

# Utveckling av DECT radiodel

Stefan Petersen

April 1998

Exjobbsrapport  
SpaceNet Communications AB, Stockholm  
och  
Kungliga Tekniska Högskolan, Stockholm

## Sammanfattning

DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunication) är en ny standard för digital, trådlös telefoni utgiven av ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Standarden baseras på TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access) samt TDD (Time Division Duplex). Radiodelen arbetar runt 2 GHz.

Arbetet gick ut på att med en ny generation högintegrerade kretsar från Philips implementera en radiodel till DECT, som hanterar demodulering och modulering av digitala bitströmmar till/från radiofrekvens. Som underlag fanns datablad och applikationsrapporter från Philips. Först krävdes en grundläggande förståelse för kretsarna, sedan skulle mikrovågssimuleringar av möjliga radiodelar göras och slutligen skulle ett schema produceras.

I rapporten presenteras först DECT i snabba ordalag för att få en förståelse vilka krav som ställs på en radiodel i DECT-systemet. Sedan beskrivs uppbyggnad och funktion av radiodelen, vilka kretsar som använts och konstruktionsval. Digitaldelen beskrivs översiktligt. Slutligen beskrivs simulerade kretsar, hur simuleringen gjordes och en jämförelse mellan simulerade och uppmätta data.

## Abstract

DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunication) is a new digital standard for digital, wireless telephony issued by ETSI (European Telecommunication Standards Institute). The standard is based on TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access) and TDD (Time Division Duplex). The carrier frequency works around 2 GHz.

The intention of the work was to implement a new generation highly integrated circuits from Philips to implement a radio aimed for DECT, which implements modulation and demodulation of digital bitstreams to/from radiofrequency. The basic foundation for this work was built on data sheets and application reports from Philips. The first step was to get a basic understanding of the circuits, then simulations on the various microwave parts were conducted and finally a schematic drawing was produced.

In the report DECT is presented first to get a basic understanding of what demands to put on a radio aimed for DECT. Then the construction and functionality of the radio is described, what circuits has been used and choice of constructions. The digital part is just given in a simple overview. Finally simulated circuits are described, how the simulation was done and a comparison between simulated and measured data is done.

# Innehåll

<b>1</b>	<b>Introduktion</b>	<b>6</b>
<b>2</b>	<b>Introduktion till DECT</b>	<b>8</b>
2.1	Standarden . . . . .	8
2.2	Tekniken bakom standarden . . . . .	8
2.3	Det fysiska lagret . . . . .	9
2.3.1	”Blindslot” tekniken . . . . .	9
2.3.2	Radiodelen . . . . .	10
2.3.3	Frekvensplanering . . . . .	11
2.3.4	Säkerhet . . . . .	11
<b>3</b>	<b>Enkel systemöversikt av DECT basstationer</b>	<b>12</b>
<b>4</b>	<b>Radiodel</b>	<b>13</b>
4.1	IF-steg och demodulering . . . . .	14
4.2	PLL-principen . . . . .	14
4.2.1	Synthesizer . . . . .	14
4.2.2	VCO . . . . .	15
4.2.3	Loopfilter . . . . .	16
4.3	Lokaloscillatorer . . . . .	16
4.3.1	RFLO . . . . .	16
4.3.2	IFLO . . . . .	16
4.4	Blandarsteg . . . . .	17
4.5	PA . . . . .	19
4.6	Ingångssteg . . . . .	19
4.7	Diversitet . . . . .	20
4.8	Spänningsmatning . . . . .	20
<b>5</b>	<b>Digitaldel</b>	<b>22</b>
<b>6</b>	<b>Hur tranceivern arbetar mot Burst Mode Controllern</b>	<b>23</b>
6.1	Frekvensinställning vid sändning . . . . .	23
6.2	Slingan under sändning/mottagning . . . . .	23
6.3	Övriga signaler under sändning och mottagning . . . . .	24

<b>7</b>	<b>Simuleringar</b>	<b>26</b>
7.1	Styrning av antennswitch och TX/RX-switch . . . . .	26
7.2	TX/RX-switchen . . . . .	27
7.3	Diversitetsswitchen . . . . .	27
7.4	Utgångssteg från PA . . . . .	29
7.5	Sändarens balanserade utgång till obalanserad . . . . .	29
<b>8</b>	<b>Mätningar och resultat</b>	<b>31</b>
8.1	Kretskortet och dess montering . . . . .	31
8.2	Utrustning . . . . .	31
8.3	Uppmätning av simulerade kopplingar . . . . .	31
8.3.1	Kopplingar . . . . .	32
8.3.2	Mätmetod . . . . .	32
8.3.3	Resultat diversitetswitchen . . . . .	32
8.3.4	Resultat TX/RX-switch . . . . .	33
8.3.5	Resultat PA utgång . . . . .	33
8.3.6	Resultat mottagarens ingångsteg . . . . .	34
8.4	Uppmätning av RFLO . . . . .	35
8.4.1	Kopplingar . . . . .	35
8.4.2	Mätmetod . . . . .	36
8.4.3	Resultat . . . . .	36
8.5	Uppmätning av IFLO . . . . .	37
8.5.1	Kopplingar . . . . .	38
8.5.2	Mätmetod . . . . .	38
8.5.3	Resultat . . . . .	38
8.6	Uppmätning av mottagare . . . . .	39
8.6.1	Kopplingar . . . . .	39
8.6.2	Mätmetod . . . . .	39
8.6.3	Resultat . . . . .	39
8.7	Uppmätning av sändare . . . . .	40
8.7.1	Kopplingar . . . . .	40
8.7.2	Mätmetod . . . . .	40
8.7.3	Resultat . . . . .	40

<b>9</b>	<b>Sammanfattning</b>	<b>41</b>
<b>A</b>	<b>Förkortningar</b>	<b>42</b>
<b>B</b>	<b>Exempel på en simuleringsfil till SuperCompact</b>	<b>43</b>
<b>C</b>	<b>Simuleringsresultat för diversitetswitchen</b>	<b>45</b>
<b>D</b>	<b>Errata för kretskort</b>	<b>46</b>

# 1 Introduktion

För att konstruera hela radiodelar till de kommersiellt tillgängliga trådlösa telefonsystemen har oftast stora halvledartillverkare chipset att tillgå. Anledningen till den ökade integreringen är att storleken på enheterna skall bli mindre. Dessutom finns det mycket pengar att tjäna genom:

- högvolymsprodukt vilket ger stora pengar trots relativt små marginaler
- enheterna blir lättare att tillverka
- kundattraktionen och status för apparaten är omvänt proportionell mot storlek, vilket gör att man kan ta mer betalt för en färdig apparat

Systemen arbetar också på en allt högre frekvens vilket gör att:

- Det blir mer krävande att konstruera då alla krestkortsbanor övergår till mikrostrips då våglängden minskar
- Effektivare att integrera då just våglängden börjar komma ner i längder som möjliggör att vissa kretslösningar kan tryckas i mönsterkortet

Den nya chipseten som kommer fram underlättar för konstruktören utan att det för den delen blir lätt. Fortfarande måste chipsen anslutas till yttre världen, externa oscillatorkretsar används, filter har/kan inte integreras, med mera. Dessutom finns olika myndighetskrav på radioutrustning, till exempel olika standarder och EMC-direktiv (Electro Magnetic Compatibility), som måste uppfyllas.

I detta exjobb har jag studerat ett chipset bestående av fyra chips från Philips designat för DECT. DECT arbetar strax under 2 GHz, vilket innebär en våglängd i fri luft på 15 cm. Trots en hög integrationsgrad krävs fortfarande yttre komponenter i form av filter, anpassningskretsar och dylikt. Integreringen i sig själv inför sina egna problem, då till exempel balansering av signalen måste införas för att inte skapa överhörning mellan signaler på chipet.

Målet med exjobbet var att konstruera ett kretskort för detta chipset från Philips och göra enklare prestandamätningar på det. Kretskortet skulle utgöra en hel radiodel för DECT samt digitalbitarna till DECT och skulle kunna verka som en basenhet/repeater. Radiodelen var huvudmålet och digitaldelarna ”slängde vi in som bonus”. Radiodelen har hand om vägen från antenn till en digital bitström och vice versa. Den digitala delen har hand protokollbiten och styr radiodelen. Digitala biten består i princip av en så kallad Burst Mode Controller (BMC) och lite minne. De största svårigheterna i den digitala biten ligger i programvaran som BMC:n exekverar och är inte intressant i detta exjobb.

Svårigheten att konstruera radiodelar är alla parametrar, okända eller kända, som hela tiden påverkar varandra. Det kan vara allt i från ledarlängder och ledarbredder på kretskort till chipens egna små egenheter. Även om det finns färdiga konstruktioner att tillgå, är det svårt att känna alla parametrar innan man själv satt sig in i konstruktionen genom till exempel simuleringar och mätningar. Så målet för exjobbet var i princip tvåfalt:

- bygga en prototyp som kunde användas för vidare utvärdering
- att tillföra kunskap om DECT-radioteknik i allmänhet och Philips chipset i synnerhet.

Arbetet började med att med att jag studerade tillgängliga datablad och applikationsexempel. Jag studerade även en del av de DECT-standarder som är aktuella i detta fall för att förstå tekniken. De filter-och anpassningskopplingar som kunde simuleras simulerades i SUPERCOMPACT . De kopplingar som inte kunde simuleras var antingen olinjära (klarar inte simuleringssprogrammet av), omöjliga att bygga en modell av eller så var det både och. De delar jag inte simulerade fick jag ta komponentvärden ur datablad och applikationsexempel. Ur detta gjorde jag ett schema som jag caddade in ett cadprogram som heter CADINT. Schemaunderlaget skickades till ett CAD-företag som caddade ett kretskort. Kretskorten tillverkades och, efter montering, jag fick chansen att göra enklare mätningar för att kunna jämföra med mina simuleringresultat.

## 2 Introduktion till DECT

DECT är en europeisk standard för trådlös digital överföring av främst telefoni. Från början var DECT en förkortning av ”Digital European Cordless Telecommunication”, men har genom en mer global spridning blivit en förkortning av ”Digital Enhanced Cordless Telecommunication” [11].

### 2.1 Standarden

DECT standarden har skapats av arbetande kommittéer från European Telecommunications Standards Institute (ETSI) där alla större Europeiska telekommunikationsorganisationer och -tillverkare ingår. Standarden gavs ut av ETSI 1992. ”Guidelines” och rekommendationer för implementering publiceras som ETSI Technical Reports (ETR); tvingande implementerings- och prestandakrav listas i Common Technical Regulations (CTR).

Aktuella ETR och CTR:

- ETS 300 175-[1-9] Nio delar.
- ETS 300 176
- ETR 015
- ETR 043
- ETR 0560

Från början planerades DECT att vara en teknologi för att kunna ge företag en trådlös infrastruktur vad gäller telekommunikationer. I standarden finns därför tjänster definierade såsom fax, ISDN, video, X.25 och LAN [1]. Genom den snabba tillväxten i Östeuropa och Asien har inriktningen på DECT-utvecklingen kommit att bli RLL-applikationer (Radio in the Local Loop)[4] genom diverse utökningar av standarden.

### 2.2 Tekniken bakom standarden

DECT-standarden är indelad i olika lager enligt den så kallade ISO-OSI-modellen. De nedersta lagren (fysiska lagret och dess närliggande lager) är det samma för alla DECT-applikationer. När man kommer högre i lagren kan man välja olika lösningar beroende på om skall ha en ”hemma-DECT”, kontors-DECT eller en DECT med mobilitet (vilket motsvarar dagens mobiltelefoner). Se även kapitel 3.

Följande fyra lager är definierade i DECT som motsvarar lager 1-3 i OSI-modellen [11]:



1. Nätverkslagret. Detta lager är liknande ISDN nivå 3.
2. Datalänkslagret (DLC, Data Link Control). Detta lager ansvarar för dataanslutningen för nätverkslagret.
3. Media access lagret (MAC, Media Access Control). Här väljs de fysiska kanalerna. Detta lager hanterar också multiplex/demultiplex av kontrollinformation till högre lager och felkontroll.
4. Fysiska lagret hanterar tidsluckor och frekvensallokering.

