

ter imidlertid en grænse for rørstørrelsen, hvorfor man også her anvender forstærkertrin efter oscillatoren.

Da man fortrinsvis anvender krystaller for lavere frekvenser, må der ofte anvendes fordoblertrin efter oscillatoren.

Antallet af rør svarer ikke altid til antallet af trin, da der kan anvendes såvel kombinerede trin som push-pull og parallelkobling.

Ovennævnte tre hovedtrin vil vi se på hver for sig og i tilslutning hertil undersøge de vigtigste problemer, bygningen af trinene kan give anledning til.

OSCILLATORER

Oscillatoren kan godt betegnes som senderens hjerte, og dens funktioner kræver derfor særlig opmærksomhed. Et rørs evne til at forstærke elektriske svingninger er den egentlige grund til, at det også kan arbejde som oscillator under visse forudsætninger. Tænker man sig nemlig et rør tilført svingninger på gitteret, vil man i anodekredsen få de samme svingninger i forstærket form. En del af disse svingninger tilføres nu gitteret igen, og sker dette i det rette styrke- og faseforhold, vil røret „gå i sving“, d. v. s. det vil nu selv frembringe svingninger. Med andre ord: Røret vil fungere som omformer af den tilførte anodejævnstrøm til vekselstrøm.

Det har nu særlig interesse at vide, hvilken frekvens og hvilken styrke (amplitude) denne vekselstrøm kan have, og hvilke forhold disse størrelser afhænger af.

Da røret vil søge at frembringe svingninger af en sådan frekvens, at den holder 180 graders faseforskydning mellem gittervekselspænding og anodevekselspænding, vil dette i virkeligheden sige, at frekvensen bliver omtrent den samme som resonansfrekvensen for den til røret forbundne svingningskreds. Dog vil sædvanligvis også andre ting være lidt medbestemmende for frekven-

sen, som f. eks. kredsens godhed, anodespænding og belastning.

Svingningernes styrke eller den afgivne vekselstrømseffekt er naturligvis afhængig af det anvendte rørs størrelse, spændinger og belastning. I virkeligheden kan man betragte oscillatoren som en kl. C. forstærker, kun med den forskel, at en lille del af rørets afgivne effekt må anvendes til dets egen styring. De fleste oscillatorer er forsynet med automatisk gitterforspænding i form af en gitterafleder. Denne har også til opgave at gøre oscillatoren selvstartende, idet man jo ved spændingstilslutningen først vil have gitterforspændingen nul, svarende til stor forstærkning. Herved startes svingningerne og gitteret vil trække strøm gennem aflederen. Strømmen forårsager gitterforspænding, og anodestrømmen falder, indtil hele systemet indstiller sig på en vis stabil værdi.

Hartley oscillatoren.

Helt fra radioens barndom har „hartley“en eller *trepunktskoblingen* (fig. 1) været favorit blandt amatører og ikke uden grund, da denne „selvsvinger“ forener simpelhed i opbygningen med driftssikkerhed og stor tilbøjelighed til svingning, også på høje frekvenser. Tilbagekoblingen sker ved, at en del af vekselspændingen i anodespolen S_2 tilføres gitteret gennem S_1 . Jo nærmere

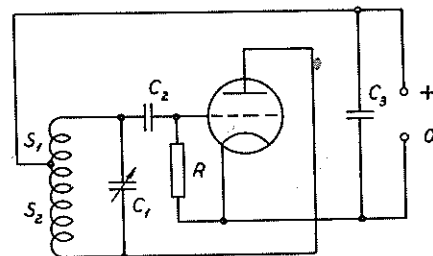


Fig. 1.

