



**QRP  
och Egenbygge**

SMOJZT - Tilman D. Thulesius  
Kungsängen / Uppland  
08-584 50045  
sm0jzt@svessa.se



## Byggprojekt Del 3

# QRolle SSB-transceiver för 80 och 20 meter

Konstruktion och beskrivning: SM6DJH Olo

### Vi börjar med VFO:n

I en modern konstruktion är det nästan omöjligt att använda en vanlig VFO av gammal modell. En vridkondensatorer går inte att uppbringa till rimligt pris. En VFO som arbetar omkring 9 MHz är också svår att få tillräckligt stabil för SSB-trafik. I flera amatörkonstruktioner har jag använt en annan typ av oscillator, som jag här skall beskriva. Den är betydligt stabilare än en klassisk VFO, men inte riktigt lika stabil som moderna DDS-system. För denna lilla transceiver duger den mer än väl.

### Huvudoscillatorns uppbyggnad

Uppbyggnaden av oscillatoren framgår av blockschemat fig. 5 och kretslösningen kan studeras i kopplingsschemat fig.6. Frekvensen på själva oscillatoren styrs med hjälp av en kapacitansdiod BB134 (D16). En sådan oscillator kallas VCO (voltage-controlled oscillator). Med en likspänning (1,2-7 V) på dioden kan oscillators frekvens styrs över det aktuella frekvensområdet 8,6-9,35 MHz (alt. 1). Oscillatoren är naturligtvis alldeles för ostabil och måste därför tämjas med hjälp av ett

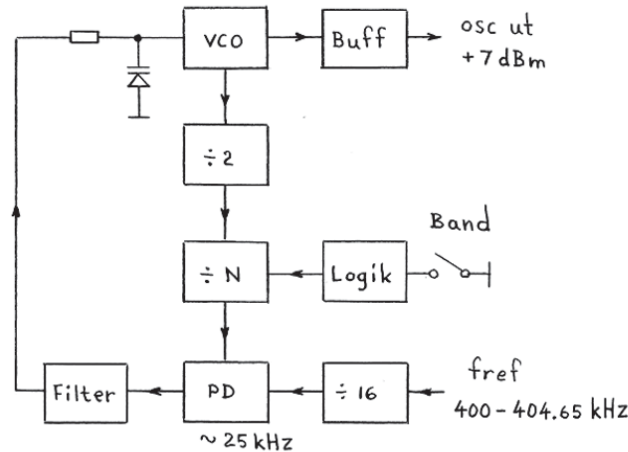


Fig 5 Huvudoscillatorns blockschema.

Alt. 1		
	fosc MHz	N
A	8.60 - 8.70	172
B	8.70 - 8.80	174
C	9.05 - 9.15	181
D	9.15 - 9.25	183
E	9.25 - 9.35	185

Alt. 2		
	fosc MHz	N
F	8.50 - 8.60	170
G	8.60 - 8.70	172
H	8.70 - 8.80	174
I	9.00 - 9.10	180
J	9.10 - 9.20	182
K	9.20 - 9.30	184
L	9.30 - 9.40	186

låsningssystem PLL ( phase-locked loop). Låsningssystemet är uppbyggt med flera logikkretsar. Vi skall här kortfattat beskriva dem.

I vår konstruktion arbetar logikkretsarna med en matningsspänning av 3,3-3,9 V. När en in- eller utgång på en logikkrets är hög, betyder det att den har samma eller nästan samma spänning som matningsspänningen. Vi betecknar detta med en etta. In- eller utgångarna kan också vara låga. Då är spänningen 0 V eller nästan 0 V. Detta betecknar vi med

en nolla.

Med en räknarkrets kan vi lätt dividera en frekvens med ett heltal. Kretsen 74HC393 (eller som vi säger HC393) innehåller två identiska binärräknare. Med var och en av dem kan vi dividera med heltalen 2, 4, 8 eller 16.

