



Patentdirektoratet
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 1885/85

(51) Int.Cl.5

H 04 L 27/14

(22) Indleveringsdag: 26 apr 1985

H 04 B 1/16

(41) Alm. tilgængelig: 31 okt 1985

(44) Fremlagt: 07 dec 1992

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 30 apr 1984 GB 8411037

(71) Ansøger: N.V. *PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN; Groenewoudseweg 1; 5621 BA Eindhoven, NL

(72) Opfinder: Christopher Brian *Marshall; GB, Robert *Nettleship; GB, John Francis *Wilson; GB

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) Modtager for direkte modulerede FM-datasignaler

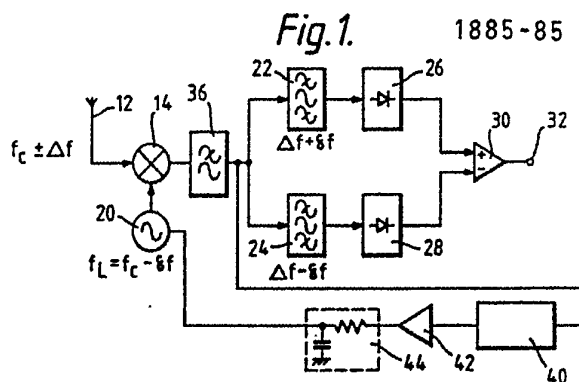
(56) Fremdragne publikationer

GB off. g. skrift nr. 2109201

(57) Sammendrag:

1885-85

For at modvirke indflydelsen af drift af lokaloscillatoren (20) i en modtager for direkte modulerede FM-datasignaler og af den forskudte type, hvor lokaloscillatorfrekvensen er beliggende mellem de to signaleringsfrekvenser, hvorved der sker en tilsigtet foldning af det overførte spektrum om jævnspænding, anvendes der et simpelt, men effektivt AFC-system (40, 42, 44), der over det relevante frekvensområde har en ulineær diskriminatoroverføringsfunktion og under brug frembringer en spænding med et sådant fortegn, at lokaloscillatorfrekvensen indstilles i den rigtige retning.



Opfindelsen angår en modtager for direkte modulerede FM-datasignaler, hvor en lokaloscillatorfrekvens er beliggende mellem to signaleringsfrekvenser, hvorved det overførte spektrum med overlæg foldes om jævnstrøm.

- 5 Opfindelsen angår mere specielt automatisk frekvensregulering (AFC) i sådanne modtagere, der kan benyttes til modtagelse og demodulering af frekvensforskydningsnøglede signaler, således som det benyttes ved digital person-
søgning, hvor bithastigheden, f.eks. 512 bit/sekund, er
10 mindre end det maksimale frekvensssving (Δf), f.eks. 4,5 kHz.

En modtager for direkte modulerede FM-datasignaler, hvor en lokaloscillatorfrekvens er beliggende mellem to signaleringsfrekvenser, fremgår af GB patentbeskrivelse
15 nr. 2.109.201A. Denne kendte modtager indeholder et blandingstrin med en første indgang til modtagelse af et direkte moduleret FM-signal med et maksimalt frekvensssving (Δf) og en anden indgang for et lokaloscillatorsignal med en frekvens inden for signalkanalen, men forskudt en
20 størrelse (δf) i forhold til indgangssignalets bærefrekvens, samt demodulationsmidler til at skelne mellem signaleringstonerne ($\Delta f + \delta f$) og ($\Delta f - \delta f$) og frembringelse af et udgangsdatasignal på grundlag heraf.

Et væsentligt problem ved sådanne modtagere, der
25 for nemheds skyld i det følgende vil blive betegnet "forskudte modtagere", er frekvensstabiliteten af bærefrekvensen og lokaloscillatorfrekvensen. Idéelt burde der være en konstant frekvensforskel mellem dem til opretholdelse af en konstant frekvensafstand mellem toner-
30 ne af lav frekvens og tonerne af høj frekvens. Ved for eksempel en midterfrekvens på 4,5 kHz og en forskydning på 2,25 kHz vil den nederste frekvenstone være 2,25 kHz og den højeste frekvenstone 6,75 kHz. Hvis lokaloscillatorfrekvensen driver yderligere bort fra senderens bærefrekvens, f.eks. med 2 kHz, vil virkningen blive en for-
35 øgelse af frekvensafstanden mellem tonerne, idet deres

respektive frekvenser vil være 259 Hz og 8,75 kHz. Frekvensdiskriminatoren skal derfor kunne arbejde over et område, f.eks. fra jævnstrøm til 9 kHz, hvilket ikke er ønskeligt, fordi diskriminatorens funktion falder ved
5 tonefrekvenser under bithastigheden.

Hvis på den anden side lokaloscillatorfrekvensen driver i retning mod bærefrekvensen, formindskes frekvensadskillelsen mellem tonerne, hvilket gør demodulationen af tonerne vanskeligere. Hvis bærefrekvensen og
10 lokaloscillatorfrekvensen er sammenfaldende, må der anvendes en anden modtageropbygning.

Da der ved VHF kan forventes en frekvensdrift af lokaloscillatorfrekvensen på op til 1 kHz, og der også i nogle overføringssystemer indføres en forskydning af
15 sendefrekvensen på op til 1 kHz, er der fare for en misafstemning på op til 2 kHz i begge retninger.

Der er derfor behov for et automatisk frekvensreguleringssystem i sådanne modtagere. GB patentbeskrivelse nr. 2.109.201A angiver to alternative AFC-systemer.
20 Hvert system har sine ulemper. Ved det enkle AFC-system, hvor der er indskudt et lavpasfilter mellem modtagerens udgang og en styreindgang til lokaloscillatoren, viste det sig, at trimningen af to båndpasfiltre, der benyttes i demodulationsmidlerne, var kritisk til undgåelse af
25 falske låste positioner. I det andet AFC-system krævedes der et andet blandingstrin og en anden lokaloscillator koblet til udgangen fra det første blandingstrin, såvel som en frekvensdiskriminator, hvis udgang var koblet til en styreindgang til lokaloscillatoren. Selv om dette an-
30 det AFC-system har vist sig at arbejde, er det ret kompliceret.

Med den foreliggende opfindelse tilsigtes der følgende tilvejebragt et enkelt og effektivt AFC-system til en forskudt modtager.

35 I henhold til den foreliggende opfindelse er der tilvejebragt en modtager for direkte modulerede FM-data-

signaler, indeholdende et blandingstrin med en første indgang til modtagelse af et direkte moduleret FM-signal og med to signaleringsfrekvenser, henholdsvis ($f_c + \Delta f$) og ($f_c - \Delta f$), og en anden indgang for et fra en lokaloscillator hidrørende lokaloscillatorsignal med en frekvens forskudt fra bærefrekvensen f_c med en forudbestemt størrelse δf mindre end Δf , demodulationsmidler, der har en indgang forbundet med blandingstrinnets udgang, til at skelne mellem frekvenserne ($\Delta f + \delta f$) og ($\Delta f - \delta f$) til afledning af et udgangsdatasignal derfra, samt et AFC-system, der kobler udgangen fra blandingstrinnet til en frekvensstyreindgang til lokaloscillatoren for at mindske frekvensfejl i lokaloscillatorens udgangssignal, hvilken modtager ifølge opfindelsen er ejendommelig ved, at AFC-systemet har en frekvens-spændingskarakteristik, der udviser hældninger med modsatte fortegn ved frekvenserne henholdsvis ($\Delta f + \delta f$) og ($\Delta f - \delta f$), og at AFC-systemet indbefatter en kreds, der har to indgange, som blandingstrinnets udgang er koblet til, samt en udgang, der er koblet til nævnte frekvensstyreindgang med henblik på sammenmultiplikation af signaler, der tilføres kredsens to indgange, og på frembringelse af et signal, der repræsenterer resultatet heraf på kredsens udgang, samt forsinkelseskredse, der er indkoblet i forbindelsen mellem blandingstrinnets udgang og den første indgang til nævnte kreds.

Sammenlignet med det AFC-system, der fremgår af GB patentbeskrivelse nr. 2.109.201A, er systemet i modtageren ifølge opfindelsen enklere med hensyn til konstruktion og virkemåde. Det kan også virke både med høje og lave frekvenstoner, og AFC-systemet er i det væsentlige uafhængigt af de aktuelle datasignaler, der modtages. Det er endvidere muligt at få de andre fordele ved et AFC-system med hensyn til at sikre en korrekt adskillelse af tonerne med høj og lav frekvens, således at diskriminatorens funktion er optimal. Desuden kan man

ved et transmissionssystem, der ikke har tilsigtet frekvensforskydning, anvende snævrere kanaler, f.eks. 12,5 kHz, i stedet for den foreliggende kanalbredde på 25 kHz.

