

ESR Resonans

Medlemsbladet Resonans är utgiven av Föreningen
Experimenterande Svenska Radioamatörer, ESR.

Tidigare nummer av ESR Resonans är tillgängliga i pdf-
format och kan laddas ner på Föreningens webbplats
www.esr.se

Föreningens målsättning är att verka för ökat tekniskt
kunnande bland amatörradiointresserade genom att sprida
information om radioteknik i teori och praktik samt medverka
till god trafikultur på amatörradiobanden.

Redaktion

Layout och redigering:
SM7EQL Bengt Falkenberg
Blomstervägen 6,
225 93 Lund
resonans@esr.se

Korrekturläsning:
SM5DFF Lennart Nilsson

Medlemsutskick:
SM7MMJ Kent Hansson

Om upphovsrätt och Copyright ©

Allt material - texter, bilder, grafik, teckningar m m - som publiceras i
Resonans är skyddat av *Lagen om upphovsrätt*. Mångfaldigande, kopiering,
överlåtelse, försäljning, överföring eller varje annan form av utnyttjande av
materialet - såväl för kommersiella som icke-kommersiella ändamål -
förutsätter medgivande av ESR och/eller upphovsmannen.

Regler angående publicering av insänt material

Som artikelförfattare ansvarar du själv för innehållet i form av text och bild i
dina inskickade bidrag. I fall där redaktionen själv initierar eller efterfrågar
en artikel om ett visst ämne och som sedan författas helt eller delvis av dig,
inhämtas alltid ditt slutliga godkännande och tillstånd för publicering. Mer
information finns på Föreningens webbplats www.esr.se

ESR *Experimenterande
Svenska Radioamatörer*

Nummer 3/2012

Innehåll

Omvärldsbevakning	Göran Carlsson SM7DLK	2
Hissen som störde – EMC-tillsyn i verkligheten	Henrik Olsson, Elsäkerhetsverket	3
Spektrum och topp-/medeleffektsförhållanden hos SSB- sändare.....	Karl-Arne Markström, SM0AOM	6
En nostalgimottagare för 80 m.	Olle Holmstrand, SM6DJH	7
Fasade vertikaler på field day	Michael Josefsson, SM5JAB	13
Radioklubben KRAS utbildningsverksamhet hösten 2012	Leif Nilsson SM7MCD	16
Mätning på strömbaluner.....	Lennart Nilsson, SM5DFF	17
Lyckad Field Day hos KRAS den 25/6 - 1/7	Leif Nilsson, SM7MCD	18
Månadens mottagare. De brittiska halvledar-bestyckade mottagarna under 1960-talet	Karl-Arne Markström, SM0AOM	21

Tekniska Notiser

Tips: Vibroplexadapter	Michael Josefsson SM5JAB	25
Hur man lossar fastrostade skruvar och tar bort färg.....	Dejan Petrovic SA3BOW	25
Uttag på spolar	Dejan Petrovic SA3BOW	26
Strömbegränsning ..	Johnny Apell, SM7UCZ	26
Nuvistorn.....	Hans Holm, SM7HPD	27
Anekdot. Finns det vattentäta lådor?	Ingvar Flinck, SM7EYO	27

Modifiering av Collins R-388/URR och BC348P	Bengt Falkenberg, SM7EQL	28
General Purpose Synthesizer...	Ulf Kylenfall, SM6GXV	32
Introduktion till smithdiagrammet	Michael Josefsson, SM5JAB	37
Spänningsmatning i PA-steg.....	Lars Harlin, SM3BDZ	40
En 100 W konstlast för kortvågssändare	Hans Holm, SM7HPD	42
Nästa nummer.....	Redaktionen	44



Omvärldsbevakning

- av Göran Carlsson, SM7DLK -

Nya regler för amatörradio från PTS

Från den 1 oktober 2012 gäller en ny föreskrift om amatörradio i Sverige. Den heter PTSFS 2012:3 och finns givetvis att hämta hos PTS.

De stora ändringarna är följande:

* PTS pekar entydigt ut vad som skall styra innehållet i kunskapsprovet för amatörradio. I den nya föreskriften är det CEPT T/R 61-02 som ofta kallas HAREC. Anledningen för PTS att peka på HAREC är att det inte skall finnas någon skillnad mellan Sverige och andra länder som använder HAREC som kravgräns för att exempelvis tillåta någon från ett annat CEPT-land att tillfälligt köra radio utan att skriva prov i besökslandet.

* 160-metersbandet har blivit större, det täcker nu 1810-2000 kHz med gräns för uteffekt som varierar inom bandet.

Området 1810-1850 kHz behåller gamla effektgränsen 1000 W uteffekt från sändaren (inmatad effekt till antensystemet). Området 1850-2000 kHz har däremot effektgräns på 10 W uteffekt. 10 watt kan anses onormalt lågt, men det är den tillåtna nivån hos i stort sett alla våra grannländer.

* 6 meter, dvs 50 MHz, är nu utpekad som amatörband utan krav på särskilt tillstånd. Fortfarande gäller att 50 MHz är en sekundär tilldelning, dvs bandet kan komma att delas med någon annan användare i framtiden.

* 13 cm-bandet, 2300-2400 MHz, är inte längre ett ordinarie amatörband, dock kan det finnas möjligheter att få specialtillstånd till dess att bandet har sålts. Efter försäljningen blir det mera osäkert hur läget ser ut, det som sannolikt tar över detta frekvensband är det vi känner till som 4G/LTE. Den tekniskt intresserade kan redan nu läsa om tekniken på www.3gpp.org/LTE och vill man se vilka frekvensband som redan nu används så finns detta med exempelvis i 3gpp-standarden 36.104 där Band 40 är exakt det frekvensområde vi förut kallade 13 cm.

Nytt förslag till EMC-standard för PLT (med dolda avsikter?) framröstat som OK av IARU region 1

För den som följt Omvärldsbevakning har det rapporterats om ett förslag till ny EMC-standard för PLT. Först kom det en version utan "notchning" av amatörbanden, därefter kom

det nuvarande förslaget med "notchning" av amatörbanden som IARU region 1 har röstat fram som OK.

Ifall man snabbt läser det nuvarande förslaget till PLT-standard, så ser det mesta ut att vara bra eller till och med en fördel för amatörradio, men som bekant är ingenting riktigt så bra som det ser ut i "reklamen".

Varför är det nu inte "bra nog" med "notchning" av amatörbanden undrar "vän av ordning"?

Svaret är inte ett utan flera:

* Alla frekvensband utanför amatörbanden kommer att sakna notchningen, dvs störnivåerna utanför amatörbanden ökar jämfört med idag. De som tidigare klarat sig med

vanliga/gamla mottagare kommer snart att behöva ta till SDR för att skilja ut det som man vill lyssna på. Dessutom påverkas flygradio och militär trafik så dessa användare kan

knappast vara nöjda om kommande produkter ska baseras på denna nya föreslagna standard.

* Den så kallade "notchningen" av amatörbanden sker från en högre tillåten störnivå än vad som gäller idag för all annan elektronisk utrustning. Jämför med att din bank skulle ta ut 30 procent högre ränta på ditt lån för att "ge" dig 3 procent bättre ränta på ditt sparkonto.

* All annan elektronisk utrustning följer i praktiken en annan EMC-standard (EN 55022/CISPR22) än den som nu föreslås för PLT. Om PLT får OK till en högre störnivå finns en uppenbar risk att tillverkare av andra utrustningar kommer att kräva samma lättnader. Det kostar nämligen mer pengar att göra bra produkter och arbeta med EMC, och priset är givetvis en mycket viktig detalj när man säljer produkter. Det är ingen överdrift att påstå att det är tillverkarna av PLT-utrustning som dominerar i arbetsgruppen för PLT-frågor (WG11) och resultatet ser vi nu i det förslag som föreligger.

Är nu loppet kört?

Nej, det finns fortfarande lite tid kvar att påverka.

Kontakta ditt eget lands IARU-funktionär och säg vad du tycker!

Ove Nilsson, SM6OUB

@



Hissen som störde – EMC-tillsyn i verkligheten

- av Henrik Olsson, Elsäkerhetsverket -

Inledning

Radiostörningar är ett klassiskt exempel på när EMC inte fungerar. Som väl är finns krav på utrustningar för att de ska fungera ihop med sin omgivning. Men vad gör man när det inte fungerar, exempelvis när hissen stör radiomottagningen? Går det att kräva åtgärder och hur bra radiomiljö kan man förvänta sig i exempelvis ett hyreshus?

I det aktuella fallet var det mycket störningar på kortvåg. På 80 m amatörband visade radions S-meter ungefär 20 dB över S9 i hela frekvensområdet. Störningen kom när hissen var i rörelse. Eftersom det var ett stort hus med många boende var hissen igång väldigt ofta och bitvis upplevdes det som helt omöjligt att höra något annat än hissen. Från några intilliggande hus hördes liknande störningar, men lite svagare på grund av avståndet.

Acceptabel störning?

Internationella teleunionens radioreglemente ger antydningar om vad som kan accepteras i störningsväg för olika radioanvändare. Till att börja med har amatörradio ett ganska svagt skydd vad gäller störningar. Amatörradio är enligt ITU något som bedrivs för tekniska experiment och därmed går det inte att kräva total störningsfrihet eftersom det inte är en "safety service". Som en följd av detta måste störningen vara allvarlig för att myndigheter ska agera. Det står för övrigt också att myndigheter SKA agera vid störningsproblem.

Vem gör vad?

Här i Sverige är det främst två myndigheter som jobbar med störningsproblem och störkällan avgör om antingen Post- och telestyrelsen (PTS) eller Elsäkerhetsverket tar hand om det. Lider man av störningar från andra radiosändare eller produkter enligt radio- och teleterminaldirektivet blir det ett ärende för PTS medan Elsäkerhetsverket tar sig an störningar från utrustningar enligt EMC-direktivet. Är det oklart vad som stör kontaktas valfri myndighet, enligt förvaltningslagen ska myndigheter hjälpa den enskilde till rätta. I EMC-förordningen framgår också vilken myndighet man vänder sig till.

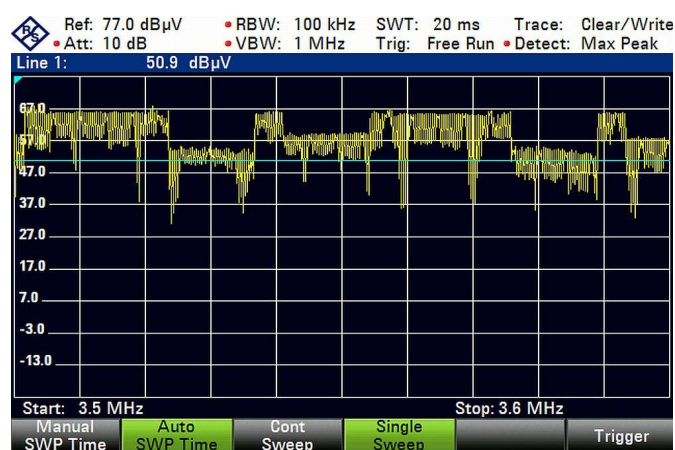
Dags för tillsyn, eller?

Åter till hissen, här var det uppenbart att störkällan var något för Elsäkerhetsverket. Verkets tillsynsmöjligheter framgår i EMC-lagen och många upprörs av andra paragrafens tredje stycke "...dock inte bostäder".

Det är inte bara Elsäkerhetsverket som inte får gå in i bostäder och anledningen är att vi i Sverige är måna om vår personliga integritet. Helt klart begränsar det möjligheten att lösa EMC-problem men vi får också ta en funderare om vi vill ha ett samhälle där olika myndigheter fritt får traska in i våra hem. Nu är hyreshusets hissmaskinrum ingen bostad så här fanns det inget som hindrar tillsyn, det hade till och med gått att begära handräckning för att tvinga sig in om det ansetts befogat. Eftersom den här störningen både var mycket stark och drabbade ett stort frekvensområde, därmed allvarlig enligt definitionen i radioreglementet, ansågs det vara motiverat att utreda det.

På plats

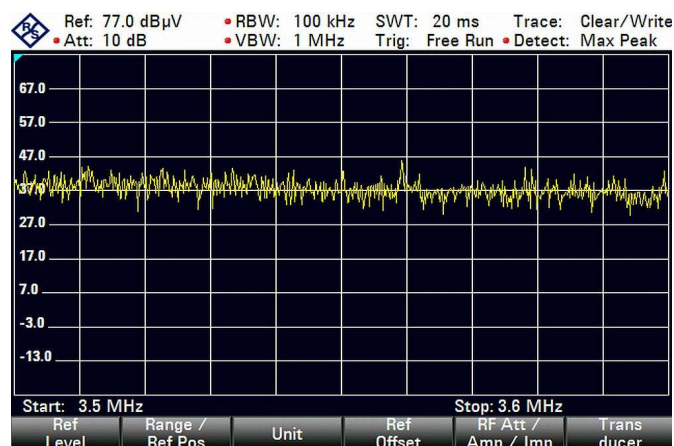
Elsäkerhetsverket besökte platsen tillsammans med den drabbade och en fastighetsskötare. Det var ingen som helst tvekan om att hissen störde och det är pedagogiskt bra att ha med alla parter för att visa vad som händer. EMC är svart magi för många så praktiska demonstrationer och lättbegripliga förklaringar är guld värda.



Hissen i rörelse

När hissen var i rörelse så ökade brusnivån, från ett ganska skapligt utgångsläge, med över 20 dB. Resultaten dokumenterades genom att man mätte med en spektrum-analysator i den befintliga antennen. Spektrumanalysatorn är för övrigt extra värdefull när det inledningsvis är okänt vad som stör – en ganska vanlig situation. Spektret som visas på displayen ger bra ledtrådar vad det är som stör men det krävs en del erfarenhet för att utnyttja instrumentet och tolka resultaten. Annars är det bra att veta att det går att komma väldigt långt

med en radiomottagare också. En del detektivarbete och spaning på egen hand kan snabba upp ett ärende avsevärt.



Bakgrund (hissen ej i rörelse)

Besök i hissmaskinrummet

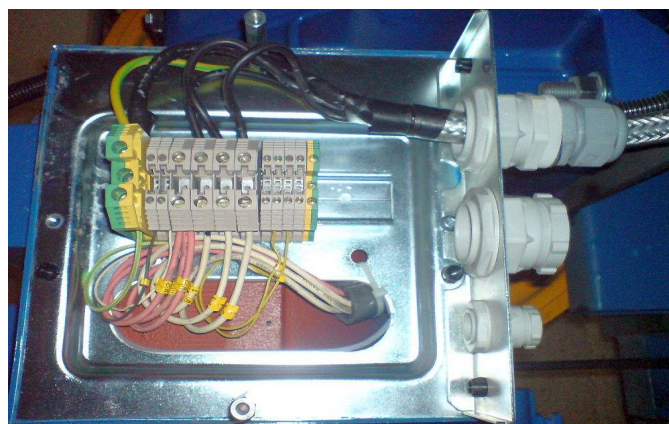
Här fanns en del intressant att se. Med tanke på störningen misstänktes att hissen styrdes via en frekvensomriktare, något som bekräftades när styrsåpet öppnades. Frekvensomriktare har ett något skamfilat rykte i radiokretsar men faktum är att de kan fungera alldeles utmärkt utan att störa – bara de installeras helt enligt anvisningarna. Skärmd motorkabel krävs så gott som alltid men det är också viktigt att kabelskärmen ansluts på lämpligt sätt. Här finns absolut inga genvägar.

CE men ändå störningar

Styrsåpet var förstås CE-märkt. Borde inte det vara fritt från störningar från något som är CE-märkt? Nja, det är faktiskt ingen garanti. Märkningen ska ses mer som ”chans för EMC”, dvs. det bör kunna fungera bra i de flesta fall och det gör det i allmänhet också. Man bör vara medveten att EMC-kraven innehåller mängder av kompromisser, någon ska ju ha råd att köpa de färdiga produkterna också. Förutom att själva produkten är bra konstruerad så måste den också installeras korrekt, något som tydligt visade sig här.

Fusk straffar sig

Mellan styrsåpet och hissmotorn fanns en skärmd kabel men det visade sig att anslutningen av kabelskärmen inte var bra.



Kabelanslutning i motorlåda. Skärmen var jordad men inte på ett EMC-mässigt bra sätt.

Den som hade installerat hade följt anvisningarna efter eget huvud och jordat skärmen, men inte på ett EMC-mässigt bra sätt. Det här är tyvärr mycket vanligt, många installatörer/elektriker har svårt att inse att det faktiskt också finns radiosignaler i motorkabeln från en frekvensomriktare. Då fungerar det inte att jorda kabelskärmen med flera decimeter till chassi (kallas ”pigtail” i EMC-sammanhang). Det krävs att kabelskärmen sitter stumt direkt till chassi, något som fixas med en lämplig förskruvning eller klämma. Det här får numera anses vara en självklar del av ”god praxis” enligt EMC-förordningen och förmodligen står det någonstans i monteringsinstruktionerna också.



Kabelanslutning i styrsåp. Korrekt utförande.

Efter att fastighetsskötaren provisoriskt åtgärdat detta så att kabelskärmen jordats direkt kontrollerades störnivån igen. Nu hade den minskat avsevärt. Skulle hissarna i grannhusen åtgärdas på motsvarande sätt skulle de antagligen bli ohörbara.



Plot, efter åtgärd

Tillräckligt bra?

Perfekt blev det inte men man enades att resultatet fick vara acceptabelt. Det är en risk att som hyresgäst kräva allt för mycket. Att installationen ska vara korrekt enligt tillverkarens anvisningar är ett rimligt grundkrav men för att gå vidare mot total störningsfrihet blir det sannolikt väldigt dyrt för fastighetsägaren. Risken är uppenbar att radioamatören ses som ett besvärligt element och tillståndet för antennen sägs upp, något som det finns åtskilliga exempel på. Därmed har störproblemet lösts på ett billigt sätt. Rätten att sätta upp antenner avgörs av fastighetsägaren och myndigheter som

Elsäkerhetsverket har inget inflytande. Efter åtgärden sjönk också störnivån så pass att den knappast var allvarlig enligt ITU-definitionen och då är det inte troligt att Elsäkerhetsverket skulle kunna motivera krav på mer åtgärder om ärendet överklagas.

Avslutning

Fastighetsägaren fick ett föreläggande att åtgärda hissarna i fyra hyreshus så de uppfyller allmän praxis för installation av frekvensomriktare efter tillverkarens anvisningar. Detta med hänvisning till att det så kallade skyddskravet i förordningen inte kunde anses vara uppfyllt. Beslutet var fattat med stöd av EMC-lagen där det, tillsammans med förordningen, framgår att Elsäkerhetsverket har rätt att kräva åtgärder. Vid behov får vite utdömas. Fastighetsägaren meddelade sedan att hissarna åtgärdats och anmälaren kunde efteråt bekräfta att störnivån blivit acceptabel. Därefter avslutades ärendet.

Det här var ett exempel på ett ganska lätt avklarat ärende där det klart och tydligt framgick vad som störde och vem som var innehavare. Likaså var innehavaren samarbetsvillig och hade ambitionen att göra rätt. Verkligheten är dock inte alltid så enkel.

Referenser:

ITU radioreglement
<http://life.itu.int/radioclub/rr/rrvol1.htm>

Lagen (1992:1512) om elektromagnetisk kompatibilitet
<http://www.notisum.se/rnp/sls/lag/19921512.HTM>

Förordningen (1993:1067) om elektromagnetisk kompatibilitet
<http://www.notisum.se/rnp/sls/lag/19931067.htm>

Elsäkerhetsverkets föreskrift (ELSÄK-FS 2007:1) om elektromagnetisk kompatibilitet
<http://www.elsakerhetsverket.se/Global/F%C3%B6reskrifter/2007-1.pdf>

Förvaltningslagen (1986:223)
<http://www.notisum.se/rnp/sls/lag/19860223.HTM>

EMC-direktivet (2004/108/EG)
<http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2004:390:0024:0037:sv:PDF>

Guide för EMC-direktivet
http://ec.europa.eu/enterprise/sectors/electrical/files/emc_guide_updated_20100208_v3_en.pdf

Elsäkerhetsverkets broschyr om EMC
http://www.elsakerhetsverket.se/Global/Publikationer/Broschyr%20EMC_low.pdf

Länkar

Elsäkerhetsverkets sidor om EMC
<http://www.elsakerhetsverket.se/sv/EMC/>

ESR sidor om EMC och radiostörningar
<http://www.esr.se/index.php/emc-och-stoerningar>

PTS sidor om radiostörningar
<http://www.pts.se/sv/Radio/Storningar-pa-radiokommunikation-aven-ljudradio--och-tv-mottagning/>

Om författaren:

Henrik Olsson, Elsäkerhetsverket
Arbetar som elinspektör på Elsäkerhetsverket med EMC-frågor.

@



Spektrum och topp-/medeleffektsförhållanden hos SSB-sändare

- av Karl-Arne Markström, SM0AOM -

Bakgrund

Det förhärskande sättet att karaktärisera en SSB-sändare med toppeffekt (PEP) och medeleffekt (average) kan ibland verka något motsägelsefullt och förvirrande. Beroende på vilka effektmått och tillgängliga instrument som används får man vitt skilda indikeringar när uteffekten ska mätas. Dessutom beror den undertryckning som indikeras av distorsions-sidband och andra oönskade produkter på hur dessa detekteras och presenteras av mätutrustningen.

Topp- och medeleffekt för talsignaler

En talsignal har ett spektrum som består av många komponenter; det energirika låga eller basregistret som ger talarens karaktär och det höga diskantregistret som överför själva informationen. Dessutom finns en envelopp eller styrkekontur som bestäms av talrytmen. En sådan sammansatt signal går inte att karaktärisera med enkla samband som t.ex. en tvåtonssignal, där medeleffekten är exakt halva toppeffekten. Arbetsbara approximationer bygger på topp- till medelvärdesförhållandet hos brussignaler, Gaussiskt brus har ett topp- till medeleffektförhållande på 14 dB och okomprimerat tal har c:a 10 dB.

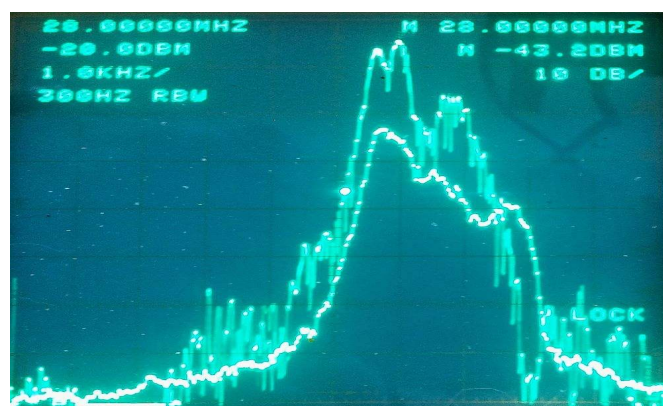
Dimensionering av SSB-sändare

En SSB-sändare som är toppeffektsbegränsad kommer att utnyttjas ganska dåligt av en okomprimerad talsignal. Om den distorsionsfria toppeffekten är t.ex. 100 W kommer medeleffekten att bli endast 10 W. Varje dB som topp- till medelvärdesförhållandet minskar resulterar i en motsvarande ökning av uppfattbarheten i mottagaränden, eftersom örats signalbehandling i stor grad bygger på medelvärdesbildning. Det är därför lämpligt att genom olika former av klippning eller kompression försöka öka medeleffekten, dock utan att i onödan skapa för mycket distorsionsprodukter, eftersom dessa kommer att försämra uppfattbarheten.

