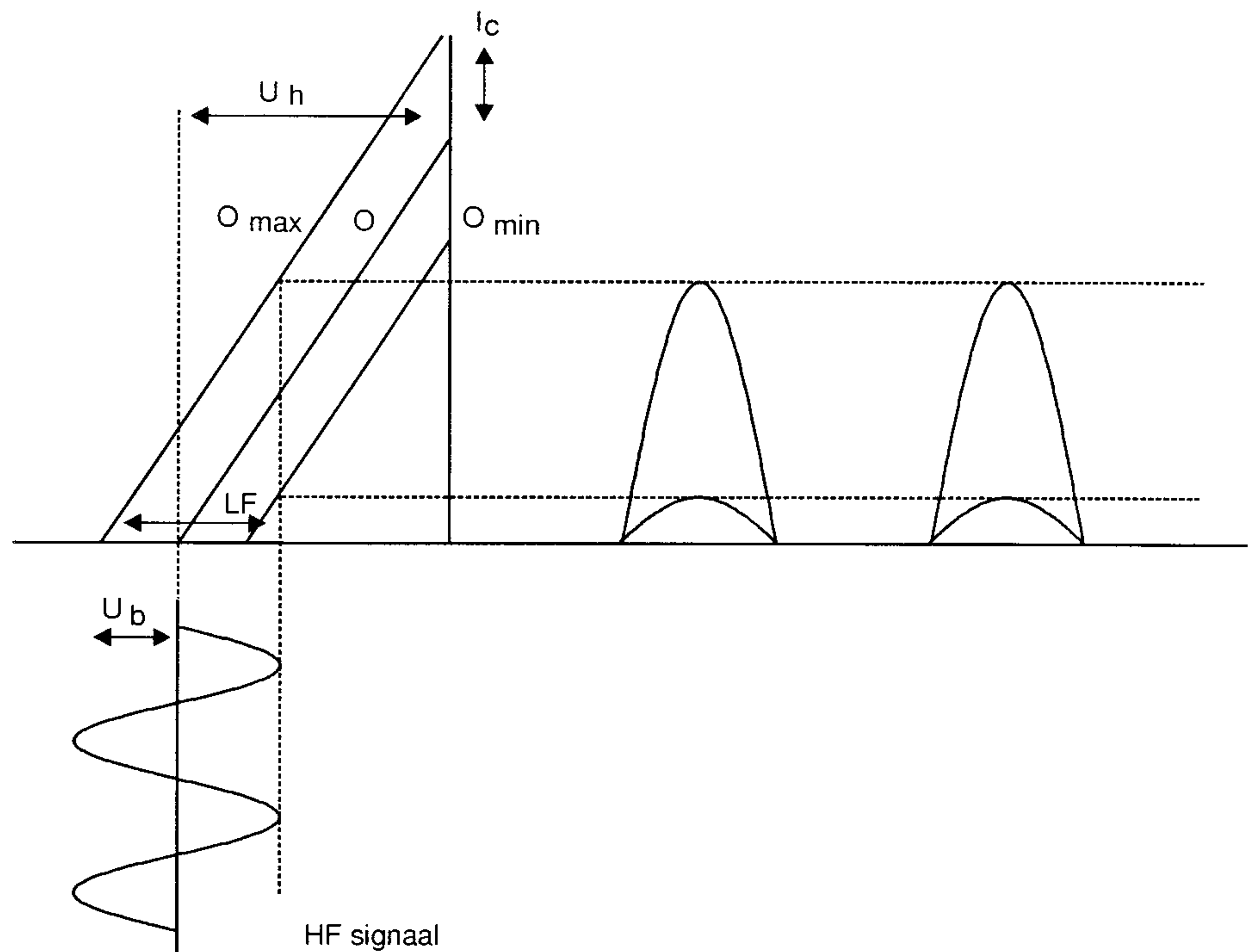
Bij collectormodulatie werkt de eindtransistor als schakelaar. Daardoor wordt een hoog rendement en een goede modulatie kwaliteit verkregen. De modulatieversterker moet echter een aanzienlijk vermogen leveren. Dit wordt soms als een bezwaar gevoeld. Men kan het benodigde vermogen verminderen door de stuurtrap te moduleren en de eindtrap lineair in te stellen (klasse AB). Bij kleinere eindtrappen voert men het LF-signaal wel toe aan de basis of de emitter (figuur 11.2-3 en 11.2-5).



*Figuur 11.2-3 AM opwekking met basismodulatie.*

De transistor kan weer in klasse C worden ingesteld, maar wordt slechts voor de helft door het HF-signaal uitgestuurd. De transistor werkt niet langer als schakelaar en heeft dus een slechter rendement. Men verandert het

instelpunt (de verticale stippellijn in figuur 11.2-4) door het LF-signaal op de instelspanning  $U_h$  te superponeren. Onder invloed van de LF-spanning schuift lijn O heen en weer tussen  $O_{\min}$  en  $O_{\max}$ . De collectorstroom (rechts in figuur 11.2-4) is daardoor afhankelijk geworden van het LF-signaal.  $I_c$  lijkt niet erg op het AM-signaal uit figuur 11.1-4 of 11.1-7. In deze stroom zit behalve het gemoduleerde signaal ook het LF-signaal verscholen. Dit wordt door  $L_o$  in figuur 11.2-3, die voor LF een lage reactantie vormt, naar de voeding kortgesloten. Het  $\pi$ -filter onderdrukt de harmonischen, zodat op de antenne-aansluiting het bekende AM-plaatje verschijnt. Het verband tussen de collectorstroom en de basisspanning is in figuur 11.2-4 door de rechte lijn O voorgesteld. In de praktijk is deze lijn, met name in de buurt van het afknijppunt, sterk gekromd.



Figuur 11.2-4 Basismodulatie. Lijn O stelt de geïdealiseerde  $U_{be} / I_c$  karakteristiek voor. De basis-emitter spanning (ca. 0,7 volt) is verwaarloosd ten opzichte van  $U_h$ .

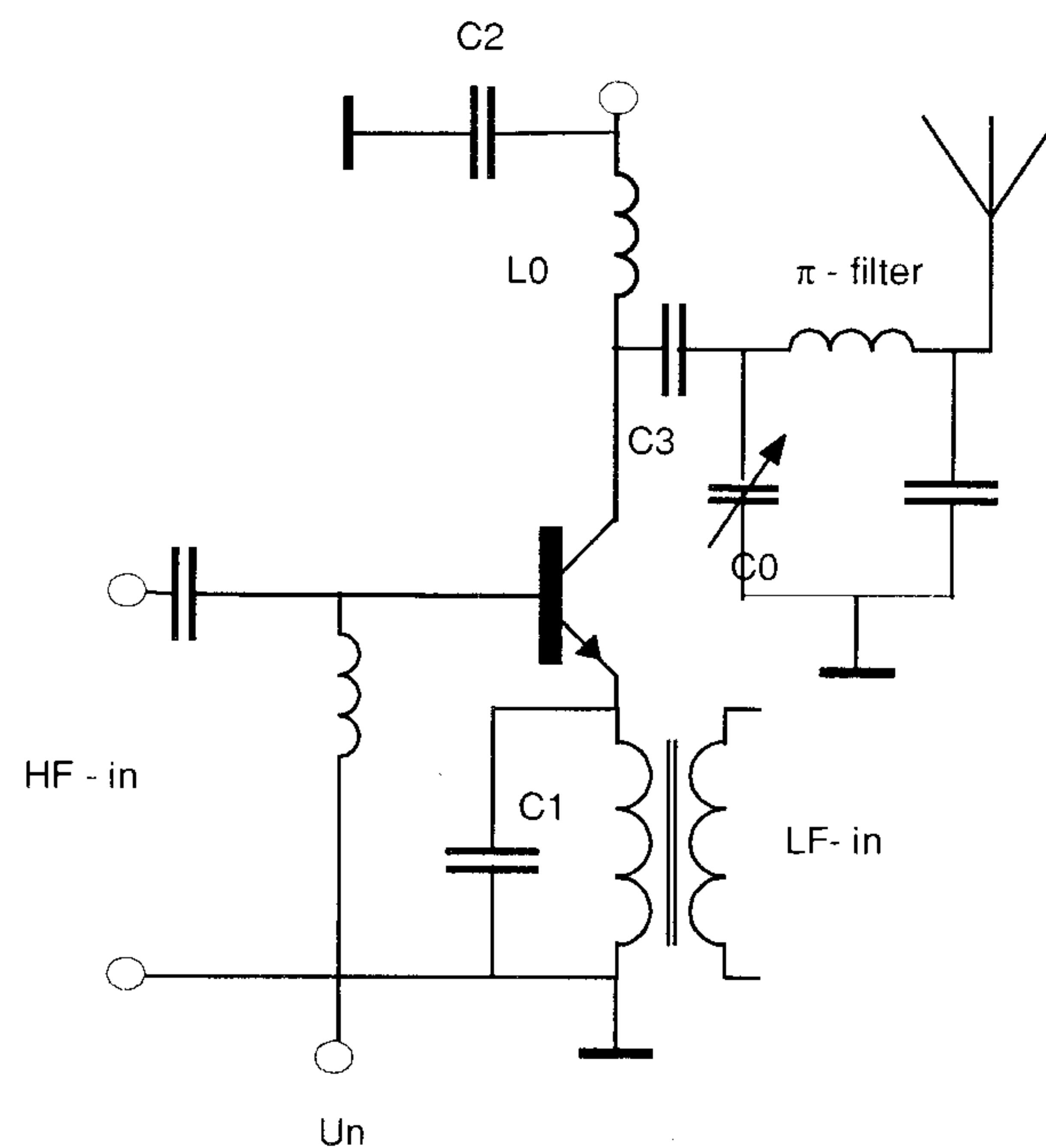
Dit type modulatieschakeling zal daarom bij een grote modulatie diepte nogal wat vervorming produceren. Smoorspoel  $L_o$  in figuur 11.2-3 houdt het HF- en LF-signaal uit elkaar. Door parasitaire capaciteiten (in de spoel) is dat in de praktijk niet altijd zo eenvoudig. Daarom voert men het LF-signaal wel aan de emitter toe (figuur 11.2-5). De scheiding tussen HF en LF wordt dan door de transistor zelf verzorgd. De LF-versterker moet nu wel iets meer vermogen leveren (waarom?).  $C_1$  legt de emitter voor HF aan aarde.

### Schakelingen voor DZB en EZB

In tegenstelling tot AM vindt DZB en EZB altijd plaats in een voortrap. De daarop volgende trappen worden allemaal lineair ingesteld (klasse A of AB). Een niet-lineaire trap zou het gemoduleerde signaal immers ernstig

verminken. In theorie is instelling in klasse B wel mogelijk. De kromming van de buis- of transistor-karakteristieken is in de buurt van het afknijppunt echter zo groot dat men dit zelden toepast. DZB is gemakkelijk op te wekken door tussen blok 3 en 4 in figuur 11.2-1 een dubbel gebalanceerde mengtrap te schakelen. Hier kunnen we EZB van maken door de gewenste zijband met een kristalfilter uit te filteren. Aan deze opzet kleven echter twee bezwaren:

- 1) We kunnen maar op één frequentie uitkomen, namelijk die van het filter.
- 2) Vaak zijn filters die uitkomen in de gewenste amateurband helemaal niet te koop.



Figuur 11.2-5 Emittermodulatie

Gelukkig bestaat er een elegante oplossing voor dit probleem. Men maakt het EZB-signaal op een geschikte hulpfrequentie (bijv. 9 MHz). Vervolgens wordt het EZB-signaal met een tweede mengtrap naar de gewenste amateurband gemengd. Figuur 11.2-1b geeft een opzet voor een EZB-zender, waarmee zowel de 20- als de 80-meter band wordt bestreken. Voor de 20-meter band gebruiken we het filter voor de somfrequentie en voor de 80 meter het filter voor de verschilfrequentie. Uiteraard moeten we ook de afstemkringen in de driver en de PA omschakelen. Een consequentie van deze methode is dat de afstemschaal voor de 80-meter band tegengesteld loopt aan die voor de 20-meter band.

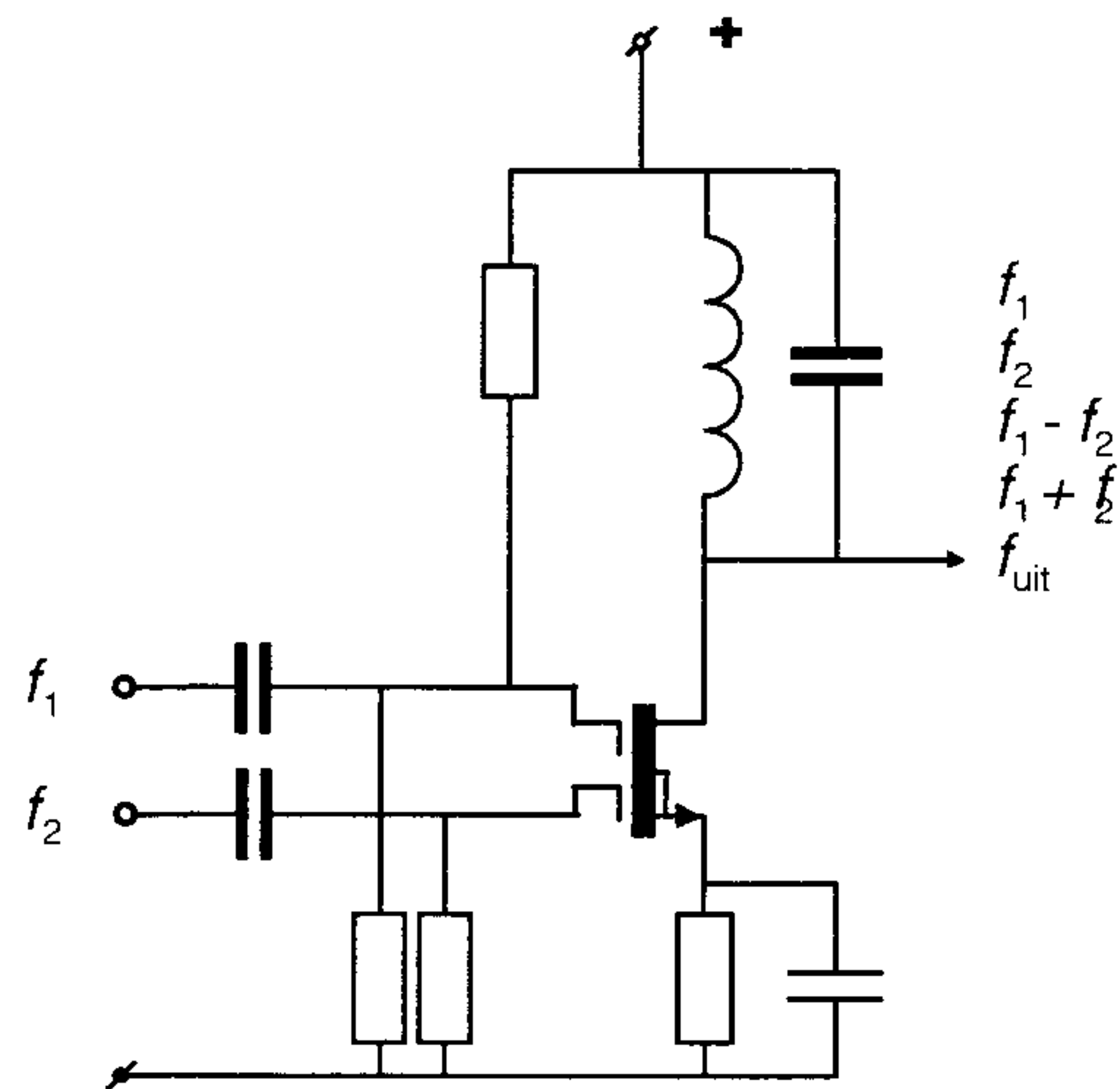
### Mengschakelingen

In het voorgaande hebben we gezien dat mengtrappen vaak voorkomen. In de ontvanger komen we ze ook weer tegen. Daarom laten we nu enkele mengschakelingen de revue passeren.

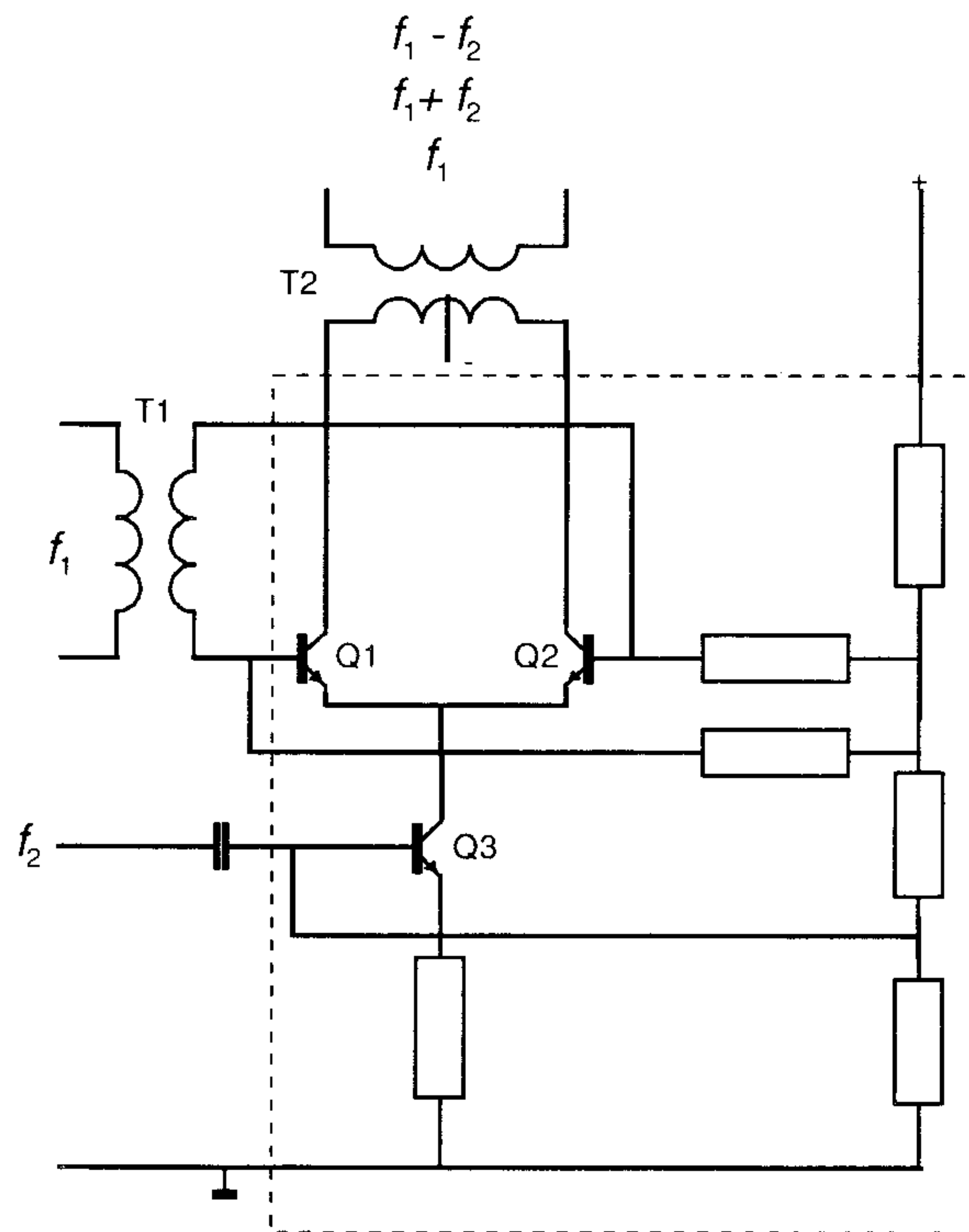


### Ongebalanceerde mengtrap

Aan de uitgang van de ongebalanceerde mengtrap vinden we zowel de ingangssignalen ( $f_1$  en  $f_2$ ) als de mengprodukten ( $f_1+f_2$  en  $f_1-f_2$ ). Vaak zien we ook nog vele harmonischen van deze signalen. Het is eigenlijk een amplitudemodulator voor klein vermogen; bijv. zoals getekend in figuur 11.2-3. Het gaat veel beter met de schakeling uit figuur 11.2-6. We maken daarbij gebruik van het feit dat de spanning op gate 2 van de mosfet de versterking bepaalt van het signaal dat op gate 1 staat.



Figuur 11.2-6 Een ongebalanceerde mengtrap.



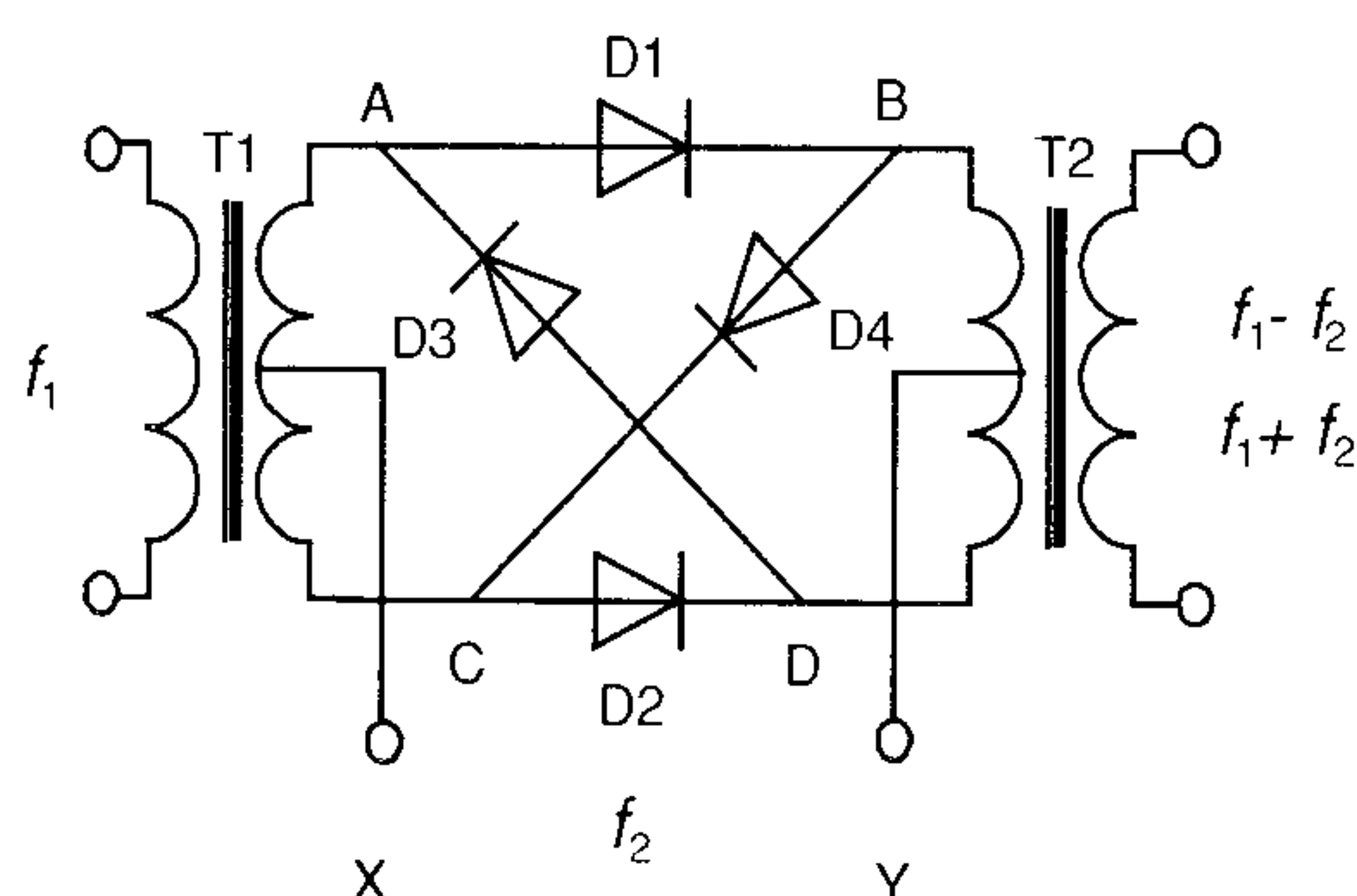
Figuur 11.2-7 Een gebalanceerde mengtrap. Het omstippelde gedeelte is in IC-vorm te koop.