Hartley oscillator. Seriekobling.

udtaget er spolens anodeende, jo større tilbagekoblingen. Hvis koblingen er for svag, går røret ikke i sving, mens det

med for kraftig tilbagekobling kan blive overbelastet eller give for kraftige oversvingninger. S_1 — S_2 udføres som en enkelt spole med udtag $1/4$ til $1/2$ af vindingerne fra gittersiden. For at svingningerne ikke skal hindres af anodestrømskilden, er denne shuntet med en blokkondensator C_3 , hvis værdi ikke er kritisk, f. eks. 1000 pF. Gitteraflederen R sørger som ovenfor nævnt for den automatiske gitterforspænding og sættes som regel til 30 til 100 k Ω . Kondensatoren C_2 er på 50—300 pF og afspærre gitteret fra anodespændingen.

Den bedste frekvenskonstans opnås ved at gøre C_1 forholdsvis stor, f. eks. omkring 500 pF eller endnu mere for 3,5 MHz. Derved reduceres de varierende rørkapaciteters indflydelse på frekvensen.

I fig. 1 er anvendt seriekobling, idet anodestrømmen tilføres røret i serie med spolen. Herved undgås en drosselspole. Til gengæld får man højspænding på spolen, hvilket kan have sine ulemper ved spoleskiftning etc. Dette undgås i parallelkoblingen, fig. 2. Anode-

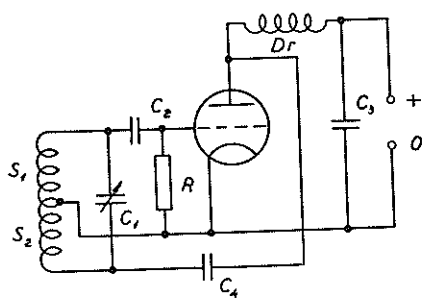


Fig. 2.

Hartley oscillator. Parallelkobling.

kredsens svingninger sluttet her gennem C_4 , mens højfrekvensdrosselspolen Dr forhindrer kortslutning af svingningerne gennem batteriet til jord. Indførelsen af denne ekstra selvinduktion kan under uheldige omstændigheder give anledning til uønskede resonansfænomener. Dette må man i særdeleshed være opmærksom på, hvis oscillatoren skal bruges over et større fre-

kvensområde. C_4 kan være ca. 1000 pF, mens Dr afhænger af frekvensen, f. eks. ca. 10 gange selvinduktion af S_1 — S_2 .

TP—TG

Fig. 3 viser en oscillator efter TP—TG (tuned plate — tuned grid) systemet, også kaldet Huth-Kühn koblingen. Gitterkredsen og anodekredsen er her hver for sig afstemt til den ønskede frekvens, men ikke koblet induktivt sammen. Tilbagekoblingen sker over rørets indre anode-gitterkapacitet. Den ønskede fre-

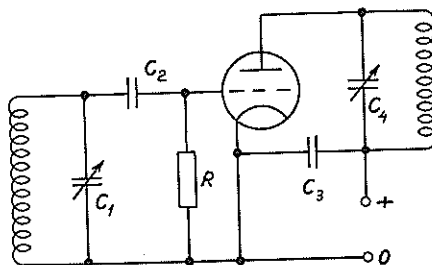


Fig. 3.

TP—TG oscillator. C_2 — C_3 og R samme værdier som for fig. 1.

kvens bestemmes hovedsageligt af anodesvingningskredsen. Gitterkredsen har dog også nogen indflydelse, men dens hovedopgave er kontrollen med tilbagekoblingen. Erstattes gitterkredsen med en drosselspole, der i forbindelse med egenkapaciteten og gitter-katode kapaciteten tilnærmelsesvis er afstemt til den ønskede frekvens, fås det såkaldte TNT-system, der byder på den fordel kun at have en afstemningskondensator. Ligeledes undgår man ved begge systemer aftrapninger på spolerne.

Colpitts.

Sidstnævnte fordel har man også ved Colpitts systemet, vist i fig. 4, idet spo-leudtaget her er erstattet af et „elektrisk udtag“, smlgn. fig. 2. De to drejekondensatorer fungerer nemlig således, at man f. eks. kan flytte udtaget længere op mod gittersiden ved at gøre C_1 større i forhold til C_2 . Derved nedsættes tilbagekoblingen. C_1 — C_2 kan iøvrigt

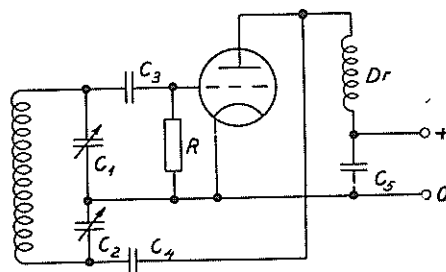


Fig. 4.

