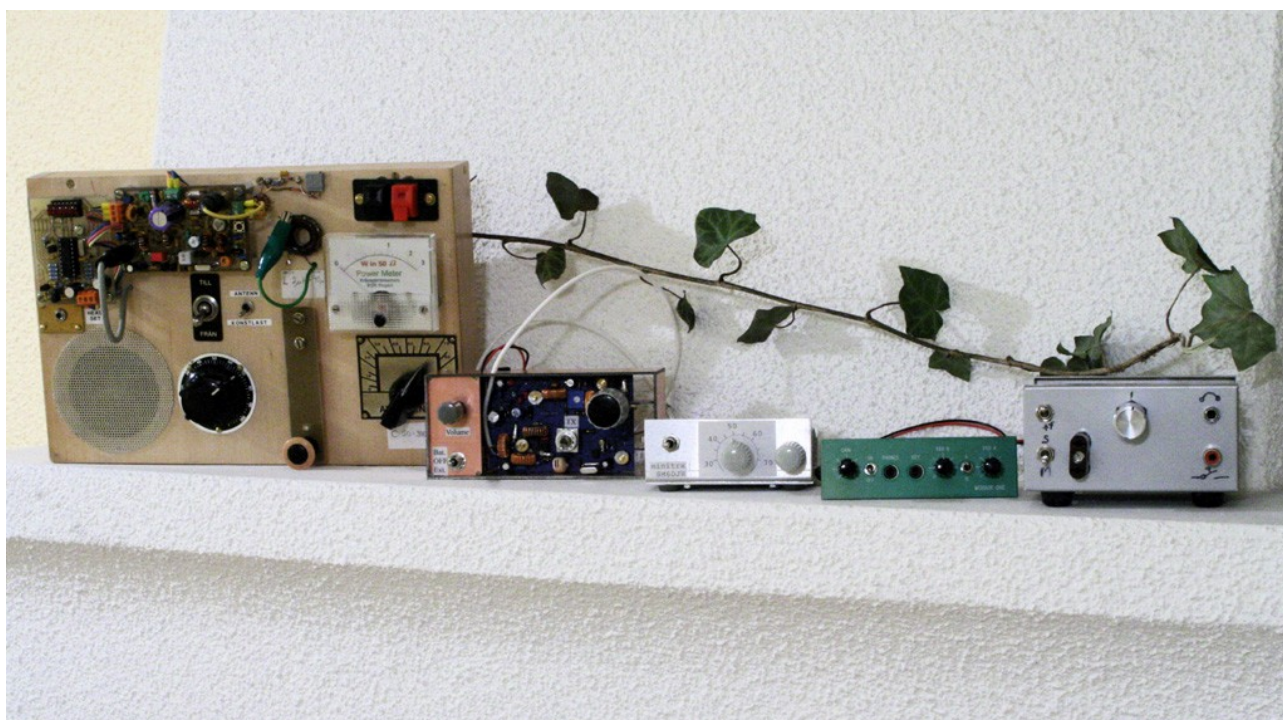


ESR KONSTRUKTIONSTÄVLING 2009 TÄVLINGSBIDRAG



Förord	2
Omröstning	3
SM5EUF	4
OH2GF	9
Kråkegärdegänget	18
OH7SV	32
SM6DJH	41
SA7AUY	48
Hur gjordes mätningarna	50
Mätprotokoll	52

Förord

”En liten telegrafitransceiver med bara sex transistorer och som drivs med ett 9-volts batteri, går det att göra?” frågade vi oss i inledningen till konstruktionstävlingen i Resonans 1/2009. Och visst gick det!

Konstruktionstävlingens grundkrav är att konstruera en liten QRP-transceiver enligt följande:

- Sändaren ska vara kristallstyrd på 80-metersbandets QRP-frekvens (3560 kHz), men möjlighet att på något sätt finjustera sändningsfrekvensen någon kilohertz ska finnas.
- Mottagaren ska kunna ta emot på sändarens frekvens men vi vill ha en VFO med åtminstone +/- 5 kHz från sändningsfrekvensen så att man ska kunna lyssna på annan trafik också.
- Mottagaren ska ge tillräcklig ljudstyrka för att kunna avnjutas i mp3-hörlurar. Medhörning måste finnas.
- Normal spänningskälla ska vara ett 9 V batteri. Driftstiden ska vara minst 3 timmar vid intensiva sändningsövningar.
- Som aktiva komponenter får högst 6 transistorer användas, inga operationsförstärkare. Hela radion måste få plats på ett 50x80mm-mönsterkort.
- Radion ska kunna användas i klassrum med begränsad räckvidd med en konstlast och i luften med riktig antenn. Omkoppling genom enkel lödning tillåts.

Förutom grundkraven värderas dessutom:

- Goda pedagogiska inslag: Är konstruktionen lätt att förstå? Finns de grundläggande byggblocken med?
- Sändarens stabilitet och uteffekt: Om den kan användas 3 h är det bättre att öka effekten än att öka drifttiden. Ett 9 V-batteri (6F22/6LR61) borde kunna ge 0,25 W under 3 h med hälften sändning.
- Mottagarens känslighet och selektivitet
- Användbarhet (vilken bestäms av de två punkterna ovan)
- Enkelhet: Är den lätt att bygga och att använda?
- Kostnad: Målet är att en byggsats ska kosta mindre än 200 kronor.
- Övertonsdämpning, pulsformning: Dämpas sändarens övertoner tillräckligt? Rundas nycklingen av tillräckligt så att telegrafisignalen tar upp en liten bandbredd? Det gäller ju att undvika effekt på andra frekvenser än bärvågen för att inte störa andra varken på samma band eller på andra band.
- Spänningsmatning: Om den klarar andra spänningar är det bra.

Konstruktionstävlingens krav var medvetet satta för att inte enkelt kunna använda standardlösningar utan ett visst mått av finurlighet, fantasi och skicklighet var nödvändigt att ta till.

Vi var till en början spända och lite nervösa över hur uppgiften skulle tas emot. Skulle det gå att göra? Skulle det finns radio-experimenterare som var "tokiga" nog att sätta tänderna i utmaningen? Den inledande oron försvann dock snabbt när anmälningarna kom in allt eftersom. Tydligt hade uppgiften slagit an i experimentsjälens inte bara i SM-land utan också i OH!

Strax innan tävlingens slut började både dokumentation och fysisk hårdvara anlåda. Man förstår att det har varit bråda dagar hos konstruktörerna ända in i slutspurten. Och så här på upploppet kan vi med glädje konstatera att inte mindre än två bidrag anlånt från vårt östra broderfolk.

Vi måste säga att vi är imponerade över variationen hos kretslösningarna. Det är ingen brist på varken fantasi eller ambition hos egenbyggarna även med ett så begränsat projekt som detta. Bland de inkomna transceivarna återfinns flera olika principer. På mottagarsidan kan vi se både direktblandade och superheterodyner och på sändarsidan finns kristallstyrda oscillatorer såväl som resonatorstyrda! Kravet på att mottagaren skulle kunna täcka ett lite större frekvensområde än man normalt kan tvinga en kristall till har tacklats på lite olika sätt.

Det är både spännande och intressant att kunna konstatera att så olika tekniska lösningar resulterat i fullt användbara minimala transceivrar. Det är dessutom ett privilegium att få tillfälle att koppla in antenn, batteri och hörlurar och verkligen *höra* hur schemat låter. Ofta kommer man ju inte längre än till att studera olika kretslösningar i böcker och på webben och därifrån försöka bilda sig en uppfattning om en radios användbarhet. Här har man nu möjlighet att också prova apparaten i luften. En mycket trevlig erfarenhet. Speciellt som det visar sig att även mycket enkla kretslösningar kan låta mycket bra i etern. Och det är ju där vårt facit finns.

Det är vår förhoppning att detta sommarnummer av Resonans bidrar till ökad intresse för egenbygge och traditionell radioamatörverksamhet.

Omröstning

Nu har vi fått in sex bidrag till ESR Konstruktionstävling 2009. Det är dags att utvärdera dem och sedan tidigare vet vi att ESR:s medlemmar är kunniga inom radioteknik. Därför vänder vi oss till er och vill gärna ta del av era synpunkter, stora som små.

Vi hoppas att flera sätter igång med att bygga konstruktionerna under sommaren. Vilka har varit enkla att bygga? Hur fungerar de? Är mottagaren tillräckligt selektiv? Har det varit lätt att få ett QSO? Är den lätt att handha? Är konstruktionerna bra för att introducera nybörjare inom radioteknik? Vilken har en bra balans mellan enkelhet och prestanda? Vilken konstruktion är den bästa?

Skicka era synpunkter och röster senast den 1 september till bygg09@esr.se. Diskutera gärna konstruktionerna i ESR:s klubbstuga.

Bedömning av inkomna resultat sker genom medlemsomröstning där det slutgiltiga avgörandet ligger hos en jury utsedd av ESR:s styrelse. Vinnaren och vinnarkonstruktionen kommer att presenteras i ESR Resonans och på ESR:s webb-plats. Insända bidrag ska kunna användas som underlag till elektronikbyggsatser för telegrafkurser.

Per SA0AIB och Michael SM5JAB

SM5EUF

Urban Ekholm, Finspång



ESR - transceiver

Av SM5EUF / Urban Ekholm

73urban.ekholm@finspong.com

Denna transceiver har uppstått efter ett ivrigt experimenterande med början runt julen -08. Jag har aldrig varken använt eller byggt någon direktblandad mottagare tidigare så det kunde vara kul att prova på. Målsättningen var att enbart använda det som fanns i junkboxen, något som också höll. Den är byggd med "dead-bug"-style. Här följer en beskrivning - schemat finns på sidan 8.

Lågpasfilter

Lågpasfiltret på sändarutgången fungerar även som ingångsfilter till mottagaren. Vid ett tillfälle vid det allra första lyssningsförsöket hördes 7MHz signaler. Med 220pF (C42) parallellt med en av spolarna så fås ett djupt dip vid 7MHz och de störande signalerna försvann helt. En diodblandare är ju en effektiv övertonsgenerator då VFO-signalen klipps och genererar en massa övertoner. Ett lågpasfilter före blandaren är alltså av nöden för att ta bort blandningsprodukter från multipler av VFO-frekvensen. Med hjälp av denna konding fås ju även en hälsosam dämpning av 7MHz i sändningsläge. Utan 220pF är det ungefär 40dB skillnad mellan 3.5 och 7MHz på utgången. Med 220pF hamnar skillnaden istället på 65 dB.

Blandare

Mellan lågpasfiltret och blandaren finns en serieresonanskrets (C38/L15). Vitsen med den är att placera två antiparallellkopplade dioder D6/D7 som T/R-switch i en punkt där impedansen är hög. Blandaren är den vanliga typen med 4x1N4148 dioder. Toroiderna är av typ FT23-72 och har vardera 5 varv trifilärt lindade.

En intressant detalj i sammanhanget är att jag provade förlusterna i denna blandare i jämförelse med en fabriksbyggd (SBL-1). Den har ju schottky-dioder medan den hembyggda har vanliga switchdioder och dessutom har jag inte brytt mig om att matcha dom. Båda har exakt samma genomgångsdämpning vid identiska signal och oscillator signaler, nämligen 5.6 dB ! Det trodde man ju inte. Några andra mätningar har jag inte gjort. Blandaren är byggd på en liten laminatbit stående vertikalt på kortet. På baksidan är 88 mH drosseln fastlimmad med smältlim.

Förstärkare

Förstärkaren efter blandaren måste ha en mycket hög förstärkning då det som kommer ur blandaren inte är mycket att hurra för. Det rör sig ju om mikrovolt.

BC 550 är en lågbrustrissa med strömförstärkningen ~ 500 vilket innebär att ingångsimpedansen blir hög även i GE-koppling. Med strömmen $\sim 0.5\text{mA}$ blir trissans inimpedans $\sim 75\text{k}$. Denna i parallell med 100k till jord blir runt 40k. Från blandaren är det $\sim 50\text{ohm}$ vilket innebär en våldsam missanpassning och förlust av signal om inget görs. Därför har jag satt in ett L-filter med 88mH/0.68uF som transformerar upp impedansen. Detta filter fungerar även som ett (visserligen ganska brett men ändå) CW-filter med en topp vid $\sim 650\text{Hz}$. 88mH toroiden är väldigt stor fysiskt och kommer från en slaktad gammal terminalenhet från den tiden man körde RTTY med "skrammelmaskin". Någon dB ytterligare kan man tjäna om man sätter in 2.2uF direkt mellan blandarutgången och jord (istället för 0.1uF). Dock får den bara inte plats med dom kondingar jag har tillgång till.

Den beräknade förstärkningen i Q1, Q2, Q5 är $\sim 80\text{dB}$

Det första steget i denna förstärkare fungerar även som medhörningsoscillator med hjälp av C29, C43 och C55 tillsammans med R26 och R37. Så länge inte dessa båda motstånd är jordade så svänger inte det första steget. Då förstärkningen som sagt är mycket hög blir medhörningens kurvform allt annat än sinusformad och steg två överstyrs rejält och nivån kan bli väl hög i lurarna. Det beror lite på vilken typ av lurar man använder. Ett par av dom jag provade behövde ingen dämpning av signalen. Dämpningen görs med C71/D1 och R46 som "kortsletter" en del signal förbi lurarna i sändningsläge. C71 kan behöva labbas med beroende på lurarnas känslighet.

Diodswitchen D14 behövs för att i sändningsläge koppla bort Q1 från L-filtret annars svänger inte medhörningen. Växelströmmen här är ju nästan noll vilket innebär att dioden kan matas med ett höghohmigt motstånd (R43) för att inte dämpa signalen mer än nödvändigt. Dessutom är det sannolikt inte bra att mata mera likström än absolut nödvändigt genom blandardioderna.

Nycklingen av medhörningen genom att jorda R26 och R37 är ett litet äventyr i sig. Medhörningen svänger oavsett om R26/R37 anslutes till 0V eller +9V. Båda delarna är ju växelspanningsmässigt på samma nivå och det räcker med att jorda växelspanningsmässigt. Den slutliga lösningen blev att jorda med en diod (D26) via R56 när nyckeln är nere.

VFO

Det som krävt i särklass mest labbande är den kombinerade VFO/XTAL-oscillatorn. Den ska dels vara skapligt stabil i mottagning och ge tillräcklig utspänning för att driva blandaren, dels ge tillräcklig drivning även till sluttrissan 2N3053. Helst ska man ha ett buffertsteg mellan VFO och PA men det uteslöts av utrymmesskäl. Det funkar ändå.

De första proven gjordes med en 2N2222 och den versionen av VFO:n var fantastiskt stabil. Den drev bara 13Hz från kallstart ! Emellertid var utspänningen väl låg så jag övergav denna lösning och testade en 2N4416 (FET) istället.

Första tanken var att nyckla oscillatorn i sändning och det gick men den var väldigt seg i starten så att tecknen blir avkortade och de korta lät "staccato". Försök med ett motstånd parallellt med nyckeln förbättrade det hela, men då svängde istället oscillatorn hela tiden om än med betydligt mindre amplitud när nyckeln var uppe. Detta sätt skulle sannolikt bli väldigt beroende av FET-exemplar och övergavs efter väldigt mycket labbande med motstånds/kondensatorvärden. Nu svänger istället oscillatorn hela tiden och nycklingen sker nu med en diodswitch (D23) som när nyckeln är nere kortsletter primärlindningen på T1 till jord via C68.



När nyckeln är uppe och även i mottagningsläge spärras D23 med hjälp av R41, R54 och R55. Kanske är det onödigt att spärra med omvänd polaritet men nu är det gjort så.

Helst ska det finnas en diod från gate till jord med denna VFO-koppling. Det medför lägre oscillatorspänning och därmed mindre effektutveckling i avstämningsskretsen och därmed mindre frekvensdrift, men då blir drivningen till mottagarblandaren istället lägre och därmed känsligheten. Den driver därför iväg ungefär 200 Hz de första minuterna men är sedan tämligen stillastående. Den driver nedåt i frekvens så en kondensator med negativ temperaturkoefficient hade nog behövts men det är mycket dåligt med plats i lådan just här.

Uteffekten kan varieras med R41. "Full effekt" (~400mW) fås med 820 ohm. 1500 ohm ger ~240mW ut.

Med den valda oscillatorlösningen kortslutes kristallen i mottagningsläge, medan i sändningsläge den avstämda kretsen istället blir kortsluten.

RIT-en är en enkel historia med två helt vanliga likriktardioder 1N4007 använda som kapacitansdioder. Det får till följd att kapacitansvariationen är högst oberäknelig. Man kan få prova flera exemplar. Jag hade inga lämpliga riktiga kapacitansdioder liggande. Seriekopplingen C49 (47pF) ger lite drygt 5kHz variation runt 3560 både uppåt och nedåt.

C66 på 180pF är i mitt fall en glimmerkonding. Först var det en keramisk men det medförde att VFO:n åkte upp och ner några 10-tal Hz hela tiden. Polystyren går säkert bra.

VFO-spolen har en toroidkärna av typ T68-2. Bättre är egentligen T68-6 som driver mindre med temperaturen, men kräver lite flera varv.

Ett försök att göra det möjligt att flytta kristallen lite i frekvens blev ingen succé. Det gick bara att flytta den knappa 200 Hz med hjälp av 18pF i serie med kristallen. Ökar man detta värde blir det ännu mindre "flytt", minskar man så slutar oscillatorn att svänga helt. Möjligen är kristallen "för bra". Det är ingen riktig FT243 utan har en modern kristall i FT243-hölje.

Oscillatorn diodswitchas i mottagningsläge via D22 till blandaren. Den kan ju egentligen vara ansluten även i sändningsläge, men oscillatorspänningen blir då väl låg till PA:t.

Spänningsstabilisering

Spänningsmatningen till oscillatorn stabiliseras med en LP2950 vars 0-punkt är höjd ungefär 1.2V med hjälp av dioderna D3/D4 för att ge ~6.2V till oscillatorn. Det går precis lika bra med en vanlig 78L05 men fördelen med LP2950 är att det hela fungerar någon volt lägre ner i batterispänning. C73 behövs om man vill kunna använda ett vanligt brunstensbatteri. Det har högre inre motstånd än ett alkaliskt batteri och medför att utan C73 så självsvänger LF-steget.

PA

Slutstegstrissan behöver ingen kylare. Om man tänker sig att sända utan antenn eller annan last kan det vara idé med en zenerdiod på 15V eller så mellan kollektorn på 2N3053 och jord. Uteffekten med 9V matning är c:a 400mW och med 12V c:a 700mW.

Något kretskort har jag inte gjort. Det är bara en dubbelsidig laminatbit 50x80mm som jag byggt "dead-bug" style på. Fördelen med detta byggsätt är att man kan bygga lite på "höjden" om platsen tryter. Jag har därför inte någon aning om ifall det hela får rum på ett 50x80mm riktigt etsat kort. Visserligen ser det inte vackert ut, men man sätter ju in det hela i en låda så.....

Jag använt en del 0.5W motstånd här och var. Det är ju inte alls nödvändigt. Det är inte några nämnvärda effekter någonstans så $\frac{1}{4}$ eller $\frac{1}{8}$ W räcker gott. Jag har monterat en hel del komponenter stående. Det är nödvändigt för att få plats med allt. Elektrolyterna jag använt har 50V arbetsspänning (man tager vad man haver) som är rejält överkill. Tantaler med lägre spänning är bättre och mindre.

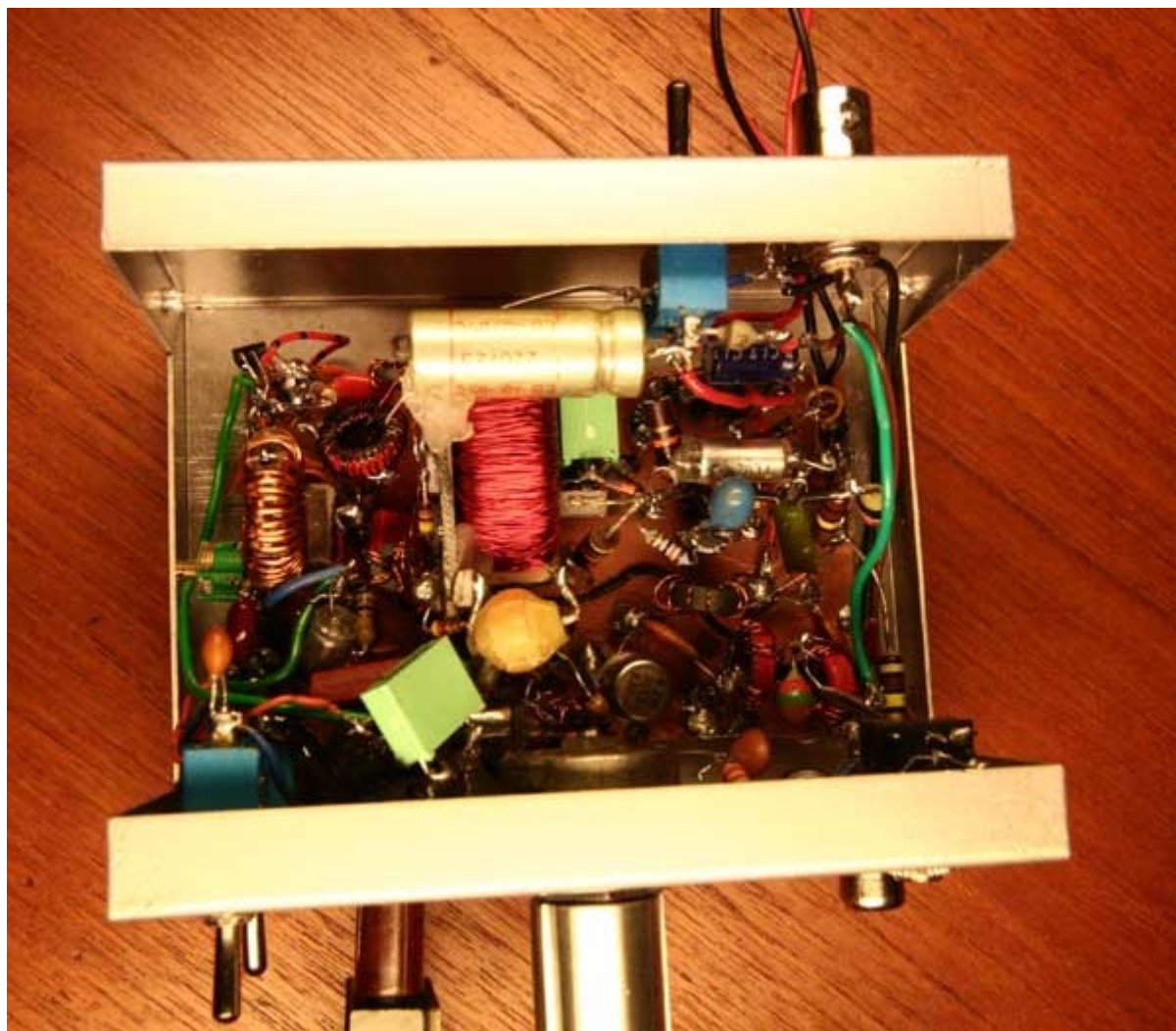
Komponentval

Kondensatorerna C49, C66, C54, C56, C45, C32, C34 bör vara av bra kvalitet (polystyren eller glimmer) då de påverkar VFO:ns frekvensdrift. Övriga är inte kritiska.

