

Selvbygget HF transceiver

Av LA9WJ Håkon Indseth

Jeg forsøker å lage en kompakt og enkel amatørstasjon som egner seg for mobilt bruk. Amatørstasjonen er bygd opp av små moduler slik at det blir mindre arbeid å gjøre forandringer dersom en vil forsøke å forenkle eller forbedre løsningene, eller vil forsøke kretsløsninger med lavere strømforbruk (RX). En del av modulene er bygd sammen i en fart (som en eksperimentoppkobling) for å utprøve andre deler av konstruksjonen. Stasjonen er med andre ord i stadig forandring. Det er ikke min mening å lage en nøyaktig byggebeskrivelse.

Oppkobling (mekanikk)

PA-trinnet og antennefilteret er bygd på glassfiberplater med kobberbelegg på begge sidene. Med en skarp kniv og en nålefil, risses brudd slik at en lager loddeland som gir elektrisk forbindelse mellom komponentene. Disse relativt store delene loddes på platen – tildels som overflatekomponenter.

De øvrige enhetene er bygd opp på Veroboard med isolerte loddeland for hvert hull, og evt. «jordplan» på komponentsiden. Ved å planlegge komponentplasseringen nøye, kan de fleste forbindelsene lages med loddebroer mellom naboloddepunkter. De øvrige forbindelsene lages ved å benytte lakkisolert kobbertråd på komponentsiden.

Lokaloscillator (VCO)

For å kunne innstille stasjonen raskt og nøyaktig på en ønsket frekvens, benyttes en syntesestyrt oscillator. Frekvensen innstilles på fem store tommehjulvendere til nærmeste hele kHz og finjusteres (± 1 kHz) ved å endre på frekvensen til referanseoscillatoren (VXO). Frekvensområdet til lokaloscillatoren er ca. 5–30 MHz slik at C-MOS-kretser kan benyttes for å oppnå lavt strømforbruk.

For å få en oppløsning på 1 kHz, neddeles VXO'en fra 2048 kHz til 1 kHz med 4020 eller 4040. Neddelerne 74HC190 (4029) «presettes» til ønsket deletall etter hver 1 kHz puls. Faselåsingskretsene (PLL) sørger for at denne pulsen er på 1 kHz ved å styre likespenningen til VCO'en. Ved faselåsning må neddelerne telle like mange perioder fra VCO'en som vist på tommehjulvenderne for hver 1 kHz puls (som er utgangssignalet fra de 5 neddelerne). Deletallet er med andre ord det samme som fre-

kvensen i kHz til VCO'en. Ved å benytte en mellomfrekvens på 9 MHz, vil også de tre siste sifferne for VCO og arbeidsfrekvens være de samme. De to første sifferne (hele MHz) kan eventuelt kodes slik at riktig verdi blir satt av båndvelgeren. Kun tre tommehjulvendere vil da være nødvendig. Disse kan også erstattes med «syv segment display» med dekodere og opp/ned-tellere for steping (tuning) av frekvensen. VXO'en er bygd opp med en variabel kondensator med merking (skala) som tar hensyn til avvik mellom bånd og eventuelt avvik fra 9 MHz (USB/LSB).

I neddelerne er det benyttet en 10/11-deler. Dette er en teknikk som er benyttet for å senke frekvensen til de fem neddelerne og for å senke strømforbruket. For hver 1 kHz-periode telles like mange 11-perioder som 1 kHz tommehjulvenderen viser, og en opprettholder oppløsningen på 1 kHz.

Tilsvarende teknikk kan benyttes helt opp til 250 MHz med S89 (100/101-deler) fra Siemens, slik at en kan benytte 10-delere.

Innlesning av frekvens kan gjøres direkte (d.v.s. i det menneskelige titallsystemet) fra tommehjulvenderne uten spesiell logikk. (Unnskyld presiseringen – den er ment for mulige softwareorienterte lesere).

Selve oscillatoren (VCO) er laget med fem transistorer (en IC). Tilbakekoblingen er tatt ut over en motstand på 470 ohm for å forenkle båndvendingen.

Med AGC-kretsen unngås at oscillatoren går i metning (klipper). Dette øker stabiliteten, og gjør at utgangssignalet er sinusformet med samme nivå for alle bånd.

Faselåsingskretsen (PLL)

Fasedetektoren (4013) virker også som frekvensdetektor, og vil gi ut korrekasjonsspenning til VCO både ved frekvens og faseforskjell mellom 1 kHz pulser fra neddelerne til VCO og VXO. Ved å benytte to enkle vippekretser, unngås dødgang (ulineær) som er et problem ved en del kompliserte fasedetektorer.

Dersom VCO'en ikke blir frekvensmodulert med støy fra 12V, belastningsvariasjoner eller mekaniske vibrasjoner, korrigeres VCO kun for temperaturdrift etter innsvinging (faselåsning). Dette er små endringer som tilføres VCO'en i

form av energien i korte pulser fra 4013-vippene. Disse pulsene har lite energi på lave frekvenser (1 kHz, 2 kHz, 3 kHz o.s.v.), og blir tilstrekkelig filtrert (integrert) i sløyfefilteret (0,22 uF9). Transistorene etter 4013-kretsene virker som strømgeneratorer for å få en effektiv integrator, også ved lave DC-spenninger til VCO'en. Det er ikke mulig å oppnå samme funksjon med en OPAMP, da denne vil være for treg. Transistorene må ikke gå i metning (benyttes som brytere).

Det er viktig at oscillatorene er støysvake, at neddelerne ikke har jitter, samt at det ikke trekkes likestrøm fra styrespenningen til VCO'en, da dette vil føre til økt rippel og dermed uønsket modulasjon av VCO'en.

Støyen er målt til ± 70 dB rel. til, og 1 kHz fra VCO-signalet målt med 30 Hz båndbredde. Virkemåten til PLL-kretsen kan sammenlignes med en forsterker med negativ tilbakekobling. Hvis det i sløyfen er en fasedreining på 180 grader ved en frekvens hvor forsterkningen er større enn 1, vil det oppstå uønsket oscillasjon. Dette kan skje hvis en forsøker å øke filtergraden i sløyfefilteret, men det er fullt mulig å redusere sløyfebåndbredden dersom dette gjøres kontrollert.

