



PATENTDIREKTORATET
TAASTRUP

(21) Patentansøgning nr.: 0694/82

(22) Indleveringsdag: 17 feb 1982

(41) Alm. tilgængelig: 21 aug 1982

(44) Frømlagt: 14 jan 1991

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 20 feb 1981 GB 8105456

(51) Int.Cl.⁵

H 03 D 3/06

H 04 B 1/26

(71) Ansøger: N.V. *Philips* Gloeilampenfabrieken; Pieter Zeemanstraat 6; Eindhoven, NL

(72) Opfinder: Christopher Brian *Marshall*; GB

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) FM-demodulator for direkte modulation, og en FM-radiomodtager med en sådan demodulator

(56) Fremdragne publikationer

US pat. nr. 3609555

(57) Sammendrag:

694-82

I en FM-demodulator for direkte modulation demoduleres et indkommende FM-signal ($2a \sin(\omega + \delta\omega)t$) til grundbåndet ($\delta\omega$) ved at tilføres et første og et andet blandingstrin (12, 14). Udgangssignalet ($b \sin \omega t$) fra en lokaloscillator (16) tilføres dels det ene (14) af blandingstrinnene, dels også det andet (12) af blandingstrinnene over en 90° faseforskydningskobling (18). Fasen af udgangssignalet fra det ene af blandingstrinnene forskydes således, at det er i fase med eller i modfase til udgangssignalet fra det andet blandingstrin og det føres sammen med udgangssignalet fra dette andet blandingstrin til en divisionskobling (22). Herved opnås, at udgangssignalet fra divisionsstrinnet indeholder grundbåndssignalet i en form, der er i det væsentlige uafhængig af fading. Faseforskydningen af udgangssignalet fra det ene blandingstrin kan udføres ved hjælp af en differentiationskobling (20) eller en integrationskobling.

694-82

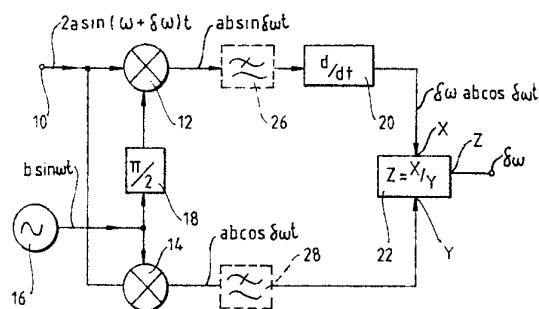


Fig. 1.

Opfindelsen angår en FM-demodulator for direkte modulation, hvor et indgangssignal og et lokaloscillator-signal blandes i to blandingstrin til tilvejebringelse af signaler fra blandingstrinnene, der er i tværfase i forhold til hinanden, og de to signaler tilføres en divisionskobling til opnåelse af et udgangssignal, der er et i indgangssignalet indeholdt modulationssignal, idet det ene signal før det tilføres divisionskoblingen tilføres et fasedrejningsled, samt en FM-radiomodtager med en sådan demodulator. Opfindelsen angår specielt en FM-demodulator, hvor anvendelsen af selvinduktioner til filtrering er undgået, og hvor udgangssignalet i det væsentlige er uafhængigt af fading, hvilket er særlig nyttigt ved mobile anvendelser, hvor styrken af indgangssignalet kan variere ret hurtigt.

En sådan demodulator er kendt fra US-patentskrift nr. 3 609 555. I dette kendte arrangement konverteres udgangssignalerne fra de to blandingstrin til digitale signaler før de yderligere behandles og organet til faseforskydning af et udgangssignal fra et af de to blandingstrin er forbundet med udgangen fra en af AD-konverterne og omfatter et differentieringsled.

Det er kendt at demodulere frekvensmodulerede signaler ved en metode, der medfører en eller anden form for eksemplering. En ulempe ved denne metode er imidlertid, at der, når signalet er blandet ned til audiofrekvenser, ved eksempleringen er frembragt harmoniske som ligger i audiofrekvensområdet og forårsager forvrængning.

