

NORGE



**STYRET
FOR DET INDUSTRIELLE
RETTSVERN**

Utlekningsskrift nr. 118712

Int. Cl. H 03 b 5/20 Kl. 21a⁴-8/01

Patentsøknad nr. 1805/69 Inngitt 30.IV 1969

Løpedag -

Søknaden alment tilgjengelig fra 4.XI 1969

Søknaden utlagt og utlegningsskrift utgitt 2.II 1970

Prioritet begjært fra: 2.V-68 Sverige,
nr. 5922/68

Telefonaktiebolaget L M Ericsson,
L M Ericssons väg 4 - 8, Midsommarkransen, Fack, Stockholm 32,
Sverige.

Oppfinnere: Tore Torstensson Fjällbrant, Raketgatan 7, 413 20,
Göteborg og Bernt Ingvar Hägerlöf, Ekgatan 9,
431 35 Mölndal, Sverige.

Fullmektig: A/S Oslo Patentkontor Dr. ing. K. O. Berg.

Frekvensvariabel oscillator.

Den foreliggende oppfinnelse vedrører en oscillator hvis frekvens kan varieres med bibehold av en konstant overtonegehalt.

For å tilveiebringe en oscillator uten induktanser, kan man anvende en forsterker som tilbakekobles ved hjelp av et 180° fasevridende nett, en så kalt faseskifteoscillator. Det fasevridende nett består vanligvis av et nettverk omfattende minst tre kondensatorer og tre motstander, hvorved frekvensen bestemmes av disse passive elementers komponentverdier. For å variere frekvensen kontinuerlig, kreves derved at flere komponentverdier endres samtidig, og videre medfører disse endringer at oscillatorens overtonegehalt endres.

Formålet med den foreliggende oppfinnelse er å tilveiebringe en oscillator uten induktanser, ved hvilken kun to kondensatorer kreves og ved hvilken frekvensen kan endres kontinuerlig med

Kfr. kl. 21a⁴-13

konstant overtonegehalt ved at kun et passivt element endres.

De karakteristiske trekk ved oppfinnelsen fremgår av det efterfølgende patentkrav.

Oppfinnelsen skal nærmere forklares nedenfor under henvisning til tegningen hvorpå

fig. 1 viser et kjent høypassfilter med hvis hjelp funksjonen for oscillatoren ifølge oppfinnelsen kan forklares, og

fig. 2 viser en oscillator ifølge oppfinnelsen.

Det i fig. 1 viste høypassfilter er prinsipielt beskrevet i ELECTRONICS, April 10, 1959, side 68 - 70. På figuren betegnes med T1 en emitterfølgerkoblet transistor hvis kollektor er tilkoblet den positive polen Ea for en likespenningskilde og hvis emitter via en emittermitstand Re er koblet til likespenningskildens negative pol Eb. Transistorens basis er dels koblet til filterets ene inngangspol Ia, via to seriekoblede kapasitanser C1 og C2, dels koblet til jord via en motstand R2. Videre er kapasitansenes forbindelsespunkter via en motstand R1 koblet til transistorens emitter, hvilken utgjør filterets ene utgangspol Ua. Filterets andre inngangs- og utgangspol Ib resp. Ub er koblet til jord. Ifølge den ovenfor nevnte artikkel har dette filter følgende overføringsfunksjon:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{s^2}{s^2 + (\alpha\omega_1 + \gamma\omega_2)s + \omega_1\omega_2} \quad \text{der}$$

E_2 = filterets inngangssignal

E_1 = filterets utgangssignal

S = den komplekse frekvens

$\alpha = 1-\beta$

$$\gamma = 1 + \frac{C_1}{C_2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$$

β = emitterfølgerens forsterkningsfaktor som bestemmer størrelsen av det via motstanden R_1 tilbakekoblede signal.

