

ESR *Resonans*



Militärhistorisk helg på Beredskapsmuséet i Djuramossa 24-25 maj 2014

Nummer 2/2014

Medlemsbladet ESR Resonans sammanställs av Föreningen Experimenterande Svenska Radioamatörer, ESR. Tidigare nummer av ESR Resonans är tillgängliga i pdf-format och kan laddas ner från arkivet 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.

Omslagsbilden

De militärhistoriska dagarna 24-25 maj 2014 genomfördes i samarbete med SMB Svenskt Militärhistoriskt Bibliotek, på Beredskapsmuseet i Djuramossa. Beredskapsmuseets stridsvagn "Gittan" av årsmodell 1942 är uppkallad efter Birgitta Persson, hustru till "stridsvagns-hövding" Sven-Arne Persson. Sven-Arne, hans bror Stefan och deras söner Tobias, Henrik och Joakim har slitit hårt för att få stridsvagnen i ordning. Därmed blev "Gittan" det självklara namnet.

Nummer 2/2014

Innehåll

Omvärldsbevakning	
Göran Carlsson SM7DLK	3
Dagens ungdomar har litet intresse av radioteknik och amatörradio	3
ESA:s kommande "Earth Explorer satellit"	3
Om 70 MHz, dvs. 4 metersbandet	4
Nytt EU-direktiv för radio, Radio Equipment Directive, "RED"	4
Senaste nytt om 5 MHz	5
Om 500 kHz	5
IARU Region1 diskuterar eventuell förlust av 23 cm	5
Info från PTS	5
ESR avslutar arbetet med provfrågebanken	6
Funktionär för certifieringsverksamheten sökes	6
Vill du bli provförrättare för ESR?	6
Nya prov för blivande radioamatörer	
Christer Jonson SA0BFC, Post- och telestyrelsen PTS	7
FPGA-baserat DSP-kort för SSB-radio	
Daniel Uppström, SM6VFZ	8

Tekniska Notiser

Tips till Drake-ägare. Drake R4C med TDA1519C som LF-steg	10
RTL SDR	11
Modifiering av Yaesu FT-817:	
Förbättrad audio utan elpryttlar	12
I brist på annat	12

Cirkulär eller kvadratisk magnetisk loopantenn?	
Bertil Lindqvist SM6ENG	13

Groundplane-antennen - en simuleringsstudie	
Jan Gunmar SM0AQW och Bengt Falkenberg SM7EQL	15

Weavers metod för SSB	
Daniel Uppström, SM6VFZ	24

Månadens mottagare	
Utvecklingen av Digital Signal Processing och Software Defined Radio	
Karl-Arne Markström, SM0AOM	29

Händer i ESR

Rapport från en sommarstuga i Småland	33
Lars SM3KYH meddelar	33

ESR intog Beredskapsmuseet, SK7SMB	
Göran Carlsson SM7DLK	34

Lågbrusig 5-10 MHz frekvensdubblare för referensfrekvenssystem	
Ulf Kylenfall SM6GXV, Onsala Rymdobservatorium	36

Frekvensanalys – del 4	
Per Westerlund, SA0AIB	38

DX IS!	
En riktig DX-are	44

Nästa nummer	
Redaktionen	46

Ansökan om medlemskap	46
-----------------------	----

Redaktion

Layout och redigering:
Bengt Falkenberg, SM7EQL
resonans@esr.se

Korrekturläsning:
Lennart Nilsson, SM5DFF

Medlemsutskick:
Kent Hansson, SM7MMJ



Omvärldsbevakning

- av Göran Carlsson, SM7DLK -

Dagens ungdomar har litet intresse av radioteknik och amatörradio

RSGB (Radio Society of Great Britain) har genomfört en medlemsundersökning där man studerat antalet medlemmar som är i åldern upp till 25 år.

I England har RSGB gratis medlemskap för amatörer upp till en ålder av 25 år. Nu kunde man tro att detta skulle uppmuntra till medlemskap men nu pekar istället allt på att så inte har varit fallet efter den stora undersökning som RSGB nyligen genomfört.

Det visade sig att antalet medlemmar under 25 år i RSGB endast var 295 stycken. Oavsett vilken lokal klubb man studerat var det inga problem att finna medlemmar som varit radioamatör i 40, 50 eller 60 år och de allra flesta blev licensierade i tonåren eller omedelbart därefter. Siffrorna eller resultatet av undersökningen visar att amatörradiorörelsen (inte enbart RSGB) sitter på en demografisk tidsinställd bomb där amatörradio mer eller mindre kan försvinna under kommande 20-årsperiod.

Allt är dock inte jämmer och elände, det finns några strimor av ljus och hopp tror man i England. I år har RSGB beslutat att för första gången delta i den årliga "IARU Region 1 Youngsters On The Air" och man har också för avsikt att arrangera ett speciellt event för ungdomar som kallas "Yota UK in Wolverhampton" den 19-20 juli. Fler aktiviteter är att vänta framöver. Detta kanske pumpar in lite nytt blod bland det gamla men långsiktigt tror jag det är svårt att vända utvecklingen. Många tidigare försök har mer eller mindre varit fruktlösa.

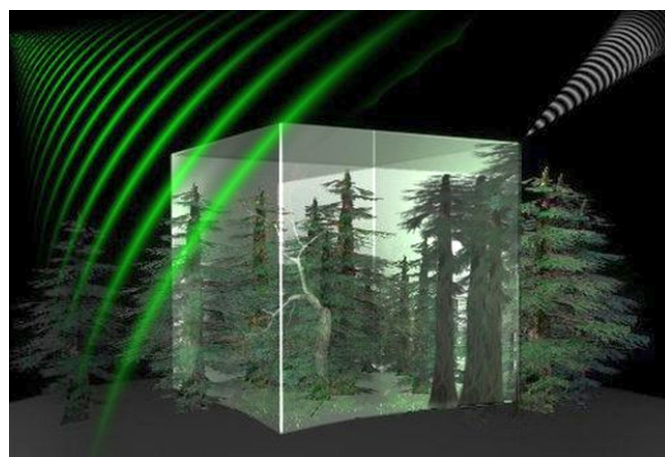
Min egen personliga betraktelse av detta är: Om inte ungdomar av eget intresse och egen nyfikenhet för radioteknik och amatörradio söker sig till hobbyn, hjälper nog inga locktoner.

@

ESA:s kommande "Earth Explorer satellit"

Earth Explorers är en serie nya satelliter som utvecklats för att öka förståelsen för vår planet. Tre satelliter är för närvarande redan i omloppsbana vilka samlar in data om jordens kryosfär, gravitation, markfuktighet och oceanernas salthalt. Framtida uppdrag för kommande satelliter kommer

att ge ny information om det magnetiska fältet, vind och hur moln och aerosoler påverkar strålningsintensiteten. Det senaste i denna serie satelliter som är under projektering, (beslut togs i maj 2013) är "The Earth Explorer Biomass" som ska samla information och söka svar på några av de mest grundläggande frågorna, nämligen vår förståelse för markförhållanden som en komponent i jordens ekologiska system: Hur statusen är på våra skogar och hur biomassa förändras över tid.



Vad har då detta med amatörradio att göra? Ingenting alls mer än att den radar (Synthetic Aperture Radar) som nu planeras för den kommande "Earth Explorer Biomass" kommer att arbeta på 432-438 MHz. Centerfrekvens blir 435 MHz och med en bandbredd av 6 MHz ska denna radar ha en uteffekt av 120 watt. Nu kommer troligen fokus att vara på tropikerna och satelliten kommer sannolikt att var avstängd då den passerar Europa och USA men visst finns vissa farhågor för att det kan uppstå en viss konflikt på 70 cm-bandet. Orbit altitude för satelliten blir 660 km. Orbits per day: 14, med en Repeat Orbit (RC) på 25 dagar.

Någon gång 2019-20 är det tänkt att uppskjutning ska ske. Det är långt dit, och kanske har vi vid den tidpunkten ändå inte kvar vårt kära 70 cm-band, eller så kanske vi amatörer måste lära oss att samexistera med andra tjänster i framtiden. Mer information om detta intressanta projekt hittar man på: <http://www.esa.int/ESA> Sök på "Biomass".

@

Om 70 MHz, dvs. 4 metersbandet

Allt fler länder får tillgång till 70 MHz men ofta på olika villkor. Senast i raden av nya länder sällar sig nu Tyskland där den tyska tillståndsmyndigheten (BnetzA) givit tyska amatörer med högsta tillståndsklass (A) från den 2 juli fram till den 31 oktober 2014 tillgång till 70-70,030 MHz. Effekt är max 25 Watt EIRP med en bandbredd av 12 kHz. Den tyska amatörorganisationen DARC kommer dock att arbeta vidare på att få ett permanent tillstånd till bandet.

Även italienska amatörer har fått ett begränsat tillstånd som gäller mellan 23 juni fram till den 19 december 2014. Italien som en gång tidigare haft tillgång till 70 MHz återfår nu samma frekvenser, 70,1 MHz, 70,2 MHz and 70,3 MHz med max effekt om 50 W ERP. Tillståndet här innehåller även restriktioner. Hänsyn har tagits till intilliggande länder. Ingen trafik tillåts om avståndet understiger 30 km från gränserna till Frankrike, Schweiz, Österrike, Slovenien och Kroatien.

@

Nytt EU-direktiv för radio, Radio Equipment Directive, "RED"

EUROPAPARLAMENTETS OCH RÅDETS DIREKTIV 2014/53/EU av den 16 april 2014 om harmonisering av medlemsstaternas lagstiftning om tillhandahållande på marknaden av radioutrustning och om upphävande av direktiv 1999/5/EG.

Ett nytt direktiv för all radioutrustning är i antågande. Direktivet träder i kraft 20 dagar efter att det har offentliggjorts i Europeiska unionens officiella tidning vilket skedde den 22 juni 2014. För nya produkter gäller direktivet från 2016. Nytt är att alla radiomottagare nu också lyder under RED, dessa låg tidigare utanför R&TTE.

Ur direktivet saxar vi några viktiga detaljer:

Direktivet gäller:

"Utrustning som avsiktligt avger eller mottar radiovågor för radiokommunikation eller är radiobaserad och systematiskt använder radiospektrum. För att säkerställa en effektiv användning av radiospektrumet och undvika skadlig störning bör all sådan utrustning omfattas av detta direktiv."

UTRUSTNING SOM INTE OMFATTAS AV DETTA DIREKTIV

1. Radioutrustning som används av radioamatörer enligt vad som avses i artikel 1, definition 56, i Internationella teleunionens (ITU) radioreglemente, såvida utrustningen inte tillhandahålls på marknaden. Följande ska anses som att inte tillhandahållas på marknaden:

a: Radiobyggsatser som är avsedda att byggas samman och användas av radioamatörer.

b: Radioutrustning som modifierats av och för användning av radioamatörer.

c: Utrustning som konstruerats av enskilda radioamatörer för experimentella och vetenskapliga ändamål i samband med amatörradio.

2. Marin utrustning som omfattas av rådets direktiv 96/98/EG (10) För att säkerställa att radioutrustning använder radiospektrum på ett ändamålsenligt sätt och stöder en effektiv radiospektrumanvändning bör radioutrustningen vara konstruerad på så sätt att sändarna – om de är korrekt installerade, underhållna och används för avsett ändamål – genererar radiovågor som inte skapar någon skadlig störning samtidigt som oönskade utstrålade radiovågor som genererats av en sändare (till exempel i angränsande kanaler) med potentiella negativa följder för radiospektrumpolitikens mål bör hållas på en så låg nivå att skadlig störning undviks i enlighet med den senaste kunskapen inom området. Mottagarna, å sin sida, bör ha en prestationsnivå som gör det möjligt för dem att fungera som avsett och skyddar dem från risken för skadlig störning, särskilt från delade eller angränsande kanaler, och därigenom stöder förbättringar av en effektiv användning av delade eller angränsande kanaler.

För den som vill läsa direktivet i sin helhet finns det på svenska här:

<http://eur-lex.europa.eu/legal-content/SV/TXT/PDF/?uri=CELEX:32014L0053&qid=1401380312228&from=EN>

@

Senaste nytt om 5 MHz

I Resonans 2014-1 rapporterade vi om att beslut beträffande 5 MHz kommer att tas på kommande WRC-15. Vi nämnde också att ryska federationen eventuellt kommer att ha invändningar mot att tilldela frekvenser runt 5 MHz för amatörradio. Det ska bli intressant att se om nuvarande kyliga relationer inom andra områden smittar av sig på viljan att tilldela frekvenser för amatörradion.

Arbetsgruppen inom ITU har nu i ett utkast (2014-06-13) framlagt olika alternativ hur frekvenser eventuellt ska kunna tilldelas för amatörradiotrafik och där två primära tillvägagångssätt har utarbetats.

1: Detta alternativ föreslår "en" tilldelning för amatörradiotrafik, på sekundär basis, för ett eller flera segment av sammanhängande spektrum i intervallet 5 275 kHz till 5 450 kHz.

Fyra underkategorier har samtidigt presenterats med koppling till detta alternativ:

– a; tilldelning av frekvenser för amatörradiotrafik, på sekundär basis, i frekvensområdet 5 275 till 5 450 kHz.

– b; tilldelning av frekvenser för amatörradiotrafik, på sekundär basis, inom området 5 350 till 5 450 kHz.

– c; tilldelning av frekvenser för amatörradiotrafik med [ej specificerat] kHz, på sekundär basis, inom området 5 275 kHz till 5 450 kHz.

d; tilldelning av frekvenser för amatörradiotrafik på ett antal specifika kanaler, på sekundär basis, inom området 5 275 kHz till 5 450 kHz.

2. Detta alternativ innebär ingen förändring från det tidigare föreslagna 5 250 till 5 450 kHz.

För alla de föreslagna alternativen blir en ändring av Resolution 649 (WRC-12) en följdkonsekvens.

@

Om 500 kHz

Firande av 106-årsdagen för användningen av den maritima nödanropsfrekvensen 500 kHz. Radioamatörer i USA och Kanada kommer att fira årsdagen med trafik dels på 500 kHz och dels på 475 kHz. Detta sker mellan 31/10 och 2/11 2014. Att radioamatörer får använda 500 kHz är unikt och kommer sannolikt inte att ske i framtiden, då det planeras en ny maritim tjänst för dataöverföring på 500 kHz. Aktuella frekvensområden är 465-480 kHz och 495-510 kHz

Mer information finns hos ARRL.

* <http://www.arrl.org/news/special-event-planned-this-fall-on-630-meters>

* <http://www.arrl.org/news/canadian-radio-amateurs-will-join-special-event-this-fall-on-630-meters>

@

IARU Region1 diskuterar eventuell förlust av 23 cm

Under en längre tid har det diskuterats kring vad som ska hända med 23 cm. Hotet mot fortsatt amatörradio på detta band har ökat med GPS-systemet från Galileo. Nu kommer denna punkt upp på kommande IARU Region 1-konferens i Varna-Albena Bulgarien den 21-27 september 2014. Bandet innehåller som bekant en tilldelning för Amateur Satellite Service med upplänk inom 1260-1270 MHz.

Michael Kastelic OE1MCU, ordförande för IARU R1 VHF/ UHF/Mikrovågskommitté, har presenterat en skrivelse (dokument VA14_C5_36) där han uttrycker följande: Efter de senaste rapporterna som nu inkommit talar mycket för att vi radioamatörer i en nära framtid kommer att förlora 23 cm-bandet. Det är av denna anledning som följande förslag skall ses. Även om vi är optimistiska kommer inte mer än en mycket liten del av spektrumet att kunna behållas.

Förslag som nu framförs är:

Vi radioamatörer behöver en ny tilldelning (t.ex. 1300 -1310 MHz). Detta förslag bör finnas med på dagordningen vid världsradiokonferensen 2018 (WRC-2018) så att amatörer får tillbaka spektrum nära det befintliga 23 cm bandet.

OE1MCU föreslår vidare att IARU's Executive Committee (EC) arbetar vidare efter kommande WRC-2015 med att inför

nästkommade konferens, WRC-2018, föra fram denna punkt på dagordningen.

@

Info från PTS

Ang tillfälliga tillstånd

Efter förfrågan meddelar PTS att tillfälliga tillstånd tilldelas tills vidare i 5 MHz-bandet, på fyra frekvenser om 3 kHz, valfria moder så länge det ryms inom 3 kHz bandbredd och max effekt 100 W. I högre frekvensband är det 3,4 GHz som kan tilldelas tillfälligt ett tag till då ev tilldelning för andra ändamål än amatörradio ligger lite längre fram i tiden. När det gäller 2,3 GHz löper tilldelade tillfälliga tillstånd ut till årsskiftet men sen är det för stunden slut med tillfälliga tillstånd eftersom riktlinjerna inom CEPT om hur bandet ska användas börjar bli klara och auktionsarbetet är planerat att starta under hösten. Om/när en ev auktion är genomförd återstår det att se hur den utfallit. Förhoppningsvis kan enskilda amatörer ta kontakt med resp tillståndshavare på sin ort och tillsammans försöka utarbeta en överenskommelse i samråd men det är inget som just nu går att säga något om. Högre frekvensband är för stunden inte berörda men en kvalificerad gissning är att 10 GHz-bandet också kan bli föremål för tilldelning för andra ändamål på sikt men det ligger i så fall längre fram spår PTS.

Amatörradio för personer med särskilda behov

Inom CEPT har diskuterats förslag på hur man ska öka tillgängligheten till provet för amatörradiocertifikatet för de som har särskilda behov, handikapp etc. Frågan har beretts inom en arbetsgrupp som sedan skickat frågan vidare till WGFM. Efter en rundfråga till de olika administrationerna har WGFM nu fastställt förslaget som inte är tvingande för de olika länderna. Sverige stödde förslaget till ändring däremot är det inte klart om, eller hur, PTS kommer att implementera det.

Nya undantagsföreskrifter

I de kommande undantagsföreskrifterna är det inga stora ändringar vad gäller amatörradio, men en viktig, och välkommen, ändring är dock att det nu åter blir tillåtet att använda en amatörradiosändare även om man inte har eget certifikat. Förutsättningen är att det sker tillsammans med en radioamatör som redan har certifikat, t.ex på Tekniska museet SK0TM eller under JOTA-aktiviteter. Orsaken till att det inte varit tillåtet under några år är att juristerna haft problem med om det gått att skriva föreskrifter för hur "icke" amatörer ska få använda frekvenserna eftersom undantaget riktar sig till redan befintliga amatörers användning av banden. Under några år har det gjorts ett antal försök att formulera det så att det ska passera den juridiska granskningen och nu har det till slut lyckats och alla är nöjda och glada. Så nu slipper demonstrationerna på SK0TM och radioanvändningen på JOTA vara olagligt. De nya föreskrifterna beräknas komma ut runt årsskiftet.

@

ESR avslutar arbetet med provfrågebanken

Efter att ha deltagit i PTS samverkansgrupp sedan 2011 och levererat vår del av det arbetsunderlag som PTS efterfrågat i rätt tid, så meddelar ESR härmed att projektet för föreningens vidkommande nu är slutfört.

Från 1 juli 2014 gäller en ny provfrågebank och nya rutiner. Den som vill ta amatörradiocertifikat eller erbjuda amatörradiokurser har att utgå från innehållet i den internationella CEPT-rekommendationen T/R 61-02 som utgör den harmoniserade kunskapsnormen inom CEPT-samarbetet enligt PTS undantagsföreskrifter för amatörradio.

Från den 1 juli 2014 går det att göra övningsprov online på PTS nyöppnade amatörradiportal hamradio.pts.se Tjänsten är gratis och öppen för alla.

ESR är nöjda med resultatet och att PTS efter ca 20 år med varierande former av outsourcing på enskilda provförrättare återtagit hela ansvaret för såväl provfrågebanken, kompetenskraven samt tillsyn över certifieringsverksamheten.

Eventuella förslag till kompletterande provfrågor, anmälan om ottydligheter och felaktigheter i nuvarande provfrågor eller andra synpunkter hänvisas direkt till PTS.

ESR Styrelse och Provfrågegrupp

@

Funktionär för certifieringsverksamheten sökes

ESR söker en funktionär som är villig att ta ansvar för certifieringsverksamheten inom föreningen. Arbetet handlar i första skedet om att tillsammans med styrelsen och ESR provfrågegrupp ta fram rutiner och i ett senare skede handlägga certifieringsärenden i enlighet med de rutiner som tas fram på ett sådant sätt att möter de krav som ställs av PTS när det gäller tillsyn m m. Skicka din intresseanmälan till medlem@esr.se

Vill du bli provförrättare för ESR?

Du som skulle kunna tänka dig att verka som provförrättare för ESR ombedes inkomma med en intresseanmälan. Vi behöver namn och anropssignal samt kontaktuppgifter. Det är önskvärt att du skriver några rader om dina tidigare erfarenheter som provförrättare, utbildare eller motsvarande.

I ett senare skede när våra rutiner och regler är klara kommer det att krävas en formell ansökan för att kunna bli antagen av ESR. Detta baserat på de överenskommelser som ESR har med PTS då det gäller kvalitetssäkring av certifieringsverksamheten. Skicka din intresseanmälan till medlem@esr.se

ESR Styrelse

@



Nya prov för blivande radioamatörer

- av Christer Jonson SA0BFC, Post- och telestyrelsen PTS -

En helt ny frågebänk att användas vid certifikatprov för amatörradiocertifikatet har tagits i drift. Den nya frågebanken som ska användas från den 1 juli i år omfattar betydligt fler ämnesområden än den tidigare och möter bättre de krav på innehåll och bredd som ställs.

Lagen om elektronisk kommunikation ändras

I samband med att Lagen om elektronisk kommunikation (LEK) ändrades den 1 juli 2011 fick åter Post- och telestyrelsen, PTS, uppdraget att ansvara för certifiering av radioamatörer, något som saknats sedan lagen infördes 2003. Det var helt enkelt en uppgift som man missade vid lag-skrivningen och ingen myndighet fick därför utpekad uppdrag att sköta certifieringen av radioamatörer. Samma förhållande gällde, och gäller fortfarande, för VHF-certifikat för fritidsbåtsägare, för där är problemet fortfarande inte löst och ingen myndighet är utpekad som ansvarig för certifieringen.

I samband med förändringen av LEK så fick PTS möjlighet att ge tre organisationer, ESR, FRO och SSA, rätten att förrätta prov och att efter godkänt prov tilldela certifikat för amatörradio. Dessa tre organisationer gavs också en unik möjlighet att tillsammans vara med och revidera den befintliga frågebanken, ett arbete som dock inte föll alltför väl ut. Till slut övertog PTS arbetet och slutförde själva arbetet med den nya provfrågebanken.

CEPT-rekommendation är riktmärke

CEPT har arbetat fram ett dokument som beskriver de ämnesområden som bör finnas representerade i utbildningen för det fullvärdiga amatörradiocertifikatet, s.k. HAREC. CEPT-rekommendationen i sig är dock inte tvingande men många länder, både inom och utom Europa och däribland Sverige, har anammat den rekommendationen att utgöra en gemensam kravmall för amatörradiocertifikatet.

Den tidigare provfrågebanken, och kursmaterialet, täcker inte de ämnesområden som framgår av CEPT-rekommendationen och det var den främsta anledningen till att provfrågorna behövde revideras. De nu framtagna provfrågorna motsvarar bättre kraven i HAREC även om det fortfarande är några områden som bedöms vara mindre viktiga för den blivande amatören och därför har tonats ned eller berörs med endast enstaka frågor.

En nyhet med den nya frågebanken är att det finns möjlighet att göra övningsprov direkt på nätet för att se hur kunskaperna står sig jämfört med kraven för dagens blivande amatörer.

Övningsprovet är alltså samma slumpvis utvalda frågor som används till de skriftliga certifikatproven och efteråt får du direkt reda på om du klarat provet och om du inte gjort det får du tips om vilka områden du bör studera närmare.

Provet består som tidigare av två delprov, provet i reglemente, regler och trafikmetoder och teknikprovet, inklusive elsäkerhet. Varje fråga har fyra svarsalternativ som alla kan vara rätt eller fel svar på frågan. Alla alternativen måste därför besvaras, inte bara det som man anser är rätt.

Provet om regler omfattar 30 frågor och teknikprovet 43, varav tre är om elsäkerhet. Varje rätt besvarad fråga ger fyra poäng och gränsen för godkänt är 105 respektive 152 poäng i de två delproven. Elsäkerhetsfrågorna är obligatoriska och måste vara helt rätt besvarade för att teknikprovet som helhet ska vara godkänt.

Inte svårare men fler områden

Provfrågorna i sig är överlag inte svårare än de tidigare men de täcker en större bredd så det kan ändå upplevas som att provet blivit svårare helt enkelt eftersom det är mer att läsa. Men möjligheten att öva är ju betydligt större än tidigare så det kanske jämnar ut sig.

Att bara mekaniskt lära sig de rätta svaren genom att göra flera övningsprov är naturligtvis möjligt men med tanke på att frågebasen idag omfattar drygt 700 frågor så har man i så fall lärt sig en hel del ändå.

Provfrågorna kommer fortlöpande att utvärderas och revideras och nya frågor kommer att tillföras vartefter inom de områden som ännu är lite tunnare på frågor eller om bestämmelser ändras. Även formuleringar och svarsalternativ ses fortlöpande över för att inte vara tvetydiga eller otydliga.

Du kan läsa mer om de nya provfrågorna på PTS hemsida, www.pts.se, under e-tjänster. Vill du gå direkt till amatör-radiosidan är länken hamradio.pts.se.

@



FPGA-baserat DSP-kort för SSB-radio

- av Daniel Uppström, SM6VFZ -

Att bygga en komplett radio med modulator/demodulator för SSB/CW enligt traditionella metoder är en stor uppgift.

