

Temperaturkompensering af VFO

Af OZ7MA Arne R. Pedersen, Rønne Alle 34, 3450 Allerød

1. Inspirationskilde.

I sommeren 1992 læste jeg OZ5RB, Hans Bonnens interessante og meget spændende bog "Hemmelig Dansk Radiotjeneste under 2. verdenskrig". Heri er der et diagram af den dansk-byggende, illegale radiostation kaldet "telefonbogen", og det gav mig lyst til at prøve at bygge og benytte en sender noget i retning af den i "telefonbogen". Den er ganske simpel, består af et rør UF 21 som krystaloscillator og to stk. UBL21 i parallel i udgangstrinnet. Frekvensen er omkring 7 MHz.

Nu er det lidt upraktisk at køre krystalstyret på amatørbandene, især når man kører QRP. Derfor har jeg lavet en transistoriseret VFO kørende på 3.5 MHz. Den styrer så trioden i en ECF80, der kører frekvensfordobler. Pentoden i samme rør bruges som buffer, som så styrer udgangstrinnet, der blot består af et enkelt EL83. Der er overalt benyttet båndfilterkredse med fast afslutning, så der er ingen afstemningshåndtag udover frekvensindstillingen af selve oscillatoren. Output er knap 3 watt på 7 MHz CW-båndet.

Nu er rørsendere jo nok kun for gamle, nostalgiske radioamatører, så jeg skal ikke beskrive den del af senderen nærmere, men vil i det følgende holde mig til VFO'en. Forinden vil jeg dog lige nævne, at jeg i de godt to uger jeg kørte med senderen, inden den blev lånt ud, havde ca. 30 QSO'er med 18 lande, deraf en del med tilfældige tråde som antenne. Det var noget af en oplevelse at køre med en så lille sender, nu man i mange år har været vant til at bruge 25-150 watt output; man følte sig helt hensat til sin

allerførste tid som radioamatør med en ECO-koblet UBL21 som sender. Senderen skal senere bruges fra mit sommerhus.

2. VFO: Diagram, opbygning.

Fig. 1 viser VFO'ens diagram. Oscillatoren er en Clapp-oscillator med en dual-gate FET, 3N206, som jeg valgte alene fordi jeg havde en del transistorer af denne type ligende. Man kan i stedet bruge næsten enhver n-kanal single-gate FET - i hvert fald hvis man bruger en noget højere spænding end de 3.8 V DC, jeg har brugt, se senere. Oscillatoren efterfølges af en anden 3N206 som source-følger for at isolere oscillatoren. Udgangstrinnet er en bipolar transistor fra rodekassen; mange andre typer kunne være benyttet. Spolen har 10 vindinger med udtag ved 2 vdg. til neutrodstabilisering. Komponentværdierne 33 pF og 120 ohm i neutrodstabiliseringskredsløbet er fundet rent eksperimentelt ved at sætte et 3.5 MHz signal på kollektor og så vælge kondensator og modstand, så at signalet på basis bliver mindst muligt - naturligvis uden signal fra oscillatoren, men med DC spænding tilsluttet. Belastet med 150 ohm (indgangsimpedansen af doblerens gitterkreds) er udgangsspændingen ca. 1.5 V_{eff}. Strømforbruget er ca. 20 mA.

For at undgå opvarmning fra rørene er VFO'en opbygget for sig i en Eddystone silumin-kasse, ca. 12x9x6 cm³. Kassen er med en aluminiumsplade delt i to rum, hvoraf det ene indeholder drejekondensator, oscillatorspole og et lille print med selve oscil-

