



## Byggprojekt Del 2

# QRolle SSB-transceiver för 80 och 20 meter

*För att underlätta byggandet av transceivern rekommenderas att detta sker etappvis. När man byggt en etapp, mäter och trimmar man så allt fungerar innan man går vidare. På så sätt är det lättare att hitta eventuella fel. Det känns också mer stimulerande att veta att man klarat av en del innan man ger sig på nästa. Det är naturligt att vi i konstruktionsbeskrivningen följer samma mönster. Vi startar med att titta på strömförsörjningen och arbetar oss sedan vidare genom den spännande tekniken i byggprojektet.*

Konstruktion och beskrivning: SM6DJH Olof

### Stabilisator och switchenhet

Tittar vi på kopplingsschemat fig. 1 se vi att det sitter en diod LL4002 (D1) på spänningsingången. Skulle man av misstag polvända matningen till riggen kommer dioden att kortsluta spänningen. Om spänningsaggregatet saknar strömbegränsning, är det därför viktigt att man sätter en sladdsäkring mellan aggregatet

och transceivern. Samma sak gäller naturligtvis om man använder en ackumulator. Denna säkring bör vara på 2,5-3 A och utlösa på mindre än en halv sekund. Saknas säkring kommer folien på kretskortet att brinna av och troligtvis går också dioden sönder. Efter strömbrytaren går spänningen ostabiliserat till sändarens slutsteg. Detta

sker av flera skäl. Uteffekten påverkas mycket av matningsspänningen och dessutom slipper vi på detta sätt stabilisera högre strömmar. Det gäller bara att se till att inte spänningen blir för hög, max 15 V. Man bör hålla sig till 13,5 V, så att inte transceivern blir för varm. Transceivern fungerar bra ner till c:a 10,5 V, men den ger då lägre uteffekt. Tänk på att kylplåten till sluttransistorn ligger likspänningsmässigt på matningsspänningen både under sändning och mottagning. Därför skall man alltid slå av strömförsörjningen, när man skruvar av eller på locket. Skulle man stöta till kylplåten med locket kan man få kortslutning. De båda stabilisatorerna L7809CV och 78L09ACZ är av standardtyp och stabiliserar de flesta steg till +9 V (+9A resp +9B). Anledningen till att det finns två stabilisatorer är att

Då detta skrivs (13 oktober) har 33 radiokollegor beställt sig en egen byggsats och för varje dag kommer det in fler intressenter. Vi måste nog konstatera att detta resultat vida överskridit de förväntningar som vi hade på projektet. Som tidigare annonserat så kommer konstruktionsbeskrivningen publiceras i QTC för alla nyfikna SSA-medlemmar. Kompletterande till det kommer "bygg och sammansättningsbeskrivning" publiceras på hemsidan (QRP och egenbygge, länkad från SSA:s hemsida). På detta sätt sparar vi QTC-utrymme, men får även möjlighet att snabbt komma ut med information till alla intresserade. Titta in där redan nu för en del tips om montering av ytmonterade komponenter och lindning av toroider. Mycket nöje med läsandet, inte minst njut av möjligheten att inte bara bygga utan även lära. De kopplingscheman som finns med i denna artikel kommer att finnas tillgängliga för nerladdning på QRP och egenbyggehemsidan länkad från SSA:s hemsida.

