



QRP & Egenbygge

SM0JZT
Tilman D. Thulesius
Kungsängen / Uppland
08-581 71033
sm0jzt@ssa.se

Byggprojekt Del 4

SSB-transceiver för 80 och 20 meter

När detta skrives är dom första QROlle-stationerna redan igång och förgyller etern. På nätet (radio.thulesius.se/QROlle) finns kompletterande information till QTC-artiklarna. Dryga 50 byggsatser har redan levererats och flera väntar på att få sina under februari. Glädjande nyheter från Finland säger att vi kommer att få QROlle-byggare även där. Artiklarna har översatts och kommer att publiceras i Radioamatööri (SRAL:s tidning). QROlle har nått och överträffat sitt mål. Nu ser vi framåt och vidare för att förkovra oss. **Gott Nytt egenbyggeår !!**

Intresset för egenbygge kommer och går. Från den tiden då man var tvungen att bygga sig utrustning. Inte bara för att få något som fungerar utan inte minst även för att ha råd att ha något att köra med. Till idag då man bygger primärt för sitt höga nöjes skull och inte minst för att förkovra sig inom tekniken i vår fina hobby. Syftet med OROlle är att ha en rimligt komplicerad konstruktion som appellerar på en bredare målgrupp som vill förkovra sig. En egenbyggd rigg som står där på skrivbordet gör man sig aldrig av med och används med stolthet. Att man dessutom förstår hur den fungerar gör inte saken sämre. Undertecknad har lärt sig massor. Likadant kommer det att vara för dom flesta QROlle-byggare. Detta projekt bidrar med glädje och kunskap. m.a.o: vi har uppnått målet.

Vi är nu väl inne i det nya året 2005 för amatörradion och SSA. Låt oss gemensamt se till så att vi utvecklas inom vår hobby som tekniker, operatörer och inte minst inspiratörer för nya nyfikna, där vi kan agera mentor. Låt oss hjälpas åt att bli ännu bättre med det vi gör i en positiv och lyhörd anda.

Tilman SM0JZT

Hittills har vi huvudsakligen behandlat transceivers mottagardel. I detta avsnitt skall vi studera sändardelen och panelkortet, som innehåller digital skala och S-meter.

Balanserade modulaton

Som tidigare nämnts, tjänstgör BFO:n också som bärvågsoscillator. I sändningsläge måste vi förstärka den svaga oscillatornsignalen innan vi kan modulera den. I fig. 9 ser vi detta förstärkarsteg med transistorn Q34. Vi ser också mikrofonförstärkarstegen med transistorerna Q31, Q32 och Q33. I denna koppling är det lämpligt att använda en dynamisk mikrofon med relativt hög utspänning. Vill man använda en höghögig mikrofon får man bygga en emitterföljare på ingången. Förstärkningen kan regleras med trimpotentiometern R1. Transceivern saknar ett ALC-system. Därför är det viktigt att mikrofonförstärkarens förstärkning ställs in riktigt. Man får också tänka på att en justering ofta är nödvändig när man byter mikrofon. Eftersom vi pratar olika i mikrofonen, kan det också vara nödvändigt att justera inställningen om man byter operatör. Till hjälp för denna inställning kan man använda transceivers