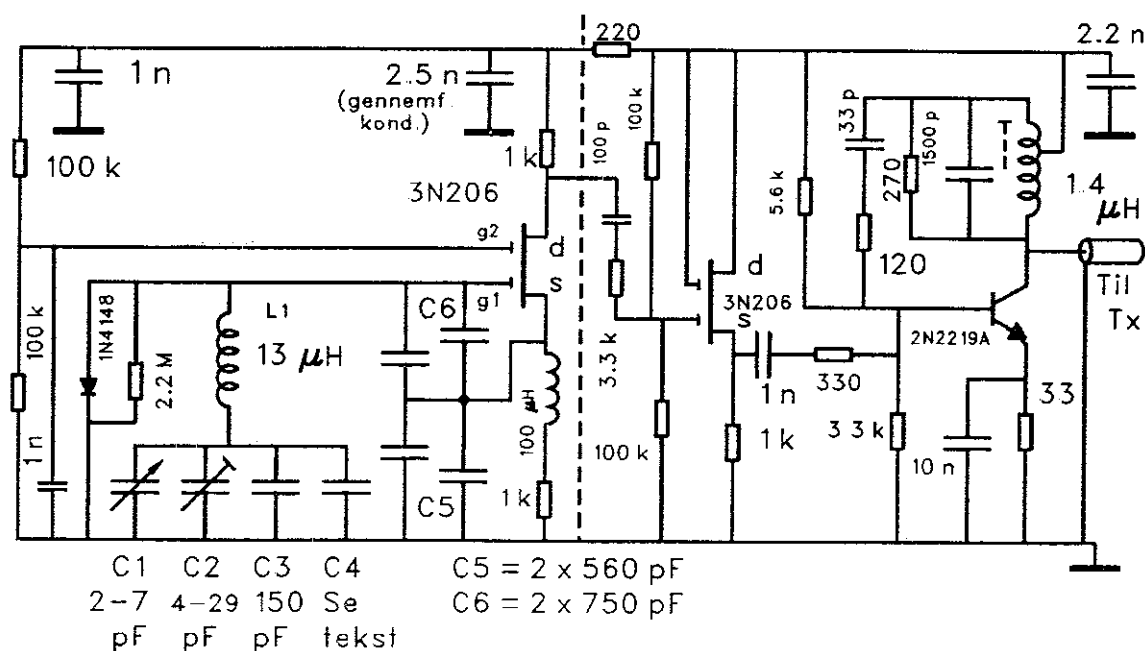


Fig. 1. 3,5 MHz VFO.

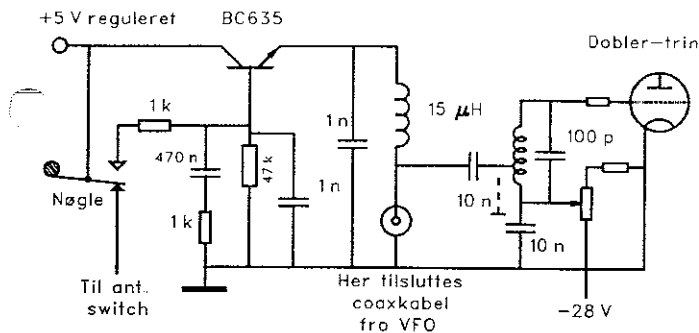


Fig. 2. Strømforsyning og nøgling af VFO'en.

latoren, medens det andet rum indeholder et lidt større print med source-følger og udgangstrin. Når blot opbygningen er mekanisk stabil, er det ved denne lave frekvens iøvrigt ret ligegyldigt, om man bygger på print, klembrætter eller støttebykke.

3. Strømforsyning. Nøgling.

VFO'en strømforsynes fra selve senderen gennem det samme coaxkabel, som overfører HF-signalet. På fig. 2 er vist, hvorledes dette er arrangeret. DC strømmen tilføres via en drosselspole på 15 µH, og HF-signalet føres videre via en kondensator til gitterkredsen af doubleren, hvor spændingen optransformeres. DC spændingen fås fra en 5V regulator efter en ensretter, der fødes fra 6.3 V glødestrømsviklingen på nettransformeren (ikke vist i fig. 2). Jeg har nøglet via en transistor for at få mulighed for at "shape" tegnets front, men man kunne også udelade transistoren og så forbinde nøglens (eller nøglerelæets) forkontakt direkte til drosselspolen. Bagkontakten bruges til at styre en diodeswitch, der frakobler modtagerantennen et øjeblik før tegnet starter og først tilkobler den igen efter at tegnet er afsluttet, så at man får fuldt break-in. Ved nøgling via transistoren bliver der kun 3.8 V DC til VFO'en, men det har vist sig at være tilstrækkeligt.