Själva moduleringen och demoduleringen kräver ganska många komponenter och om man vill ha hyfsade prestanda, utan stora kompromisser som att till exempel använda dubbelt sidband, ha en manuell AGC etc., så blir en lösning snabbt ganska komplicerad och svår att reproducera.

För att komma runt flera av de vanliga stötestenarna kan man lägga block för bland annat modulering, demodulering och filtrering i digital domän. Ett antal sådana projekt har också publicerats under de senaste åren. Men de flesta projekt för mjukvarudefinierad radio (SDR) på amatörbanden är tyvärr bara mottagare och kan inte på ett enkelt sätt kompletteras med sändardel.

Vidare tillhör de flesta implementationer en av två typer – antingen använder de en snabb, bredbandigt samplande A/D-omvandlare för att samtidigt digitalisera många signaler i ett stort frekvensband, eller så är de av direktblandande ”zero-IF”-typ och blandar ner radiosignalen direkt till audio-frekvens för sampling med ett PC-ljudkort.

Det största problemet med den förstnämnda typen, med snabb sampling av ett stort frekvensområde, är att snabba A/D-omvandlare i allmänhet, om de inte kostar en förmögenhet och drar väldigt mycket ström, har låg upplösning, kanske bara 8 eller 10 bitar. Det innebär att dynamiken blir därefter, $N \cdot 20 \cdot \log_2$ [dB], och det krävs bra analog för-filtrering för att välja ut den signal eller det frekvensband som man är intresserad av, så att starka signaler på andra frekvenser inte bryter igenom. Det behövs också ett förstärkarsteg med reglerbar förstärkning som kan anpassas till nivån på den mottagna signalen. Med detta sammantaget förloras mycket av poängen med en bredbandig sampling.

Den andra varianten å sin sida, med direktblandning till audiofrekvens, kan utnyttja bra och lågbrusiga A/D-omvandlare för audio, med många bitar och stor dynamik. En stor nackdel är dock att starka signaler med liten skillnad i frekvens alltid ger upphov till blandningsprodukter som faller i audio-området. Om sådana starka signaler finns inom det mottagna bandet går de i allmänhet inte att filtrera bort och en zero-IF-mottagare kommer då bli störd eller blockerad.

Mot bakgrund av vanliga lösningars tillkortakommanden har undertecknad tagit fram en lite annorlunda SDR-plattform, med högupplöst A/D-omvandlare, snabb D/A-omvandlare samt en FPGA för signalbehandling.

Målet är inte att bygga ”den bästa” lösningen med extrema prestanda. Istället är tanken att ha en bra, reproducerbar lösning som, kompletterad med lämpliga HF-delar, kan realisera en komplett SSB-transceiver. Den är också tänkt att vara så generell att den ska kunna användas för kortvåg likaväl som mikrovåg. Viktigt är också att den kan jobba ”stand alone”, utan att behöva en PC!

Min lösning tillhör ingen av de vanliga kategorierna av ”zero-IF” eller bredbandig sampling. I mottagning sker digitalisering kring en frekvens i storleksordningen 200-500 kHz. Denna är tänkt som en andra mellanfrekvens. Första mellanfrekvens kan anpassas efter ett kristallfilter vid 10,7, 21,4, 45 MHz etc.

Signalen för sändning genereras direkt vid samma första mellanfrekvens för att därpå passera samma kristallfilter och kunna blandas med samma lokalosillator.

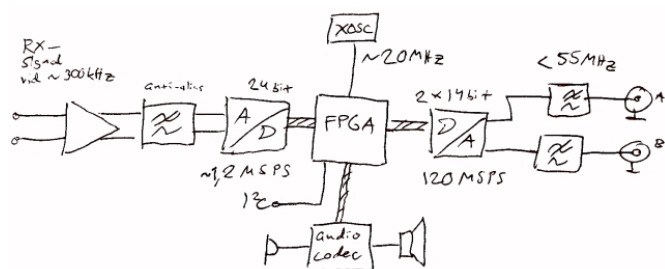
Lite mer detaljerat innehåller DSP-kortet följande:

En 24 bitars A/D-omvandlare (ADC) som kan sampla i upp till 2,5 MSPS, en tvåkanals D/A-omvandlare (DAC), klockad för 120 MSPS, en audiocodec, innehållande både A/D- och D/A-omvandlare för audiofrekvens samt mikrofon- och högtalarförstärkare, en Cyclone II FPGA som fungerar som själva hjärtat i signalbehandlingen och utför modulering/demodulering i digital domän samt kristallosillator (TCXO), spänningsregulatorer m.m.

I FPGA:n har Weaver-modulator och demodulator (beskrivet på annan plats i detta nummer av ESR Resonans) implementerats, med ställbara filterbandbredder för SSB-tal eller CW.



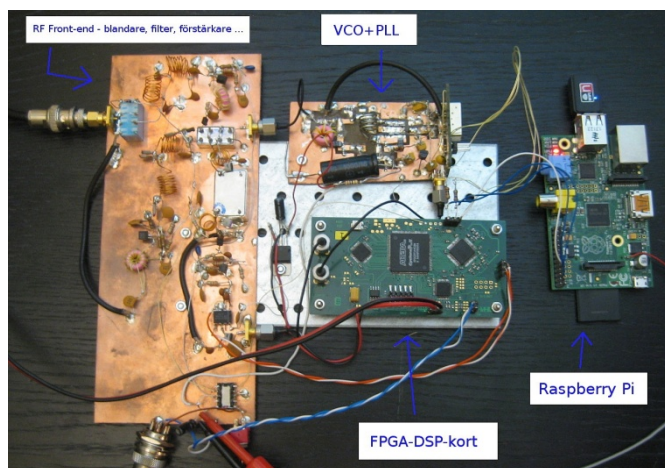
DSP-kortet



För att erhålla en komplett radio behövs ytterligare någon form av radio (HF) front-end (filter, förstärkare, blandare etc.) samt en styrenhet (processor, knappar, display, etc) samt förstås också audiodelar i form av högtalare och mikrofon.

FPGA:n kan generera lokaloscillator genom en av DAC-kanalerna, men för bättre prestanda bör man ha en extern PLL-låst VCO som första LO.

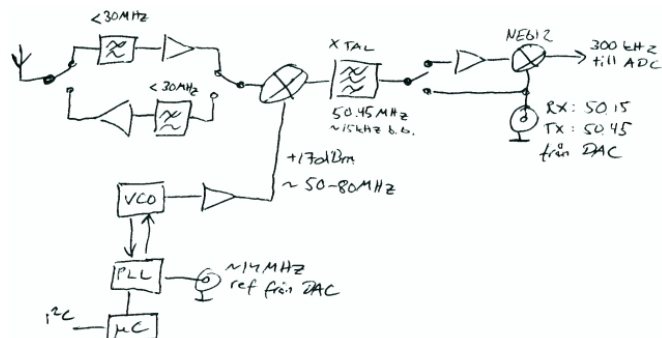
I bilden nedan visas en experimentell kortvågstransceiver med tillhörande blockschema.



Det stora kortet till vänster innehåller, sett från antennen, lågpassfilter, förförstärkare, högnivåblandare (+17 dBm), kristallfilter (50,45 MHz), mellanfrekvensförstärkare samt en NE612 med förstärkare och blandare.

Från en DAC-kanal på FPGA-kortet kommer en 50,15 MHz LO-signal som används för att blanda ner till 300 kHz där ADC:n kan sampla.

I sändning övergår LO-signalen till att bli en modulerad signal vid 50,45 MHz som kan passera kristallfiltret och därefter blandas till rätt frekvens och förstärkas.



Det översta kortet i mitten är en lågbrusig VCO för ca 50-80 MHz, som låses i en ADF4001 PLL-krets. Referenssignalen kommer från FPGA-kortets andra DAC-kanal och är en signal kring 14 MHz som kan styras i mycket små frekvenssteg.

Till höger ligger en Raspberry Pi som kör Linux och är uppkopplad till lokalt nätverk över WiFi. Den används för att ge information om frekvens och ställa in parametrar såsom SSB, CW etc. och kommunicerar med FPGA och PLL över en I2C-buss. I denna uppkoppling används den enbart i väntan på en mer traditionell kontrollenhet med knappar och display, men om man är intresserad av att bygga en fjärrstyrd radio är Raspberry Pi ett intressant alternativ. Man skulle ganska enkelt kunna göra ett webb-baserat kontrollinterface och streama audio.

Att använda programmerbar logik i en FPGA för signalbehandling, istället för en digital signalprocessor, ger stora frihetsgrader som den SDR/DSP-intresserade bör studera. Definitionsmässigt skriver man då också hårdvarudefinierande kod, så om resultatet verkligen är mjukvarudefinierad radio, SDR, kan man diskutera.

Projektet är på intet sätt färdigt och jag kommer att fortsätta med vidareutveckling.

Den som tycker det hela låter intressant kan följa min projektlogg bok vid: <http://www.eta.chalmers.se/~upda>

vfz.daniel (snabel-a) gmail (punkt) com

@

tekniska notiser



- sammanställs av redaktionen -

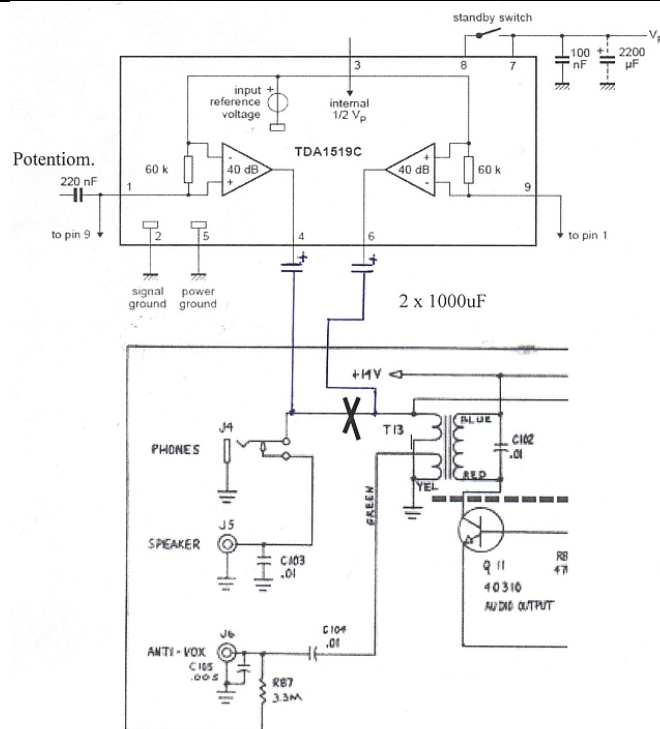
Tips till Drake-ägare. Drake R4C med TDA1519C som LF-steg

"Old Indians never die... They just have better stories to tell". En slogan på en amerikansk produkt som också kan passa bra in på Drake R4C. Jo jag föredrar fortfarande en 40 år gammal Drake R4C framför de nyare plastapparaterna när jag letar svaga signaler, framförallt på lågbanden. Jag hoppas det är fler som uppskattar denna mottagare, för det är fortfarande något speciellt med en äldre väl fungerande mottagare. Ok, jag medger, mina R4C är rejält modifierade men det har enbart varit ett stort nöje. Jag har reducerat överhörning mellan filter, byggt ny produktdetektor, byggt in digital display, nätaggregat, LF-steg samt extra antenningång för Beverage-antenn för att nämna de viktigaste. För "cruising" på banden är en Drake för mig perfekt, för contest är det nya plastapparater som gäller.

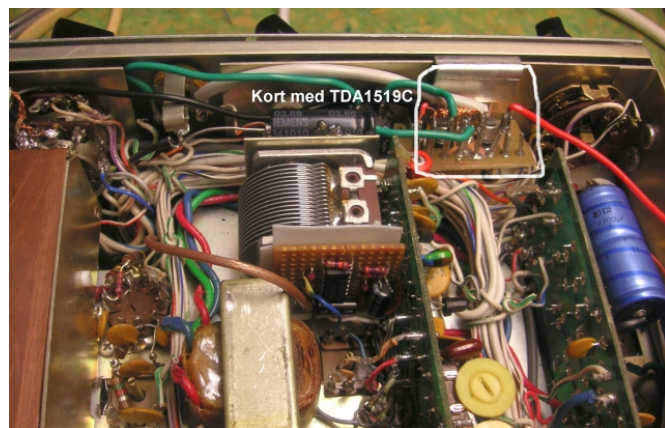
Besvikelsen var av flera anledningar stor på många håll när R4C ersatte R4B. Det fanns mycket kritik. En av de "förbättringar" som eftermarknaden gjorde på R4C var att frikoppla LF-transistorn (Q11) och istället montera en LM383. Denna modifiering presenterades 1979 av Bob Sherwood. Ungefär samtidigt kom ytterligare eftermarknadsförbättringar och en 12 V-regulator (7812) kom att användas i strömförsörjningen.

Jag har genom åren provat olika LF-kretsar, under senare år har jag använt en TDA2003. Javisst, det fungerar men jag har alltid tyckt det låter lite "hissigt" och en rörbestyckad R4B låter bättre i mina öron. En nackdel som knappast omnämns när man bygger om LF-delen med en IC-bestyckad LF-krets på detta sätt är att "Anti-Vox"-funktionen inte fungerar speciellt bra. Detta "problem" har helt undgått mig då jag nästan uteslutande kör CW. LF-transformatorn (T13) har två sekundärlindningar, en för högtalarutgång (låg impedans) och en för Anti-Vox-funktionen (hög impedans). Återkoppling till Anti-Vox sker mellan sekundärlindningarna. När en IC-bestyckad LF-krets ansluts görs detta alltid till den främre phone-kontakten i samma anslutningspunkt som ansluter till LF-transformatorn. En lite dum koppling kanske då transformatorn också belastar LF-kretsen.

När ämnet "bättre ljud från R4C" kom på tal runt fikabordet härförleden sa Henrik SM7ZFB "du kan prova en TDA1519C, jag har tagit fram ett färdigt kort och jag har kretsar". Databladet konsulterades och en R4C lyftes ner i källaren. Ett lagom break i sommarhettan. Ut med TDA2003 och in med TDA1519C. Kortet/kretsen passade perfekt och hålls på plats med en U-klammer över chassiet, se bild. Ljudupplevelsen blev klart bättre än tidigare samtidigt som de två kanalerna i TDA1519C delades upp, en kanal för högtalare och en kanal till LF-transformatorns högtalarutgång.



Varje kanal matas via en 1000 μ F elektrolytkondensator. På så sätt fick nu Anti-Vox-funktionen en separat matning och därmed lite bättre signalnivå. Men den egentliga anledningen till denna koppling var viljan att använda båda kanalerna i TDA1519C och samtidigt behålla chassie-jord till högtalaren.



Egentligen är nätttransformatorn i en R4C något underdimensionerad (kärnan mättad) när den går med 50 Hz. Bygger man in något nytt måste man ta bort något annat. Men när Q11 tagits bort och skalbelysning eliminerats eller bytts till strömsnåla LED kan man "låta udda vara jämnt".

Referenser: Det finns massor på nätet som alla vet. Här är kanske den allra tidigaste.

<http://w5jgv.com/downloads/Drake%20R4B%20Modification%20kits.pdf>

Datablad: <http://www.hestore.hu/files/TDA1519C.pdf>

Göran Carlsson SM7DLK

@



Vad är RTL SDR

Dongeln är egentligen utvecklad för att ta emot DVB-T, men en finsk radioamatör fann att genom att modifiera drivrutinen till dongeln kunde lägre frekvenser som kortvågsbanden tas emot.

RTL är namnet på det chip som sitter i USB dongeln, RTL 2832U. Det finns flera olika modeller och dessa har lite olika egenskaper med tanke på omfånget av mottagning.

Den i särklass vanligaste dongeln är Rafael Micro R820T som har ett omfång på 24-1766 MHz.

Elonics E4000 är näst vanlig, men har inte samma omfång som R820T, men ett omfång på 52-2200 MHz.

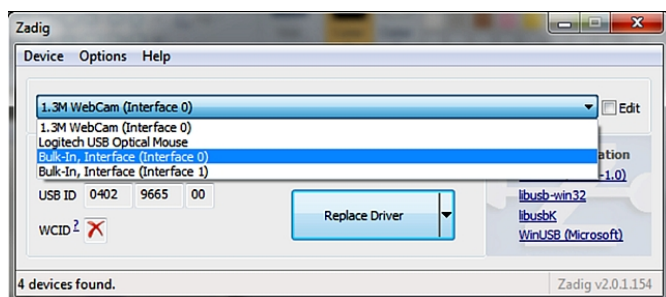
Dongeln fungerar förvånansvärt bra med tanke på att den betingar ett blygsamt värde på ca 250 kr.

R820T och just den dongel jag visar har en MMCX-anslutning för antenn, men det finns så kallade pigtails till BNC lättillgängliga.

Hur används RTL SDR?

Dongeln har USB-gränssnitt och fungerar idag på flera olika plattformar:

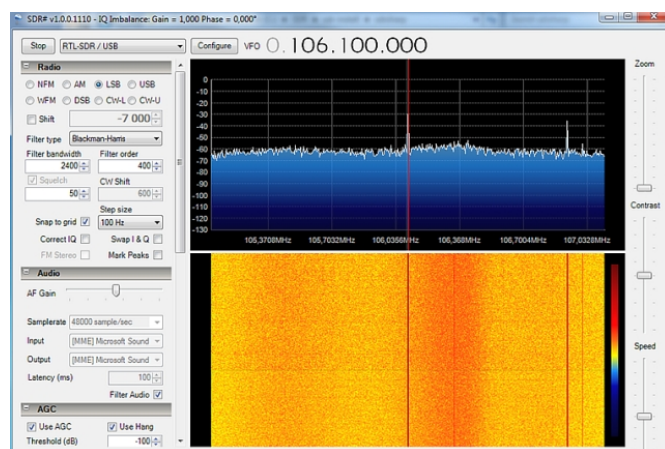
- * Windows XP/7/8
- * Mac OS X
- * Linux (inkl Raspberry Pi ARM)



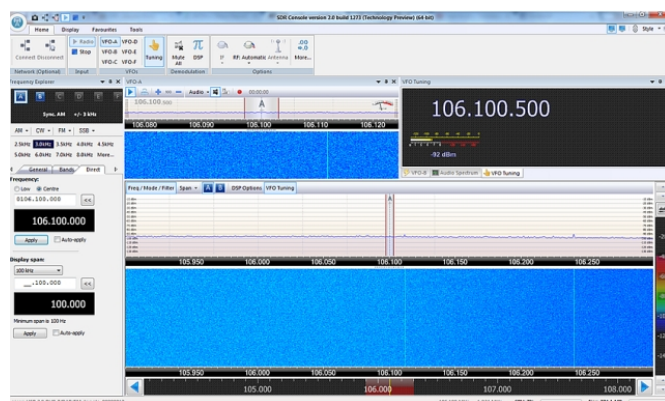
I Windows krävs en speciell drivrutin som ersätter original-drivrutinen för DVB-T och denna kan installeras genom Zadig, vilket är en mjukvara som tillåter utbyte av drivrutiner i Windows.

Mjukvara

För Windows finns idag två alternativ till mjukvara, SDR # (sharp) och HSDR v2, varav SDR # även tillåter frontend funktionalitet genom RTL_TCP.



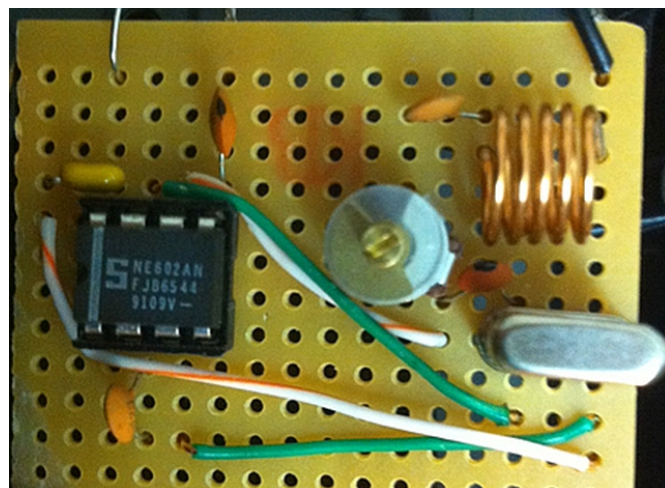
Detta medger att dongeln mycket väl kan snurra på en Raspberry Pi som mottagare och sedan låta sig styras från en nätverks-/ Internet-ansluten dator med SDR #



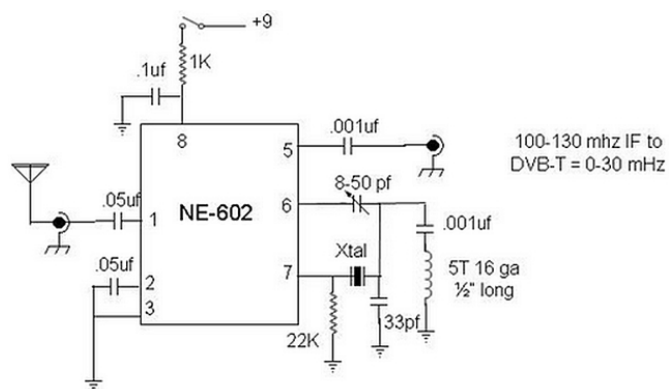
HSDR v2

Up-converter

För att kunna ta emot kortvåg fordras en up-converter. Dessa finns kommersiellt i olika utföranden, men går också bra att tillverka själv.



Jag valde att tillverka en själv med utgångspunkt från en design från W9RAN som bygger på kretsen NE-602 (blandare) och en oscillator på 100 MHz.



Det är en snäll krets och går alldeles utmärkt att driva från USB-portens 5 V.

Johan Engdahl SM7I

@

Modifiering av Yaesu FT-817: Förbättrad audio utan elpryttlar

För något år sedan märkte jag något av en slump: Om loggen hålls lite snett ovan chassit på en FT-Yaesu 817nd blir ljudkvaliteten bättre. Inför årets utesäsong har fenomenet tagits tillvara. En 50 x 87,5° rörböj för avlopp (Biltema) kortades på båda sidorna. Ett par lager sprayfärg för plastdetaljer/kofångare (Biltema) mattade ner ytan och gav en gråbrungrön matt ton jag är svag för.



Men hur fästa? Chassit på "den lille radio" är magnetiskt. De små starka magneter man kan peta ur öronpluggar...nej det försöket vågade jag inte. Oro för att magnetfält kanske påverkar en avstämd krets slog till. Men gummisnöre korpat från något plagg fungerar ypperligt.



Lite krympslang i ändarna, så de inte fransar ut, en bit till ungefär på mitten och det är klart. Böjen sitter stadigt och ljudet kan riktas. Ljudet är märkbart bättre än utan, alltså inte bara starkare. Jag har inte provat med att kapa av olika längder på ändarna. Jo.... snörlåset på bilden är helt onödigt. Men det är i grbrgr!

Dejan Petrovic SA3BOW

@

I brist på annat

När man ska få fast en HF-isolerad axel på en vridkondensator så är en sån här gammal grej (längst till vänster) häändig. Den tillåter även lite felvinkling.



De jag sett på e-bay har varit ruskigt dyra. Hittar man några på loppis är det en god idé att köpa. Ibland lider de av att bakelitdelen är sprucken och/eller att skruvarna är borta. Man kan lätt nita på något nytt. Gängan behöver inte alls återfinnas i vår M-serie. Spar därför alltid skruvarna! Hålet är närmare 6,35 mm istället för modernare kondensators 6 mm axeldiameter. Det kan man shimsa. I brist på begagnat kan man tillverka nya, som t ex de två till höger i bild.

Dejan Petrovic SA3BOW

@



Cirkulär eller kvadratisk magnetisk loopantenn?

- av Bertil Lindqvist SM6ENG -

Allmänt

En magnetisk loopantenn är en antenn vars omkrets är ca 1/10 våglängd eller kortare. Resonansen hos antennen bestäms av loopens induktans och kapacitansen i avstämningsskondensatorn som är inkopplad i serie med loopen. Vanligtvis matas loopen med en link vilket ger hyfsad anpassning mot 50 ohm. En bra konstruerad magnetisk loopantenn är en mycket effektiv antenn i förhållande till sin storlek. Radioamatörer använder ofta längder upp till ca 1/4 våglängd och kallar även dessa antenner för magnetiska loopantennar – även om antennen då förlorat en hel del av de egenskaper som karakteriserar en magnetisk loopantenn. Om man gör en magnetisk loopantenn 1/10 våglängd eller kortare så får man undertryckning av elektriska störfält. Men man får betala med sänkt verkningsgrad eftersom verkningsgraden minskar med antennens storlek. Undertryckningen av elektriska störfält är ofta kraftigt överskattad eftersom man endast får en undertryckning i det extrema närfältet. Det handlar om avstånd upp till någon tiondels våglängd från storkällan, det vill säga ca 2 meter på 14 MHz. Det är inte någon vits med att göra linken ”faradayskärmad” vilket ofta framhåvs. Ett elektriskt fält tas även upp av antennelementet och orsakar strömmar i detta. Detta resulterar i ett magnetfält som tas upp av linken även om denna är ”faradayskärmad”.

Cirkulär eller kvadratisk loop?

I vissa fall finns det praktiska fördelar med att göra en magnetiska loopantenn i form av en kvadrat istället för cirkulär. Som vanligt får man göra sina prioriteringar och val beroende på vad man är ute efter. Det påpekas ofta att om man väljer att göra en magnetisk loopantenn fyrkantig istället för cirkulär så minskar verkningsgraden. Jag finner att detta är ett klen argument för att avstå från att göra sin antenn fyrkantig.

