



NORGE

[NO]

**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

[B] (11) UTLEGNINGSSKRIFT Nr. 134073

(51) Int. Cl.² G 01 R 23/02

(21) Patentsøknad nr. 3375/71
(22) Inngitt 10.09.71
(23) Løpedag 10.09.71

(41) Alment tilgjengelig fra 28.03.72
(44) Søknaden utlagt, utlegningsskrift utgitt 03.05.76
(30) Prioritet begjært 25.09.70, Frankrike, nr. 70/34947

(54) Oppfinnelsens benevnelse Frekvens-følgeanordning.

(71)(73) Søker/Patenthaver INSTITUT FRANÇAIS DU PETROLE,
DES CARBURANTS ET LUBRIFIANTS,
1 & 4, Avenue de Bois-Préau,
F-92502 Rueil-Malmaison,
Frankrike.

(72) Oppfinner ROBERT DELIGNIERES, Colombes (Hauts-de-Seine),
ALAIN AUSSET, Rueil Malmaison (Hauts-de-Seine),
Frankrike.

(74) Fullmektig Siv.ing. Rolf Larsen,
Bryn & Aarflot A/S, Oslo.

(56) Anførte publikasjoner Ingen.

Denne oppfinnelse angår en frekvens-følgjeanordning (engelsk: "tracker") som gjør det mulig å detektere den dominerende frekvens som er karakteristisk for et signal hvis frekvensspektrum har en bredde som ikke er lik null. Hvis $s(t)$ og $S(\omega)$ betegner henholdsvis amplituden av signalet som funksjon av tiden og amplituden av dettes Fourier-transformerte til frekvens, tillater en slik anordning deteksjon av en "spektral-linje" $R(t) e^{j\phi(t)}$ ekvivalent med resultanten (den dominerende frekvens) av spekteret og hvis amplitude er gitt ved følgende ligning:

$$R(t) e^{j\phi_c(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\phi(\omega)} e^{j\omega t} d\omega \quad (1)$$

$$\text{hvor } \phi_c(t) = \omega_c t + \psi_c(t) \quad (2)$$

Her betegner ω_c vinkelfrekvensen av den "spektral-linje" som er ekvivalent med resultanten av spekteret og $\psi_c(t)$ er et faseledd. Hvis spekterets $S(\omega)$ er symmetrisk, er den frekvens som skal detekteres den samme som senterfrekvensen.

En frekvens-følgjeanordning har til funksjon å behandle et signal med variabel varighet som kan gjenta seg på tilfeldig måte mot en bakgrunn av permanent støy. Signalets frekvensspektrum kan være frekvensmodulert og dets spektrale fordeling kan variere i løpet av tiden. De karakteristiske egenskaper for denne anordning defineres i avhengighet av målenøyaktigheten for den dominerende frekvens og dennes "oppfangningsterskel", dvs. verdien av signal/støyforholdet, forskyvningstiden (den tid som trengs for å bringe

134073

2

oscillatorens egen frekvens til å falle sammen med den frekvens som skal detekteres) og varigheten av hukommelsesfastholdingen, dvs. evnen til å fastholde en frekvens i tilfelle av at inngangssignalet forsvinner momentant.

De mest anvendte frekvensfølgeanordninger består av strømkretser i sløyfe omfattende en analog blander eller en fasesammenligner som danner produktet mellom et inngangssignal og et signal med variabel frekvens fra en lokal oscillator. Det signal som frembringes av denne siste har en frekvens som er variabel som funksjon av inngangsspenningen som påtrykkes denne. Et lavpassfilter avleder lavfrekvenskomponenten av signalet fra blanderen og påtrykker det direkte på en inngangsklemme på oscillatoren.

Som det skal presiseres nedenfor forekommer det flere systematiske feilkilder som f.eks. skyldes vanskeligheter med filtrering av meget lave frekvenser og ulinearitet i blanderen overføringsfunksjon, som ikke tillater oppnåelse av resultater med den ønskelige nøyaktighet.