US-A-4 103 244 beskriver en FSK-demodulator for
5 signaler f_0 og f_1 , der hver især repræsenterer digitale signaler på "0" og "1". Demodulatoren indbefatter en AFC-kobling, der fungerer således, at modtagerens lokaloscillatorfrekvens sporer frekvensdrift hos senderen. AFC-koblingen indbefatter en frekvensdiskriminator, der
10 er således udformet, at den har n frekvensstabile punkter svarende eksempelvis til et FSK-signal med n niveauer. Der dannes en jævnstrømskomponent ved lavpasfiltre-ring af frekvensdiskriminatorens udgangssignal, og den benyttes til styring af lokaloscillatoren. Der er be-
15 skrevet diverse udførelsesformer for en AFC-kobling, men ingen er relevant for en modtager for direkte modulerede FM-datasignaler, hvor lokaloscillatorfrekvensen tilsigtet er forskudt fra en nominel bærefrekvens i et omfang mindre end frekvensssvinget, og hvor forskydningen
20 ønskes opretholdt for at tillade genvinding af de ønskede signaler under anvendelse af enkle demoduleringsmidler.

Fra GB patentbeskrivelse nr. 2.059.702A kendes der også et AFC-system til en FM-modtager. I modsætning til
25 den forskudte modtager, som den foreliggende opfindelse angår, afstemmer AFC-systemet imidlertid en lokaloscillator, hvis frekvens forbliver på den ene side af det overførte signal. I denne kendte modtager kan der benyttes en sædvanlig diskriminator til frembringelse af en passende AFC-overføringsfunktion, som er lineær. Ved forø-
30 gelse af sløjfeforstærkningen og forlængelse af tidskonstanten for AFC-sløjfen for at forhindre lokaloscillatoren i at følge modulationen kan der opretholdes en forudbestemt forskydning mellem lokaloscillatorfrekvensen
35 og den overførte bærebølge. Dette kan kun opnås, så længe det overførte signal forbliver på den rigtige side af

lokaloscillatorfrekvensen, hvis nominelle frekvensfor-
skydning skal være større end det maksimale frekvens-
sving. Et sådant arrangement kan ikke benyttes, når for-
skydningen er mindre end frekvenssvinget, fordi der skal
5 benyttes en ikke-lineær diskriminatoroverføringskarakte-
ristik. Realiseringen af en sådan ikke-lineær diskrimina-
toroverføringskarakteristik kan gøres meget enkelt.

I en udførelsesform for den foreliggende opfindel-
se har AFC-systemet en i det væsent-
10 lige symmetrisk trekantet spændings-frekvensoverførings-
funktion med en spids for overføringsfunktionen ved fre-
kvensafvigelsen (Δf), og en udgang koblet
til en frekvensstyreindgang til lokaloscillatoren. Spid-
sen af den i det væsentlige trekantede spændings-fre-
15 kvensoverføringsfunktion kan optræde ved et maksimum el-
ler minimum for spændingen. En sådan overføringsfunktion
muliggør opnåelse af det korrekte AFC-udgangssignal for
begge signaleringstonerne.

AFC-systemet i modtageren ifølge opfindelsen kan
20 udføres i analog eller digital form. En analog udførelse
af AFC-systemet med en i det væsentlige trekantet
overføringsfunktion med en spids ved den maksimale spæn-
ding, indeholder en multiplikator med én indgang, der
er koblet til udgangen fra en forsinkelsesindretning,
25 hvis indgang er koblet til blandingstrinet. En udglat-
ningskobling er forbundet med udgangen fra multiplikato-
ren til fjernelse af det højfrekvente produkt, og den
bestemmer også AFC-systemets tidskonstant.

En digital udførelse af AFC-koblingen indebærer
30 kobling af et spændingsbegrænserkredsløb til udgangen
fra blandingstrinet, kobling af udgangssignalet fra
spændingsbegrænserkredsløbet og en forsinket version der-
af til de to indgange til en Exclusive-OR-port.

En udgang fra Exclusive-OR-porten er koblet til et
35 udglatningskredsløb, der afgiver styrespændingen til lo-
kaloscillatoren. Midlerne til forsinkelse af udgangssig-

nalet fra spændingsbegrænserkredsløbet kan indeholde et skifteregister med mindst 8 trin. Ved anvendelse af mindst 8 trin i skifteregisteret kan der benyttes en høj taktfrekvens, hvorved der undgås problemer forårsaget af, at indgangsfrekvensen og taktfrekvensen står i et harmonisk forhold til hinanden. Selv om det ville være fordelagtigt at benytte et større skifteregister og en højere taktfrekvens, modvirkes dette af omkostningerne til skifteregisteret og et større strømforbrug i taktgeneratoren.

I en anden udførelsesform for den foreliggende opfindelse indeholder AFC-systemet yderligere et lavpasfilter, der giver sløjfefilterfunktionen og også kombinerer AFC-signalerne hidrørende fra modtagelsen af de to signaleringsfrekvenser. Overføringsfunktionen afledes fra middelværdien af udgangssignalerne frembragt af de to toner og drager fordel af en antagelse om, at der ved signaleringen er i det væsentlige det samme antal "1" og "0". I denne udførelsesform er AFC-systemet i stand til at afstemme lokaloscillatoren over et større område end i de udformninger, hvor AFC-systemet arbejder på én af tonerne.

Opfindelsen forklares nærmere i det følgende under henvisning til den skematiske tegning, hvor fig. 1 viser et blokdiagram over en modtager for direkte modulerede FM-datasignaler ifølge den foreliggende opfindelse,

fig. 2 frekvensspektret for et indgangssignal,

fig. 3 frekvensspektret for signalerne på udgangen fra det i fig. 1 viste blandingstrin,

fig. 4 et diagram til forklaring af forskydningen af signaltonerne i forhold til ændringen af lokaloscillatorfrekvensen f_L ,

fig. 5 en kurve, der viser overføringsfunktionen for funktionsblokken 40 i fig. 1,

fig. 6 en kurve, der viser, hvorledes spændingen

ved udgangen fra funktionsblokken 40 i fig. 1 afhænger af lokaloscillatorfrekvensen, idet lokaloscillatoren er afstemt af AFC-systemet til $-\delta f$,

fig. 6A en kurve, der er det omvendte af den i
5 fig. 6 viste kurve, idet lokaloscillatoren er afstemt af AFC-systemet til $+\delta f$,

fig. 7 et blokdiagram over en udførelsesform for den i fig. 1 viste funktionsblok 40, der giver en analog overføringsfunktion,

10 fig. 8 et blokdiagram over en anden udførelsesform for funktionsblokken 40, der giver en digital korrektion af tilbagekoblingsspændingen $V(f)$,

fig. 9 en overføringsfunktion for et digitalt tilbagekoblingssystem,

15 fig. 10 en overføringskarakteristik, der er forskellig fra den i fig. 9 viste,

fig. 11-15 kurver, der illustrerer, hvorledes den i fig. 9 viste trekantede overføringskarakteristik frembringes,

20 fig. 16 et blokdiagram over en forskudt modtager med et analogt AFC-system,

fig. 17 og 18 karakteristikker for andre analoge AFC-systemer end de i fig. 5 og 6 viste,

fig. 19 det midlede udgangssignal, der opnås fra
25 dette AFC-system, og

fig. 20-22 karakteristiske diagrammer for den digitale ækvivalent til det i fig. 17-19 viste AFC-system.

I de forskellige figurer er der benyttet samme henvisningsnumre for dele, der svarer til hinanden.

