

Martin Blom

En oscillatorbank till en lågfrekvensradar — LORA/VHF

TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--1495--SE

December 2004

ISSN 1650-1942

Teknisk rapport

Martin Blom

En oscillatorbank till en lågfrekvensradar — LORA/VHF

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--1495--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Ledning, informationsteknik och sensorer	
	Månad, år December 2004	Projektnummer E3067
	Delområde 42 Spaningssensorer	
	Delområde 2	
Författare/redaktör Martin Blom	Projektledare Johan Rasmusson	
	Godkänd av Björn Larsson	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning FM	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig Björn Larsson	
Rapportens titel En oscillatorbank till en lågfrekvensradar — LORA/VHF		
Sammanfattning (högst 200 ord) Rapporten är ett 20-poängs examensarbete utfört vid Linköpings Universitet som del i civilingenjörsutbildningen i datateknik. Examensarbetets mål är att göra det möjligt att låta en befintlig UHF-radar arbeta på VHF-bandet i stället. För att åstadkomma detta, krävs nya koherenta lokaloscillatorer. Olika alternativ föreslås och ett av dem implementeras och utvärderas.		
Nyckelord elektronik, RF, analog, högfrekvens, oscillatorer, PLL, radar, LORA, VHF, FOI, SAR, koherent		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 81 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--1495--SE	Report type Technical report
	Programme Areas 4. C4ISTAR	
	Month year December 2004	Project no. E3067
	Subcategories 42 Surveillance Sensors	
	Subcategories 2	
Author/s (editor/s) Martin Blom	Project manager Johan Rasmusson	
	Approved by Björn Larsson	
	Sponsoring agency Swedish Armed Forces	
	Scientifically and technically responsible Björn Larsson	
Report title (In translation) An oscillator bank for a low-frequency radar — LORA/VHF		
Abstract (not more than 200 words) This report is a Master's thesis, written at Linköping University as a part of the MSc programme in Computer Science and Engineering. The goal of this thesis work is to enable an existing UHF radar to operate in the VHF band instead. In order to achieve this, new coherent local oscillators are required. Different options are suggested and one of them is implemented and analyzed.		
Keywords electronics, RF, analog, high-frequency, oscillators, PLL, radar, LORA, VHF, FOI, SAR, coherent		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 81 p.	
Price acc. to pricelist		

En oscillatorbank till en lågfrekvensradar

LORA/VHF

Martin Blom

En oscillatorbank till en lågfrekvensradar: LORA/VHF

av Martin Blom

Publicerad 2004-12-16

Sammanfattning

Rapporten är ett 20-poängs examensarbete utfört vid Linköpings Universitet som del i civilingenjörsutbildningen i datateknik.

Examensarbetets mål är att göra det möjligt att låta en befintlig UHF-radar arbeta på VHF-bandet i stället. För att åstadkomma detta, krävs nya koherenta lokaloscillatorer. Olika alternativ föreslås och ett av dem implementeras och utvärderas.

Abstract

This report is a Master's thesis, written at Linköping University as a part of the MSc programme in Computer Science and Engineering.

The goal of this thesis work is to enable an existing UHF radar to operate in the VHF band instead. In order to achieve this, new coherent local oscillators are required. Different options are suggested and one of them is implemented and analyzed.

Innehållsförteckning

Förord.....	i
1. Inledning.....	1
1.1. Förkunskapskrav	1
1.2. Läsanvisningar	1
1.3. Notation	1
2. Bakgrund	3
2.1. Radar	3
2.1.1. Begrepp	3
2.1.1.1. Effekt	4
2.1.1.2. Pulslängd	5
2.1.1.3. Bandbredd	5
2.1.1.4. Frekvensområde	6
2.1.1.5. Antennlängd.....	7
2.1.1.6. Koherens	7
2.1.2. SAR.....	7
2.2. Radarsystem utvecklade av FOI.....	8
2.2.1. CARABAS	8
2.2.2. LORA	9
3. Uppgift	11
3.1. Kvalitetskrav.....	11
3.1.1. Frekvensnoggrannhet.....	11
3.1.2. Läckage.....	11
3.1.3. Fasbrus	12
3.1.4. Spuriouser.....	12
3.1.5. Omkopplingstid	12
3.1.6. Uteffekt.....	12
3.2. Miljökrav.....	12
4. Utförande	15
4.1. Frekvensgenerering.....	15
4.1.1. Oscillatorer	15
4.1.1.1. Enkel återkoppling	15
4.1.1.2. LC-oscillator	15
4.1.1.3. Kristalloscillator.....	16
4.1.1.4. VCXO	17
4.1.1.5. VCO.....	17
4.1.1.6. DDS	17
4.1.2. Faslåsning.....	18
4.1.2.1. XOR-grind	19
4.1.2.2. Multiplikator	19
4.1.3. Frekvensblandning.....	19
4.1.4. Implementation	24
4.1.4.1. CLV1100E och CLV1150E	26
4.1.4.2. LMX2372	27
4.2. Omkoppling	28
4.2.1. Reläer	28
4.2.2. Diod-kopplingar.....	28
4.2.2.1. PIN-dioder	28
4.2.2.2. GaAs-dioder	29

4.2.2.3. Implementation	29
4.3. Styrning	29
4.3.1. Bussgränssnitt	29
4.3.2. PLL-programmering	30
4.3.3. Omkopplare	30
4.3.4. Övriga externa signaler	30
5. Resultat	33
5.1. Mätresultat	33
5.1.1. Läckage	33
5.1.2. Harmoniska övertoner	34
5.1.3. Spuriösa	35
5.1.4. Omkopplingstid	35
5.1.5. Uteffekt	37
5.1.6. Fasbrus	37
5.2. Problem	41
5.3. Förslag på förbättringar	42
5.4. Slutord	42
A. Kretsschema	45
A.1. Översikt	45
A.2. Styrlogik	45
A.3. Avkopplingskondensatorer för styrlogik	46
A.4. Oscillatorer	47
A.5. Oscillator 0 och 6	48
A.6. Oscillator 1 och 5	49
A.7. Oscillator 2 och 4	50
A.8. Oscillator 3	51
A.9. Periferigränssnitt	52
A.10. Omkopplingsnät	53
B. Kortlayout	55
B.1. <i>Silkscreen</i>	55
B.2. Lödmask (ovansidan)	55
B.3. Signaler (ovansidan)	56
B.4. Jordplan	57
B.5. Spänningsplan	58
B.6. Signaler (undersidan)	59
B.7. Lödmask (undersidan)	60
C. VHDL-kod	63
C.1. <code>vme_interface.vhdl</code>	63
Referenser	67
Ordförklaringar	69
Index	71

Förord

Hur svårt kan det vara?

Martin Blom

Det du nu håller i din hand eller läser på en skärm är en rapport av ett examensarbete utfört vid *Linköpings Tekniska Högskola* och *Totalförsvarets forskningsinstitut* (FOI) under slutet av 2001 och början av 2002. Själva rapporten i sig färdigställdes under 2003.

Vid examensarbetets påbörjande hade jag under några år arbetat i mjukvarubranschen, men då min utbildnings inriktning var elektronik, kändes det mycket motiverande när tillfället att göra ett examensarbete med hårdvaruanknytning dök upp.

Min förhoppning är, att även du som läsare ska kunna läsa rapporten med god behållning, oavsett vilken bakgrund eller utbildning du har. Jag har försökt förklara de flesta termer och uttryck som kan vara okända eller svåra att greppa direkt i texten, och dessutom finns det en relativt omfattande ordförklaring i slutet av rapporten.

Ett stort tack till Alejandra samt alla på FOI som hjälpt mig under arbetets gång: Aziz, Gunnar, Lars, Staffan, Staffan och Tommy. Slutligen, så klart, ett om möjligt ännu större tack till min handledare Björn Larsson, som fått stå ut med så många dumma frågor och visat sådant tålamod med alla misstag jag gjort.

Kapitel 1. Inledning

Fiat lux!

Deus

Detta kapitel kommer att kort beskriva lite om hur rapporten är utförd. För en inledning till radarområdet och arbetet hänvisas till nästföljande kapitel.

1.1. Förkunskapskrav

Författarens förhoppning är att några speciella förkunskaper inte ska krävas, för att förstå huvuddelen av rapporten. Därmed inte sagt att en teknisk bakgrund inte är till hjälp. Arbetet går i sak ut på att konstruera ett elektronisk kort, och begrepp såsom *spänning* och *effekt* kommer inte att förklaras närmare.

Tips: Tänk på att det finns en ordförklaring i slutet, där många termer förklaras mer ingående!

1.2. Läsanvisningar

Det du nu läser är inledningen. I kapitel 2, *Bakgrund*, på sidan 3 finner du en introduktion till radar och lite om vad avdelningen på FOI där arbetet utfördes arbetar med. Själva uppgiften, d.v.s. vad examensarbetets mål är och vilka krav som ställs på det, beskrivs i kapitel 3, *Uppgift*, på sidan 11. I kapitlet som följer, kapitel 4, *Utförande*, på sidan 15, beskrivs hur problemet har angripits och lösts, och det slutliga resultatet analyseras i kapitel 5, *Resultat*, på sidan 33.

I slutet av rapporten återfinns bilagor, vilka innehåller en förhoppningsvis komplett teknisk dokumentation av arbetet, referenser (*Referenser* på sidan 67), ordförklaringar (*Ordförklaringar* på sidan 69) och index (*Index* på sidan 71).

1.3. Notation

Första gången ett begrepp nämns skrivs det ungefär *så här*. Oftast följer en kort förklaring strax efteråt, om så krävs.

Ord eller begrepp som finns upptagna i ordförklaringen i slutet av rapporten, såsom *dBm*, skrivs just så och inte på något annat sätt — i alla fall första gången de dyker upp. I vissa elektroniska former av den här rapporten är dessa ord dessutom länkade till själva förklaringen.

Referenser skrivs som [6], för att ta en på måfå. Även dessa är ibland länkade.

Kapitel 2. Bakgrund

*Kasta din blick omkring tvenne
gångar, så kommer den dock
tillbaka besviken och trött.*

Muhammed (67:4)

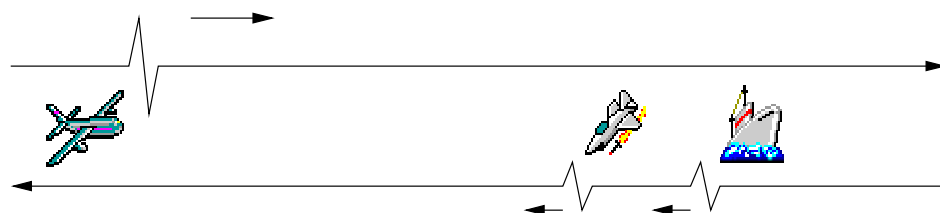
När många människor hör orden radar eller radarsystem tänker de på en rund, grön skärm med en roterande linje och små prickar, som visar var fiendeplanen befinner, men där slutar i princip mångas kunskaper. Därför följer här en kort introduktion till radar och FOIs arbete med radar. Först därefter följer en beskrivning av vad examensarbetet går ut på.

I det här kapitlet hankas det ganska slarvigt med matematiken och andra absoluta sanningar. Avsikten är inte att strikt korrekt beskriva hur exempelvis en radar fungerar, utan att ge lite känsla för vilka egenskaper och parametrar som är viktiga för examensarbetet. För en mer uttömmande introduktion till radar, hänvisas till [3], ur vilken det mesta av introduktionen till radar är hämtad.

2.1. Radar

Beteckningen *RADAR* användes första gången av den amerikanska flottan år 1940 och var ursprungligen en förkortning av “*radio detection and ranging*”. Numera används *radar* som ett ord i sig själv, både i engelskan och i svenskan.

Radio detection and ranging ger dock en utmärkt förklaring till vad radar handlar om: att med hjälp av radiovågor upptäcka och bedöma avståndet till olika föremål. En radiosändare används för att skicka iväg en radiosignal. Signalen kommer med ljusets hastighet¹ att sprida sig genom luften, men när den stöter på något föremål (till exempel ett flygplan, ett berg eller ett regnoväder), kommer signalen att reflekteras som ett eko. En liten del av den utsända signalen kommer alltså att komma tillbaka till den som sände ut radiosignalen (eller vem som nu lyssnar — mottagaren måste givetvis inte befinna sig på exakt samma plats som sändaren, även om det kanske är den vanligaste situationen). Ju längre bort reflektionen sker, desto senare kommer ekot att nå mottagaren. Härigenom blir det möjligt att upptäcka föremål (de genererar ett eko) och bestämma deras avstånd (ekot kommer en viss tid efter att radiosignalen sändes ut).



Det hela låter kanske trivalt, men i praktiken, och om det ställs höga krav på prestanda, är det naturligtvis inte riktigt så enkelt, som man från början kanske lockas att tro.

1. Ungefär 300 kilometer per sekund eller 300 meter per mikrosekund.

2.1.1. Begrepp

Det finns många parametrar, som påverkar en traditionell radars prestanda. Några av dem beskrivs i följande stycken.

2.1.1.1. Effekt

När en sändare skapar en radiosignal, kommer signalen att fortplanta sig som en expanderande sfär ut från antennen². Effekten, som utgår från antennen, kan sägas fördela sig jämnt över ytan av den expanderande sfären. Det betyder att den effekt per ytenhet (*effekttäthet*) som når ett föremål en viss sträcka från antennen, kommer att ha minskat med samma faktor som ytan av sfären har ökat (P_{trans} är den utsända effekten och R är sfärens radie):

$$Effekttäthet \propto \frac{P_{trans}}{4\pi R^2} \quad [W/m^2]$$

Föremålet kommer därefter att reflektera en del av radiovågen på samma sätt (d.v.s. den reflekterade radiovågen kommer i sin tur att breda ut sig som en expanderande sfär). Exakt hur mycket effekt som reflekteras beror på vilket föremål det handlar om. Man brukar definiera σ som en fiktiv yta, för att beskriva just detta. σ beskriver i någon mån hur "stort" ett föremål är, ur ett radarperspektiv.

$$P_{retrans} \propto \frac{P_{trans}}{4\pi R^2} \sigma \quad [W]$$

Den mottagna effekttätheten kommer alltså bara vara en bråkdel av den utsända. Hur mycket effekt som faktiskt når mottagaren beror på mottagarantennens yta, A (under förutsättning att vi kan bygga en perfekt mottagarantenn; i praktiken är ytan A ofta lite mindre än den teoretiskt beräknade, även om det omvända också kan gälla):

$$P_{rec} \propto \frac{P_{retrans}}{4\pi R^2} A = \frac{P_{trans}}{(4\pi R^2)^2} A \sigma = \frac{P_{trans}}{16\pi^2 R^4} A \sigma \quad [W]$$

Om ett föremål, som är motsvarande 1 m^2 "stort", befinner sig på ett avstånd av 1 km från en radar med en mottagarantenn vars praktiska yta är 1 m^2 , kommer den mottagna effekten alltså vara ca etthundrafemtiotusen miljarder gånger mindre än den utsända. Det är inte så mycket!

Hög sändeffekt och stor mottagaryta är följaktligen bra, eftersom den mottagna energin måste vara tillräckligt hög för att inte förvinna i det brus, som alltid oavsiktligt skapas i mottagarna eller fångas upp från omgivningen. Samtidigt vill man sända ut så korta pulser som möjligt (se nedan), vilket, för att en viss energi ska sändas ut, kräver hög sändeffekt. Ofta får man göra en avvägning mellan utsänd effekt och pulslängd.

Ekvationen ovan är visserligen giltig, men inte särskilt användbar i praktiken, eftersom en viktig parameter saknas. Ingen bygger en rundstrålande antenn, utan man vill givetvis koncentrera den utsända effekten i den riktning man vill "titta". En verklig antenn är alltså mycket bättre än en rundstrålande. Hur mycket bättre brukar anges av en faktor G . Skriver man om ekvationen lite får man då vad som brukar kallas *radarekvationen*:

2. En sådan så kallad isotropisk antenn är egentligen varken ens teoretiskt möjlig att bygga eller speciellt användbar, eftersom man inte *vill* sända ut signaler åt alla håll samtidigt.

$$P_{rec} \propto \frac{P_{trans} G A \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad [W]$$

2.1.1.2. Pulslängd

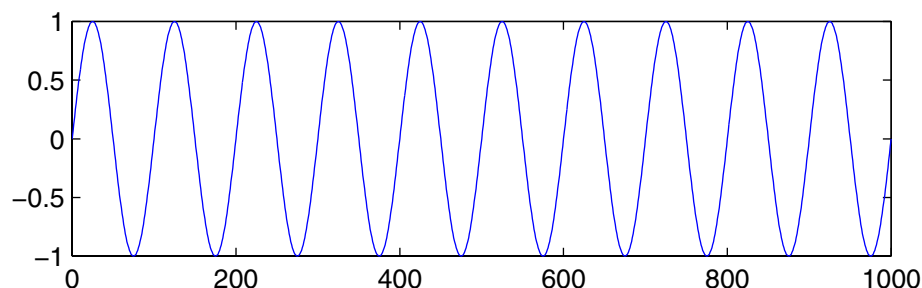
En radarsignal är, som antytts ovan, oftast inte en kontinuerlig signal, utan en kort puls, vilken upprepas många gånger per sekund³. Hur nära två objekt får befinna sig, för att två separata ekon ska kunna uppfattas, bestäms helt och hållet av pulsens längd. Eftersom pulsen färdas med ljusets hastighet och dessutom ska färdas både fram till objektet och tillbaka igen, kommer en skillnad i avstånd mellan två objekt om ca 150 meter innebära en tidsskillnad om en mikrosekund. Om denna tidsskillnad är mindre än pulslängden, kommer ekon ”flyta ihop” och bli omöjliga att separera från varandra. (Tiden det tar för en signal att färdas fram och tillbaka bestäms ju av

$$t = 2 \frac{l}{c}$$

där t är tiden, l är avståndet och c är ljushastigheten.) Alltså: ju kortare puls, desto högre avståndsupplösning.

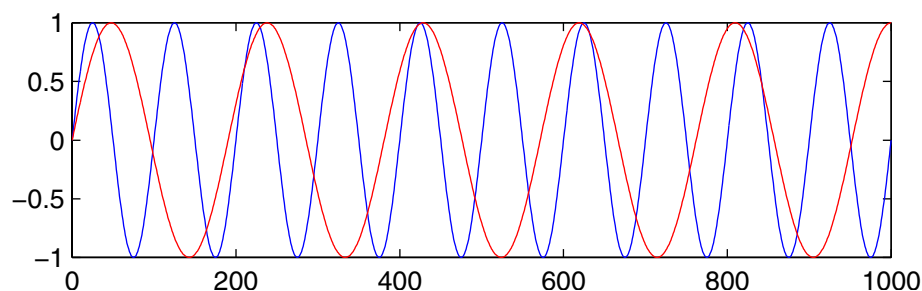
2.1.1.3. Bandbredd

Även om man inte kan separera två föremål, som är närmare varandra än 150 meter (i avståndsriktningen) med en pulslängd på $1 \mu s$, kan man ändå bestämma det absoluta avståndet till ett eller flera närliggande objekt bättre än så. Betrakta följande figur, som illustrerar principen:

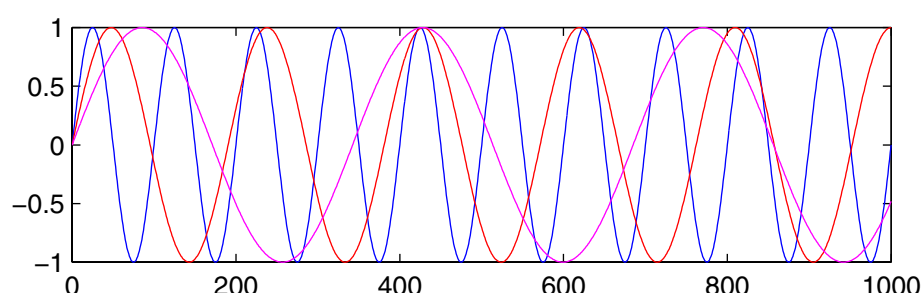


Antag att signalen i figuren ovan är sådan, att ett föremål kan befinna sig i någon av de punkter där signalen har ett maximum (d.v.s. ett visst fasläge). Om en radarsignal bestod av endast en enda frekvens, vore det alltså omöjligt att säga i vilket maximum föremålet befinner sig. Men notera vad som händer, när ytterligare en frekvens används:

3. Det finns vissa system som använder kontinuerlig signal, men de är ganska ovanliga och används bara för speciella tillämpningar.



Antalet möjliga maxima kan nu begänsas till två (nära 430 och 620) eller möjligtvis fyra (230, 430, 620 och 820), beroende på toleransnivå. Med tre frekvenser råder det inte längre något tvivel om vilket maximum som är det "rätta": alla utsända signaler har ett maximum i 430, vilket alltså är det korrekta avståndet.



Samma princip används vid tolkning av radarekon. Ju fler frekvenser man använder (ju högre bandbredd), desto bättre kan man avgöra ett föremåls exakta avstånd. Notera att korta pulser automatiskt innebär hög bandbredd (tänk *Fouriertransformer*).

Tyvärr är det, som ju redan tidigare nämnts, svårt att kombinera korta pulser och hög sändeffekt. Ett annat sätt att åstadkomma både hög bandbredd och hög sändeffekt är att använda så kallad *pulskompression*. Ett av de enklaste metoderna är att göra ett frekvenssvep. Då kan den utsända pulsen vara ganska lång, och alltså innehålla mycket energi, och dessutom täcka ett stort frekvensområde, och därmed vara bredbandig.

2.1.1.4. Frekvensområde

I avsnittet om bandbredd ovan nämndes att en radarpuls bör bestå av flera olika frekvenser. Vilka dessa frekvenser är påverkar också radarns funktion och prestanda.

När man talar om radiovågor, är det inte ovanligt att man delar in frekvenserna i grupper. Alla som har försökt ställa in en TV-mottagare borde ha kommit i kontakt med åtminstone några av beteckningarna: HF (*high frequency*) är området mellan 3 och 30 MHz; VHF (*very high frequency*) sträcker sig från 30 till 300 MHz; UHF (*ultra high frequency*) täcker frekvenserna från 300 MHz till 3 GHz; SHF (*super high frequency*) räcker upp till 30 GHz; EHF (*extremely high frequency*), slutligen, är området mellan 30 och 300 GHz.

Vilket frekvensband man väljer att göra sin radar för, beror mycket på vad man är ute efter. En "lågfrekvent" — inom citattecken eftersom vi ändå rör oss i HF- eller VHF-området — radar har längre räckvidd, eftersom högre frekvenser dämpas mer av atmosfären. Av samma anledning kommer en lågfrekvent radar även att tränga djupare in i skog och övrig vegetation. Högfrekventa radarer, å andra sidan, ger högre detaljnivå,

snabbare bestämning av rörliga föremåls hastighet (se nedan), tillåter högre bandbredd och kräver inte lika stora antenner⁴.

2.1.1.5. Antennlängd

En antenn, som är mycket längre än radiosignalens våglängd, strålar inte sfäriskt, utan så kallade lobber uppstår. Huvudlobens öppningsvinkel kan skrivas som

$$\theta = \frac{\lambda}{d} \quad [rad]$$

där λ är signalens våglängd och d är antennlängden. Vinkeln minskar alltså med antennlängden och ökar med våglängden.

För bästa möjliga upplösning i sidled (*azimutupplösning*), vill man ha så liten lobvinkel som möjligt, eftersom man då bara får ekon från ett smalt område. Upplösningen kan beräknas som $R\theta$, där R är avståndet mellan mottagaren och området där ekot uppkommer. Upplösningen blir alltså sämre ju längre bort ett föremål befinner sig. Hur man minskar vinkeln beror på tillämpningen. Ibland kan man öka frekvensen, och ibland kan man göra antennen längre.

