

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:

SM7OHL Jan-Ingvar Johannesson

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 2/2012

Innehåll

OmvärldsbevakningGöran Carlsson SM7DLK 2

Provkraven för amatörradiocertifikat
Karl-Arne Markström SM0AOM 3

En super för 80 m med batterirör
Urban Ekholm SM5EUF 5

W3DZZ - en bortglömd (?) trådanterenn för fyra band
Lennart Nilsson SM5DFF 11

Månadens mottagare Drake R-4 familjen
Karl-Arne Markström, SM0AOM 15

Överhörningsproblem i mottagare Drake R4C
Bengt Falkenberg, SM7EQL 20

Ett steg fram, två steg bak - om radiostörningar
Michael Josefsson SM5JAB 26

Tekniska Notiser

En enkel HF-prob till din multimeter
Göran Carlsson SM7DLK 29

Tillverka mönsterkort
Kent Hansson SM7MMJ 29

Radioteknisk tipspromenad
Per Westerlund SA0AIB 30

Mätning av fäststyrka på KRAS Field Days
Johnny Apell SM7UCZ 31

ESR.SE & Nästa nummer.....Redaktionen 36



Omvärldsbevakning

- av Göran Carlsson, SM7DLK -

Mer om 500 kHz och 5 MHz

Det är svårt att undgå det flöde av information som ständigt breder ut sig i omvärlden när det gäller våra frekvenser. Just nu handlar det mycket om 500 kHz och 5 MHz. Allt fler länders teledministratörer har under våren frisläppt frekvenser inom dessa båda band. Men förutsättningarna tycks variera mellan olika länder.

Det är ju på WARC som den övergripande rekommendationen beslutas, men i slutändan är det respektive land som beslutar nationellt. Det innebär att några länder får tillgång omedelbart medan andra länders amatörer får vänta längre. Ibland förbluffas man över hur snabb beslutsprocessen är i vissa länder. Monaco, Tyskland och Danmark var t.ex. snabbt ute under våren med att tillkänna tilldelning av 472-479 kHz och med en högsta effekt om 1 watt e.i.r.p.

I vårt grannland Danmark har myndigheten där från den 1 juni i år infört en ny föreskrift som även omfattar amatörradio. Danmark har tidigare haft en försöksverksamhet för 5 MHz. Denna verksamhet har nu upphört och istället har man fått en permanent tilldelning av hela området 5250-5450 kHz för amatöraffik. Innehavare av A och B certifikat får använda samtliga sändningsklasser med 1000 respektive 100 watt. Bandet är däremot inte upplåtet för innehavare av D-certifikat. Från den 1 januari 2013 kommer man i Danmark även att tilldela 472-479 kHz för amatöraffik, effekten blir 1 watt, även här för innehavare av certifikatklass A och B.

I USA har man också tilldelat 5 MHz för amatöraffik och där har man istället för ett öppet band gjort som i England och tilldelat kanalerna 5332, 5348, 5358,5, 5373 samt 5405 kHz.

Jag har ännu inte förstått varför vissa länder väljer fasta frekvenser och ett annat som Danmark väljer ett frekvensområde på 200 kHz. Men det är mycket som är trevligt med Danmark, inte bara den goda ölen. Framförallt ligger det väldigt nära och det är bara att ta båten ut i Öresund och passera territorialgränsen om man vill prova att köra 5 MHz som OZ/SM7DLK/MM. Det är bara några få distansminuter i bäring 270 grader.

Även i Polen har man öppnat upp för nya band. Från och med den 17 maj i år har polska amatörer fått tillgång till 70,1-70,3 MHz med max. 20 watt e.i.r.p. Dessutom har man nu också fått 2,40 -2,45 GHz samt på sekundär basis 3,40-3,41 GHz med max. 20 watt e.i.r.p.

Men i Sverige kan vi förlora 50 MHz, igen

Det svänger fort i denna bransch. Den 11/6 i år uppdaterade PTS sin plan för tilldelning av spektrum för de närmaste åren. I denna kan man läsa myndighetens inriktning på vilka frekvenser man avser tilldela (sälja ut) under de kommande åren. I dokumentets "Inriktning framöver" kan man läsa att i eventuella tilldelningar under 2013 finns bl.a. frekvensområdet 47-68 MHz. De gör ett bra jobb på PTS. Alla Telecom-bolagen står i kö för att köpa upp allt och det handlar om stora belopp som går rakt ner i vår gemensamma skattkista. Jag avvaktar nog ett tag till och inväntar klarare besked innan jag bygger något för 6 meter. Det är inte roligt att ha lagt kanske hundra timmar på något som man inte får använda. Nåja, vi får se tiden an som det heter. Det är ju fortfarande långt till nästa år. Läser man vidare i PTS inriktningsplan för spektrumhantering finner man att 432 MHz inte längre har radiolokalisering som primär tjänst samt att användning av 1240-1300 MHz styrs av satellitkoordinering. Nog kan man dra vissa slutsatser av detta.

2012 Dayton Hamvention Antenna Forum

Antenner är ju alltid ett intressant samtalsämne. Varför då inte studera några av de dokument som presenterades vid 2012 Dayton Hamvention Antenna Forum? Här finns mycket intressanta presentationer av det mesta som rör antenner: <http://www.kkn.net/dayton2012/dayton-2012-antenna-forum.html>

DX University

Så en intressant nyhet om DX-ing, den största grenen inom vår hobby. En ny organisation har bildats i USA, DX University™, vars syfte är att främja intresset för DX-ing, öka kompetensen hos utövare samt minska det ökande kaoset på banden. Organisationen är nu inne på sitt andra år och hade vid årets möte i Visalia ett flertal föredrag. Läs mer på <http://www.dxuniversity.com/> samt ta del av mycket intressanta presentationer under "Presentations".

Årets Friedrichshafen

Även om utställarna på årets Friedrichshafen ökade från 184 (2011) till 203 fortsätter antalet besökare att minska. På två år har antalet besökare minskat med 8 %, från 17400 till 16300. Som mässarrangör är det alltid positivt att visa på att antalet utställare ökar. Det gäller att hitta rätt koncept för att öka intäkterna. Men när besökarna minskar i antal får man något att fundera över. För många är detta evenemang årets höjdpunkt och många svenskar reser troget ner varje år.

@



Provkraven för amatörradiocertifikat

- av Karl-Arne Markström, SM0AOM -

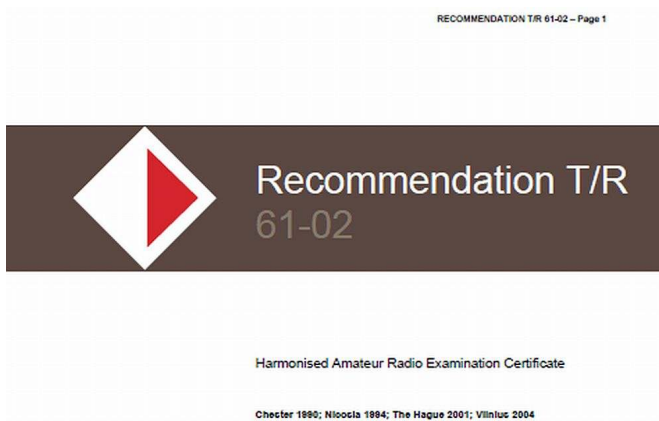
Dagsläget i arbetet med den reformerade provfrågebanken

ESR är som bekant engagerat i arbetet med att ta fram nya provfrågor för amatörradiocertifikat.

Den 13 juni hölls ett möte på PTS i Stockholm där representanter för PTS, ESR, FRO och SSA möttes för att diskutera upplägget för de nya frågorna.

Dagens situation

Innehåll och form hos dagens svenska certifikatprov har analyserats av en arbetsgrupp i ESR och jämförts med de prov som förekommer i andra länder. Resultatet är att det motsvarar, högt räknat, det noviscertifikat som tagits fram som en uppföljare till HAREC, vilket är härlett ur CEPT-rekommendationen T/R 61-02 i merparten av CEPT-länderna.



Det är djupt olyckligt att Sverige har hamnat i situationen att amatörradiocertifikatets nivå inte längre är internationellt jämförbar. Dessutom hotar detta landets rykte internationellt, därför att det utgör sådana tydliga avsteg från de principer för harmonisering av kunskapsnivåer och licensklasser som tagits fram inom CEPT och ERO på IARU-initiativ.

Frågeställningar på mötet

Hela tiden sedan arbetet startade på PTS initiativ i november förra året har gruppens mandat upplevts som otydligt. Frågor som har med spårbarhet samt kvalitetssäkring att göra anser

ESR ha kommit i skymundan, och ESR gjorde därför före mötet en formell framställan om klargöranden om gruppens arbetssätt samt att en helhetssyn ska tillämpas under det kommande arbetet.

FRO:s representant kompletterade detta med att presentera en målbild och processkarta över hur examinationer och framtagning av kurser och läromedel borde bedrivas. En kortare diskussion gav detta resultat:

* Arbetet utgår från hela CEPT-rekommendationen T/R 61-02 vilken kommer att vara normgivande för den framtida provfrågebanken

* Det är "Syllabus" i T/R 61-02 som avgör hur examinationen ska vara utformad i både bredd och djup, inte något läromedel eller någon kursplan.

* ESR:s studie, jämförelse och genomlysning av kraven internationellt är användbar inom det fortsatta arbetet

* Läromedel och kursplaner är något som ska komma i ett senare skede

* Gruppens mandat är att komma med förslag till hur typfrågor och examinationsfrågor ska vara utformade

En diskussion om hur kraven i T/R 61-02 relaterar till provfrågebank och examinationer utgående från en målbild som sammanställts av FRO utmynnade i att ett "top-down"-resonemang ska råda i fortsättningen. Innan några detaljerade provfrågor, läromedel eller kursplaner omsätts i praktiken ska dessa vara förankrade i T/R 61-02.

Det kommer även att föreslås moderniseringar, revideringar och kompletteringar av stoffet som finns beskrivet i T/R 61-02, föranlett av den snabba teknikutvecklingen de senaste åren.

ESR:s linje

ESR har sedan sitt bildande för snart tio år sedan konsekvent drivit frågan om att upprätthålla, och helst även öka, amatörradiorelsens kompetensnivå.

Därför har ESR valt att aktivt engagera sig i frågan om att kunna utföra prov och utfärda amatörradiocertifikat enligt de

relevanta internationella och nationella kravspecifikationer som förekommer. CEPT-rekommendationen T/R 61-02 för ett "harmoniserat amatörradiocertifikat", eller HAREC, står här i förgrunden. CEPT är de europeiska teleförvaltningarnas samarbetsorganisation, vilken utformar EU-ländernas gemensamma policy när det gäller telekommunikations-frågor.

Radio är till sin natur en internationell företeelse, och man har valt att försöka göra alla certifikatformer som kan förekomma inom CEPT-länderna jämförbara, bl.a. därför att enskilda radioamatörer därigenom kan få använda sin utrustning vid besök eller bosättning inom EU-länderna utan att behöva göra speciella ansökningar eller avlägga nya prov. Denna princip finns beskriven i en annan rekommendation, T/R 61-01.

Dessutom är tillräckliga och harmoniserade kunskapsnivåer viktiga för att kunna upprätthålla amatörradios unika undantag i EMC- och R&TTE-direktiven, vilket ger oss radioamatörer rätt att använda hembyggd eller modifierad radiomateriel utan krav på förnyade typgodkännandeprov.

ESR driver därför linjen att kunskapsnivån de svenska amatörradioproven ska ansluta till de internationellt vedertagna för motsvarande nivå på privilegierna. Dessutom anser ESR att man inte kan ta ansvar för att göra utfästelsen att certifikat som utfärdats av ESR ska ha HAREC-status när den nuvarande provfrågebanken inte når upp till den nivån.

Tänkbara utvecklingslinjer

Det finns olika scenarier över utvecklingen i detta ärende. Den utveckling som är mest positiv skulle vara att PTS tar till sig argumentationen och i den takt som är praktiskt möjlig anpassar provfrågebanken till HAREC-nivå. Övergångsbestämmelser för redan utfärdade certifikat får hanteras på ett lämpligt sätt.

En annan utveckling är att PTS ensidigt beslutar att "det är bra som det är", vilket medför att samrådsgruppens arbete skulle varit förgäves. En av konsekvenserna blir då att de svenska amatörradiocertifikaten inte kan fortsätta ha HAREC-status. Sverige har då i praktiken lämnat T/R 61-01 överenskommelsen, och det svenska certifikatet är därmed endast ett "nationellt certifikat". ESR vill inte medverka till något sådant.

Fortsatt arbete

Ett nytt möte är preliminärt utsatt till andra halvan av september. Då avser man att diskutera innehåll och form på olika "typfrågor" som ska kunna ligga till grund för en kommande provfrågebank. Arbetsgruppen inom ESR kommer att ta fram material för sådana typfrågor, vilka kan härledas ur andra länders motsvarande upplägg. I synnerhet det brittiska materialet har visat sig lämpligt för detta.

Praktikfall

Ett urval frågor som når upp till HAREC-nivå har sammanställts av Per Westerlund SA0AIB ur bl.a. de tyska och belgiska examinationerna, har provats i tipspromenadform vid ett antal amatörträffar och "Field-Days" under våren. Mottagandet har varit positivt.

@



En super för 80 m med batterirör

- av Urban Ekholm, SM5EUF -

Följande utläggning beskriver ett projekt jag sysslat med till och från sedan hösten 2009. Huvuddelen gjordes under hösten 2011. Många undrar säkert varför man i dessa dagar ger sig på ett bygge av en mottagare som i alla (?) avseenden är sämre än de mottagare man redan har och dessutom med rör vars "bäst före datum" var på 50-talet. Svaret är dels att jag aldrig tidigare byggt något nämnvärt med batterirör, och dels att det är en utmaning att bygga något lite större projekt med denna typ av rör. Nu visade det sig en bit in i projektet att utmaningen var betydligt större än väntat, men vad gör det.

Störsituationen är sådan att radiokörning inte längre är direkt njutbar. Signalerna bör vara >S9 för att det ska bli det. Signalgeneratören är dock än så länge ostörd... Fördelen med ett projekt som detta är ju att det aldrig blir riktigt färdigt. Det finns alltid något att ändra och förbättra. Batterirören är ju direkt upphettade och en del vanliga rörkopplingar för indirekt upphettade rör går inte alls att använda eller måste modifieras. Batterirören har låg branthet, endast i undantagsfall högre än 1 mA/V. Man kan då tycka att då självsvänger det inte så lätt.



Mottagaren är en blandning av gammal och nyare teknik med allt från rör, transistorer, FET-ar, IC-kretsar och toroider till PIC-processorer. Nu är det mycket som i dagens läge är gammal teknik. De avstämda kretsarna har sett ut som de gör sedan urminnes tider. Den första transistorn kom 1948. Operationsförstärkarna (i form av halvledare) kom i mitten på 60-talet men den första (med rör) patenterades redan 1941. Inte heller FET är något nytt. Möjligheten till JFET förutspåddes redan 1925 men man lyckades inte tillverka någon förrän 1947. Databladet för PIC12F683 är daterat 2007. Det enda som är relativt nytt.

En hel del av komponenterna som använts är plockade från en och annan skrotad tjock-TV. Ferritoroiderna som är använda som drosslar i glödmatningen till några rör kommer från skrotade lågenergilampor. OBS! Högsta försiktighet är tillrådlig så att inte glaskolven skadas när en lampa demonteras. Kvicksilvret i gasen kan ge svårläkta sår. Arbetshandskar anbefalls och man håller lämpligen till utomhus.

Målsättningen för bygget var till en början följande:

* Endast för 80 m CW-delen, något som senare utökades till hela bandet. Varför inte 40 m istället där aktiviteten är större och QRM-nivån lägre undrar någon. Jo, tanken fanns, men VFO:n skulle då hamna på ~1 MHz och det skulle sannolikt bli ännu svårare att täcka området med kapacitansdiodavstämning än på 80 m. 200 kHz är 20 % av 1 MHz medan 300 kHz är 13 % av 2,3 MHz och det är svårt nog.

* MF på 5,995 MHz med kristallfilter av serietyp (se Resonans 2/2011) med tre kristaller. Denna typ av filter passar bäst för det lägre sidbandet då den högfrekventa filterflanken är brantare än den lågfrekventa, dvs. bärvågoscillatorn bör placeras ovanför passbandet och VFO:n behöver då täcka området 2195-2495 kHz för att sidbandet inte ska bli omvänt.

* Digital frekvensvisning.

* Avstämning med vridkondensatorer, en för HF-steget och en för VFO:n, dvs. som på bl.a. R4. Snart dök dock tanken upp att använda kapacitansdioder istället. Mekaniken skulle bli avsevärt enklare men elektriskt betydligt svårare skulle det senare visa sig.

* AGC-systemet omkopplingsbart mellan "vanlig" AGC och av "hängtyp". AGC av hängtyp innebär att man har en speciell funktion som medför att när insignalen försvinner så återgår förstärkningen till max snabbt. Utan denna funktion och med lång tidskonstant så kan flera CW-tecken försvinna innan förstärkningen hunnit öka. Samma sak sker om en stark störpuls kommer.

Jag hade några batterirör liggande och när det på nätet dök upp en annons innehållande ett antal batterirör så startade jag bygget så smått genom att bygga LF-steget och slutsteget med en artikel från en gammal (1955) Radio & Television som förebild. Sedan har Johnny SM7UCZ vänligt bidragit

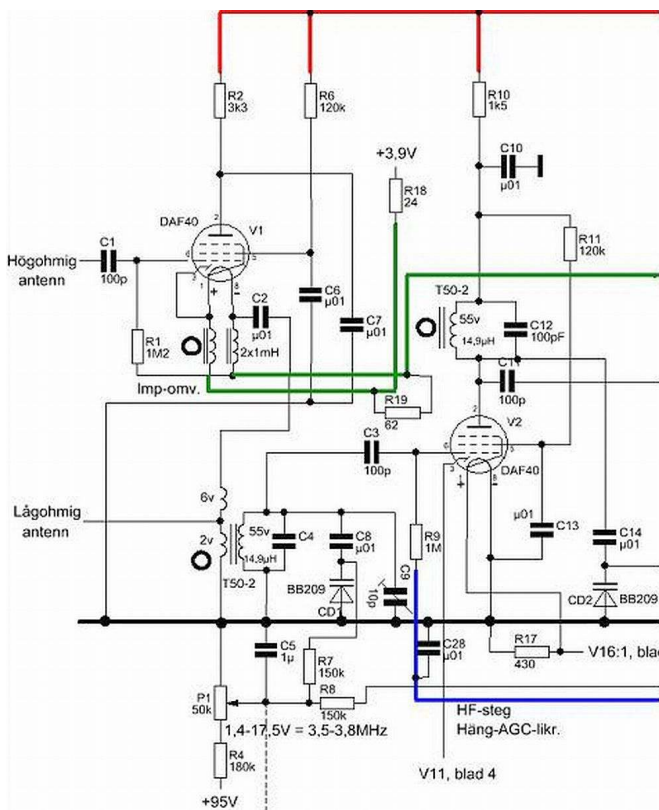
med ett antal rör samt även delar och kretskort till frekvensräknaren som är av typ DL4YHF.

Det är svårt att avgöra hur många rör som behövs bl.a. på grund av den låga brantheten. Apparaten är därför byggd i moduler av dubbelsidigt kretskortlaminat 52x100 mm på vilka man kan få plats med max tre 7-poliga rörhållare. Det går då att bygga "ugly-style" (rören dock inte upp och ner) med mycket höghögliga motstånd, avkopplingskondingar eller små fastlimmade laminatbitar som lödstöd. Jordningar kan ju lödas direkt i laminatet. Upptäcker man att det behövs flera rör är det bara att såga till en ny laminatbit, borra hål för rörhållare och sedan är man igång. Vackert blir det inte efter alla modifieringar och funktioner som tillkommit under resans gång. Ska det bli snyggare får man bygga ett eller två exemplar ytterligare. Det är nu ingen nämnvärd utmaning och lockar inte.

Korten är sedan fastskruvade i en ram av ihopskruvade skenor av vinkelmässing 10x10 mm, inhandlade på Bauhaus. Ledigt utrymme finns för något kort ytterligare.

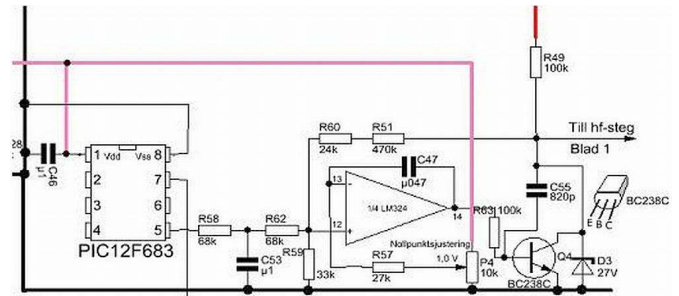
HF-steg

Mottagaren har två HF-steg, båda med rimlockröret DAF40.



Det ena steget är avstämt med kapacitansdioder, AGC-reglerat och avsett för ~50ohm impedans. Avstämning gjordes till en början med en potentiometer men när jag insåg att det fanns PIC-processorer som inte bara kunde känna av en analog signal utan även skicka ut en analog signal med hjälp av pulsbreddsmodulering dök tanken upp att låta även HF-stegets avstämning styras av VFO:ns potentiometer, dvs. enrattsavstämning. Utgångsmaterialet till programmet är Johnnys (SM7UCZ) effektmätare där jag nyttjat A/D-omvandlingen och pulsbreddsmoduleringen men uppfunnit koden "emellan" själv.