4. Afstemningsområde.

VFO'ens afstemningsområde er ca. 3500-3530 kHz, så at senderen kommer til at dække området ca. 7000-7060 kHz, altså lidt mere end CW-båndet. De kondensatorer, der indgår i oscillatorens frekvensbestemmende kredsløb er C1 til C6 samt FET'ens lille indgangskapacitet. C1 er drejekondensatoren, C2 er en Philips lufttrimmer (rørtrimmer), hvormed man stiller frekvensen ind til netop 3500 kHz med C1 drejet helt ind, og C3 er en fast, keramisk kondensator med temperaturkoefficient TC = 0 (nominelt). C4 er foreløbig en keramisk kondensator på 30 pF med TC = 0. I alt er C1 til C4 meget nær 200 pF tilsammen.

C1 kan varieres ca. 5 pF. Det vil sige, at den samlede kapacitet af C1 til C4 kan varieres ca. 2.5 %. Hvis vi benyttede en oscillatorstype, hvor C1 til C4 lå direkte over oscillatorspolen (f.eks. en type, hvor

spolen har en udtag), så ville vi få en procentisk frekvensvariation, der var halvt så stor som den procentiske kapacitetsvariation, altså ca. 1.25%. Oscillatoren ville så dække området ca. 3500-3544 kHz. Fordelen ved Clapp-oscillatoren er, at der ligger en meget stor kapacitet, C6, parallelt over transistorens indgangskapacitet, hvorved ændringer i sidstnævnte som følge af temperatur-, spændings-, belastningsændringer eller nøgling næsten ingenting betyder. Til gengæld bliver det lidt sværere at beregne oscillatorens frekvensområde, idet nu både C5 og C6 indgår i beregningerne. Disse to kapaciteter på hhv. 1120 og 1500 pF ligger i serie med hinanden og bliver tilsammen.

$$\frac{C5 \cdot C6}{C5 + C6} = \frac{1120 \cdot 1500}{1120 + 1500} = 641 \text{ pF}$$

Denne kapacitet ligger i serie med de ca. 2000 pF fra C1 til C4 og bevirker, at frekvensændringen ikke bliver de 1.25% men kun ca.

$$\frac{641}{200 + 641} \cdot 1,25\% = 0,95\%$$

hvorved frekvensområdet udregnes til 3500-3533 kHz. I min opstilling er området 1 eller 2 kHz mindre, så C1 har nok en variation på lidt mindre end 5 pF.

5. Temperaturkompensering.

Moderne stationer med frekvenssyntese har en frekvensstabilitet, som det er svært for selvbyggeren at hamle op med. CW-folk forsyner ofte deres stationer med meget smalle filtre, hvorved selvbyggeren let risikerer, at hans sender i løbet af en længere modtagingspause er krøbet så meget i frekvens, at modparten slet ikke hører ham, når han får nøglen igen. Derfor må man i dag gøre en ekstra indsats for at opnå en rimelig frekvensstabilitet. Den første og mest effektive forholdsregel er at bygge en transistoriseret VFO i en kasse for sig, så at man undgår opvarmning fra den øvrige del af senderen. Men hvis temperaturen i rummet - og dermed af VFO'en - ændrer sig, vil man stadig få frekvenskrybning, medmindre VFO'en er temperaturkompenseret. Hovedformålet med denne artikel er at vise, hvorledes man kan lave en sådan kompensering.

Det er noget af en tålmodighedsprøve at gennemføre et sådant projekt. VFO'en skal være i sin endelige, mekanisk stabile opbygning med låget monteret. Inde i kassen, i nærheden af oscillatorspole og kondensatoren skal der være et termometer (se senere). Under målingen skal opvarmning og afkøling ske meget langsomt, så at man er sikker på, at termometeret og alle komponenter i oscillatoren har samme temperatur. Opvarmning kan ske ved at lade en lampe lyse på VFO'en, først i stor afstand,

f.eks. 60 cm, og efterhånden som man skal måle ved højere temperaturer, sætter man lampen tættere på. Tilsvarende fjerner man efterhånden lampen mere og mere ved afkøling. Man må arbejde i et koldt rum for at kunne måle lidt under normalt stuetemperatur. Hver gang man har lavet en ændring må man vente i lang tid, før der måles. Frekvensen måles med en frekvenstæller, evt. med en stabil modtager med digitalt frekvens-display. Det er klogt ikke alene at notere sig temperatur og frekvens, men også tidspunkt for målingen, så at man senere kan skønne over, om man evt. har målt for hurtigt, hvis nogle målepunkter skulle falde "mærkeligt" ud.

