

(19) DANMARK



DIREKTORATET FOR
PATENT- OG VAREMÆRKEVÆSENET



(12) FREMLÆGGELSESSKRIFT (11) 144139 B

- (21) Ansøgning nr. 3911/74 (51) Int.Cl.³ H 03 H 11/08
(22) Indleveringsdag 19. jul. 1974
(24) Løbedag 19. jul. 1974
(41) Alm. tilgængelig 24. jan. 1975
(44) Fremlagt 14. dec. 1981
(86) International ansøgning nr. -
(86) International indleveringsdag -
(85) Videreførelsesdag -
(62) Stamansøgning nr. -
(30) Prioritet 23. jul. 1973, 7310195, NL

(71) Ansøger N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, NL.

(72) Opfinder Johannes Otto Voorman, NL: Nicolaas van Hurck, NL: Ar=
noldus Biesheuvel, NL.

(74) Fuldmægtig Internationalt Patent-Bureau.

(54) Kredsløb med en gyratorresonans=
kreds.

Opfindelsen angår et kredsløb med en gyratorresonanskreds med en første port og en anden port, hvilken gyrator omfatter en første spændingsreguleret strømkilde med positiv stejthed og med en første styrbar strømmultiplikator forbundet med sin udgang, samt en anden spændingsreguleret strømkilde med negativ stejthed og med en anden styrbar strømmultiplikator forbundet med sin udgang, hvilken første styrbare strømmultiplikators udgang og den anden spændingsregulerede strømkildes indgang er indbyrdes forbundne til dannelse af den nævnte anden gyratorport, medens udgangen på den anden styrbare strømmultiplikator og indgangen på den nævnte første spændingsregulerede strømkilde er indbyrdes forbundne til dannelse af den nævnte første gyratorport, hvorhos den første og den anden gyratorport hver er afsluttet med en kondensator.

Som bekendt transformerer gyratoren i kredsløb af den forannævnte art den

DK 144139 B

med sin udgangsport forbundne kondensator til en syntetisk selvinduktion, som sammen med den med gyratorindgangsporten forbundne kondensator danner resonanskredsen. Gyrotoren har den kendte egenskab, at værdien af den syntetiske selvinduktion i princippet kan varieres på enkel måde ved variation af gyratorkonstanten G , hvilket betyder, at man ved variation af indstillingen af variable modstande eller ved udvælgelse af kvotienten for emitteroverfladeområderne i de i gyratorkredsen anvendte strømspejlkoblinger kan variere afstemningen af resonanskredsen på en meget enkel måde.

Værdien af godheden af den resonanskreds, der er realiseret ved hjælp af gyrotoren, betragtes generelt som et mål for nyttigheden af et sådant kredsløb. En passende anvendelse af bipolare monolitiske strukturer muliggør realisering af gyratorresonanskredse, der kan frekvensafstemmes over adskillige oktaver, og som endvidere har en forholdsvis høj Q -faktor. En ulempe ved de kendte kredsløb er imidlertid, at deres udformninger skal opfylde nøjagtige parametriske fordringer, og dette begrænser det praktiske anvendelsesområde.

Opfindelsen tager sigte på at realisere en betydeligt forøget fleksibilitet af et kredsløb af den forannævnte type ved tilføjelse af et ringe antal af elementære komponenter, hvilket resulterer i en mærkbar udvidelse af anvendelsesområdet.

Til det formål er kredsløbet ifølge opfindelsen ejendommeligt ved, at gyrotoren yderligere omfatter mindst en kondensatorlækstrømkreds, som er forbundet mellem en af gyratorportene og indgangen på den spændingsregulerede strømkilde, der er koblet med den modsatte port, og som indeholder mindst en tredje styrbar strømmultiplikator, og at kredsløbet endvidere omfatter en første styrestrømkreds, som til indstilling af kredsgodheden Q er forbundet med en styreindgang på den tredje styrbare strømmultiplikator, og en anden styrestrømkreds, som til indstilling af resonansfrekvensen er forbundet med en styreindgang, der er fælles for den nævnte første og den nævnte anden styrbare strømmultiplikator.