Vi behandlar endast för det fysiska lagret då detta exjobb är fokuserat kring detta.

## 2.3 Det fysiska lagret

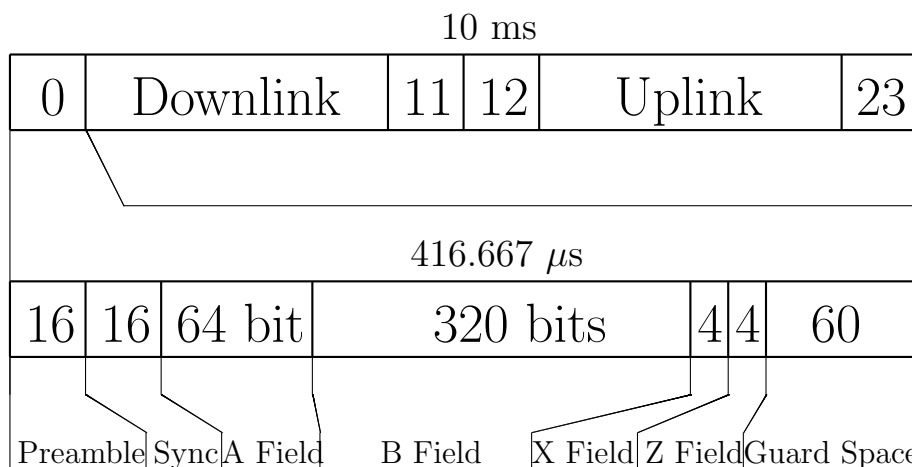
Det fysiska lagret består av radiodelen samt tidsluckespecifiering. ETS 300 175-2 är den standard som specificerar det fysiska lagret.

Frekvenser	10 kanaler mellan 1880-1900 MHz
Kanalseparation	1.728 MHz
Bithastighet	1.152 Mbit/s
Sändareffekt	250 mW (topp)/10 mW (medeleffekt)
Mottagare	Känslighet minst -83 dBm vid BER=0.001
Modulation	GFSK med BT=0.5
Frametid	10 ms
Tidsluckor/frame (slot)	24 stycken; 12 åt vardera hållet
Nettobithastighet (en slot per frame)	32 kbit/s

För att sända information i luften används en kombination av FDMA, TDMA och TDD. FDMA väljer en av 10 kanaler mellan 1880 MHz och 1900 MHz. TDMA-tekniken delar upp dessa bärarfrekvenser i 24 ramar (eng. frames). Dessa 24 ramar delas sedan med TDD så att de första 12 tidsluckorna (eng. slot) används för att kommunicera från basstation till mobil och de resterande 12 tidsluckorna används för att kommunicera från mobil till bas (se figur 1).

### 2.3.1 "Blindslot" tekniken

Detta innebär att det finns 120 tillgängliga duplex kanaler och att ingen radiodel någonsin både sänder och mottager samtidigt, så kallad halv duplex eller TDD (Time Division Duplex).



Figur 1: DECT TDMA/TDD frame och slotstruktur

För en basenhet kan det innebära problem om flera samtal är uppkopplade samtidigt då varje telefon ligger på olika frekvenser och närliggande tid-sluckor. Från en tidslucka till nästa skall basen hinna byta frekvens. Då frekvensgenereringen är PLL-baserad (se 4.2) hinner inte basen till nästa frekvens i nästa tidslucka. För att lösa detta kan man göra två saker:

1. Man kan ha två PLL:er och låta PLL:erna ta varannan tidslucka. Denna teknik används i mer avancerade basstationer.
2. Man kan införa begreppet "blind slot", vilket är gjort i DECT. "Blind slot" innebär att man bara kan använda varannan tidslucka och då får så kallad "half-slot structure" jämfört med "full-slot structure".

### 2.3.2 Radiodelen

Genom FSK-modulering blir kraven på sändar- och mottagarstegens linjär-itet inte så höga ( $\text{FSK} \approx \text{FM}$ ). Man kan dock inte strunta i linjäriteten helt, för då får man problem med övertoner och störningar. Men till exempel slutsteget kan arbeta i klass C, vilket ger högre effekteffektivitet.

Mottagarens känslighet skall vara -83 dBm vid Bit Error Rate (BER) på 0.001. Den siffran är inte alltför hög (relativt andra mottagare), men kan vara nog så svår att uppnå i konsumentelektronik på 2 GHz.

Frekvensnoggrannheten på bärvågen skall vara minst  $\pm 50$  kHz. Detta är relativt onoggrant, vilket gör att man kan införa förenklade metoder att modulera signalen, se vidare 4.3.2 och [8].

### 2.3.3 Frekvensplanering

I DECT behövs ingen frekvensplanering [1, 11]. Ett av kännetecknen för DECT system är nämligen dynamisk kanalallokering (DCS, Dynamic Channel Selection eller DCA, Dynamic Channel Allocation). Från DECT systemets 10 tillgängliga frekvenser kan den mobila DECT enheten välja den frekvens med minst störningar på. Mobilen scannar hela tiden av frekvensbandet och håller sig på så sätt uppdaterad med frekvensmiljön. Då någon mobil enhet känner sig utstörd kan den initiera en "handover", byte av frekvens. Ur detta erhålls en högre kapacitet än med cellulära system med fast kanalallokering [1, 11].

### 2.3.4 Säkerhet

Säkerheten i ett DECT-system kan delas upp i tre delar:

1. identifiering
2. autentifiering
3. kryptering

Dessa tre delar ingår i standarden och underlättar på så sätt kommunikationen mellan olika system.

**Identifiering** Identifiering sker en gång för att försäkra sig om att mobilen finns registrerad i nätverket och tillåts bli insläppt.

**Autentifiering** Autentifiering görs innan en förbindelse är upprättad mellan basen och mobilen. Detta görs för att verifiera att mobilen och basstationen verkligen är de som de utger sig för att vara. Detta för att ingen skall kunna komma in och ringa på någon annans nät, eller vice versa.

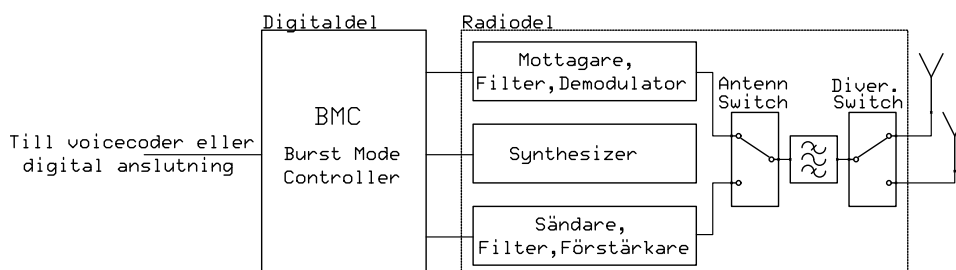
**Kryptering** Kryptering används för att kunna förhindra att avlyssning sker av pågående samtal/datatrafik. Just kryptering är inget krav och kan aktiveras/avaktiveras.

### 3 Enkel systemöversikt av DECT basstationer

DECT finns i ett antal utföranden:

- som hemma-DECT, det vill säga som trådlös telefon i hemmet. Det finns bara en bas per telefon och kopplingen mot yttrevärlden sker genom ett vanligt telefonjack.
- som kontors-DECT, en trådlös telefon för jobbet. För att slippa tråddragning och dylikt. Nu finns det flera baser för telefonen att hantera (handover). Alla baser dock är kopplade in till *en* gemensam växel, så ingen handover mellan växlar behövs.
- som ersättare/komplement till andra mobiltelefonsystem, till exempel GSM. Detta kallas "att införa mobilitet". Nu måste växeln/växlarna hålla reda på var mobilerna är, koppla samtalen mellan sig och sköta samtalsdebitering effektivt. "Buzzwords" är RAP och GAP.

Det gemensamma med de olika systemen är radiobasdelen, avbildad i figur 3. Det som sedan skiljer de olika systemen åt är (i princip) vilket interface som radiobasdelen är kopplad till. För hemma-DECT är radiobasdelen kopplad till vanliga telefonlinjen via AD/DA-omvandlare, för kontors-DECT och mobil-DECT kanske något 2 Mbit/s digitalt interface.



Figur 2: Blockschemat över basstation

I DECT finns även en repeaterteknik som är baserad på tidsluckor. Repeatern tar emot ett meddelande i en tidslucka och återutsänder meddelandet i en annan tidslucka. Då behövs inte heller interfacet mot yttre världen. För en mobil enhet måste repeatern agera bas och för en bas måste repeatern agera mobil enhet på grund av tidluckefördelningen (se 2.3).

Den enhet vi byggde passar främst som repeater, då den saknar ett passande interface för att kommunicera med andra system.

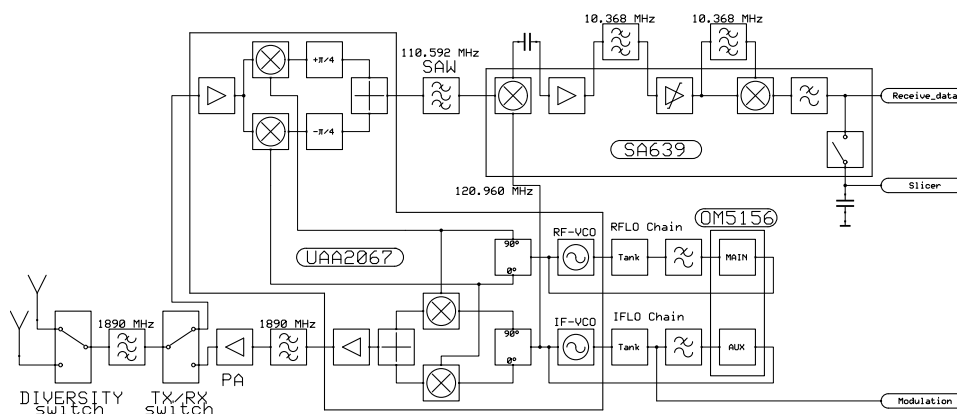
## 4 Radiodel

Mottagardelen är en så kallad ”dubbelsuper” med två mellanfrekvenser, den första på (1IF) på 110,592 MHz och den andra (2IF) på 10,368 MHz. Se blockschema figur 4. Vid mottagning (RX) filtreras och förstärks antennsignalen innan den konverteras ned till första mellanfrekvensen. Nedkonverteringen sker genom att blanda insignalen med högfrekvensoscillatorn (RFLO). Genom att använda så kallad kvadraturblandning ger denna nedkonvertering spegelfrekvensundertryckning (se vidare 4.4). Sedan passerar 1IF genom ett kanalfilter innan den konverteras ned till 2IF genom att blandas med mellanfrekvensoscillatorn (IFLO). Andra mellanfrekvensen FM-demoduleras till basband och ur basbandsignalen extraheras data.

Under sändning (TX) moduleras IFLO med Gaussfiltrerad datasignal (se vidare 4.3.2). Signalen konverteras upp genom att mixa med högfrekvensoscillator till rätt DECT-frekvens. Signalen filtreras och matas till antennen. En sänd/mottagar-switch växlar mellan sändning och mottagning.

Två faslåsta slingor (PLL) genererar lokaloscillatorsignalerna RFLO och IFLO. Under sändning är IFLO-PLL:en öppen för datamoduleringen (se vidare 4.3.2).

På basen finns det en switch för att välja mellan två antenner för så kallad ”switched diversity”. Diversiteten är endast aktiv under mottagning. Vid sändning förväljs en antenn. Diversitetsalgoritmer diskuteras i 4.7.



Figur 3: Blockschema över radiodelen

## 4.1 IF-steg och demodulering

IF-delen är baserad på kretsen SA639 från Philips och handhar hela vägen från IF till demodulerad data. Kretsen innehåller även en integrator som används vid extrahering av data.