### Enkel-gebalanceerde mengtrap

Bij deze mengtrap wordt één van beide ingangssignalen onderdrukt. Figuur 11.2-7 toont een veel gebruikte schakeling van dit type. Het gedeelte binnen de stippellijn is in IC-vorm te koop. Daardoor is een grote gelijkheid tussen  $Q_1$  en  $Q_2$  gewaarborgd. Dat is belangrijk voor de onderdrukking van  $f_2$ . De collectorwisselstroom van  $Q_3$  verdeelt zich in gelijke mate over  $Q_1$  en  $Q_2$ . Deze stromen doorlopen de primaire van  $T_2$  in tegengestelde richting. De bijbehorende magneetvelden heffen elkaar op, zodat  $f_2$  aan de secundaire van  $T_2$  is onderdrukt. De collectorstroom van  $Q_1$  en  $Q_2$  bepaalt de versterking van het signaal op de bases ( $f_1$ ). Deze stroom verandert in het ritme van de spanning op de basis van  $Q_3$  ( $f_2$ ). Uiteindelijk verandert de versterking van  $f_1$  in het ritme van  $f_2$ . We hebben hier dus te maken met een zuivere amplitude modulator.

### Dubbel-gebalanceerde mengtrap (DBM)

De dubbel gebalanceerde mengtrap onderdrukt beide ingangssignalen. Op de uitgang staan alleen mengprodukten, waaronder  $f_1+f_2$  en  $f_1-f_2$ . Figuur 11.2-8 toont een veel gebruikt schema. De vier diodes zijn meestal geïntegreerd op een stukje silicium. Soms gebruikt men ook losse diodes die door de fabrikant zijn uitgezocht op gelijke karakteristieken.

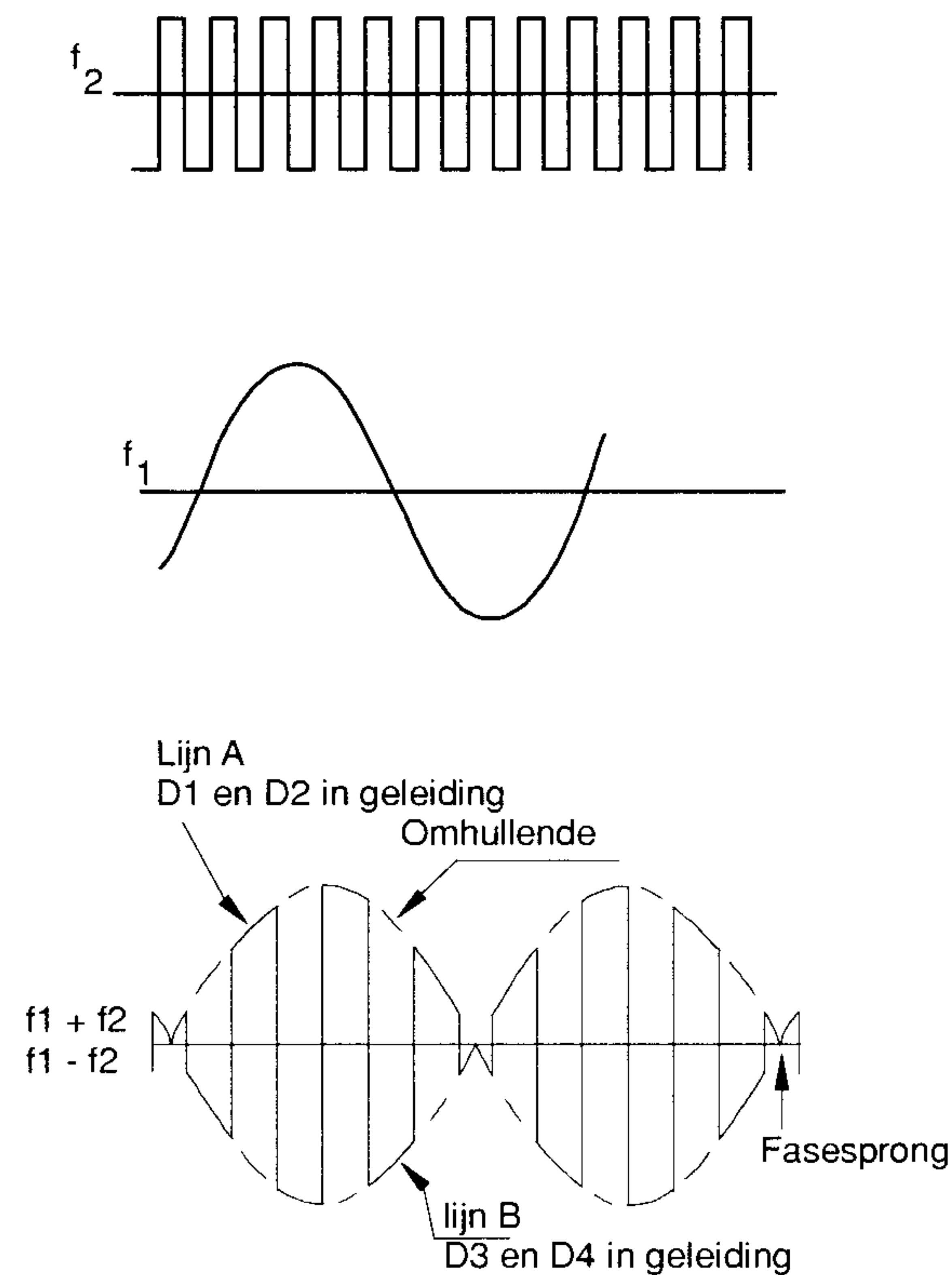


Figuur 11.2-8 Een dubbel-gebalanceerde mengtrap met diodes. (Ringmodulator).

Het geheel, dus trafo's plus diodes, is in een gesloten behuizing ondergebracht. In de praktijk maakt men de amplitude van  $f_2$  zo groot dat de diodes als schakelaar gaan werken. Snel schakelen wordt bevorderd door  $f_2$  blokvormig te maken (zie figuur 11.2-9a). Zolang  $D_1$  en  $D_2$  geleiden, wordt  $f_1$  in fase overgedragen naar de secundaire van  $T_2$  (lijn A in figuur 11.2-9c). Als  $D_3$  en  $D_4$  geleiden zijn de primaire van  $T_1$  en de secundaire van  $T_2$  kruiselings verbonden.

Nu verschijnt  $f_1$  in tegenfase op de secundaire winding van  $T_2$  (lijn B in figuur 11.2-9c). Iedere keer als de spanning tussen X en Y ompoolt, wisselen de geleidende diodeparen ( $D_1, D_2$  en  $D_3, D_4$ ) elkaar af. Daardoor springt de uitgangsspanning voortdurend heen en weer tussen lijn A en lijn B. Dit signaal doet al een beetje denken aan het DZB-plaatje uit figuur 11.1-8. De steile sprongen in de uitgangsspanning duiden op vele hogere orde mengprodukten. Deze frequenties liggen echter ver van de gewenste

produkten af en zijn gemakkelijk te onderdrukken met een bandfilter. Na filtering ontstaat dan exact het plaatje uit figuur 11.1-8.



*Figuur 11.2-9 Uitgangssignaal van een DBM, bij uitsturing met een blokvormige draaggolf. Let op de merkwaardige omkering (fasesprong) in de nuldoorgang. De omhullende verloopt als een dubbelzijdig gelijkgerichte sinus.*

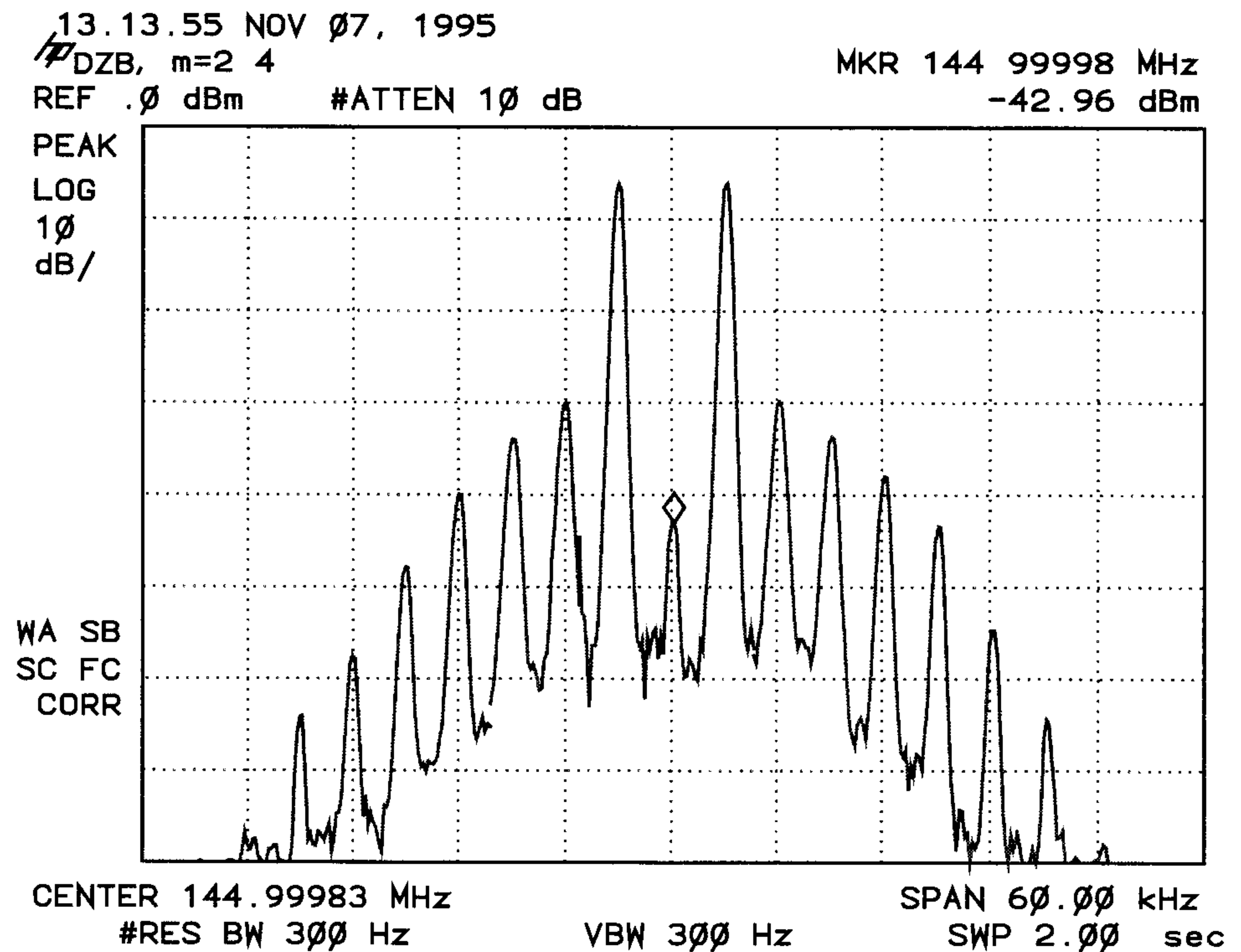
### Intermodulatie

Mengprodukten ontstaan als we twee (of meer) signalen tegelijk toevoeren aan een versterker met een niet-lineaire karakteristiek, zoals de transistor uit figuur 11.2-3. Het verband tussen de collectorstroom en de basisspanning in figuur 11.2-4 is weliswaar voorgesteld door een rechte lijn, maar de knik bij het afknijppunt betekent een sterke afwijking van het lineaire verloop. Bovendien is de lijn in werkelijkheid, ook ver van het afknijppunt, niet recht. In de beschreven gevallen ging het ons juist om die mengprodukten. In de praktijk blijken echter vaak mengprodukten te ontstaan als we het helemaal niet willen. We spreken dan van intermodulatieproducten of kortweg intermods. Voor het ontstaan van intermodulatieproducten is dus nodig:

- 1) Een versterker waarvan de karakteristiek niet helemaal recht is.
- 2) Het samengaan van twee of meer signalen.

Ad 1 Zelfs de meest lineaire versterker zal een aanzienlijke vervorming produceren zodra hij wordt overstuurd.

Ad 2 Met spraak gemoduleerde zenders moeten vele frequenties tegelijk verwerken!



Figuur 11.2-10 Intermodulatie van een DZB-sigitaal in de eindtrap.

Figuur 11.2-10 laat zien wat er gebeurt als we de eindtrap van een DZB-zender die wordt gemoduleerd met een sinusvormig signaal, oversturen. Behalve de gewenste signalen  $f_1$  en  $f_2$ , ontstaan talrijke intermodulatie produkten. De frequentieafstand tussen de intermodulatie produkten onderling en tussen de intermodulatie produkten en  $f_1$  en  $f_2$  is steeds gelijk aan het frequentieverschil  $f_2 - f_1$ . (De kleinere componenten in figuur 11.2-10 zijn mengprodukten met de niet volledig onderdrukte draaggolf). De frequenties van de intermodulatieprodukten die je ziet in figuur 11.2-10 zijn verschilfrequenties van het type:

$$2f_2 - f_1, 2f_1 - f_2, 3f_2 - 2f_1, 3f_1 - 2f_2 \text{ enz.}$$

Deze produkten liggen allemaal in de buurt van het gewenste signaal. Ze zijn daardoor niet of zeer moeilijk te onderdrukken. Er ontstaan ook somfrequenties en harmonischen van  $f_1$  en  $f_2$ . Die liggen ver van het gewenste signaal af en worden gemakkelijk onderdrukt door het laagdoorlaatfilter na de eindtrap.

#### Automatic Level Control (ALC)

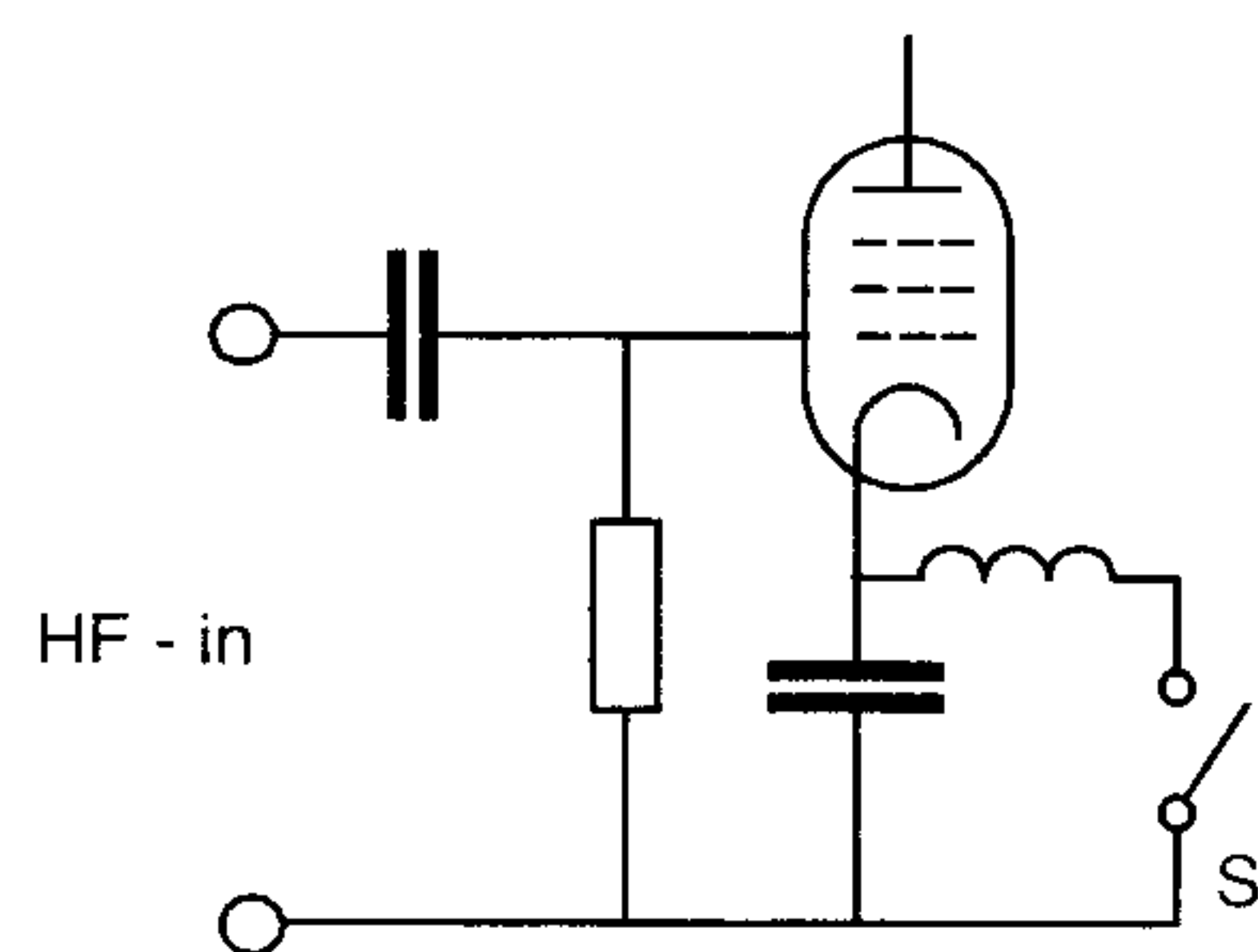
Uit het voorgaande volgt dat een met spraak gemoduleerde zender bij oversturing veel meer bandbreedte in beslag neemt dan eigenlijk nodig is. Daarom moeten we oversturing van de eindtrap (bij DZB en EZB) of overmodulatie (bij AM) te allen tijde voorkomen. DZB- en EZB-zenders zijn doorgaans voorzien van een regelcircuit, de z.g. ALC, dat de versterking van een van de stuurtrappen verkleint, zodra de maximale uitsturing van de



eindtrap is bereikt. Daartoe richt men een deel van de HF-uitgangsspanning gelijk. Deze spanning wordt met een zodanige polariteit toegevoerd aan de basis van een stuurtransistor, dat deze bij een dreigende oversturing wordt afgeknepen. Bij AM-zenders wordt meestal ingegrepen in de LF-versterker.

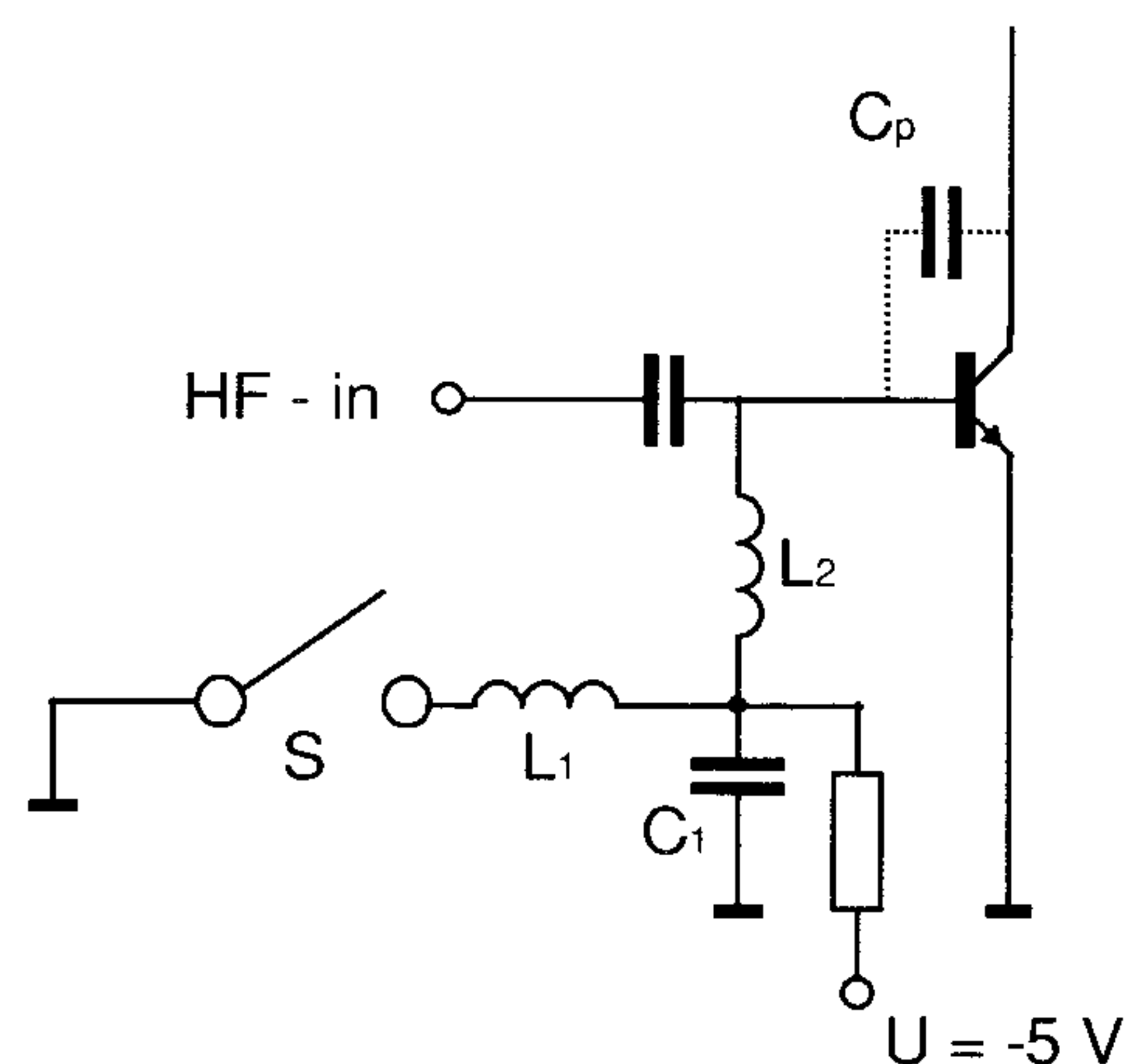
### 11.2.2 Schakelingen voor CW

Uit het voorgaande is wel gebleken dat een EZB-zender geen eenvoudig apparaat is. In vergelijking daarmee is de CW-zender een wonder van eenvoud. Als we de eindtrap in- en uitschakelen in het ritme van het CW-signaal zijn we klaar. In een CW-zender voor klein vermogen (QRP) kan dat met de seinsleutel zelf gebeuren. Een transistor eindtrap die 100 W afgeeft, neemt bij een voedingsspanning van 13,6 V al gauw 15 A op. Dat kun je niet schakelen met een seinsleutel.