Formålet med denne oppfinnelse er å tilveiebringe en frekvens- eller fasefølgeanordning som gjør det mulig å bestemme med stor nøyaktighet avvikelsen i frekvens mellom den dominerende frekvens f i et signalspektrum og frekvensen av et referansesignal, hvilken anordning har en meget kort forskyvningstid såvel som lang varighet av hukommelses-fastholdingen.

Nærmere bestemt angår således denne oppfinnelse en frekvensfølgeanordning for bestemmelse av frekvensavvikelsen F mellom den dominerende frekvens f_c i spekteret av et inngangssignal og frekvensen f_o av et referansesignal, omfattende en innretning for frembringelse av et sinussignal hvis frekvens avhenger av et styresignal, og en innretning for dannelsen av produktet av inngangssignalet og sinus-signalet. Det nye og særegne ved anordningen ifølge oppfinnelsen består i første rekke i en filterinnretning for å eliminere lavfrekvenskomponenten av resultantsignalet av det nevnte produkt av signaler, en lineær fasesammenligner som frembringer et signal proporsjonalt med fasedifferansen mellom fasen av det signal som leveres av filterinnretningen og fasen av et signal hvis frekvens

er et multiplum av frekvensen av det nevnte referansesignal, og en integrasjonsanordning forbundet med utgangen av fasesammenligneren for å frembringe det nevnte styresignal.

Nærmere enkeltheter ved anordningen ifølge oppfinnelsen og dennes fordeler vil fremgå av det følgende som henviser til tegningene hvor:

- Figur 1 viser en frekvensfølgeanordning av kjent type,
- figur 2 viser karakteren av frekvensspekteret av det signal som innføres i en frekvens-følgeanordning,
- figur 3 viser formen av spekteret for det signal som frembringes av lavpassfilteret i en frekvens-følgeanordning av den type som er vist på figur 1,
- figur 4 viser skjematisk en første utførelsesform av anordningen ifølge oppfinnelsen,
- figur 5 viser skjematisk og som eksempel en fasesammenligner som kan brukes i den ene eller den annen utførelsesform av anordningen ifølge oppfinnelsen,
- figur 6 viser skjematisk en annen utførelsesform av anordningen ifølge oppfinnelsen, og
- figur 7 viser skjematisk en frekvens-syntetisator som kan brukes i den annen utførelsesform ifølge oppfinnelsen.

Den kjente type frekvensfølgeanordning som er illustrert på figur 1, består av en sløyfe omfattende i serie en analog blander eller fasesammenligner 1, et lavpass-filter 2 og en oscillator 3 med variabel frekvens. Det signal $V(t)$, som leveres av oscillatoren og hvis frekvens varierer som funksjon av amplityden av signalet $\xi(t)$ frembragt av lavpass-filteret 2 blandes i sammenligneren 1 med inngangssignalet $S(t)$.

Frekvensspekteret $S(f)$ for inngangssignalet $S(t)$ er overlagret på et "støy"-spektrum $N(f)$ som angitt på figur 2 og som f.eks. kan være uniformt. Spekteret $S(f)$ er f.eks. sentrert om en frekvens f_c som er forskjøvet med en størrelse F i forhold til en referanse-frekvens f_0 .

De systematiske feilkilder ved målinger utført med en slik

frekvens-følgeanordning fremgår av følgende:

- a) Frekvensspekteret $E(f)$ for signalet $\xi(t)$ fra lavpass-filteret 2 har en bredde Δf og dettes resultant har en vinkel-frekvens Ω_c som ikke er lik null (fig. 3). På grunn av at dette signal $\xi(t)$ ikke utgjør mer enn en brøkdel av spekteret av det opprinnelige signal er denne vinkelfrekvens Ω_c beheftet med en systematisk målefeil som er iboende ved lavfrekvensfiltrering, og som er desto større når avvikelsen F går mot null og når det ønskes oppnådd høye verdier på "oppfangningsterskelen. Dessuten er det ikke lett å realisere en slik filtrering sett fra et teknologisk synspunkt.
- b) Det lavfrekvenssignal som leveres av blanderen 1 og av lavpass-filteret har formen $\cos(\omega - \omega')t$ (hvor ω og ω' betegner vinkelfrekvensene for de signaler som innføres i sammenligneren 1). Overføringsfunksjonen for disse elementer er ikke lineær med frekvensen.
- c) Denne ulinearitet er til skade for en stabil funksjon av frekvens-følgeanordningen når signalet $s(t)$ er frekvensmodulert og følgelig sammenligneren 1 arbeider over et bredt frekvensbånd,
- d) og når en deformasjon av frekvensspekterets omhylningskurve overlagres på en frekvensmodulasjon blir den karakteristiske frekvens for spekteret av inngangssignalet $s(t)$ forskjøvet med en størrelse som avhenger av denne parasittiske deformasjon.