En kvadratisk utformad loop ger en yta som är 78,5 % jämfört med en cirkulär, med samma omkrets. Detta medför att man förlorar storleksordningen någon halv dB i verkningsgrad eftersom strålningsmotståndet sänks. Det är lätt att till stor del kompensera för den minskade verkningsgraden hos den kvadratiske loopen genom att helt enkelt göra den större. Detta påstående bemöts ofta med invändningen att den förlängda loopen då inte går att stämma av lika högt i frekvens som tidigare eftersom induktansen ökar om man förlänger loopen. Det är riktigt att induktansen ökar om man ökar ytan på loopen (förlänger omkretsen). Vad många

missar är att om man gör en loop kvadratisk istället för cirkulär, med samma omkrets, så minskar induktansen! Detta innebär att det finns utrymme för att öka ytan tills man har ”återställt” induktansen.

Nedanstående tabell exemplifierar mitt påstående. Tabellen är baserad på Excel blad som finns att hämta från ESR Resonans arkiv på www.esr.se Övergångsresistans till vridkondensatorn är här satt till 0 ohm.

Utförande	cirkulär	kvadratisk	kvadratisk - förlängd
tråddiameter[mm]:	28	28	28
omkrets [cm]:	260	260	285
induktans [uH]:	1,8	1,6	1,8
kapacitans för resonans på 29 MHz [pF]:	17	19	17
strålningsmotstånd, R _r vid 29 MHz [mohm]:	79	49	70
förlustmotstånd, R _L vid 29 MHz [mohm]:	42	42	46
kapacitans för resonans på 14 MHz [pF]:	72	81	72
strålningsmotstånd, R _r vid 14 MHz [mohm]:	43	27	46
förlustmotstånd, R _L vid 14 MHz [mohm]:	29	29	32
verkningsgrad vid 29 MHz [%]:	95	92	94
verkningsgrad vid 14 MHz [%]:	60	48	55

OBS! Resultaten är avrundade.

I exemplet ovan minskar verkningsgraden med ca 12 % för den kvadratiske loopen på lägsta frekvensen jämfört med en cirkulär loop med samma omkrets. Om man förlänger omkretsen på den kvadratiske loopen med drygt 9 % så återställs induktansen och förlusten blir då endast ca 5 % större jämfört med den cirkulära loopen. 12 % sänkt verkningsgrad motsvarar ca 0,5 dB medan 5 % motsvarar ca 0,2 dB. 0,5 dB försämring har, enligt min uppfattning, ingen praktisk betydelse på HF-bandet och 0,2 dB måste anses som försumbart. Denna försumbara förlust kan knappast utgöra ett argument för att inte göra loopen fyrkantig.

Sambanden är inte linjära. I exemplet ovan är korrektionsfaktorn för förlängning av omkretsen ca $285/260 = 1,096$. Faktorn är beroende på vilken tråddiameter man använder. För en tråddiameter på 10 mm är faktorn ca 1,07. Använd Excel bladet!

Viktigt när man konstruerar en magnetisk loopantenn:

Strålningsmotståndet är lågt hos en kort antenn varför förluster i antennelementet får en stor påverkan. För att man inte ska förlora för mycket verkningsgrad tillverkas antennelementet normalt av ett grovt kopparrör. Det kan göras av

aluminium men då måste diametern på det ökas kraftigt för att få samma verkningsgrad som med koppar. Hur mycket beror bland annat på vilken aluminiumlegering som används, det kan röra sig om storleksordningen dubbla diametern. Om loopen innehåller skarvar skall dessa vara hårdlödda. Aluminium TIG-svetsas.

Övergångsresistansen i anslutningarna till avstämningsskondensatorn måste minimeras, varje milliohm räknas. Kondensatorer med släpkontakter skall undvikas. Viktigt är också hur infästning av plattorna i avstämningsskondensatorn är utförd. Undvik sådana där plattorna är fastklämda med distanser och där strömmen förmedlas av en stång gjord av ett magnetiskt material. Beaktar man inte detta får man dålig verkningsgrad även om man valt ett grovt kopparrör till antennelementet. Kondensatorn måste tåla höga spänningar, typiskt omkring 5 kV vid 100 watt. Mer exakt värde måste kontrolleras för det enskilda fallet.

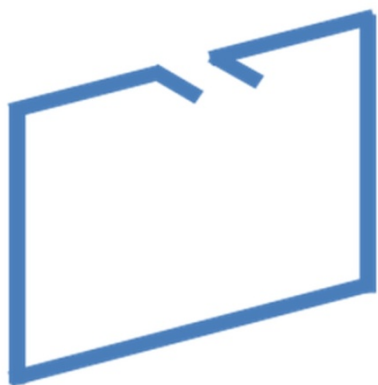
Om man bara använder den magnetiska loopen för mottagning har förlusterna inte alls samma avgörande betydelse och kondensatorn behöver då inte tåla höga spänningar.

Beakta att strökapacitanser och nollkapacitans hos avstämningsskondensatorn kan leda till att man inte når högsta önskade arbetsfrekvens. I tveksamma fall gör man då antennelementet något för kort.

Tips

AA5TB har tagit fram ett Excel-blad för beräkning av cirkulära magnetiska loopantennar som är användbart vid konstruktion av en cirkulär magnetisk loopantenn. Föredrar man att göra sin magnetiska loopantenn kvadratisk så ta hjälp av det Excel-blad som Karl-Arne SMOAOM och jag har tagit fram.

Det kan vara praktiskt att utföra antennelementet enligt figuren nedan. De utböjda rörändarna kan i vissa fall förenkla montering av kondensatorn.



Observera att alla hörn bör vara avrundande för att undvika koronaurldning, vilket inte framgår av figuren.

	A	B	C	D	E	F
1	Indata skrivs in i de gulmarkerade fälten. Resultat visas i de grönmärkade fälten.					
2						
3		cirkulär loop:			kvadratisk loop:	
4	Ange antennelementets tråddiameter:	28,0 [mm]			28,0 [mm]	
5	Ange loopens omkrets:	260 [cm]			285 [cm]	
6	Ange övergångsresistans i anslutningen av avstämningsskondensator:	0 [mohm]			0 [mohm]	
7	Loopens induktans:	1,80 [uH]			1,80 [uH]	
8						
9	Ange maximal arbetsfrekvens:	29,00 [MHz]			29,00 [MHz]	
10	se not 1, Kapacitans för resonans vid max arbetsfrekvens:	16,7 [pF]			16,7 [pF]	
11	Verkningsgrad vid max arbetsfrekvens:	94,99 [%]			93,90 [%]	
12						
13						
14	se not 1! inställd kapacitans hos avstämningsskondensatorn:	72,0 [pF]			72,0 [pF]	
15	Resonansfrekvens vid inställd kapacitans:	13,97 [MHz]			13,98 [MHz]	
16	Verkningsgrad vid resonansfrekvens för inställd kapacitans:	59,52 [%]			54,52 [%]	
17						
18						
19	not 1: tar ej hänsyn till strökapacitanser					

Excelbladet finns att hämta från ESR Resonans arkiv på www.esr.se

Tack till Karl-Arne SMOAOM för stöd under mina funderingar.

@

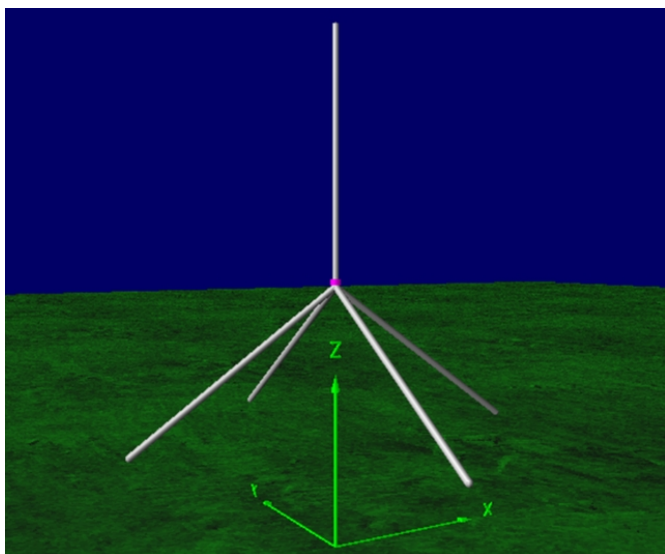


Groundplane-antennen – en simuleringsstudie

- av Jan Gunmar SM0AQW och Bengt Falkenberg SM7EQL -

Inledning

Groundplane- (GP-) antennen är en gammal bekant för de flesta radioamatörer och är ganska populär även om den ibland sägs ”stråla lika dåligt i alla riktningar”, en egenskap som den dock delar med de flesta enklare rundstrålande vertikalantennerna. GP-antennen har två grundkonfigurationer: antenner med eleverade (”upphöjda”) radialer och antenner med radialer i eller under markplanet. Den här artikeln redovisar resultat av simuleringar och fältprov av GP-antennerna med fyra eleverade radialer. Avsikten var i första hand att undersöka om det finns någon optimal dimensionering i något eller flera avseenden. De simuleringsverktyg som använts är Eznec 5+ under AutoEZ.



Figur 1

GP-antennerna med eleverade radialer är uppbyggda med en vertikal strålare, radiatoren och ett antal radialer. Med fler än två symmetriskt placerade radialer blir antennen rundstrålande och huvudsakligen helt vertikalt polariserad. En GP med fyra eleverade radialer visas i figur 1. Antennen matas mellan radiatorns nedre ände och de sammankopplade radialerna. En nära släkting till GP-n med eleverade radialer är den vertikala dipolen: om man tänker sig att man klyver det nedre benet i en vertikal dipol på längden i ett antal trådar och viker trådarna utåt erhåller man en GP.

GP-antennerna med eleverade radialer går bra att simulera med program baserade på NEC-2 (Eznec, 4NEC2, NEC for MMANA m.fl.) och även med Mininecbaserade program (MMANA -GAL) med en viss försiktighet, innebärande att man bara använder symmetriska konfigurationer som ger ett övervägande vertikalt polariserat fjärrfält (horisontalkomponenten försumbar jämfört med vertikalkomponenten).

Att simulera antenner med nergrävda radialer fordrar mer avancerade verktyg än de hjälpmedel som står oss radioamatörer till buds – om vi inte är yrkesmän inom antennenområdet och har tillgång till NEC-4 eller ett HFSS-program (High Frequency Structural Simulator) på jobbet, förstås!

Frageställningen här är: kan man dimensionera en GP så att man uppnår ett optimum kännetecknat av:

- bra verkningsgrad,
- bra anpassning till 52 ohm koaxialkabel (i första hand),
- låg elevationsvinkel för huvudloben,
- bra antennvinst för huvudloben (bra ”gain”),
- liten materialåtgång?

Attributet ”bra” används i listan ovan – man skulle också kunna skriva ”bästa möjliga” men knappast ”maximal”; det finns troligen samband som hindrar att man maximerar samtliga attribut. Lägger man till ytterligare krav eller önskemål riskerar man troligen att problemet blir överbestämt – ”det bästa är ju det godas fiende” sägs det.

Ett sätt att angripa problemet är att göra en så kallad känslighetsanalys. Då väljer man ut dels ett antal karakteristika man vill hålla konstanta, t.ex. arbetsfrekvens, ledarmaterial, antennhöjd, markegenskaper, dels ett antal parametrar som ska varieras, t.ex. ledarlängder och geometri. Man kan sedan studera hur egenskaper som verkningsgrad, matningsimpedans, antennvinst etc. påverkas när parametrarna varieras i en simulering, detta ger stöd för beslut som förhoppningsvis ger en robust konstruktion med bra prestanda. Till sist: man bör göra mätningar av några kritiska fall för att verifiera att man tänkt rätt!

Känslighetsanalyser är en bra metodik för att säkra producerbarhet och reproducerbarhet hos en antennekonstruktion.

Reproducerbarheten är ofta en Akilleshäla för antenntekonstruktioner; läsaren känner säkert till antenntyper som i och för sig verkar bygga på riktiga fysikaliska principer men som ändå helt saknar användning i professionella sammanhang därför att det är svårt att få dem att fungera – tänk t.ex. på olika varianter av flerbandsantennor med alla sina toleransproblem.

Simulering och analys – GP med fyra eleverade radialer

De parametrar som karakteriserar GP-antennens uppbyggnad och som kan varieras är radiatorlängd, radiallängd, tråddiameter hos radiator och radialer, antal radialer samt vinkeln mellan radialer och horisontalplanet. Yttre parametrar är arbetsfrekvens, antennhöjd (här avstånd mellan mark och antenntcentrum) och markegenskaper.

För att begränsa analysens omfattning antas här att arbetsfrekvensen är 50 MHz, antenntcentrum ligger en kvarts våglängd (1,5 m) över markplanet, fyra radialer används och ledardiametern för både radiator och radialer är 1,5 mm. Markmodellen är Sommerfeld-Nortons modell typ "Average Ground" med $\sigma = 5$ mS och $\epsilon = 13$. Vinkeln mellan radialer och horisontalplanet sätts till 35°. Skälet för att välja frekvensen 50 MHz är att underlätta bygge av en hanterbar modell för praktisk verifiering av beräkningarna. Den beräknings- och analysmetodik som används har innehållit följande steg:

- Definiera approximativa modeller för ett antal GP-antennor med varierande förhållande mellan radiatorlängd och radiallängd.
- Beräkna resonansfrekvensen för varje modellalternativ.
- Skala om modellerna så att de alla har resonans vid 50 MHz.
- Simulera samtliga modeller: beräkna impedans, antennvinst, verkningsgrad etc. vid 50 MHz.

Att göra beräkningarna i denna arbetsgång med enbart Ezec eller 4NEC2 skulle bli arbetsamt, eftersom ett antal interpolationer behöver göras för varje modell för att hitta dess resonansfrekvens och sedan skala om dimensionerna till resonans vid 50 MHz. Här har Ezec 5+ under AutoEZ använts, vilket förenklat arbetet avsevärt; man kan söka resonansfrekvenser batchvis i AutoEZ och sedan enkelt skala om antenntdimensionerna med hjälp av programmets Excel-miljö.

Tabell 1 nedan visar resultatet av en beräkning för tolv olika GP-antennor, alla med fyra radialer och centrum på 1,5 m höjd. Appendix 1 visar en NEC-fil som kan användas för att simulera antennen under NEC2. Parametrarna A och B är radiatorlängd och radiallängd resp., $R + jX$ är matningsimpedansen och ToA är elevationsvinkeln för max antennvinst ("Max Gain"). Figur 2 visar sambandet mellan radiatorlängd och radiallängd för konstant resonansfrekvens.

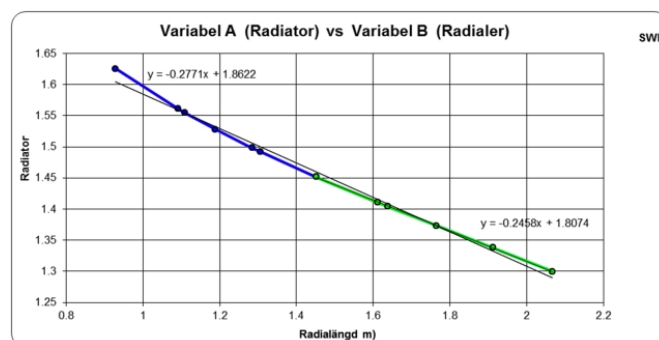
Tabell 1 och figur 2 nedan innehåller två intressanta resultat:

- * **det verkar inte finnas någon utpräglat optimal dimensionering av GP-antennen,**
- * **det finns ett nästan linjärt samband mellan radiatorlängd och radiallängd vid konstant resonansfrekvens.**

Detta verkar vara nya resultat som inte publicerats förut.

Antenn Nr	Radiator A m	Radial B m	R Ω	X Ω	SVF	"Max gain" dBi	ToA grader
1	1.299	2.067	65.72	0.04	1.26	1.09	19
2	1.338	1.912	59.69	0.04	1.15	1.10	19
3	1.373	1.766	55.48	0.03	1.07	1.10	19
4	1.404	1.638	52.36	0.02	1.01	1.11	18
5	1.411	1.612	51.76	0.02	1.00	1.12	18
6	1.452	1.452	48.87	0.01	1.06	1.12	18
7	1.492	1.306	46.72	-0.01	1.11	1.15	18
8	1.498	1.284	46.63	-0.01	1.12	1.14	18
9	1.528	1.189	45.70	-0.02	1.14	1.15	18
10	1.554	1.110	45.00	-0.03	1.16	1.18	18
11	1.561	1.093	45.10	-0.03	1.15	1.16	17
12	1.625	0.929	44.74	-0.05	1.16	1.21	17

Tabell 1. Resultat från simulering av GP med fyra radialer och varierande förhållande strålare/radiallängd



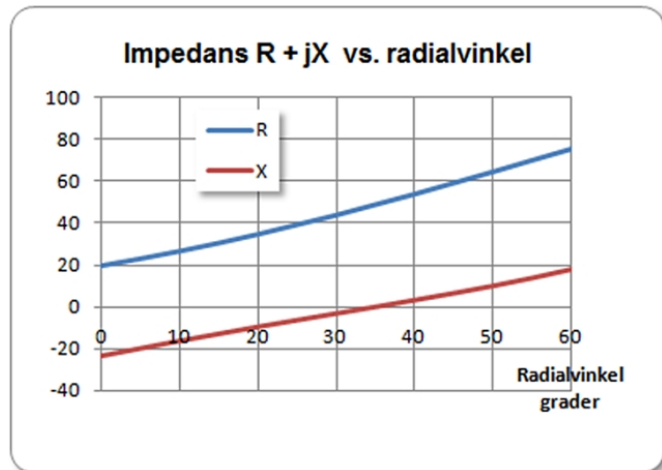
Figur 2 Samband mellan radiatorlängd A och radiallängd B

Sambandet mellan radiator- och radiallängd är i det närmaste linjärt över det behandlade området; tar man med alla alternativen i tabell 1 (blå+grön kurva i figur 2) ger Excel en rät trendlinje med ekvationen som visas uppe till vänster i figur 2; tar man bara med de sex första antennerna (nr 1-6 i tabell 1, grön kurva) blir det linjära sambandet ändå noggrannare, se ekvationen till höger.

Resultaten i tabell 1 och figur 2 medför att man kan ifrågasätta ett vanligt resonemang kring GP-antennor som säger att "radialerna (och/eller) radiatorn) måste vara resonanta". Det är tydligen inte riktigt sant!

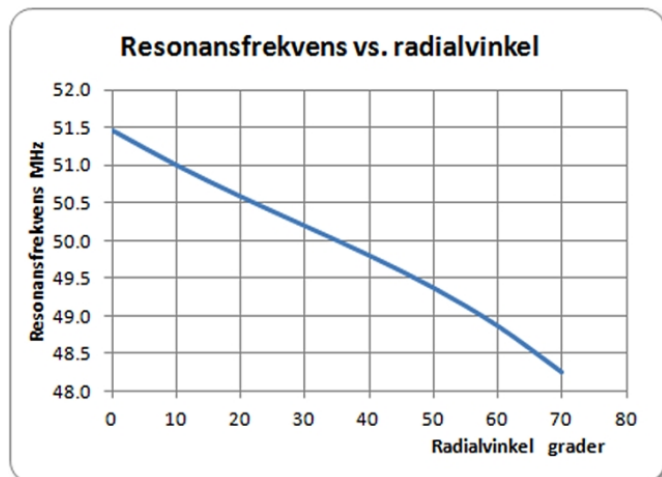
För ett av dimensioneringsfallen (det sjätte uppförande i tabell 1) motsvarar radial- och radiatorlängd vad man skulle kunna kalla "resonanslängd": ca. 97 % av en kvartsvåg – men de övriga fallen med olika långa radialer och radiator visar ju i stort sett samma prestanda som när längderna A och B är lika: "Max Gain" varierar bara 0,12 dB, "takeoff-vinkeln" ToA ändras totalt 2° mellan första (kort radiator) och sista alternativet (lång radiator). Den största variationen sker i matningsimpedansens realdel som varierar mellan ca 66 Ω när radialerna är långa (2,07 m) och radiatorn är kort (1,3 m)

till ca 45 Ω när radialerna är korta (0,93 m) och radiatorn är lång (1,63 m). Stående vågförhållandet ligger hela tiden under 1,3. Det är intressant att se att en ändring Δ i radiatorlängden måste kompenseras med ändringen (ca) -4Δ i radiallängden för att behålla resonansfrekvensen, se även figur 2 ovan. Skillnaderna mellan antennerna är små och kan anses vara försumbara i en operativ situation. Detta är kanske ett resultat som inte direkt följer av vad "det sunda förnuftet" säger.



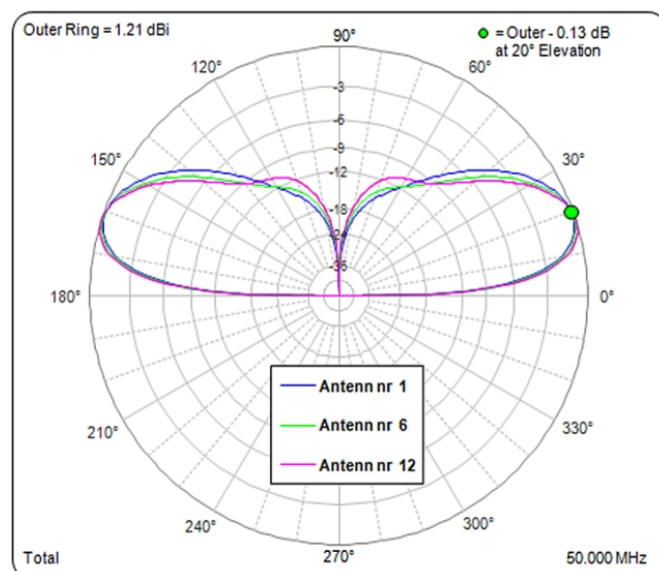
Figur 3

Figur 3 visar hur matningsimpedansen $R + jX$ varierar med vinkeln mellan radialerna och horisontalplanet. Beräkningen är gjord för antenn nr 6, som har lika lång radiator som radialer. Matningsimpedansens realdel X ökar med vinkeln och man ser också att resonansfrekvensen kommer att bli högst vid vinkeln 0° därför att X är negativ. När vinkeln närmar sig 90° övergår antennen till en vertikal dipol, radialerna "fälls ihop till ett enda dipolben". För både R och X är känsligheten för vinkeländringar ca. 0,7 ohm/grad.



Figur 4

Figur 4 visar hur resonansfrekvensen varierar när radialernas vinkel varieras mellan 0° och 70° . Mellan 0° och 60° är sambandet tämligen linjärt och känsligheten är där ca - 43 kHz/grad. Värdena för vinklar större än 50° är osäkra eftersom simuleringsmodellen börjar bli dålig, sannolikt på grund av de spetsiga vinklarna mellan radialerna ($AGT > 1.1$, se kommentarer om AGT nedan).

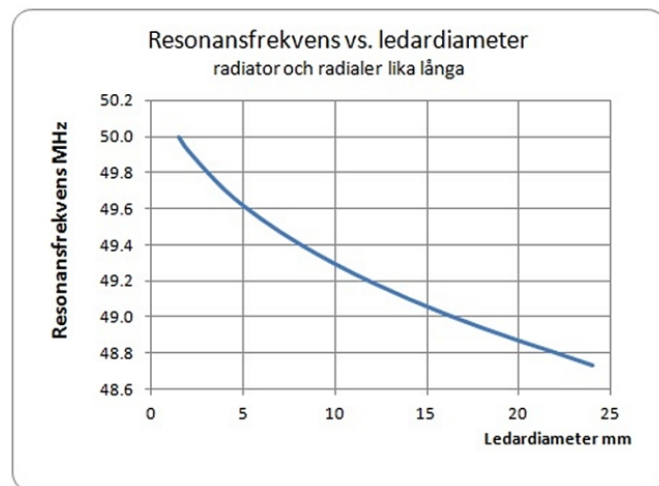


Figur 5

Figur 5 visar vertikaldiagrammen för GP-antenn med fyra radialer och tre olika geometrier (samtliga med 35° radialvinkel, 50 MHz resonansfrekvens):

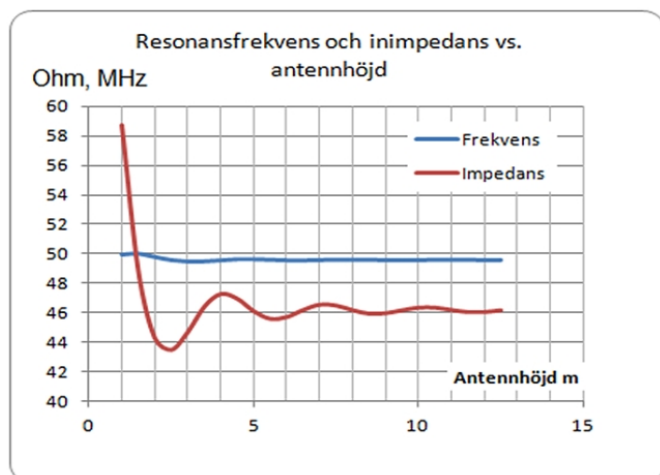
Antenn Nr	Radiator m	Radial m
1	1.3	2.08
6	1.45	1.45
12	1.62	0.93

Skillnaderna mellan max antennvinst ("Max gain") och diagrammens allmänna form hos de tre antennerna är små och bör vara helt försumbara i en operativ situation.