Figuur 11.2-12 CW-eindtrap met een seinsleutel in de kathode leiding.

Een buizeneindtrap wordt gevoed met een spanning van ongeveer 1000 V. Dat is ook veel te veel voor een seinsleutel. We moeten dus een schakeling verzinnen die de eindtrap op commando van een kleine spanning in- en uitschakelt. We kunnen bijv. via een weerstand een negatieve gelijkspanning op de basis van de eindtransistor zetten, zodat deze wordt afgeknepen (figuur 11.2-11). Als we de seinsleutel S indrukken, verdwijnt de voorspanning en komt de eindtor tot leven.



Figuur 11.2-11 CW-eindtrap met een seinsleutel in de basis.

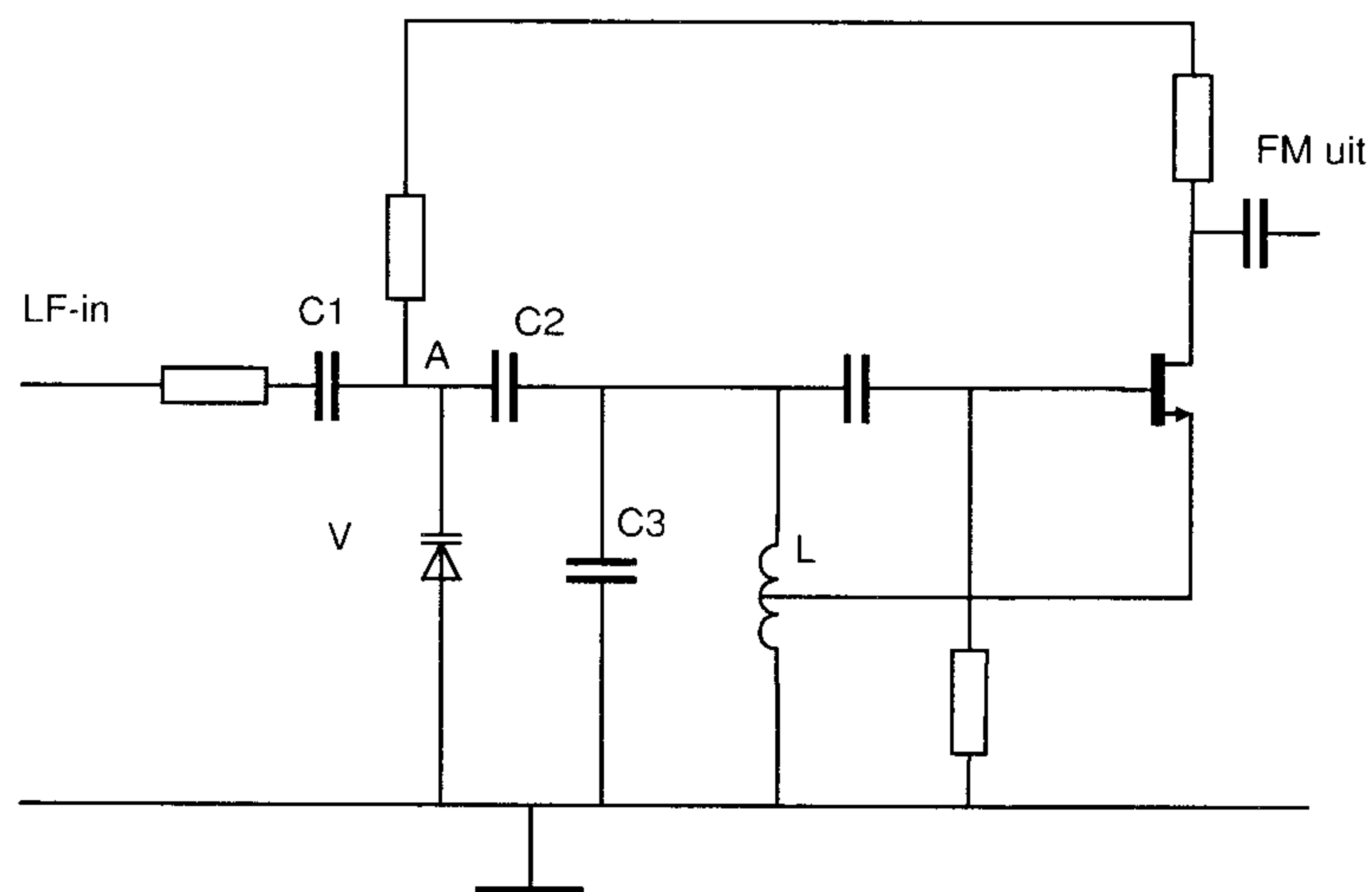
Het filter  $L_1C_1$  onderdrukt de steile flanken die bij het schakelen van S ontstaan, zodat de bandbreedte wordt beperkt. Het is aan te bevelen om de stuurtrap ook op deze manier te bewerken. Als we dat niet doen, komt bij

een geopende seinsleutel, via de parasitaire capaciteit  $C_p$  van de eindtor, toch enig vermogen op de antenne terecht. Bij buizeneindtrappen neemt men de sleutel wel op in de kathodeleiding (figuur 11.2-12). De kathodespanning is niet groot en de stroom is bij een 100 W eindtrap doorgaans kleiner dan 200 mA.

### 11.2.3 Schakelingen voor FM

#### Telefonie

Figuur 11.2-13 toont een schakeling waarmee we FM op kunnen wekken. De varicap  $V$  staat via  $C_2$  voor HF parallel aan de frequentiebepalende condensator  $C_3$ . De capaciteit van  $V$ , welke afhangt van de spanning op punt A, heeft invloed op de opgewekte frequentie. FM ontstaat dus als we een LF-spanning superponeren op de gelijkspanning op punt A. De frequentiedrift van een eenvoudige LC-oscillator is voor de VHF- en UHF-banden veel te groot. Dat is op te lossen door hem op te nemen in een frequentieregellus of PLL-synthesizer (zie hoofdstuk 12.5).



Figuur 11.2-13 FM met behulp van een varicap (capaciteitsdiode).

Bij gebruik van een meng-VFO kunnen we de VFO zelf moduleren. Een andere oplossing is het gebruik van een kristaloscillator, maar dan zijn we wel aan een bepaalde frequentie gebonden. De maximale zwaai is niet erg groot en hangt af van de manier waarop het kristal is geslepen. Voor een 2-meter zender gaat men meestal uit van een 12 MHz kristal. Om in de 2-meter band te komen, wordt dit signaal vertwaalfvoudigd ( $12 \cdot 12 = 144 \text{ MHz}$ ). Door het vermenigvuldigen neemt de zwaai ook met een factor 12 toe. Als we op 2 meter een zwaai van 5 kHz willen hebben, is de benodigde zwaai van het kristal slechts

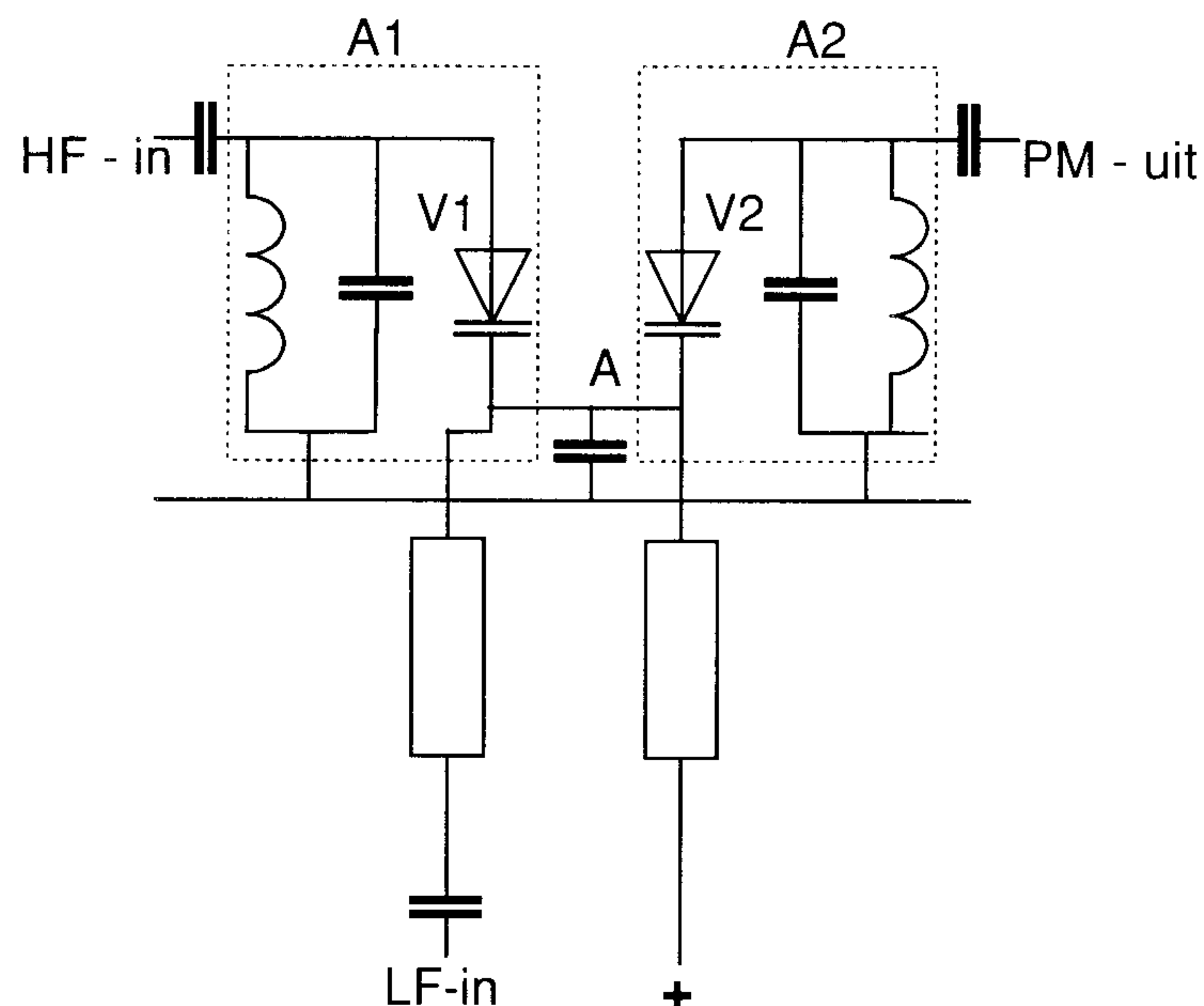
$$\frac{5}{12} = 0,417 \text{ kHz}$$

### Telegrafie

Het is heel goed mogelijk om FM te gebruiken voor (morse)telegrafie. Daarbij laten we de momentele frequentie van het signaal tussen twee waarden heen en weer springen. Een in frequentie gesleuteld signaal wordt meestal aangeduid met de Engelse term: "Frequency Shift Keying" (FSK). FSK wordt vooral toegepast bij automatische telegrafie (bijv. telex of RTTY). Bij de gewone AM-telegrafie moet je vaststellen of het signaal wel (sleutel gesloten) of niet aanwezig is (sleutel geopend). Met een goed getraind gehoor is dat zelfs mogelijk bij zwakke of door storing verminkte signalen. Een automaat laat het onder die omstandigheden meestal afweten. Bij FSK is echter altijd signaal aanwezig. De stand van de sleutel kan men daardoor met een veel grotere zekerheid detecteren. We kunnen FSK gemakkelijk opwekken door een seinsleutel aan te sluiten op de LF-ingang in figuur 11.2-13 en  $C_1$  kort te sluiten (waarom?). Een andere mogelijkheid is het gebruik van een LF-oscillator, waarvan de frequentie onder invloed van de seinsleutel verspringt tussen twee waarden. We noemen dat audio-FSK of AFSK. Het AFSK-signaal voeren we toe aan de modulatie-ingang van een EZB-zender. Als de draaggolf goed is onderdrukt is het resultaat niet te onderscheiden van directe FSK. (In de amateurpraktijk voert men het AFSK-signaal ook wel toe aan de modulatie-ingang van een FM-zender. Deze modulatievorm verschilt wezenlijk van de voorgaande methoden.)

#### 11.2.4 Schakelingen voor PM

Echte fasemodulatoren komen we vrijwel uitsluitend tegen in oudere kristalgestuurde apparaten. Toentertijd had men de techniek om kristallen in frequentie te moduleren nog niet onder de knie. Figuur 11.2-14 toont de modulator uit de bekende CMT- mobilfoon.



Figuur 11.2-14 Fasemodulator uit een CMT mobilfoon.

De kringen  $A_1$  en  $A_2$  zijn topgekoppeld via de varicaps  $V_1$  en  $V_2$ . De fasedraaiing van het uitgangssignaal hangt af van de grootte van de koppelcapaciteit. PM ontstaat dus als we op de gelijkspanning van punt A

een wisselspanning superponeren. De bereikbare zwaai is bij deze methode ook niet groot. De gebruikte kristalfrequentie is ongeveer 18 MHz. Nadat het signaal is verachtvoudigd zitten we op 2 meter en is de zwaai groot genoeg. In paragraaf 11.1 werd al opgemerkt dat we PM net zo goed kunnen opwekken m.b.v. een frequentiemodulator. Daartoe moeten we in de LF-versterker een filter opnemen, waarvan de frequentie karakteristiek evenredig toeneemt met de frequentie (6 dB/octaaf). In de meeste zenders voor spraak-communicatie worden de lage audiofrequenties flink verzwakt om de verstaanbaarheid te verbeteren. In feite zendt men dan min of meer een PM-signaal uit.

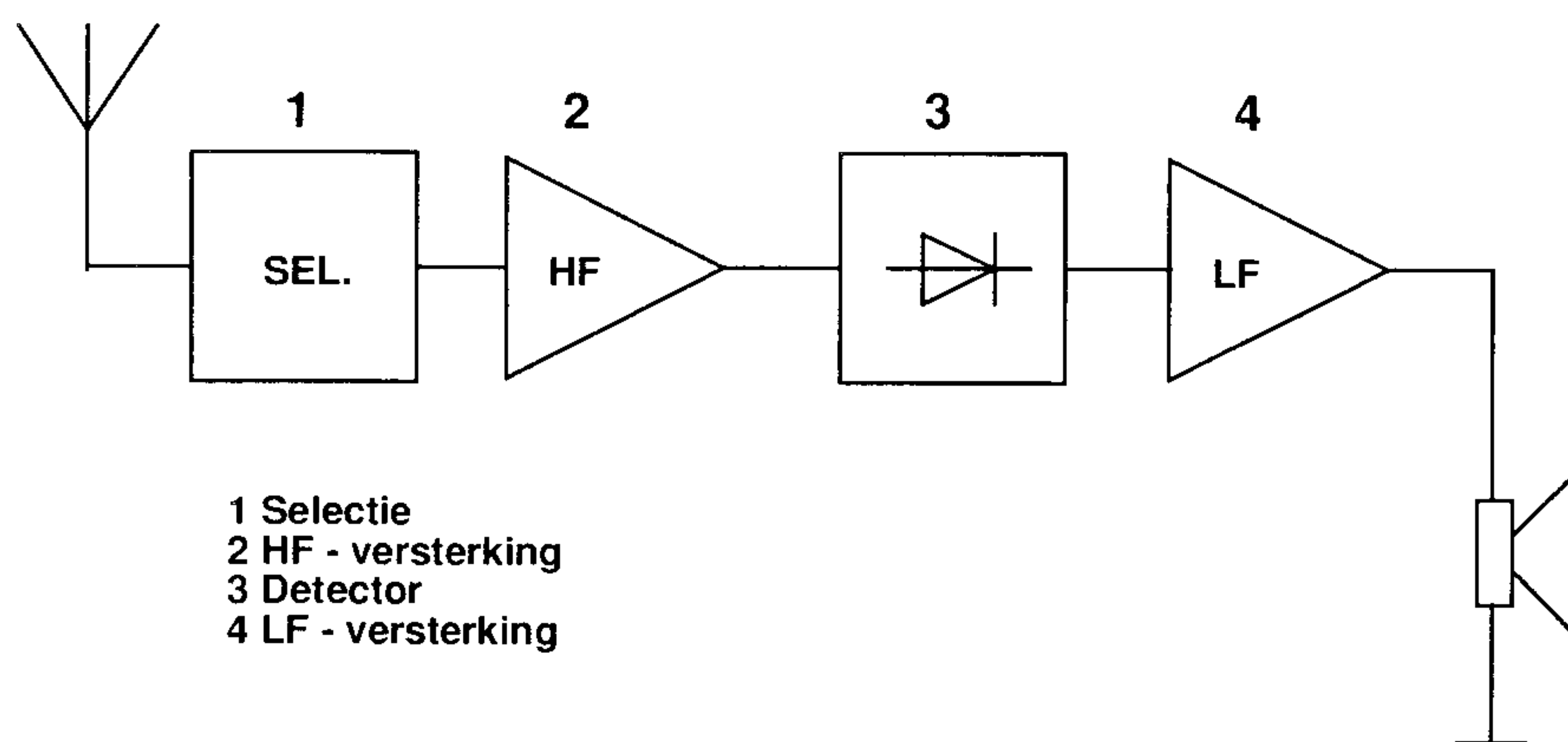
### 11.3 Ontvangers

#### Inleiding

Laten we eens bekijken welke functies een radio-ontvanger zoal moet vervullen. In een tekening kunnen we die functies voorstellen als functieblokken. Door die blokken op een rijtje te zetten krijgen we een globaal idee hoe een ontvanger eruit moet zien.

#### 11.3.1 Blokschema

Uit ervaring weten we waarschijnlijk al dat er via de ether talloze radiosignalen op ons afkomen. Daar willen we er één uitkiezen of selecteren. Het luisteren naar twee of drie stations tegelijk is immers geen pretje. Het eerste blok in figuur 11.3-1 is daarom het selectie- of afstemblok. Met het selecteren van een bepaald station zijn we er nog lang niet. De zender heeft de uit te zenden informatie op een bepaalde manier aan de draaggolf vastgeplakt. In de ontvanger moet dus een blok zitten dat de informatie er weer uit peutert. Dat gebeurt in het detectieblok. De energie die op de antenne terecht komt, is doorgaans heel klein. Om de detector goed te laten werken is een zekere minimale spanning nodig. We moeten het geselecteerde signaal dus flink versterken. Dat gebeurt in de HF-versterker. Aan de uitgang van de detector staat de oorspronkelijke informatie weer ter beschikking. Deze (laagfrequente) spanning is nog te klein om een luidspreker mee te sturen. Daarom voegen we nog een LF-versterker toe.

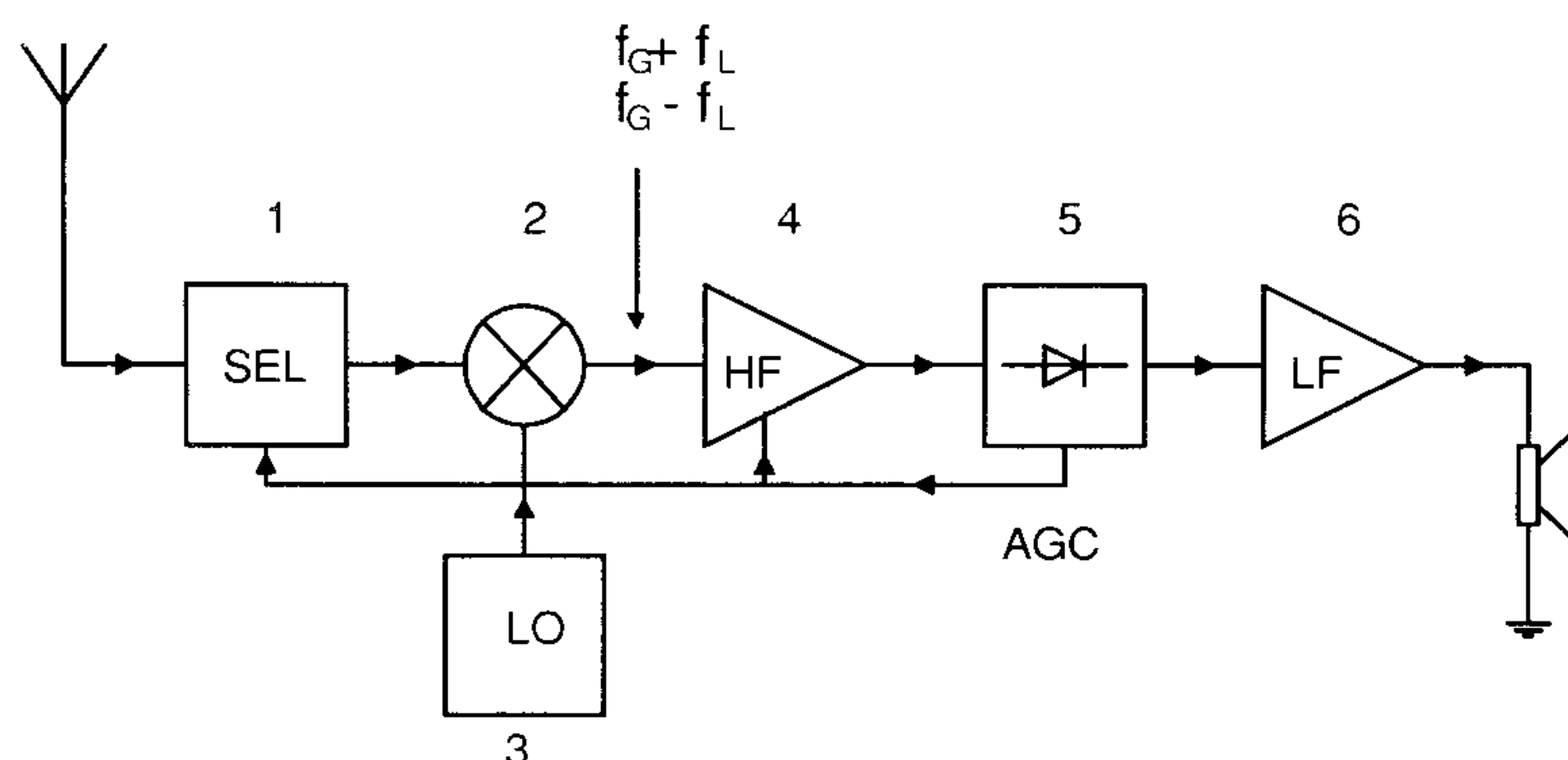


Figuur 11.3-1 Blokschema van een rechtuitontvanger.



Het blokschema van figuur 11.3-1 is erg onvolledig. Het afstemblok moet een voorziening hebben om op verschillende stations te kunnen afstemmen. In de LF-versterker moet een knop zitten om de geluidsterkte in te stellen. Zo moeten er nog talrijke verfijningen worden aangebracht voor we een bruikbare ontvanger hebben. Door dit blokschema hebben we wel zicht gekregen op een van de oudste ontvangssystemen, namelijk de rechtuitontvanger. Een ontvanger werkt vanaf de antenneplug tot en met de detector met dezelfde HF-frequentie. We noemen dat ook wel een ontvanger zonder frequentietransformatie. Je vermoedt nu waarschijnlijk dat er ook ontvangers bestaan met frequentietransformatie. Figuur 11.3-2 geeft de opzet weer van dit type ontvanger. We noemen dat een superheterodyne of kortweg super. In blok 1 vindt een globale selectie plaats. Bij ontvangers voor een betrekkelijk smalle amateurband is dat tegenwoordig meestal een vast afgestemd filter dat de gewenste amateurband in zijn geheel doorlaat. Vaak vindt hier ook enige versterking plaats.