30 I henhold til fig. 1-3 modtages et direkte modulet FM-indgangssignal 10 (fig. 2) med en bærefrekvens f_c og et frekvenssving Δf , dvs. et frekvensområde $f_c \pm \Delta f$, af en antenne 12 og tilføres den ene indgang til et blandingstrin 14. Udover det ønskede signal vil også
35 nabokanalsignaler 16 og 18, der er vist med punkterede linier i fig. 2, blive modtaget og tilført blandingstri-

net 14. Nabokanalsignalerne 16 og 18 er adskilt fra signalet 10 med beskyttelsesbånd 38. En lokaloscillator 20 med en frekvens f_L mellem de to signaleringsfrekvenser $f_C \pm \Delta f$ er koblet til en anden indgang til blandingstrinet 14. I den foreliggende udførelsesform er lokaloscillatorfrekvensen $f_L = f_C - \delta f$, der er beliggende i signalkanalen, men forskudt et lille stykke (δf) fra bærefrekvensen (f_C). Selv om det ikke forklares nærmere nedenfor, kan lokaloscillatoren have en frekvens ($f_C + \delta f$). Blandingen af disse indgangs- og lokaloscillatorsignaler folder spektret om jævnstrøm som vist i fig. 3, således at udgangssignalet fra blandingstrinet 14 indeholder signaleringstonerne $\Delta f + \delta f$ og $\Delta f - \delta f$ og de frekvensforskudte nabokanalsignaler 16' og 18'. Ved en undersøgelse af udgangsspektret fra blandingstrinet, fig. 3, vil det ses, at de to spidsværdier ved signaleringstonerne $\Delta f + \delta f$ og $\Delta f - \delta f$ er adskilt med $2 \delta f$. Da signaleringstonerne har forskellig frekvens, kan de nu skelnes fra hinanden ved hjælp af en passende diskriminator.

I den viste udførelsesform gøres dette ved adskillelse af tonerne fra hinanden og fra eventuel lavfrekvent støj med båndpasfiltre henholdsvis 22 og 24 med en båndbredde af samme størrelsesorden som bithastigheden, f.eks. 500 Hz for en bithastighed på 512 bit/sek. Udgangssignalerne fra båndpasfiltrene 22 og 24 tilføres hver sin amplitude- (eller indhyllingssignal-) detektor 26 og 28. Til frembringelse af datasignalerne sammenlignes udgangssignalerne fra amplitudedetektorerne 26 og 28 i en forskelskobling 30 til frembringelse af et dataudgangssignal på en klemme 32.

Forskydningen δf er mindre end afvigelsen (frekvensssvinget) Δf for at undgå for stor adskillelse mellem spidserne og en for kraftig fjernelse af beskyttelsesbåndet mellem nabokanalerne. Hvis forskydningen δf er så stor, at lokaloscillatorfrekvensen kommer uden for sig-

naleringskanalen, således at der ikke sker nogen foldning af spektret, bliver resultatet et sædvanligt mellemfrekvens-superheterodynt signal.

Til forbedring af nabokanal-selektiviteten dæmpes
 5 de frekvensforskudte nabokanalsignaler 16' og 18' ved forbindelse af et lavpas- eller båndpasfilter 36 mellem udgangen fra blandingstrinet 14 og båndpasfiltrene 22 og 24. Filteret 36 kan være væsentligt i situationer, hvor diskriminatoren ikke giver nogen filtrering,
 10 eller hvor der er lille kanalafstand, fordi beskyttelsesbåndet 38' (fig. 3) mellem signalerne ved anvendelse af det forskudte lokaloscillatorsignal $f_c - \delta f$ (eller $f_c + \delta f$) er smallere end beskyttelsesbåndet 38 (fig. 2) mellem nabokanalerne i det ved antennen 12 modtagne signal.
 15 Da begge nabosignalkanalerne 16' og 18' har større frekvens ved blandingstrinets udgang end de ønskede signaltoner, kan kanalerne 16' og 18' fjernes med et lavpasfilter (hvilket er forskelligt fra et superheterodynmodtagningssystem, hvor nabokanalerne normalt ligger på
 20 hver sin side af det ønskede signal, der da kun kan udvælges ved hjælp af et båndpasfilter). En fordel ved at udforme filteret 36 som et båndpasfilter i stedet for som et lavpasfilter er, at dets karakteristik falder stejlere af, så det er mere selektivt og kan fjerne noget af 1/f-støjen.
 25

Det er nødvendigt at stabilisere frekvensen af lokaloscillatoren 20 for at hjælpe med til at frembringe signaleringstonerne ved de ønskede frekvenser.

I fig. 4 repræsenterer ordinaten lokaloscillator-
 30 frekvensen f_L og abscissen lydfrekvensen f_A . De med fuldt optrukne linier viste lodrette pile repræsenterer signaler, der er fremkommet ved overføring af frekvensen $f_c + \Delta f$, og dem, der er repræsenteret af pile, der er tegnet med punkterede linier, svarer til signaler, der er fremkommet ved overføring af frekvensen $f_c - \Delta f$. Som det vil
 35 ses, illustrerer figuren lokaloscillatorfrekvensen f_L ,

der driver i forhold til bærefrekvensen f_c . Tonerne $\Delta f + \delta f$ og $\Delta f - \delta f$ bevæger sig symmetrisk om "punktet for direkte omsætning", dvs. når $f_L = f_c$, men under lokaloscillatorfrekvensen $f_c - \Delta f$ og over den ikke viste lokaloscillatorfrekvens på $f_c + \Delta f$, følger signalerne hinanden med en konstant afstand på $2\Delta f$ ligesom i en sædvanlig superheterodyn modtager.

Hvis der som eksempel tages det tilfælde, hvor lokaloscillatorfrekvensen er $f_c - \delta f$, vil de lydfrekvente toner være placeret på hver sin side af Δf i afstandene $\pm \delta f$. Hvis lokaloscillatorfrekvensen imidlertid driver i retning mod f_c , bliver afstanden mellem tonerne mindre og forsvinder endog helt ved $f_L = f_c$. Hvis lokaloscillatorfrekvensen derimod driver i retning mod $f_c - \Delta f$, vokser afstanden mellem tonerne, således at de er adskilt med $2 \Delta f$.

Bevægelsen af den ene af eller begge disse toner i forhold til et referenceaudiosignal, f.eks. Δf , når $f_L = f_c$ kan benyttes til at give et AFC-signal til lokaloscillatoren.

Tilbagekoblingssløjfen i fig. 1 indeholder en funktionsblok 40, hvis indgang er forbundet med udgangen fra kanalfilteret 36, og hvis udgang er forbundet med en forstærker 42, hvis udgangssignal filtreres i et lavpasfilter 44, før det tilføres lokaloscillatoren 20. Det generelle krav til funktionsblokken 40 er, at når modtageren er afstemt til den nominelle frekvensforskudning, skal overføringsfunktionen for diskriminatoren i den forskudte modtagers AFC være ikke-lineær, f.eks. med spidser. Funktionsblokken 40 skal altså give det korrekte udgangsfortegn over det relevante frekvensområde til at bringe oscillatorfrekvensen i en sådan retning, at modtageren afstemmes korrekt.

Fig. 5 viser overføringsfunktionen for funktionsblokken 40 og illustrerer, hvorledes den på udgangen frembragte jævnspænding afhænger af frekvensen for et

indgangssignal med en enkelt tone. I figuren er ordina-
 ten tilbagekoblingsspændingen $V(f)$, og abscissen er fre-
 kvensen, og kurven har den generelle form $V(f) \propto \cos \theta(f)$.
 Overføringsfunktionen har generelt form som en omvendt
 5 spænding V med spidsen optrædende ved en frekvens Δf .
 Hvis tilbagekoblingsspændingen $V(f)$ antages at have vær-
 dien nul, når modtageren er korrekt afstemt, hvilket vil
 ske ved frekvensen $\Delta f - \delta f$ i det tilfælde, hvor der op-
 træder en "1"-tone, og $\Delta f + \delta f$ i det tilfælde, hvor der
 10 optræder en "0"-tone. Hvis lokaloscillatorfrekvensen
 driver på en sådan måde, at de to toner bevæger sig mod
 hinanden fra værdierne $\Delta f - \delta f$ og $\Delta f + \delta f$, bliver til-
 bagekoblingsspændingen $V(f)$ negativ, og hvis lokaloscil-
 latorfrekvensen ændrer sig på en sådan måde, at toner,
 15 der er lavere end $\Delta f - \delta f$ og større end $\Delta f + \delta f$, bevæger
 sig bort fra hinanden med hensyn til frekvensen, bliver
 tilbagekoblingsspændingen $V(f)$ positiv. Den i fig. 5
 viste overføringskarakteristik har følgende kriterier
 for en lokaloscillator, der er afstemt til en værdi under
 20 bærefrekvensen:

For et indgangssignal	$f < \Delta f - \delta f$	fås et udgangssignal $V(f) > 0$
	$f = \Delta f - \delta f$	$V(f) = 0$
	$\Delta f - \delta f < f < \Delta f + \delta f$	$V(f) < 0$
	$f = \Delta f + \delta f$	$V(f) = 0$
25	$\Delta f + \delta f < f < f_{\max}$	$V(f) > 0$