Spektrum hos SSB-signaler

Det går att se direkt hur energifördelningen är i en obehandlad talsignal, det framgår tydligt att basregistret innehåller mycket energi, och att diskanten har ett motsvarande lägre energiinnehåll. Om basregistret tillåts använda en alltför stor del av sändarens utstyringsutrymme kommer diskanten att ytterligare missgynnas på uppfattbarhetens bekostnad vid låga S/N-förhållanden. Skillnaden mellan topp- och medeleffekt hos den sändare vars spektrum syns i bilden är c:a 12 dB. Detta beror på att

moduleringen utgjordes av radions P1 där det talade ordet utövas ganska lugnt och kultiverat.



Medelvärdesbildat (undre kurvan) och toppvärdeskännande (övre kurvan) SSB-spektrum från Collins KWM-380 SSB-sändare

Förbetoning, "Preemphasis"

En strategi som fungerar bra för att förbättra uppfattbarheten är att höja diskanten något, en vanlig kurva är + 6 dB/oktav. Detta medför att nivåskillnaden mellan bas och diskant utjämnas något.

Medelvärdesbildat respektive momentant spektrum

Det går även tydligt att se hur skillnaden är i frekvensplanet mellan det spektrum som är toppvärde respektive medelvärde. De spektralkomponenter som är momentana har oftast en mycket större amplitud på ett större frekvensavstånd än de medelvärdesbildade. Genom att visa ett medelvärdesbildat spektrum framstår undertryckningen av sidofrekvenser som mycket större än vad den i själva verket är. Mottagare som används på grannkanaler kan påverkas i stor utsträckning genom att de ofta har en AGC som är toppvärdeskännande. En momentan störsignal kan påverka mottagaren oproportionerligt mycket jämfört med det energiinnehåll som signalen har.

Referenser och litteratur

[1] Sabin et al "Single Sideband Circuits and Systems" 3:e upplagan 1997

@



En nostalgimottagare för 80 m

- av Olle Holmstrand, SM6DJH -

Mitt intresse för radioteknik startade som tolvåring år 1955. Först byggde jag en kristallmottagare med vilken jag kunde avlyssna riksprogrammet på den lokala mellanvågsändaren. Två år senare blev det den första rörmottagaren, en "blåslampa" för UKV. Min första superheterodynmottagare byggde jag 1958 och var en 3 rörs AM-mottagare för amatörbanden 80 och 40 meter. Senare blev det mer komplicerade konstruktioner och vid mitten av 60-talet övergick jag allt mera till att använda halvledare.

Veckopengarna räckte inte långt, så jag fick arbeta på skolloven för att kunna köpa komponenter. Jag plockade oftast bort komponenterna på mina äldre konstruktioner, när jag ville bygga nytt. Trots det blev det ett par kartonger med äldre komponenter, som fick följa med mig genom livet. Tanken var att jag någon gång skulle använda dessa till ett kommande bygge i äldre teknik. Då skulle man kunna återuppleva den entusiasm och glädje man kände när allt började. Eftersom jag i år firar 50-årsjubileum som sändaramatör, var de lämpligt att fira detta med ett sådant bygge.

Några funderingar

Jag bestämde mig snart att jag ville bygga en mottagare för 80 meter. Den skulle inte vara för komplicerad, men ändå tillräckligt bra för att man skulle vilja använda den. Eftersom CW och SSB är de två dominerande trafiksätten idag, måste mottagaren klara av detta. Äldre komponenter skulle ha prioritet och helst skulle jag använda de komponenter jag redan hade. Konstruktionen skulle vara tidstypisk, ungefär som man byggde mottagare i början av 60-talet.

Mottagaren skulle också vara komplett. Både nätdel och högtalare skulle vara inbyggda. Man skulle inte behöva samla ihop en massa delar och kablar för att lyssna. Risken skulle då bli att den skulle stå på hyllan oanvänd. Med antennen ansluten och nätsladden i väggen skulle mottagaren vara klar för användning.

Bygget blev klart i vintras. Jag hade blivit så inspirerad av bygget att jag fick lust att fortsätta att bygga. Denna gång ville jag bygga en SSB-sändare för samma band. Av praktiska skäl ville jag att sändaren skulle samverka med mottagaren, så att man kunde köra transceivt. Då skulle man kunna utnyttja mottagarens VFO och BFO, vilket skulle vara en stor fördel. Därför var det nödvändigt att modifiera mottagaren.

Resultatet blev en lite mer komplicerad mottagare än den jag först byggde. En annan viktig sak var att mottagaren skulle vara helt oberoende av sändaren. Däremot är sändaren helt beroende av mottagaren på grund av oscillatorsignalerna.

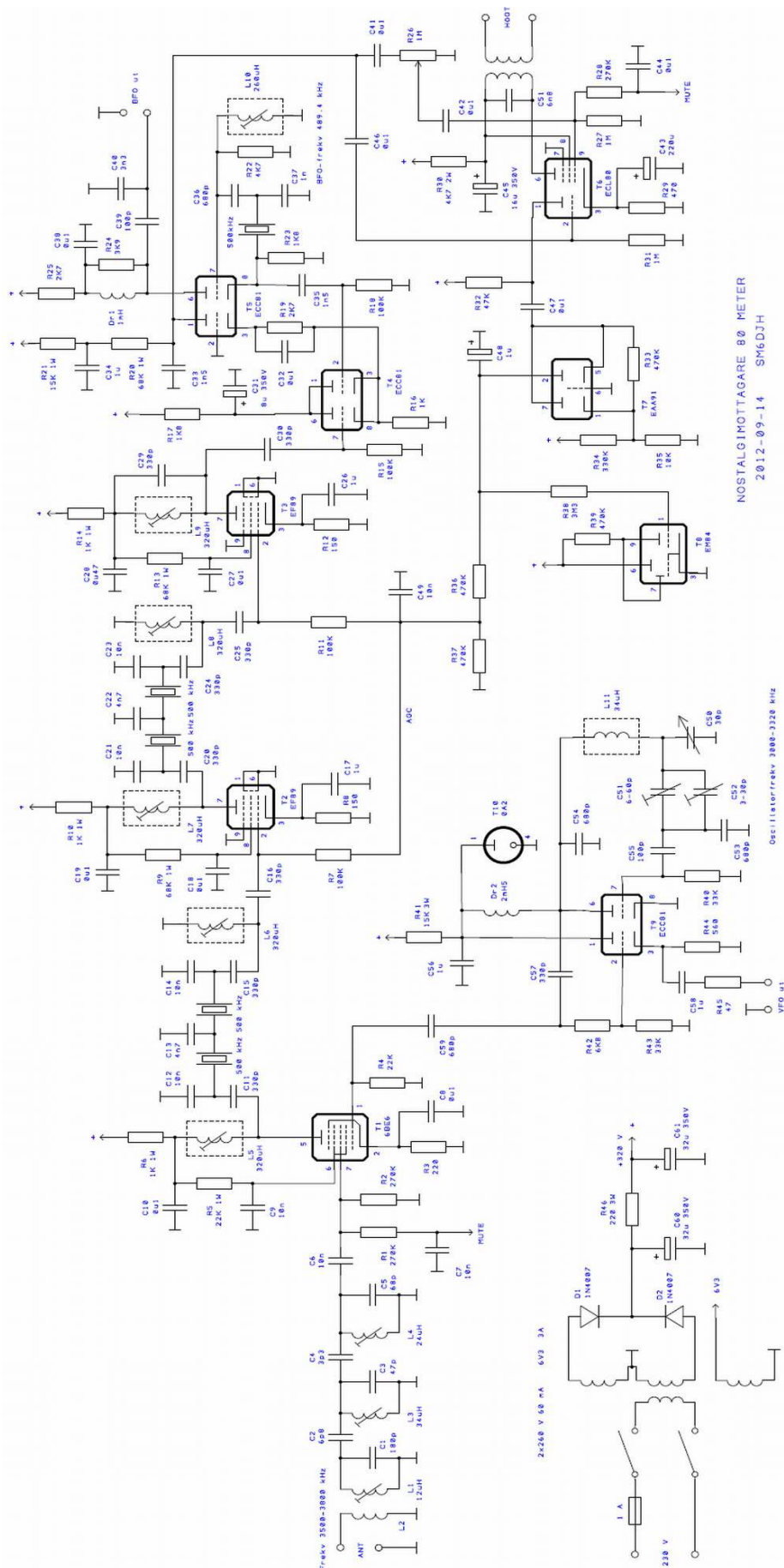


Nostalgimottagare för 80 m CW SSB.

Val av mellanfrekvens

Som vanligt är det en massa kompromisser man måste göra i konstruktionsarbetet. En sådan kompromiss är val av mellanfrekvens. I detta fall är det lite enklare, eftersom mottagaren bara skall användas på 80 meter. Eftersom VFO:n skall vara självsvängande på gammalt vis, bör dess frekvens vara så låg som möjligt av stabilitetsskäl. Det är därför bra att lägga oscillatorfrekvensen under mottagningsfrekvensen. Väljer man för låg oscillatorfrekvens kan man få problem med övertoner och oönskade blandningsprodukter. På mellanfrekvensen ligger också BFO:n och dess övertoner bör inte hamna på 80 metersbandet.

Förr i tiden var en vanligt förekommande mellanfrekvens omkring 460 kHz. Med fyra eller fler LC-kretsar med högt Q-värde kunde man erhålla en acceptabel selektivitet för AM-mottagning, dvs en bandbredd av c:a 6 kHz. Det fanns flera tillverkare av sådana s k MF-transformatorer med högt Q-värde, t ex Görler och Prah. Dessa var emellertid dyra i tillverkning och krävde trimning. De ersattes så småningom med keramiska filter i de flesta konstruktioner. I vårt fall är 460 kHz en olämplig frekvens, eftersom BFO:ns åttonde överton hamnar på 80-metersbandet. Dessutom vill vi helst ha 2 kHz bandbredd för att få bra SSB-mottagning.



Kopplingsschema mottagare

Förr kunde man också köpa färdiga MF-transformatorer på 110 kHz. Med sådana skulle det gå bra att få den selektivitet vi eftersträvar för CW- och SSB-mottagning. Detta val är dock olämpligt, eftersom flera övertoner från BFO:n skulle hamna på bandet och det skulle bli mycket svårt att få tillräckligt bra spegelfrekvensundertryckning. Det slutliga valet blev mellanfrekvensen 489,4 kHz. Med hjälp av keramiska resonatorer som har höga Q-värden går det att få den selektivitet vi behöver. VFO:ns frekvens hamnar alltså på 3,01-3,32 MHz.

Kopplingsschemat

Studerar vi kopplingsschemat pfinner vi att mottagaren är en enkel superheterodyn med produkt-detektor och AGC-system på vanligt sätt. I stället för S-meter användes ett "magiskt öga" EM84. Detta är mest för att det är en rolig sak och att det var vanligt att radiomottagare hade det. Extra omsorg har lagts ner på VFO:n, eftersom den också skall driva sändaren. Det finns uttag för både VFO- och BFO-signalen.

Före modifieringen var VFO:n betydligt enklare. Som blandare och oscillator använde jag då röret ECH81. Anodspänningen var inte heller stabiliserad med 0A2. Är man bara intresserad av att bygga en mottagare kan man förenkla konstruktionen på detta sätt. Frekvensstabiliteten blir naturligtvis något sämre, men det är ju inte så viktigt vid mottagning. Man drabbas bara själv och man kan lätt korrigera driften när man lyssnar. Driften är ändå så liten att den är helt acceptabel. Förutsättningen är förstås att man väljer bra komponenter i oscillatoren.

När man sänder bör mottagaren sättas ur funktion. Detta sker genom en "mutefunktion". Det sker på så sätt att man från sändaren under sändning skickar in en spänning på c:a -50 V till styrgallret på blandarröret 6BE6 och på LF-förstärkarröret ECL80. Blockering av blandaren gör att AGC-systemet inte reagerar så kraftigt, vilket gör att återhämtningstiden blir kort. Blockeringen av LF-steget gör att högtalaren bli tyst under sändning. Vill man bara bygga en mottagare kan man naturligtvis ta bort de extra komponenterna för denna funktion. Det finns en del detaljer i konstruktionen som kanske är lite ovanligare och behöver förklaras lite närmare.

Ingångsfiltret

För att få bra spegelfrekvensdämpning krävs åtminstone två selektiva LC-kretsar på antenningången. Resonansfrekvensen på dessa kretsar måste följa den frekvens, som är summan av VFO-frekvensen och mellanfrekvensen.

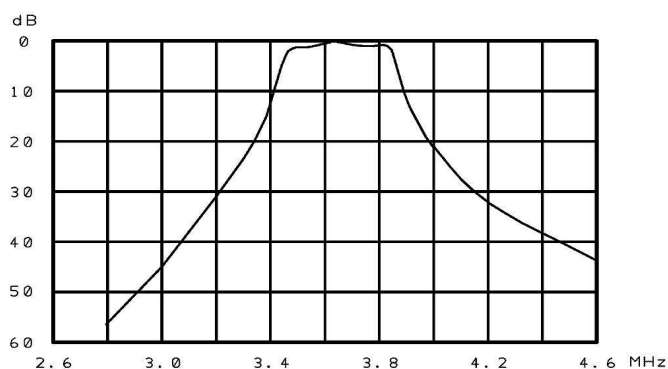


Fig. 1 Ingångsfiltret

Det behövs alltså en tregangad vridkondensator. En sådan hade jag inte, så jag fick lösa problemet på ett annat sätt. Efter lite beräkningar framkom att ett fast bandfilter med tre poler skulle räcka. Då behövdes bara en enkel vridkondensator för VFO:n. De tre spolarna L1, L3 och L4 måste trimmas och de ungefärliga induktansvärdena finns angivna på schemat. L2 är en link till L1 och varvtalet kan vara ungefär en fjärdedel av L1:s varvtalet. Linken placeras alldeles intill den kalla sidan av L1.



Tittar man på fotografierna ser man att de tre spolarna är placerade bredvid varandra på en pertinaxskiva och är helt oskärmade. Man får förstås en viss induktiv koppling mellan spolarna. Om man bygger på ett annat sätt, kan det vara nödvändigt att justera värdena på kopplingskondensatorerna C2 och C4. Amplitudkarakteristiken på filtret kan studeras på figur 1. Lyssnar man högst upp på bandet, 3,8 MHz, blir spegelfrekvensdämpningen 54 dB och längre ner på bandet betydligt bättre.

VFO:n

Som VFO har jag använt en Vaccaros oscillator, som är känd för sin goda stabilitet. Svängningsfrekvensen bestäms nästan helt av själva resonanskretsen, bestående av spolen L11 och vrid- och trimkondensatorerna (C50, C51 och C52). Resonanskretsens koppling till röret bestäms av kondensatorerna C53 och C54. Det är viktigt ur stabilitetssynpunkt att kopplingen till röret och andra komponenter är så liten som möjligt, d v s höga värden på C53 och C54.

Man skall alltid eftersträva så högt Q-värde som möjligt på resonanskretsen. Ju högre Q-värde desto högre värden på C53 och C54 blir möjliga. Naturligtvis måste kretsens egna komponenter vara av högsta kvalitet och komponentvärdena skall helst inte förändras med temperaturen. Vrid- och trimkondensatorerna måste ha luft som dielektrikum. En liten påverkan har även C53, C54 och C55. Dessa bör vara glimmer- eller styrolkondensatorer. Keramiska kondensatorer får inte användas här, även om de är av typ NP0. När de värms upp, kan de fluktuera i värde något lite. Det yttrar sig på så vis att oscillatoren kan hoppa fram och tillbaka i frekvens lite grann. Det är alltså bäst att undvika keramiska kondensatorer omkring resonanskretsen.

Spolen L11 bör lindas med god mekanisk stabilitet. Stommens diameter bör åtminstone vara 10 mm och tråddiametern större än 0,2 mm. Spolen skall vara skärmd och sakna trimkärna. På detta sätt kan man räkna med högt Q-värde och därmed är det möjligt att åstadkomma låg frekvensdrift.

En liten påverkan på driften har även VFO:ns anodspänning. För säkerhets skull är denna spänning stabiliserad med stabilisatorröret 0A2 (T10), som ger 150 V.

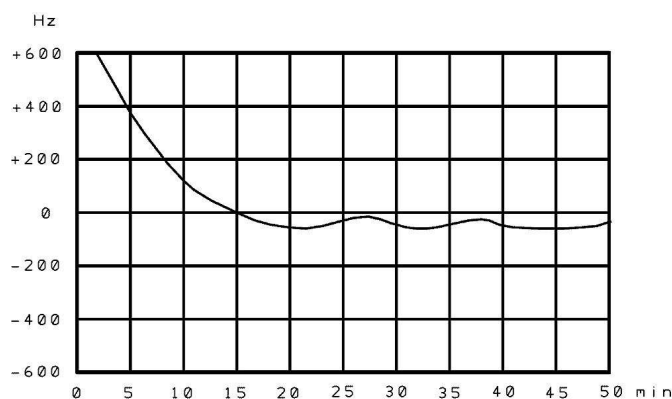


Fig. 2 Total frekvensdrift

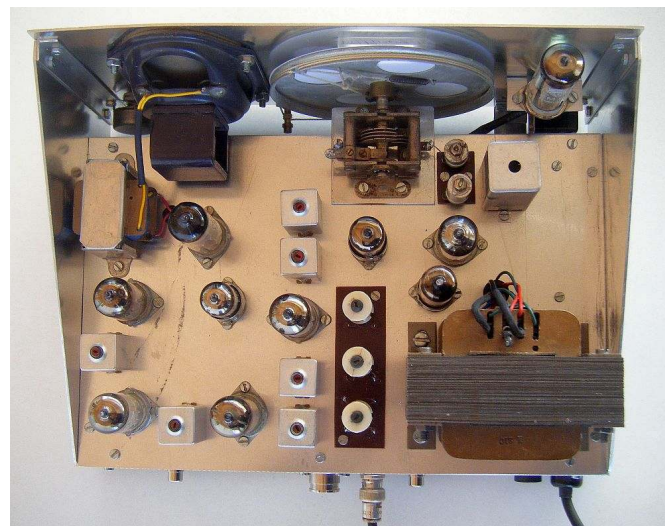
Frekvensstabiliteten på mottagaren är bra. Figur 2 visar den totala stabiliteten, vilket inkluderar både VFO:n och BFO:n. Om man förutsätter att rumstemperaturen är konstant, blir driften 15 minuter efter påslag och senare mindre än 100 Hz. Det går att kompensera driften strax efter påslag med en kondensator med negativ temperaturkoefficient. Tyvärr är det svårt att lyckas bra med en sådan kompensation. Driften orsakas av både VFO:n och BFO:n och värmen utvecklas olika på olika delar av mottagaren. Man måste alltså kompensera båda oscillatorerna var för sig för att få ett bra resultat. Självt tycker jag att det är bättre att acceptera driften de första 15 minuterna. Under dessa minuter driver mottagaren kanske 800 Hz.



MF-stegen

Efter mottagarens blandarsteg med 6BE6 (T1) följer två mellanfrekvensförstärkare med rören EF89 (T2 och T3). Mellan stegen finns de kretsar som bestämmer mottagarens selektivitet. Här används totalt fyra keramiska resonatorer

(t ex Elfa nr 74-602-15). Dessa är kalibrerade för 500 kHz parallellresonans 30 pF. Med detta menas att resonatorn tillsammans med en fast parallellkopplad kondensator på 30 pF bildar en parallellresonanskrets med resonansfrekvensen 500 kHz. I vårt fall vill vi utnyttja resonatorns serieresonans, som brukar ligga ungefär 12 kHz lägre i frekvens.



En nackdel med keramiska resonatorer är att fabrikanten inte kan garantera bättre noggrannhet än 2,5 kHz på resonansfrekvensen. Skall man göra ett filter med bandbredden 2 kHz behövs en betydligt bättre noggrannhet än så, om det skall vara reproducerbart. Vi får gå till väga på två sätt för att lösa detta problem. För det första bör man inte göra ett komplicerat filter, som ensamt skall stå för mottagarens totala selektivitet. I ett sådant filter krävs att resonatorerna verkligen ligger på rätt frekvens för att ge ett lyckat resultat.

Resonatorerna påverkar varandra mer eller mindre, eftersom de är kopplade kapacitivt eller induktivt. Om någon ligger fel i frekvens, påverkas selektivitetskurvan drastiskt. Det blir alltså svårt med reproducerbarheten. Det är bättre att ta fram två enklare filter som är isolerade ifrån varandra. De kan tillsammans ge en acceptabel selektivitetskurva. I vårt fall har vi två tvåpolsfilter, som är isolerade ifrån varandra med röret T2. Dessutom har vi möjlighet att påverka resonatorernas frekvens med spolarna L5, L6, L7 och L8, som finns för att anpassa filtrens låga impedans till rörens höga in- och utimpedanser. Vi kan alltså trimma in den rätta kurvformen.

För det andra får vi selektera de resonatorer vi behöver. Man kan göra så att man köper dubbelt så många som går åt. Detta är ingen större uppoffring, eftersom resonatorerna är billiga i inköp. Man märker dem och löder in dem i tur och ordning i mottagarens BFO och mäter svängningsfrekvensen med en frekvensräknare. Naturligtvis måste man först ha trimmat L10, så att BFO:n säkert svänger. Under hela mätningen får man inte röra L10, eftersom den påverkar frekvensen. Efter fastlödningen måste resonatorn svalna innan man avläser frekvensen. De fyra som ligger närmast i frekvens väljer man som filterresonatorer och en femte som ligger närmast de fyra väljer man som BFO-resonator.

Den totala selektivitetskurvan kan studeras i figur 3 nedan. Kanske skulle man önska att flankerna var lite brantare. Det har emellertid visat sig att detta nästan aldrig är något problem i praktiken.

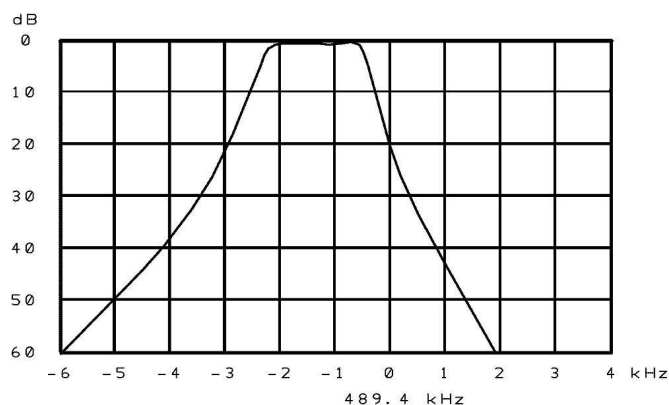


Fig. 3 Selektivitetskurva

Lämplig BFO-frekvens blev i mitt fall 489,4 kHz. Beroende på vilket val av resonatorer man gjort kan man naturligtvis få någon annan frekvens. Med hjälp av L10 kan BFO-frekvensen justeras ett par kHz. I denna oscillatorkoppling utnyttjas resonatorns serieresonans, vilket möjliggör att svängningsfrekvensen kan läggas nära filtrens passband, exakt på den frekvens man önskar.

AGC-systemet

MF-signalen detekteras i produkt-detektorn T4 (ECC81). Den ena halvan av T5 (ECC81) tjänstgör som gallerjordad LF-förstärkare. Vid volymkontrollen R26 tas LF-signal ut till AGC-systemet. I trioddelen av röret T6 (ECL80) förstärks LF-signalen ytterligare innan den likriktas i dubbeldioden T7 (EAA91). Den AGC-spänning som därvid bildas styr sedan förstärkningen i de båda MF-stegen T2 och T3. AGC-systemet, som sålunda är mycket enkelt, fungerar trots det bra. En orsak till detta är den höga inimpedansen hos rören, vilket gör att filterkondensatorn C48 kan ha ett lågt värde.

Varje MF-rör EF89 kan reglera c:a 25 dB. Det totala reglerområdet är alltså 50 dB. Det kan förefalla vara ett för dåligt värde med tanke på de signalstyrkor, som kan finnas på bandet. Rören har i sig själv ett stort dynamiskt område, vilket gör att distorsion inte nödvändigtvis behöver uppkomma utanför reglerområdet. Det enda man möjligen behöver göra är att dra ner volymen för extremt starka signaler.