Kretsen 74HC191 (eller HC191) kan användas som en programmerbar delare. På fyra stift (9, 10, 1 och 15) kan vi lägga en binärkod, som talar om för kretsen, vilket heltal den skall dividera med. Läger vi sålunda koden 0101 på stiften kommer kretsen att dividera med 5. Högsta heltal är 15 då koden är 1111. Låter vi två kretsar samverka kan vi dividera med heltal från 1 till 255. Tittar vi på blockschemat ser vi att VCO-signalen divideras med två. Anledningen till detta är att den efterföljande programmerbara delaren inte klarar av högre frekvenser än c:a 7 MHz. Antag att VCO:ns frekvens är 8,6 MHz. Då kommer frekvensen in på den programmerbara delaren bli 4,3 MHz. Programmerar vi delaren med binärkoden för talet 172 kommer utfrekvensen bli 25 kHz. Denna signal är också ostabil, eftersom den härrör från den ostabila VCO-signalen.

Låt oss skapa en annan 25 kHz signal, som härrör från en mycket mer stabil oscillator. Detta kan t ex åstadkommas med hjälp av en kristallstyrd oscillator på 4 MHz, som vi först dividerar med 10, så att vi får 400 kHz. Sedan dividerar vi med 16, så att vi får 25 kHz. Denna signal kallar vi för referenssignalen och den skall

### Projektet "QRolle" har överträffat alla förväntningar

Projektet "QRolle" har överträffat alla förväntningar vad avser respons och glädje i arbetet. Olle SM6DJH är inte bara en briljant konstruktör. Han är även en mycket duktig skribent, något som vi har kunnat konstatera i novembernumret av QTC. Denna månad tar han oss till nya höjder och kunskaper. 5 - 7 November hade jag den stora förmånen att tillsammans med dryga 25 andra få marknadsföra vår fina hobby på Stockholms Hobbymässa (se även annan plats i QTC). QRolle var på plats tillsammans med en uppsjö annan egenbygge-utrustning. Rättmätigt stort intresse fick riggen från inte bara alla intresserade besökare (med och utan



Från årets Hobbymässa  
Till höger: Nils SM5DEH, som beställt sin QRolle-byggsats.

amatörradiocert.). Jag hann även avverka mer än 100 QSO:n på 80 meter med riggen för att demonstrera dess kvaliteter i etern. Idel 5.9 -rapporter från Sverige och Norge glädde alla inblandade. På QRP och egenbygge-web-sidan (länkad från [www.ssa.se](http://www.ssa.se)) fyller vi nu varefter på med kompletterande information, bilder och inte minst bygginstruktioner, för alla som beställt sin byggsats.

Otroliga 50 nummerade byggsatser har redan beställts! Flera är givetvis välkomna, men regeln "först till kvarn.." gäller som ni förstår. Tack för allt stöd!

SMOJZT Tilman

jämföras med vår ostabila signal i en fasdetektor PD.

Kretsen 4046 innehåller en kombinerad frekvens- och fasdetektor. Den har två ingångar (stift 3 och 14). Om signalen på den ena ingången har högre frekvens än signalen på den andra, kommer utgången (stift 13) bli hög. Är förhållandet det motsatta blir utgången låg. Skulle däremot frekvenserna överensstämma blir spänningen på utgången någonstans mellan dessa ytterligheter. Hur stor spänningen blir bestäms av fasläget mellan de båda signalerna. Låter vi utgångsspänningen via ett filter styra VCO:n kommer vi, om vissa villkor är uppfyllda, få en låsning. I detta tillstånd är frekvenserna identiska. Skulle VCO:n tendera att driva iväg korrigeras detta omedelbart genom att styrspänningen ändras något. Vi kan säga att kristalloscillatorns stabilitet har överförs till vår VCO. Ändrar vi koden till 174 resulterar detta till att VCO:n tvingas lägga sig på frekvensen 8,7 MHz. Styrspänningen ändrar sig då språngartat. Vi kan lätt räkna ut att talen 181, 183 och 185 ger VCO-frekvenserna 9,05, 9,15 och 9,25 MHz.

Dimensioneringen av filtret i regler-systemet är viktig. Först måste frekvensrester, huvudsakligen 25 kHz, omsorgsfullt filtreras bort. Dessa kan frekvensmodulera vår VCO. Felaktigt dimensionerat filter kan också leda till självsvängning eller olämpligt språngsvar. En mycket ostabil VCO kan inte utan biverkan stabiliseras. En vanlig biverkan är ökat brusinnehåll i VCO-signalen, vilket leder till försämrad prestanda både på mottagningen och på sändningen. För oss är detta inte något stort problem, eftersom VCO:n i grunden har god korttidsstabilitet. Vi är endast ute efter att förhindra oscillatorns långsamma frekvensdrift. Dimensioneringen av filtret är därför inte så kritisk.