Colpitts oscillator. $C_3 - C_4 - C_5 - R$ og Dr samme værdier som tilsvarende komponenter i fig. 2.

godt være en almindelig 2-gangs drejekondensator. En anden fordel ved Colpitts oscillatoren er, at den giver færre oversvingninger end Hartley'en. Dette skyldes, at impedanserne af C_1 og C_2 falder ved højere harmoniske.

Som oscillatorrør kan i fig. 1—4 ethvert triode-, tetrode- eller pentoderør anvendes.

ECO

Dette i fig. 5 viste system (den elektronkoblede oscillator) er baseret på anvendelsen af skærmgitter- og pentoderør, og systemet forstås lettest ved at betragte det som en oscillator med forstærker. Skærmgitteret, styregitteret og katoden arbejder som almindelig triode oscillator med skærmgitteret som anode. Af den fra katoden udgående elektronstrøm opfanges en ringe del af skærmgitteret og holder svingningerne i gang. Resten opfanges af anoden og frembringer en effekt, som kan aftages fra

anodesvingningskredsen. Da anodestrømmen ved skærmgitterrør kun er lidet afhængig af anodespændingen (og belastningen), får variationer af disse størrelser kun en meget lille indflydelse på oscillatoren og dermed på frekvensen. Særlig gunstige egenskaber viser oscillatoren, når den samtidig anvendes som frekvensfordobler. Anodekredsen er da afstemt til den dobbelte frekvens af gitterkredsens. Anvendes i stedet for skærmgitterrør pentoderør, forbindes, som vist i figuren, fanggitteret med skærmgitteret. Rørene med fanggitteret indvendig forbundet til katoden er ikke så heldige til dette brug.

Koblingen i fig. 5a egner sig kun for indirekte opvarmede rør. Er røret direkte opvarmet, kan man anvende den i fig. 5b viste kobling, hvorved begge sider af glødetræden kommer på HF-potential.

Vil man undgå spoleudtaget, kan man anvende Colpitts kobling i gitterkredsen.

Ikke alene overfor belastningsvariationer, men også overfor spændingsvariationer i strømforsyningen er ECO'en de tidligere oscillatortyper overlegen. Hvis nemlig skærmgitterspændingen vælges i det rette forhold til anodespændingen (ca. 1:3, men det må gøres eksperimentelt), vil f. eks. en spændingsstigning på anoden få frekvensen til at krybe i een retning, mens den tilsvarende spændingsstigning på skærmgitteret vil få frekvensen til at krybe ligeså meget i modsat retning.

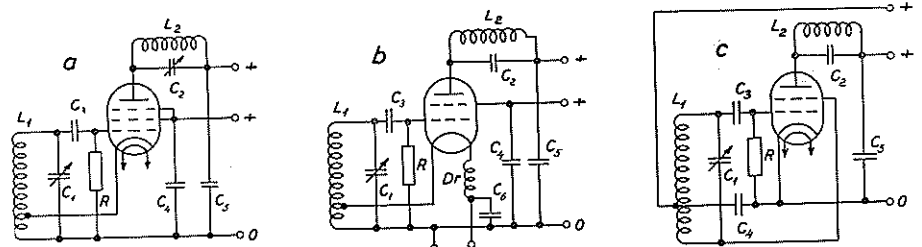


Fig. 5.

ECO. $L_1 - C_1$ afstemmes til grundfrekvensen. $L_2 - C_2$ fortrinsvis til 2. evt. 3. harmoniske. $C_3 = 100 - 300$ pF. C_4, C_5 og $C_6 = 1000 - 5000$ pF. $R = 50 - 200$ k Ω .