Der findes også et antal forslag til demodulering af FM-signaler, hvor der ikke anvendes eksemplering. I GB-patentskrift nr. 1 530 602 er der omhandlet en demodulator, der indeholder en første og en anden parallelt anbragte signalveje, hvis indgange er indrettet til modtagelse af et indkommende FM-signal, og hvis udgange er forbundet med en differensforstærker. Hver af de to signalkanaler indeholder et første blandingstrin, hvis ud-

gang er forbundet med et lavpasfilter, hvis udgang over en forstærker med automatisk niveauregulering (ALC) er forbundet med den ene indgang til et andet blandings-
trin, hvis udgang er forbundet med en af indgangene til
5 differensforstærkeren. Et første indgangssignal til det første blandingstrin i hver signalvej er det indkommende FM-signal. Et andet indgangssignal til det første blandings-
trin i den anden signalvej er et referencesignal, og det andet indgangssignal til det første blandings-
10 trin i den første signalvej er det samme referencesignal, der er faseforskudt 90° . Udgangssignalerne fra de første blandingstrin er sum- og differenskomponenterne af blandingen. Lavpasfilteret i hver signalvej lader differenskomponenterne passere, nemlig $a \cos \delta \omega t$ i den
15 første signalvej, og $a \sin \delta \omega t$ i den anden signalvej, hvor $2a$ er amplituden af indgangssignalet, og $\delta \omega$ er vinkelfrekvensdifferenskomponenten, medens amplituden af et signal fra en lokaloscillator er én. ALC-forstærkerne
20 gør det muligt, at de signaler, der derefter behandles har et standardsignalniveau, som de arbejder med, hvilket muliggør, at modtageren har et stort arbejdsområde-signal.

Udgangssignalerne fra ALC-forstærkerne tilføres den første signalindgang til det andet blandingstrin i
25 den pågældende signalkanal og til hvert sit differentiationskredsløb, der differentierer de pågældende signaler til dannelse af udtryk med amplitude/frekvens-hældning og 90° faseforskydning, hvorved udgangen fra det differentiationskredsløb, hvis indgang er forbundet med
30 den første signalvej, er forbundet som den anden signalindgang til det andet blandingstrin i den anden signalvej, medens omvendt udgangen fra det andet differentiationskredsløb er forbundet som den anden signalindgang til det andet blandingstrin i den første signalvej.
35

De signaler, der tilføres indgangene til differensfor-
 stærkeren indeholder $a^2 \delta \omega \cos^2 \delta \omega t$ fra den første
 signalvej og, $-a^2 \delta \omega \sin^2 \delta \omega t$ fra den anden signal-
 vej og udgangssignalet fra differensforstærkeren er
 5 $a^2 \delta \omega$. Da dette udgangssignal indeholder en amplitude-
 størrelse, nemlig a^2 , er udgangssignalet afhængigt af
 amplituden af indgangssignalet, der kan variere væsent-
 ligt og hurtigt, hvis demodulatoren er en del af en
 mobil modtager.

10 Der kendes også en FM-demodulator af typen
 "sine cosine frequency tracker", der er forklaret i
 GB-patentskrift nr. 1 363 396. Denne demodulator inde-
 holder en frekvensdiskriminator, der svarer ret nøje til
 demodulatoren ifølge GB-patentskrift nr. 1 530 602, men
 15 som ikke indeholder nogen ALC-forstærker. Udgangssigna-
 let fra differensforstærkeren er $A^2 \omega$, hvor A er
 amplituden af indgangssignalet og ω er differenssig-
 nalet mellem det indkommende signal og en reference, der
 afledes fra en trimmeoscillator. I tilfælde af det
 20 nævnte system kræves signalet $A^2 \omega$ til tilvejebringel-
 se af et styresignal til trimmeoscillatoren.

En ulempe ved demodulatoren ifølge US-patentskrift
 nr. 3 609 555 er, at brugen af et differentieringsled
 25 som faseforskydningsorgan er kommercielt utiltrækkende,
 idet demodulatorkredsløbet ikke har optimale egenskaber
 med hensyn til undertrykning af tilstødende kanaler og
 ikke har optimale støjegenskaber, idet differentiering
 har en tendens til at fremme støj og høje frekvenser.

30 Et formål med opfindelsen er at tilvejebringe en
 FM-modulator, som har bedre egenskaber med hensyn til
 undertrykkelse af tilstødende kanaler og bedre støjegen-
 skaber end det kendte kredsløb.

Ifølge opfindelsen opnås dette ved en demodulator som ovenfor beskrevet, der er ejendommelig ved, at fase-drejningsorganet omfatter en integrator, som er forbundet med en lavfrekvensudgang fra et af de to blandings-
5 trin.

En fordel ved demodulatoren ifølge opfindelsen er, at den gør det muligt at demodulere ved basisbåndet som følge af dens kontinuitet (dvs. fordi der ikke sker nogen eksemplering), og at den kan modstå fading-effek-
10 ter.