Vi har alltså lyckats få VCO:n stabil, men fortfarande bara på diskreta frekvenser. Avstämningen mellan dessa frekvenser kan ske genom att referensfrekvensen ändras. Har vi programmerat delaren med heltalet 172 kan vi genom att ändra referensfrekvensen kontinuerligt från 400 till 404,65 täcka området 8,6-8,7 MHz. På 4 MHz skulle förändringen behöva vara 46,5 kHz. Att göra en VXO på 4 MHz, som går att dra 46,5 kHz med bibehållen stabilitet, är omöjligt. Vi får hitta på en annan lösning.

Lösningen är att vi bygger upp två kristalloscillatorer med frekvenserna 6,0 och 6,4 MHz. I en blandare får vi sedan skillnadsfrekvensen 400 kHz, som är vår referenssignal. Att ändra dessa kristalloscillatorer 4,65 kHz är inga svårigheter. Detta gör vi med två kapacitansdioder BB134 (D17 och D18), som är differentialkopplade, dvs när den ena kapacitansen ökar så minskar den andra. På detta sätt kan alltså 6,0 MHz-oscillatorn minska i frekvens samtidigt som 6,4 MHz-oscillatorn kan öka i frekvens. Förändringen av 4,65 kHz kan

Alt. 1		HC191 II				HC191 I			
stift		9	10	1	15	9	10	1	15
segment	N	128	64	32	16	8	4	2	-
A	172	1	0	1	0	1	1	0	0
B	174	1	0	1	0	1	1	1	0
C	181	1	0	1	1	0	1	0	1
D	183	1	0	1	1	0	1	1	1
E	185	1	0	1	1	1	0	0	1

Fig 7 Koderna.

göras med god stabilitet.

VCO:ns stabilitet bestäms naturligtvis av hur bra referensoscillatorerna är. Skulle skillnadsfrekvensen ändras 5 Hz betyder det en drift av drygt 100 Hz. Man får alltså inte full kristallstabilitet med denna lösning. Förhoppningsvis driver de båda referensoscillatorerna åt samma håll, så att skillnadsfrekvensen förblir konstant.

### Logikdelen

Nu gäller det att hitta en praktisk och enkel metod att få fram de aktuella koderna. Jag har valt en metod där man med en tryckknapp i tur och ordning stegar fram koderna och därmed också frekvenssegmenten. Först måste vi få fram hur koderna ser ut. Till vänster i fig. 7 ser vi de olika frekvenssegmenten och vilka heltal (N) de motsvarar. För talet 172 står det till höger ettor i kolumnerna för 128, 32, 8 och 4. Lägger vi ihop dessa siffror får vi just 172. Koden är alltså 10101100. På liknande sätt får vi fram koderna för heltalen 174, 181, 183 och 185. Vi ser att det tre första kolumnerna har 101 över hela området. Däremot måste vi ändra i de övriga fem kolumnerna (markerat med klammer). Intressant är att betrakta kolumnen för 16. Där står det 0 för segmenten för 80 meter och 1 för segmenten för 20 meter. Detta kan vi utnyttja för att styra inkopplingen av de olika filter, som behövs för de båda banden. Vi kan också utnyttja detta för att tala om för den digitala skalan, om den skall visa 3 eller 14 som MHz-siffra (utgång 80/20 på kopplingsschemat). Högst upp i tabellen ser vi stiftnumret på de båda kretsarna HC191, som skall programmeras med koden nedanför.