SMOJZT Tilman

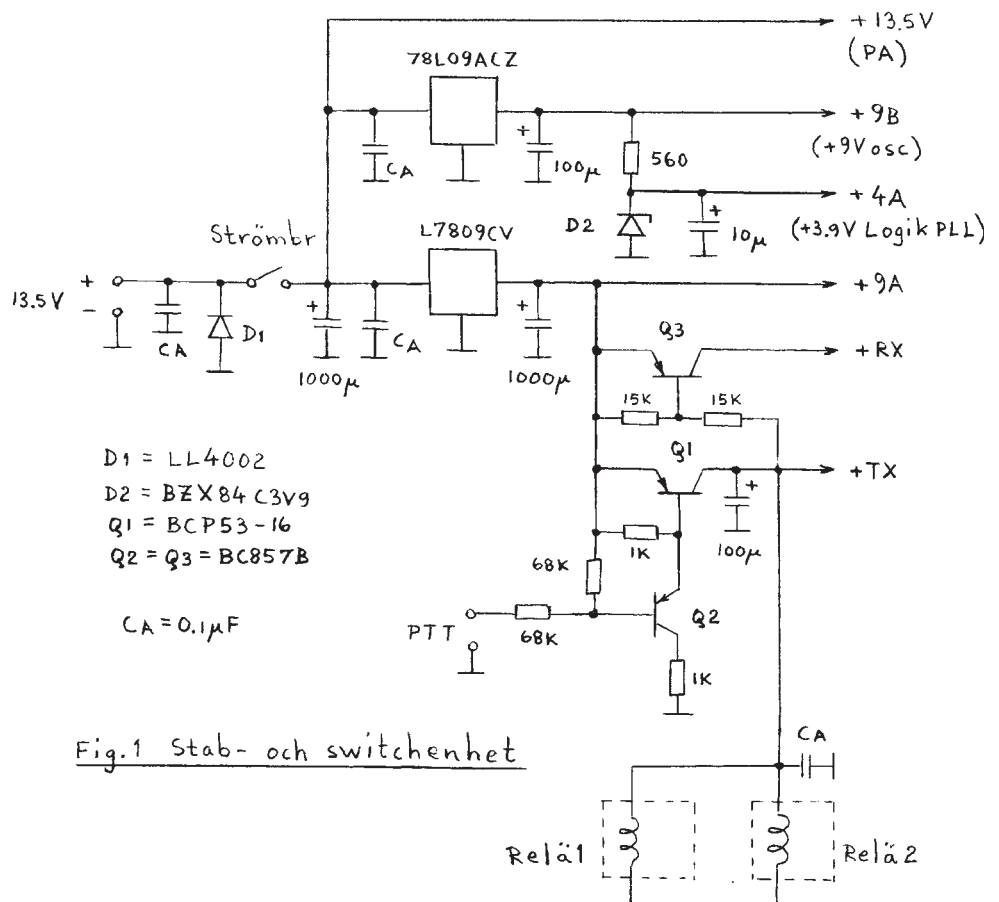


Fig.1 Stab- och switchenhet

huvudoscillatorn är mycket känslig för spänningsvariationer och behöver en egen stabilisator.

De digitala kretsarna skall normalt ha +5 V matningsspänning. I vår transceiver får dessa kretsar lägre spänning p g a att de då strålar mindre. Kretsarna är så snabba att de klarar våra frekvenser ändå. En zenerdiod BZX84 C3V9 (D2) förser dessa kretsar på huvudkortet med c:a +3,9 V (+4A).

Som tidigare nämnts, skall vissa steg vara påslagna bara under lyssning +RX och andra bara under sändning +TX. Det hela styrs med PTT-knappen på mikrofonen. Stegen med +TX drar ganska mycket ström c:a 350 mA. Vi behöver alltså en kraftigare transistor BCP53-16 (Q1) för att ordna denna switchfunktion. Genom att låta basströmen bli hög c:a 8 mA fås transistorn att böttna och +TX blir +9 V. Eftersom det är olämpligt att dra ut 8 mA till PTT-knappen, finns det en drivtransistor BC857B (Q2). De bildar tillsammans en darlingtonkoppling och styrströmen blir nu bara 0,12 mA. Stegen med +RX drar betydligt mindre ström 13 mA. Därför räcker det att använda en vanlig BC857B (Q3) för switchningen. Transistorn böttnar med en basström av 0,55 mA och denna styrs enklast från +TX.

Till +TX är två mekaniska reläer kopplade (relä 1 och relä 2). Det ena är antennreläet och det andra skiftar in blandare och bandfilter (se blockschema). I sändare med hög effekt bör antennreläet skifta innan sändareffekten kommer och likaså bör sändareffekten försvinna när reläet slår om till mottagning. I en QRP-station är denna tidsfördröjning inte så viktig, eftersom man bryter lägre effekt. Därför kan reläerna styras direkt från +TX.