I EP offentliggørelsesskrift EP-A-55 287 er angivet et transformations-modulationssystem, hvor et frekvensmoduleret signal tilføres to tværfaseblandere, idet en udgang fra en af blanderne er koblet til en indgang
15 til et divisionstrin, og udgangssignalet fra den anden blander differentieres og tilføres en anden indgang til divisionstrinnet, hvis udgang er koblet til en integrator til frembringelse af det oprindelige signal.

Tværfaseblandingen af indgangssignalet og lokal-
20 oscillatorsignalet er muliggjort ved 90° faseforskydning af det ene eller det andet af disse signaler før det tilføres et af blandingstrinnene.

En udførelsesform for demodulatoren ifølge opfindelsen indeholder en signalindgang, et første og et an-
25 det blandingstrin, hver med en første og en anden indgang, hvorefter de to første indgange er forbundet med signalindgangen, midler til frembringelse af et første lokaloscillatorsignal, der tilføres den anden indgang til det første blandingstrin, midler, der frembringer
30 et andet lokaloscillatorsignal, der har samme frekvens som men er 90° faseforskydet i forhold til det første lokaloscillatorsignal, og som tilføres den anden indgang til det andet blandingstrin, et divisionstrin med en første og en anden indgang samt en udgang, der udgør
35 en signaludgang, og hvorefter den første indgang er forbundet til at modtage udgangssignalet fra integrations-

koblingen, og den anden indgang er forbundet til at modtage et lavfrekvent udgangssignal fra det andet af de to blandingstrin.

Divisionskoblingen indeholder hensigtsmæssigt en
5 multiplikator i et tilbagekoblingsarrangement. I tilfælde af en analog multiplikator findes der midler til at invertere polariteten af det indgangssignal, der udgør nævneren, med henblik på at holde denne positiv.

I en udførelsesform for demodulatoren ifølge opfindelsen er et yderligere lavpasfilter indskudt i signalvejen fra hver af de to blandingstrin til fjernelse af forstyrrelser fra nabokanaler.

Hvis det ønskes, kan der være anbragt midler til automatisk forstærkningsregulering i i det mindste den
15 ene af signalvejene fra det første og det andet blandingstrin.

Opfindelsen forklares nærmere i det følgende under henvisning til den skematiske tegning, hvor

fig. 1 viser et blokdiagram for en kendt udførelsesform for demodulatoren,
20

fig. 2 et blokdiagram over en udførelsesform ifølge opfindelsen, og

fig. 3 et koblingsdiagram over den i fig. 1 viste udførelsesform.

25 I fig. 1 føres et FM-indgangssignal $2a \sin(\omega + \delta \omega)t$ til en første signalindgang til et første og et andet blandingstrin 12 og 14 over en indgangsklemme 10. En signalgenerator eller lokaloscillator 16 frembringer et signal, $b \sin \omega t$ med
30 en frekvens, der svarer til frekvensen af bæreølgen i indgangssignalet. Dette lokaloscillatorsignal tilføres en anden signalindgang til det andet blandingstrin 14 og tilføres endvidere en faseforskydningskreds 18, der forskyder signalets fase 90° . Det faseforskudte signal tilføres en anden indgang til det første blandingstrin 12. Blandingstrinnene 12 og 14, der kan inde-

holde lavpasfiltre, frembringer udgangssignaler ved grundbåndets frekvens. I tilfælde af det første blandingstrin 12, kan udgangssignalet repræsenteres ved $\text{ab sin } \delta \omega t$ og i tilfælde af det andet blandings-

5 14, kan udgangssignalet repræsenteres ved $\text{ab cos } \delta \omega t$. Begge disse signaler vil indeholde amplitude- og sinusvariationer. Disse variationer kan reduceres og/eller elimineres ved anvendelse af en divisionskobling 22. For at opnå dette må fasen af det ene

10 af signalerne forskydes 90° for at bringe dette signal i fase eller antifase med det andet signal. I fig. 1 opnås dette ved at føre udgangssignalet $\text{ab sin } \delta \omega t$ fra det første blandingstrin 12 til en differentiationskobling 20, hvis udgangssignal $\delta \omega \cdot \text{ab cos } \delta \omega t$

15 tilføres en indgang X til divisionskoblingen 22. En anden indgang Y til divisionskoblingen modtager udgangssignalet $\text{ab cos } \delta \omega t$ fra det andet blandings-

trin 14. Divisionstrinnet udfører operationen X/Y , (dvs. $\delta \omega \cdot \text{ab cos } \delta \omega t / \text{ab cos } \delta \omega t$) til frem-

20 bringelse af et udgangssignal $\delta \omega$ på udgangen Z fra divisionskoblingen 22. Udgangssignalet $\delta \omega$ svarer til modulationskomponenten i indgangssignalet, der tilføres klemmen 10 og er uafhængigt af amplituden a. Følgelig er indflydelsen af fading på udgangssignalet

25 reduceret.