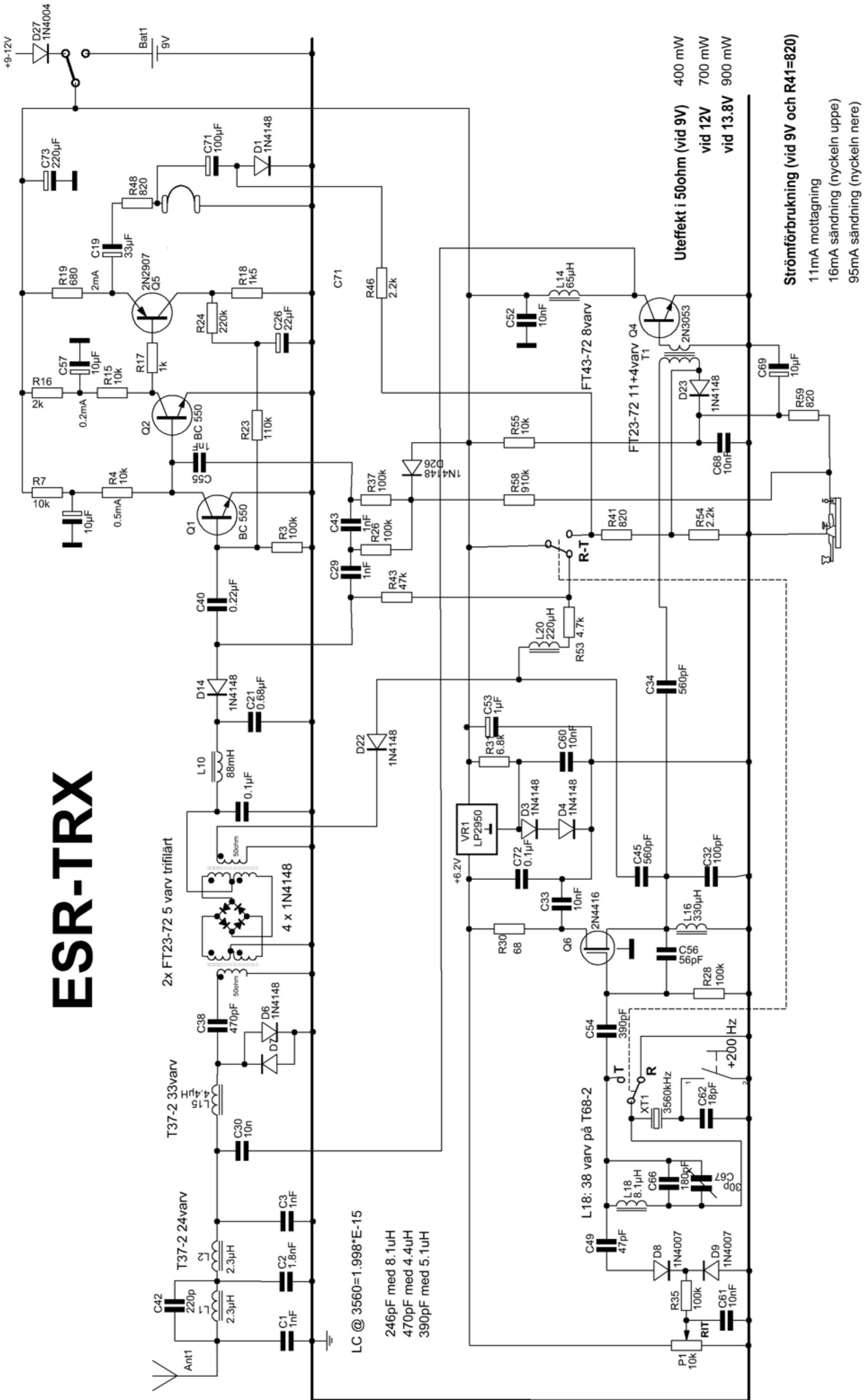
Övrigt

Ett intressant fenomen i mottagning är att med ett brunstenbatteri som bara har $\sim 7.8V$ "kvar" så blir CW-filterverkan mycket vassare och gränsen för överstyrning betydligt lägre. Sannolikt beroende på att LF-delen är farligt nära självsvängning.

Urban SM5EUF



ESR-TRX



OH2GF

Jukka Vermasvuori, VANDA, Finland



Jukka Vermasvuori, OH2GF
Viputie 3
FI-01640 Vantaa
Finland
jukka.vermasvuori@luukku.com
Tel. +358 40 530 1551

26.4.2009

KONSTRUKTIONSTÄVLING 2009

Minimal transceiver för 80 m.

Konstruktör, utvecklare och idésnickare OH2GF, kretskortslayout SM5NBE

Kommentarer till "väsentliga kraven för radion":

- Kristallstyrd. Kristallfrekvensen kan ändras bara cirka 1 kHz med en seriekopplad trimkondensator. Beroende på kristallens höga Q-värde på 3,5MHz, är det svårt att med enkla metoder på ett kretskort med storlek på 55 x 80 mm ändra frekvensen mer än 1 kHz. Vi har även testat keramiska resonatorer som finns på marknaden. Med dessa kan en frekvensändring upp till 15 kHz erhållas, men nyckling av denna typ av oscillatorn orsakar ett oacceptabelt beat. Frekvensstabiliteten är också temperaturkänslig.
- Sändaren ger ut **345mW RF i 50 Ohms last**. Total ström vid 345 mW uteffekt är 56,3 mA med 9V spänning. Mottagaren drar 4,1 mA (används för medhörning), Tx XFO = 5,3 mA, Tx Pa = 46,9 mA x 8,9V. Slutstegets verkningsgrad blir därmed 82,7%.

- Mottagardelen har en VFO med frekvensomfång från 3,510 till 3,581 MHz. Detta erhålls med en 25 pF kapacitansändring i resonanskretsen. För att erhålla bästa frekvensstabilitet har kapacitansdioder inte använts. VFO:n täcker därmed det väsentliga CW bandet och även PSK31 frekvensen kan lyssnas av.
- Hörlurar som användes: Pioneer SE-90D (2x 26 Ohm med halvorna seriekopplade). Beakta hörlurarnas kvalitet p.g.a stora kvalitetskillnader mellan olika fabrikat. Audiosteget är optimerat till denna impedans för bästa ljudnivå och fungerar inte på för låg/hög impedans. Audiosignal 100 mVpp över 52 ohm ger bra ljudnivå på hörlurarna. Antennsignal på S9, motsvarande 50 µV ger 100 mVpp ut. För inställning av medhörningsnivån finns en trimpotentiometer.
- 9 volts batteridrift. Effektförbrukningen har optimerats enligt kravspecifikation i tävlingsreglerna. Optimering gäller alltså en strömförbrukning på 250 mW / 3 timmar. Energibudget på 3h / 250 mW som nedan:
 $I_{dc} = 250 / 9 = 27,8 \text{ mA}$
 1. Rx 1,5h 3,0 mA = 4,5 mAh. Mottagning 3,0 mA. 50/50% Rx/Tx förhållande.
 2. Tx 1,5h 54,2 mA = 81,3 mAh. Sändning 54,2 mA
 3. Bat. 3,0h 27,8 mA = 83,40 mAh (-2,4 mAh)

I senare mätningar visade det sig att batterispänningen sjunker på 55mA belastning och Rx VFO:s matningspänning måste stabiliseras med en zenerdiod. Med presenterad dimensionering kan batteriet gå ned till 8,1 V innan zenerstabilisering ger vika. Zener behöver 1,2 mA extra på 9,0V matning och därmed drar mottagaren nu 4,2mA.
- Max 6 st transistorer: 2 st Junction FET, 2 st MOSFET och 2 st bipolära transistorer. Ett (delningsbart rx/tx) mönsterkort på 55 x 80 mm. Notera att kretskortet kan delas till separata sändar- och mottagardelar. Därför har en extra 5mm "sågningslinje" lämnats i mitten.
- Antennkretsen är dimensionerad för 50 Ohms resistiv last. Denna 50 ohms impedans gör det möjligt att direkt använda t.ex. en halvvägs dipol utan ATU. Mottagaren fungerar bra även med hög input nivå från "full size dipole".
 I klassrumsbruk, se avsnitt **Konstantenn**.



Till pluspöngjakt:

- Pedagogik. Konstruktionen består av grundläggande byggblock. Inga speciella trix har använts, endast optimerade moderna grundkopplingar, som klass E-parallellavstämmt RF slutsteg och "switching"-blandare på mottagaren.
- Hög frekvensstabilitet har nåtts med kristallstyrd sändare samt omsorgsfullt materialval på mottagarens VFO, det vill säga järnpulvertoroid och styroflexkondensatorer. Inga varicapdioder! Strömförbrukningen har optimerats till 3 tim. användning med 250 mW effekt på 9V batteri.

- Mottagarens känslighet: ca **50 μV ingångssignal** ger **100 mVpp audiosignal** över hörlurarna. Även **0,1 μV** signal kan urskiljas i bruset. Alla komponentvärden har optimerats till bästa mottagning på 1 kHz audio pitch. Förstärkningen går ned på båda sidorna. Den uppmätta selektivitetskurvan ser ut så här: 1 kHz 0dB, 2 kHz -4,4 dB, 3 kHz -8,5 dB, 4 kHz -13,6 dB, 5 kHz -16,7 dB.
- Användbarhet. Kan användas som morsesummer i klassrummet, men kommer till sin rätt på 80-meters bandet med en fullstor utomhusantenn. Man kan operera på en punkt-frekvens beroende på kristallen och avlyssna nästan hela 80 m CW-bandet upp till PSK31-fönstret.
- Enkelhet. Med 6 transistorer finns svårigheter att åstadkomma tillräckligt förstärkning i Rx.

I denna Rx har extra förstärkning realiserats med transformation (anpassning) uppåt i mottagarens högimpediva parallellingångskrets. Spänningsförstärkning får man härmed gratis, ingen dc-ström behövs! Enkel "switching mixer" behöver ingen dc heller och hög ingångsimpedans hos FET-gaten gör att oscillator kan ha hög utgångsimpedans. Tack vare detta blir VFOs dc-ström under 1 mA. Switchingmixern har i princip med R-last en konverteringsförlust (conversion loss) på 3,9 dB med "fullwave"-koppling. En enkel switchmixer i "halfwave"-variant behöver 6,0 dB mer, det vill säga tillsammans 9,9 dB dämpning. Men detta gäller dock bara vid *resistiv* last. Kapacitiv last kan delvis "minnas" tidigare nivån så att förlusten (loss) ligger på 6 dB istället för 9,9 dB.

I RX blandarsteget finns en spänningsförstärkning på 13,9 dB från 50 Ohms antenningång till detekterad audio över 47nF. Spolens L5 transformationsförhållande 68/16 varv = 4,25 vilket motsvar 12,6 decibels förstärkning. Sändarens anpassning 266/50 Ohm = 2,3-faldig spänning = 7,26 dB (utnyttjas även på Rx). Tillsammans ger dessa 19,86 dB signalvinst och den uppmätta vinsten 13,9 dB betyder blandningsförlust i mixer på 5,96 dB. På detta sätt har vi fått 14 dB spänningsförstärkning utan någon som helst strömförbrukning! Den andra viktiga egenskapen är att blandaren tål betydligt högre ingångssignaler än passiva eller aktiva multiplicerande *lågströmsmixers* (diod/transistor -blandare).

- Lätt att bygga. Inga stora svårigheter att bestycka det färdiga kretskortet. Det bli flera spolar att linda, men utan dessa blir det problem med RF-selektivitet med en utomhusantenn. Sändarens anpassningskrets på utgången används även som preselektor även på mottagning. Spolar med ringkärnor är mycket enkla att tillverka. Inga mät-instrument krävs!
- Kostnad. Inga dyra komponenter förutom eventuellt specialslipad kristall (enligt prisförfrågan på Kvantselektronik AB, vill de ha 400 kr per styck med 5 veckors leveranstid). Ett antal prototyper byggdes med en standardkristall 3,579 MHz som kostade cirka 12 kr/st. Amidon ringkärnor finns till överkomliga priser på rätta inköpsställen.
- Övertonsdämpning: Pa-steget använder parallellavstämd klass E-förstärkare, som är mycket bättre än klass C vid korta strömpulser. Anpassning har två steg med ett Q-värde av 2,8 respektive 7. Övertoner har inte mätts, men signalens kurvform över konstantlasten är en vacker, ren sinusoid.
- Den andra unika fördelen i parallellavstämd klass E-förstärkare är att den tolererar fel lastimpedans (missanpassning) utan att spänningstoppar på drain blir för höga (break-down risk).
- Nyckling: Sändaren nycklas på oscillator FET:s source. Nycklingsattacken beror på kristallens kvalitet. Några kristalltyper startar långsamt vilket orsakar en för kort "dot". Längden kan justeras med R2. Resistansvärde på 6,8 kOhm är en kompromiss mellan två olika individer på 3,579 MHz. (större R2, längre "dot").

- Spänningsmatning: På ett litet 9V batteri sjunker polspänningen vid 50 mA belastning. Av spänningsfallet medföljer att Rx VFO frekvensen driver cirka 1 kHz/1 Vdc. VFO Vcc måste stabiliseras. Matningsspänningen till hörlursförstärkare måste filtreras ordentligt för att slippa egna nyckelknappar på medhörningen under sändningspasset. Styrsignalnivån till Tx slutsteget har optimerats till 9V spänning vid XFO. Om man höjer matningsspänningen till 10.0V/62,8mA utan att göra något, får man ut till 50 Ohm 419 mW och på 12.0V/75,8mA ut 572 mW. (8,0V/48,9mA ut 275mW). Efter omkalkylering av anpassningsdelen skulle slutsteget kunna ge högre uteffekt. Vid lektionssalsbruk ansluts en speciell konstlast till antennkontakten. Den parallellavstämde kretsen med två trådar dimensionernas så att en lägre sändareffekt tas ut. På detta sätt förlängs batteriets livslängd betydligt.
- Praktiska tester: Olyckligt nog så den enda kristallen vi hade tillgång till, hamnade på samma frekvens som fyrstationer DK0DCY och QRPP beacon SM2IUF, det vill säga på 3.579 MHz. Närliggande PSK31 stationer stör denna frekvens speciellt på kvällstid.

Trots detta har några stationer hittat oss på frekvensen. Dessutom har vi (OH2GF och SM5NBE) haft regelbundna QSO. Ett antal kommuner och 6 dxcc länder är körda.

Sammanfattning

Beskriven mottagarprestanda har åstadkommit med en strömförbrukning på 4,2 mA! - motsvarande effektförbrukning på cirka 38 mW (till exempel en normal LED drar 15 mA!) Parallellversionen av klass E-slutsteg har en hög verkningsgrad, men är samtidigt användarvänlig utan risk att förstöra sluttransistorn med felaktig last (missanpassning). Att bygga ihop en 345mW sändare och en μ V-mottagare på ett 55x80 mm mönsterkort är en tuff utmaning. Medhörning fodrar, att Tx och Rx måste fungera bra samtidigt. Signalisolerings mellan Tx/Rx är svårt att realisera. Kretskortet har konstruerats så att Rx- och Tx-delar kan separeras mekaniskt i fall det önskas. Komponentplacering på kretskortet har ändå lyckats så bra att separering eller avskärmning inte har varit nödvändig.

Konstantenn

Sändarens utgångssteg är anpassat till 50 ohms resistiv last. Korrekt anpassning är viktig även för mottagarens känslighet. Slutsteget kan belastas även med andra resistiva laster än 50 ohm och differenser syns på uteffekt och strömförbrukning. Det är viktigt att belastning är resistiv för att undvika onödiga förluster.



Konstantennen består av antennelement och motvikt. Vid nätadapterdrift finns det redan något slags motvikt. Vid batteridrift måste motvikt arrangeras separat. En kort antenn är kapacitiv och för att stämma av den behövs det en parallellresonanskrets. Antennkapacitans utgör en del av resonanskretsens totalkapacitans. För att få hög spänning till antennen skall transformatorns omsättningstal vara så högt som möjligt. Detta får man genom att mata kretsen med en link. Belastningsresistansen består till stor del av kretsens förlustresistans samt den parallelliggande antennens strålningsmotstånd.

Den föreslagna konstantenn / motvikt är båda 1 meter långa trådar, vilka kopplas in i parallellresonanskretsens, en ringkärnespole med trimkondensator, ändar. Sändaren ansluts till kretsen med en link, vars varvantal bestämmer hur mycket ström slutsteget drar

och hur mycket effekt den ger ut. Spolen är en Amidon FT50-61 toroid med 24 varv 0,4 mm emaljerad koppartråd. Länken är 3 varv på den "kalla" ändan av spolen, det vill säga spoländan närmast motvikten. Trimkondensatorn skall vara cirka 100pF. Sändaren drar cirka 30mA (normalt 56mA) vid resonans och trådarna åt motsatta håll. Kretsen avstämms genom att justera trimkondensator till max signalstyrka på mottagningen.

Övrigt

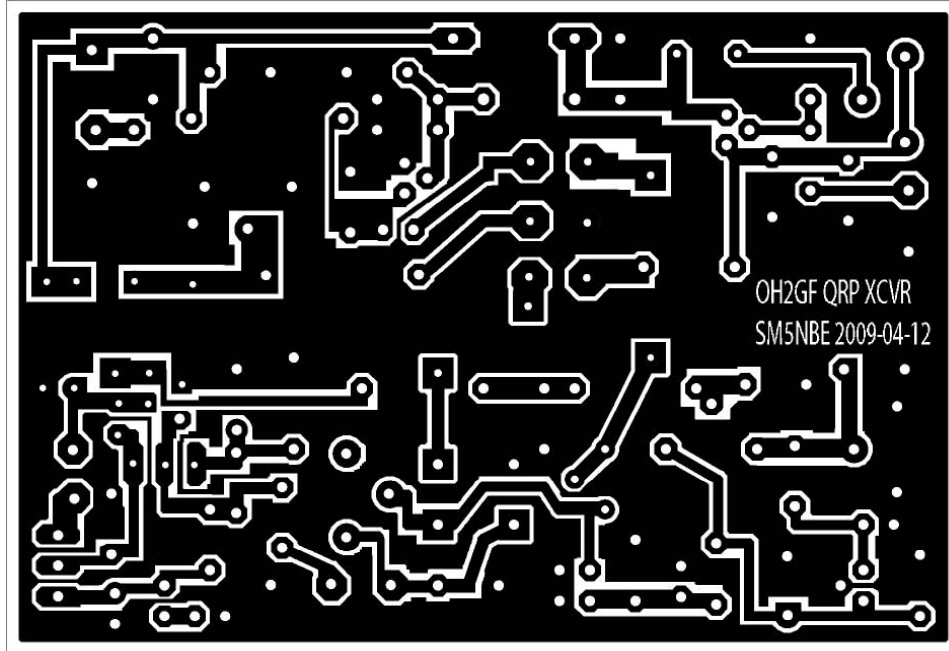
Observera, att kretskortshalvorna har ett jordplan mellan Rx/Tx delar för signalisolering. Det finns tre signaler som skall hopkopplas med kopplingstråd på lödsidan. Dessa är märkta som W1, W2 och W3 på komponentplaceringsbilden. Korta trådstuppar skall användas.

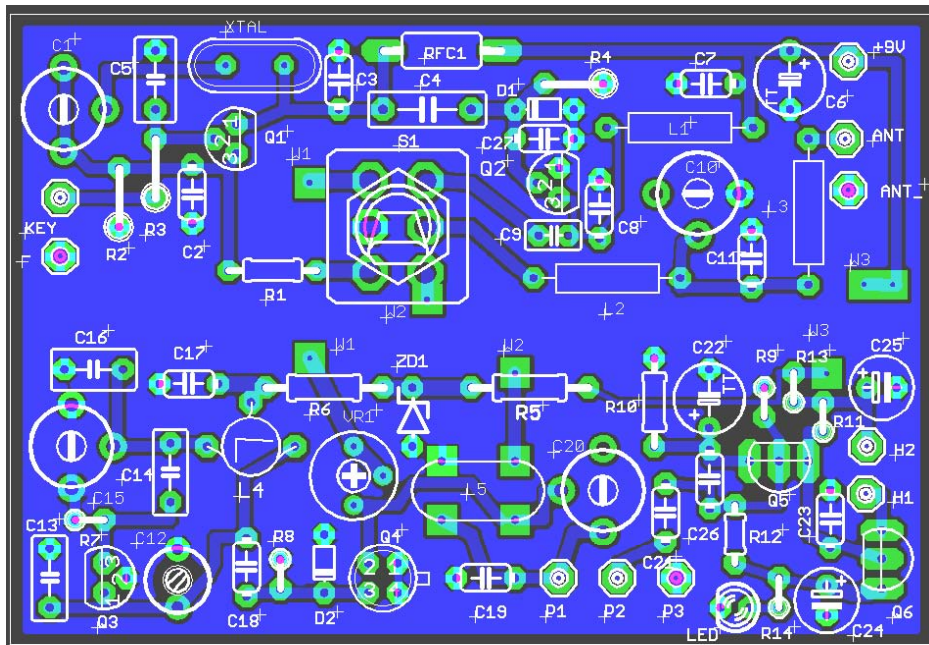
Sluttransistorn Q2 i schemat på sidan 16 är en BS170. Istället för den rekommenderas 2N7000, som är vanligare och även billigare. Observera dock, att om 2N7000 används, skall den vridas 180 grader och "mellanbenet" skall böjas "åt fel håll"!