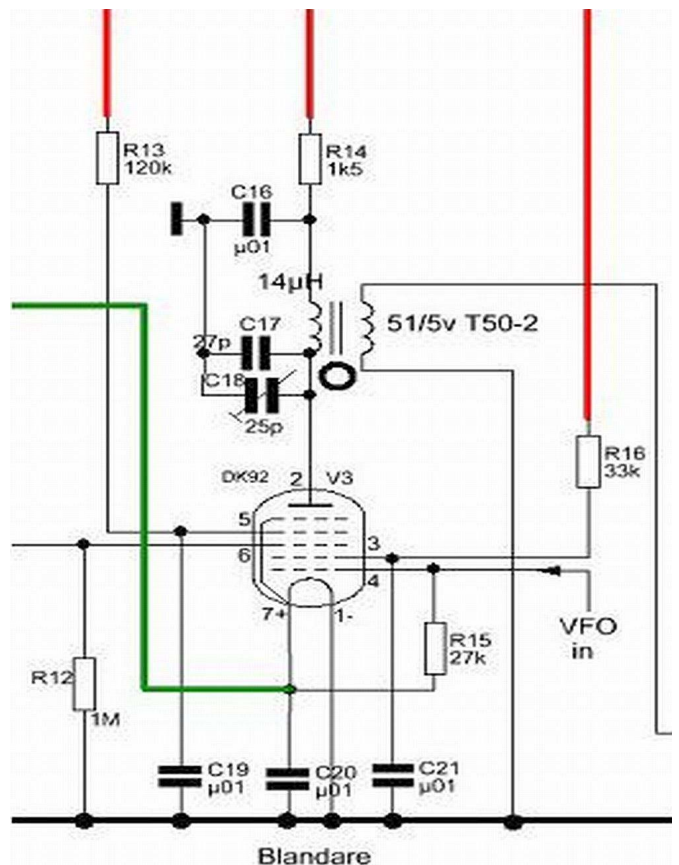
Förhållandet mellan VFO-potentiometerens spänning och spänningen till HF-stegets kapacitansdioder är allt annat än linjärt, något som kompenseras i PIC-processorn. I princip omvandlas 0-2,5 V från VFO-potentiometern till 5-0 V ut från PIC-kretsen. Nu behöver HF-stegets kapacitansdioder som mest drygt 18 V vid 3,8 MHz. Utsignalen från PIC:en passerar därför en del av operationsförstärkaren för förstärkning innan den påförs HF-stegets kapacitansdioder. Kopplingen är i princip densamma som för VFO:n.



Det visade sig att trots toroider med åtföljande litet läckfält så självsvängde steget om inte antennen var ansluten. En liten laminatbit inlodd mellan spolarna som skärm åtgärdade detta. För att kunna ansluta till en antenn med obestämd impedans finns ytterligare ett "HF-steg", kopplat som katodföljare, dvs. ingångsimpedansen är mycket hög men spänningsförstärkningen är strax under 1. Impedansanpassning till det ordinarie HF-steget är gjord med några extra varv på "50 ohms-lindningen".

Blandare

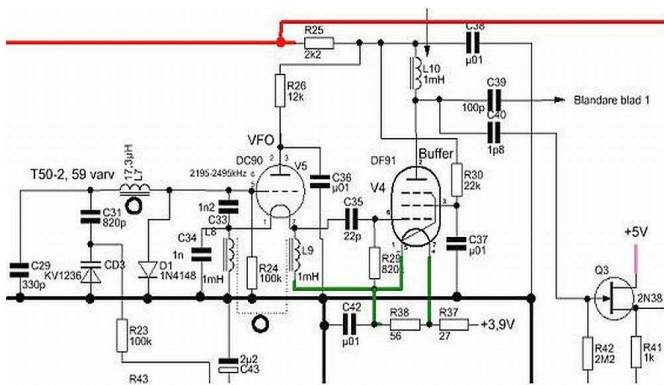
Blandarröret är byggd med ett DK92, dvs. en heptod. Det är inte helt lyckat med detta rör, ju flera galler desto mera brus.



Nu är ändå känsligheten $<1 \mu\text{V}$ vilket är långt mer än tillräckligt på 80 m. Jordar man styrgallret på blandarröret (ingen antenn ansluten) så minskar bruset, dvs. bruset från HF-steget överröstar blandarbruset och mer behövs ju inte.

VFO

VFO:n är byggd med en triod DC90 och följs av ett buffertsteg med DF91. VFO:n är den del som krävt i särklass mest labbande, detta beroende på valet av kapacitansdiodavstämning istället för vridkondensator.



De första försöken med en Colpittsoscillator gav vid handen att frekvensen drev kontinuerligt med $\sim 100\text{Hz}$ per sekund uppåt några kHz för att sedan vända och driva neråt med samma fart. Det var helt omöjligt att få den stabil. Jag trodde först att det berodde på ett dåligt rör så jag bytte rör men ingen skillnad. Kapacitansdioden byttes ut mot en fast kondensator och VFO:n stod nu i princip stilla. Problemet var med andra ord kapacitansdioden.

Jag övergick nu till försök med en serieavstämmd Clapposcillator. Spolen har i denna koppling större induktans än i Colpitts-kopplingen och ska enligt litteraturen ha en reaktans på $\sim 300\text{ohm}$ som medför $\sim 22 \mu\text{H}$. Jodå, den blev bättre men drev fortfarande fram och åter och stannade aldrig. Efter lite funderande insåg jag att sannolikt berodde detta på att växelspänningen över kapacitansdioden var för hög.

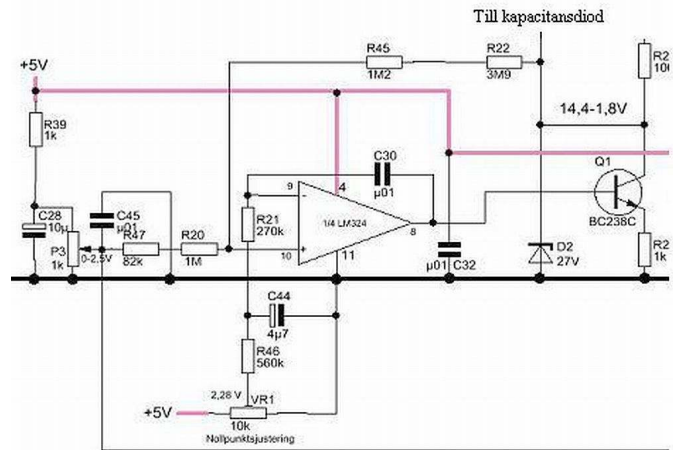
Med hänsyn till nödigt frekvensområde så gjordes nu kopplingen om så att diodens kapacitansvariation utnyttjades mera, d.v.s. stor kapacitans vid lägsta frekvens och därmed mindre växelspänning över dioden. Nu blev stabiliteten näst intill acceptabel. Men, man får inte vara riktigt nöjd. Nu gick det inte trots fruktlösa försök att täcka hela frekvensområdet. Över $\sim 2300 \text{ kHz}$ så slutade den helt enkelt att svänga.

För att göra en mycket lång historia kortare så minskades slutligen spolens induktans ytterligare med större kondensator som följd och VFO:n täcker nu hela området och driften är helt acceptabel, ungefär 300 Hz från 1 minut efter start till fortvarighet. En diod från gallret till chassiet ser till att begränsa amplituden och hjälper troligen till att minska driften. VFO:n har ett buffertsteg innan signalen går till blandarröret.

Avstämning sker med en 10-varvig potentiometer på 1 kohm. Den är tråd lindad med följd att upplösningen inte är oändlig

utan ett visst "spelade" kan höras när man varierar tonhöjden på en CW-signal, dvs. som på MODERNA apparater.

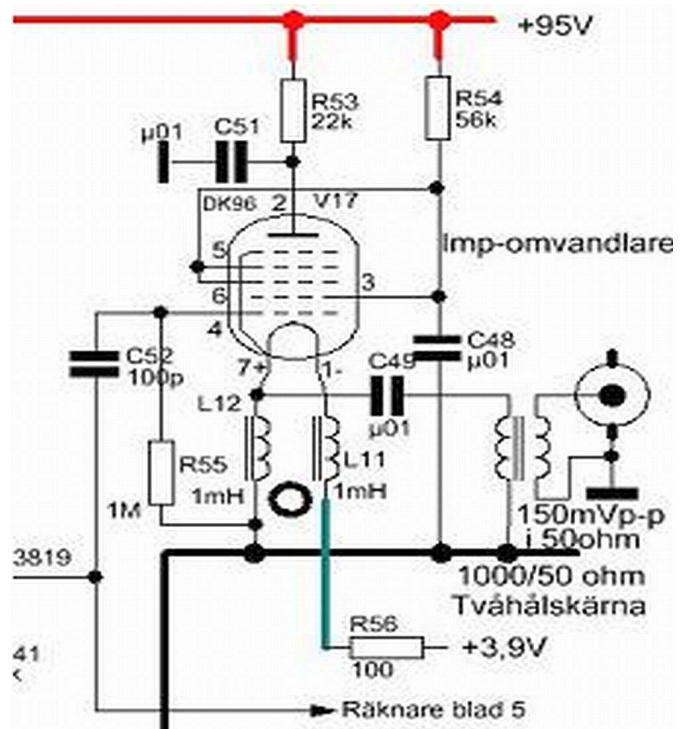
Nödvändig spänningsvariation till kapacitansdioden är ungefär 1,8 till 14,4 V. Skulle man ta ut 14,4 V direkt från potentiometern så behövs ju 14,4 mA genom den, dvs. nästan lika mycket som hela mottagaren förbrukar. Därför användes en operationsförstärkare för att omvandla 0-2,5 V från potentiometern till 14,4-1,8 V till dioden. 10 varv på VFO-ratten medför 30 kHz per varv vilket är aningen mycket.



Zenerdioden D2 kan tyckas onödig men skyddar Q1 om man skulle råka ansluta anodspänningen men inte glöden.

Impedansomvandlare

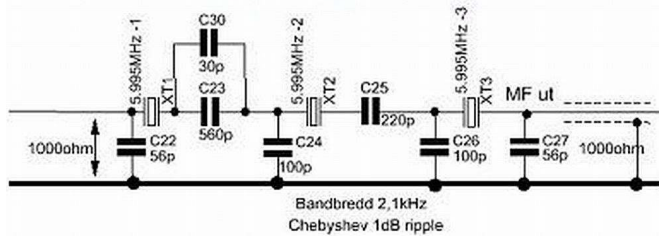
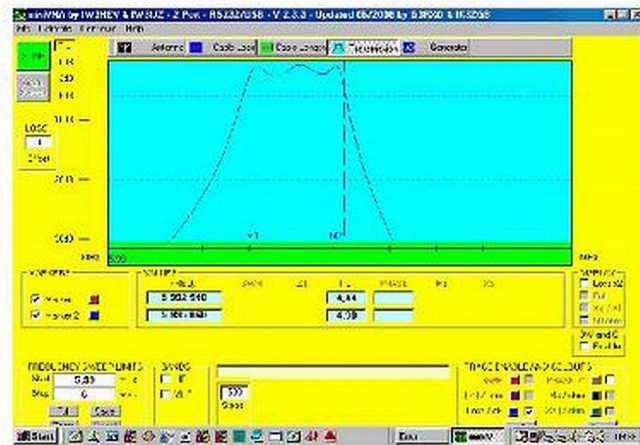
För ett eventuellt framtida tillkommande sändarbygge har VFO:n försetts med ytterligare ett buffertsteg för omvandling av VFO-signalen till "50 ohms-nivå".



Varför då använda ett pentodkopplat DK96? Jo, röret är dåligt och duger inte som blandarrör men väl som buffertsteg.

Kristallfilter

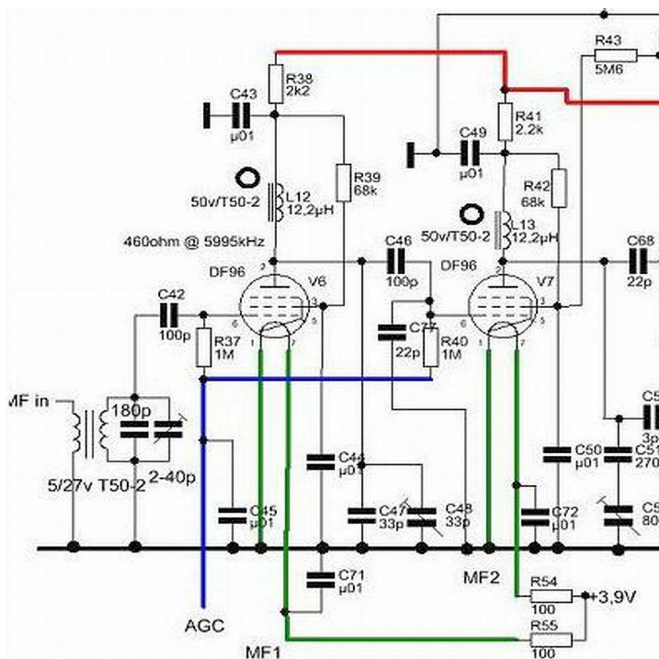
Filtret är bestyckat med endast tre kristaller på 5,995 MHz, hembyggt och av serietyp. Bandbredden är vald till 2,1 kHz. Helst skulle man ha flera kristaller men det var vad som stod till buds.



En idé är att ta bort bärvågskristallen och göra BFO:n frivängande så att filtret får fyra kristaller istället. Men signalerna på 80 m ligger ju nu inte direkt tätt så det är inga nämnvärda problem med bara tre kristaller.

MF-steg

Det finns två MF-steg beroende på antagandet att det inte är tillräckligt med ett enda med hänsyn till den dåliga bransheten.



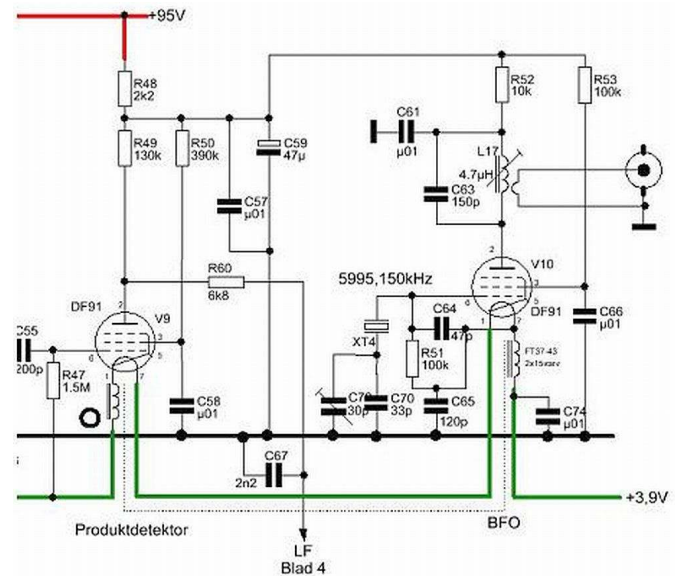
Dessutom medför två steg att reglerområdet för AGC:n blir större mätt i dB/V. Så här med facit i hand hade det nog ändå varit tillräckligt med ett enda MF-steg. Rören är 2 st DF96 som bara drar 25 mA var i glödström. Båda är AGC-reglerade. Då selektiviteten ligger i kristallfiltret är det tillräckligt med enkla avstämbara kretsar gjorda med T50-2 toroider för minsta läckfält. S-metern är kopplad till skärmgallret på steg 2 med en operationsförstärkare emellan för spänningsanpassning. När AGC:n drar ner förstärkningen stiger skärmgallerspänningen och därmed S-meterutslaget.

BFO

BFO:n är kristallstyrd och med röret DF91. Eventuellt kommer BFO:n att kompletteras med en variabel funktion för att man ska kunna ta emot det övre sidbandet om det så småningom blir någon konverter byggd för något annat band.

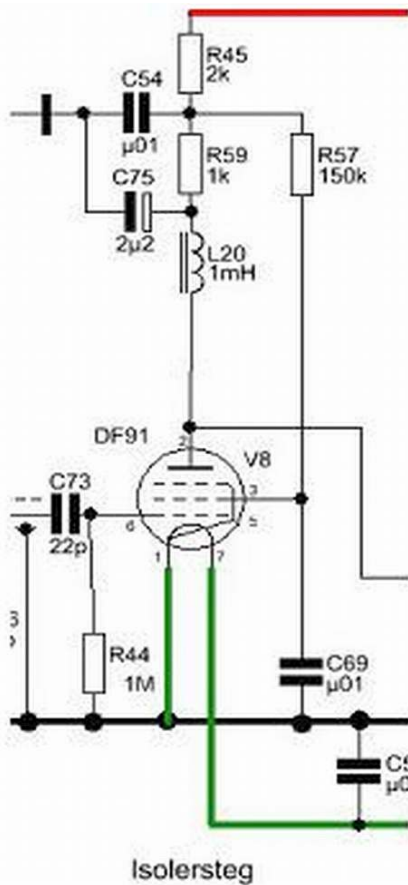
Produkt-detektor

Här användes ytterligare ett DF91, där BFO-signalen kommer in på katoden då glödtråden ligger i serie med BFO:ns glödtråd. "Nyttosignalen" går in på styrgallret. Det första försöket var med BFO:n in på skärmgallret, vilket fungerade men gav dålig LF-signal. Nästa försök var med anodmodulering med hjälp av en ferrittoroid som blev bättre, men nuvarande lösning där BFO-signalen överförs direkt mellan glödtrådarna är klart bäst. 10 mV signalspänning in ger ~500mV LF ut. BFO-signalen på glödtråden läcker kapacitivt över till styrgallret men stoppas för vidare färd av nedanstående isolersteg.



Isolersteg

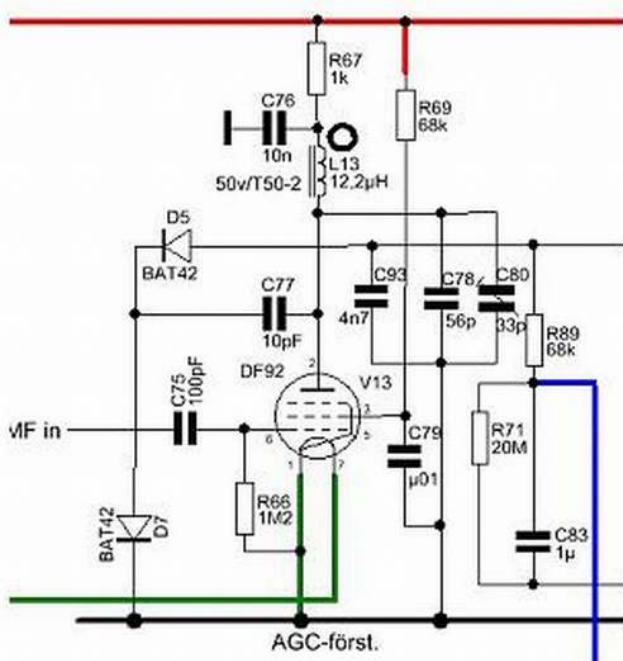
Detta steg fanns inte med till en början, men det visade sig att BFO-signalen gick bakvägen in i AGC-förstärkaren så att det inte blev någon riktig AGC. Även här användes DF91. Det som kommer ut från MF-steg 2 går nu dels till detta steg och dels till AGC-förstärkaren och BFO-signalen kommer inte vidare bakvägen.



Då detta steg inte fanns med från början fick det (med facit i handen) en tokig placering rent fysiskt med en del "spännande" fenomen som följde.

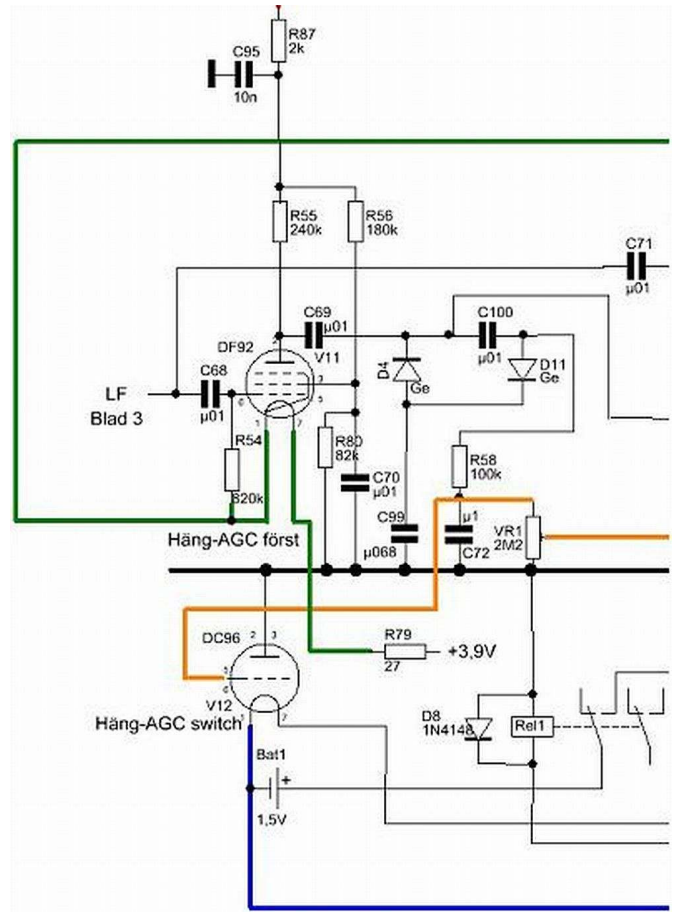
AGC-förstärkare

Här används ett DF92 som förstärker MF-signalen ytterligare och i anodkretsen likriktas och spänningsdubblas det.



Ytterligare ett DF92 används för att förstärka LF-signalen som därefter även den likriktas och sedan spänningsstripplas.

Tidskonstanterna efter likriktningarna är helt olika, lång efter MF-förstärkningen och kort efter LF-förstärkningen. Den sistnämnda likspänningen är sedan kopplad dels till det magiska ögat och dels till DC96-ans styrgaller. När det finns LF-signal är DC96 effektivt strypt då gallret är betydligt mera negativt än glödtråden (AGC:n). Strax efter att LF-signalen försvunnit så leder DC96, AGC-spänningen dras upp mot 0 V och förstärkningen ökar snabbt. Röret har lite för hög inre resistans så urladdningen blir egentligen inte tillräckligt snabb men nu var det ju rör det gällde i görligaste mån, annars är en JFET bättre.



Då AGC-signalen ju hela tiden är "svävande" så kan inte den ordinarie glödspänningen användas till DC96 utan ett separat batteri behövs. Glödspänningen är enbart inkopplad om häng-AGC är vald. För att inte denna glödspänning ska fortsätta att vara tillslagen även när apparaten stänges av, med tomt batteri som följd, styr omkopplaren ett litet relä som faller om ordinarie glödspänning bortkopplas. Vanlig AGC kan väljas vilket innebär att när signalen försvinner tar det en stund innan förstärkningen ökar.