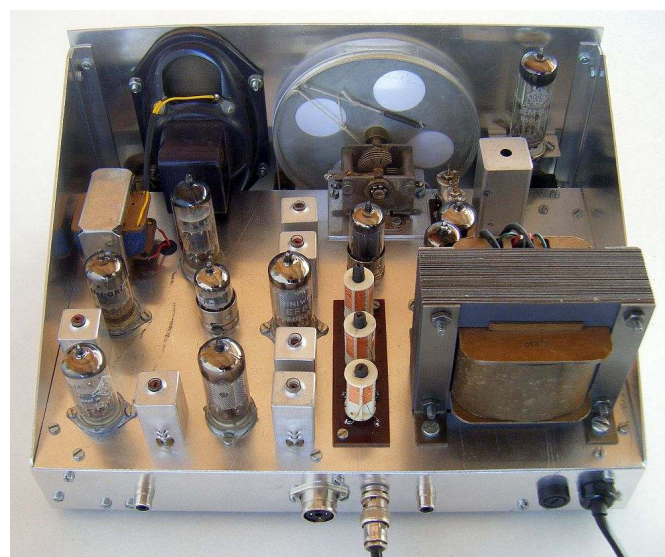
Nätdelen

Nättransformatorn 2x260 V 60 mA, 6,3 V 3 A var en vanligt förekommande transformator förr i tiden. I dag kan det vara svårt att hitta en ny sådan, men det finns många liknande på surplusmarknaden. Ett bra alternativ är att själv linda transformatorn, t ex har Svebry transformatorbyggsatser. Lindar man själv får man inte glömma bort att man handskas med höga och livsfarliga spänningar. Man måste isolera lindningarna ordentligt ifrån varandra.

För en lindning på 260 V blir det många varv och det blir många lager. Varje lager måste också isoleras med t ex transformatortejp.

Kiseldioder som likriktare började bli vanligt under 60-talet. De ersatte då likriktarrören och selenlikriktarna. Tyvärr hade jag inte kvar några sådana äldre kiseldioder. Jag fick istället sätta dit ett par moderna typer 1N4007.

Efter likriktarfiltret och vid full belastning c:a 70 mA erhålls en spänning av c:a 320 V. Denna spänning är inte kritisk och kan vara betydligt lägre. Om man har låg spänning, kan det vara nödvändigt att minska motståndsvärdet på R41. Stabilisatorröret 0A2 (T10) måste vara tätt och ge en stabil spänning på 150 V.



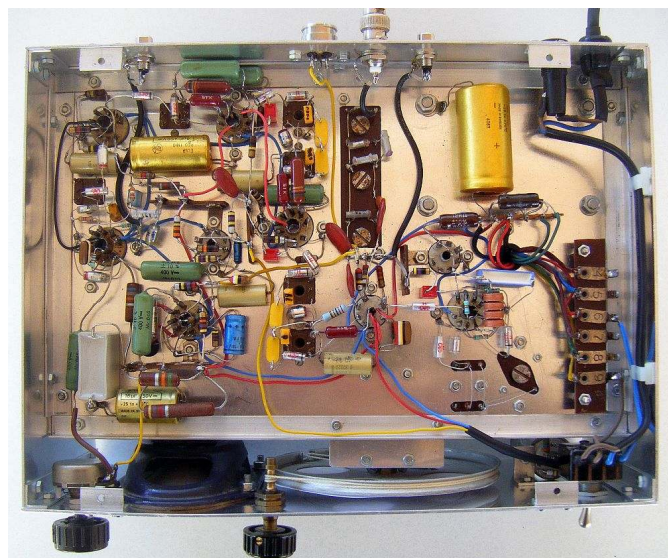
Komponenterna

Idag kan det naturligtvis vara svårt att bygga en mottagare exakt enligt mitt koncept. Många komponenter tillverkas inte längre och man är hänvisad till surplusmarknaden. De flesta nya komponenter man köper är avsedda för halvledarkonstruktioner. Måste man köpa nytt får man tänka på att en rörkonstruktion normalt arbetar med högre spänningar. T ex måste kondensatorerna som finns på anodtillledningarna klara 350 V. Man får också räkna på effektutvecklingen i motstånden, i rörkopplingar är denna i allmänhet högre.

Spolstommar med kärnor och skärmburkar är komponenter som kan vara svåra att få tag på. Det finns fortfarande tillverkare, t ex Vogt och Neosid, men produkterna är nästan uteslutande miniatyriserade och avsedda för moderna konstruktioner. Däremot kan man säkert hitta lämpliga spolar och burkar i äldre skrotade TV- och radiomottagare. Eftersom förutsättningarna är så olika, har endast de ungefärliga induktansvärdena angivits på kopplingsschemat. Varvtalet på spolarna får man själv prova fram, t ex med en grid-dipmeter. Diametern och kärnornas permeabilitet kan variera från fall till fall.

Som trimkondensatorer har jag använt luftisolerade Philipstrimrar. Dessa var mycket populära förr. De fanns i två versioner 3-30 pF och 6-60 pF. Med en av varje sort, som är parallellkopplade, kan man få den kapacitans vi behöver.

En utgångstransformator till högtalaren kan också vara svår att hitta. Vill man kan man linda en själv, vilket jag har gjort. För en högtalare på 8 ohm bör omsättningen vara 25:1. Man kan också prova att använda en mindre nättransformator. I de flesta hushåll finns väl någon gammal batterieliminators, som inte används. Dess transformator kan kanske fungera bra som utgångstransformator.



Mekanisk utformning

Mekaniskt har min mottagare byggts upp med 1,5 mm aluminiumplåt. Panelens mått är 135x280 mm och bakstyckets 40x280 mm. Mottagarens djup är 210 mm.

Det är svårt att bocka plåt med bra resultat, om man inte har tillgång till bra bockningsverktyg. På grund av detta brukar jag numera aldrig bocka plåt själv. Dessutom är det besvärligare att bearbeta en plåt som är bockad. I stället skruvar jag fast plana bearbetade plåtar med hjälp av L-profiler. Sådana finns i aluminium och kan köpas på t ex Bauhaus. De säljs i meterlängder med sidan 10 mm. Enda nackdelen är att det går åt mycket skruv och mutter.

Som syns på fotografierna är mottagaren öppen, vilket ju är gynnsamt med tanke på värmeutvecklingen. Själv tycker jag också att det är trevligt att kunna titta på rören som glöder. Det var också så jag byggde upp mina första mottagare på slutet av 50-talet.

För att få en frekvensskala har jag gjort på enklast tänkbara sätt. På vridkondensatorns axel är fastskruvad ett stort linhjul med diametern 114 mm. Förr i tiden sålde Elfa sådana. Man sålde också skallineaxel typ "A". Med hjälp av lina och fjäder kan man vrida på vridkondensatorn med god utväxling. På linhjulet klistras ett papper och på detta kan man sedan göra en frekvensskala. På panelen är upptaget ett rektangulärt hål, så att man kan se skalan. Som fönster används en liten plexiglasskiva med ett vertikalt ristat streck. På detta sätt går det att avläsa mottagningsfrekvensen med en noggrannhet av 1 kHz.

Sammanfattning

Man kan tycka att mottagaren blev ganska komplicerad med sina tio rör. Som tidigare nämnts kan man förenkla mottagaren betydligt. Blandarröret 6BE6 (T1) och VFO-röret ECC81 (T9) kan ersättas med ECH81. Man behöver inte heller nödvändigtvis använda stabilisatorröret 0A2 (T10). Det "magiska ögat" EM84 (T8) är inte heller nödvändigt att ha. AGC-detektorn EAA91 (T7) går att ersätta med två kiseldioder. Kvar blir då bara sex rör och då får man trots allt en bra mottagare.

Bygget av mottagaren har varit mycket roligt och stimulerande. Det är många minnen och känslor som har kommit fram. Bara doften av sågad pertinax väcker känslor. När jag arbetade som springpojke, hade jag en krona i timmen som lön. Efter en dags arbete kunde jag gå och köpa ett radorör hos radiohandlaren. Mer än femtio år senare kom detta rör åter till användning.

Man kan tycka att det är synd att så många amatörer övergav att experimentera med radioteknik. Man måste säga att rörtekniken är amatörvänlig, eftersom det oftast finns goda marginaler och man inte behöver avancerade instrument för att lyckas. Oftast räcker det med universalinstrument och grid-dip-meter. Även om man har nersatt syn kan man handskas med de stora komponenterna.

I ett kommande nummer av Resonans kommer jag även att beskriva nostalgisändaren för 80 meter SSB.

@



Fasade vertikaler på field day

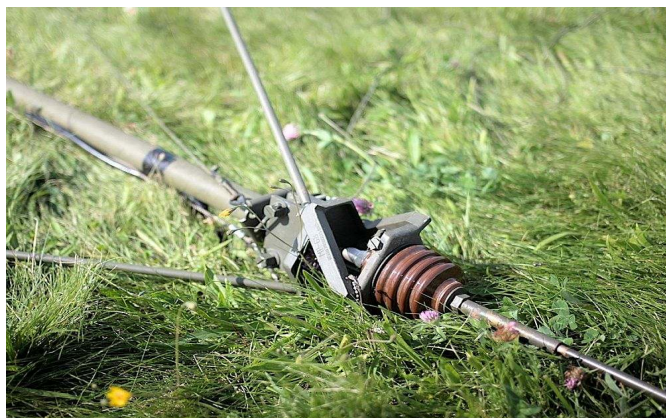
- av Michael Josefsson, SM5JAB -

Det ständiga bekymret är valet av antenn för kortvåg. Den ska ju ha riktverkan, ge god förstärkning, vara enkel att få upp, vara lätt att transportera osv. Önskemålen är många. Den här gången tänkte vi prova två fasade vertikaler på 18 MHz som omväxling mot alla trådanter som det brukar vara. I sanningens namn användes både longwire, horisontal och vertikal dipol och vertikal Moxon också, det är ju så det blir efter några timmar.



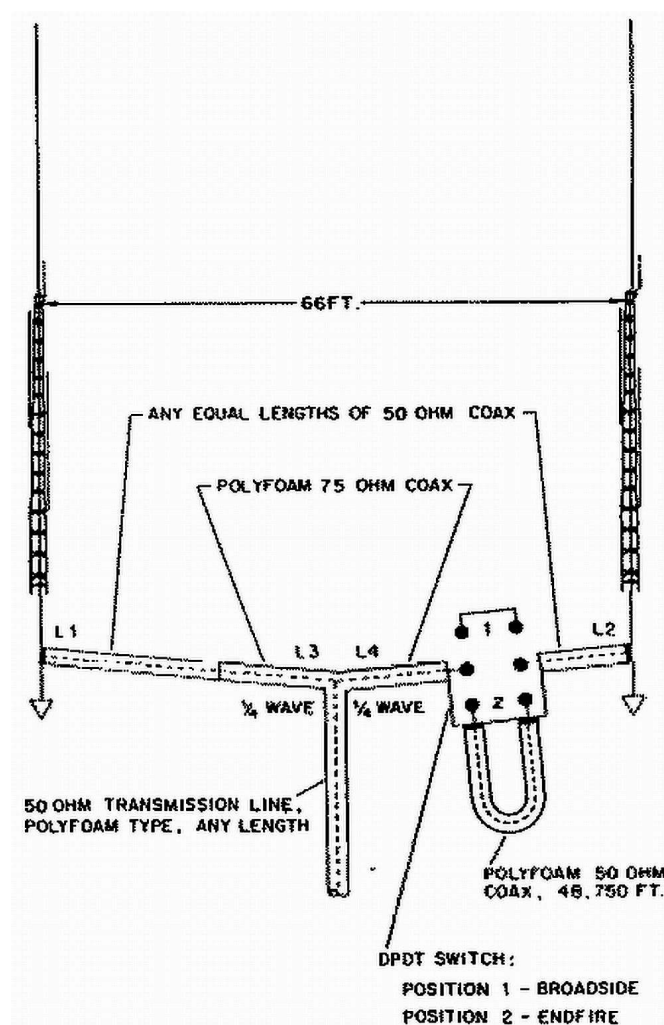
Den semiportabla masten TRC-7 i hoppackat skick. Satsen innehåller såväl mast som GP-antenn med antenn-spröt och 20 meter RG-213.

Sedan ett tag tillbaka har vi tillgång till en amerikansk antennmast AB-35/TRC-7 som ingick i utrustningen till SCR-300 om jag förstått Internet rätt. Portabel är den inte, men väl släpbar, och några sådana går in i bilen om man skjuter fram baksätet. Den är dock helt fälmässig och räcker nio meter upp.



På toppen kan placeras den GP-antenn MP-68, som följer med. Till denna MP-68 finns ett antal kopparspröt som kan skruvas in i varandra och vips (nåja) har man en vertikal upprätt del och tre sluttande radialer.

Tidigare har enbart antennmasten använts som fäste för diverse trådanter. Nu var tanken att den skulle användas med den tillhörande GP-antennen som en kvartvågsantenn för 18 MHz. Dessutom skulle två sådana antenner kopplas ihop med hjälp av ett fasningskablage för att ge strålning antingen längs med antennerna eller tvärs desamma.

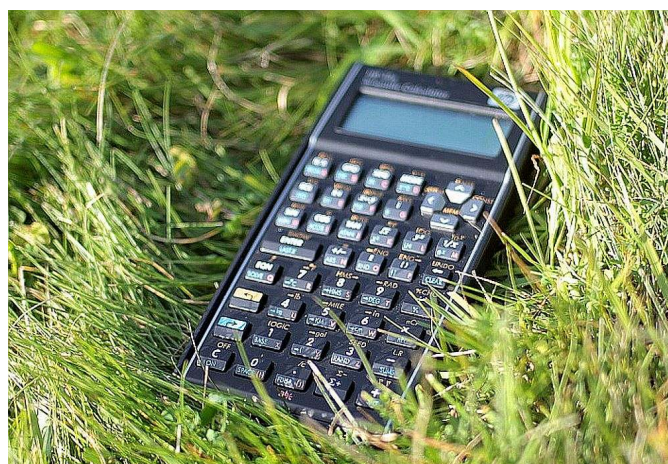


Idén till experimentet kommer från manualen till Hy-Gains AV-18HT. Där beskrivs utförandet för 40-metersbandet. Vi anpassade detta för 18 MHz.

Allt detta skulle göras inom ramen för de approximationer man kan tänkas bli tvungen att göra för att det ska vara relativt praktiskt på en field day.

Intrimningen av antennens strålande element var tidsödande för att använda ett milt uttryck. Den avstämning som gjordes vid marknivå stämde inte alls när den kom upp på lite höjd. Och för att få upp den på lite höjd behövde hela masten så klart höjas, ett projekt som är görligt med tre man, svårt med två och omöjligt för en. Detta trots medföljande instruktion från 1950 som menar att det går utmärkt att resa den ensam. De måste ha varit starkare på den tiden.

Resultatet blev en kompromiss. Antennmasten kortades till 6 meter (cirka 0,4 våglängder) för att vara hanterbar, utan risk för att något eller någon skulle gå sönder i blåsten. Dessutom användes de medföljande antenspröten på så sätt att antennens mittfrekvens blev 18,1 MHz.



Intrimningen gick till på detta sätt: Först ansattes en total längd enligt beräkningar ($0,95 \cdot 300 / 18,1 / 2 = 7,8$ meter) så gott det gick med de sprötlängder som fanns. Det blev för låg frekvens (kring 16 MHz om jag minns rätt). Efter några försök att öka eller minska vertikaldelen och/eller radialdelarna (och det blir rätt många kombinationer, tro mig!) kom vi fram till exakt rätt frekvens genom att bara använda två radialer och dessutom göra dessa olika långa.

Antennresonansen mättes via den 68-fots RG-213-kabel som medföljer masten. Det slumpar sig så att en 68 fots koax med våghastigheten 0,66 (uppmätt) är ungefär två våglängder vid 18,1 MHz, alltså är impedansen vid antennmatningen i stort sett det vi kan mäta från marken. Mätningarna utfördes med antennanalysatorn ZM-30 från Palstar och visade till slut på SVF=1 vid 18,1 MHz.

När väl en mast var bestämd till sina dimensioner och uppe var det en enkel sak att bygga ihop en till med samma mått och placera den 0,5 våglängd från den första.

Den enklaste matningen är nu att koppla de båda antennerna parallellt med varandra med hjälp av ett T-stycke. Impedansen vid denna punkt blir då en parallellkoppling av två 50-ohmsimpedanser, dvs 25 ohm. Är man inte nöjd med detta kan man transformera dessa 50 ohm till drygt 100 ohm med en 75 ohms kvartvågstransformator (gjordes inte här). Strålningen blir i detta fall tvärs antennerna.



Resultatet av vedermödorna, två vertikaler med ett avstånd av en halv våglängd. Man ser att enbart två av de tre radialerna använts, detta för att lyckas få resonansen på 18,1 MHz.

Med en mer komplicerad matning kan man dock ändra strålningens riktning. Detta görs med en in- och urkopplingsbar fasnings-/fördröjningsledning utförd av 50 ohms koax. Resten av kvällen ägnades åt att löda ihop den relä- och fjärrstyrningsbox som skulle koppla in fasningsledningen. Sedan, i nattens mörker, provades snabbt med några olika 50 ohms koaxer med BNC-kontakt vi hade med oss (patchkablage till gammalt TCP/IP-nätverk). I och med att det blev sent den första dagen gjordes ingen direkt uträkning av ledningens längd. Vid vissa längder på fasningsledningen hördes stor skillnad mellan radiostationernas styrka beroende på reläernas lägen, vid vissa andra var skillnaden borta. Det var tydligt att det fanns ett optimum. So far, so good!



En återanvänd aluminiumlåda försågs i förväg med några SO239-kontakter och användes för reläerna. Man ser fasningskoaxen överst i bild, matningen till höger och vänster antenn samt sladden (vit) för manöverspänning (12 V) av reläerna. Lådan låg normalt insvept i en plastkasse för att skyddas mot regn. Reläerna var av enkel växlande sort från Biltema.

Använder man den tidigare nämnda kvartvågstransformatorn måste fördröjningsledningen kopplas in i änden på den 50 ohms koax som går från antennen.

Fasningsledningen skall idealt vara exakt 0,5 våglängd lång. För den använda koaxen med en våghastighet på 0,66 motsvarar detta en längd av $300/18,1 \cdot 0,66/2 = 5,5$ meter. För att inte behöva kontaktera PL-259 i fält provades en fasningsledning fram bestående av de olika patchkablage vi hade med oss. Det visade sig att vi hade så många olika längder med oss att det gick att få ihop något som till slut blev något kortare än 5 meter. Då vi inte hade något att mäta med än *öronen* nöjde vi oss med denna längd på fasningsledningen.

Resultatet av övningen måste man nog säga blev godkänt trots allt: Genom att från operatörsplatsen styra reläerna kunde man tydligt höra hur antennen var riktad i nästan öst-västriktning respektive nord-sydriktning. Vissa stationer hördes knappt alls om loben var i fel riktning men var nära öronbedövande - eller i varje fall väldigt starka - om loben växlades.

I efterhand, med denna erfarenhet i bagaget, skulle vi förberett oss lite annorlunda.

1. För det första tog det orimligt mycket tid att trimma själva GP-antennens spröt. Det borde gjorts hemma i förhand.
2. Sedan vore det bra att ha exakt längd (0,5 våglängd) på de båda matarkablarna för att vara mer säker på att impedansen vid antennen verkligen var 50 ohm.
3. En större variation på patch-kabellängderna skulle också suttit fint, då skulle man kunna trimma fasningsledningen ner till decimetern.

Positiva lärdomar är:

1. Först och främst att metoden fungerar med såpass generösa toleranser vi använde.
2. Patch-kablage med BNC-kontakter underlättar avsevärt, de är guld värda!
3. Vi skulle från början valt att inte använda full längd på masten. Det var tröttande med allt resande och sänkande efter ett tag.
4. Det är fantastiskt att kunna växla riktning på loberna bara genom att trycka på en knapp. En rotor har vi funderat på men den tar jämförelsevis evigheter på sig att byta riktning. Den idén är numera avskriven.

Jag ska inte trötta läsaren med vad som kördes. Men jag kan lova att jag kunde köra det jag ville, förutom japaner som hördes och kördes av sydeuropeer men där jag inte lyckades komma fram. Med antennriktningen 120/300 grader respektive 30/210 grader ligger tyvärr inte Japan i någon lob.

SM6VAG, SM6YOY, SM5JAB (vid pennan)

@



Radioklubben KRAS utbildningsverksamhet hösten 2012

- av Leif Nilsson SM7MCD -

Inför hösten 2012 bestämdes att hösten och eventuellt våren skall ägnas åt olika projekt med elektronrör. Utbildningen skall vara av tydlig instegskaraktär, det vill säga att det inte krävs några förkunskaper från tidigare kurser inom KRAS. Vi kommer att gå igenom grunderna i elektronrör såsom dioden och trioden och om tiden räcker till kommer även pentoden att omfattas.



Till vår hjälp har Johnny -UCZ förarbetat en materialsats för att bygga en enkel rörprovare för röret EAC91, ett rör som innehåller både en diod och en triod och som dessutom fanns i ett överantal i någons källare.

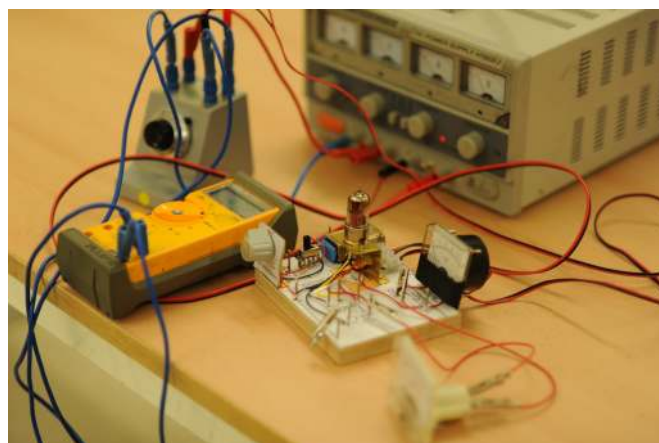
Med detta rör kommer vi att titta närmare på hur elektronströmmarna kan flyta genom vakuum och hur diodfunktionen blir vid olika anodspänningar samt hur glödströmmen påverkar emissionen av elektroner. Vi kommer att jämföra elektronrörsdioden - kiseldioden - germaniumdioden och notera likheter och skillnader mellan dessa komponenter. Intressant att notera, det går att modulera anodströmmen genom en diod genom att variera glödeffekten, därmed kan även dioden bli en "triode", men i regel endast för mycket låga frekvenser (0,1 Hz eller lägre).

Med trioddelen av röret skall vi följa hur rörkurvor är uppmätta och lite mer i detalj notera delar som galler-spänning, bränthet, arbetspunkt och arbetslinje.

Efter att vi bekantat oss med trioden skall vi bygga en liten förstärkare för LF och senare för HF, då ser vi hur lika dessa förstärkare är. Vi hoppas hinna med en del jämförelser med bipolär- och fälteffekttransistorn också.

Som fortsatt byggprojekt är det valbart att bygga en LF-förstärkare med triod eller pentod, alternativt en sändare som styrs av kristall eller en VFO från tidigare KRAS byggkurser.

Beroende på vilka delar som eleverna hittar i junkboxar och loppisar kommer vi att vara ganska flexibla och lotsa eleverna genom olika klassiska rörkonstruktioner som passar just de delar som hittas. Kanske några elever ger sig på att bygga en PP-förstärkare för LF eller för HF en "Jonessändare" från förr. Ritningsarkivet är tämligen fullt med intressanta byggförslag. Vissa har så klart fastnat för Johnnys genomgång av IKE-serien och kommer nog att försöka bygga en sändare eller mottagare för AM på 2-metersbandet.