2.1.1.6. Koherens

Ordet *koherens*, ursprungligen från latinets *coherentia*⁵ (sammenhang), innebär här att mottagaren på något sätt är synkroniserad med sändaren. Varför är nu detta viktigt? Jo, koherensen kan utnyttjas för att upptäcka och noggrannt mäta hur föremål rör sig i förhållande till exempelvis en stillastående bakgrund eller andra föremål.

Ett radareko byggs ju upp av reflektioner från ett långt avståndsintervall. Enkelt och inte helt korrekt uttryckt bygger föremål på nära håll upp början av ekot och föremål längre bort slutet. Man kan säga att varje liten del av ekot svarar mot ett visst avstånd.

Har man tillgång till många ekon, kan man för varje "avstånd" beräkna fas- eller frekvensförändringar, vilket är synnerligen praktiskt. Det är ju nämligen så, att ett föremål, som rör sig mot eller bort från en observatör, ger upphov till en frekvensförändring, vare sig det handlar om ljus (astronomer, som mäter hur galaxerna rör sig, talar om rödförskjutning) eller ljud (ambulanser är ett bra exempel). Denna förändring, det så kallade dopplerskiftet⁶, utnyttjas för att bestämma föremålets hastighet med stor noggrannhet.

Proceduren kräver dock att mottagaren kan bestämma fasskillnaden mellan flera på varandra följande ekon på ett korrekt sätt, och det är där koherenskravet kommer in.

Även pulskompression, som beskrevs tidigare, är beroende av ett koherent system.

4. En antenn har ofta en längd som motsvarar en kvarts eller halv våglängd av den frekvens man sänder på. Vid så låga frekvenser som 1 MHz motsvarar det en antennlängd av 75 eller hela 150 meter.

5. *Coherentia* är för övrigt verbalsubstantiv till *cohære* (hänga samman). Allt enligt Svenska Akademien anno domini 1936.

6. Efter Christian Johann Doppler, som knappast var den första som upptäckte fenomenet, men däremot den förste som studerade det närmare.

2.1.2. SAR

I avsnitt 2.1.1.5, *Antennlängd*, på sidan 7 nämndes, att mottagarantennens längd påverkar hur hög azimutupplösning man får. Tyvärr blir stora antenner lätt väldigt opraktiska, speciellt om de är monterade på ett flygplan, och det är inte heller alltid möjligt eller önskvärt att byta frekvensområde.

Carl Wiley vid Goodyear visade redan 1957 på ett — i teorin — lätt sätt att lösa detta problem. Genom att låta radarn sända ut pulser, samtidigt som den rör sig utmed en bana, och sedan summera alla motagna ekon, skapar man ett slags virtuell antenn, med samma längd som den sträcka radarn förflyttade sig. Principen kallas för SAR, *synthetic aperture radar*.

Lite förenklat kan man säga, att den syntetiska eller virtuella antennens längd är lika lång som den sträcka, som täcks av den utsända signalen (se avsnitt 2.1.1.5, *Antennlängd*, på sidan 7). Som vi redan sett, kan den sträckan (D) skrivas som

$$D = R\theta \quad [m]$$

om R är avståndet från radarn och θ är vinkeln, med vilken signalen sprider ut sig. θ beräknas ju som också redan nämnts som

$$\theta = \frac{\lambda}{d} \quad [rad]$$

med d som den verkliga antennens längd och λ som våglängden. Alltså kan D skrivas som

$$D = R \frac{\lambda}{d} \quad [m]$$

och det är nu det börjar bli intressant. Längden på den syntetiska antennen *ökar* alltså med avståndet R och *minskar* med den verkliga antennens längd (d)! Räknar man vidare på själva azimutupplösningen, ser man att upplösningen är oberoende av avståndet och vid en given frekvens enbart beror på den verkliga antennens längd (ju kortare, desto högre upplösning).

2.2. Radarsystem utvecklade av FOI

FOI har sedan många år utvecklat ett flertal olika radarsystem och radartyper. Två av dem, CARABAS och LORA, är relevanta i det här sammanhanget och förtjänar därför en lite mer ingående beskrivning — CARABAS därför att den är föregångaren till LORA och LORA eftersom det är till den examensarbetet ska användas.

2.2.1. CARABAS

CARABAS, en akronym med utläsningen *coherent all radio band sensing*, började utvecklas under 80-talet på FOI (då FOA, Försvarets forskningsanstalt) efter idéer

framtaga av Hans Hellsten. Målet var att skapa en lågfrekvent (20–90 MHz) SAR med hög bandbredd. Några av fördelarna är som följer:

- SAR-teknik ger hög upplösning trots extremt långa våglängder.
- Långa våglängder försvårar smygteknik (*stealth*), eftersom våglängden är i samma storleksklass som objekten man vill upptäcka (3–15 m).
- Den låga frekvensen möjliggör också upptäckt av dolda mål, exempelvis fordon gömda i tät vegetation, eftersom sådana radarvågor påverkas relativt lite av exempelvis träd, blad och grenverk.
- Stor relativ bandbredd (bandbredden i förhållande till centerfrekvensen) ger dessutom radarbilder med mindre störningar.

CARABAS utvecklas nu vidare av Ericsson Microwave som ett kommersiellt industriprojekt.

2.2.2. LORA

LORA, *low-frequency radar*, är en vidareutveckling av principerna som skapade CARABAS. LORA arbetar precis som CARABAS vid låga frekvenser, men inte riktigt lika låga: i stället för VHF-bandet används UHF-bandet. Visserligen ger detta inte riktigt lika bra förmåga att upptäcka föremål i vegetation, men i stället vinner man möjligheten att upptäcka rörliga mål, något som är svårt att göra med en SAR som arbetar i VHF-bandet.

LORA har även väsentligt högre bandbredd än CARABAS, tack vare att den utnyttjar åtta parallella mottagare. Varje mottagare har en bandbredd om 10 MHz, vilket innebär att den totala bandbredden är 40 eller 80 MHz, beroende på hur man fördelar mottagarna på de två antennerna.

Kapitel 3. Uppgift

Opportunity is missed by most people because it comes dressed in overalls and looks like work.

Thomas Edison

Examensarbetet går kortfattat ut på att göra det möjligt att använda *LORA* på VHF-bandet, precis som CARABAS. FOI kan då fasa ut CARABAS och helt fokusera sin forskning och utveckling på *LORA*.

Att få *LORA* att lyssna på ett annat frekvensband än idag ska inte vara några konstigheter¹. *LORAs* parallella mottagare drivs idag var och en av två så kallade lokaloscillatorsignaler (*LO-signaler*): den ena (*low band*) mellan 1235 och 1545 MHz, den andra (*high band*) mellan 4180 och 4490 MHz. För att få mottagarna att lyssna på VHF-bandet, ska de i stället matas med *LO-signaler* med frekvenser mellan 1060 och 1120 MHz — *high band* behöver inte användas alls i VHF-läget.

Dessa skapas på ett oscillatorkort. Kortet ska generera sju olika frekvenser, kallade f_0 – f_6 , jämnt fördelade mellan 1060 och 1120 MHz i steg om 10 MHz.

Signalerna med dessa frekvenser kommer att användas av de mottagare som används i *LORA* för att lyssna efter radarekon i frekvensområdet mellan 20 och 90 MHz. Beroende på önskad momentan bandbredd (d.v.s. hur stor del av bandet 20–90 MHz man lyssnar på vid ett givet tillfälle) kommer kortet utnyttjas för att antingen ge 40 MHz momentan bandbredd eller enbart 10 MHz momentan bandbredd.

I det första fallet är tanken att alla mottagarna ska användas samtidigt (fyra per antenn), vilket betyder att kortet måste ge ifrån sig antingen de fyra lägsta eller de fyra högsta frekvenserna². Lämpligtvis växlar man mellan f_0 – f_3 och f_3 – f_6 . f_3 kommer alltså finnas med i båda passen.

I det andra fallet, där endast två mottagare används, ska kortet välja ut en av de sju frekvenserna.

3.1. Kvalitetskrav

För att mottagarna och resten av systemet ska fungera som det är tänkt, ställs vissa krav på kortet och de frekvenser det genererar.

3.1.1. Frekvensnoggrannhet

Alla de sju frekvenserna ska vara låsta till en referenssignal (10 MHz, 0 dBm), som ser till att de genererade frekvenserna inte driver iväg från varandra, utan hela tiden behåller sina inbördes faslägen. Att faslägena är kända och låsta är en nödvändighet för att systemet ska kunna byggas koherent. (Se avsnitt 2.1.1.6, *Koherens*, på sidan 7 för mer information.)

1. Vad gäller elektroniken, vill säga. Givetvis måste exempelvis antenn och mjukvara anpassas för det nya frekvensområdet.

2. Om det hade funnits 14 mottagare, skulle man i teorin ha kunnat använda alla de sju frekvenserna samtidigt, men eftersom ett sent eko från en signalpuls då riskerar att uppfattas som ett tidigt eko från nästa signalpuls, är det bara bra att växla mellan två eller flera frekvensområden.

3.1.2. Läckage

Läckage innebär i det här fallet att fler än en av de sju frekvenserna läcker ut på en utgång. Eftersom kortet ska växla mellan olika frekvenser, är visst läckage oundvikligt. Kravet som gäller är att läckaget inte får överstiga -55 dB.

3.1.3. Fasbrus

Ingen fysisk oscillator är helt perfekt, utan frekvensen kommer alltid att variera lite från den önskade. Man kan se dessa frekvensvariationer som ytterligare frekvenser som överlagrats, och dessa frekvenser kommer att fördela sig från huvudfrekvensen på ett statistiskt väldefinierat sätt. Det här kallas *fasbrus* och definieras som hur mycket energi, relativt huvudfrekvensen, som återfinns i ett 1 Hz brett spektra, mätt från ett visst avstånd (i Hz) från huvudfrekvensen (enheten är dBc/Hz, vilket ska läsas som *decibell below carrier per Hz*).

Krängligt? Oroa dig inte! Det räcker med att minnas, att fasbruset vid 10 kHz från önskad frekvens måste vara mindre än 100 dBc/Hz för att LORA ska fungera korrekt. Notera att det inte bara beror på oscillatoren, utan även andra delar av systemet kan påverka fasbruset (exempelvis resistorer, brusig spänningsmatning, reflektioner på utgångarna eller dåligt dimensionerade filter). Fasbrus inverkar negativt på systemets koherens och försämrar resultatet vid bildprocesseringen.

3.1.4. Spurioser

En annan inte så önskvärd egenskap hos oscillatorer är att de sällan enbart genererar en enda frekvens. Varje olinjäritet ger upphov till harmoniska övertoner, och olinjäriteter finns det gott om i analoga elektroniska komponenter, eftersom transistorn i sig själv är olinjär. Det innebär att alla förstärkare, *blandare* och omkopplare ger upphov till övertoner. De icke-harmoniska frekvenskomponenterna kallas *spurioser*. De får, i den här konstruktionen, inte överstiga -55 dBc, men helst ska de vara mindre än -60 dBc. Anledningen är att spuriuser inverkar på signalbehandlingen och kan ge upphov till falska ekon, vilket försämrar de processerade radarbildernas kvalitet.

3.1.5. Omkopplingstid

När man växlar frekvensområde, dröjer det naturligtvis en stund innan den gamla signalen har dött ut och den nya nått full styrka. Eftersom LORA måste klara av att sända ut och ta emot ett visst antal pulser per sekund, får en sådan omkoppling aldrig ta mer än 10 μ s.

3.1.6. Uteffekt

De genererade signalernas uteffekt ska vara minst 0 dBm, d.v.s. minst 1 mW. Eftersom alla kablar och transmissionsledningar i systemet är 50- Ω iga, kan man även definiera 0 dBm som minst 0,225 V.

3.2. Miljökrav

Förutom kraven på signalernas utseende och beskaffenhet, ställs även några krav på i vilken miljö kortet måste fungera (ett flygplan). Det innebär att kortet bl.a. måste klara av temperaturer mellan 0 och 50° C, måttliga vibrationer och inte vara alltför känsligt mot de radiosignaler som kan tänkas finnas i flygplanet.

Kapitel 4. Utförande

For every problem, there exists a simple and elegant solution which is absolutely wrong.

J. Wagoner, U.C.B. Mathematics

I kapitlet som följer återfinns lite teoribakgrund, beskrivning av hur uppgiften lösts samt motiveringar till lösningarna. Man kan kanske ana nästan tre helt skilda problem redan nu. För det första måste en del handla om hur man skapar de önskade frekvenserna och ser till att det håller önskad kvalitet. För det andra måste ytterligare en del handla om hur man väljer ut en eller fyra av dessa frekvenser till mottagarenheterna. Den tredje delen omfattar styrning och integration med LORA.

I många andra situationer skulle man antagligen valt att ha fyra oscillatorer, där tre av dem växlar mellan höga och låga frekvenser, eller, i fallet där endast en av de sju signalerna behövs, en enda oscillator som växlar mellan sju olika frekvenser. Då hade delen som väljer ut enbart vissa signaler inte behövts. I just det här fallet är detta dock inte möjligt, eftersom koherenskravet medför att faslägena måste ligga fast även när en signal inte används.

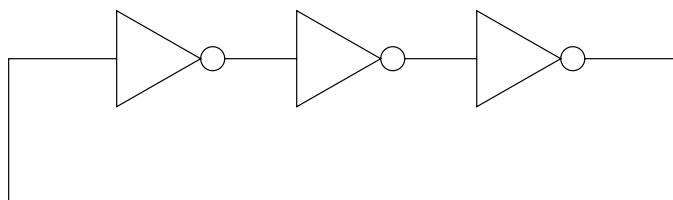
4.1. Frekvensgenerering

4.1.1. Oscillatorer

Det finns mängder av sätt att skapa en elektronisk signal som svänger med en viss frekvens. I följande stycken beskrivs några av dem.

4.1.1.1. Enkel återkoppling

Ett mycket enkelt sätt att bygga en oscillator är att seriekoppla ett udda antal digitala inverterare¹ i en slinga, men eftersom eftersom man inte har någon egentlig kontroll över grundfrekvensen är en sådan lösning utesluten och nämns här mest i informationssyfte.

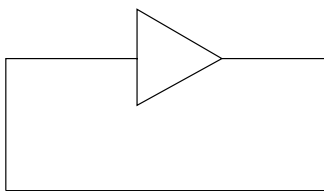


4.1.1.2. LC-oscillator

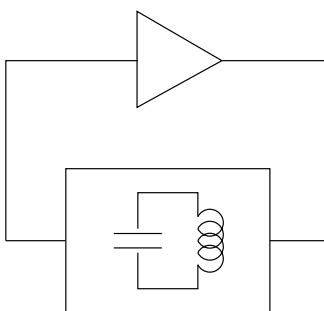
Ett annat, mycket bättre sätt att bygga en oscillator är att återkoppla en förstärkare så att kretsförstärkningen (*loop gain*) är 1,0 eller något lite större. Förstärkaren blir därmed stabil och kommer vid stömpåslag att böttna i sitt positiva eller negativa maximum.

1. En digital krets, ofta byggd av två transistorer, som ger en hög utsignal (positiv spänning) när insignalen är låg (noll) och tvärt om.

Anledningen är brus i förstärkaren: utsignalen kommer ju inte vara exakt noll, utan kanske lite positivt eller negativt. Denna utsignal leds till förstärkarens ingång för att förstärkas med kretsförstärkningen, vilket i sin tur ger upphov till en ännu större utsignal, som förstärks igen o.s.v.



Ganska meningslöst . . . För att få konstruktionen att fungera som en oscillator kopplar man in ett filter i återkopplingen. Filtret ser till att kretsförstärkningen är mindre än 1,0 för alla frekvenser utom den önskade. Eftersom likspänningskomponenten blockeras av filtret, kommer förstärkaren inte att kunna bottna. På samma sätt blockeras alla andra oönskade frekvenskomponenter så att utsignalen enbart består av den frekvens man önskar.

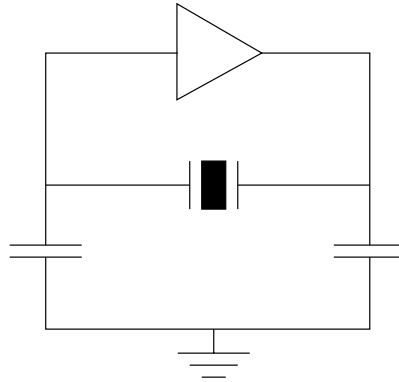


Tyvärr kan frekvensen inte ändras godtyckligt utan att byta ut filterkomponenterna. Vidare är dessa komponenter ofta mycket temperaturberoende, har dålig tolerans (d.v.s. parametrarna kan variera från komponent till komponent, trots att de har samma märkvärde) och förändras med ålder. För att kunna låsa en oscillator till en referenssignal krävs dessutom att dess frekvens på något sätt kan styras på elektrisk väg.

4.1.1.3. Kristalloscillator

När en kristall utsätts för mekanisk påverkan, kommer den ge upphov till en elektrisk spänning. På samma sätt kommer den att röra lite på sig om den spänningssätts. Genom att lägga på växelspanning kristallen fås att svänga med sin resonansfrekvens. Det i särklass mest använda kristalina materialet är kvarts, vilket användes i detta syfte så tidigt som 1920 [1].

De flesta kristaller har en resonansfrekvens runt 30 MHz, men det finns en del med så hög frekvens som 50 MHz. Det här gäller grundtonen; för att bygga oscillatorer med högre frekvens än så använder man sig av kristallens övertoner i stället.



Figuren ovan visar hur en enkel oscillator kan byggas med hjälp av en inverterande försäkrare, en kristall och två kondensatorer. Principen är densamma som för oscillatorer uppbyggda av spolar och kondensatorer, men konstruktionen är mindre känslig för temperaturförändringar och ålder. Kristalloscillatorer är väldigt stabila och frekvensen förändras normalt sett bara några tusendels promille upp eller ned. Typiska anledningar till förändringar i frekvens kan vara temperaturförändringar, ålder, mekaniska stötar eller vibrationer. Temperaturförändringar kan man kompensera genom att exempelvis värma upp kristallen till en temperatur runt 15-20 grader över omgivningstemperaturen. Om en kondensator kopplas in i serie med kristallen i kretsen ovan, kan man även förändra frekvensen några tusendels promille genom att välja ett lämpligt värde på kondensatorn, vilket ger möjlighet att kalibrera konstruktionen.

Tyvärr finns det inte heller här några möjligheter att elektriskt påverka frekvensen hos oscillatoren, något som är nödvändigt — precis som i fallet med LC-oscillatoren — för att kunna låsa den till en referenssignal.

4.1.1.4. VCXO

VCXO står för *voltage controlled crystal oscillator*, eller *spänningsstyrd kristalloscillator* på svenska, och är, som framgår av namnet, just en kristalloscillator vars frekvens kan styras elektriskt. "Styra" är kanske i och för sig fel ord, eftersom frekvensområdet är mycket begränsat: oscillatorns frekvens kan i bästa fall bara påverkas en tiondels promille upp eller ner. I vilket fall som helst är dock detta tillräckligt för att kunna låsa frekvensen till en referenssignal med hjälp av en fastlåst slinga (se avsnitt 4.1.2, *Faslåsning*, på sidan 18).

Nyckeln till funktionaliteten ligger i att en varaktordiod, eller kapacitansdiod, som den även kallas, kopplas i serie med kristallen. Precis som alla andra backförspända dioder är dess kapacitans spänningsberoende, men den här diodtypen är optimerad för just denna egenskap. Genom att variera spänningen kommer alltså kristallens frekvens att förändras något.

4.1.1.5. VCO

Även LC-oscillatorer kan förändras så att frekvensen kan styras elektriskt, och kretsen brukar då kallas VCO efter engelskans *voltage controlled oscillator*. Principen liknar den för VCXO:er: genom att variera inspänningen får man en kapacitans att variera, vilket i sin tur förändrar filtrets egenskaper. Utförligare beskrivningar av en VCO och olika sätt de kan konstrueras på finns i [2].

4.1.1.6. DDS

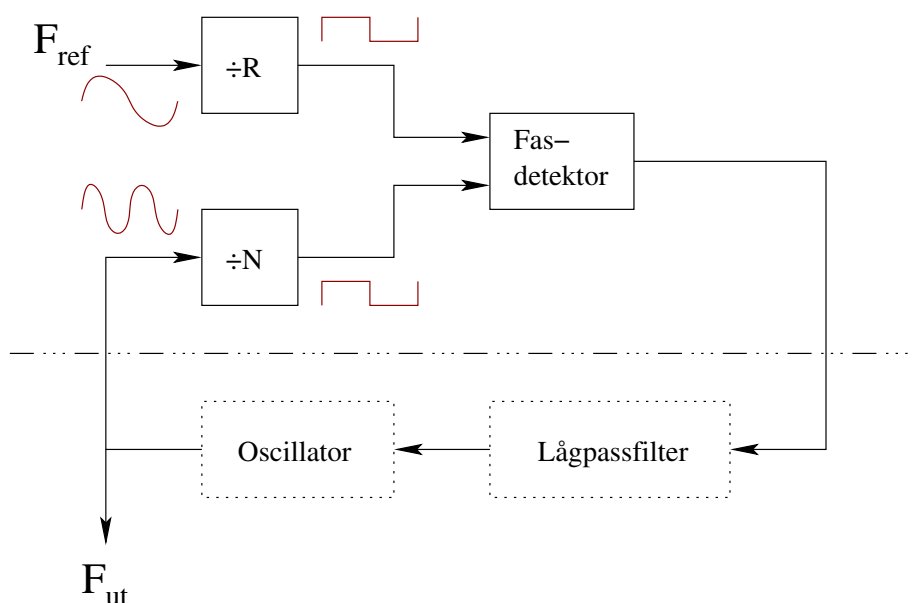
På senare tid har *direct digital synthesis*, eller kort och gott DDS, blivit alltmer populärt. I princip låter man en digital styrkrets styra en vanlig *DAC*. Styrkretsen kan vara mer eller mindre avancerad, men gemensamt för de flesta är att den innehåller ett minne med en lagrad sinustabell. Genom att stega igenom sinustabellen och instruera D/A-omvandlaren att lägga ut en spänning som motsvarar det aktuella tabellvärdet på dess utgång, genereras en viss ton.

På grund av begränsningar i dagens D/A-omvandlare är det idag dock inte möjligt att generera frekvenser högre än några hundra MHz. DDS-tekniken har även andra nackdelar. Till exempel är utsignalen inte "ren", eftersom en D/A-omvandlare har begränsad upplösning, och ju högre frekvens man vill skapa, desto lägre blir den möjliga upplösningen. Tekniken blir dock allt bättre, och oftast kan man filtrera bort oönskade frekvenser med aktiva eller passiva låpassfilter.

Den stora fördelen med DDS:er är att man som konstruktör har full kontroll på den genererade signalen. Den exakta frekvensen kan väljas med stor noggrannhet och det aktuella fasläget är fritt valbart — allt som krävs är ju att byta position i sinustabellen.

4.1.2. Fasläsning

Givet en referenssignal och en elektriskt styrbar oscillator, kan man använda en så kallad *faslåst slinga* (eng. *phase-locked loop* eller bara PLL) för att synkronisera oscillatoren med referensspänningen. Den grundläggande principen för en PLL visas i figuren nedan:



Både referenssignalen och oscillators utsignal "divideras" med konstanterna R respektive N. Konstanterna är oftast mer eller mindre fritt valbara och själva divisionen är inte sällan en helt vanlig digital räknare. Räknaren räknar upp med ett för varje period, och när den når det önskade värdet inverteras utgången. Resultatet blir en digital utsignal med en faktor R eller N lägre frekvens än insignalen.

Både referenssignalen och oscillators utsignal divideras med konstanterna R respektive N. Den så kallade *fasdetektorn* jämför resultaten och styr oscillatoren beroende på insignalernas

inbördes fasläge, vilket kan göras på ett antal olika sätt. Några stycken beskrivs nedan. Utsignalen från fasdetektorn filtreras med ett lågpasfilter och används som styrsignal till oscillatorn.