### LF-förstärkaren

Kopplingsschemat fig. 2 omfattar en stor del av transceivers mottagare. Jämför vi med blockschemat finner vi att det omfattar MF2, MF3, detektor, BFO, LF-förstärkare samt hela AGC-systemet. LF-förstärkaren består av en välkänd krets, LM386N-1. Med en 8 ohms högtalare kan den leverera c:a 0,3 W. Detta räcker i de flesta fall. Skulle man befinna sig en akustiskt störd miljö får man använda hörlurar, som man kan koppla till uttaget för detta ändamål. Vill man trots allt ha högre högtalareffekt får man bygga en extern effektförstärkare, som man kan koppla till samma uttag. Matningsspänningen måste filtreras väl till denna IC-krets, så att inte självsvängning uppstår. Detta sker med 2,2 ohm och en elektrolytkondensator på 1000 uF. På kretsens ingång stift 3 finns en HF-avkoppling på 1 nF. Saknas den hörs ett kraxande ljud i högtalaren när vi sänder.

### BFO och detektor

Beatoscillatorn (BFO), som också tjänstgör som bärvågsoscillator under sändning, är kristallstyrd och ligger på exakt 5 MHz.

Med de angivna kapacitansvärdena hamnade frekvensen endast ett par tiotal Hz fel på prototypen. En viss spridning får man räkna med, men kristallerna man köper är förvånansvärt lika. Oscillatorn med transistorn Q8 svänger mycket svagt för att inte stråla in i MF-förstärkarna och få AGC-systemet att reagera. Detektorn består av transistorn Q6. Efteråt följer en transistor Q7, som anpassar LF-nivån till den rätta för kretsen LM386N-1. MF-signalens nivå in på detektorn är ungefär -40 dBm.

### MF-förstärkarna

MF-förstärkarna består av en MOS-FET BF991 (Q4) och en bipolär transistor BC847B (Q5). Tillsammans förstärker de maximalt c:a 70 dB. Förstärkningen går att reglera. Detta sker på två ställen. Genom att minska spänningen på MOS-FET:ns gate 2 kan förstärkning regleras c:a 70 dB. Mellan transistorerna sitter en diod BAV99 (D3). Transistorn Q16 är en strömgenerator och genom att ändra spänningen på basens förkopplingsmotstånd 68 kohm ändras strömmen genom dioden. Diodens resistans ändras och på detta sätt kan signalen strypas ytterligare. Totalt blir förstärkningsregleringen c:a 85 dB. Eftersom AGC-systemet börjar att reagera vid en antennsignal på -117 dBm, skulle man kunna tro att mottagaren bara tål signaler upp till -32 dBm. I själva verket tål den ytterligare 10-15 dB p g a att LF-nivån med flit inte hålls konstant (se nedan).

Vid svaga signaler regleras förstärkningen endast av dioden. När signalerna blir starkare tar MOS-FET:n över regleringen. Genom detta förfarande uppstår en positiv effekt. Förstärkningen från MOS-FET:n fram till högtalaren är så stor att brus hörs i högtalaren. Stryper man signalen bara med MOS-FET:n kommer detta brus inte att påverkas. Tar man emot en stark signal skall det självfallet vara tyst i bakgrunden. Dioden tar bort nästan allt sådant brus. Många mottagare har brister i detta avseende.

### AGC-systemet

Det är en svår uppgift att konstruera ett bra AGC-system i en CW- eller SSB-mottagare. Det slutgiltiga resultatet är alltid en kompromiss mellan olika egenskaper. Det som försvårar ytterligare är att en mottagare, som till synes har en bra teknisk lösning, inte upplevs behaglig att lyssna med. I slutändan är det alltid en subjektiv justering som måste göras. Exempel på detta är följande: Säg att man konstruerar ett perfekt reglersystem d v s högtalarvolymen är konstant oavsett hur stark signalen är. En sådan mottagare är tröttsam att lyssna på. Man vill helt enkelt att en stark signal skall höras starkare i högtalaren. Dessutom tycker man att mottagaren brusar högt och mycket. Man får hela tiden ha en hand på volymkontrollen. Det är alltså en fördel att hålla nere förstärkningen i

reglersystemet och tillåta att LF-nivån ökar något med signalen.