Med rörbyggen kommer man oundvikligen in på elsäkerhet vid höga spänningar, initialt kommer vi att undersöka dioden och trioden med låga spänningar under 100 volt för att minimera risken för elchock. Samtidigt får deltagarna se att elektronrör även fungerar bra i många applikationer med tämligen låga anodspänningar, ofta nedåt 25-30 volt med rimliga prestanda. Men allteftersom kursen framskrider räknar vi med att spänningen stiger (på flera sätt..) och konstruktion av nätdelar för högspänning kommer att vara en viktig del av kursens senare del.

Vi har även möjlighet att visa beräkningar för en enkel switchad nätbelastning så att det går att driva sin rørsändare på 12 volt ifall man vill köra portabelt utan stora anodbatterier på flera hundra volt.

Som kurslitteratur har vi valt att arbeta med Lennart Wibergs bok "Koncept för radioamatörcertifikat" som kompletteras med valda delar ur Schröders "Radiobyggboken del 2" samt diverse klassiska verk inom grundläggande elektronikkunskap.

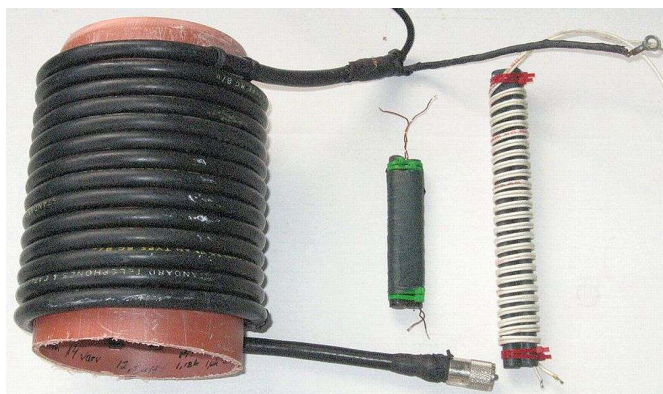
@



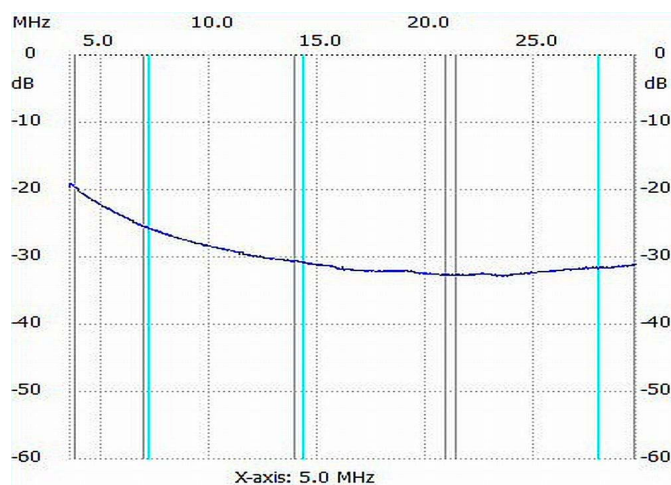
Mätning på strömbaluner

- av Lennart Nilsson, SM5DFF -

När jag övertog en yagi för 14/21/28 MHz medföljde en strömbalun av ca fem meter RG-8 i en härva varv som hölls samman med buntband och snöre. Eftersom en sådan konstruktion har betydande kapacitans mellan ingång och utgång lindade jag en enkellagrig spole på 11,5 cm plaströr. Kabeln räckte till 14 varv med induktansen 12,5 μH och parallellresonans på 17 MHz.



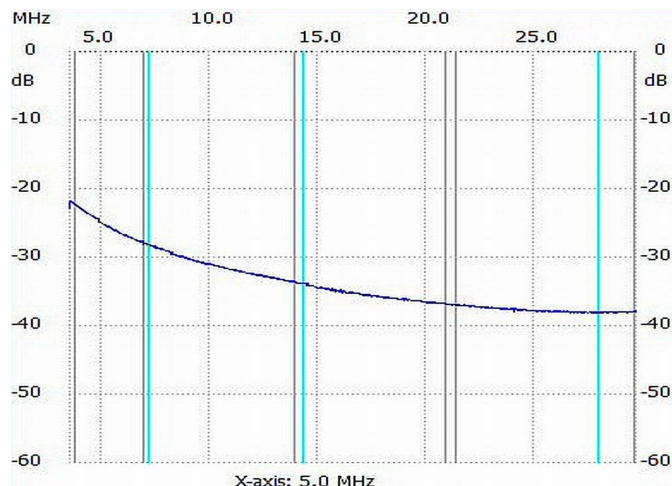
Jag mätte skärmstrumpans impedans genom att låta balunen utgöra överdelen i en spänningsdelare med underdelen i form av 50 ohms belastningsmotstånd över vilket jag mätte HF-spänningen. Kedjan matades med 50 V från en sändare som gav 50 W i 50 ohms konstlast. Denna mätmetod rekommenderas i ARRL-handbokens kapitel 20 om transmissionsledning.



14 varv RG-8 (RG.213) diameter 11,5 cm

Resultatet var 1,25 – 2,5 – 5 kohm på de tre banden, acceptabelt men inte lysande på 14 MHz.

För fullständig isolation av mantelström rekommenderas nämligen 5 kohm.



Som jämförelse mätte jag på en bifilärlindning på parallella ferritstavar med relativt låg induktansfaktor. Induktansen är 46 μH och lindningsimpedansen 133 ohm, det sistnämnda innebär att trådisoleringen är för tjock och att trådarna måste närmare varandra. Spärrimpedansen mättes till 3,3 – 3,8 – 3,6 kohm på de tre banden och på 7 MHz var den 1,9 kohm.

Därefter lindade jag en ferritstavsbalun med parallella emaljerade trådar 0,75 mm, de korta stavarna har högre induktansfaktor än de längre, induktansen är 63 μH och lindningsimpedansen 55 ohm. Spärrimpedansen var 5,5 – 8,3 – 8,3 kohm, på 7 MHz 2,7 kohm och på 3,6 MHz 1,25 kohm. I motsats till en koaxialkabel läcker en bifilärlindning effekt till kärnan så för denna strömbalun mätte jag förlusten som utgjorde 5 %. Om det var läckning eller trådresistans som bidrog mest vet jag emellertid inte.

En avslutande mätning gjordes med koaxialkabel träd två varv genom två stackade ferritringar som använts till nätfilter, dvs av mangan-zinktyp med mycket hög induktansfaktor. Impedansen var inte mer än drygt 100 ohm.

Beräkning av spärrimpedans görs med formeln $Z = R_{\text{bel}} \times (V_{\text{in}}/V_{\text{bel}})$. Mätresultat med nätverkstestaren NWT01 visas i två diagram där skillnaden mellan koaxbalunen och den lilla ferritbalunen inte förefaller vara lika stor som vid min första mätning med hjälp av sändare.

@



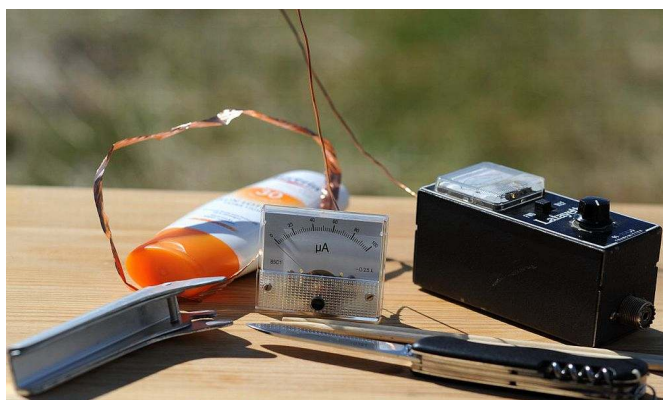
Lyckad Field Day hos KRAS den 25/6 - 1/7

- av Leif Nilsson, SM7MCD -

Kalmar Radioamatörsällskap (KRAS) har avverkat ännu en lyckad field day på Stenåsabadens Camping på Ölands ostkust. Som tidigare år var det en strid ström av deltagare som kom och slog ned sina bopålar under den vecka som lägret fanns uppe. I år var det extra länge då flera valde att börja med att fira midsommar på lägerplatsen.

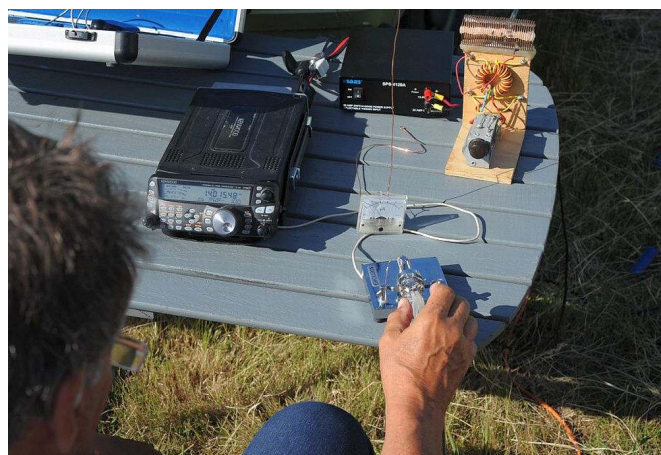


Som vanligt har trådanterner för kortvåg varit ett tema att samlas omkring. Förra året flätade vi stegar i metervara med hjälp av Tore -CBS och hans stegmall. Denna gång hade vi över 18 master uppe för att på olika sätt kunna spänna upp fantasifulla antennbyggen och testa hur de verkar fungera. Rothammels antennbok var flitigt använd som uppslagsverk eller olika simuleringar. Mest diskussion var det om antennerna hade någon form av direktivitet och till vår hjälp hade vi även lokala fyrrar på fastlandet som sände i tidsintervall och därmed gick det att få viss kontroll på eventuell direktivitet hos de olika antennerna.



Som alternativ till lyssning hade vi en workshop med bygge av en enkel fältstyrkemeter. Tanken med att ha en workshop kom ifrån en tanke att dra nytta av den samlade kompetensen inom KRAS och ha en byggkurs även mitt på sommarens field day.

Inför mötet hade jag och Johnny -UCZ spånat lite om olika kopplingar för en fältstyrkemeter och valet föll på en enkel och klassisk koppling med ett instrument på 100 μ A + en germaniumdiod och en kondensator på 1 - 100 nF. Då mätaren saknar plåtlåda monterade vi ett antenspröt med motvikt, båda ca 0,2 - 0,4 m långa beroende på önskad känslighet. Med tanke på det fantastiska vädret på Öland kompletterades kopplingen med sololja även om det här hade fungerat med antennvax. I övrigt syns det viktiga referensinstrumentet som är intrimmat för att visa sanningen på 11-metersbandet och därför fick det bli standard även här. För att laga mat behövs en "tamoj" samt pinnar att äta med och en universalkniv som fungerar som verktyg för alla konstruktioner.



Tore -CBS kollar att avstämningen fungerar med hjälp av en egenbyggd fältstyrkemeter.



Alla komponenter monterades fältmässigt ute i naturen med hjälp av lödning även om det hade fungerat att bara tvätta komponenterna eller använda skruvkopplingar. Med fältstyrkemätaren färdigbyggd kunde man vandra runt

antennen samtidigt som eventuella dippar i fältet tydligt markerades, därmed kunde man hyfsat lätt identifiera hur strålningsdiagrammet kunde se ut. Mätaren bestod av två germaniumdioder och en kondensator som monterades på instrumentets polskruvar och en tråd om ca. 20-30 cm löddes till dioderna. För att få lite ökad känslighet (då instrumentet inte satt i någon plåtlåda) monterades en lika lång tråd i jordskruven på instrumentet, då ökades känsligheten betydligt.



Övriga besökare på campingen funderade säkert en hel del när vi likt slagrutemän gick omkring med koppartrådar och ett litet instrument.

Då KRAS har fått ett stort lager av olika komponenter är det lämpligt att ordna workshops vid olika arrangemang och på så sätt få ut komponenter till intresserade medlemmar. Då även deltagare utanför KRAS' medlemskår hade möjlighet att delta i workshopen sprids förhoppningsvis den tekniska och egenbyggnationen som inriktning i hobbyen.

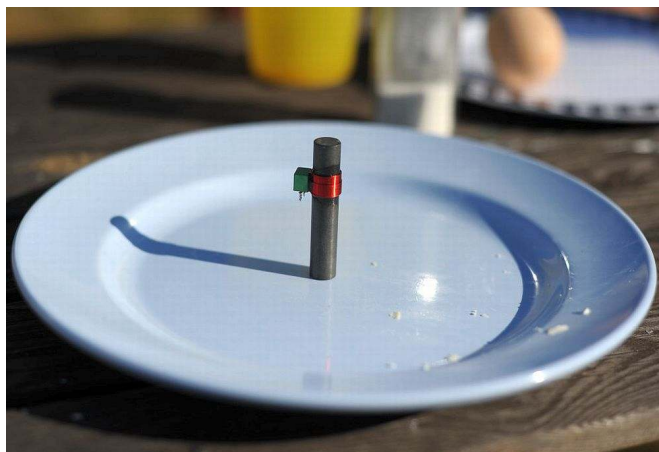


Att det inte behövs speciellt många komponenter för att bygga en sändare visade Johnny -UCZ med sin "4,5-voltssändare" där batteriet var den helt dominerande komponenten. Den lilla sändaren fungerade utmärkt som en liten läggerradio. Kanske detta kan bli nästa års workshop, lämpligt nog har KRAS några hundra batterihållare för tre 1,5-voltsbatterier, transistorer, kristaller etc.

Intressant är även att det i år kom tre amatörer som berättade att de bevistat lägret för ett par år sedan och blivit så inspirerade att de tagit steget att skaffa sig en egen signal och flera intresserade hörde radioinslaget i SR P4 Kalmar och kom och hälsade på oss. Även lokalpressen var intresserad av KRAS' verksamhet.



När så många kreativa människor samlas och kopplar av uppstår så klart en fantastisk smältdegel där olika omöjliga projekt ventileras och helt plötsligt får möjliga lösningar. Vissa lösningar har dock allvarlig bakgrund, andra kan mer ses som uppsluppen kreativitet bland deltagarna.



En innovativ lösning på ett gammalt problem kom fram under lägret; genom att använda en ferritkärna med resonanskrets för 77 kHz som pinne på ett solur och samtidigt lyssna på klocksignalen kommer ett solur att skifta automatiskt mellan sommar- och vintertid.



Christer -XWM kom på en kreativ version av att justera impedansen i ett antennelement, genom att kapa en staglina får man en så kallad Z-match och slipper då att bygga en S-match.

Årets klubbbradio/lägerradio bestod av KRAS' ordinarie klubbbradio som via nätet kördes remote, därmed fanns möjlighet till en kontrollerbar radiofyr för antennkontroll eller bara för att ropa "CQ" och se vem eller vilka som svarar. Därmed behöver vi inget radiotält för klubbbradion, utan allas tält kan bli klubbbradiotält bara man loggar in på KRAS' remotestation.



Lasse, XWM, TVC och RFF



Lasse, OHE och RFF



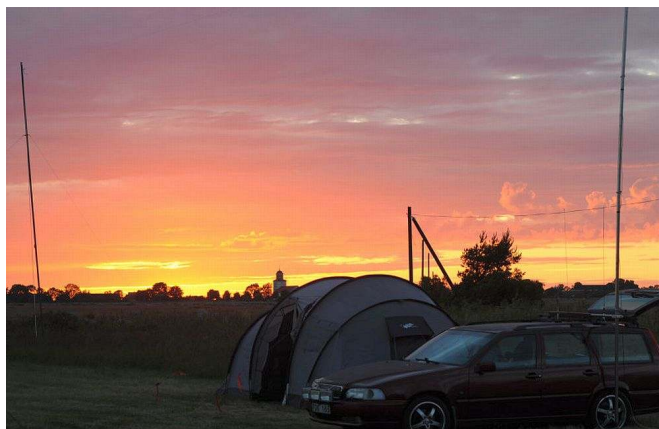
Som vanligt fick även den sociala ådran stor plats på lägret med massor av prat och funderingar, även familjebiten med sol, bad och utflykter är ett viktigt inslag på en fulländad field day.



Att deltagarna gillade lägret är uppenbart när flera redan bokade stuga till nästa läger innan årets läger är avslutat och före funderingarna om vilket tema vi skall ha vid 2013 års läger.



Det gör att vi redan vågar hälsa intresserade välkomna nästa år. För dem som inte kan hålla sig har KRAS en mer lokal field day vår och sensommar vid vår klubbstuga i Kalmar.



Väl mött nästa år...

Leif SM7MCD för radioklubben KRAS

@



Månadens mottagare De brittiska halvledar- bestyckade mottagarna under 1960-talet

- av Karl-Arne Markström, SM0AOM -

Bakgrund

Fram till mitten av 1960-talet var elektronröret i princip ohotat i kortvågsmottagarsammanhang. De försök som tidigare gjorts med transistorer hade primärt inriktat sig på enklare apparater för t.ex. mobilt eller portabelt bruk.

Under mitten av årtiondet kom det fram transistorer som gav acceptabla prestanda i kretsar avsedda för de frekvenser som förekommer i en mer generell mottagare.

Kort därefter och ungefär samtidigt gjordes oberoende av varandra fem olika konstruktioner som vände sig till den professionella radiovärlden. Dessa kom respektive från Racal, General Electric, Plessey, Redifon samt Eddystone/Marconi. Gemensamt för dem var att de tillämpade elektronrörsteknik överförd till transistorvärlden.

En parallell var National HRO-500 på det västra halvklotet [1].

”State-of-the art” för transistortekniken

Kiseltransistorn var i början av sin utveckling i mitten av 60-talet, vilket ledde till att apparaterna hade både germanium- och kiseltransistorbestyckning. Germaniumtransistorer hade högre gränshänskvenser men ett betydligt mer utpräglat temperaturberoende. Kiseltransistorer var däremot bättre lämpade för kretsar som hanterade påtagliga effektnbelopp.

Det var svårt att göra en helt halvledarbestyckad mottagare genom att helt enkelt bara ersätta elektronrören med transistorer rakt av. Ett sådant exempel är Racals tidigaste försök.

Racal RA-217 och RA-1217

Racal hade under 50-talet gjort den stilbildande mottagaren RA-17 och vidareutvecklingen RA-117. Dessa använde Wadley-loopen för sin frekvensgenerering vilket var ett helt nytt grepp. Racal vill gärna vara med i kommande upphandlingar för både civilt och militärt bruk av kortvågsmottagare, och den allmänna meningen i ”branschen” var att dessa skulle vara halvledarbestyckade.

Racal valde att angripa saken så att varje steg i RA-17 konstruerades om från rör till antingen germanium- eller kiseltransistorer. Den låga stegförstärkningen i dåtidens transistorer gjorde att det gick åt många steg för att få en given förstärkning. Att klara temperaturstabilitet och arbetspunkter i en sådan konstruktion var inte helt lätt, vilket frestade konstruktörerna att använda så låga strömmar i designen att storsignalegenskaperna blev ganska mediokra.

RA-217

Trots detta blev Racal RA-217 som den hette från början en apparat som gick att sälja. Den kombinerade låg effektförbrukning samt litet format till en ganska smaklig enhet. Ursprungligen var RA-217 en bordsmodell, och en rackmonterad variant, RA-1217 kom snart efter.

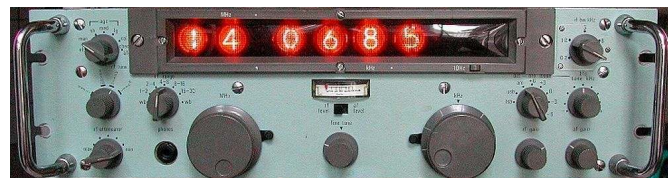
RA-1217

Kretslösningen i RA-217 familjen var mycket konventionell. Emitterjordade och basjordade kretsar användes om varandra för att få ut det sista av högfrequensförstärkningen i HF- och första MF-steg.

Samma lösning som i RA-17/117 med ingångsdämpare samt valbart avstämbar eller bredbandig ingångskrets användes. Första MF låg på 40 MHz, andra MF på 2–3 MHz och den sista på 1,6 MHz.

Mekaniskt kom dock mottagargenerationerna att skilja sig mycket åt, de filmskalor som gav RA-17 sitt karaktäristiska utseende ersattes med två räkneverk, ett för MHz och ett för kHz.

Kort efter RA-1217 kom RA-1218 som har en inbyggd frekvensräknare som visar inställd frekvens direkt.



RA-1218

Även Racal ville tillfredsställa de behov som fanns för bättre frekvensstabilitet, först med tillbehöret MA-210 "Racalator", och sedan med denna integrerad i mottagaren RA-1219 som har 1 Hz frekvensvisning.

RA-1219

En militärvariant av RA-217 med inbyggd FSK-demodulator togs fram i början av 70-talet, RA-239



Racalatorn MA210 gav 1 Hz upplösning till RA1217 och föregick RA1218 och RA1219.

Plessey PVR-800 och PR-155 familjen

Konkurrenten Plessey lämnades inte oberörd av detta. Plessey hade redan under andra halvan av 60-talet gjort en halvledarbestyckad och fjärrmanövrerad mottagare, PVR800, som bestod av en radioenhet helt uppbyggd med diskreta halvledare, denna fyllde $\frac{3}{4}$ rackstativ, samt en fjärrmanöver-sändare som fyllde upp en 4 HE racklåda. [3]

PVR-800 var troligen den första halvledarbestyckade mottagaren på marknaden som kunde fjärrmanövreras. En PVR-800 köptes till svenska Televerket i slutet av 60-talet och installerades i mottagarstationen för gränsvåg i Hoburgen Näs.

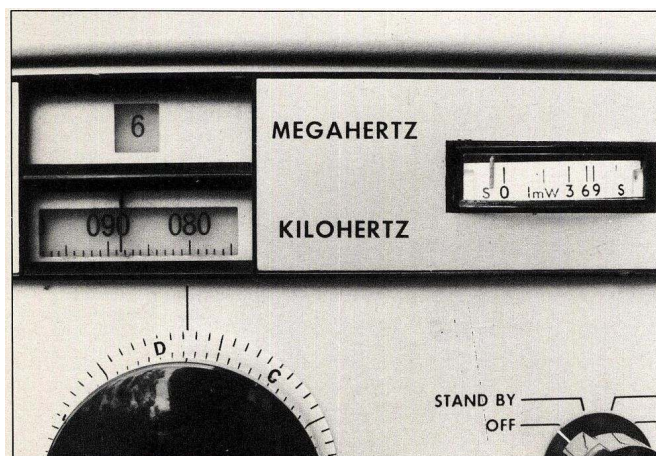
Det visade sig dock att apparaten inte var helt färdigmonterad vid leveransen, varför den fick göra ett stort antal resor tur och retur Visby FM/TV-station för att åtgärdas internt. Trots detta var den fortfarande påtagligt opålitlig så att den kom att få endast två-tre aktiva år innan den avlöstes av den mycket mer pålitliga SRT CR302A.

Mottagaren skänktes till ETA-auktionen i mitten av 80-talet efter att ha tillbringat mer än 15 år i kallförråd.

Däremot blev PR-155-familjen en något större framgång.



PR-155



Skala PR-155

Den innehöll ganska radikala kretslösningar med olika former av kvadratur-blandare för interpolations-loopen. Dessutom hade den en permeabilitetsavstäm VFO samt även en likaså permeabilitetsavstäm VCO i sin PLL-kontrollerade syntescillator. Denna realiserades som en induktans med variabel mättnadsgrad i kärnan via ett DC-genererat statiskt magnetfält.

PR-155 var en trippelsuper med MF-frekvenserna 37,3, 10,7 samt 100 kHz. Genom att den hade en fast hög första MF kunde ett smalt filter sitta först i MF-kedjan.