Mellanfrekvensen på 110,592 MHz från nedblandningen filtreras i ett SAW-filter. Signalen går in i SA639 och blandas där med lokaloscillatorn för IF på 120,960 MHz, vilket genererar en andra mellanfrekvens på 10,368 MHz. Efter förstärkning filtreras denna frekvens denna gång i ett enkelt LC-filter. Tack vare blandarkonstruktionen och SAW-filtrets fina filteregenskaper räcker det enkla LC-filtret. Ett LC-filter är dessutom billigare än ett för detta ändamål dedikerat filter.

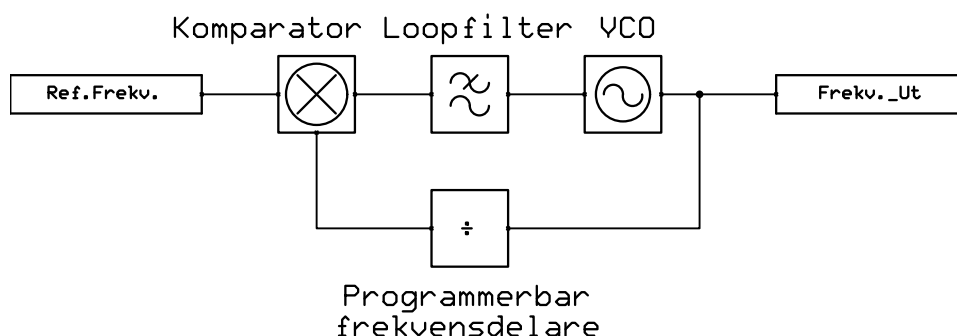
Den filtrerade 10,368 MHz-signalen går in i limiter som används för att reducera eventuell AM-modulering på bärvågen. FM-detektorn är nämligen en kvadraturdetektor som är känslig för AM-rester i bärvågen. Kvadraturdetektorn består av ett kvadraturfilter och en blandare. För att erhålla ett mått på hur stark mottagen signalstyrka är, extraheras en så kallad RSSI-signal (Received Signal Strength Indicator) ur bärvågen. RSSI används av mottagaren för att bestämma om den vill byta frekvens eller antenn vid diversitet.

## 4.2 PLL-principen

PLL (Phase Locked Loop, faslåst slinga) består huvudsakligen av en synthesizer, ett loopfilter och en VCO (se figur 4). Synthesisern (eller syntes, synt) är en programmerbar frekvensdelare, som först delar ner den inkommande oscillatorsignalen och jämför sedan denna med en intern kristaloscillator i en faskomparator. Skillnaden mellan dessa två signaler genererar en felsegnal som filteras genom ett lågpasfilter (så kallat loopfilter) så att endast en DC-nivå erhålls. Denna DC-nivå matas sedan tillbaka till oscillatoren och gör att frekvensen blir (i princip) lika stabil som kristaloscillatoren. Genom att styra delaren i synten kan man ställa in önskad frekvens på oscillatoren.

### 4.2.1 Synthesizer

Synthesisern är baserad på kretsen OM5156 från Philips och innehåller två stycken oberoende enheter. Programmeringen av båda sker på samma interface och sköts av Burst Mode Controllern (BMC). Programmeringen sker via ett tretrådsinterface och går ut på att ställa in delningstal på de olika frekvensdelarna som ingår. Felsegnalen från fasdetektorn går till en laddningspump som går att slå av och på. Vid modulering ställs nämligen laddningspumpen i högimpedivt läge för att frekvensmoduleringen inte skall



Figur 4: Blockschemat över en faslåst slinga

bli störd av återkopplingen, som ju strävar efter att hålla frekvensen stabil. I DECT fungerar denna teknik bra, då högre frekvensdrift är tillåten ( $\pm 50$  kHz) än i GSM. I GSM får en annan teknik användas [8].

#### 4.2.2 VCO

VCO (Voltage Controlled Oscillator, spänningstyrd oscillator) är en oscillator vars frekvens går att styra genom variera en styrspanning. Det är i princip en LC-oscillator där man utnyttjar att en diods kapacitans varierar med pålagd spänning. Diodtypen som är lämplig kallas varaktordiod.

En oscillator vill man skall vara så "ren" som möjligt på utgången, det vill säga fri från störningar och brus. Frekvensstabiliteten hos en frekvenssignal är ett mått på till vilken grad en oscillator bibehåller sin frekvens. Långtidsstabiliteten styrs i en PLL av noggrannheten hos referensen. Korttidsstabiliteten delas upp i två delar; diskreta frekvenser som kallas spuriöser samt slumpmässiga fluktuationer som kallas fasbrus.

Fasbruset som en VCO genererar bestäms av:

- Resonatorns Q-faktor
- Varaktordiodens Q-faktor
- Aktiva enheten i oscillatoren, oftast en transistor
- Brus från spänningsförsörjningen
- Brus från den externa avstämningsspänningen

Bidragen från (d) och (e) kan minimeras av noggrant val av spänningsmatning och, framför allt, avkopplingen av spänningsmatningen. Sedan bestäms fasbruset även av kretsens totala Q-värde. Det hela blir en avvägning mellan avstämningens bandbredd (lågt Q-värde) och fasbrus (høgt Q-värde). Mer att läsa finns i [12].

### 4.2.3 Loopfilter

Komparatorn genererar en felsignal som är skillnaden i fas mellan referensfrekvens och VCO:ns (neddelade) frekvens. Felsignalen blir följaktligen även den en frekvens som svänger på (i princip) referensfrekvensen. Komparatorns felsignal får inte nå VCO:n, som ju annars blir modulerad med felsignalens frekvens. Detta gör att man vill ge loopfiltret en hög ordning med låg brytfrekvens. Men då blir loopen långsam, det vill säga får lång insvängningstid. När man designar ett loopfilter måste man alltså göra ett avvägande mellan accepterbart brus från resterna av jämförelsefrekvensen och insvängningstiden.

Loopfiltret är den mest kritiska delen av PLL-loopen. Brus och störningar som genereras i loopfiltret modulerar VCO:n och följaktligen utsignalen. Därför föredrar man att bygga passiva filter. Aktiva loopfilter ger bättre filterprestanda, men introducerar brus och eventuella störningar. VCO:n genererar radiosignalen som sänds och kraven på utsignalens renhet är höga.

Vi har i vår design en tidslucka på  $416,667 \mu\text{s}$  på oss att byta frekvens och har ur det valt en insvängningstid på cirka  $200 \mu\text{s}$ . Jämförelsefrekvensen är  $1,728 \text{ MHz}$ , vilket är kanalseparationen för DECT.

Passiva filter kräver även färre och billigare komponenter än aktiva filter, vilket är nog så viktigt i högvolymprodukter.

För mer information om hur man beräknar loopfiltret hänvisas till [13].

## 4.3 Lokaloscillatorer

Vi har i vår krets två lokaloscillatorer som genererar RF (Radio Frequency; radiofrekvens) respektive IF (Intermediate Frequency; mellanfrekvens). Oscillatorerna är baserade på PLL-principen förklarad i 4.2.

### 4.3.1 RFLO

Hörfrekvensoscillatorn (Radio Frequency Local Oscillator, RFLO) är baserad på en oscillatorordel i UAA2067G, syntesdel i OM5156 samt ett lågpasfilter till återkopplingen. RFLO arbetar mellan frekvenserna  $1771\text{--}1786 \text{ MHz}$  (vid mottagning) samt mellan  $1760\text{--}1776 \text{ MHz}$  (vid sändning). Eftersom DECT är baserat på TDD används samma oscillator både för sändning och mottagning.

### 4.3.2 IFLO

Mellanfrekvensoscillatorn (Intermediate Frequency Local Oscillator, IFLO) genererar i den här applikationen i princip endast en frekvens,  $120,960 \text{ MHz}$ .



Det kan då verka onödigt med ett så avancerat koncept som PLL i detta sammanhang, men det finns flera goda orsaker:

1. Det är betydligt energisnålare att generera en så pass hög frekvens med en PLL än en kristalloskillator. Kristaller går (i princip) inte att slipa till så höga frekvenser. Då måste kristalloskillatorns frekvens dubblas/tripplas. Dubbling/trippling av frekvens sker genom att utnyttja olinjäriteter i oscilatorn (genererar övertoner) och sedan filtrera ut rätt frekvens. Detta är både energikrävande och ställer höga krav på ingående komponenter.
2. Vi kan på ett enkelt sätt använda lokaloscilatorn för FM-modulering, vilket vi också gör. Mer om detta nedan.

För att kunna sända någonting måste vi kunna modulera signalen, i detta fall FM-modulering. Man modulerar enklast genom att injicera modulationen i återkopplingsslingan på PLL:en. Man får då problem med att PLL:en försöker motverka modulationen som man försöker införa. I [8] beskrivs det en metod som innebär att man i princip stänger av fasdetektorn i PLL-loopen och sedan inför modulationen. Denna metod att införa modulation är synnerligen lämpad i DECT-systemets ”burst”-sändningar.

Modulation skapas genom att datat filtreras genom ett så kallat gaussfilter innan det påförs IFLO. Därigenom skapas så kallad Gaussisk FSK (Frequency Shift Keying). Gaussfiltret är till för att hålla nere bandbredden på signalen och skall (enligt specifikationerna) ha ett  $B \cdot T$  på 0,5.  $B$  är i detta fall bandbredden på filtret och  $T$  är bittiden för modulationen. Det vill säga att  $1/T = \text{bithastighet}$ . Då kan man räkna ut filtrets bandbredd  $B$  enligt:

$$B = \frac{0,5}{T} = 0,5 \cdot 1152 = 576[\text{kHz}]$$

Ett lägre  $B \cdot T$  ger en högre spektral effektivitet, men blir samtidigt mer känslig för störningar [1]. Därför måste man alltid kompromissa. Modulationseffektiviteten på GSM är 1,35 bps/Hz. För DECT är bandbreddseffektiviteten 0,67 bps/Hz - ineffektiviteten beror på en större ”guard time” för att tillåta större tidsdispersion. Se även 4.7 för mer diskussion om tidsdispersion i DECT-miljön.

#### 4.4 Blandarsteg

De blandarsteg som finns i konstruktionen är inbyggda i UAA2067-kretsen från Philips. Principen för blandarna som används kallas kvadraturblandning. I en enkel vanlig balanserad blandare blandas frekvenserna  $\omega_{RX}$  (mottagen signal från antenn) och  $\omega_{LO}$  (signal från RFLO) enligt (blandning

motsvarar multiplikation):

$$\cos(\omega_{RX}) \cos(\omega_{LO}) = \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_{RX} - \omega_{LO}) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO}) \}$$

vilket ger att två blandningsprodukter erhålls,  $RX - LO$  och  $RX + LO$ . Eftersom det endast är den ena av blandningsprodukterna man vill utnyttja ( $RX-LO$ ) måste man filtrera signalen hårt med fina (högt Q-värde) och, därigenom, dyra filter.