Figur 6

Figur 6 visar hur resonansfrekvensen för antenn nr 6 ändras med trådtjockleken. I denna konfiguration är radiatorn lika lång som radialerna. Resonansfrekvensen avtar med ökande ledardiameter; i området 1-5 mm ledardiameter är känsligheten ca -400 kHz/mm medan känsligheten närmar sig ca -200 kHz/mm för större diametrar. Känsligheten avtar något med ökande förhållande radiator/radial.



Figur 7

Diagrammet i figur 7 är beräknat genom att svepa antennhöjden från 1 till 12,5 m för en antenn med fyra radialer och lika radiator- och radialmått. Det är intressant att se att resonansen påverkas mycket litet av höjdvariationer. Detta beror i huvudsak på att återverkan på antennens egenskaper från markreflexer i zonen direkt under antennen är liten. Återverkan på matningsimpedansen är måttlig vid låga höjder och impedansen stabiliseras runt 46 ohm (just i detta fall) vid större höjder

Verkningsgrad och markförluster

Verkningsgrad är ett begrepp som ofta används i litet svepande omdömen beträffande antenners förträfflighet – eller brist på sådan. Med verkningsgrad menar man då oftast det mått som också kallas strålningsverkningsgrad, ”radiation efficiency”. Denna term definieras av IEEE i dess Std 145-1993[1] ”Standard Definitions of Terms for Antennas” som kvoten mellan antennens utstrålade effekt P_{ut} och den tillförda effekten P_{in} (*“The ratio of the total power radiated by an antenna to the net power accepted by the antenna from the connected transmitter.”*). Definitionen är rimlig att använda om man studerar en antenn långt ifrån jord och andra ledande strukturer eller om man jämför två antenner över jord med exakt samma omgivning, men om definitionen är bra för att karakterisera verkningsgraden hos ett antennsystem över jord, en systemverkningsgrad, är tveksamt.

För antenner som har en känd strålningsresistans r_{rad} är strålningsverkningsgraden enligt ovan η lika med förhållandet mellan r_{rad} och realdelen av antennens matningsimpedans R , som i sin tur är summan av r_{rad} och resistansen r_{ohm} som representerar de resistiva förlusterna i antennen:

$$\eta = \frac{r_{rad}}{R} = \frac{r_{rad}}{r_{rad} + r_{ohm}}$$

Att bedöma strålningsverkningsgrad noggrant är ofta svårt – ibland kan den bara bedömas med hjälp av praktiska mätningar, även de komplicerade att göra, i synnerhet vid lågre frekvenser. I ett praktiskt fall är det oftare mer intressant att bedöma verkningsgraden eller effektiviteten (”efficiency”) för antennsystemet i sin helhet som är definierad som kvoten mellan utstrålade nyttig effekt från

antennsystemet och tillförd effekt från sändaren. Med nyttig effekt avses då den effekt som strålas ut i antennsystemets fjärrfält. Denna systemverkningsgrad kan uppskattas med hjälp av simuleringar, men praktiska mätningar kan vara besvärliga att göra, i synnerhet vid låga frekvenser.

Genomsnittlig antennvinst – AGT

”Average Gain Test”, förkortat till AGT, är en beräkning i Eznec eller 4NEC2 som kan användas för bedömning av effektiviteten hos ett antennsystem. AGT-beräkningen brukar i första steget göras för att kontrollera hur bra simuleringsmodellen är, och då simuleras/analyseras en förlustfri antenn, placerad i fri rymd eller över en perfekt reflekterande jord. Vid en given ineffekt P_{in} beräknas då ett 3D fältstyrke-diagram för antennen och med dessa data beräknas sedan den utstrålade effekten P_{ut} . Till sist beräknas kvoten $AGT = P_{ut} / P_{in}$. Om modellen är bra ska AGT vara lika med 1,0 (0 dB). Beräkningen av P_{ut} görs med hjälp av en numerisk integration av vektorprodukten $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ (”Poyntings vektor”) över en halv- eller helsfär, en ”kupa”, över antennen och noggrannheten i beräkningen bestäms till stor del av den upplösning i höjd- och sidvinkel som används och den flikighet som fält-diagrammet uppvisar. För antenner med få lobber blir noggrannheten god.

AGT-måttet är, under förutsättningen om förlustfrihet, ett mått på simuleringsmodellens kvalitet (geometri, segmentering, källplacering). Om modellen har brister blir inte den utstrålade effekten lika med ineffekten och modellen måste förbättras. När förluster införs i systemmodellen på grund av resistans i antenndelarna och användning av en reell jordmodell kan AGT också användas för uppskattning av ohmska förluster i antennen och markförlusterna. Observera att vi använder ordet ”uppskattning” – även om jordmodellen är väl beprövad är den jord vi har att göra med i ett praktiskt fall inte slät, homogen och oändligt plan – varför de uppskattningar som simuleringen hjälper oss att göra beträffande markförluster och andra förluster måste ses mer som en indikering, ”ungefär så här blir det”, än som en noggrann beräkning. Om AGT för ett förlustfritt system är nära 1,0, dvs. om P_{ut} är lika med eller nära lika med P_{in} , kan simuleringsmodellen anses vara bra eller åtminstone ganska användbar; skiljer sig värdena mera bör modellen förfinas. Följande riktlinjer om modellens användbarhet kan ges för absolutbeloppet av AGT:

$ AGT < 0.2$ dB	Modellen kan anses vara noggrann eller mycket noggrann
$0.2 < AGT < 0.4$ dB	Modellen är användbar
$0.4 < AGT < 0.8$ dB	Modellen är eventuellt användbar, men bör helst förbättras
$ AGT > 0.8$ dB	Modellens användbarhet är tveksam och den måste förbättras

AGT visas i Eznecs huvudfönster både som kvot och i dB. Finner man att t.ex. att $AGT = 1,03$ (0,13 dB) ska de beräknade värdena på antennvinsten jämkas och minskas med 0,13 dB. Skulle AGT bli $= 0,97$ (-0,13 dB) ska de beräknade värdena ökas med 0,13 dB. Noggrannheten i beräkningen av utstrålade effekt är beroende av den vinkelupplösning i höjd och sida som använts vid fältstyrkeberäkningen; vid starkt flikiga fältstyrkedigram bör man använda största möjliga

upplösning (1° i Eznec) användas. Det är tillrådligt att kontrollera AGT innan ett simuleringsjobb påbörjas; i synnerhet om antenngemetri innehåller spetsiga vinklar och källplaceringar i hörn kan det vara klokt att göra en kontroll.

Tabell 3 nedan visar beräkning av AGT och systemverkningsgrad η för ett GP-antennsystem med fyra eleverade radialer över en reell Sommerfeld-Norton jord ("average"). Värdena i kolumnen "AGT" ligger mycket nära 1 och innebär att modellen är helt OK att använda. Kolumnen "Verkningsgrad" är resultatet av en AGT-beräkning när antennen är placerad över reell jord och ledare av koppar används och visar hur mycket av den tillförda effekten som strålas ut och inte går förlorad som markförluster.

Förlustandelen på grund av ledarnas resistans är försumbart liten och visas inte separat, den kan beräknas med en AGT-beräkning med antennen över perfekt jord men med kopparledare.

f MHz	Radiator m	Radial m	Verkn.grad η	η dB	AGT kvot	AGT dB
50	1.299	2.067	0.31	-5.13	0.9973	-0.012
50	1.338	1.912	0.30	-5.17	0.9996	-0.002
50	1.373	1.766	0.30	-5.22	0.9975	-0.011
50	1.404	1.638	0.30	-5.25	0.9988	-0.005
50	1.411	1.612	0.30	-5.25	0.9998	-0.001
50	1.452	1.452	0.30	-5.28	0.9982	-0.008
50	1.492	1.306	0.30	-5.29	1.0005	0.002
50	1.498	1.284	0.29	-5.30	0.9972	-0.012
50	1.528	1.189	0.29	-5.31	0.9973	-0.012
50	1.554	1.110	0.30	-5.30	1.0006	0.003
50	1.561	1.093	0.29	-5.31	0.9968	-0.014
50	1.625	0.929	0.30	-5.29	1.0005	0.002

Tabell 3. Beräkning av AGT för 50 MHz GP-antenn med fyra radialer över reell Sommerfeld-Norton jord.

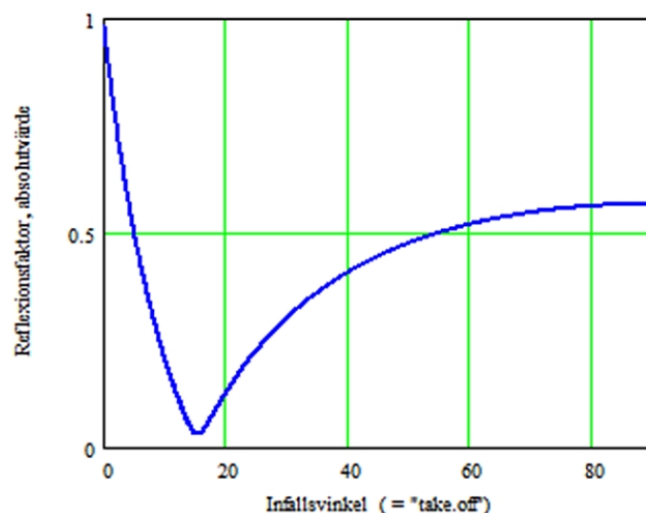
Tabell 3 visar ett intressant resultat: de totala förlusterna – dvs. den effekt som går förlorad (huvudsakligen markförluster) är faktiskt ca 70 % av den utstrålade effekten (-5,3 dB motsvarar faktorn ca. 0,3).

Det här föranleder kanske höjda ögonbryn hos de läsare som väntat sig bättre värden; förlusterna i själva antennen är ju försumbara och det finns inte några nergrävda radialer med sin kontakt med jord att skylla på. Men ett värde av ordningen -5 dB är faktiskt vad man kan vänta sig för ett GP-antennsystem (eller andra enkla vertikalanter) över plan slätt- eller åkermark av typen "average" – mycket bättre blir det förmodligen inte, men kan troligtvis bli sämre, – säkert några dB till, om vegetationen är tät och terrängen är ojämn.

Antingen man använder eleverade eller nergrävda radialer uppstår markförluster på två olika sätt. Det ena är förluster i närfältet, i antennens närfält flyter så kallade förskjutningsströmmar (ofta kallade "kapacitiva" strömmar) från radiatoren ner mot marken. I antennens närfält följer förskjutningsströmmarna E-fältets kraftlinjer, som i fallet med nergrävda radialer alla "landar" på marken; där induceras en returström (egentligen en strömbeläggning) i markskiktet tillbaks till antennens matningspunkt. Radialerna på eller i marken

fungerar som uppsamlare av returströmmen, de ökar konduktiviteten i marken nära antennen och minskar de resistiva förlusterna i markskiktet. Med eleverade radialer landar förskjutningsströmmarna både på radialerna och på marken – radialerna "fångar upp" en huvuddel av förskjutningsströmmarna som sedan flyter tillbaka till matningspunkten. De förskjutningsströmmar som når marken kommer dock fortfarande att alstra resistiva förluster i marken.

REFLEXIONSAKTOR, ABSOLUTVÄRDE 50 MHz



Figur 8

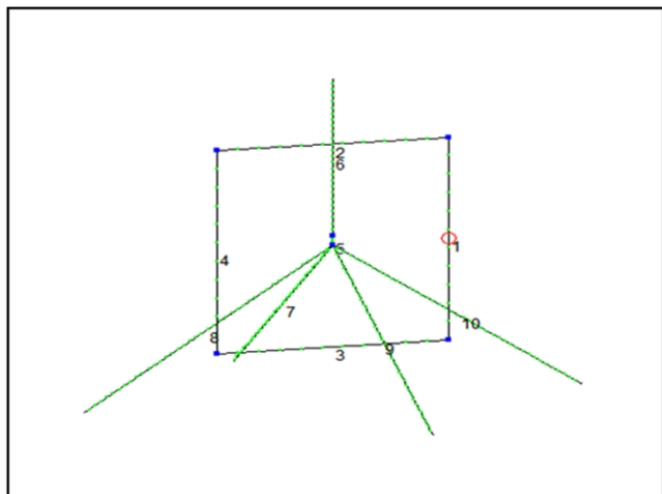
Den andra inverkan är kanske mindre känd men är ofta av stor betydelse för antennsystemets strålningsverkan. Fältstyrkan i en given punkt i rummet ovanför horisonten bildas genom vektoraddition av fälten för den våg som går direkt från antennen till punkten och den våg som når samma punkt efter att ha reflekterats från marken.

Medan horisontal-polariserade vågor reflekteras nästan fullständigt även av mark med ganska dålig ledningsförmåga (utom vid höga infällsvinklar), gör vertikalt polariserade vågor inte det därför att både fas och absolutvärde hos reflexionsfaktorn varierar starkt med infällsvinkeln.

Nettoeffekten av detta är att markförlusterna kan bli betydliga vid små strålningsvinklar. Figur 8 visar hur reflexionsfaktorns absolutvärde varierar som funktion av elevations- eller "takeoff"-vinkeln (ToA) vid ca 50 MHz. Diagrammet visar att reflexionsfaktorn har ett tydligt minimum vid ca 15° , vilket innebär att fältstyrkan i denna elevation huvudsakligen är bestämd av den direkta vågen från antennen.

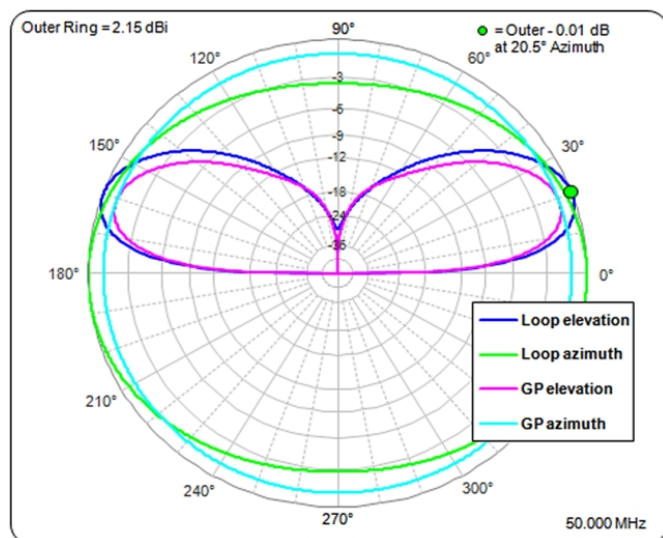
Markreflektioner som påverkar strålningsdiagrammet i låga vinklar sker mycket längre ut från antennen än vad vanliga radialsystem når, så radialsystem på marken ger liten eller ingen effekt på markreflexerna.

Jämförelse med en kvadratisk loopantenn



Figur 9

Påståendet ”en GP-antenn strålar lika dåligt i alla riktningar” kan ges litet mer substans genom att jämföra GP-ns fältbild med fälten från en vertikal kvadratisk loopantenn med centrum på samma höjd över marken som GP:n och matad på sin ena vertikala sida, se figur 9 som visar de två antennerna överlagrade.



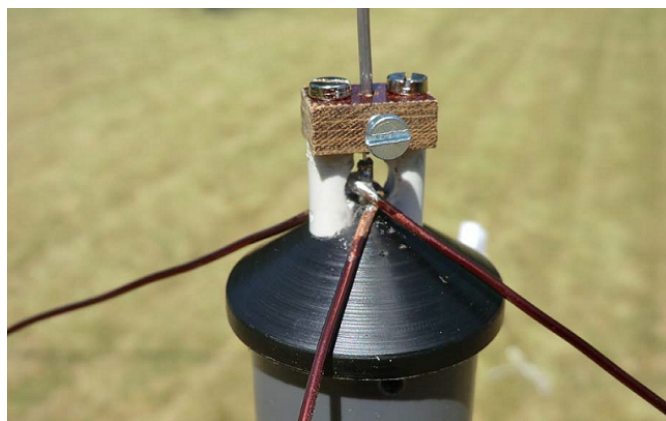
Figur 10

Figur 10 jämför de båda antennernas fältbilder vid 20° elevation för sidvinkeldiagrammet. GP:n är rent vertikal-polariserad och ger ett sidvinkeldiagram som är en cirkel (turkos färg). Den kvadratiske loopens blir inte rent rundstrålande; dess sidvinkeldiagram (grön kurva) visar att antennvinsten blir ca. 2.6 dB lägre än för GP:n (turkos) i bäringarna 90° och 270°, dvs. vinkelrätt mot loopens plan men ca. 1 dB högre i bäringarna 0° och 180° (loopens plan). En kontroll med hjälp av AGT ger en systemverkningsgrad av cirka 0,3, dvs. ungefär samma värde som erhållits för GP-antennen. Kanske loopen har en liten praktisk fördel - det går åt mindre material - men å andra sidan behöver den två upphängningspunkter.

Resultatet av jämförelsen är att loopen är litet bättre än GP:n i bäringarna 0° och 180° och litet sämre i bäringarna 90° och 270° – i en tävling mellan antennerna om vilken typ som ”strålar bäst i alla riktningar” verkar resultatet i stort sett bli oavgjort.

Praktisk verifiering av 50 MHz GP

En praktisk verifiering av de simuleringar som redovisas i tabell 1 ovan har gjorts med en GP-antenn av 1,6 mm blank aluminiumtråd med matningspunkten en kvarts våglängd (1,5 m) över markplanet och fyra radialer med 35° radialvinkel.



Figur 11

Först några detaljer om den praktiska uppbyggnaden, figur 11 visar antennhuvudet som tillverkats av Acetalplast. Stor vikt lades på att minimera inverkan av strökapacitanser över matningspunkten. I centrum av bilden syns matarkabeln, en 3 mm SemiRigid sticka upp. De fyra radialerna är sammanlödda med skärmen. Innerledaren sticker upp genom ett hål i den övre bruna isolatorn. En M3-skruv används för att ansluta och spänna fast radiatortråden. Radiatorns längd räknas från skärmen. Radialerna hänger fritt ca 2 mm över det svarvade antennhuvudet. Radialernas längd räknas från matarkabelns utsida.

Av praktiska skäl gjordes de första 100 mm av radialerna av 1,5 mm Cu-tråd avslutad med en liten "sockerbit" för att lätt kunna skarvas på med Al-tråd för resterande längd.



Figur 12

Figur 12 visar mätuppställningen. Ett 1,5 m PVC-rör användes som mast för att bära upp antennhuvudet. För att

sträcka ut och hålla uppe toppen av radiatortråden användes ett 8 m långt glasfiberspö försett med tunn lina. Höjden över marken 1,5 m räknades från fast mark c:a 10 mm under gräsmattans mjukare botten. Gräset var mycket torrt efter en hel dags stekande sol.



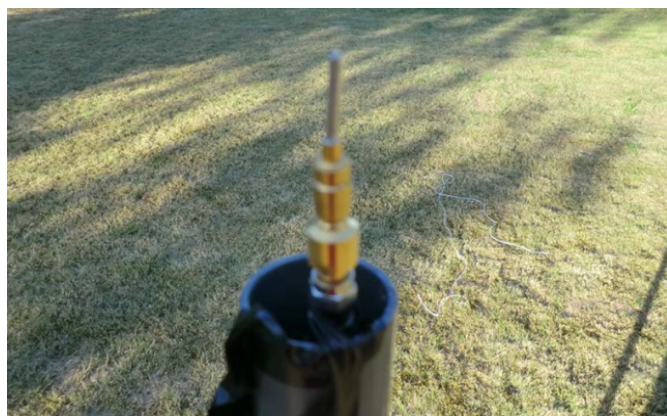
Figur 13

Figur 13 visar mätkabeln 2x5 m (totalt 10 m lång) 50 ohm koaxialkabel. För att undertrycka oönskade strömmar på mätkabelns utsida försågs den med 5 st. ferritrör närmast antennhuvudet. Varje rör ger ca 10 dB common mode-dämpning i en 50 ohms testjigg. Genom att sprida ferriterna en aning fås högre dämpning än om de sitter tätt packade. Man får anta att common mode-dämpningen är tillräcklig med dessa ferriter.



Figur 14

För att kalibrera bort inverkan av den ca 10 m långa mätkabeln tillverkades en uppsättning Open, Short och Load med samma mekaniska längd som anslutningskabeln i antennhuvudet, figur 14.



Figur 15. En av kalibreringspluggarna ansluten i mätkabelns ände.



Figur 16

Matarkabeln ansluten direkt till kontakten i antennhuvudet. Antennhuvudet sänktes därefter ner och skruvades fast i maströret.



Figur 17

Här syns hur radiatoren är uppspänd i glasfiberspöt. Radialvinkeln 35 grader beräknades med Pythagoras sats och 8" spik trycktes ner som markörer i gräsmattan. Felmarginalen i mätupställningen håller sig inom +/- 1-2 mm.

Mätresultat

Antennmodellerna nr. 1, 3, 6, 9 och 12 ur tabell 1 valdes ut för uppmätning av resonansfrekvens, "return loss" och impedans. För varje antennmodell mättes data vid lägsta SVF som sammanföll med resonanspunkten där antennens impedans var helt resistiv ($X = 0$ ohm), se tabell 4. Alla mätvärden nedan är avlästa värden, ej avrundade.

Antenn nr	Resonans- frekvens MHz	Return loss dB	SVF	R Ohm	X Ohm
1	50,056	17.75	1.29	64.85	0
3	49,951	32	1.05	52.56	0
6	50,022	53*	1.005	50.23	0
9	50,093	23.3	1.15	43.02	0
12	50,256	26.5	1.09	45.52	0

Tabell 4 Resultat av praktiska mätningar

Så höga värden som 53 dB return loss (modell nr 6) ligger så klart långt utanför vad nätverksanalysatorn HP8753D klarar av att mäta men bra var det i alla fall.

Mätodynamiken för någorlunda rimliga mätvärden ligger förmodligen kring 25-30 dB. Korrelationen med de simulerade värdena är mycket god och skulle eventuellt bli ännu bättre om trådlängderna kunnat mätas med större noggrannhet än vad en vanlig tumstock erbjuder.

Sammanfattning

Resultaten av simuleringar och prov av GP-antennen med fyra eleverade radialer kan nu sammanfattas. De viktigaste erfarenheterna är enligt författarnas mening:

* Resultaten från de praktiska mätningarna stämmer förbluffande bra med simuleringsresultaten från Ezec.

* En GP-antenn med fyra eleverade radialer kan "se ut (nästan) hur som helst" – den kan byggas med korta radialer och lång radiator eller tvärtom utan att dess operativa prestanda ändras märkbart. Detta förefaller vara ett starkt argument emot resonemang om att "radialer eller radiator var för sig måste göras resonanta".

* Simuleringsresultaten i figur 2 visar att för konstant resonansfrekvens 50 MHz hos en antenn med 35° radialvinkel, fyra radialer och 1,5 mm tråddiameter gäller ett linjärt samband mellan radiatorlängd A och radiallängd B. Trendlinjen för sambandet har approximativt ekvationen (avrundade koefficienter):

$$(1) A = -0,8 \cdot B + 1,86 \text{ (A, B längder i meter)}$$

Sambandet gäller bara inom det område som avbildas i figur F2 och bör i första hand tolkas som: "om radiallängden minskas med beloppet ΔB kan detta kompenseras med att öka radiatorlängden med beloppet $= 0,28 \cdot \Delta B$ ". Ekvationen ovan

kan utvidgas genom att man tar med ett frekvensberoende, i första approximationen är ju resonansfrekvensen linjärt beroende av elementlängden. För måttliga frekvensändringar kan då antennmåtten skalas om till en ny frekvens f MHz enligt sambandet:

$$(2) A = -0,28 \cdot B + 1,86 \cdot 50/f \text{ eller } f = 93/(A + 0,28 \cdot B) \text{ MHz}$$

Man kan kanske ta med ytterligare korrektionsfaktorer i ekvationen ovan, till exempel för att ta hänsyn till tråddiameter eller radialvinkeln, men sådana experiment överläts till den intresserade läsaren. Det mest intressanta med ekvationerna 1 och 2 och de praktiska mätningarna är att det faktiskt finns ett tydligt linjärt samband mellan radiatorlängd och radiallängd vid konstant resonansfrekvens. Detta är troligen ett nytt resultat som författarna inte sett förut.

Ekvationen (2) ovan har snabbtestats för att dimensionera en GP för 14 MHz med 1,5 mm tråd och 35° vinkel och den gav då en godtagbar approximation. Man bör dock vara försiktig med att dra alltför långt gående slutsatser av ekvationerna (1)

och (2) men det är författarnas åsikt att de kan duga bra som tumregler vid en preliminär dimensionering. Se också NEC-filen i Appendix nedan för en GP med fyra eller åtta radialer för 50 MHz.

* Känsligheten för variationer av radiator- eller radiallängd runt $f = 50$ MHz kan beräknas ur ekvation (1) genom att partialdifferentiera (1) med avseende på A och B resp. vilket ger:

$$(3) \Delta f / \Delta A = -f^2/93 \text{ MHz/m} = -270 \text{ kHz/cm} \text{ och}$$

$$(4) \Delta f / \Delta B = -f^2/332 \text{ MHz/m} = -75 \text{ kHz/cm}$$

Minustecknen i formlerna innebär att resonansfrekvensen avtar med ökade A och/eller B.

* Resonansfrekvensens känslighet för radialvinkelvariationer kan uppskattas till ca -43 kHz/grad : en ökning av vinkeln sänker resonansfrekvensen.