Den frekvensfølgende anordning som er gjenstand for denne oppfinnelse er vist på figur 4 og denne unngår de ovenfor omtalte ulemper. Denne anordning gjør det mulig å ikke deformere frekvensspekteret for inngangssignalet og spesielt å bibeholde dettes symmetri selv når verdien av F går mot null. Ved hjelp av oppfinnelsen blir det likeledes mulig å anvende en sammenligningsmetode for fasen rundt en fast frekvens ved anvendelse av en lineær fasesammenligner.

Anordningen ifølge oppfinnelsen omfatter en frekvensomvandler 4 som mottar det inngangssignal hvis karakteristiske frekvens f_c man ønsker å bestemme, og et signal av frekvens f' levert av en oscillator 8 som styres av en elektrisk spenning. Frekvensomvandleren

4 danner produktet av de to signaler. Denne operasjon defineres ved følgende ligning:

$$\cos 2\pi f_c t \cdot \cos 2\pi f' t = 1/2 [\cos 2\pi(f_c + f')t + \cos 2\pi(f_c - f')t] \quad (3)$$

Et høypass-filter 5 eliminerer lavfrekvenskomponentene i dette produkt. Frekvensomvandleren 4 og filteret 5 arbeider ganske enkelt som en frekvenstransponeringsinnretning.

Denne filtreringsoperasjon for lave frekvenser er enklere å realisere enn filtrering av høye frekvenser i de kjente anordninger.

Forskyvningen av inngangssignalets frekvensspektrum mot høyere frekvenser gjør det mulig å ta hensyn til signalets symmetri og å unngå den systematiske feil som forårsakes av en reduksjon til en brøkdel av det opprinnelige spektrum. Anordningen omfatter videre en lineær fasesammenligner 6. Denne sammenligner fasen av høyfrekvenskomponenten og fasen av et signal som har en frekvens lik $2 f_0$. Det signal $e(t)$ som derved frembringes, integreres i en integrator 7. Signalet $v(t)$ som frembringes av denne integrator utgjør styrespenningen for oscillatoren 8.

Fasesammenlignerens som er vist eksempelvis på figur 5, omfatter f.eks. en elektronisk port 10 av typen "EKSKLUSIV-ELLER" som mottar signalet av frekvens $2 f_0$ og det signal som kommer fra filteret 5, hvilket signal er blitt pulsformet på forhånd i elementene 11 og 12 (f.eks. Schmidt triggere).

Integratoren 7 består på kjente måte av en operasjonsforsterker 7A som mottar signalet fra fasesammenlignerens 6 gjennom en motstand R og forsynt med en tilbakekoblingskrets omfattende en kondensator C.

Signalet $e(t)$ fra fasesammenlignerens 6 har følgende form:

$$e(t) = e_0 T_0 (f_c + f' - 2 f_0) + e_0 T_0 (f_c + f' + 2 f_0) \quad (4)$$

hvor T_0 er lik $\frac{1}{f_0}$ og e_0 betegner en konstant.

134073

6

Den spenning som frembringes av integratoren 7 har formen:

$$u(t) = \frac{1}{RC} \int e(t) dt \quad (5)$$

eller

$$u(t) = \frac{e_0 T_0}{RC} \int^{\Theta} (f_c + f' - 2 f_0) dt + \frac{e_0 T_0}{RC} \int^{\Theta} (f_c + f' + 2 f_0) dt \quad (6)$$

idet ligning (3) er brukt.