Kvadraturblandning kan visas matematiskt (för mottagardelen i figur 4). Först har vi två RF-signaler med olika fas som blandas i varsin blandare:

$$\begin{cases} \cos(\omega_{RX}) \cos(\omega_{LO}) \\ \cos(\omega_{RX}) \cos(\omega_{LO} + 90^\circ) \end{cases}$$

vilket kan utvecklas till:

$$\begin{cases} \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_{RX} - \omega_{LO}) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO}) \} \\ \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_{RX} - \omega_{LO} - 90^\circ) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO} + 90^\circ) \} \end{cases}$$

Sedan fördröjs de två blandade signalerna med  $+45^\circ$  respektive  $-45^\circ$  och där-  
efter sker addering av de två signalerna:

$$\frac{1}{2} \{ \cos(\omega_{RX} - \omega_{LO} - 45^\circ) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO} - 45^\circ) + \cos(\omega_{RX} - \omega_{LO} + 45^\circ) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO} + 45^\circ) \}$$

Detta uttryck kan extraheras till:

$$\begin{aligned} & \cos \frac{1}{2} (\omega_{RX} - \omega_{LO} - 45^\circ + \omega_{RX} - \omega_{LO} - 45^\circ) \\ & \cos \frac{1}{2} (\omega_{RX} - \omega_{LO} - 45^\circ - \omega_{RX} + \omega_{LO} + 45^\circ) + \\ & \cos \frac{1}{2} (\omega_{RX} + \omega_{LO} - 45^\circ + \omega_{RX} + \omega_{LO} + 45^\circ) \\ & \cos \frac{1}{2} (\omega_{RX} + \omega_{LO} - 45^\circ - \omega_{RX} - \omega_{LO} - 45^\circ) \end{aligned}$$

Slutligen erhålls

$$\cos(\omega_{RX} - \omega_{LO} - 90^\circ) + \cos(\omega_{RX} + \omega_{LO} + 45^\circ) \cos(-90^\circ)$$

vilket alltså resulterar i

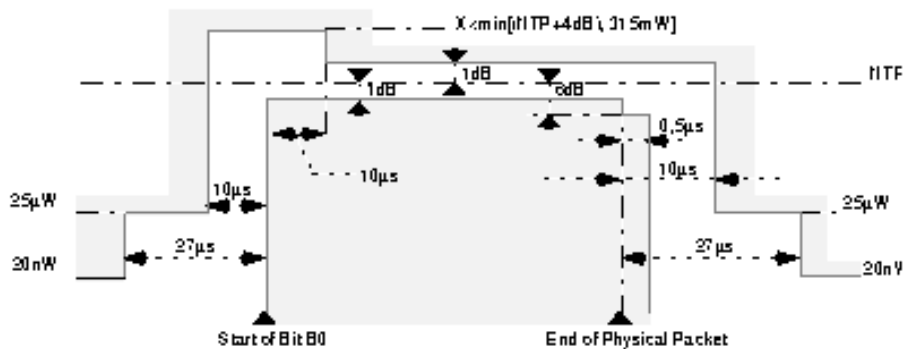
$$\sin(\omega_{RX} - \omega_{LO})$$

Genom att utnyttja kvadraturblandning undertrycks (i detta fall)  $RX + LO$ , vilket betyder att signalen inte behöver filtreras lika hårt. Philips datablad anger att en undertryckning av spegelfrekvensen på 34 dB erhålls med denna teknik. Filter behövs dock fortfarande.

## 4.5 PA

PA (Power Amplifier, slutsteg) är baserat på Philipskretsen CGY2030M. PA:t är ett 4-stegs GaAs MESFET slutsteg som klarar av att leverera 500 mW vid 1,9 GHz till  $50 \Omega$ .

Spänningsmatningen till slutsteget styrs av två PNP-transistorer, som styr sista steget respektive de första tre stegen. Genom att koppla en RC-länk på basen på styrtransistorerna formas kanterna på pulserna som styr slutsteget. På så sätt kontrolleras rampningen av uteffekten så att effekten inte slås på och av för snabbt och därigenom reduceras (otrevliga) övertoner. ETSI-standardens ETS 300 175-2 specificerar hur flanker och effekter på utsignalen skall vara för att godkännas. Bild 5 ur tagen ur ETS 300 175-2 (sidan 24) och visar gränserna för utsignalen vad gäller både tid och effekt.



Figur 5: Effekt-tiddiagram över ett fysiskt paket

## 4.6 Ingångssteg

Närmast antennerna sitter antenntfilter som används för att filtrera bort övertoner som genereras i dioderna för antennswitchen. Antennfiltret är uppbyggt av striplines och kondensatorer. Det skulle kunna vara uppbyggt av striplines helt och hållet, men för att kunna trimma prototyperna lät vi kondensatorerna sitta kvar. Kretskortslaminatet (FR-4) garanterar inte ett konstant  $\epsilon_r$  och därför kan filtret behöva trimmning.

Antennswitchen består av två PIN-dioder och väljer vilken av antennerna som används för tillfället. Switchen styrs av Burst Mode Controllern beroende på vilken antenn som har starkast/bäst signal (diversitet).

För switchning mellan mottagning och sändning används ytterligare ett par PIN-dioder. Spolen och kondensatorn över PIN-dioden används för att öka isolationen när dioden är frånslagen.

Mellan switcharna sitter ett keramiskt bandpassfilter och används både vid sändning och mottagning. Vid sändning undertrycks övertonerna från PA:t och spuriöser som smittas ut genom sändarmixern ytterligare. Vid mottagning används filtret för att undertrycka starka "out-of-band"-signaler.

## 4.7 Diversitet

Diversitet är tekniken att genom att utnyttja fler dimensioner (spatial, temporal, frekvens) av radiosignalen kunna rekonstruera utsänd information bättre. DECT utnyttjar den enklaste av diversitetsteknikerna, switchdiversitet. Den går ut på att man byter antenn när man tycker att mottagen signal börjar bli svag.

Diversitet är en kostnadsak om man vill implementera den i sin basstation, standarden sätter inga krav på om den skall vara med eller inte. Standarden rekommenderar att diversitet implementeras i basstationen.

Enligt [7] är vinsten vid switchdiversitet omkring 1 dB. Då har man endast tagit hänsyn till rent elektriska egenskaper. På grund av flervägsutbredning i rummet erhålls kraftig fädnings. Antenndiversitet är en välkänd metod att reducera sannolikheten för fädnings [5, 6].

I DECT ger flervägsutbredningen också tidsdispersion, vilket ger upphov till intersymbolinterferens (ISI) som påverkar BER (Bit Error Rate) negativt. Datahastigheten i DECT är 1,152 Mbit/s, som ger en bittid på 868 ns. Impulssvarsmätningar i en typisk DECT-kontorsmiljö har indikerat att löptidsdistorsion (eng. rms delay spread) på 100 ns ofta kan förekomma och i extrema situationer upp till 250 ns. Antenndiversitet ger inte bara minskning i fädnings-sannolikheten, utan mildrar även effekterna av tidsdispersionen [5].

## 4.8 Spänningsmatning

Spänningsmatningen består av tre spänningsregleringskretsar LP2951 från National Semiconductor:

1. 3,0 volt till vissa delar av radiodelen
2. 3,6 volt till resten av radiodelen, framförallt slutsteget. Slutsteget är den del av radiodelen som drar mest ström och därför har en extra drivtransistor kopplats in för att reglera denna ström.
3. 3,0 volt till digitala delen.

Anledningen till separata matningar till radio- respektive digitaldel är störningsproblematiken. Problemet är inte att radiodelen stör digitaldelen, utan

tvärtom. De frekvenser som finns inom radiodelen är så höga och digitaldelen relativt okänslig mot störningar. Däremot är radiodelen känslig mot störningar, främst mottagardelen. Med en separat matning till radiodel respektive digitaldel finns en möjlighet att undertrycka dessa störningar.

## 5 Digitaldel

Digitaldelen ingår inte i exjobbet och kommer därför inte att beskrivas så djupt. Vi beslutade oss ändå för att designa in en digitaldel på kortet för att enkelt kunna utveckla funktioner/applikationer i framtiden.

Digitaldelen är baserad på en Burst Mode Controller (BMC) som kallas Vega VMAX och är ett nytt chip från VLSI Technology. Den är baserad på ARM:s RISC-processor Thumb som är en mycket modern 32-bitars processor specialdesignad för inbyggda tillämpningar. Den jobbar dock externt med 16 eller 8 bitar (valbart).

På kortet finns även plats för 1Mbyte EPROM, 32 kbyte RAM och 512 byte EEPROM.

BMC genererar all signalering till radiodelen som har med DECT-protokollet att göra och innehåller speciell hårdvara som underlättar mjukvaruhanteringen av DECT-protokollet. In- och utsignaler till digitaldelen är en ström av bitar som skall sändas/mottagas. Modulering/demodulering sker helt och hållet i radiodelen.

I stället för BMC går det att välja en DSP-baserad lösning, men det är inte så vanligt i kommersiella produkter. Fördelen med DSP:er är att det är relativt lätt att ändra något för att till exempel prova nya algoritmer. I [5] refereras till ett testsystem som samplar IF-signalen direkt och sedan använder en DSP för att utföra demodulering och dekodning.

## 6 Hur tranceivern arbetar mot Burst Mode Controllern

Före varje tidslucka som skall användas (sändning eller mottagning) beordras den tidsluckans frekvens av PLL:en. Sedan väntar BMC:n på att PLL:en skall låsa. Detta gör att bara varannan tidslucka kan utnyttjas och kallas med DECT-terminologi ”blind slot”.

För att förstå den verbala beskrivningen hänvisas till figur 6 där timingen av de olika signalerna beskrivs lite tydligare.

### 6.1 Frekvensinställning vid sändning

Data klockas in i synten med signalerna S\_DATA och S\_CLK med ungefär 1 MHz. Detta för att tala om vilken frekvens som skall användas i nästa tidslucka. Laddningen av synten sker oberoende av tidigare frekvens. När laddningen är klar går S\_ENABLE hög 26  $\mu$ s efter att sista datat klockats in.

Sedan är S\_ENABLE hög under 310  $\mu$ s. När S\_ENABLE går från aktivt låg till inaktivt hög (det vill säga positiv flank) läser synten in det just inklockade värdet. S\_ENABLE är även (genom en inverterande transistor) kopplad till syntens ”auxiliary synthesizer power-down input”, vilket betyder att LO-synten endast arbetar under den tid då S\_ENABLE är hög. Signalen SYNTH\_LOCK kan användas för att indikera hur till vida loopen är låst eller inte. I den aktuella konstruktionen verkar inte denna signal användas då SYNTH\_LOCK indikerar att den är låst redan efter 87  $\mu$ s (om bara en tidslucka utnyttjas), men S\_ENABLE är alltid aktiv 310  $\mu$ s.

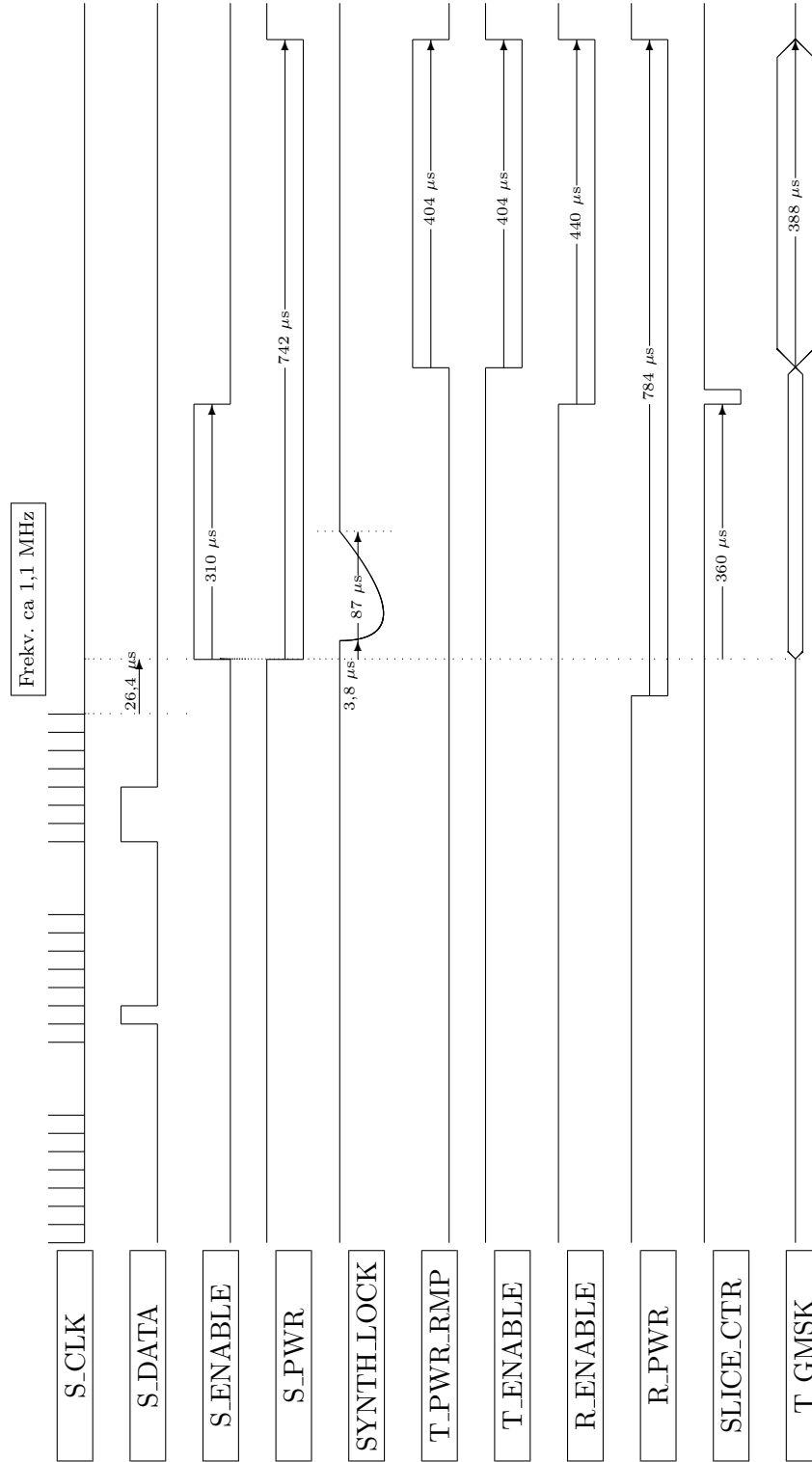
### 6.2 Slingan under sändning/mottagning