De anførte kriterier kan opnås med en funktions-
 blok, der indeholder et analogt kredsløb som vist i fig.
 7. Det analoge kredsløb har en indgang 46, der er for-
 30 bundet med et faseforskydningskredsløb 48 og med den
 ene indgang til et blandingstrin 50. En anden indgang
 til blandingstrinet 50 er forbundet med udgangen fra
 faseforskydningskredsløbet 48. Udgangen 52 fra blan-
 dingstrinet 50 er forbundet med den i fig. 1 viste
 35 forstærker 42. Hvis der ses bort fra multipla af 2π ,
 har faseforskydningskredsløbet 48 kriterier, der sva-

rer til de ovenfor anførte, det vil sige

for indgangsfrekvensen $f < \Delta f - \delta f$ fås faseforskydningen $-\pi/2 < \theta(f) < \pi/2$

$$f = \Delta f - \delta f \quad \theta(f) = \pi/2$$

$$\Delta f - \delta f < f < \Delta f + \delta f \quad \pi/2 < \theta(f) < 3\pi/2$$

$$5 \quad f = \Delta f + \delta f \quad \theta(f) = 3\pi/2$$

$$\Delta f + \delta f < f < f_{\max} \quad 3\pi/2 < \theta(f) < 5\pi/2$$

I en udførelsesform for en sådan funktionsblok indeholdt faseforskydningskredsløbet 48 tre kaskadekob-
10 lede førsteordenssektioner, og det viste sig at virke korrekt ned til signalniveauer så lave som det minimum, der kunne demoduleres ved afstemning.

Fig. 6 viser, hvorledes den ved udgangen fra funktionsblokken 40 (fig. 1) frembragte spænding afhænger
15 af lokaloscillatorfrekvensen, idet det teoretisk maksimale område af misafstemning, der kan behandles af dette system, er $2 \Delta f$, dvs. fra $-(2 \Delta f - \delta f)$ til δf , når hver af de to signalfrekvenser "1" og "0" overføres. Det er muligt, at selv dette teoretiske område ikke kan opnås
20 i praksis. Desuden kan området for misafstemning være uegnet til nogle markeder, hvor der anvendes en tilsluttet forskydning på op til 1 kHz, hvilket fører til en maksimal driftsspecifikation på ± 8 dele pr. million (ppm). Området er begrænset som vist ved skravering, fordi si-
25 nusbølgen udover de grænser, der er vist for en tone "1" og en tone "0", fortsætter, således at hvis for eksempel tonen "1" bevæger sig til højre for δf , vil tilbagekoblingsspændingen blive positiv, og virkningen heraf vil være, at lokaloscillatorfrekvensen bringes til at vokse
30 i stedet for at aftage.

Fig. 6 viser det tilfælde, hvor lokaloscillatoren er afstemt til $-\delta f$. Hvis afstemningen imidlertid er på $+\delta f$, optræder den omvendte situation, som vist i fig. 6A, hvor afstemningsgrænserne ligger ved $-\delta f$ og $2(\Delta f - \delta f)$.

35 Hvis det ønskes at anvende digital tilbagekobling, kan funktionsblokken, som vist i fig. 8, indeholde en

begrænsende forstærker 54, der er forbundet med terminalen 46, og hvis udgang er forbundet med den ene indgang til en Exclusive-OR-kreds 56 og med et digitalt forsinkelseselement, der udgøres af et udefra tidsstyret skifteregister 58 med en tidsindgang 60. Der kan i stedet benyttes en ladningskoblet forsinkelseslinie eller et al-pas-filter. Udgangen fra skifteregisteret 58 er koblet til en anden indgang til Exclusive-OR-kredsen 56. Udgangen 52 kan forbindes direkte med lavpasfilteret 44 i fig. 1 uden indskydelse af en forstærker.

Hvis der benyttes et tidsstyret forsinkelseselement 58, må man passe på, hvis en harmonisk af indgangsfrekvensen ligger nær ved tidsstyrefrekvensen, fordi dette kan føre til uønskede variationer i udgangssignalet fra AFC-sløjfen forårsaget af, at nulgennemgangene for signalet og tidsstyresignalet ikke falder sammen. En måde at løse dette problem på, når der benyttes et skifteregister, er at forøge antallet af trin og samtidigt forøge tidsstyrefrekvensen. Imidlertid vil en forøgelse af størrelsen af forsinkelseselementet ikke blot forøge dets omkostninger, men en forøgelse af tidsstyrefrekvensen vil forøge effektivforbruget i tidssignaloscillatoren, hvilket er uønsket i en batteridrevet modtager. Empiriske forsøg har angivet, at den maksimale størrelse for et skifteregister bør være 8 trin. Valget af tidsstyrefrekvens er uafhængig af størrelsen af den ønskede forsinkelse. Et alternativt forsinkelseselement, der giver en forbedret drift uden at nødvendiggøre en højere tidsstyrefrekvens, kan realiseres ved anvendelse af to ind i hinanden koblede skifteregistre med polyfase-tidssignaler.

I et modificeret tilbagekoblingssystem er overføringskarakteristikken for AFC-sløjfen i det væsentlige af symmetrisk trekantform. En sådan overføringskarakteristik er vist i fig. 9, og det omvendte deraf er vist i fig. 10. Hvis tilbagekoblingsspændingen $V(f)$ antages at være korrekt ved en værdi $V/2$, kan denne effektivt

tjene som en referencespænding, således at tilbagekoblingsspændingen er positiv i forhold til $V/2$, hvis tonerne bevæger sig mod hinanden, medens tilbagekoblingsspændingen er negativ i forhold til $V/2$, hvis tonerne bevæger sig længere bort fra hinanden.

En metode, hvorved sådan en trekantet karakteristik som vist i fig. 9 kan afledes digitalt, vil blive forklaret under henvisning til fig. 11-15. Tilbagekoblingskredsløbet vil i alt væsentligt svare til det, der er forklaret under henvisning til fig. 8.

Tonesignalerne $\Delta f + \delta f$ og $\Delta f - \delta f$ tilføres begrænserkoblingen 54, der omsætter dem til rektangulære signaler. Udgangssignalet fra begrænserkoblingen 54 tilføres indgangen til Exclusive-OR-kredsen 56 med to indgange samt over et forsinkelseselement 58 til en anden indgang til denne Exclusive-OR-kreds 56.

Et lavpasfilter eller RC-udglatningsfilter 44 (fig. 1) er forbundet med en udgang fra Exclusive-OR-kredsen 56 til frembringelse af styrespændingen, der skal tilføres lokaloscillatoren 20 (fig. 1). Tidsforsinkelsen τ , der frembringes af forsinkelseselementet, er konstant og har relation til frekvensen ved spidsen Δf , idet $\Delta f = 1/(2\tau)$.

Fig. 11-15 illustrerer, hvorledes punkter på overføringsfunktionen kan afledes. I hver af disse figurer er signalet A indgangstonesignalet, signalet B er indgangstonesignalet, efter at det er forsinket τ , signalet mærket C er udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen 56, og signalet mærket D er udgangssignalet fra udglatningskredsløbet 44.

I fig. 11 har signalet A et tegn/mellemrumsforhold på én samt en halvperiode, der er lig med forsinkelsen τ , hvilket vil sige, at frekvensen af indgangssignalet A er Δf . Følgelig er indgangssignalet og det forsinkede indgangssignal i modfase, således at udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen permanent er binært 1, således

at styrespændingen har en maksimalværdi V , der svarer til spidsværdien i fig. C.

Fig. 12 viser det tilfælde, hvor indgangsfrekvensen er $\Delta f - \delta f$, og forsinkelsen er en fjerdedel af perioden for dette tonesignal. Udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen, signalet C, er et rektangulært signal med tegn/mellemrumsforholdet $\bar{e}n$, og dette giver efter udglatning en styrespænding på $V/2$.

Fig. 13 illustrerer det tilfælde, hvor indgangsfrekvensen svarer til tonen $\Delta f + \delta f$, og forsinkelsen τ er lig med tre fjerdedele af perioden for indgangssignalet. Signalet C viser, at udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen 56 har et tegn/mellemrumsforhold på $\bar{e}n$ og efter udglatning frembringer en styrespænding på $V/2$.

Fig. 14 viser den lave tone, når lokaloscillatorfrekvensen er blevet så lav, at forsinkelsen τ er lig med en ottendedel af perioden for indgangssignalet. Tegn/mellemrumsforholdet for udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen 56 er 1:3, således at udgangssignalet fra udglatningskredsløbet 106 er $V/4$.