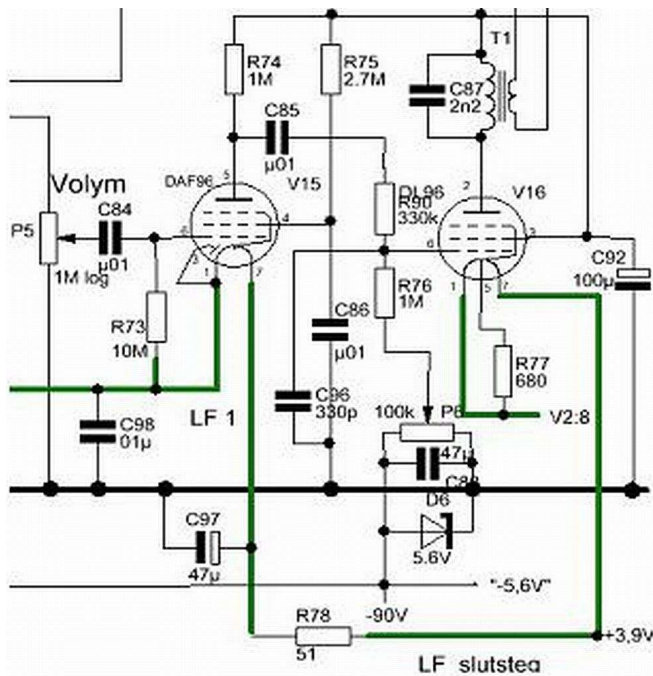
AGC:n har liksom VFO:n krävt mycket experimenterande. Dioden D10 ser till att förstärkningen kvickt dras ner, "fast attack". Utan den tar det lite längre tid innan förstärkningen dras ner med följd att det blir ett kort ögonblick med stark signal och ett "plopp". Mera labbande kan nog behövas med detta. För att testa funktionen byggdes provisoriskt en

oscillator med en 555 som nycklar ett litet tungrelä för in- och urkoppling av signalgeneratoren.

LF-steg och slutsteg

Denna del är bestyckad med DAF96 samt DL96. Slutröret DL96 är det enda rör som behöver negativ gallerförspänning. För att jag inte ska behöva använda en separat spänningskälla får hela apparatens anodström ~21mA passera en zenerdiod på 5,6 V. En potentiometer parallellt med dioden används för att ställa in lämplig vilostrom. Samma spänning används även till HF-förstärkningen.

Utgångstransformator för denna typ av rör är inte lätt att hitta men jag har använt en nättransformator från en skrotad nätdel, den typen man sätter direkt i vägguttaget. Den har lite tokig frekvensgång men är acceptabel. LF-kortet var ju det första som byggdes och är det som egentligen är starten till hela projektet.



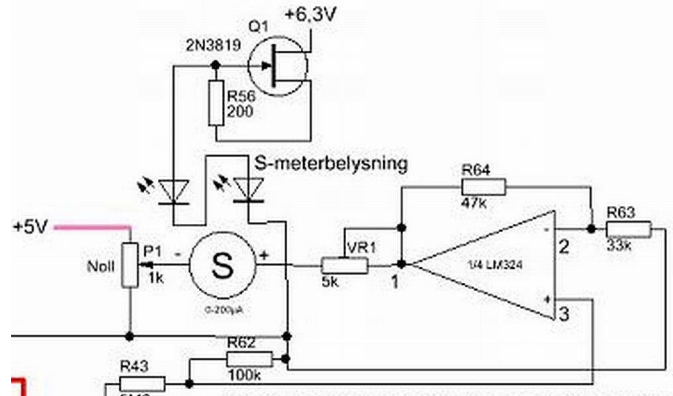
Från början tänkte jag ha en yttre högtalare med hänsyn till eventuell mikrofoni. Nu visade det sig att jag råkade ha en högtalare från en skrotad tv som passade precis. Batterirör är rätt mikrofonska, något som medförde att vibrationerna från högtalaren mycket riktigt gick in i produktdetektorn med självsvängning som följd vid hög volym. Genom att jag flyttade om rören och hittade det som var minst mikrofonskt gick det att få bukt med detta.

Magiskt öga

En mottagare av denna "årgång" är självklart inte fullständig utan ett magiskt öga. Det styrs av den likriktade lf-signalen. Jag visste inte om att det fanns ögon till batterimottagare men hittade DM70 och det tar nu hand om de snabba signalstyrkändringarna medan S-metern tar de långsamma. Ett måste för den seriöse. När ögat inte behövs kan anodspänningen stängas av med en separat strömbrytare då magiska ögon inte är särskilt långlivade.

S-meter

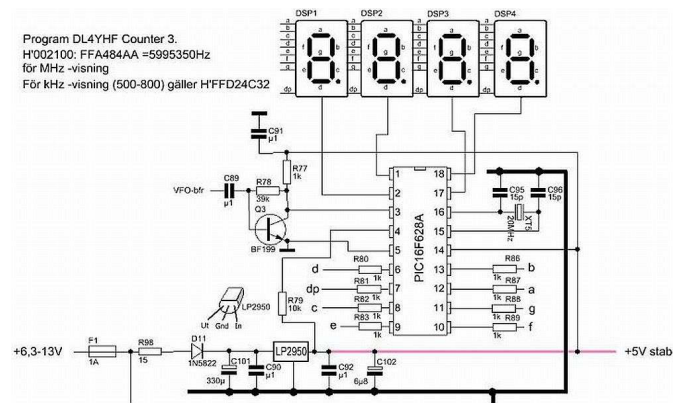
Instrumentet drivs från 2:a MF-stegets skärmgallerspänning och anpassas till 0-200 µA med en operationsförstärkare.



S-metern är belyst av två seriekopplade blå lysdioder som matas via en konstantströmkälla i form av en FET, detta för att ha möjlighet till matning med allt mellan 6,3 och 13 V utan att ljusstyrkan varierar.

Frekvensvisning

DL4YHF har uppfunnit denna frekvensräknare. (Se: www.ql.net/dl4yh/freq_counter/freq_counter.html). Det är en finurlig konstruktion med fyra siffror byggd med en PIC-processor PIC16F628. Då första siffran ju alltid är 3 så är den bortvald och displayen visar istället 500-800 kHz med en decimal.

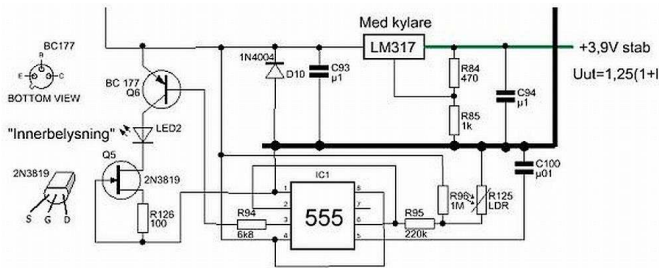


Denna konstruktion är anpassningsbar till valfri mellanfrekvens bara genom att gå in i koden och ändra. En till VFO:ns buffertsteg mycket löst kopplad 2N3819 ger nivåomvandling från "högspänning till lågspänning". På kortet finns en spänningsregulator för +5 V som även användes till matning av VFO-styrningen.

Spänningsmatning +3,9 V

Till en början var alla glödtrådar kopplade i parallell och matade med stabiliserad 1,4 V. Den totala strömförbrukningen blev då ~600 mA vilket innebar att totalt förbrukade glödtrådarna ~1 W medan det brändes bort

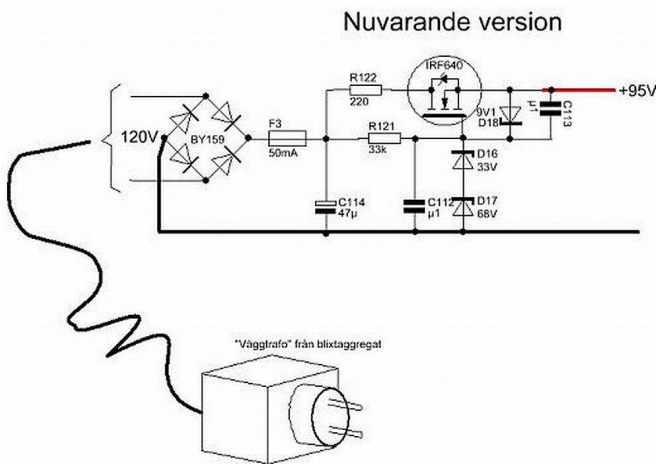
~3,5W i stabbkretsen. För att komma runt detta är nu glödtrådarna till flertalet rör kopplade i serie i någon form och det eldas inte lika mycket för kråkorna i stabbkretsen längre.



Att koppla glödtrådarna i serie är emellertid lite äventyrligt med batterirör då högfrequensen har stor benägenhet att via glödmatningarna ta sig önskad väg.

Anodspänningsmatning +95 V

Anodspänningen tas från laddaren till ett gammalt havererat blixtaggregat och stabiliseras med zenerdioder och en FET, IRF640.



Innerbelysning

Batterirör lyser inte. För att få fram den rätta rörkänslan är en vit lysdiod inmonterad som åtgärdar detta. Även denna lysdiod är matad via en konstantströmkälla. Självklart är den försedd med automatik, en 555 tillsammans med ett fotomotstånd, så att den inte lyser i onödan när det är dagsljus.

Prestanda

På kul har jag gjort lite mätningar:
 MDS (Minimum Detectable Signal) = -134 dBm
 IP3 är med 100 kHz frekvensavstånd -2 dBm. Minskar man frekvensavståndet till 50 kHz blir resultatet -11 dBm.

Övriga kommentarer

Första inkopplingen av spänningarna är alltid en "spännande" tillställning vid ett hembygge. Den resulterade inte i rök men väl i ett flertal självsvängningar samtidigt:

"Motorboating" i LF-delen, mikrofon, självsvängning i MF-delen samt i AGC-förstärkaren. Dessutom banade sig BFO-signalen väg baklänges in på blandarrörets glöd, vidare via det utanför passbandet inte alltför dämpande kristallfiltret och förstärktes enormt i MF-delen. Avkoppling av blandarrörets glöd stoppade BFO:ns vidare illgärningar.

Displayen skickar ut en massa lågfrekvent rassel som inte var lätt att hitta var det gick in i LF-en. Det visade sig till slut ta sig in på glödtråden på LF-röret. En 47 µf elektrolytkondensator till chassiet löste problemet.

Det är lite äventyrligt att blanda halvledare med rör i ett bygge av denna typ. Röret tål en massa misshandel och felkopplingar, LF-delen kördes av misstag vid ett av de första proven med drygt 130 V utan att ta någon märkbar skada, medan halvledarna inte tål någonting alls. Vid försöken att stoppa självsvängningarna genom bättre avkoppling här och var råkade jag komma åt +5 V med en något uppladdad kondensator. Processorn i frekvensräknaren dog omedelbart och displayen blev helsvart.

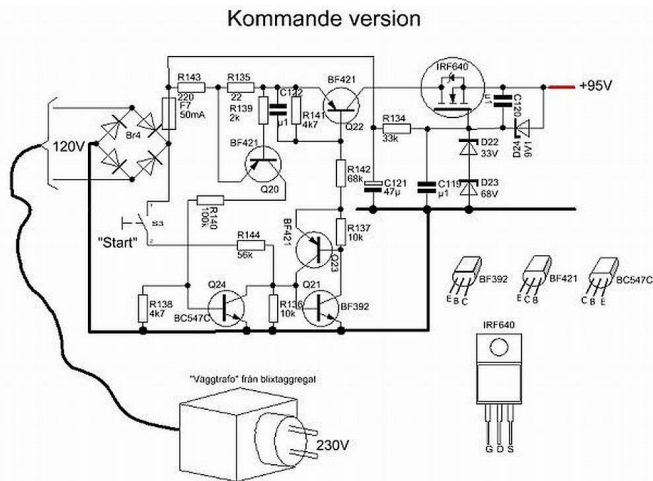
Eventuella kommande modifieringar och kompletteringar om andan faller på:

- * Byte av kristallfilter till 6,0 MHz med flera kristaller och eventuellt ett separat CW-filter.
- * Varierbar BFO
- * Byte av blandarrör till pentod
- * SM6HYG tipsade om att man kan höja strömmen genom HF-rör och blandarrör för att möjligen förbättra storsignalegenskaperna. Måste nog testas.
- * DC/DC-omvandlare så att apparaten helt kan köras på 12 V DC.
- * En selectoject (kombinerat bandpass- och notchfilter) vore inte fel. Dock går det åt minst sex rör till detta då kopplingen kräver att signal tas ut både från anod och katod. Katoden kommer man ju inte åt så fasvändning måste göras i ett separat rör. Möjligen skulle man göra det med FET:ar istället.

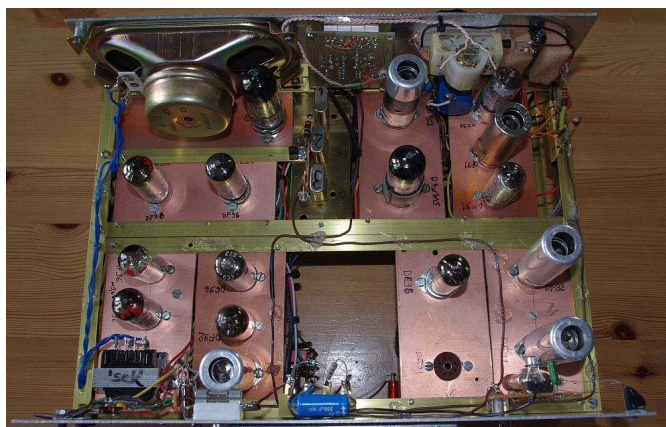
* Sändardel i en separat låda. VFO och BFO finns ju redan. Det är bara att blanda och förstärka till ett litet slutsteg med några DL93 i parallell. Ytterligare en PIC-processor skulle kunna användas som både elbugg och för tidsfördröjningen till break-in. Då kan man införa en funktion som vad jag vet inte ens finns i apparater i 100000-kronorsklassen, nämligen att hängtiden vid break-in varierar beroende på elbuggens hastighet. Högre hastighet skulle medföra snabbare återgång till mottagning.

* En mottagare av idag är inte komplett utan en tyristor. En komplettering som är separat provad men ännu inte införd är

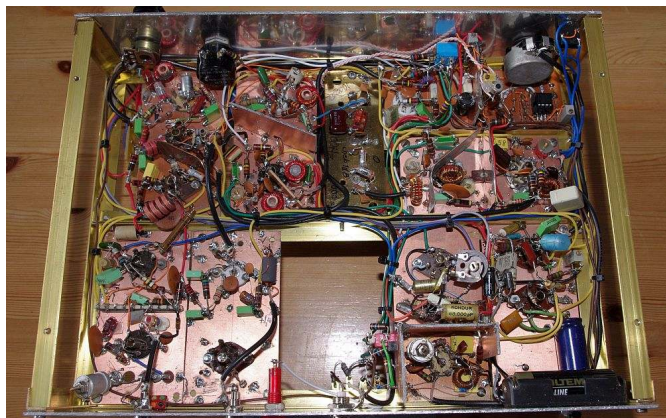
en snabb kortslutningsskyddad anodspänningsmatning. Där användes inte en tyristor, en sådan som tål spänningen fanns inte i fyndlådan, men väl tyristorkopplade transistorer Q21 och Q23 och så har man fått med även denna komponent i bygget.



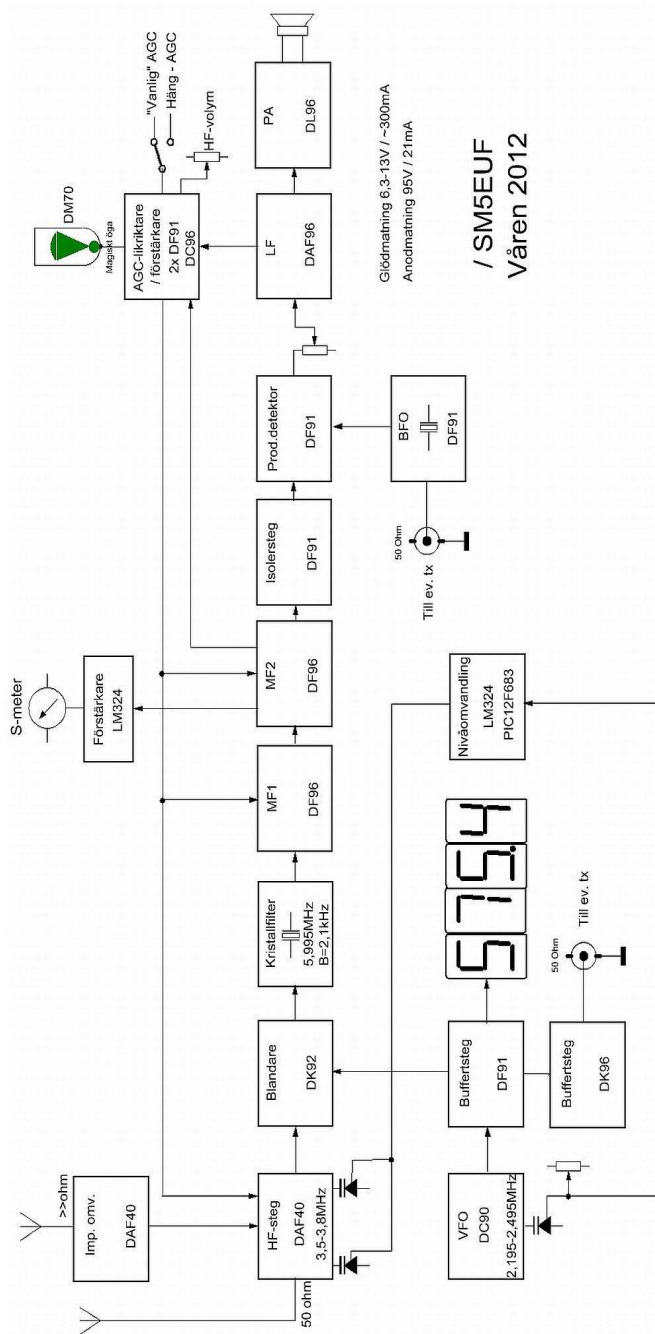
Världens enda 80 m batterirörsmottagare med PIC-processor och tyristor är då ett faktum!



Mottagarens ovansida



Mottagarens undersida



Blockschema över Batterirörsmottagare BrM80

Oändliga möjligheter finns med dagens (och gårdagens) komponenter. Det är en gigantisk bygglåda. Det är bara att sätta igång. Vad väntar du på, du som orkat läsa ända hit?

@



W3DZZ - en bortglömd (?) trådantenn för fyra band

- av Lennart Nilsson, SM5DFF -

Den mest populära multibandantennen på 1970-talet tycks ha fallit i glömska. I Elfa-katalogen 1967 fanns en W3DZZ tillverkad av Fritzell som tålde 150 W, den hade mörkröda ingjutna kretsar. Två år senare var sortimentet utökat med en högeffektvariant med spolarna i långa aluminiumrör.

KW Electronics sålde G8KW-versionen med seriekopplade keramiska skivkondensatorer på en plint ovanför spolen. På 1970-talet salufördes en lågprisantenn med spärkkretsar av dubbelsidigt glasfiber-laminat där induktansen var en etsad spiral. Jag mätte på ett par sådana, de var oanvändbara eftersom resonansfrekvensen låg helt fel och Q-värdet var alldeles för lågt. Möjligen fick W3DZZ-konstruktionen dåligt rykte genom amatörer som hade valt dessa. Bandbredden är på 80 och 40 m-banden mindre än för monobandsdipol men verkningsgraden är obetydligt lägre, det finns ingen anledning att undvika W3DZZ-antennen på grund av befarade höga förluster.

Funktion

Med parallellresonanta spärkkretsar avstämda på 7,1 MHz avskiljs en dipol klippt för 40 m-bandet från resten av tråden som är ca 33 m lång. Spolarna förlänger tråden elektriskt till resonans på 80 m-bandet och kondensatorerna förkortar tråden elektriskt till tre halv vågor på 20 m-bandet och fem halv vågor på 15 m-bandet. Resonansen på sju halv vågor hamnar runt 30 MHz så antennen blir inte bra på 10 m-bandet, vi får nöja oss med fyra band. Matningsimpedansen blir ca 45 ohm på 80 m, 70 ohm på 40 m, 95-100 ohm på 20 m och 115-120 ohm på 15 m. Den lämpligaste nedledningen är därför 75 ohm koaxialkabel med en balun i toppen. Strålningsdiagrammet är halv vågsdipolens på 80 och 40 m medan 20 m-bandet får en fyrklöver och 15 m-bandet uppsplittring på flera lober.

Utförande

Spärkkretsarna utförs med 50-60 pF kapacitans i parallell med 9-10 µH induktans och justeras med dippmeter till rätt frekvens och när det görs får inga anslutningstrådar vara kopplade till resonanskretsen.

En enkellagrig, luftlindad spoles induktans kan beräknas enligt formeln:

$$L = (0,08d^2n^2) / (3d + 9l)$$

där spolens längd (l) och diameter (d) anges i cm. n är antalet varv. Spolens induktans fås i µH.

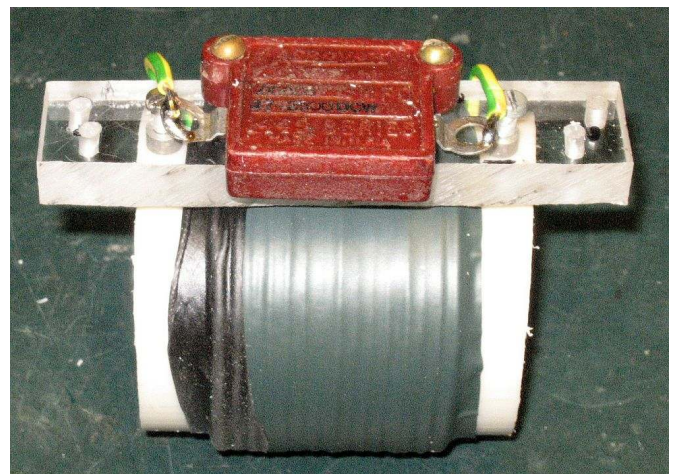
Med hjälp av formel i gammal Elfa-katalog vet jag att jag bör linda 16 varv.

Kondensatorn placeras utanför spolen, i beskrivningar i äldre ARRL-handböcker är kondensatorn placerad inuti den men där får inte finnas någon metall.



Rördippan avlyssnas i mottagare för exakt frekvens minus 25 kHz kompenstation för trådlängden.

Jag har tätlindat 15 varv 0,75 mm² plastisolerad kopplings-tråd på 50 mm PVC-rör, som är skruvat till en 8 mm tjock plexiglasremsa. Spolen är täckt av vulktejp och ovanpå detta finns ett lager plasttejp eftersom vulktejp inte är UV-beständig.



Den färdiga spärkkretsen kan finjusteras med ökat avstånd till ett yttervarv.



Spolens Q-värde mäts till 180 med 50 pF parallellkapacitans.

Q-värdet med 50 pF kapacitans uppmättes till 180. Kondensatorn, i detta fall en bakelitingjuten glimmerkondensator på 50 pF 2500 V DC, är skruvad på ovansidan av plexiglas som i ändarna har hål för antenntråden. Effekttåligheten är med denna kondensator ca 700 W medan min högeffektversion använder en keramisk knappkondensator som tål 3000 V. Kondensatorer för lägre spänning kan seriekopplas, till exempel sex stycken 330 pF 500 V, men tänk på att de ska vara temperaturstabila.