Hvis man i dette filter erstatter motstanden R_1 med to til kapasitansenes forbindelsespunkt koblede motstander R_1' og R_1'' og tilbakekobler disse til punkter i forsterkerens utgangskrets ved hvilken forsterkningene antas å være β' og β'' , medfører dette at i uttrykket ovenfor byttes ω_1 med $\omega_1' + \omega_1''$ og $\alpha\omega$ med $\alpha'\omega_1' + \alpha''\omega_1''$ der

$$\omega_1' = \frac{1}{R_1' C_1} \quad \omega_1'' = \frac{1}{R_1'' C_1} \quad \text{og } \alpha' = 1 - \beta', \quad \alpha'' = 1 - \beta''$$

Hvis $\beta'' = 1$ dvs. $\alpha'' = 0$ fås følgende overføringsfunksjon

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{s^2}{s^2 + (\alpha' K_1 + K_2)s + K_3} \quad \text{der} \quad \begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{R_1' C_1} \\ K_2 &= \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \frac{1}{R_2 C_2} \\ K_3 &= \frac{1}{C_1 C_2 R_2} \left(\frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_1''}\right) \end{aligned}$$

Overføringsfunksjonens poler, dvs. nevnerens nullsteder, blir derved:

$$s_1 = \frac{-(\alpha_1 K_1 + K_2)}{2} + j \sqrt{K_3 - \left(\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}\right)^2} \quad \text{og } s_2 = \frac{-(\alpha_1 K_1 + K_2)}{2} - j \sqrt{K_3 - \left(\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}\right)^2}.$$

Hvis $\alpha_1 < -\frac{K_2}{K_1}$ vil polenes realdeler

bli større enn null, dvs. polene vil ligge i den høyre halvdel av det komplekse frekvensplanet, hvilket medfører at anordningen svinger av seg selv og man får en oscillator. Denne svingning opprettholdes selvfølgelig selv om inngangen kortsluttes.

Oscillatorens frekvens blir derved som kjent lik verdien av polenes imaginærdeler, dvs. $\sqrt{K_3 - \left(\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}\right)^2}$ I dette uttrykket

kan $\left(\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}\right)^2$ sløyfes sammenlignet med K_3 eftersom

$\left(\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}\right)^2$ velges med liten verdi, hvilket nærmere skal

motiveres nedenfor. Frekvensen blir således $\sqrt{\frac{1}{C_2 R_2 C_1} \left(\frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_1''}\right)}$

og kan varieres kontinuerlig ved at hvilket som helst av de passive elementene varieres. Av de passive elementene inngår imidlertid ikke R_1'' i polenes s_1 , s_2 realdeler, hvorfor polene vil forskyves parallelt med det komplekse frekvensplanets imaginær-aksel hvis frekvensen varieres ved variasjon av denne motstand. Etersom oscillatorens overtonegehalt som kjent er avhengig av polenes avstand fra imaginærakselen og öker med denne, kan man således variere frekvensen ved å variere R_1'' og tilveiebringe en oscillator hvis frekvens varierer kontinuerlig med konstant overtonegehalt. For at overtonegehalten skal være lav, må derved polenes avstand fra imaginærakselen være liten, dvs. $\frac{\alpha_1 K_1 + K_2}{2}$

skal være av liten verdi, hvilket motiverer tilnærmelsen som anført ovenfor.

En oscillator ifölge det ovenfor beskrevne prinsipp er skjematisk vist i fig. 2 hvor de komponenter som er felles med fig. 1, har samme betegnelse som i denne. I oscillatoren er den enkle emitterfølgeren ifölge fig. 1 erstattet med en emitterfølger omfattende to transistorer T1 og T2, hvorved transistorens T1 kollektor er koblet til transistorens T2 basis. Videre er to motstander R3 og R4 koblet mellom transistorens T1 emitterelektrode og transistorens T2 kollektorelektrode, hvorved det antas at forsterkningsfaktoren ved motstandens forbindelsespunkt, til hvilken den variable motstand R_1'' er koblet, er 1, mens forsterkningsfaktoren ved transistorens T2 kollektor til hvilken motstanden R_1' er koblet, blir $1 + \frac{4}{R_3 + R_e}$ dvs. større enn 1.