Het gewenste HF-sigitaal ( $f_g$ ) komt nu in de mengtrap. Hier wordt het HF-sigitaal gemengd met een signaal uit een hulposcillator ( $f_L$ ). De hulposcillator heet lokale oscillator, afgekort  $L_O$ . Aan de uitgang van de mengtrap vinden we de som en verschilfrequenties van  $f_g$  en  $f_L$ . Vervolgens komen we bij de middenfrequentversterker. Hierin zit (behalve de versterker) een vast afgestemd filter, waarmee het gewenste station wordt uitgefilterd. De frequentie van de  $L_O$  wordt doorgaans zo gekozen dat de verschilfrequentie  $f_g - f_L$  precies overeenkomt met de doorlaatfrequentie van het MF-filter ( $f_m$ ). Door de combinatie van mengtrap en MF-filter, wordt  $f_L$  in feite van  $f_g$  afgetrokken. Een typisch voorbeeld van frequentietransformatie.



Figuur 11.3-2 Blokschema van een superheterodyne ontvanger.

Detectie en laagfrequentversterking gebeuren op dezelfde manier als bij de rechtuitontvanger. Het blokschema van de super doet vermoeden dat deze ontvanger een stuk ingewikkelder is dan de rechtuit. Toch werkt zelfs het goedkoopste transistorradiootje dat je kunt kopen volgens dit principe. Kennelijk kleven er nogal wat bezwaren aan de rechtuit. Daar gaan we in de volgende paragraaf op in. Je zult opmerken dat we tot nu toe niets hebben gezegd over de modulatiesoort van het station dat we willen ontvangen (FM, AM, EZB enz.). We gaan er voorlopig vanuit dat het verschil tussen bijv. een FM- en een EZB-ontvanger uitsluitend bestaat uit het toepassen van een

andere detector. Dat betekent dat we de verschillende blokken, onafhankelijk van het type ontvanger waarin ze worden toegepast, kunnen bespreken.

### Problemen van de rechtuit

We kunnen het probleem van de rechtuit in één zin samenvatten: Hoe combineren we voldoende gevoeligheid en selectiviteit met eenvoudige bediening (éénknopsafstemming)? Om in te zien dat dit inderdaad een probleem is bekijken we het volgende voorbeeld. We willen een rechtuit maken voor de middengolf. Deze band loopt globaal van 500 tot 1500 kHz. Laten we voor het gemak een frequentie van 1 MHz aanhouden. In het afstemblok stoppen we een parallelkring (de éénkringer). De maximaal bereikbare Q-factor van deze kring stellen we op 100. In hoofdstuk 4.5 hebben we het verband tussen Q en de bandbreedte geleerd:

$$B = \frac{f_{res}}{Q}$$

In dit voorbeeld vinden we dan:

$$B = \frac{1 \cdot 10^6}{100} = 10 \text{ kHz}$$

In de middengolf liggen de stations 9 kHz uit elkaar, dus dit antwoord lijkt niet zo gek. We moeten wel bedenken dat dit de 3dB bandbreedte is. Een station op 10 kHz afstand wordt slechts 3 dB verzwakt. Stel dat je een zwak station wilt beluisteren, terwijl op het naburkanaal een station uitzendt dat 40 dB sterker binnenkomt. Dan komt het ongewenste station 37 dB sterker door dan het gewenste en is ontvangst van het zwakke station feitelijk onmogelijk.

Van een goede ontvanger verwachten we daarom dat deze stations op het naburkanaal minstens 60 dB verzwakt. We kunnen de situatie verbeteren door enkele gekoppelde afstemkringen te gebruiken (capacitief of inductief), maar nu stuiten we op een nieuw probleem. Als we vasthouden aan éénknopsafstemming moeten we evenzo vele afstemcondensatoren op één as monteren. Bij het verdraaien van de afstemknop moeten de resonantiefrequenties van de kringen exact gelijk lopen, anders is het middel (meer kringen) erger dan de kwaal. Die gelijkloop ontstaat niet vanzelf, omdat de verschillende kringen verschillende (capacitieve) belastingen zien. Met wat trucjes is gelijkloop bij een tweekringer nog wel mogelijk. Het afregelen van een driekringer is al zo gecompliceerd dat een ontvanger volgens dit principe zelden uit het laboratoriumstadium komt!

Uit de bovenstaande formule volgt tevens dat de bandbreedte van een rechtuit afhangt van de frequentie, waarop hij is afgestemd. Als we voor het gemak aannemen dat Q bij het afstemmen niet verandert, is de bandbreedte rechtevenredig met  $f_{res}$ . Aan de hoge kant van de middengolf is de selectiviteit ongeveer drie maal slechter dan aan de lage kant. Het selectiviteitsprobleem wordt nog veel groter als we volgens dit recept een

ontvanger voor de 80-meter band (3,5 MHz) willen maken. Uitgaande van dezelfde Q-factor krijgen we een bandbreedte van 35 kHz. In die bandbreedte passen zeker 10 EZB-stations. En dat is dan nog een van de laagste amateurbanden! Conclusie: volgens het rechtuitprincipe is nog wel een peilontvangertje voor de 80-meter band te maken (vossejacht), maar beslist geen serieuze ontvanger.

### De superheterodyne

De hierboven beschreven problemen worden bij de super op een elegante manier opgelost. De selectie van een bepaald station gebeurt in de MF-versterker. Aangezien die op een lagere frequentie werkt, levert dezelfde Q-factor in ieder geval een kleinere bandbreedte op. Bovendien werkt de MF op een **vaste** frequentie. In principe kun je net zoveel kringen op een rij zetten als je wilt. In plaats van (talrijke) parallelkringen past men tegenwoordig vaak een kristal- of een keramisch filter toe. Maar hoe gaat de afstemming dan in zijn werk? Door de frequentie van de  $L_0$  te veranderen. Er is dan steeds een ander station waarvoor het rekensommetje opgaat:

$$f_g - f_L = f_m$$

Kort samengevat: met het super-principe slaan we drie vliegen in een klap:

- 1) De bandbreedte hangt niet af van de afstemming
- 2) Toepassing van kristalfilters is mogelijk
- 3) Bij een lage frequentie is versterking gemakkelijker.

Het is bijna te mooi om waar te zijn.

### Onder- en bovenmenging

Je vraagt je misschien af of het aftrek trucje altijd opgaat. Stel eens dat  $f_g = 1$  MHz en  $f_L = 1,5$  Mhz. Komt er dan een negatieve frequentie uit de mengtrap? Nee, de mengtrap is zo slim (of zo dom, zoals later zal blijken) dat hij automatisch het grootste getal voorop zet. Bij een gegeven waarde van  $f_g$  en  $f_m$  bestaan er dus twee mogelijkheden voor  $f_L$ :

- 1)  $f_L$  kleiner dan  $f_g$  :  $f_g - f_L = f_m$
- 2)  $f_L$  groter dan  $f_g$  :  $f_L - f_g = f_m$

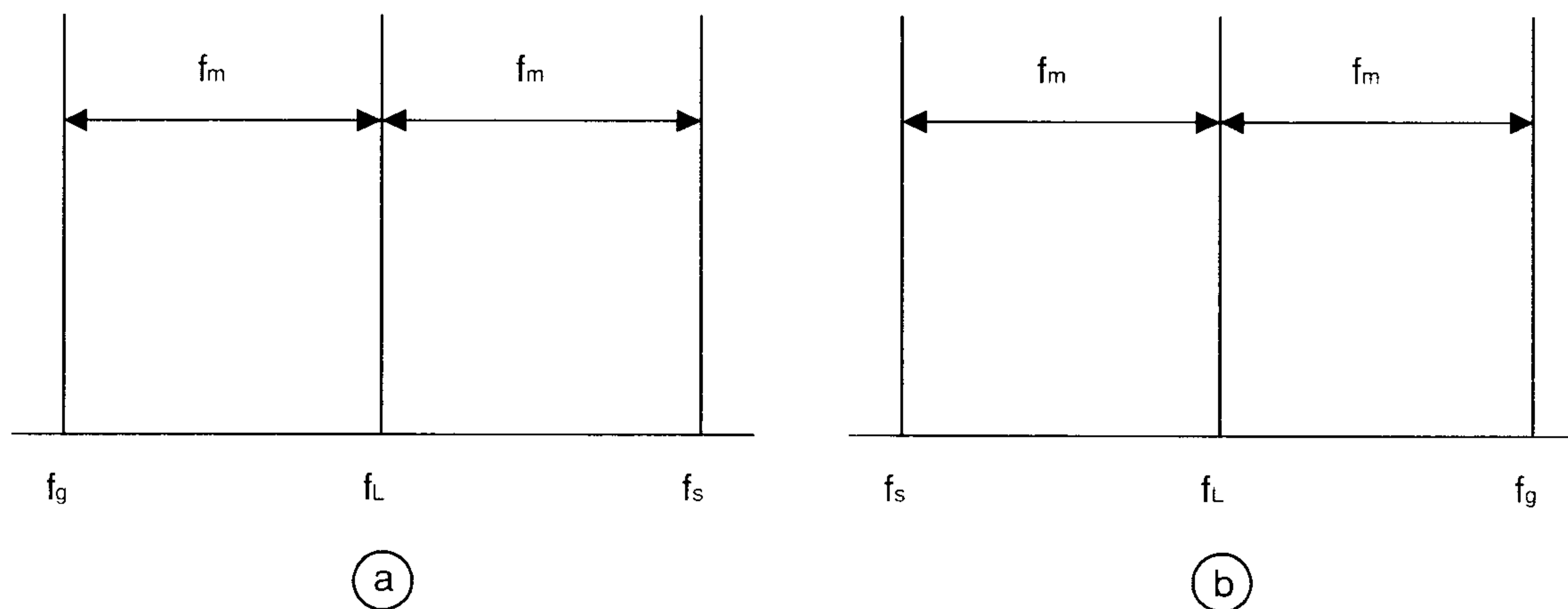
In het eerste geval spreekt men van ondermenging en in het tweede van bovenmenging. Ontvangers die een breed frequentiegebied bestrijken (bijvoorbeeld de middengolf) werken altijd met bovenmenging. Voor een ontvanger die slechts een betrekkelijk smal gebied bestrijkt maakt het niet veel uit. De keuze tussen onder- en bovenmenging wordt dan meestal door andere factoren bepaald (spiegels).

### Spiegelfrequenties

In de vorige paragraaf zeiden we tussen haakjes dat de mengtrap eigenlijk dom is. Bij een gegeven  $f_g$  en  $f_m$  bestaan twee mogelijke waarden van  $f_L$ . Het omgekeerde is ook waar: Als  $f_L$  eenmaal is gekozen bestaan er ook twee waarden van  $f_g$  die hetzelfde verschil opleveren.



Een super ontvangt in principe twee frequenties tegelijk, een gewenste en een ongewenste. Die ongewenste frequentie heet de spiegel ( $f_s$ ). De figuren 11.3-3a en 11.3-3b brengen de relatie tussen  $f_g$ ,  $f_s$  en  $f_L$  in beeld. Bij zowel boven- als ondermenging ligt  $f_L$  in het midden. Ter weerszijden liggen  $f_g$  en  $f_s$  (spiegelsymmetrisch) op een afstand gelijk aan  $f_m$ . De afstand tussen  $f_g$  en  $f_s$  bedraagt derhalve  $2 \cdot f_m$ .



Figuur 11.3-3 (a) Ondermenging :  $f_G$  is kleiner dan  $f_L$ . (b) Bovenmenging :  $f_L$  is kleiner dan  $f_G$

De spieglfrequentie volgt nu uit:

$$f_s = f_g - 2 \cdot f_m \quad (\text{ondermenging})$$

$$\text{of } f_s = f_g + 2 \cdot f_m \quad (\text{bovenmenging}).$$

### Keuze van de middenfrequentie

Dat is ook wat moois, zul je denken. Het selectiviteitsprobleem van de rechtuit is niet opgelost, het is alleen maar verplaatst. Dat valt wel mee. Kijk maar eens naar het volgende voorbeeld.

### Voorbeeld

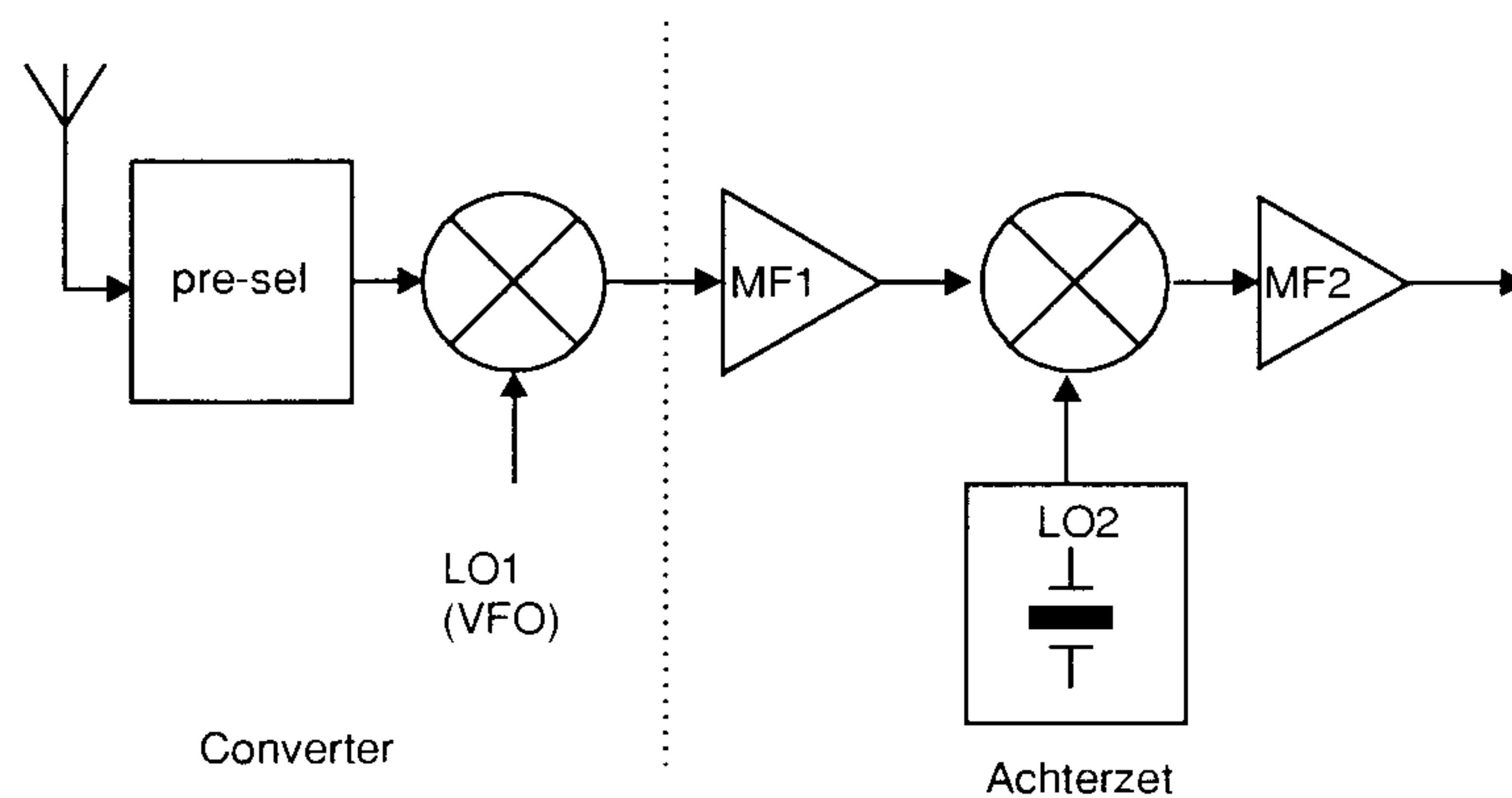
Een middengolfontvanger (bovenmenging) is afgestemd op een frequentie van 530 kHz en heeft een middenfrequentie van 455 kHz. (Deze middenfrequentie is in de loop der jaren min of meer gestandaardiseerd.) Voor de spiegel vinden we dan:

$$f_s = 530 + 2 \cdot 455 = 1440 \text{ kHz}$$

Dat is precies de frequentie van Radio Luxemburg en die moeten we dus op een of andere manier kwijtraken. Dat is de taak van het preselectiefilter in blok 1 (figuur 11.3-2). Omdat de spiegel zo ver weg ligt (910 kHz) is hij met één parallelkring voldoende te onderdrukken. Als we vasthouden aan een middenfrequentie van 455 kHz krijgen we op de hogere HF-banden toch weer een probleem. Er bestaat immers een constant verschil van 910 kHz



tussen  $f_g$  en  $f_s$ . Echter, naarmate  $f_g$  groter wordt, komt de  $f_s$  naar verhouding dichterbij. En een filter kijkt nu eenmaal naar de frequentieverhouding in plaats van naar het frequentieverschil. De oplossing ligt voor de hand: we moeten de middenfrequentie verhogen. Als we afzien van het gebruik van een kristalfilter rijst de vraag hoe we op die hogere MF voldoende selectiviteit verkrijgen. Nu we het super-principe kennen is de oplossing heel simpel. We zetten de hoge MF m.b.v. een tweede mengtrap om in een lage. Zo ontstaat een ontvanger met twee mengtrappen en twee middenfrequenties, de z.g. dubbelsuper (figuur 11.3-4). De preselectie onderdrukt de spiegel die bij het eerste mengproces ontstaat. De eerste MF onderdrukt de spiegel van het tweede mengproces.

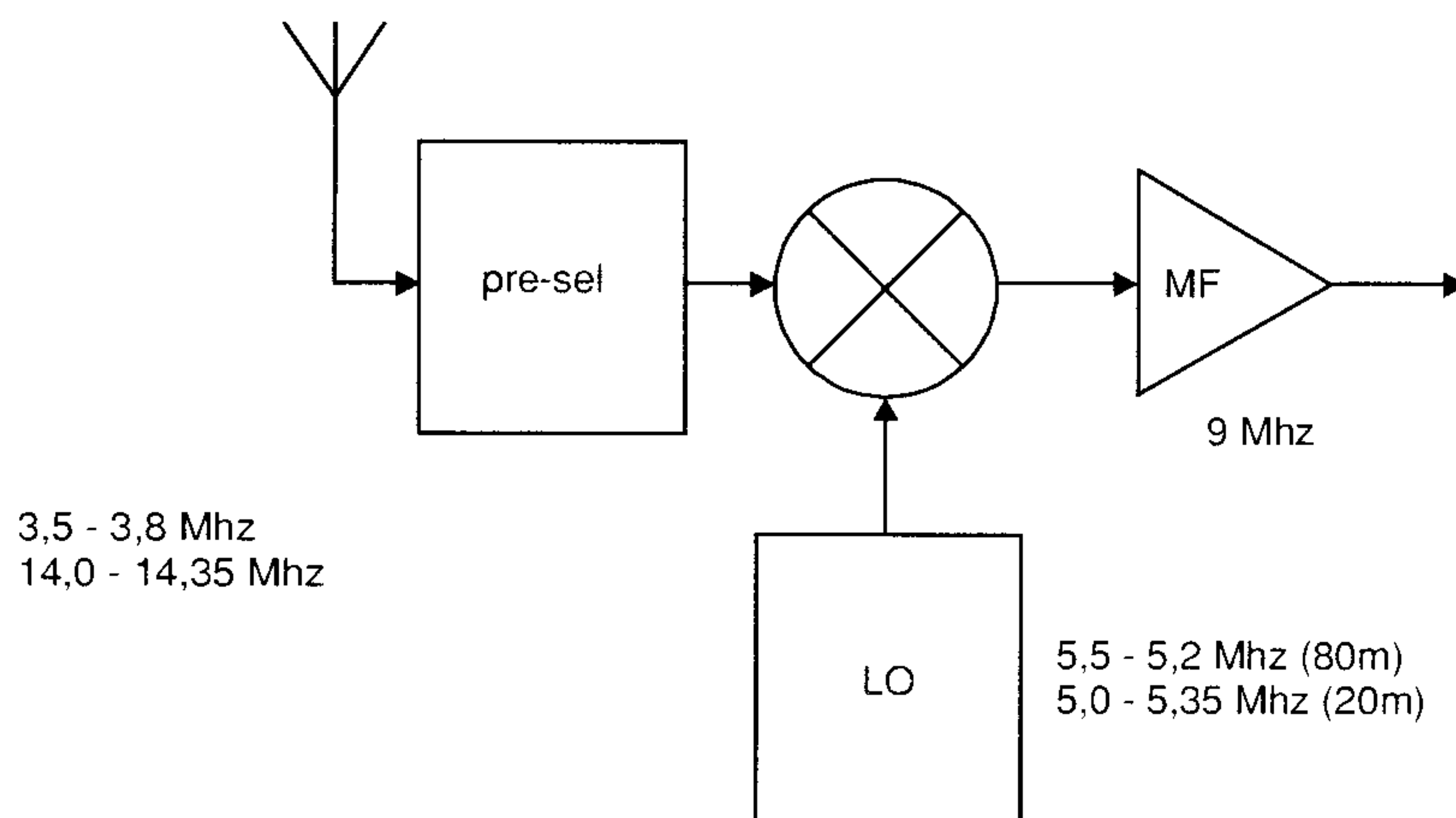


Figuur 11.3-4 Opzet van een dubbelsuper ontvanger.

Hoe wordt deze ontvanger afgestemd? In het verleden beschouwde men het deel rechts van de stippellijn (figuur 11.3-4) als de eigenlijke ontvanger (de z.g. achterzet). De afstemming gebeurde dan ook met  $LO_2$ . Aangezien deze op een vrij lage frequentie werkt, hebben we weinig last van frequentiedrift en volstaat een simpele LC-oscillator. In het linker deel, de z.g. converter, paste men voor  $LO_1$  een kristaloscillator toe. De consequentie van deze methode is dat de bandbreedte van de eerste middenfrequent minstens gelijk moet zijn aan de hele te ontvangen band. Bij een ontvanger voor de 2- of de 10-meter band is dat 2 MHz. De tweede mengtrap moet dan bestand zijn tegen de aanwezigheid van talrijke ongewenste signalen. De meeste moderne ontvangers worden daarom afgestemd d.m.v.  $LO_1$ . Hiervoor gebruikt men een meng-VFO of een synthesizer. De bandbreedte van de eerste middenfrequent maakt men zo smal mogelijk. Met het beschikbaar komen van betaalbare kristalfilters is men ertoe overgegaan om de (eerste) middenfrequentie zo hoog mogelijk te kiezen. Soms zelfs hoger dan de te ontvangen frequentie.

We maken dan gebruik van de somfrequentie die ook uit de mengtrap komt. Figuur 11.3-5 geeft de opzet van een 80-meter ontvanger weer met een middenfrequentie van 9 MHz. Als we alleen geïnteresseerd zijn in AM of EZB, vindt detectie ook op deze frequentie plaats. Detectie van deze signalen is op een hogere middenfrequentie niet moeilijker dan op een lage. We hebben nu een simpele enkelsuper. Voor de detectie van smalband-FM signalen prefereert men doorgaans een lagere middenfrequentie. Dan komen er nog een meng- en een MF-trap bij. Heeft een ontvanger van dit type ook

een spiegel? We gaan uit van een  $f_i$  gelijk aan 5,3 MHz. Een antennesignaal van 14,3 MHz levert dan ook 9 MHz op. Hoewel  $f_g$  en  $f_s$  niet symmetrisch ten opzichte van  $f_i$  liggen, noemt men dit toch een spiegel. In dit geval is de spiegel heel interessant. Hij ligt namelijk in de 20-meter band. Door simpelweg het preselectiefilter te vervangen, kunnen we onze 80-meter ontvanger geschikt maken voor de 20-meter band. Merk op dat de afstemschaal voor de 80-meter band tegengesteld verloopt met die van de 20-meter band.