En variation af ECO'en er vist i fig. 5c, smlgn. fig. 1. Denne type har nogle fordele: Der kan anvendes en pentode med fanggitteret og metalliseringen forbundet til katoden. Der er ikke HF-potential på katoden. Udtaget placeres her så nær skærmgitteret, som svingningstilstanden tillader. Som ulempe kan nævnes, at afstemningskondensatorens rotor ikke kan stelforbindes, altså mulighed for håndkapacitet.

Ved *hensigtsmæssig konstruktion* af ECO'en kan en meget fin frekvensstabilitet opnås.

Transitronen.

En oscillator af ganske anden virkemåde er *transitronen*, vist i fig. 6. Der gøres her brug af den særlige karakteristik, skærmgitterrør har ved bestemte spændingsindstillinger: Man kan opnå, at en given forhøjelse af anodespændingen giver en *formindskelse* i anodestrømmen. Røret kommer derved til at danne en „negativ modstand”. Under disse forhold og i forbindelse med en svingningskreds vil røret let kunne bringes til at oscillere og kaldes da i sin simpleste form en *dynatron*. Transitronen er en videreudvikling og stabilere form heraf. Med de rigtige indstillinger af skærmgitter- og anodespænding svinger transitronen lige villigt, enten man afstemmer svingningskredsen til tonfrekvens eller til HF op til ca. 10 MHz. Svingningskredsen kan også udskiftes med et R/C led, hvis tids-

konstant så bestemmer frekvensen. På HF er systemet dog ikke videre frekvenskonstant.

Franklin oscillatoren.

Når man, som vist i fig. 7, kobler to rør i kaskade, vil et signal, som tilføres første rørs gitter, som bekendt blive underkastet 180 graders fasedrejning pr. rør. Det vil sige, at den samlede forstærkers udgangsspændinger er i fase med indgangsspændingerne. Foretager vi derfor en tilbagekobling af en del af udgangsspændingerne, som vist ved den lille kondensator C_1 , vil hele opstillingen gå i sving, så snart tilbagekoblingen er kraftig nok. Da der ikke er nogen svingningskredse til at bestemme frekvensen, vil opstillingen svinge på en eller anden lavfrekvens, bestemt af modstands/kondensator kombinationernes tidskonstanter. Forbinder vi imidlertid en almindelig svingningskreds over indgangsklemmerne, saa vil denne kreds som bekendt frembyde en meget ringe modstand — eller kortslutning — for alle andre frekvenser end resonansfrekvensen. Kun for denne frekvens vil første rørs gitter ikke være kortsluttet til stel, og opstillingen vil derfor svinge på kredsens resonansfrekvens.

Denne svingningstilstand kan i praksis opretholdes, selvom gitterkondensatoren til 1. rør kun er omkring 1 pF. Systemets fordele er derfor indlysende: I alle de foregående oscillator typer har oscillatorrøret været koblet *direkte* over

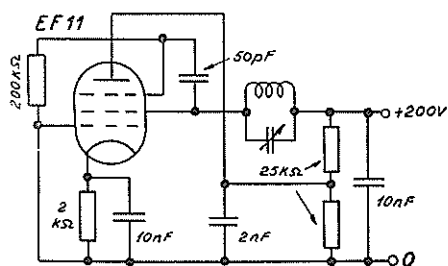


Fig. 6.

Transitron oscillator. De angivne værdier er typiske for en HF oscillator.

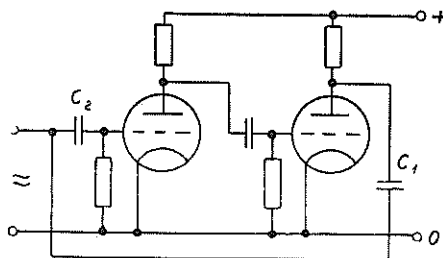


Fig. 7.