Man kan också föra diskussioner om de två tidskonstanter, som finns i AGC-systemet. Vi har först reaktionstiden. Man kan tycka att ju kortare reaktionstiden är desto bättre borde det vara. Först och främst finns det en fysikalisk begränsning. Reaktionstiden kan inte vara kortare än vad bandbredden medger, i vårt fall c:a 0,5 ms. Skulle man ligga nära denna gräns låter det inte så bra i högtalaren. Man hör en distorsion särskilt i basen hos den mottagna signalen. Ökar man tidskonstanten försvinner distorsionen mer och mer. Går man för långt börjar det knäppa i högtalaren, särskilt vid starkare signaler. Kompromissen brukar ligga vid 2 ms.

Den andra tidskonstanten bestämmer hålltiden. För kort hålltid låter inte alls bra. Brus och tal "pumpar" hela tiden. En lång hålltid låter bra, men ändras signalen plötsligt t ex av en åskstörning tar det längre tid för mottagaren att återhämta sig. Åter en kompromiss som är subjektiv att ta hänsyn till. Tittar vi på kopplingsschemat finner vi att signalen till AGC-systemet tas ut före detektorn. MF-signalen på 5 MHz blandas i transistorn Q10 till c:a 950 kHz (frekvensen är okritisk). Denna blandning sker med hjälp av en oscillator med transistorn Q9. Oscillatorn styrs av en keramisk resonator CSA6.00MG. Med yttre kapacitanser har resonansfrekvensen lagts på c:a 5,95 MHz. Hade denna oscillator legat på 6 MHz skulle risken för spuriöser (falska signaler) öka. Anledningen till att vi gör denna frekvensomvandling är att det är svårt bibehålla stabiliteten, om vi skulle förstärka 5 MHz till AGC-detektorn. Förstärkarstegen med transistorerna Q11 och Q12 förstärker 950 kHz signalen till lämplig nivå för AGC-detektorn D4. Transistorerna Q13, Q14 och Q15 bildar tillsammans en likspänningsförstärkare med mycket hög inimpedans och låg utimpedans. Genom att ändra resistansen på motståndet 15 kohm i serie med D4 kan reaktionstiden justeras. Ändrar man på återkopplingskapacitansen 10 nF (CH) påverkas hålltiden. Minskar man kapacitansen blir hålltiden kortare, vilket kanske en del amatörer föredrar. För att det inte skall knäppa i högtalaren, när vi skiftar mellan mottagning och sändning, kortsluts AGC-spänningen med Q17 vid sändning. MF-förstärkningen minskar då drastiskt. Dioderna D5 och D6 tjänstgör som omkopplare. Vid sändning leder D6 och D5 är spärrad. Vid mottagning är det tvärtom. På så vis kopplas S-metern in som utnivåindikator under sändning.

### Bandfilter och blandare

Som tidigare nämnts användes transceivers bandfilter och blandare både under mottagning och sändning. Då