Ved anvendelse af foranstaltningerne ifølge opfindelsen opnås den vigtige fordel, at både resonansfrekvensen f_0 og godheden Q er indstillelige øjeblikkeligt og uafhængigt af hinanden. Hvis der benyttes en anden styrestrømkreds, som udgøres af udgangskredsen på en fasediskriminator, som får tilført et indgangssignal der tilføres til resonanskredsen og et signal fra dennes udgang, vil der, hvis indgangssignalets frekvens afviger fra resonanskredsens afstemningsfrekvens, på fasediskriminatorens udgang fremkomme et udgangssignal, der, når det leveres som styrestrøm til den første og den anden strømmultiplikator, bevirker, at resonanskredsens afstemningsfrekvens følger indgangssignalet's frekvens, således at der opnås et frekvensfølgende filter. Hvis endvidere den første styrestrømkreds udgøres af udgangskredsen af en styresløjfe til automatisk godhedsregulering (AQC),

vil amplituden af udgangssignalet fra det frekvensfølgende filter forblive konstant. Et sådant kredsløb kan anvendes til forskellige formål, idet resonanskredsen tilvejebringer et filtreret signal med en konstant amplitude (AQC), medens udgangssignalet fra fasediskriminatoren er et mål for indgangssignalets frekvensmodulation. AQC-signalet, der tilføres den første styrekreds, er et mål for amplituden af indgangssignalet til resonanskredsen. Derfor kan et sådant kredsløb anvendes som detekteringsorgan til detektering af FM- eller FSK-signaler eller til detektering af bæreølgen i et modtaget amplitude- og/eller frekvensmoduleret signal, som tilføres kredsløbets indgang.

Med en passende valgt proportionering kan gyratorresonanskredsen fungere som en oscillator, og ved anvendelse af foranstaltningerne ifølge opfindelsen kan anvendelsesområdet igen udvides. Således kan kredsløbet ifølge opfindelsen anvendes som en ideel oscillatormodulator til frembringelse af f.eks. frekvensmodulerede signaler. Det modulerende signal bliver da tilført til styrestrømkredsen til frekvensreguleringen, hvorhos amplituden af det resulterende frekvensmodulerede signal kan holdes konstant ved hjælp af et styresignal, der tilføres styrekredsen til Q-regulering. Et sådant kredsløb er særlig velegnet til frembringelse af FSK-signaler, fordi frekvensreguleringen udføres øjeblikkeligt.

Opfindelsen er i det følgende forklaret nærmere eksempelvis på grundlag af nogle udførelsesformer under henvisning til tegningen, hvor

fig. 1 viser et skematisk kredsløbsdiagram over basiselementerne i et kredsløb med en gyratorresonanskreds ifølge opfindelsen,

fig. 2 en mulig udførelsesform for en spændingsreguleret strømkilde, der kan anvendes i det i fig. 1 viste kredsløb,

fig. 3 en mulig udførelsesform for en styrbar strømmultiplikator, der kan anvendes i det i fig. 1 viste kredsløb, og

fig. 4 et blokdiagram over et kredsløb som vist i fig. 1, hvilket kredsløb har en første reguleringssløjfe, ved hjælp af hvilken udgangssignalets amplitude holdes konstant, og en anden reguleringssløjfe til automatisk frekvensregulering af resonanskredsen.

Fig. 1 viser en første gyrator 1 med en første port p_1-p_1' og en anden port p_2-p_2' . Den første port p_1-p_1' er afsluttet med en kondensator C_1 , og den anden port p_2-p_2' er afsluttet med en kondensator C_2 . En gyrator omfatter fundamentalt to omvendt parallelkoblede trin med henholdsvis positiv stejlehed G_1 og negativ stejlehed G_2 . Hvert trin antages at udføre en nøjagtig konvertering af en spænding til en strøm. Således transformerer gyratoren kondensatoren C_2 , som er forbundet med dens anden port p_2-p_2' , til en syntetisk selvinduktion $L_{eq} = \frac{C_2}{G_1 G_2}$, som sammen med den med den første port p_1-p_1' forbundne kondensator C_1 danner en resonanskreds.

Ifølge opfindelsen opnås der et særligt fleksibelt kredsløb med et vidt anvendelsesområde, hvis gyratoren 1 indeholder en første seriekreds 2, som omfatter en første spændingsreguleret strømkilde (VCCS) 3 med positiv stejlehed og en første styrbar strømmultiplikator 5, som er forbundet med denne strømkildes udgang 4, samt en anden seriekreds 6, som omfatter en anden spændingsreguleret strømkilde 7 med negativ stejlehed og en anden styrbar strømmultiplikator 9, som er forbundet med udgangen 8 på den nævnte anden strømkilde, idet udgangen 10 på den første styrbare strømmultiplikator 5 og indgangen 11 på den anden spændingsregulerede strømkilde 7 er indbyrdes forbundet til dannelsen af den anden gyratorport p_2-p_2' , og udgangen 12 på den anden styrbare strømmultiplikator 9 og indgangen 13 på den første spændingsregulerede strømkilde 3 er indbyrdes forbundet til dannelsen af den første gyratorport p_1-p_1' , og hvis gyratoren 1 endvidere indeholder mindst en kondensatorlækstrømkreds 14, som er forbundet mellem en af gyratorportene p_1-p_1' og indgangen 11 på den spændingsregulerede strømkilde 7, som er koblet med den anden port p_2-p_2' , og som omfatter mindst en tredje styrbar strømmultiplikator 15, og hvis gyratoren også indeholder en første styrestrømkreds 16, der til indstilling af kredsgodheden Q er forbundet med en styreindgang 17 på den tredje styrbare strømmultiplikator 15, og en anden styrestrømkreds 18, der til indstilling af resonansfrekvensen f_0 er forbundet med en styreindgang 19, som er fælles for den første og den anden styrbare strømmultiplikator 5 og 9.