Genom att dividera oscillator- och referenssignalen och faslåsa dem, låser man alltså en oscillator till frekvensen $(f_{\text{ref}}/R) \cdot N$. Oftast är f_{ref} relativt lågfrekvent, R litet och N stort, men det varierar naturligtvis med tillämpningen.

I de följande avsnitten kommer två olika sätt att jämföra fasen hos utgångarna från de två dividerarna att beskrivas.

4.1.2.1. XOR-grind

En XOR-grind med två ingångar ger en logisk etta som utsignal om insignalerna är olika och en nolla om de är lika. Om båda signalerna ligger i perfekt fas, kommer denna fasdetektor att ge en konstant nolla ut. Så fort insignalerna kommer lite i ofas, blir resultatet mer eller mindre långa pulser (ju större fäfel, desto längre pulser). När hela systemet befinner sig i jämvikt, är insignalernas fasläge sådant att pulserna på utgången, efter filtrering, genererar exakt den spänning oscillatorn kräver för att generera rätt frekvens. Ökar frekvensen något kommer pulsernas längd minska lite, vilket i sin tur minskar styrspanningen till oscillatorn och åter får den att svänga med rätt frekvens. På samma sätt ökas oscillatorns frekvens, om den av en eller annan anledning skulle få för sig att skynda långsammare.

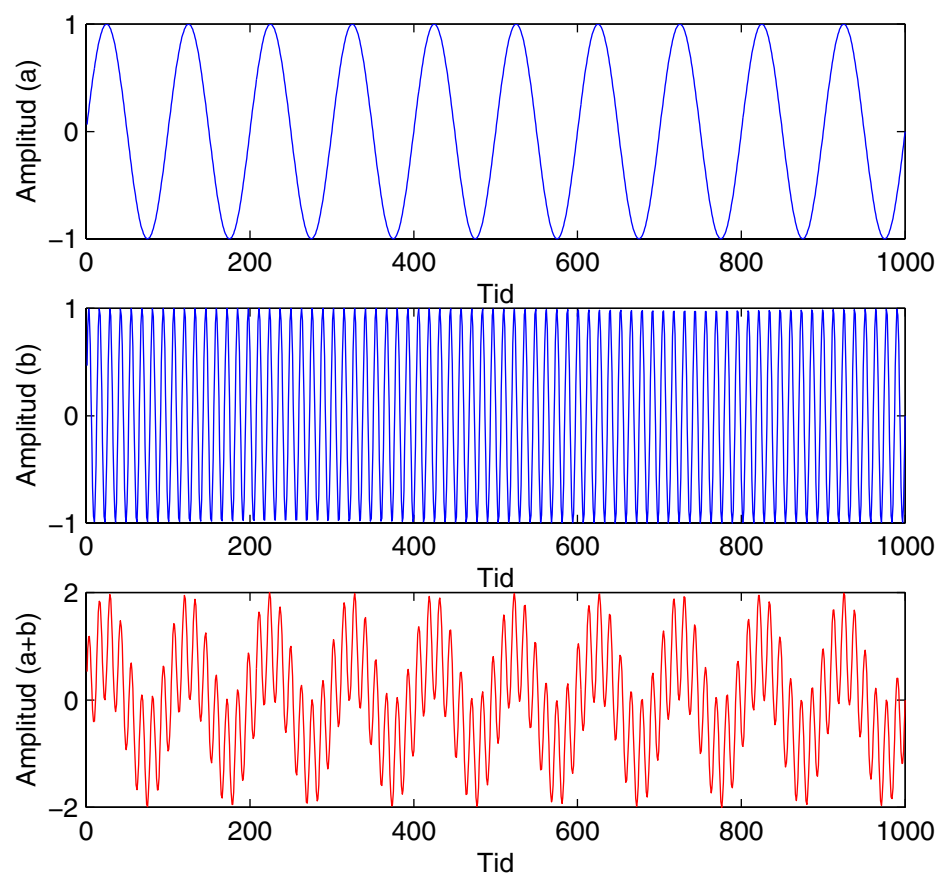
4.1.2.2. Multiplikator

Om insignalerna inte är digitala fyrkantsvågor utan analoga sinusvågor (d.v.s. om signalerna från oscillatorn och referensen inte divideras innan de når fasdetektorn, vilket kanske i och för sig inte är så vanligt nu för tiden), kan man använda en analog multiplikator som fasdetektor. Efter filtrering resulterar signaler som ligger helt i fas i en positiv spänning och signaler i motfas en negativ spänning; ju större fäfel, desto lägre spänning.

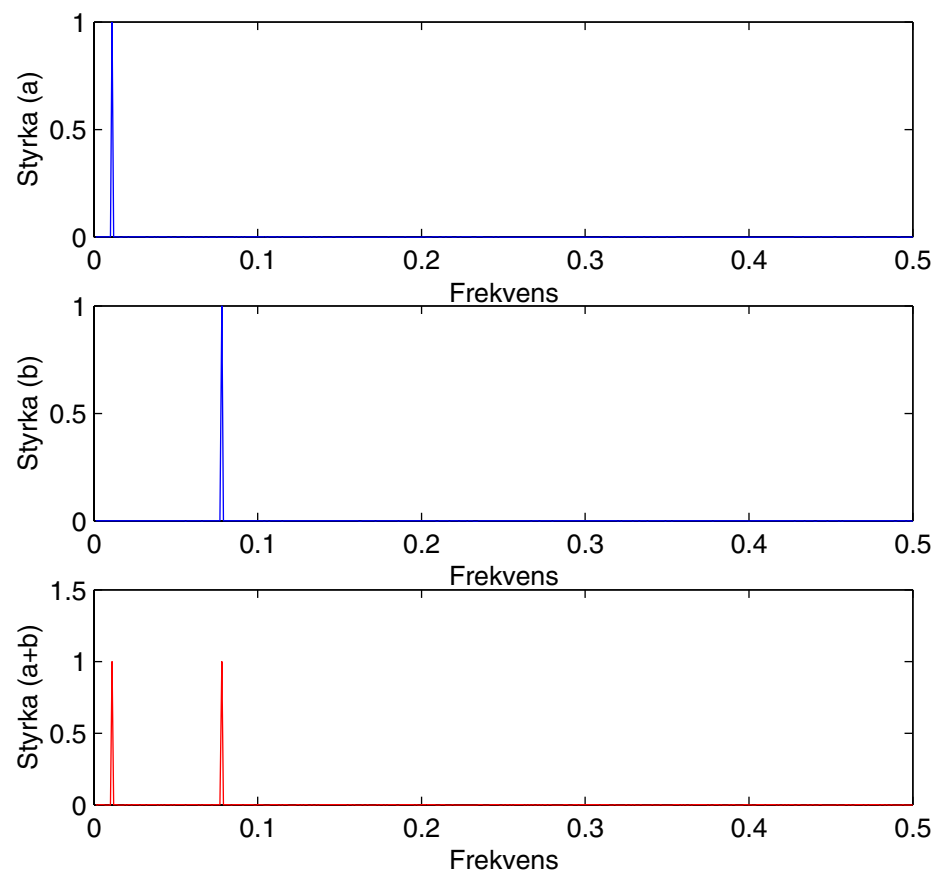
4.1.3. Frekvensblandning

Ofta kan man inte låta en oscillator direkt skapa önskad frekvenskomponent. En vanlig anledning kan till exempel vara att oscillatorn inte kan generera tillräckligt hög frekvens med önskad kvalitet. En *blandare* (*mixer* på engelska) kombinerar två signaler med varandra. I en *summerande* blandare adderas helt enkelt de inkommande signalerna, något som är vanligt i exempelvis ljudsammanhang (tänk mixerbord för att ta ett exempel på måfå). I radiosammanhang är dock den *multiplicerande* blandaren betydligt vanligare. Skillnaden visas i nedanstående figurer.

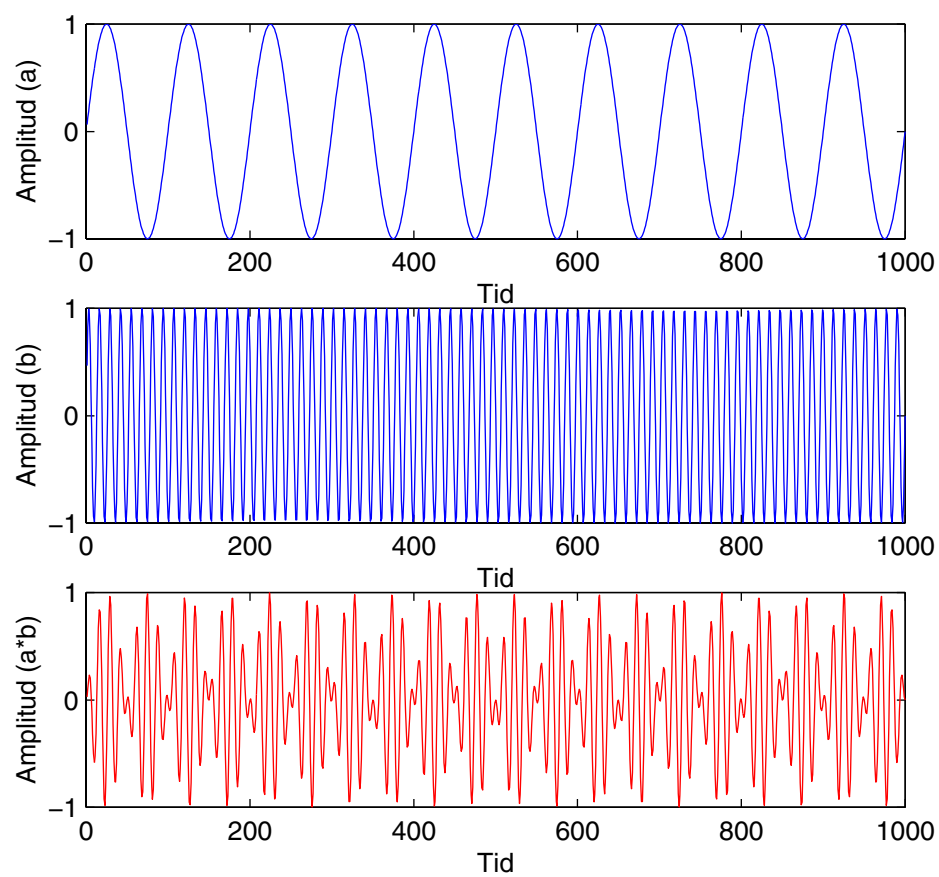
En summerande blandare adderar alltså insignalerna med varandra. I tidsplanet kan det se ut så här:



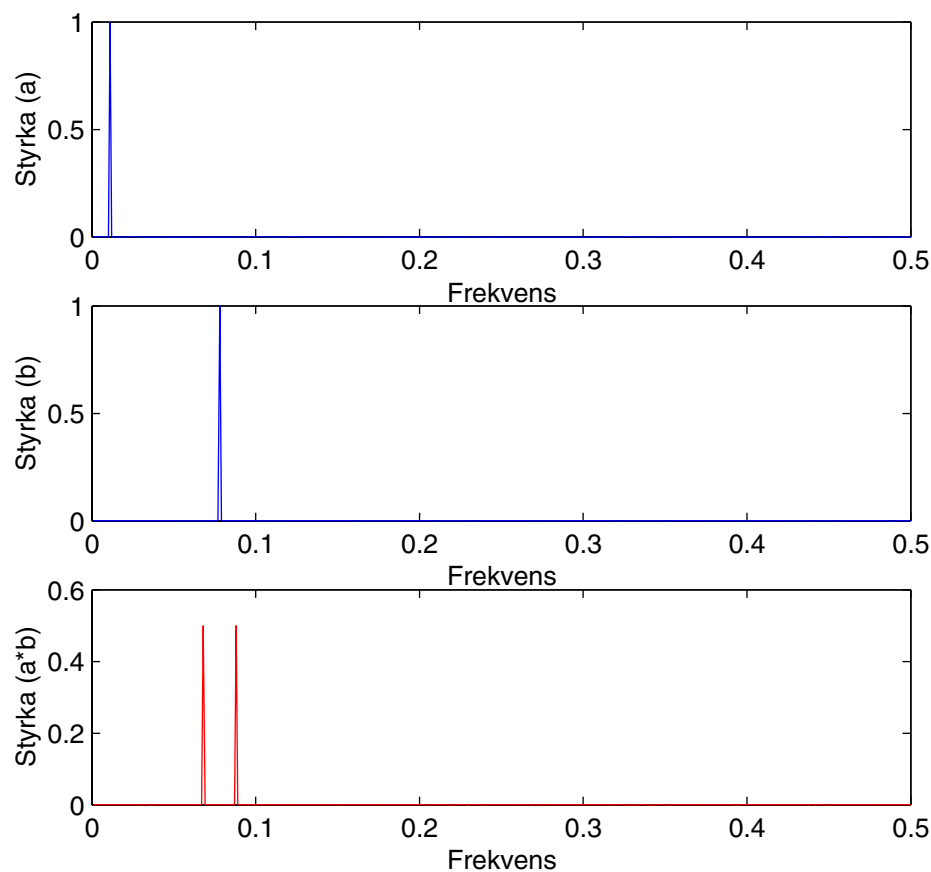
Undersöker man i stället operationen i frekvensplanet, ser man ännu tydligare hur signalerna ha kombinerats:



En multiplicerande blandare får andra egenskaper. Även om det inte syns så tydligt i tidsplanet, måste givetvis figuren visas:



En figur som visar operationen i frekvensplanet illustrerar bättre hur signalerna blandas med varandra:

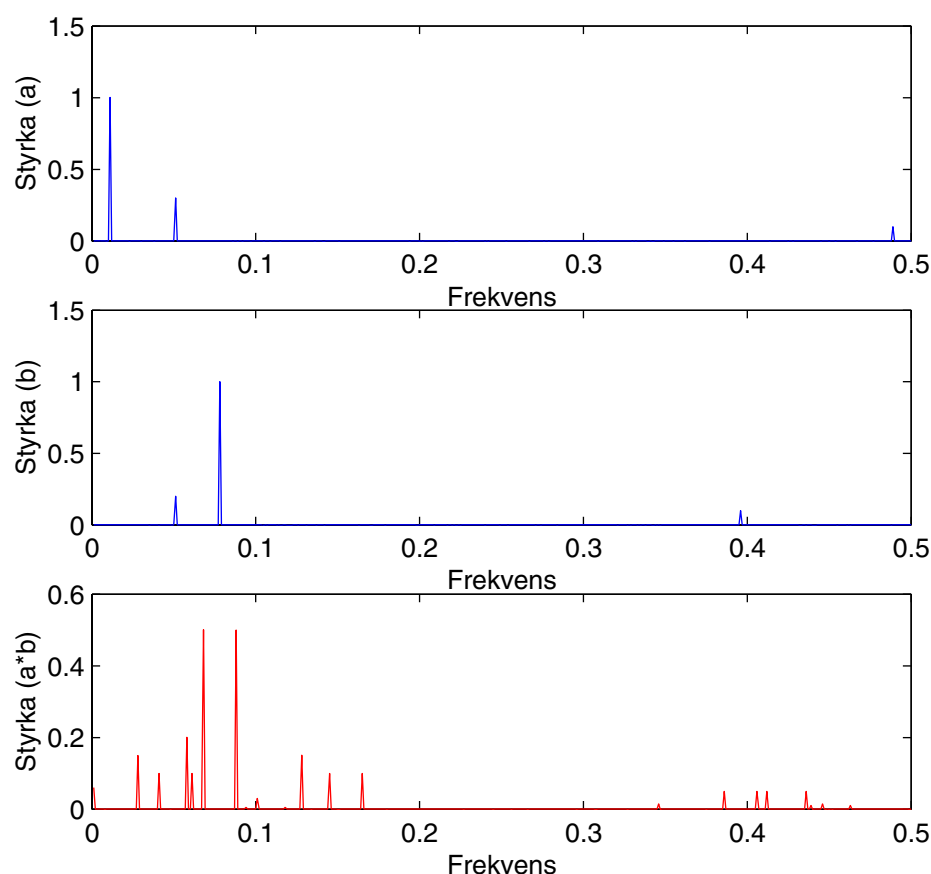


Ingen av de ursprungliga frekvenserna finns med i spektrat. I stället återfinns summan och differensen av frekvenserna, och det är just den här egenskapen som används för att skapa nya frekvenser ur dem man redan har. Beroende på om man använder summan eller differensen talar man om att *blanda upp* eller *blanda ner* en signal. Den oönskade komponenten (eller snarare komponenterna — se nedan) filteras bort så gott det går.

Så långt Platons idealvärld. I verkligheten kan man aldrig göra en perfekt multiplikation, utan en mängd oönskade frekvenskomponenter, så kallade spuriuser, kommer att uppträda på blandarens utgång. Anledningen är att en verklig blandare aldrig är perfekt linjär utan innehåller olinjäriteter. Om de två infrekvenserna kallas f_1 och f_2 , kommer resultatet bli en uppsjö av frekvenskomponenter, vika definieras av $nf_1 \pm mf_2$, där n och m är heltal. Komponenterna som definieras av $n=1$ och $m=1$ kommer givetvis vara dominerande, men beroende på blandarens kvalitet kan spuriuserna ställa till rejäla problem.

Vidare måste man tänka på att man aldrig kan mata en blandare med perfekta insignaler. En liten del av utsignalen kommer oundvikligen att adderas till insignalen, vilket sin tur ger upphov till en mängd nya frekvenskomponenter på utgången. Övriga oscillatorer och signalkällor i närheten, digital elektronik, luftburna signaler samt rippel och liknande från spänningsmatningen kommer också att (i varierande grad) finnas med i insignalerna och alltså även bidra till ytterligare oönskade frekvenskomponenter i utsignalen. Många av dessa komponenter är dock lätta att filtrera bort och det övriga får man försöka hålla så låga som möjligt.

Figuren nedan visar en olinjär multiplikation av två "icke-fundamentala" signaler. (Figuren är något överdriven, för att visa på principen.)

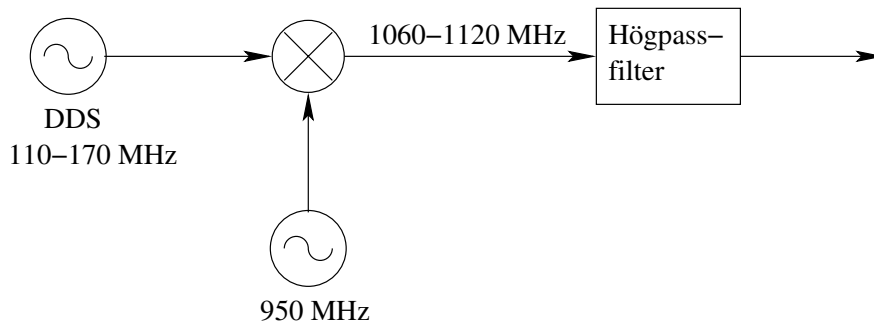


4.1.4. Implementation

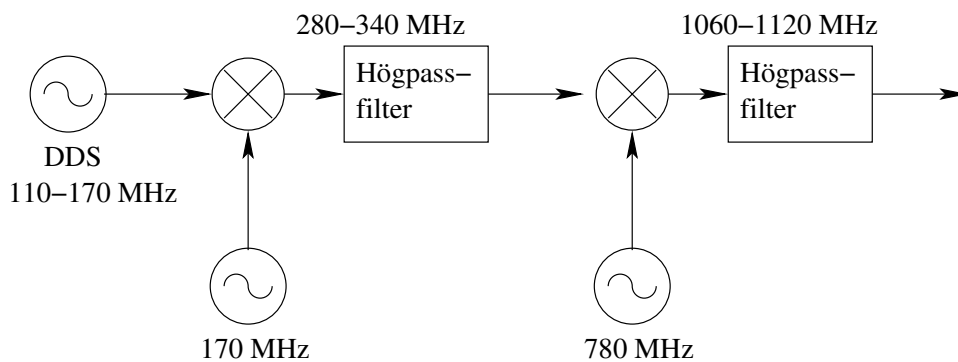
Efter att ha uteslutit egenkonstruerade lösningar och rena kristalloscillatorer, finns det egentligen bara tre lösningar kvar: VCO, VCXO eller DDS, alla tillsammans med en PLL-krets.

En uppenbar nackdel med VCXO-lösningen är dess extremt snäva frekvensområde. För att kunna konstruera de sju önskade frekvenserna måste man hitta en exakt kombination av oscillatorer som tillsammans kan blandas upp till rätt frekvens. När väl detta val är gjort finns ingen möjlighet att i framtiden ändra sig. Vidare kan det komma att krävas ganska många blandningssteg, vilka alla kommer att påverka slutresultatet negativt. Dessa anledningar är tillräckliga för att i stället försöka hitta en lösning baserad på antingen DDS:er eller VCO:er.

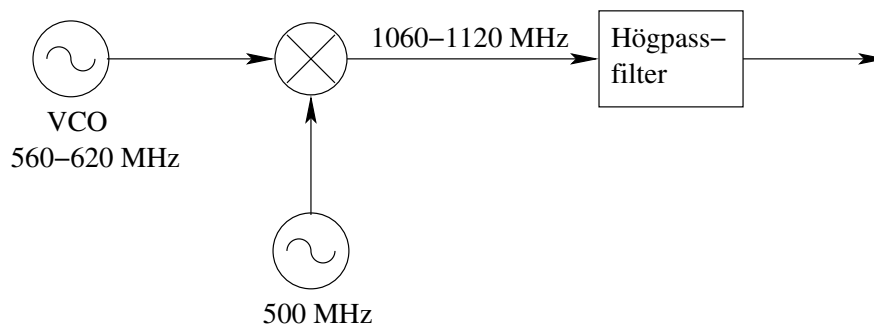
Man kan nu tänka sig ett par olika lösningar för att skapa de önskade frekvenserna. Figurerna nedan visar några möjligheter.



En nackdel med att använda en DDS som i figuren ovan är att det ställer höga krav på filtret, som ju ska blockera den oönskade frekvenskomponenten ("minus-termen") mellan 880–940 MHz och släppa igenom den önskade komponenten mellan 1060–1120 MHz. Övergångsområdet mellan *spärr-* och *passband* blir ju bara en åttondels oktav. En annan möjlighet vore att blanda upp i två steg, som i figuren nedan.



Här får filtrena det betydligt lättare, eftersom de oönskade frekvenserna relativt sett ligger mycket längre ifrån passbandets början. En annan tänkbar lösning är att använda en VCO i stället för en DDS. Då kan man gå upp lite i frekvens och slipper därmed två blandningar:



Det finns dock en hel del man måste tänka på med ovanstående lösningar. För det första måste hela kedjan vara faslåst till referenssignalen. Visserligen har man perfekt koll på utsignalen från en DDS, men det tappar man så fort man blandar upp den med en VCO-genererad signal. 170 MHz kan skapas av en DDS, men både 780 och 950 MHz är utom räckhåll för en DDS och måste alltså fasläsas var för sig. I det tredje exemplet kan man dock antagligen fasläsa hela kedjan "i ett svep". En annan sak att tänka på är, att en DDS måste klockas med en högre frekvens än den den ska producera (åtminstone dubbla frekvensen enligt *Nyquist*). Kvaliteten på DDS:ens utsignal beror helt på hur bra denna klocka är, och hur ska den skapas?

För det andra måste man se upp med oönskade frekvenskomponenter. Filtrerna och blandarna måste hålla hög kvalitet för att kraven på frekvensrenhet (se avsnitt 3.1.4, *Spurioser*, på sidan 12) ska vara uppfyllda.