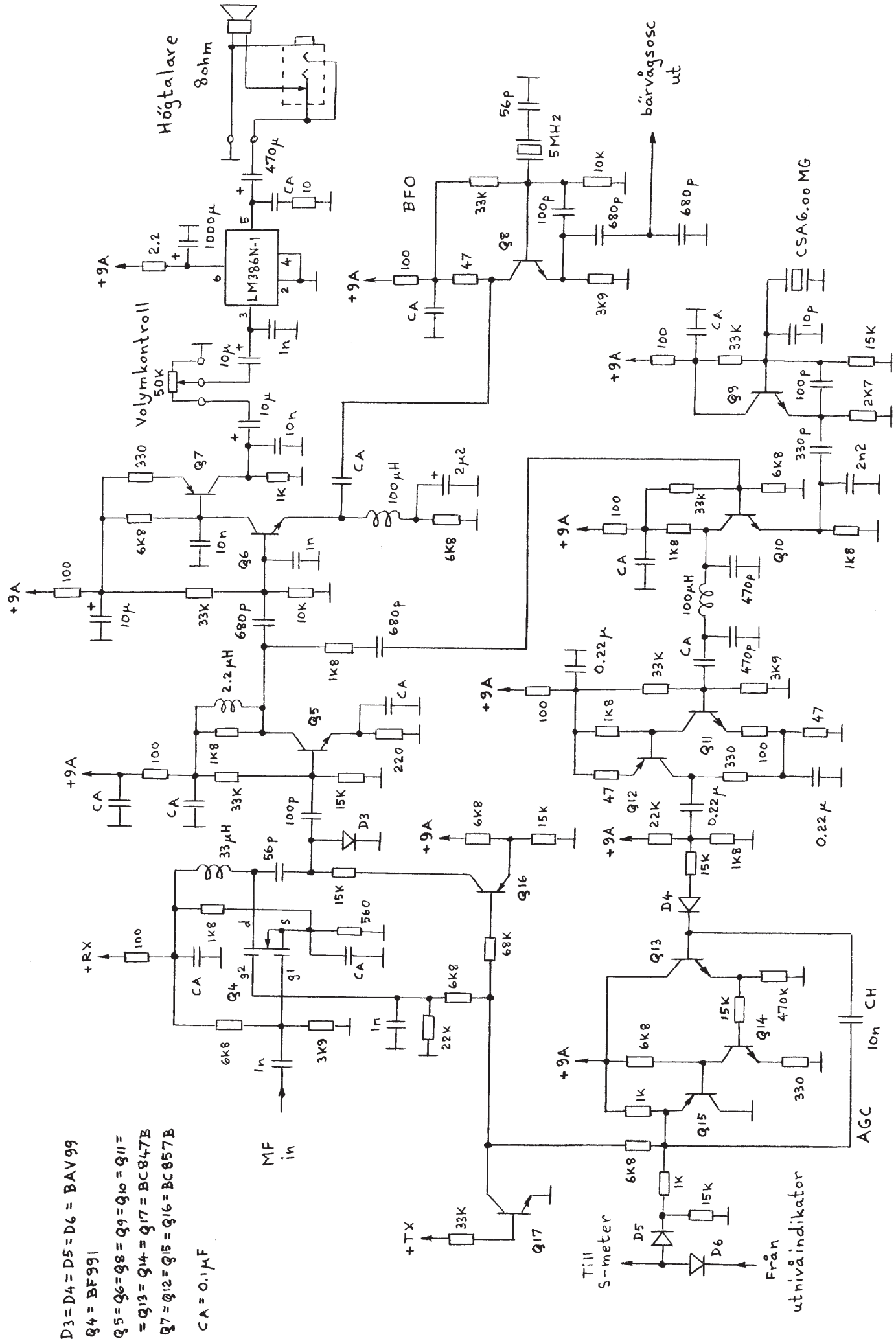
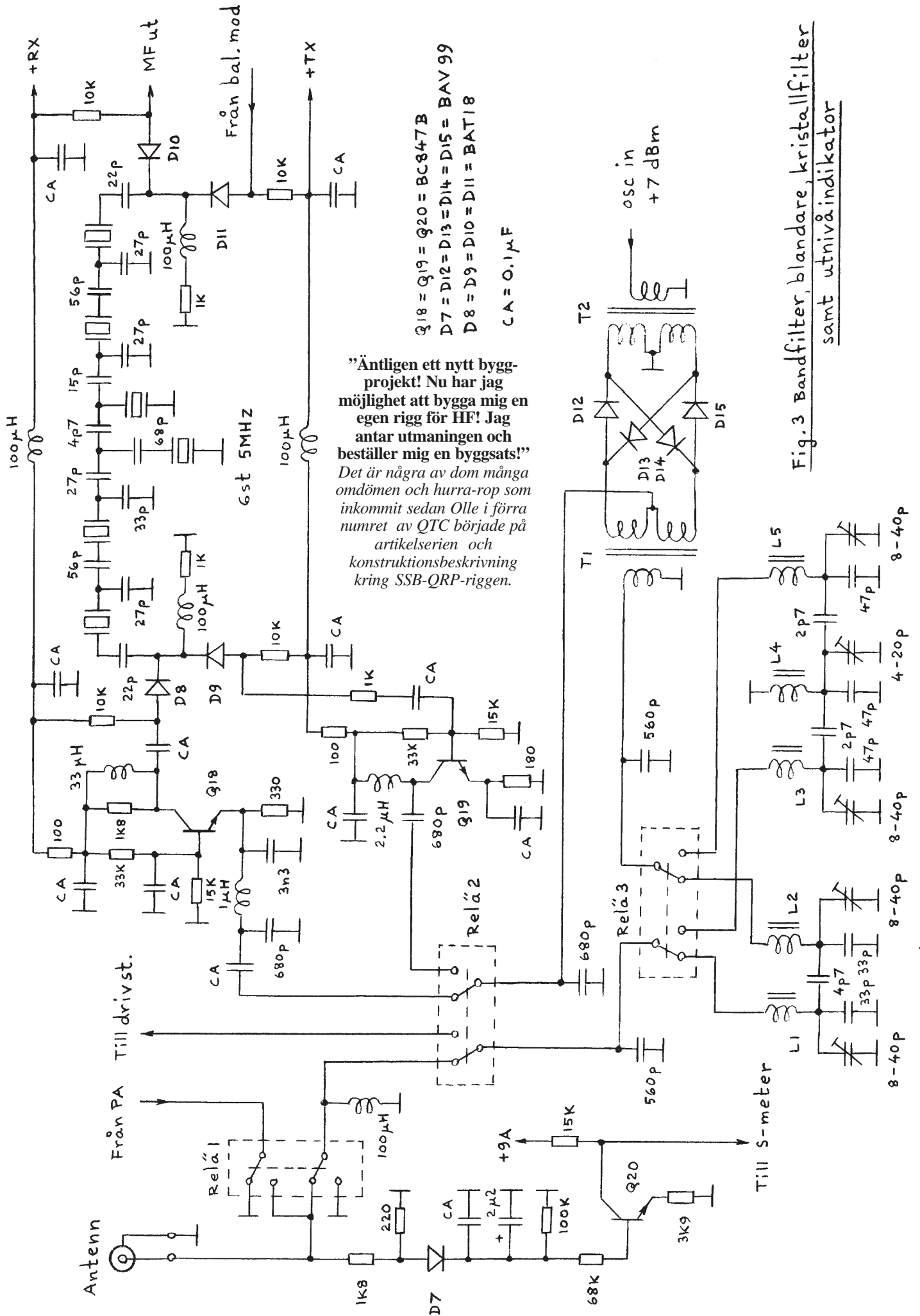