Spændingsregulerede strømkilder, som de anvendes i det i fig. 1 viste kredsløb, er kendte, og de omfatter principielt en transistor og en modstand samt midler til korrekt jævnstrømsforspænding af transistoren.

Til realisering af den høje indgangsimpedans og den høje stejlehed, som er nødvendige til en nøjagtig spænding/strøm-omsætning, indeholder den spændingsregulerede strømkilde generelt en kunstig transistor. Fig. 2 viser en mulig udførelsesform for en spændingsreguleret strømkilde med en sådan kunstig transistor. I denne figur udgør delen 20, som er indrammet af punkterede linier, den kunstige transistor, idet b er basis, e er emitteren og c er kollektoren. Den kunstige transistor omfatter transistorer 21, 22 og 23. Transistoren 21's kollektor er over en højimpedansstrømkilde 24 forbundet med et fødepunkt med konstant potential. Basis og emitter på transistoren 21 er indbyrdes forbundet over en diode 26. Transistoren 21's emitter er også over en modstand 25 forbundet til et punkt med konstant potential, og den er over kollektor-emitterstrømvejen i transistoren 22 forbundet direkte med organets udgang c . Basis på transistoren 22 er forbundet med kollektoren på transistoren 21 over kollektor-emitterstrømvejen i transistoren 23. Basis på transistoren 23 er forbundet med emitteren på transistoren 21. Den i det foranstående beskrevne spændingsregulerede strømkilde har den fordel, at der opnås en meget nøjagtig spænding/strøm-

konvertering hovedsageligt uafhængigt af transistorparametrene, sådan som det er beskrevet mere detaljeret i hollandsk patentansøgning nr. 7.102.199 (PHN.5420) af ældre dato.

Strømmultiplikatorer, som de benyttes i det i fig. 1 viste kredsløb, er også kendt.

Fig. 3 viser en mulig udførelsesform for en sådan strømmultiplikator. Denne udførelsesform har en første indgang 27, som er forbundet med kollektoren og basis på en transistor 28, der er indrettet til at fungere som en diode. Emitteren på transistoren 28 er forbundet med et punkt med negativt potential over kollektor-emitterstrømvejen i en styretransistor 29. Kollektoren på transistoren 29 er også forbundet med emitteren på en transistor 30, der er indrettet til at fungere som en diode, og hvis kollektor og basis over en højimpedansstrømkilde 31 er tilsluttet et fødepunkt med konstant potential. Styretransistoren 29, der over sin basis styres ved hjælp af en styrekreds, som er forbundet med basis og kollektoren på transistoren 30 og indeholder en diode 32, sikrer, at transistoren 30 overfører en konstant strøm I . Koblingen har endvidere en anden indgang 33, som er forbundet med kollektoren på en transistor 34, og en udgang 35, som udgøres af kollektoren på en transistor 36. Basis på transistoren 34 er forbundet med basis på transistoren 30, og basis på transistoren 36 er forbundet med basis på transistoren 28. Emitterne på transistorerne 34 og 36 er i fællesskab tilsluttet et punkt med negativt potential over kollektor-emitterstrømvejen i en styretransistor 37. Styretransistoren 37 styres over sin basis ved hjælp af en styrekreds, som over en diode 38 er forbundet med transistoren 34's kollektor. Ved anvendelse af den kendte transistorligning:

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s}, \quad (1)$$

hvor

I = kollektorstrømmen

I_s = mætningsstrømmen

V_{be} = basis-emitterspændingen

q = elektronens ladning

T = den absolute temperatur

k = Boltzmann's konstant,

følger det, at for det i fig. 3 viste kredsløb gælder den følgende ligning med tilnærmelse:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{i_1}{I_s} - \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} - \frac{kT}{q} \ln \frac{i_o}{I_s} = 0 \quad (2),$$

hvor

i_1 = indgangsstrømmen

I = den konstante strøm i kredsløbet med transistoren
30

I_c = styrestrømmen

i_o = udgangsstrømmen.