Den i fig. 2 viste udførelsesform afviger fra den i fig. 1 viste ved, at forbindelserne fra blandings-

trinnene 12 og 14 til indgangene X og Y til divisionskoblingen 22 er forskellige. Indgangen X

30 til divisionskoblingen 22 får tilført udgangssignalet $\text{ab sin } \delta \omega t$ fra blandingsstrinnet 12. Udgangssignalet $\text{ab cos } \delta \omega t$ fra blandingsstrinnet 14 integreres i en integrationskobling 24 til frembringelse af en faseforskydning på 90° , hvorved der fremkommer et ud-

35 gangssignal $(1/\delta \omega) \cdot \text{ab sin } \delta \omega t$. Dette tilføres indgangen Y til divisionskoblingen. På udgangen Z fra divisionskoblingen 22 optræder atter signalet $\delta \omega$.

Hvis komponenterne i signalvejene i de i fig. 1 og 2 viste udførelsesformer ikke bevirker lavpasfiltrering til udvælgelse af differenskomposanterne af blandingen, skal der til udgangene fra blandingstrinnene 12 og 14 kobles separate lavpasfiltre 26 og 28, som vist med punkterede linier.

I fig. 3 er vist et skematisk koblingsdiagram for en udførelsesform af den i fig. 1 viste type, hvor der anvendes en differentiationskobling. Af hensyn til overensstemmelse og nem forklaring er hovedelementerne i koblingen angivet ved punkterede linier og identificeret med de samme henvisningsnumre som er benyttet i fig. 1. De to lavpasfiltre 26 og 28 er forbundet mellem blandingstrinnet 12 og differentiationskoblingen 20 og mellem blandingstrinnet 14 og divisionskoblingen 22. Disse filtre 26 og 28 tjener til at udfiltrere de højfrekvente spejlskomposanter og andre uønskede signaler i udgangssignalerne fra blandingstrinnene 12 og 14.

Da blandingstrinnene 12 og 14 er ens, og også lavpasfiltrene 26 og 28 er ens, vil kun blandingstrinnet 12 og filteret 26 blive beskrevet detaljeret i det følgende. Blandingstrinnet 12 indeholder et integreret multiplikator kredsløb 30 af typen SL 640C, hvis bennumre er angivet indenfor rektanglet. Indgangsklemmen 10 er forbundet med benet 7 over en kondensator 32 med en værdi på 2,7 nF. Udgangen fra faseforskydningskoblingen 18 er forbundet med benet 3 over en kondensator 34 med en værdi på 4,7 nF. Benene 3 og 7 får forspænding fra en +6 volts ledning over potentiometret henholdsvis 36 og 38 på 10kohm og modstande henholdsvis 40 og 42 på 330kohm. Udgangssignalet fra blandingstrinnet 12 fås fra benet 5 i det integrerede kredsløb 30. De andre forbindelser til det integrerede kredsløb 30 er som vist og værdien af kondensatoren mellem ben 2 og stel er 10 μ F.

Lavpasfilteret 26 er baseret på en operationsforstærker 44, f.eks. af typen 531, med negativ tilbagekobling over en modstand 46 på 27kohm. De pågældende ben i forstærkeren af typen 531 er vist inden for trekantsymbolet, der repræsenterer forstærkeren. En kondensator på 47pF er forbundet mellem et ben 8 i forstærkeren 44 og dennes udgang. Udgangen, ben 5, i blandingstrinnet 12 er forbundet med den inverterende indgang, ben 2, i forstærkeren 44 over et RC-fil-
10 ternetværk med serieforbundne modstande 48 på 4,7kohm og 50 på 2,7kohm og en kondensator 52 på 3,3 nF forbundet mellem fællespunktet for modstandene 48 og 50 og stel. Den ikke inverterende indgang, ben 3, til forstærkeren får forspænding ved hjælp af et potentiometer 54 på 4,7kohm og en seriemodstand 56 på 10kohm
15 forbundet mellem 6 volts ledningen og stel.