QROlle
QRP-transceiver

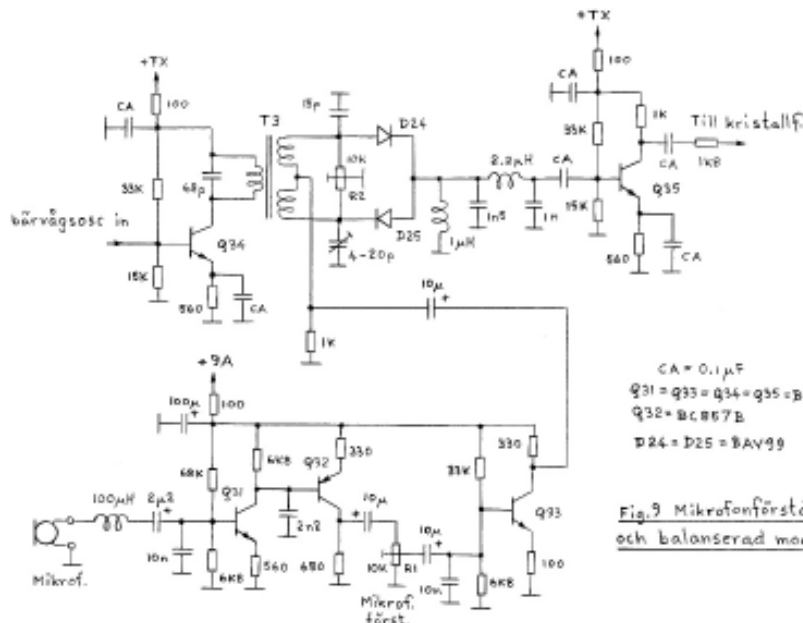
By: SM6DJH
Olof Holmström



utnivåindikator. Be även motstationer bedöma kvaliteten.

För att förhindra att HF kommer in i mikrofonförstärkaren finns en drossel vid ingången. Dessutom finns på transistorernas basar HF-avkopplingar. Huvudbeståndsdelarna i modulaton är transformatorn T3 och dioderna D24 och D25 (BAV99). Transformatorns sekundärlindning är bifilärlindad för att få bästa möjliga balans. Balansen kan trimmas in med hjälp av potentiometern R2 och trimkondensatorn. Genom saxning mellan inställningarna kan man få en bärvågsundertryckning bättre än 60 dB. Pga temperaturkänslighet får man dock räkna med att man i praktiken hamnar på 45-50 dB. Eftersom bärvågen ligger på flanken på kristallfiltret, blir den utsända undertryckning dock bättre, kanske 60 dB.

Förstärkarsteget med transistorn Q35 tjänstgör också som buffert mot kristallfiltret. Kristallfiltret är känsligt för rätt in- och utgångsimpedans. Med ett motstånd på 1,8 kohm i serie med stegets utgång blir kristallfiltrets rippel minimalt.