Fig. 2 MF-förstärkare, detektor, LF-steg, BFO och AGC-system



- Q18 = Q19 = Q20 = BC847B
- D7 = D12 = D13 = D14 = D15 = BAV99
- D8 = D9 = D10 = D11 = BAT18
- CA = 0.1µF

**"Äntligen ett nytt byggprojekt! Nu har jag möjlighet att bygga mig en egen rigg för HF! Jag antar utmaningen och beställer mig en byggsats!"**  
 Det är några av dom många omdömen och hurra-rop som inkommit sedan Olle i förra numret av QTC började på artikelserien och konstruktionsbeskrivning kring SSB-QRP-riggen.

**Fig.3 Bandfilter, blandare, kristallfilter samt utnivåindikator**

- 80 meter
- 8-40p
- 8-40p
- 4-20p
- 8-40p
- 20 meter

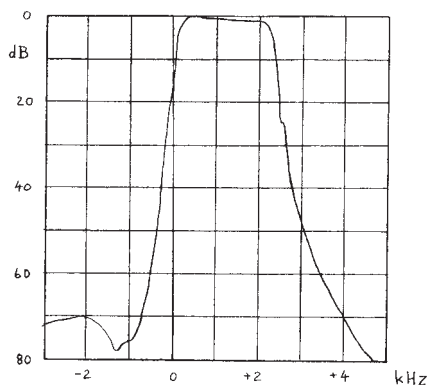


Fig 4 Kristallfiltrets amplitudkaraktäristik

Figur 4. Vid en tonfrekvens av 1 kHz blir sidbandsundertryckningen bättre än 70 dB - ett bra resultat.