Komponentlista

Part	Value	
C1,10,20	3-50pf	Philips Fii 7,5mm, färgkod svart
C2,11	150p	Styroflex
C3,8	100p	
C4	220p	
C5	1 μ	Droptantal
C6	22 μ	e-lyt, 16V
C7,9,17,21	0.1 μ	
C14, 27	150p	
C12	2-20p	Trimmer
C13,16	330p	Styroflex
C15	3,3-29pf	Philips luft trimmer 4,5 varv, typ C005/AB/25E
C18	5,6pf	
C19	47n	
C22	4.7 μ	
C23	15n	
C24	100u	e-lyt
C25	470u	e-lyt
C26	10n	
D1,2	1N4148	
L1	10.9 μ H,	46 varv, 0.4mm på Amidon T50-2 (röd)
L2	35.4 μ H,	24 varv, 0.4mm på Amidon FT50-61 (mattsvart)
L3	17.0 μ H,	59 varv, 0.3mm på Amidon T50-2 (röd)
L4	11.8 μ H,	26 + 26 varv, 0.4 mm em på Amidon T50-6 (gul)
L5	22.3 μ H,	68 varv, 0.3 mm på Amidon T50-2 (röd)
LED	HLMP-K150	Link 16 varv på "kalla ändan"
Rx	10k log,	HP-lågströms LED (lyser redan vid 1 mA)
Q1	BF245B	Volympotensiometer
Q2	2N7000	Obs! B-typ skall användas
Q3	BF245A	Obs! A-typ skall användas
Q4	BSD215	
Q5,6	BC549C	
R1	270	
R2	6,8k	
R3,6	100	
R4	100k	
R5,14	820	- Obs! utan LED skall R14 vara 1,8k
R7	150k	
R8,9	47k	
R10	2.2k	
R11	12k	
R12	68k	
R13	470	
RFC1	400uH	"dropp" drossel
S1	2 x 2 toggle switch	(ON-ON, 2 kontaktpar)
S2	toggle switch	ON-OFF-ON
VR1	250 ohm	R-TRIMM
XTAL	3,565 MHz	kristall
ZD1	7,5V	zenerdiod





QRP Rig by OH2GF

Ver 3 2009-04-26

Schema 2009-04-26

SPOLAR

Samtliga spolar är lindade på Amidon ringkärnor

L1 = 10.9 uH

T50-2 röd, 46 varv 0.4 mm eml 85 cm

L2 = 35.4 uH

FT50-61 svart, 24 varv 0.4mm eml 45 cm

L3 = 17.0 uH

T50-2 röd, 59 varv 0.3mm eml 105 cm

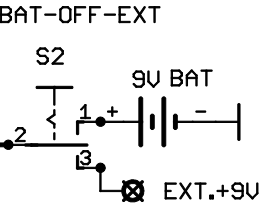
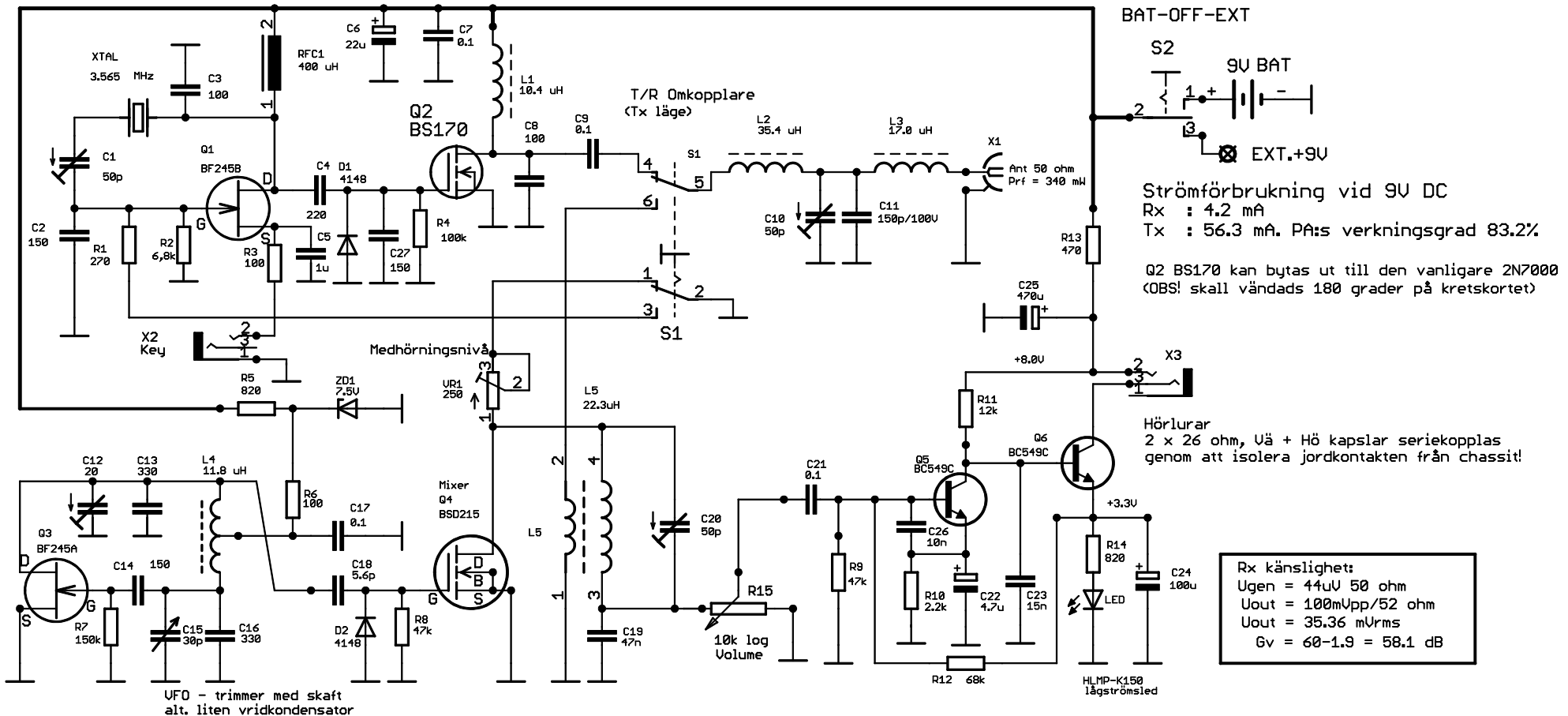
L4 = 11.8 uH

T50-6 gul, 26+26 varv 0.4mm eml 100 cm

L5 = 22.3 uH

T50-2 röd, 68 varv 0.3mm eml 115 cm

Link 16 varv på den "kalla" ändan 35 cm

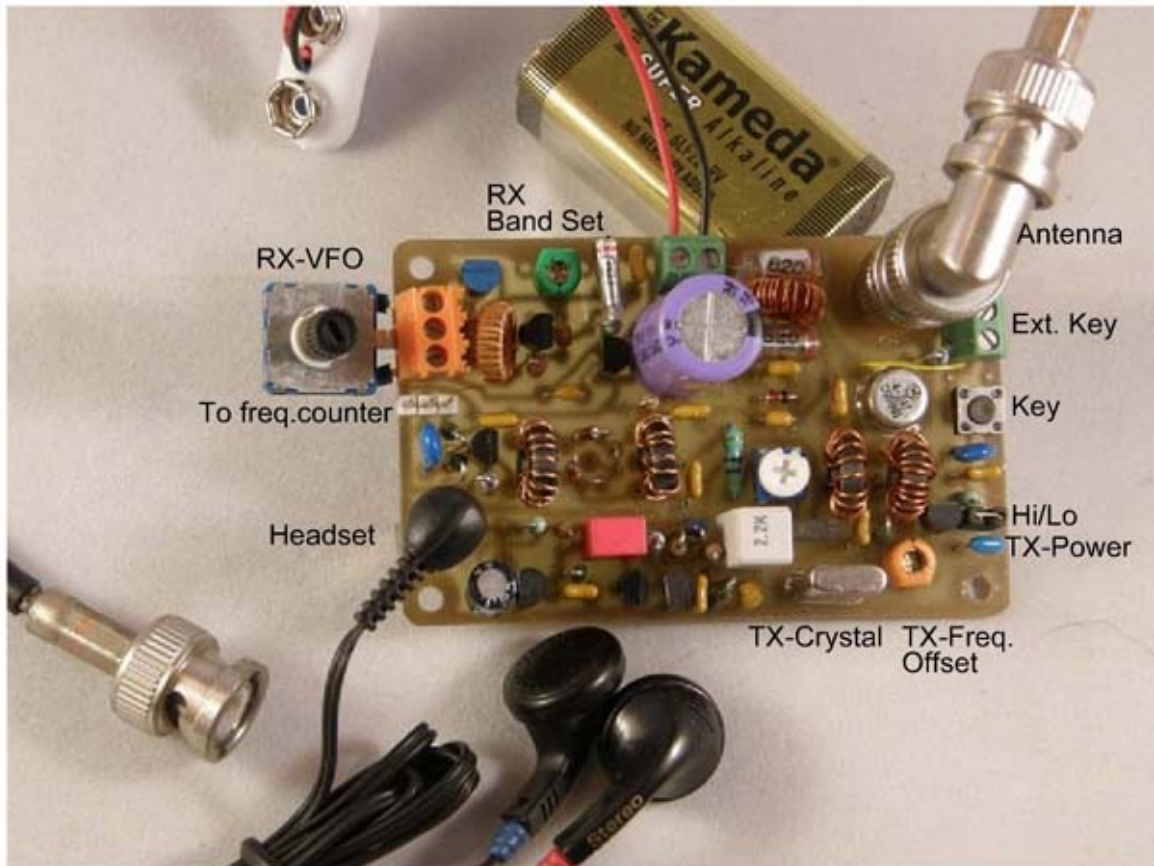


BAT-OFF-EXT
S2
9V BAT
EXT.+9V
Strömförbrukning vid 9V DC
Rx : 4.2 mA
Tx : 56.3 mA. PA:s verkningsgrad 83.2%
Q2 BS170 kan bytas ut till den vanligare 2N7000 (OBS! skall vändas 180 grader på kretskortet)

Hörlurar
2 x 26 ohm, V_a + Hö kapslar seriekopplas genom att isolera jordkontakten från chassit!

Rx känslighet:
U_{gen} = 44uV 50 ohm
U_{out} = 100mVpp/52 ohm
U_{out} = 35.36 mVrms
G_v = 60-1.9 = 58.1 dB

Kråkgårdeteamets ESR-transceiver



Detta är Kråkgårdeteamets bidrag till ESR:s utlysta tävling om en ”klassrumstransceiver” med möjlighet att köra skarpt i en ”riktig” antenn.

Reglerna föreskriver:

- Transceiver för 80-meters bandet
- Max 6 transistorer
- Kristallstyrd sändare med möjlighet till någon kHz shift
- Matad från ett litet 9V batteri och tre timmars drifttid
- VFO styrd mottagare +/-5kHz
- Medhörning vid sändning
- Normal ljudstyrka för MP3-lurar
- Max storlek på kretskortet 50x80mm (skärmån saknas för 4 kort på ett europaformat!)
- Byggekostnad på max 200:- SEK
- Goda pedagogiska inslag
- Mottagarens känslighet och selektivitet
- Användbarhet
- Enkelhet
- Övertonsdämpning och pulsformning
- Olika spänningsmatningar

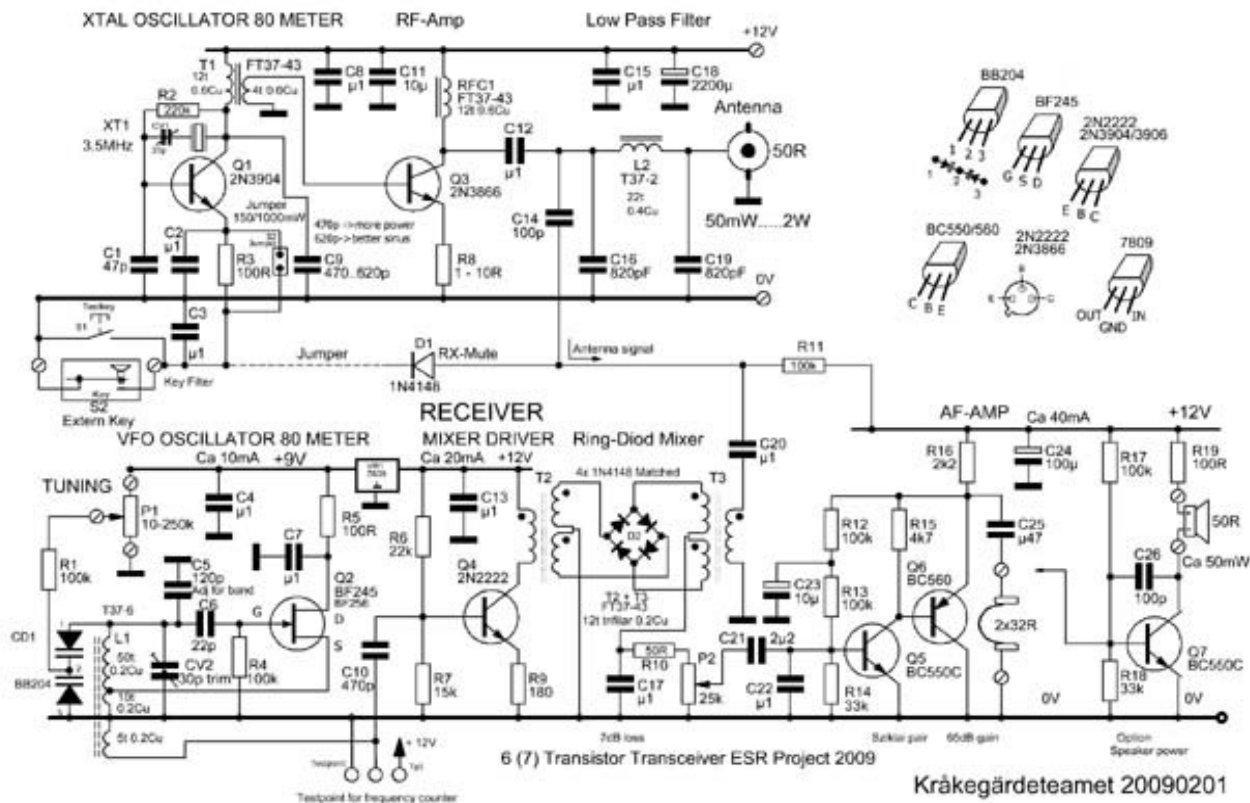
Analyserar man tävlingsreglerna ser man att de är snäva och utmanade för deltagarna.

Kråkgårdeteamet:

Kråkögärde ESR Transceiver

(Experimenterande Svenska Radioamatörer, ESR)

TRANSMITTER



Sändaren:

Sändaren är kristallstyrd på 3650 kHz med möjlighet att justera frekvensen +/- 1 kHz med en trimkondensator på kortet. Oscillatoren är en klassisk Pierce där få komponenter behövs. Den är byggd kring transistorn 2N3904 för att ge lagom effekt. Effekten är 30 mW men ökas enkelt till 300 mW genom att bygla emittermotståndet på oscillatoren. En 2N2222 ger mera effekt och skulle kunna vara lämplig om man vill bygga en 5 watts sändare. Med C8 kan man manipulera med uteffekten och kurvform efter behag och en lämplig kompromiss är 470 pf.

Sändaren har full QSK och försedd med en testnyckel på kretskortet. Nycklingsfiltret är utformat så att framkanten på nycklingstecknen är avrundade för att undvika nyckelknäppar.

Som sluttransistor har valts en 2N3866 tack var god tillgång i ett surpluslager. Den matas via en lågimpediv lindning i transformatorn T1 och kan ge 2,5 W i denna koppling. Sluttransistorns effekt kan också justeras genom att ändra emittermoståndet R3 på 10 ohm.

Nycklingen sker enbart i oscillatoren vilket innebär låg nycklingsström. Sluttransistorn stryps genom T1:s sekundärlindning eftersom den arbetar i class C.

Kråkögärdeteamet:

Sändarens QSK är listigt utformad. Mottagaren är öppen för lyssning då den egna sändaren nycklas. Men den är kraftigt dämpad via dioder nycklingskretsen så att det som blir kvar av LF-ljudet är en lämplig medhörning. Man lyssnar alltså på den egna signalen vid sändning vilket gör att man har full kontroll hur sändaren låter.

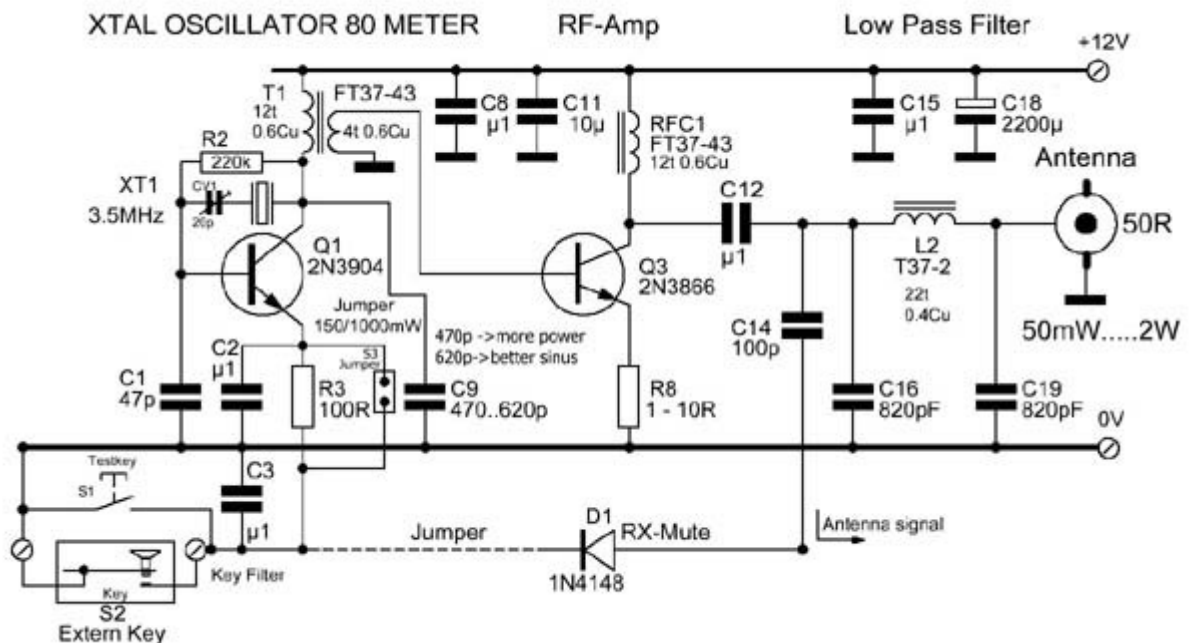
Tekniska detaljer i sändaren

Peirceoscillatoren består i sin enklaste form av enbart transistor, två motstånd och några kondensatorer. Kristallen ligger i återkoppling mellan kollektor och bas. Med hjälp av trimkondensatorn CV1 kan frekvensen förskjutas något.

Kollektorimpedansen på Q1 är relativt hög och ingångsimpedansen på basen av Q3 är låg. Därför måste man lägga en impedansanpassningskrets mellan stegen. I kollektorkretsen på oscillatoren har vi lagt en hf-transformator för att med minsta förluster få över de få milliwatt som skapas av oscillatoren till sluttransistorns bas. Transformatorn har varvtalsomsättningen $12/4=3$ vilket leder till en impedansomsättning på 9 eftersom den alltid är varvtalsomsättningen i kvadrat. Vill man pröva andra transistorer så kan det vara viktigt att laborera med varvtalet på sekundärsidan. Olika transistorer leder till olika förutsättningar.

Som tidigare nämnts arbetar sluttransistorn i klass C, vilket innebär att den endast leder i positiva toppar av påmatad sinuskurva. Med hjälp av svänghjulseffekten i L2 så skapas en fullständig sinuskurva. Verkningsgraden är hög i dessa steg, upp mot 80 %. Kollektorimpedansen i Q3 är i storleksordningen: Matningsspänningen²/dubbla uteffekten.

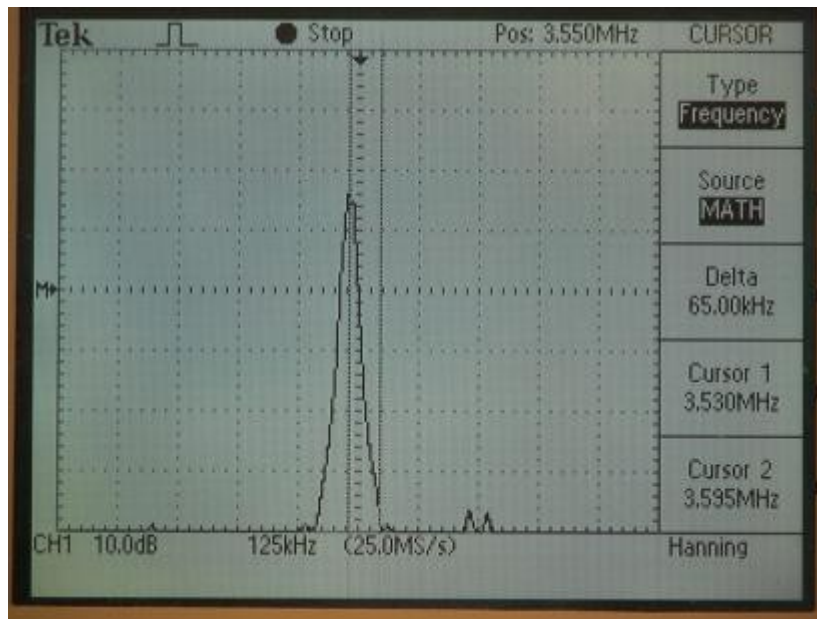
Vid 12.5V batteri och 1.5W ut så blir det optimalt $12.5^2/2 \times 1.5 = 50$ ohm. Därför är det så lätt att göra QRP sändare med just 1,5W vid 12V. Vid andra spänningar eller uteffekter behöver kollektorimpedansen transformeras till antennens 50 ohm.