CA = 0.1 µF
Q31 = Q33 = Q34 = Q35 = BC647B
Q32 = BC857B
D24 = D25 = BAV99

Fig.9 Mikrofonförstärkare och balanserad modulaton

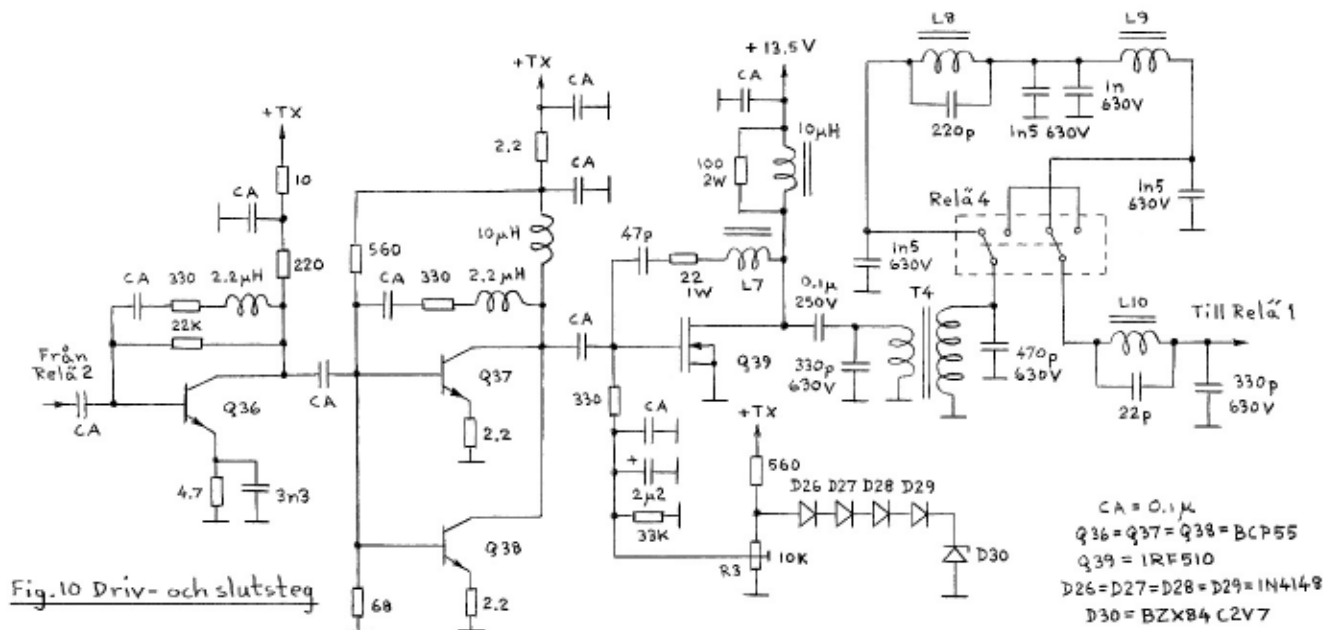


Fig.10 Driv- och slutsteg

Driv- och slutsteg

Kopplingsschemat till driv- och slutsteget kan studeras i fig.10. Innivån på sändarsignalen från relä 2 är c:a -15 dBm. Det första drivsteget med transistorn BCP55 (Q36) är kraftigt motkopplat och drar 23 mA. Motkopplingen sker både med emittermotståndet och med det nät, som är kopplat mellan transistorns bas och kollektor. På detta sätt reduceras förstärkningen på 3,5 MHz och lyftes upp något på 14 MHz. Slutresultatet blir en jämn förstärkning över det aktuella frekvensområdet. På liknande sätt motkopplas det andra drivsteget. Här är signalnivån betydligt högre och därför består steget av två parallellkopplade transistorer BCP55 (Q37 och Q38). Även detta steg går i klass A och drar c:a 190 mA. Utivån ligger på nästan 20 dBm dvs något under 100 mW. Steget är mycket linjärt vid den nivån. Slutsteget har en effekt-FET IRF510 (Q39). Transistorn är egentligen inte avsedd som effektförstärkare för höga frekvenser. Den fungerar dock skapligt för detta ändamål. Naturligtvis hade det varit enklast att använda en sändartransistor, men priset gör att en transistor av typ IRF510 är mycket attraktiv. Fler liknande typer har undersökts, men denna var den lämpligaste för denna lilla transceiver. HF-egenskaperna hos dessa transistorer bestäms i hög grad av matningsspänningen. En hög spänning ökar rörligheten hos laddningsbärarna i transistorn, vilket gör att förstärkningen blir högre vid högre frekvenser. En annan egenskap, som försämrar förstärkningen vid höga frekvenser, är transistorns inre kapacitanser. In- och

utgångskapacitanserna kan ingå i anpassningsnäten, som man har till transistorns in- och utgång.. Värre är det med återverkningskapacitansen. Med en spänning av 13,5 V och med den driveffekt, som vi har till förfogande, blir uteffekten c:a 15 W på 80 meter och endast c:a 4 W på 20 meter. Genom att göra en motkoppling och delvis balansera ut återverkningskapacitansen kan förstärkningen göras likvärdig på de båda banden. Detta sker med den resonanskrets, som finns mellan gate och drain. Kretsen bildar ihop med denna kapacitans en resonans på 14 MHz. För att få högre förstärkning på 14 MHz måste man ha relativt högt Q-värde på kretsen. Ett för högt Q-värde är naturligtvis farligt, eftersom det kan orsaka självsvängning. Som vanligt blir det en kompromiss och har man bara en någorlunda bra anpassad antenn föreligger ingen risk för instabilitet. Med 22 ohm i kretsen erhålles ungefär 10 W uteffekt på de båda banden. Märk att förstärkningen har en topp vid 14 MHz. Detta gör ju inget för oss, eftersom transceivern endast är avsedd för två amatörband. Sluttransistorn arbetar i klass AB. Det betyder att den skall dra tomgångsström. För att få acceptabel linearitet bör denna ström åtminstone ligga på 150 mA. Inställningen sker med potentiometern R3. Om gate har samma potential som source, är transistorn strypt. Vid en positiv spänning på gate av 3-4 V börjar transistorn att leda. Tyvärr påverkas arbetspunkten av transistorns temperatur, varför det behövs en temperaturstabilisering. Detta sker med fyra seriekopplade dioder D26-D29 (4 st 1N4148). Dessa dioder är instoppade i hål på transistorns kylplåt. Värmen överförs till dioderna och kompenseras

slutstegen, som annars skulle vara rum.