Ud fra ligning (2) følger det, at strømmen i_o , der fremkommer over udgangen 35, er lig med:

$$i_o = \frac{I_c}{I} \cdot i_1 \quad (3)$$

I dette udtryk er faktoren $\frac{I_c}{I}$ multiplikationsfaktoren, der kan ændres efter behov ved variation af styrestrømmen I_c , der tilføres den anden indgang 33. Den beskrevne styrbare strømmultiplikator har den egenskab, at basisstrømmen kompenseres, således at dens reguleringsområde kan være stort.

I det i fig. 1 viste kredsløb er multiplikationsfaktoren for strømmultiplikatorerne 5 og 9 bestemt ved styrestrømmen $I_c = I_\omega$, som tilføres disse multiplikatorer over den fælles styreindgang 19, medens multiplikationsfaktoren for strømmultiplikatoren 15 er bestemt ved styrestrømmen $I_c = I_Q$, som tilføres denne multiplikator over styreindgangen 17.

Af hensyn til overskueligheden er multiplikationsfaktoren for strømmultiplikatorerne 5 og 9 i den efterfølgende forklaring af virkemåden af det i fig. 1 viste kredsløb betegnet med

$$m = \frac{I_\omega}{I} \quad (4)$$

medens strømmultiplikationsfaktoren for strømmultiplikatoren 15 til forskel herfra er betegnet med

$$n = \frac{I_Q}{I} \quad (5)$$

I modsætning til den konventionelle gyrator, hvor udgangsstrømmen i_2 er afhængig af indgangsspændingen v_1 , og indgangsstrømmen i_1 er afhængig af udgangsspændingen v_2 , således at man har:

$$i_2 = -G_1 v_1 \quad (6)$$

og

$$i_1 = G_2 v_2 \quad (7)$$

og for gyratorafslutningen med en kondensator C_2

$$v_2 = -i_2 \cdot \frac{1}{pC_2}, \quad (8)$$

gælder det i det i fig. 1 viste kredsløb, at strømmene i_1 og i_2 og spændingen v_2 også afhænger af de nævnte multiplikationsfaktorer m og n .

For dette kredsløb gælder derfor følgende ligninger:

$$i_2 = -m G_1 v_1 + m G_2 v_2 \quad (9)$$

$$i_1 = m G_2 v_2 \quad (10)$$

$$v_2 = -i_2 \frac{1}{pC_2} \quad (11)$$

Størrelsen p , der forekommer i de foranstående ligninger (8) og (11), hidrører fra den formel (4), der er defineret på side 158 i "Reference Data For Radio Engineers", fjerde udgave.

Med udgangspunkt i disse ligninger kan det vises matematisk, at indgangsimpedansen over indgangsporten p_1-p_1' er lig med:

$$Z = \frac{v_1}{i_1} = p \frac{C_2}{m^2 G^2} + \frac{n}{mG} = p L_{eq} + r \quad (12)$$

hvor $G = G_1 = G_2$.

Ligning (12) viser, at ækvivalenskredsløbet for indgangsimpedansen Z omfatter en seriekombination af en selvinduktion

$$L_{eq} = \frac{C_2}{m^2 G^2} \quad (13)$$

og en modstand

$$r = \frac{n}{mG} \quad (14)$$

Denne indgangsimpedans danner sammen med kondensatoren C_1 , der er forbundet med indgangsporten p_1-p_1' , en resonanskreds.

Hvis det antages, at $C_1 = C_2 = C$, og hvis man substituerer udtrykkene (13) og (14) for L_{eq} og r i resonansligningerne, får man:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{mG}{C} \quad (15)$$

og

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{mG}{n} \cdot \sqrt{\frac{C}{m^2 G^2}} \cdot \frac{1}{C} = \frac{1}{n} \quad (16)$$

En betragtning af ligningerne (15) og (16) viser, at af de to multiplikationsfaktorer m og n findes faktoren m kun i ligning (15), medens faktoren n kun findes i ligning (16). Det betyder, at det i fig. 1 viste kredsløb ifølge opfindelsen har den vigtige egenskab, at resonansfrekvensen og godheden for kredsløbet kan varieres uafhængigt af hinanden og øjeblikkeligt ved en enkel ændring af værdien af multiplikationsfaktorerne henholdsvis m og n .

Et kredsløb, som er særlig velegnet til bestemte anvendelser, opnås ved tilvejebringelse af en reguleringssløjfe, ved hjælp af hvilken udgangssignalets amplitude automatisk holdes konstant.

En mulig udførelsesform for et kredsløb med en sådan reguleringssløjfe er vist i fig. 4. I fig. 4 er komponenter svarende til de i fig. 1 viste forsynet med de samme henvisningsbetegnelser. Det i fig. 4 viste kredsløb har også en resonanskreds omfattende en gyrator 1 med to kondensatorer C_1 og C_2 , og gyratoren

svarer helt til den i fig. 1 viste, og den omfatter spændingsregulerede strømkilder 3 og 7 og strømmultiplikatorer 5, 9 og 15.