Kräkgårdeteamet:

Övertonsdämpning

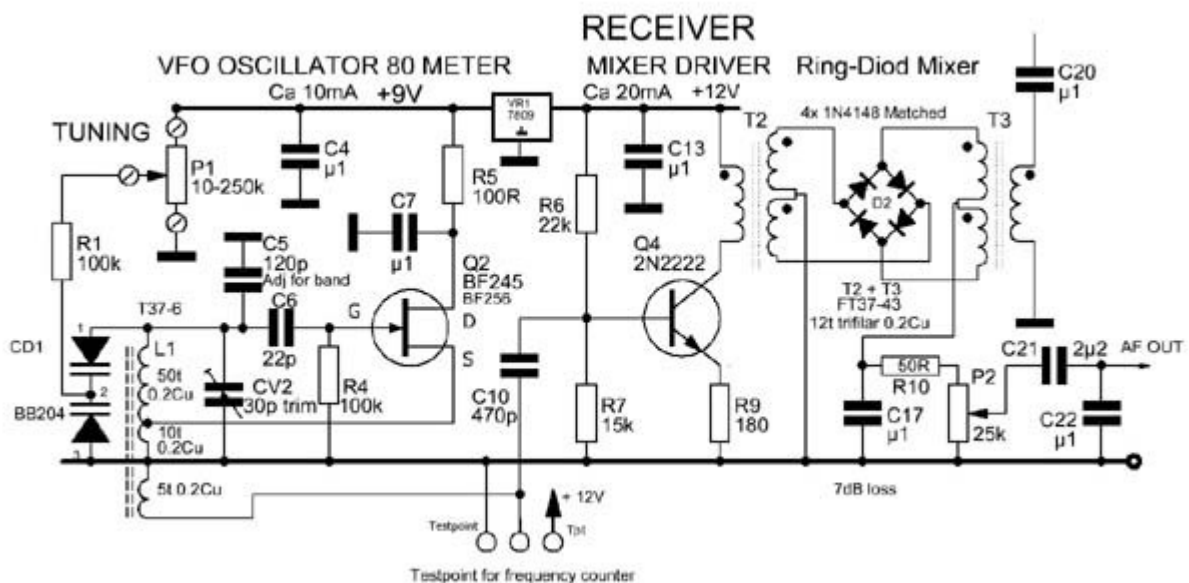
Utsignalen matas via ett 3-poligt Chebyshev lågpassfilter som dämpar övertonerna.
Se http://en.wikipedia.org/wiki/Chebyshev_filter. Kontrollmätningar har genomförts och visar:



Utsignalen från sändaren mätt i en konstlast på 50 ohm.

Vi har inte mätt denna signal i något kalibrerat läge utan vi har endast utnyttjat möjligheten att zooma i en vanlig FFT-mätning i Ellära B på gymnasiets elprogram. Detta mest för att visa vad en intresserad elev kan dokumentera på en sändare likt denna med tämligen standardiserad mätutrustning som exempel ett modernt oscilloskop.

Mottagaren:



Kräkgärdeteamet:

Mottagaren består av enbart två transistorer, oscillatoren och drivsteget för diodblandaren. Mottagaren är av klassiskt direktblandad typ vars skillnadsfrekvens hamnar inom det hörbara området. Blandaren, en balanserad ringdiodblandare, matas med VFO-signal på $3560 \text{ kHz} \pm 12 \text{ kHz}$. Antennsignalen tas från lågpasfiltret i sändaren. Vid nyckling jordas antennsignalen till mottagaren via dioden D1 och motståndet R4.

VFO-kopplingen är en klassisk Hartley-oscillator med en FET-transistor. Få komponenter användes, vilket gynnar temperaturdriften. Spolen L1 är lindad på en toroidkärna T37-6, (gul), som har låg temperaturkoefficient. Med trimkondensatorn CV2 justeras frekvensen centrerad runt 3560kHz.

Frekvensbestämmande komponenterna i VFO:n består av spolen L2 och kapacitansdioden CD1 som styrs av vridpotentiometern P1, genom att variera den pålagda spänningen. Beroende på val av kapacitansdiod så kan ett variationsområde upp till flera hundra kHz erhållas om så önskas. Med dessa komponenter blir variationsområdet ca $\pm 12 \text{ kHz}$. Kapacitansdioden ersätter en skrymmande och dyr vridkondensator. Nu behövs enbart en enkel linjär potentiometer med fritt val från 10k till ca 250k. VFO:ns frekvenskalibrering blir inte lika när matningsspänningen skiftas från 9V till 12V.

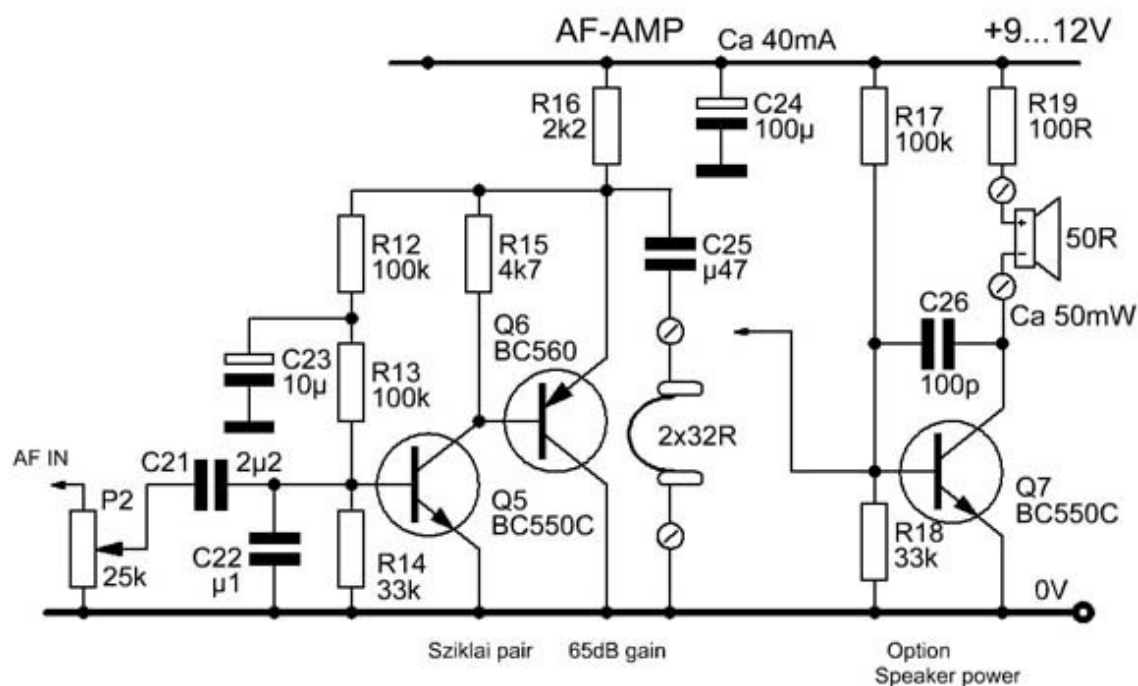
Drivsteget, Q4 (2N2222) ger erforderlig drivning, ca 7dBm, till ringdiodblandaren, vilket medger att man kan bortse från att det föreligger en viss missanpassning mellan stegen (några hundra ohm i förhållande till femtio ohm). Detta förenklar konstruktionen avsevärt. Den som önskar experimentera kan prova med en mellantransformator för bättre anpassning.

Ringdiodblandaren klarar högnivåsignaler galant, vilket möjliggör att vi använder denna blandare även för att lyssna på egna sändaren för kontroll av den egna signalen och medhörning. Dioderna kan vara vad man har till hands men de bör om möjligt vara matchade. Ur ett större urval väljer man ut 4 st dioder med samma genomgångsresistans med hjälp av en ohmmeter. Därmed är matchningen nöjaktig.

Transformatorerna T2 och T3 lindas på FT37-43 kärnor med 12 varv trifilärlindning. Tre trådar tvinnas tillsammans innan de lindas som "en" tråd på kärnan. De båda transformatorerna skall göras exakt lika för att få balans i systemet. Alla portar, antenn, oscillator och utgång kommer då att ha 50 ohm. Nackdelen med ringdiodblandaren är att den stjäl ca 7-8 dBm av antennsignalen! Detta måste kompenseras i lågfrekvensförstärkaren.

Här är en sida som förklarar hur blandaren fungerar
http://my.integritynet.com.au/purdic/dbl_bal_mix.htm (Om det backas i adressen visas fler teorier om radio)

LF-Förstärkaren



Ringdioblandaren levererar en svag signal vilket gör att LF-steget måste leverera mycket spänningsförstärkning. Transistorena Q5 och Q6 är kopplade i serie likt en Darlingtonkoppling och den skarpsynte ser att kopplingen består av NPN- och PNP-transistor, ett s k Sziklaipar.

Fördelen med denna koppling är att basen på första transistorn Q5 endast ligger en PN-övergång från den jordade emittern. Förstärkningen med dessa transistorer, BC550/560 är i storleksordningen 1800ggr eller 65dB vilket gör att LF-signalen blir hörbar i ett headset på 2x32ohm. Vill man bygga ut transceivern utöver byggförutsättningarna kan man lägga till ett effektsteg, gärna det klassiska GE-steget (gemensam emitter) och då kan man driva en högtalare med ca 25-50mW i audioeffekt.

Sziklaikopplingen har fått sitt namn av sin uppfinnare, tjecken Sziklai. Läs mer här http://en.wikipedia.org/wiki/Sziklai_pair

Känsligheten: beror enbart på hur mycket förstärkning det finns i audioförstärkaren. Känsligheten för en läsbar signal har för flera exemplar av mottagaren hamnat kring 10 dBuV, men variationer beroende på hörlurar etc är att vänta.

Känsligheten har alltid varit nöjaktig för att använda mottagaren ansluten till en dipol ca: 2x20 m med möjlighet till europeisk trafik.

För "klassrumstester" räcker känsligheten mer än väl till för att det skall fungera med en trådstup på en - två meter.

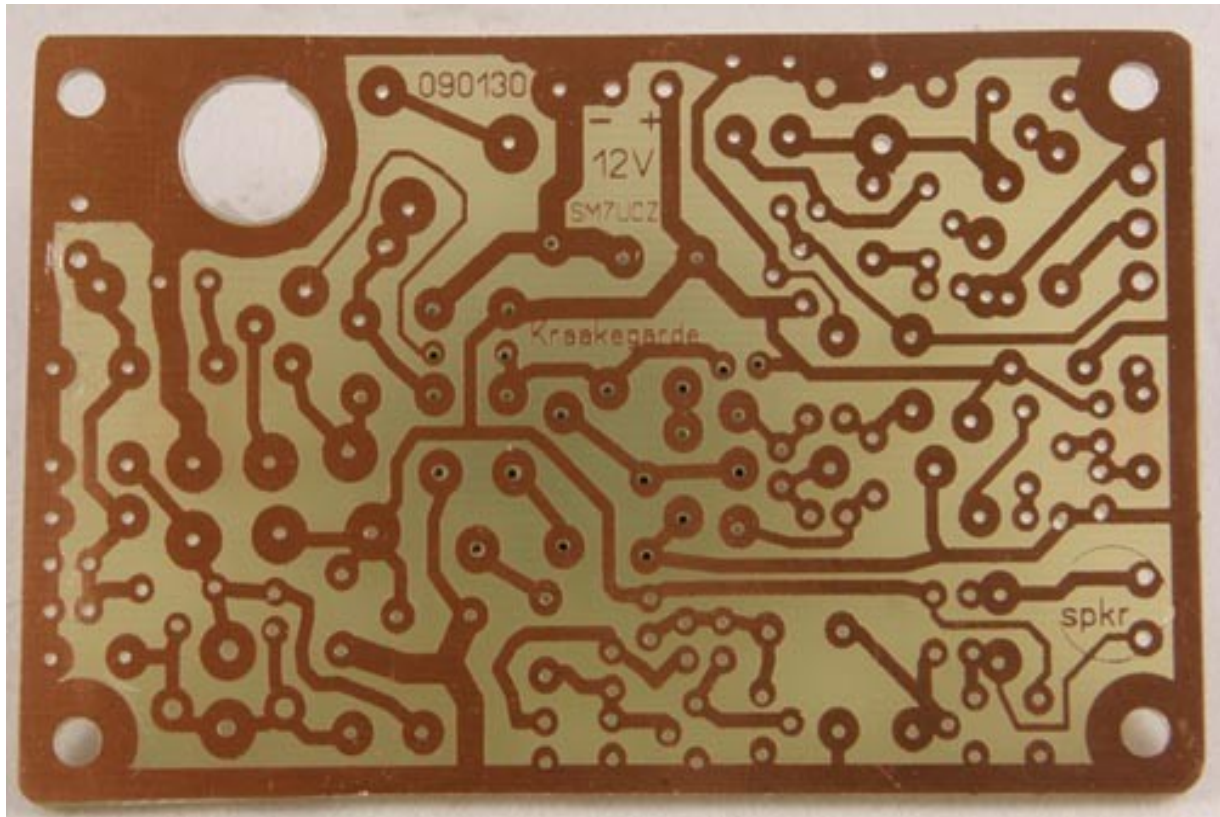
Selektiviteten: Med tanke på enkelheten mottagaren, inga speciella bandpassfilter, båda sidbanden närvarande, så är selektiviteten förvånansvärt god. En viktig del i mottagarens prestanda är att ringdioblandaren är noggrant byggd för bästa balans och därmed

Kråkgårdeteamet:

undertryckning av oönskade signaler.

Dubbla sidband i mottagaren ger två möjligheter att lyssna på motstationen. Vid sändning är det viktigt att välja det övre sidbandet för att hamna på rätt frekvens.

Kretskortet:

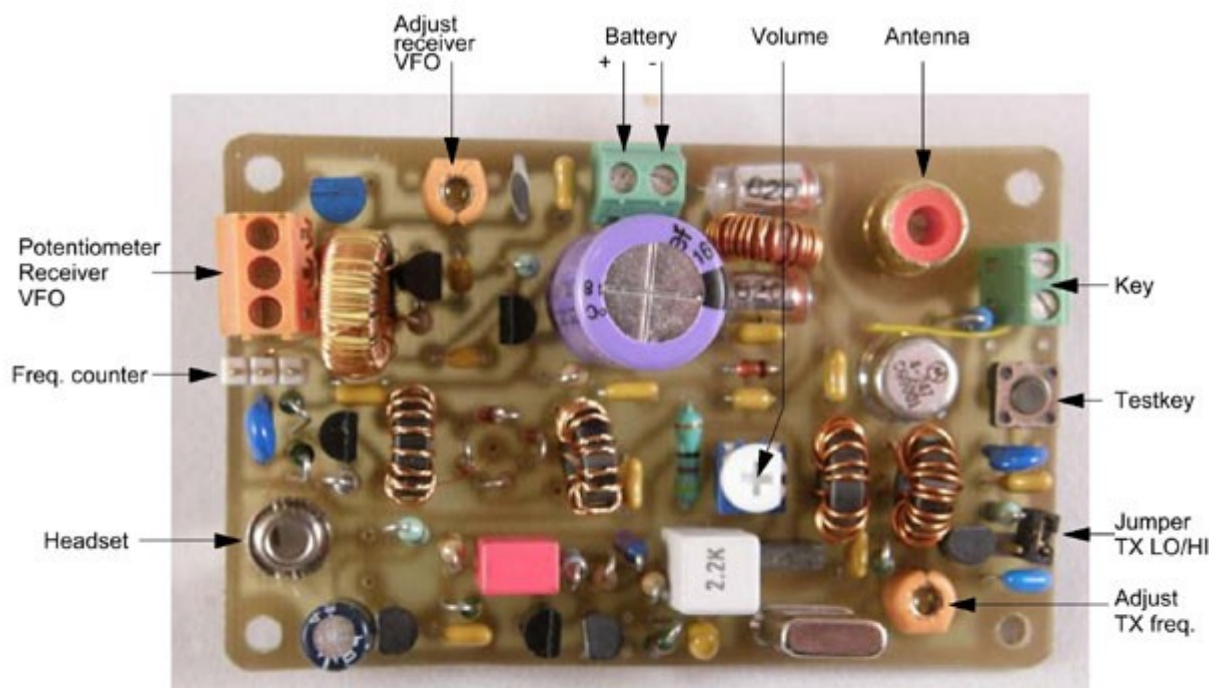


Kretskortet, enkelsidigt med storleken 50x80mm innehåller hela transceivern förutom potentiometern för mottagarens frekvensinställning. Kortet har medvetet stora ”paddar” för att dels etstiden ej skall vara alltför kritisk, samt att det skall vara lätt att montera komponenterna.

Om man önskar kan en bit kretskortslaminat lödas mot ramen som finns runt kortet, lämpligen monteras då VFO-potentiometern på denna extra bit laminat, varvid potentiometern blir en del av kortet.

Monterar vi kortet får vi en konstruktion som är byggd på kända delar från litteraturen och som drivs med 9 volt, ström-förbrukningen är vid mottagning ca 25mA. Sändaren ger vid lågeffekt (75 mA) ca 30 mW ut och vid högeffekt (120 mA) ca 250 mW ut.

Kråkgårdeteamet:



Monteringen av kretskortet klaras av med avbitare, lödkolv, liten plintmejsel. Två muttrar behöver spännas. Ett billigt instrument från till exempel Biltema för 70 kr kan användas när trådarna i diodblandaren skall utredas. När sedan kortet skall driftsättas behövs något för att konstatera att sändarens oscillator svänger. Det kan vara en annan mottagare, frekvensräknare, ett oscilloskop, en linkpole där man riktar HF som då blir kontrollerbar med ett DC-instrument eller en enkel lysdiod som petas på oscillatorn. Frekvensen i oscillatorn skall trimmas in till 3560kHz. Sändarens frekvens och uteffekt är beroende av en trimkondensatorn vid sändarens oscillator. Några övriga justeringar behövs eller finns inte.

På kortet finns uttag för följande: Matningsspänning (9 -)12 volt, antenn, telegrafnyckel, hörlur, uttag för frekvensräknare och plint till potentiometern för mottagarens frekvensinställning.

Monterat på kortet: Volymkontroll som består av ett trimmotstånd med pålimmat skaft, testnyckel, bygling låg/hög TX-effekt och trimrar för justering för sändarfrequens och mottagarfrekvens.

Antennkontakten är en enkel lättåtkomlig "phono" kontakt (RCA). Plats finnes för en BNC-kontakt för den som så önskar.

Nyckeln ansluts till skruvplinten, testnyckel finnes redan ombord för den ivrige...

Låg/hög sändningseffekt skiftas med bygling. Hög effekt när bygeln är på plats.

Hörlursanslutningen kan vid monteringen väljas, antingen skruvplint eller 3,5mm plugg.

Frekvensräknare anslutes via tre stift, +/- och signal.

Trimning: via två trimkondensatorer. Den ena justerar kristallfrekvensen något och den andra användes att justera in mottagarens lyssningsfrekvens centrerad runt 3560kHz.

Volymkontroll: via trimpotentiometer med pålimmat skaft på kortet.

Kråkgårdeteamet:

Pedagogiska tankar:

Vid planering av detta bygge fanns tanken på att den kan utgöra det pedagogiska underlaget för en kommande utbildningssatsning bland radioamatörerna. Tanken är att den ska kunna byggas och ses som "pedagogiska moduler". Teori och praktik kan varvas per modul. Den tekniska grunden i detta bygge är en ringdiodblandare, främst då vi anser att det är en central komponent att förstå för att kunna gå vidare i den klassiska radiotekniken.

Som målsättning har vi haft att de olika delarna, blandare, VFO, kristalloscillator, buffertsteg, filter och LF-steg på ett pedagogiskt sätt skall sammansmälta i en komplett transceiver. De olika delarna har alla tämligen klassiska principalschemor som förekommer i stor del av den litteratur som kan tänkas vara intressant att studera i sin fortsatta bana som byggande radioamatör.

Huvudelen av de block vi valt att använda finns förklarade på wikipedia.org vilket vi även länkar till i utvalda fall.

För den händelse att byggaren vill få funktioner som en komplett radiostation redovisar vi även en mängd tillbehör som förgyller användningen av stationen för den som avser att använda radion att kommunicera med utanför klassrummet.

Samtidigt vill vi visa att man kan med små medel själv bygga en radio som ger en hel del nöje. Vi har dessutom valt ett monterings sätt som kräver ett minimum av verktyg för montering.

Medvetna avsteg

Vi har medvetet gjort ett par avsteg från reglerna, då främst av pedagogiska skäl.

Avsteg 1: Vi har använt en 7809 som spänningsstabilisering, vi anser att det är en god vana att tidigt lära ut hur viktigt det är att isolera en oscillator från spänningsvariationer. Att begränsa sig till enbart en zenerdiod anser vi ej vara en modern lösning på problemet. Idag är kretsar liknande 7809 att betrakta som standard, i många fall enklare och billigare att få tag på än zenerdioder.

En stabil och välarbetande oscillator hamnar därför så högt på listan över pedagogiska tankar att vi anser att en 7809 är att jämföra med en zenerdiod i denna tävling.

Avsteg 2: Vi har på kortet gjort plats för en sjunde transistor för att ge Tore möjlighet att provköra denna rig. Tore har ett medfött hörselhandikapp som gör att han behöver en extra "booster" i form av ett slutsteg i ljuddelen, vårt bidrag uppfyller reglerna utan denna extra transistor, men bidraget levereras med transistorn inlörd.

Avsteg 3: Batterityp. Vi har medvetet valt mottagare med en ringdiodblandare för att tillgodogöra oss alla fördelar denna ger främs goda storsignalegenskaper. Det är känt att den kräver mycket driveffekt vilket betyder att 13.5 volt matarspänning är att föredra. Mottagaren förbrukar 38mA och med sjunde transistorn (effektsteget)ca 85mA. Sändaren drar i lågeffekt 80mA och ger 200mW ut, vid högeffekt 200mA och 1W ut. Därför använder vi 6 eller 9 stycken AA (R6) batterier. Dessa batterier innehåller ca 2.8Ah och ett 9V blockbatteri ca 0.6Ah. Kostnaden är lika.