Mottakerkretser

Signalet fra antennen filtreres gjennom antennefilteret og gjennom RX/TX-filter (LPF eller BPF). Mellom filterne kan det innkobles en HF-forsterker (med 2N6660 som i TX-forsterker). Båndfilteret (10–30 MHz) er et variabelt bredbåndfilter med fire avstemte kretser. Det har en båndbredde som er noe større enn amatørbandene. Nivåvariasjonen er målt til ca. 0,2 dB innenfor et bånd (uten etterjustering), og dempningen er 75 dB ved 10 MHz og 65 dB ved 21 MHz for BPF når dette er justert for 20 m-båndet.

Virkemåten til resten av mottakeren skulle fremgå av skjemaet. Det er benyttet AGC-styring fra LF-signalet for å øke det dynamiske området til produktetektoren i håp om at at smalbåndet LF-filter vil gi en brukbar CW-mottaker. Produktetektoren (40822) bør muligens byttes ut med en balansert detektor som gir mindre AM-deteksjon.

Senderkretser

I foninngangen er høyohmig for tilkobling av krystallmikrofon. LF-signalet er AC-koblet til balansert modulator med to koblingskondensatorer for å forbedre utbalanseringen av bærebølgen. Blanderen (balansert modulator) benyttes også som DSB-begrenser (klipper) slik at en minker faren for overmodulasjon og oppnår en enkel form for LF-kompresjon, avhengig av LF-forsterkningen. Det er bygd inn dynamikkompresjon i tillegg til DSB-klippingen. Klipping på SSB er bedre, men krever ekstra krystallfilter.

Etter filtrering og forsterkning, blandes SSB-signalet med VCO-signalet i en tilsvarende mikser som benyttet i den balanserte modulator. Det var nødvendig å innføre en ekstra forsterker (buffer) etter VCO'en for å unngå modulasjon av VCO'en under sending.

Filtrering (RX/TX-filter) forsterkes signalet med to felteffekttransistorer. Forsterkningen justeres slik at overmodulasjon unngås – max. utgangseffekt skal være begrenset av DSB-klipper – ikke ved at et etterfølgende trinn klipper!

Forspenningskretsen til PA-transistorer kan betraktes som en spenningsregulator med base-emitterspenningen til BD529 som temperaturavhengig referansespenning. Denne transistoren er montert på kjøleplatene til PA-transistorer, slik at effektiv temperaturstabilisering av arbeidspunktet til utgangstrinnet oppnås.

Utgangssignalet (ca. 40 W) filtreres gjennom et LPF for hvert bånd før signalet når antennen. PA-transistorer er koblet i mottakt. Dette øker impedansene på inngang og utgang, slik at spenningsforholdet (og tapene) i bredbåndstransformatorer blir mindre.

Komponenter

Jeg forsøker å benytte de mest populære «komponentfamilier» som benyttes i industrien (standardkomponenter) for å få en «tidløs» konstruksjon. Transistorer, operasjonsforsterkere og digitale kretser av typen 74HC... (High Speed C-MOS) vil bli foretrukket. Kretser som inneholder mange funksjoner kan fort bli ukurante og bør unngås. Min erfaring er også at kompliserte kretser har enkelte svakheter som gjør at det stadig kommer nye utgaver. Standardkretser har den fordel at pinnetilkoblingen er uendret, selvom teknologien endres. Som 9 MHz forsterker er den «gamle», men fortsatt populære, MC1350 valgt. Denne har noe høyt strømforbruk, men gir en enkel og god kretsløsning.

Spoler og kondensatorer kan idag lages mindre enn i «rørtiden» som følge

av nye materialer (feritt, plast og keramiske materialer). I utgangsfilteret benyttes dog glimmerkondensatorer. En del av de ferittmaterialene som jeg har benyttet, kan være vanskelig å få tak i. Viklingstallet til spolene er kun veiledende.

Transformatorer i PA-trinnet er bygd opp av tohullskjerner (eller toroidkjerne). Ytterlederen fra en koaksialkabel benyttes som den ene viklingen, og de øvrige viklingene er tredd gjennom ytterlederen etter først å ha tredd gjennom to plaststrømper. 2 x 5 toroider (fra Philips med ferittmateriale av typen 4C6) med diameter på 9 mm, kan benyttes som drivertransformator, og 2 x 8 toroider med diameter på 14 mm kan benyttes som utgangstransformator.

Begrensningene er gitt av max. temperatur på ferittmaterialene, min. L-verdi ved laveste frekvens og tap som følge av dårlig kobling (spreddefelt) ved høyeste frekvens.

I VCO benyttes trimbare spoler.

Motivasjon

Det er lettere å lage en stabil oppkobling med transistorer og IC'er enn med radiorør. Dette kommer av at en opererer med lavere impedanser som tåler større kapasitiv kobling mellom kretsene før det oppstår uønsket oscillasjon. Uønsket tilbakekobling gjennom 12 V må fjernes ved å øke filtreringene. Derimot må tilbakekoblinger som følge av uheldige sløfestrømmer (fellesim-

pedanser) kureres ved å flytte på avkoblingene, benytte balanserte trinn (som MC1350) e.l. Det er for enkelt å tro at all ustabilitet kan fjernes ved å øke antall avkoblinger som like godt kan føre strømmen på ville veier. Ved å benytte transformatorer i PA-trinnet, har en kontroll over HF-strømmene i jordplanet som ofte er en kilde til uønsket tilbakekobling. Dersom ett forsterkertrinn oscillerer, kan impedansen på inn- og utgang ofte senkes slik at det opphører eller en kan senke forsterkningen ved å øke motkoblingen.

Lykke til.

*

Skjemaene på neste side er tegnet separat for hvert kretskort. Sammenkoblingen av kortene er markert med bokstaver inne i en sirkel. Lik bokstav kobles sammen.