I en sådan gyratorresonanskreds kan kredsgodheden Q reguleres enkelt og øjeblikkeligt ved hjælp af elektroniske midler, således at udgangssignalets amplitude er konstant.

Hvis en strøm $a \sin \omega t$ gennemløber gyratormodstanden G i den ene spændingsregulerede strømkilde 3, vil gyratormodstanden G i den anden spændingsregulerede strømkilde 7 i nærheden af resonansfrekvensen blive gennemløbet af en strøm på hovedsageligt $a \cos \omega t$, således at der uden anvendelse af yderligere midler er opnået en faseforskydning på 90° . Ved opløftning til anden potens og addition af de to signaler fås:

$$a^2 \sin^2 \omega t + a^2 \cos^2 \omega t = a^2 \quad (17)$$

og dette sumsignal a^2 er et mål for udgangssignalets amplitude.

En sammenligning af dette sumsignal med et fast referencesignal muliggør anvendelse af afvigelsen fra referencesignalet som et styresignal til automatisk og øjeblikkelig regulering af udgangssignalet, så det får en konstant værdi. I det i fig. 4 viste kredsløb er strømmene $a \sin \omega t$ og $a \cos \omega t$ afledet fra to yderligere spændingsregulerede strømkilder 40 og 41, som er forbundet med henholdsvis indgangen og udgangen på resonanskredsen. De nævnte strømme bliver derefter opløftet til anden potens i strømmultiplikatorer 42 og 43, som er forbundet med udgangene på strømkilderne henholdsvis 40 og 41 og fungerer som kvadreringsorganer, og summen af kvadraterne, signalet a^2 , leveres til en differentialforstærker 44 med henblik på sammenligning med et referencesignal, som afledes fra en referencekilde 45. Differensforstærkeren 44's udgang er ved hjælp af en ledning 46 forbundet med styreindgangen 17 på strømmultiplikatoren 15, der indgår i kondensatorlækstrømkredsen 14, og denne differensforstærker er indrettet således, at den leverer en udgangsstrøm I_Q , som ændrer multiplikationsfaktoren $n = \frac{I_Q}{I}$ således, at enhver afvigelse af signalet a^2 fra referencesignalet modvirkes.

Det såvidt beskrevne kredsløb kan forsynes med en anden reguleringssløjfe, som sikrer, at resonanskredsens resonansfrekvens automatisk og øjeblikkeligt følger frekvensen af et indgangssignal, der tilføres denne kreds. Den anden reguleringssløjfe, der i fig. 4 er betegnet med 47, omfatter navnlig en fasediskriminator 48 og et lavpasfilter 49. Fasediskriminatorens 48 har en første indgang, som får tilført indgangssignalet for resonanskredsen, og en anden indgang, som får tilført udgangssignalet fra den spændingsregulerede strømkilde 41. Denne fasediskriminator fungerer som en kobler, idet der ikke fremkommer nogen signal på lavpasfiltret 49's udgang, hvis de signaler, der tilføres fasediskrimina-

torens første og anden indgang, har en indbyrdes faseforskel på 90° . Idet det er indres, at de fasediskriminatoren 48 tilførte indgangssignaler kun vil have en sådan faseforskel på 90° , hvis resonanskredsen er afstemt nøjagtigt på indgangssignalet's frekvens, ses det, at fasediskriminatoren 48, hvis kredsløbets resonansfrekvens afviger fra indgangssignalet's frekvens, leverer et udgangssignal, der med hensyn til fortegn og størrelse svarer til afvigelsens retning og værdi. Over lavpasfiltret 49 bliver det nævnte udgangssignal som en styrestrøm $|i_r|$ adderet til strømmen I , som bestemmer hvilestrømindstillingen ($m = 1$) for strømmultiplikatorerne 5 og 9. Summen $I + |i_r| = I_\omega$ leveres som en styrestrøm til styreindgangen 19 på strømmultiplikatorerne 5 og 9. Strømmultiplikationsfaktoren $m = \frac{I_\omega}{I}$ for de nævnte strømmultiplikatorer ændres således på en sådan måde, at kredsløbet i det væsentlige afstemmes til indgangssignalet's frekvens.

Den i det foranstående beskrevne frekvenstilbagekoblingssløjfe kan betragtes som et førsteordens reguleringsorgan, fordi lavpasfiltret 49 har en meget lille båndbredde i sammenligning med gyratorresonanskredsen's båndbredde og således bestemmer reguleringshastigheden, sådan som det er forklaret mere detaljeret i "Rundfunktechnische Mitteilungen", bind 16 (1972), H 5, sider 202-206. I et førsteordens reguleringsorgan kan sløjfeforstærkningen øges kraftigt, uden at det giver anledning til ustabilitet. Derfor kan denne reguleringsløjfe fungere meget hurtigt, hvilket resulterer i en hovedsageligt øjeblikkelig regulering.