Kråkgårdeteamet:

Funktionalitet

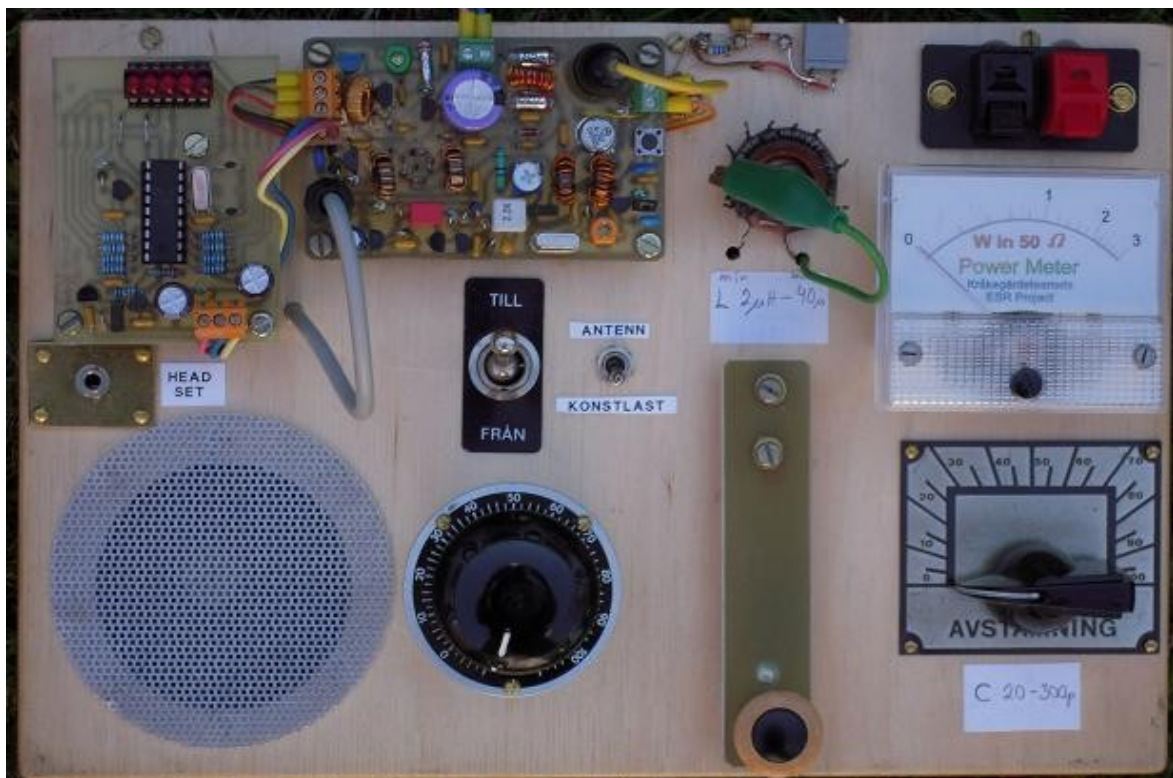
Användbarhet: Riggen går att använda... den är konstruerad för det! Första dagarna kördes följande stationer: DM0E, G4WJM, ON7XI, OE1HFC, PA7N, SM6CGG, OZ1BXN.

Enkelhet: Hela riggen finns på ett enkelsidigt kretskort, om en trimpotentiometer anslutes i plinten för VFO så kan riggen testas direkt på labbänken. Inga! yttre komponenter behövs. Allt är monterat på kretskortet. Anslut batteri, headset och antenn till respektive uttag så är riggen QRV. Enkel telegrafnyckel finns på kortet.

Goda pedagogiska inslag: Oscillator, drivsteg, blandare, övertonsdämpning, nyckelfilter, ljudförstärkare, QSK, automatisk antennväljare RX/TX, kapacitansdiodstyrning, medhörning. Alla dessa begrepp kan förklaras med denna enkla radio, kopplingarna mot en "köperadio" är enkla att göra då de olika modulerna är lätta att identifiera.

Byggkostnad: Kretskortet går att bygga för under 200:- SEK fastän vår krona är svag. Om delar från junkboxen kan användas så lindrar det plånboken. Många av komponenterna kan bytas mot likvärdiga. Kretskortet är designat efter "våra" komponenters storlek. Men vi har medvetet undvikit udda komponenter, och enbart använd köpbare delar.

Den kompletta transceivern:



Hela transceivern är byggd på en "upp- och nedvänd" trälåda med måtten L260 X B170 och D 37 mm. Längst nere till vänster ser man högtalargallret med bakomliggande högtalare. Snett upp till höger om högtalaren sitter uttag för hörtelefon av den typ som bryter högtalaren då man lyssnar på hörtelefonen.

Kråkgårdeteamet:

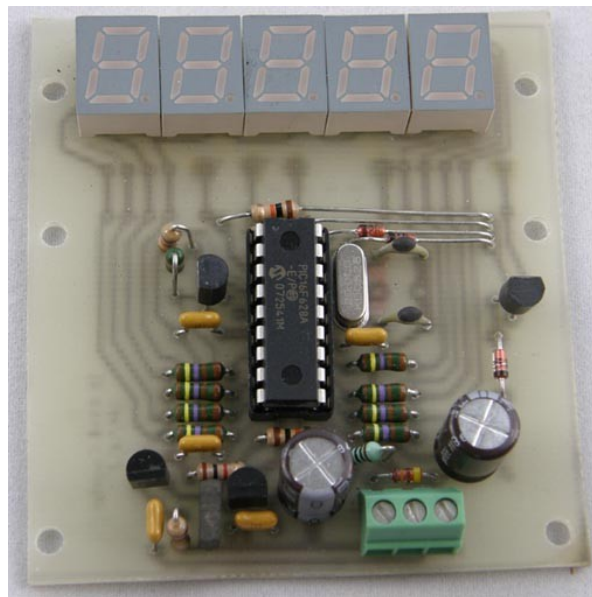
Till höger om högtalaren sitter "VFO-ratten" för mottagaren och ovanför den sitter strömställaren för av- och påslag av transceivern. Den lilla strömbrytaren strax till höger är till- och frånslag av konstantennen.

Vidare till höger hittar vi en telegrafnyckel som tvivelsutan bär SM7UCZ:s kännemärken från hans "planksändare". Den är tillverkad av kretskortslaminat och med träknopp. Ovan telegrafnyckeln finns induktansen i antenncopplingen, omkoppling sker genom att placera klämman på lämplig "tapp" på spolen. Längst ner till höger hittar vi avstämningratten vridkondensatorn till antennfiltret.

Går vi övre högra hörnet hittar vi en frekvensräknare som digitalt visar avläst frekvens på mottagaren. Till höger om frekvensräknaren hittar vi själva hjärtat i bygget, det vill säga den kombinerade mottagaren och sändaren, det vi i dagligt tal kallar för transceivern (eller sändtagare på svenska). Den är monterad på ett 50x80mm enkelsidigt kretskort där plintar finnes för spänningsmatning, VFO-potentiometer och RCA-kontakt för antennen. Volymkontrollen består av en trimpotentiometer monterad på kortet. Testnyckel ingår och enbart hålmonterade komponenter användes.

Syftet med vår kompletta station är att visa att det går att bygga en station som är användbar med mycket enkla komponenter, genom att använda kretskortslaminat och trälåda så kan flera detaljer tillverkas i slöjden eller tekniklektioner som projekt i grundskolan för det fall att det finns intresserade elever och lärare.

Frekvensräknaren



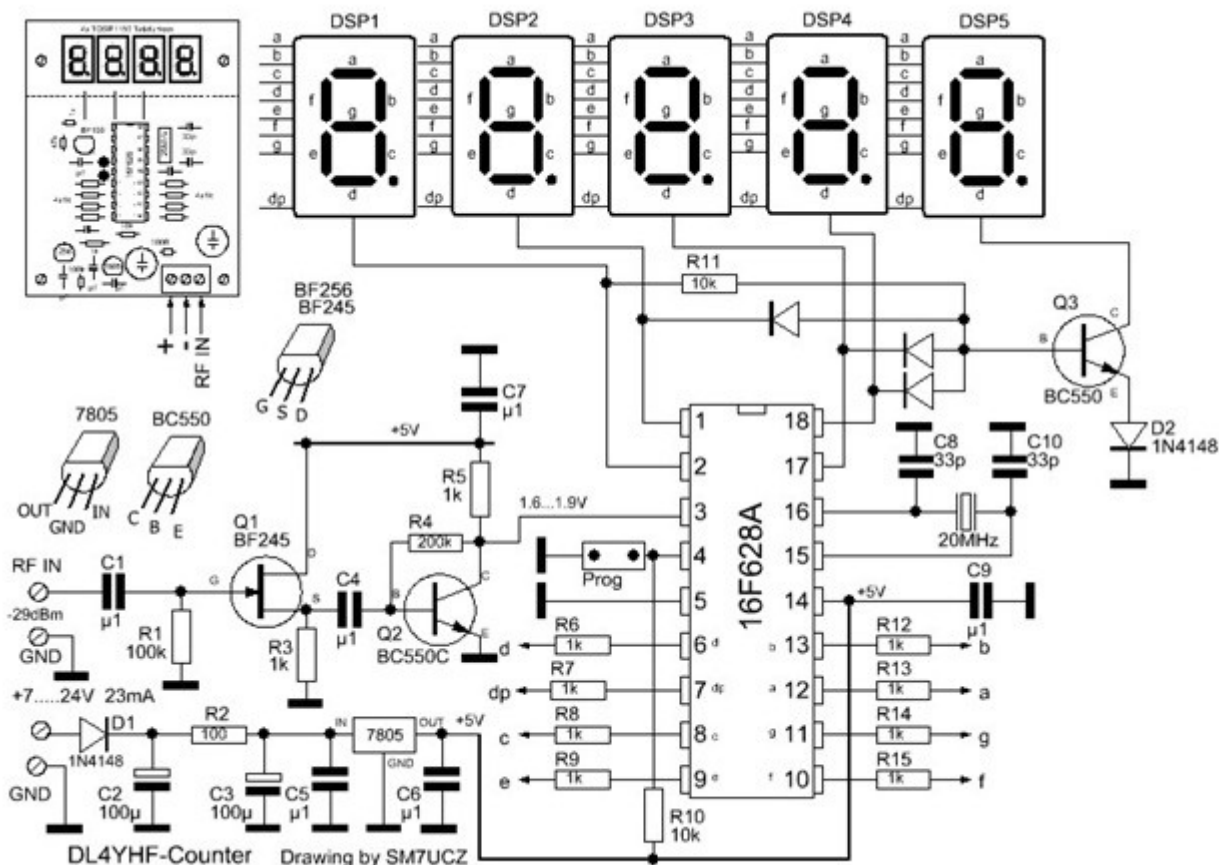
Här visas ett enkelt hjälpmedel för att trimma mottagaren och senare att visa vilken frekvens som mottagaren arbetar på.

Frekvensräknaren konstruerad av DL4YHF, Wolfgang Büsher. Under denna url:

http://freenet-homepage.de/dl4yhf/freq_counter/freq_counter.html

så finns program och anvisningar till hela konstruktionen. Räknaren klarar en insignal från någon Hz till över 50MHz. Program för antingen gemensam Anod eller Katod på displayen har Büsher redan fixat, allt finns att ladda ner från hans sidor.

Kråkgårdeteamet:



Få komponenter behövs. Valet av displayer är lite kritiskt, eftersom PIC-kretsen direkt driver segmenten. Ljusstarka displayer behövs. Strömmen genom PIC:en är begränsad. Totala strömförbrukningen är ca 23mA. Med den extra FET-transistorn på ingången har signaler så svaga som -29dBm kunnat mätas.

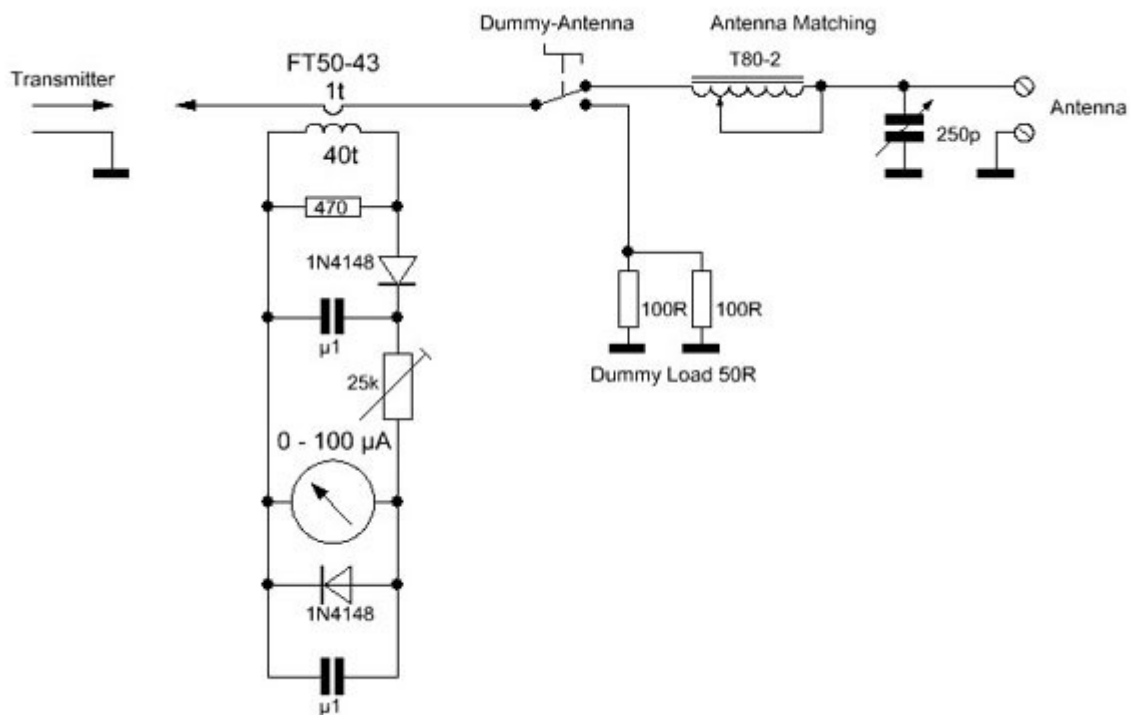
Power Meter och Antennavstämning



Powermetern visande full effekt i 50 ohms konstlast vid 13.5V, ca 1,8W.

Ett enkelt sätt att mäta uteffekten från sändaren med hjälp av en toroid och ett surplus mätinstrument på ca 100 μ A. Med lite datorkraft skapas en ny instrumentavla utprintad på fotopapper, vilket klistras på baksidan av befintlig skala. Skalan skall vara logaritmisk.

Kråkgårdeteamet:



Schemat visar uteffektmetern tillsammans med antennenpassningen. Omsättningen i transformatorn är 1:40. Ledningen från sändaren går rakt igenom toroiden = 1 varv. På sekundärsidan ligger en belastning av 470ohm över det uppstår en växelspanning som likriktas av dioden. Med trimmotståndet 25k justeras spänningen till instrumentet. Med hjälp av ett enkelt digitalinstrument avläses spänningen över konstlasten, 50 ohm, när sändaren körs mot konstlast. Den avlästa spänningen och konstlastens resistans, 50 ohm, räknas med hjälp av ohms lag effekten ut. $P=U^2/R$.

Man använder antennavstämman på följande sätt: Först kopplar man över till konstantennen (dummy antenna) och kontrollerar vilket utslag man får vid 50 ohms utgångsimpedans på sändaren. Därefter kopplar man över brytaren till antennavstämman och ställer in den på samma utslag som tidigare. Då vet man att man i avstämman har transformerat om antennens impedans till sändarens utgångsimpedans på 50 ohm.



Transceivern med lågeffekt vid 13.5V, ca 200mW.

Kråkgårdeteamet:

Några detaljbilder på tävlingsbidraget.



VFO:n med uttag för frekvensmätaren till vänster under plinten.



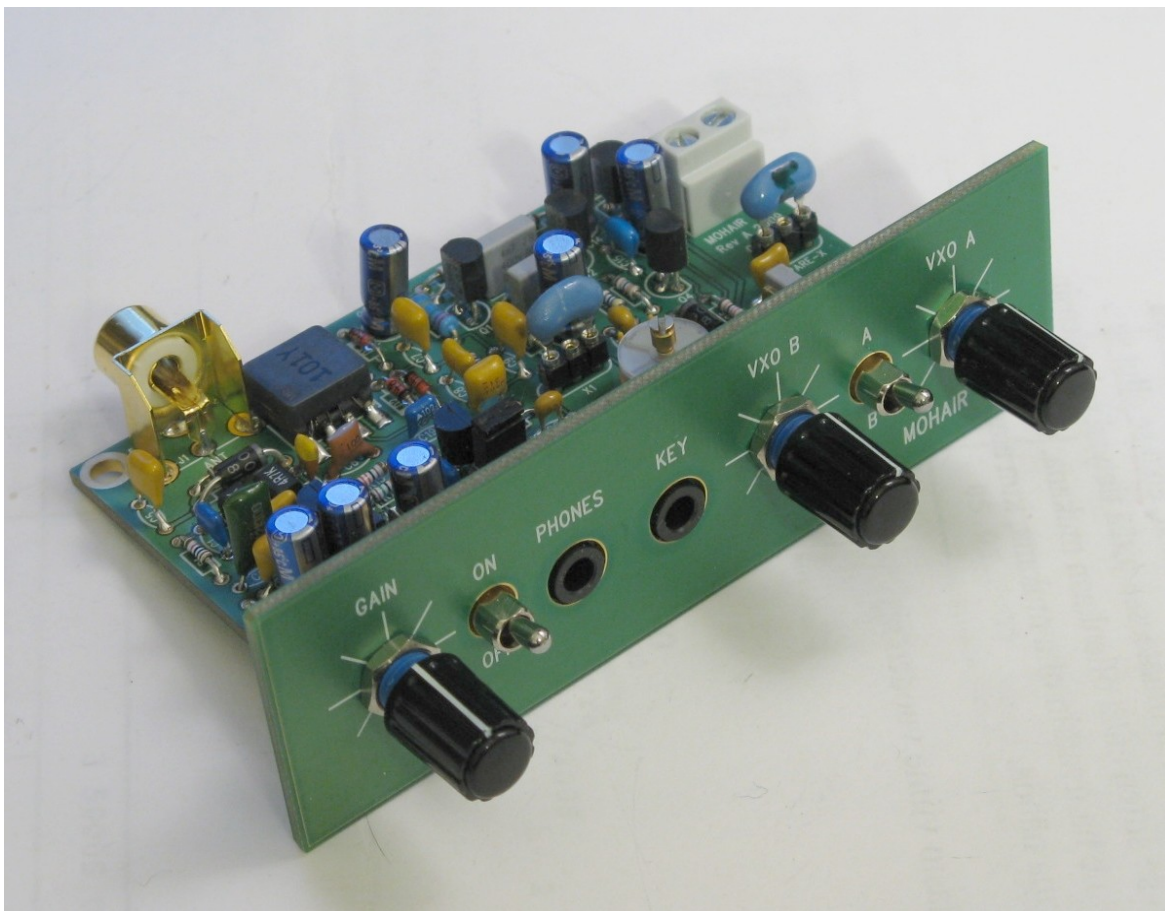
Diodblandaren med ljudförstärkaren i underkanten



Bidraget i profil.

General

MOHAIR ONE is a miniature transceiver designed for the construction competition, Konstruktionstävling 2009 published by ESR Sweden <http://www.esr.se>



MOHAIR ONE miniature transceiver

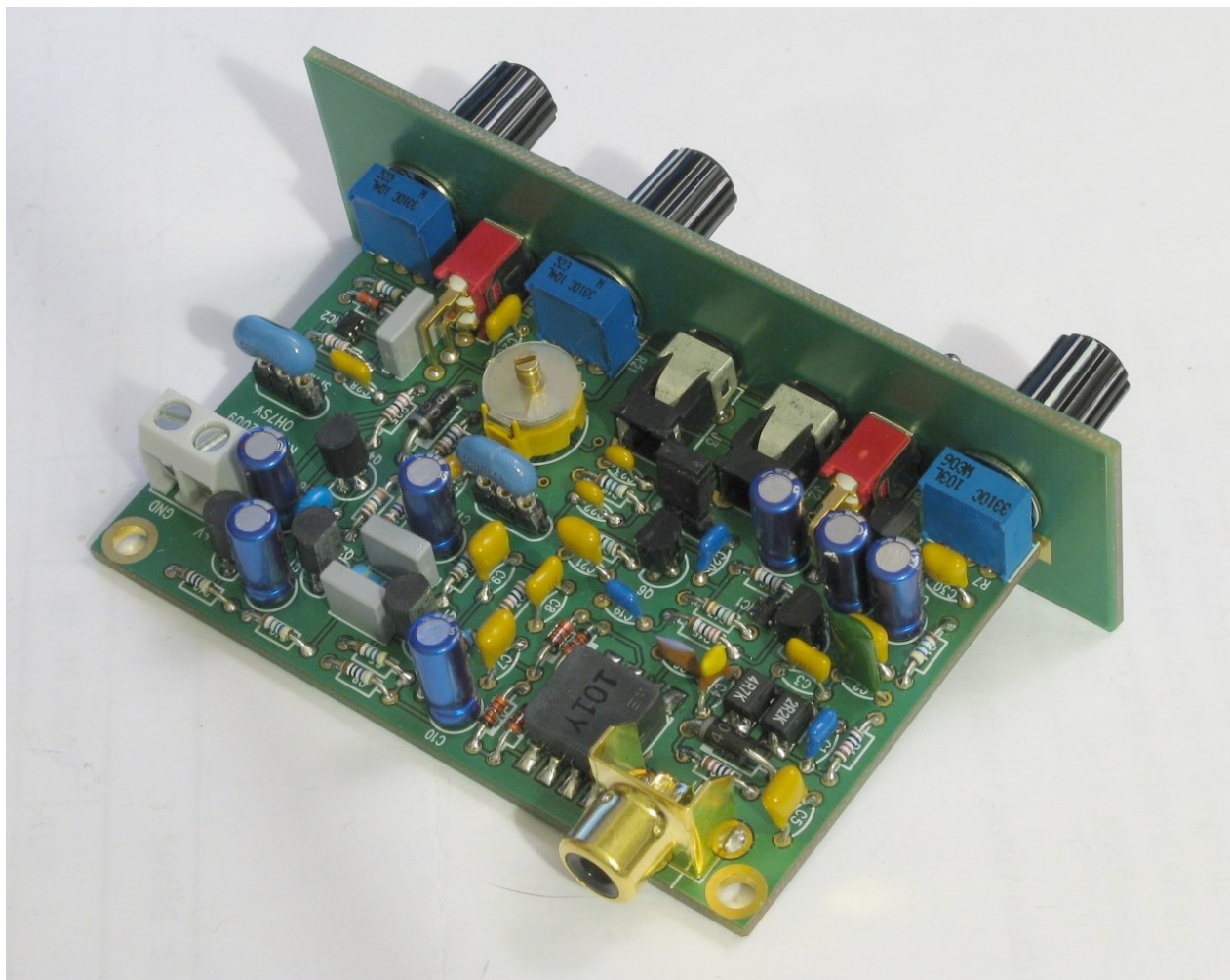
MOHAIR ONE is a low power (QRPp) CW transceiver for 80 m band. It can be operated with a standard 9 volt battery (6LR61). It is very suitable for battery operation because of the low current consumption and the transceiver will maintain stable operation down to 5.2 volts. The supply voltage range is 5.2 V...15 V. The audio output is designed for headphones used in portable mp3 players. The RX can also drive a 8 ohm speaker with reasonable loudness. Additionally the audio amplifier can be modified with a single resistor for higher speaker output level. The performance of the transceiver is good in this class of QRP transceivers e.g. frequency stability, wide frequency tuning range, selectivity and wide supply voltage range. MOHAIR ONE can also be used for SSB listening with an optional ceramic resonator. The transceiver can also be used as a CW training buzzer by removing the TX jumper on the PCB, which disables the TX. The transceiver has been tested in real operation with several QSOs to Europe with good reports.