Figuur 11.3-5 Opzet van een 80-meter ontvanger.

### Het invullen van de blokken

Nu we een overzicht hebben gekregen van de systemen die in de moderne ontvangers worden toegepast, houden we ons bezig met de inhoud van de verschillende blokken. We beginnen met het zorgenkindje van de super, namelijk de mengtrap.

#### 11.3.2 Mengtrappen

In het voorgaande hebben we aangenomen dat achter de mengtrap slechts de som en het verschil van  $f_g$  en  $f_i$  voorkomen. Die voorstelling van zaken is te eenvoudig. Zelfs bij toepassing van een ideale DBM ontstaan nog vele hogere-orde mengprodukten (zie de paragraaf over mengschakelingen). In de praktijk is de balancering nooit volledig en zal men ook het lokale oscillatorsignaal ( $f_i$ ) en de harmonischen daarvan kunnen waarnemen. Wat gebeurt er als één van de talrijke frequenties die de mengtrap produceert bij benadering gelijk wordt aan de middenfrequentie? In de detector ontstaat dan een hinderlijke fluittoon door interferentie met het gewenste signaal. Door menging met harmonischen van het oscillatorsignaal kunnen we op een stil plekje van de band ook stations waarnemen die in de beluisterde band helemaal niet uitzenden. De remedie hiertegen is het toepassen van een hoge MF en een smal preselectie filter. Als (eerste) mengtrap passen we bij voorkeur een DBM toe. In moderne HF-ontvangers komen we overigens ook goede enkelgebalanceerde mengtrappen tegen. In VHF- en UHF-apparatuur wordt vaak een ongebalanceerde mengtrap toegepast, meestal uitgerust met een dual-gate MOSFET.

### 11.3.3 Preselectie/HF-versterking

In het preselectieblok vinden we doorgaans een selectieve versterker, bijv. zoals afgebeeld in figuur 10.3-5. Je vraagt je misschien af waarom die versterker eigenlijk nodig is. Kunnen we het antennesignaal niet via één of meerdere afstemkringen aan de mengtrap toevoeren? In eenvoudige ontvangers wordt dit inderdaad gedaan. Een op deze manier gebouwd apparaat is echter vrij ongevoelig. Dat wordt veroorzaakt door een andere nare eigenschap van de mengtrap, namelijk de productie van een aanzienlijke hoeveelheid ruis. Een dual-gate MOSFET bijvoorbeeld, produceert als mengtrap meer ruis dan dezelfde transistor bij een optimale instelling als versterker. Door het antennesignaal een beetje op te krikken, kunnen we de ruis van de mengtrap maskeren. De gevoeligheid van de ontvanger wordt dan (hoofdzakelijk) bepaald door de ruis van de eerste transistor in de HF-versterker.

Soms heeft men de neiging om de HF-versterking, door toepassing van meerdere trappen, flink op te voeren. Men hoopt daarmee de ontvanger nog gevoeliger te maken. Wanneer de gevoeligheid wordt bepaald door de ruis van de eerste transistor, heeft vergroting van de HF-versterking geen enkele zin. Bovendien lopen we nu een grote kans op oversturing van de mengtrap. Deze produceert bij de ontvangst van meerdere signalen intermodulatie producten. Dit verschijnsel is goed te vergelijken met intermodulatie in zender eindtrappen (zie paragraaf 11.2 en figuur 11.2-10). Bij het verdraaien van de afstemknop horen we dan twee (of meer) sterke stations, vaak op meerdere plaatsen in de band, door elkaar heen. Intermodulatie kan ook optreden in de HF-versterker. In verband met het beperkte uitsturingsbereik van de meeste mengtrappen is kans op oversturing hier veel groter. Vraag: kan intermodulatie ook in de MF-versterker ontstaan? Als we het signaal dat we aan de mengtrap toevoeren wat kleiner maken, blijkt de sterkte van de intermodulatieproducten veel sneller af te nemen dan die van het gewenste signaal. Een zinvolle uitbreiding van de HF-versterker is daarom een regelbare HF-verzwakker!

### 11.3.4 Detectie schakelingen

Bij de bespreking van het blokschema merkten we al op dat het verschil tussen ontvangers voor de verschillende modulatiesoorten (hoofdzakelijk) is gelegen in de detector. We houden ons eerst bezig met AM en de daarvan afgeleide systemen.

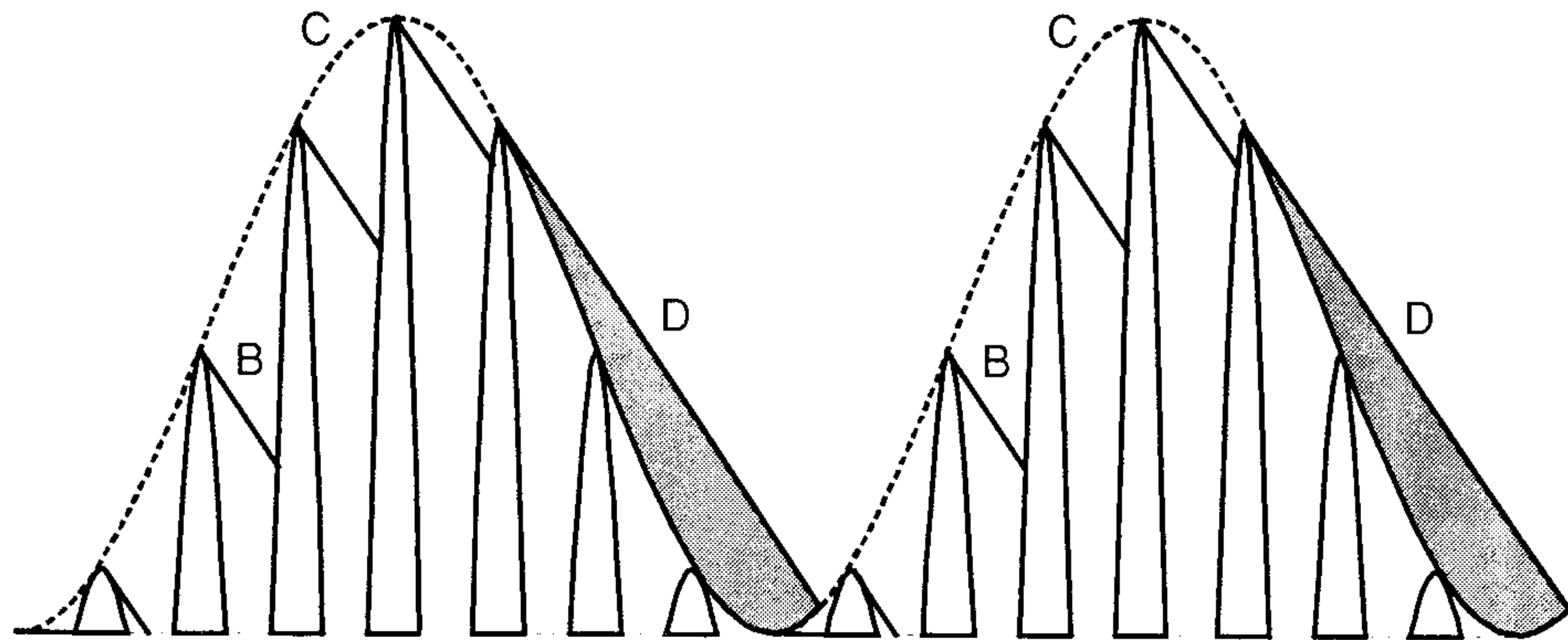
#### AM-detectie

Om de AM-detector te doorgronden keren we terug naar figuur 11.1-4. Als we het gedeelte onder de nullijn nu eens verwijderen. Dan houden we een pulserende gelijkspanning over, die verandert in het ritme van de informatie (figuur 11.3-6).

Alles wat we nodig hebben om dit te bereiken is een simpele diode (figuur 11.3-7). De weerstand  $R_1$  in figuur 11.3-7 stelt de ingangsweerstand van de aangesloten LF-versterker voor. Het pulserende karakter van het gelijkgerichte signaal (de gearceerde delen) duidt op de aanwezigheid van een

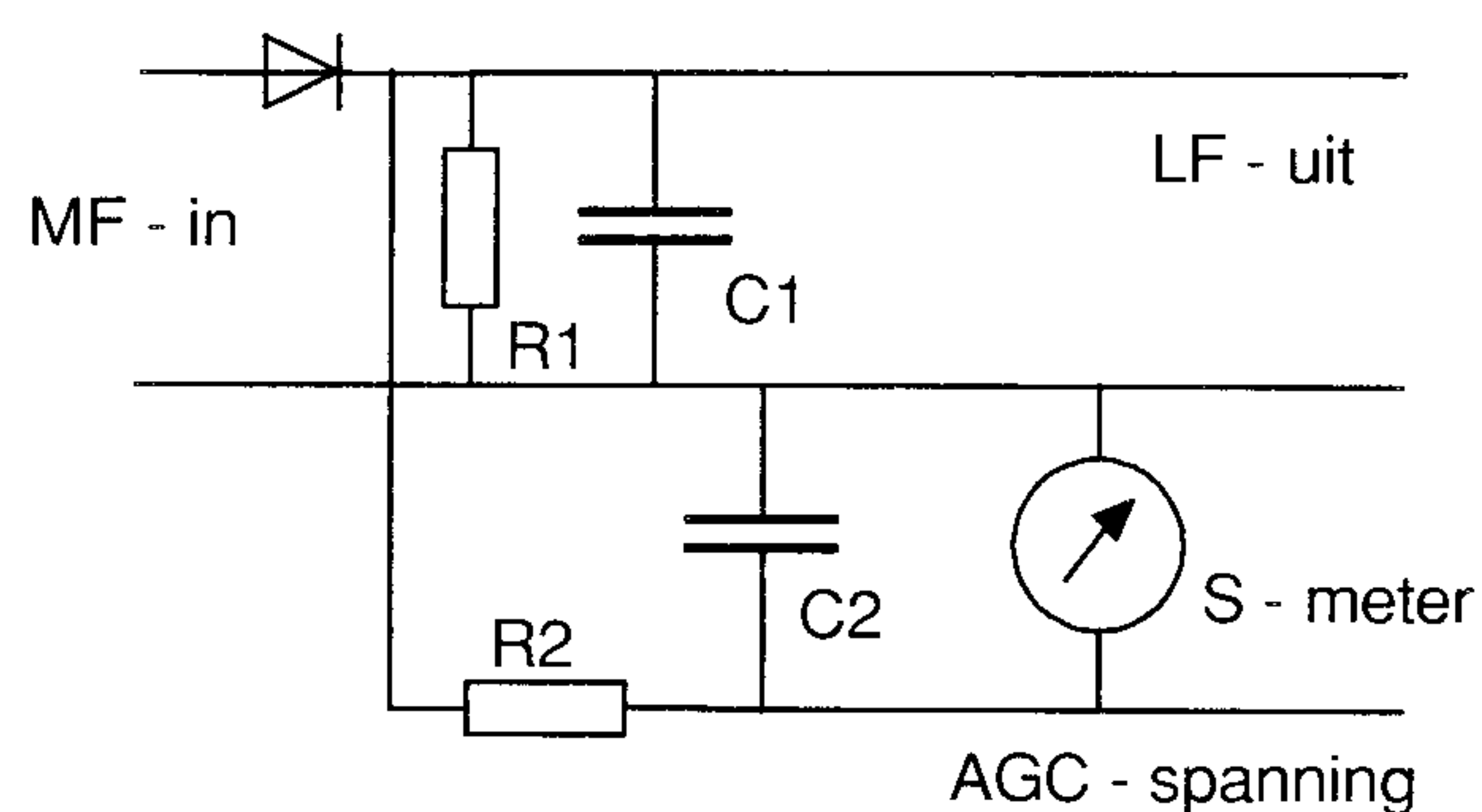


sterke hoogfrequente component. Om die te verwijderen brengen we condensator C aan. Tijdens de opgaande fase van de modulatie wordt C (vrijwel) opgeladen tot de topwaarde van de MF-spanning.



*Figuur 11.3-6. De lichtgrijze pulsen stellen het gelijkgerichte MF signaal voor. De zaagtandvormige lijn B geeft de condensatorspanning weer. Deze lijn lijkt niet erg op de gestippelde omhullende C. Naarmate we meer HF perioden nemen wordt de benadering beter en dus de vervorming minder. Bij D duurt het afvloeien van de lading te lang en er treedt dus vervorming op.*

De gedetecteerde spanning loopt daardoor over de toppen van het MF-signaal heen (lijn B). Dit type detector, dat in feite de omhullende van het gemoduleerde signaal reconstrueert, noemen we daarom wel een omhullende detector. De lading die de condensator tijdens de opgaande fase heeft verzameld, vloeit tijdens de neergaande fase af via  $R_1$ . De tijdconstante die wordt gevormd door het produkt van  $R_1$  en  $C_1$  mag niet te groot zijn. Is dit wel het geval, dan kan de condensatorspanning de daling van de MF-wisselspanning niet volgen en wordt de gedetecteerde informatie vervormd, zoals bij D. De grootte van deze tijdconstante is een compromis tussen onderdrukking van de MF-rimpel en onvervormde detectie van de hoogste informatie-frequentie.



*Figuur 11.3-7 Een AM detector.*

### Automatische versterkingsregeling

Merk op dat in het gedetecteerde signaal ook een gelijkspanning voorkomt. Het geheel ligt immers boven de nullijn. Door de koppelcondensatoren in LF-versterker wordt deze gelijkspanning vanzelf onderdrukt. We kunnen hier overigens handig gebruik van maken voor automatische regeling van de



HF- en MF-versterking of AGC (= Automatic Gain Control). Dat is nodig om zowel sterke als zwakke stations goed te ontvangen. Stel dat we de versterking van de HF- en de MF-versterker groot maken met het oog op de ontvangst van een zwak station. Vervolgens stemmen we af op een station dat 50 dB sterker binnenkomt. Dan lopen de laatste trappen van de MF-versterker volledig vast. Een vastgelopen versterker knipt de boven- en de onderkant van het HF-signaal af. Daarmee is echter de informatie die we willen ontvangen grotendeels verdwenen! Als je al eens op de korte golf hebt geluisterd weet je waarschijnlijk al dat de sterkte van een bepaald station in korte tijd aanzienlijk kan veranderen (fading). Er is dus alle reden om de HF- en MF-versterking aan te passen aan de sterkte van het ontvangen signaal. Om de verborgen gelijkspanning in het gedetecteerde signaal af te zonderen hebben we een laagdoorlaat filter nodig ( $R_2$  en  $C_2$  in figuur 11.3-7). De tijdconstante van dit filter moet groot zijn in vergelijking met de periode van de laagste informatiefrequentie die we willen ontvangen. Anders zal het regelsysteem proberen om de amplitudeverandering t.g.v. de modulatie te onderdrukken. Dat is uiteraard niet de bedoeling.

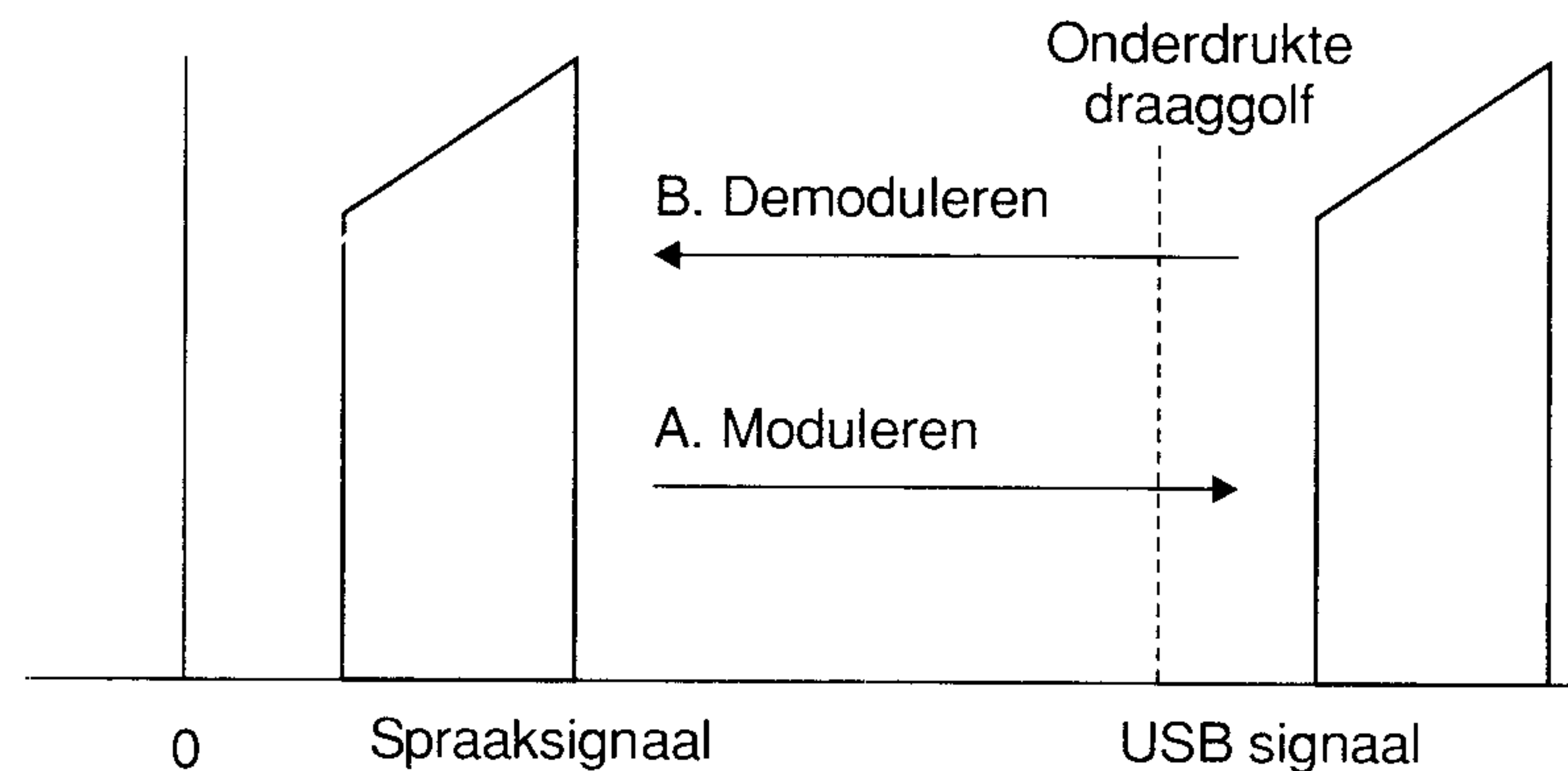
Men vermindert de HF- en MF-versterking meestal door de transistoren in deze trappen wat dichterbij het afknijppunt in te stellen. In moderne ontvangers worden overwegend NPN-transistors en N-kanaal FETs toegepast. Hiervoor is een regelspanning nodig die negatiever wordt naarmate het HF-signaal toeneemt. De regelspanning die in figuur 11.3-7 wordt opgewekt verloopt precies andersom: die wordt positiever als het signaal groter wordt. We zouden de diode om kunnen keren. Dan wordt weliswaar de negatieve helft van het MF-signaal gedetecteerd, maar dat levert dezelfde omhullende op. Een andere oplossing is om een gelijkspanningsversterker in de AGC-lijn op te nemen, die de fase van de regelspanning omkeert. De regelspanning kan men tevens gebruiken om een signaalsterktemeter aan te sturen.

### **Detectie van DZB- en EZB-signalen**

In paragraaf 11.2 hebben we geleerd hoe een DZB-signaal wordt opgewekt. Namelijk door het informatiesignaal met de frequentie van de draaggolf om te polen met behulp van een elektronische schakelaar (DBM). Uit de manier van opwekken volgt onmiddellijk hoe we dit signaal kunnen demoduleren: gebruik nog een DBM en pool het ontvangen signaal nogmaals om met precies dezelfde draaggolfrequentie. De delen van het informatiesignaal die bij het ompolen omlaag zijn geklapt (figuur 11.2-9), komen nu weer op hun plaats. Aangezien de schakelaar in de ontvanger in principe synchroon moet lopen met die in de zender, spreekt men van synchrone detectie. We komen ook wel de term productdetectie tegen.

Een DBM is eveneens bruikbaar voor het detecteren van EZB-signalen. Om dit in te zien moeten we ons realiseren wat de EZB-modulator eigenlijk doet. Door een DBM met een filter te combineren hebben we een frequentieverschuiver gekregen, die ons informatiesignaal verhoogt met de frequentie van de (onderdrukke) draaggolf. In figuur 11.3-8 brengt pijl A deze verschuiving voor USB in beeld. Bij ieder mengproces ontstaan echter sommen en verschilfrequenties. Om het USB-signaal uit figuur 11.3-8 te

demoduleren, voeren we dit toe aan een DBM die met dezelfde draaggolf-frequentie wordt gestuurd. Met behulp van een filter dat het verschilsignaal doorlaat, wordt het oorspronkelijke informatiesignaal teruggewonnen (pijl B in figuur 11.3-8). Teken voor jezelf een figuur die de ligging van de signalen bij LSB in beeld brengt. Neem, indien nodig, eerst een paar praktische getallen aan, bijv. een informatieband van 300 Hz tot 3000 Hz en een draaggolf-frequentie van 1 MHz. Bedenk tevens dat een DBM nooit negatieve frequenties aangeeft. (Deze zet immers bij het bepalen van het verschil de grootste frequentie voorop.)



Figuur 11.3-8 Gestileerd spectrum van een enkelzijbandsignaal (SSB).