Frekvenstilbagekoblingssløjfer har generelt et låseområde og et holdeområde. I de fleste tilfælde er de to områder sammenfaldende. Størrelsen af låseområdet er bestemt ved sløjfeforstærkningen. Da denne sløjfeforstærkning er proportional med indgangssignalet's amplitude, bliver signalet med henblik på opnåelse af et konstant låseområde sædvanligvis inden det sendes ind i frekvenstilbagekoblingssløjfen ført gennem et automatisk volumenreguleringsorgan (AVC), som leverer en konstant udgangsspænding. Denne konventionelle metode til at holde låseområdet for en frekvenstilbagekoblingssløjfe konstant har alvorlige ulemper, og en af disse er, at det signal, som styrer det automatiske volumenreguleringsorgan, skal aftages fra et punkt i frekvenstilbagekoblingssløjfen, fordi den automatiske volumenregulering kun må gælde for det signal, der skal låses eller som er blevet låst, og dette kan kun udvælges fra det modtagne spektrum i frekvenstilbagekoblingssløjfen. Endvidere bliver styresignalet til det automatiske volumenreguleringsorgan almindeligvis forsinket med henblik på at hindre det i at påvirke funktionen af frekvenstilbagekoblingssløjfen, og herved nedsættes hele kredsløbets hastighed. Endvidere indfører den forsinkede virkemåde af det automatiske volumenreguleringsorgan forvrængninger. Da det automatiske volumenreguleringsorgan skal ligge foran frekvenstilbagekoblingssløjfen, fordi låseområdet ellers ikke er konstant, er det nødvendigt, at volumenreguleringsorganet behandler hele frekvens-

spektret over hele det dynamiske område med henblik på at hindre intermodulation, hvilket er en streng fordring.

Alle de forannævnte vanskeligheder afhjælpes fuldstændigt med det i fig. 4 viste kredsløb ifølge opfindelsen, fordi dette kredsløb har den vigtige og fordelagtige egenskab, at størrelsen af frekvenstilbagekoblingssløjfens låseområde er konstant på trods af mulige amplitudevariationer af indgangssignalet, fordi sløjfeforstærkningen og dermed låseområdet for frekvenstilbagekoblingssløjfen er proportionale med amplituden af indgangssignalet og med den faseforskel, der frembringes under passagen gennem kredsløbet. Denne faseforskel er igen proportional med kredsløbets godhed Q , der varieres ved hjælp af den første reguleringsløjfe 46 omvendt proportionalt med indgangssignalets amplitude. Det signal, der frembringes på fasediskriminatoren 48's udgang, har en højfrekvensandel og en lavfrekvensandel, hvis amplitude er proportional med produktet af amplituden af indgangssignalet og godheden Q for kredsløbet. Dette produkt holdes konstant ved hjælp af Q -reguleringsløjfen 46, hvilket betyder, at sløjfeforstærkningen og dermed låseområdet også er konstante.

Det i fig. 4 viste kredsløb har mange mulige anvendelser. Det styresignal, der fremkommer på lavpasfiltret 49's udgang, varierer eksempelvis direkte proportionalt med indgangssignalets frekvens, medens det styresignal, der frembringes på differentialforstærkeren 44's udgang, er omvendt proportionalt med indgangssignalets amplitude. Da kredsløbet øjeblikkeligt følger indgangssignalets frekvens, er det eminent velegnet til detektering af både FM- og FSK-signaler og til detektering af bærebølgen i amplitudemodulerede signaler samt til filtrering og/eller detektering af pilotfrekvenser. Det skal bemærkes, at ved disse anvendelser kan modtagelsen af meget små signaler hindres ved hjælp af en tærskelkobling. Dette kan udføres ved begrænsning af den maksimale værdi af godheden Q for kredsløbet.