Alle spolene er angitt med en bokstav pluss antall tårn. Bokstaven gir kjerne-materialet etter følgende tabell:

A	Philips 4322 02097160 materiale 4C6
B	Philips 4322 02097170 materiale 4C6
C	Philips 4322 02097180 materiale 4C6
D	Neosid 1050/1 13,5 x 13, 5 x 7, 4 mm Grey
E	Neosid 4326R/1 6,3 x 4 mm, F29, ui = 10
F	Neosid 4327R/2 12,7 x 6,3 mm, F29, ui = 10
G	Vogt, Orange



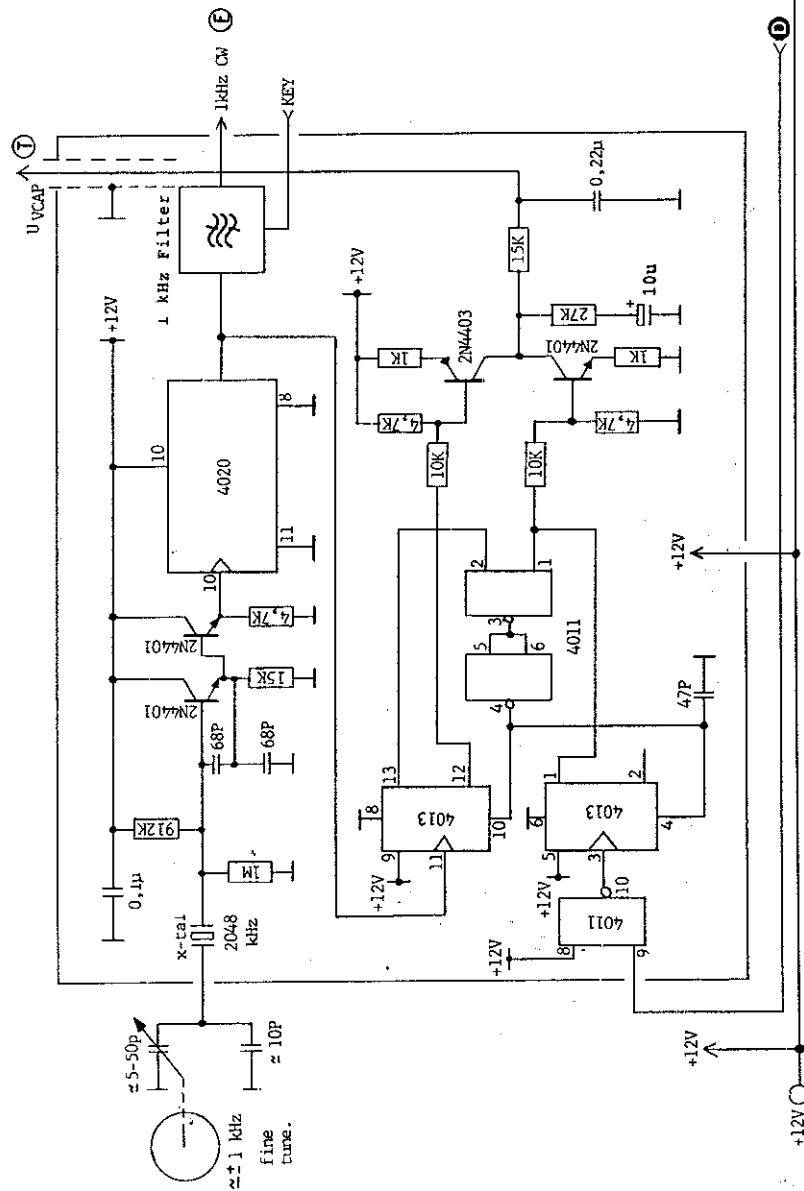


Fig. 7 Vxo/PLL

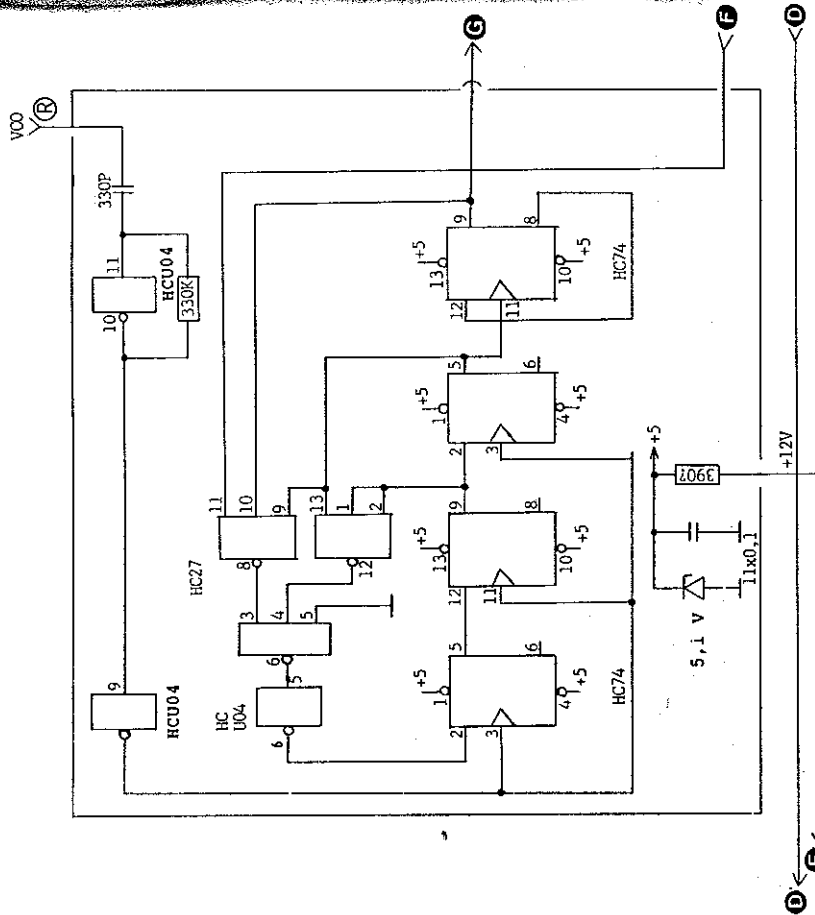


Fig. 8 10/11 deker

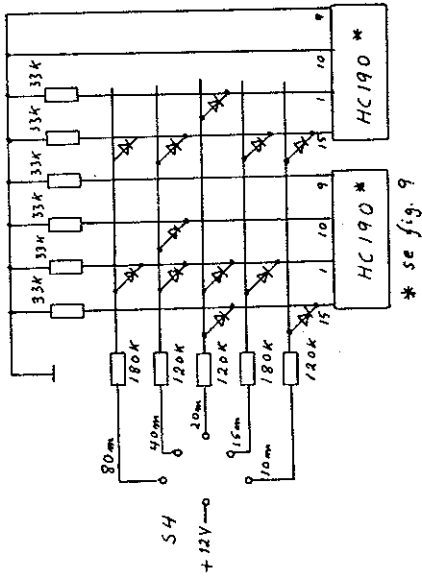
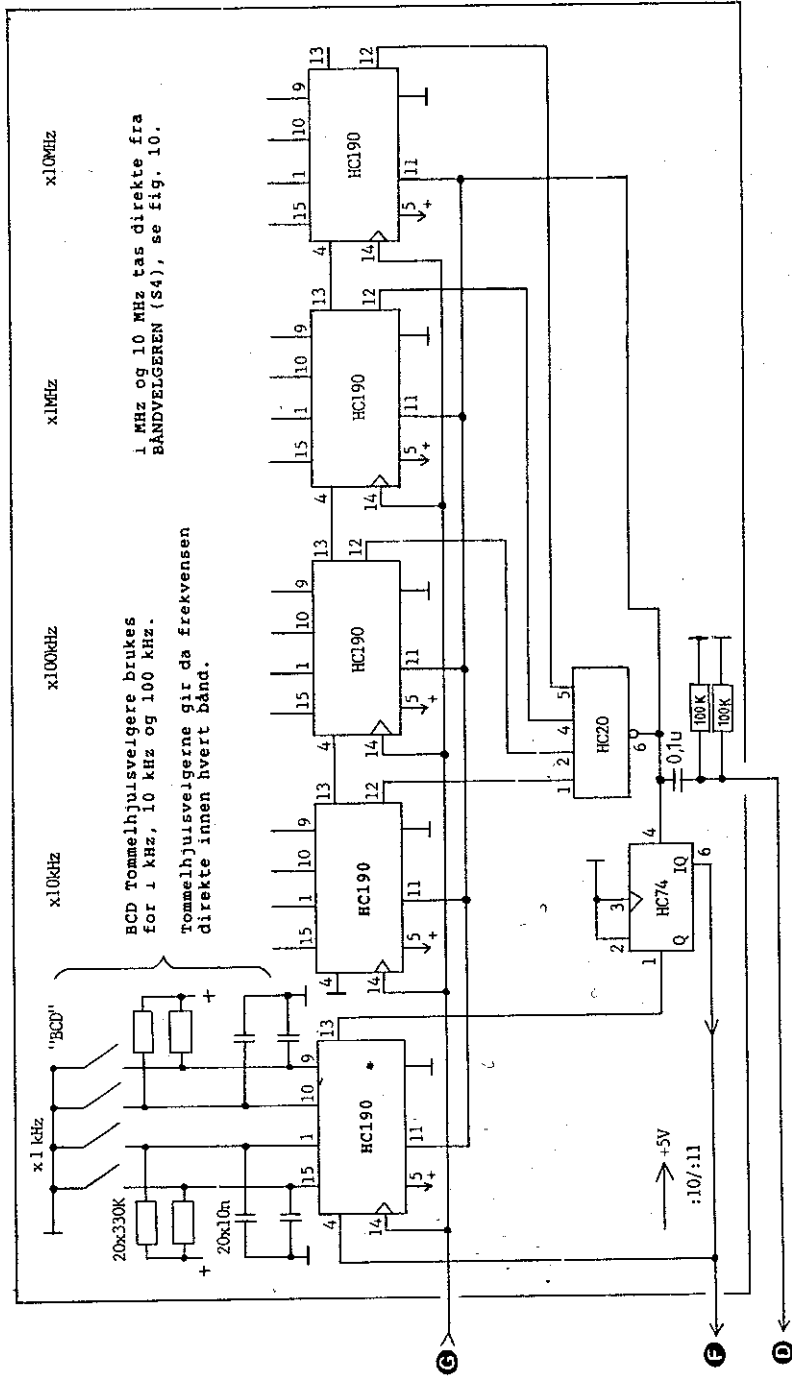