Slutstegets linearitet kan mätas på flera sätt. Ett enkelt sätt är att bestämma vid vilken uteffekt steget börjar mätas. Denna bestämning kan ske på följande sätt: Man styr ut steget till en viss uteffekt med hjälp av en tongenerator kopplad till mikrofoningången. Sedan dämpar man tongenerators amplitud med 10 dB. Vid full linearitet skall naturligtvis uteffekten då sjunka 10 dB. Om uteffekten bara sjunker 9 dB har steget börjat mätas. Man läser av uteffekten när detta sker. Vid en matningsspänning av 13,5 V sker denna mätning vid en uteffekt av dryga 10 W. Om sluttransistorn blir mycket varm, sker mätningen vid lägre uteffekt. Mikrofonförstärkarens förstärkning måste alltså ställas in, så att mätnad helst inte uppnås. Om en och annan SSB-topp når mätnad, orsakar detta i allmänhet inga större problem. Däremot får inte huvuddelen av utstyrningen ske vid mätnadnivån. Det ger upphov till dålig talkvalitet och i värsta fall splatter. Särskilt försiktig måste man vara, om man kopplar ett kraftigare slutsteg efter transceivern. Slutsteget avslutas med ett övertonsfilter. Relä 4 kopplar bort filtret för 80 meter, när man använder 20 meter. Övertonsundertryckningen blir bättre än 55 dB på 80 meter och bättre än 40 dB på 20 meter.

Digitala skalan

Den digitala skalan är i grunden en frekvensräknare, som är kopplad till huvudoscillatorn. Valet av exakt 5 MHz som mellanfrekvens har gjort att räknaren kan göras enkel. Om vi arbetar exempelvis på 3,6524 MHz, blir ju oscillatorfrekvensen 8,6524 MHz. Det

enda som inte stämmer är MHz-siffran. Denna siffra kan vi skapa på konstgjord väg. Eftersom transceiveren endast är gjord för två band, vet vi att MHz-siffran är 3 eller 14. Spänningen på uttaget 80/20 från oscillatordelen är låg för 80 meter och hög för 20 meter. Med denna styrspänning kan vi skifta mellan dessa två siffror. I skalan vill vi ha en noggrannhet av 100 Hz, vilket gör att räknaren endast behöver registrera 4 siffror (decimalerna).

En frekvensräknare kan göras på olika sätt. Den här beskrivna är kanske den enklaste och mest lättförståeliga typen. Man utnyttjar helt enkelt definitionen för frekvens dvs antalet perioder per sekund. Om vi räknar antalet perioder under en sekund på oscillatornsignalen enligt exemplet ovan, får vi 8,6524 millioner stycken. Eftersom vi bara behöver en noggrannhet av 100 Hz, behöver vi inte räkna perioderna under en hel sekund. Det räcker att vi räknar under 10 ms. Då blir det 86524 stycken. Åttan struntar vi i och det är bara de sista fyra siffrorna, som räknaren måste registrera på displayen.

För att gå vidare måste en logikkrets beskrivas. I vår räknare användes fyra IC-kretsar 74HC390 (eller HC390). I en sådan krets finns två identiska dekadräknare. Genom en intern koppling i kretsen räknar varje räknare antalet inkommande pulser upp till och med nio stycken. Sedan börjar den om från början. Den har fyra utgångar (stift 3, 5, 6 och 7 resp. 13,11, 10 och 9) där antalet inkommande pulser visas i binär form. I utgångsläget visar utgångarna 0000. Efter t ex 5 pulser visas 0101.

Genom att låta flera dekadräknare samverka, kan större tal än nio visas. Låt oss räkna 24 pulser. Då behövs två dekadräknare. Den första visar entalet dvs siffran fyra 0100 och den andra tiotalet dvs siffran två 0010. Den kod som då uppstår kallas BCD-kod. Koden för siffran 24 är alltså 00100100. Denna kod skiljer sig från binärkoden för siffran 24. BCD-koden måste vi ha, eftersom vi har tio som bas i vårt talsystem.