Endvidere kan kredsløbet ifølge opfindelsen fungere som en oscillator. Hertil er det blot nødvendigt, at værdien n af multiplikationsfaktoren for den tredje strømmultiplikator 15 gøres lig med nul, således at kredsløbets godhed Q bliver uendelig. Det viser sig, at den resulterende oscillators frekvens kan reguleres øjeblikkeligt, hvilket muliggør udformningen af en ideel oscillatormodulator. Denne vigtige egenskab kan forklares på følgende måde. Gyratorligningerne og forholdet mellem kondensatorernes strømme og spændinger giver tilsammen de følgende ligninger:

$$G(t)v_2 = C \frac{dv_1}{dt} \quad (18)$$

$$G(t)v_1 = C \frac{dv_2}{dt} \quad (19)$$

hvor gyratorkonstanterne betragtes som de elementer, der skal reguleres. Substitutionen $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{G(t)}{C}$ viser, at

$$v_1 = a \sin \varphi(t) \quad (20)$$

$$v_2 = -a \cos \varphi(t) \quad (21)$$

er løsninger på ligningerne (18) og (19). Heraf vil det klart fremgå, at den øjeblikkelige frekvens $\frac{d\varphi}{dt}$ er styrbar uden forsinkelse ved variation af gyratorkonstanten G . Det betyder bl.a., at en sådan oscillator på fordelagtig måde kan anvendes til forvrængningsfri frembringelse af FSK-signaler med høj bithastighed.

Det skal endelig bemærkes, at kredsløbet ifølge opfindelsen ikke er begrænset til de i figurerne 1 og 4 viste udførelsesformer. Der kan eksempelvis anvendes en anden spændingsreguleret strømkilde og en anden styrbar strømmultiplikator end de i figurerne 2 og 3 viste. Man kan også forsyne hver af de to gyratorseriekredse med en kondensatorlækstrømkreds. Endvidere er kredsløbet ifølge opfindelsen særlig velegnet til fremstilling som integreret kredsløb, sådan som det f.eks. er beskrevet i "An Electronic Gyrator" in IEEE Journal of Solid State Circuits, volume SC-7, No. 6, December 1972, og en version af denne gyrator, som er modificeret i overensstemmelse med opfindelsen, kan også fremstilles som push-pull-konstruktion.

P A T E N T K R A V

1. Kredsløb med en gyratorresonanskreds med en første port og en anden port, hvilken gyrator omfatter en første spændingsreguleret strømkilde (VCCS) med positiv stejthed og med en første styrbar strømmultiplikator forbundet med sin udgang, samt en anden spændingsreguleret strømkilde med negativ stejthed og med en anden styrbar strømmultiplikator forbundet med sin udgang, hvilken første styrbare strømmultiplikators udgang og den anden spændingsregulerede strømkildes indgang er indbyrdes forbundne til dannelse af den nævnte anden gyratorport, medens udgangen på den anden styrbare strømmultiplikator og indgangen på den nævnte første spændingsregulerede strømkilde er indbyrdes forbundne til dannelse af den nævnte første gyratorport, hvorhos den første og den anden gyratorport hver er afsluttet med en kondensator, k e n d e t e g n e t ved, at gyratoren yderligere omfatter mindst en kondensatorlækstrømkreds, som er forbundet mellem en af gyratorportene og indgangen på den spændingsregulerede strømkilde, der er koblet med den modsatte port, og som indeholder mindst en tredje styrbar strømmultiplikator, og at kredsløbet endvidere omfatter en første styrestrømkreds, som til indstilling af kredsgodheden Q er forbundet med en styreindgang på den tredje styrbare strømmultiplikator, og en anden styrestrømkreds, som til indstilling af resonansfrekvensen f_0 er forbundet med en styreindgang, der er fælles for den nævnte første og den nævnte anden styrbare strømmultiplikator.

2. Kredsløb ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at den første styrestrømkreds (Q-reguleringssløjfen) omfatter en første kvadreringsenhed til frembringelse af kvadratet på det signal, der tilføres indgangen på den første spændingsregulerede strømkilde, en anden kvadreringsenhed til frembringelse af kvadratet af det signal, der tilføres indgangen på den anden spændingsregulerede strømkilde, en additionsindretning, som er forbundet med udgangene på den første og den anden kvadreringsenhed til frembringelse af summen af de kvadrerede signaler samt en differentialforstærker, og ved at styresignalet, der tilføres styreindgangen på den tredje styrbare strømmultiplikator, afledes fra den nævnte differentialforstærker, som får tilført et referencesignal samt det fra additionsindretningen afledede sumsignal.

3. Kredsløb ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at den anden styrestrømkreds omfatter en frekvenstilbagekoblingssløjfe med en fasediskriminator, som får tilført indgangssignalet, der tilføres kredsløbet, samt udgangssignalet, der frembringes over den anden gyratorport, og et lavpasfilter, som er forbundet med udgangen på fasediskriminatoren, og ved at styresignalet, der tilføres den fælles styreindgang for den første og den anden styrbare strømmultiplikator, udgøres af summen af en fasestrøm, der bestemmer hvilestrømindstillingen af multiplikatorerne, og udgangsstrømmen fra lavpasfilteret.