Faslåsningsslingan för LO är sluten endast en kort tid efter att frekvensändring är begärd för att sedan ”flyta fritt”, det vill säga öppen slinga. Detta är en vanlig metod som utnyttjas för modulering inom DECT, då DECT inte har så hårda krav (som till exempel GSM) på frekvensnoggrannheten under en tidslucka ( $\pm 50$  kHz). Den här metoden gör att hela PLL-slingan (främst loopfiltret) blir mycket enklare att designa. Annars skulle loopfilterdesignen bli en kraftig kompromiss mellan att släppa igenom den höga frekvensdeviationen (288 kHz) och samtidigt behålla snabb och säker låsning på den önskade frekvensen. I den här konstruktionen kommer även PLL:en att vara olåst under de tidsluckor då mottagning sker.

### 6.3 Övriga signaler under sändning och mottagning

Signalen S\_PWR är hög under hela intervallet, från det att synten begäres i låsning (med S\_ENABLE) tills datat i tidsluckan är sänt/mottaget. När S\_ENABLE går låg börjar sändningen/mottagningen. Vid sändningen går T\_PWR hög samt T\_ENABLE låg under  $404\ \mu\text{s}$ . Vid mottagning går R\_ENABLE låg under  $440\ \mu\text{s}$ , medan R\_PWR däremot går låg  $42\ \mu\text{s}$  innan S\_ENABLE går hög och är sedan låg under  $784\ \mu\text{s}$ .





Figur 6: Signaler i tidsplanet mellan BMC och radiodelen

## 7 Simuleringar

Olika delar av radiodelen har simulerats. Alla delar går inte att simulera och är inte heller intressanta att simulera. De delar som har simulerats är olika typer av filter- och switchkopplingar. De delar som inte har gått att simulera, men skulle vara intressanta att simulera, är de olika oscillatordelarna. De har inte kunnat simuleras på grund av att:

- oscillatorer drivs i kompression och blir därför olinjära (S-parametrarna varierar med amplitud)
- vi inte har haft tillgång till ritningar på oscillatordelar och kunnat modellera dem då dessa ingår i ett chip.

Det simuleringsprogram som använts heter SUPERCOMPACT PC version 4.1 från Compact Software. Det är ett mikrovågssimuleringsprogram och har bland annat inbyggda modeller för olika typer av striplines och mikrostrip. För att beräkna striplines utifrån till exempel en önskad impedans användes ett program som kallas PCAAD. Det är ett tämligen enkelt free-wareprogram som kan beräkna olika enkla former av striplines, mikrostrip, patchantennar med mera. Trots sin enkelhet är det väldigt användbart.

I SUPERCOMPACT beskriver man först sin krets som skall simuleras i en beskrivningsfil, sedan kör man beskrivningsfilen genom SC och studerar utresultatet. SUPERCOMPACT arbetar i frekvensplanet, till skillnad från exempelvis Spice som jobbar i tidsplanet. Utresultatet från SUPERCOMPACT är i allmänhet S-parametrar (som funktion av frekvensen) i olika portar (ingångar och utgångar) på kretsen man simulerar och kan studeras i ett antal olika format som tabeller eller olika kurvor. Det vanligaste sättet är logaritmiska kurvor, för de liknar de kurvor som en nätverksanalytör producerar när man mäter på verkliga kretsar.

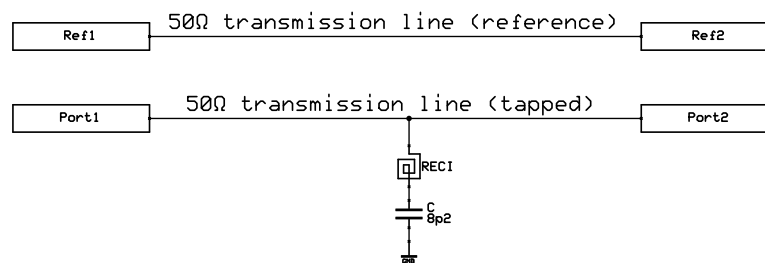
S-parametrar används för att visa transmission och reflektion igenom en krets. Om port 1 är ingång och port 2 är utgång till exempelvis ett filter är  $S_{11}$  och  $S_{22}$  reflektion i port 1 respektive port 2.  $S_{21}$  och  $S_{12}$  är transmissionen från port 1 till 2 respektive port 2 till 1. Ett idealt filter skall till exempel ha god transmission ( $S_{12}$  och  $S_{21} = 0\text{dB}$ ) och ingen reflektion ( $S_{11}$  och  $S_{22} = \infty\text{dB}$ ) i passbandet.

### 7.1 Styrning av antennswitch och TX/RX-switch

Dessa två switchar består av PIN-dioder och styrs genom att en likström (DC) i framriktningen får dem ledande. Då leds även radioenergin genom den.

Man vill inte ha radiofrekvens i likströmsdelar och vice versa. Att spärra likström med en kondensator är ett känt trick. En kvarts våglängds transmissionsledning som är kortsluten i ena ändan ses som öppen i andra änden. Om man då kortsluter med en kondensator kan man mata likström genom transmissionsledningen och RF-delen av den matade kretsen ”ser” inte likströmsmatningen.

För att designa DC-inkopplingspunkten (som då förekommer på fyra ställen i konstruktionen) tog jag två  $50\ \Omega$  transmissionsledningar och kopplade in den enas mittpunkt till DC-kopplingsnätverket (se figur 7). Genom att sedan jämföra  $S_{11}$  och  $S_{21}$  för dessa två transmissionsledningar kunde jag se när DC-kopplingsnätverket inte påverkade transmissionsledningen.  $8.2\ \text{pF}$  kondensatorn ses som en kortslutning vid  $2\ \text{GHz}$ .



Figur 7: Simulerad styrning av switchar

## 7.2 TX/RX-switchen

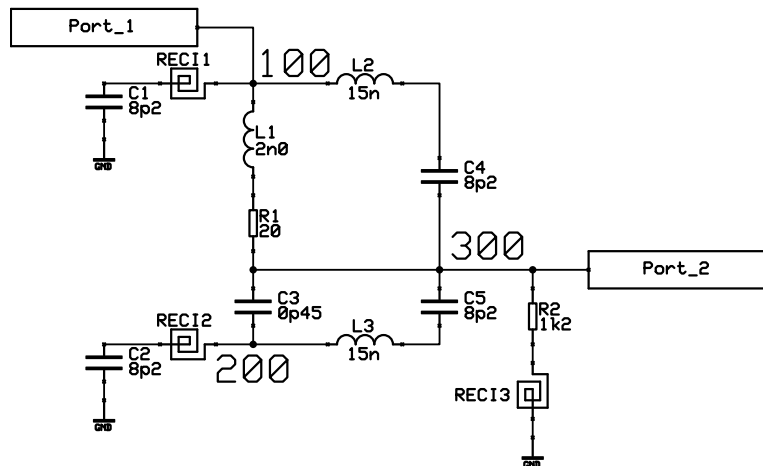
Switchdelen består av två PIN-dioder som styrs som berättades ovan. En diod är olinjär och ger därmed svårigheter att simulera i SUPERCOMPACT. Eftersom dioden är ”digital” har jag valt att modellera en ledande diod som en seriekoppling av L och R ( $L_1$  och  $R_1$  i figur 8). Den icke-ledande dioden modelleras som en kapacitans ( $C_3$  i figur 8).

REC11, REC12, REC13,  $C_1$ ,  $C_2$  och  $R_2$  tillhör DC-kopplingsnätverket och skall (om jag optimerade rätt i 7.1) inte påverka radiosignalen på  $2\ \text{GHz}$ .

$L_2$ ,  $L_3$ ,  $C_4$ , och  $C_5$  används för att öka isolationen i switchen då dioden skall spärra.

## 7.3 Diversitetsswitchen

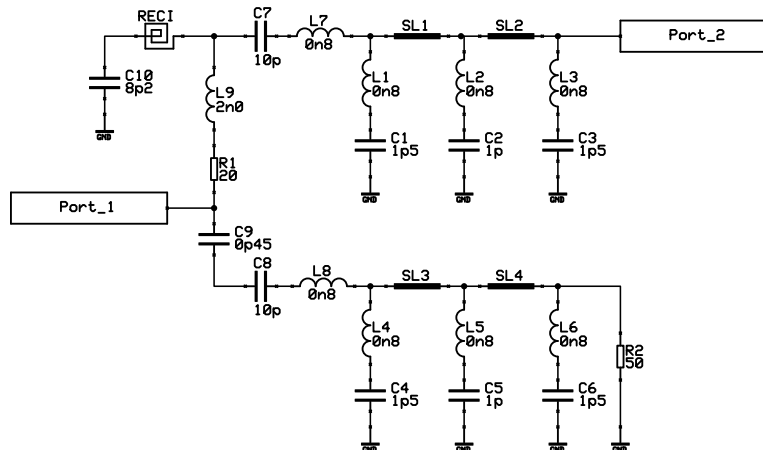
Diversitetsswitchen är ungefär kopplad som tx/rx-switchen beskriven i 7.2. (se figur 9). Isoleringselementen har tagits bort och så har antennfilter kopplats in. Antennfiltrena filterar bort eventuella övertoner som skapas



Figur 8: Simulerad sändar/mottagarswitch

i dioderna. Vid mottagning gör filtret nytta som ett första “out-of-band-rejection”-filter. Vid simuleringen antogs det ena filtret vara inkopplat till en port och det andra filtret terminerat med  $50\ \Omega$ . Denna typ av filter är känsligt mot ströinduktanser och strökapacitanser vid 2 GHz, så kondensatorerna antogs ha av en ströinduktans av 0.8 nH. De ”riktiga” induktanserna är striplines på kretskortet.

Dioden modellerades som tidigare med L, R och C.

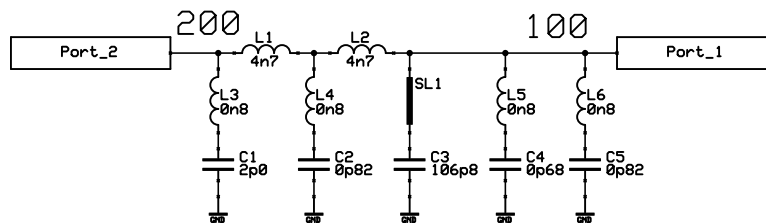


Figur 9: Simulerad diversitetswitch

Hur beskrivningsfilen till diversitetswitchen ser ut kan studeras i appendix B och resultatet av simuleringen kan studeras i appendix C.