Varigheten av integrasjonsintervallet Θ er valgt lang i forhold til perioden av høyfrekvenskomponenten av signalet $e(t)$. Integratoren virker således til å eliminere denne komponent.

Hvis man setter $\frac{e_0}{RC} = u_0$ og hvis resultatet av integrasjonen betegnes med faseleddet $\Delta\varphi(t)$ kan ligning (6) videre skrives som

$$u(t) = u_0 T_0 \Delta\varphi(t). \quad (7)$$

Faseleddet $\Delta\varphi(t)$ består av en konstantdel Φ_0 og en variabel del $\varphi(t)$ som er proporsjonal med frekvensavvikelsen $(f_c + f' - 2f_0)$. Denne kan skrives på følgende form:

$$\Delta\varphi(t) = \Phi_0 + k (f_c + f' - 2 f_0) t \quad (8)$$

hvor k betegner en proporsjonalitetskoeffisient.

Ligning (7) kan under hensyntagen til ligning (8) skrives på formen:

$$u(t) = u_0 T_0 \Phi_0 + k u_0 T_0 (f_c + f' - 2 f_0) t \quad (9)$$

Spenningen $u(t)$ består av en konstant del $u_0 T_0 \Phi_0$ og en variabel del $k u_0 T_0 (f_c + f' - 2 f_0) t$ som blir betegnet $v(t)$.

Den spenningsstyrte oscillator genererer et signal med frekvens

f' hvis variasjon som funksjon av $v(t)$ tilfredsstillers en ligning av typen:

$$f' = f_0 - av(t) \quad (10)$$

hvor a betegner en konstant.

Hvis man setter:

$$f_c = f_0 + F \quad (11)$$

kan frekvensen f' uttrykt som funksjon av den ovenfor definerte spenning $v(t)$ skrives som:

$$f' = f_0 - \frac{a k u_0 T_0}{1 + a k u_0 T_0} F \quad (12)$$

Hvis man velger konstantene a , k og u_0 på slik måte at $a k u_0 T_0 \gg 1$, kan frekvensen f' av det signal som frembringes av oscillatoren enkelt skrives slik:

$$f' = f_0 - F \quad (13)$$

Verdien av denne frekvens f' er symmetrisk med frekvensen f_c i forhold til f_0 . Det sees at i denne anordning arbeider fasesammenligneren om en referansefrekvens $2 f_0$. Det signal $e(t)$ som den frembringer er i prinsippet lineært og blir null når frekvensfølgeren "forskyves" til frekvensen $f_0 - F$.

For å unngå at frekvensfølgeren blir ukontrollert og driver når det forekommer en momentan avbrytelse av inngangssignalet eller når frekvensen av dette bare blir målt under diskontinuerlige tidsintervaller, styres den av et signal med en referansefrekvens. I dette tilfelle mottar inngangsklemmen på modulatorens 4 (fig. 4) inngangssignalet gjennom en motstand R_1 og et signal som frembringes av en port 9 gjennom en motstand R_2 . Tilføyelsen av denne krets gjør det mulig å mate frekvensfølgeren med et signal av frekvens f_0 og med amplitude lik amplituden av det uniforme spektrum av den permanente "støy" som er overlagret på det nyttige signal. Under det tidsintervall som er valgt for måling av frekvensen av inngangs-

signalet, avbryter porten 9 signalet av frekvens f_0 . Denne port 9 kan f.eks. bestå av en felteffekt-transistor påtrykket et signal av frekvens f_0 og styrt av signalet som begrenser måletidsintervallet.

Den frekvensfølger som er skjematisk vist på fig. 6, representerer en variant av anordningen på figur 4 og omfatter en numerisk kjede. Den gjør det mulig å oppnå stor nøyaktighet i frekvensmålingen og samtidsutgang av verdien av denne. Den nøyaktighet som blir oppnådd kan f.eks. være av størrelsesorden 10^{-7} til 10^{-9} .