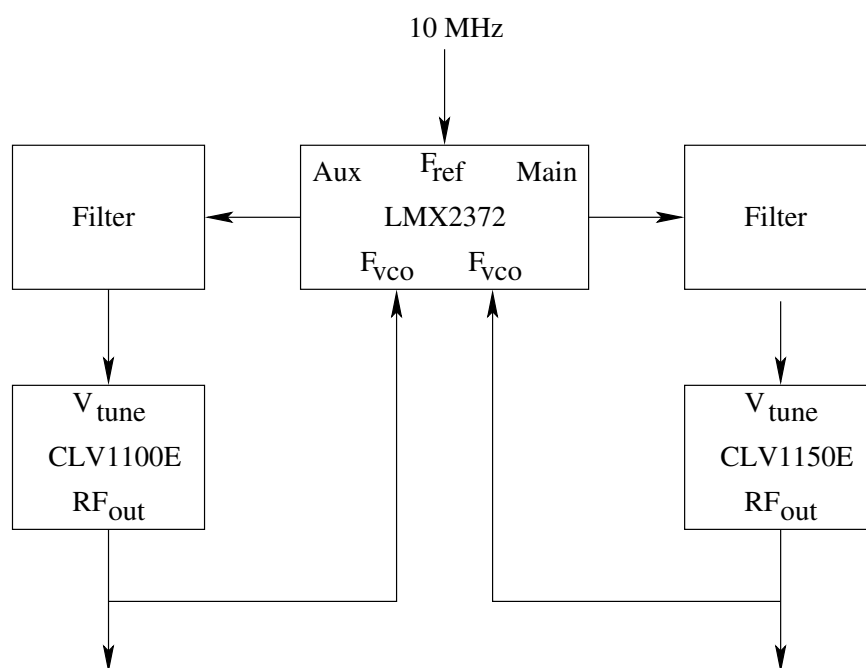
För det tredje, slutlingen, kommer varje extra VCO och blandare öka fasbruset. Detta faktum ökar kraven på signalkällorna ännu mer.

I slutändan undveks blandare i lösningen helt och hållet. Idag är det inga konstigheter att skapa relativt rena signaler upp till ett par GHz direkt från en oscillator, och en sådan lösning förenklar mycket. Förutom att man slipper blandare, slipper man även att filtrera utsignalen. Antalet spuriuser minskar dramatiskt och trots att det är lättare att bygga (och därmed billigare att köpa) en lågfrekvent oscillator med goda brusegenskaper, minskar det totala antalet bruskällor i konstruktionen.

Eftersom oscillatoren nu måste generera en frekvens i gigahertzområdet finns det inte så många varianter att välja på längre. VCXO:er finns enbart upp till ca hundra MHz, och någon DDS som når högre än ett par hundra MHz står inte att finna. Kvar blir VCO:n.

Valet föll på två modeller från *Z-Communications*: CLV1100E och CLV1150E.

Tillsammans med en dubbel-PLL kallad LMX2372 från *National Semiconductor* utgör dessa tre kretsar ett av fyra oscillator-par. Se avsnitt A.2, *Styrlogik*, på sidan 45 för relevanta kretsscheman; nedan visas en schematisk skiss över hur VCO:erna och PLL:en arbetar tillsammans.



Totalt krävs tre och ett halvt sådana här block för att skapa alla de sju frekvenserna. Det halva blocket saknar en VCO med tillhörande filter, men använder samma (dock till hälften outnyttjad) PLL-krets.

4.1.4.1. CLV1100E och CLV1150E

CLV1100E och CLV1150E är två färdiga VCO:er från *Z-Communications, Inc.* Båda har samma fysiska gränssnitt — tre kontakter för spänningsmatning, styrsänning (V_{tune}) och utsignal (RF_{out}) samt jord på själva kapseln, men de skiljer sig lite i prestanda, tillåtna frekvensområde m.m.

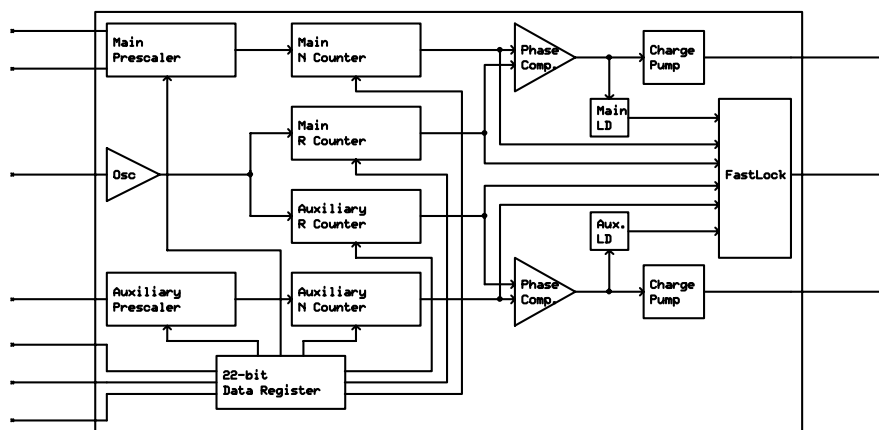
	CLV1100E	CLV1150E
Frekvensområde	1035–1180 MHz	1100–1200 MHz
Uteffekt	4±4 dBm	2±2 dBm
Spänningsmatning	+5 V	+5 V
Styrspänning	1–10 V	0,3–4,7 V
Styrkänslighet	23 MHz/V	40 MHz/B
Fasbrus, 10 kHz från grundtonen	-111 dBc/Hz	-111 dBc/Hz
Undertryckning av första harmoniska övertonen	-15 dBc	-20 dBc

Vid en första anblick kan det tyckas, att det hade räckt med att bara använda CLV1100E-kretsar, eftersom den kan täcka in hela det specificerade frekvensområdet (1060–1120 MHz). Anledningen till att detta inte är möjligt är att PLL:en som används är en 5-voltskrets och alltså inte direkt kan styra CLV1100E över hela dess frekvensområde (som ju kräver styrspänningar upp till 10 V).

Fasbrusspecifikationen är som synes något bättre än vad som är satt som krav (se avsnitt 3.1.3, *Fasbrus*, på sidan 12). Det skadar ju aldrig att ha lite marginal.

4.1.4.2. LMX2372

LXM2372 är en tvåkanals PLL, vilket innebär att den kan hantera två oberoende oscillatorer samtidigt (kallade *Main* och *Aux*). Båda kanalerna är specificerade till 1,2 GHz. Figuren nedan visar en schematisk skiss över kretsen.



Oscillatorns utsignal divideras först av en *prescaler* (vedertagen svensk översättning saknas), som kan reducera frekvensen med en faktor 8 eller 16 (P). Därefter reduceras frekvensen ytterligare av en räknare N, som egentligen består av två delar: en dividerare, som kan väljas fritt mellan 3 och 8191 (B), och en räknare A, som kan vara mellan 0 och P-1, dock inte större än B.

Samtidigt divideras referenssignalen med en faktor R, som fritt kan väljas mellan 2 och 32767.

Dessa två signaler jämförs sedan i fasdetektorn och ger upphov till en styrspänning till oscillatorn, vars frekvens alltså bestäms av formeln

$$\frac{f_{VCO}}{((P \times B) + A)} = \frac{f_{ref}}{R} \quad \Leftrightarrow \quad f_{VCO} = ((P \times B) + A) \times \frac{f_{ref}}{R} \quad [Hz]$$

Programmering av kretsen görs via ett seriellt digitalt gränssnitt bestående av de tre signalerna `Data`, `Enable` och `Clock`. Båda kanalerna (*Main* och *Aux*) programmeras samtidigt genom att “klocka in” fyra stycken 22-bitarsord. Förutom räknarnas värden, som tillsammans utgör 66 av de totalt 88 bitarna, används de resterande bitarna till adressering, styrning av olika energisparlägen och lite annat smått och gott. För mer information hänvisas till [4].

4.2. Omkoppling

Uppgiftens andra delmoment består av att välja ut fyra (alternativt en) av de sju genererade frekvenserna.

4.2.1. Reläer

Ett relä har en mycket trevlig egenskap i jämförelse med andra typer av omkopplare: eftersom signalvägen sluts och bryts på mekanisk väg är förvrängningen av signalen i princip obefintlig och isolationen då omkopplaren är avslagen är i det närmaste perfekt.

Tyvärr finns det även gott om nackdelar: långsam omslagstid (minst 10 ms) är kanske den viktigaste, och kravet på 10 μ s (se avsnitt 3.1.5, *Omkopplingstid*, på sidan 12) är hopplöst utom räckhåll för en elektromekanisk komponent. Dessutom är reläer stora, tunga och dyra.

Inom de närmaste åren kommer det dock säkert att vara aktuellt att beakta så kallade *MEMS*-reläer (se ordlistan för mer information om MEMS), vilka kombinerar fördelarna hos elektromagnetiska reläer och elektriska omkopplare. Idag är dock även dess omslagstider (runt 200–300 μ s) för långa.

4.2.2. Diod-kopplingar

En annan möjlighet är att använda halvledarkomponenter (dioder i det här fallet) och antingen bygga ihop en omkopplare själv eller köpa en färdig krets. I vilket fall som helst finns det två vanliga typer av dioder som används i omkopplare gjorda för höga frekvenser, nämligen PIN-dioder och GaAs-dioder.

4.2.2.1. PIN-dioder

PIN-dioder är dioder uppbyggda av två hårt dopade p^+ - och n^+ -områden, separerade av ett nästan intrinsiskt (eng. *intrinsic*) område [7]. (En intrinsiskt halvledare är en perfekt kristall utan några som helst defekter. Vid absoluta nollpunkten saknas laddningsbärare och de elektroner som exiteras termiskt är alltså de enda laddningsbärarna i ett sådan material [8].)

När dioden förspänns i framåtriktningen kommer (“elektron-”) hål att tränga in i det intrinsiska området och göra det ledande. Resistansen kommer dessutom att minska med strömstyrkan, vilket gör den till en utmärkt ledare.

PIN-diodernas svaghet ligger i deras omkopplingstid från ledare till icke-ledare; Normal omkopplingsid är ca 10 ns.

4.2.2.2. GaAs-dioder

För riktigt snabba omkopplare använder man gärna dioder gjorda av gallium-arsenid. De byggs ungefär på samma sätt som en fälteffekttransistor, men har mycket snabbare omslagstid (ca 30 ps), eftersom elektroner i GaAs har betydligt högre mobilitet än elektroner i kisel och alltså kan röra sig fortare genom materialet. Tyvärr är GaAs betydligt dyrare att arbeta med än kisel, vilket har medfört att GaAs enbart används när det verkligen behövs.

4.2.2.3. Implementation

Det visade sig vara svårt att hitta integrerade, ytmonterade omkopplare med tillräckligt god isolation. För att komma runt detta används en extra omkopplare för varje kanal. Kopplingen kan ses i avsnitt A.10, *Omkopplingsnät*, på sidan 53.

Omkopplarna, som är baserade på GaAs-dioder, kommer från *MACOM* och har mellan -30 och -60 dB isolation. Den första omkopplaren i signalvägen (modell SW65-0014) leder antingen vidare signalen eller terminerar den i 50 ohm. Nästa omkopplare, med modellnummer SW65-0114, släpper igenom en av de två insignalerna och terminerar den andra. Utsignalen går därefter vidare till en SMA-kontakt (F6/F0, F5/F1, eller F4/F2). Eftersom en icke önskad signal alltid passerar två omkopplare kan kravet på -55 dB klaras (se avsnitt 3.1.2, *Läckage*, på sidan 11). Den mellersta frekvensen, f_3 , går direkt till en SMA-kontakt märkt F3.

I läget där fyra av sju frekvenser ska vara tillgängliga leder man vidare signalerna från de fyra SMA-kontakterna till frontpanelen. Vill man i stället enbart ha en enda utsignal, leder man i stället de fyra signalerna till några ytterligare omkopplare, som släpper igenom en enda frekvens till en SMA-kontakt märkt F.

4.3. Styrning

Det sista och tredje delen av konstruktionen är den digitala delen, som kan sägas "knyta ihop säcken".

4.3.1. Bussgränssnitt

Kortet ska sitta i ett rack med två bakplan, J1 och J2. Racket och bakplanen är från början designade för att hantera de ursprungliga LO-kortet i LORA-systemet, men kommer även att användas för VHF-kortet. Bakplanen styrs av ett kort kallat LOCI, vilket står för *Local Oscillator Interface* och finns beskrivet i [5].

Signalnivåerna i bakplanen är enligt BLVDS-standard. BLVDS står för *bus low voltage differential signaling*. För att kommunicera med bussen används två 9-portars bussdrivare, DS92LV090ATVEH, från *National Semiconductor* (B1 och B2 i avsnitt A.2, *Styrlogik*, på sidan 45).

Kortet adresseras med en 4-bitars adressbuss kallad `SEL` i LOCI-specifikationen och `abus` i VHDL-koden (se avsnitt C.1, `vme_interface.vhdl`, på sidan 63). För att veta vilken adress kortet ska lyssna på finns en 4-bitars DIP-omkopplare på kortet, där önskad adress kan ställas in. Denna omkopplare kallas `address` i koden.

Vidare finns det en 3-bitarsbuss som heter `STE` i LOCI-specifikationen. `STE`-signalerna används för att ställa in några frekvensomkopplare i den ursprungliga konfigurationen. VHF-kortet använder två av dessa signaler för att välja ut vilket register som ska adresseras (`reg`). Eftersom kortet endast har två register hade det egentligen räckt med att använda enbart en av `STE`-signalerna, men eftersom det ändå fanns en port i bussdrivaren över kändes det onödigt att snåla.

För att skriva i ett av registren låter man signalen `A_WR` (`reg_write` i VHDL-koden) gå hög.

Två ytterligare signaler från bakplanen används för PLL-programmeringen, nämligen `M1_WR` och `M2_WR`. De beskrivs närmare i nästa avsnitt.

4.3.2. PLL-programmering

PLL-kretsarna programmeras via ett seriellt gränssnitt bestående av tre signaler, `Data`, `Enable` och `Clock`.

Bakplanets `M1_WR` och `M2_WR` är kopplade till `Clock` respektive `Enable`. Styrlogiken ser till att signalerna endast kommer fram om adressbussen (`SEL`) har rätt värde (se `p11_clk` och `p11_le` respektive `clk_out` och `le_out` i VHDL-koden).

Programmeringsdata kommer direkt från databussen till PLL:erna utan att passera styrlogiken. Endast de fyra lägsta bitarna i databussen används — en bit är kopplad till varje PLLs `Data`-ingång. Eftersom `Clock`- och `Enable`-signalerna aldrig är aktiva om inte rätt adress ligger ute på adressbussen gör det inget att `Data`-signalen är direktkopplad².

När PLL:ernas register ska programmeras låter man LOCI använda `Clock` och databussen för all klocka in 22 bitar till de fyra PLL-kretsarna. Därefter aktiveras `Enable`. Proceduren upprepas fyra gånger för att programmera alla fyra register i LMX2372-kretsen.

4.3.3. Omkopplare

Omkopplarna styrs av register 0. Genom att skriva värdet 1 till 7 i registret kommer en av de sju frekvenserna kopplas ut på utgången `F` (se avsnitt 4.3.3, *Omkopplare*, på sidan 30 nedan). Värdet 8 ger tillgång till f_0 – f_3 på de fyra andra utgångarna och värdet 9 ger tillgång till f_3 – f_6 .

Vid strömtillslag innehåller register 0 värdet 0, vilket betyder att alla omkopplarna är avslagna och ingen utsignal finns att tillgå (bortsett från f_3).

4.3.4. Övriga externa signaler

Det andra registret styr några externa kontrollsignaler som inte direkt har något med VHF-kortet att göra, men som ändå behövdes för att få hela systemet att fungera. Signalerna som kan styras är `SMU`, `WJ`, `PA`, samt två för tillfället oanvända signaler kallade `CONTROL2` och `CONTROL3` kort och gott.

2. I teorin i alla fall. Se avsnitt 5.3, *Förslag på förbättringar*, på sidan 42 för mer information.

SMU-signalerna går via en RS422/RS485-drivkrets till en 16-polig kontakt på kretskortet och används för att styra en enhet som antingen kopplar radarns sändare eller mottagare till de två antennerna.

De övriga signalerna används som styrsignaler till en effektförstärkare (PA står för *power amplifier*) och mottagaren (WJ står för *Watkin-Johnson*, vilket är namnet på firman som tillverkat mottagaren). Dessa signaler går via en 50 ohms-drivkrets till SMA-kontakter på kretskortet.

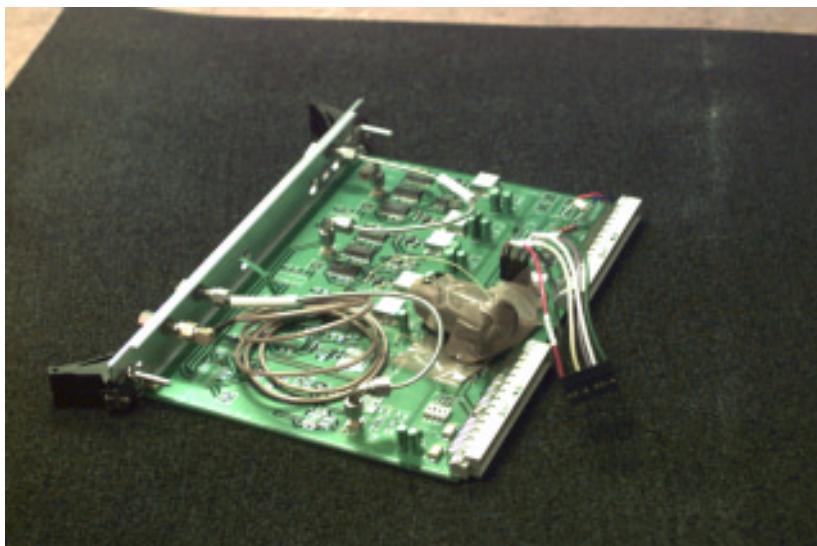
Kapitel 5. Resultat

*Det är bara att blunda, slappna av
och låta det hända. Tänk på Blom.¹
Jerker Hammarberg*

I det här kapitlet presenteras resultaten av de mätningar som utförts på konstruktionen. Det kommer även att ges några förslag på hur oscillatorkortet kan förbättras.

5.1. Mätresultat

Efter tillverkning av mönsterkortet monterades och testades kortet i omgångar. De resultat som presenteras här är uppmätta då fyra fastlåsta oscillatorer (1120/1060 MHz och 1110/1070 MHz) och en frisvängade var monterade. Vidare var den digitala styrlogien monterad, liksom bussgränssnitt och spänningsomvandling (-15 V till -5 V). Den oscillator som inte var fastlåst var ansluten till ett vanligt alkaliskt batteri:



På grund av att en av omkopplarna gick sönder tidigt under testfasen, har mätningarna enbart utförts på 1110/1070-kanalen samt den frisvängande oscillatoren.

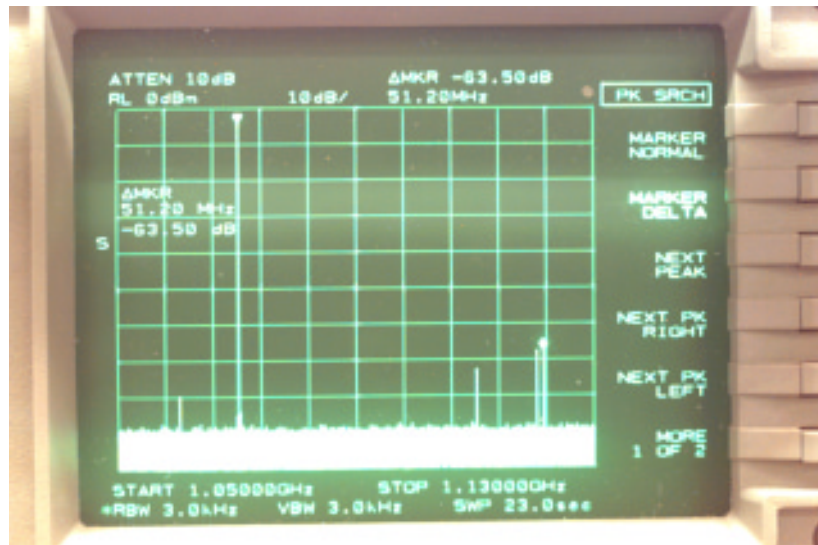
Frekvensmätningarna (utförda i början av 2002) gjordes med en relativt nykalibrerad spektrumanalysator (december 2001) från HP, modell 8563E. Tyvärr fanns ingen utrustning för att föra över mätresultaten från instrumentet tillgänglig, varvid en vanlig digitalkamera i stället använts för att dokumentera mätningarna.

Övriga mätningar har utförts med ett nyinköpt digitalt oscilloskop från LeCroy, modell Wavepro 950. Dessa mätresultat har bearbetats för presentation med *Matlab*.

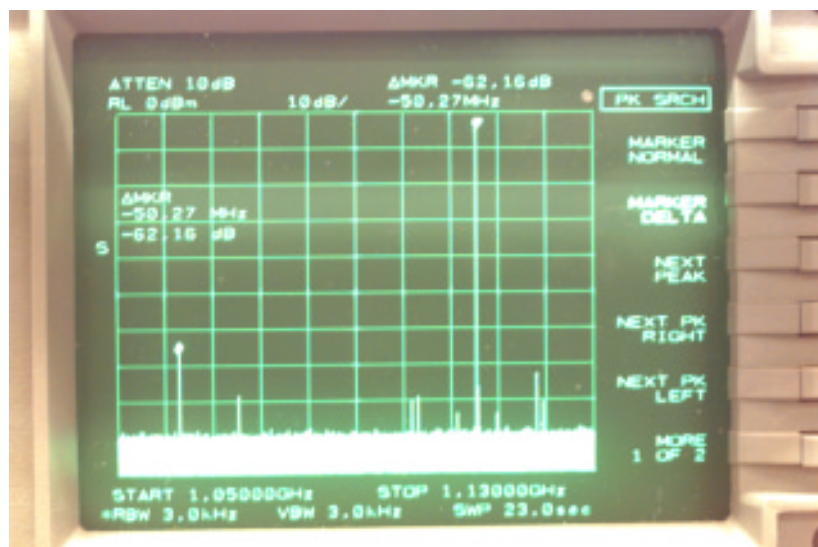
1. Den uppmärksamme läsaren har säkert redan noterat hur citaten i början av varje kapitel är ordnade: jag har valt ut några passande ord av historiens främsta tänkare, rangordnade i avtagande signifikansordning. Detta sista citat är speciellt trevligt, eftersom det sluter cirkeln på ett ganska vackert sätt.

5.1.1. Läckage

Som beskrevs i avsnitt 3.1.2, *Läckage*, på sidan 11 får läckaget inte överskrida -55 dB. Figuren nedan visar hur resultatet ser ut när det låga frekvensområdet är valt (1070 MHz).



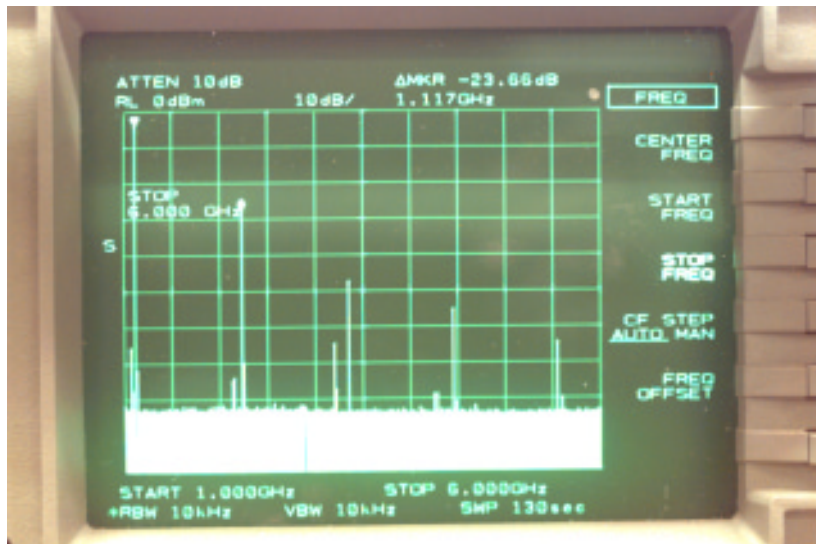
Det starkaste läckaget kommer från den frisvängande oscillatoren och mättes upp till ca -63 dB. När det höga frekvensområdet är valt blir motsvarande siffra -62 dB:



Som synes är kravet på högsta tillåtna läckage gott och väl uppfyllt.