## 7.4 Utgångssteg från PA

Slutsteget drivs i kompression och för att undertrycka övertoner finns ett LC-filter på utgången. Varje steg i slutsteget matas separat och varje steg måste “be loaded externally by adequate reactive circuits which must also provide a DC path to supply” (citat Philips datablad för CGY2030). För att kunna spänningsmata slutsteget finns en del extrakretsar på utgången av PA:t. För att simuleringen skall bli någorlunda rättvisande måste dessa kretsar också finnas med. Det är främst SL1, C3, L5, C4 L6 och C5 (se figur 10). Observera att även här antas kondensatorerna ha en egeninduktans.



Figur 10: Utgångsteg för slutsteg

## 7.5 Sändarens balanserade utgång till obalanserad

För att minska överhörning mellan olika steg i UAA2067 är alla HF-bärande delar i chipet balanserade. Så är även mottagaren ingång och sändarens utgång. Föregående och efterföljande steg utanför chipet är däremot  $50\ \Omega$  obalanserat. För att omvandla mellan obalanserat och balanserat kan man koppla signalen direkt in i ena ingången och sedan fasförskjuta signalen  $180^\circ$  innan man matar in signalen i andra ingången. Denna process är reciprok och ett likadant nät kan användas både på sändarsidan och mottagarsidan. Tre saker skall utföras av nätet:

1. fasvrider ena portens signal  $180^\circ$ ; utföres antingen med en  $1/2$  våglängds fördröjningsledning eller ett LC-nät
2. koppla ihop portarnas signaler till en (obalanserad) utgång
3. anpassa obalanserade impedanserna till  $50\ \Omega$

Jag valde att fasvrider med en  $1/2$  våglängds fördröjningsledning (SL1 och SL2) och sedan anpassa den mot  $50\ \Omega$  med ett LC-nät (SL4 och C5). Se figur 11. Sändarsidan var den som simulerades, men resultaten kan direkt överföras till mottagarsidan. Vid simuleringen skapades en modell av den

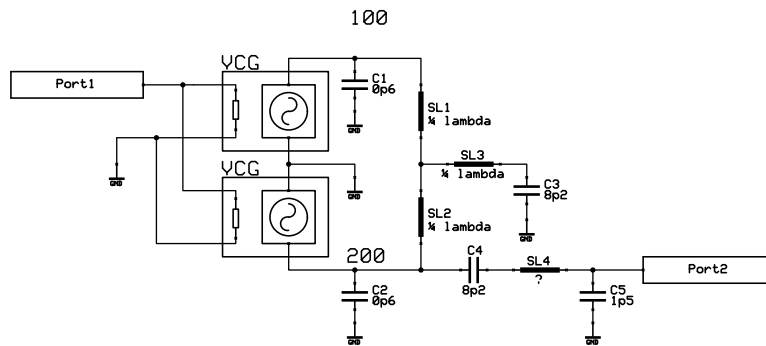
balanserade signalen genom att koppla två spänningstyrda generatorer enligt figur. Enligt datablad för UAA2067 har de balanserade utgångarna en inre resistans på  $110\ \Omega$  och en strökapacitans på  $0.6\ \text{pF}$ . Resistanserna är modellerade i generatorerna, medan strökapacitanserna modelleras av C1 och C2. Sändarsidan behöver även biasering, så den delen simulerades också (SL3 och C3 i figur).

Längderna på ledarna beräknades ur:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \lambda \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}$$

Beräkningarna visade sig stämma tämligen bra vid simulering. Bredden på ledaren simulerades fram, men stämmer tämligen bra som  $110\ \Omega$  ledare som beräknades i programmet PCAAD.

Anpassningen till  $50\ \Omega$  utfördes sedan av ett enkelt LC-filter som då även har en viss filterverkan inbyggd.



Figur 11: Balanserat till obalanserat och vice versa

## 8 Mätningar och resultat

### 8.1 Kretskortet och dess montering

Kretskortet blev 100x160 mm (Europakort) och ett fyrlagerskort, det vill säga 4 lager koppar.

Kretskortet verifierades elektriskt, det vill säga att inga kortslutningar fanns och att alla ledare var dragna som de skulle. Dagens CAD-verktyg innehåller kraftfulla hjälpmedel att verifiera att schema och kretskort är rätt gjorda. Det vill säga, är schemat rätt blir kretskortet rätt.

Det som kan bli fel är de så kallade paddarna, lödöarna där komponenterna skall monteras. De flesta komponenter lyckades bli rätt, utom ett filter som inte passade sina paddar. Vid prototypmonteringen lyckades den dock att passas in.

### 8.2 Utrustning

- Hewlett-Packard HP8714B nätverksanalysator
- Hewlett-Packard HP8594E spektrumanalysator
- Hewlett-Packard HP85024A högfrekvensprobe
- Hewlett-Packard HP8594E vågformsgenerator
- Hewlett-Packard HP54504A Oscilloskop
- Rohde & Schwarz Radio Communication Tester
- Minicircuits FK-5 frekvensdubblare
- Fluke 21 digital voltmeter
- 10 k $\Omega$  tiovarvig potentiometer

### 8.3 Uppmätning av simulerade kopplingar

Målet med denna mätning var att försöka verifiera de simuleringar som gjorts på olika delkopplingar i radiodelen. Där funktionen var uppenbart dålig försöktes, om möjligt, även vissa modifieringar att göras.

### 8.3.1 Kopplingar

Mätningarna utfördes med nätverksanalysatorn, som klarar av att mäta genomgångsdämpning som funktion av frekvensen.

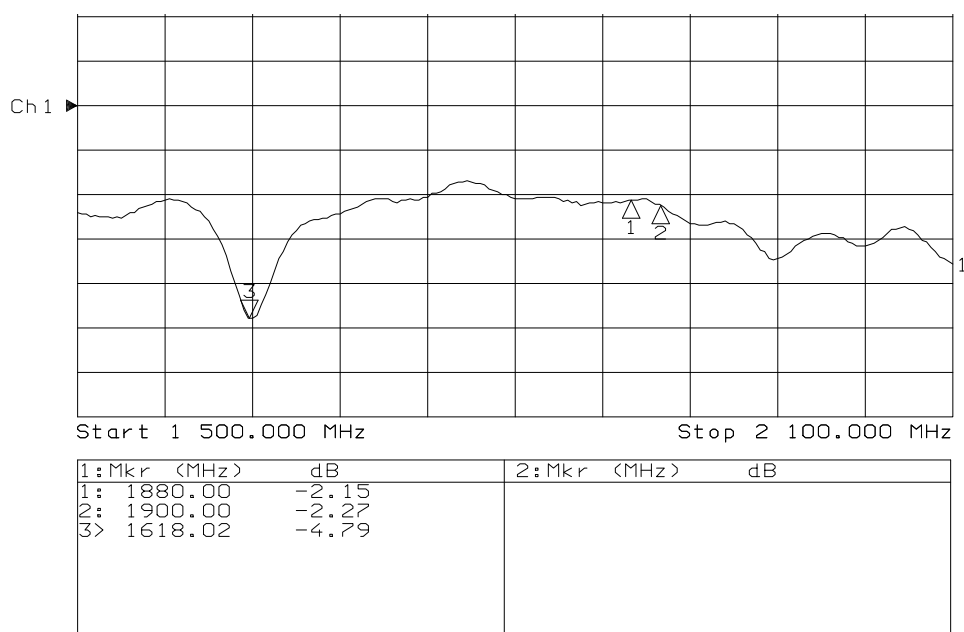
Den koppling som skulle mätas monterades på kretskortet och in-och utgångar kopplades ut med semirigid koaxialkabel med SMA-kontakter.

### 8.3.2 Mätmetod

För att få reda på hur man använder en nätverksanalysator rekommenderas tillverkarens manualer. Ett tips; kalibrera mycket. Nätverksanalysatorn har en diskettenhet där de uppmätta kurvorna sparades undan.

### 8.3.3 Resultat diversitetswitchen

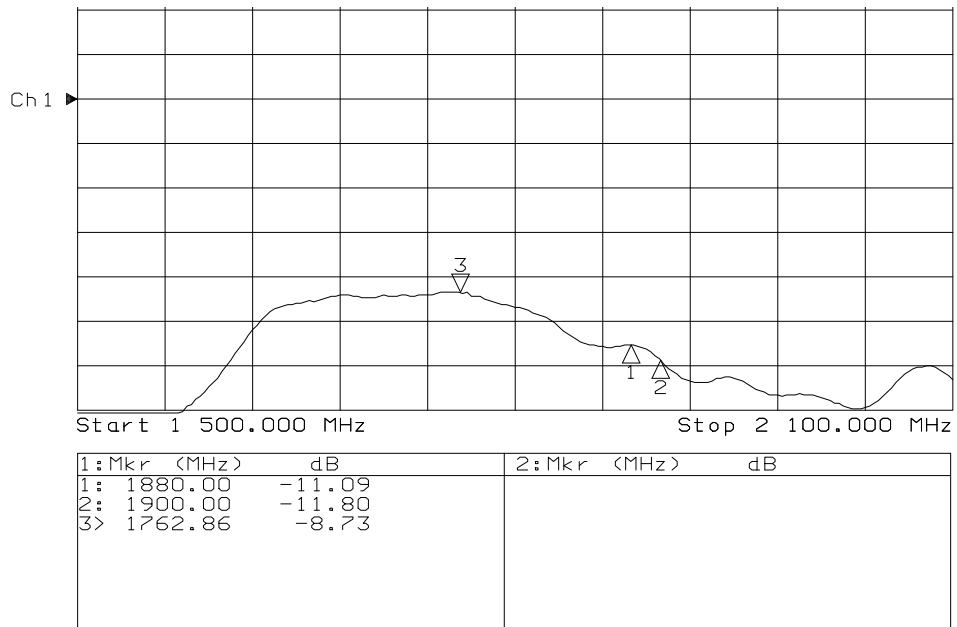
Mätningen skedde från antenningång till ingången på ingångfiltret. Diversitetsswitchen mättes i påslaget läge (figur 12) och avslaget läge (figur 13).



Figur 12: Diversitetswitch med påslagen switch

Skillnaden mellan de två lägena är omkring 9 dB vid 1890 MHz (mitt i DECT-bandet). Jämfört med simuleringen (se bilaga C) är det högre förlust





Figur 13: Diversitetswitch med avslagen switch

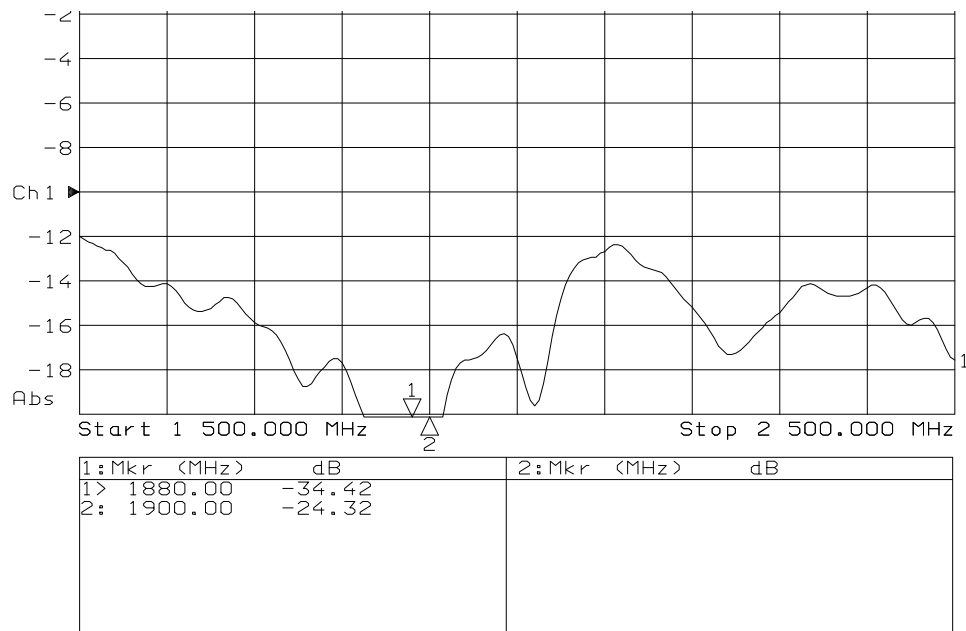
vid påslagen switch (-0.73 dB jämfört med -2.2 dB). Detta beror nog på en ”dåligt” modellerad switchdiod. Förlustresistansen i dioden är till exempel definerad vid 100 MHz och är säkert högre vid 2 GHz.