Franklin oscillator. Principdiagram.
 C_1 og C_2 kan være ganske små.

det frekvensbestemmende element: svingningskredsen. Frekvenskonstansen af den svingende oscillator afhænger altså direkte af rørets gitter-katode kapacitet og tilledningerne. Som bekendt varierer imidlertid rørkapaciteterne med opvarmningen, og resultatet bliver frekvensdrift.

I Franklin oscillatoren vil derimod — da såvel gitterkondensatoren C_2 som tilbagekoblingskondensatoren C_1 har meget små værdier — frekvensen praktisk

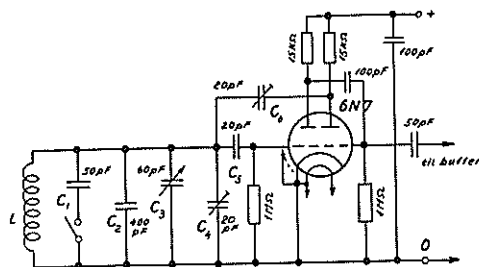


Fig. 8.

Komplet Franklin oscillator.

$L = 30$ vind. 0,7 mm emal.-tråd tæt viklet på 25 mm keram. form.

$C_1 = 50$ pF keramisk, Calit eller Tempa S.

$C_2 = 400$ pF keramisk, Calit eller Tempa S.

$C_3, C_4, C_5 = 1-20$ pF Philips lufttrimmere.

Oscillatoren indbygget og afskærmet fuldstændig i en godt ventileret metalkasse.

En frekvenskonstans på maks. ± 300 Hz i maks. 15 minutter skal kunne opnås.

talt alene blive bestemt af svingningskredsen.

Et praktisk eksempel på et komplet gennemprøvet Franklin oscillatortrin er vist i fig. 8. De to trioder er her eet rør: Duo-trioden 6N7. Svingningskredsen består af $L - C_1 - C_2 - C_3 - C_4$. C_2 og C_4 er trimmekondensatorer, C_3 afstemningskondensatoren, og C_1 kan indskydes, hvis oscillatoren skal bestryge området 3500—3650 kHz, ellers er området 3650—3825 kHz. Anodespændingen må være stabiliseret og oscillatoren efterfulgt af 1—2 buffertrin, for at hindre spændings- og belastningsvariationer. De forskellige forholdsregler, der må iagttages ved konstruktion af såvel denne som andre oscillatorer, vil blive behandlet i et senere afsnit.

Franklin oscillatorens største ulempe er det ringe output, som den iflg. sagens natur kun kan give.

Clapp oscillatoren.

I fig. 9 er vist princippet for denne oscillatorstype, der udmærker sig ved stor frekvenskonstans samtidig med simpel konstruktion.

Ser man i første omgang bort fra kondensatoren C , har vi diagrammet for en Colpitts oscillator med højfrekvensmæssig jordforbundet anode. Katoden „svæver“ derfor, og katodestrømmen må passere en drosselspøle.

Gøres i denne opstilling C_1 og C_2 store, vil rørets indflydelse på kredsen og dermed på frekvensen blive meget ringe. Af hensyn til kredsgodheden og svingningstilstanden er der imidlertid grænser for, hvor langt man kan gå ad denne vej. Den lille spole og belastningen fra røret vil stadig holde Q nede på en ret lav værdi.

I Clapp oscillatoren er nu indført kondensatoren C , der fungerer som afstemningskondensator. Den har en meget lille værdi i forhold til $C_1 - C_2$, og selve svingningskredsen kommer praktisk talt kun til at bestå af $L - C$, idet $C_1 - C_2$ næsten vil virke som kortslutning. Vi har altså opnået et stort L/C forhold, samtidig med at røret er shuntet af en stor kapacitet, d. v. s. højt Q . Heraf den store frekvensstabilitet.

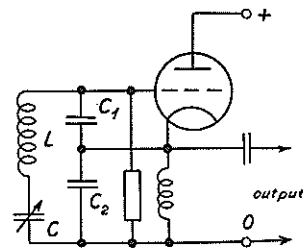


Fig. 9.