Intrimning

Ändarnas längd anpassas till resonans på 20 m- och 15 m-banden varvid man får ta det man får på 80 m-bandet. Om man däremot nöjer sig med två band kan trådlängden justeras till önskad frekvens på 80 m. Om resonansen har hamnat rätt på 20 m-bandet men ligger för högt på 15 m-bandet kan man låta en tråd på ca 20 cm hänga ned från antenntråden 3,5 m på varje sida om mitten, den hamnar då i spänningsmaximum på 15 m och påverkar 20 m mindre.

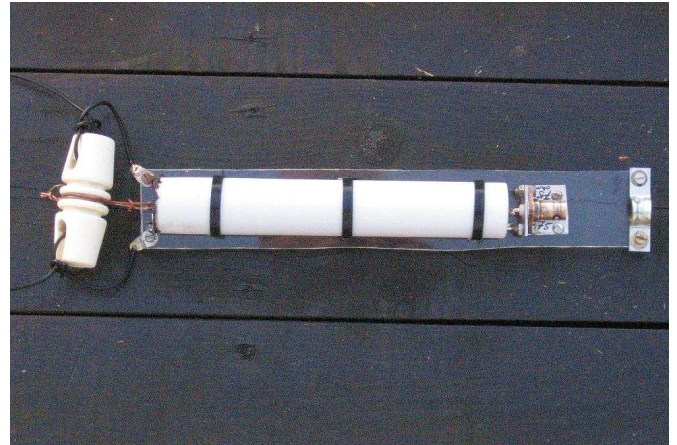
Balun

Dess funktion är att isolera antennen från strömmar på koaxialkabelns utsida, eventuellt snedvridet strålningsdiagram som man vill undvika med riktantennar är oväsentligt här. Om skärmen plockar upp oönskade signaler från den störningsdimma som ofta omger ett hus kan dessa ledas till ena antenhalvan och stråla över till den halva som är ansluten till kabelns innerledare.



Strömbalunens lindning på 13 cm ferritstav.

Det är alltså ett mantelströmsfilter som behövs och dess impedans behöver vara ett par kiloohm för effektiv isolering. Min strömbalun är lindad med 51 varv 0,75 mm parallella trådar på en 13 cm ferritstav, den ena tråden är teflonisolerad och den andra är enbart emaljerad. Lindningsimpedansen är ca 80 ohm och induktansen är 135 μ H vilket innebär 3 kohm på 80 m-bandet.



Den inkapslade balunen med anslutningar.

Se även ARRL-handboken kapitel 20 för information om hur man spärrar mantelströmmar.

Spärrets för W3DZZ i lågeffektutförande

Till en lättviktig portabelantenn gjorde jag kretsar på 37 mm PVC-rör med teflonisolerad tråd av 1,4 mm tjocklek. Glimmerkondensatorn är märkt 55 pF 1,5 kV (DC) och eftersom spänningen över den vid 100 W inte överstiger 560 V AC är marginalen betryggande.



Det skulle också duga med tre seriekopplade 150 pF av typen Dubilier 635 Mica som tål 350 V DC. Trådstumparna räckte precis till 15 tätlindade varv med en lindningslängd av 21 mm och induktansen 9,2 μ H. Trots tunnare tråd är Q-värdet högre än i min större version, 240 gentemot 180, det kan bero på annan formfaktor eftersom lindningen är kort och kanske teflonisoleringen påverkar resultatet. Denna gång använde jag gratisprogrammet RFSim99 för beräkningen.

@



Månadens mottagare Drake R-4 familjen

- av Karl-Arne Markström, SMOAOM -

Vi firar den tionde artikeln i serien genom att presentera en av de storsäljare som kom fram under 1960-talet.

R L Drake Company

Företaget började i oansenlig skala i Miamisburg, Ohio under andra världskriget [1] Man producerade olika former av enklare elektronik samt elektriskafilter åt USA:s militär. När freden kom 1945 började Drake att tillverka olika amatörradiotillbehör som högpas- och lågpasfilter för att kunna motverka det tilltagande "TVI-spöket".

Under slutet av 50-talet skapades den ganska radikala mottagaren 1A som hämtade åtskillig inspiration från "high-end"-apparaterna på USA-marknaden under mitten av årtiondet [2].



Drake 1A

Drake 1A såldes under en ganska kort tid, och fick i början av 60-talet efterföljarna 2A och 2B som i stort byggde på samma konstruktionslösning.

Drake 2-serien var ett genombrott när det gällde prestanda med enkla medel, och den sammanföll med introduktionen av SSB inom amatörradion. Mottagaren blev också en försäljningssuccé. Även i Sverige blev den ganska vanlig.



Drake 2B

Drake 2-serien kommer att behandlas i mer detalj i en kommande spalt.

SSB-transceivrar från Drake

Det tidiga 1960-talet var också den tid när SSB-transceivrarna introducerades inom amatörradion i större skala. Den stora stilbildaren var Collins som kommit med KWM-1 och KWM-2 precis i slutet av 50-talet. Dessa apparater var ganska dyra, så andra tillverkare började titta på mer rimligt prissatta transceivrar.

Drake konstruerade en SSB-transceiver som fick beteckningen TR-3, som också innehöll Collins-innovationen permeabilitetsavstämd oscillator, PTO, för att åstadkomma en linjär frekvenskala. Drake hade genom att kritiskt analysera verknings sättet hos en PTO kunnat åstadkomma en betydligt enklare och billigare realisering än den som Collins använt.



Drake TR-3

I övrigt var TR-3 ganska konventionell, den var en enkelsuper med 9 MHz MF och använde de nyligen introducerade TV-linjeslutrören 12JB6 som PA-rör i stället för de 6146 som de flesta andra tillverkare brukade.

Formatet var dock ganska litet och lämpade sig för mobilbruk.

Formfaktorn återanvänds

TR-3 blev även den en stor framgång, och kort efter att produktionen kommit igång på allvar beslöt man inom R L Drake att skapa en "line" efter mönster av "Collins S-line"

Det mekaniska upplägget och "formfaktorn" hos TR-3 återanvändes i både mottagaren R-4 och sändaren T-4X. Skillnaderna mellan TR-3 och R-4 mottagarnas elektriska konstruktioner var dock flera;

- R-4 och T-4 använde permeabilitetsavstämning av samtliga lågnivåsteg,
- En dubbelsuperlösning med en första MF på 5645 kHz där ett 4-poligt kristallfilter användes,
- Ett permeabilitetsavstämt variabelt MF-filter som medger passbandsavstämning på den andra MF-en 50 kHz med 4 omkopplingsbara bandbredder ersatte de två kristallfiltren på 9 MHz för sidbandsval,
- Frekvensgenereringen för alla band använder blandning mellan en kristallfrekvens och PTO:n så att frekvensinställningen gick åt samma håll på alla frekvensband.
- En störbegränsare, "noise-blanker", fanns som standardutrustning
- Konstruktionen var inte begränsad till amatör-radiobanden, utan det fanns möjlighet att komplettera med extra bandkristaller för andra frekvensband.

Kretslösning hos R-4 familjen

Mottagaren börjar med ett HF-steg med det nyutvecklade röret 12BZ6 och därefter blandare med 6HS6.

Lokaloscillatorfrekvensen åstadkoms genom att PTO-frekvensen blandas i ett ytterligare 6HS6 med en kristallfrekvens som ligger 11,1 MHz över den lägre kanten på det band som mottagaren ska kunna ta emot på. Totalt 10 extra kristaller kan monteras i en panel av kristallhållare på apparatens baksida.

För speciella användningar kan hela lokaloscillatorsystemet kopplas bort och ersättas med en extern styrkristall. Efter detta följer ett kristallfilter på 5645 kHz, en andra blandare med 12BE6 och en konventionell MF-kedja med 12BA6 på 50 kHz.

Det avstämbara bandpassfiltret samt ett T-notchfilter är monterat före MF-stegen på 50 kHz. Notchfiltret var nödvändigt för att kunna undertrycka beat-toner mellan AM-stationer vilket var ett mycket stort problem vid denna tid.

En produkt-detektor med fast BFO samt en diod-detektor för AM fullbordar signalvägen.

Alla avstämda kretsar i signalvägen använder permeabilitets-avstämning, men genom att inte HF- och VFO-inställningar behöver vara gangade blev mekaniken inte alls lika komplex som i Collins KWM-2 och S-line.

Specifikationer för R-4, R-4A och B

- Känslighet 0,25 μ V (pd) för 10 dB S/N
- Selektivitet vid -6 dB
 - 400 Hz
 - 1200 Hz
 - 2400 Hz
 - 4800 Hz
- LF-uteffekt 1 W vid 10 % distorsion

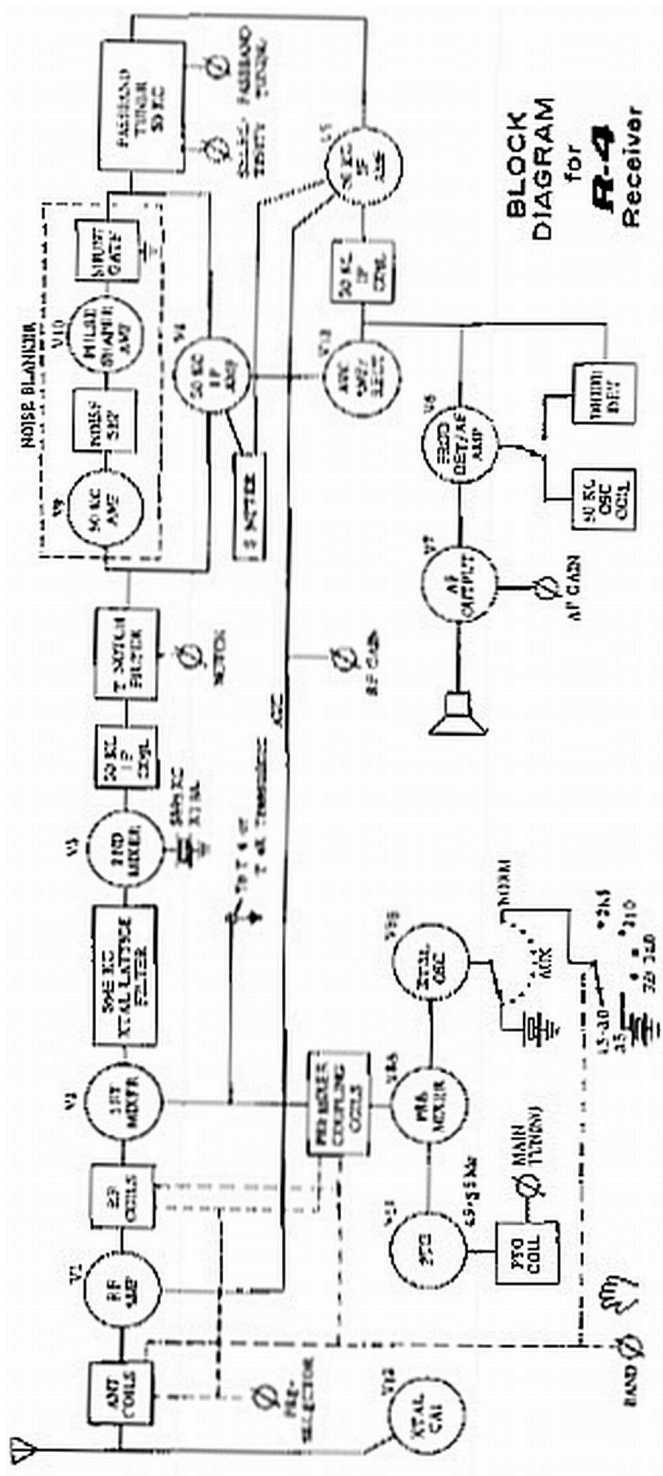
Prestanda

R-4 var en mottagare med höga prestanda för sin tid. Genom att den använde ett genomtänkt blandningsschema och tämligen mycket filtrering i sina signalkedjor var mängden falska signaler eller "spuriuser" mindre än i många av dess samtida konkurrenter.

Den var dock även den konstruerad efter principer som var typiska för det tidiga 60-talet som premierade parametrar som känslighet.

Metoden att sätta ett smalt kristallfilter efter första blandaren medförde att prestanda i avseende på grannkanalselektivitet förbättrades påtagligt [3].

En fungerande "noise-blanker" var en ny funktion som tidigare inte funnits. Den klarade av att ta bort både vanliga impulsstörningar och de störningar från LORAN som var en prövning under 60/70-talen på ett nöjaktigt sätt.



Blockschema för Drake R-4

Varianten R-4A

R-4 blev ganska kortlivad. Redan inom ett år efter introduktionen 1964 kom en ny variant som innehöll en del förbättringar, och en mindre justering av dispositionen av frontpanelen. Dessutom fick PTO:n halvlederbestyckning för att minska temperaturdriften.



Drake R-4A

Varianten R-4B

Ett par år senare kom nästa variant samtidigt som sändaren T-4XB introducerades. Den främsta skillnaden mot tidigare versioner var en FET-baserad PTO samt en moderniserad rörbestyckning. R-4B såldes i cirka 6 år innan den efterträddes av R-4C.



Drake R-4B

Varianten R-4C

I början av 70-talet gjordes en ytterligare omkonstruktion. I stället för det mekaniska systemet i den sista MF-en för passbandsavstämning kom i stället ett helt elektroniskt. Detta medgav att kristallfilter med valbara bandbredder kunde användas på 5645 kHz. Nackdelen med detta var att vid den höga MF-frekvensen 5645 kHz fanns en uppenbar risk att signaler kan läcka förbi och forcera flankerna på kristallfiltren så att deras flank-branшет inte kunde användas fullt ut. Flera ombyggnads-beskrivningar [4] för R-4C har publicerats för att råda bot på problemet.



Drake R-4C

SW-4 och SW-4A

En variant för DX-lyssnare tillverkades under en kort tid under 60-talets mitt. Denna var i princip R-4A, fast försedd med bandkristaller för kortvågsrundradiobanden, och vilken saknade CW/SSB-selektivitet samt produkt-detektor. Den hade också långvåg- och mellanvågsband och var därmed en föregångare till SPR-4.

SW-4 tillverkades i ett litet antal och är numera extremt ovanlig.



Drake SW-4A

SPR-4

I slutet av 60-talet kom förbättrade halvledare, som MOSFET:ar, på marknaden. Drake kom att konstruera en helt halvledarbestyckad variant av R-4 som fick namnet SPR-4. "SPR" står för "Solid state Programmable Receiver".

Denna motsvarade R-4B i ganska stor detalj, men använde inte den mekaniska passbandsavstämningen. Genom användning av MOSFET förbättrades storsignalegenskaperna påtagligt.

Under några år hade SPR-4 bland de bästa storsignalegenskaperna hos halvledarbestyckade mottagare på marknaden. Unikt för SPR-4 var också att den hade ett långvågsområde. SPR-4 har fortfarande ett gott rykte för egenskaper som DX-lyssnare efterfrågar. Många tropikbandslyssnare höjer SPR-4 till skyarna.



Drake SPR-4

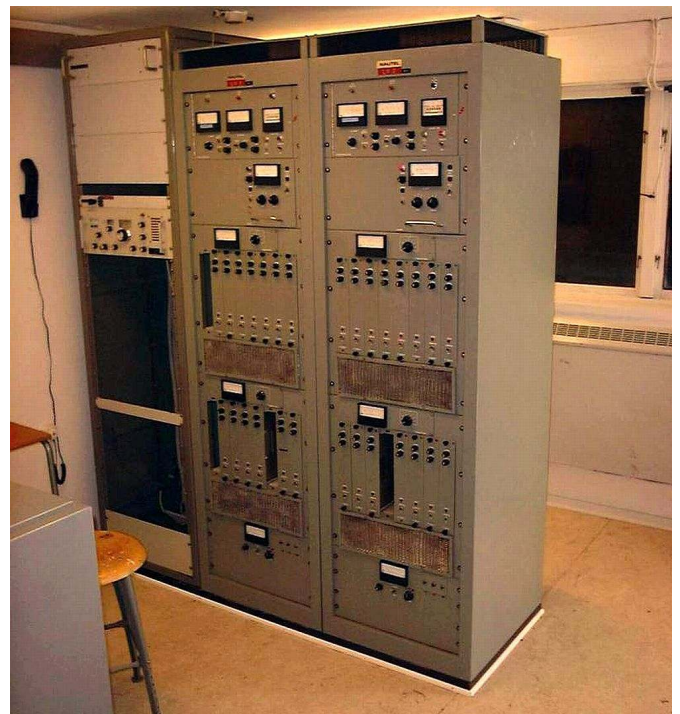
Marinradiovarianter

SPR-4 kom att anpassas till marinradiomarknaden. Den vanligaste varianten var RR-1, som hade godkännande från bl.a. norska och brittiska myndigheter som reservmottagare på radiopliktiga handelsfartyg.



Drake RR-1

Även i land var RR-1 populär som mottagare i kustradio-stationer, både lokalt och som fjärrmottagare för primärt 500 kHz.



Sändarannex med Drake RR-1 som kontrollmottagare

Kommersiella användningar

Det för sin tid mycket goda pris/prestandaförhållandet gjorde också att R-4 familjen fick användning i fasta stationer inom kust- och flygradio.

När HF-flygradiotjänster började erbjudas av svenska Televerket i slutet av 60-talet använde man ett stort antal Drake R-4A och B som passningsmottagare i Enköping Radio/SAZ. Även på Göteborg Radio/SAG förekom sådana mottagare.

Genom sin generella uppbyggnad kom R-4 serien att ingå i Drake-produkter för kommersiellt bruk.



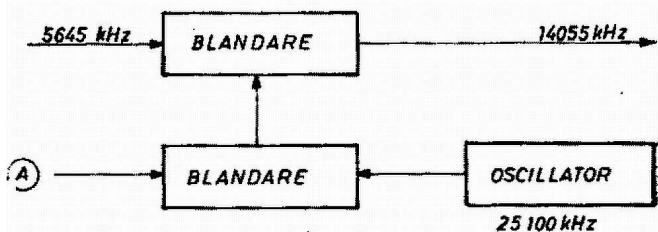
Drake TR-44

Under lång tid tillverkades också kombinationen TR-44, som var en hopbyggd kombination av mottagaren R-4 och sändaren T-4. Denna apparat var ganska vanlig i olika militära och kommersiella radionät. Det svenska utrikesdepartementet använde TR-44 under en lång tid.

Kuriosa

Blandningsschemat i "4-linjen" ansågs så intressant att de svenska certifikatsproven kom att innehålla en direkt referens till detta. Följande fråga ur ett samtida certifikatsprov för A- och T-certifikat publicerat i QTC 6/7 1974 lämnas som en övning till läsaren.

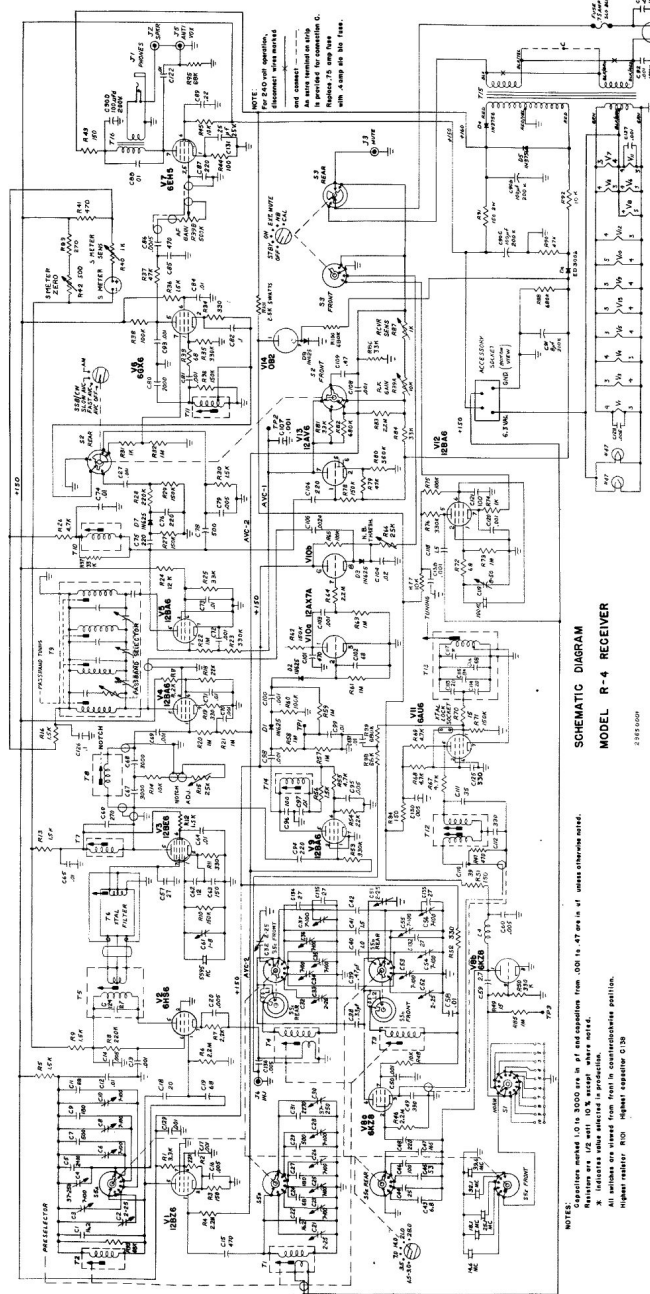
Figuren visar förenklat hur bärvågsfrekvensen 14 055 kHz skall alstras genom två blandningar i en viss amatörsändare.



Vilken frekvens skall härvid matas in i punkt A i kopplingen?

- 5000 kHz
- 5200 kHz
- 5400 kHz
- 5500 kHz

Frekvensgenerering i Drake T-4X



Nästa spalt

Nästa spalt kommer att behandla de brittiska heltransistoriserade mottagarna under andra halvan av 1960-talet.

Referenser och litteratur

- [1] John Loughmiller "A Family Affair - The R.L. Drake Story"
- [2] Fred Osterman "Communications Receivers" 3:dje upplagan 1997
- [3] "Receiver test data" <http://www.sherweng.com/table.html>
- [4] Bengt Falkenberg "Överhörningsproblem i mottagare Drake R4C" sid 20 i ESR Resonans nr 2/2012. (Detta nr)

@



Överhörningsproblem i mottagare Drake R4C

- av Bengt Falkenberg, SM7EQL -

Ett problem som säkert många noterat är att signaler läcker förbi de smala kristallfiltren i andra mellanfrekvensen (MF), 5695 kHz. Svagheten yttrar sig så att även om alla filter är borttagna ur sina hållare så hörs det gott om stationer på banden.