Styrningen av logikdelen sker alltså med en tryckknapp. Man kan tycka att man får ett distinkt språng av en spänning, när man kopplar in den med en tryckknapp. Så är inte fallet. Pga oxider, smuts och kontaktstuds består språnget av flera spikar och oregelbundenheter, innan det slutgiltiga tillståndet stabiliseras. Logikkretsarna är snabba och reagerar omedelbart på detta. Vi måste alltså först se till att vi får ett distinkt och säkert språng av spänningen. Av kopplingsschemat framgår att när vi trycker på knappen kommer kondensatorn på 1 uF att uppladdas. Spänningen över 22 kohms motståndet sjunker och följer en logaritmisk kurva. Oregelbundenheterna

Alt. 2		HC191 II				HC191 I			
stift		9	10	1	15	9	10	1	15
segment	N	128	64	32	16	8	4	2	1
F	170	1	0	1	0	1	0	1	0
G	172	1	0	1	0	1	1	0	0
H	174	1	0	1	0	1	1	1	0
I	180	1	0	1	1	0	1	0	0
J	182	1	0	1	1	0	1	1	0
K	184	1	0	1	1	1	0	0	0
L	186	1	0	1	1	1	0	1	0

kommer att integreras i uppladdningen och på sin höjd åstadkomma krusningar på kurvan. För säkerhetens skull låter vi den sjunkande spänningen gå in på en Schmitt trigger, kretsen 4093 (stift 8,9). Denna krets har i grunden en vanlig NAND-funktion, men har hysteres på ingången. När ingångsspänningen kommit ner till ett speciellt värde slå utgången (stift 10) till och blir hög. Om utgången skall bli låg igen, måste ingångsspänningen bli betydligt högre än tillslags-spänningen. Små krusningar på uppladdningskurva har därför ingen inverkan. Kretsen har fyra identiska NAND-funktioner med vardera två ingångar. De tre andra NAND-funktionerna kommer vi att utnyttja när vi skall skapa koderna. Kretsen 4017 är en sk Johnsonräknare. Ingången, stift 14, reagerar på ett positivt språng. Varje gång vi trycker på knappen kommer alltså kretsen att reagera. Kretsen har tio utgångar och bara en av dessa kan vara hög i sänder. Vid startögonblicket är stift 3 hög och övriga utgångar låga. För varje språng, som kommer in, kommer utgångarna i tur och ordning att bli höga. Efter tio språng är stift 3 åter hög. Genom att koppla en av utgångarna till stift 15 (reset) kan cykeln minska från tio till ett lägre värde. Eftersom vi har fem frekvenssegment, kopplar vi ihop stift 1 med 15. Nu räcker det med fem tryckningar för att komma tillbaka till utgångsläget.

I fig. 8 (alt.1) kan vi se hur koden skapas. Det som ses till vänster är det vi har från kretsen 4017. Det som vi vill ha och det som skall programmera de båda kretsarna HC191 ses till höger. I den kretskoppling som behövs ingår de tre NAND-funktionerna, som blev över i kretsen 4093. För att skapa OR-funktion användes fyra dioder (D20, D21, D22 och D23) och ett par motstånd. BAV70 är en dubbeldiod med gemensam katod. Vi behöver alltså bara två sådana dubbeldioder.

### CW-delarna av banden

Det finns en möjlighet att ändra i logikdelen för att också få med CW-delarna av respektive band (alternativ 2). Man måste då trycka sju gånger på tryckknappen för att komma tillbaka där man började. Stift 15 på kretsen 4017 måste då förbindas med stift 6 i stället för stift 1. Då får vi en cykel på sju.

Kretskopplingen i logiken måste naturligtvis också ändras. I fig. 8 (alt. 2) ser vi att