Fig. 15 viser den høje tone ved en tilsvarende lokaloscillator-drift som i fig. 14. Her er forsinkelsen τ lig med syv ottendedele af perioden for indgangssignalet. Udgangssignalet fra Exclusive-OR-kredsen 56 har et tegn/mellemrumsforhold på 1:3, således at udgangssignalet fra udglatningskredsløbet er $V/4$.

Selv om den trekantede overføringsfunktion gentages ad infinitum for så vidt angår den praktiske anvendelse af dette AFC-princip, er det kun den første del af overføringsfunktionen, der normalt anvendes.

Fig. 16 viser et blokdiagram over en forskudt modtager, der indeholder et analogt AFC-system. For kortheds skyld vil kun AFC-systemet blive beskrevet, idet diskriminatoren er indrettet som forklaret under henvisning til fig. 1.

AFC-systemet i fig. 16 indeholder en ikke-inverterende forstærker 47, hvis indgang er koblet til udgangen fra kanalfilteret 36. Forstærkningen for forstærkeren 47 er således, at signalet derfra har et tilstrækkeligt niveau til at drive de efterfølgende kredsløb. Udgangen fra forstærkeren 47 er koblet direkte til den ene indgang til et blandingstrin 50 og over et forsinkelseselement eller et faseforskydningsselement 48 til en anden indgang til blandingstrinet 50. Tidsforsinkelsen τ for faseforskydningsselementet 48 er hensigtsmæssigt konstant, og den relative faseforskel mellem de to indgangssignaler til blandingstrinet 50 vokser derfor direkte proportionalt med ændringen i frekvens. Et udglatningskredsløb 44 er indkoblet mellem udgangen fra blandingstrinet 50 og en forstærker 62. Udglatningskredsløbet 44 kan som vist være et simpelt RC-kredsløb eller et filter af højere orden, som passer til specielle anvendelser. Udgangen fra forstærkeren 62 er koblet til en styreindgang til lokaloscillatoren 20. Frekvensstyring af lokaloscillatoren 20 kan ske på enhver passende måde, f.eks. ved hjælp af en varaktor-diode, der er forbundet over krystallet.

For at kunne klare situationen, når der ikke modtages noget signal, føres der en referencespænding V_R til forstærkeren 62 til afstemning af lokaloscillatoren 20. Under normale driftsbetingelser vil der altid være en lille fejl mellem den ønskede frekvens og den aktuelle frekvens. Størrelsen af fejlen afhænger af sløjfeforstærkningen i tilbagekoblingssløjfen, der udgøres af blandingstrinet 14, forstærkeren 47, blandingstrinet 50, forstærkeren 62 og lokaloscillatoren 20.

Hvis der ikke findes noget signal til frembringelse af en AFC-spænding, og hvis modtagerens støj er sådan, at middeludgangsspændingen er $V/2$, vil den trekantede overføringskarakteristik give et middeludgangssignal, der ligger midt mellem spidsen og nul. Støjen i tilstanden

uden signal vil derfor bringe AFC-spændingen til midten af styreområdet (det optimale punkt). Der kan imidlertid indføres jævnstrømsforskydninger i systemet, hvis det er nødvendigt at have AFC-spændingen ved manglende signal
 5 beliggende ved et andet niveau.

Det maksimale område for misafstemning kan udstrækkes ved at gøre den antagelse, at der groft set overføres et lige stort antal 1-data og 0-data. Der kan følgelig benyttes et andet sæt kriterier og stilles mindre
 10 strenge krav til lokaloscillatorspecifikationen. Princippet bag de alternative kriterier er, at når lokaloscillatorfrekvensen driver et langt stykke i retning af større forskydning, vil den øvre tones frekvens ved $\Delta f + \delta f$ blive dæmpet i kanalfilteret 36. Ved denne ende
 15 af frekvensområdet virker AFC-systemet derfor kun på tonen med lav frekvens ved $|\Delta f - \delta f|$. De alternative kriterier vil nu blive beskrevet under henvisning til fig. 17-19. For at drage fordel af, at AFC-systemet kun arbejder ved tonen af lav frekvens, udstrækkes det positive
 20 lavfrekvensområde af overføringskarakteristikken, der er vist i fig. 5, i fig. 17 udad fra $f < \Delta f - \delta f$ til $f < f'$ (fig. 17), hvorved afstemningsområdet udvides med $f' + \delta f - \Delta f$. I dette nye arrangement giver tonen af lav frekvens imidlertid også anledning til et positivt udgangssignal (i stedet for nul som i fig. 5), når modtageren er korrekt afstemt. Dette kompenseres der for ved
 25 forøgelse af den øvre grænse for det negative område af tilbagekoblingsspændingen $V(f)$ i fig. 17 i forhold til det i fig. 5 viste, således at tonen af den øvre frekvens
 30 giver anledning til balancering af den negative udgangsspænding. Dette betyder, at værdien af $V(f)$ stadig er negativ ved $\Delta f + \delta f$, medens den i fig. 5 er faldet til nul.

Når der drages fordel af den antagelse, at der er i det væsentlige samme antal ettaller og nuller, er det
 35 til opnåelse af den korrekte polaritet af udgangssignalet, positiv for voksende frekvens og negativ for afta-

gende frekvens, middelværdien af de AFC-udgangssignaler, der frembringes af de to toner, der nu skal have den korrekte polaritet, hvilket er vist i fig. 19. De nye kriterier er følgende, idet det antages, at lokaloscillator-
 5 frekvensen ligger under bærefrekvensen:

For indgangs-	skal udgangsspændingen
frekvensen $f < f'$	være $V(f) > 0$
$f < \Delta f - \delta f$	$V(f) + V(2 \Delta f - f) > 0$
$f = \Delta f - \delta f$	$V(f) + V(2 \Delta f - f) = 0$
$\Delta f - \delta f < f < \Delta f + \delta f$	$V(f) + V(2 \Delta f - f) < 0$

10

Som vist i fig. 19 er det nye afstemningsområde $\Delta f + \delta f + f'$, og følgelig skal δf og f' være så store som muligt, idet dog f' skal være mindre end Δf . Korrektionen af lokaloscillatorfrekvensen beror på fortegnet
 15 af tilbagekoblingsspændingen, og enhver forsøgt korektion uden for området $-(\Delta f + f')$ til $+\delta f$ vil indstille til lokaloscillatorfrekvensen, således at korrekt afstemning er umulig. Dette er vist med punkterede pile i fig. 19. Hvis for eksempel δf er 3,75 kHz, og f' er 4,2 kHz, kan
 20 der tolereres en oscillator drift på ± 14 ppm.

Fig. 20-22 viser de forskellige overføringskarakteristikker for de digitale ækvivalenter til fig. 17-19.

I de digitale udformninger i fig. 20-22 er det hensigtsmæssigt til brug i personsøgeapparater at ofre et
 25 lille stykke af afstemningsområdet, idet der herved kan opnås nogle fordele. I stedet for at anvende en tidssignalfrekvens på 4,5 kHz, som kan benyttes til opnåelse af overføringsfunktionerne i fig. 9 og 10, vil en tidssignalfrekvens på $4n \times 4$ kHz muliggøre opfyldelse af de nye
 30 kriterier med $f' = \delta f$, hvilket svarer til 4 kHz. Der kan da tolereres en oscillator drift på 13 ppm.

Anvendelsen af de alternative kriterier giver derfor et arrangement en stor forøgelse af afstemningsområdet uden ekstra kredsløbskompleksitet, selv om der kan
 35 optræde en ganske lille misafstemning, hvis antallet af ettaller og nuller er forskelligt.

I mange af de udformninger af opfindelsen, der er beskrevet ovenfor, er det antaget, at lokaloscillatorfrekvensen vokser, hvis der tilføres en positiv AFC-spænding. Hvis der imidlertid forekommer det tilfælde, hvor lokaloscillatorfrekvensen aftager, når der tilføres en positiv AFC-spænding, skal der benyttes alternative diskriminatoroverføringsfunktioner med den modsatte polaritet. Hvis der benyttes en alternativ overføringsfunktion, skal modtagerne afstemmes til $+\delta f$ (i stedet for til $-\delta f$).