En annonskampanj i bl.a QTC och Radio & Television [2] under 1968 och 1969 gjorde PR-155 känd för radio-intresserade av alla kategorier, och mottagarna kom att säljas

till flera, primärt statliga, intressenter, bland dem Televerket och FRA.

En utveckling av PR-155 är PR-1551 som innehåller en frekvensstabiliseringsanordning av VFO:n, som bygger på en frekvenslåsningsprincip, inte olik "Huff and Puff"-stabilisatorn som PA0KSB populariserar något årtionde senare.



PR-1551

Ytterligare utvecklingar är PR-1553 som innehåller en frekvensräknare som visar frekvensen direkt med 10 Hz upplösning.



PR-1553

Eddystone och Marconi

Eddystone EC958 och Marconi Nebula Eddystone, som sedan mitten av 60-talet tillhörde Marconi-gruppen, var en annan stor aktör när det gäller kortvågsmottagare.

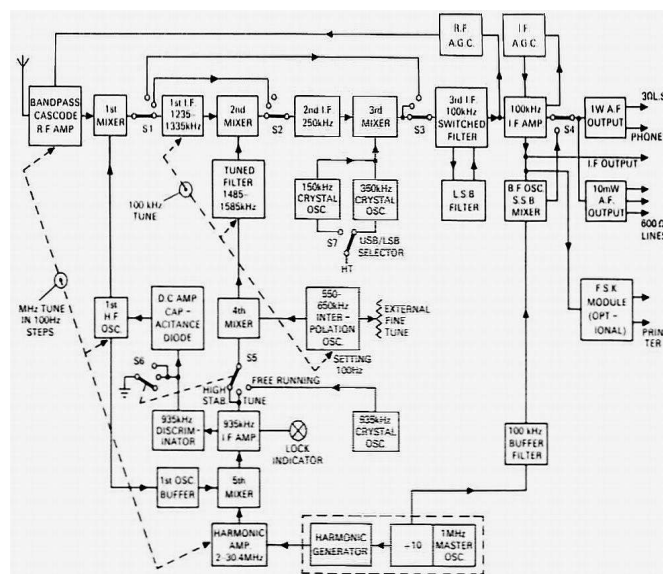
De hade sett de konkurrerande företagen komma med olika mer eller mindre lyckade lösningar, och man ville inte heller komma på efterkälken.

Eddystone hade gjort ett litet antal mottagare med enkla kretslösningar och germaniumtransistorer innan man gav sig på sitt "magnum opus" EC-958, vilken hade vissa konceptmässiga likheter med RA-217. Den stora skillnaden var att den hade en första variabel MF på endast 1235–1335 kHz, och att den första lokaloscillatorn hade en tämligen primitiv form av elektronisk låsningsmekanism var hundrade kHz istället för Wadley-loopen.



EC958

EC958 hade ett betydligt "modernare innanmäte" än sina samtida kollegor. Den var övervägande bestyckad med JFET- och MOSFET-transistorer samt ett fåtal bipolära kiseltransistorer.



Blockschema över EC958

I övrigt motsvarade den ganska troget den samtida 1830-modellen.

Marconi Nebula var den benämning som EC958 fick när den salufördes på fartygsradiomarknaden.

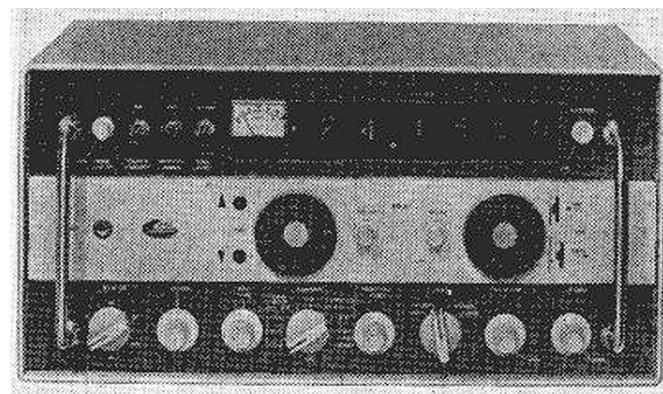
General Electric RC410

Det brittiska elektronikföretaget General Electric, som vid denna tid var helt orelaterat till sin amerikanska namne, utvecklade också en mottagare med frekvenssynthes och digital visning i slutet av 60-talet.

Det brittiska General Electric är annars mest känt för den i Sverige ymnigt förekommande BRT-400, alias Mt600, MRM-8 eller m/50.

GEC var med RC410 pionjärer när det gällde att kombinera frekvenssynthes och en "analog inställningsratt".

RC410 kunde levereras med 1 Hz upplösning på frekvensvisningen med Nixie-rör.



RC410

Redifon R408

Redifon R408 var något ganska speciellt; en SSB-mottagare för professionellt bruk utan frekvensstabilisering.

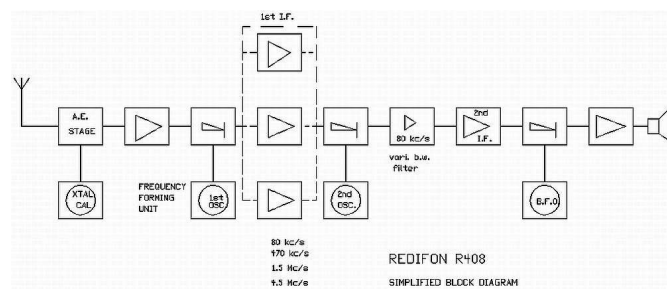


R408

Den täckte 13 kHz till 28 MHz i 14 band och vände sig till fartygsradiomarknaden.

Dess innanmäte bestod i likhet med de från Racal av en blandning av germanium- och kiseltransistorer. Storsignal- och stabilitetsegenskaperna lämnade åtskilligt att önska. Konstruktörerna hade hoppats åtskilligt på att temperaturkompensering och värmeisolering skulle lösa frekvensdriftsproblemen. Inställningsnoggrannheten var också begränsad genom dess filmskala.

Den var en enkel- eller dubbelsuper med olika mellanfrekvenser beroende på använt frekvensområde: 4,5 MHz, 1,5 MHz, 470 kHz och 80 kHz.



Blockschema över R408

Nästa spalt

Nästa spalt kommer att behandla Hallicrafters S-20 serien.

Referenser och litteratur

[1] Fred Osterman "Communications Receivers" 3:e upplagan 1997

[2] "Moderna kommunikationsmottagare"
Radio & Television 2/1968

[3] Michael O'Beirne G8MOB
"The Great Marconi Mishap and Some Little Known Receivers" Radio Bygones nr 87 February/March 2001
<http://www.premium-rx.org/marconimishap.pdf>

@

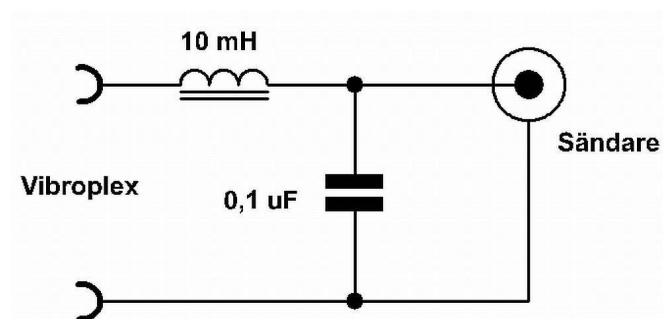
tekniska notiser



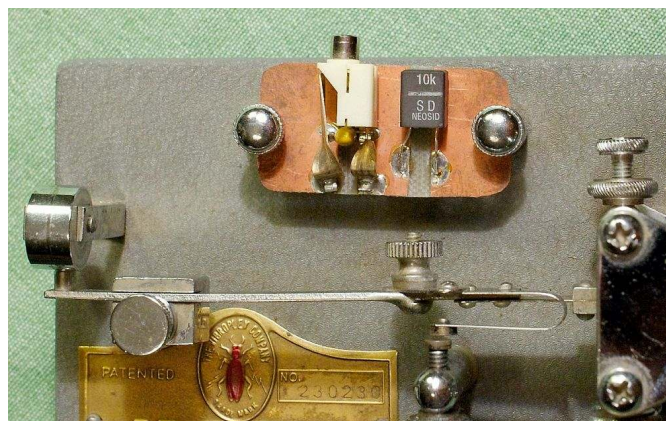
- sammanställs av redaktionen -

Tips: Vibroplexadapter

För CW är min Vibroplex Champion från 1963 den klara favoriten. Den är mycket avslappnande att köra med och min tidigare station hade inga problem med den. Men det har min nuvarande, då riggen tydligen är för känslig och reagerar på minsta kontaktstuds med ful teckengivning som följd. Och kontaktstudsar blir det, eftersom nyckeln är helt mekanisk.



Lösningen är att låta nyckelns signal gå genom ett lågpassfilter bestående av en kondensator och en drossel på 0,1 uF respektive 10 mH. Det hela är mycket enkelt och det löste kontaktstudsproblemen direkt.



Den permanenta lösningen utfördes med hjälp av en bit kopparlaminat, en lösning som också hanterade de något egendomliga polskruvarna på nyckeln. Nu kan jag ansluta en vanlig 3,5 mm plugg till den. Rekommenderas!

Michael Josefsson SM5JAB

Hur man lossar fastrostade skruvar och tar bort färg

En gång för många år sedan stod XYL och hoppade på fälgkorset samtidigt som jag värmden en fälgmutter med gaslåga. Muttern ville inte lossna trots frikostig behandling med ett välkänt preparat i sprejform. Gasen höll på att ta slut och XYL såg mer än vanligt vild ut. -Ta bromsvätska istället! sa farfar. I desperation torkades muttern ren och bromsvätska påfördes. Efter några timmar släppte muttern, utan våld, med ett svagt litet "knäpp". Sedan den dagen får allt som rostat eller ärgat fast några droppar bromsvätska före demontering.

Bromsvätska har dock en nackdel som kan vändas till en fördel. Bromsvätska kryper under färg! Om man inte tar bort spill fort kommer lackade ytor att förstöras. Å andra sidan kan man medvetet ta bort färg från allt. Efter någon timme skalar färg bort i sjok. Detta trick är välkänt bland modellbyggare. Färg på ömtåliga plastdetaljer avlägsnas utan våld.



Bilden visar hur bromsvätska enkelt kan påföras medelst en skruvmejsel. Objektet på bilden är ett "fått" oscilloskop som förvarats i ett garage.

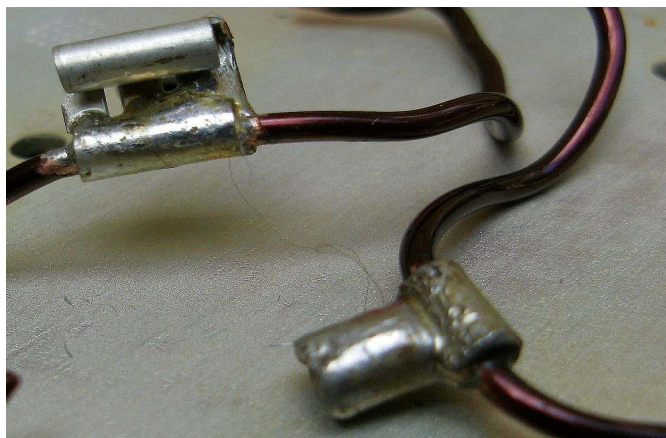
Tips:

- 1 Spara sista slatten bromsvätska när du byter i ditt fordon.
- 2 Förvara inte oscilloskop i ouppvärmade lokaler. Det är ingen bra idé. Till och med potentiometrar satt fast på detta instrument.

Dejan Petrovic SA3BOW

Uttag på spolar m m

I kommersiellt tillverkade antennenpassare löds uttag och förgreningar ofta direkt på t ex den luftlindade spolen. Det fungerar säkert fint. Men i mitt tycke ser det slarvigt ut. Fundera på om du kan använda metoderna på bilden. Där visas hur en 1,6 mm tråd fått hjälp av en flatstiftshona och en kabelsko som "smidits" om lite.



Lindar man en toroid med grov tråd och många varv kan det vara lämpligt att använda flatstiftshonetricket. Man skarvar tråden där man ändå ska tappa av. Då kan man jobba med kortare bitar tråd.

Dejan Petrovic SA3BOW

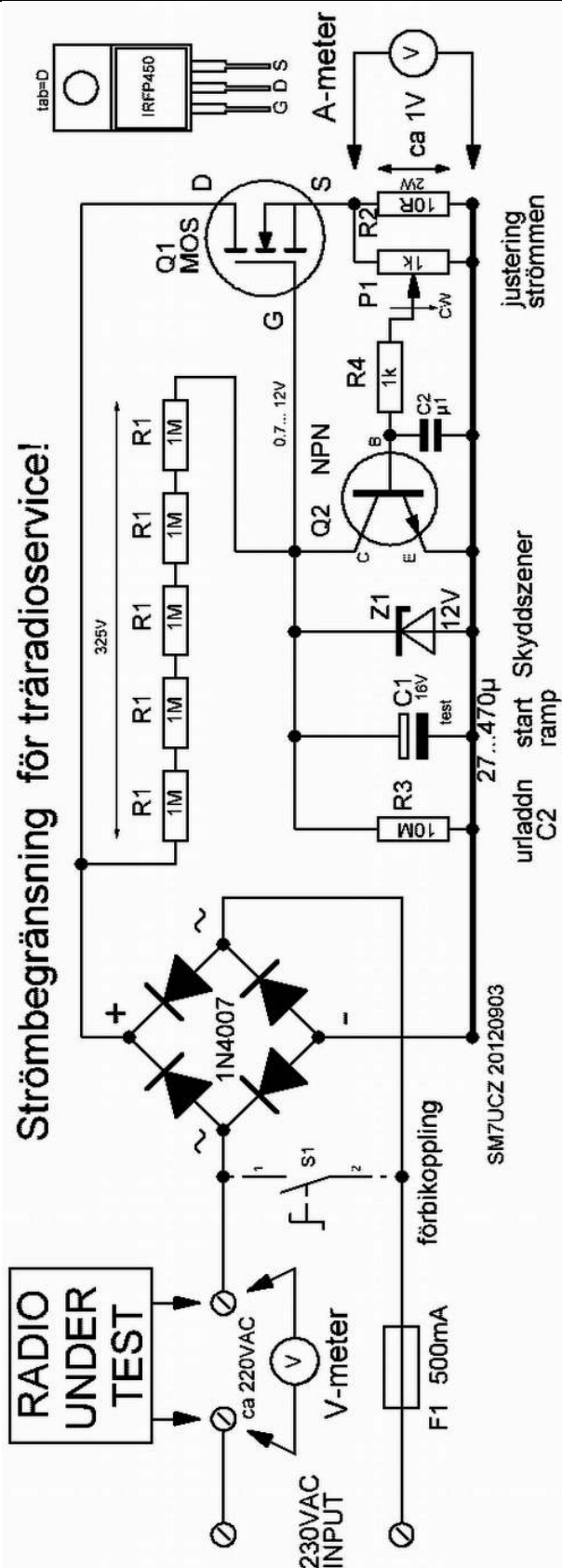
Strömbegränsning

Jag fick en förfrågan om hur man enkelt skulle kunna begränsa strömmen när äldre rörradioapparater skall testas. Det är inte helt ovanligt att det är mer eller mindre kortslutning i någon komponent.

Att reglera växelström och ändå behålla sinusformen är inte enkelt. Till det fordras klumpiga vridtransformatorer. Ett sätt att kringgå problemet är att lägga en likriktarbrygga i serie med testobjektet. Över bryggan blir det likström som lättare kan styras med transistorer. MOS-transistorer för högspänning hittar vi i många komponenter idag: energilampor och switchade nätaggregat t.ex.

Kretsen är självreglerande. Med potentiometern P1 ställs den maxström som tillåts att flyta genom MOS-transistorn Q1. P1 kan graderas i "mA" efter testkörning. Q1 behöver någon volt på styrelektroden för att börja öppna. Den spänningen kommer från R1, som gärna får vara flera motstånd i serie för att fördela den höga nätspänningen. Zenerdioden skyddar styret mot för hög spänning. Dioden kan vara mellan 5 och 12 V men inte högre. När strömmen ökar genom transistorn Q1 ökar spänningen över R2. Denna spänning öppnar transistorn Q2 som då stryker styret på Q1. Kondensatorn C2 ger strömkänningen ett lugnt förlopp.

Kretsen ger inte perfekt reglering av växelströmmen, det blir lite "knatter" från dioderna. Men den är bara tänkt att användas vid första påslaget, sen kan den förbikopplas.



För min test tänkte jag mig max 100 W-apparater. För tyngre apparater väljer man dioderna i bryggan för högre ström. Q1 brukar klara flera ampere. R2 behöver räknas om. Q1 behöver en kylplåt, den kan bli rejält varm om det är kortslutning i testobjektet.

Johnny Apell, SM7UCZ

Nuvistorn

Denna komponent, en mikro- sådan, började tillverkas redan 1959 av RCA. Vi talar om en då helt ny typ av miniatyrrör. Tanken var bland annat att möta konkurrensen gentemot germaniumtransistorerna och att öka driftsäkerheten på nya rörbyggen. Till utseendet är den förvillande lik en fingerborg.



Trioden som även återfanns i ett tetrodutförande var främst effektiv på högre frekvenser, VHF och UHF, tack vare en för den tiden låg brusfaktor förutom storleken. Även placeringen av rörets olika anslutningsstift var mer logiskt utförd än tidigare.



Nedanstående typer är exempel på producerade nuvistorer:

- 7586. Den förste producerade trioden.
- 7587. Tetrod.
- 8056. Triod för låg anodspänning.
- 8058. Triod speciellt lämpad för UHF.
- 7895, 7896, 6DS4.
- 6DV4. Främst som UHF-oscillator. Ibland även i guldpläterat utförande.
- 2CW4/6CW4. Glödspänning på 2 respektive 6 volt. Främst för tv-ändamål.

Denna tid i början av 1960-talet var en brytpunkt för rör. General Electric tog fram sin variant Compactron med glashölje men slaget förlorades så småningom till förmån för transistorrevolutionen.

Referenser:

- Wikipedia.
- QTC 5/1963, Nuvistorn.
- QTC 12/1963, 2 m konverter med nuvistorer.

Hans Holm, SM7HPD

Anekdot. Finns det vattentäta lådor?

Många av oss har någon form av kopplingsdosor eller lådor utomhus. Och visst har vi drabbats av fukt och vatten i lådan trots att den suttit skyddad från regn.

Vad är det som händer? Finns det inga vattentäta lådor?

Första gången jag råkade ut för fenomenet var när jag på under skoltiden sommarpraktiserade som Telehantverkare på Kockums Varv i Malmö. Jag hade fått en enklare arbetsuppgift på en tanker som låg inne för översyn. Det var dålig antensignal för radio i besättningens hytter. Glad hittade jag snabbt en fördelningsdosa. Den satt ute, men var skyddad från regn.

Jag öppnade locket och den vattenfyllda dosan släppte sitt innehåll längs min arm. Torkade ur dosan så gott det gick och hämtade en fläkt. På lunchen undrade verkmästaren hur det gick? Jag begrep ju inte hur den kunde innehålla så mycket vatten.

Han skrattade och undrade om jag sovit mig igenom lektionerna i fysik och kemi? Och så kom det ungefär så här:

Vattenmolekylen är en mycket liten rackare och tar sig lätt igenom material som verkar täta. Vattenånga diffunderar långsamt in i dosan. När dosan, kanske dygnsvis, blir kallare kan daggpunkten inträffa och vattenångan kondenseras på ytorna där inne. Processen pågår under lång tid och snart är det riktigt blött.

Han avslutade med ett leende: Pågäblära! Borra ett litet hål i botten så att vattnet kan rinna ut!

Sensmoral: Det finns inga täta lådor! Fyll dem med asfalt eller annan väldoftande gegga eller borra hål i botten om du vill kunna serva innehållet!

Ingvar Flinck, SM7EYO



Modifiering av Collins R-388/URR och BC348P

- av Bengt Falkenberg, SM7EQL -

Denna artikel beskriver dels en förbättrad automatisk förstärkningsreglering, AFR (eng. Automatic Gain Control AGC) och produkt-detektor för Collins mottagaren R-388/URR, dels hur den klassiska BC-348P från andra världskrigets dagar på ett enkelt sätt kan kompletteras med LF-alstrad förstärkningsreglering som gör lyssningen njutbar.

Del 1: Collins R-388/URR

För en tid sedan kom jag över en Collins R-388/URR kommunikationsmottagare tillverkad i USA 1951. Apparaten är den militära versionen av Collins 51-J3. Första delen av artikeln beskriver en enkel modifiering för att få en väl fungerande AGC i läge CW.

Av specifikationerna i användarbeskrivningen framgår att mottagaren har en extrem frekvensstabilitet och kalibreringsnoggrannhet. Med dåtidens mått mätt betyder det en stabilitet inom 1 kHz under normala förhållanden inomhus i uppvärmda lokaler och inom 2 kHz vid mobila installationer eller utomhus i fält. En inbyggd kristallkalibrator och 1 kHz indexstreck på skalan säkerställer detta. Mottagaren täcker frekvensområdet 0,5-30,5 MHz i 30 stycken 1 MHz breda band. Bandomkopplingen är helt mekanisk. Skalan består av en stor trumma försedd med 30 individuella kalibrerade frekvensskalar som vrids fram en efter en i långt skalfönstret. Selektiviteten i det bredaste läget anges till 6 kHz vid -6 dB-punkten och 20 kHz vid -60 dB. Med hjälp av ett kristallfilter kan selektiviteten varieras mellan 0,2 kHz och 2 kHz. Apparaten väger 16,5 kg, utan den lika tunga apparatlådan av tjock järnplåt, och förbrukar 85 W.



För att spara ryggen så blev det transport i skottkärra från skrotupplaget till radioverkstaden.

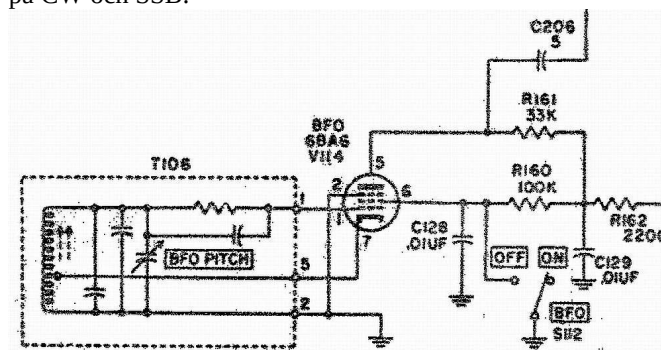
Radioreparatörerna och grabbarna som installerade dessa apparater på 50-talet måste ha haft muskler som Karl Alfred.



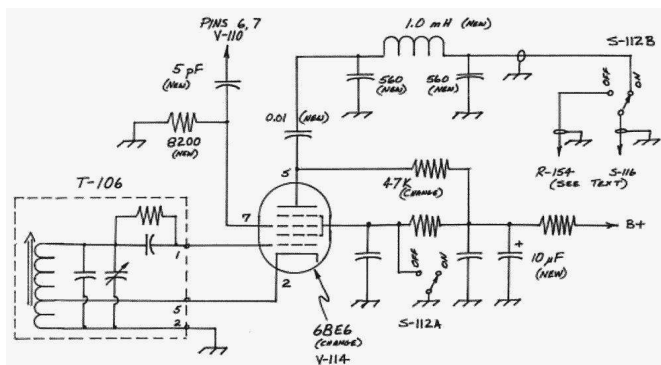
Vikten liksom omfånget minskade väsentligt när den överdimensionerade apparatlådan av tjock järnplåt ställts åt sidan. Mottagaren befanns vara i gott skick.