Frekvensfølgeren omfatter i serie de ovenfor omtalte elementer 4, 5 og 6. Den spenning $e(t)$ som frembringes av fasesammenligneren eller frekvens-sammenligneren 6, blir kodet numerisk eller siffermessig i en analog/digital-omformer 13 av kjent type. Signalet N i numerisk kodet form på basis B og frembragt av denne omformer 13 blir fastholdt i et register 14. Denne overføring til registeret 14 styres av et signal CM som påtrykkes inngangsklemmen for hukommelsesvirkning i dette. Signalet eller "ordet" N påtrykkes en frekvens-syntetisator 15.

Samplingsfrekvensen for analog/digital-omformerens velges høy i forhold til perioden av høyfrekvenskomponenten av signalet $e(t)$, hvilket har den virkning at de kodede signaler svarende til denne komponent, elimineres.

Som det fremgår av figur 7 omfatter syntetisatoren spesielt en frekvensdivisjons-kjede med basis B , $16a$, $16b$... $16n$ anordnet i serie. Denne kjede påtrykkes et signal H med referansefrekvens. I avhengighet av det binære uttrykk av "ordet" N blir et visst antall signaler av submultiplum-frekvenser av referansesignalet overført til en blandet 17 som danner summen av disse i overensstemmelse med ligning (10). Det usyntetiserte signal som kommer fra blanderen 17, har en frekvens lik frekvensen f' som ovenfor definert.

Fase- eller frekvens-sammenligneren 6 påtrykkes et referanse-signal av frekvens $2f_0$. Valget av denne frekvens er på ingen måte begrenset. Det kan generelt velges et signal av frekvens $m f_0$,

— hvor m er et tall større enn 1, og er fortrinnsvis et helt tall og større eller lik 2.

I dette tilfelle har det signal som frembringes av frekvensfølgeren en frekvens av verdi tilnærmet lik $(m - 1) f_0 - F$.

P a t e n t k r a v:

1. Frekvens-følgeanordning for bestemmelse av frekvensavvikelsen F mellom den dominerende frekvens f_c i spekteret av et inngangssignal og frekvensen f_0 av et referansesignal, omfattende en innretning (8, 15) for frembringelse av et sinussignal hvis frekvens avhenger av et styresignal, og en innretning (4) for dannelselse av produktet av inngangssignalet og sinussignalet, k a r a k t e r i s e r t ved en filterinnretning (5) for å eliminere lavfrekvenskomponenten av resultantsignalet av det nevnte produkt av signaler, en lineær fasesammenligner (6) som frembringer et signal proporsjonalt med fasedifferansen mellom fasen av det signal som leveres av filterinnretningen og fasen av et signal hvis frekvens er et multiplum av frekvensen av det nevnte referansesignal, og en integrasjonsanordning (7, 13, 14) forbundet med utgangen av fasesammenligneren for å frembringe det nevnte styresignal.

2. Anordning ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t ved at integrasjonsanordningen omfatter en integrator (7) for signalet fra fasesammenligneren og at innretningen for frembringelse av sinussignalet omfatter en spenningsstyrt oscillator.

3. Anordning ifølge krav 1, k a r a k t e r i s e r t ved at integrasjonsanordningen omfatter et element (13) for transformering av signalet fra fasesammenligneren til et binært, numerisk signal, og et element (14) for å lagre det numeriske signal og at innretningen for frembringelse av sinussignalet omfatter en frekvenssyntetisator for frembringelse av et signal hvis frekvens avhenger av den binære verdi av det lagrede signal.