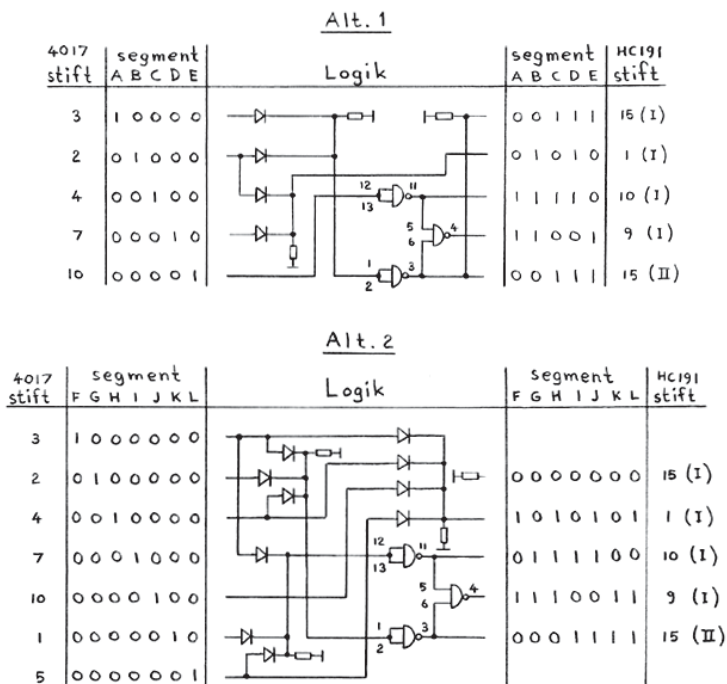


Fig 8 Krets-  
lösning-logik

det går åt tio dioder samt de tre NAND-funktierna för att få fram de nya koderna. De nya frekvenssegmenten med sina koder kan också studeras i fig. 5 och 7 (alt. 2).

Kretskortet är gjort på sådant sätt att det är enkelt att välja vilken av alternativen man önskar. Det finns fyra överlödningspunkter P1, P2, P3 och P4. Två punkter på ledningsdragningen är blottlagda och ligger nära varandra. Det är enkelt att med lödkolvens hjälp göra en överlödning på dessa ställen. På kretskortet finns också plats för sju dubbeldioder BAV70. I det första alternativet behövs som sagt två dubbeldioder och i det andra alternativet sex stycken, som måste fastlödås på sina rätta ställen.

På kopplingsschemat fig. 6 är alternativ 1 inritat. Alla överlödningspunkter utom P3 skall överlödås. I alternativ 2 skall endast P3 vara överlödod. Mellan kretsarna 4093 och 4017 på kopplingsschemat finns tolv markeringar där dioder kan kopplas in. I alternativ 2 skall det sitta dioder mellan de tio nedersta markeringarna.

### VCO:n

Studerar vi kopplingsschemat vidare ser vi VCO:n längst ner till höger. Oscillatorspolen L6 är skärmad för att inte strålning från slutsteget skall påverka oscillatorns funktion. Transistorerna Q22 och Q23 tjänstgör både som förstärkare och buffert. Vid utgången sitter ett lågpasfilter, vilket gör att övertonsuntertryckningen blir bättre än 45 dB. Själva avstämningen av transceivern sker med en 10 varvig precisionspotentiometer på 50 kohm. Eftersom varje frekvenssegment är c:a 100 kHz, betyder det ungefär 10 kHz per varv. Några övriga mekaniska detaljer för avstämningen behövs alltså inte. NTC-motståndet, som

är kopplat vid potentiometern, känner av temperaturen vid referensoscillatorerna. På detta sätt sker en viss kompenstation av den lilla frekvensdrift, som trots allt finns.

De båda referensoscillatorerna är uppbyggda med transistorerna Q25 resp Q26. Signalerna från dessa blandas i blandarsteget med Q27 och skillnadsfrekvensen omkring 400 kHz filtreras ut med lågpasfiltret bestående av induktansen 1000 uF och de två kapacitanserna på 330 pF. I ena halvan av kretsen HC393 divideras frekvensen med 16 till frekvensen c:a 25 kHz. I den andra halvan divideras VCO:ns frekvens med 2 (se blockschemat) innan signalen går in i den programmerbara delaren (stift 14 på de båda HC191). Förstärkarsteget med transistorn Q24 tjänstgör också som buffert mot VCO:n. Efter fasdetektorn 4046 (stift 13) sitter det viktiga filtret i reglersystemet. Filtret består av flera delar. En del är RC-länken 33 kohm och 2,2 nF och en annan del är kapacitansen 10 nF vid testpunkten TP1. Med länken 10 kohm och 47 nF bestäms språngsvaret och så att inte systemet självsvänger. Vid TP1 kan man mäta styr- eller varicapspänningen till VCO:n. Längst till vänster på kopplingsschemat kan vi studera styrningen av reläerna 3 och 4. När stiften 3 och 6 på kretsen 4093 blir höga, bottenar transistorn Q30 och reläerna slår till. Detta sker automatiskt när man skall använda 20 meters bandet.

I nästa nummer av QTC skall vi studera balanserade modulaton, driv- och slutsteget samt transceiverns digitala skala och S-meter.

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