De känslighetsfaktorer som anges ovan kan användas när antennen ska trimmas till rätt resonansfrekvens. Man ser till exempel av (2) ovan att resonansfrekvensen är ca 3,6 ggr mindre känslig för ändringar i radiallängd än i radiatorlängd. Men det mest allmänna resultatet av analyserna ovan är nog att en groundplane-antenn får se ut "nästan hur som helst" – dess operativa prestanda ändras mycket litet om man förlänger radiatorn och kortar radialerna eller omvänt, men önskan om en matningsimpedans som rimmar med en 52 ohm koaxialkabel ringar in dimensioneringsvalet till antenn nr 4 eller 5 i tabell 1 ovan för en 50 MHz antenn med 1,5 mm tråddiameter och 35° radialvinkel. Med en annan radialvinkel blir valet annorlunda.

Under arbetet med denna artikel har det dykt upp ytterligare frågor rörande GP-antennen, t.ex:

* Finns det någon enkel rundstrålande vertikalpolariserad antenn som strålar bättre i alla riktningar än en GP?

* Blir det lägre markförluster om man använder åtta eller fler eleverade radialer?

* Hur påverkas matningsimpedans och bandbredd om man använder fler än fyra radialer?

* Hur påverkas antennegenskaperna av en osymmetri mellan radialerna, t.ex. att två radialer är litet kortare än de andra?

Uppgiften att fundera på dessa frågor överlämnas med varm hand till den bästa av läsekretsar: läsarna av ESR Resonans! Det finns mycket litteratur om GP-antennar på Internet. En av de mest tillförlitliga författarna är Rudy Severns, N6LF, som ägnat mycket tid och intresse åt groundplane-antennar och skaffat sig stor praktisk erfarenhet av ämnet. Hans intresseområde är företrädesvis de lågfrekventa banden och han har skrivit två intressanta rapporter i QEX om GP-antennar med eleverade radialer, se ref [2] och [3].

Referenser

[1] AutoEZ av AC6LA Dan McGuire se
<http://ac6la.com/autoez.html>

[2] Rudy Severns N6LF, "A Closer Look at Vertical Antennas With Elevated Ground Systems"
<http://rudys.typepad.com/files/qex-mar-apr-2012.pdf>

[3] Rudy Severns N6LF, "A Closer Look at Vertical Antennas With Elevated Ground Systems—Part 2"
<http://rudys.typepad.com/files/qex-may-jun-2012.pdf>

Appendix: NEC - fil för GP-antenn

Här är en generell antennfil för en GP-antenn för 50 MHz med fyra eller åtta radialer och 35° radialvinkel för användning i 4NEC2.

```
CM 50 MHZ GROUNDPLANE ANTENN MED FYRA ELLER ÅTTA RADIALER
CM FÖR FYRA RADIALER, KOMMENTERA BORT GW TAG 7 – 10 OCH DE SISTA FYRA LD
CM
CE
SY H=1.5          'ANTENNCENTRUM HÖJD M
SY A=1.45         'RADIATOR LÄNGD M
SY B=1.45         'RADIAL LÄNGD M
SY E=0.7071067
SY J=35           'VINKEL RADIAL - HORIZONTALPLAN OBS! GRADER
SY K=B*COS(J)    '
SY L=H-B*SIN(J)  '
SY R=5.74713e7    'KONDUKTANS CU
SY rad=7.5e-4     'LEDARE RADIE M
GW 1 1 1 0 0 H 0 0 H+0.05 rad
GW 2 2 INT(20*A-1) 0 0 H+0.05 0 0 H+A rad
GW 3 3 INT(20*B) 0 0 H K 0 L rad
GW 4 4 INT(20*B) 0 0 H 0 K L rad
GW 5 5 INT(20*B) 0 0 H -K 0 L rad
GW 6 6 INT(20*B) 0 0 H 0 -K L rad
GW 7 7 INT(20*B) 0 0 H K*E K*E L rad
GW 8 8 INT(20*B) 0 0 H -K*E -K*E L rad
GW 9 9 INT(20*B) 0 0 H K*E -K*E L rad
GW 10 10 INT(20*B) 0 0 H -K*E K*E L rad
GE 0
EK
LD 5 1 0 0 R 0
LD 5 2 0 0 R 0
LD 5 3 0 0 R 0
LD 5 4 0 0 R 0
LD 5 5 0 0 R 0
LD 5 6 0 0 R 0
LD 5 7 0 0 R 0
LD 5 8 0 0 R 0
LD 5 9 0 0 R 0
LD 5 10 0 0 R 0
EX 0 1 1 0 1 0
GN 2 0 0 0 13 0.005
FR 0 1 0 0 50 0
```

@



Weavers metod för SSB

- av Daniel Uppström, SM6VFZ -

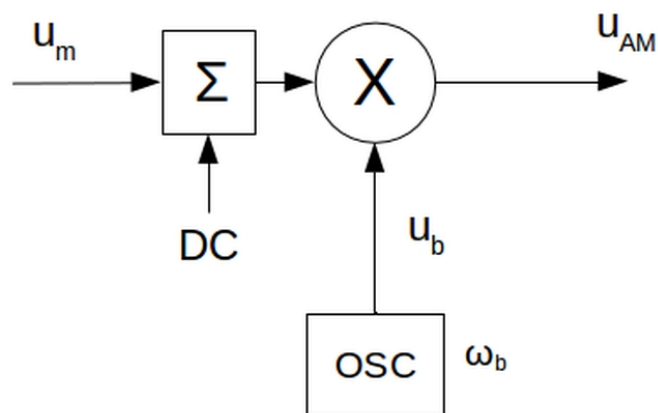
I denna artikel beskrivs de tre olika metoderna för att åstadkomma SSB, med en djupdykning i Weavers metod, även känd som "den tredje metoden". Matematiska härledningar används, vilket är ofrånkomligt, men artikelförfattaren hoppas att det ska gå att förstå innebörden även om man inte hänger med i alla led. Metodernas implementering med analog respektive digital signalbehandling diskuteras.

Single Sideband, SSB, eller på svenska enkelt sidband, ESB, som modulationsform upptäcktes i början av 1900-talet men på grund av dess komplexitet tog det flera decennier innan den började användas i radiokommunikation på allvar. Jämfört med amplitudmodulering, AM, som är den enklaste och tidigast använda modulationsformen för telefoni, koncentrerar den energin i en mindre bandbredd och kräver på så sätt mindre sändareffekt för att åstadkomma samma räckvidd som en AM-sändare.

För att skapa (eller demodulera) en SSB-signal finns tre huvudmetoder: filtermetoden, fasningsmetoden (som också kallas Hartleys metod) samt Weavers metod. Vi ska här gå igenom samtliga dessa men börjar med några ord om AM.

AM

I en AM-modulator låter man en ljudsignal modulera styrkan på en bärvåg. Detta är i princip ingenting annat än en multiplikator, eller (icke-linjär) blandare. Bär vågens signal multipliceras med den modulerande (audio-)signalen, där den senare är överlagrad en DC-nivå sådan att dess minsta signalnivå aldrig blir noll.



Låt bärvågen från oscillatoren representeras matematiskt av $u_b = A \cos(\omega_b t)$ (se not 1) och den modulerande signalen av $u_m = B \cos(\omega_m t)$ (se not 2). Produkten från modulatorn blir då

$$u_{AM} = u_b (u_m + C) = AB \cos(\omega_b t) \cos(\omega_m t) + AC \cos(\omega_b t),$$

där konstanten C svarar mot DC-nivån. Med hjälp av lämplig trigonometrisk identitet (se not 3) fås vidare

$$u_{AM} = AB/2 (\cos((\omega_b - \omega_m)t) + \cos((\omega_b + \omega_m)t)) + AC \cos(\omega_b t).$$

De två första termerna är här sidbanden, över respektive under bärvågen, vars frekvenser och styrka beror helt av den modulerande signalen. Den tredje termen utgörs av bärvågen, som i sig inte innehåller någon information.

Istället för att sprida sändareffekt över alla dessa tre signaler skulle det räcka att sända endast ett av sidbanden, eftersom all information finns i båda dessa var för sig. Det är detta som är idén med SSB.

DSB

Ett mellansteg mellan AM och SSB är dubbelt sidband, DSB. I en DSB-sändare är bärvågen undertryckt så att endast sidbanden finns med i den signal som sänds ut i eteren.

En sådan undertryckning fås när det inte finns någon DC-nivå i den modulerande signalen, dvs. när termen C är noll. En modulator som kan åstadkomma detta, eller multiplikator om man så vill, blir något mer komplicerad än AM-modulatorn om den byggs upp med analoga komponenter. Ett typiskt exempel är den dubbelbalanserade blandaren, med fyra dioder i en ring, eller den något enklare varianten med två dioder. Det finns också enkla kopplingar med FET-transistorer.

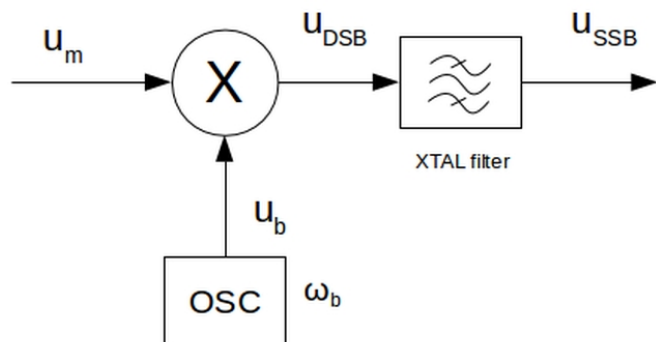
Gemensamt för dessa kopplingar är att om modulations-spänningen är noll så blir också utgångssignalen noll. Den skapade DSB-signalen kan uttryckas som;

$$u_{DSB} = u_m u_b = AB/2 (\cos((\omega_b - \omega_m)t) + \cos((\omega_b + \omega_m)t)).$$

SSB, filtermetoden

Det enklaste sättet att skapa en SSB-signal är att utgå från en DSB-signal och helt enkelt filtrera bort det oönskade sidbandet. Detta låter sig göras med ett högpas- eller lågpasfilter som bryter vid bärvågsfrekvensen. Här uppkommer dock problemet att åstadkomma tillräckligt skarp filterkaraktäristik. Givet en typisk audiosignal som är bandbegränsad till, säg 200-2700 Hz, behöver vi gå från nära noll i dämpning till ett stort tal på bara 400 Hz. Är bärvågsfrekvensen relativt låg kan detta uppnås med diskreta komponenter såsom spolar, kondensatorer eller aktiva filter,

men om vi har en bärvåg kring 500 kHz eller ännu högre, som är vanligt som mellanfrekvens i en sändar- och mottagarkedja, är det i praktiken bara möjligt att åstadkomma de prestanda vi kräver genom ett kristallfilter.



Eftersom filtrets frekvens är fast måste man kunna ändra frekvens på oscillatoren för att välja mellan övre och undre sidband, USB respektive LSB. För att nå önskad sändnings- (och mottagnings-) frekvens behöver man sedan blanda med frekvensen från ytterligare en oscillator.

Denna metod för SSB, som kallas filtermetoden, har länge dominerat. Nackdelarna är att mycket av prestandan sätts av kristallfiltret. Detta kommer aldrig att kunna blockera det oönskade sidbandet fullständigt. Då det också dämpar ännu sämre vid bärvågsfrekvensen, som ligger bara 200 istället för 400 Hz från den önskade signalen i vårt exempel, kommer eventuella obalanser i modulorn ge upphov till en icke fullständig undertryckning av bärvågen. Kom ihåg att inga komponenter är ideala och det är aldrig möjligt att uppnå en perfekt multiplikation av två signaler.

SSB, fasningsmetoden

En annan möjlighet att åstadkomma SSB är genom fasningsmetoden. Om man istället för en enkel bärvågssignal använder sig att två signaler i kvadratur, det vill säga förskjutna 90 grader mot varandra, samt lyckas fasvrider även den modulerade signalen 90 grader, kan vi med hjälp av matematiken visa att det går att göra ett litet trick.

Låt de två bärvågssignalerna beskrivas som $u_{bI} = A \cos(\omega_b t)$ och $u_{bQ} = A \sin(\omega_b t)$. Indexet I betyder In-phase medan Q står för Quadrature. Dessa har båda samma amplitud och frekvens men är exakt 90 grader förskjutna i fas (se not 4).

Låt också den modulerande signalen beskrivas i kvadratur på motsvarande sätt, med u_{mI} och u_{mQ} . Då denna signal typiskt härrör från en mikrofon som endast ger en signal, måste den skapas genom ett fasvridningsnät. Då den också är relativt bredbandig, säg som tidigare typiskt 200-3000 Hz, låter sig inte detta göras helt enkelt, men antag för vidare diskussion att man från en audiosignal kan skapa detta kvadraturpar och skriv det som $u_{mI} = B \cos(\omega_m t)$, $u_{mQ} = B \sin(\omega_m t)$. Multiplicera nu signalerna sinsemellan enligt

$$u_{pI} = u_{bI} u_{mI} = A \cos(\omega_b t) B \cos(\omega_m t) = 1/2 AB (\cos((\omega_b - \omega_m)t) + \cos((\omega_b + \omega_m)t))$$

$$u_{pQ} = u_{bQ} u_{mQ} = A \sin(\omega_b t) B \sin(\omega_m t) = 1/2 AB (\cos((\omega_b - \omega_m)t) - \cos((\omega_b + \omega_m)t))$$

(Se åter not 3.)

Om dessa sedan adderas fås

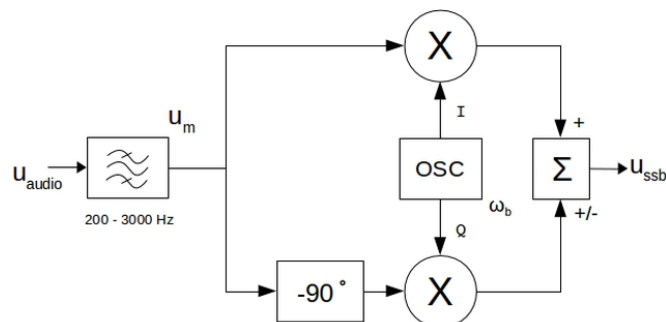
$$u_{pI} + u_{pQ} = AB \cos((\omega_b - \omega_m)t) = u_{LSB}$$

eller genom att beräkna differensen,

$$u_{pI} - u_{pQ} = AB \cos((\omega_b + \omega_m)t) = u_{USB}$$

Genom att beräkna summa eller differens får vi alltså endast ett av sidbanden kvar.

Fördelen med denna metod är att det inte behövs något kristallfilter. Det innebär också att om man kan generera kvadratursignaler för bärvågen över ett godtyckligt frekvensområde kan man generera SSB-signal direkt vid sändarens utfrekvens, utan att behöva konvertera från en mellanfrekvens.



Nackdelen med fasningsmetoden ligger helt i svårigheten att generera signaler i kvadratur. För bärvågssignalen är det lättast. Utgår man från en frekvens som är fyra gånger så hög kan man frekvensdela denna i en koppling med digital logik som direkt genererar det önskade fasskiftet.

Är frekvensomfånget begränsat kan man också använda sig av fasskiftande nät av diskreta komponenter eller en transmissionsledning av 90 graders elektrisk längd.

För den modulerande signalen är fasskiftet svårare att åstadkomma. Information i amplituden omöjliggör användandet av delare och det stora frekvensområdet (för bandbegränsad audio en hel dekad) gör det svårt att bygga fasvridande nät. Det låter sig ibland göras med allpassfilter, men det kräver många komponenter av god kvalitet samt noga intrimning. Obalanser i amplitud och fas ger direkt upphov till att det oönskade sidbandet slår igenom. Frånvaron av ett filter gör också att bärvågskomponenter som passerar modulatorerna når sändarkedjan odämpade.

Problemen med att realisera fasskift kan dock tacklas på ett helt annat sätt om man här övergår till den digitala världen. Med digital signalbehandling kan operationer som fasskift göras relativt enkelt. En ljudsignal kan samplas i en A/D-omvandlare, filtreras och fasvridas i en signalprocessor för att

sedan återigen göras analog, i en två-kanals D/A-omvandlare, och påföras två modulatorer.

Hårdvaran som finns för denna övning finns idag i varenda persondator och det krävs inte särskilt många rader kod för att ta audiosignalen från mikrofoningången, fasvrider den i kvadratur och mata ut på höger och vänster stereokanal. För mottagning gör man bara samma övning åt andra hållet.

Många billiga mikrokontrollers har idag också inbyggda A/D-omvandlare och kan göra motsvarande D/A-omvandling genom pulsbreddsmodulation.

Med lite snabbare signalbehandling och omvandlare kan man även lägga modulatorena/blandarna i digital domän. Dessa blir då inget annat än multiplikation av två tal. Även lokaloscillatorns/bärvågsoscillatorns frekvens kan med fördel genereras digitalt. Antingen görs det med en räknare som får adressera sinus- och cosinustabeller, eller allra enklast, om samplingsfrekvensen är exakt fyra gånger så hög som bärvågsfrekvensen, som en sekvens av 0,1, och -1. Utgår man från sekvensen 1,0,-1,0,1,0,-1,0... och förskjuter denna ett steg fås kvadratur; 0,1,0,-1,0,1,0,-1... .

Även om man med digital signalbehandling i allmänhet kan få bra kontroll över sina signaler så finns det begränsningar även här. Precisionen är ändlig, man kan inte använda hur många bitar som helst, och beräknings-/samplingsfrekvensen måste även den begränsas till ett rimligt värde. Detta får till följd att SSB-generering, oavsett om fasvridningen görs analogt eller digitalt, kommer att ge upphov till en icke-total undertryckning av bärvåg och oönskat sidband.

SSB, Weavers metod

En tredje metod för SSB, som inte kräver några bredbandiga fasskiftningsnät, publicerades 1956 av Donald K. Weaver [1]. Genom att dela upp den modulerande audiosignalen i två frekvensband, kring en brytfrekvens på typiskt 1,7 kHz, och låta dessa generera undre respektive övre sidband, fås en SSB-signal centrerad kring en bärvågsfrekvens istället för att ligga över eller under densamma. Obalanser och onoggrannheter resulterar då endast i att komponenter av oönskat sidband och bärvåg överlagras den önskade signalen. Detta innebär att man i en Weaver-sändare bara får distorsion inom sin kanal istället för att störa grannkanalen, medan man i en Weaver-mottagare får en minskad grad av överhörning från närliggande kanal jämfört med mottagare byggda utifrån andra metoder.

Låt $u_{LI}=C\cos(\omega_L t)$ och $u_{LQ}=C\sin(\omega_L t)$ vara en lokalt genererad signal i kvadratur kring frekvensen 1,7 kHz ($\omega_L=2\pi\cdot 1700\text{s}^{-1}$). Multipliceras dessa komponenter med en audiosignal (bandbegränsad till 200-3000 Hz) fås:

$$u_{WI} = u_{LI} u_m = BC \cos(\omega_L t) \cos(\omega_m t) = 1/2 BC (\cos((\omega_L - \omega_m)t) + \cos((\omega_L + \omega_m)t)) \text{ och}$$

$$u_{WQ} = u_{LQ} u_m = BC \sin(\omega_L t) \cos(\omega_m t) = 1/2 BC (\sin((\omega_L + \omega_m)t) - \sin((\omega_L - \omega_m)t)).$$

Låt nu dessa signaler passera ett lågpassfilter, som undertrycker alla frekvenser över ω_L . Kvar blir då de filtrerade komponenterna,

$$u_{WI} = 1/2 BC \cos((\omega_L - \omega_m)t)$$

$$u_{WQ} = -1/2 BC \sin((\omega_L - \omega_m)t).$$

Dessa båda signaler har frekvensinnehåll mellan 1,5 kHz och -1,3 kHz.

(Negativa frekvenser resulterar här i en 180 graders fasvridning: $\cos(-x) = -\cos(x)$.)

Men detta under förutsättning att ω_m är bandbegränsad. Med komponenter som överstiger $2\cdot 1,7\text{kHz}=3,4\text{ kHz}$ kommer dessa att hamna i "fel" band och den ovan skrivna relationen mellan u_{WI} , u_{WQ} och u_{WI} , u_{WQ} stämmer då inte längre. Låt nu de filtrerade signalerna modulera bärvågen i kvadratur och summera produkterna:

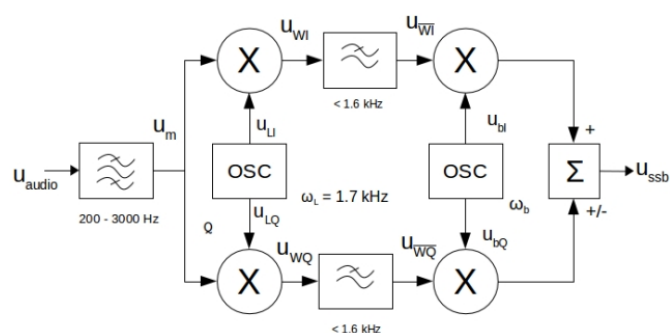
$$\begin{aligned} u_{bI} u_{WI} + u_{bQ} u_{WQ} &= 1/2 ABC \cos(\omega_b t) (\cos((\omega_L - \omega_m)t) - 1/2 \\ &ABC \sin(\omega_b t) (\sin((\omega_L - \omega_m)t) = \\ &= 1/4 ABC (\cos((\omega_b + \omega_L - \omega_m)t) + \cos((\omega_b - \omega_L + \omega_m)t) - \cos((\omega_b - \\ &\omega_L + \omega_m)t) + \cos((\omega_b + \omega_L - \omega_m)t)) = \\ &= 1/2 ABC \cos((\omega_b + \omega_L - \omega_m)t) = u_{LSB} \end{aligned}$$

Detta är ingenting annat än en LSB signal med bärvågsfrekvens $\omega_b + \omega_L$.

Genom ett enkelt teckenbyte fås USB:

$$\begin{aligned} u_{bI} u_{WI} - u_{bQ} u_{WQ} &= 1/2 ABC \cos(\omega_b t) (\cos((\omega_L - \omega_m)t) + 1/2 \\ &ABC \sin(\omega_b t) (\sin((\omega_L - \omega_m)t) = \\ &= 1/4 ABC (\cos((\omega_b + \omega_L - \omega_m)t) + \cos((\omega_b - \omega_L + \omega_m)t) + \cos((\omega_b - \\ &\omega_L + \omega_m)t) - \cos((\omega_b + \omega_L - \omega_m)t)) = \\ &= 1/2 ABC \cos((\omega_b - \omega_L + \omega_m)t) = u_{USB} \end{aligned}$$

Nu med "bärvåg" vid $\omega_b - \omega_L$.

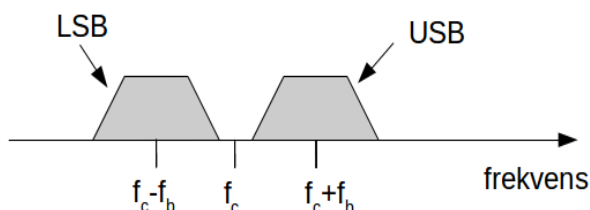


Man kan, som tidigare nämnts, se det som att Weavers metod delar upp audiosignalen i två delar, med frekvenser över respektive under ω_L och låter dessa delar utgöra de båda SSB-sidbanden.

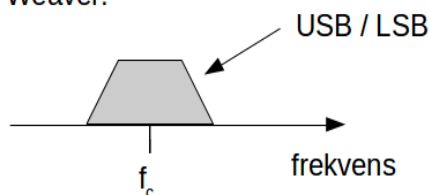
För att få samma resultat som med filter- och fasmetoderna måste man addera en offset på 1,7 kHz till sin frekvensskala för LSB, respektive dra ifrån vid USB. Men egentligen är det nog tvärt om, ty Weavers metod centrerar SSB-signalen kring

bärvågsfrekvensen medan de andra metoderna anger en frekvens där man faktiskt inte sänder!

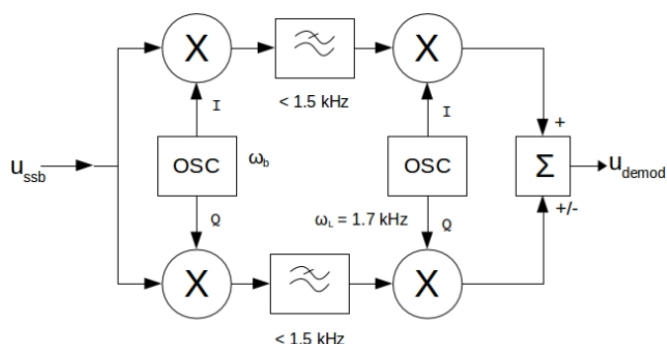
Traditionell metod:



Weaver:



Den uppmärksamme kanske vill påpeka att hittills har här enbart olika metoder för modulatorer och sändare behandlats men inga demodulatorer beskrivits. Lyckligtvis gäller dock alla ekvationer åt båda hållen. För att erhålla en Weaver-demodulator för mottagning behöver man bara utföra stegen i motsatt ordning och kan vända på blocken i schemat.



Notera här att lågpåssfiltret, tillsammans med lågfrekvens-oscillatorns frekvens, sätter mottagarbandbredden. Med brytfrekvens på 1,5 kHz och oscillator vid 1,7 kHz fås 200-3200 Hz.

Hur man realiserar dessa beräkningssteg i praktiken är en fråga om teknik.

Weaver själv föreslog i sin ursprungliga artikel en symmetrisk implementation med balanserade diodblandare, transformatorer och elektronrör, som uppges få plats på väldigt liten yta. (Detta då jämfört med gängse SSB-modulatorer från 1956 bör man väl tillägga...)