### 8.3.4 Resultat TX/RX-switch

Sändar/mottagarswitchen hade betydligt bättre dämpning i avslaget läge. I figur 15 ser man att i ledande läge har switchen ungefär samma genomgångsdämpning som i diversitetsfallet, medan man i figur 14 ser en betydligt bättre dämpning än i diversitetsfallet när switchen är avstängd. Detta beror på den spole och kondensator i serie som sitter parallellt över switchdioden. I avstängt läge ses switchdioden som en kondensator och bildar då, med spole/kondensatorparet en resonanskrets som dämpar aktuell frekvens.

### 8.3.5 Resultat PA utgång

De komponentvärden som simulerats fram i SUPERCOMPACT monterades och filtret uppmättes med spektrumanalysatorn. Resultatet ses i figur 16. Resultatet var inte så lysande.



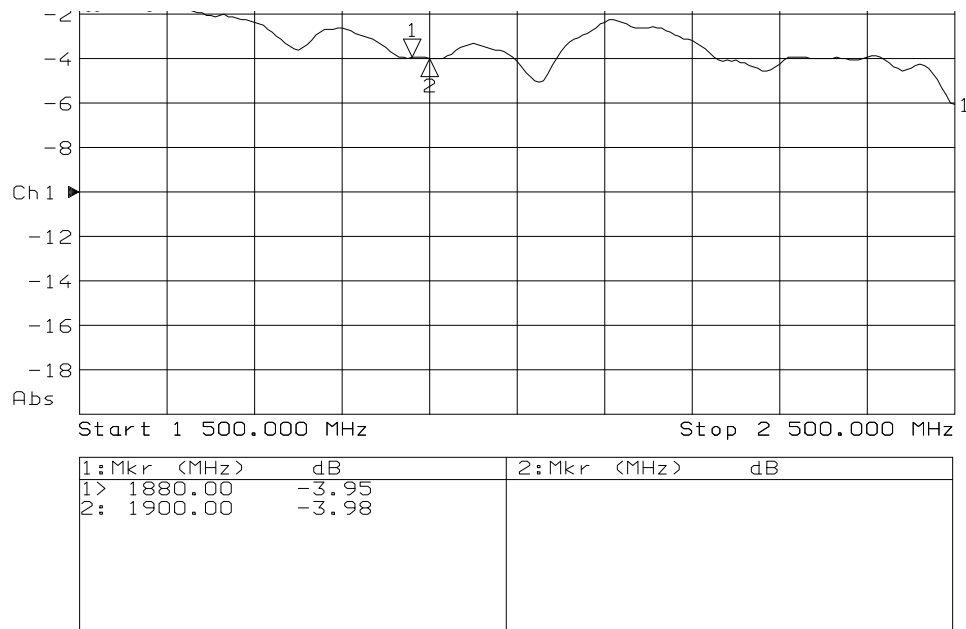
Figur 14: Sändar/mottagarswitch med avslagen switch

I passbandet hade filtret en dämpning på omkring 6 dB, medan på en felaktig frekvens så lågt som 1 dB. Banditen i dramat konstaterades ganska fort vara de lindade spolarna. Deras värde var specificerat vid 150 MHz och höll säkert en annan induktans på 2 GHz. "Riktiga" spolvärden erhöles sedan genom att gå tillbaka till SUPERCOMPACT och ändra spolvärdena tills ungefär samma resonansfrekvens erhöles. Angivet spolvärde var 3.9 nH, medan det "framsimulerade" värdet var närmare 25 nH. Med de nya värdena på spolarna ändrades kondensatorerna tills resonansfrekvens erhöles runt 2 GHz. Dessa nya kondensatorvärden monterades och filtret mättes upp igen, se figur 17. Som synes blev resultatet bättre i DECT:s passband, genomgågsdämpningen blev omkring 1.5 dB.

### 8.3.6 Resultat mottagarens ingångsteg

En intressant parameter att studera, som dock aldrig simulerades, var hur mycket dämpning det var från antenningång till ingången på första steget i mottagaren. Signalen passerar då antenfilter, diversitetswitch, ingångsfilter och TX/RX-switch. Resultatet kan ses i figur 18.

Den total dämpningen blev omkring 6 dB på den sträckan, vilket kan be-



Figur 15: Sändar/mottagarswitch med påslagen switch

dömas som tämligen normalt. Signalen passerar genom 4 steg som har 1-2 dB förlust per steg. Till exempel dioder och filter har några decibels förlust per styck.

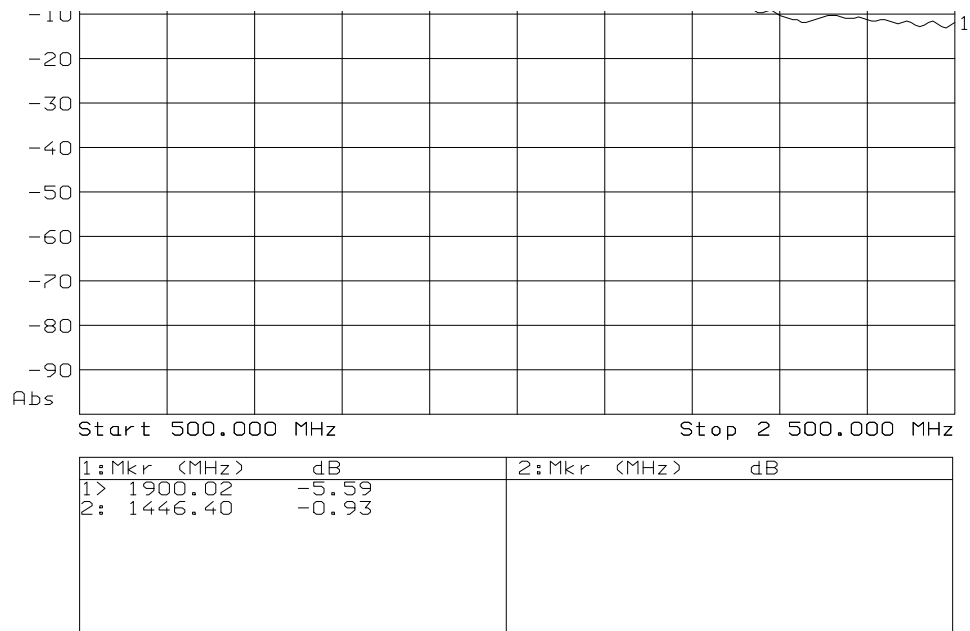
Att frekvensgången är så pass fin som den är tillkommer ingångsfiltret som är ett keramiskt filter specialdesignat för DECT.

## 8.4 Uppmätning av RFLO

Målet med denna mätning var att kontrollera om VCO:n i RFLO:n fungerade och vilket inställningsområde den hade i frekvens.

### 8.4.1 Kopplingar

Referensspänningen från loopfiltret kopplades ur genom att lyfta ett motstånd efter loopfiltret. En flervarvig potentiometer kopplades in där. Spektrumanalysatorn användes för frekvensmätning genom att med HF-proben sniffa upp RF .



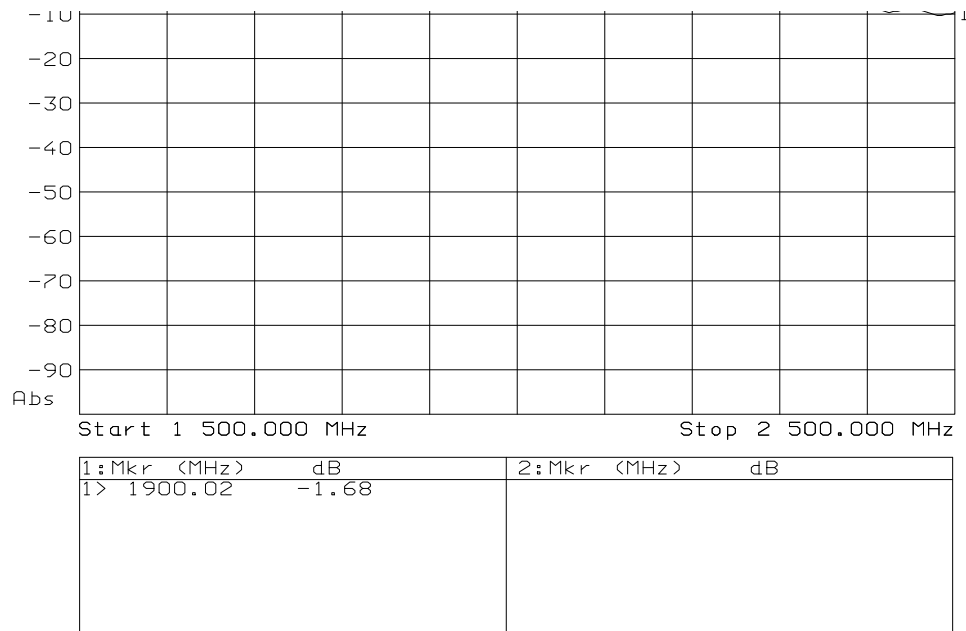
Figur 16: Första mätningen av PA:ts utgångssteg

#### 8.4.2 Mätmetod

Genom att variera potentiometern varierar man styrspänningen till VCO:n. Frekvens som funktion av styrspänning uppmättes vid ett antal diskreta spänningar.

#### 8.4.3 Resultat

VCO:n behöver svänga mellan 1760–1787 MHz  $\pm$  en felmarginal för produktion. Vid första uppmätningen konstaterades att frekvensen kunde varieras mellan 1.668 GHz och 1.7825 GHz, vilket är för lågt. Genom att förkorta resonatorns striplines en halv millimeter blev frekvensområdet bättre anpassat, 1.7015–1.8190 GHz.



Figur 17: Resultat efter modifikation av PA:ts utgångssteg

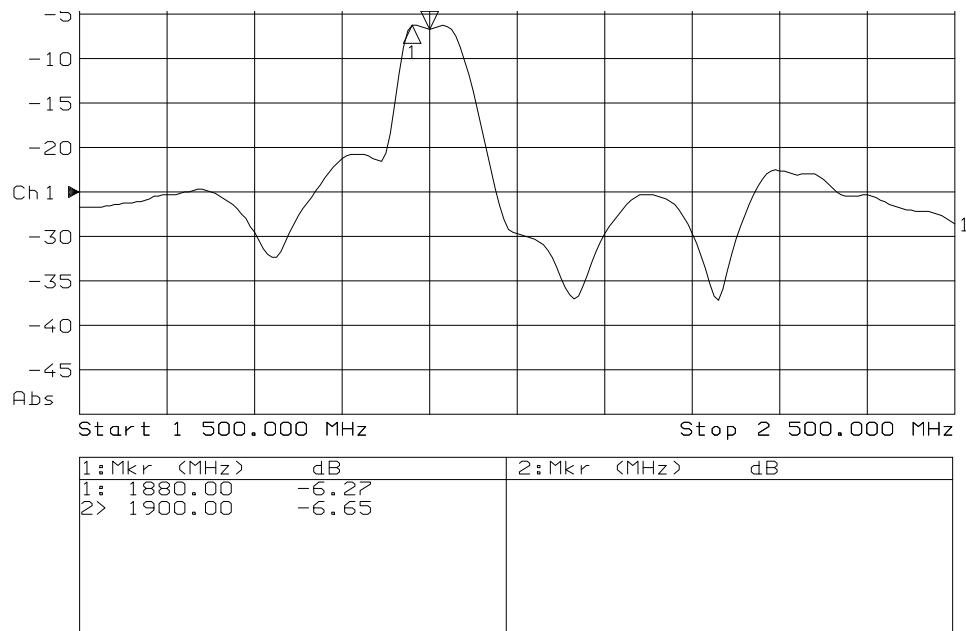
Styrspänning (V)	Frekvens före (GHz)	Frekvens efter (GHz)
0.0	1.6680	1.7015
0.5	E.U <sup>a</sup>	1.7260
1.0	1.7125	1.7470
1.5	E.U	1.7760
2.0	1.7485	1.7840
2.5	E.U	1.8020
3.0	1.7825	1.8190

<sup>a</sup>E.U : Ej Uppmätt

$K_{VCO}$  bestämdes till 39.2 MHz/V för det korrekta frekvensområdet. Den parametern används vid bestämning av loopfiltret.