Fig. 3 viser nederst mine målepunkter med $C4 = 30 \text{ pF/TC} = 0$. Punkterne er fundet ved først at lade temperaturen stige, dernæst falde, så stige igen og slutteligt atter falde. Af punkternes forholdsvis lille spredning ses, at forsøget åbenbart er reproducerbart, hvilket er første betingelse for, at projektet skal lykkes. Der er så på øjemål tegnet en punkteret, ret linie igennem punkterne. Den skærer frekvensaksen i punktet ($14,0 \text{ }^\circ\text{C}$, $3515,41 \text{ kHz}$) og temperaturaksen i punktet ($24,4 \text{ }^\circ\text{C}$, $3514,50 \text{ kHz}$). Vi ser altså, at oscillatorens frekvens falder med voksende temperatur, hvilket man også vil forvente, idet både spole, drejekondensatorens og lufttrimmerens værdi må forventes at vokse med temperaturen. Af den punkterede linies hældning kan vi udregne den relative frekvensændring. Den er så lille, at det nu er upraktisk at regne i %, vi regner derfor nu i ppm (parts per million eller Hz pr. MHz). Endepunkterne af den punkterede linie viser, at frekvensændringen er $910/3.515 = 259 \text{ ppm}$ (eller Hz/MHz). Dette er for en temperaturændring på $24,4 - 14,0 = 10,4 \text{ }^\circ\text{C}$, så pr. grad fås $-259/10,4 = \text{ca. } -25 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, idet frekvensen falder, når temperaturen stiger.

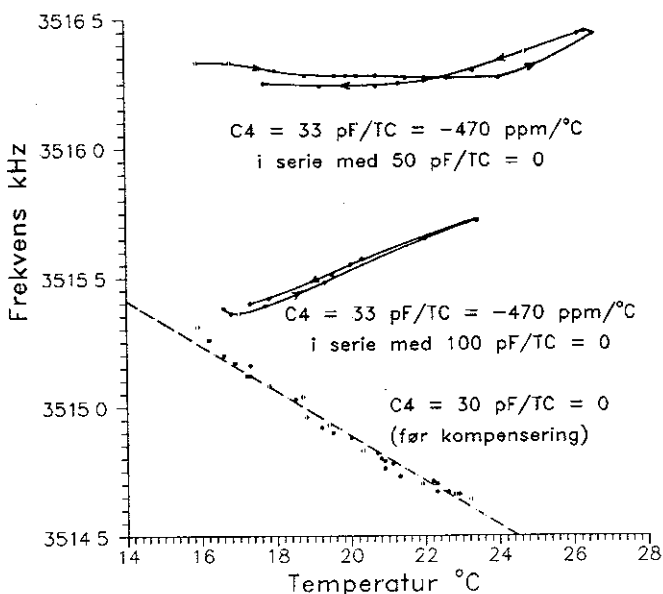


Fig. 3. Frekvensændring som funktion af temperatur.