Differentiationskoblingen 20 er baseret på en anden operationsforstærker 58, f.eks. af typen 531. Som sædvanlig findes der en tilbagekoblingsmodstand 60
20 på 5,6kohm forbundet mellem forstærkerens udgang, ben 6, og den inverterende indgang, ben 2, i forstærkeren 58, hvilken indgang er forbundet med udgangen fra filteret 26 over en kondensator 62 på 10 μ F. En ikke inverterende indgang, ben 3, til forstærkeren 58 er
25 stelforbundet. En kondensator på 220pF er forbundet mellem ben 6 i forstærkeren 58 og dens udgang.

Da oscillatoren 16 er en krystaloscillatorkobling af standardtype baseret på en npn-transistor 64 af typen BF 494, vil den ikke blive yderligere beskrevet. Udgangen fra oscillatoren er forbundet med en fase-
30 delingskobling, der indeholder en npn-transistor 66 af typen BF 494. En sådan kobling er velkendt og vil ikke blive yderligere beskrevet. Det ikke inverterede signal aftages fra emitterkredsen for transistoren 66
35 og føres over en kondensator 68 på 4,7 nF til ben 3 i den integrerede kobling i blandingskoblingen 14. Det inverterede signal afledes fra kollektoren i tran-

sistoren 66 og tilføres faseforskydningskoblingen 18, der ændrer signalets fase 90° .

Faseforskydningskoblingen 18 indeholder to npn-transistorer 70 og 72 af typen BF 494, der drives
5 som emitterfølgere. Det inverterede signal fra fase-
delingskoblingen tilføres basiselektroden i transistoren
70 over et RC-fasebalanceringsnetværk med en variabel
seriemodstand 74 på 470 ohm og en kondensator 76
på 100 pF koblet til stel. Et RC-filter 78 kobler
10 emitteren i transistoren 70 til basis i transistoren
72. Det 90° faseforskudte signal afledes fra udtaget
på et potentiometer 80 i emitterkredsen for transis-
toren 72 og føres over en kondensator 34 til ben 3
i det integrerede kredsløb 30. Potentiometeret 80
15 giver amplitudebalance for det afledte signal.

Udgangssignalet fra differentiationskoblingen 20
indeholder signalet X, der tilføres som det ene ind-
gangssignal til divisionskoblingen 22, og udgangssig-
nalet fra lavpasfilteret 28 indeholder signalet Y,
20 der føres som det andet indgangssignal til divisions-
koblingen 22. I den viste udførelsesform er divisions-
koblingen 22 baseret på en analog divisionsenhed 82,
f.eks. en Analog Devices AD 533D, hvis bennumre er an-
givet inden for rektanglet. En sådan divisionsenhed 82
25 bliver ustabil, når nævnerindgangen er negativ, og det
er derfor nødvendigt at træffe foranstaltninger til at
invertere polariteten af nævnersignalet, når det bliver
negativt, og så genindsætte den rigtige polaritet bag-
efter.

30 Til opnåelse af dette føres signalet Y til en
inverter 84, der er baseret på en operationsforstær-
ker 86, f.eks. af typen 741. Signalet Y tilføres den
inverterende indgang i forstærkeren 86 over en mod-
stand 88 på 4,7kohm. Da den totale forstærkning er én,
35 benyttes der en modstand 90 på 4,7kohm til at tilveje-
bringe modkobling. Den ikke inverterende indgang i for-
stærkeren 86 får forspænding ved hjælp af et potentio-

meter 92, idet forspændingen indstilles på eller i nærheden af nul volt. Analoge koblere 94 og 96, f.eks. HEF 4066, aktiveres efter behov til frembringelse af et positivt signal $|Y|$ på den ikke inverterende indgang til en bufferforstærker 98, f.eks. en operationsforstærker af typen 741, hvis udgangssignal føres som indgangssignal til benet 7 i divisionsenheden 82, hvis ben 1 tilføres signalet X.

Kvotienten $X/|Y|$ på benet 2 i divisionskoblingen 82 får polariteten indstillet ved hjælp af en anden inverter 100, der er identisk med inverteren 84. Udvalgelse af kvotientsignalet $X/|Y|$ eller det inverterede kvotientsignal $-X/|Y|$ til genoprettelse af den korrekte polaritet foretages ved hjælp af analoge koblere 102 og 104. Udgangssignalerne fra disse koblere 102 og 104 tilføres en bufferforstærker 106, f.eks. en forstærker af typen 741, fra hvis udgang det ønskede signal $\delta \omega$ opnås.