Projektet som beskrivs här handlade om att prova och utvärdera en enkel modifiering för att få en fungerande AGC på CW. R-388/URR saknar liksom de flesta äldre mottagare sådana finesser vilket gör användningen lite riskfylld. Det blir ju ett evigt skruvande på RF-gain för att inte öronen skall trilla av när telegrafnyckeln trycks ned vid sändning eller om det plötsligt dyker upp en stark station.

Efter att ha konsulterat Google fann jag en sida på nätet som beskrev hur man med mycket enkla medel kunde bygga om den befintliga BFO:n till en produkt-detektor samt byta några motstånd och kondensatorer för att få AGC:n att fungera även på CW och SSB.

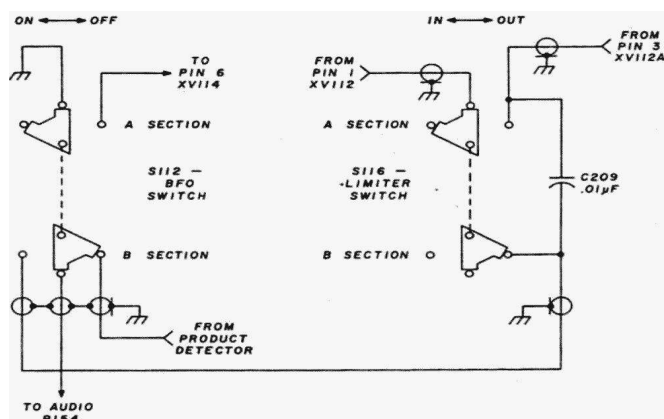


Så här ser BFO:n ut i originalutförande. Signalen tas ut via kondensatorn C206 på anoden och matas direkt in på styrgallret på detektorröret. Röret är pentoden 6BA6.



Genom att byta ut 6BA6 mot ett 6BE6, koppla om några trådar och göra ett antal andra modifieringar så får man en kombinerad BFO och produkt-detektor i samma rör.

Den ursprungliga detektorn används fortsättningsvis enbart för AM-mottagning. I läge CW (och SSB) tar man i stället ut lågfrekvenssignalen på anoden och via ett lågpassfilter som filtrerar bort all RF. Jämför de båda schemana och notera så små ändringar som behövs göras.

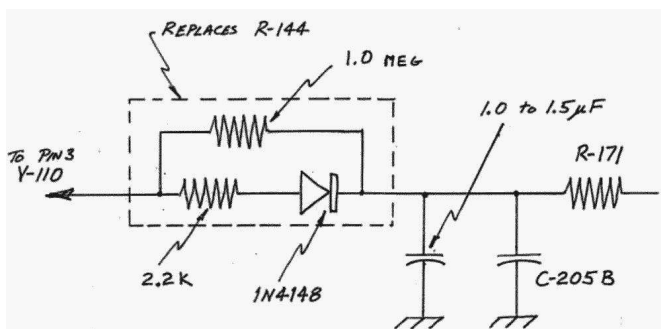


Nästa steg i ombyggnaden blev att flytta några ledningar i de befintliga omkopplarna för BFO och Limiter. Schemat ovan är mer komplicerat än den verkliga modifieringen.

Det tog en faktiskt god stund att lokalisera och märka upp alla ledningarna men när det väl var gjort så tog det praktiska lödarbetet inte mer än några minuter att slutföra.

Ändringen av AGC-kretsen

Det beskrivs en enkel modifiering och en mer "komplicerad". Bilden ovan visar den komplicerade som enligt uppgift skall fungera bäst.



Det hela handlar om att ta bort motståndet R-144 och ersätta det med två nya motstånd och en diod samt lägga till en kondensator för att få lagom hängtid. Samma sak här, det tog en stund att lokalisera R-114 men sedan gick det fort.



Ja, mer behövdes inte göras. Mottagaren blev en helt annan och man kan undra varför Collins inte implementerade AGC på CW nu när det visade sig vara så enkelt. Liknande modifieringar som denna kan göras på de flesta mottagare från den tidsepoken och som saknar en fungerande AGC och där man snålat in på produkt-detektorn.

Hur låter mottagaren?

Den låter väldigt behaglig på både CW, SSB och AM. Ljudet på foni är lagom avvägt med såväl bas som diskant. Mottagaren täcker 0.5-30,5 MHz i 30 band om 1 MHz. Bandbyte kan därför ta en stund då den stora omkopplarratten skall vridas runt varv efter varv, klonk-klonk-klonk-klonk, och den stora trumskalan rulla fram rätt frekvensskala. Det är ett mekaniskt vidunder som nog många mekanister slitit hårt med för att få att fungera. Trots sin höga ålder hör mottagaren de svagaste svaga signalerna och för allmän mellanvågs- och kortvågsslyssning på rundradio, kommersiell trafik och amatörradio fungerar den bra. Våra nya hypermoderna mottagare har naturligtvis fler finesser och möjligheter än dessa gamla tunga bojsänken. Det de saknar är dock en egen själ, den karaktäristiska doften av bränt damm, tropik-behandlingen, varm transformator, olja och smörjfett.

Här finns den ursprungliga ombyggnadsbeskrivningen:
<http://www.neidlinger.us/R388.htm>

Scheman och manualer över div Collins apparater finns bl a här: <http://www.jptronics.org/radios/Collins/index.html>

Mottagaren är märkt med ordernummer "3167-PHILA-51" och tillverkades i 498 exemplar 1951. Total produktion var 12735 stycken, vad man känner till. Man kan undra hur många som finns kvar i samlarnas lador och hur många som är i daglig drift så här 60 år senare.

forts.

Del 2: BC348 R & P

Denna del av artikeln handlar om renovering och återställning av tre BC348 mottagare tillverkade 1942. Alla tre var mer eller mindre defekta.

Två av apparaterna var ständöda och den tredje gav svagt rassel ifrån sig men inte mer än så. Modellerna är två BC348-R tillverkade av Belmont Radio Corp med ordernummer 2540-WF-42 och serienummer 889 respektive 11556. En av dessa apparater är nästan orörd, utöver modifieringen av nätdelen som var vanligt förekommande på 50- och 60-talen.



Den tredje apparaten är en BC348-P tillverkad av Stromberg & Carlson Tel Mfg Co med ordernummer 2542-WF-42 och serienummer 4101.

Någon tidigare ägare har monterat in en S-meter och försett apparaten med brytare för nätspänning, reglage för HF-förstärkning samt en vippomkopplare som kopplade bort potentiometern för detta.



Så här ser mottagaren ut efter att de tidigare modifieringarna tagits bort. Bland annat fanns ett relä med en massa trådar som troligen använts för att förse någon extern utrustning med 6,3 V och 220 V DC. Nätdelen som ersatt den roterande omformaren är ett vackert bygge med både likriktarrör och drossel

Efter att jag bytt ut en del kortslutna kondensatorer och massamotstånd som ändrat värde så började mottagaren att

spela. Känsligheten var dock mycket dålig. Frekvensskalan slog fel på mellan 100 kHz och 1 MHz. Ljudet var svagt och kraftigt distorterat. Ett av banden 6,0-9,5 MHz var tyst. Det var tidvis knaster i ljudet och AGC i AM-läget fungerade inte heller.

Felsökning

När jag listat alla felen så påbörjades genomgången. Som vid all felsökning börjar man med att kontrollera om nätdelen fungerar och lämnar rätt spänningar. Därefter provas LF-steget genom att man kopplar in en tongenerator och kollar arbetsspänningar m.m. Sedan arbetar man sig steg för steg mot antennen. Mellanfrekvensen i mottagaren är 915 kHz. Två av trimpunkterna gav ingen resonans vilket berodde på kortslutna kondensatorer inne i spolburkarna. Kristallfiltret fungerade inte heller, även där var det en kondensator som kortslutits.

Efter åtskilliga timmars arbete hade alla felen åtgärdats. Apparaten trimmades enligt manualen och lät riktigt bra - så bra som nu en BC348:a kan låta. Problemet som alla dessa gamla mottagare lider av är avsaknad av AGC som fungerar i läge telegrafi. Apparaten blir ofta överstyrd och att använda hörlurar är förenat med fara för hörselskador. Svaga signaler hörs inte alls och starka låter som bombnedslag.

Den AGC som finns i apparaten är avsedd för AM-mottagning där den fungerar hjälpligt. Känsligheten i reglerkretsen kunde dock vara lite bättre. Det behövs ungefär -65 dBm insignal (c:a S9 +10 dB) innan AGC-spänningen börjar reglera ner mottagarens känslighet. Detta kan jämföras med dagens moderna AGC-lösningar som är aktiva helt nere i brusnivån och således ser till att ljudnivån i högtalaren hålls i det närmaste konstant oberoende av hur svag eller stark en station är.

Problemet att få till en känslig och väl fungerande AGC i mottagare som denna beror på att man använder en enkel diod i sista MF-steget för att skapa AGC-spänning. Förutom nyttosignalerna från antennen så känner dioddetektorn även av BFO-signalen. Här står man konstruktionsmässigt inför ett vägval, antingen håller man BFO-nivån så låg som möjligt vilket ger ett större AGC-utrymme, eller så ökar man på BFO-signalen ordentligt vilket ger ett mindre AGC-utrymme.

Konstruktörerna som designade apparaten i slutet av 1930-talet har gjort så gott de har kunnat och valt en BFO-nivå som är stark nog att skapa en interferenston för telegrafimottagning men inte så stark att AGC:n blir helt verkningslös. En bästa kompromiss helt enkelt. I moderna mottagare löser man dessa problem genom en separat MF-kedja för AGC-detektorn samt användning av produkt-detektor som ger betydligt bättre isolation av BFO-signalen och därmed större marginaler med mindre distorsion som följd.

Efter att ha lyssnat på den färdigtrimmade mottagaren en stund kom jag till slutsatsen att den var kul att prova men fullständigt värdelös att använda för dagligt bruk. Att komplettera mottagaren med separat MF-förstärkare, ny AGC-detektor och produkt-detektor skulle medföra allt för många ändringar.

I stället satsade jag på att komplettera mottagaren med s k Audio Derived AGC (på svenska LF-alstrad AFR). Detta är en vanlig metod som man ofta ser i mottagarna i enkla QRP-riggar. I stället för att detektera den mottagna signalnivån på mellanfrekvensen låter man LF-signalen (ljudstyrkan i högtalaren) styra förstärkningen i HF- och/eller MF-stegen. På så sätt fås en jämnare ljudstyrka och mottagaren blir inte överstyrd. Denna typ av AGC är en nödlösning och kan inte mäta sig med riktig AGC. Många har labbat och en del har rapporterat att resultatet blev dåligt.

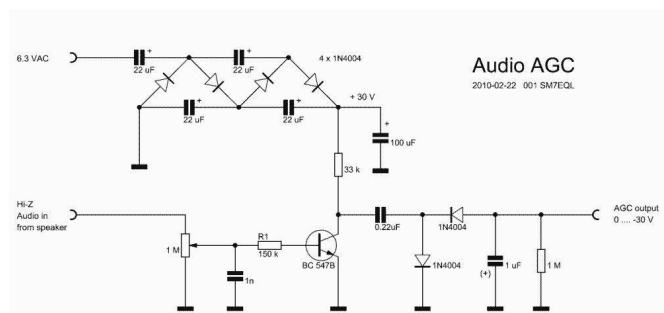
Nåväl, efter att ha mätt igenom den befintliga AGC-funktionen som alltså krävde -65 dBm för att träda in så studerade jag schemat i detalj. Det visade sig att AGC-spänningen styrde de båda HF-stegen samt två MF-steg. De olika stegen kontrollmättes var för sig. Det visade sig att HF-stegen klarade av starka signaler upp till c:a -60 dBm (drygt S9 + 10 dB) utan att bli överstyrda. Däremot klarade den befintliga AGC:n inte av att strypa MF-stegen och minska förstärkningen tillräckligt mycket när insignalerna närmade sig -80 dBm (S8). Genom att med en extern AGC-spänning från ett labbaggregat minska MF-förstärkning 20-30 dB gick det att få radion att låta superbt bra även för starka SSB-signaler.

Konceptet blev alltså att implementera en ny AGC-lösning som säkerställer att MF-stegen aldrig kan överstyras samtidigt som förstärkningen är hög nog för att inte orsaka känslighetsnedsättning vid svaga signaler. Den befintliga AGC:n skulle då få finnas kvar och leva sitt eget liv, dvs säkerställa att förstärkningen i HF-stegen minskar när insignalerna överskrider -65 dBm (S9 + 10 dBm).

Några olika kopplingar provades med tveksamt resultat. Visst blev det bättre men ljudet pumpade ordentligt, samma fenomen som många andra rapporterat och som är så typiskt för denna typ av AGC.

Telegrafi gick dock lätt att få till men såväl AM som SSB lät allt annat än njutbart.

Efter att jag hade sovit på saken ritades ett nytt schema och en ny provkoppling löddes ihop. Resultatet blev över förväntan och efter att jag finlirat med tidskonstanterna blev det faktiskt riktigt bra till slut.



Så här enkelt löstes problemet. Överst en spänningsmultiplikator som gör om 6,3 V AC till c:a 30 V DC vilken spänningsmatar en transistorförstärkare.

Ett annat och kanske ännu enklare sätt att ordna matningsspänningen är att spänningsdela anodspänningen 220 V DC.)

LF-signalen tas från mottagarens LF-transformator och 4000-ohmslindningen avsedd för hörtelefon. Med trimpotentiometern ställs AGC-känsligheten, dvs vid vilken högtalarstyrka kretsen skall börja reglera ner förstärkningen. Signalen på transistorns kollektor likriktas och skapar AGC-spänning 0-30 V som styr ett av MF-stegen. Ju högre ljud desto högre spänning som stryper förstärkningen mer och mer, vilket ger nästan konstant ljudstyrka i högtalaren.



Mycket mer komplicerat än så här blir det inte. Ett luftbygge på ett litet kort som är lätt att montera där det finns plats. Ingreppet i radion är minimalt och samma princip fungerar lika bra i såväl de gamla HRO- som Collins-mottagarna vilka alla lider av exakt samma problem med vrålande högtalare och massor av distorsion vid starka insignaler.

Med denna lilla modifiering låter min BC348 nu nästan som vilken modern radio som helst med bra ljud, lagom skillnad i ljudstyrka mellan supersvaga och superstarka signaler. Tidskonstanten kan lätt ändras genom byte eller omkoppling av en enda kondensator. Jag har funnit att 1 uF är optimalt för CW/SSB och 4,7...10 uF ger en mjukare reglering mer lämplig för AM rundradiostationer. Den längre tidskonstanten behövs för att undvika att bakgrundsbruset ökar vid tal och musik med tysta partier.

Med volymen ställd i mittläget så hörs en -135 dBm (c:a S0-S1)signal från signalgeneratoren svagt i bruset. I intervallet -90 till -70 dBm (c:a S6 - S9) är ljudstyrkan lagom hög för komfortabel CW/SSB-lyssning. Insignal -60 dBm (S9 + 10 dB) ger ganska hög ljudstyrka och man vill sänka en aning. Vid -50 dBm (S9 + 20 dB) är ljudet mycket högt och lite distorderat, det låter hyggligt på CW och SSB men lite raspigt på musik. Vid -40 dBm (S9 + 30 dB) spårar radion ur helt då AGC:n inte räcker till. Dock går det att vrida ner RF-gain manuellt en liten bit och vid -10 dBm (S9 + 60 dB) hörs svag distorsion vilken ökar markant vid 0 dBm. Men så starka signaler förekommer ju inte i verkligheten utöver medhörningen från den egna sändaren förstås.

@



General Purpose Synthesizer

Eller En liten "Quick-and-Dirty" signalkälla för allmänna ändamål

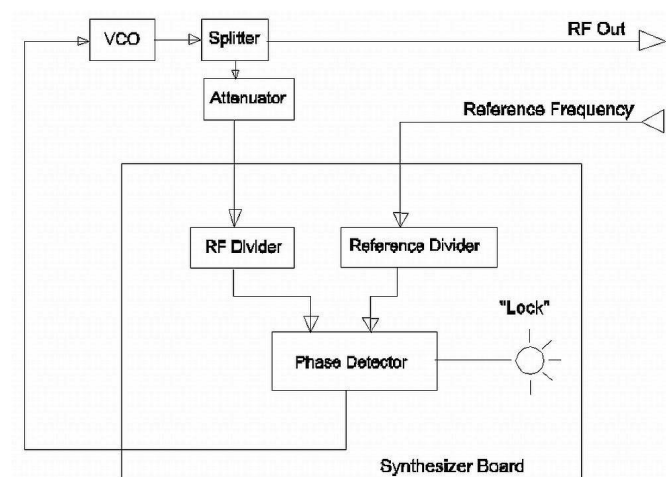
- av Ulf Kylanfall, SM6GXV -

Förra gången det begav sig konstruerades en syntesoscillator baserad på en seriellt styrd krets via en mikroprocessor. Konstruktionen behövde två av varandra (delningstalsmässigt) oberoende frekvenser, och då det inte längre finns parallellt laddade syntesstyrkretsar var det den enda lösningen.

Emellertid behövdes senare ännu en signalkälla, denna gång fast och oföränderlig. På arbetsplatsen finns diverse olika frekvensstandarder att tillgå. Majoriteten av dessa är dock antingen 5 eller, på senare tid, 10 MHz.

I QTC 10/09 beskriver Harry Lythell SM0VPO en syntesoscillator baserad på 4040/4046 som med hjälp av dioder kopplas för olika frekvenser. Jag beslöt undersöka och kanske utveckla konceptet.

Vårt krav var dock att kunna generera generella frekvenser ett par hundra MHz upp och att kunna använda en (relativt) godtycklig extern referensoscillator.



Bilden ovan visar den allmänna principen för en faslåst oscillator. Vad som beskrivs i denna artikel är komponenterna innanför fyrkanten "Synthesizer Board". Resten fixas lätt av den händig.

Som frekvens- och fasdetektor används även här CD4046. komparator 2 för att via R-C-nätverk styra en VCO och komparator 1 för att styra en "LOCK"-indikator.

Den interna oscillatoren används inte, utan vi förlitar oss på ett färdigt block från MiniCircuits: ZX95-369 (370-400 MHz) då vi i vår applikation enbart behöver en singelfrekvens på 400,0 MHz.



Jag har blivit småförtjust i MiniCircuits. En del av deras komponenter för lägre frekvenser är såpass billiga att de ligger inom räckhåll för en hobbybypulens budget. Det är nog knappast företagets affärsidé, men prisbilderna är i en del fall förvånansvärt sympatiska.

Fasbruset från denna VCO anges till -90 dBc/Hz @ 1 kHz och -117 dBc/Hz @ 10 kHz. För enklare ändamål duger det. Brytfrekvensen på fasdetektorns R-C nätverk är sådant att det är VCO:n som sätter prestanda.

Via splitter och separat förstärkarblock matas en kopplad signal tillbaka till VHF-ingången på syntesgeneratorkortet. Fasbrusegenskaperna blir en kombination av prestanda för VCO:n och motsvarande egenskaper för PLL-kretsarna. Skall man vara seriös måste man analysera jitter och metastabilitet i delarkretsar, och visst borde man ha byggt en VCO baserad på en keramisk eller koaxial resonator, men för ett enkelt byggblock som detta ansågs det en bit överambitiöst.

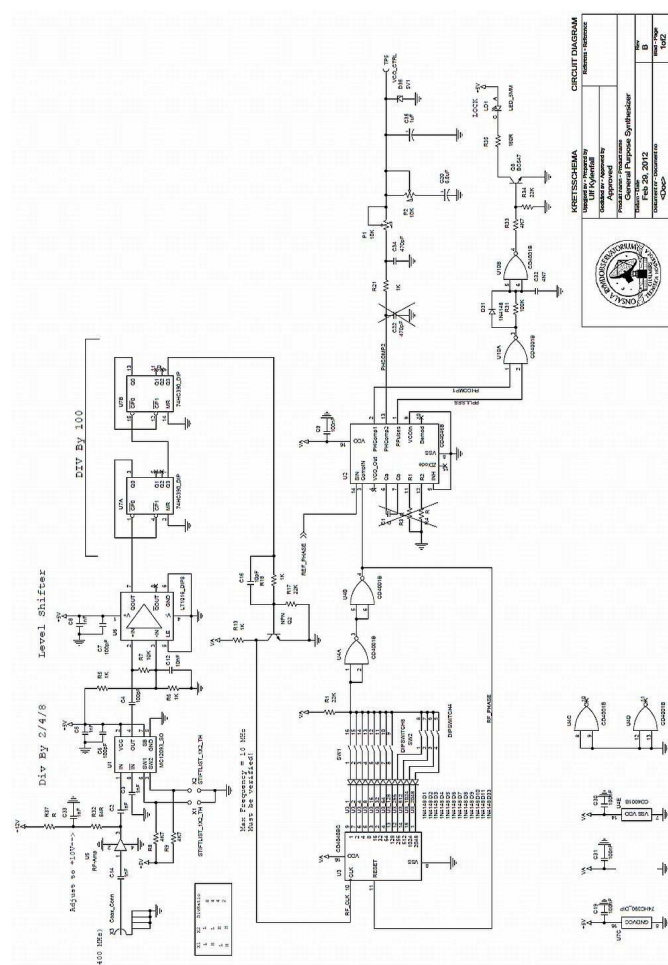
I görligaste mån valdes hålmonterade komponenter som socklades, förutom två typer som enbart finns som ytmonterade (prescalern), alternativt måste monteras direkt inlött (LT1016). Samtliga komponenter finns på Farnell.

Vi hade inget krav på snabb inlåsning eller frekvensskift, så utgångsnätverket från fasdetektorn konstruerades med potentiometrar för att kunna passa diverse VCO:er.

Vid injustering fås enkelt låsning, varefter fasbrusegenskaperna vid sidan av bärvågen lätt kan justeras och optimeras. Tillgång till spektrumanalysator är dock en nödvändighet.

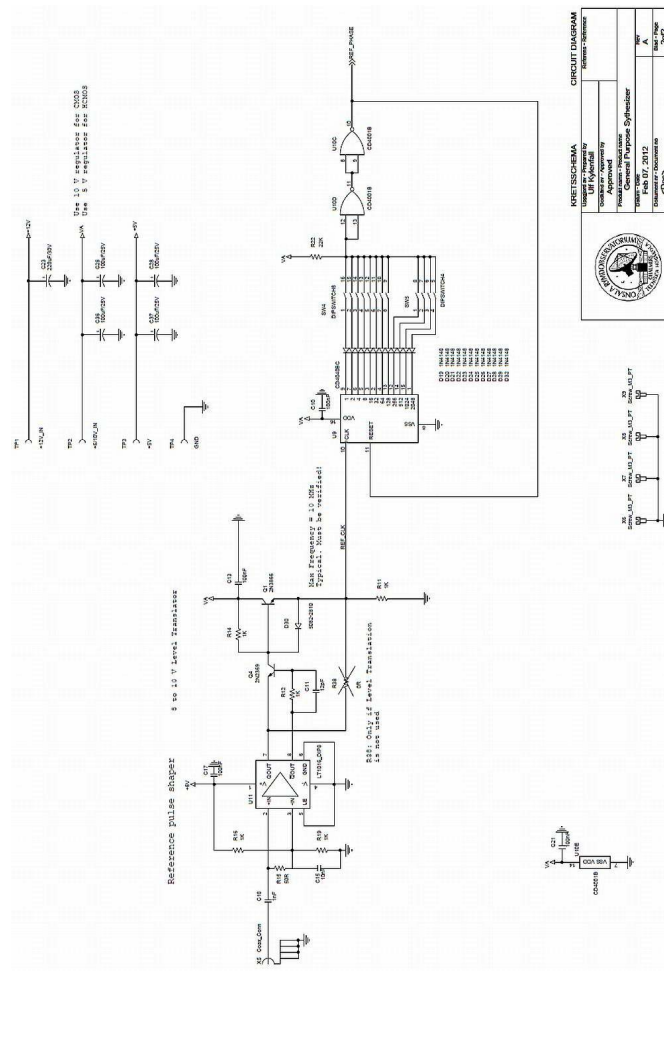
Konstruktionen i fråga är en på intet sätt optimerad lösning. Den är endast en något förfinad prototyp och kan säkerligen av vem som helst optimeras och förbättras. Men den fungerade ganska direkt och det fanns inte tid till ett antal kretskortsvarv hos tillverkare.