P A T E N T K R A V

1. Modtager for direkte modulerede FM-datasignaler, indeholdende et blandingstrin (14) med en første indgang til modtagelse af et direkte moduleret FM-signal med to signaleringsfrekvenser, henholdsvis ($f_c + \Delta f$) og ($f_c - \Delta f$) og en anden indgang for et fra en lokaloscillator (20) hidrørende lokaloscillatorsignal med en frekvens forskudt fra bærefrekvensen (f_c) med en forudbestemt størrelse (δf) mindre end Δf , demodulationsmidler (22, 24, 26, 28, 30), der har en indgang forbundet med blandingstrinnets udgang, til at skelne mellem frekvenserne ($\Delta f + \delta f$) og ($\Delta f - \delta f$) og til afledning af et udgangsdatasignal derfra, samt et AFC-system, der kobler udgangen fra blandingstrinnet (14) til en frekvensstyreindgang til lokaloscillatoren (20) for at mindske frekvensfejl i lokaloscillatorens udgangssignal, k e n - d e t e g n e t ved, at AFC-systemet har en frekvensspændingskarakteristik, der udviser hældninger med modsatte fortegn ved frekvenserne henholdsvis ($\Delta f + \delta f$) og ($\Delta f - \delta f$), og at AFC-systemet indbefatter en kreds (50 eller 56), der har to indgange, som blandingstrinnets (14) udgang er koblet til, samt en udgang (52), der er koblet til nævnte frekvensstyreindgang med henblik på sammenmultiplikation af signaler, der tilføres kredsens to indgange, og på frembringelse af et signal, der repræsenterer resultatet heraf på kredsens udgang, samt forsinkelseskredse (48 eller 58), der er indkoblet i

forbindelsen mellem blandingsstrinnets udgang og den første indgang til nævnte kreds.

2. Modtager ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at karakteristikken udviser ens udgangsspændingsværdier ved frekvenserne henholdsvis $(\Delta f + \delta f)$ og $(\Delta f - \delta f)$.

3. Modtager ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte hældninger har ens størrelse.

10 4. Modtager ifølge ethvert af kravene 1-3, k e n d e t e g n e t ved, at hældningen af karakteristikken, startende fra nulfrekvensen, først skifter fortegn ved frekvensen Δf .

5. Modtager ifølge ethvert af kravene 1-4, 15 k e n d e t e g n e t ved, at hældningen af karakteristikken, startende fra nulfrekvensen, først skifter fortegn ved en frekvens større end Δf , men mindre end $2\Delta f$.

6. Modtager ifølge ethvert af kravene 1-5, k e n d e t e g n e t ved, at nævnte kreds omfatter en 20 EXCLUSIVE-OR-kreds (56).

7. Modtager ifølge krav 6, k e n d e t e g n e t ved, at forsinkelseskredsen er en taktstyret forsinkelseskreds (58).

8. Modtager ifølge ethvert af kravene 1-5, 25 k e n d e t e g n e t ved, at forsinkelseskredsen (48) indbefatter et element, der indfører en konstant tidsforsinkelse.

9. Modtager ifølge ethvert af kravene 1-8, k e n d e t e g n e t ved, at der er indkoblet et udglatningskredsløb (44) i forbindelsen fra udgangen på 30 nævnte kreds til frekvensstyreindgangen.

10. Modtager ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at AFC-systemet yderligere indeholder et lavpasfilter (44), der skaber sløjfefilterfunktionen og også 35 kombinerer de AFC-signaler, der resulterer af modtagelsen af de to signaleringsfrekvenser.

Fig. 1.

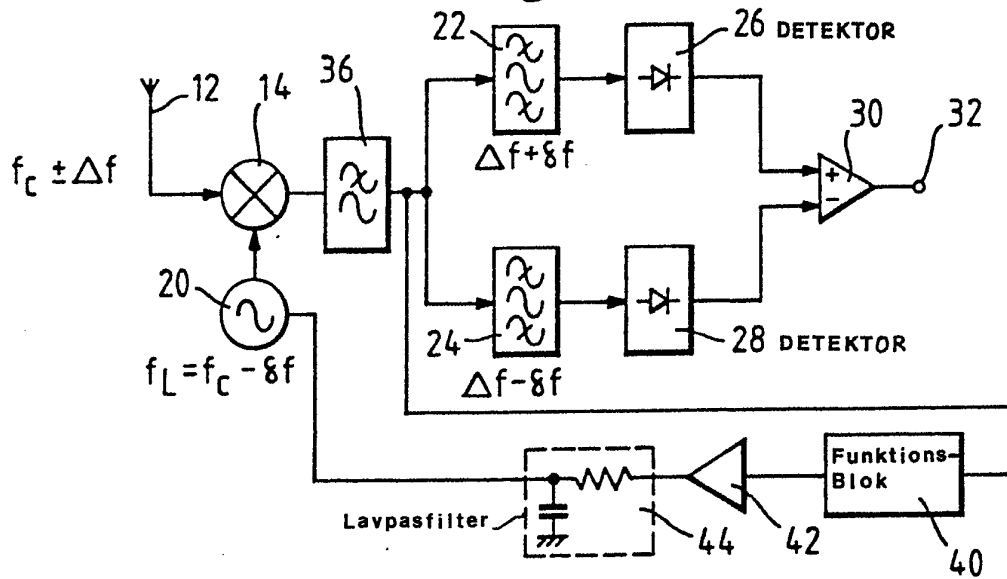


Fig. 2.

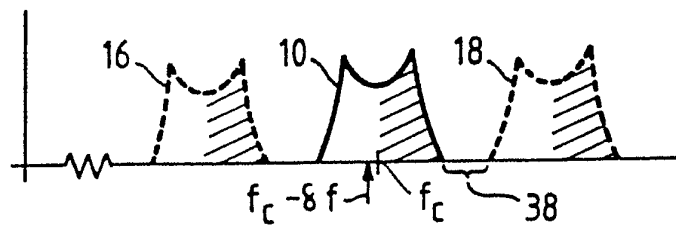


Fig. 3.

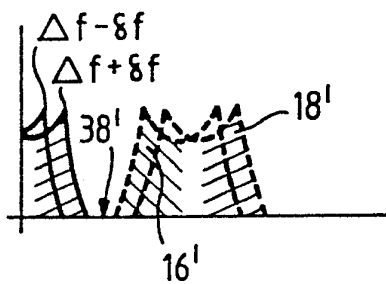
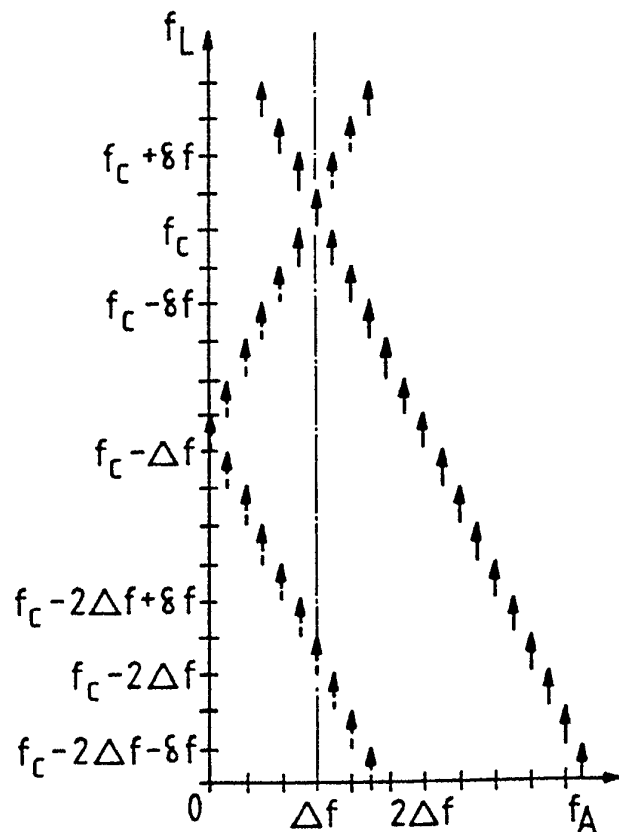


Fig. 4.