De analoge koblere 94 og 102 styres fra udgangen fra en komparator 108, af typen LM 339, hvis ikke inverterende indgang modtager signalet Y, og hvis inverterende indgang får forspænding fra potentiometret 92. De analoge koblere 96 og 104 styres af udgangssignalet fra en komparator 110, af typen LM 339, hvis inverterende indgang modtager signalet Y, og hvis ikke inverterende indgang får forspænding fra potentiometret 92. Ved anvendelse af komparatorerne 108 og 110 fremskyndes funktionen af koblerne 94, 96, 102 og 104, fordi der da ikke kræves en inverter.

For at prøve at sikre, at indgangsjævnspændingsniveauerne er nul, kan det være nødvendigt at anvende et antal potentiometre 112, 114 og 116 til indstilling af det integrerede kredsløb, der indeholder divisionsenheden 82. Amplituden af kvotientsignalet kan indstilles ved hjælp af en forstærkningsregulering 118.

Division med nul kan være problematisk og kan undgås ved at afbryde udgangen fra divisionsenheden 82

ved små indgangsamplituder. Dette kan gøres på forskellige måder, f.eks. ved indskydelse af tærskelkoblinger og spærring af udgangen under nævnerens nulpasager.

5 Selvom det ikke er vist i fig. 1 og 3, kan der anvendes automatisk forstærkningsregulering i den ene af eller begge signalveje.

 Filtrene 26 og 28 skal være af høj orden og med god stopvirkning for ikke at ødelægge virkningen af
10 filtrering, der kunne føre til, at en radiomodtager med den beskrevne og viste demodulator modtager en nabo-kanal.

 Hvis det ønskes at udføre divisionen X/Y digitalt, vil det være nødvendigt at indskyde en analog/di-
15 gital-omsætter til omsætning af de analoge signaler X og Y til digital form og en digital/analog-omsætter til at bringe kvotienten på analog form.

 I en ikke vist modifikation af demodulatoren ifølge opfindelsen kan lokaloscillatoren 16 og fase-
20 forskydningskredsløbet 18 erstattes af separate servo-styrede lokaloscillatorer med en faseforskel på 90° mellem deres udgangssignaler.

 Desuden kan den analoge divisionskobling indeholde en multiplikator i et tilbagekoblingsarrangement.

25 Interferens fra nabokanaler kan fjernes ved at forbinde et yderligere lavpasfilter i signalvejen fra hvert af blandingstrinnene 12 og 14. Afvisning af nabosignaler, når det ønskede signal er lille, kan forbedres ved at gøre tællerfilteret 16 af højere orden
30 end nævnerfilteret 28. I dette tilfælde skal der indskydes en ekstra alpasdel i nævnerfilteret 28, således at faseforholdet mellem de to signalveje bevares.

 I tilfælde af et datatransmissionssystem, hvor det er væsentligt at finde fortegnet for $\delta \omega$, skal demo-
35 dulatoren blot opretholde en 90° relativ faseforskydning mellem lavfrekvensudgangene fra det første og det andet blandingstrin 12 og 14, og hvis dette forhold op-

retholdes, er den nøjagtige indretning til opnåelse heraf ikke væsentlig. Der kan derfor anvendes en faseforskydning på θ i den ene signalvej og en faseforskydning på $(\theta + \pi/2)$ i den anden signalvej.

5 Hvis det ønskes, kan man i stedet for at føre lokaloscillatorens signal til blandingstrinnene 12 og 14 i tværfase, forskyde indgangssignalet, der tilføres det ene af disse blandingstrin 90° , og så føre lokaloscillatorens udgangssignal direkte til blandingstrinnene 12
10 og 14.

P A T E N T K R A V

1. FM-demodulator for direkte modulation, hvor
15 et indgangssignal (10) og et lokaloscillatorsignal (16) blandes i to blandingstrin (12, 14) til tilvejebringelse af signaler fra blandingstrinnene, der er i tværfase i forhold til hinanden, og de to signaler tilføres en divisionskobling (22) til opnåelse af et udgangssignal,
20 der er et i indgangssignalet indeholdt modulations-signal, idet det ene signal før det tilføres divisionskoblingen tilføres et fasedrejningsled, k e n d e t e g n e t ved, at fasedrejningsleddet omfatter en integrationskobling (24), som er forbundet med et lavfrekvent
25 udgangssignal fra et af de to blandingstrin.

2. Demodulator ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at divisionskoblingen (22) indeholder en multiplikator (82) i et tilbagekoblingsarrangement.

3. Demodulator ifølge krav 2, k e n d e t e g n e t ved midler til invertering af polariteten af
30 nævnerindgangssignalet til divisionskoblingen og udgangssignalet fra divisionskoblingen efter behov.