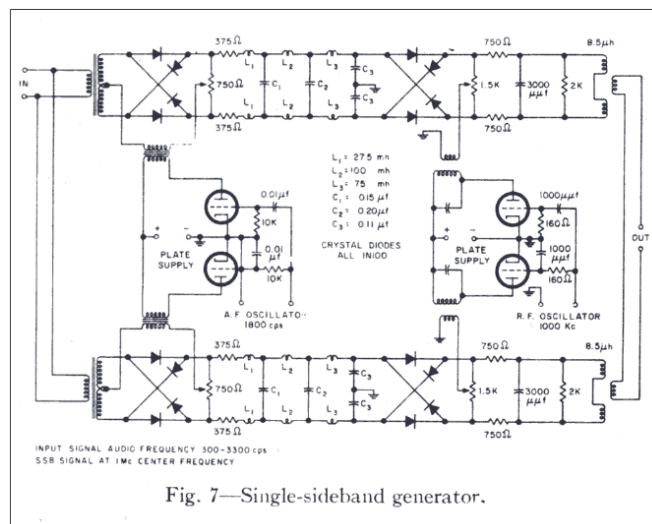


Fig. 7—Single-sideband generator.

Weavers ursprungliga implementering

En annan analog implementering publicerades på 90-talet av Matjaz Vidmar S53MV [2], i vilken kompletta sändtagare för flera mikrovågsband realiserades. Vidmar använde sig av en "zero-IF"-topologi, där Weaver-stegen gav SSB-signalen direkt vid antennfrekvens och där den komplementära basbandssignalen skapades i en switchad fasningsmatris (vilket ibland kategoriseras som en fjärde metod för SSB). Denna lösning är elegant men har sina nackdelar i form av komplexitet. Vidmar påpekar också att "zero-IF" inte lämpar sig för frekvensband under 1296 MHz eftersom starka signaler i mottagarens HF-passband kommer att AM-demoduleras i det första blandarsteget och ge upphov till oönskade signaler på audiofrekvens som kommer att utbreda sig genom hela SSB-demodulatorens. Detta gäller förstås även för fasningsmetoden. Trots detta kan vi se att den bland radioamatörer och hobbyister helt dominerande andelen mjukvarudefinierade mottagare, så kallade SDR-mottagare, för kortvåg använder just den direktblandande "zero-IF"-principen.

Tilläggs kan att även intermodulationsprodukter av signaler som ligger nära varandra i frekvens kommer att hamna i audiobandet och störa en sådan mottagare.

Bättre (men givetvis mer komplicerat) är att nyttja den välbeprövade superheterodynprincipen, där man låter modulering och demodulering ske vid en fast mellanfrekvens, som kan passera ett ordentligt filter, och blandar denna upp/ner till önskad kanalfrekvens.

Det framförs ibland argumentet att Weavers metod ger ett hål i frekvensbandet kring ω_L (1,7 kHz i detta fall). Detta uppkommer när man använder analoga steg i modulator-/demodulatorkedjan, eftersom kopplingskondensatorer mellan dessa medför att passbandet för de ingående signalkomponenterna inte kan gå ner till DC. (Eventuella DC-kopplade lösningar kommer att få problem med bärvågsundertryckning.) Då många "mjukvarudefinierade" lösningar i själva verket använder analoga blandare, filter och förstärkare innan signalerna digitaliseras så uppkommer problemet även för dessa. Hålet blir dock sällan mer än några

10-tal Hz brett, vilket knappast är märkbart för en telefonisignal medan man för CW skulle kunna uppfatta det som ett oönskat notch-filter. En föreslagen lösning på problemet är att modulera u_{LI} och u_{LQ} med brus eller en lågfrekvent ton för att "smeta ut" filtereffekten över frekvens. Om Weavers metod istället implementeras helt i digital domän, på en signal samplad/genererad direkt vid kanalfrekvens eller lämplig mellanfrekvens, finns ingen önskad högpassthrough mellan de olika beräkningsstegen och något hål i frekvensbandet kommer heller inte att dyka upp.

Slutord

Det finns goda skäl att istället för filter- eller fasningsmetoden använda Weavers metod. En mottagare blir mindre benägen att störas av signaler i fel sidband medan en sändare på samma sätt kommer att generera mindre, för andra, störande signaler i form av bäravågsrester plus oanvänt sidband. Framförallt på kortvåg, där banden ofta är välutnyttjade, är detta viktigt.

Som en kommentar kan nämnas att flertalet texter om Weavers metod, inklusive den ursprungliga artikeln, försöker förklara de olika stegen med hjälp av visualisering med rektanglar eller andra polygoner som placeras på frekvensaxeln. Sådana försök till pedagogisering har för undertecknads försök att förstå metoden mest inneburit förvirring och de förekommer därför inte i denna artikel. För den som tror att de trots allt kan vara ett stöd finns de att beskåda i bland annat [1] och [3] samt vid flera olika artiklar som kan hittas med en webbsökning efter "Weaver's method".

Not 1. Vinkelfrekvens skrivs med bokstaven omega, ω , och är relaterad till frekvens f , i storheten Hz eller s^{-1} , enligt $\omega = 2\pi f$. Detta eftersom vi vill uttrycka argumenten till trigonometriska funktioner i radianer, där $2\pi = 360$ grader - ett helt varv eller svängningsperiod. Distinktionen är dock oviktig för sammanhanget och ω kan i allmänhet ses som en frekvens i vanlig bemärkelse. Variabeln t är tiden.

Not 2. Genomgående i denna artikel tillskrivs den modulerande signalen ett uttryck på formen $u_m = B \cos(\omega_m t) + C$, där B anger en amplitud, ω_m en (vinkel-)frekvens och C en eventuell DC-nivå. I en telefoniapplikation är dock den modulerande signalen sammansatt av ett stort antal komponenter och bör mera korrekt uttryckas som en summa av sådana, $u_m = \sum_n B_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) + C$, där varje term har sin individuella amplitud B_n och fasläge φ_n . För överskådlig- hetens skull begränsar vi oss dock till en term och bortser från fasläget.

Not 3. Följande trigonometriska identiteter används i härledningarna:

$$\cos(a) \cos(b) = 1/2 (\cos(a-b) + \cos(a+b))$$

$$\sin(a) \sin(b) = 1/2 (\cos(a-b) - \cos(a+b))$$

$$\cos(a) \sin(b) = 1/2 (\sin(a+b) - \sin(a-b))$$

Not 4. Kom ihåg att en cosinus- respektive sinusfunktion är identisk frånsett fasförskjutningen, där cosinusfunktionen kommer 90 grader, d.v.s. $\pi/2$ radianer, före.

$$\cos(a) = \sin(a + \pi/2)$$

$$\sin(a) = \cos(a - \pi/2)$$

Referenser:

[1] Donald K. Weaver Jr., "A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals" (<http://www.h4.dion.ne.jp/~ja5fp/weaver.pdf>)

[2] Matjaz Vidmar, S53MV, "No-Tune SSB Transceivers for 1.3, 2.3, 5.7 and 10 GHz", DUBUS Teknik V (och den liknande texten vid <http://lea.hamradio.si/~s53mv/zifssb/block.html>)

[3] Matjaz Vidmar, S53MV, "Weaver Method of SSB-Generation", DUBUS Teknik V

@



Månadens mottagare

Utvecklingen av Digital Signal Processing och Software Defined Radio

- av Karl-Arne Markström, SM0AOM -

Denna artonde artikel behandlar utvecklingen av mottagare vilka bygger på digital signalbehandling.

Bakgrund

Den teoretiska bakgrunden till att utföra operationer på signaler på digital väg istället för genom analoga kretsar kommer sig ur studier som gjordes av tidiga signalteoretiker under 1920- och 30- talen. Dock tillät inte dåtidens hårdvara att sådana system utfördes i praktiken, utan det kom att dröja till 1940-talet innan britten Alec Reeves hos ITT beskrev praktiska metoder för att kunna digitalisera och återskapa analoga signaler i form av PCM (Pulse Code Modulation).

Halvledarrevolutionen medgav en integrationsgrad som var tidigare okänd, och i och med införandet av digitala integrerade kretsar fanns det möjligheter att utföra digital signalbehandling i realtid av signaler som hade dynamik och bandbredd nog att användas i praktiska radiotillämpningar.

Definitioner av SDR

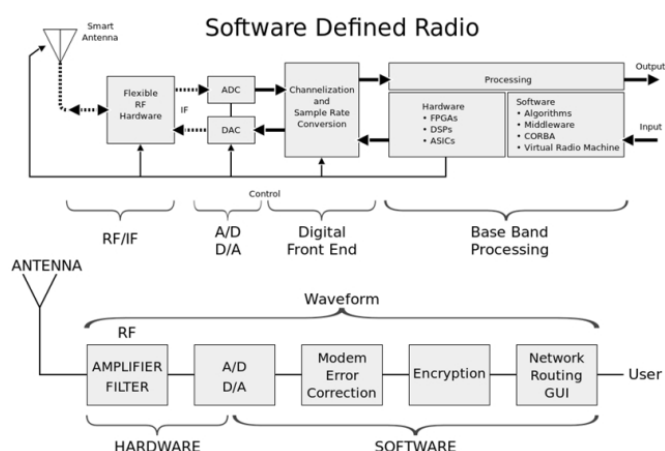
För att kunna beskriva olika tekniker för digitalt uppbyggda mottagare behövs gemensamt överenskomna definitioner.

För närvarande finns det två huvuddefinitioner som beskriver SDR ur lite olika perspektiv; ITU:s (ur rapporten SM.2152-0) "Software-defined radio (SDR): A radio transmitter and/or receiver employing a technology that allows the RF operating parameters including, but not limited to, frequency range, modulation type, or output power to be set or altered by software, excluding changes to operating parameters which occur during the normal pre-installed and predetermined operation of a radio according to a system specification or standard."

och

IEEE:s

"Radio in which some or all of the physical layer functions are Software Defined" (Ur rapporten P.1900-1)



Grunddragen i Software Defined Radio

Båda definitionerna täcker in de fall där delar av signalbehandlingen sker på basbandsfrekvenser som inte sammanfaller med mottagarens ingångsfrekvens.

Utvecklingen i början

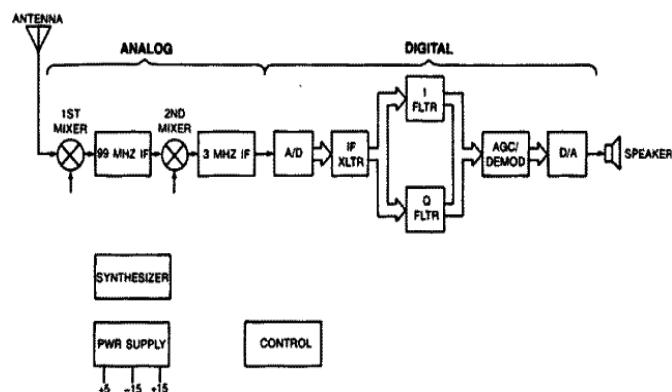
Under 1970-talet kom de första signalprocessorerna som hade kapacitet nog att utföra signalbehandling i realtid med meningsfulla informationsbandbredder. Tidigt gjordes laboratoriestudier, bland annat hos TRW i USA om möjligheterna att göra delar av en radiomottagares signalkedja i digital teknik. Dock kom det att dröja till början av 1980-talet innan några praktiskt användbara konstruktioner såg dagens ljus.

Detta skedde hos Rockwell/Collins där en beställning lades från det kanadensiska flygvapnet på en mottagare som skulle ha DSP för att realisera informationsfiltren. Projektet gick under kodnamnet "Penguin", där DSP-teoretikern Marvin E. Frerking gav betydelsefulla bidrag.

Mottagaren var en ganska traditionell dubbelsuper med mellanfrekvenserna 99 respektive 3 MHz, men med den betydelsefulla skillnaden jämfört med konventionell teknik var att 3 MHz MF-signalen digitaliserades i var sin 8 bitars Flash-ADC för I resp. Q-kanalen. Bitströmmarna behandlades sedan i signalprocessorer från NEC, uPD7720.

Åtta bitars upplösning ger inte den dynamik som krävs för att realisera en HF-mottagare med bra prestanda utan metoden med "dithering", där en känd pseudo-random sekvens överlagras på signalen till A/D-konvertrarna och sedan subtraheras från bitströmmen.

HF-2050 SIMPLIFIED BLOCK DIAGRAM



HF-2050 blockschema

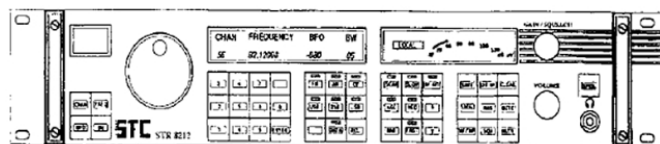


Collins HF-2050 Stureby Radio

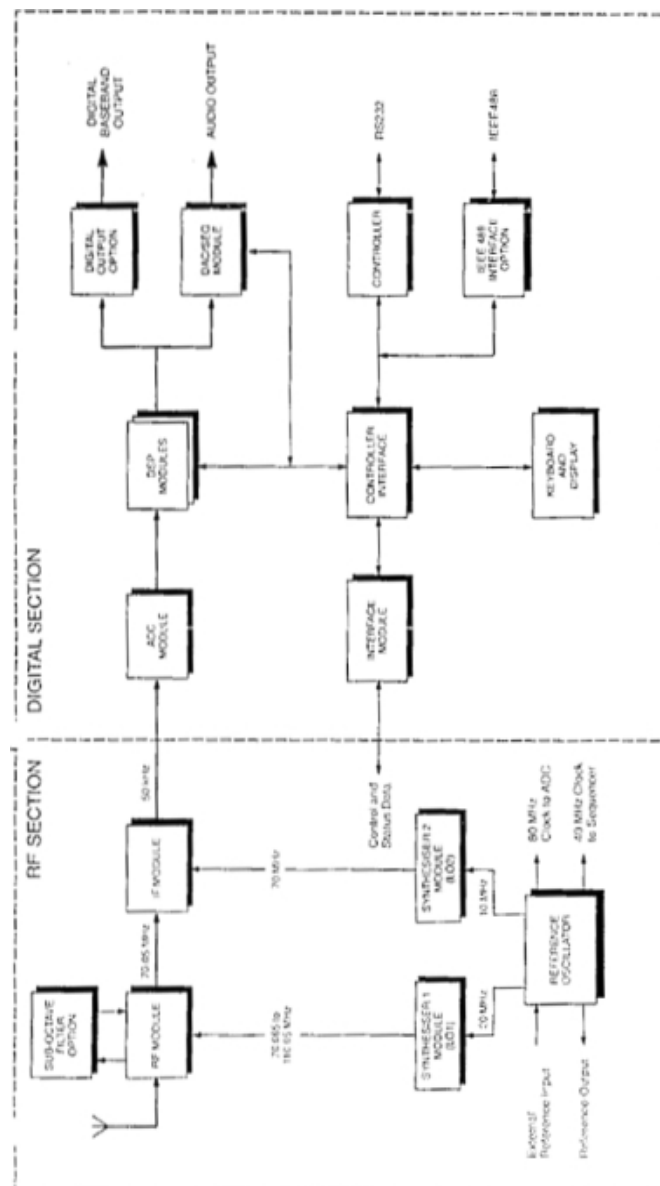
HF-2050 blev stilbildande och kom att influera många konstruktioner under 80- och 90-talen.

Ytterligare något senare kom ITT-STC med en konstruktion som använder "delta-sigma" A/D-konvertering för att få en stor dynamik med realiserbara A/D-konvertrar.

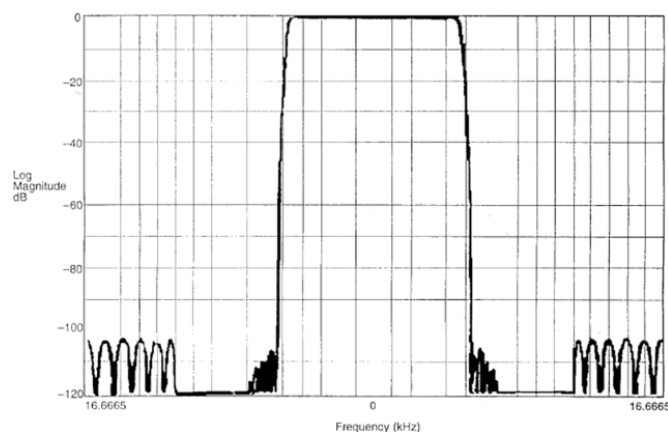
Konstruktionen utmynnade i mottagaren STR 8212.



ITT-STC STR 8212



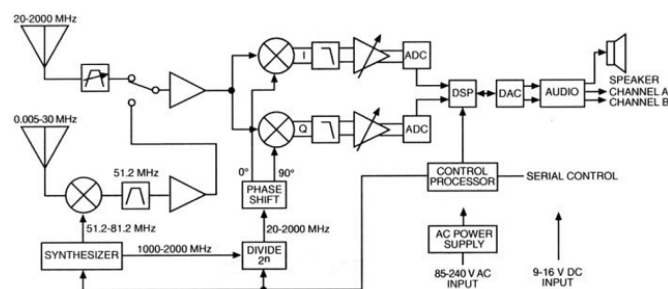
Blockschema för ITT-STC STR 8212



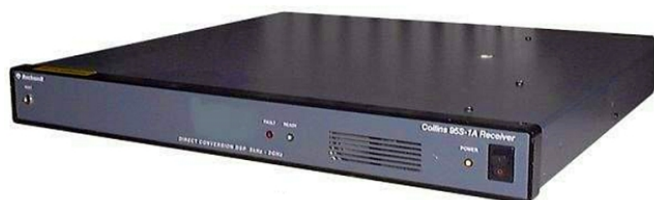
Frequency (kHz)

Informationsfilterkurva realiserad med ett 120-tappars FIR-filter i STR 8212

En annan, mer radikal konstruktion är den ca 10 år senare Collins 95S-1A, som använder en ”zero-IF”-konstruktion, där hela ingångsspektrum blandas ner till ett komplext basband centrerat runt frekvensen 0.

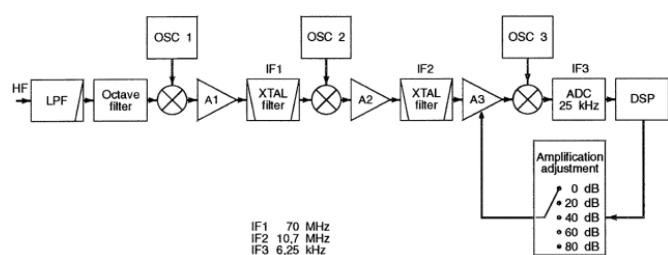


Blockschema för Collins 95S-1A



Collins 95S-1A å Stureby Radio

En realisering som var ganska representativ för de tidigaste uppläggen är den signalkedja som ingick i SRT STR2000 marinradiostation, där digitaliseringen skedde på ett audio-frekvent basband.



Blockschema för SRT STR2000 mottagardel

Senare utveckling

De hittills beskrivna mottagarkonstruktioner är sådana där den digitala signalbehandlingen sker på ett bandbegränsat basband som föregås av konventionell superheterodynteknik med nedblandning till en ofta ganska låg sista MF. Begränsningarna i prestanda hos A/D-konvertrarna samt hos efterföljande DSP gjorde att sådant var nödvändigt fram till för ca 10 år sedan. Det finns inga invändningar, varken teoretiska eller praktiska, mot att låta hela mottagarens frekvensområde komma fram till A/D-konverters, förutsatt att dess egenskaper a) linjäritet, b) ordlängd och c) samplefrekvens är

tillräckliga för att medge att Nyquist-frekvensen ligger över den högsta mottagarfrekvensen med en viss marginal.

En sådan mottagare kallas för ”direktsamplande”. Den stora vinsten i detta är att alla steg i mottagarkedjan före A/D-konverters förenklas påtagligt, och att brusegenskaperna hos oscillatorerna får ett väsentligt minskat inflytande.

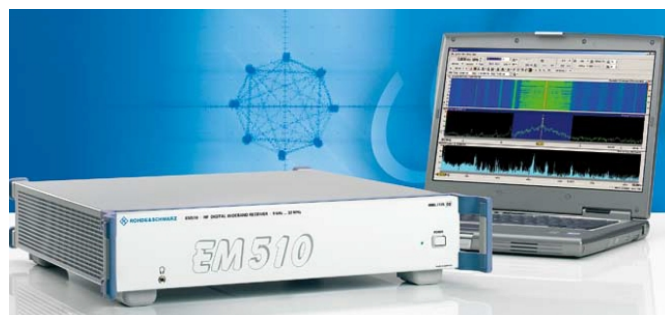
Bruspektra hos de oscillatorer som ingår i blandningskedjan hos en konventionell mottagare kommer att direkt adderas till de sidbandsbruskomponenter vilka begränsar tvåsignal-selektiviteten hos en konventionell mottagare. I den direktsamplande mottagaren kommer brusbidraget att minska med en faktor som beror på förhållandet mellan mittfrekvens och samplefrekvens, analogt med när en frekvens delas ner i en frekvensdelare. Eftersom en kristallstyrd klockfrekvens kan utföras med mycket lågt sidbandsbrus eller jitter är utgångsläget mycket gott när det gäller sidbandsbrus hos en direktsamplande mottagare.

Tidiga realiseringar av direktsampling

För att kunna tillverka en ”direktsamplande” HF-mottagare krävs en A/D-konverter med mycket höga prestanda. Det dröjde till millenieskiftet innan sådana kom på marknaden i rimliga prisklasser.

Tidigare gjordes olika upplägg med ”flash-ADC” som var uppbyggda i ECL- eller HCMOS-teknik och som hade hög effektförbrukning och begränsad ordlängd. När utvecklingen inom SDR för t.ex. 3G och 4G mobiltelefoni drev fram högre integrerade och effektsnåla A/D-konvertrar med höga samplefrekvenser kom dessa att snabbt inkorporeras i professionella SDR.

En sådan är Rohde & Schwarz EM510, som är en direktsamplande mottagare avsedd för signalanalys och signalövervakning.



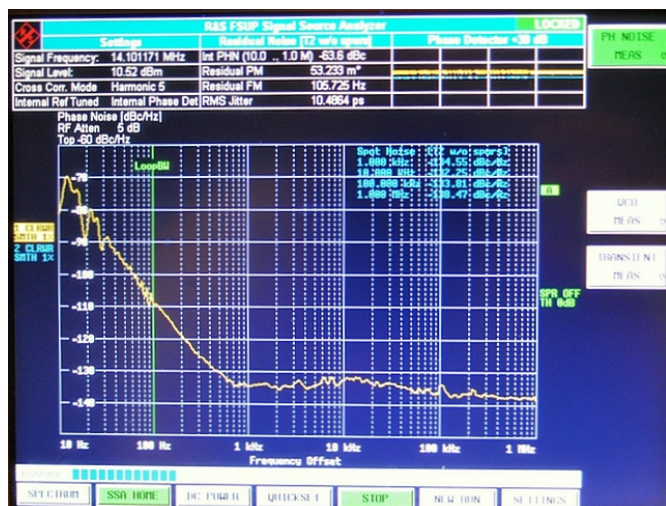
R&S EM510 (ur broschyr)

Jämfört med motsvarande realiseringar med en konventionell ”front-end” får en direktsamplande mottagare överlägsna prestanda, i synnerhet när det gäller närselektivitet. Sidbandsbruset hos en EM510 och dess efterföljare EB510 ligger på typiskt -140 dBc/Hz på 1 kHz avstånd, jämfört med -120 dBc/Hz för konventionella realiseringar.

Framtidsutsikter

Genom den ständiga utvecklingen hos halvledartillverkarna när det gäller A/D-konvertrar och tillhörande DSP-kretsar kommer prestanda hos kommande direktsamplande mottagare att förbättras ytterligare. Det kommer även att komma heldigitala realiseringar av både sändare och mottagare där den förbättrade spektrala renheten som medges av modern SDR och DSP kan utnyttjas fullt ut.

Ett sådant exempel är den schweiziska HF-transceivern ADAT som har överlägsna spektrala egenskaper jämfört med ”halvanaloga” realiseringar.



Sändarbrus från ADAT (Courtesy DJ2LR)

Brusnivån nära utsignalen är ca 20 – 30 dB lägre än motsvarande analoga realiseringar. Dessutom är IM-distorsionen betydligt bättre än för analoga radiosändare, genom att konstruktionen medger adaptiv distorsionsundertryckning.

Nästa spalt

Nästa spalt kommer att behandla mottagardelarna i Collins transceivrar för både professionellt och amatörbruk.

Litteratur

Marvin E. Frerking “Digital Signal Processing in Communication Systems”

Ulrich Rohde et al “Communications Receivers”
Sabin et al “Single Sideband Circuits and Systems”

@

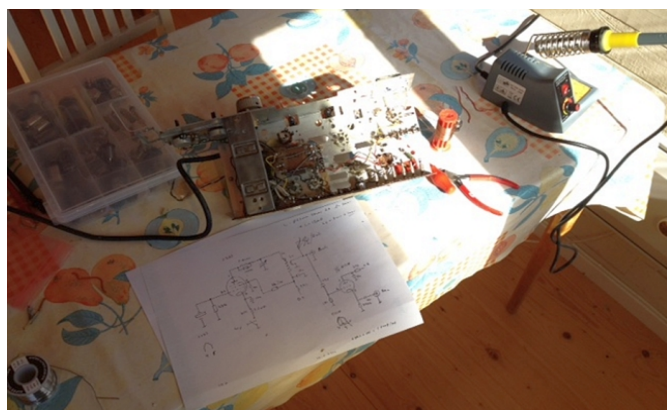
Händer i ESR

Vad händer egentligen hos våra medlemmar? Ibland verkar det som inget händer men trots tystnaden så arbetas det febrilt ute i stugorna. Här har vi samlat ihop några sporadiska rapporter som kommit till redaktionens kännedom på ett eller annat sätt.