Själva processen går till på följande vis: Vi måste först skapa en tidspuls, som är mycket exakt 10 ms lång. Vi låter denna puls kopplas till en NAND-funktion (grind) med två ingångar. Till den andra ingången kopplas ett pulståg, som härrör från oscillatorn, vars frekvens vi skall räkna. Enkelt uttryckt kan vi säga att NAND-funktionen tjänstgör som strömbrytare styrd av tidspulsen. Ut från NAND-funktionen kommer ett avgränsat pulspaket 10 ms långt. I vårt exempel har paketet 86524 st pulser. Utgången har kopplats till fyra

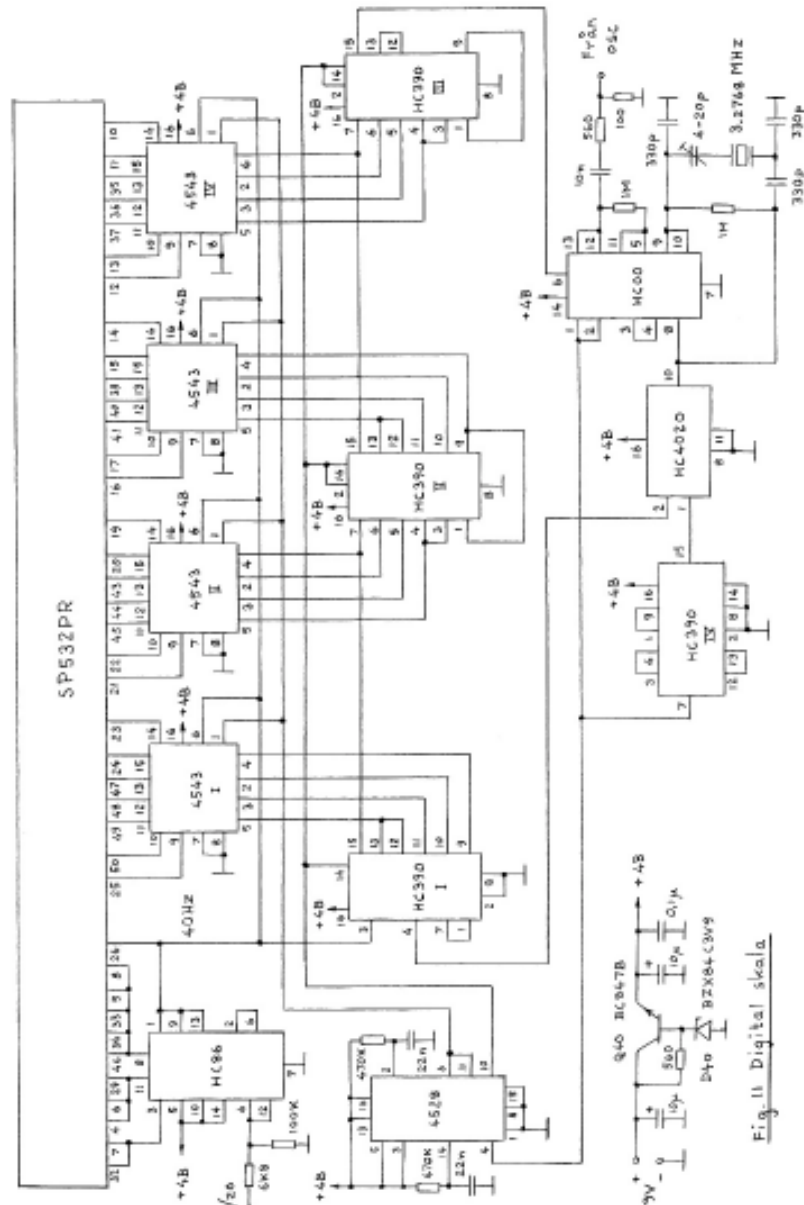
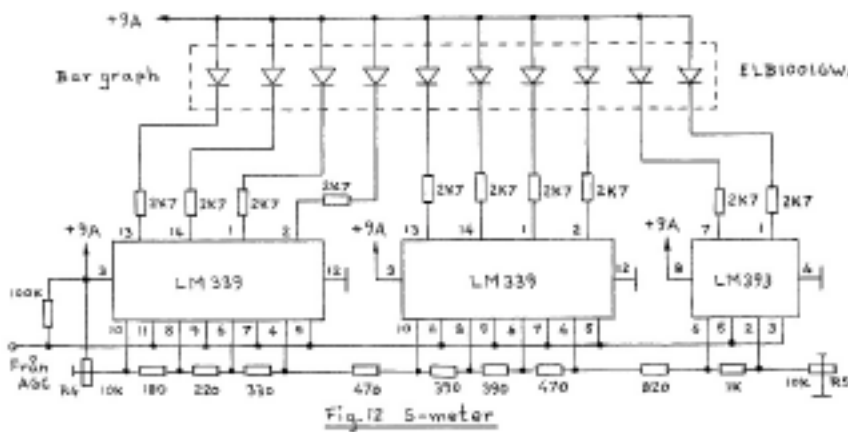