Clapp oscillator. Principdiagram.

På grund af at C_1 og C_2 er store kapaciteter, vil spændingerne over dem (i forhold til spændingerne over L og C) kun være små. Gøres forholdet mellem

C og C_1 — C_2 endnu mindre, er der derfor fare for, at spændingerne bliver så små, at oscillatoren går ud af sving. Der er også grænser for, hvor lille man kan gøre C af mekaniske hensyn, tilledninger o. s. v.

Forholdet C_1/C_2 afhænger af den for røret gunstigste tilbagekobling, men kan som regel være fra 1/1 til 3/1.

Clapp oscillatorens største ulempe er — ligesom for Franklin oscillatoren — det ringe output, man må nøjes med for at få den største frekvensstabilitet.

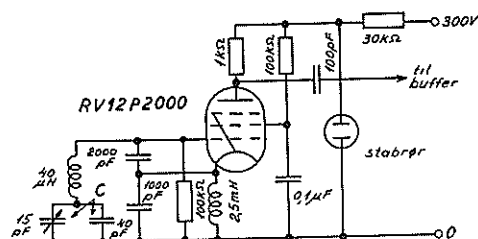


Fig. 10.

Komplet Clapp oscillator.

Output'et kan naturligvis aftages mellem katode og stel. Bedre er det imidlertid at aftage spændingerne over en 1 kΩ modstand, indskudt i anodekredsen. Modstanden kunne erstattes af en svingningskreds (røret en pentode), men dette har i praksis vist sig at være mindre heldigt med hensyn til tilbagevirkning.

Fig. 10 viser en i praksis gennemprøvet Clapp oscillator for 3,5 MHz området. Hermed er følgende resultater opnået: ± 10 Hz frekvensvariation for en anodespændingsvariation på 20 pct. Frekvensdrift ved opvarmning af glødetråd 10—15 Hz. Output over 1 kΩ: 3 volt eff. Det er en selvfølge, at alle komponenter, især i svingningskredsen, skal være førsteklasses, og at de almindelige retningslinier for frekvenskonstans overholdes.

Krystalstyring.

Den højeste frekvenskonstans opnås ved *krystalstyring*. Basis for dette er

den såkaldte „piezoelektriske effekt“, som er karakteristisk for visse i naturen forekommende krystaller, især *kvarts*. Udskæres af et sådant krystal på en bestemt måde en planparallel skive, og udsættes denne for varierende tryk-træk spændinger, opstår der elektriske ladninger af samme frekvens på krystallets overflader. Og omvendt: Tilføres overfladerne vekselspænding, vil krystallet foretage mekaniske svingninger. Krystallet har en mekanisk resonansfrekvens i lighed med en stemmegaffel, og det er denne, der sammen med et elektronrør, gør krystallet i stand til at virke som elektrisk svingningsgenerator med samme frekvens.

Krystalskiverne har rundt regnet en tykkelse på 1 mm for hver 100 m bølglængde, de svinger på. Frekvensen, der afgives fra en krystaloscillator, er overordentlig konstant, men er dog lidt afhængig af temperaturen. Skal en meget stor frekvenskonstans opnås (f. eks. for kommercielle sendere, radiofonisendere og målebrug), indsættes krystallet i en *thermostat*, som holder en bestemt temperatur, uafhængig af omgivelsernes temperatursvingninger.

Selve udskæringen af krystalskiverne og slibningen af disse er en ret van-

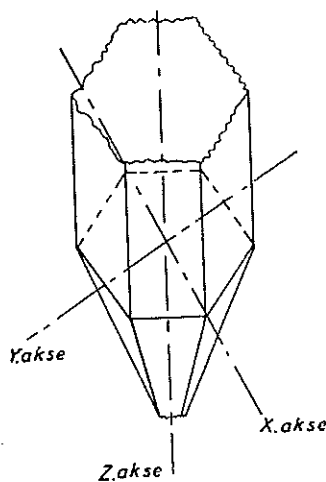


Fig. 11.

Kvartskrystallets akser.