5.1.2. Harmoniska övertoner

Uppgiften innehöll inga krav på hur starka de harmoniska övertonerna fick vara, men det kan ändå vara intressant att visa en mätning över frekvensområdet 1 GHz till 6 GHz. Den första övertonen, vilken också är den starkaste, ligger på strax under -23 dB. (Specifikationen för VCO:n garanterar bara -15.)



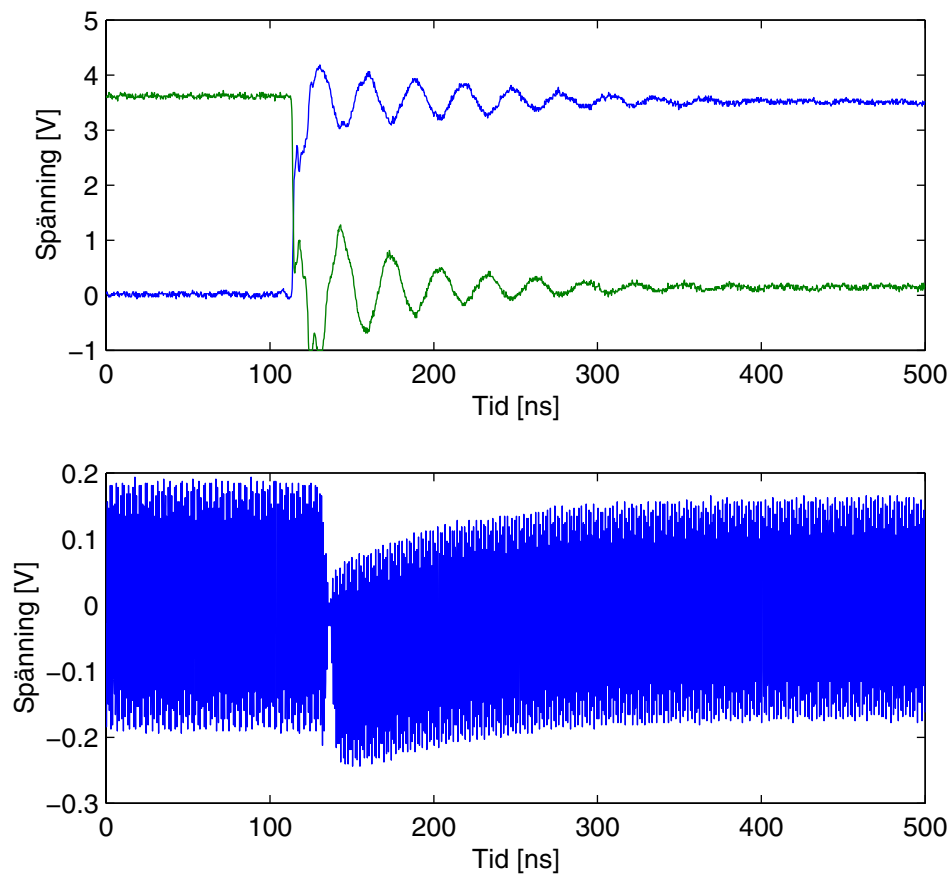
5.1.3. Spuriuser

Som du kanske minns från avsnitt 3.1.4, *Spuriuser*, på sidan 12, fick inga spuriuser vara starkare än -55 dBc, och helst inte överstiga -60 . I figurerna i avsnitt 5.1.1, *Läckage*, på sidan 33, som visar läckagemätningarna, syns flera tydliga spuriuser runt omkring 1110 MHz. Den kraftigaste av dem kan uppskattas till runt -75 dBc, alltså gott och väl under den uppsatta ambitionen.

Spuriuser uppträder även precis intill huvudfrekvenserna. Tyvärr har finns inget foto av de mätningarna kvar, men den starkaste spuriusen mättes upp till -68 dBc — även det bättre än ambitionen.

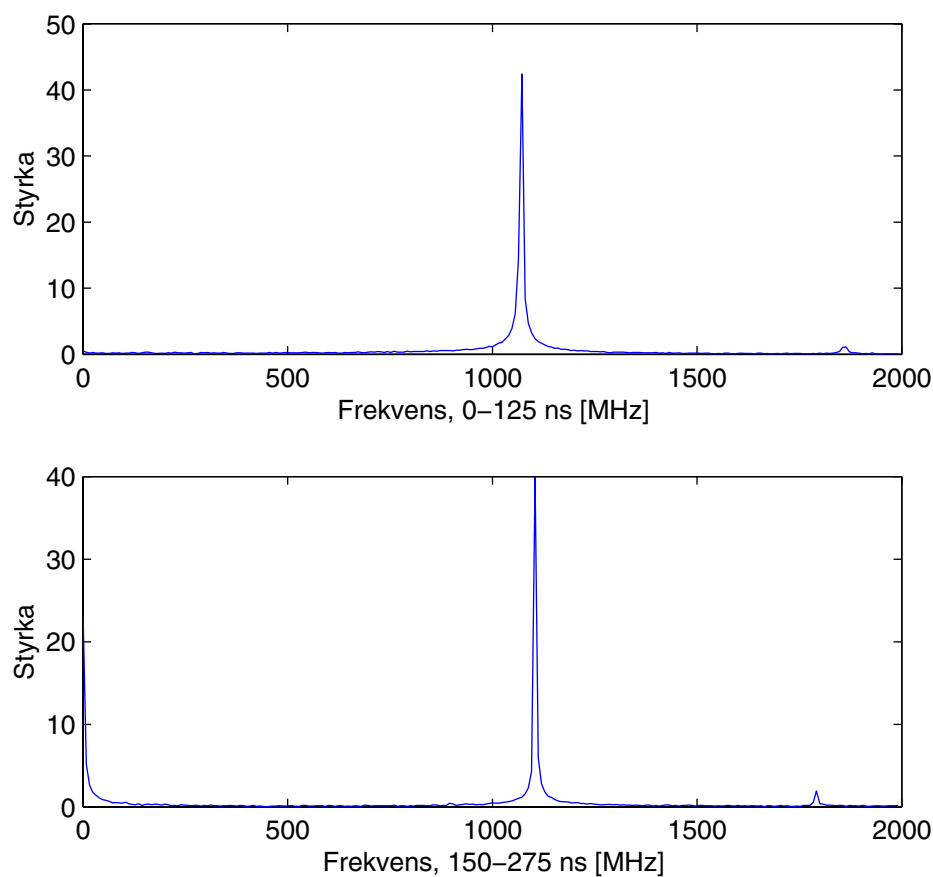
5.1.4. Omkopplingstid

Nedanstående figur visar hur det ser ut när en utgång växlar från en frekvens (1070 MHz) till en annan (1110 MHz). Den översta delfiguren visar de styrsignaler som styr omkopplaren, och den undre delfiguren visar hur signalen förändras som svar på styrsignalerna.



Som synes är omkopplingen tämligen momentan, bortsett från en likspänningskomponent som lätt kan filteras bort om så önskas (och så är antagligen alltid fallet i den apparatur som signalen är kopplad till).

En enkel frekvensanalys av signalen, först i området 0-125 ns och därefter i området 150-275 ns visar tydligt, att redan efter 25 ns är den gamla signalen helt utsläckt, även om likspänningskomponenten fortfarande är kraftig. De små staplarna i den höga delen av spektrat är med stor sannolikhet ett resultat av att oscilloskopet egentligen inte är gjort för signaler över 1 GHz.



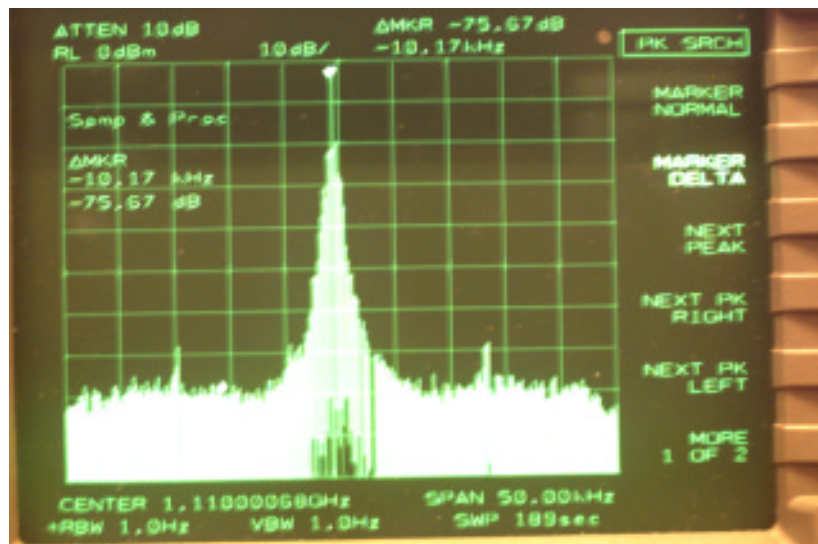
25 ns är betydligt snabbare än de 10 μ s som specificerades i avsnitt 3.1.5, *Omkopplingstid*, på sidan 12.

5.1.5. Uteffekt

Mätt över 50 ohm är signalspänningen (topp-till-topp) 464 och 270 mV för 1070 respektive 1110 MHz. Det motsvarar 3,33 respektive 1,36 dBm, vilket är mer än de 0 dBm som krävdes (se avsnitt 3.1.6, *Uteffekt*, på sidan 12).

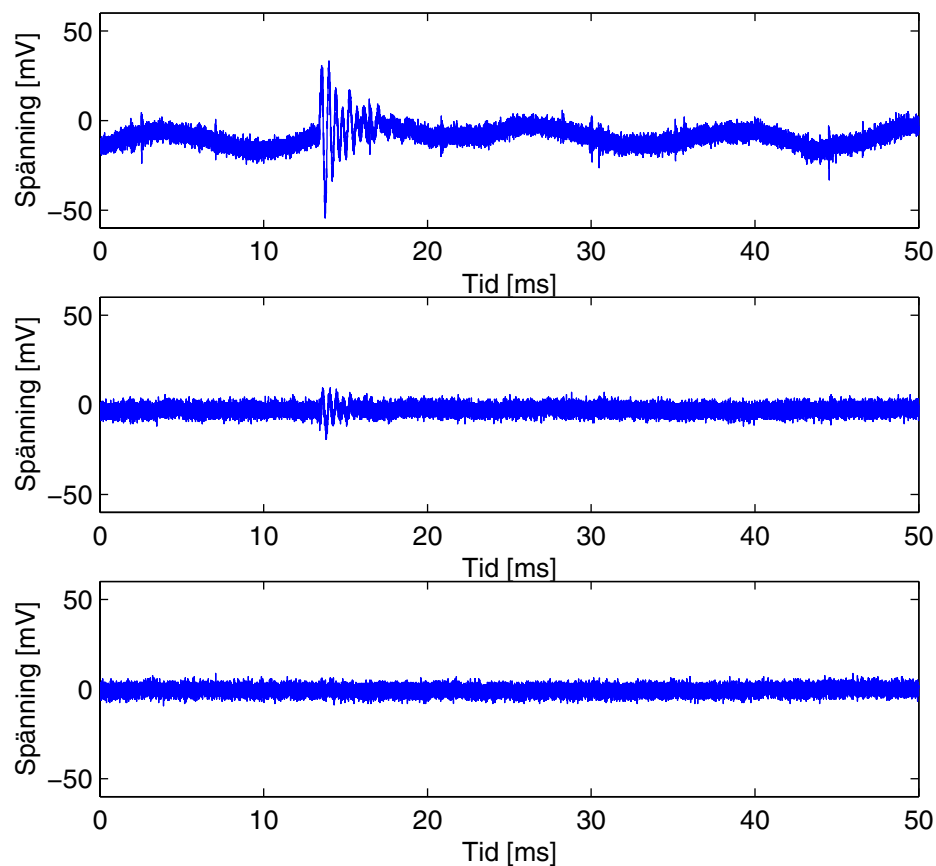
5.1.6. Fasbrus

Hittills har alla krav varit uppfyllda. Tyvärr visade det sig, att det kanske viktigaste kravet av dem alla, kravet på lågt fasbrus, inte ens var i närheten av att vara uppfyllt. Den första preliminära uppmätningen av fasbruset gav följande resultat:



-75 dBc/Hz (mätt 10 kHz från huvudfrekvensen) är hela 25 dBc/Hz sämre än de -100 som var uppsatt som krav i avsnitt 3.1.3, *Fasbrus*, på sidan 12! Omräknat i en linjär skala skulle man kunna hävda, att signalen höll över 300 gånger sämre kvalitet än vad den skulle.

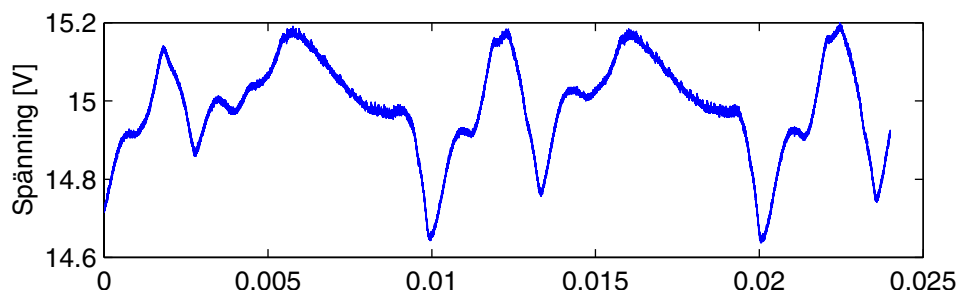
Kvaliteten på signalerna visade sig dock snart bero på var kortet befann sig när mätningen skedde. Satt kortet istoppat i LORA var signalerna brusiga, men inte när kortet låg på ett bord bredvid. Nedanstående figur visar hur en av matningsspänningarna på kortet, +5 V, mättes upp under olika omständigheter:



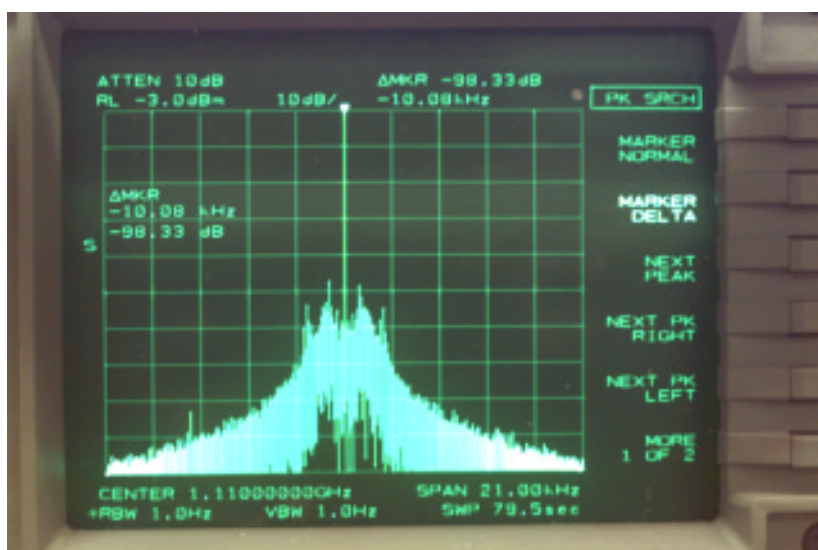
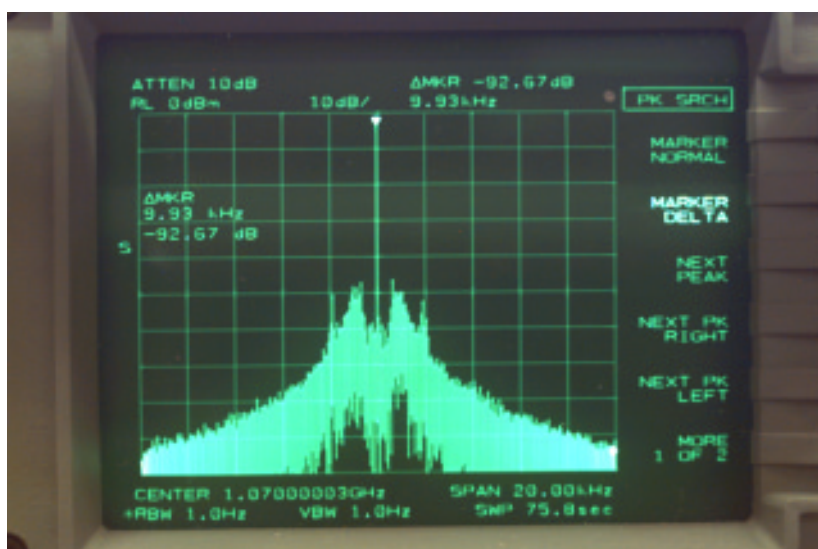
Den översta figuren visar hur spänningen varierade när kortet satt i LORA. Den mellersta är situationen är uppmätt då kortet fristående drevs av ett separat spänningsaggregat. Som jämförelse visas även hur +5 V ser ut när kortet drivs av batterier.

LORA själv drivs av ett externt spänningsaggregat som levererar +28 V. Till bakplanet där mitt kort sitter omvandlas denna spänning, så att -15 V, +15 V, +3,3 V och +5 V finns tillgängliga. Den tydliga transienten i den översta figuren visade sig komma från det externa kraftaggregatet. Aggregatet har ganska många år på nacken, och när det byttes ut det mot ett nyare försvann den kraftiga störningen. Den mer regelbunda variationen i matningsspänningen kvarstod dock.

Oscillatorkortet använder +5 V till de flesta kretsarna. Kretsarna som hanterar datasignalerna i bakplanet använder +3,3 V och omkopplarna kräver -5 V. 3,3 V tas direkt från bakplanet, medan -5 V skapas ur -15 V med hjälp av en spänningsregulator. Konstigt nog visade det sig vara +15 V, en matningsspänning inte ens användes, som ställde till det:



Som synes varierar denna spänning kraftigt — uppenbarligen tillräckligt kraftigt för att ge upphov till kraftiga störningar i övrig elektronik. Variationerna och därmed störningarna kan minskas genom att lasta +15 V (med säg 20-30 W), men eftersom +15 V inte används överhuvudtaget, kopplades den helt enkelt bort från bakplanet. Nya mätningar gav följande resultat:

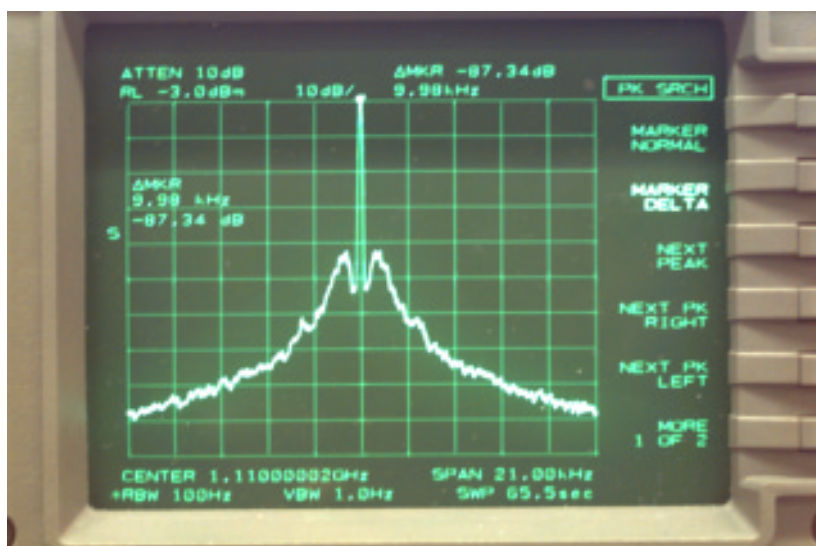
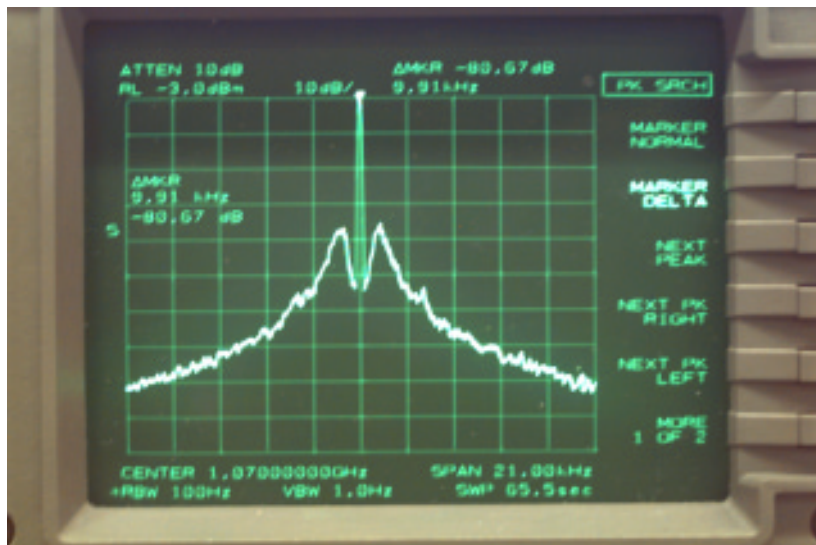


-92 dBc/Hz vid 1070 MHz och -98 dBc/Hz vid 1110 MHz är ett resultat som är väsentligt

mycket bättre än den första mätningen, men fortfarande en bit ifrån kravet på -100 dBc/Hz . Tittar man i datablad som visar kurvor över fasbrus noterar man fort att de kurvorna knappast liknar dem som presenterats här.

För att minska osäkerheten i mätningarna, tas ett medelvärde av ett stort antal mätningar. En annan metod, som i slutändan ger samma resultat, är att mäta fasbruset med en högre bandbredd än 1 Hz — säg 100 Hz . I det senare fallet måste man dock kompensera det uppmätta värdet med -20 dBc/Hz .

Följande bilder visar mätningar med en bandbredd om 100 Hz , eftersom motsvarande mätning vid 1 Hz , utförd 100 ggr , skulle ta över två timmar².



De slutliga värdena för fasbruset hamnade alltså till sist på $-100,7 \text{ dBc/Hz}$ för 1070 MHz och $-107,3 \text{ dBc/Hz}$ för 1110 MHz . Mindre marginal är nog svårt att tänka sig.

2. Däremot verifierades självklart att båda metoderna gav samma resultat i ett smalare frekvensområde.

5.2. Problem

När kortet under 2003 fullt bestyckat och klart började användas under mera verkliga förhållanden (om än bara i labbet), visade det sig att fasen på utsignalerna inte höll måttet. Fasbruset var visserligen ungefär som de utvärderingar den här rapporten visar på, men signalerna “hoppade till” ibland, ungefär som om PLL:en tappade låsningen. För vissa oscillatorer hände detta flera gånger per sekund.

Problemet visade sig bero på en felkonstruktion. Som exempel används oscillator 3 (se avsnitt A.8, *Oscillator 3*, på sidan 51), men felet gäller alla kanaler.

Efter VCO:n (VCO6) sitter en 10 dB-dämpare (de fyra motstånden) samt en förstärkare (A7) som fungerar som isolation och skyddar VCO:n dels från transienter från omkopplarna, dels från rippel från PLL:ens divisionskretsar (Fin1 på ben 6). Så långt allt väl. Misstaget var att även PLL:ens Fin1 måste skyddas från transienter och att kapacitansen C213 inte på långa vägar räcker till för detta. En extra dämpsats och ytterligare en förstärkare för varje kanal borde ha funnits med i konstruktionen.