Fig. 10 1 MHz og 10 MHz direkte fra bandveigeren

Fig. 9 Frekvensdeler

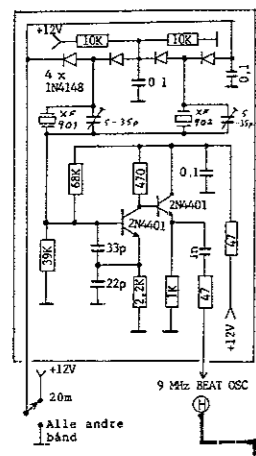


Fig 1 Beat-oscillator

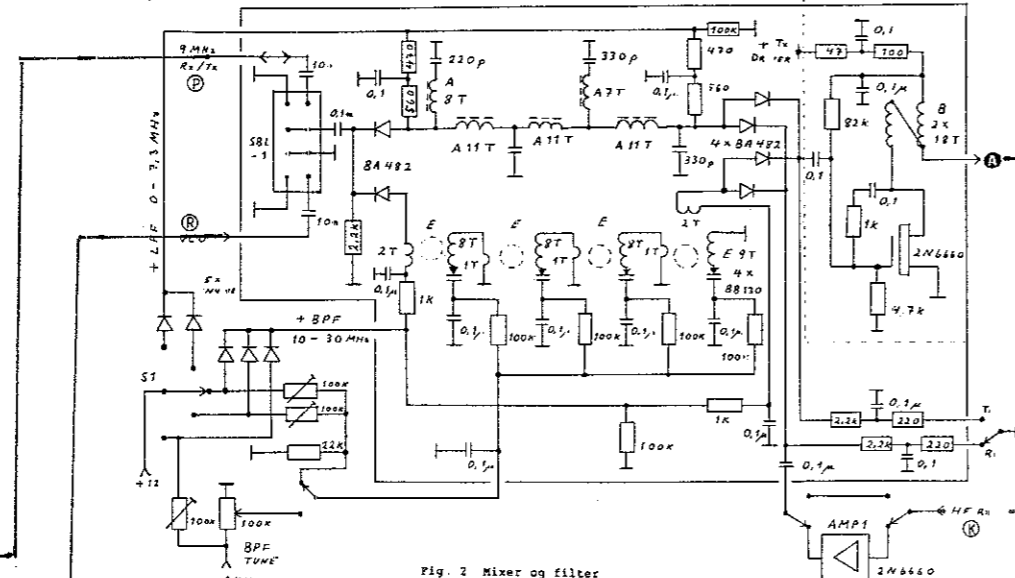


Fig 2 Mixer og filter

AMP1 lik forsterkeren med 2N6660 som er stiplet på fig. 2

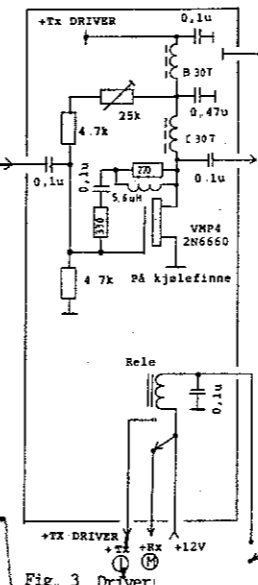


Fig 3 Driver

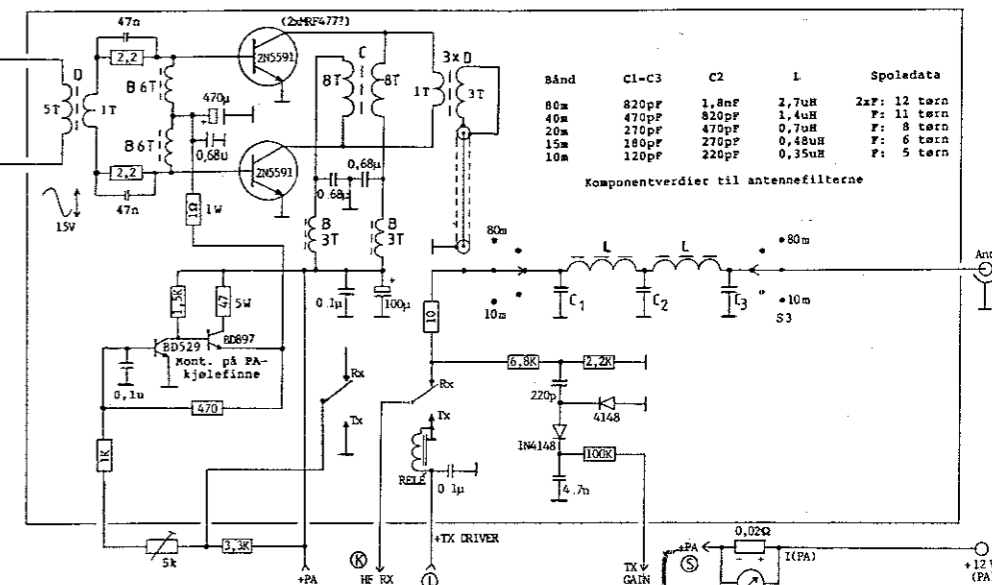


Fig 4 PA og antennefilter

Bånd	C1-C3	C2	L	Spoledata
80m	820pF	1,8nF	2,7uH	2x: 12 torn
40m	470pF	820pF	1,4uH	F: 11 torn
20m	270pF	470pF	0,7uH	F: 8 torn
15m	180pF	270pF	0,48uH	F: 6 torn
10m	120pF	220pF	0,35uH	F: 5 torn