Fig. 11 Digital skala

dekadräknare och på deras utgångar visas BCD-koden för talet 6524. Nu är räkneoperationen klar. Efter detta måste vi skapa två pulser, som följer efter varandra. Den första pulsen skall tala om för displayens drivkretsar (4543) att räkningen är slutförd och siffrorna, som motsvarar BCD-koden, kan visas på displayen. Den gamla informationen, som kanske finns, raderas då och den nya lyftes fram. Den andra pulsen skall nollställa de fyra dekadräknarna, så att de är redo för nästa pulspaket. Dessa två pulser skapas med två monostabila multivibratorer i kretsen 4528. Tyvärr finns det ett problem. Tidspulsen är helt osynkroniserad i förhållande till pulståget. Det betyder att tidspulsen kan slumpartat starta pulspaketet mitt i en puls lika väl som den kan starta mellan två pulser. På samma sätt kan tidspulsen avbryta pulståget i en puls eller i mellanrummet mellan två pulser. Antalet räknade pulser kommer därför att variera från gång till gång, trots att

frekvensen inte har ändrats. Fyran i vårt exempel blir osäker och kommer att fluktuera mellan några siffror. Ett enkelt sätt att lösa detta problem är att dimensionera räknaren för en noggrannhet av 10 Hz i stället för 100 Hz. Vi gör alltså tidspulsen tio gånger längre dvs 100 ms och kopplar in en femte dekadräknare. Resultatet från denna räknare behöver vi inte bry oss om, eftersom vi inte är intresserade av 10 Hz noggrannhet och dessutom fluktuerar resultatet från denna. På kopplingsschemat fig. 11 finns kretsen 74HC00 (eller HC00). Den innehåller fyra NAND-funktioner med två ingångar vardera. Genom att koppla ihop ingångarna och med ett motstånd på 1 Mohm förbinda dessa med utgången kan man få en förstärkare med hög förstärkning. Den inkommande sinusformade oscillatornsignalen kommer in på en sådan förstärkare (stift 12 och 13) och omvandlas till ett pulståg med rätt amplitud (stift 11). En annan



kristalloscillator (stift 10, 9 och 8). Med denna oscillator skall vi skapa tidspulsen. Med trimkondensatorn trimmas frekvensen 3,2768 MHz in exakt. I kretsen HC4020 divideras denna frekvens med 4096, så att frekvensen 800 Hz erhålles på stift 1. I kretsen HC390 (IV) användes de båda dekadräknarna för att dividera frekvensen ytterligare med 100. På stift 7 kommer ut en osymmetrisk 8 Hz signal. Den består av en puls, som är 100 ms lång och avståndet till nästa puls är 25 ms. Den totala periodtiden är alltså 125 ms, vilket motsvarar frekvensen 8 Hz. På detta sätt har vi skapat vår tidspuls. Tidspulsen inverteras i en av NAND-funktionerna i kretsen HC00 (stift 1, 2 och 3) och vårt pulspaket skapas i den sista NAND-funktionen (stift 4, 5 och 6). De fem dekadräknarna, som utför själva räkneoperationen finns i halva HC390 (I) och HC390 (II) samt HC390 (III). Dessa, utom halva HC390 (III), levererar BCD-koden till de fyra drivkretsarna 4543 (I, II, III och IV) till resp. stift 5, 3, 2 och 4. Informationen på dessa stift lyftes fram till displayen SP532PR med en puls på resp. stift 1. Denna puls kommer som sagt från kretsen 4528. Denna krets har triggats av tidspulsens avslutande språng. Pulsen, som skall nollställa räknarna har