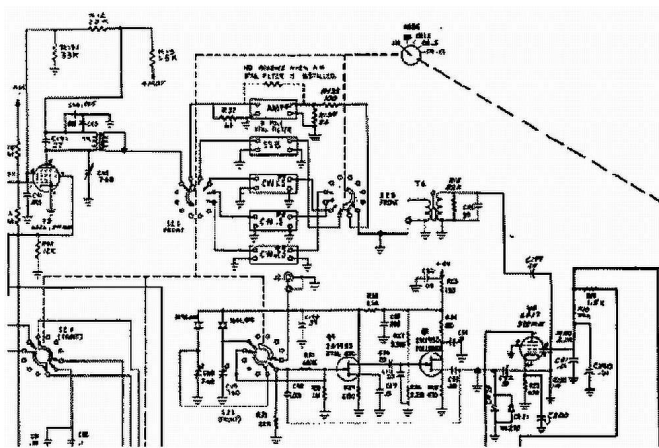


Fig 1. Del av schemat för R4C och som visar hur filtren för AM, SSB, 1,5 kHz, 500 Hz och 250 Hz kopplas om.

Självklart skall en bra radio vara helt tyst om filtren tas ur och läggs på bordet vid sidan om radion. R4C blir inte tyst. Det hörs faktiskt gott om stationer med filtren urmonterade och då inte bara de allra starkaste på banden. Huskuren för att åtgärda (dölja) problemet har nog för många Drake-ägare varit att byta ut 8 kHz-filtret i första MF mot ett 600 Hz-filter (Sheerwood modifieringen). På så sätt har många fått en bra radio. Svagheten vi nu skall kika närmare på gör dock att man inte fullt ut kan utnyttja 250 Hz-filtret och dess fina egenskaper, även om man bytt första filtret till 600 Hz. För att få ut maximala prestanda ur ett kristallfilter krävs en absolut tyst mottagare när 250 Hz-filter är borttaget.

Ingenjörerna på utvecklingsavdelningen hos Drake har med all sannolikhet känt till dessa brister och kanske också försökt lösa problemet. Man har i de många tillverkningsserierna provat olika lösningar och infört nya skärmlåtar som till viss del reducerat överhörningen. För att lösa problem från grunden måste man först reda ut var i konstruktionen bristerna finns. Tanken med detta projekt är att med små modifieringar åstadkomma stora förbättringar. Vill man gå ett eller två steg längre kan man göra som Tom W8JI, en total ombyggnad där i princip bara chassiet och rattarna behållits, eller som Phil VK6APH och Steve VK6VZ beskriver i QEX

Jan/Feb 2006 - "The Harmanized R4C - A High-Performance Analog HF Receiver" Inte heller här återstår särskilt mycket av originalkonstruktionen. Det är en läsvärd artikel som varmt rekommenderas.

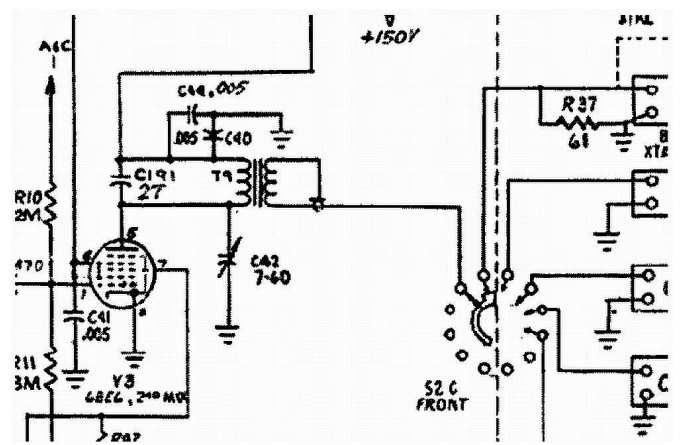


Fig 2. Transformator T9 med sekundärlindning för filtrets impedans 50 ohm.

Först kopplades koaxialkabeln från transformatorn T9 bort och sekundärsidan belastades med ett 50 ohmsmotstånd. (Kristallfiltrets nominella impedans)

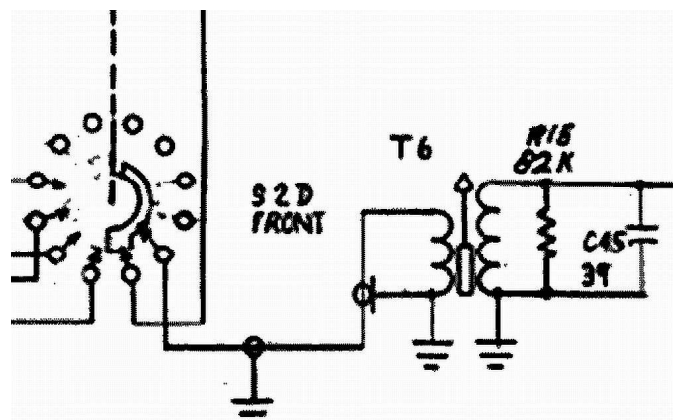


Fig 3. Transformator T6 med primärlindning för filtrets impedans 50 ohm.

Sak samma gjordes på primärsidan av T6. Hela filterpaketet med omkopplare och kablage är nu helt bortkopplat och felsökningen kan börja. Det konstaterades snabbt att överhörningsproblemen kvarstod och således kan man

tillsvidare utesluta filteromkopplingspaketet, dvs. omkopplardäcken och kablaget runt omkring.

Genom att peta och "känna sig för" med en kort skruvmejsel eller ännu bättre, en isolerad trådstump på 5-10 cm längd alternativt en plastisolerad mätprob som monterats på en isolerad pinne av något slag, går det snabbt att lokalisera högimpediva punkter i konstruktionen. Man närmar sig komponenterna och petar på olika lödpunkter, lyssnar på hur brusets ändrar sig, om störningar tillkommer etc.

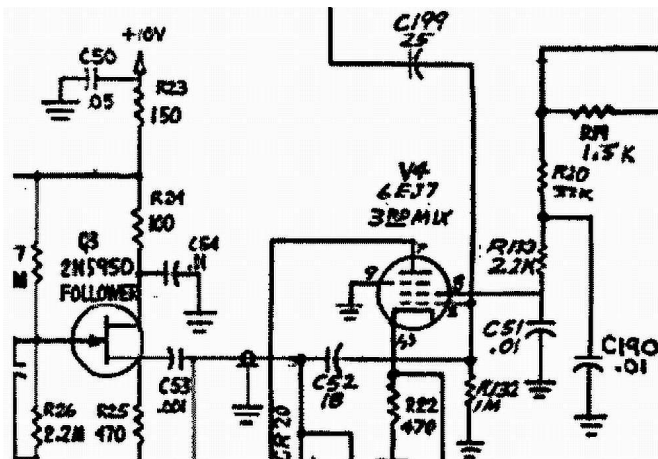


Fig 4. Tredje blandaren (Mixern).

Precis som många andra upptäckt och en del skrivit om i olika artiklar noterades att styrgallret i tredje blandaren V4 med dess komponenter var hyperkänsligt för yttre störningar. Man behövde faktiskt bara närma sig komponenterna med mätproben så brusade och rasslade det ordentligt i högtalaren. I praktiken fanns alltså en "aktiv antenn" i mottagaren som effektivt plockade upp alla störsignaler som kan ledas dit via ledningar och kablage. Nej, några antenner inne i mottagaren vill vi absolut inte ha. Botemedlet är att korta av tilliedningar och flytta såväl ledningar som komponenter närmare chassiet. Antennverkan reduceras därigenom, vilket också är precis vad som händer när våra vanliga mottagarantenner läggs på marken och antenntråden kortas av.

Hur gör man då i praktiken?



Fig 5. Närbild av komponenterna på rörhållaren till V4.

Mätproben i fig 5 pekar på kopplingskondensatorn C199 (27 pF) som är ansluten mellan T6 högimpediva lindning (stiftet längst nere till höger i bild) till 3:e blandaren (V4) pin 2.

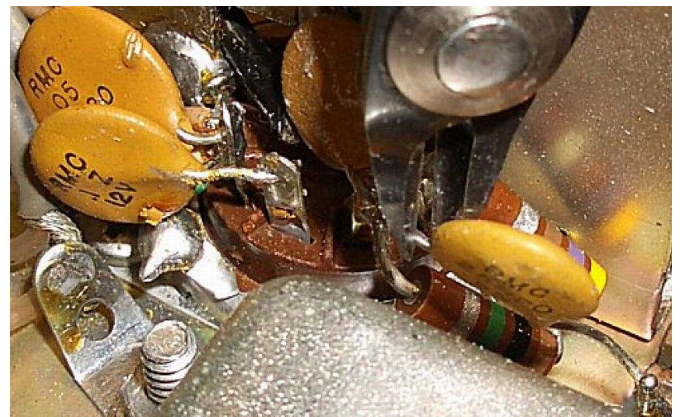


Fig 6. Kondensatorn C199 klipptes bort.

Med en sidavbitare klipptes kondensatorn bort. Överhörningen minskade då med c:a 20 dB.



Fig 7. Gallerläckan 1 Mohm flyttades för att komma närmare chassiet. (Minskad antennverkan)

Nästa känsliga komponent med "antennverkan" var gallerläckan på 1 Mohm. Genom att flytta den så att komponentkroppen hamnade dikt an plåtkanten på rörhållaren vanns ytterligare c:a 5 dB. På samma stift fanns även en annan kondensator, som skymtar till vänster bakom sidavbitaren i fig 6. Genom att flytta kondensatorn till andra sidan skärmplåten hämtades mer än 10 dB hem. Vi har nu minskat överhörningen med totalt 35 dB.

I detta läge är alltså hela filterpaketet fortfarande bortkopplat inklusive kopplingskondensatorn C199 mellan pin 2 (V4) och T6. Mottagaren kopplade in på stor antenn och banden lyssnades över. Någon överhörning kunde inte noteras. Inte ett pip läckte igenom och grunden är nu lagd för att påbörja det egentliga arbetet med att modifiera och förbättra kretsarna kring filteromkopplaren. Målet är naturligtvis att mottagarens selektivitet och förmåga att undertrycka störsignaler enbart skall bestämmas av stoppbandsdämpningen i de olika kristallfiltren. Någon signal som smiter förbi kristallfiltren vill vi inte veta av - absolut inte. Hur bra eller dåligt är då 250 Hz-filtret? Det skall nu mätas upp och den stoppbandsdämpning som filtret kan prestera får sedan ligga till grund för hur stor isolation som krävs i omkopplarpaketet.

Filtret anslöts till en HP 8753D Network Analyzer. Filtrets kåpa jordades i en bit plåt (jordplan 20 x 20 cm på bordet) där även mätkablar skärm var anslutna. Testuppkopplingen utan filter inkopplat visade på c:a 100 dB isolation vilket borde vara fullt tillräckligt även för ett mycket bra filter. Vid en okulär besiktning av hur mottagaren byggts upp ser vi att transformatorn T6 sitter väldigt ogynnsamt placerad med dess anslutningspinnar (antenn) i närheten av en stor kabelhärva. Dessutom finns en kondensator (stor antennverkan) parallellt med T6 högimpediva lindning.

T6 är just nu är den svaga punkten i konstruktionen och här krävs en modifiering. Ja, så kan man jobba på. Steg för steg och någorlunda metodiskt gäller det att först lokalisera svagheterna, finna lösningar, åtgärda problemen och slutligen verifiera förbättringen genom förnyade kontrollmätningar.

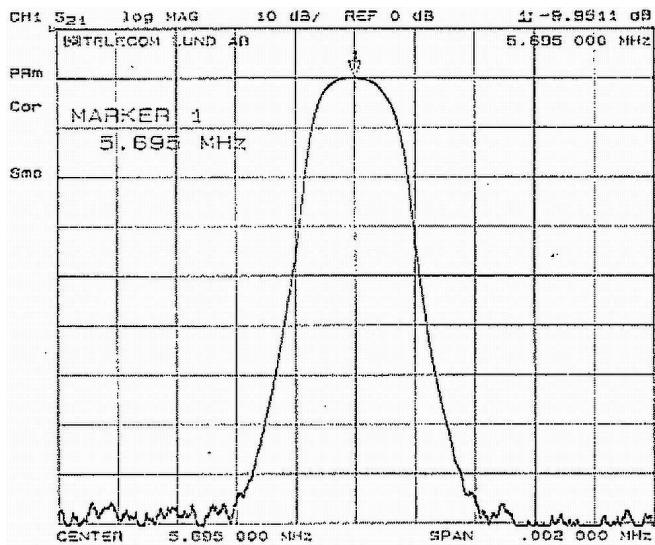


Fig 8, Kontrollmätning av 250 Hz-filtret i testjigg. Passbandsdämpning @ 5695 kHz 9,9 dB. Stoppbandsdämpning +/- 400 Hz relativt centerfrekvensen > 87 dB.

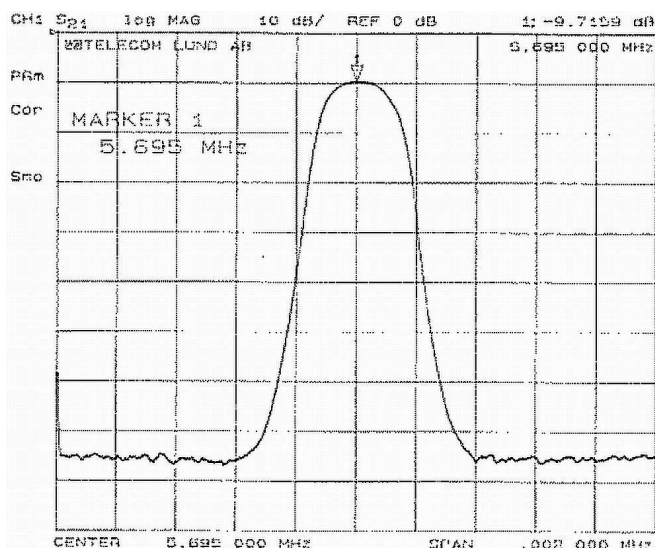


Fig 9. Samma filter men nu monterat på sin ordinarie plats i mottagaren och tillsammans med filteromkopplare och kablage. Stoppbandsdämpningen är nu 75 dB eller 12 dB sämre än vad filtret kan presterar under optimala förutsättningar. (Se fig 8)

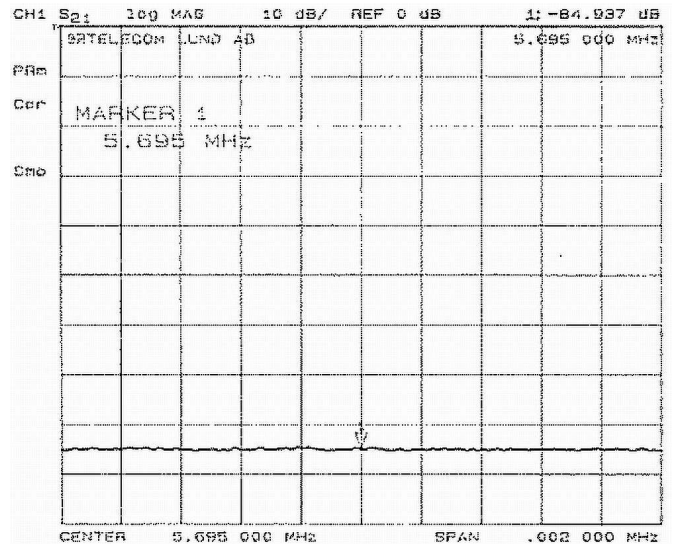


Fig 10. Kontrollmätning av omkopplarpaketet som i fig 9 ovan men med filtret borttaget. Dessa tre mätkurvor (fig 8-10) visar att det finns c:a 12 dB att hämta hem genom en filteromkopplare med högre isolation mellan in- och utgångar.

Den befintliga lösningen innehåller långa (20-30 mm) fritt exponerade innerledare. Även jordning av kabelskärmarna kunde ha utförts mer HF-mässigt. Anledningen att det ser ut som det gör får nog sökas i de kompromisser mellan tillverkningstid (kostnad i \$) och tekniska prestanda som gjorts i samband med monteringen vid Drakes fabriker.

Frågan är nu om kablagen kan förbättras tillräckligt mycket för att hämta hem de 12 dB som behövs eller om det krävs att den billiga pertinaxomkopplaren ersätts med en bättre omkopplare eller rent av med HF-reläer.

Nåväl, som vi redan konstaterat så är transformatorn T6 och ledningen från den högimpediva lindningen fram till styrgallret pin 2 (V4) hyperkänsliga. Här finns flera möjliga lösningar och det är bara att sätta full fart.

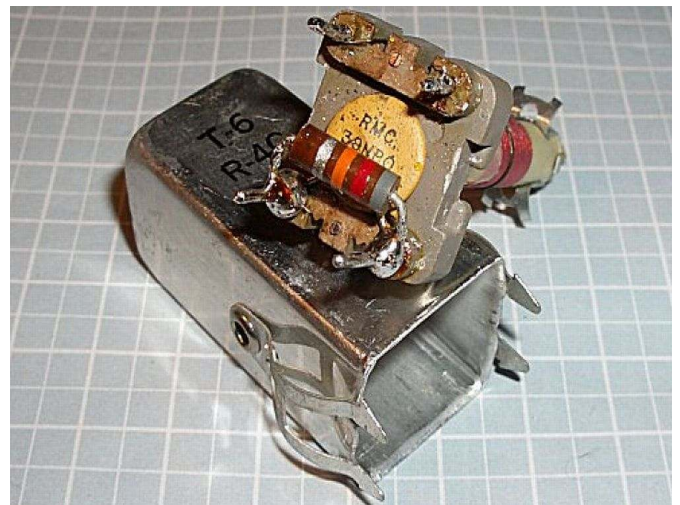


Fig 11. Parallellkondensatorn över spolen och ett motstånd är stora nog för att ha antennverkan. En idé är att flytta in dessa komponenter i spolburken.

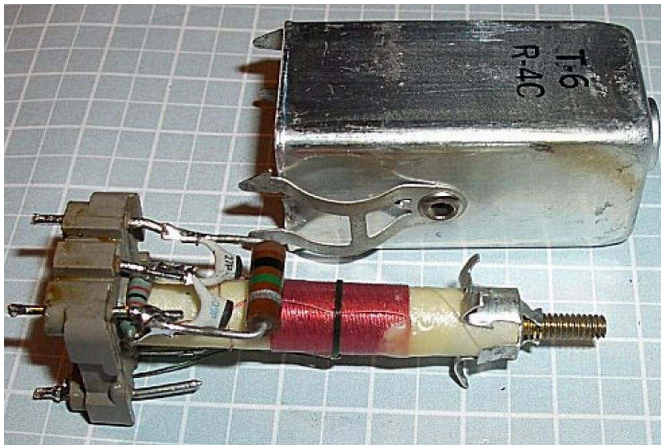


Fig 12. Eftersom det fanns gott om plats i T6 så fick även kopplingskondensatorn C199 och gallerläckan (se fig 7) följa med.

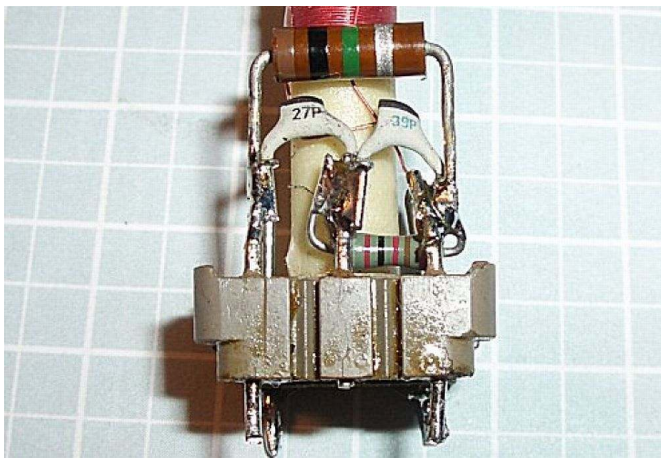


Fig 13. Närbild av hur komponenterna monterats invändigt i T6.

Fig 14. T6 (till vänster i bild) är åter på sin plats. Skärmskåpan som tidigare var monterad på rörhållaren (V4) har tagits bort eftersom den inte längre behövs. Den svarta koaxkabeln mitt i bild kommer ifrån oscillatoren för injektionssignalen till blandaren V4. Dioderna CR20 och CR21 är flyttade till oscillatorkortet för att ytterligare minska "antennverkan" i närheten av T6 och V4. Kondensatorn C52 på 18 pF är bytt till en mindre modell som placerats strax till höger om pin 1 (V4).

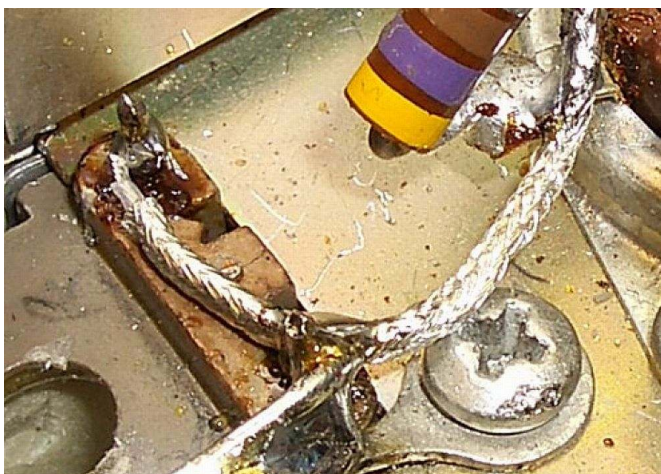


Fig 15. Den högimpediva lindningen i T6 har anslutits via några cm teflonkoax till pin 2

(V4). Skärmen är jordad och går ända fram till lödpunkterna. På så sätt exponeras inte mer av innerledaren än nödvändigt.

TIPS! Dokumentera alla ändringar och vunna erfarenheter. Gör noteringar och komplettera gärna med skisser eller ännu bättre med hjälp av en digitalkamera. Ibland händer det att en åtgärd som visat sig vara bäst inte kan återskapas igen för att ens minne sviker eller man blandat ihop äpplena med päronen.

Resultatet så här långt

Isolationen mellan (T9 och T6) utan filter anslutna mättes till c:a 85 dB vilket är nästan samma stoppbandsdämpning som kristallfiltrets presterar och som ytterst begränsar hur bra det kan bli. Ännu fattas några dB och antingen får en skärmkåpa monteras över T6 och (V4) eller så får T9 och ledningarna kring (V3) kortas av.

För att testa radion "live" kopplades 250 Hz-filtret in i sin ordinarie position och anslöts med två stumpar 50 ohm koaxialkablarna direkt till sekundären på T9 respektive primären på T6. Oj då! -Det blev en helt ny radio - kanonbra och ingen överhörning kunde noteras.