Komponentverdier til antennefilterne

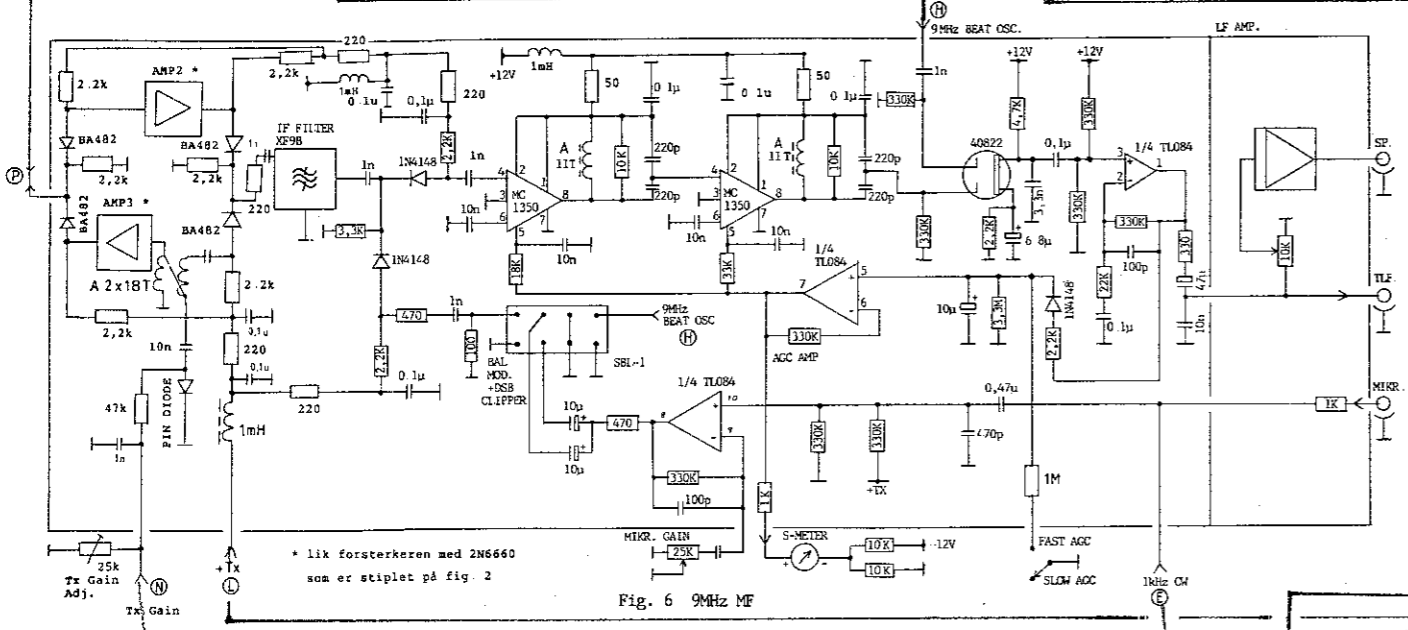


Fig 6 9MHz MF

* lik forsterkeren med 2N6660 som er stiplet på fig 2

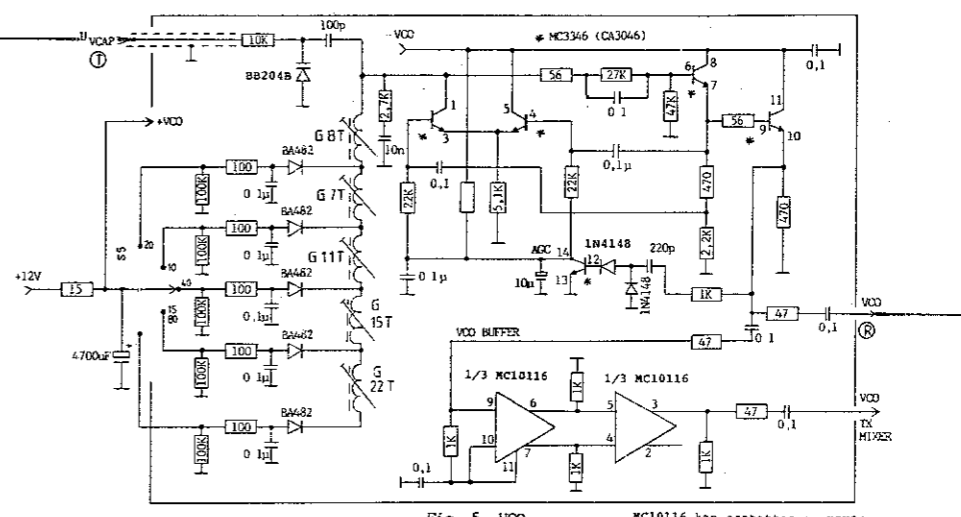


Fig 5 VCO

MC10116 kan erstattes av HCU04

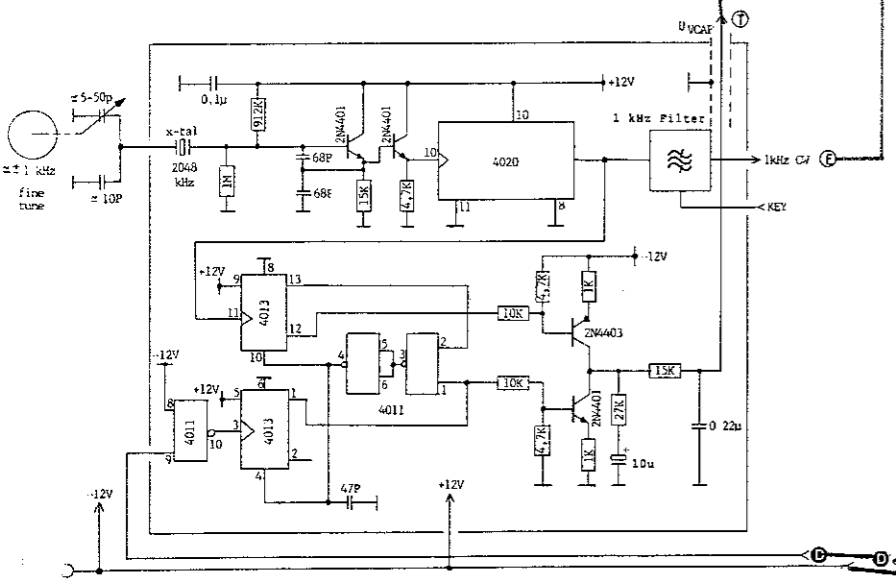