4. Kredsløb ifølge krav 2 eller 3 til detektering af FM-signaler, navnlig FSK-signaler, k e n d e t e g n e t ved, at de FM-signaler, der skal detekteres, leveres til en af gyratorportene, at udgangen på det lavpasfilter, som indgår i frekvenstilbagekoblingssløjfen, hvilken udgang er forbundet med den fælles styreindgang for den første og den anden styrbare strømmultiplikator, også er udgang for de detekterede signaler, og hvor modtagelsen af meget små signaler hindres ved, at der i Q-reguleringssløjfen er optaget en sådan begrænser, at den maksimale værdi af kredsløbets godhed har en given endelig værdi.

5. Kredsløb ifølge krav 2 eller 3 til detektering af bærebølgen i et amplitudemoduleret signal, k e n d e t e g n e t ved, at det amplitudemodulerede signal leveres til en af gyratorportene, og at den anden gyratorport danner udgangen for den detekterede bærebølge, der afledes fra denne udgang med konstant amplitude.

6. Kredsløb ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at der til styreindgangen på den tredje strømmultiplikator, der indgår i kondensatorlækstrømvejen, tilføres et styresignal med en sådan fast værdi, at multiplikationsfaktoren n for denne tredje strømmultiplikator er lig med nul, hvorved kredsløbet fungerer som en oscillator, som følge af at kredsløbets godhed er uendelig.

7. Kredsløb ifølge krav 6, k e n d e t e g n e t ved, at et indgangssignal med variabel amplitude tilføres som et styresignal til den fælles styreindgang på den første og den anden strømmultiplikator, hvorved kredsløbet fungerer som en "ideel" oscillatormodulator til frembringelse af FM-signaler, navnlig FSK-signaler.

Fremdragne publikationer:

Tysk offentliggørelsesskrift nr. 2118607.

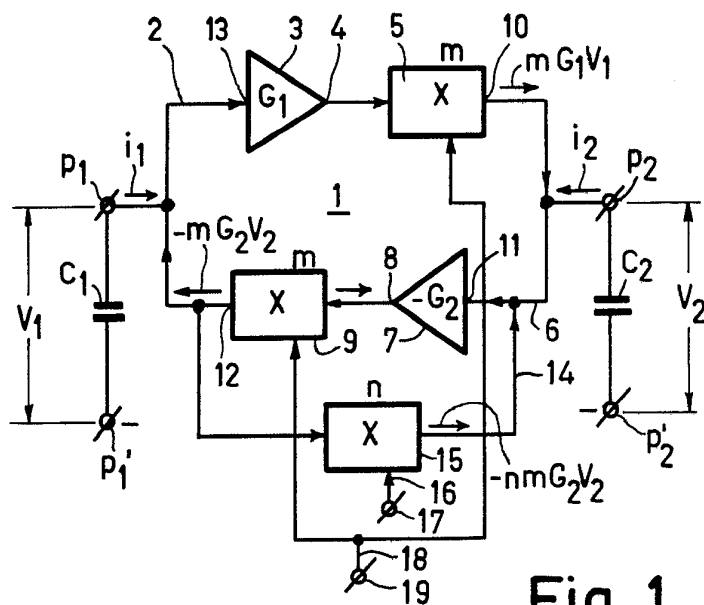


Fig. 1

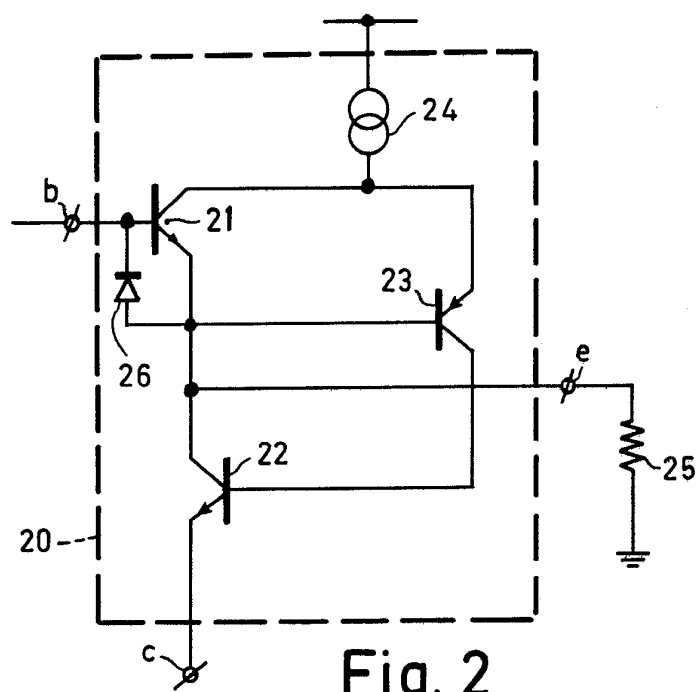


Fig. 2