Nästa steg blir att förbättra omkopplingen av kristallfiltret. Här ligger en lösning med några kapslade 1-pol. växlande miniatyrreläer, som säkert kan prestera 100-110 dB isolation, nära till hands. Men, kanske man ändå skulle ge den befintliga filteromkopplaren en sista chans. Vad som behövs är drygt 110 dB isolation mellan de båda omkopplardäcken.

I originalutförandet har vi mätt upp 85 dB. (Se fig 10 ovan). Vad som behövs är förmodligen att ett av omkopplardäcken monteras in i en skärmbox. Låt oss se hur man kan göra.

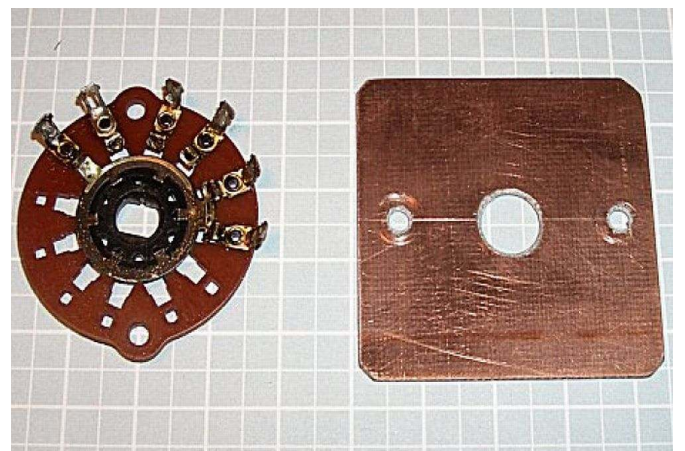


Fig 16. Vanligt 0,8 mm glasfiberlaminat med koppar på båda sidor är lätt att klippa, såga och borra i. Till vänster ett av omkopplardäcken och till höger en av de hemgjorda gavlarna till den skärmbox som nu skall byggas ihop.

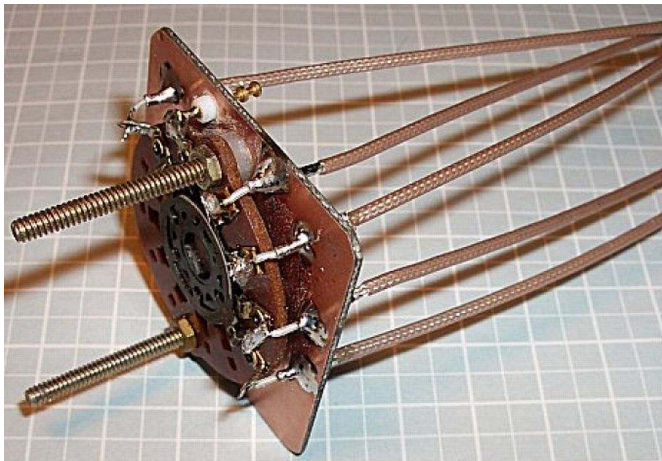


Fig 17. A och O när det gäller HF är att ordna en god jord och hålla alla fria ledningar (innerledare i coax) så korta som möjligt.

I detta sammanhang vid 5,6 MHz och dämpning runt 100 dB är några millimeter vanligtvis OK men några centimeter alldeles för långa. Notera att minikoaxens skärm löds på gavelns båda sidor och innerledaren ansluts till kontaktstiften på omkopplardäcket.

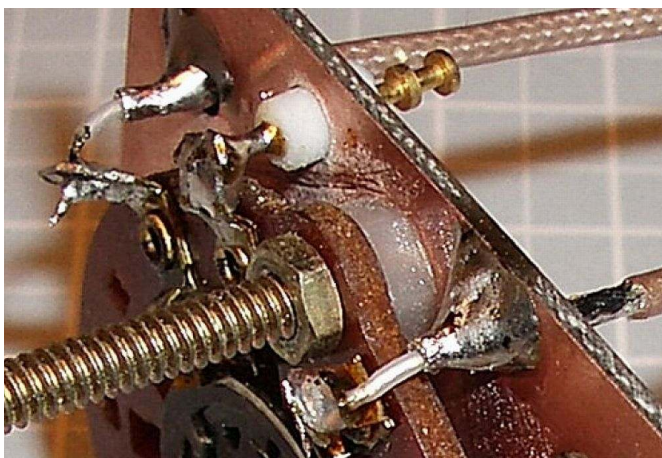


Fig 18. Bilden visar en genomföring och lödtorn. Här skall AM-filtret anslutas. Filtret sitter monterat alldeles i närheten av omkopplaren och en eventuell koaxialkabel hade bara blivit 5 mm lång ändå. En bit blanktråd fungerar fint.

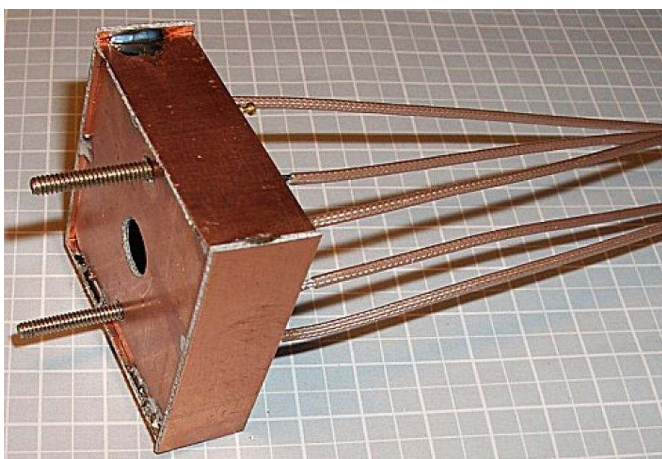


Fig 19. Så här ser den ena omkopplarsektionen ut, den som skall anslutas till filtrens utgång och mata transformatorn T6.

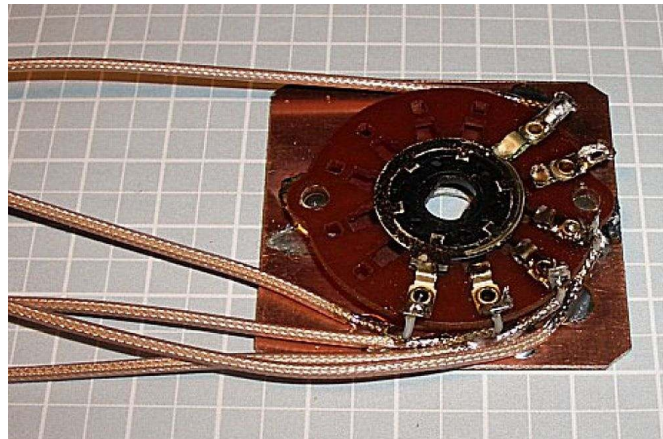


Fig 20. Ingångssidan på filtret behöver förmodligen inte skämmas utan här nöjer vi oss med att klippa till ett en bit kopparlaminat som koaxialkablarna kan lödas fast i och som fungerar som både ett stabiliserande lågimpedivt jordplan och som en mekanisk förankring för kablarna.

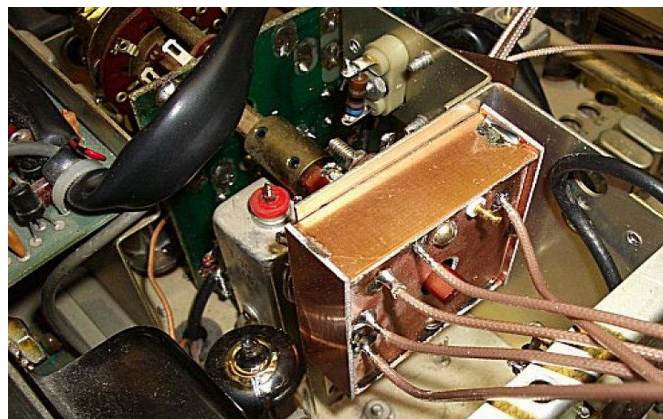


Fig 21. De båda omkopplarsektionerna är nu på plats och kopplingen kan börja. Att klippa till och löda ihop en skärmboss som denna tar inte många minuter.

Det som tar tid i ett projekt som detta är att fundera och slutligen bestämma sig hur man skall göra och om man skall ge sig på projektet eller ej. Kommer detta att fungera? Ja, det får vi se när nätverksanalysatorn kopplas på och avslöjar sanningen. Målet är som sagt >110 dB och hamnar vi bara kring de 100 så räcker det också, med nöd och näppe. Men... monteringen enligt fig 21 ovan gav bara 97 dB isolation.

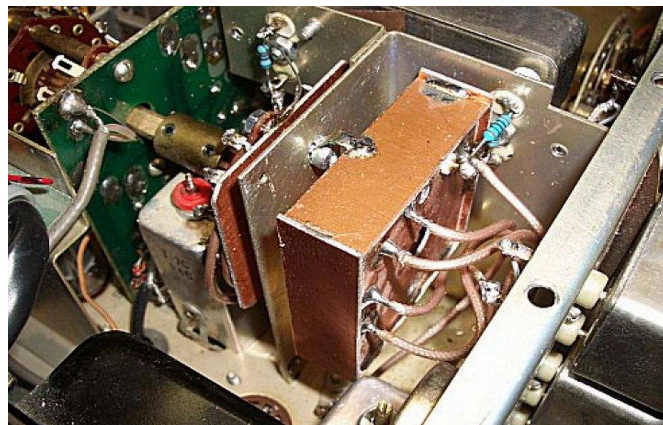


Fig 22. Genom att sära på in- och utgångsdäcken bara några millimeter ökade isolationen till 107 dB. Små ändringar kan göra stor skillnad.

De genomgående skruvarna bidrog också till önskad koppling mellan däckan och när dessa ersatts med fyra separata skruvar så erhöles 117 dB isolation (mätt från T9 till T6) vilket är c:a 17 dB mer än vad 250- och 500 Hz-filtren kan prestera.

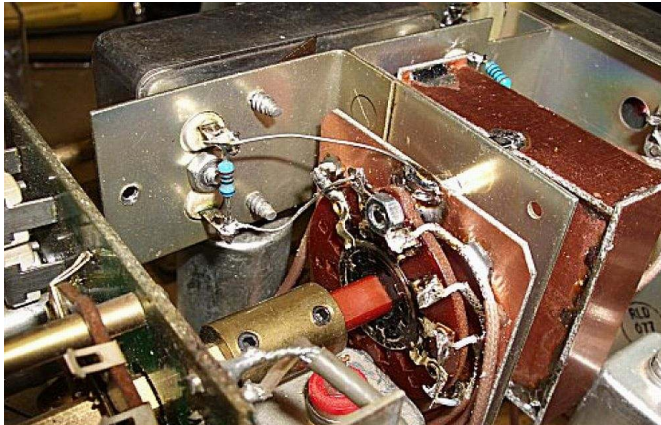


Fig 23. Omkopplardäcket till ingångssidan ser ut så här. Nu är det dags att kontrollmäta hela omkopplarpaketet med alla filter monterade på sina platser.

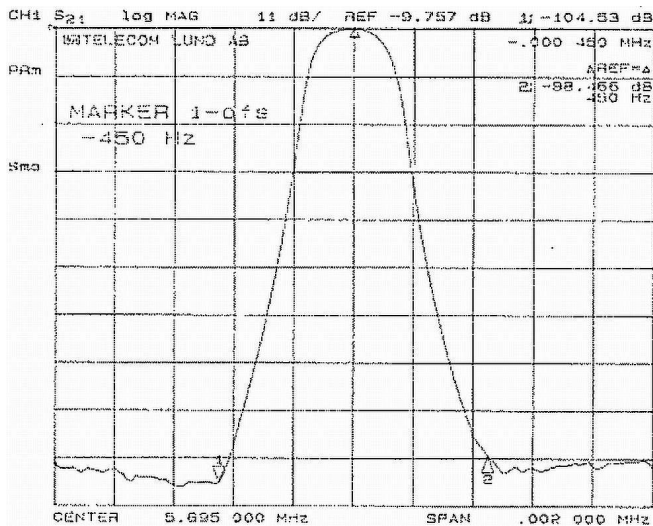


Fig 24. Omkopplaren i läge 250 Hz CW-filter. Stoppbandsdämpning >100 dB +/- 450 Hz.

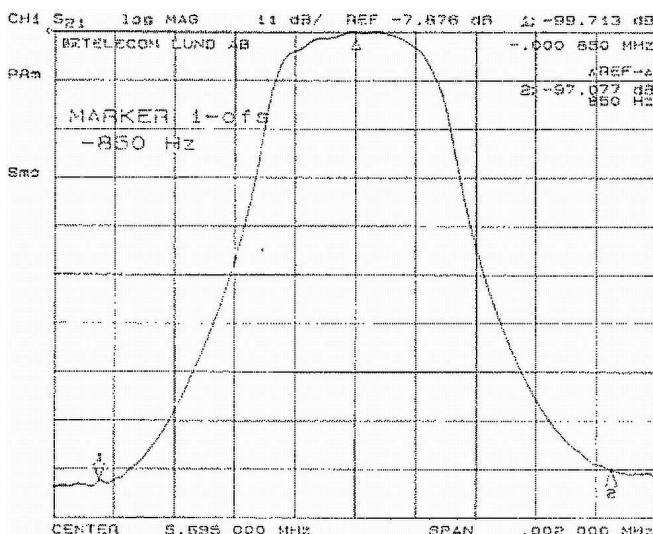


Fig 25. Omkopplaren i läge 500 Hz CW-filter. Stoppbandsdämpning c:a 97...100 dB +/- 850 Hz

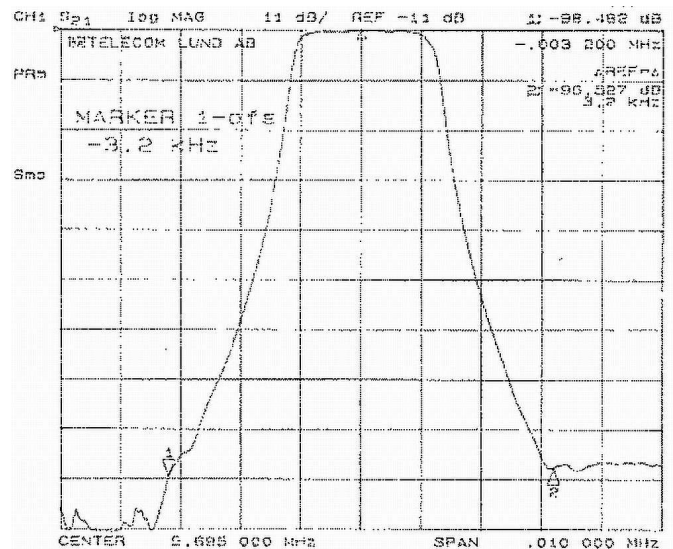


Fig 26. Omkopplaren i läge SSB filter. Stoppbandsdämpning c:a 96-98 dB +/- 3.2 kHz.

Modifieringen är klar

Jämfört med radion i sitt omodifierade originalskick är skillnaden sanslöst stor. Utan filter inmonterade hörs numera inga signaler alls och precis så skall en bra radio uppföra sig. Drake R4C tillverkades i flera snarlika versioner med och utan skärmlåtar. Kabeldragningen skiljer från individ till individ. Drake har sannolikt försökt lösa överhöringsproblemen så gott man kunnat. I senare modeller finns en skärmlåt över omkopplarpaketet som gör en viss nytta. Vissa individer i den serien är ganska bra, andra individer sämre.

Behöver din radio åtgärdas?

Gör så här:

- * Plocka ut alla kristallfilter som sitter i hållarna på radions baksida.
- * Anslut antenn och lyssna över banden.

Hör du några stationer så lider radion av överhöringsproblem. Vissa individer ur tidiga serier kan faktiskt visa både S5- och S7-signaler utan filter. Det säger sig självt att en sådan radio är helt oanvändbar i synnerhet på 160, 80 och 40 m där trängseln är stor och signalstyrkorna höga.

@



Ett steg fram, två steg bak - om radiostörningar

- av Michael Josefsson, SM5JAB -

Mitt gamla 12 V 20 A nätaggregat har med tiden utvecklat ett ganska avsevärt brummande. Nu gör det inget eftersom det normalt står utom hörhåll under bordet och utgör ett lagom halvvarmt stöd för mina fötter, vilket speciellt under den kalla årstiden (augusti-juni, hrm) kan vara en fördel.

På grund av ommöblering i sovrummet ville jag ha lyxen med en sängradio för kortvågs- och mellanvågslyssning och då blev aggregatets brum alldeles för mycket. Nåja, det behövs ju bara någon ampere och en lämplig väggadapter återfanns i form av ett switchat litet aggregat ursprungligen tänkt att driva en extern hårddisk.

Man är ju lite vaksam med switchade aggregat och detta var inget undantag. Mottagaren översvämmades av ett obestämt, men ändå kraftigt, rasslande oavsett inställd frekvens. Störningen var värst på AM men även övriga trafiksätt led av den fula matningsspänningen.



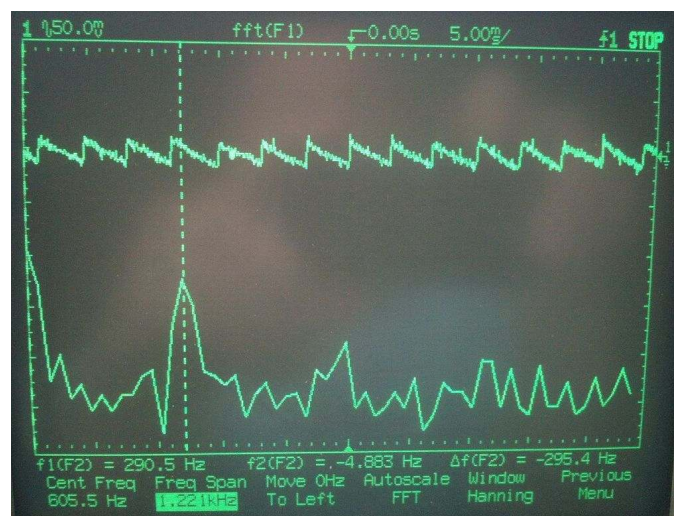
Väggadaptorn är försedd med en komplett uppsättning märken och symboler. Inget av dessa betydde dock att adaptorn var användbar som spänningskälla till min radio.

Lite mätningar på väggadaptorns utsignal avslöjade helt klart och tydligt var problemet låg: det var switchningen som var boven!



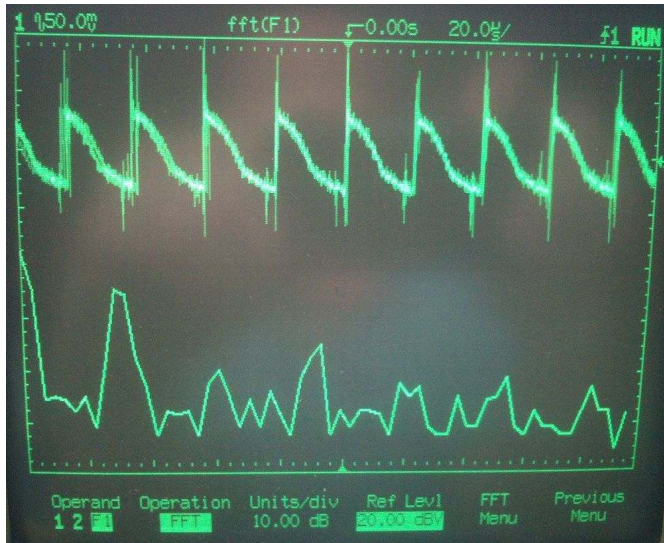
Adaptorns inre ser prydligt ut och man har faktiskt försett utgången, uppe till vänster, med ett avslutande filter (den gröna toroiden).

Några avfotograferade oscilloskopbilder visar det hela, först utsignalen helt obelastad där man ser en tomgångsfrekvens på cirka 300 Hz och ett maximalt rippel på 30 mVtt:

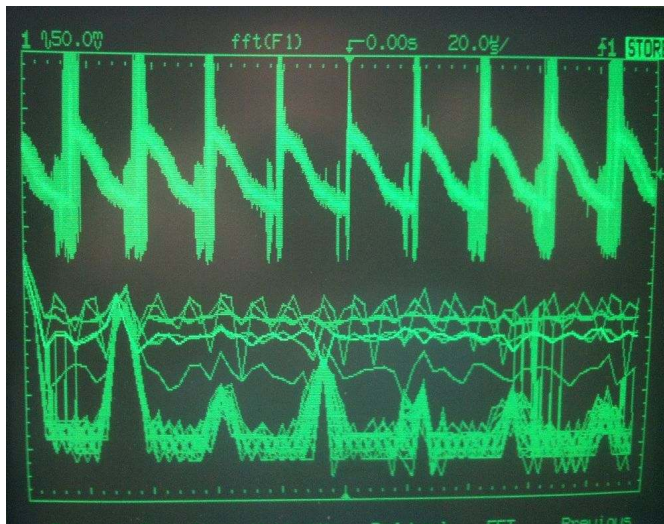


Överst i bilden syns "likspänningen" med sitt rippel. Nedre kurvan är signalen i frekvensplanet enligt oscilloskopets inbyggda FFT. DC är längst till vänster och till höger ser man switchfrekvens med övertoner. FFT-skalan är 10 dB/ruta, switchfrekvensen ligger cirka 20 dB över bakgrunden.