FIG.1

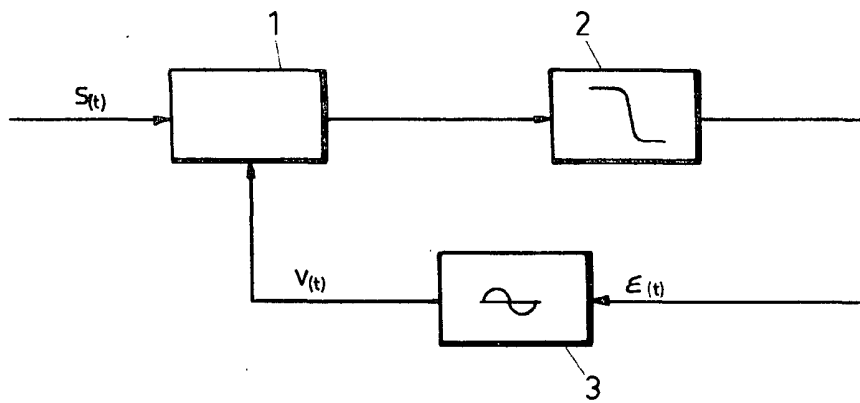


FIG.2

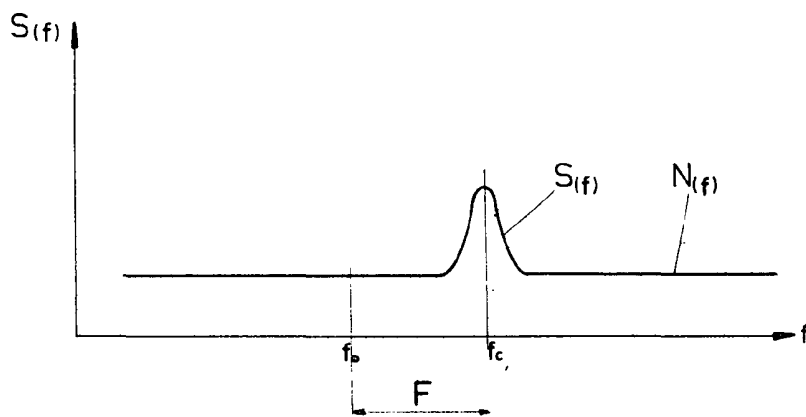


FIG.3

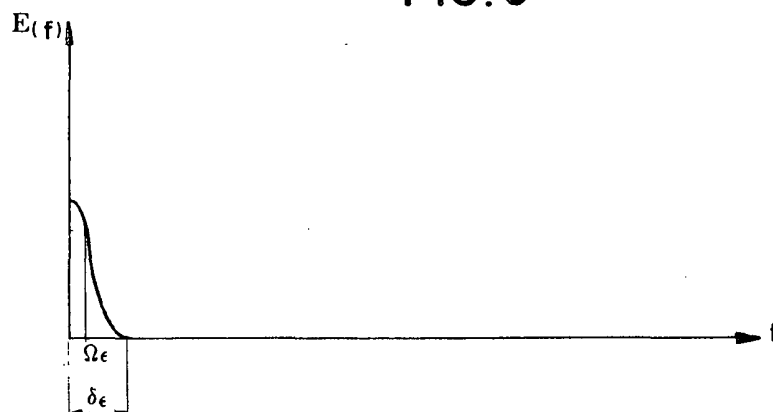


FIG.4