Typical characteristics

- Band coverage, 80 m amateur band
- Coarse frequency range 3.510 MHz to 3.590 MHz (with 3.58 MHz resonator)
- Coarse frequency range 3.630 MHz to 3.710 MHz (with 3.69 MHz resonator)
- Fine tuning range abt ± 10 kHz with two separate VXO tuning knobs
- Double Side Band detector (CW, SSB)
- Sensitivity, minimum detectable signal (MDS) 0.4 μ Vrms (-115 dBm)
- Maximum undistorted antenna signal 7 mVrms (-30 dBm)
- Selectivity 500 Hz @ -6 dB
- RF output power 200 mW
- CW rise and fall time 2 ms
- Supply voltage range 5.2 VDC - 15 VDC
- Current consumption RX 10 mA, TX 80 mA
- No spurious AM broadcast RX response

- No RX hum or brum typically found in direct conversion receivers

Construction



MOHAIR ONE rear view

The transceiver is constructed on a PCB board size of 80 mm x 50 mm and it is using thru-hole components and few SMD components. On the PCB there is a place for spare 3.69 MHz ceramic resonator which can be plugged in the VXO for SSB band reception. All the switches, connectors and the pots are installed on the PCB. No coils need to be wound when constructing this transceiver.

Switches

- Power ON/OFF
- VXO A, VXO B selection

Knobs

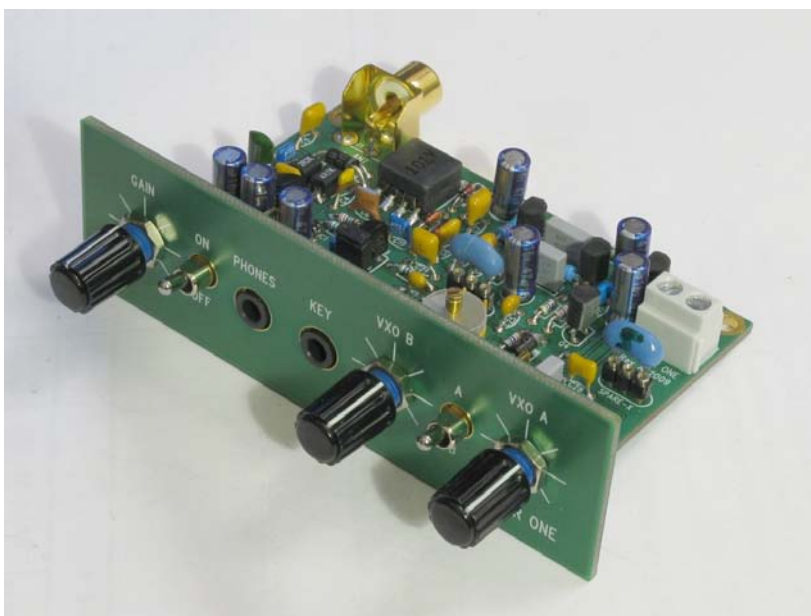
- AF Gain
- VXO A tuning
- VXO B tuning

Front connectors

- Phones
- CW key

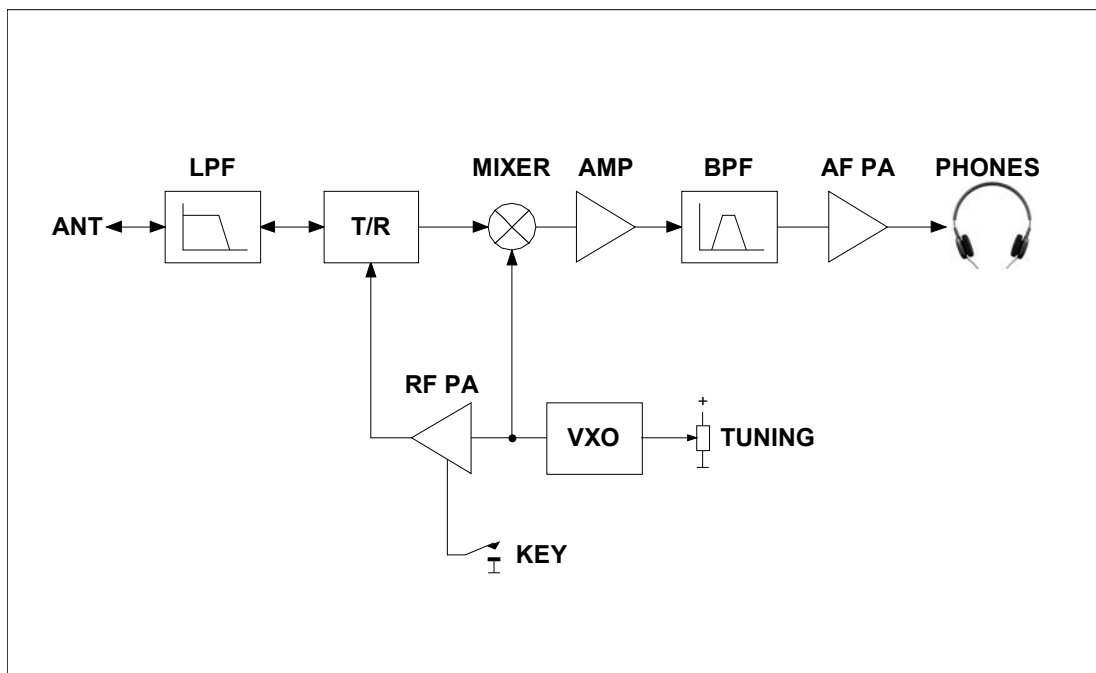
Rear connectors

- Antenna
- Power supply



Principle of operation (Refer to the schematics and the block diagram)

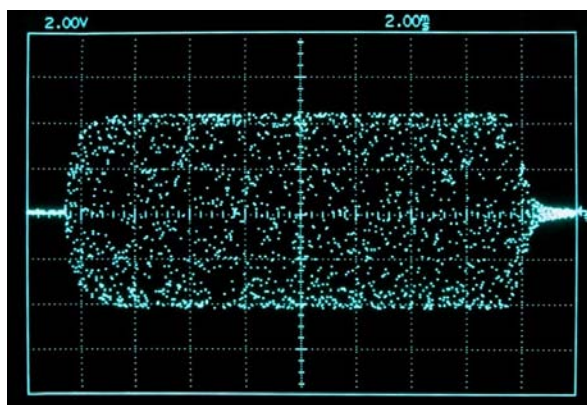
The antenna signal is first fed to the low-pass filter which provides attenuation of unwanted bands. The signal is then fed to the balanced diode mixer which is designed so that it transforms impedance and provides voltage gain of 10 dB in conjunction with the mixer transformer. The mixer is using low level signal diodes 1N4148. The detected audio signal is then amplified 40 dB in the adjustable pre-amplifier and fed to the AF band pass Filter (BPF) which has a voltage gain of 30 dB. The center frequency of the AF band-pass filter is 650 Hz, thus optimized for CW operation. The filtered audio signal is buffered with a push-pull AF amplifier for a low impedance headphones. All the transistors have very high current gain (Hfe) minimum of 400. Total gain of the receiver is abt 80 dB.

**MOHAIR ONE block diagram**

The local oscillator, Variable Xtal Oscillator (VXO) is using a ceramic resonator with a nominal frequency of 3.58 MHz. The center frequency can be set with the trimmer capacitor C24 and the fine tuning is achieved by using a variable capacitance diode with a potentiometer. A standard rectifier diode (1N4005) is used as capacitance diode.

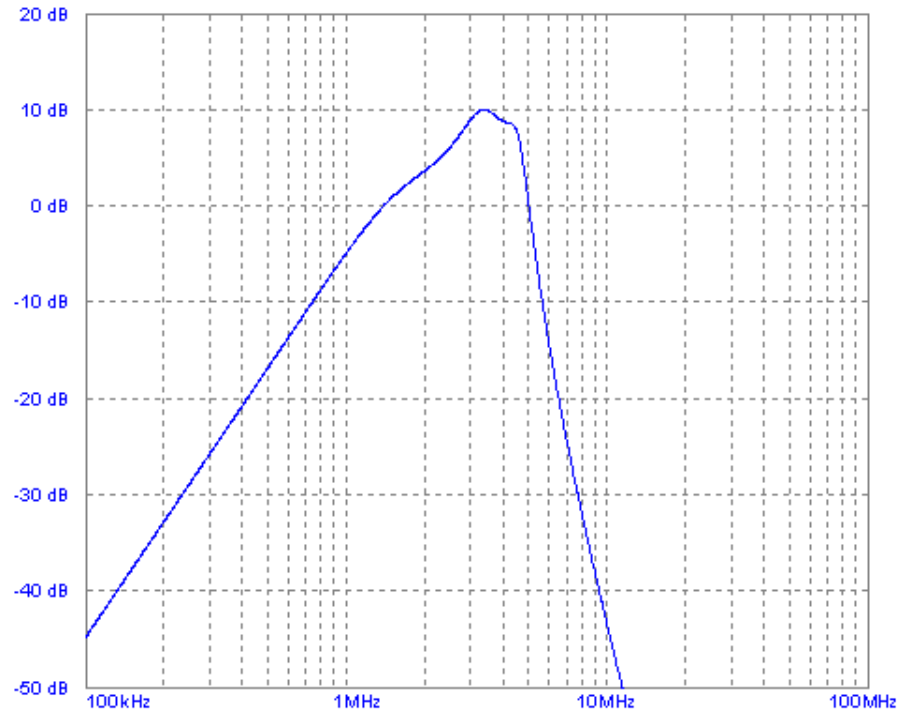
There are two VXO fine tuning pots which can be used flexibly. One VXO can be tuned to zero-beat of the listened station for TX use and the other VXO can be freely tuned during reception. The VXO is selected with a toggle switch.

The local oscillator signal is also fed to the RF power amplifier. It is keyed via the emitter which is grounded with a CW key. There is a RC circuit in the emitter which provided a sufficient CW rise and fall times. The output of the RF PA amplifier is then fed to the transmit-receive (T/R) switch which blocks the signal to RX during transmission. The T/R switch is also using a standard rectifier diode 1N4005.

**MOHAIR ONE CW keying shape**

CW keying is shaped for abt 2 ms rise and fall times. It removes the klick and keying is "hard" enough for a low power QRP transmitter.

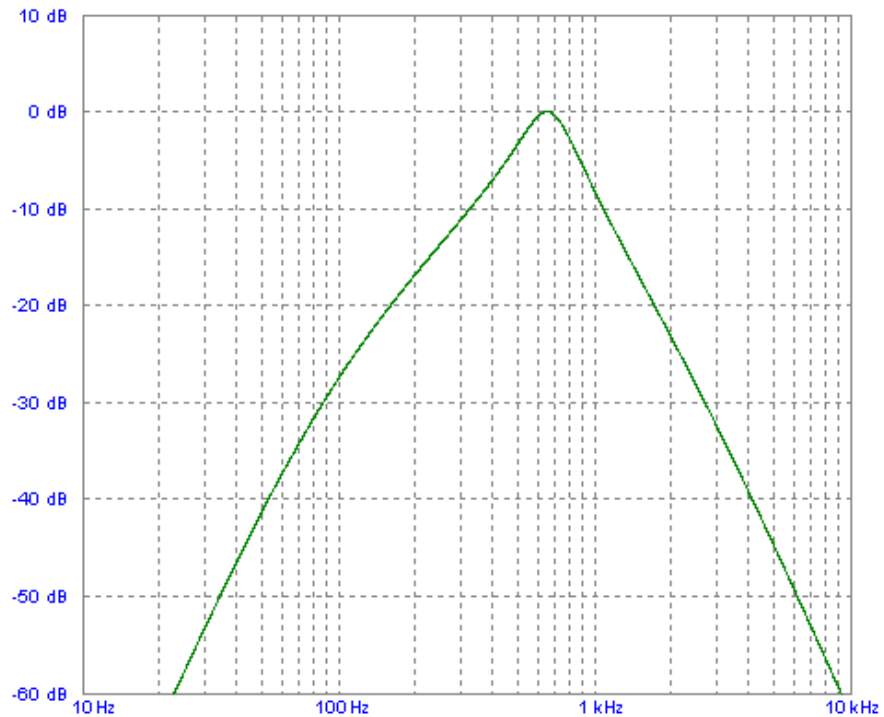
MOHAIR ONE RF filter



The RF filter is attenuating odd frequency response and the AM proadcasts.

- Lowpass frequency corner 4.5 MHz
- High-pass frequency corner 2.5 MHz

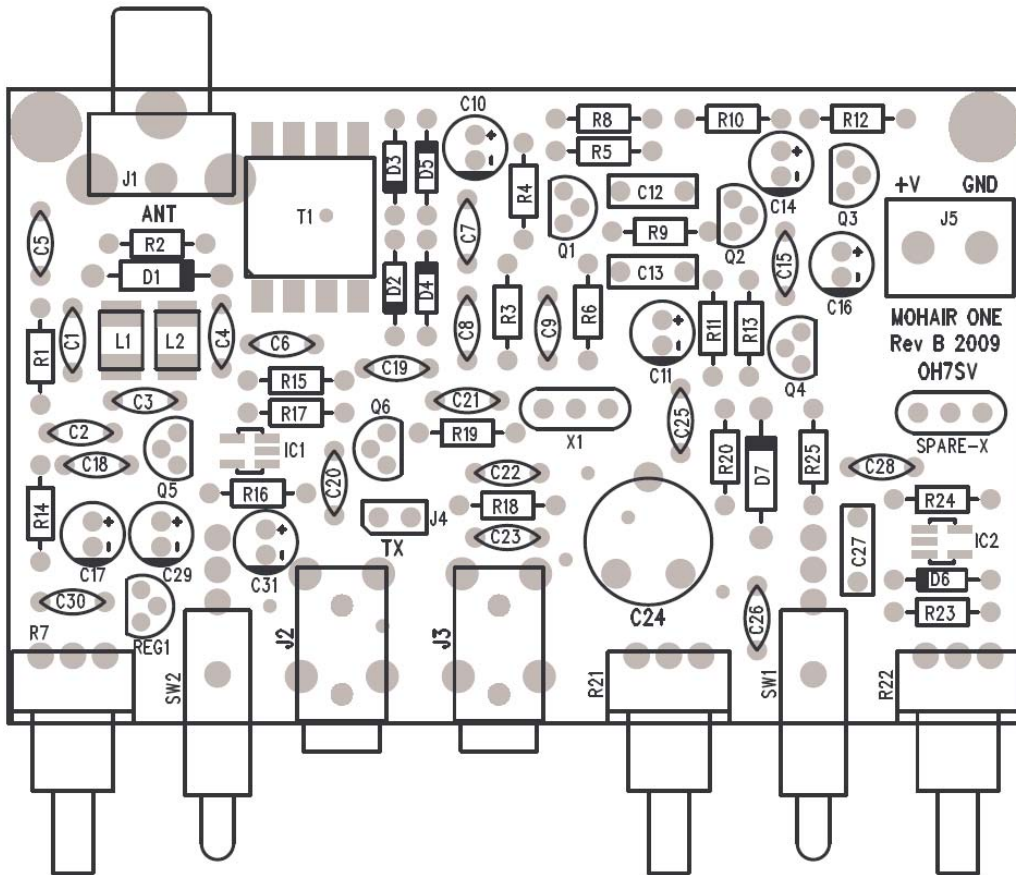
MOHAIR ONE RX selectivity



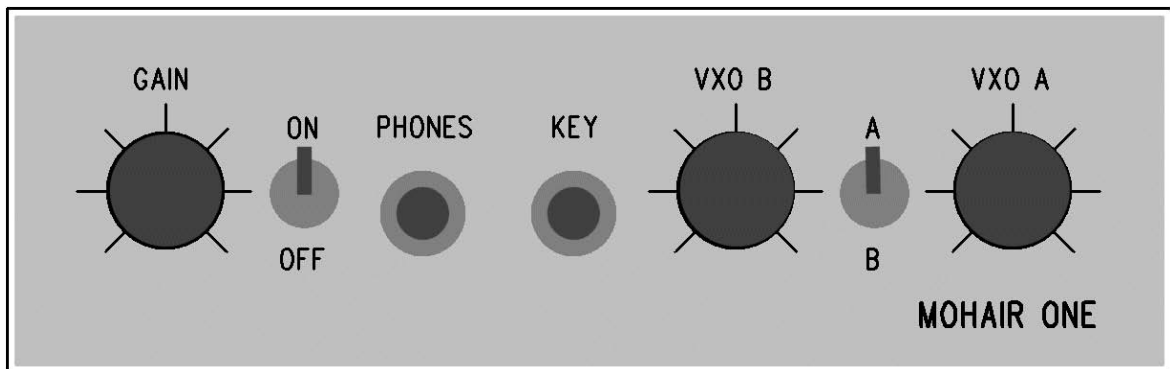
The audio band-pass filtering is optimized for CW operation. RX also suitable for SSB reception.

- Center frequency 650 Hz
- Bandwidth 500 Hz @ -6 dB

MOHAIR ONE PCB layout



MOHAIR ONE front panel

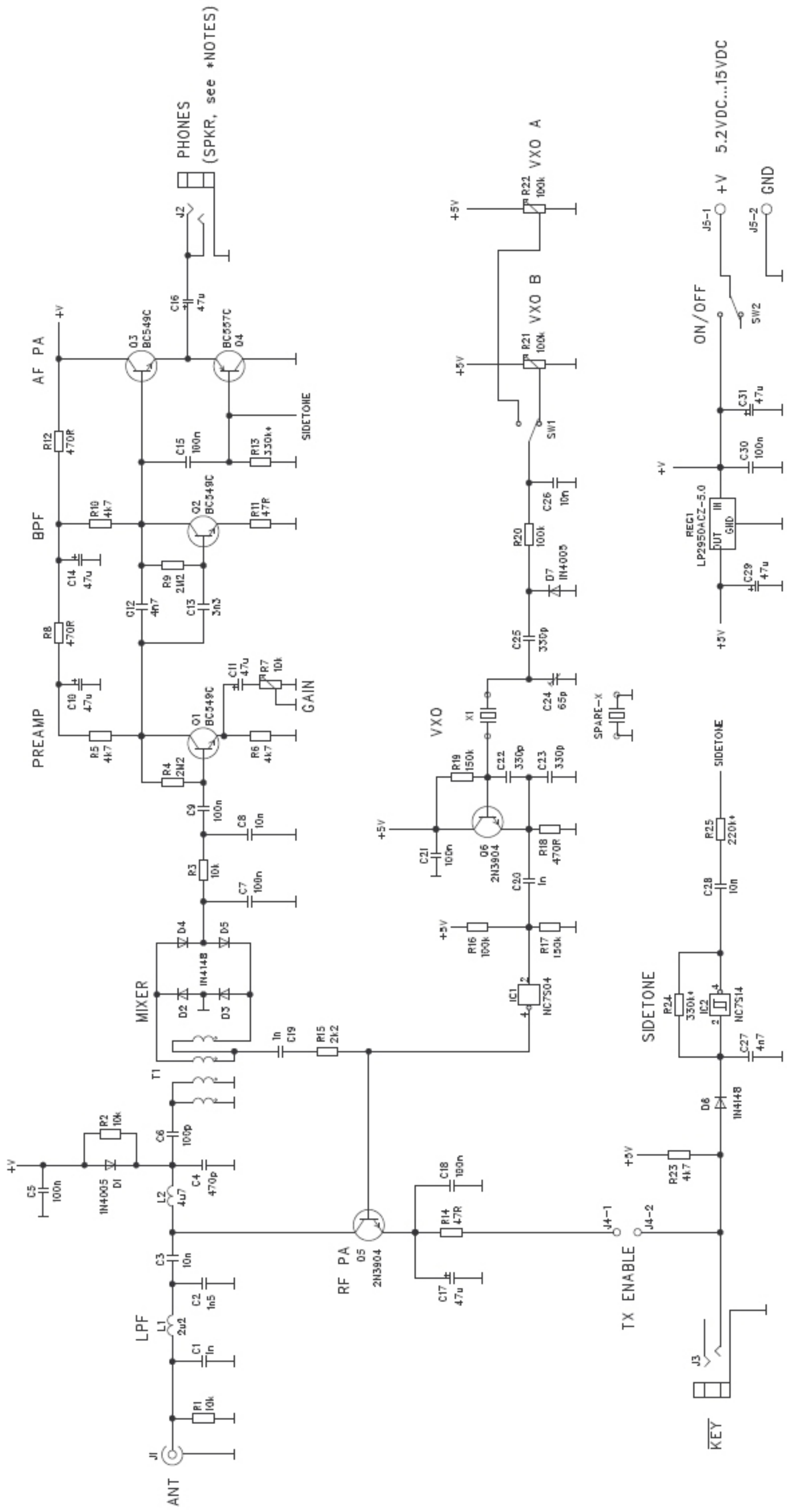


Disclaimer

MOHAIR ONE design, construction and all the material is copyright of Matti Hohtola. All rights reserved. Excluding other rights, the Experimenterande Svenska Radioamatörer (ESR) is granted the right to be the first publisher of the MOHAIR ONE transceiver.