Hvis vi nu betragtede den samlede afstemningskapacitet tværs over oscillatorspolen, så skulle dens relative værdi ændre sig dobbelt så meget som ovennævnte relative frekvensændring, altså $-50 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, for at opnå kompensering. Men hvis man i stedet for anbringer en kondensator med negativ temperaturkoefficient i parallel med drejekondensatoren (fordi det måske er lettere at komme til at lodde den på her), så slår den negative temperaturkoefficient ikke fuldt igennem, ganske som vi så det for drejekondensatorens vedkommende ved beregning af afstemningsområdet. Nu ønsker vi, at den totale afstemningskapacitet skal have $-50 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, derfor $C1$ til $C4$ (ialt ca. 200 pF) til sammen have en noget større negativ temperaturkoefficient, nemlig

$$\frac{200 + 641}{641} \cdot (-50) = -66 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

Vi kan nu erstatte $C4$ med temperaturkoefficient $\text{TC} = 0$ med en kondensator med nogenlunde samme kapacitetsværdi, men med en negativ temperaturkoefficient. Kapacitetsværdien behøver ikke at være eksakt den samme, fordi vi med lufttrimmeren $C2$ har mulighed for at justere frekvensen, så man kan få 3500 kHz for fuldt inddrejet kondensator $C1$. Hvis vi vælger den nye $C4$ til også at være 30 pF , så skal dens temperaturkoefficient være

$$\frac{200}{30} \cdot (-66) = -440 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

Hvis vi i stedet for bruger en 22 pF kondensator og så drejer $C2$ 8 pF yderligere ind (hvis muligt), så skal de 22 pF have temperaturkoefficienten

$$\frac{200}{22} \cdot (-66) = -600 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

Keramiske kondensatorers temperaturkoefficient er ofte angivet ved en farvekode (ligesom kapacitetsværdien og tolerancen), se diverse håndbøger og fabrikanternes kataloger. F.eks. betyder sort $\text{TC} = 0$, orange $\text{TC} = -150 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, gul $\text{TC} = -220 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, grøn $\text{TC} = -330 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$, blå $\text{TC} = -470 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ og violet $\text{TC} = -750 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$. Men man skal ikke stole blindt på disse tal, de kan være ret usikre. Derfor må man også kun betragte ovenstående beregninger som vejledende, så man har lidt idé om, hvor man skal starte sine eksperimenter, som er ganske nødvendige, hvis man vil nå et rimeligt resultat.

Jeg fandt en $33 \text{ pF/TC} = -470 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ kondensator og forsøgte først at erstatte $C4$ med den, men $C2$ kunne ikke dreje tilstrækkeligt ud til at rumme det rigtige afstemningsområde. Derfor erstattede jeg $C4$ med nævnte 33 pF kondensator i serie med en $100 \text{ pF/TC} = 0$. Tilsammen skulle de så give $25 \text{ ppm/}^\circ\text{C} =$

-353 ppM/°C. Efter ovenstående beregning skulle dette give lidt for lille kompensering.

Midlertid viser den midterste kurve i fig. 3, at vi faktisk har opnået en overkompensering, idet frekvensen nu stiger med voksende temperatur og falder med aftagende temperatur (som antydnet med pilene). Forklaringen på afvigelsen kan være: (1) at de 33 pF i virkeligheden har en temperaturkoefficient (TC), der er noget større end den nominelle, (2) at de serieforbundne 100 pF med nominel TC = 0 i virkeligheden har en lille negativ TC, eller (3) at den fjernede 30 pF/TC = kondensator i virkeligheden har haft en lille positiv TC.

Derefter erstattede jeg de 100 pF med en 50 pF/TC = 0 kondensator og drejede C2 noget ind, så jeg igen ramte det ønskede afstemningsområde. Af den øverste kurve i fig. 3 ses, at vi nu har ramt målet ganske godt, idet frekvensen nu er omtrent uafhængig af temperaturen i området fra 18 til 24 °C. Dermed stillede jeg mig tilfreds. Man får naturligvis en helt så stor frekvenskrybning, målt i Hz, på 7 mHz end den der fremgår af fig. 3.

6. Termometre.

Man kan naturligvis godt bruge et sprit- eller kviksølvtermometer ved disse undersøgelser, men det kan godt være lidt besværligt at få det anbragt inde i den lukkede kasse og samtidig kunne aflæse det. Det vil som regel være mere praktisk at bruge et elektronisk termometer. Har man adgang til et kommercielt, elektronisk termometer (føleren er oftest et Ni-Cr, nikkel-krom, termoelement), så bruger man selvfølgelig det. Men har man et digitalt multimeter, er det ikke svært at lave sig et elektronisk termometer, der er tilstrækkelig nøjagtigt til vor brug.