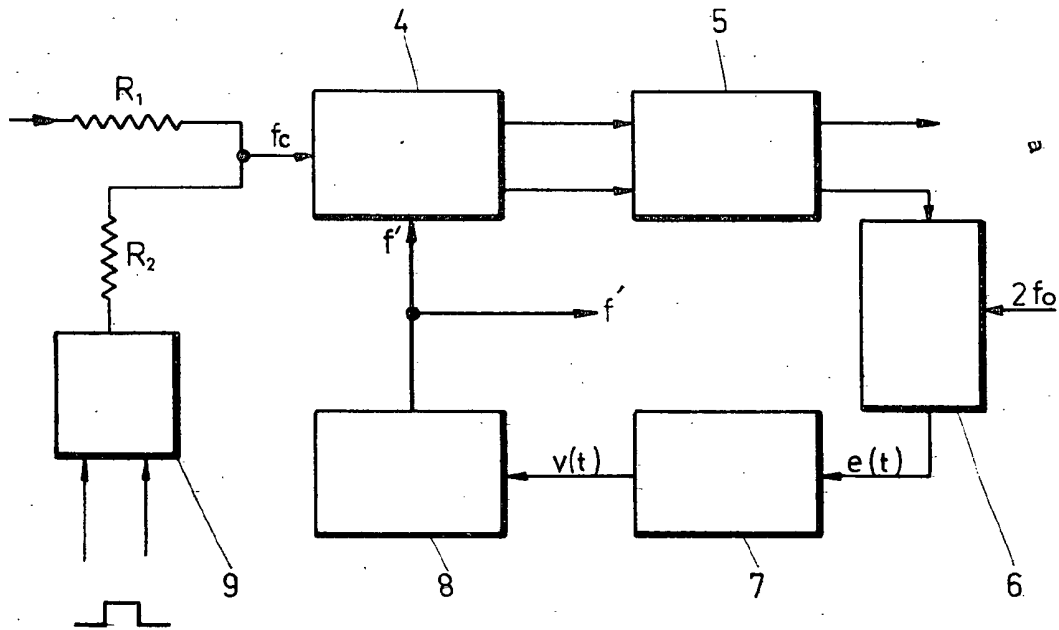
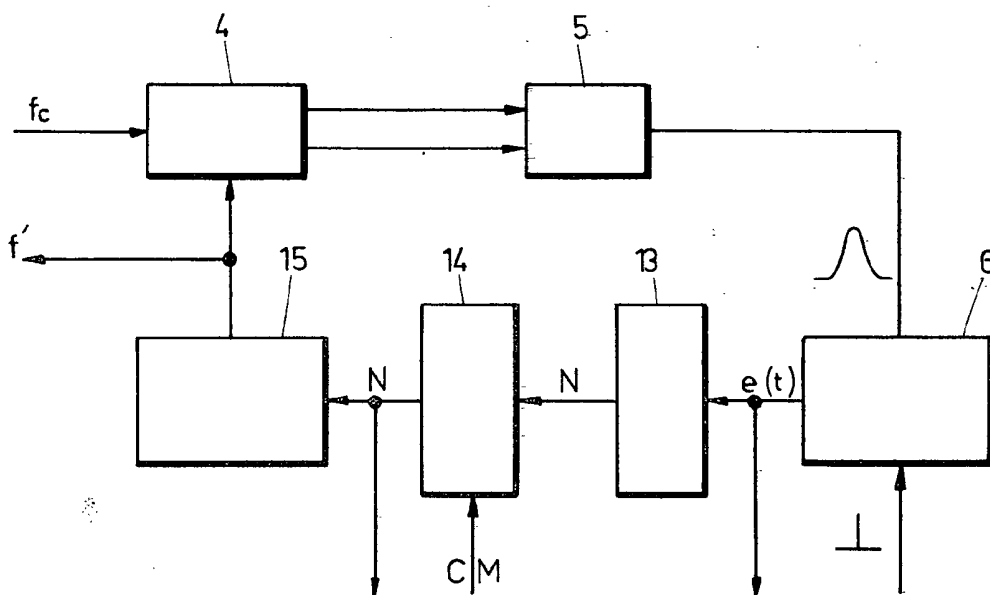


FIG.6



134073

PL_III.3

FIG.5

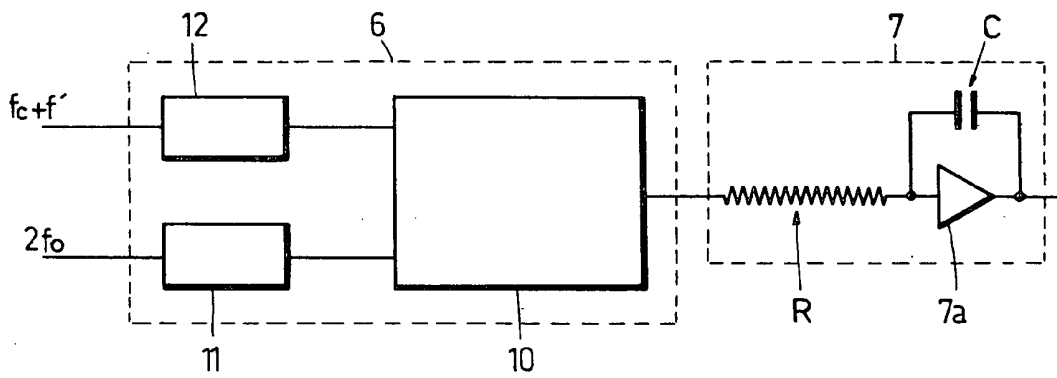


FIG.7