Skicka in en kort blänkare i ett e-mail till resonans@esr.se och berätta om vad du har på gång. Fem till tio rader räcker gott och väl om du inte vill skriva mer. En bild kan med fördel bifogas då en bild som bekant säger mer än tusen ord.

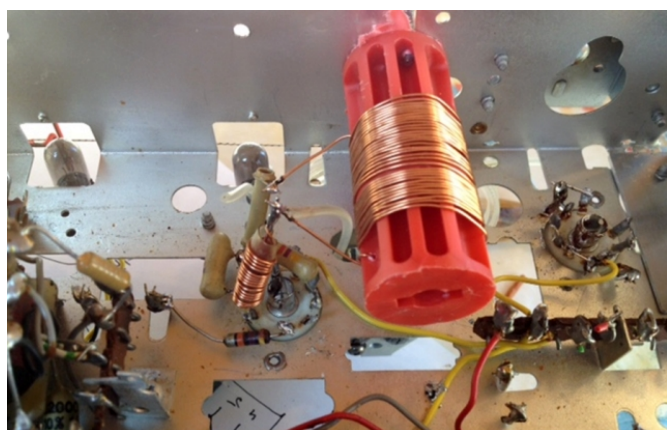
Rapport från en sommarstuga i Småland

Man kan ju inte bara sitta på bryggan i solgasset och dricka öl, lödkolven är därför även på och ett av projekten var är att tota ihop en 80 m enrörssändare.



Jag hade bara en enda liten kristall liggande i junkboxen i stugan. Frekvens 3570 kHz, så jag hoppas att den inte dör av överansträngning i rörkopplingen.

BRT400-an får gå som mottagare, och jag bygger även in en "TR-switch" med en triod för att isolera BRT-n från sändaren.



Man har ju inte så mycket grejor här i stugan att bygga med, men det är kul med utmaningar! I det här fallet utgår jag ifrån ett gammalt radiochassi.

Henrik Landahl SM7ZFB

Lars SM3KYH meddelar

Bygget av portabelstationen går framåt. Här kommer några bilder från provmontage av frontpanelen.



Fler hål för kontakter och volympotentiometer skall tas upp.



Sen blir det instansning av text samt borstning av fronten innan slutmontage.

Lars Nyberg SM3KYH

@



ESR intog Beredskapsmuseet, SK7SMB

- av Göran Carlsson SM7DLK -

I helgen den 24-25 maj hade Beredskapsmuseet utanför Helsingborg arrangerat mötesdagar för att speciellt minnas landstigningen i Normandie under WWII.



Lördagen inleddes klockan 09.00 med att samtliga inbjudna deltagare välkomnades av museichefen Johan André och fick instruktioner om programmet, gruppfoto togs och den svenska flaggan hissades under högtidliga former.



Efter att portarna öppnats klockan 10.00 kunde det hela börja. Det var ett välspäckt program som inte tycktes sakna någonting.

Besökarna fick nu bland annat uppleva ett riktigt skådespel. Det utspelades regelrätta fältslag mellan tyska och allierade enheter.



Två helrenoverade svensktillverkade 40-tals stridsvagnar från Landsverk i Landskrona deltog i fältslaget (jag minns dessa från min barndom i Landskrona).



Kanoner avlossades med salvor som skakade omgivningen. Kulsprutorna smattrade och soldater försökte febrilt ladda om sina gevär. Skadade soldater fick snabb omvårdnad och de som inte klarade sig fick istället några väl valda ord på sista färden. Allt var lika välregisserat som i en äkta krigsfilm.



Precis såsom vi inom vår hobby bygger och kör radio finns det andra vars hobby är att klä ut sig i militärt utstyr, gräva skyttegravar, fylla sandsäckar och leka krig, allt med till synes en allvarlig och äkta inlevelse.



Ordergivning på både engelska och tyska togs på fullt allvar. Soldater fick bannor om de inte stod rätt i ledet eller för att fältuniformen inte var i ordning. Fältkök serverade ärtsoppa till det facila priset av 50:- tallriken, ingen påfyllning. Massor av krämare som erbjöd allt från "gröna" klädesplagg till äkta eller oäkta vapen fanns naturligtvis också på plats. Några ESR-medlemmar passade på att ekipera sig i nya gröna skjortor. Mest eftertraktade var skjortor med gradbeteckningar för de som kanske ville imponera på sin fru där hemma.



Men vi vanliga "radiogubbar" med fötterna stadigt placerade i den skånska myllan tog det naturligtvis betydligt lugnare.

Ett signaltält hade rests under ledning av Sven-Olof SM7GFD och här fanns bland annat en Wireless SET No19 tillsammans med det mycket ovanliga WS19 "RF-amplifier No2" innehållande fyra stycken 807-or som gav ca. 50 watt.



Sven-Olof SM7GFD ansluter ART13 till nätdelen.

Vidare fanns en komplett flygradiostation i "Command-serien" samt SCR 522 VHF-station med BC624 och BC625.



Willi SM6OMH kör tysk radio på 40 m.

Willi SM6OMH hade tagit med sig sin Telefunken "Wehrmacht" 15W.S.E.b från vilken han körde 40 meter CW. Antennen var en bredbandsdipol på ca 15 meters höjd. Trafiken var koncentrerad runt frekvensen 7035 kHz.

Vi provade även 80 meter men det bandet var naturligtvis heldött mitt på dagen. Tyvärr pågick det en contest under samma helg och då är det svårt att göra sig hörd eller att lyssna med äldre stationer som saknar MF-filter.

Trots detta blev det både svenska stationer och andra européer i loggen från SK7SMB. Det var också många amatörer som besökte oss i tältet. Några besökande ungdomar som tittade in i tältet frågade förvånat efter att ha lyssnat på "pipet" hur man kunde kommunicera med detta (morse) och tyckte detta var mycket märkligt. De såg lika frågande ut när de gick.

Stort tack till Beredskapsmuseet och en av organisatörerna SM7GFD för detta trevliga evenemang.

@



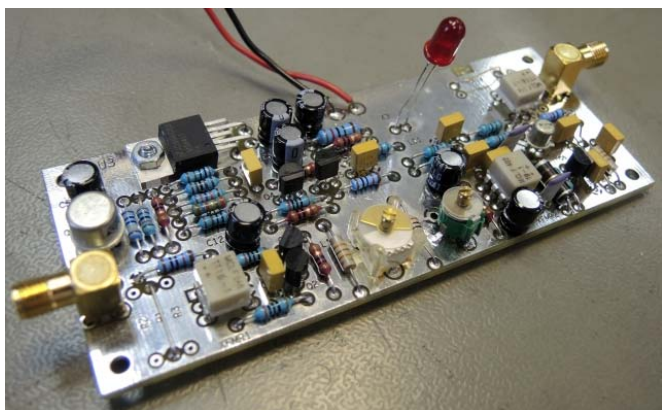
Lågbrusig 5-10 MHz frekvensdubblare för referensfrekvenssystem

- av Ulf Kylenfall SM6GXV, Onsala Rymdobservatorium -

Tidigare har en aktiv frekvensdubblare från 5 till 10 MHz beskrivits i ESR Resonans. Konstruktionen som hade den fördelen att den genererade 10 MHz på utgången oavsett om ingångsfrekvensen var 5 eller 10 MHz var hämtad från en HP frekvensräknare.

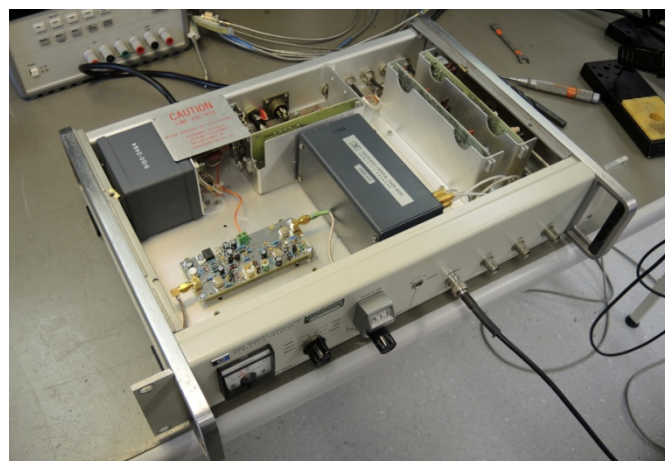
Onsala Rymdobservatoriums frekvensnormaler består av 2 st KVARZ CH1-75A. De ingår i det universella frekvensnormalnätet vars 10 bästa masrar viktas till den tidsnormal som benämns UTC. Noggrannheten är det inget fel på, men konstruktionen lämnar endast två utfrekvenser: 5 och 100 MHz. Många, men inte alla, signalgeneratorer kräver 10 MHz som extern frekvensreferens, inklusive den generator som är "Master LO" för de flesta mottagarna i observatoriets 20 m-antenn. Grundkravet för en dubblare är att den skall ha så låg genomgångsförstärkning som möjligt och ha så lågt fasbrus som möjligt.

Amerikanska NIST har i sina publikationer visat på en enkel dubblare som använder U310 N-kanal FET-ar. Denna prövades men prestanda övertygade inte. I stället letades en design upp som hittades på KO4BB:s webbsidor. Till denna behövs en väl filtrerad matningsspänning, och från Wenzell hämtades en konstruktion "Finesse Voltage Regulator" som applicerades. Konstruktionen använder sig av hålmonterade standardkomponenter förutom två typer av HF-transformatorer som måste köpas från MiniCircuits i USA (Svensk representant är In Resonance AB).



Konstruktionen ryms på ett kretskort X11,7 Y4,6 cm. Två trimkondensatorer för grundtons- och övertons-notch finns, samt ett övertonsfilter.

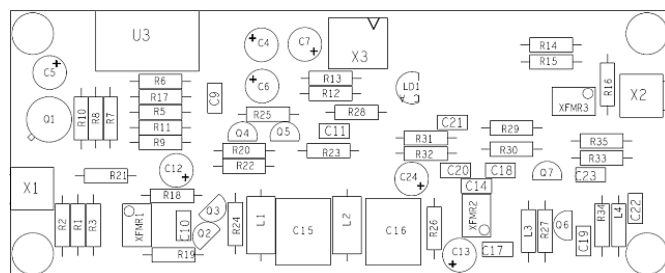
När jag satt och räknade (simulerade) övertonsfiltret C17/L3/C18 visade det sig att den bästa konfigurationen var 270 pF och 680 nH, men 680 nH axiella induktorer var dyra att köpa från USA. Närmsta standardvärden var 1 µH och 270 eller 330 pF.



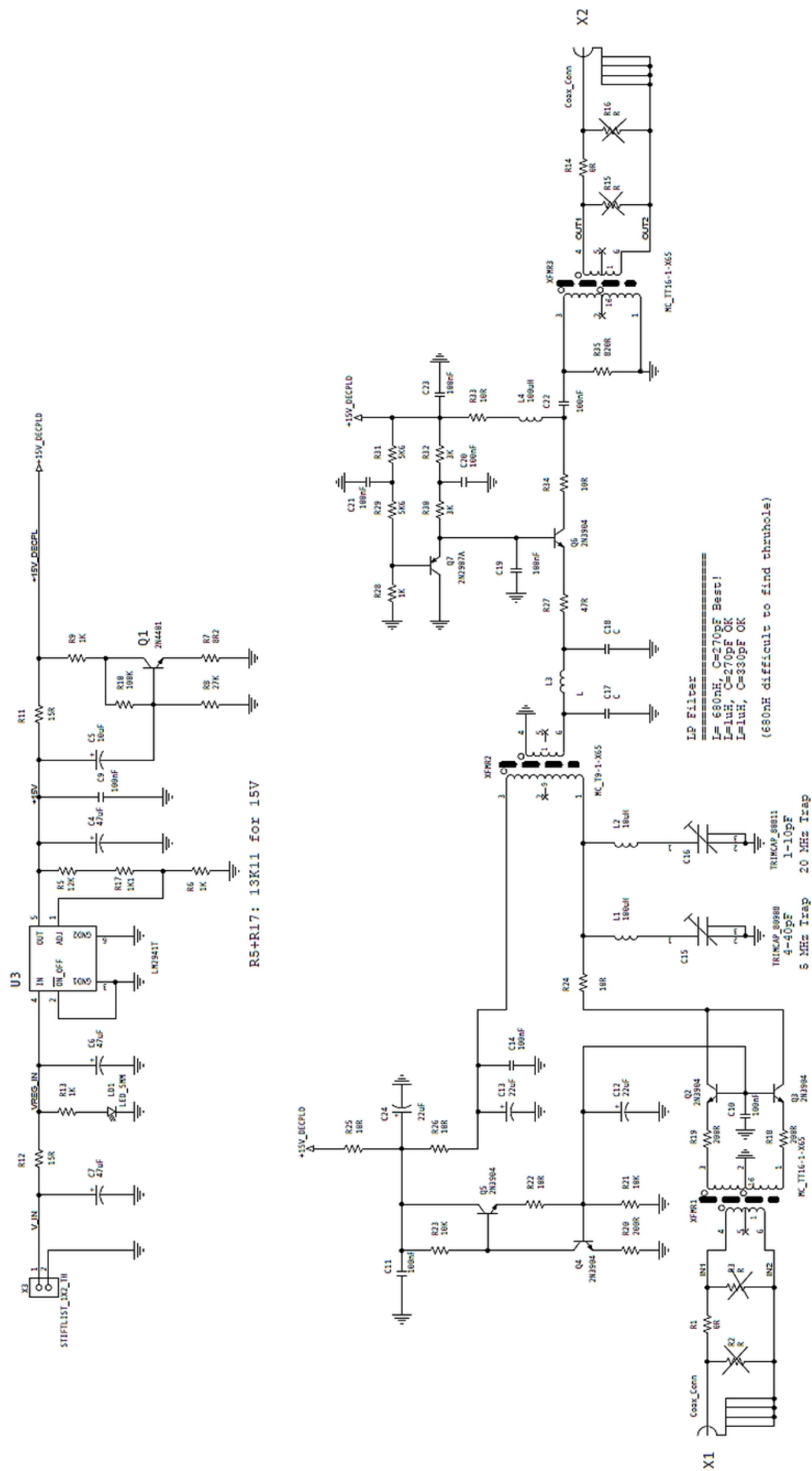
Frekvensdubblaren monterad i HP105 Kvartsoscillator.

En innivå om 0-10 dBm räcker. Vid en ineffekt om +10 dBm vid 5 MHz är uteffekten ca +6 dBm vid 10 MHz. Plats finns för pi-nätsdämpare på både ingång och utgång om det skulle behövas.

I denna konstruktion används företrädesvis HF NPN-transistorer 2N3904. Varianten har inte standard E-B-C konfiguration utan C-B-E och benen ligger i linje, inte halvcirkel. Dubblaren och förstärkaren är aktivt biaserade.



DC-matningen är 19 V och upp till dess att serieregulatorn U3 börjar bli litet "svettig". Strömförbrukningen är ca 80 mA. Utspanningen justeras med hjälp av R5/R17 till 15...17 V.

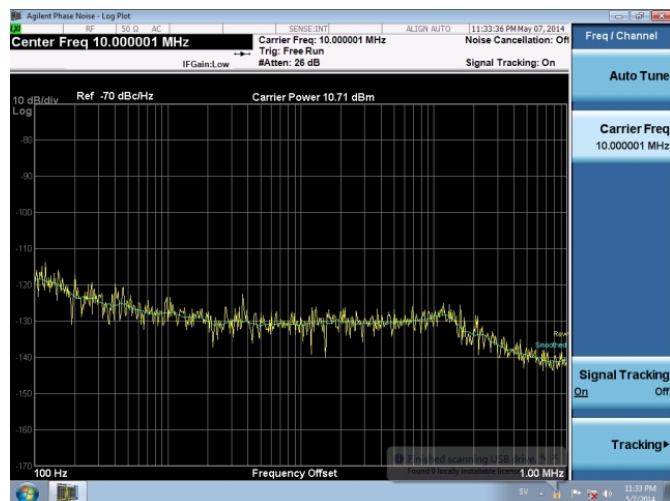


KRETSSCHEMA

Upload as - Prepared by UII Kylenfall	References - Reference
Goalband as - Approved by Approved	
Product name - Product name NIST Low Noise Frequency Doubler	
Date - Date April 29, 2014	Rev B
Document nr - Document no <Doc>	Blad - Page 1(1)



Såväl ingång som utgång är isolerade så att dessa kan matas eller lastas flytande för att reducera störningar.



Bilden ovan visar fasbrusprestanda när dubblaren monterats i en HP105 kvartsoscillator som labbet använder för tester

@

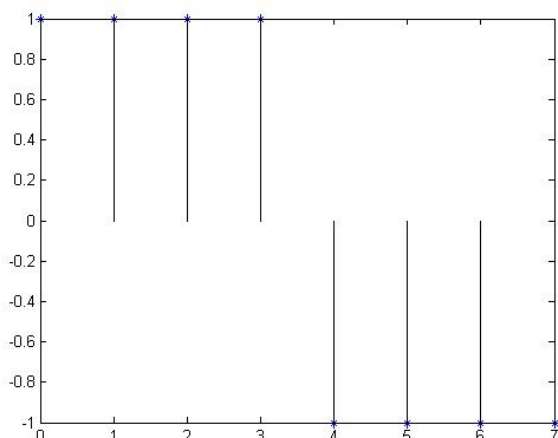


Frekvensanalys – del 4

-av Per Westerlund SA0AIB -

Fyrkantvågen som ett exempel på en tidsdiskret signal

En tidsdiskret signal existerar bara i vissa punkter, vilka motsvarar samplingstidpunkterna för en tidskontinuerlig signal. Därför markeras bara dessa punkter i en kurva. För att visa dem tydligare, drar man en linje från x-axeln till dem. X-axeln är inte graderad i reella tal, som anger någon tidsenhet, utan i heltal, som visar hur många samplingsintervall det är från en nollpunkt. Här kommer ett exempel på en period av en fyrkantvåg med den relativa frekvensen $q=1/8$, alltså 8 punkter för en period. Utseendet upprepas till vänster och till höger.



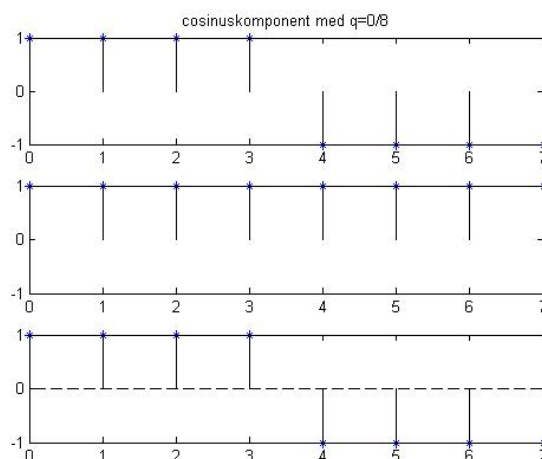
Denna signal kan komma från en fyrkantvåg på 5 Hz samplad med 40 Hz, likaväl som från en 1 kHz-fyrkantvåg då samplingsfrekvensen är 8 kHz. Samplingsfrekvensen måste alltså sparas separat.

Beräkning av en fyrkantvågs frekvenskomponenter genom en DFT

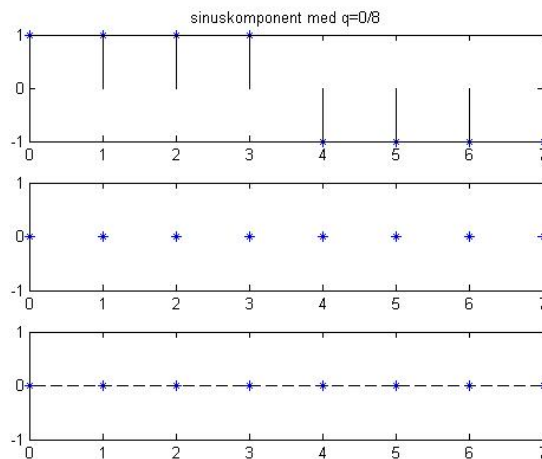
Nu beräknar vi den diskreta Fouriertransformen av denna fyrkantvåg, som är 8 tidssteg lång och visas i den första delfiguren. Signalen multipliceras med cosinus- och sinusvåg med de relativa frekvenserna $q=0, -1/8, \dots, -7/8$ (De negativa frekvenserna innebär bara ett minustecken framför sinusvågorna, vilket kommer att visas matematiskt senare.), som visas i den andra delfiguren. Produkten av dessa två funktioner visas i den tredje delfiguren. Resultatet summeras över en period och normeras genom en division med 8 (antalet sampel) och markeras med en streckad linje i den tredje. Det är samma sak som likspänningskomponenten av

en blandning av fyrkantsignalen och respektive cosinus- eller sinusvåg.

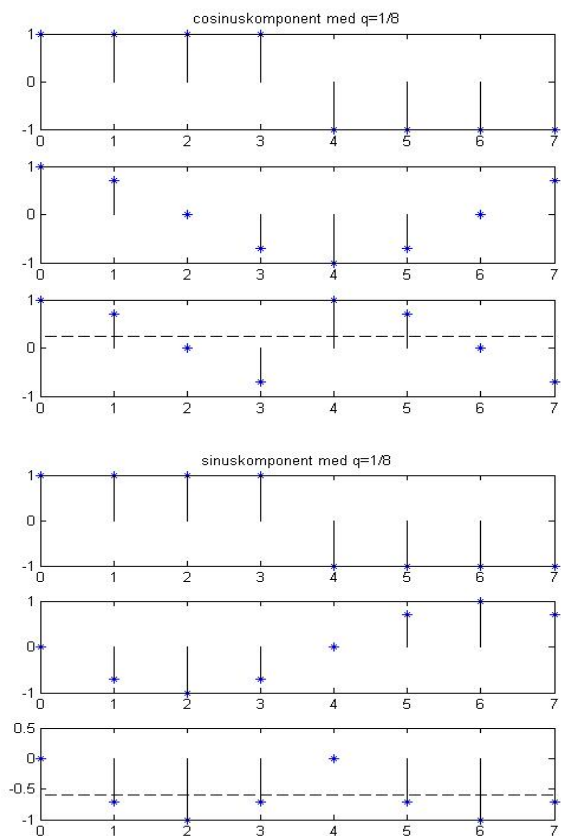
Först kommer den relativa frekvensen $q=0$. Cosinuskomponenten är inget annat än att beräkna medelvärdet, då $\cos(2\pi \cdot 0n) = 1$ för alla heltal n .



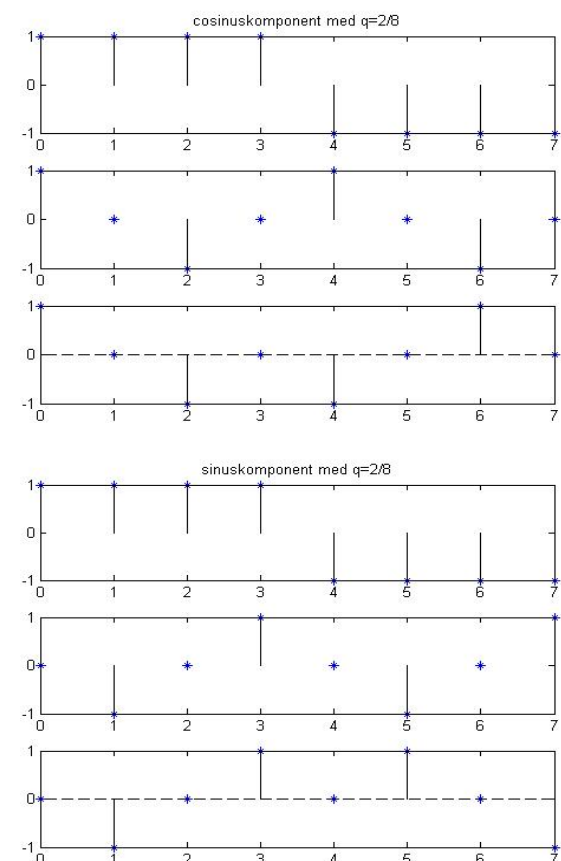
För fullständighetens skull visas också sinuskomponenten. Dock är $\sin(2\pi \cdot 0n) = 0$ för alla heltal n .



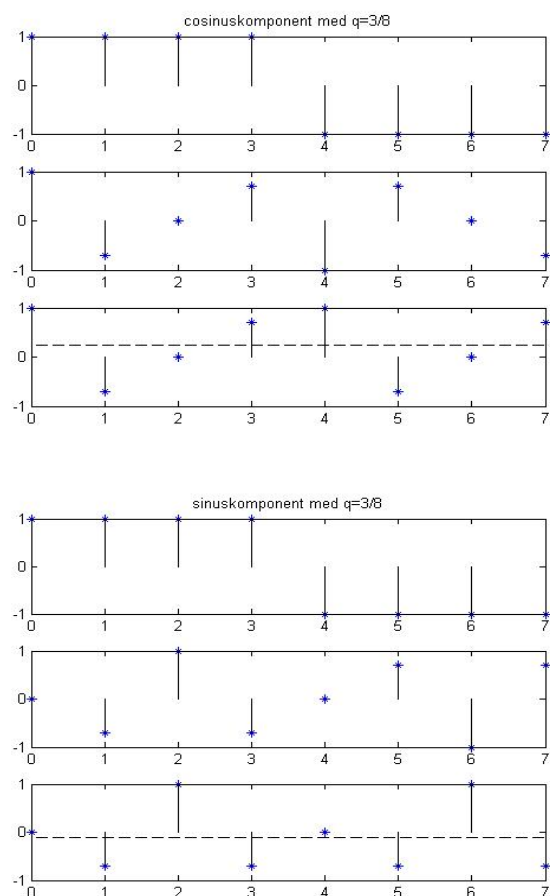
Sedan är det dags för grundtonen, som svarar mot den relativa frekvensen $q=1/8$, då perioden är 8 sampel lång.