Synteskortets "VHF" (se schemat nedan) består av ett förstärkarblock U5, vars uppgift är att förstärka en samplad signal från en riktkopplare eller splitter från VCO:n.



S12 måste vara så stor som möjligt för att inte flanker från efterföljande logik skall kunna läcka tillbaka och senare synas som små spikar i utspektrum. Efterföljande prescaler U1 delar med valfritt 2/4/8 ggr. Vid 400 MHz ger det en utfrekvens av 50 MHz. Utsignalen nivåskiftas med U6, en LT1016, vilken är en ultrasnabb komparator. Utsignalen delas med 100 i U7. Här är det 74HC390 som hänger med högst till drygt 60 MHz. Det ger en max arbetsfrekvens på runt 480 MHz och i vårt fall en utfrekvens av 500 kHz. Då delarkretsen CD4040 jobbar med som högst frekvens vid Vdd 10 V finns här en nivåskiftare i form av Q2. I efterföljande delare U3 väljs sedan HF-signalens delartal. U4A/B ordnar en fördröjning som används som reset-signal och som HF-ingång i fasdetektorn U2, 4046.

Referenssektionen (se schemat nedan) består av en referenssignalformare i form av U11, LT1016. Nivåskiftning till 10 V sker sedan genom Q4 och Q1. Här är referensfrekvensen satt till som högst 10 MHz. Denna frekvens är den högsta användbara, vilket styrs av att den är den högsta garanterade arbetsfrekvensen för en CD4040 matad med 10 volt.



Fasdetektor 2 används för faslåsnings. Utgången kopplas till R-C-nätet R21/C34 (klockfiltering) P1/P2/C20/C35 (faslåsningsjustering) och D35 (VCO styrsydd).

Vid stora avstånd på de inmatade frekvenserna fungerar fasdetektor 2 som frekvensdetektor. När frekvenserna sammanfaller fungerar den som fasdetektor, vilket gör att man inom rimlighetens gräns slipper använda en "sökoscillator" för att bringa en HF-signal inom en fasdetektors fångområde. Fasdetektor 2 är också oberoende av kravet på 50 % duty cycle. Den kan därför utan problem matas med de korta reset-pulserna från referens- och FR-delarna.

HF-delartalet sätts till 2 vid U3, och referensdelartalet till 20 i U9. Det ger en fasdetektorfrekvens på 250 kHz, tillräckligt högt för att man ganska enkelt skall kunna filtrera bort den frekvenskomponenten i det efterföljande R-C-nätet.

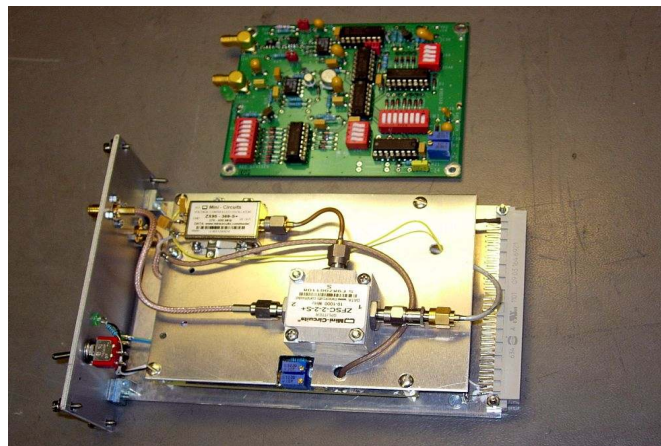
Utsignalen från R-C-nätverket matas till VCO:ns styrpinne. Tål VCO:n 10 V behövs inte zenerdioden D35. Bäst är att använda en skärmad kabel som avslutas vid VCO:n med en

avkopplingskondensator, alternativt genomföring på ~ 1 nF. Styrsignalen är inte direkt högimpediv, men det kan noteras att en oskrämad anslutning plockar upp inducerade störningar från kraftnät såsom lysrör och annat i närområdet.

Vid injustering observerar man spektrum. P1 och P2 justeras därefter så att låsning fås, vilket indikeras när signalen hamnar på rätt utfrekvens och att lysdioden "Lock" tänds. Därefter zoomar man in runt signalen och potentiometrarna justeras för lägsta fasbrus. Lyckas man inte uppnå detta, kan man behöva kontrollera innivån till prescalern U1, vilket enklast görs genom att kika på utsignalen från antingen U6 (50 MHz), eller exempelvis stift 7 på U7A (5 MHz). En del prescalers har en förmåga att ge utsignal även om ingen insignal råder, men den jag valt; MC12093, skall vara lugn. Jag vill minnas att en nivå runt 0 dBm fungerar OK.

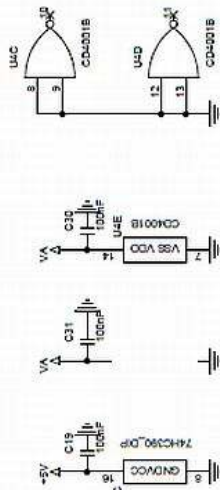
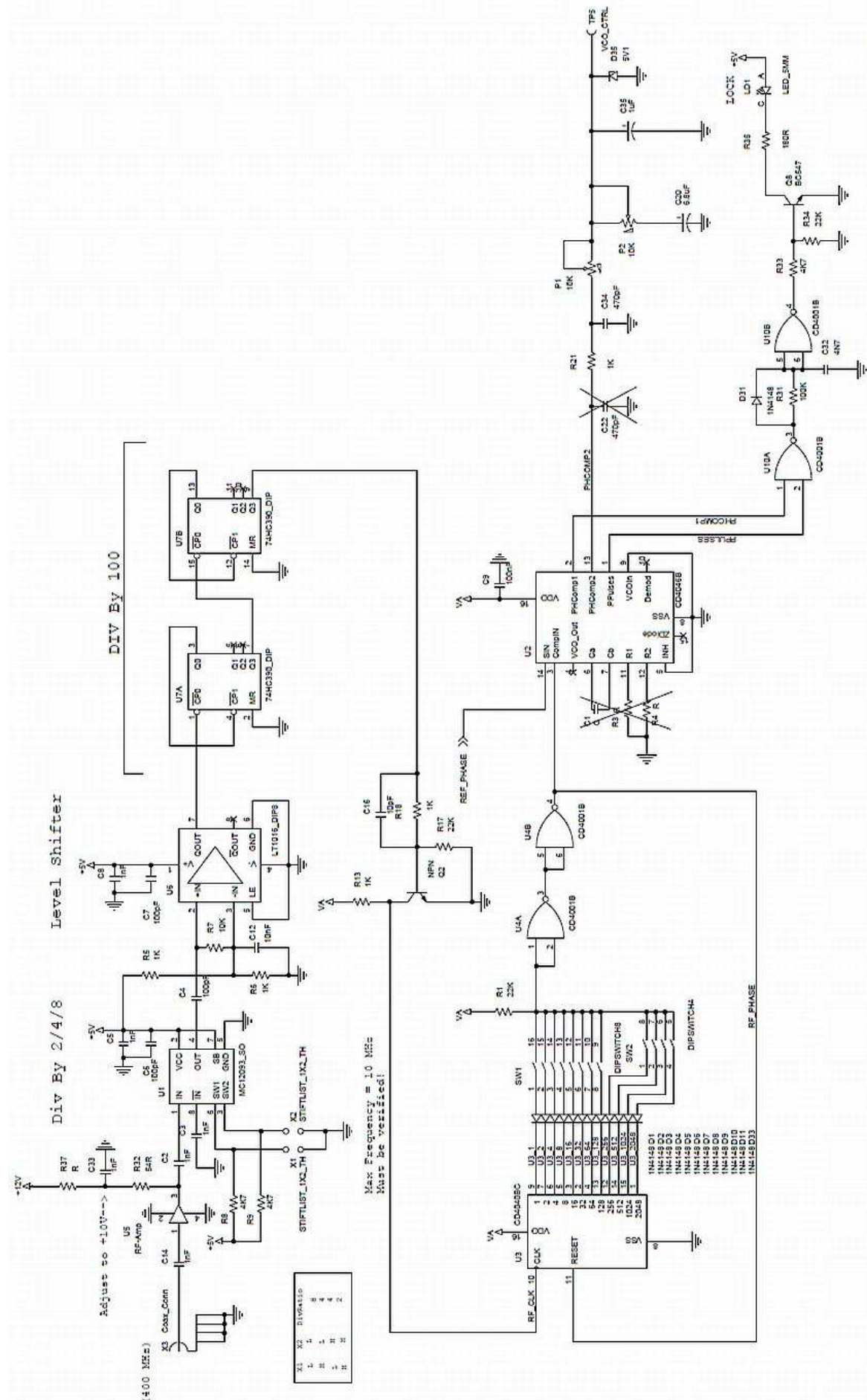
Det går att överstyra ingångsförstärkaren, men kolla för säkerhets skull att inte rök slipper ut. Samma förfarande gäller referensfrekvensen. U11 används som shaper och är autobiaserad. Det kan vara värt att repetera tidigare: sockla INTE någon av LT1016! Det är en mycket användbar krets, som sedan länge ingår i undertecknads husapotek. Men de kräver varsamhet vid applicering då de kan jitra på över 1 GHz, och det ser man i princip inte som annat än oförklarligt uselt fasbrus.

Bilden nedan visar den färdiga synten byggd i en Europamodul. Kretskortet är monterat på en bottenplatta och VCO/splitter/dämpare på en överliggande chassieplåt. Potentiometrarna för fasbrusjustering syns i den lilla ursågningen.



Det kan synas totalt ooptimerat att använda en 3 dB splitter följt av en dämpare i stället för en liten riktkopplare, men prylarna ovan var vad som fanns att tillgå och författaren närde en önskan om att färdigställa konstruktionen så snart det var möjligt.

@



KRETSSCHEMA

As prepared - As purchased

Ulf Kylenfall

Approved by _____

Applied

General Purpose

System - Date

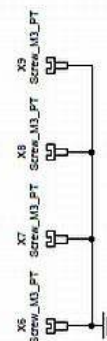
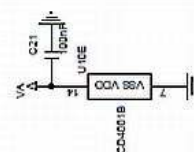
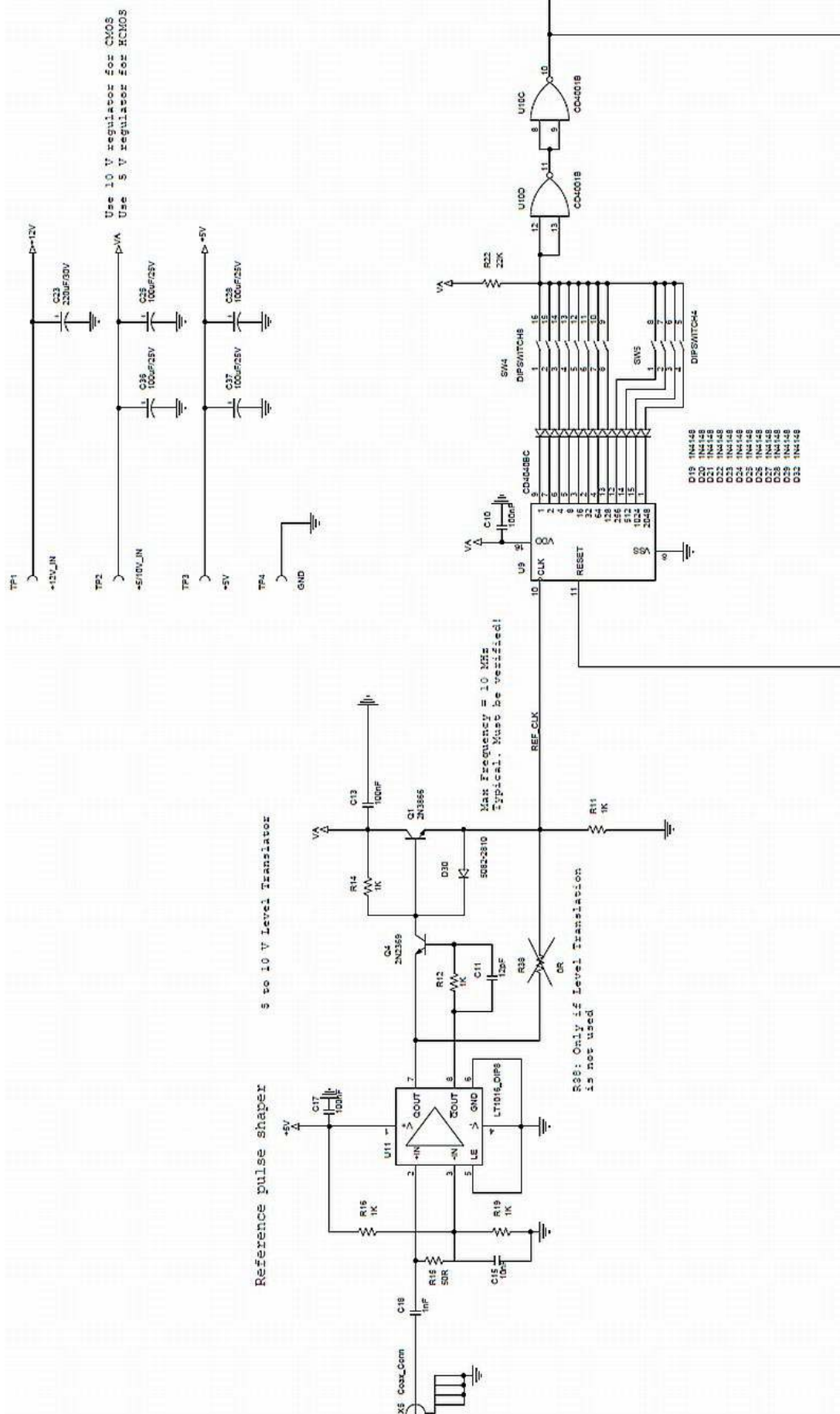
Feb 28, 2012

Document nr - Document no
1005

CIRCUIT DIAGRAM

References - Reference





	KREITSCHHEMA		CIRCUIT DIAGRAM
	Updated by: Prepared by Ulf Kyrenfall		References - Reference
	Coordinated by: Approved by Approved		
	Product name - Product name General Purpose Synthesizer		
	Datum - Date Feb 07, 2012		Rev A
Document nr - Document no			Blad - Page 2 of 2



Introduktion till smithdiagrammet

- av Michael Josefsson, SM5JAB -

Inledning

Hur ser en impedans i änden på en matningskabel ut på andra ställen längs densamma? I denna artikel ska vi använda smithdiagrammet för att ta reda på det. Matningskabeln ifråga kan vara en koaxialkabel eller stege, principerna ändras inte. För att kunna använda smithdiagrammet måste man dock veta vilken karakteristisk impedans den valda kabeln har. För koax är denna oftast 50 eller 75 ohm, för stege är 300, 450 eller 600 ohm vanliga.

Ett smithdiagram är en räknesticka för impedansanpassningar. Trots det avskräckande utseendet är diagrammet inte så komplicerat att använda, ett påstående i vilket läsaren förhoppningsvis snart kan instämma.

Traditionellt introduceras smithdiagrammet med en massa matematik, man nämner ord som konform avbildning mm. Det är olyckligt att på detta sätt komplicera situationen ty det enda man egentligen behöver veta för att använda diagrammet är att en impedans är sammansatt av en resistans (R) och en reaktans (X).

Reaktans är, som vi vet, en komplex växelströmsresistans och kan vara induktiv (+jX) eller kapacitiv (-jX). En generell impedans, Z, kan nu skrivas som $Z=R+jX$ eller $Z=R-jX$, beroende på om den komplexa delen är induktiv eller kapacitiv. Beräkningar med sådana Z kan göras för hand men ofta kan man med tillräcklig precision, och mycket snabbare, använda smithdiagrammet istället.

Våghastigheten, Vf

För en ledare skiljer sig den fysiska längden från den elektriska och det är den elektriska längden som använts hittills. Skillnaden beror på att våghastigheten, signalens fart i ledaren, är långsammare än i fri rymd. Våghastigheten brukar anges i bråkdelar av hastigheten i fri rymd och är vid stege och isolerad ledare ungefär 0,95 till 0,98. Speciellt vid koaxialkabel är effekten påtaglig då våghastigheten ofta är 0,66. Den fysiska längden är således alltid kortare än den elektriska.

Smithdiagrammet

Vi ska först bekanta oss med fem viktiga egenskaper hos diagrammet (figur 1) Noggranna smithdiagram kan laddas ner från http://ece.wpi.edu/~ludwig/EE514/Z_ee3113.pdf

1. I diagrammets mitt finns punkten "1.0". Detta är den använda kabelns karakteristiska impedans, Z_0 , i skalad, normerad form. Alla verkliga impedansvärden divideras med Z_0 innan de används i smithdiagrammet: Väljer vi en beräkning med 75 ohms koax, betyder alltså "1.0" detsamma som 75 ohm och alla andra siffror är skalade med hänsyn till det. Punkten 2.0 lite till höger betyder $2 \cdot 75 = 150$ ohm osv.

2. Längs det horisontella strecket genom "1.0" finns alla andra förekommande resistanser. Längst till vänster 0 ohm (kortslutning) och längst till höger oändligt antal ohm (avbrott).

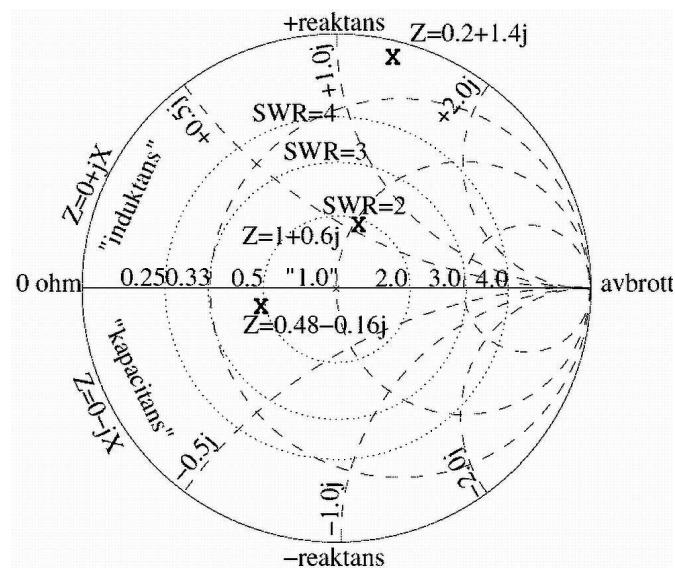


Fig 1

Resten av diagrammet är ett koordinatsystem fast av ett ovanligt slag som utgörs av cirklar istället för rätta linjer. Det tar lite tillvänjning att läsa det rätt. Speciellt märker man ($Z_0=75$ ohm antas):

3. I diagrammets övre halva finns alla förekommande positiva reaktanser (induktanser, +jX). Punkten $1+0.6j$ betyder alltså impedansen $Z=75 \cdot (1+0.6j) = 75+45j$ ohm, punkten $0.2+1.4j$ motsvarar $Z=75 \cdot (0.2+1.4j) = 15+105j$ ohm osv. En ren induktans, $Z=+jX$, återfinns längst ut längs diagrammets omkrets.

4. I diagrammets nedre halva återfinns, på liknande sätt, alla förekommande negativa reaktanser (kapacitanser, $-jX$). Vi kan exempelvis hitta impedansen $Z=36-12j$ i punkten $Z/Z_0=(36-12j)/75=0.48-0.16j$. En ren kapacitans, $Z=-jX$, återfinns även här längs diagrammets omkrets.

5. Man kan även rita in ståendevågförhållanden i diagrammet. Om vi med en passare drar cirklar med mitten i "1.0" och radie genom punkterna "2.0", "3.0" osv har vi fått SWR-cirklar. (Prickade cirklar i fig 1.) Alla punkter som ligger på en SWR-cirkel har just denna SWR, oavsett de är rent resistiva eller inte. Den sista impedansen (0.48-0.16j) ligger exempelvis just bredvid cirkeln för SWR=2. Bättre anpassning återfinns i allt mindre och mindre cirklar runt punkten "1.0". Perfekt anpassning, SWR=1, förekommer bara i den oändligt lilla cirkeln runt punkten "1.0". Lägg märke till att SWR är detsamma var man än är längs kabeln.

Tillämpning på 450-ohms stege

Smithdiagrammet är mycket mångsidigt. Först skall vi använda det för att betrakta hur impedanser förändras längs en (förlustfri) stege med frågeställningen:

"Vilka impedanser upplevs hos en 450-ohms stege som är kortsluten i änden?"

Med början i kortslutningen, $Z=0+0j$ ohm, dvs längst till vänster i diagrammet, kan vi gå medurs längs randen. Titta nu också på skalan längst ut ("Wavelengths toward generator" om du har skrivit ut diagrammet). Efter exempelvis 0,05 våglängder kan vi läsa av induktansen $+0.32j$ (dvs $0,32 \cdot 450 = 144$ ohm). Vill vi ha en stub med impedansen 144 ohm ska den alltså vara 0,05 våglängder lång om den utgörs av 450-ohms stege.

Vi fortsätter nu vandringen bort från kortslutningen. Vi ser att impedansen blir mer och mer induktiv ju längre vi går, ända tills vi gått 0,25 våglängd och befinner oss längst till höger i diagrammet. Här blir impedansen oändligt resistiv (avbrott).

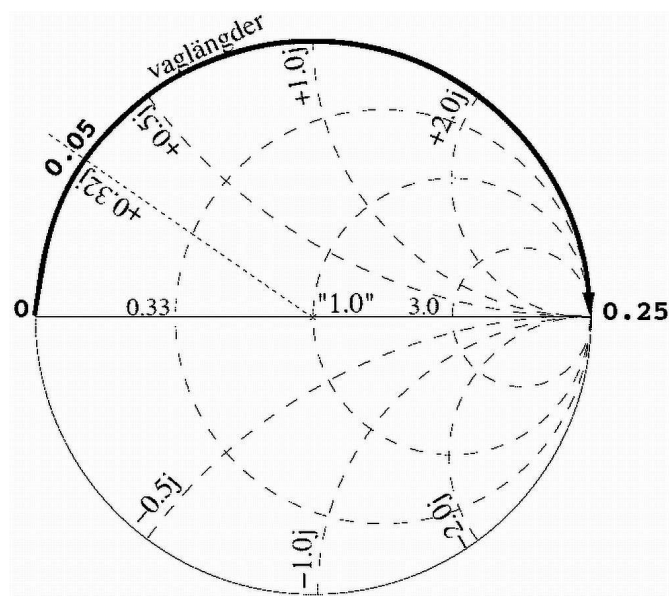


Fig 2

I korthet ser vi att en kabel som är upp till 0,25 våglängd lång är induktiv. Vi förstår också ur smithdiagrammet att den är kapacitiv mellan 0,25 och 0,5 våglängd varefter mönstret återupprepar sig.

Kvartvågstransformatorn

En ledare, som är en kvarts elektrisk våglängd lång, brukar kallas för kvartvågstransformator ("Q-section"), ty den transformerar en impedans, Z_{in} , i ledarens ena ände till en annan impedans, Z_{ut} , i den andra änden. Det matematiska förhållandet är

$$Z_{ut} = \frac{Z_0^2}{Z_{in}}$$

Observera att detta förhållande bara gäller om ledaren är en kvarts våglängd lång, dvs egentligen endast vid en enda frekvens.