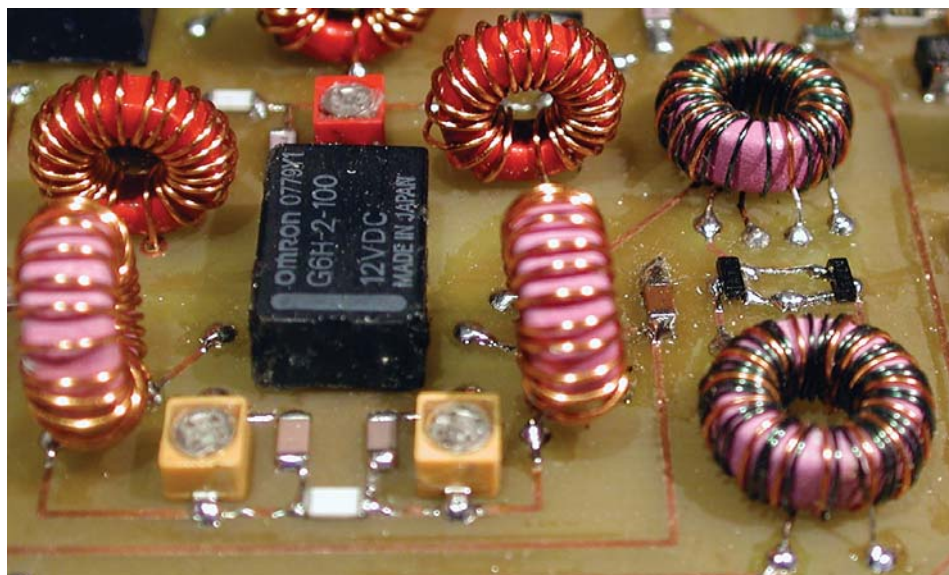
sparar man många komponenter och antalet trimpunkter blir färre. I fig. 3 kan vi bl a se hur dessa delar kopplas in med hjälp av relä 2.

Bandfiltret för 80 meter är uppbyggt med spolarna L1 och L2. För 20 meter krävs ett treppelfilter med spolarna L3, L4 och L5. I mottagningsläge är filterernas huvudsakliga uppgift att undertrycka spegelfrekvensen och filtrera bort starka signaler utanför de aktuella amatörbanden. I sändningsläge filteras icke önskade signaler effektivt bort. Skiftning mellan de båda banden sker med relä 3. Reläet måste ha bra HF-egenskaper, så att inte felaktiga signaler kan läcka över.

Blandaren är en s k ringblandare bestående av fyra dioder (D12, D13, D14 och D15), som är kopplade i ring. Den innehåller också två bifilärlindade transformatorer T1 och T2. En sådan blandare har många goda egenskaper. Bl a finns god isolation mellan de tre portarna. Det gör t ex att oscillatorns signal förhindras att vandra vidare och att MF-undertryckningen blir mycket god. En annan fördel är de goda intermodulationsegenskaperna. Med en oscillator effekt av +7 dBm inträder intermodulation först vid en insignal av c:a -15 dBm. En sådan stark antennsignal är mycket sällsynt på våra amatörband. Det motsvarar en signal på S9 +58 dB. Under utvecklingsarbetet provades flera typer av dioder. Det visade sig att billiga BAV99 fungerade lika bra som de andra betydligt dyrare typerna.

#### Buffertförstärkare

Mellan blandaren och kristallfiltret sitter två buffertförstärkare. Den ena med transistorn Q18 användes vid mottagning bl a för att kompensera den dämpning på c:a 5-7 dB, som blandaren har. Steget är basjordat och har förstärkningen 15 dB. Eftersom blandaren är lågohmig och kristallfiltret måste se 1 kohm i last och generator, tjänstgör steget också som buffert och impedansomvandlare.