Designer information

Name Matti Hohtola
Callsign OH7SV
Email oh7sv@sral.fi
Homepage <http://www.saunalahti.fi/hohtola>
Address Lehdokkitie 8 B 26
01300 Vantaa
Finland



* NOTES:

- R13 defines AF PA bias current. Resistor R13 value can be lowered down to 100k for higher bias current which provides more output power for speaker use.
- R24 defines sidetone frequency. Adjust value to 600Hz-700Hz.
- R25 defines sidetone volume. Adjust value for suitable level.
- IC1 and IC2: GND pin 3, +5V pin 5

Date	2009-03-28
Designer	OH7SV
MOHAIR ONE MINIATURE TRANSCEIVER SCHEMATICS	
OH7SV	
Revision B	

Copyright Matti Hohtola OH7SV 2009. This header must appear unaltered in all publications.

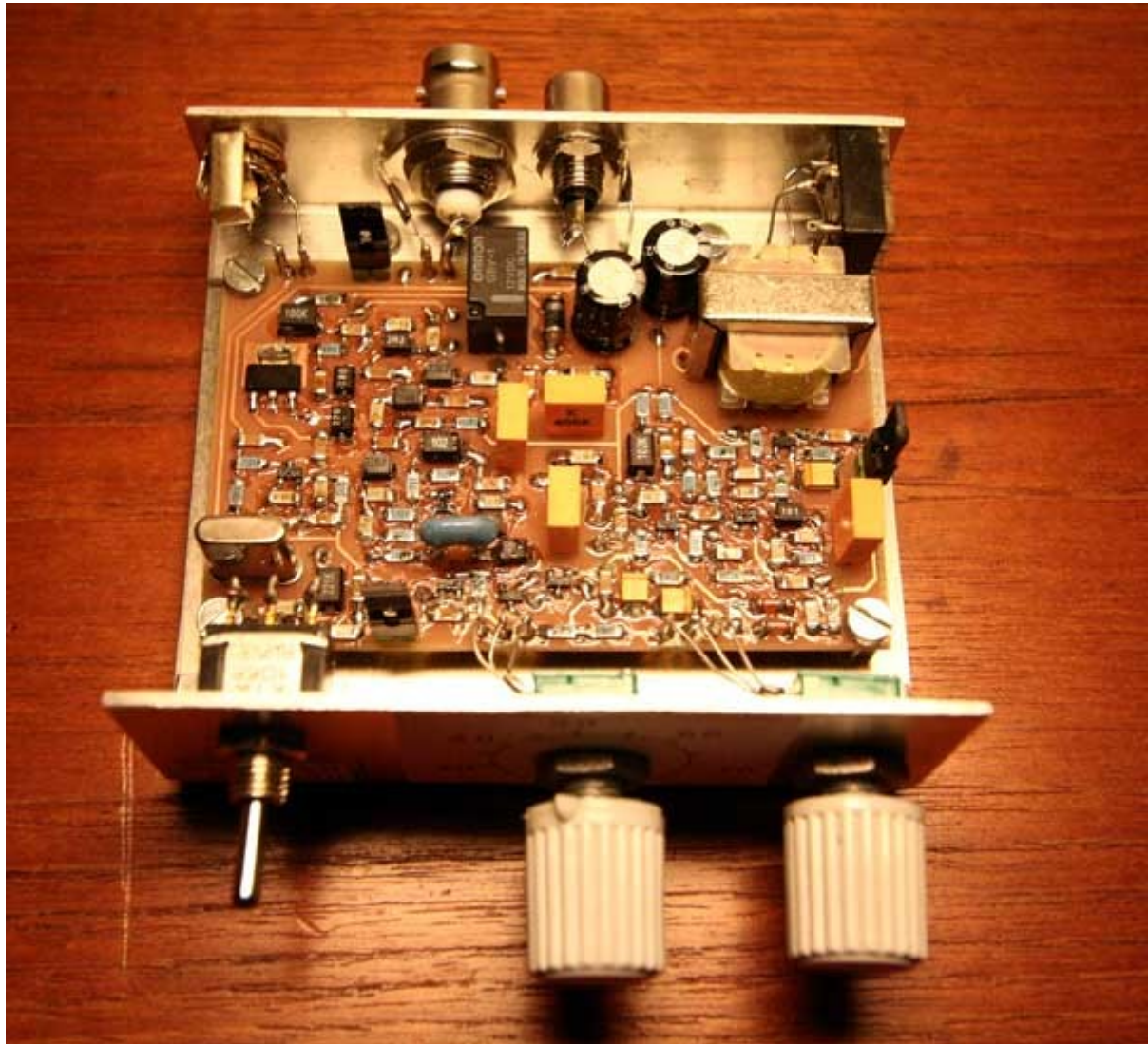
MOHAIR ONE part list for PCB Rev. B, last update 2009-03-28

Part number	Value / type	Qty	Description	Picture
R11 R14	47R	2	Resistor 5% or better 0.125W L = 3.7 mm, max L = 6.4 mm	
R8 R12 R18	470R	3		
R15	2k2	1		
R5 R6 R10 R23	4k7	4		
R1 R2 R3	10k	3		
R16 R20	100k	2		
R17 R19	150k	2		
R25	220k	1		
R13 R24	330k	2		
R4 R9	2M2	2		
C6	100p	1	Ceramic capacitor 10% C0G Lead pitch 5 mm or 5.08 mm	
C22 C23 C25	330p	3		
C4	470p	1		
C1 C19 C20	1n	3		
C2	1n5	1		
C3 C8 C26 C28	10n	4		
C5 C7 C9 C15 C18 C21 C30	100n	7		
C13	3n3	1	Polyester/polypropen capacitor 5% (or 10%) Lead pitch 5 mm or 5.08 mm	
C12 C27	4n7	2		
C10 C11 C14 C16 C17 C29 C31	47u/16V	7	Electrolytic capacitor D = 5 mm, lead pitch 2mm	
C24	40pF Trimmer capacitor 60pF, BC Components 2222 809 08003 ELFA 68-794-07 or 2222 809 08002 ELFA 68-793-08	1	Coarse VXO tuning	
L1	2u2	1	SMD inductor size 1812	
L2	4u7	1		
T1	WURTH 744-205	1	RF transformer (signal filter with 4 windings)	
D1 D7	1N4005	2	Diode	
D2 D3 D4 D5 D6	1N4148	5	Diode	
Q1 Q2 Q3	BC549C NPN	3	Transistor TO-92 Hfe ≥ 400	
Q4	BC557C PNP	1		
Q5 Q6	2N3904 NPN	2		
REG1	LP2950AZ-5.0	1		
IC1	NC7S04	1	CMOS inverter SMD SOT-23-5	
IC2	NC7S14	1	CMOS inverter Schmitt trigge SMD SOT-23-5	
Socket	3 x 1 pin, pitch 2.54 mm	2	XTAL socket and SPARE XTAL socket	
X1	3.58 MHz Murata CSALF3M58G55-B0	1	Ceramic resonator for CW band	
SPARE-X	3.69 MHz (optional) Murata CSALF3M69G55-B0	1		

J4	Pin header 2 x 1 pins Pitch 2.54 mm	1	Side tone only when jumper removed	
TX enable jumper	Jumper, pitch 2.54 mm	1	TX enable jumper	
J5	LUMBERG - KRM 02 Terminal Block, PCB, 2WAY Farnell 1177875	1	Power supply terminal	
J2 J3	Jack socket 3,5mm Marushin MX-387GL ELFA stock number 42-701-04	2	Headphones & CW key sockets	
SW1 SW2	Toggle switch SPDT Multicom 2MS1T2B2M7RE	2	ON/OFF & VXO select switch	
J1	RCA PCB socket ELFA numbrer 42-253-55	1	Antenna connector	
R7	10k trimmer Bourns 3310C-001-103L	1	AF gain	
R21 R22	10k trimmer Bourns 3310C-001-104L	2	VXO tuning	
Knob	D = 9 mm Shaft 0.125" ELMA 021-1220	3		
Cap	D = 9 mm - 10 mm Shaft 0.125" ELMA 040-1020	3		
Battery connector	Eg. COMF BS-1 C ELFA 69-143-11	1		
PCB	Main board	1		
PCB	Fron panel board	1		

SM6DJH

Olof Holmstrand, Kungshamn



Allmänt

Målet har varit att ta fram en konstruktion med komponenter, som är lättillgängliga för vanliga amatörer. Helt vanliga och billiga komponenter har använts. Inga surpluskomponenter finns med. I styckelistan kan man finna vilka som har varit leverantörer, när prototypen byggdes. Förhoppningsvis skall dessa komponenter vara tillgängliga flera år framöver. Med tanke på att många byggare kan vara nybörjare har de största ytmonterade komponenterna typ 1206 använts. Dessutom är avståndet mellan komponenterna på mönsterkortet så stort, att monteringen inte blir svår att utföra.

Som mönsterkort används ett dubbelsidigt epoxylaminat av standardmodell. Detta är utfört på ett sådant sätt att genomplätningar inte är nödvändiga. Förbindelser mellan över- och undersida kan ske genom att man stoppar en tråd genom hålet och löder på båda sidor. Inga sådana förbindelser döljer sig under någon komponent. Ingen förbindelse sker heller på ovsidan till en komponent, som endast kan lödas på undersidan, (till exempel elektrolytkondensatorer och kristall). På detta sätt är det möjligt att själv ta fram ett mönsterkort, eftersom inga genomplätningar i mönsterkortstillverkningen behöver göras.

Mottagaren

Mottagaren är en enkelsuper med mellanfrekvens 448 kHz. Som selektivitetsfilter används tre keramiska resonatorer 455 kHz. Samma typ av resonator användes i BFO:n. Mottagarens huvudoscillator innehåller en keramisk resonator med frekvensen 4 MHz. På grund av detta finns inga spolar i transceivern, som måste lindas. De induktanser som finns är fasta och köps färdiga. För att hålla ner antalet transistorer och ha låg strömförbrukning på mottagaren sitter en utgångstransformator som impedansomvandlare på utgången. Billiga hörlurar med 30 ohm:s impedans fungerar utmärkt.

Mottagaren är försedd med ett enklare AGC-system. Detta gör att mottagningen blir betydligt bekvämare än om ett sådant system saknas. Vid mottagning av mycket starka signaler kan man med en potentiometer reglera mottagarens förstärkning, vilket också leder till att mottagningen blir mer njutbar.



Några uppmätta värden:

1. Känslighet. En signalgeneratorsignal på -120 dBm hörs tydligt i mottagarens eget brus. Eftersom atmosfärbruset brukar ligga på c:a -115 dBm med en dipolantenn och den aktuella bandbredden, kan känsligheten betraktas som fullt tillräcklig.
2. Bandbredd. 3 dB ner 1 kHz. 30 dB ner 3kHz. För enkelhetens skull har filtret endast tre resonatorer. Detta gör att flankerna inte är tvärbranta, vilket gör att starka stationer kan höras inom några kHz.
3. Avstämningssområde. Prototypen går att avstämna inom 3526-3576 kHz. Detta gör att en stor del och dessutom en viktig del av CW-delen på 80-metersbandet kan avlyssnas.
4. Spegelfrekvensdämpning. Uppmätt till 39 dB (c:a 4,45 Mhz).
5. Strömåtgång. 22 mA vid 9 V matning.

Sändaren

Sändaren har två transistorer. Den ena används som kristalloscillator och den andra som slutsteg. Nycklingen sker genom att man bryter emitterförbindelsen i oscillatoren. När man sänder, blockeras mottagaren med ett enklare mutingsystem. Detta system är inställt så att den egna sändningen hörs i mottagaren. På detta sätt skapas en medhörning. Sändaren startar automatiskt, när man trycker ner nyckeln. Det finns en hålltid, vilket gör att sändningsläge ligger kvar några tiondels sekunder, innan mottagning åter inträder. På detta sätt förhindras antennreläet att slå mellan tecknen. Sänder man långsam telegrafi kan man öka värdet på kondensatorn C14, varvid hålltiden förlängs.

Kristalloscillatoren är egentligen en VXO. Med hjälp av en vippomkopplare med nolläge i mitten kan tre sändarfrekvenser väljas. Med de angivna komponentvärdena och med en kristall på 3565 kHz (30 pF parallellresonans) blev frekvenserna på prototypen 3556,4 kHz, 3560,6 kHz och 3563,7 kHz. Om man vill, kan man naturligtvis ersätta omkopplaren med en vridkondensator och ändra frekvensen kontinuerligt.

Några uppmätta värden:

1. Uteffekt. 0,44 W med 9 V matningsspänning. Strömåtgången är då 215 mA vid 50 ohms resistiv last. Vill man ha lägre strömåtgång kan man ändra emittermotståndet R4 från 330 ohm till 560 ohm. Då erhålles 0,19 W uteffekt och strömmen 140 mA.
2. Övertonsundertryckning. 7 MHz 52 dB, 10,5 MHz 45 dB och 14 MHz 51 dB.

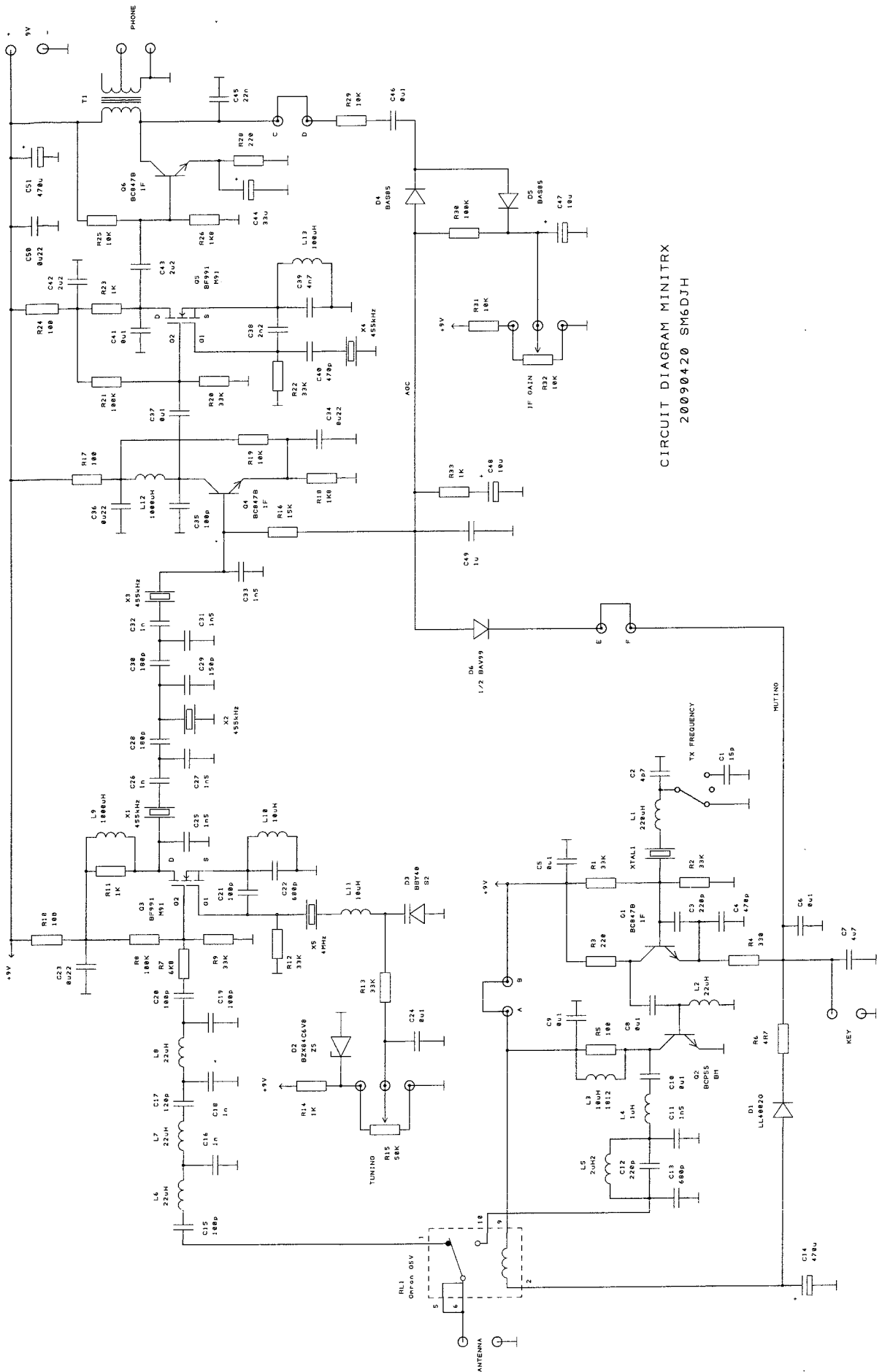
Träna telegrafi

Vill man träna telegrafi tar man bort antennen och avlägsnar de tre kortslutningsbyglarna. Man söker med avstämningen den egna oscillatorsignalen. Därefter reducerar man förstärkningen så mycket att signalen låter odistorderad och lagom hög. Lämplig tonfrekvens ställs in med avstämningen. Med nyckeln nere drar nu transceivern 30 mA och med nyckeln uppe 21 mA. Med bygeln AB kopplas slutsteg och antennrelä bort, med bygeln CD AGC-systemet och med bygeln EF mutingfunktionen.