Fig. 4 viser to termometre med temperaturfølere AD590 eller AD592 fra Analog Devices (se telefonbog fra København). De ligner små transistorer i hhv. metal- og plastikhus. I fig. 4a viser millivoltmeteret 1 mV pr. grad absolut temperatur (kelvin); hvis man altså trækker 273 fra det viste antal millivolt, har man celsius-temperaturen. I fig. 4b er den ene klemme på millivoltmeteret forbundet til potentialet +273

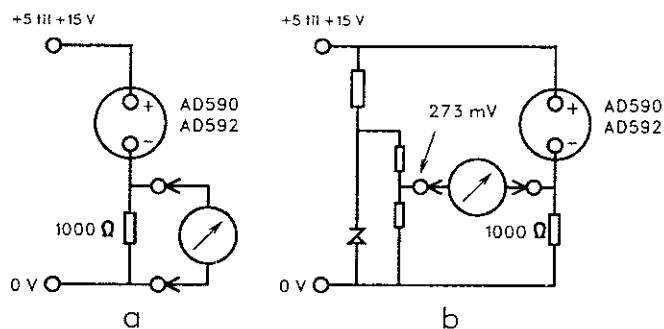


Fig. 4. Halvledertermometre. a viser absolut temperatur (kelvin), b viser celsius-temperatur (°C).

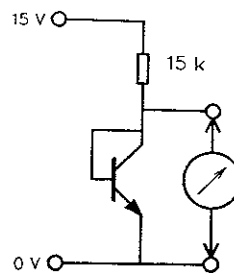


Fig. 5. Simpelt halvledertermometer med transistor.

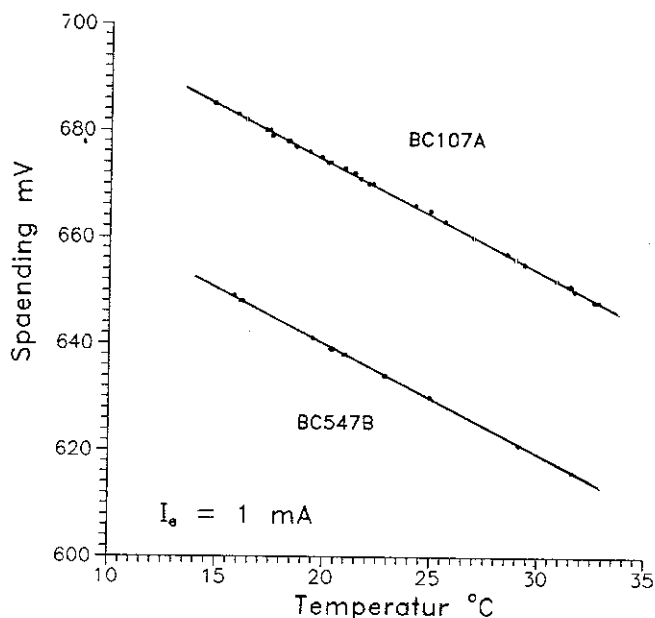


Fig. 6. Kalibreringskurver for transistor-termometre.

mV (fremskaffet med en stabil zenerdiode og et par modstande), hvorved det viste antal millivolt netop bliver celsius-temperaturen (°C). Hvis 1000 ohm modstanden er nøjagtig, og millivoltmeterets indgangsmodstand er mindst 1 Mohm, skulle det ikke være nødvendigt at kalibrere termometeret.

Et endnu simplere termometer kan man lave af en ganske almindelig transistor, diodekoblet som vist i fig. 5. Emmitterstrømmen behøver ikke netop at være 1 mA, men den skal holdes konstant. Her er det nødvendigt at foretage en kalibrering ved at pakke transistoren ind sammen med f. eks. et kviksølvtermometer og så varme langsomt op ved at lade en lampe lyse på "pakken". I fig. 6 er vist mine kalibreringskurver for to transistorer.

Termometrene i fig. 4 og 5 kan maksimalt bruges fra -50 til +150 °C - men så stort et område er jo uden interesse i vort tilfælde.

OZ