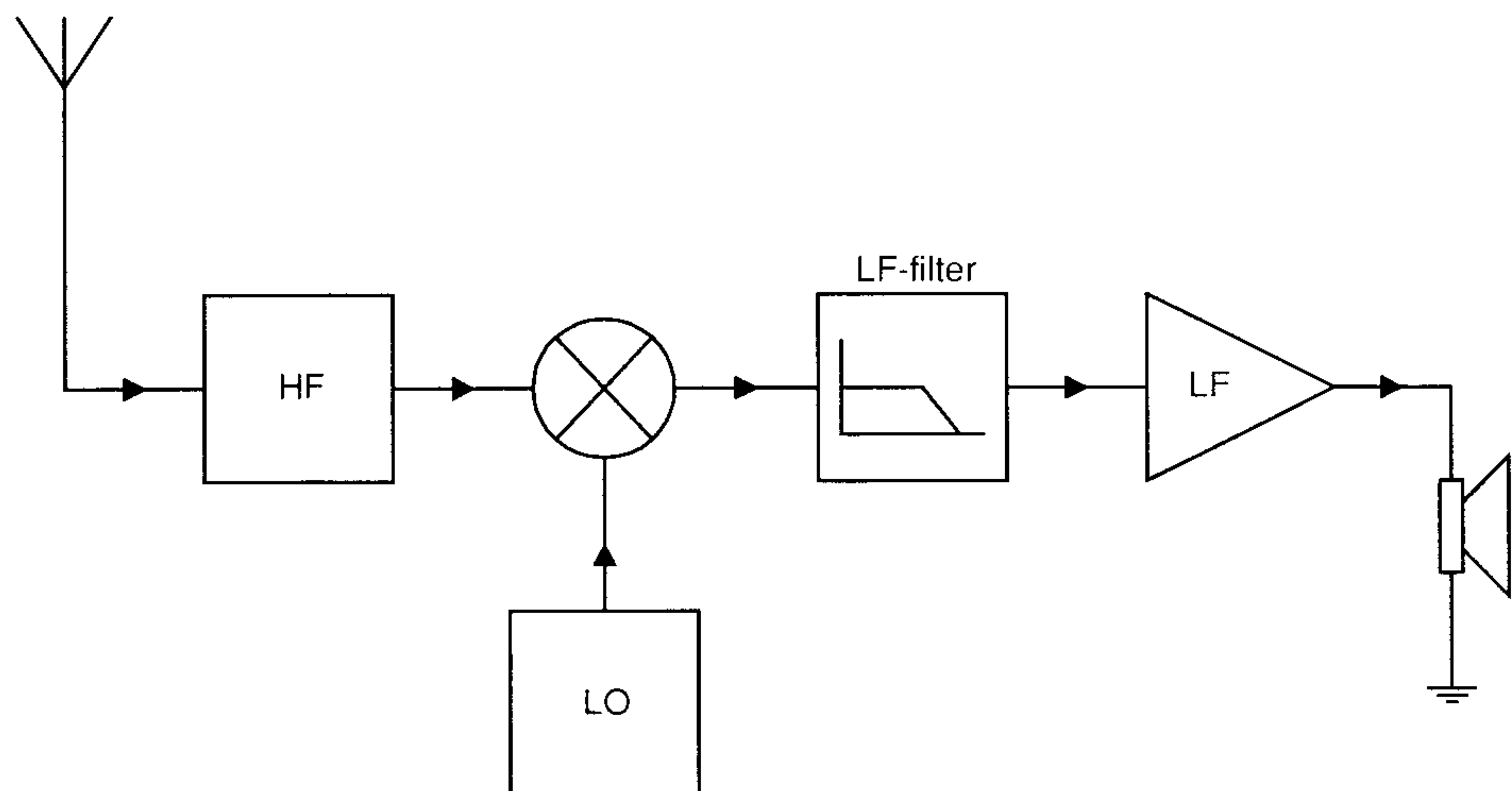
### Frequentiestabiliteit van DZB- en EZB-ontvangers

In het voorgaande hebben we aangenomen dat de frequentie waarmee de ontvangende DBM wordt gestuurd, precies gelijk is aan die van de zendende DBM. In de praktijk is dat uiteraard niet mogelijk en zullen we altijd een zeker verschil moeten accepteren.

Stel eens dat het informatiesignaal van een USB-zender bestaat uit een frequentie van 1000 Hz en dat de draaggolf van de ontvangende DBM 50 Hz te hoog is. De ontvanger schuift het USB-signaal dan 50 Hz te ver en we horen een toon van 950 Hz. Is dat nu zo erg? In een natuurlijk signaal (bijvoorbeeld spraak of muziek) komen meestal naast enkele grondtonen ook harmonischen voor. Dus naast bijv. 1000 Hz ook 2000 en 3000 Hz. In het bovenstaande voorbeeld horen we dan tonen van 950, 1950 en 2950 Hz. De laatste twee frequenties zijn echter niet precies gelijk aan het tweevoud resp. het drievoud van de grondfrequentie. Uit proeven is gebleken dat ons oor zeer gevoelig is voor een dergelijke verstoring van het harmonische verband van een signaal. Voor een spraaksignaal kunnen we een frequentiefout van 100 Hz nog wel accepteren, voor muziek is 10 Hz eigenlijk al teveel. Bij de ontvangst van telex-signalen (RTTY) gebruikt men in de detector vaak scherpe filters om de hoge en de lage toon uit elkaar te halen. Een frequentiefout van 20 Hz is dan al aan de grote kant.

Bij een normale EZB-verbinding moeten we de frequentiedrift voor de duur van het gemiddelde QSO (ca 10 min.) binnen 100 Hz zien te houden. Aangezien de zender van ons tegenstation ook enige drift kan vertonen, is een drift van 50 Hz voor ons station toelaatbaar. Dit getal moeten we zien in

verhouding tot de gebruikte draaggolfrequentie. Als we voor de korte golf een gemiddelde van 10 MHz aanhouden komen we aan een drift van 5 ppm (delen per miljoen). In het VHF-gebied (144 MHz) bedraagt de maximale drift 0,4 ppm. Aan deze zware eis met betrekking tot de frequentiedrift kan men alleen met uitgebreide oscillatorschakelingen voldoen (meng-VFO of PLL-synthesizer). De lokale oscillator van een EZB-transceiver (die vaak op verschillende amateurbanden kan werken) is daarom een ware frequentiefabriek.



*Figuur 11.3-9 Een directconversie ontvanger*

### Directe conversie

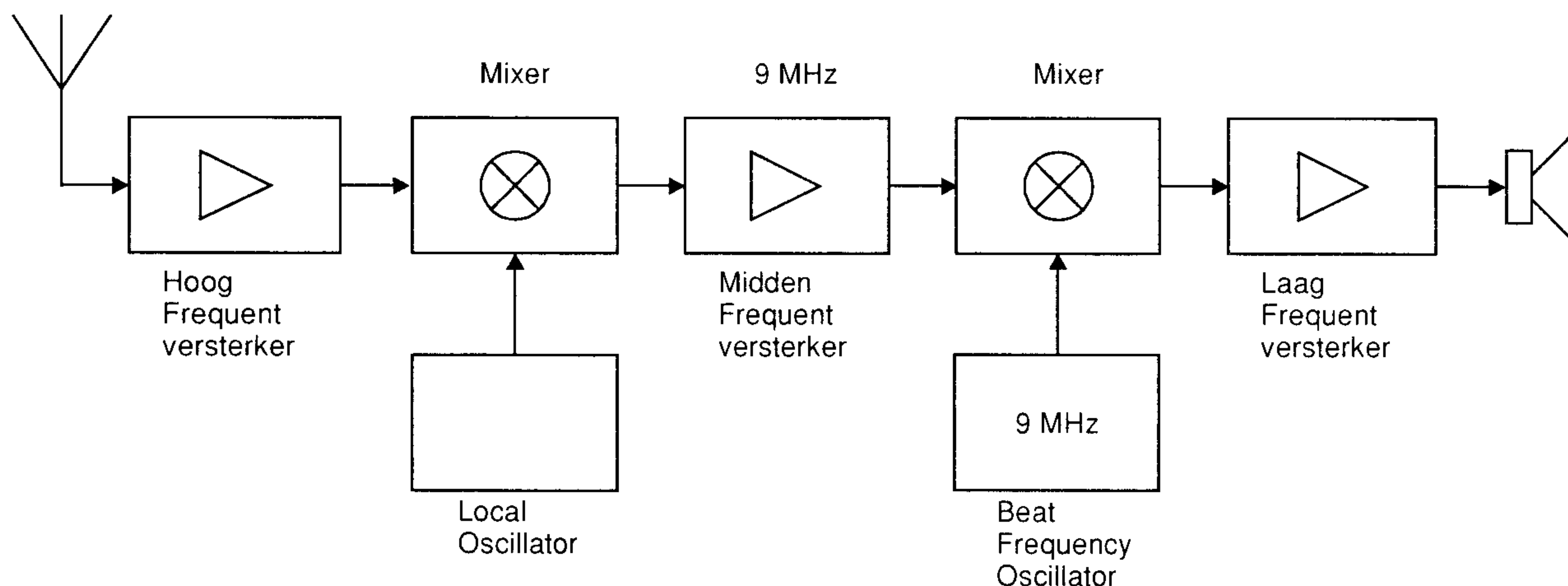
In het voorgaande zijn we er stilzwijgend vanuit gegaan dat het antennesignaal rechtstreeks wordt toegevoerd aan de detector. Bij een eenvoudig soort ontvanger, de z.g. directe conversie-ontvanger, wordt dit inderdaad gedaan (figuur 11.3-9). De frequentie van de LO wordt gelijk gemaakt aan die van de (onderdrukte) draaggolf. De DC-ontvanger is het beste te beschouwen als een super met een middenfrequentie van 0 Hz. Daar komt de draaggolf immers na de frequentietransformatie terecht. De bandbreedte wordt bepaald door het laagdoorlaat filter achter de DBM. Aangezien zowel de boven- als de onderzijband door de frequentietransformatie in hetzelfde LF-gebied terecht komen, is de DC-ontvanger in principe een DZB-ontvanger.

### Omschakeling van USB naar LSB

Figuur 11.3-10 geeft de opzet weer van de meer gebruikelijke enkelsuper. Aan de detector wordt het (in frequentie getransformeerde) MF-signaal toegevoerd (in dit voorbeeld 9 MHz). Daarom moeten we de frequentie van het oscillatorsignaal aanpassen. Deze oscillator werd (vroeger) wel aangeduid met de term "Beat Frequency Oscillator" (BFO). Tegenwoordig komen we ook de term "Carrier Insertion Oscillator" of CIO tegen, hetgeen wil zeggen: de oscillator die de draaggolf er in stopt (een nogal misleidende term). In het algemeen kunnen we zeggen dat de som van de frequentie van de LO en de BFO gelijk moet zijn aan de frequentie van de onderdrukte draaggolf. De frequenties in figuur 11.3-10 zijn afgeronde waarden. Als we

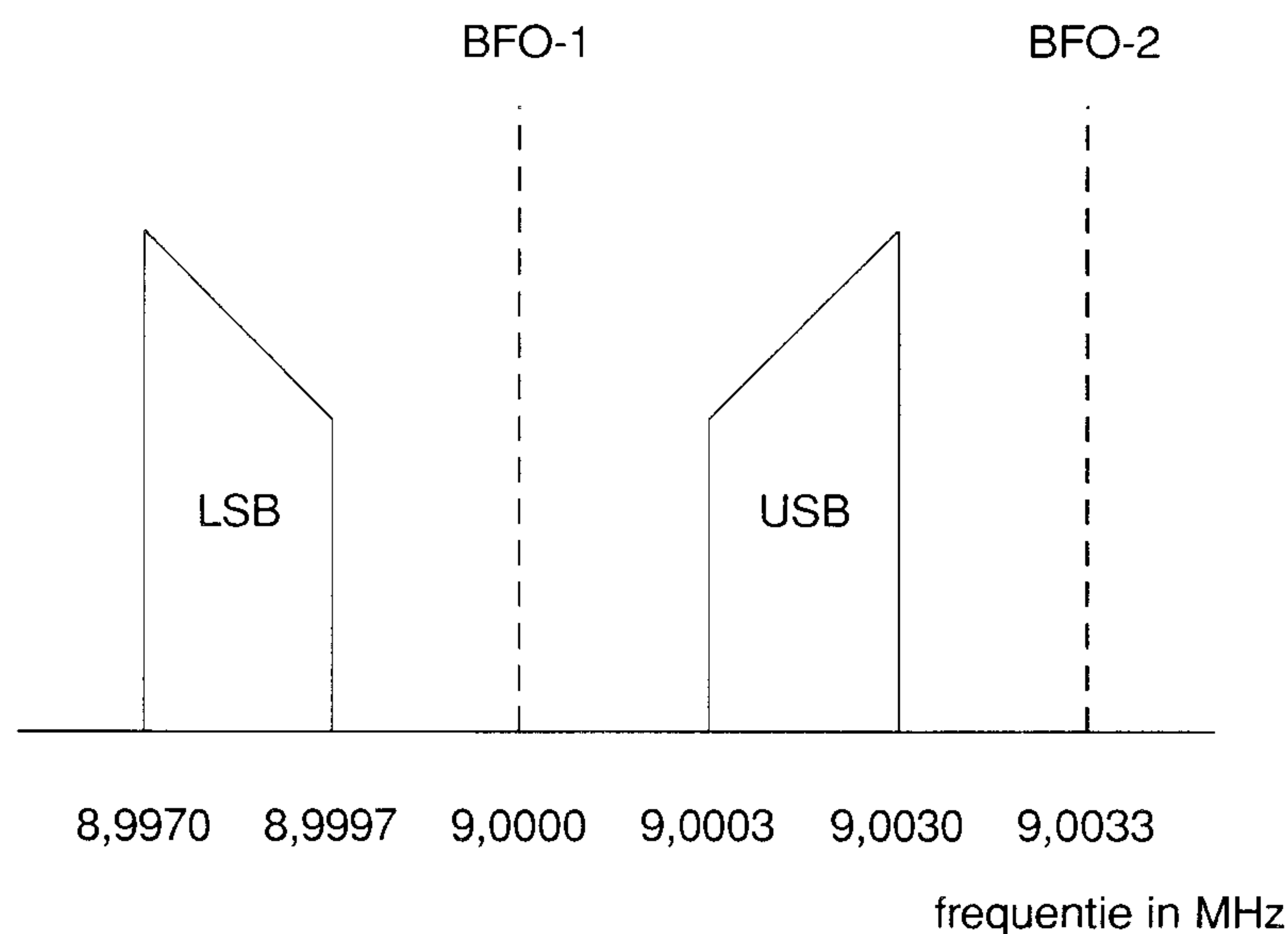


vasthouden aan een BFO-frequentie van exact 9 MHz (BFO-1 in figuur 11.3-11) en we willen het spraakbandje (300 Hz tot 3000 Hz) in USB ontvangen, dan moet de doorlaatband van het MF-filter lopen van 9,0003 tot 9,0030 MHz. Wat doen we echter als we een LSB-station willen beluisteren? We zouden een ander MF-filter in kunnen schakelen met een doorlaatband tussen 8,9970 en 8,9997 MHz. Dat is weliswaar een eenvoudige oplossing, maar tevens een dure (extra kristalfilter). Het is veel goedkoper om het kristal in de BFO om te schakelen (BFO-2 = 9,0033 MHz). Het BFO-signaal springt van de ene naar de andere kant van het USB-filter.



Figuur 11.3-10 Een enkelzijband ontvanger

Merk op dat de onderlinge ligging van BFO-2 en het USB-filter hetzelfde is als die van BFO-1 en het LSB-filter. We krijgen op deze manier dus inderdaad LSE-ontvangst. Als we een station beurtelings in USB en LSB willen beluisteren is het wel nodig om de LO ongeveer 3kHz te verstemmen. De som van de LO- en de BFO-frequentie moet immers constant blijven.



Figuur 11.3-11 De positie van BFO signalen voor onder- en bovenzijband



### Detectie van CW-signalen

In paragraaf 11.1 hebben we CW omschreven als een extreme vorm van AM, waarbij de draaggolf in en uit wordt geschakeld door een seinsleutel. Betekent dit dat we CW kunnen ontvangen met de schakeling uit figuur 11.3-7? Nee, daarvoor zijn de frequenties in een CW-signaal veel te laag. Bij een signaal met steile flanken (figuur 11.1-11) hoor je hoogstens een ploppend geluid. Voor CW-detectie hebben we een schakeling nodig die bij aanwezigheid van een draaggolf een toon van 800 á 1000 Hz afgeeft. Dat gaat uitstekend met een DBM. We stemmen de ontvanger dan met opzet een beetje verkeerd af, zodat de draaggolf niet naar nul Hz wordt getransformeerd, maar een verschiltoon van ongeveer 1000 Hz overblijft; de z.g. zweving of beat. (Daar komt de naam Beat Frequency Oscillator vandaan.)

In de meeste all-mode ontvangers kan men een filter voor CW-ontvangst installeren met een bandbreedte van 250 tot 400 Hz. Met een haarscherp filter is het vaak mogelijk om een zwak CW-signaal uit een hoop storing te vissen.

Vraag: Een CW-ontvanger is uitgerust met een 300 Hz breed filter. Uit de luidspreker willen we een toon van 900 Hz krijgen. Hoe is dat mogelijk?

### Synchrone AM-detectie

Met een DBM is ook ontvangst van gewone AM-signalen mogelijk. We moeten dan heel nauwkeurig afstemmen, omdat anders de zweving met de altijd aanwezige draaggolf hoorbaar is. Bij correcte afstemming spreken we van zero-beat. Het voordeel van detectie met een DBM ten opzichte van de omhullende detector is de veel kleinere vervorming bij een grote modulatie diepte. Bovendien is de synchrone detector ongevoelig voor selectieve fading. Dit is een verschijnsel dat zich voor kan doen bij meerwegontvangst (hoofdstuk 13.1). Het is dan net of iemand met een spelfilter bepaalde componenten van het HF-signaal heeft onderdrukt.

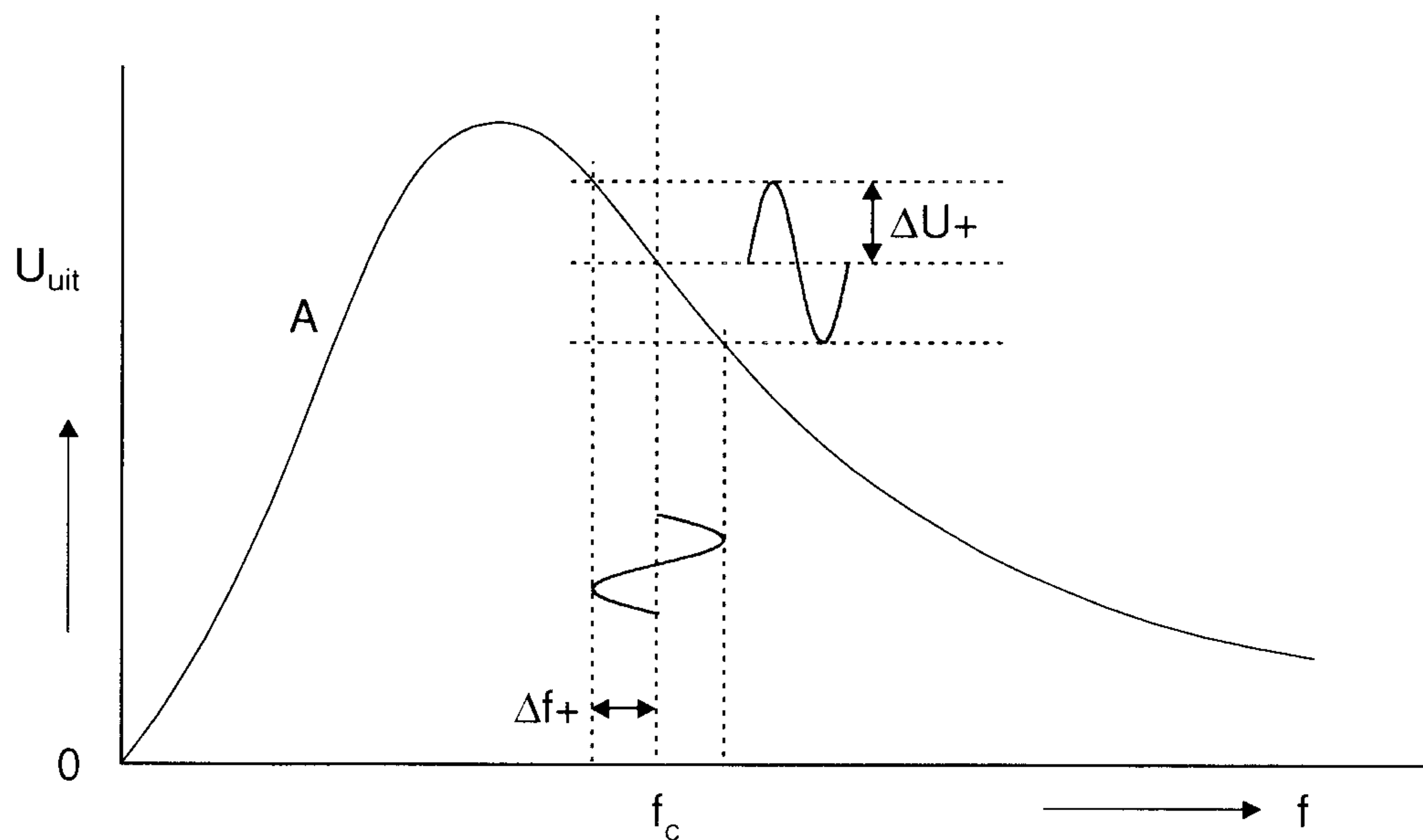
Wanneer bijv. de draaggolf wegvalt, produceert de omhullende detector een afschuwelijke vervorming. We ontvangen op dat moment immers een soort DZB-signaal! We kunnen dat 's avonds vaak waarnemen bij het signaal van Radio Luxemburg. Het probleem met synchrone detectie is dat we de zwevingsfrequentie nul moeten maken en dat ook zo moeten houden. Er zijn thans enkele amateurontvangers te koop waarin een regelcircuit de BFO bijregelt, waardoor automatisch zero-beat ontstaat. Uit het voorgaande blijkt wel dat de DBM een zeer universele schakeling is.

### Detectie van FM-signalen

#### Flankdetectie

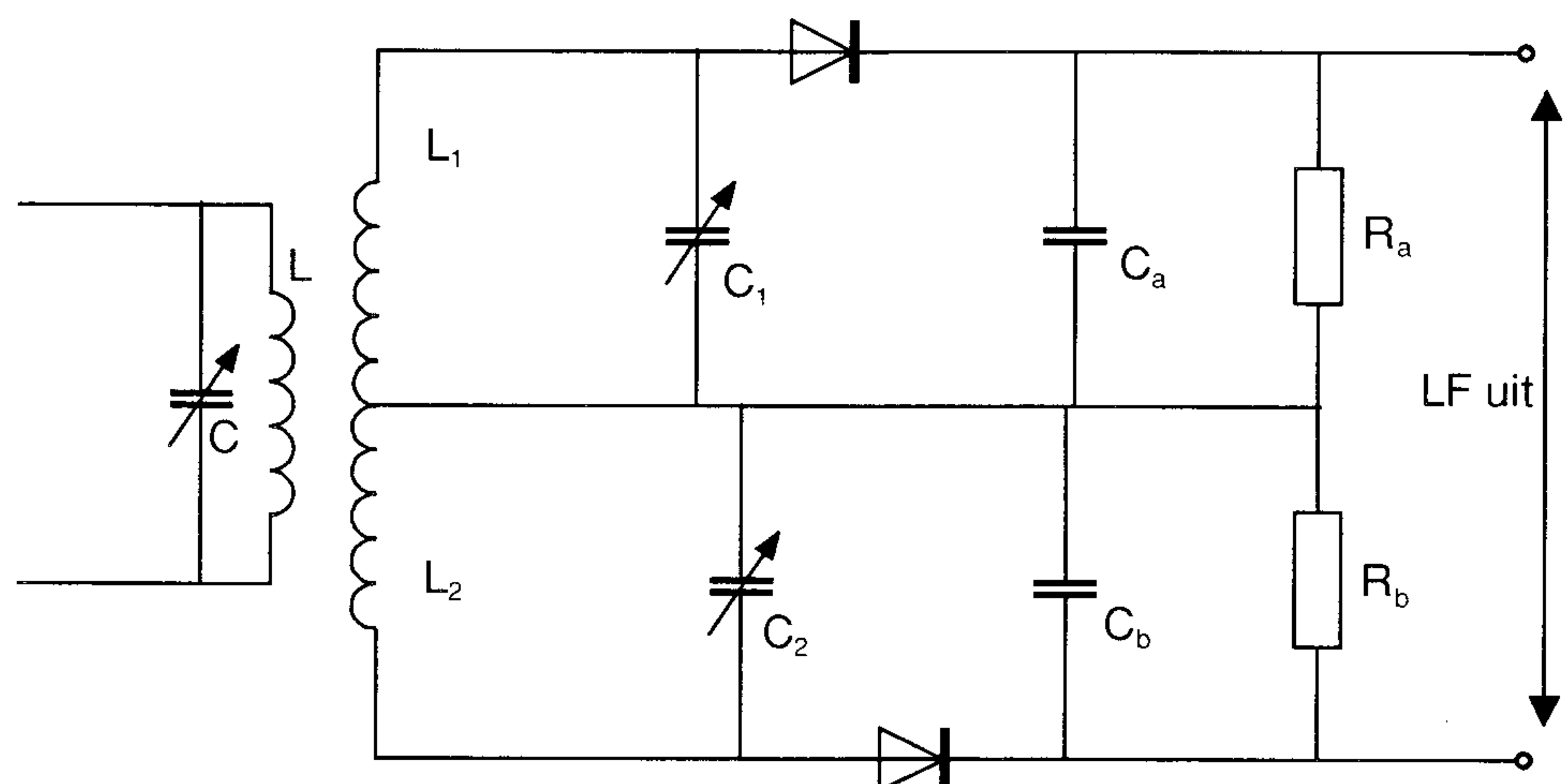
De meeste FM-detectors (ook wel discriminators genoemd), zetten het FM-signaal om in een soort AM, waarna detectie met behulp van een diode plaatsvindt. Een simpele methode om FM om te zetten in AM geeft figuur 11.3-12. Lijn A is de afstemcurve van een parallelkring. De centrale frequentie  $f_c$  (lees: de in frequentie getransformeerde draaggolf) ligt ergens

op de flank van de kring. Wanneer de momentele frequentie van het FM-signaal verandert, zal de spanning over de kring eveneens (min of meer) evenredig veranderen.