4. Demodulator ifølge et eller flere af kravene 1-3, k e n d e t e g n e t ved, at der er indskudt et
35 lavpasfilter (26, 28) i signalvejene fra det første og

det andet blandingstrin (12, 14) til fjernelse af interferens fra nabokanaler.

- 5 5. Demodulator ifølge krav 4, k e n d e t e g -
n e t ved, at lavpasfilteret (26) for det signal, der
tjener som tæller i divisionskoblingen, er af højere
orden end lavpasfilteret (28) for det signal, der tjener
som nævner i divisionskoblingen, og at lavpasfilteret
(28) for det signal, der tjener som nævner i divisions-
koblingen, indeholder en alpasdel.
- 10 6. FM-radiomodtager med en demodulator ifølge et
eller flere af kravene 1-5.

1/2

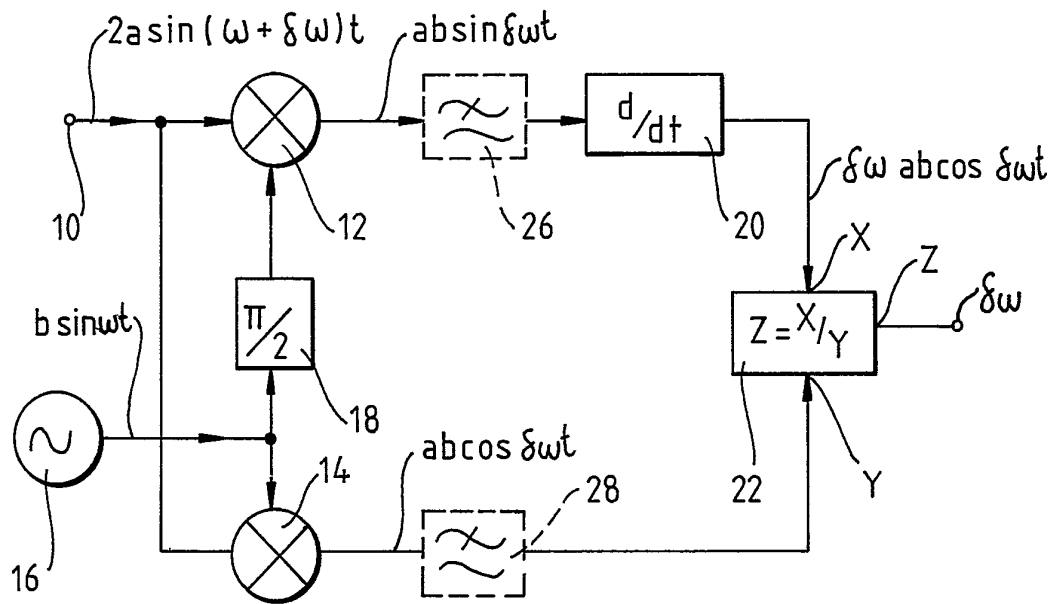


Fig. 1.

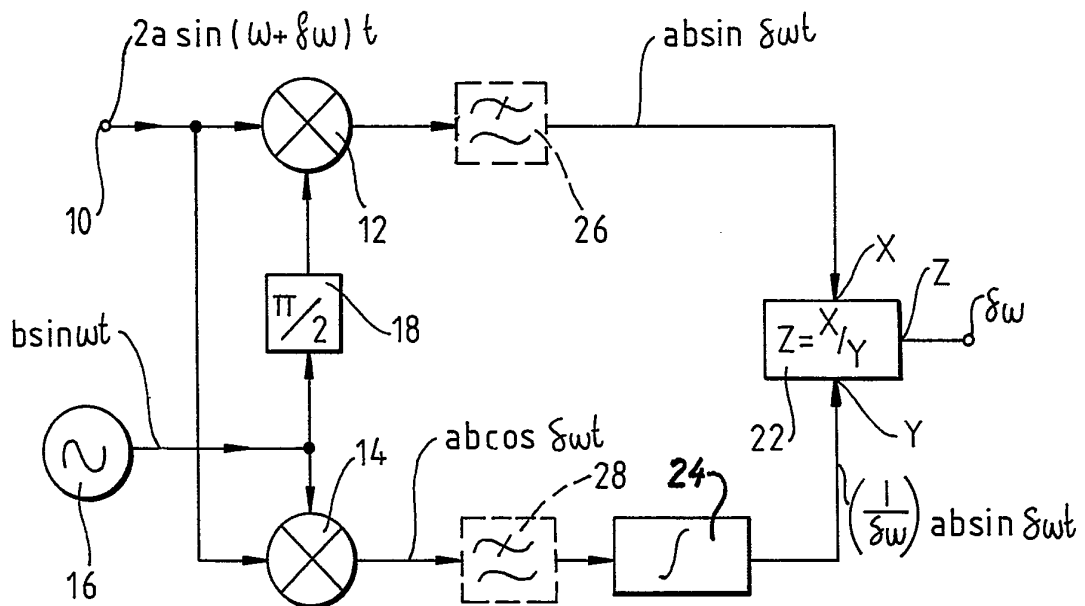


Fig. 2.