Fig 7 VCO/PLL

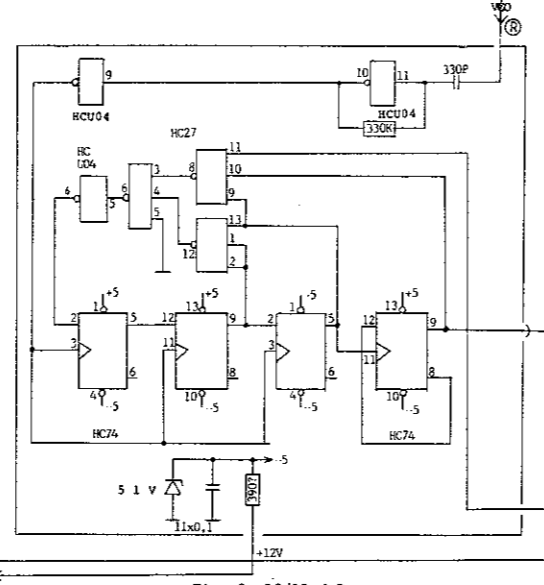


Fig 8 10/11 deler

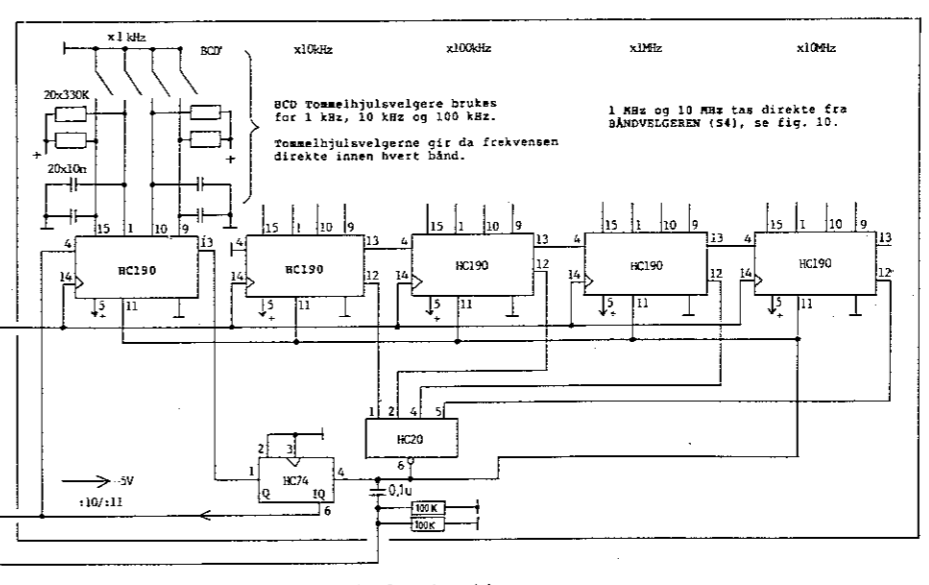


Fig 9 Frekvensdeler

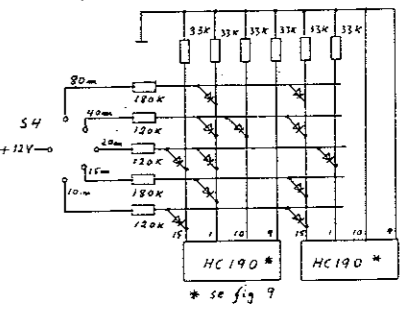


Fig 10 1MHz og 10 MHz direkte fra bandvelgeren

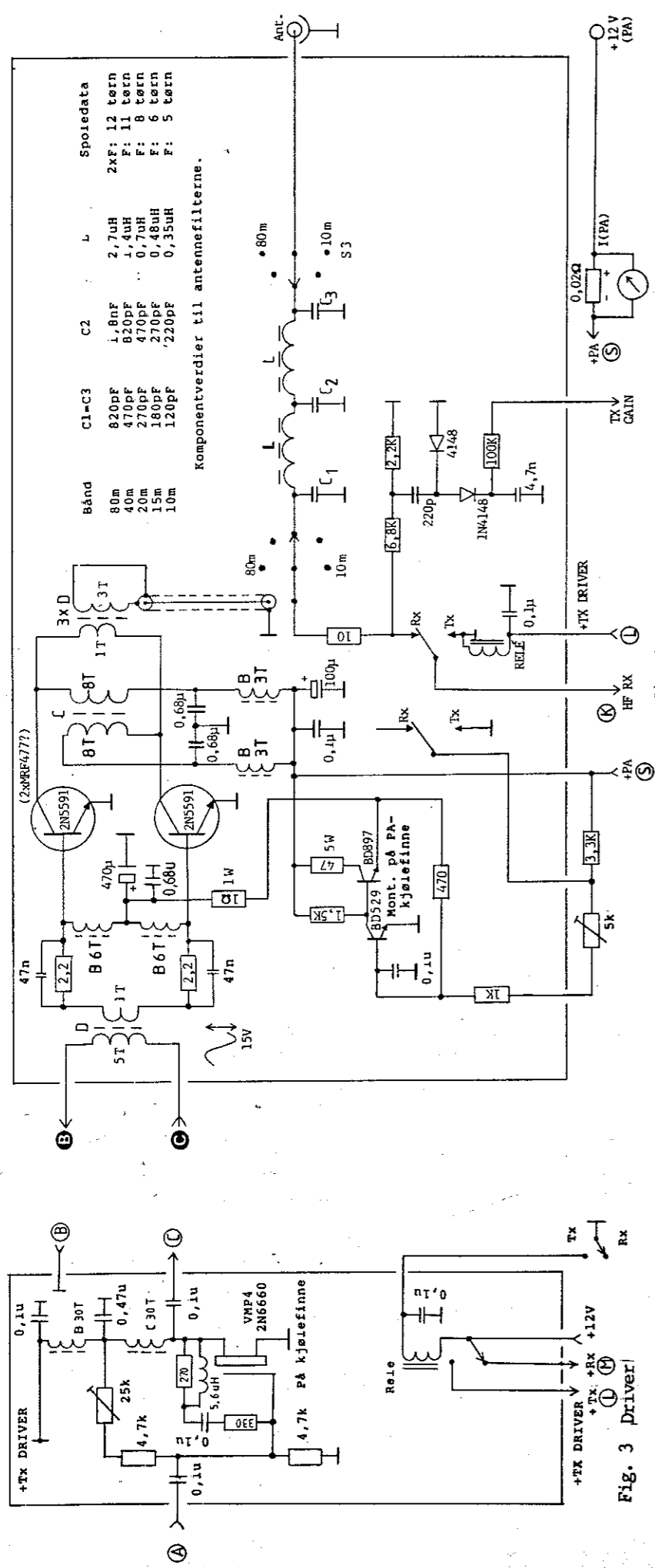


Fig. 3 Driver!