Exempel: En loop har typiskt en impedans om cirka 130 ohm (rent resistiv) vid resonansfrekvensen. Varför rekommenderas att mata den med 0,25 våglängd 75-ohms coax innan man skarvar in sin 50-ohms coax?

Lösning: Antag $Z_0=75$ ohm. Loopens impedans kan då plottas i diagrammet i punkten $130/75=1.73+0j$. En kvarts våglängd senare, dvs ett halvt varv medurs i diagrammet, anländer vi till punkten $0.57+0j$ dvs $0.57 \cdot 75 = 43$ ohm rent resistivt. 43 ohm är tillräckligt nära 50 ohm för att vi ska kunna ansluta 50-ohms coax resten av vägen. Det SWR som blir resultatet, $50/43=1.16$, gäller sedan i resten av 50-ohms kabeln. Smithdiagrammet för detta finns i fig 3.

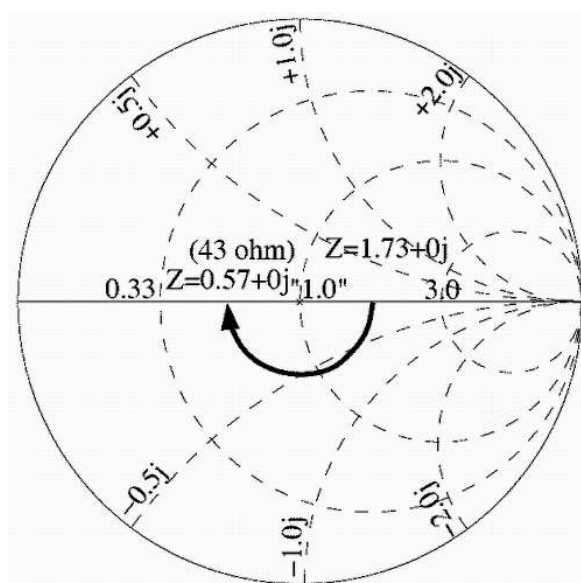


Fig 3

Övning: Normera 43 ohm till 50-ohmskoaxen. Finn SWR direkt ur smithdiagrammet!

Komplexa impedanser

Vad kan då smithdiagrammet säga oss om impedansen $Z=20-50j$ om vi anslutit denna till en 75 ohms koax?

Den punkt som motsvarar impedansen blir $(20-50j)/75=0.27-0.67j$. Vi kan lätt mäta avståndet till "1.0" och få fram ett SWR på cirka 5. Dra nu denna SWR-cirkel. Med utgångspunkt i punkten ska vi nu gå längs cirkeln medurs och notera vad som händer på vägen:

a) Efter ett stycke korsar cirkeln linjen för ren resistans (x-axeln). Skär vi av kabeln i denna punkt, och tittar in i den, ser vi en alltså en ren resistans på $0.27 \cdot Z_0 = 20$ ohm.

b) Efter detta blir impedansen mer och mer induktiv (får en $+jX$ -term) ända tills den korsar x-axeln igen. Om vi skär av kabeln i denna punkt får vi den rena resistansen knappt 280 ohm.

c) Längre bort längs kabeln blir impedansen kapacitiv igen för att till slut korsa utgångspunkten. Vi kan naturligtvis använda en längre kabel än detta men impedansvariationerna ändrar sig inte, de återkommer med 0,5 våglängdsintervall.

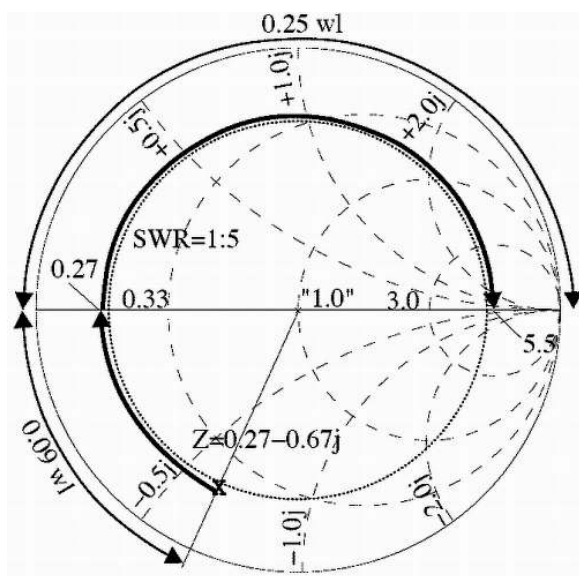


Fig 4

Ohms lag ger dessutom nu att vi kan hitta de punkter längs ledaren som kommer att vara spänningsmaximum och spänningsminimum. Minsta impedans uppstår i a) ovan, detta sammanfaller med minsta spänning och sker $0,5-0,41=0,09$ våglängd från lasten. Största spänning fås i b) och inträffar $0,25$ våglängd senare, dvs $0,34$ ($0,25+0,09$) våglängder från den komplexa lasten.

Förluster

Diskussionen ovan förutsätter förlustfria kablar. I verkligheten kommer förluster att resultera i att vi längs vår väg längs ledaren går i allt snävare cirklar in mot mitten. En tillräckligt lång kabel ger ett spiralliknande utseende i smithdiagrammet. Av detta förstår vi att SWR i en tillräckligt lång kabel, eller en kort med tillräckligt stora förluster, alltid kommer att gå mot punkten "1.0", dvs kabelns karakteristiska impedans. En tillräckligt lång 50-ohms koaxialkabel ger alltså alltid $SWR=1$, helt oavsett vad som finns i andra änden. Lågt SWR i sändaränden av en koax behöver således inte betyda lågt SWR vid antennen (lasten). Ett faktum som tål att upprepas.

Sammanfattning

Vi ser att det är rätt enkelt att använda smithdiagrammet för att bilda sig en uppfattning om flera egenskaper gällande en stående våg i en matarledning. Vi ser speciellt att det är förhållandet mellan lastens impedans och ledningens karakteristiska impedans som utgör SWR. En antenntuner i ledningens sändarände kan inte påverka detta faktum, bara "lura" sändaren att se 50 ohm. Efter tunern och ut mot antennen är SWR fortfarande densamma.

Vi märker också att impedansen längs en SWR-cirkel varierar. Detta är inte någon paradox. SWR uppstår på grund av missanpassning mellan antennen och matarledningen. Längs ledningen varierar sedan impedansen men SWR är detsamma. Vill man påverka SWR på ledningen måste man göra det vid antennen. Vill man bara ha en viss impedans kan det räcka med att klippa ledningen på lämpligt ställe.

Övningar:

1) Använd metoderna ovan för att finna hur en variabel kondensator i änden på en matarledning kan användas som en induktans i andra änden av ledningen. Det här är praktiskt om ska stämma av ett reflektorelement i en loop till exempel.

2) En kvartvågsvertikal har en typisk impedans av 36 ohm om den har ett bra radialsystem. Kan man anpassa denna till 50 ohm vid sändaren genom att skarva ihop olika längder 50- och 75-ohms koaxialkabel?

@



Spänningsmatning i PA-steg

- av Lars Harlin, SM3BDZ -

För något år sedan bestämde jag mig för att riva och bygga om mitt hembyggda slutsteg. Skälet till detta var dels att jag ville prova en annan koppling, dels att steget efter 20 år av användande, reparationer, lödande och ändringar, inte hade ett så vackert inre längre.



När man bygger rörslutsteg för HF, som rent elektriskt i grunden är att betrakta som enkla konstruktioner, stöter man ändå på en rad svårigheter. Med anodspänningar upp emot 4-5 kV, blir svårigheterna mer påtagliga.

Anoddrosseln

Det jag då främst tänker på, förutom att man måste beakta isolationsavstånd med goda marginaler, är två konstruktionsaspekter. Den ena är anoddrosseln. Hur ska man undvika att dess självresonanser hamnar inom något amatörband när man vill täcka 1,8 – 28 MHz och med den induktans som då blir nödvändig för tillräcklig reaktans vid 1,8 MHz? Det smäller duktigt när man råkar ut för detta och på något sätt tycks drosseln "dra sig själv mot resonans" med förändringar av värme och åldring. Problemet är välkänt och olika konstruktionslösningar har presenterats genom åren.

En vanligt förekommande metod är att dela upp anoddrosseln i två mindre och seriekopplade, där man med ett vakuumrelä kopplar ur - kortsluter - den ena på högre band, för att på så sätt flytta självresonanserna utanför/ovanför slutstegets frekvensmässiga arbetsområde. Seriekopplade drosslar där man avkopplar ihopkopplingspunkten mot jord förekommer även.

Alternativ konstruktion

Ett annat mer sällan förekommande konstruktionssätt, vilket blev det jag valde, är att mata in anodspänningen till röret i en lågimpediv punkt, nämligen på pifiltrets utgångssida. Detta minskar belastningen på drosseln avsevärt och den kan även vara mindre och ha lägre induktans, då dess reaktans kan vara betydligt lägre när den nu relateras till 50 ohm istället för kanske 2-3 kohm.

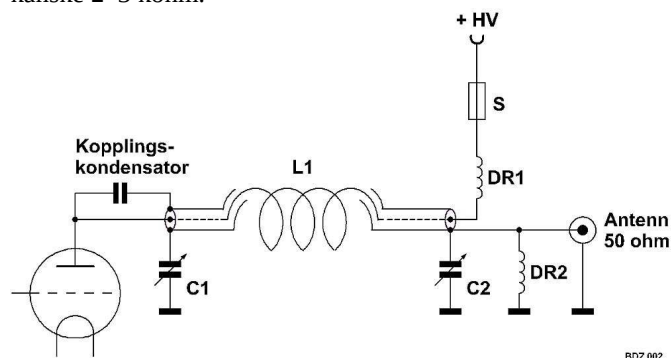


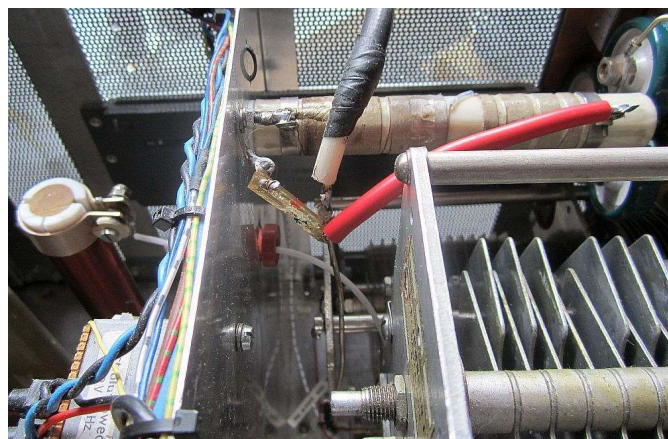
Fig 2. Pifilter med spole lindad med koaxialledning.

Ändå, att spänningssätta pifilterspolen och -kondensatorerna med högspänning kändes inte helt tryggt och skulle även ställa högre isolationskrav för dessa komponenter. Kan man komma runt detta på något sätt? Efter att ha skannat vad som skrivits i ämnet och diskuterat saken med kollegor inom hobbyen, framkom slutligen följande lösning.

Hela pifilterspolen i figur 2 är här utformad som en koaxialledning, där innerledaren bär högspänningen och ytterledaren/manteln utgör den egentliga pifilterspolen som då bär HF. Isolationskravet begränsas nu till dielektrikumet för koaxialledningen. Jag använder kopparrör för den del av pifilterspolen som används för 3,5-28 MHz och har, innan jag lindar den, trätt i innerledaren från en RG-58 i kopparröret. Passformen är god och vad jag kunde finna så skulle isolationen klara upp emot 16 kV DC. I den del av pifilter-spolen som utgör förlängning för 1,8 MHz har jag använt teflonisolerad koaxialkabel med ytterdiametern 3 mm, som lindats på en keramisk stomme. Parallellt med C2 sitter en kraftig skydds-drossel som DC-jordar C1, L1 och C2 i det fall det skulle bli överslag mellan inner- och ytterledare i den koaxiala pifilterspolen. I detta läge utlöser säkringarna i DC-aggregatet.



Pifilterspolarna. Notera förlängningsspolen för 1,8 MHz av teflonkoax som skymtar bakom vridkondensatorn C1.



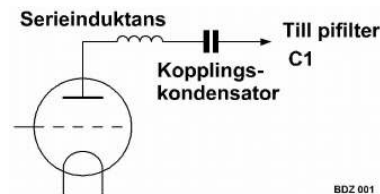
Anoddrosseln sitter här placerad på halva höjden till vänster i bild och bakom C2. Skyddsrosseln över C2 på en keramikstomme uppe till vänster i bild.

Denna lösning har fungerat alldeles utmärkt för mig och exploderande anoddrosslar lika ljudliga som om en älgstudsare avfyrats inne i shacket är nu ett minne blott!

Då högfrekvensdelen i PA-steget även blir renare utan en stor drossel med anslutningar i närheten av rörets anod minskar även strökapacitanserna vilket kan ha betydelse på de högsta banden. Detta leder in på den andra svårigheten jag vill ta upp.

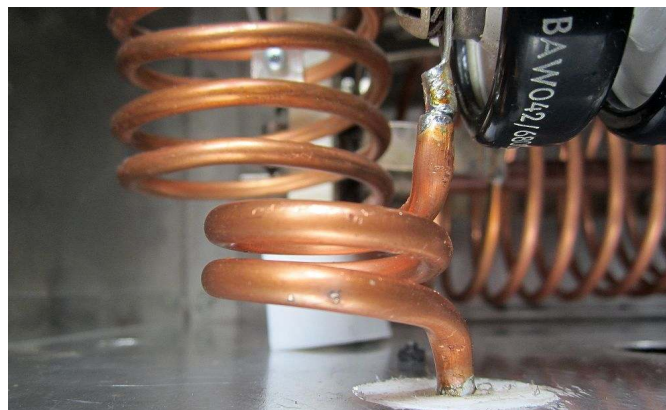
Hög anodkapacitans ställer till problem

Ofta visar det sig svårt att få slutsteget att fungera lika bra på 24 och 28 MHz som på de lägre banden. Detta har sina orsaker och även lösningar. För att kunna ställa pifiltret i resonans på de högre banden krävs att minimum kapacitans för C1 är låg för att åstadkomma önskat L/C-förhållande. Här är rörets anodkapacitans och strökapacitanser ett problem, då dessa kommer att sätta sig i parallell med C1 i pifiltret. Det kan mycket väl bli så att resonans inte går att åstadkomma, även om vi plockade bort C1 helt. I det rör jag använder, QBL5/3500, är anodkapacitansen 8,4 pF vilket visar sig vara väl mycket för att steget utan åtgärd skulle fungera bra på 24 och 28 MHz. Som ett annat exempel har sändarröret 813 anodkapacitansen 14 pF, vilket då med två i parallell blir 28 pF. Detta är kanske i högsta laget för att kunna få samma effektivitet på 28 MHz som på övriga band, men en del går att göra.



Serieinduktans i anodtillledningen

Lösningen är att införa en motriktad reaktans i form av en liten spole mellan rörets anod och pifiltret. Bildligt kan det beskrivas som att anodkapacitansen blir "osynlig" för C1 och pifiltret.



Den lilla spolen närmast i bild utgör serieinduktansen

Efter denna åtgärd har jag nu samma uteffekt och verkningsgrad på 24 och 28 MHz som på övriga band.

Varning för högsänkning!

Att hela tiden ha elsäkerheten i fokus kan inte nog uppmanas till i detta sammanhang. Högsänkning är livsfarlig och den ström den kan orsaka genom kroppen kan i värsta fall vara direkt dödande. I bästa fall kan det ge svåra brännskador och förlust av känsel, då nerver bränns bort. Förse ditt hembygge med varningsskylt vid högsänkningsförande områden och beröringsskydda i största möjliga mån. En säkerhetsbrytare som aktiveras när man tar av locket/kåpan och kortsluter högsänkningsmatningen till jord är en bra livförsäkring. Var noggrann med isolering och skyddsjordning för största möjliga personsäkerhet.

Varför exploderar drosseln när den hamnar i resonans?

Kort förklarar så bildar drosseln flera resonanskretsar, både serie- och parallellresonanskretsar, tillsammans med de oundvikliga strökapacitanser som finns.

Vid dessa fysiska "resonanspunkter" på drosseln uppstår då såväl mycket höga strömmar som spänningar. Q-värdet för de önskade resonanskretsarna avgör hur stora dessa spänningar och strömmar blir, men en faktor om 100 gånger större än anodens HF-spänning och -ström är inte otänkbar. När delar av drosseln bränns bort under last, uppstår en ljusbåge av högsänkningen som då även kan slå över mot jordpunkt. I detta läge är även drosseln att likna vid en Teslaspole, vilket resulterar i mycket hög spänning vid dess ände.

@



En 100 W konstlast för kortvågssändare

- av Hans Holm, SM7HPD -

Det är väl ingen konst med det

En av mina laster här i livet är konsten, t.ex. konsten att åstadkomma harmoni mellan en sändares impedans på 50 ohm och 100 W effekt och dess belastning. Att lyckas med detta räcker säkert en bra bit i livet.

Men när en yttre antenn kopplas in, det är då helvetet kan bryta ut. Felbelastning och försämrade grannsämja är bara några av orden att ta i sin mun.

Men en konstbelastning, å andra sidan, räcker långt för att avprova en sändare efter reparation. Speciellt om man ändå inte har mer att säga än 59 eller 5NN jämte dagens temperatur, det senare med en tiondels grads upplevd noggrannhet. T.o.m. XYL borde vara positiv till utebliven extern högfrekvens. Varken antennmaster eller snubbeltrådar på tomten syns så långt ögat kan nå.

Gåvokravet

Det började egentligen med en gåva från Hans SA7AUY. I samband med loppisen på ett av ESR:s årsmöten fick jag två kylflänsar med motprestationskravet att det blev något hembygge av detta.

Gåvoprestationen

Först slog mig tanken att en variabel kondensator borde jag bygga. Kanske en annan lösning än en "gångjärns-konstruktion" där den ena halvan fälls in i den andra, som Hans SM7AUY så förtjänstfullt byggredo visar i nedanstående länk:

http://www.heathkit.nu/heathkit_nu_AMU_se.html

Jag tänkte snarare att bägge kylflänsarna istället skulle röra sig horisontellt, att låta dessa skjutas in i varandra med hjälp av en gängstång, några skenor tillverkade av Acetalplast och en elmotor. De kunde användas till en magnet-loop-antenn kanske, där denna lösning fick stå för den variabla kapacitansen. Om den senare är tillräcklig står nog skrivet i stjärnorna, speciellt för dem som tror på ett mirakel på lägre frekvenser.

I valet och kvalet

Men tiden rinner iväg, dessvärre upplevs den snabbare ju äldre man blir. Men nu skulle det bli av. Jag tänkte på all tvekan på simhoppsplankan i ungdomen.

Valet av tillämpning föll istället på kylning av elektronikkomponenter. Hur konservativt är inte detta? Ytterligare en konstlast i schacket kan alltid vara bra att ha och så fick det bli.

Mekaniken

Hur som helst, lite ventilationsrör jämte galler från skroten utgjorde den mekaniska grunden för detta projekt. Materialet är helt igenom rostfritt.



Jag valde hårdlödning för att tätast konstlasten istället för alternativet TIG-svetsning. Jag svetsar dessvärre grövre än jag hårdlöder. Topp och botten gängades och förseglades med insexskruvar.



Komponentförteckning

Nedan redovisas enbart en förslagslista. Kör gärna Kajsa Varg-konceptet, man tager ju vad man haver i junkboxen, men de fasta motstånden behöver man kanske ändå köpa in.

1st N-kontakt, hona, mutter-chassie, RG58-crimp, fabrikat Suhner.

2st effektmotstånd, 140 W, 100 ohm, ELFA #60-648-44.

2st isolationsplattor till effektmotstånd. ELFA #75-605-36.

0,2 meter RG-58-kabel, fabrikat Belden eller motsvarande kvalitetsnivå.

1 st DC-kontakt, chassie. ELFA #42-203-09.

1 st DC-propp, ELFA #42-203-94. Annars helst i vinklat utförande.

1 st 12V-fläkt, 119 x 119 mm. ELFA #54-218-11. (6.6W), Frånluftmonterad.

1 st fläktgaller. ELFA #54-113-01

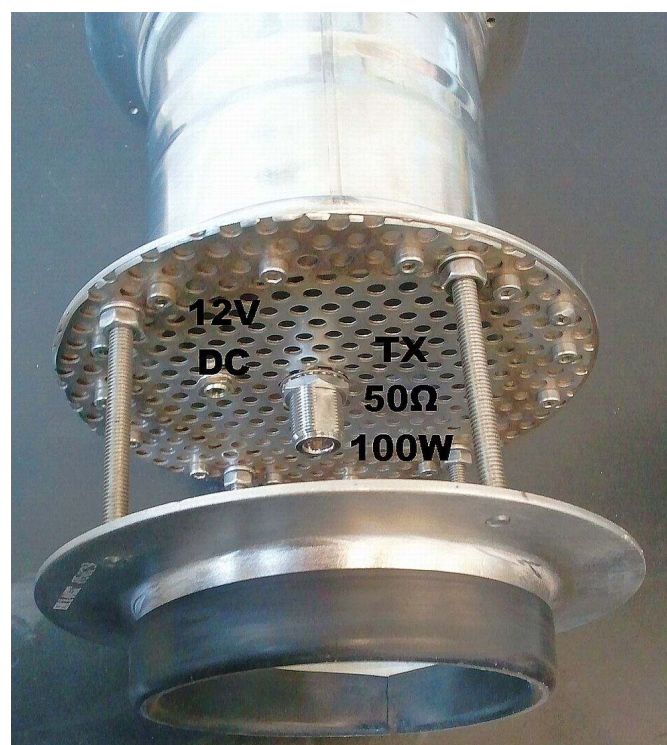
2 st kylelement. ELFA #75-604-34. Det närmaste originalet jag hittat (se tidigare länk).

X meter 2-ledar-anslutningskabel till fläkt inklusive sladd-säkring. (≥ 630 mA trög). Någon form av anslutning i andra änden behövs också, antingen sockerbitar, banan-kontakter eller att löda direkt. Det är nog bara molnhöjden som begränsar kreativiteten.

X meter sladdställ, koax till transceiver. t.ex. RG-58 fabrikat Belden eller liknande. Ju kortare längd desto bättre. Vinklad N-kontakt i konstlaständen. TRX-änden får nöja sig med vad som finns i uttaget. Kandidaterna är bl.a. PL259 + UG175, BNC, N eller C.

Ett metallhölje av något slag. En tom färgburk duger utmärkt. Jag tänkte närmast då på Heathkits Cantennas kommersiella lösning för oss hemmabyggare i form av byggsats.

I mitt fall blev det som tidigare redovisat lite skrotdelar i rostfritt stål.



Möjligheter för den som vill gå vidare

Fläkten kan fås att starta automatiskt. En timer (t.ex. en 555 IC jämte en utgångstransistor) kan sedan låta fläkten få gå en tid (5 min?). Starten kan även vara en detektion av HF mellan TRX och konstlast (fyll på med kringkomponenter till 555-an).

Alternativt går det tillämpa det amerikanska uttrycket KISS (Keep It Simple Stupid) och helt enkelt låta en vanlig enkel strömställare få stå för fläktstyrningen.

@

Nästa nummer

Nästa nummer av ESR Resonans planeras komma ut sista veckan i december.

Stoppdatum för bidrag är den 1 december.

Alla bidrag är välkomna och vi tror att en lagom blandning av längre artiklar och kortare notiser i så många teknisknischer som möjligt är ett framgångsrikt koncept.

Under Tekniska Notiser är det lätt att bidra. Ett kopplings-schema, några bilder plus ett stycke text i ett vanligt e-mail är allt vi behöver.

Skicka ditt bidrag till resonans@esr.se

*Bengt SM7EQL, Lennart SM5DFF och Kent Hansson
SM7MMJ*

Redaktionen för ESR Resonans

@