När omkopplarna slår om uppstår en avtagande likspänningskomponent på utgångarna, som illustreras i omkopplingsfiguren i föregående avsnitt (se avsnitt 5.1.4, *Omkopplingstid*, på sidan 35). Samma fenomen uppstår även innanför omkopplarna, men ännu mer markant. Här är likspänningskomponenten betydligt större än amplituden på växelspänningskomponenten, vilket gör att PLL:en helt tappar låsningen.

Genom att införa isolering även mellan omkopplarna och PLL:en kunde dock konstruktionen fås att fungera som det var tänkt.

5.3. Förslag på förbättringar

Det finns uppenbarligen en del saker som skulle kunna göras bättre. Här följer några förslag.

- PLL:en måste skyddas från transienter från omkopplarna. (Detta är redan genomfört.)
- Matningsspänningen måste filteras mycket bättre för att minska problemen med +15 V-spänningen (se avsnitt 5.1.6, *Fasbrus*, på sidan 37).
- Fasbrusprestandan ligger precis på gränsen av vad som är acceptabelt. Man borde undersöka varför så är fallet, trots att VCO:erna är specificerade till nästan 10 dBc bättre.
- Som nämndes i avsnitt 4.3.2, *PLL-programmering*, på sidan 30 är databussen direktkopplad till PLL:ernas Data-ingång. Detta betyder att digital trafik på databussen smyger sig in på kortet, förbi VCO:erna, även när kortet inte är adresserat. I en analog konstruktion med relativt höga krav på fasbrus och stabilitet är det högst olämpligt att låta digitala signaler vara aktiva helt i onödan, varför dessa borde buffras av styrlogiken precis som Clock och Enable.

Vidare borde analog och digital elektronik vara betydligt mer separerad från varandra än vad som nu är fallet. Separata jordplan och spänningsmatningar är nog ett minimikrav. Även skärmburkar borde nog ha använts.

5.4. Slutord

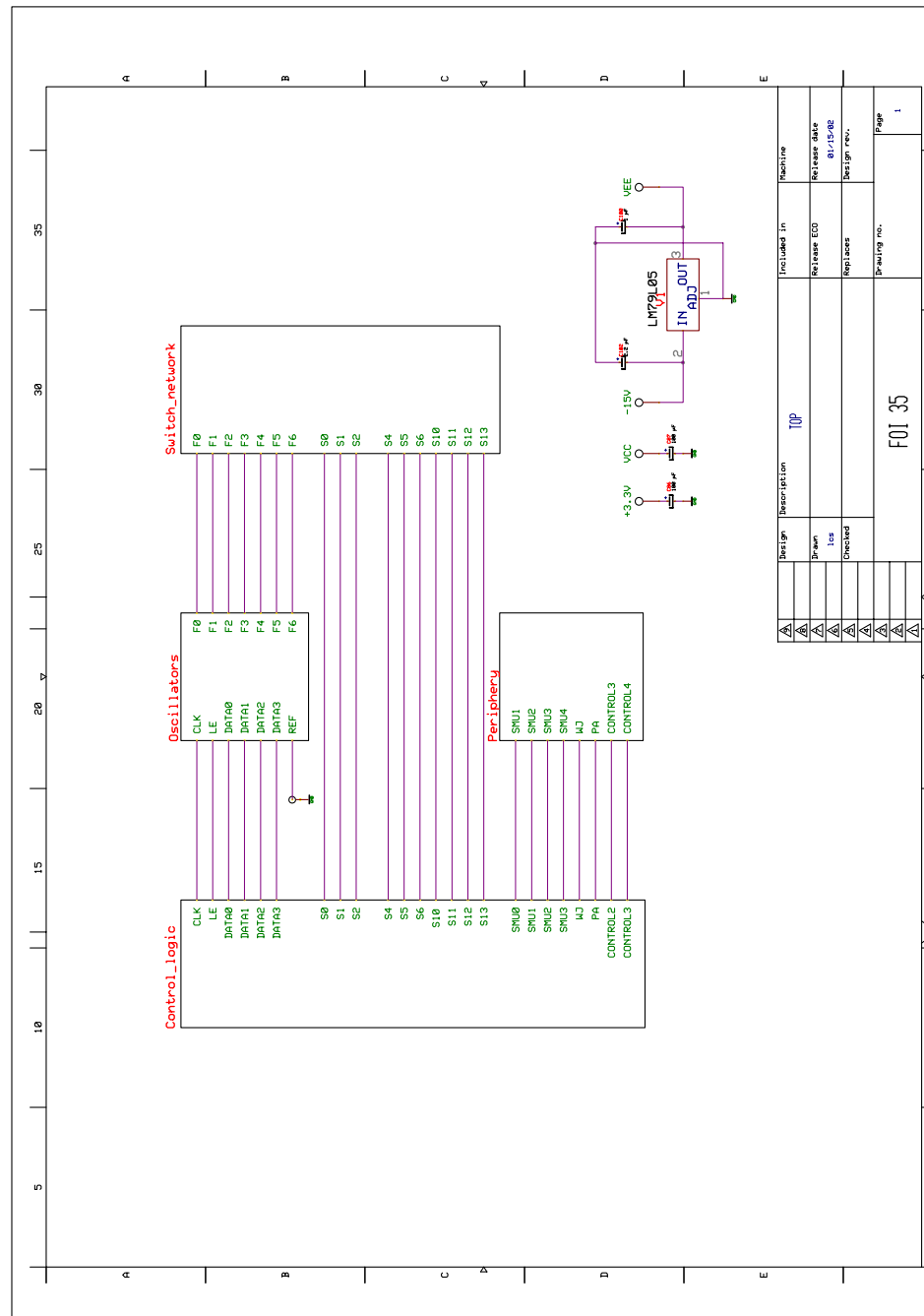
Senare i år (2003) kommer, om allt går planenligt, kortet att användas i ett skarpt flygprov. Jag ser fram emot att få reda på hur kortet presterar under verkliga förhållanden.

Förhoppningsvis blir resultaten tillräckligt bra för att FOI ska kunna använda det fler gånger i framtiden och därmed, som förhoppningarna var, kunna ersätta CARABAS med LORA och koncentrera all forskning och utveckligt på den senare.

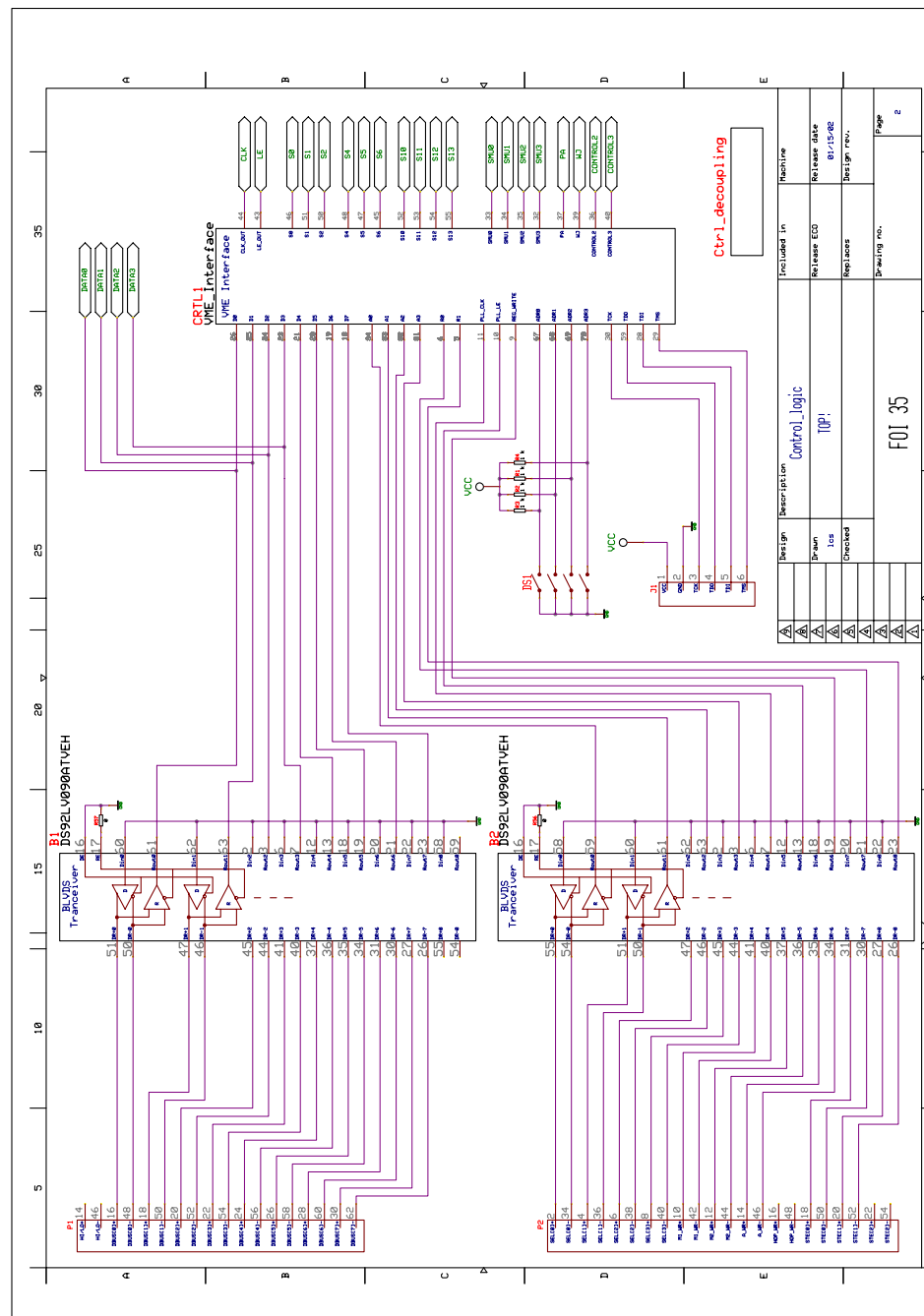
Sammanfattningsvis har det varit ett intressant projekt att få arbeta med och jag har lärt mig väldigt mycket. Man får kanske inte så många tillfällen att själv få genomföra ett projekt från idéstadiet via design, implementation, tillverkning och utvärdering. Dessutom har projektet omfattat många olika delområden såsom schemaritning, layoutarbete, VHDL-programmering, C-programmering, BASIC-programmering (!) och dokumentering.

Förhoppningsvis har även du som läsare fått något i behållning.

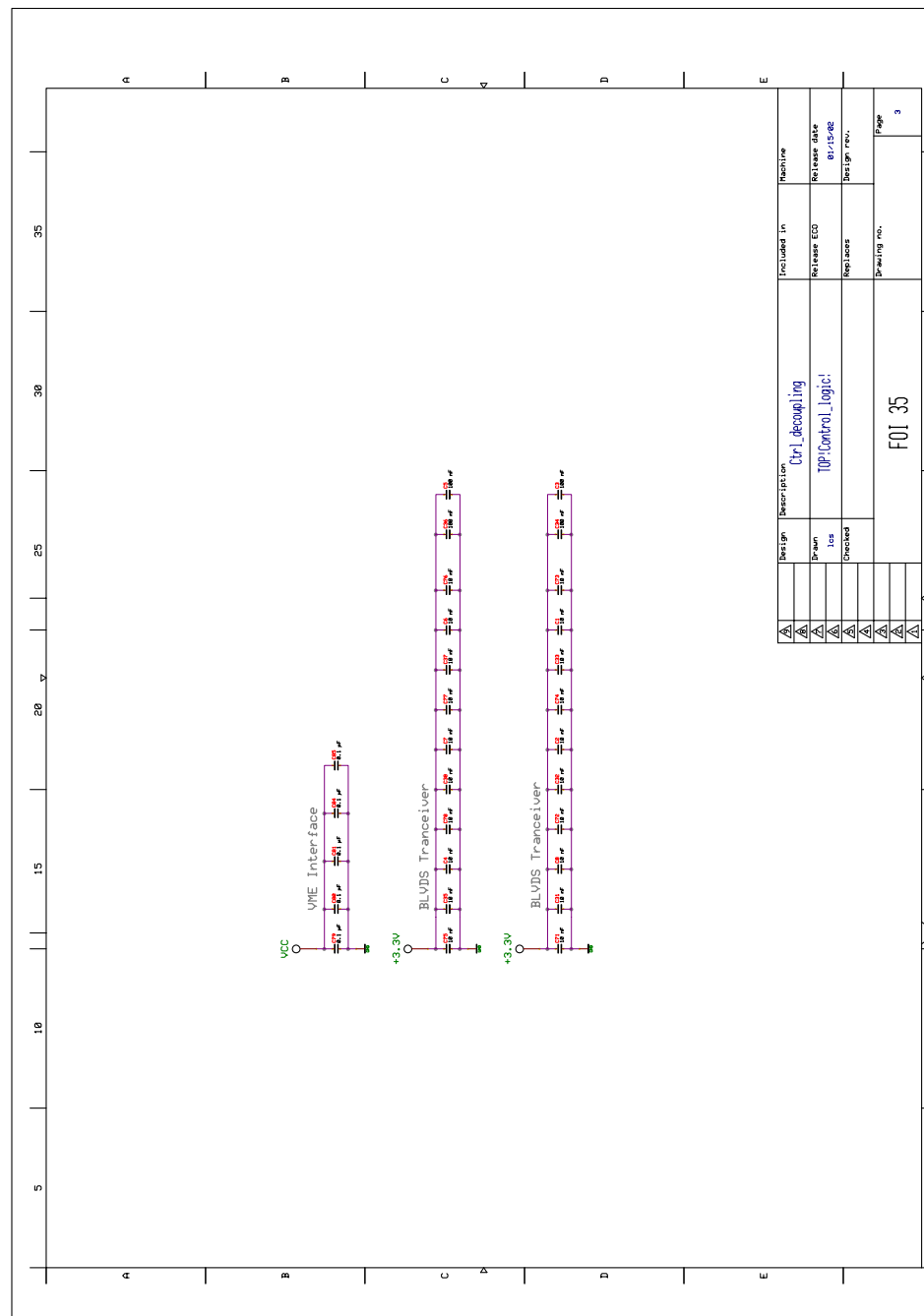
A.1. Översikt



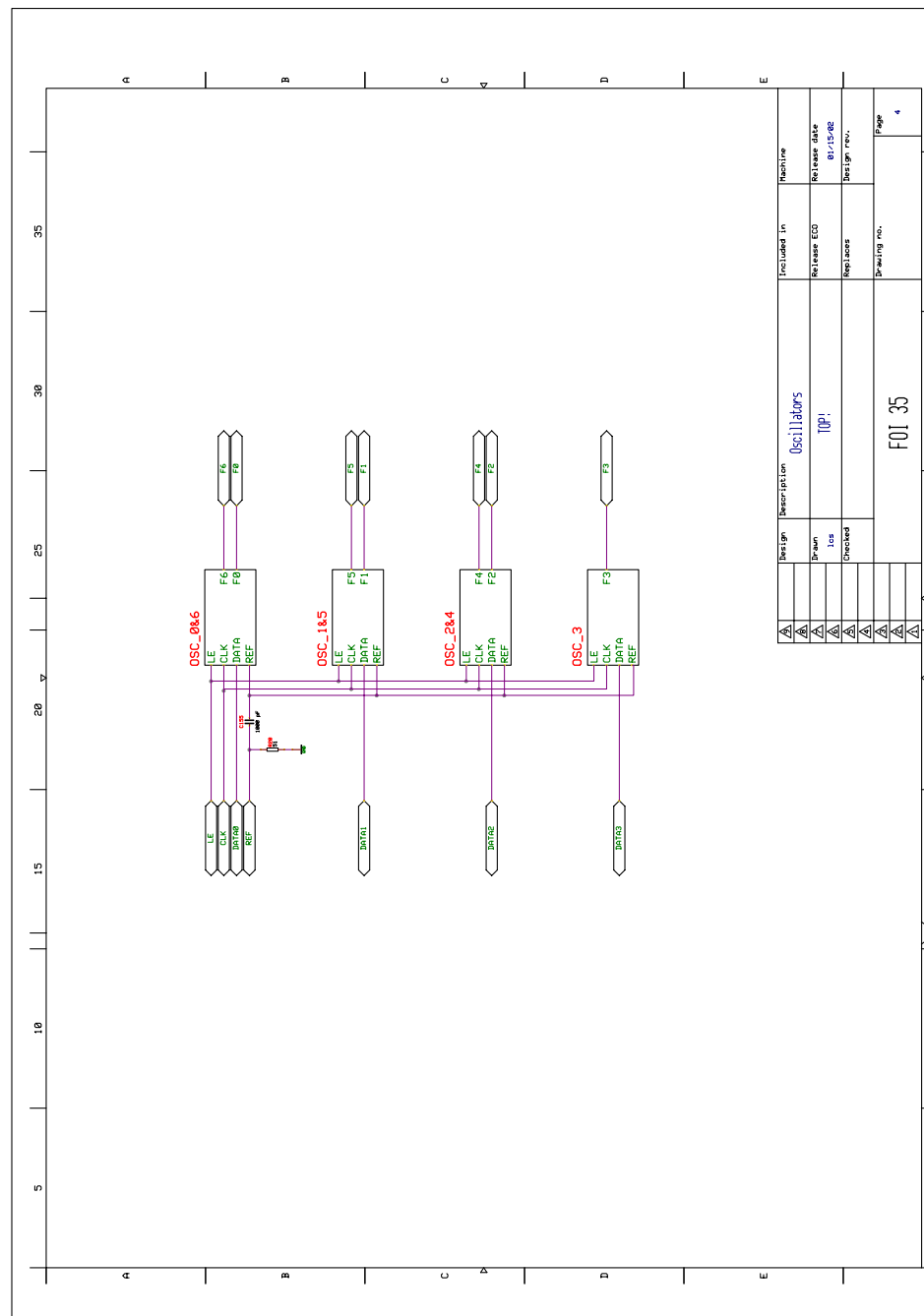
A.2. Styrlogik



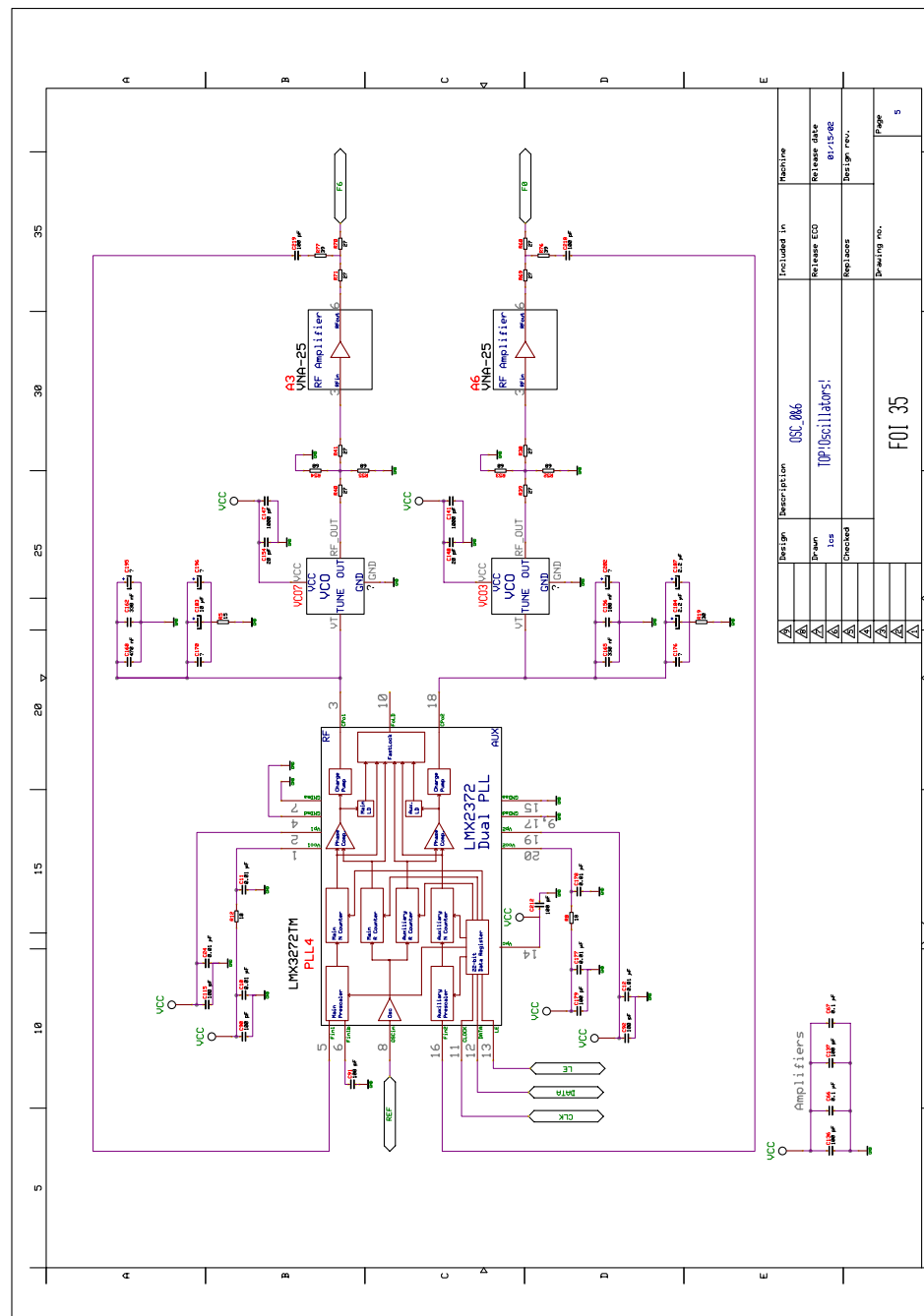
A.3. Avkopplingskondensatorer för styrlogik