Fig. 4 PA og antennefilter

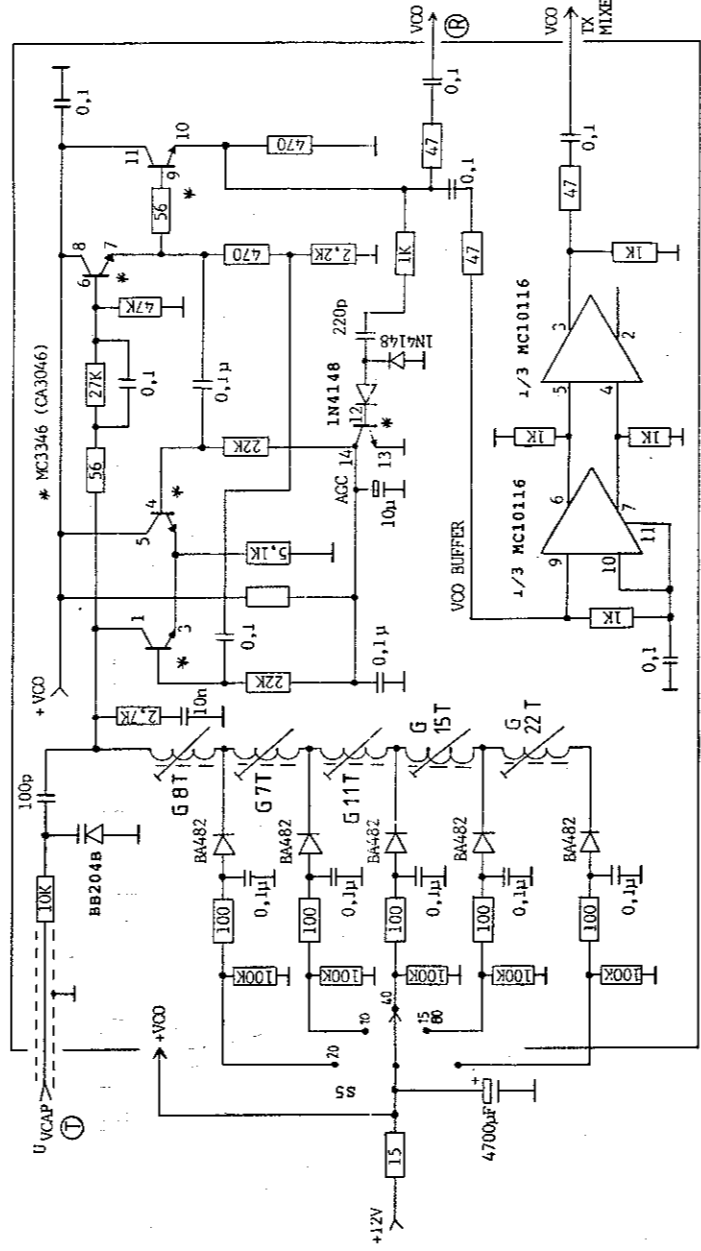


Fig. 5 VCO

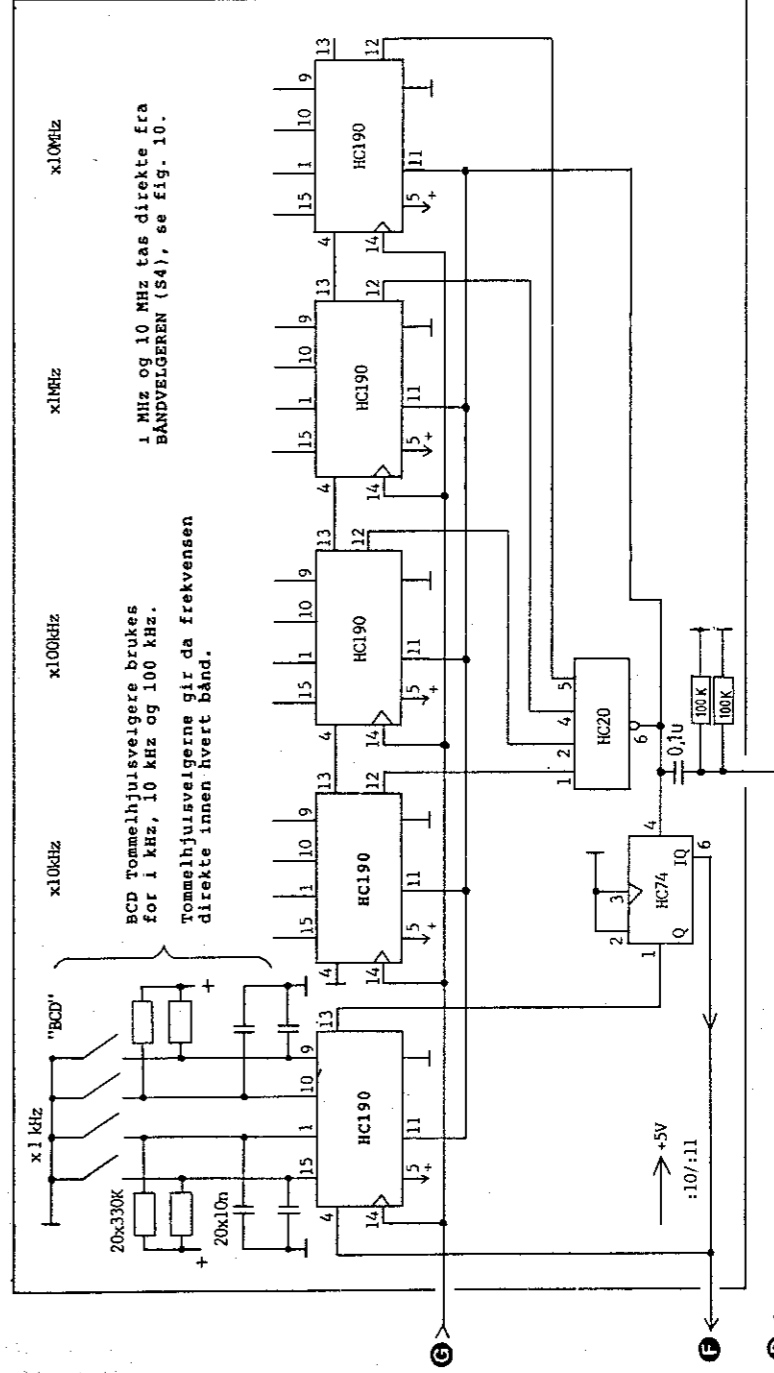


Fig. 9 Freqvensdeiler

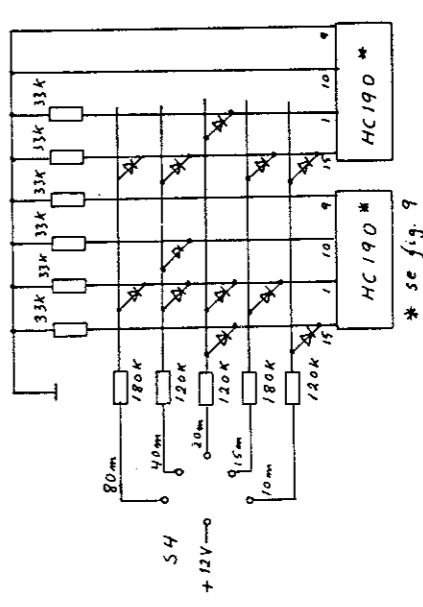


Fig. 10 1MHz og 10 MHz direkte fra båndvelgeren