2/2

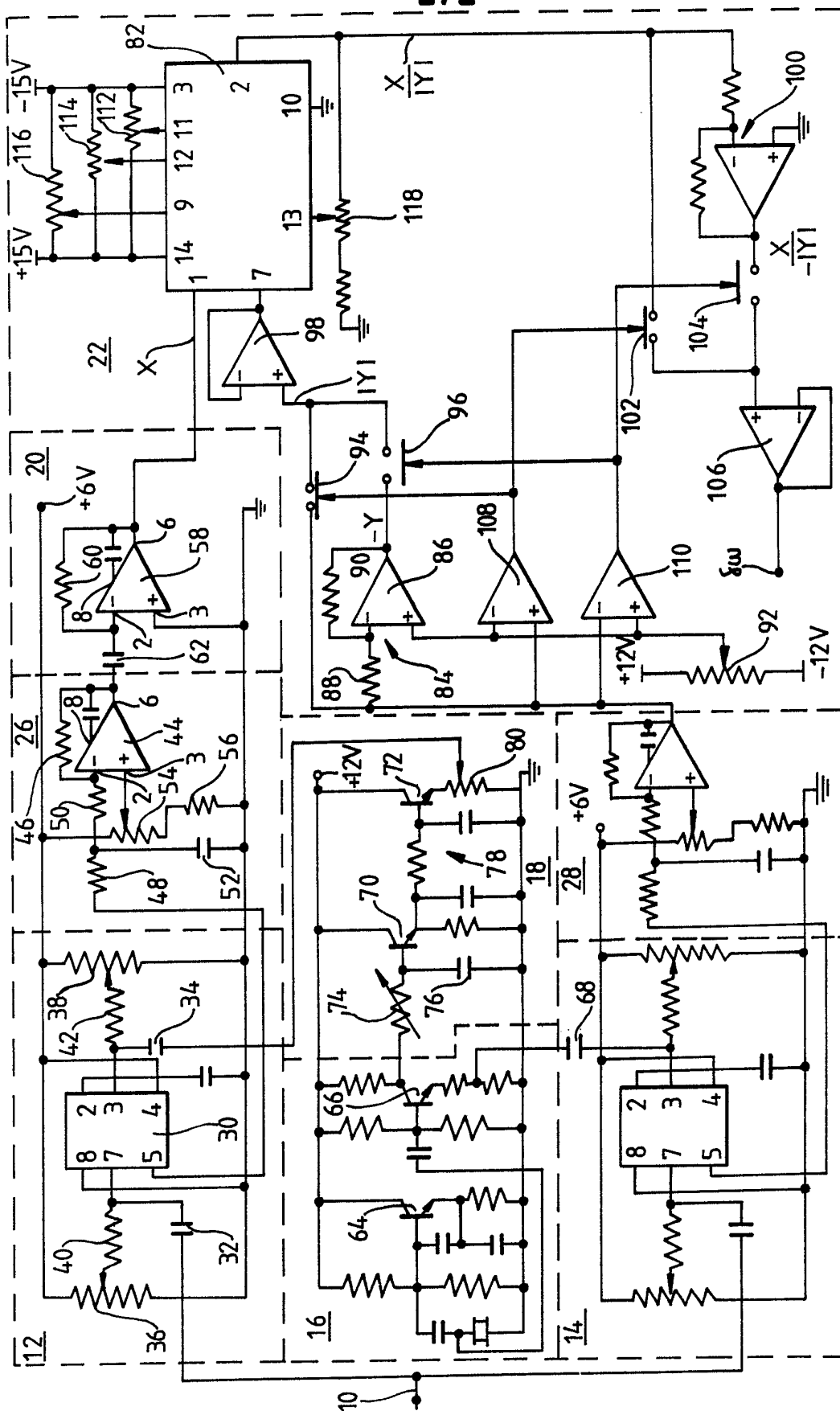


Fig. 3.