α' blir således

$$1 - \left(1 + \frac{R_4}{R_3 + R_e}\right) = \frac{-R_4}{R_3 + R_e}, \text{ dvs. for at den ovenfor}$$

angitte betingelse $\alpha_1 < -\frac{K_2}{K_1}$ skal være oppfylt må

$$\frac{R_4}{R_3 + R_e} > \frac{K_2}{K_1} = \frac{C_1 R_1'}{R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)$$

Ved en oscillator dimensjonert ifølge ovenfor, kan således frekvensen varieres innen et bredt område med konstant overtonegehalt.

P a t e n t k r a v

Oscillator hvis frekvens kan varieres med bibehold av en konstant overtonegehalt, k a r a k t e r i s e r t v e d at den omfatter et forsterkertrinn som har en inngang og to utganger og hvis inngangsimpedans er stor og utgangsimpedanser er små, hvorved forsterkningen ved den første utgangen er 1 og forsterkningen ved den andre utgangen er større enn 1, samt at det mellom forsterkertrinnets inngang og jord er koblet dels en motstand (R_2) og dels to seriekoblede kondensatorer (C_1, C_2) hvilkes forbindelsespunkter er koblet på den ene siden til forsterkertrinnets andre utgang via en motstand (R_1') og på den andre siden til forsterkertrinnets første utgang via en variabel motstand (R_1'') for endring av svingningsfrekvensen, og dessuten oscillatorens utgang utgjøres av den ene av forsterkertrinnets utganger.

Anførte publikasjoner: -

118712

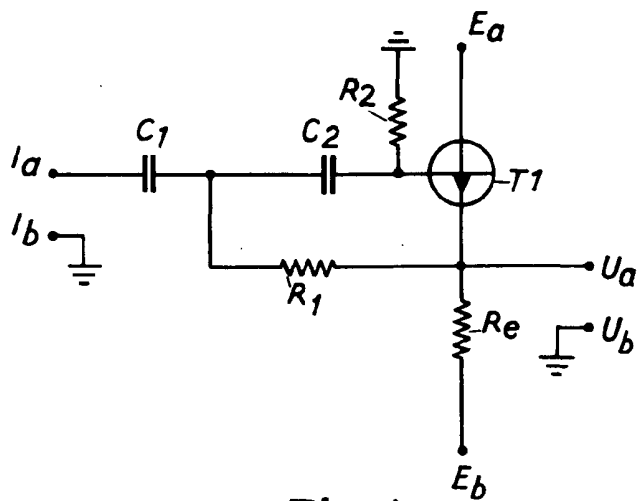


Fig. 1

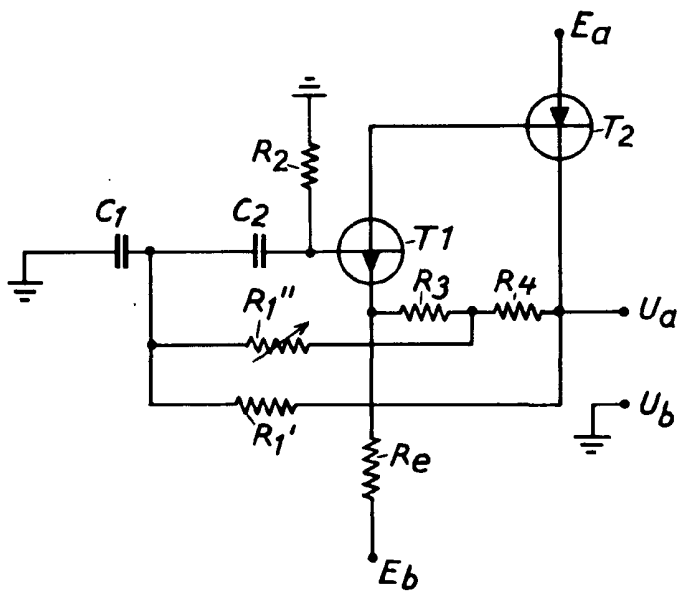


Fig. 2