Bandpassfilter till vänster och de två transformatorerna med 2 dubbla dioder mellan till höger, vilka utgör blandaren.

Den andra buffertförstärkaren med transistorn Q19 användes vid sändning för att förstärka upp SSB-signalen på 5 MHz till rätt nivå -15 dBm för blandaren. Med ett seriemotstånd på 1 kohm i basen ser kristallfiltret rätt lastimpedans i detta steg.

#### Kristallfiltret

Kristallfiltret kopplas in med hjälp av fyra switchdioder D8, D9, D10 och D11. Dessa dioder BAT18 är speciellt lämpade för switchändamål. De har låg inre resistans vid låga strömmar och spärrar bra när de är förspända i backriktningen. I filtret användes 6 st s k mikroprocessorkristaller på 5 MHz. Dessa tillverkas i stora kvantiteter och är därför billiga. Kristallerna sprider något. Jag har byggt upp ett par filter och man kan se en variation i filtrets karakteristik. Hittills har denna variation varit så liten att filtret varit godtagbart. Man bör dock köpa kristaller av samma fabrikat och vid samma tillfälle för att minimera risken för spridning. Dessutom måste det vara kristaller av god kvalitet. Tyvärr finns det billiga kristaller av dålig kvalitet på världsmarknaden.

En kristall har en serieresonans och en parallellresonans. Parallellresonansen ligger några kHz högre upp i frekvens. Det är vanligt att man utnyttjar serieresonansen, när man konstruerar ett filter. Genom att seriekoppla flera kristaller efter varandra kan man bygga upp ett godtagbart filter. Bandbredden på filtret bestäms av kopplingsgraden mellan kristallerna. Det är vanligt att man lägger en kondensator till jord mellan de seriekopplade kristallerna och på detta sätt justerar bandbredden. För att få ett acceptabelt SSB-filter går det åt minst 6 st kristaller. Ett sådant filter har dock en stor nackdel. På parallellresonanserna, som tjänstgör som spärrar, blir filtret osymmetriskt. Den högfrekventa flanken blir mycket brantare än den lågfrekventa. Eftersom det oftast är på den lågfrekventa flanken som man

lägger den undertryckta bärvågen, kommer sidbandsundertryckningen bli ganska dålig. Man kan lösa detta problem på flera sätt. Ett sätt är att man balanserar bort kristallernas parallellresonanser genom neutralisering. Då blir filtret symmetriskt och den lågfrekventa flanken betydligt brantare. Nackdelen är att det går åt flera bifilärlindade spolrar för att åstadkomma detta.

I vårt fall har vi löst detta problem på ett annat sätt. Vi kopplar fyra kristaller i serie och två i parallell. Genom att seriekoppla de fyra kristallerna med kondensatorer kan vi få upp serieresonansfrekvenserna något. I gengäld drar vi ner parallellresonanserna i de parallellkopplade kristallerna, så att de ligger i passbandet och bidrar till högre selektivitet. Serieresonanserna på dessa två kristaller ligger nu på den lågfrekventa flanken och tjänstgör som fallor. Resultatet kan studeras på fig. 4. Vid en tonfrekvens av 1 kHz blir sidbandsundertryckningen bättre än 70 dB, vilket är ett mycket bra resultat.

#### Utnivåindikatorn

Längst till vänster på kopplingsschemat fig. 3 ser vi utnivåindikatorn. I dioden D7 detekteras en liten del av sändarsignalen och över de efterföljande kondensatorerna fås en likspänning, som varierar med utstyrningen. Spänningen på transistorns (Q20) kollektor sjunker då och S-metern reagerar på samma sätt som när AGC-spänningen sjunker. Som tidigare nämnts sker inkopplingen av S-metern automatiskt med hjälp av dioderna D5 och D6 i fig. 2.

I nästa nummer av QTC skall vi bland annat studera transceiverns huvudoscillator och se hur de olika frekvenssegmenten kopplas in.

SM6DJH Olof Holmstrand  
Tel: 0523- 30015,  
uhfunits@hotmail.com