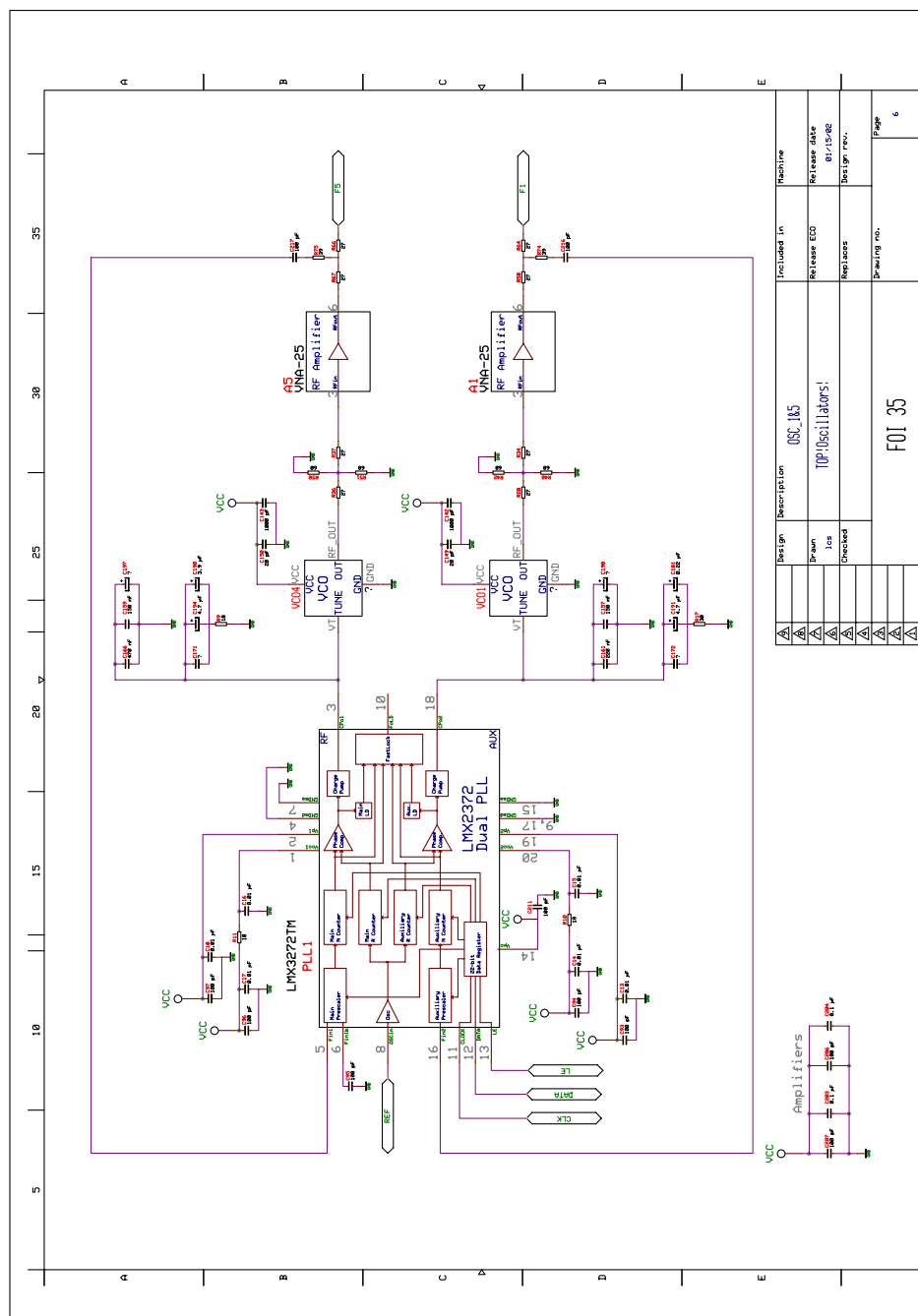
48



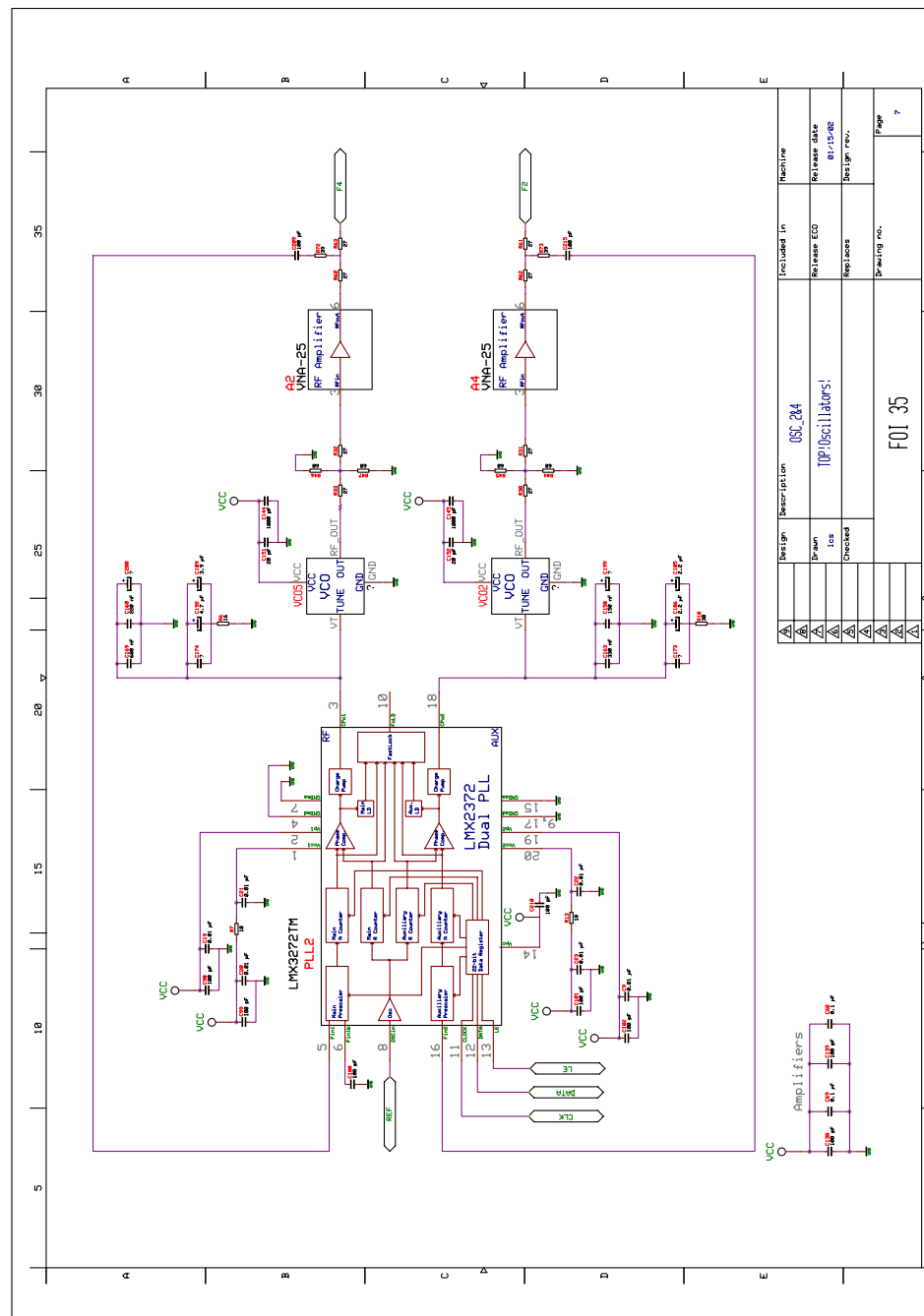
A.5. Oscillator 0 och 6



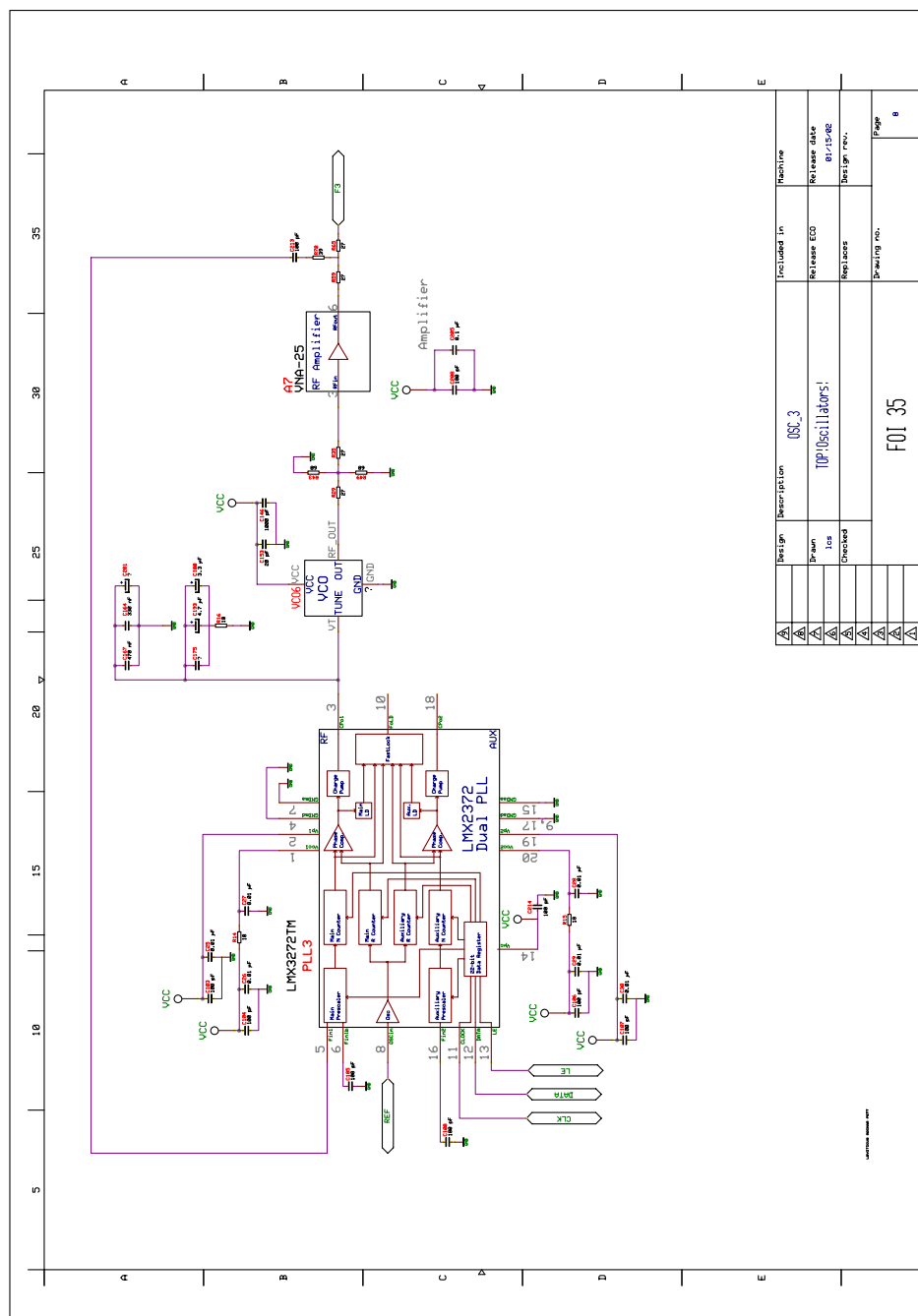
A.6. Oscillator 1 och 5



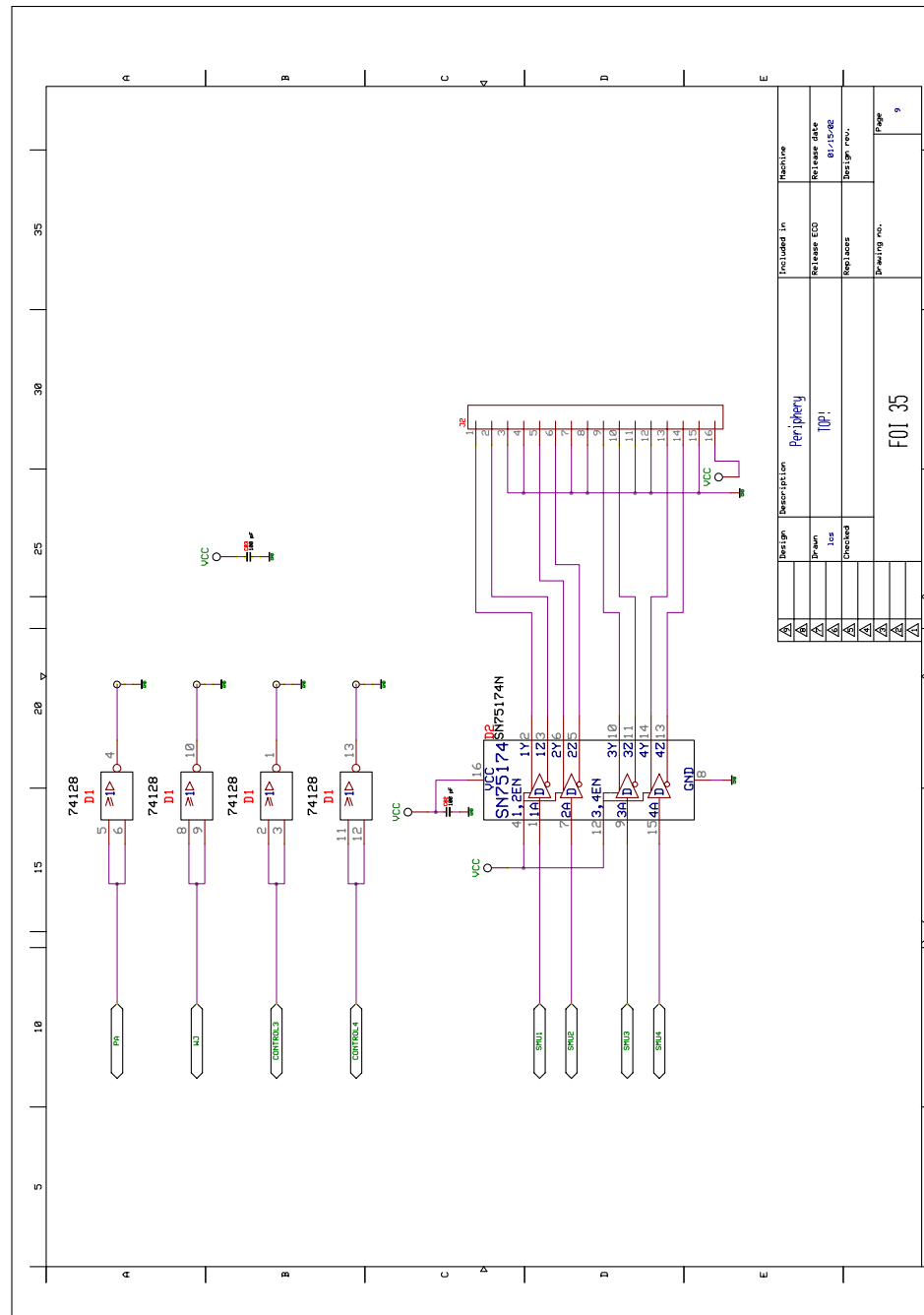
A.7. Oscillator 2 och 4



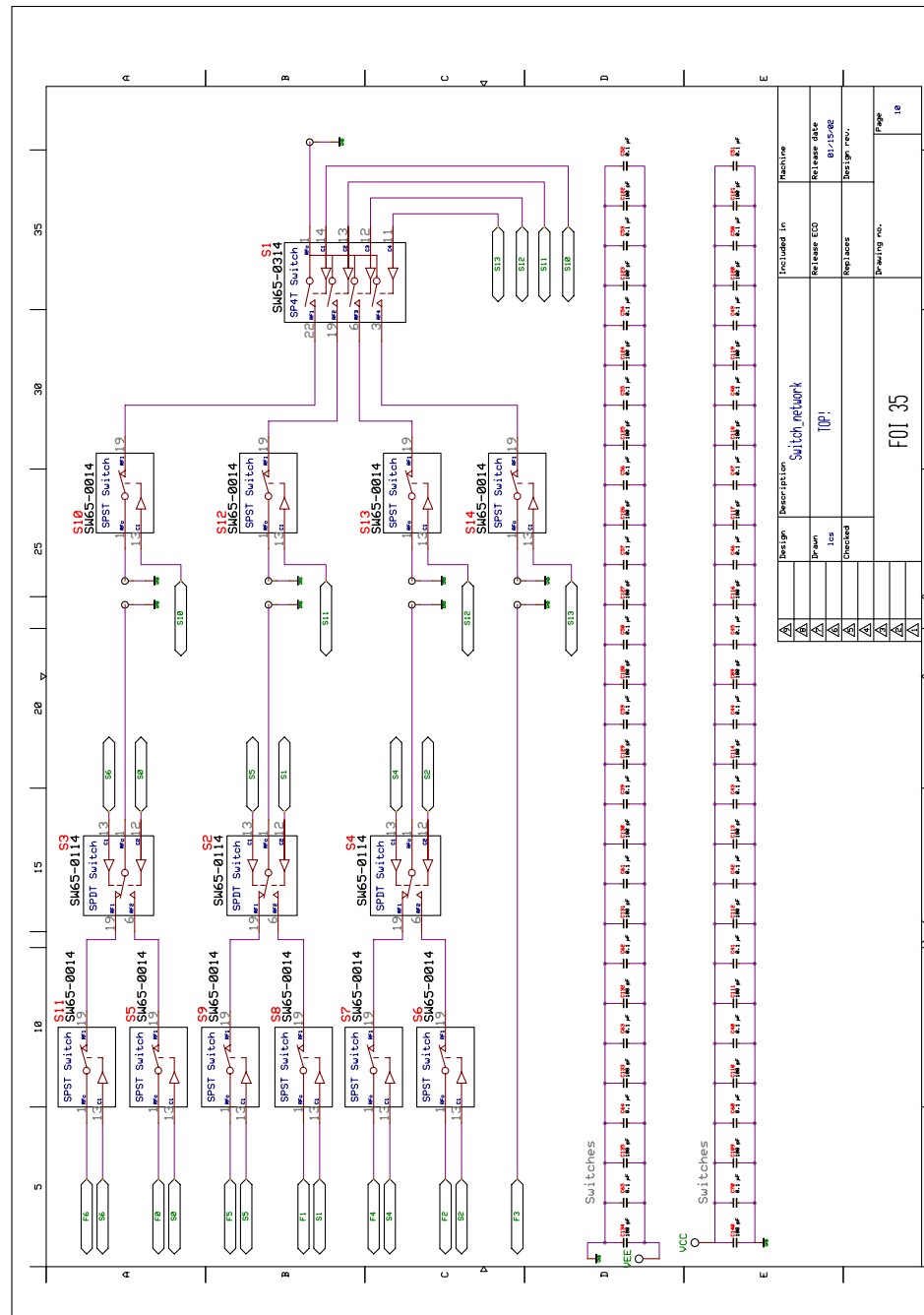
52



A.9. Periferigränssnitt

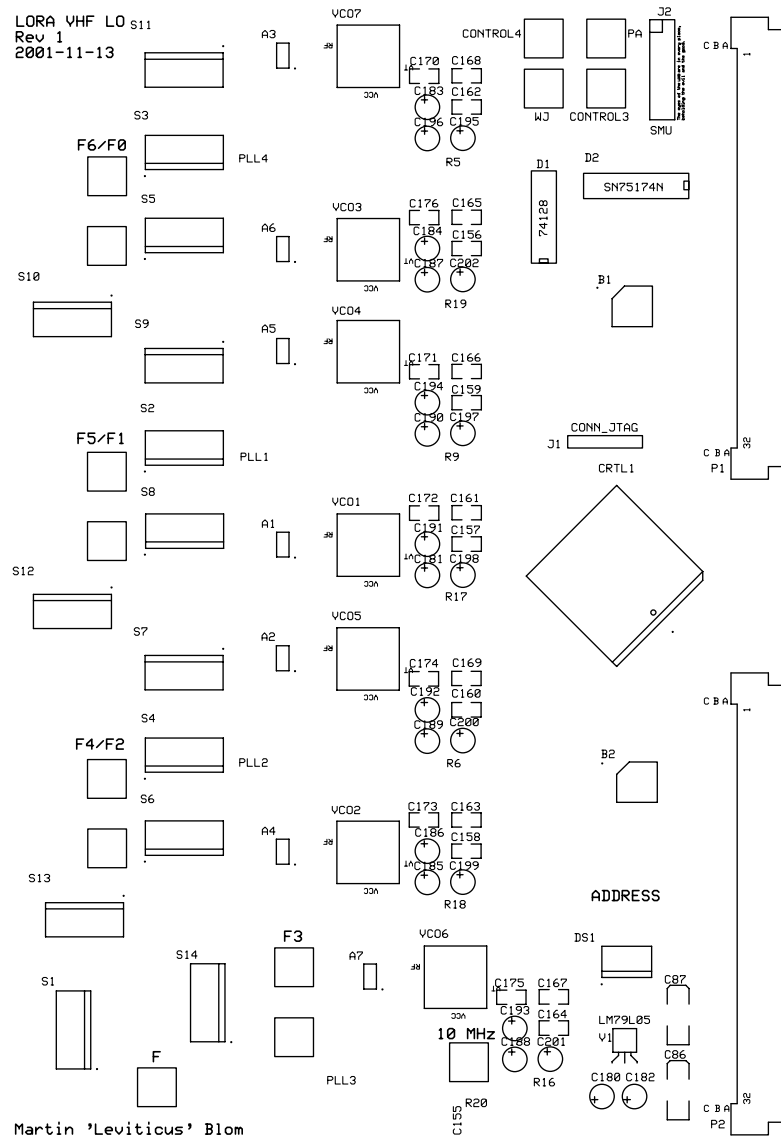


A.10. Omkopplingsnät

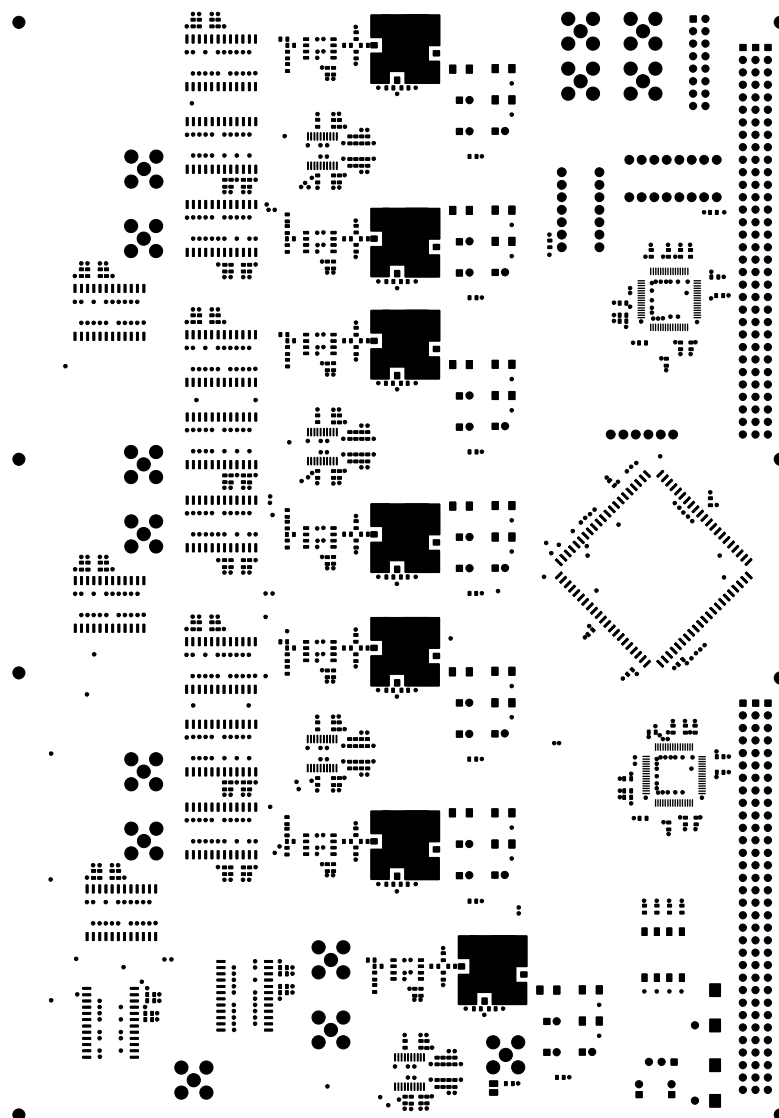


Appendix B. Kortlayout

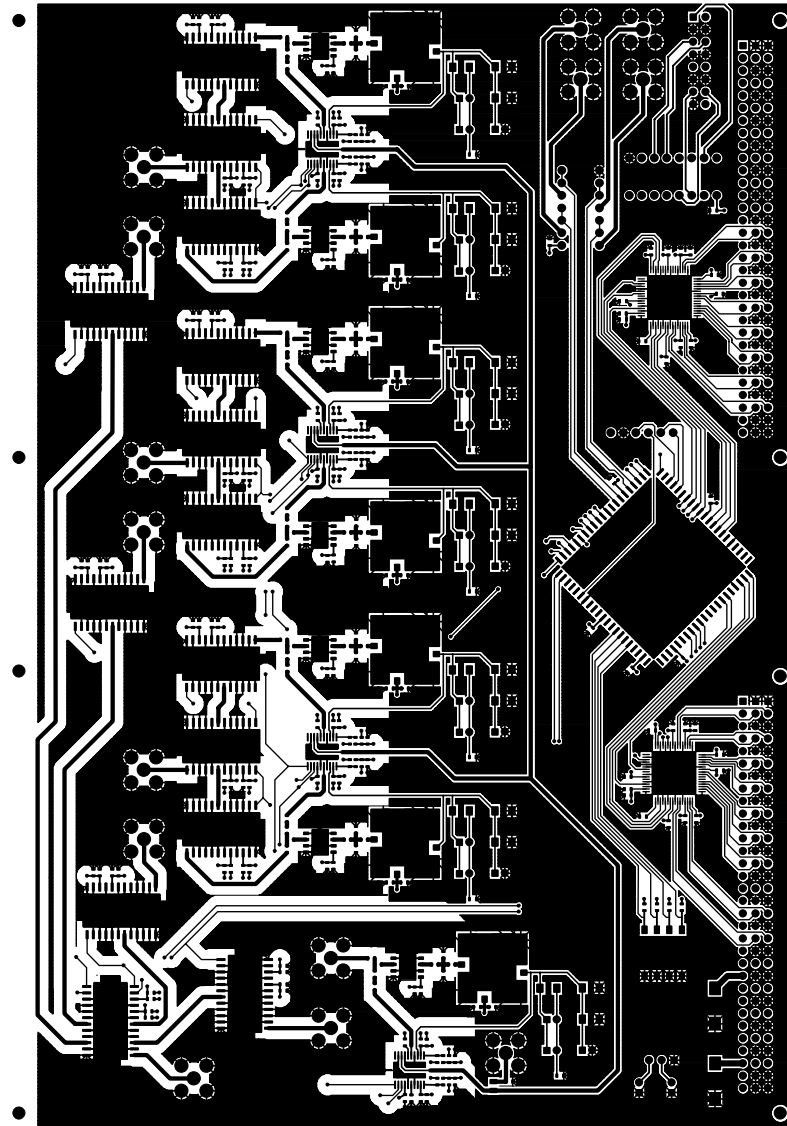
B.1. Silkscreen



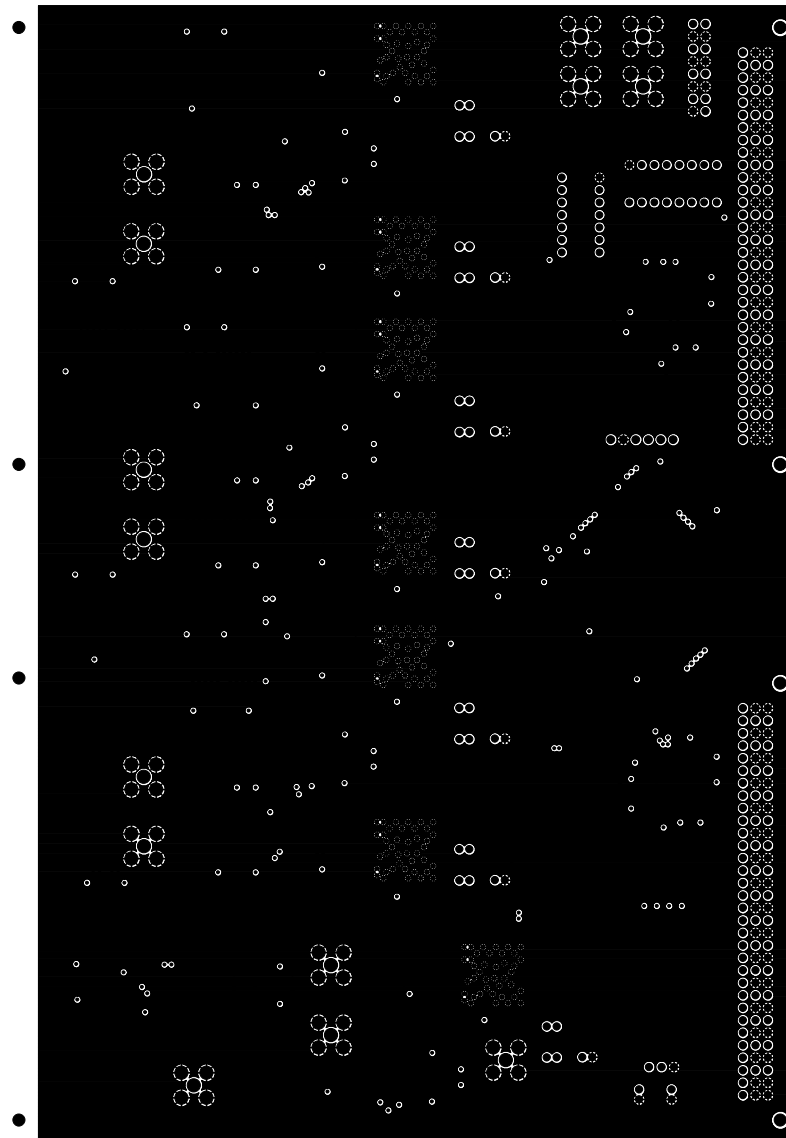
B.2. Lödmask (ovansidan)



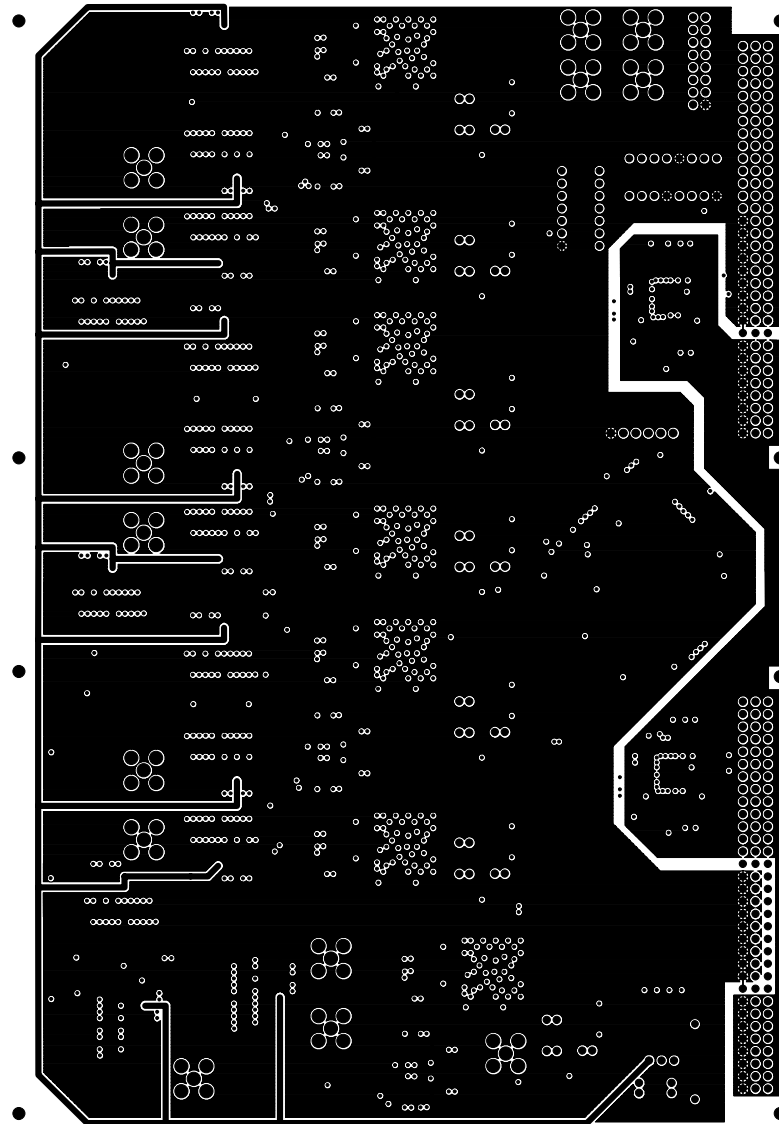
B.3. Signaler (ovansidan)



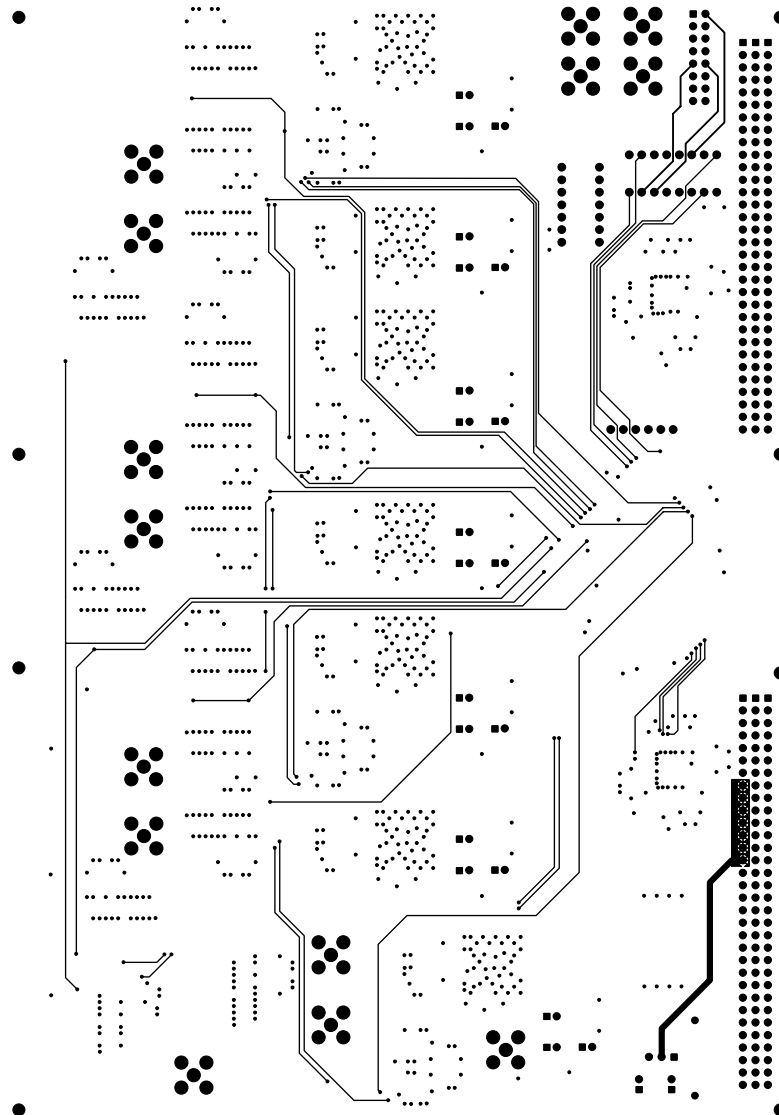
B.4. Jordplan



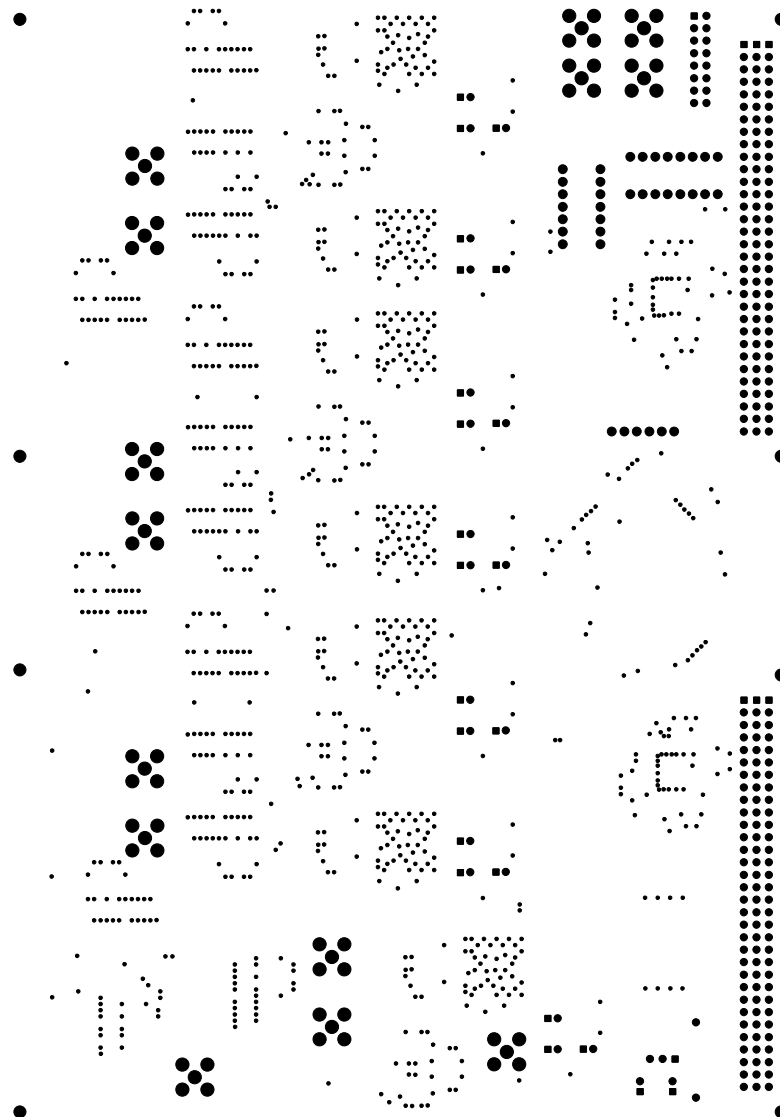
B.5. Spänningsplan



B.6. Signaler (undersidan)



B.7. Lödmask (undersidan)



Appendix C. VHDL-kod

C.1. vme_interface.vhdl

Koden nedan är den som sköter kommunikationen mellan övrig elektronik på kortet och resten av systemet.

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
-- use ieee.std_logic_unsigned.all;

-- vme_interface

entity vme_interface is
    port( dbus      : in std_logic_vector( 7 downto 0 );    -- Data bus
          abus      : in std_logic_vector( 3 downto 0 );    -- Address bus
          reg        : in std_logic_vector( 1 downto 0 );    -- Register

          address    : in std_logic_vector( 3 downto 0 );    -- Address decode

          pll_clk     : in std_logic;                        -- PLL Clock
          pll_le      : in std_logic;                        -- PLL Load enable
          reg_write    : in std_logic;                        -- Set switches

          clk_out     : out std_logic;                        -- To PLL CLK lines
          le_out      : out std_logic;                        -- To PLL LE lines

          s0          : out std_logic_vector( 5 downto 0 );    -- Switch 6-0 on/off
          s1          : out std_logic_vector( 3 downto 0 );    -- Switch 0/6, 1/5
                        -- 2/4 and 3 on/off
          smu0        : out std_logic;                        -- SMU control
          smu1        : out std_logic;                        -- SMU control
          smu2        : out std_logic;                        -- SMU control
          smu3        : out std_logic;                        -- SMU control
          pa          : out std_logic;                        -- PA control
          wj          : out std_logic;                        -- WJ control
          control     : out std_logic_vector( 3 downto 2 )    -- Unused controls
        );

    -- Set default power-on values for some output signals
    attribute init: string;
    attribute init of pa      : signal is "1";
    attribute init of wj      : signal is "1";
    attribute init of control : signal is "1";
    attribute init of smu0    : signal is "1";
    attribute init of smu1    : signal is "1";
    attribute init of smu2    : signal is "0";
    attribute init of smu3    : signal is "0";

    -- Make switch signals switch slower and with less noise
    attribute slow : string;
    attribute slow of s0: signal is "true";
    attribute slow of s1: signal is "true";

end vme_interface;
```

```

architecture dataflow of vme_interface is
    signal cs : std_logic;
    signal is0 : std_logic_vector( 5 downto 0 );
    signal is1 : std_logic_vector( 3 downto 0 );
begin
    cs      <= '1' when( abus = address ) else '0';

    clk_out <= pll_clk when( cs = '1' ) else '0';
    le_out  <= pll_le  when( cs = '1' ) else '0';

    with dbus select
    is0 <= -- Turn off all switches:
           "000000" when "00000000",
           -- Select one of seven signals:
           "000001" when "00000001",
           "000010" when "00000010",
           "000100" when "00000011",
           "000000" when "00000100",
           "001000" when "00000101",
           "010000" when "00000110",
           "100000" when "00000111",
           -- Select three of seven signals:
           "000111" when "00001000",
           "111000" when "00001001",
           -- Any other value is illegal:
           "000000" when others;

    with dbus select
    is1 <= -- Turn off all switches:
           "0000" when "00000000",
           -- Select one of seven signals:
           "0001" when "00000001",
           "0010" when "00000010",
           "0100" when "00000011",
           "1000" when "00000100",
           "0100" when "00000101",
           "0010" when "00000110",
           "0001" when "00000111",
           -- Select three of seven signals (unused):
           "0000" when "00001000",
           "0000" when "00001001",
           -- Any other value is illegal:
           "0000" when others;

    process( cs, reg_write )
    begin
        if rising_edge( reg_write ) and cs = '1' then
            if reg = "00" then
                s0 <= is0;
                s1 <= is1;
            elsif reg = "01" then
                control <= not dbus( 7 downto 6 );
                wj      <= not dbus( 5 );
                pa      <= not dbus( 4 );
                smu0     <= dbus( 0 );
                smu1     <= dbus( 1 );
            end if;
        end if;
    end process;
end architecture;

```

```
                smu2    <= dbus( 2 );
                smu3    <= dbus( 3 );
            end if;
        end if;
    end process;
end dataflow;
```


Referenser

- [1] *Fundamentals of Quartz Oscillators — Application Note 200-2*, 1997
- [2] *Analog Integrated Circuit Design*, David A. Johns och Ken Martin, 1997. ISBN 0-471-14448-7