Belastat med ett 10 ohms motstånd och alltså drygt en ampere ström blir det genast värre med ett medelrippel på runt 80 mVtt och ständiga toppar på 150 mVtt. Switchfrekvensen har nu också ökat till nästan 50 kHz och kan tydligt återfinnas i högtalaren:



Det använda oscilloskopet (HP 54600B) har en lagringsfunktion i skärmen som kan användas för att man kanske kan få bättre uppfattning om hur störningen ser ut:

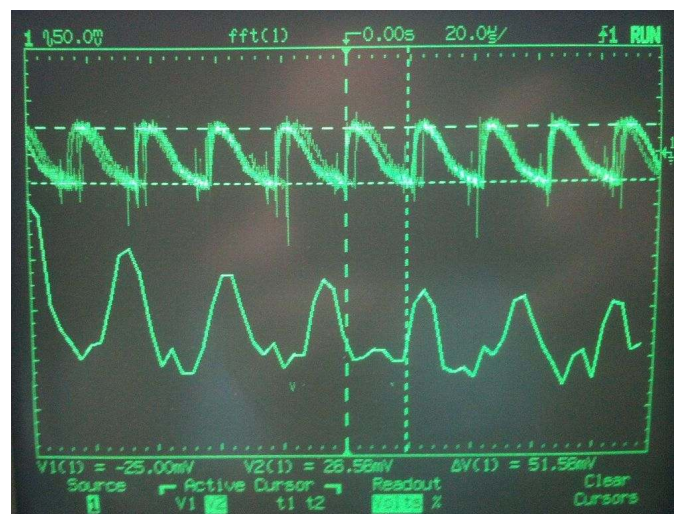
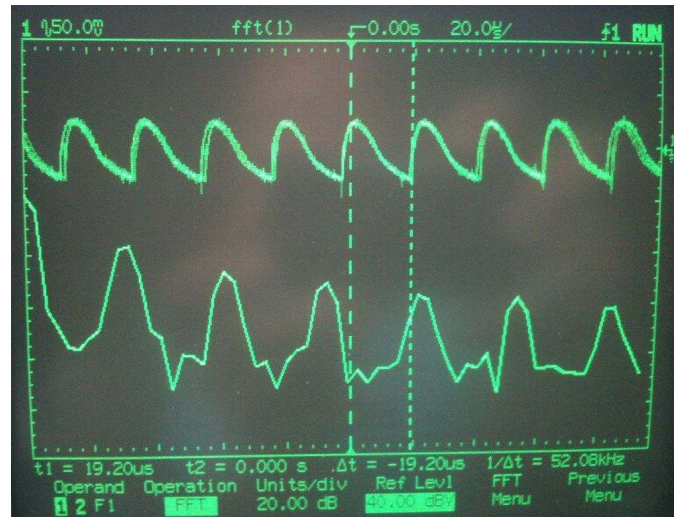


Några sekunders samlade störningar. Här framgår frekvenstopparna tydligare och även egendomliga periodiskt återkommande jämnare brusmattor väl över frekvenstopparnas amplitud. Jag vet inte varifrån de kom, det verkar ju skumt att switchningen skulle avbrytas som bilden antyder.

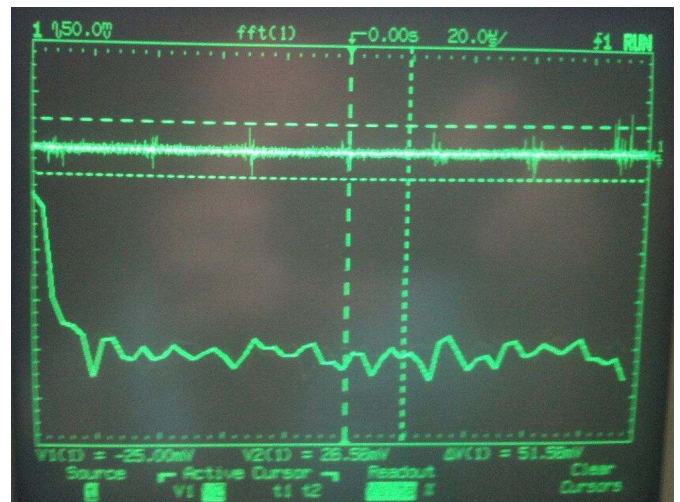
Avstörningsförsök gjordes i några steg. Först lät jag matningen gå genom en toroid från ett kasserat spänningsaggregat till en dator. Tanken var att störningarna i plus- respektive minusledarna skulle kunna fås att ta ut varann genom att lägga dem i motfas.

Situationen blev bättre med "bara" 50 mVtt rippelamplitud. Beroende på om toroiden kopplades i med- eller motfas ändrades utsignalen en del men någon lösning till problemet var det dock inte.

Bilderna nedan visar signalen i de två fallen:



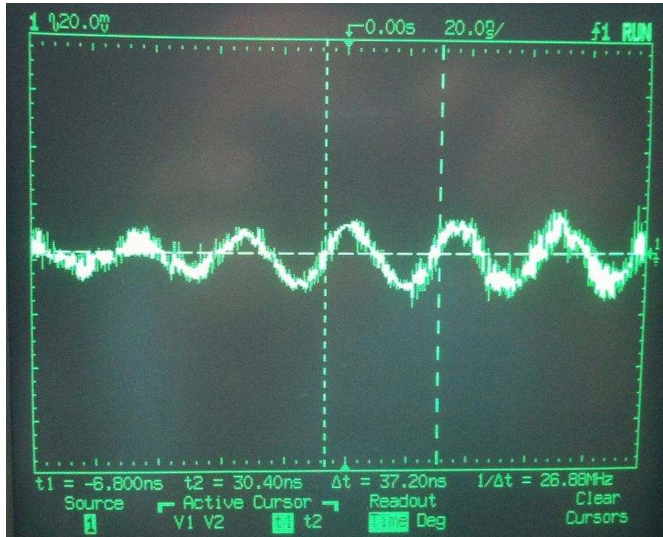
Nästa avstörningsförsök gick dock bättre. Närhelst jag behöver en rejäl induktans går mina tankar till skrotlådans alla små transformatorer. Två transformatorer (230 V till 9 V) användes den här gången. Transformatorernas grova lindning kopplades till respektive matningsledning och hindrade effektivt ripplet även vid full ström.



Det visade sig senare att redan en av transformatorerna räckte för att få denna effekt. När det dessutom visade sig att den

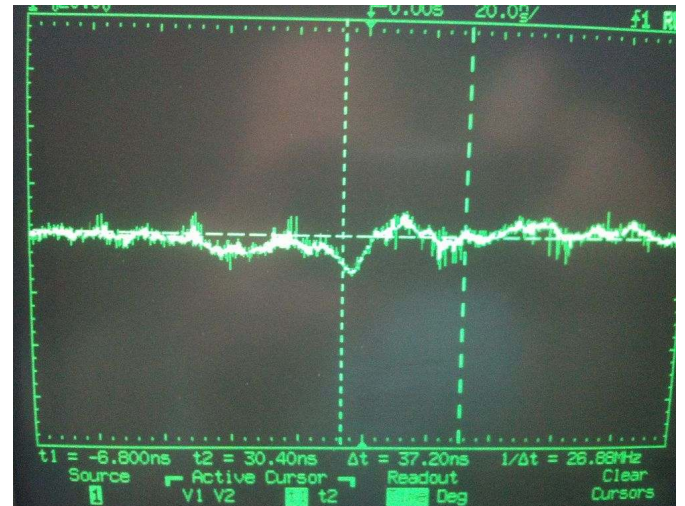
andra transformatorn blev rejält varm av strömmen var det ett enkelt beslut att utesluta denna i fortsättningen.

Den observante läsaren ser dock att det finns några korta återkommande spikar även på signalen efter transformatorns induktans. Försök att släcka ut dessa med hjälp av en avslutande kondensator mot jord misslyckades och en vidare mätning visade att detta var en rest från någon resonans i switchningen på inte mindre än 27 MHz (sic!).



För att komma åt denna rest gjorde jag något jag så klart borde gjort från början, nämligen att angripa störningen nära dess uppkomst. Nära väggadaptern lindades så många varv av dess sladd jag kunde runt en avstörningstoroid som korpats från en VGA-sladd.

Denna åtgärd dämpade amplituden en del och med detta lät jag mig nöja:



Epilog: Glad i hågen kopplade jag in radion igen och fann att det var föredömligt brus- och störningsfritt. Den extra filtreringen hade förvandlat störningsmatningen till en betydligt finare likspänning. Men säg den lycka som varar för evigt, när antennen kopplades till radion återkom rasslet direkt. Väggadaptern sprider sitt oväsen inte bara på DC-utgången utan tydligen också ut på nätet i en fullständig bedrövlig omfattning. Det blir till att hitta en gamma hederlig tung väggadapter med lineär reglering istället.

@

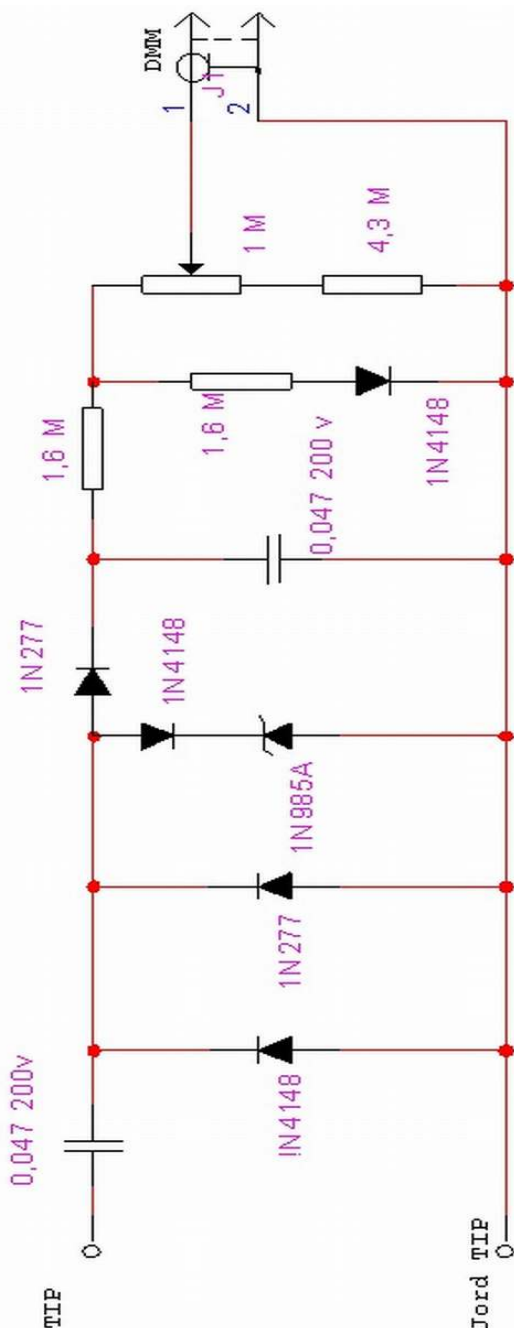
tekniska notiser



- sammanställs av redaktionen -

En enkel HF-prob till din multimeter

Ibland kan man ha stor glädje av en liten sak. I min junkbox hittade jag en HF-prob som visat sig mycket användbar trots dess ålder. Proben omvandlar inkommande HF-signal till motsvarande nivåer för direkt avläsning på en digital multimeter.



Normalt ställs DMM till område 20 V DC. Proben detekterar toppvärdet och det avlästa värdet är motsvarande rms (1 V rms=1 V DC).

Specifikation:

Frekvensområde: 2 kHz–200 MHz

Noggrannhet:

2 kHz–10 MHz $\pm 1\%$ in + 50 mV

10 MHz–100 MHz ± 1 dB

100 MHz–200 MHz ± 6 dB

Max utläst värde: 25 V rms

Överspänningsskydd:

130 V rms vid 60 Hz eller 250 V DC

Funktion:

Ställ multimetern till lämpligt mätområde, lämpligen 20 V eller närmaste.

Anslut probens skärm (jord) till motsvarande på mätobjektet.

Anslut proben (TIP) till HF-källan och avläs multimetern i volt rms.

Kalibrering sker med potentiometer 1 M.

Dioden 1N985A är en 100-volt zener, kanske inget som ligger i junkboxen men vill man ha överspänningsskydd så kan man ju välja ett annat värde från närmaste Electrokit-butik.

Göran Carlsson, SM7DLK

@

Tillverka mönsterkort

Det finns många mer eller mindre komplicerade metoder för att tillverka mönsterkort, i denna artikel beskriver jag en metod som jag har fastnat för. Metoden kallas allmänt för tonertransfer och det finns en uppsjö artiklar och internetsidor som beskriver metoden samt olika varianter av den. Jag använder den främst för att snabbt få ihop små kort för diverse experiment och laborationer men den lämpar sig utmärkt till mer avancerade hobby projekt. Som allt hantverk så blir resultatet bättre ju mer man jobbar med det.

Så här går det till:

Man skriver ut layouten spegelvänt på ett glättat (glansigt) papper. Sen överför man trycket från pappret till ett vanligt (Väl rengjort) mönsterkortslaminat genom att stryka fast det med ett strykjärn eller genom att använda en laminator. När man strukit fast layouten så sitter pappret fast i laminatet och då lägger man det i ett vattenbad några minuter så att pappret löses upp. Sista momentet är att varsamt med ett finger gnida bort pappret, var försiktig i detta moment så att inte tonern lossnar från laminatet.

Om det skulle misslyckas så är det bara att rengöra laminatet med ställull och börja om från början. Efter ett par försök så sitter handlaget och då är det sällan det blir misslyckat. Små skador i trycket brukar jag laga med en vanlig s.k. mönsterkortspenna eller lite nagellack.

Vad är kritiskt:

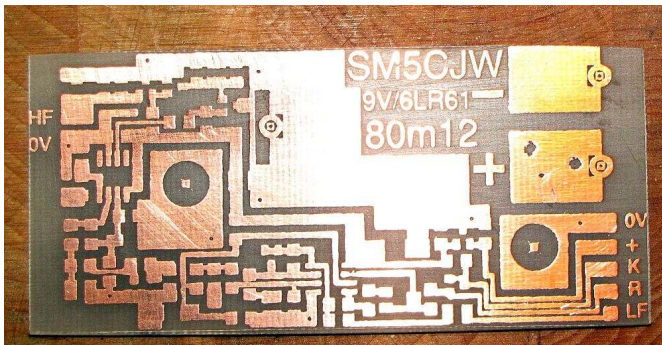
Se till att laminatet är absolut rent, jag rengör med ställull och tvättar med aceton eller isopropanol.

Beroende på vilken laserskrivare man har så får man testa med lite olika papper, jag har en liten HP 1100 serie skrivare och får bra resultat med papper utrivna från Swedol katalogen.

Den spegelvända originalbilden skall helst vara högupplöst, gif och jpg bilder är "fransiga" i kanterna och ger sämre resultat.

Stryk inte för länge, två saker kan hända, antingen blir trycket för sprött så att det helt enkelt lossnar när man masserar bort pappret eller i värst fall så börjar kopparfolien släppa, det sista är speciellt giltigt för pertinaxlaminat.

Etsningen gör jag med vanligt persulfat. Efter etsningen är det bara att putsa bort tonerresterna med ställull. Om man vill få ett riktigt snygg resultat så är sista momentet att förtenna all exponerad koppar, då slipper man oxiderad koppar som kan ställa till det speciellt om det är en konstruktion man vill använda ute eller under lång tid.



Nyetsat mönsterkort till en rövsax konstruerad av SM5CJW enligt artikel i QTC. Tillverkat med tonertransfer och etsad med natriumpersulfat.

Kent Hansson, SM7MMJ

@

Radioteknisk tipspromenad

På pingstaftonen ordnade Täby sändaramatörer med hjälp av andra klubbar i SM0 en radiodag på Rindö redutt vid Vaxholm. Jag satte samman en tipspromenad med 20 frågor inom radioteknik. ESR stod för priserna, presentkort hos Electrokit, som vanns av:

1. Johan SM0RGH 18 rätt, 300 kronor
2. Alf SM5IQ 17 rätt, 150 kronor
3. Joakim SM5YTT 16 rätt, 50 kronor

Karl-Arne SM0AOM deltog utom tävlan och fick 20 rätt.

Tipspromenaden kan användas av andra efter kontakt med ESR.



Per rättar tipspromenaden. Foto: SM5IQ

Per Westerlund, SA0AIB

@



Mätning av fältstyrka på KRAS Field Days

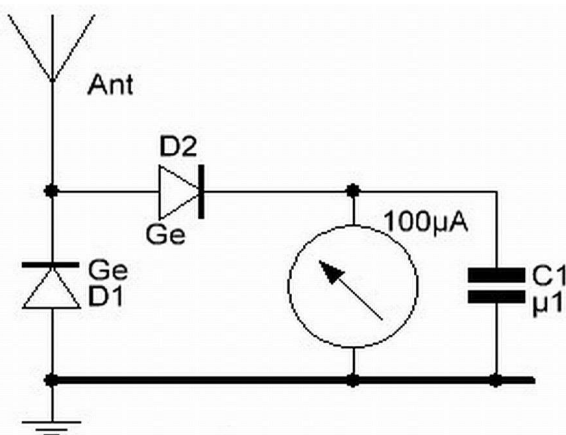
- av Johnny Apell, SM7UCZ -

Under årets fielddays hos KRAS på Stenåsa, Öland, var temat fältstyrkemätare.



KRAS Field Day, Stenåsa på södra Öland

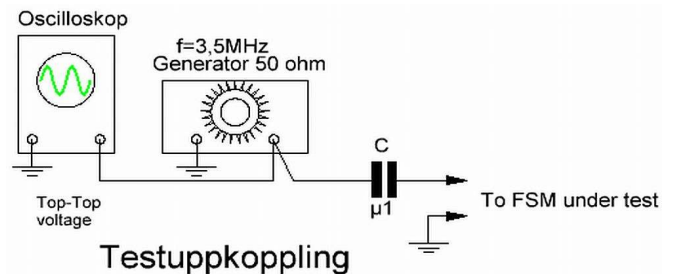
18 mätare byggdes så intresset var stort. Alla byggde efter grundkopplingen nedan.



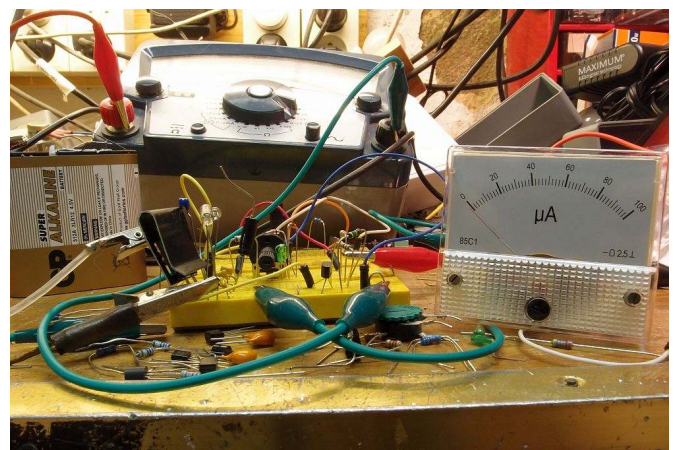
250mV...1V
Start...FSD

En fältstyrkemeter är ett enkelt och billigt instrument som är användbart vid justering av antenner eller sändare och passar bra ihop med de S-Matcher som vi tidigare har byggt. Här monterades komponenterna direkt på instrumentskruvarna och några trådar fick tjänstgöra som antenn och motvikt. Väl hemkommen var det tänkt att var och en fixade en kapsling som passar ens smak. Instrumenten fungerar från långväg och långt upp i UHF-bandet.

När dioderna väl var monterade åt rätt håll, så gick alla ut med sina provisoriska mätare för att testa mot radiofyren på ca 3 W. Mätarna gav utslag, men inte så mycket. Några dagar efteråt funderade jag lite över varför känsligheten var så svag, så jag riggade upp en testrigg för att köra igenom lite olika kopplingar. Min egen mätare som jag hade med till Stenåsa visade nämligen lite mera utslag.

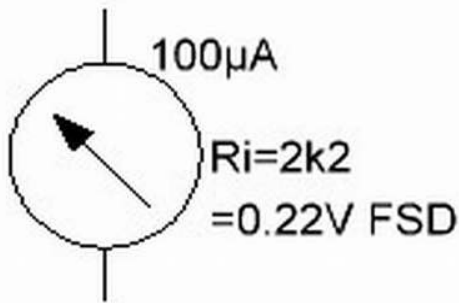
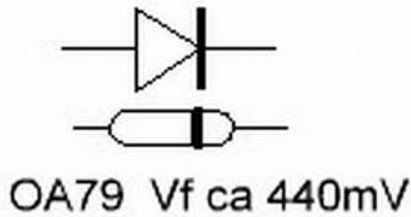


För att ha lite koll på signalerna matade jag testuppkopplingarna med en generator på 3,5 MHz med variabel utgångsspänning. Parallellt mättes signalen från generatoren med oscilloskopet. Jag ville veta när nålen på instrumentet började röra sig och vilken signal som gav maxutslag. Klubben har god tillgång av 100 µA-mätinstrument, dock inte av den bästa sorten. Dessa skulle användas och jag plockade fram 2 OA79 germaniumdioder. Med detta som grund började jag att köra igenom olika kopplingar. Jag sökte igenom nätet efter olika fältstyrkemätare, en del av kopplingarna kanske inte är så välbetänkta. Med oscilloskopet mätte jag topp-till-topp-spänningen från generatoren.

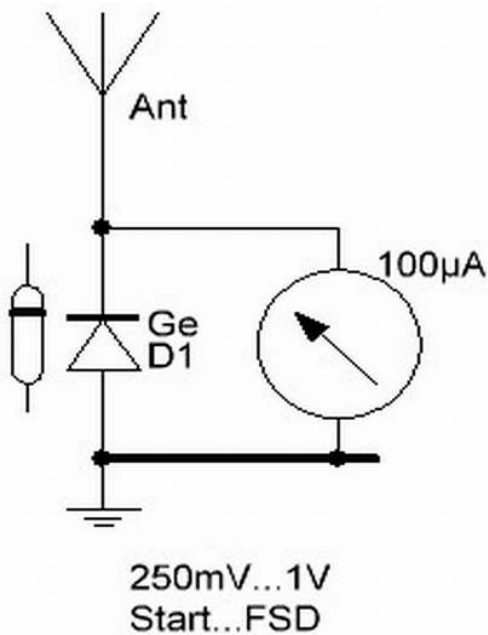


Labbord

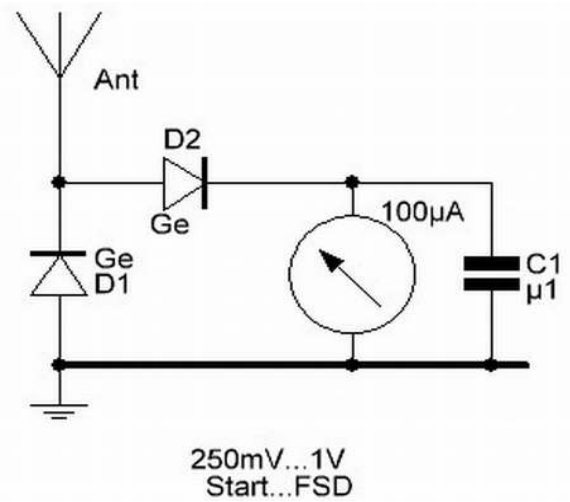
Det blir lite rörigt på bänken, mer labb än bord när kreativiteten flödar. Det går fort att ändra kopplingarna med hjälp av labbordet. Här ligger sista uppkopplingen kvar av den kombinerade effekt- och fältstyrkemätaren. Instrumentet är den typ vi har gott om, så därför laborerade jag med det.