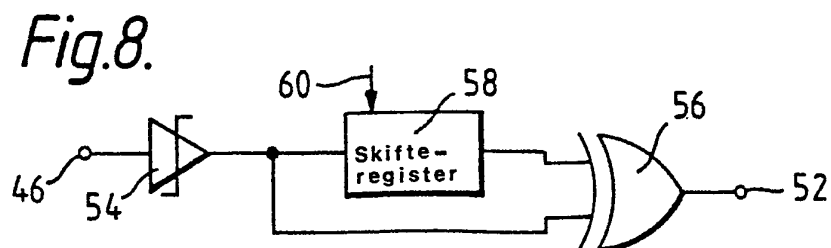
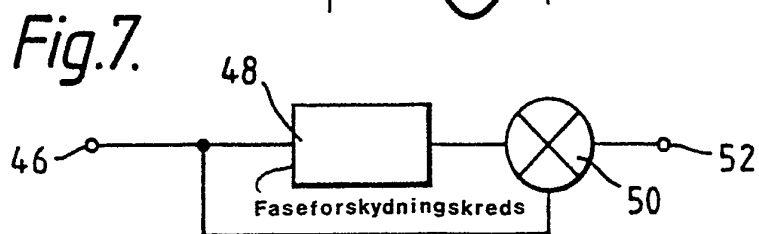
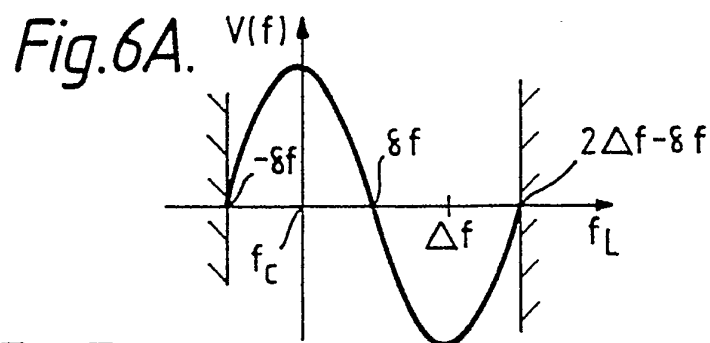
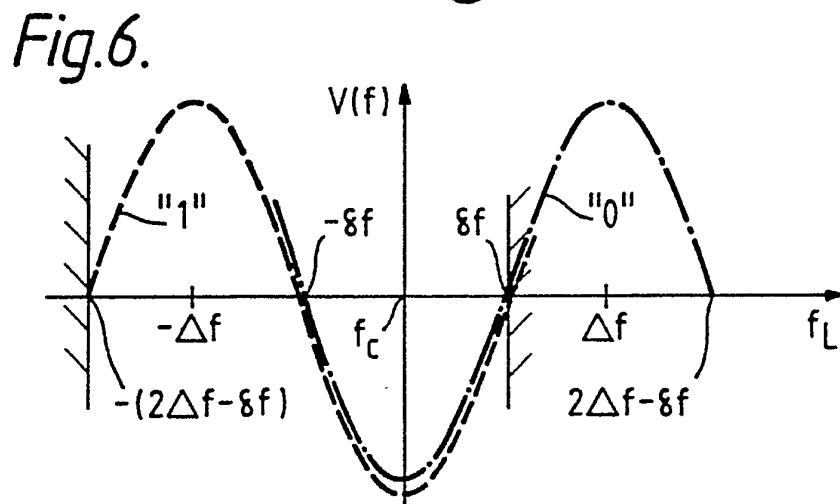
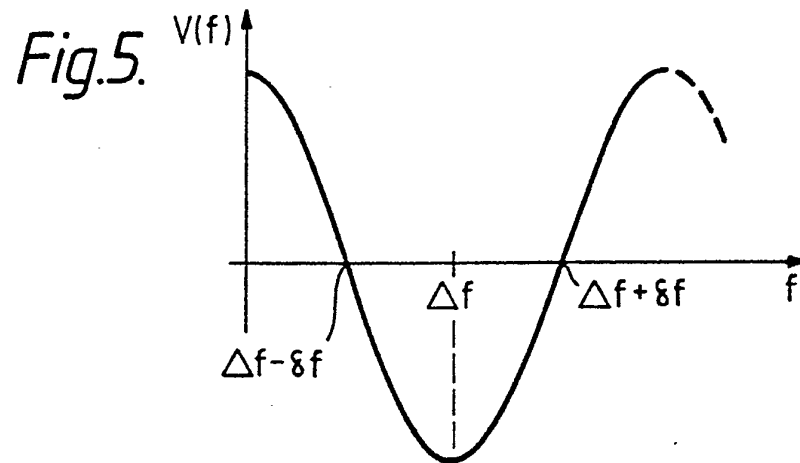


Fig.9.

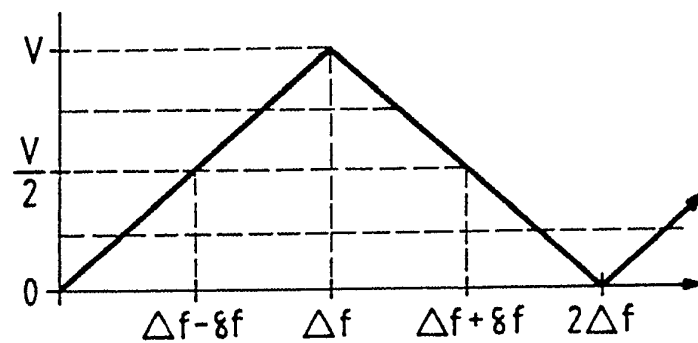


Fig. 10.

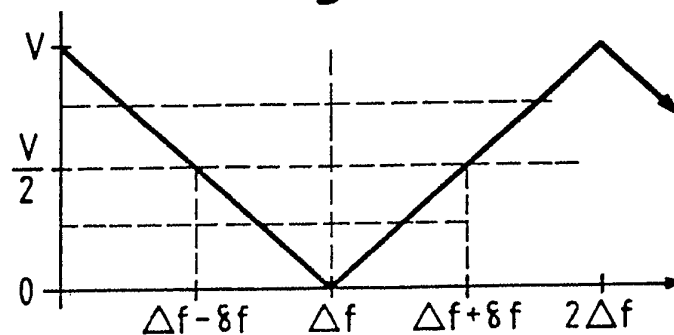


Fig. 16.

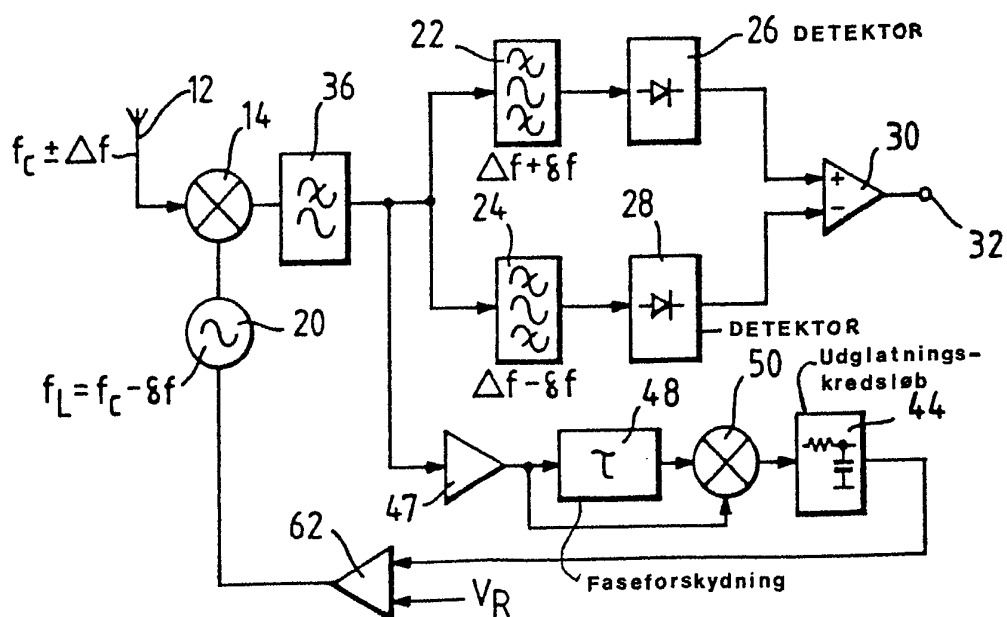


Fig. 11.

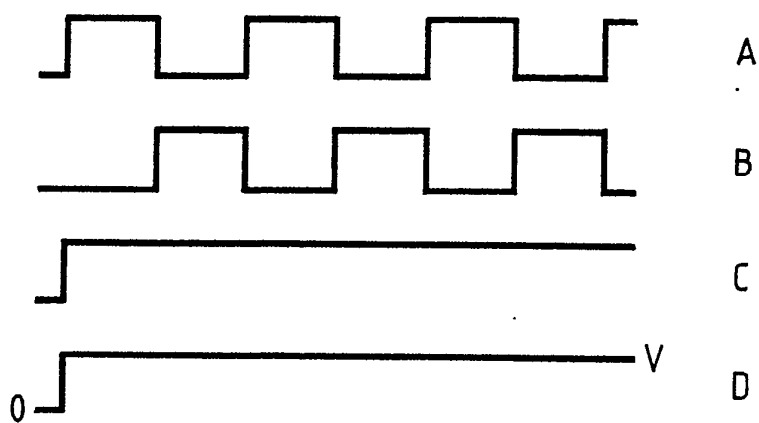


Fig. 12.