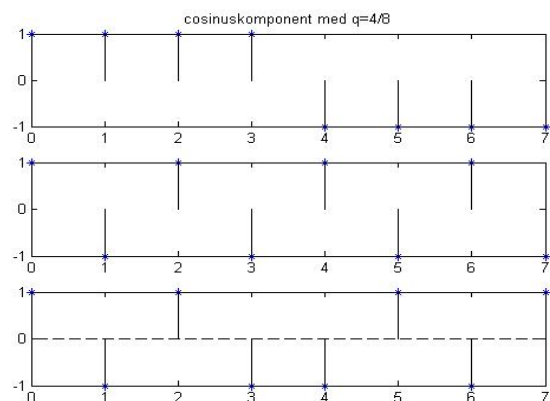
Nästa steg är den första övertonen med den relativa frekvensen $q=2/8$ med cosinus- respektive sinusvåg. Dessa komponenter är 0, då den analyserade fyrkantvågen har lika lång plusdel som minusdel.



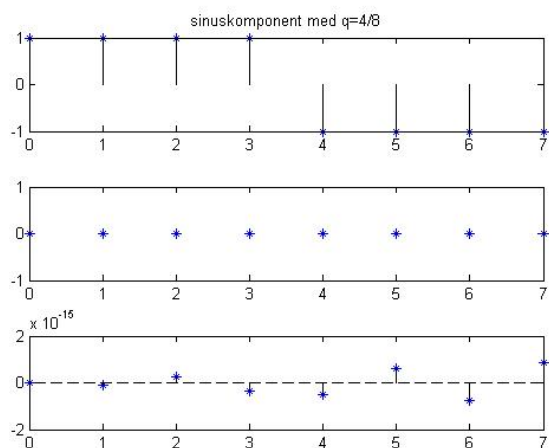
Därefter kommer den relativa frekvensen $q=3/8$ med cosinus- respektive sinusvåg. Här kan det vara svårt att se hur sinuskurvan går i delfigur 2, då den är nu tidsdiskret. På sidan 28 i ESR Resonans 1/2014 finns kopplingen mellan den tidsdiskreta och den tidskontinuerliga.



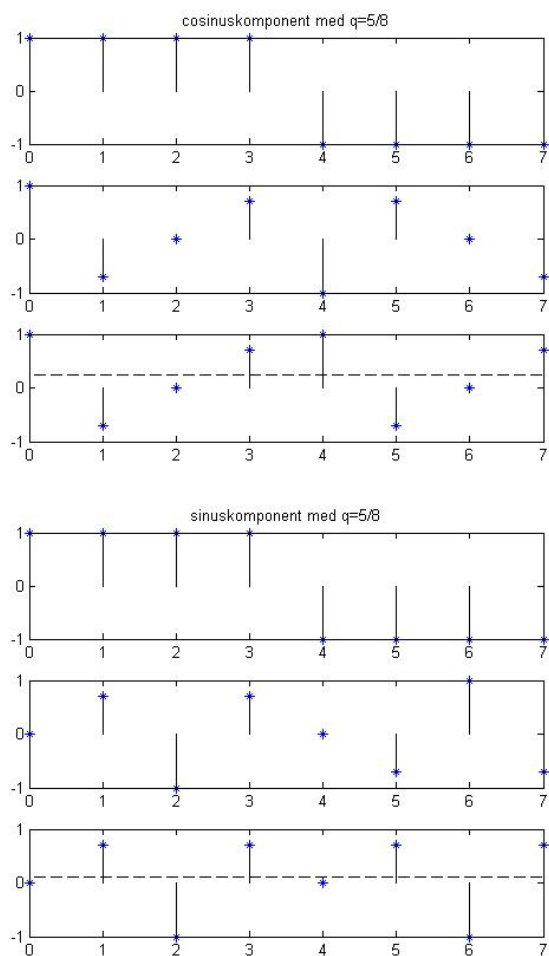
Nu har vi kommit fram till $q=4/8=1/2$, vilket motsvarar Nyquistfrekvensen, som är den högsta frekvensen för en signal som går att återskapa. Nyquistfrekvensen är halva samplingsfrekvensen vilket blir $q=1/2$. Här växlar cosinus mellan -1 och 1, så den ändrar sig maximalt. Anledningen till det är att $\cos(2\pi \cdot 1/2 \cdot n) = \cos(\pi \cdot n) = (-1)^n$ för alla heltal n . Cosinus var inte med i exemplet i Frekvensanalys – del 3.



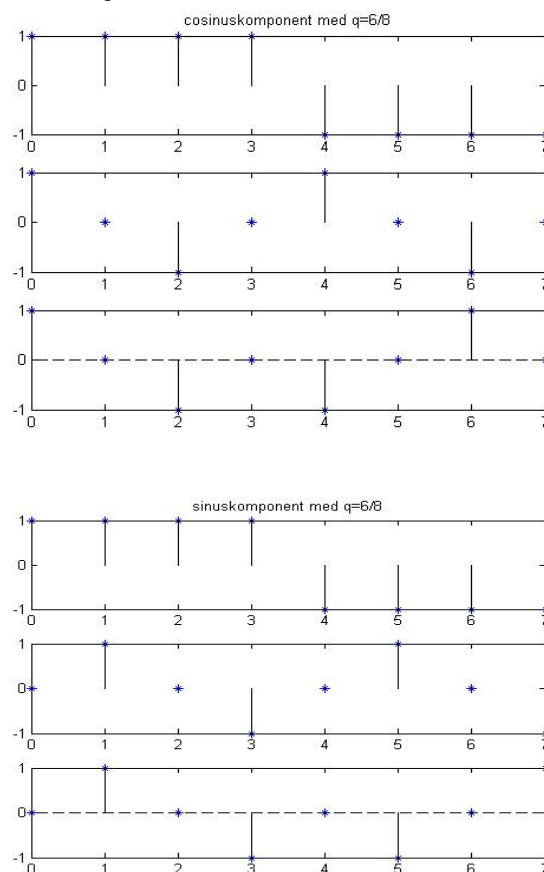
På samma sätt som för $q=1/2$ blir $\sin(2\pi \cdot 1/2 \cdot n) = \sin(\pi \cdot n) = 0$ för alla heltal n . I den nedersta delfiguren syns avrundningsfel, då produkten ska bli 0.



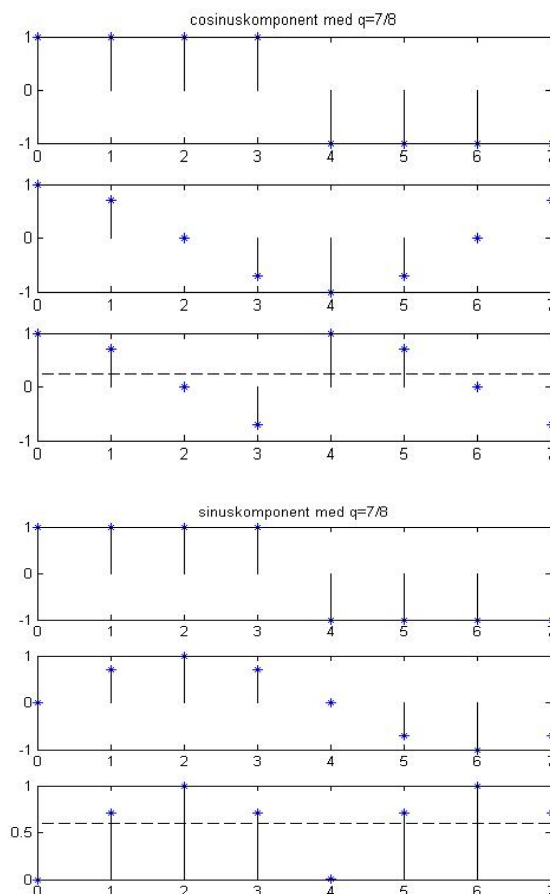
Nu kommer $q=5/8$, där sinusen speglas i x-axeln och cosinusen är oförändrad.



Därefter visas $q=6/8$.



Slutligen kommer $q=7/8$.



Resultatet av DFT:n av en fyrkantvåg

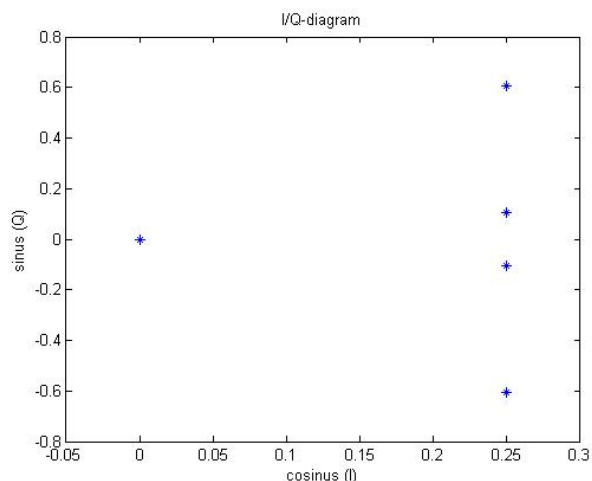
Resultatet kan också visas i en tabell.

Q	cosinus	sinus
0	0	0
1/8	0,25	-0,6036
2/8	0	0
3/8	0,25	-0,1036
4/8	0	0
5/8	0,25	0,1036
6/8	0	0
7/8	0,25	0,6036

Enligt Frekvensanalys – del 3 sker det en spegling runt $q=1/2$. Cosinuskomponenten är den samma då cosinus är en jämn funktion $\cos(-x) = \cos(x)$, medan sinuskomponenten har det andra tecknet då sinus är en udda funktion $\sin(-x) = -\sin(x)$. Av beräkningstekniska skäl har man denna dubblering av informationen. Man får då lika många frekvenskomponenter som sampel. Det framgår tydligare vid den senare genomgången av FFT-algoritmen.

Övergång till fas och amplitud

Ytterligare en skillnad mot exempel på sidan 12 i del 1 (ESR Resonans 3/2013) är att där hade fyrkantvågen bara sinuskomponenter. För att förklara den skillnaden, ritar vi in cosinuskoefficienterna på x-axeln och sinuskoefficienterna på y-axeln i en figur. Det blir ett I/Q-diagram som det på sidan 22 i ESR Resonans 4/2013. Vid $x=2$ finns nerifrån och upp $q=1/8, 3/8, 5/8$ och $7/8$. De andra frekvenskomponenterna ligger samlade i origo.



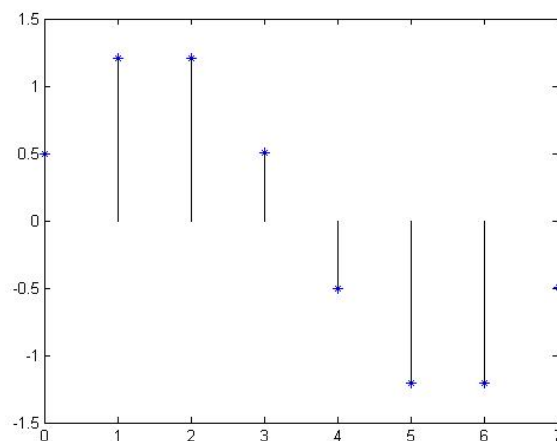
I stället för cosinus- och sinuskoefficienter, kan man arbeta med belopp och fas för varje komponent. Beloppet är då avståndet från origo och fasan vinkeln mot x-axeln i ovanstående figur. Då blir tabellen:

q	belopp	fas (grader)
0	0	-
1/8	0,6533	-67,5
2/8	0	-
3/8	0,2706	-22,5
4/8	0	-
5/8	0,2706	22,5
6/8	0	-
7/8	0,6533	67,5

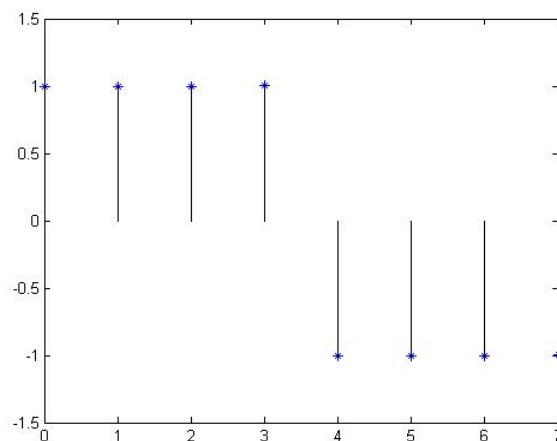
Nu kan vi se hur termerna minskar för ökande relativ frekvens q upp till $1/2$ och sedan ökar de.

Fyrkantvågen som summan av olika antal frekvenskomponenter

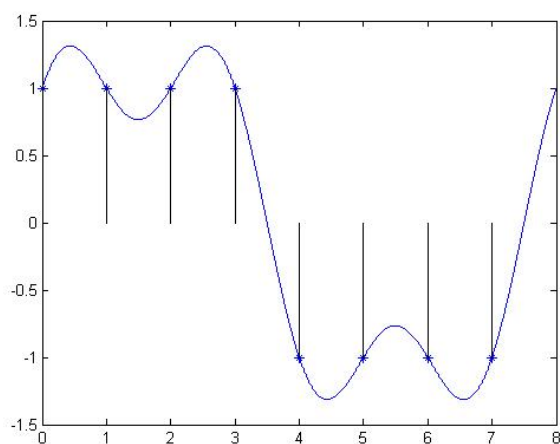
Nu är det dags att se hur bra anpassning det blir. Med en komponent ($q=1/8$ och $q=7/8$ då de är speglingar av varandra):



Med två blir det ingen skillnad, då $q=2/8$ och $q=6/8$ ger amplituden 0. Med tre komponenter blir det bra anpassning:

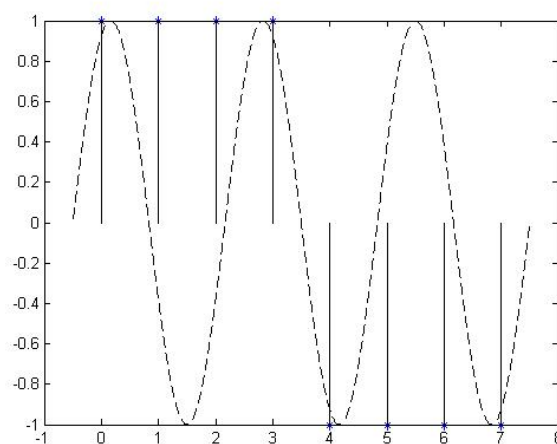


Vi kan studera hur den tidskontinuerliga motsvarigheten av summan av frekvenskomponenterna ser ut. Den är markerad med en streckad linje.



Anpassning sker bara i sampelpunkterna. För en tidsdiskret signal räcker ett ändligt antal frekvenskomponenter till skillnad från en tidskontinuerlig, som kan behöva oändligt många.

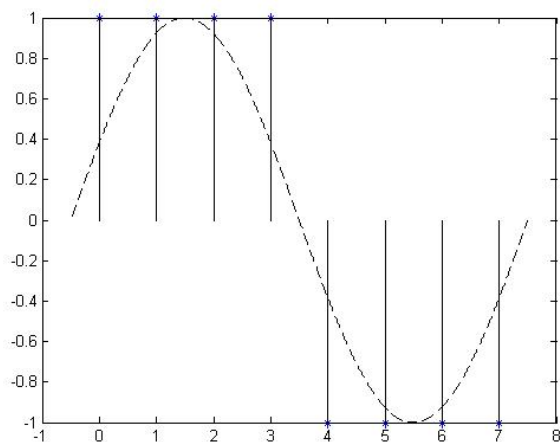
Liknande blir det för $q=3/8$, med en fasvinkel på $-360 \cdot (1/4 - 0,5 \cdot 3/8)$ grader = $-22,5$ grader.



@

Förklaring av faslägena

För att förklara grundkomponentens fasläge kan vi jämföra med motsvarande tidskontinuerliga signal, som ska ha en nollgenomgång vid $n=-0,5$, en vid $n=-3,5$ och en vid $n=7,5$.



Då en cosinusfunktion har sin högsta punkt vid $n=0$, måste den här fördröjas med $1/4 - 0,5/8$ perioder, vilket ger en fasvinkel på $-360 \cdot 1,5/8$ grader = $-67,5$ grader.

DX IS!

Hugh Cassidy WA6AUD (S.K.2005) kom att mynta uttrycket "DX IS" och göra sig känd som en hängiven DX-are. Han var också redaktör för West Coast DX Bulletin där han bl.a. författade ett antal humoristiska artiklar som kom att kontrastera Old-timerns erfarenhet mot nybörjarens brist på tålmod och kanske något naiva förväntningar. Hughs artiklar har blivit odödliga och har på senare år fått ny spridning genom VE1DX. Nästan alla historier speglar mötet mellan den äldre och yngre generationen amatörer.



Vi kommer här i Resonans att i fri översättning återge några av de guldgruv som Hugh skrev.

En riktig DX-are

Förra veckan kom en av klubbens QRP-entusiaster uppför backen till klubbhuset. Han gick med bestämda steg mot verandan där vi äldre satt och diskuterade vilken solcykel som hittills varit bäst.

–Nu kommer nya svåra frågor, muttrade vi. QRP-killen var upprörd, inte på grund av länder som han missat att köra utan denna gång handlade det om mycket allvarigare saker.

–När kommer jag att bli accepterad som en riktig DX-are? Jag har nu haft min licens i mer än 10 år och jag har kört massor av DX. Trots detta har jag svårt att komma in i gänget och bli accepterad av de äldre "Big-Guns" på banden. Det är grabbar som fått uppleva både två och tre solcykler, och det finns även en som är inne på din fjärde solcykel. Jag får ingen som helst uppmärksamhet och man lyssnar knappt på vad jag har att säga. Hur länge dröjer det egentligen innan jag räknas som likvärdig och kan accepteras som en i gänget, som en riktig DX-are, som en "Big-Gun"?

Det var inte första gången som vi hade hört den frågan, och det skulle nog inte heller bli den sista. Vi försökte som tidigare med det vanliga svaret:

–Du behöver inte mäta en DX-ares framgångar i år, sa vi och såg honom djupt i ögonen. Ditt mått på respekt inom DX-gemenskapen är ett mått på din förståelse för DX-mystiken över tid och att förstå innebörden av den eviga gåtan kring DX. Men allra mest, acceptera och förstå DX IS!

–Jag har hört allt det där struntpratet dussintals gånger nu! Han fräste ut orden och såg på oss med smala ögon. Det är så ni alltid svarar på mina frågor. Alltid med denna typ av arrogans och med filosofiska utsvävningar som ändå ingen begriper. Skit i den sortens prat om mystik etc. Varför bara inte ge mig ett svar som jag förstår, det är ju en enkel fråga. När kommer jag att bli accepterad som en riktig DX-are?

Vi funderade en lång stund. Hur ska man förklara sådana saker för någon som ännu inte är redo att förstå? Vi suckade djupt men beslöt att göra ett nytt försök:

–För att bli en riktig DX-are måste man tro. Tro på att DX-are är smartare, intelligentare och allmänt är ett snäpp bättre på det mesta jämfört med genomsnittet amatörer. Du måste tro på vad du upplever och att det finns dolda mysterier där du är beredd att söka sanningen, den enda sanningen. Du kanske gräver ner dig för mycket i oväsentligheter. Du måste själv tro på att det finns ett svar på de mysterier som omgärdar DX och inte ständigt ifrågasätta. När du blivit troende, då först kan du göra dig förtjänt av att kalla dig "en riktig DX-are". Svårare än så är det inte, ha en stark tro så ska du se att du vinner framgång.

Men den nyanlände QRP-killen förstod fortfarande inte. Han stirrade på oss en stund och frågade sedan med ett nästan stelt ansikte:

–Tro på vad då? Hur ska jag tro på något som jag inte vet vad det är? Ge mig något konkret exempel så jag fattar vad ni menar.

Det stod nu klart för oss att denne QRP-kille inte nöjer sig med vår förklaring, så vi bestämmer oss för att ge honom några fler ledtrådar:

–Vet du vad långa vägen är? Och vet du vad korta vägen är? frågade vi.

–Det är klart jag gör, säger han torrt, det är en av de första sakerna man lär dig när man använder en riktantenn.

Vi såg honom rakt i ögonen och sa:

–Kommer du ihåg när Romeo aktiverade Burma 1991? Körde du honom den långa eller korta vägen? frågade vi. QRP-killen tittade nu på oss med ett förvirrat ansiktsuttryck och svarade:

–Hur i hela fridens namn ska jag kunna veta det? Det var ju för tio år sedan. Vad spelar det för roll? Jag har två QSL från XY0RR som är OK för DXCC. Vad spelar det för roll om jag körde honom den långa eller korta vägen?

Vi tittade på honom med ett illa dolt leende.

–Dessa Big-Guns som inte visar dig någon respekt körde också Burma den gången, det gjorde för övrigt vi andra här också. Signalerna från Burma kom från 270° och vi trodde alla att han fanns i den riktningen. Skillnaden var att vi accepterade beam-riktningen och inte ifrågasatte den.

–Hur kunde han vara i Burma om ni beamade i 270°?

Vi log tillbaka och svarade:

–Därför att vi trodde han fanns i den riktningen. Den ovanliga beam-riktningen är ett av de mysterier som finns inom DX-ing.

QRP-killen kliade sig nu i huvudet och tittade på oss med ännu större förvirring än tidigare.

–Sluta nu, allt jag frågade var när jag ska bli accepterad som en riktig DX-are och ni säger till mig att jag måste komma ihåg vilken beam-riktning jag skulle haft för 10 år sedan och som i sig är 90° fel. Vad har detta att göra med mitt problem att bli accepterad av det gamla gänget?

Det var uppenbart att han totalt missat vår metafor, så vi spelade vårt sista kort:

–Om du kallar CQ DX i en viss riktning och efter en lång stund får svar från t.ex. P5AAA och ni utväxlar rapporter och han säger QSL VIA BOX 2653 Pyongyang, skulle du nu tro att du kört en P5? P5 är väldigt sällsynta, om de överhuvudtaget finns.

–Nej naturligtvis inte! Nej en riktig DX-are skulle inte gå på något sådant. Jag skulle inte skicka något QSL till en slim. Vad har detta med min fråga att göra?

Vi fortsatte:

–Men tänk nu att du skickade ett QSL direkt till Pyongyang och du verkligen fick ett i retur. Och gå ytterligare ett steg längre, du skickar kortet till ARRL som nu godkänner det. Skulle du då tro att du hade kört en P5?

QRP-killen tittade förvånat på oss och funderade: –Tja, om det osannolika verkligen inträffade så skulle jag tro det. När nu ARRL dessutom godkände kortet så var ju allt OK, för vem skulle då ifrågasätta att jag kört P5? Men det skulle aldrig inträffa, eller hur?

Han tänkte en längre stund och sade sedan:

–Men, även det mest oförutsedda kan ju hända, sade han långsamt som svar på sin egen fråga, så vad ni säger till mig är att så länge jag tror att stationen jag kört är riktig, då kommer jag att bli en riktig DX-are och de stora grabbarna på banden kommer att acceptera mig som deras jämlike. Kan detta vara den sanna innebörden av DX IS? Att tro att alla stationer jag kör är legitima?

Vi insåg nu att detta var ett hopplöst fall, så vi svarade:

–Något åt det hållet men ändå inte riktigt. Du behöver nog jobba med detta en tid.

QRP-killen började nu dra sig tillbaka. Plötsligt vände han sig om och sade:

–Nej, jag tror inte jag behöver mer tid för att förstå. Nu börjar det gå upp för mig. Allt jag behövde var ett par exempel. Jag

gjorde antagandet att ett DX endast existerar när det är ställt utom all tvivel att det är äkta. Svaret är ju ganska enkelt när jag tänker efter. Det kan ju även uttryckas matematiskt som ”Möjligt DX + Tro = DX IS”! Och när man förstår detta sammanhang så är man en riktig DX-are.

Hans ansikte lyste upp när han vände om och vandrade vidare nedför backen. Det är uppenbart att matematiken inte känner några gränser men även Albert hade gått bet på denna matematiska beräkning. Denna QRP-kille har potential, men idag körde han fast som i en sten.

Son of a gun! Vad han inte förstod var att den verkliga ”tron” skulle uppenbara sig den dag då han slutade oroa sig för vad andra tycker och tänker om hans egna inneboende kvalitéer. DX IS! Tro utan att tveka, och du kommer att förtjäna vad du gör. När dagen är inne och du har sett ljuset där framme kommer du att nå ända fram. Även om det bara är ett enda QSO med P5AAA från Pyongyang. Är du fortfarande i tvivel så tag lärdom av Lord Baden-Powell och var alltid redo, för vi tror alla att Nordkorea kommer. Frågan är bara ”när?”.

@

Nästa nummer

Nästa nummer av ESR Resonans planeras komma ut under hösten 2014 eller när tillräckligt med bidrag kommit in.

Stoppdatum för bidrag är den 15 september 2014.

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

Det är lätt att bidra. Några bilder plus ett stycke text i ett vanligt e-mail är allt som behövs.

Skicka ditt bidrag till resonans@esr.se

Bengt SM7EQL, Lennart SM5DFF och Kent Hansson SM7MMJ

Redaktionen för ESR Resonans

@

Ansökan om medlemskap

Föreningen Experimenterande Svenska Radioamatörer (ESR)

Medlemsavgiften för år 2014 är 50 kronor enligt årsmötesbeslut taget på ESR Årsmöte.

Det är lätt att bli medlem:

<http://www.esr.se/index.php/bli-medlem>

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*