*Figuur 11.3-12* Uitgangssignaal van een flankdetector met een afstemkring. Reeds bij een matige zwaai ( $\Delta f$ ) is de uitgangsspanning asymmetrisch en dus vervormd. ( $\Delta U_+$  is groter dan  $\Delta U_-$ ).

Het probleem met deze methode is dat de afstemcurve van een enkelvoudige kring nogal sterk gekromd is. Bij een wat grotere zwaai produceert de flankdetector een aanzienlijke vervorming. Bij wijze van noodoplossing kunnen we (smalband) FM hoorbaar maken met een AM-ontvanger door enigszins naast het station af te stemmen. Afgezien van de vervorming bestaat er op deze manier ook de kans dat we een hoop ruis en/of interferentie van andere stations ontvangen. Men heeft geprobeerd om de geringe lineariteit van de flankdetector te verbeteren door twee afstemkringen toe te passen die onderling enigszins verstemd zijn (figuur 11.3-13).

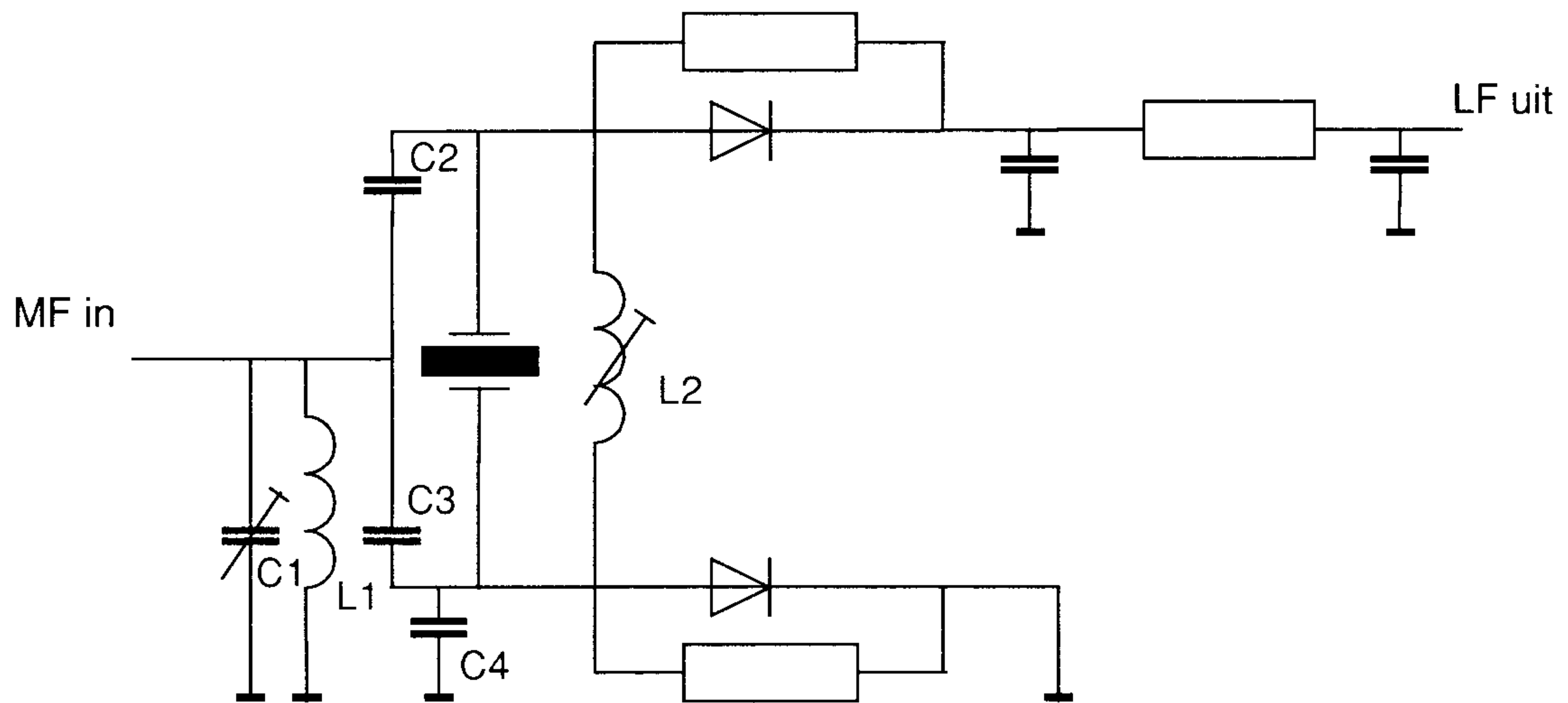


*Figuur 11.3-13* Verbeterde flankdetector.

Kring  $L_1C_1$  resonanceert enigszins boven- en  $L_2C_2$  enigszins onder de centrale frequentie. De spanning over beide kringen wordt afzonderlijk gelijkgericht. Men neemt het verschil van de beide diodespanningen als uitgangssignaal.

### Kristaldiscriminator

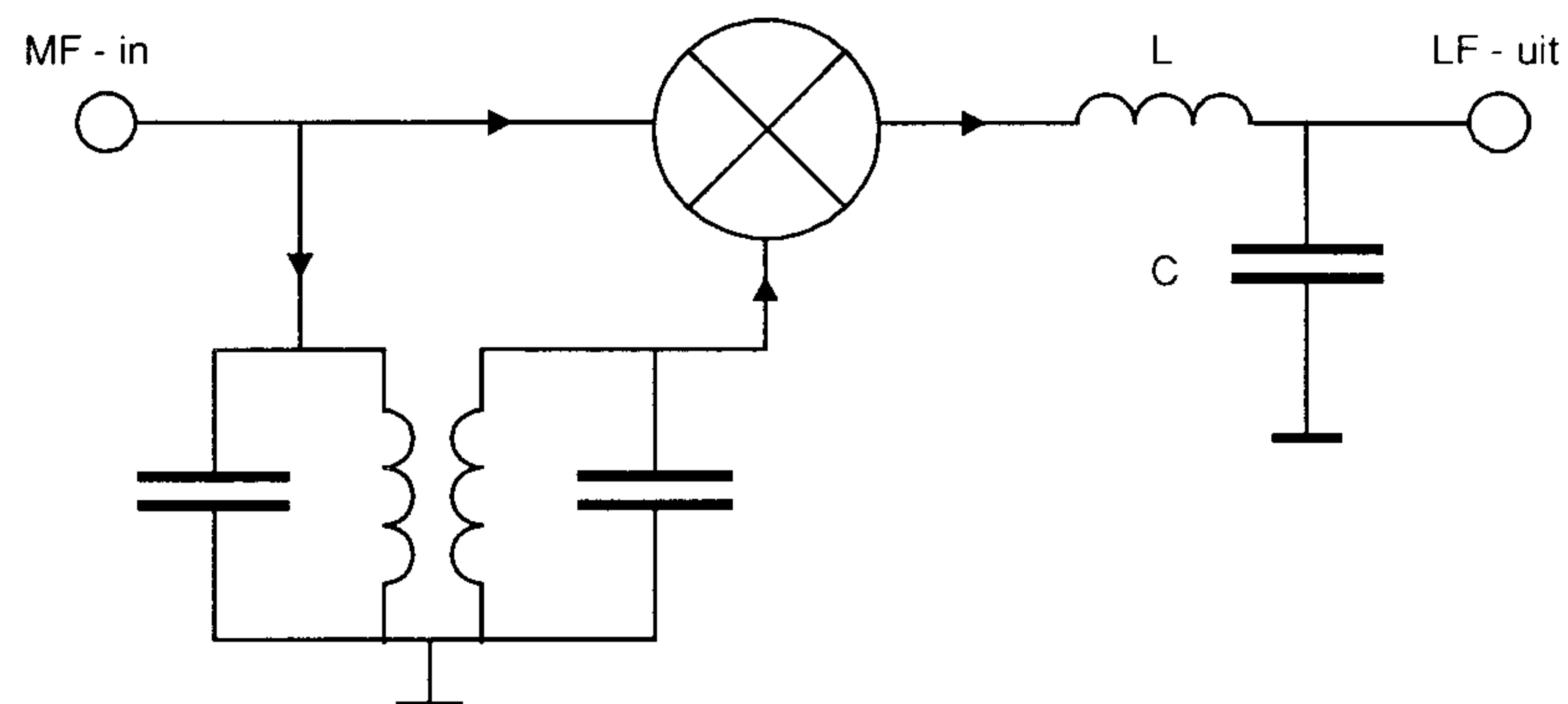
Een moderne variant op de flankdetector is de kristaldiscriminator (figuur 11.3-14). Door een speciaal productieproces heeft men de resonator (kristal of keramisch) een zodanige karakteristiek gegeven dat hiermee een bevredigende detectie van smalband FM mogelijk is.



Figuur 11.3-14 Een kristaldiscriminator.

### Kwadratuurdetector

Bij kwadratuurdetectie (figuur 11.3-15) gebruikt men een DBM waaraan twee signalen van dezelfde frequentie met een variabel faseverschil worden toegevoerd. Aan de uitgang ontstaan weer som- en verschilfrequenties. De somfrequentie (eigenlijk een soort tweede harmonische) wordt door het LC-filter onderdrukt.



Figuur 11.3-15 Een kwadratuurdetector

Met de verschilfrequentie is iets bijzonders aan de hand. Aangezien de beide ingangsfrequenties gelijk zijn, bedraagt het verschil 0 Hz. Met andere woorden: er komt een gelijkspanning uit de DBM. De grootte van deze

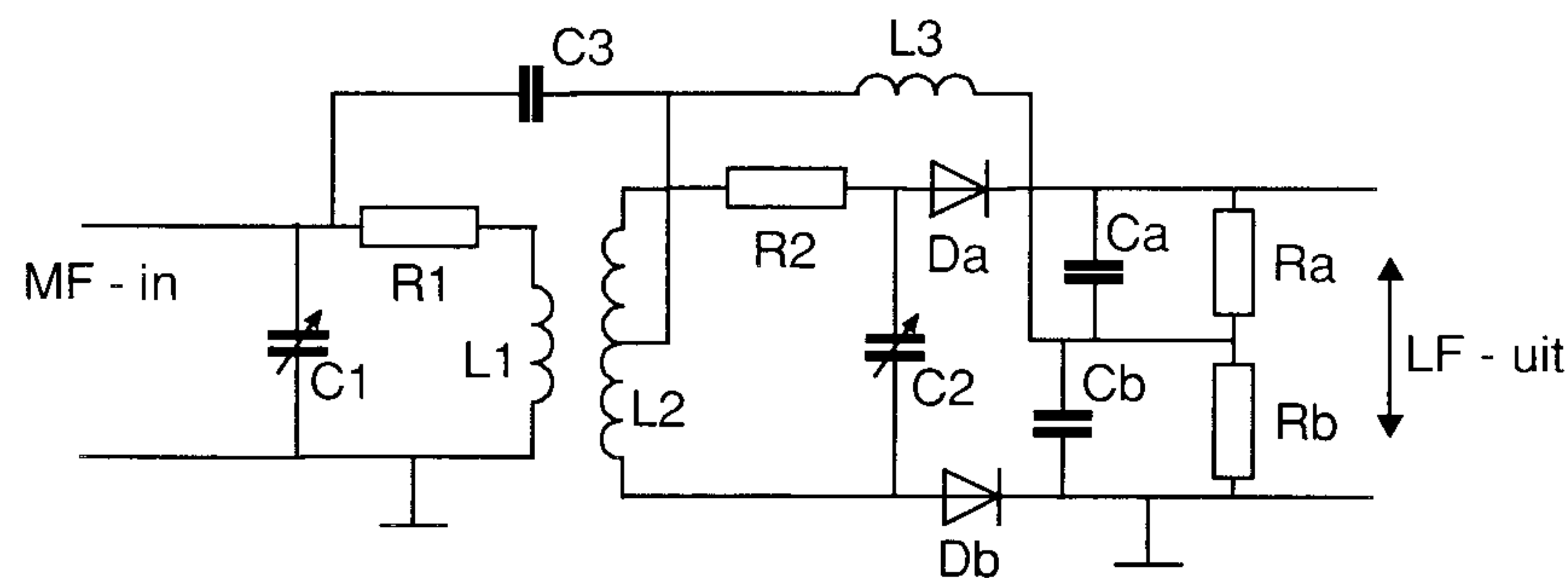
spanning is bij sturing met een sinus evenredig met de cosinus van het faseverschil. Bij een faseverschuiving van  $90^\circ$  (kwadratuur) komt er dus niets uit het LC-filter ( $\cos 90^\circ = 0$ ). Bij een kleine faseverandering rondom een waarde van  $\phi$  gelijk aan  $90$  ontstaat een vrijwel evenredige uitgangsspanning. Om een FM-detector te krijgen moeten we er voor zorgen dat:

- 1) een faseverschil van  $90^\circ$  tussen de ingangssignalen bestaat;
- 2) dit faseverschil evenredig verandert bij een kleine frequentieverandering rondom de centrale frequentie.

Een bandfilter kan deze taak op een simpele manier vervullen, indien de Q-factor en de koppelingsgraad goed zijn gekozen. In eenvoudige schakelingen volstaat men met één kring. Waarom kiest men eigenlijk voor de omweg via de fase? Het blijkt dat de fase van het uitgangssignaal van een parallelkring of bandfilter veel sneller reageert op een frequentieverandering dan de amplitude. Een detector die gebruik maakt van faseveranderingen is dus veel gevoeliger. Een ander voordeel van de kwadratuurdetector is dat men de schakeling (afgezien van het bandfilter) gemakkelijk op een stukje silicium kan onderbrengen (integreren). Meestal combineert men de DBM met de MF-versterker, zodat een compleet MF-IC ontstaat, zoals de TBA 120 of de modernere CA 3089.

### Foster-Seely detector

Voor de volledigheid behandelen we nog een tweetal detectors die vaak in FM-omroep ontvangers voorkomen. De Foster-Seely detector (figuur 11.3-16) maakt ook gebruik van frequentieafhankelijke faseverschuiving, namelijk tussen de spanning over de primaire en de secundaire wikkeling.



Figuur 11.3-16 Foster-Seely discriminator.

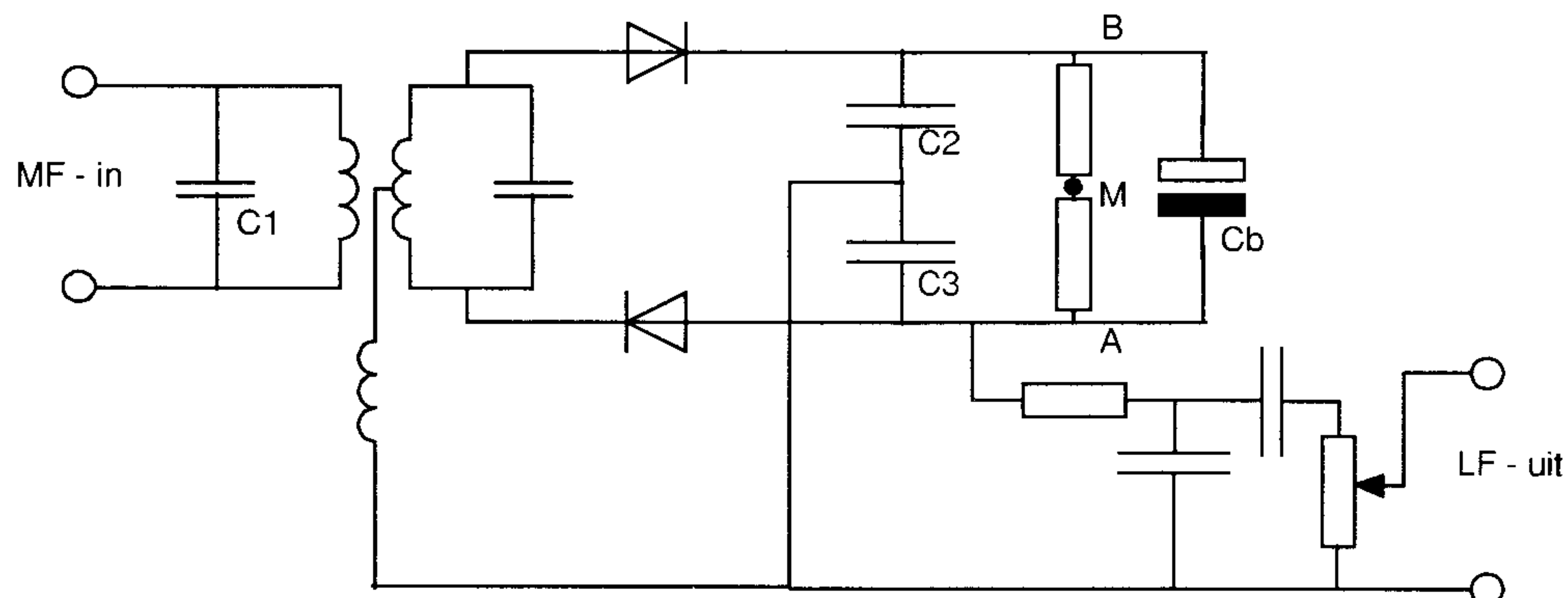
Ook hier is de primaire spanning op de centrale frequentie  $90^\circ$  uit fase met de secundaire. De laatste wordt door middel van  $C_3$  opgeteld bij de primaire spanning. Aangezien hier sprake is van een vectoroptelling, hangt de uitkomst af van het onderlinge faseverschil en daarmee van de momentele frequentie.

### MF-begrenzing

Een nadeel van alle voorgaande detectors is dat de uitgangsspanning niet alleen van de frequentiedeviatie afhangt, maar ook van de amplitude van het aangeboden signaal. Het zijn in feite verkapt AM-detectors. Als op het signaal een ongewenste AM-component zit (bijv. door flutter bij mobiel



gebruik), wordt dit eveneens gedetecteerd. Om deze ongewenste eigenschap te onderdrukken schakelt men een begrenzer tussen de MF-versterker en de detector, zodat deze een signaal met een constante amplitude ziet. Om een constant signaal onder alle omstandigheden te garanderen, maakt men in moderne FM-ontvangers de HF- en MF-versterking zo groot dat de begrenzer reeds vastloopt op de ruis van de eerste HF-transistor. In de huidige IC-techniek wordt de begrenzer meestal ondergebracht op dezelfde chip als de MF-versterker en de detector. Het is in feite niet meer dan een extra versterkertrap, die is ingesteld op een kleine stroom.



Figuur 11.3-17 Een ratiodetector

### Ratiodetector

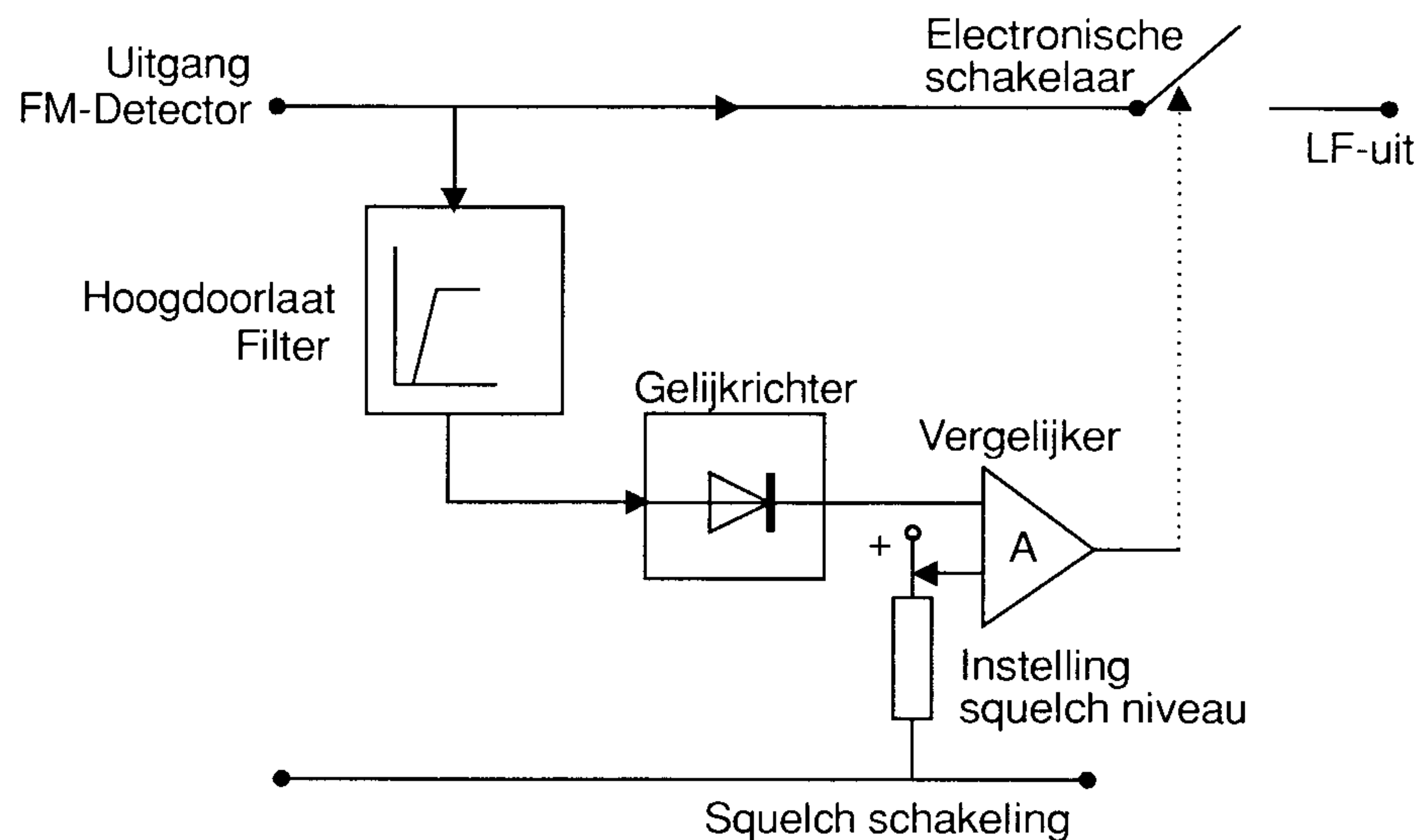
Toen de FM-omroep nog in de kinderschoenen stond, was elke truc, waarmee men een buis kon uitsparen, welkom. Men heeft toen gezocht naar een detector die van nature reeds een begrenzende werking heeft. De oplossing hiervoor heeft men gevonden in de ratio- of verhoudingsdetector (figuur 11.3-17).