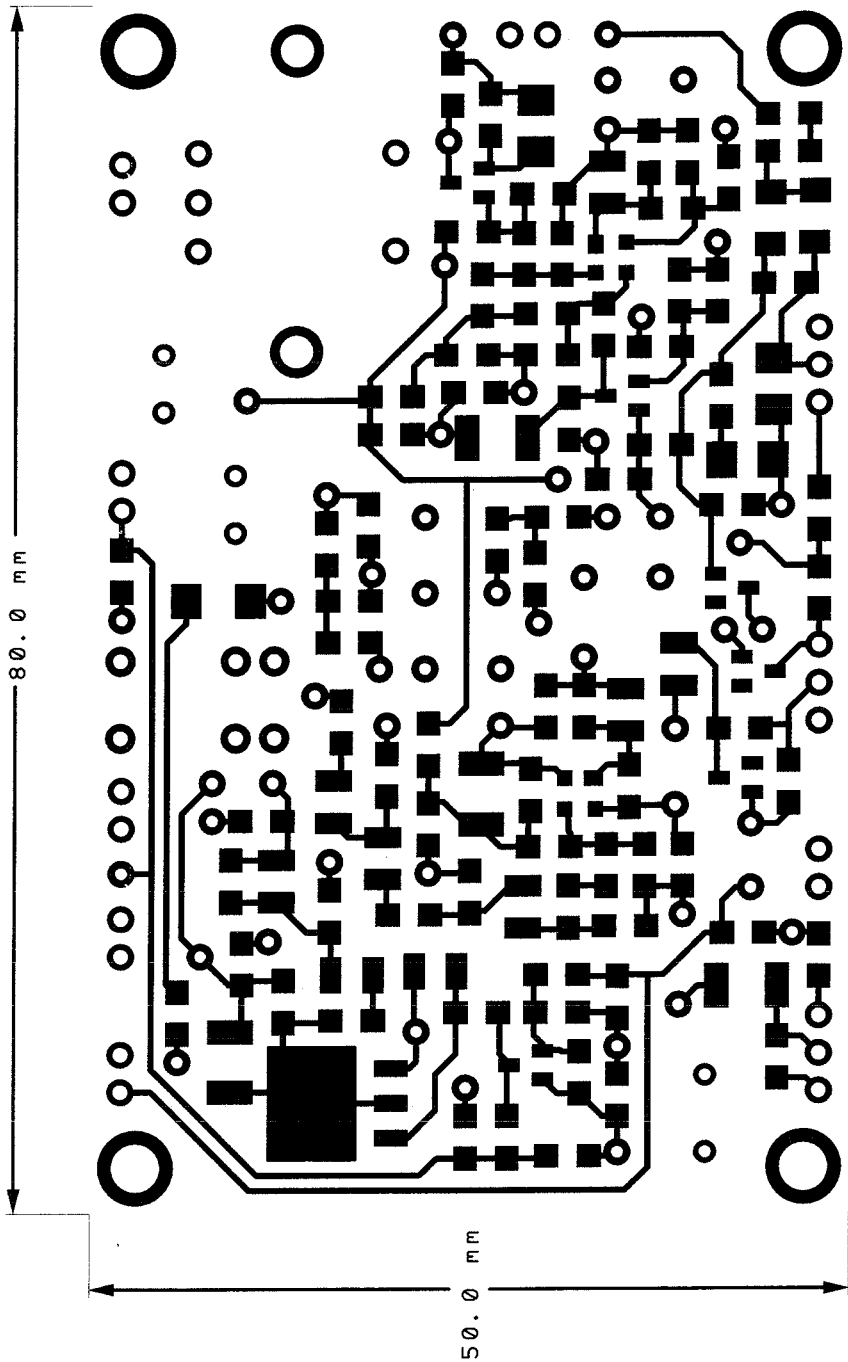
Förbättringar

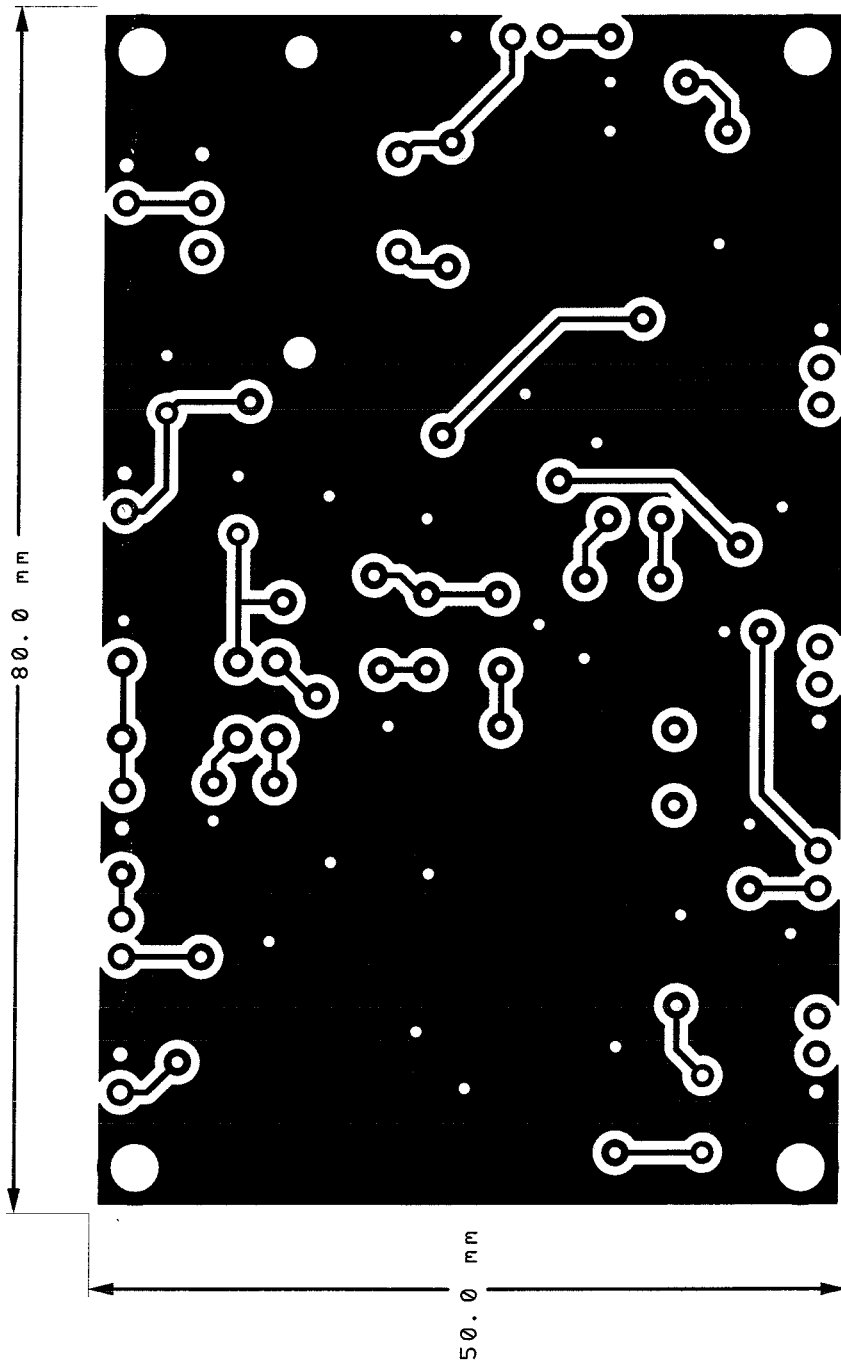
Med små extra kostnader kan transceiverns egenskaper förbättras. T ex stabiliseras nu varicapspänningen till avstämningsspänningen med en enkel zenerdiod. Genom att istället använda en stabilisator krets t ex XC6202P502MRN blir inte avstämningen lika beroende av matningsspänningen. Med någon extra transistor kan även AGC-systemet förbättras. I styckelistan är den keramiska resonatorn på 4 MHz av fabrikat Keyseg medtagen, eftersom Elfa tillhandahåller denna. Typ CSA4.00MG av fabrikat Murata är ett bättre alternativ och borde kunna beställas hos Scapro AB i Bromma.





CIRCUIT DIAGRAM MINITRX
20090420 SM6DJH





SA7AUY

Hans Gatu, Hässleholm



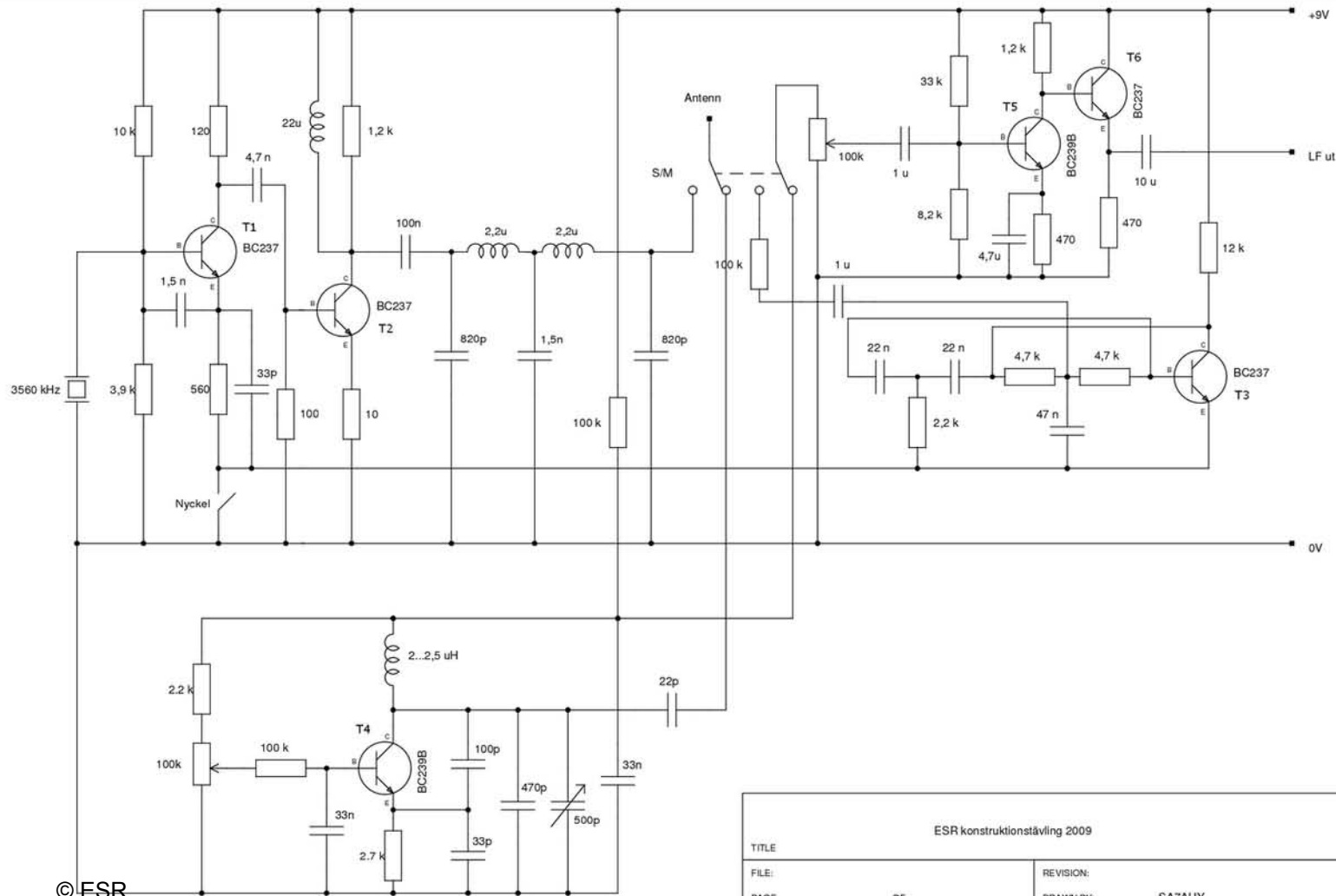
Jag har provat de olika delarna var för sig men inte tillsammans som en komplett transceiver. Orsaken är främst tidsbrist. Så, vissa komponentvärden kanske borde justeras och kopplingen kanske borde göras lite annorlunda men jag redovisar här mitt förslag, med sina eventuella brister.

Oscillator/sändare (T1/T2) byggdes först. LP-filtret på utgången hade jag inte byggt när jag testade den men filtret behövs, för övertoner hördes åtminstone upp till 10m-bandet. Sedan byggde jag mottagaren (T4) som är en enkel regenerativ mottagare. Spolen lindades på ett papprör med diametern 15mm. Först ett lager dubbelhäftande tejp som fixerar den glest lindade spolen av blank oisolerad koppartråd. Min mätbrygga kan inte mäta så låga induktanser men den bör vara ca. 2uH. Man kan lika gärna använda en liten "färdig" spole på 2,2uH som ju inte är större än ett vanligt motstånd. Vridkondensatorn kommer från en liten fickradio för mellanvåg.

Sidtonsoscillatorn (T3) är beräknad att svänga vid 770Hz men jag har inte kontrollmätt den verkliga frekvensen. 6st transistorer är en för lite. Med ytterligare en transistor kunde LF-steget (T5/T6) gjorts med komplementärt utgångssteg för att driva en högtalare eller lågimpediva lurar.

En av premisserna för tävlingen var att sändarens frekvens skulle kunna justeras några kHz. Jag har inte provat det men om man parallellkopplar 2st kristaller med samma frekvens och i serie med dem kopplar en spole och en vridkondensator, så skall man kunna justera några kHz. Finessen med att parallellkoppla 2st kristaller är att frekvensen då kan varieras betydligt mer än om endast 1st kristall används.

Not: Detta bidrag har inte mätts upp av SMOAOM.



TITLE		ESR konstruktionstävling 2009	
FILE:		REVISION:	
PAGE	OF	DRAWN BY:	SA7AUJ

Mätningar på bidragen i ESR:s konstruktionstävling

Kontrollmätningar av ett antal nyckelparametrar för de olika CW-transceivarna har genomförts.

Dessa parametrar är:

- Strömförbrukning
- Lägsta batterispänning
- Frekvensområde RX
- Frekvensområde TX
- Frekvensstabilitet RX
- Känslighetströskel
- Selektivitet RX
- Frekvensstabilitet TX
- Uteffekt TX
- Övertonshalt TX
- Stig- och falltid på telegrafitecknen

Dessutom har ev. ”kipp” och andra avvikelser på sändarsignalen utvärderats subjektivt.

Mätningarna är gjorda med mätutrustning som ger c:a +/- 2 dB noggrannhet på nivåangivelser, och +/- 10 Hz på frekvensangivelser. Frekvensgränser är avrundade till närmaste hela kHz. Effektnivåer är mätta med +/- 5% noggrannhet. P.g.a. de låga LF-nivåerna är selektivitetsmätningarna vid -40 dB något osäkra.

Mätningarna har gått till på detta sätt:

- Strömförbrukning och lägsta batterispänning

Ett variabelt kraftaggregat har fått mata apparaten via en digitalmultimeter. Strömmen i RX-läge resp. i TX-läge med nedtryckt nyckel har registrerats. Spänningen har sedan minskats tills antingen RX eller TX slutat fungera.

- Frekvensområde RX

En signalgenerator har fått lämna signaler som ställts in till ”zero-beat” vid ytterområdena av mottagarens frekvensinställning

- Frekvensområde TX

Utsignalens frekvens har mätts upp med en frekvensräknare

- Känslighetströskel

En signalgenerator har fått lämna signaler mitt i mottagarens frekvensområde som ställts in till 12 dB SINAD. Därefter har 10 dB dragits bort från nivån vilket kan anses motsvara känslighetströskeln.

– Selektivitet RX

Signalgeneratorns frekvens har varierats tills den indikerade LF-nivån sjunkit 6 dB resp. 40 dB. För någon apparat har det inte funnits någon märkbar nivåändring inom det hörbara frekvensområdet. Då har selektiviteten ansetts vara begränsad av hörtelefonerna.

– Frekvensstabilitet RX

Frekvensstabiliteten har bedömts genom att ställa in en mottagen signal från signalgeneratorn till 1000 Hz beat-ton. Efter 10 minuter har frekvensavvikelsen noterats.

– Uteffekt TX

Uteffekten har mätts med en termisk milliwattmeter med dämpare framför.

I uteffekten ingår därför ev. övertoner och falska frekvenser.

Som jämförelse har därför effekten även mätts selektivt med effektmeter i Stabilock 4040.

– Övertonshalt TX

Spektrum på sändarsignalen har mätts upp med en spektrumanalysator.

För någon apparat har undertryckningen varit större än spektrumanalysatorns dynamik, och har då angetts till > -70 dBc

– Stig- och falltid på telegrafitecknen

För ett par apparater har det smalbandiga nycklingspektrum studerats på en spektrumanalysator. Nycklingspektrum har mätts upp genom att låta en funktionsgenerator nyckla sändaren med symmetrisk kantvåg vid en frekvens av 20 Hz, motsvarande 40 Baud eller 250-takt.

Teckendelarnas form har studerats på ett oscilloskop när en funktionsgenerator nycklat sändaren med symmetrisk kantvåg vid en frekvens av 10 Hz, motsvarande 20 Baud eller 125-takt.

Som jämförelse till de uppmätta värdena kan nämnas att ITU:s Radioreglemente och ITU-R Rekommendation SM.328-11 anger en nycklingsvågform med stig- och falltider på 20 % av teckendelslängden (i detta fall 5 resp. 10 ms) som den vågform vilken ligger till grund för beräkning av upptagen bandbredd (*"necessary bandwidth"*) för telegrafisändningar.

– Subjektiv bedömning av ev. "kipp" och andra nycklingsfenomen

Sändarsignalen vid normal nycklingstakt har avlyssnats i en mottagare med 300 och 1500 Hz brett CW-filter och även studerats i panadaptorn.

Karl-Arne Markström
SM0AOM

Testprotokoll ESR konstruktionstävling

Sammanställd av SM0AOM, K-A Markström

Parameter RX

Deltagare	Effektförbrukning		Lägsta batterispänning	Frekvensområde		QSK	Xtal/VFO	Högtalare	Känslighetströskel	Selektivitet		Frekvensstabilitet
	mA		V	RX	TX					dBm	-6dB	
	Vila	Nycklad										
OH7SV	11 mA	90 mA	6 V	3523 - 3534	3532	Ja	VXO	Nej	-116	0,6 kHz	4,5 kHz	< 50 Hz
OH2GF	5 mA	60 mA	5 V	3515 - 3580	3579	Nej	VFO	Nej	-114	2,5 kHz	> 10 kHz	< 20 Hz
SM6DJH	20 mA	220 mA	7 V	3530 - 3570	3560	Nej	VFO	Nej	-120	1,1 kHz	4 kHz	< 10 Hz
SM5EUF	20 mA	115 mA	7 V	3553 - 3564	3560	Nej	VFO	Nej	-110	2 kHz	10 kHz	< 10 Hz
Kråkegårde	77 mA	208 mA	6 V	3543 - 3569	3560	Ja	VFO	Ja	-107	Begr av hörtelefoner		< 50 Hz

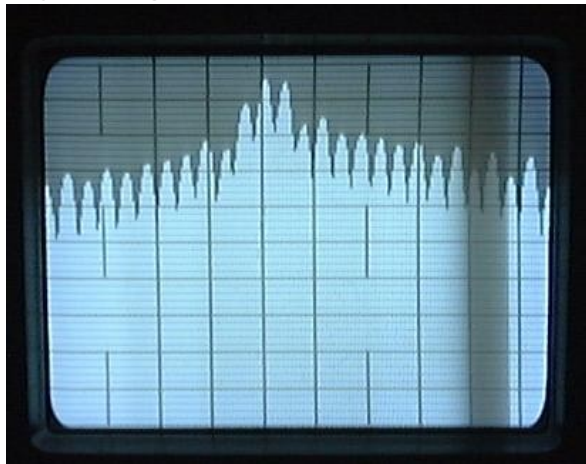
Parameter TX

	Uteffekt TX	Överttonshalt och falska frekvenser	Teckenformning		Kipp	Xtal/VFO
	W		dB relativt grundton TX	Tr (ms)		
OH7SV	0,18	2xf = -35 dB 3xf = 40 dB	2	2	Nej	Xtal
OH2GF	0,35	2xf = -45 dB	5	10	Nej	Xtal
SM6DJH	0,44	2xf = -55 dB 3xf = 45 dB	2	2	Nej	Xtal
SM5EUF	0,30	> -70 dB	1	1,5	Nej	Xtal
Kråkegårde	0,61	2xf = -32 dB, 3xf = -34 dB	1	0,1	Nej	Xtal

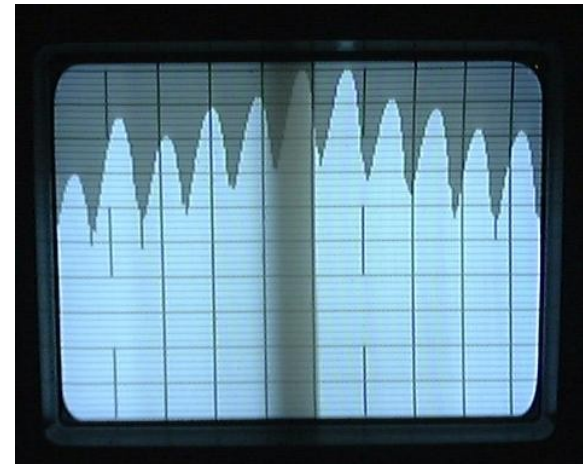
Mätutrustning

Radiotestset	Schlumberger Stabilock 4040	Stegdämpare	Kay 439A
Signalgenerator	Marconi 2022	Effektdämpare	10 dB + 20 dB
Spektrumanalysator	HP 8558A /182T	Mottagare	SRT CR304 + panadapter PAN300
Spektrumanalysator	Marconi TF2370	Universalinstrument, kraftaggregat mm.	
Oscilloskop	Philips PM3217		
Effektmeter	HP432A + 478A		

Nycklingspektra TX

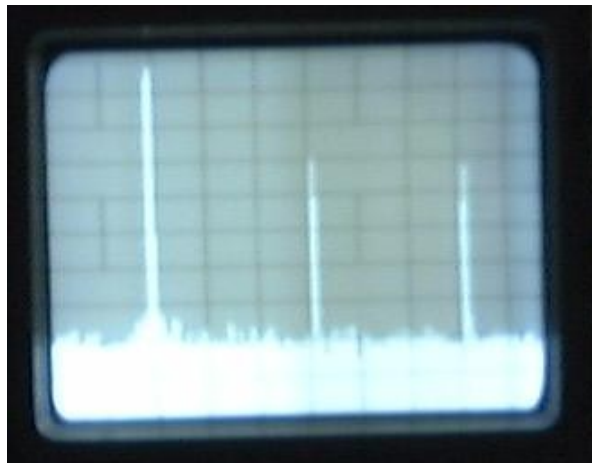


Kråkegårde 50 Hz, 10 dB per ruta



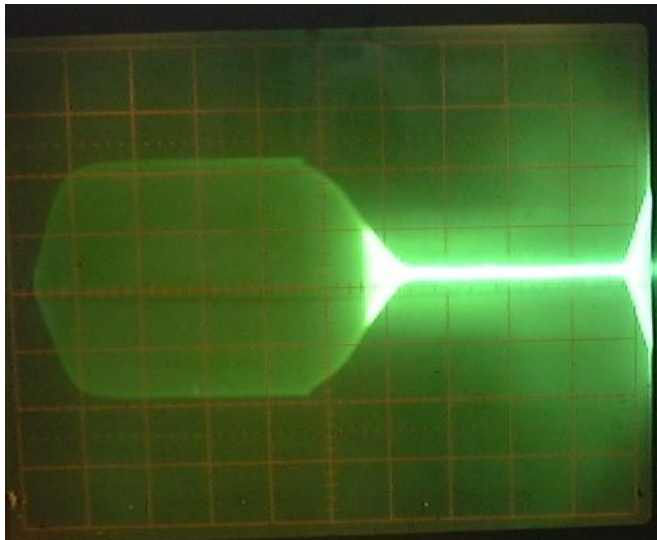
OH2GF 20 Hz, 10 dB per ruta

Överttonshalter TX

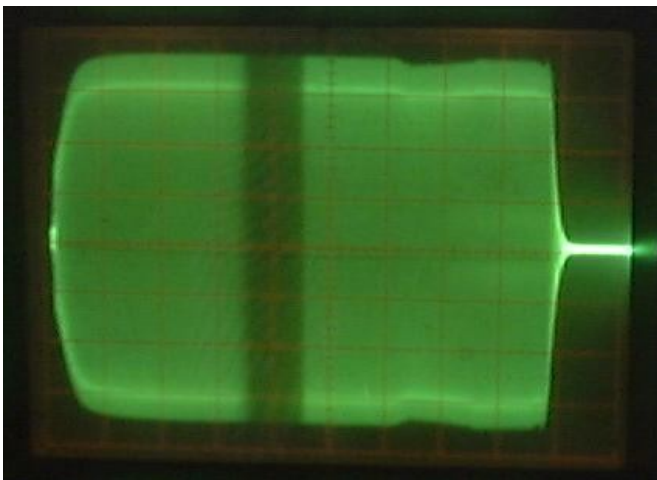


Kråkegårde 1 Mhz, 10 dB per ruta

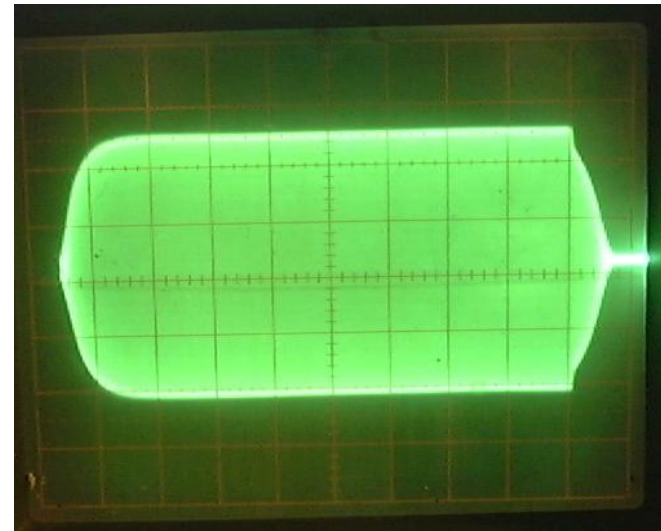
Stig- och falltid nyckling



OH2GF



SM5EUF



SM6DJH

Horizontalskalan är 5 ms/ruta.