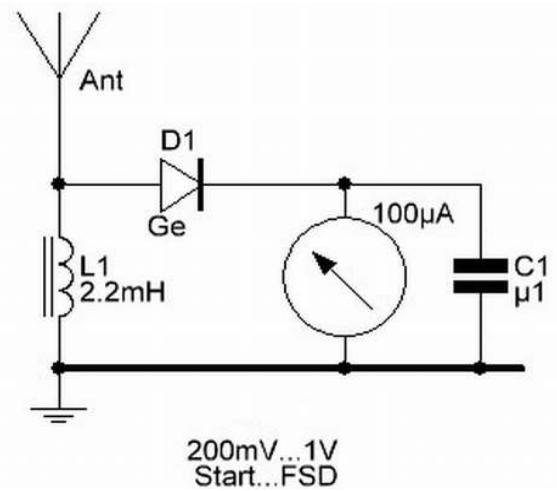
Först uppmättes dioderna och instrumentets egenskaper. Jag letade fram två dioder med lika framspänningsfall. Instrumentets inre motstånd är lågt men det var detta jag skulle labba med.



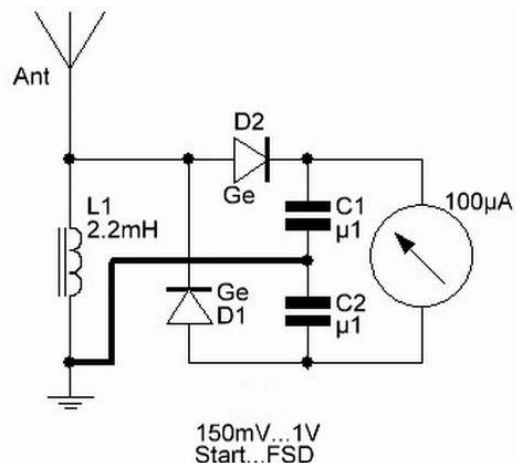
Den enklaste fältstyrkemätaren är helt enkelt en diod direkt över instrumentklämmorna. Det var så här man kopplade "lånade" hörlurar ur telefonkiosker för att lyssna på den lokala mellanvågssändaren. Det var på den tiden det fanns telefonkiosker avsedda för tioöringar och orange bilar som jagade svartsändare. Mätaren började röra på sig vid 250 mV t-t från generatoren och gav fullt utslag vid 1 V. Har ni ett känsligt instrument liggande så koppla upp det och häng det på väggen, enklare kan en fältstyrkemätare inte bli.



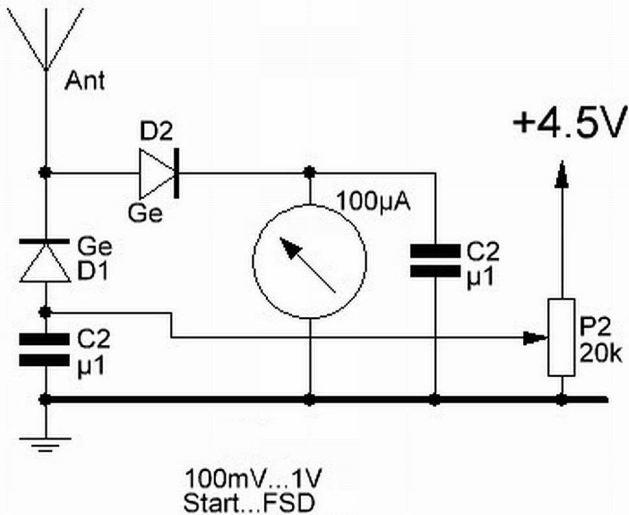
I denna koppling användes två dioder för att ge helvågsl riktnig, men enligt mätresultatet blir det ingen skillnad mot föregående koppling med en diod. Varför? Kondensatorn glättar den likriktade spänningen.



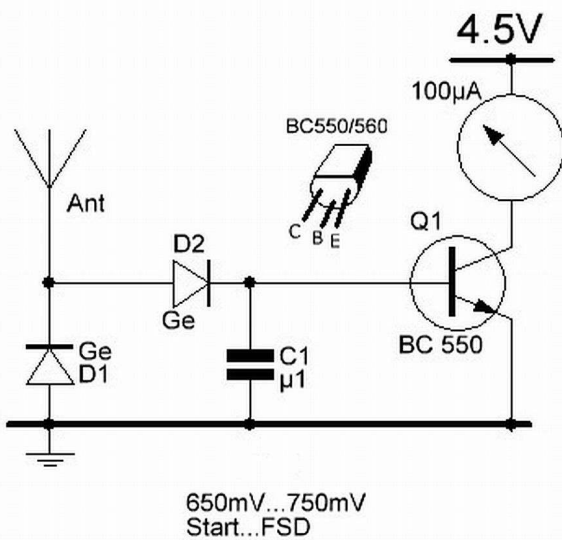
Med en drossel kopplade jag upp denna variant för att kolla och den ökade känsligheten. Jag provade bara på 3,5 MHz, det kan finnas självresonans i drosslar vid olika frekvenser. Om en avstämd krets, spole och vridkondensator inkopplas istället för drosseln blir det en vågmeter. Det var en tidig variant av instrument för att kolla om sändaren låg inom det tillåtna bandet. Det gällde då att vridkondensatorns skala var kalibrerad.



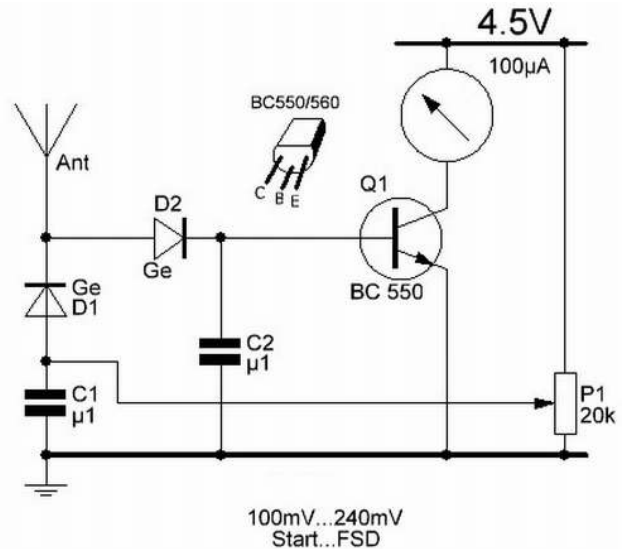
Schemat ovan visar en annorlunda koppling med halvåls-likriktning. Det var denna koppling som jag hade i min fältstyrkemätare som referens på Stenåsa. Det är en kondensator och drossel extra och den blev 100 mV känsligare än grundkopplingen i första schemat.



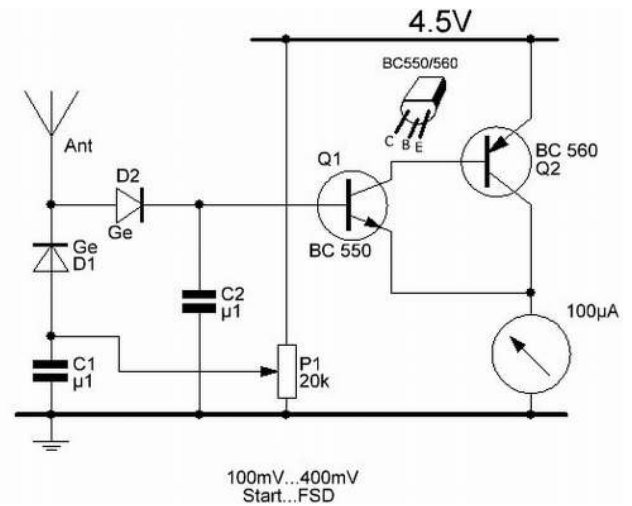
Dioderna har en viss tröskel i framspänningen. Blir det bättre om man förspänner dioderna lite? Jo, men inte så bra som jag hoppades på. Det blev aldrig bättre än 100mV känslighet. Det skulle jag vilja ha förklarat. Nu blir ett batteri inblandat vilket kommer att dräneras via potentiometern om strömbrytaren glöms bort.



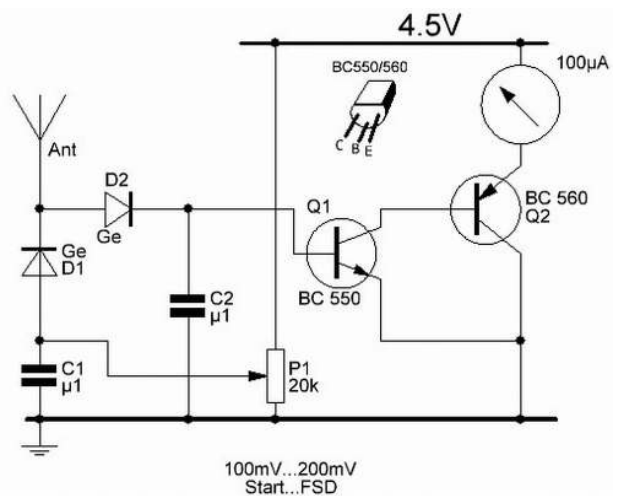
Om en transistor införs måste bas-emitterspänningen övervinnas med sämre känslighet men snabbare fullt visarslag. Här hade jag inget seriemotstånd till instrumentet.



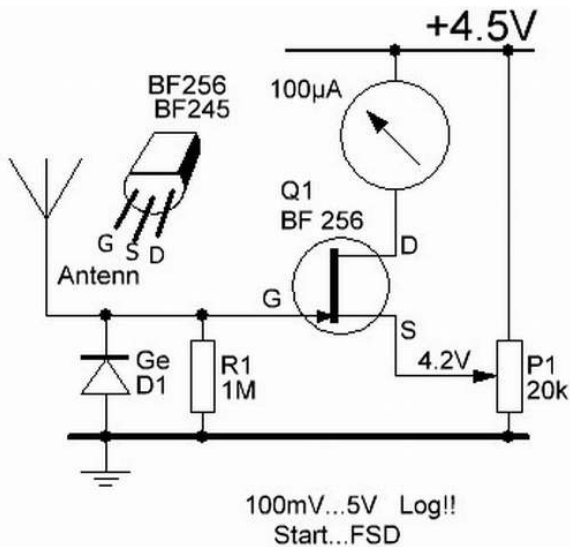
Även när transistorversionen förspänns så blir inte känsligheten bättre än 100 mV, ingen större vinst med denna koppling.



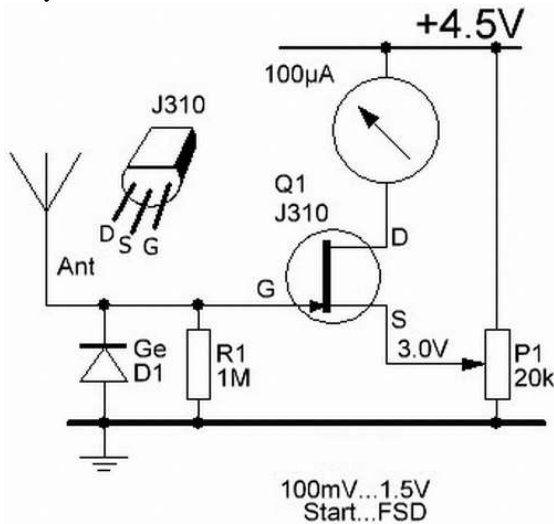
En variant av Darlingtonkoppling blev inte bättre. Darlingtonsteget har hög förstärkning. Här används en NPN- och en PNP-transistor.



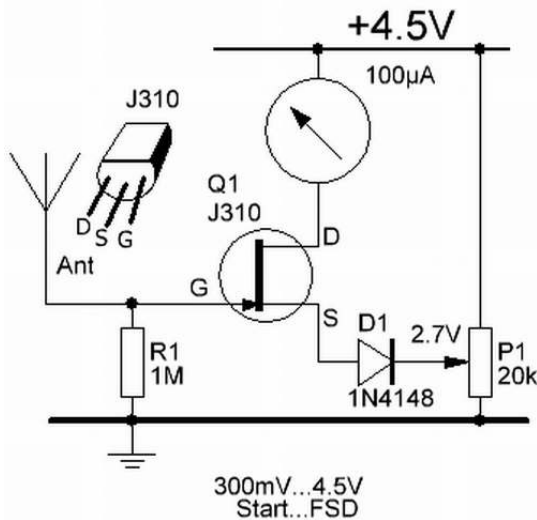
Ytterligare en variant av Darlingtonkopplingen. Mätaren slår fort i taket men startar fortfarande vid 100 mV.



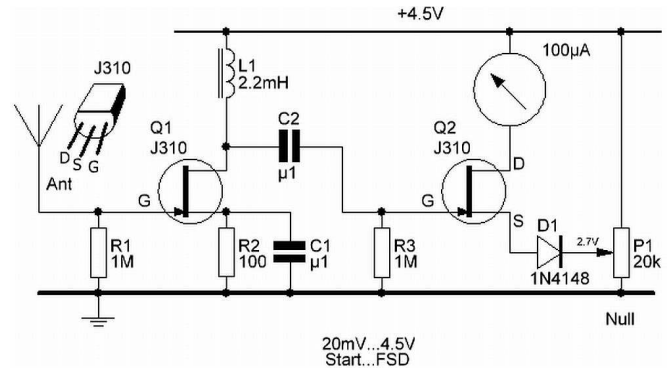
Nu har jag blandat in en FET-transistor. Det blev inte bättre känslighet, men det blev logaritmiskt visareutslag och det är många gånger en fördel. Då behöver inte instrumentet flyttas när fältstyrkan ökar.



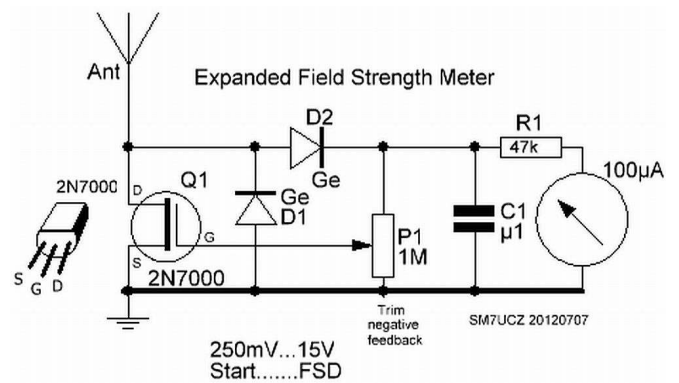
Byte av FET till J310 gav andra mätvärden. Det blir lite olika resultat mellan transistortyperna, men fortfarande blir utslaget olinjärt.



Jag provade att flytta dioden men det blev inte bättre. Jag hittade massor med kopplingar på nätet, en del är nog inte så bra.



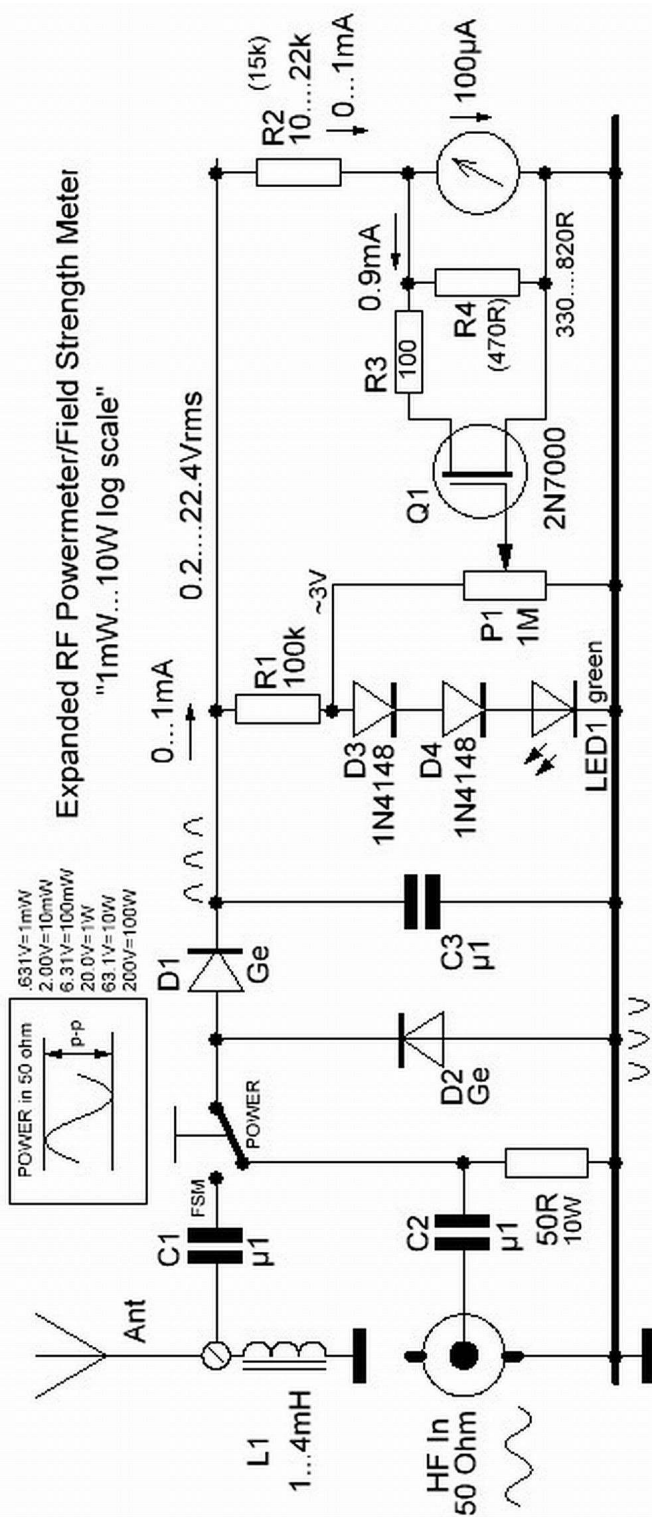
Jag kopplade upp ett försteg som tänktes öka känsligheten betydligt. Det blev känsligare, men inte så där att man hoppar jämfota, nu 20 mV och dessutom expanderat visarutslag. Det blev en hel del komponenter för så lite extra vinst.



Oftast när man använder fältstyrkemätare får man ett litet utslag, men helt plötsligt slår visaren i toppen och man får minska antennen eller flytta på instrumentet. Det är önskvärt att ha en olinjär skala.

Om grundkopplingen som beskrevs i början av artikeln kompletteras lite, så får vi rejält olinjärt utslag på instrumentet. En MOS-transistor kan betraktas som ett variabelt motstånd. Vid 0 V spänning på styrelektroden är den helt stängd, MOS-transistorn börjar inte leda förrän den har några volt på styret och det är väldigt höghögmigt, så det behövs inte många millivolt för att styra den. Med en höghögmigt trimpotentiometer kan vi tappa av spänningen efter dioderna och MOS-transistorn får styrsänning vid ökad insignal och shuntar antensignalen.

Instrumentet är självförsörjande. Det får lite sämre startkänslighet men klarar 15 V före fullt skalutslag. Om spänningarna över komponenterna överskrider gränsdata är risken stor att det blir lik av likriktardioderna så man bör ha det i beaktande om det är höga effekter i antennerna.



Expanderad Effekt- och fältstyrkemätare

Nu började jag fundera lite på en tidigare koppling jag gjort med olinjär visning av effekt över ett 50-ohmsmotstånd. Där använde jag en optokopplare i återföringen som shuntade visarinstrumentet. 2N7000 är både billigare och enklare att använda. Testen visade att det behövs ca 3 V stabiliserad spänning till styret. MOS-transistorn jobbar på den olinjära delen av framspänningsfallet av dioderna. Värdena på komponenterna ger en effektmätare där nålen börjar röra sig vid 1 mW och ger fullt utslag vid 10 W. Inga omkopplingar behövs om QRP-sändare trimmas. Dioderna D3, D4 och gröna LED som skapar ca 3 V borde gå att ersätta med en vit eller blå LED som har ca 3 V spänningsfall. Denna koppling ligger kvar på labbordet. Olika 100 μA-instrument tarvar säkert intrimning av komponenterna.

Det är samma koppling som mäter fältstyrka och effekt, det är spänningen som mäts, men genom att införa en omkopplare får man ett kombiinstrument. Det fina med detta instrument är att elektroniken är självförsörjande, inga batterier är slut efter senaste mätningen, och det är enkelt och billigt att bygga. Effektskalan måste dock ritas upp efter uppmätning eftersom den blir olinjär. Det blir inte något precisionsinstrument i 1 %-klassen, vi mäter ändå bara mot max när vi trimmar och får ett hum om hur mycket effekt det blev.

Kopplingen passar endast till QRP. Redan vid 10 W är toppspänningen ca 63 V och det är i gränlandet för vad dioderna tål. Om högre effekter skall mätas bör spänningen delas ner vid 50-ohmsmotståndet.

@

Nya ESR.SE

Du har väl inte missat att vår webbplats ESR.SE har fått en rejäl uppfrysning?

Vi släppte loss den nya webbplatsen för ett par månader sedan och nu pågår arbetet med att fylla på med mer innehåll. Nu är det ju så att det aldrig kan bli för mycket innehåll så kan just du bidra med något så är det väldigt välkommet, en artikelserie om något intressant projekt eller ett inlägg i medlemsforumet - *Klubbstugan*. Allt är lika välkommet.

| ESR Forum Klubbstugan | | |
|--|------------|------------|
| Diskussionsforum för medlemmar i ESR | | |
| Föreningen Här diskuterar vi föreningsaktiviteter | 2 Ämnen | 17 Svar |
| ESR Resonans (1 NY) Här diskuterar vi innehållet i medlemsbladet Resonans. | 1 Ämnen | 1 Svar |
| Radioteknik (3 NY) Här diskuterar vi teknik | 6 Ämnen | 11 Svar |
| Radiotrafik Här diskuterar vi radiotrafik | 1 Ämnen | 4 Svar |
| Diskutera artiklar Diskutera publicerade artiklar på ESR | 0 Ämnen | 0 Svar |
| Köp, Sälj och Byt (4 NY) Forumkategori där ESR medlemmar kan annonsera | 4 Ämnen | 5 Svar |

Klubbstugan är tyvärr alldeles för dåligt utnyttjad och det skulle vara väldigt trevligt med lite mera diskussioner där. Varför inte dela med dig av ditt kommande eller pågående projekt? Även om du kanske inte direkt har något behov av att få hjälp eller support så kan just ditt inlägg inspirera andra att göra något liknande.

Antar du utmaningen?
Hör av dig till redaktionen@esr.se eller skriv en rad i Klubbstugan!

*Kent SM7MMJ, Greger SM7JKW och Anders SM6WLH
Redaktionen för ESR.SE*

Nästa nummer

Nästa nummer av ESR Resonans planeras komma ut under oktober månad. Stoppdatum för bidrag är den 25 september.

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

Under Tekniska Notiser är det lätt att bidra. Ett kopplingschema, 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 Jan-Ingvar SM7OHL
Redaktionen för ESR Resonans*

@