Deze detector is afgeleid van de Foster-Seely detector. Het belangrijkste verschil zit in de diodes (de onderste staat tegengesteld aan de bovenste) en de manier waarop de secundaire kring is gekoppeld met de primaire (via een extra wikkeling die vast is gekoppeld met de primaire). De begrenzing wordt verzorgd door elco  $C_b$ , die (vrijwel) wordt opgeladen tot de top-top spanning van de secundaire wikkeling. Bij een toename van de MF-spanning proberen de diodes de elco verder op te laden. Dit veroorzaakt een extra belasting op de kring, die de toename van de MF-spanning tegenwerkt. Wanneer de elco geheel is opgeladen, is het begrenzende effect uiteraard verdwenen. De begrenzing is dus alleen werkzaam voor kortstondige signaalveranderingen.

### Ruisonderdrukking (Squelch)

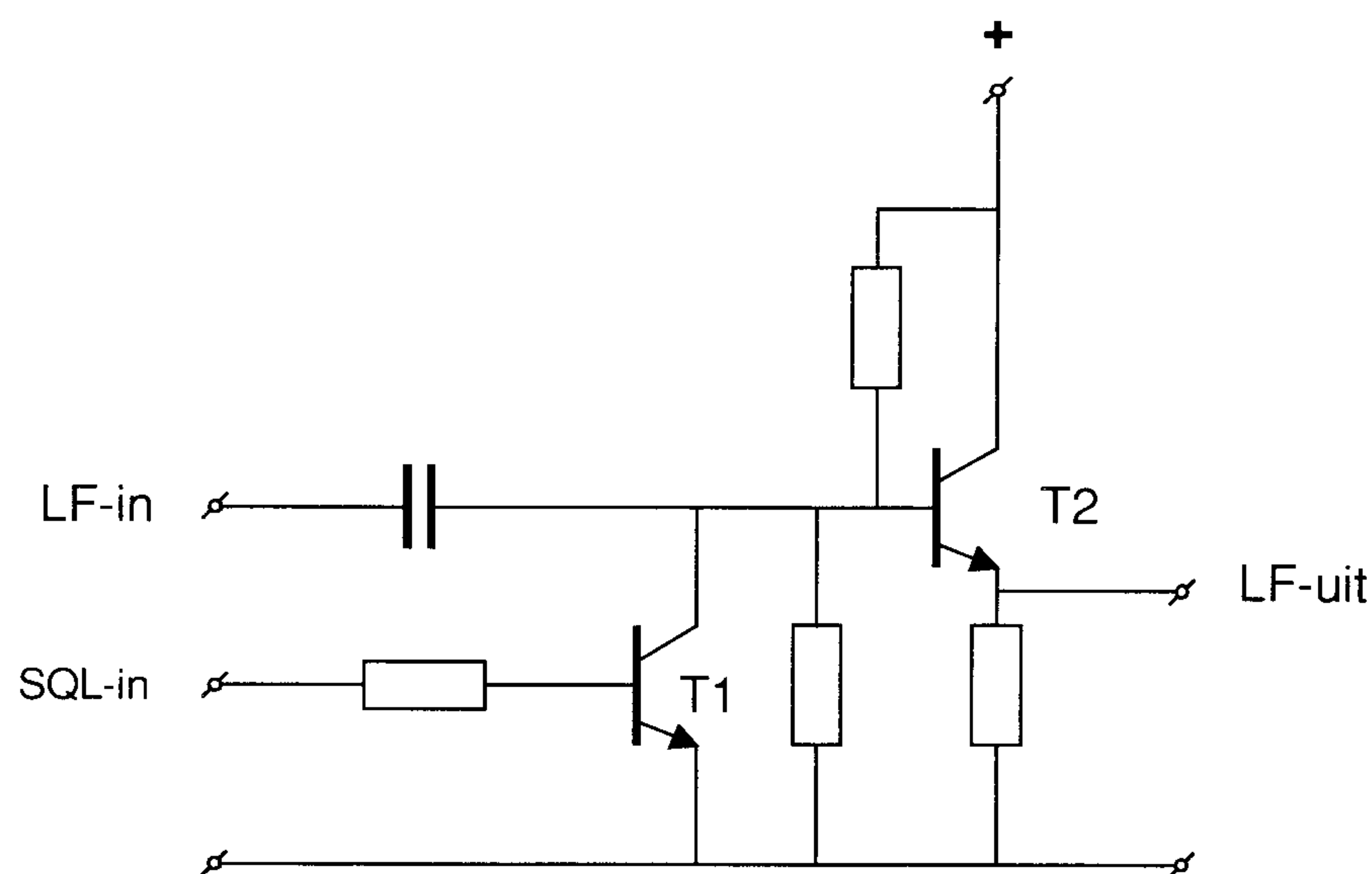
In de praktijk hebben we een FM-ontvanger vaak stand by staan. We willen dan niets horen totdat er iets op het kanaal te beleven is. Ten gevolge van de grote HF- en MF-versterking, produceert de ontvanger echter een massieve ruis als er geen signaal is. Reeds bij de ontvangst van een zwak signaal neemt de ruis sterk af. Die sterke ruisafname wordt veroorzaakt door het z.g.

capture effect van de FM-detector. Zodra het ontvangen signaal een beetje sterker is dan een ander (storend) signaal kiest de FM-detector voor het sterkere signaal. Vrijwel iedere FM-ontvanger is daarom uitgerust met een schakeling die het audiosignaal onderdrukt totdat de ruis beneden de ingestelde waarde is gedaald.



Figuur 11.3-18 Het squelch circuit.

Het zogenaamde squelch-circuit (figuur 11.3-18) zondert daartoe de hoge frequenties uit het detectorsignaal af. Na versterking en gelijkrichting bedient men hiermee een (elektronische) schakelaar in het audiocircuit. Dit wordt meestal gerealiseerd door de gelijkstroominstelling van een LF-transistor te beïnvloeden.



Figuur 11.3-19 Realisatie van de elektronische schakelaar.

Zolang de ruisspanning aanwezig is, legt  $T_1$  (figuur 11.3-19) de basis van  $T_2$  aan aarde en laat deze geen audiosignaal door. Zodra we iets ontvangen, valt de ruisspanning weg en gaat  $T_1$  sperren.  $T_2$  krijgt nu zijn normale instelling

en het station wordt hoorbaar. AM- en EZB-ontvangers worden tegenwoordig ook wel uitgerust met een squelch. De ruisafname is bij deze ontvangers veel kleiner en verloopt nogal geleidelijk. (Bij AM bestaat geen capture effect). Met behulp van de ruis is dus geen betrouwbare squelch te maken. Men gebruikt dan de spanning van de S-meter of de AGC-lijn. Zodra deze de ingestelde waarde overschrijdt, wordt het audio-signaal doorgelaten. In vergelijking met de ruis-squelch is de S-meter squelch vrij ongevoelig. Er moet namelijk reeds een aanzienlijk signaal binnenkomen voordat de AGC-spanning hierop reageert.

#### 11.4 Vragen

##### Vraag 1

Een ontvanger is afgestemd op de frequentie 145,700 MHz.  
De oscillatorfrequentie bedraagt 135,000 MHz.

De spiegelfrequentie is:

- A. 124,300 MHz
- B. 135,000 MHz
- C. 156,400 MHz
- D. 167,100 MHz.

##### Vraag 2

Een 2 meter FM zender wordt gemoduleerd met spraak. De zwaai is 3 kHz.

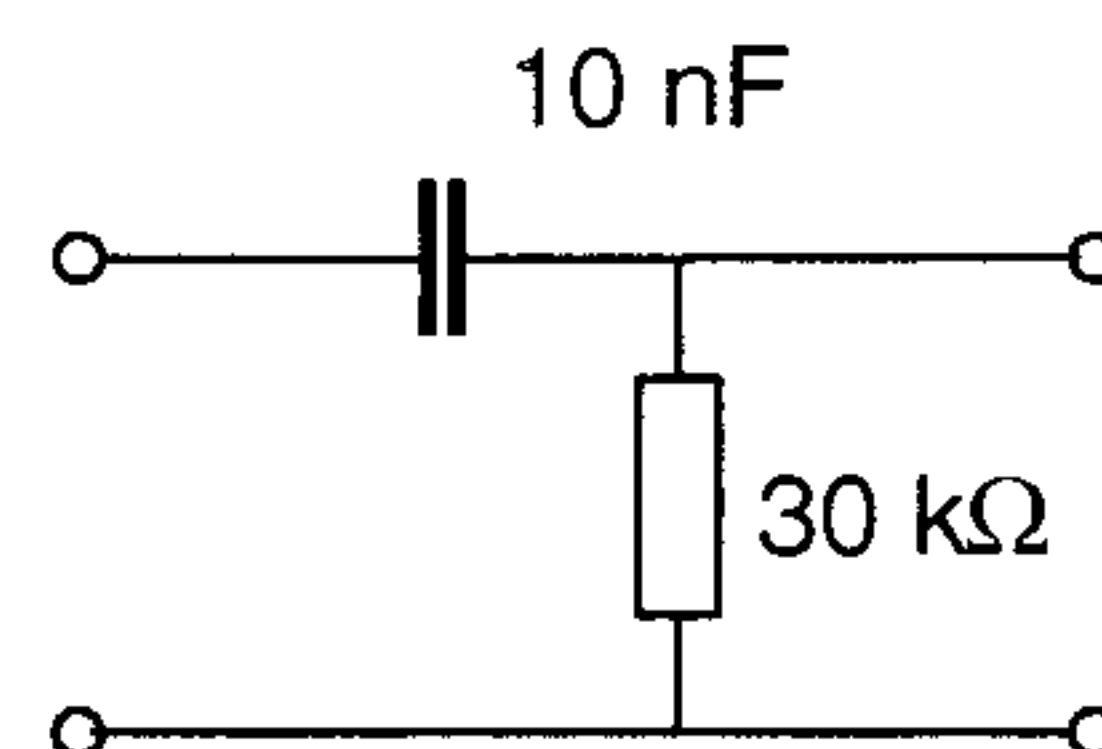
De bandbreedte van het HF signaal is ongeveer:

- A. 1 kHz
- B. 3 kHz
- C. 6 kHz
- D. 12 kHz

##### Vraag 3

De kantelfrequentie van dit filter bedraagt ongeveer:

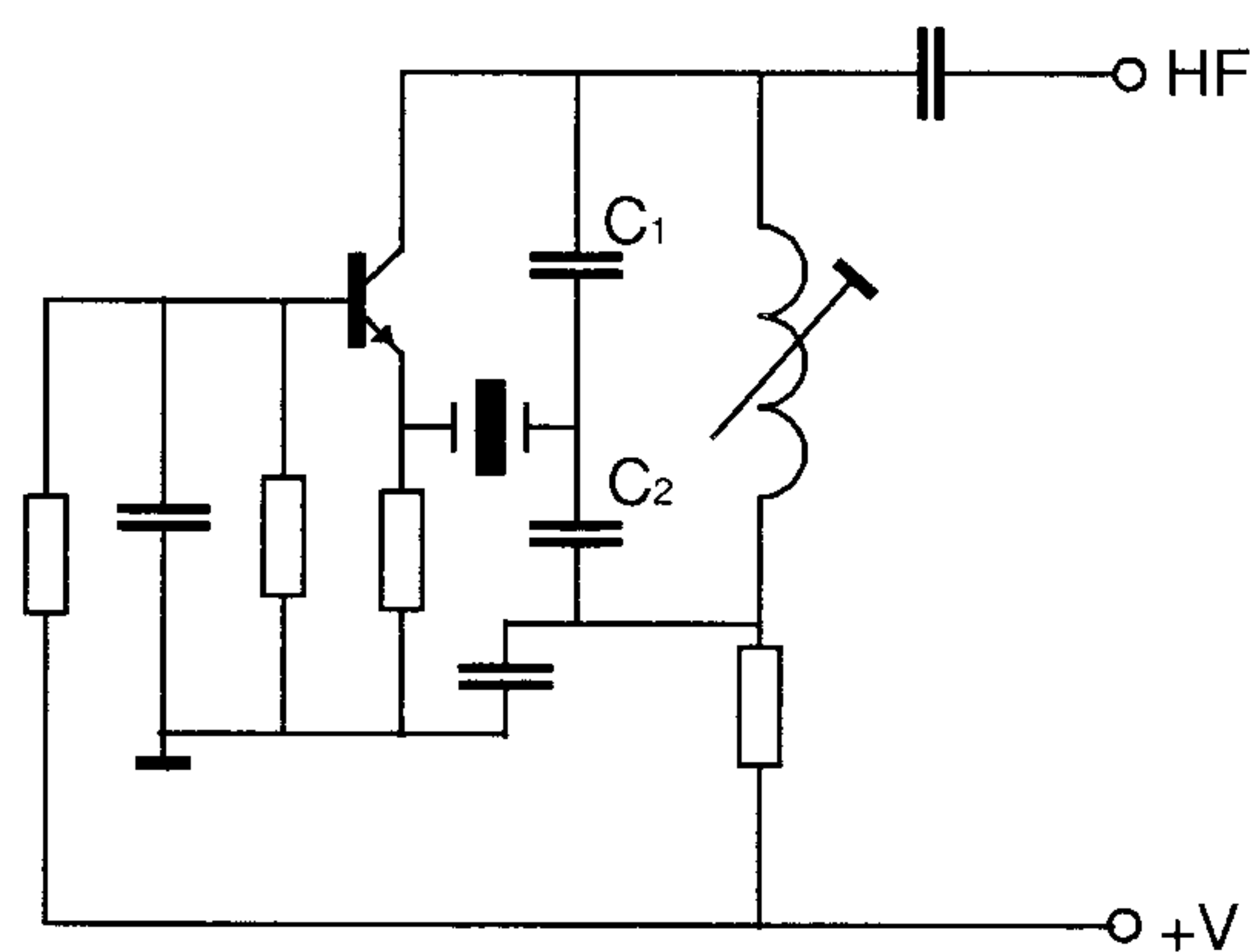
- A. 50 Hz
- B. 300 Hz
- C. 500 Hz
- D. 2000 Hz



##### Vraag 4

De snelheid waarmee radiogolven zich in de vrije ruimte voortplanten bedraagt ongeveer:

- A. 300.000 m/sec
- B. 300 m/sec
- C. 300.000 km/sec
- D. 3.000 km/sec

**Vraag 5**

C1 en C2 zijn gelijk.

De schakeling werkt:

- A. als oscillator zowel met een kristal in parallel
- B. als in serieresonantie
- C. als oscillator met het kristal in parallelresonantie
- D. als oscillator met het kristal in serieresonantie
- E. niet als oscillator

**Vraag 6**

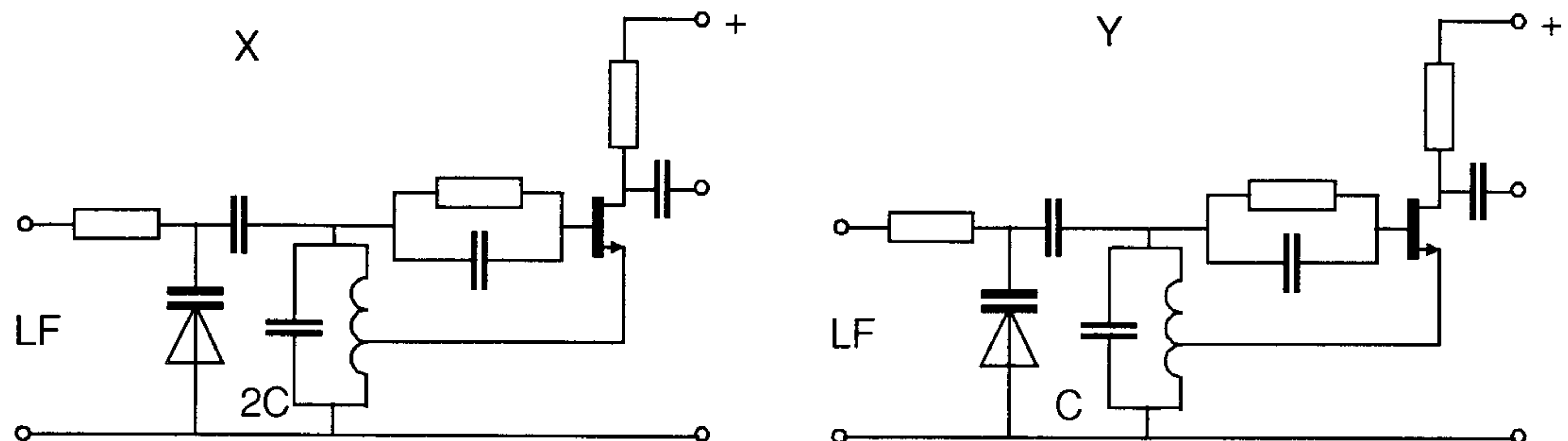
De beat-frequency-oscillator (BFO) van een superheterodyne ontvanger is nodig bij:

- A. Televisie (A5)
- B. Dubbelzijband telefonie (A3)
- C. FM (F3)
- D. Telegrafie (A1)



**Vraag 7**

In de oscillatoren X en Y wordt frequentiemodulatie verkregen door eenzelfde laagfrequent signaal. Behalve de aangegeven condensatoren hebben alle overeenkomstige onderdelen dezelfde waarde.



Welke bewering is juist:

- A. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y
- B. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y
- C. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y
- D. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y

**Vraag 8**

In een enkelzijbandzender kiest men bij voorkeur voor een balansmodulator omdat hiermee:

- A. minder harmonischen ontstaan
- B. modulatieverstoring van de eindtrap wordt voorkomen
- C. het zendvermogen (P.E.P) van het uitgezonden signaal wordt verminderd
- D. de draaggolf wordt onderdrukt

**Vraag 9**

Een squelchschakeling dient om:

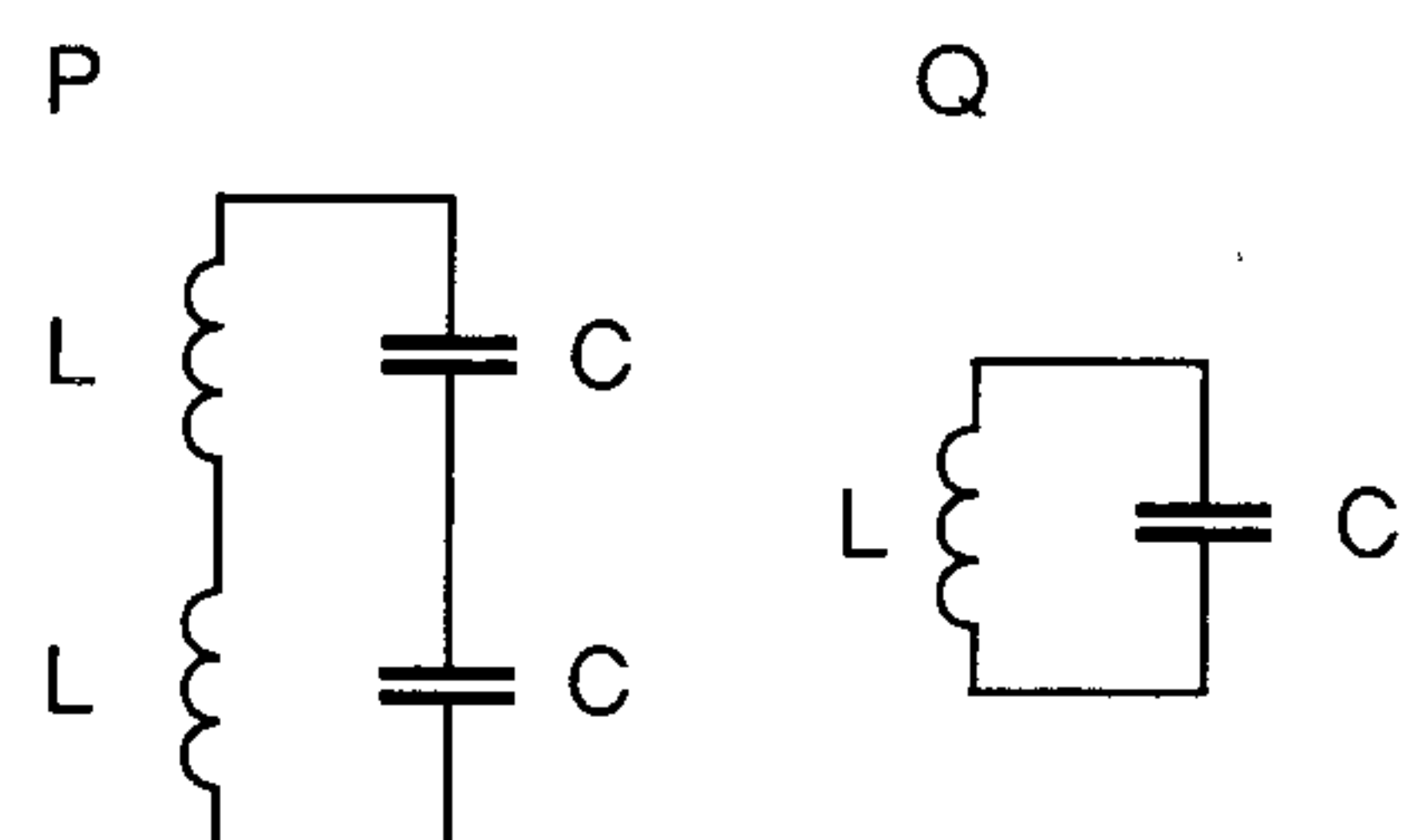
- A. de gevoeligheid van de ontvanger te vergroten
- B. vonkstoringsen te onderdrukken
- C. ruis te onderdrukken als geen signaal wordt ontvangen
- D. spiegelrequentie(s) te onderdrukken

**Vraag 10**

De spoelen zijn onderling niet gekoppeld.

De resonantiefrequentie van Q is:

- A. 0,5 maal die van P
- B. gelijk aan die van P
- C. 2 maal die van P
- D. 4 maal die van P



**Vraag 11**

Een buis staat ingesteld in klasse A.

Bij sturing met een sinusvormig signaal is de anodestroom aanwezig gedurende:

- A. de gehele periode
- B. een halve periode
- C. twee derde periode
- D. een derde periode