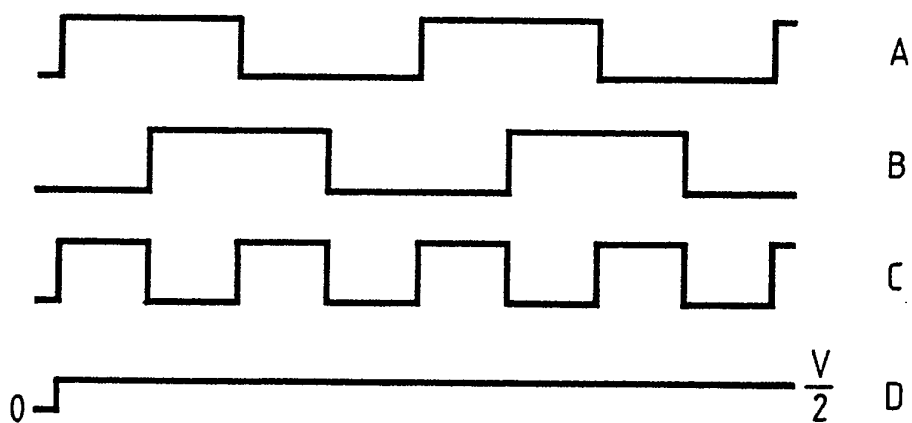


Fig. 13.

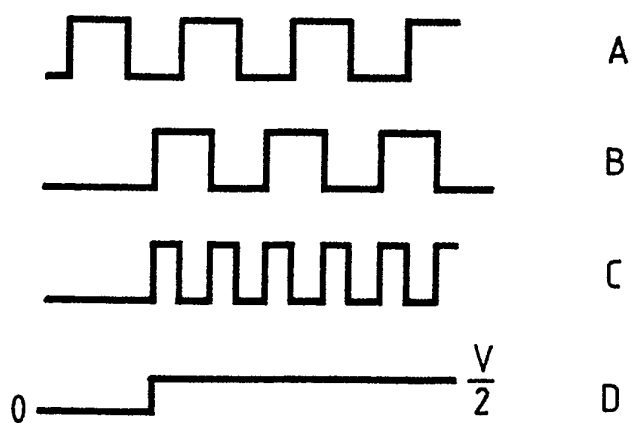


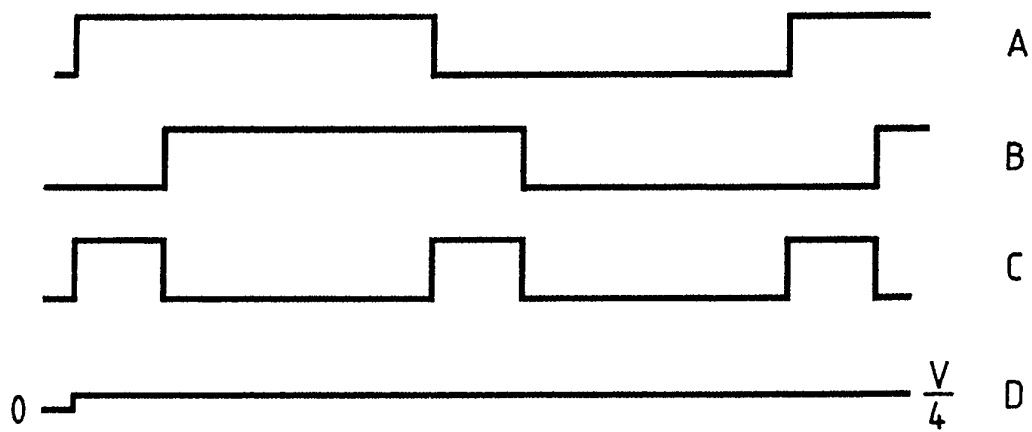
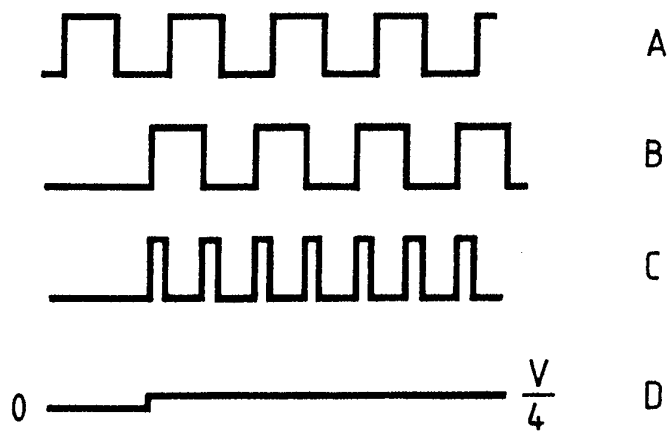
Fig. 14.*Fig. 15.*

Fig.17.

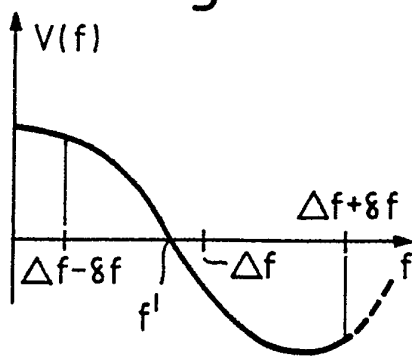


Fig.18.

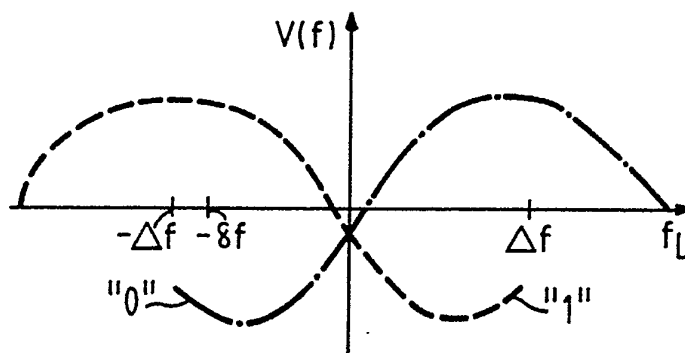


Fig.19.

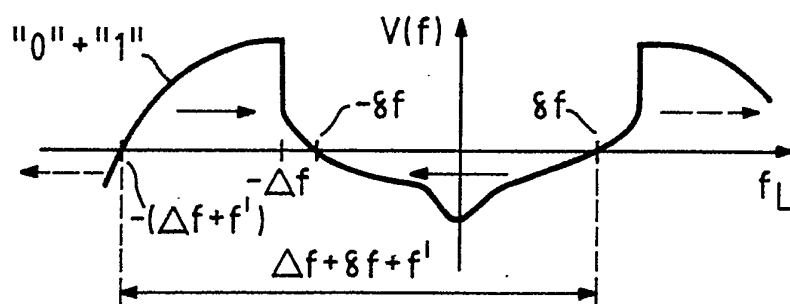


Fig.20.

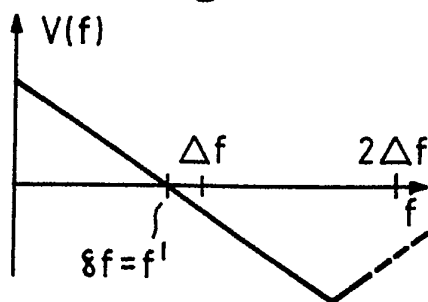


Fig.21.

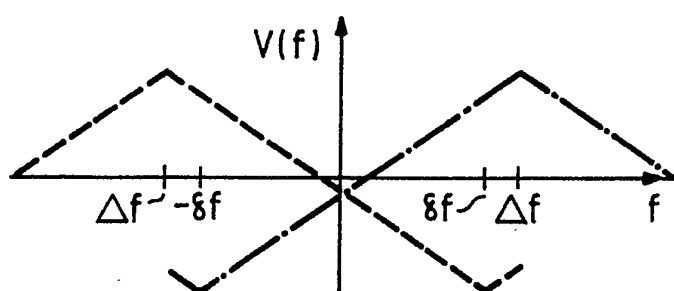


Fig.22.