- [3] *Understanding Radar Systems*, Simon Kingsley och Shaun Quegab, 1992 1999, SciTech Publishing, Inc.. ISBN 1-891121-05-7
- [4] *LMX2370/LMX2371/LMX2372 — PLLatinum Dual Frequency Synthesizer for RF Personal Communications*, Juli 2000, National Semiconductor
- [5] *Local Oscillator Interface Design Specification*, 1999-06-17, Per Magnusson, 1999-11-01 EPACT Technology AB
- [6] *The complete RF technicians's handbook*, Cotter W. Sayre, 1998 PROMPT Publications. ISBN 0-7906-1147-3
- [7] *Electronic Circuits*, Donald L. Schilling och Charles Belove, 1989, 1979, 1968. ISBN 0-07-100602-8
- [8] *Solid State Electronic Devices*, Ben G. Streetman, 1995. ISBN 0-13-436379-5

Ordförklaringar

blandare

Det finns två sorters blandare (eng. *mixer*): summerande och multiplicerande. En summerande blandare adderar två (eller flera) signaler; utsignalen är en superposition av insignalerna. Sett i frekvensplanet läggs insignalernas spektra helt enkelt ihop. En multiplicerande blandare multiplicerar insignalerna med varandra. Om två rena frekvenser a och b multipliceras med varandra, är resultatet två helt nya frekvenser: $a - b$ och $a + b$. För mer information om blandning, se avsnitt 4.1.3, *Frekvensblandning*, på sidan 19.

D/A-omvandlare

En krets som omvandlar digitala signaler till analoga. Ofta fungerar de på sådant sätt att ett heltal, mellan säg 0 till 255 för en åttabits D/A-omvandlare, omvandlas till en viss spänning, säg 0 till +5 volt. (Talområdet 0–255 ger ju 256 olika nivåer, vilket råkar vara just 2^8).

dBc

Står för *decibel below carrier* och betecknar helt enkelt en signals styrka, mätt i dB, relativt en annan (ofta en bärvåg — c:et i dBc står just för engelskans ord för bärvåg, *carrier*).

dBm

Ett effektmått. SI-enheten för effekt är watt (W), men i många sammanhang är 1 W jobbigt mycket. dBm är en logaritmisk skala baserad på 1 mW (därav m:et i dBm) och definieras som

$$dBm = 10 \log \left(\frac{P}{0,001} \right)$$

där P är effekten i watt. 0 dBm är alltså samma sak som 1 mW och 30 dBm motsvarar 1 W.

Fouriertransformer

En signal (exempelvis ett inspelat ljud på en CD-skiva) kan representeras på flera olika sätt. Ett är att lagra variationer som funktion av tiden, vilket också är hur musik lagras på CD-skivan. Ett annat är att lagra variationer som funktion av frekvens. Båda sätten är ekvivalenta och använder lika mycket resurser. För att omvandla mellan dessa två olika representationer kan man använda en fouriertransform, som helt enkelt är en matematisk omvandling av tidssignalen. Den inversa fouriertransformen kan användas för att gå tillbaka till tidsrepresentationen från frekvensrepresentationen.

LORA

LORA är en förkortning som står för "*low frequency radar*", vilket är ett radarsystem som FOI håller på att utveckla. Se avsnitt 2.2.2, *LORA*, på sidan 9 för mer information.

Matlab

Ett mycket vanligt och ofta använt matematikprogram. Det finns även några fria plagiat av Matlab, där *GNU Octave* kanske är det mest välkända.

Nyquist

Harry Nyquist, född i Sverige men verksam i USA fram till sin död 1976, är mest känd för sitt samplingsteorem, som säger att om man samplar ("digitaliserar") en periodisk signal med minst dubbel så hög sampeltakt som signalens frekvens, går ingen information förlorad, utan den ursprungliga signalen kan senare återskapas fullständigt.

MEMS

Står för *Micro-Electro-Mechanical Systems* och är ett sätt att bygga extremt små "mekaniska" system såsom omkopplare. I jämförelse med elektroniska omkopplare har MEMS-baserade konstruktioner bättre prestanda vad gäller linjäritet, isolation och reflektioner, men är i gengäld långsammare.

passband

Det frekvensområde ("band") där ett filter inte påverkar insignalen nämnvärt (d.v.s. det frekvensområde som "släpps igenom"). Se även *spärrband*.

spärrband

Det frekvensområde ("band") där ett filter dämpar insignalen mer än 3 dB (d.v.s. det frekvensområde som spärras). Se även *passband*.

Index

A

abus, 30
address, 30
antennlängd, 7
Aux, 28
azimut, 7
A_WR, 30

B

bandbredd, 5
 momentan, 11
BLVDS, 29
bussgränssnitt, 29

C

CARABAS, 8
clk_out, 30
Clock, 28, 30
CLV1100E, 26
CLV1150E, 26
CONTROL2, 30
CONTROL3, 30

D

DA-omvandlare, 18
Data, 28, 30
DDS, 18, 25
diod
 GaAs-, 29
 kapacitans-, 17
 PIN-, 28
 varaktor-, 17
dopplerskift, 7
DS92LV090ATVEH, 29

E

effekt, 4, 12, 27, 37
effekttäthet, 4

eko, 3
Enable, 28, 30

F

fasbrus, 12, 26, 27, 37
fasdetektor, 18, 27
 multiplikator, 19
 XOR, 19
fasläge, 11
faslåst slinga, 17, 18
frekvensband, 6
frekvensblandning, 19
 multiplicerande, 19
 summerande, 19
frekvenssvep, 6
fälteffekttransistor, 29

G

GaAs-diod, 29

H

halvledare
 intrinsisk, 28
high band, 11

I

intrinsisk halvledare, 28

K

kapacitansdiod, 17
koherens, 7
kristalloscillator, 16
kvalitetskrav, 11

L

LC-oscillator, 15
 le_out, 30
 LMX2372, 26, 27, 30
 lobvinkel, 7
 LOCI, 29
 lokaloscillator, 11
 LORA, 9
 low band, 11
 läckage, 12, 34

M

M1_WR, 30, 30
 M2_WR, 30, 30
 Main, 28
 MEMS, 28, 70
 mobilitet, 29

O

omkopplingstid, 12, 35
 oscillator
 DDS, 18
 enkel återkoppling, 15
 filter, 16
 kristall-, 16
 LC, 15
 VCO, 17
 VCXO, 17
 oscillatorkort, 11

P

PA, 30
 passband, 25
 PIN-diod, 28
 PLL, 18, 26
 pll_clk, 30
 power amplifier, 31
 prescaler, 27
 pulskompression, 6
 pulslängd, 5

R

radar, 3
 radarekvationen, 4
 reg, 30
 reg_write, 30
 relä, 28
 RS422/RS485, 31

S

SAR, 8
 SEL, 30, 30
 SMU, 31
 spuriöuser, 12, 23, 35
 spärrband, 25
 STE, 30
 SW65-0014, 29
 SW65-0114, 29
 synthetic aperture radar
 (Se SAR)

V

varaktordiod, 17
 VCO, 17, 25, 26
 VCXO, 17, 24
 vibrationer, 13

W

Watkin-Johnson, 31
 WJ, 30