triggats av den första plusens avslutande språng. Nollställningen sker på stift 2 och 14 på HC390. Båda pulserna skapas alltså i tidsluckan på 25 ms mellan tidspulserna.

LCD-displayen

SP532PR är en LCD-display. En sådan display har flera fördelar. Den drar väldigt lite ström, vilket gör att strålningen från drivkretsarna är obefintlig. Har man t ex en LED-display får man räkna med att skärma in hela enheten, eftersom störningar annars kan uppstå i mottagardelen. En annan fördel är att en LCD-display kan man avläsa i starkt ljus. En nackdel är dock att den måste matas med en fyrkantpuls av en speciell frekvens. Någon större nackdel är det inte för oss, eftersom vi har gott om pulser i vår frekvensräknare. På stift 2 på kretsen HC4020 finns en fyrkantpuls med frekvensen 400 Hz. Denna divideras först med 5 och sedan med 2 i ena halvan av HC390 (I). På så vis erhålles en symmetrisk 40 Hz fyrkantspänning, som är lämplig att driva displayen med (stift 26 på SP532PR). Denna spänning går också in i drivkretsarna 4543 på stift 6. Där inverteras den och lägges på det aktuella segmentet som bildar siffran. Kretsen HC86 innehåller fyra exclusive-OR funktioner med två ingångar

vardera. Med hjälp av denna kan vi aktivera de segment, som bildar siffrorna 3 och 14. Dessa är ju våra MHz-siffror. Dessutom aktiverar vi två decimalpunkter på displayen för att vi lättare skall kunna avläsa siffrorna.

S-metern

S-metern består av en sk bar graph ELB1001GWA. Denna är uppbyggd med tio lysdioder placerade i en rad. Om de första åtta lysdioderna lyser, motsvarar det signalstyrka 9. Varje lysdiod upp till S9 representerar en S-enhet. Lyser en lysdiod är styrkan alltså S2. De två sista lysdioderna representerar S9 +10 dB och S9 +20 dB.

Mottagarens AGC-spänning är ett mått på hur stark den inkommande signalen är. Det gäller bara att veta vilken AGC-spänning, som motsvarar en speciell signalstyrka.

Fig. 12 visar kopplingskemat för S-metern. Kretsen LM339 innehåller fyra komparatorer och kretsen LM393 två. Vi har alltså tio komparatorer, en till varje lysdiod.

Varje komparator har två ingångar och spänningarna på dessa jämförs. Om spänningen på den ena ingången är högre än den andra är utgången hög. Är det tvärtom blir utgången låg. När en utgång är låg, tänds lysdioden som är kopplad till denna. Båda ingångarna är mycket höghögiga och belastar inte de punkter, som skall jämföras. En ingång (non-inv input) på varje komparator är förbundna med varandra och anslutna till AGC-spänningen. De andra ingångarna (inv input) är anslutna till en potentiometerkedja mellan matningsspänningen och jord. På varje punkt i kedjan finns en spänning, som är utprovad genom rätt val av motståndsvärde. Dessa spänningar är samma spänningar, som AGC:n har för resp. signalstyrka. Kalibrering sker med hjälp av trimpotentiometrarna R4 och R5. För starka signaler trimmar man R5 och för svaga signaler R4. Efter saxning några gånger kommer S-meters utslag att stämma.

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



Dom första QROlle-stationerna är redan igång och kör. Här står QROlle nr 0002 byggd av SM0JZT vid sidan om en K2. En studio-mikrofon av god kvalitet är inkopplad och QSO:na avlöser varandra.