## 8.5 Uppmätning av IFLO

Målet med denna mätning var att kontrollera om VCO:n i IFLO:n fungerade och vilket inställningsområde den hade i frekvens.



Figur 18: Total dämpning i ingångsteget

### 8.5.1 Kopplingar

Referensspänningen från loopfiltret kopplades ur genom att koppla in en flervarvig potentiometer före loopfiltret. Spektrumanalysatorn användes för frekvensmätning genom att med HF-proben sniffa upp RF .

### 8.5.2 Mätmetod

Genom att variera potentiometern varierar man styrspänningen till VCO:n. Frekvens som funktion av styrspänning uppmättes vid ett antal diskreta styrspänningar.

### 8.5.3 Resultat

VCO:n behöver svänga runt  $120 \text{ MHz} \pm$  modulationsving. Frekvensen kunde varieras mellan  $102.98 \text{ MHz}$  och  $130.54 \text{ MHz}$ , vilket får anses godkänt.

Styrspänning (V)	Frekvens (GHz)
0.0	102.89
0.5	109.98
1.0	115.23
1.5	120.13
2.0	123.89
2.5	127.30
3.0	130.54

$K_{VCO}$  bestämdes till 9.22 MHz/V.

## 8.6 Uppmätning av mottagare

Målet med denna mätning var att kontrollera mottagarens funktion och kontrollera genomgångsförstärkning (eng. conversion gain).

### 8.6.1 Kopplingar

”Receive enable” byglades aktivt låg. ”Transmit enable” byglades inaktiv hög. Både ”enable”-signaler på UAA2067 och TX/RX-switch styrs av dessa signaler.

### 8.6.2 Mätmetod

En signal från signalgeneratoren matades in genom antenningången. Sedan användes HF-proben för att:

1. kunna följa signalen för att kontrollera funktionen.
2. mäta nivån på IF-signalen.

### 8.6.3 Resultat

Genom att mata in en signal på 1890 MHz med nivån -60 dBm uppmättes -32 dBm innan IF-filtret, en genomgångsförstärkning på 28 dB. Philips har i [2] kalkylerat med 27.5 dB. Efter IF-filtret uppmättes -57 dBm, vilket innebär 5 dB förlust i filtret. I [2] har Philips kalkylerat med 17 dB. I databladet till filtret anges 21 dB. Detta data är givet med 50  $\Omega$  in-och utimpedans, medan vi i vår konstruktion har högimpedivt. Detta ger en impedanstransformering, vilket ger mindre dämpning.

## 8.7 Uppmätning av sändare

Målet med denna mätning var att kontrollera sändarens funktion och mäta upp uteffekt.

### 8.7.1 Kopplingar

Denna gång byglades radion som en sändare, tvärt emot 8.6.1. Nackdelen är att sändaren ligger på hela tiden och skickar ut effekt. Men det kändes som ett överkomligt, då det underlättar mätningar och kopplingar.

TX\_PWR\_RMP nycklades med en fyrkantvåg. Frekvensen sattes till 100 Hz vilket motsvarar en ramtid på 10 ms. Duty cycle sattes till 20 %, vilket var det lägsta generatören klarade av. 20% av 10 ms är 2 ms, vilket ungefär 5 tidsluckor i rad. TX\_PWR\_RMP styr spänningsmatningen till slutsteget. Slutsteget skall generera upp till 24 dBm (250 mW). Om man skulle slå på det kontinuerligt skulle det bli varmt och inte må bra av det. Därför nycklades det.

### 8.7.2 Mätmetod

Antennporten kopplades direkt till spektrumanalysatorn och uteffekten kunde avläsas direkt. Eftersom effekten är pulsad användes ”max hold” på mätinstrumentet.

### 8.7.3 Resultat

Slutsteget är baserat på GaAs och därmed extra känsligt för ESD. Första chipet som monterades fungerade inte, säkert på grund av slarvig hantering vid montering.

Efter montering av nytt chip fungerade steget, men leverade endast 10.8 dBm (avläst 8.9 dBm + 1.9 dB kabelförlust). Efter undersökning konstaterades att steget fick endast omkring 1 volt när det gick och 3.0 volt när det inte gick. Spänningsreguleringen orkade inte hålla spänningen när strömmen pulsades.

Efter att ha bytt transistor i spänningsregleringen mot en starkare (klarar högre förlusteffekt och högre ström) och sänkt bastyrningsmotståndet levererade spänningsmatningen 3.5 volt. Kontinuerligt.

Uteffekten 20.4 dBm (18.5 dBm avläst + 1.9 dB kabelförlust). Detta ansågs godkänt då radiodelen fungerar, medan spänningsmatningen har sina brister. Antagligen levererar UAA2067:n för låg effekt till PA:t.



## 9 Sammanfattning

Arbetet gick ut på att konstruera en radiodel för DECT-bandet strax under 2 GHz.

Philips skriver om sitt chipset att det "gör det möjligt att snabbt och enkelt utveckla prisbilliga trådlösa telefoner enligt DECT-standard" [9]. 2 GHz är aldrig "enkelt".

De mätningar jag gjort på prototypen indikerar att den kan fungera helt ut som en radiodel till DECT. Vissa filter kanske måste kalibreras lite mer, men frågan är vad som händer med radioparametrarna när det kommer till produktion. Som exempel kan förflyttningen av kapacitansdioden användas; förflyttning av den en halv millimeter gav ändrat frekvensområde med 300 MHz, från icke-godkänt till godkänt.

Problem som fortfarande finns att studera närmare ingår slutstegdelen inklusive spänningsmatning. Dessa delar nådde inte upp till standard, men ansåg ha "potential att fungera". För resultat i siffrvärden hänvisas till tidigare kapitel.

Mycket hjälp har erhållits från Philips i form av datablad, applikationsexempel och kontakter. Tyvärr är inte informationen från Philips fullständig, bland annat vad gäller radioparametrar på chipsen. Detta gör bland annat att man inte kan simulera i den utsträckning man vill. De komponentvärden vi erhållit från Philips har dock visat sig stämma tämligen bra, men då förstår man inte konstruktionen och dess begränsningar/möjligheter.

En intressant källa till vidare information är [14]. Den beskriver ett lite äldre chipset, men innehåller mycket matnyttigt vad gäller design av de "avancerade" delarna som även förekommer i det nya chipsetet.

Som exjobb betraktat har jag fått bekanta mig med allehanda nya saker som simulering av HF-kretsar, samarbete med CAD-personal, praktisk HF-teknik på 2 GHz, avancerade radioinstrument och dess användning.

## A Förkortningar

DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunication
TDD	Time Division Duplex
FDD	Frequency Division Duplex
PLL	Phase Locked Loop (se 4.2)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
ETR	ETSI Technical Reports
CTR	Common Technical Regulations
RLL	Radio in the Local Loop
WLL	Wireless Local Loop
ISO	International Standards Organisation
OSI	Open System Interconnection
FDMA	Frequency Division, Multiple Access
TDMA	Time Division, Multiple Access
DCS	Dynamic Channel Allocation
SAW	Surface Acoustic Wave
VCO	Voltage Controlled Oscillator
EMC	Electro Magnetic Compatibility
BMC	Burst Mode Controller
DLC	Data Link Control
MAC	Media Access Control
IFLO	Intermediate Frequency Local Oscillator
RFLO	Radio Frequency Local Oscillator
TX	Transmitter
RX	Receiver
RSSI	Received Signal Strength Indicator
GSM	Global System for Mobile communication
RF	Radio Frequency
IF	Intermediate Frequency
ISI	InterSymbol Interference
BER	Bit Error Rate
ARM	Advanced Risc Machines
EPROM	Erasable Programmable Read Only Memory
EEPROM	Electrical Erasable Programmable Read Only Memory
RAM	Random Access Memory

## B Exempel på en simuleringsfil till SuperCompact

Resultatet av simuleringen kan ses i nästa bilaga.

```
*****
* DECT 1900 diversity switches *
* * *
* (C) SpaceNet Communication, 1997 *
* Stefan Petersen *
* *
*****
*
*
BLK
*Antenna filter network
SLC 100 190 L=.8nH C=1.5pF
VIA 190 0 D=0.6MM SUB3
TRL 100 101 W=2mm P=7.5mm SUB3
SLC 101 191 L=.8nH C=1pF
VIA 191 0 D=0.6MM SUB3
TRL 101 102 W=2mm P=7.5mm SUB3
SLC 102 192 L=.8nH C=1.5pF
VIA 192 0 D=0.6mm SUB3
*Output capacitor (out=103)
SLC 102 103 L=0.8nH C=10pF

ANTFILT: 2POR 100 103
END

BLK
*Switch control network
RECI 202 400 Li=1mm Ai=2mm Bi=1mm N=3 W=0.3mm S=0.4mm G SUB3
VIA 400 401 D=0.6mm SUB1
TRL 401 402 W=0.5mm P=4mm SUB2
VIA 402 403 D=0.6mm SUB1
CAP 403 404 C=8.2pF
VIA 404 0 D=0.6mm SUB3

SWCTRL: 1POR 202
END

BLK
ANTFILT 100 125
ANTFILT 150 175
```

```

* The switch
SRL 125 200 R=20H L=2.0nH
CAP 200 175 C=0.45pF

* Connect switch control network
SWCTRL 125
* Port 1 : Common
* Port 2 : Antenna; connected
* Port 3 : Antenna; disconnected
DIV-SW: 3POR 200 100 150
END
*
FREQ
STEP 1700MHZ 2500MHZ 5MHZ
END
*
DATA
* Substrate data
SUB1: MS H=0.38MM ER=4.5 TAND=0.03
SUB2: MS H=0.76mm ER=4.5 TAND=0.03
SUB3: MS H=1.16mm ER=4.5 TAND=0.03
END

```

## C Simuleringsresultat för diversitetswitchen

## D Errata för kretskort

Här följer en uppräknig av de fel och brister som hittats på kretskortet under mät-och utprovningssfasen. För framtida bruk på SpaceNet.

- D300 felvänd.
- C323 och C319 skall byta plats.
- D301; fel padstorlek. Skall vara SOD123.
- F100; fel storlek. Antingen har Philips specificerat fel filter (troligt) eller så har jag fått fel filter.
- Montera *ej* C501.
- TR600 är en BC817.
- R602 byts lämpligen till ett 18  $\Omega$ :s.

## Referenser

- [1] Peter Wong & David Britland, *Mobile Data Communications System*, Boston,London, Artech House, 1992
- [2] OM5830 DECT Transceiver Demo Board, *User Manual*, Philips, 1997
- [3] Data Handbook IC17, *Semiconductors for Wireless Communications*, Philips, 1997
- [4] D. Åkerberg et al, "DECT technology for radio in the local loop", *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference vol.2*, Stockholm, 1994
- [5] P. Mogensen och S.Petersen, "Practical Considerations of Using Antenna Diversity in DECT", *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference vol.2*, Stockholm, 1994
- [6] Andersen, Eggers, Mogensen, "Ubredelse af radiobølger og mobilkommunikation", *Teleteknik vol.38 no.1*, 1994
- [7] G. Dolmans, "Diversity Systems for Mobile Communication in a Large Room", *EUT Report 96-E-297*, March 1996
- [8] Christian Olgaard, Bill Burdette, William O. Keese, "Modulation med konstant envelopp - på nytt sätt", *Elektronik i Norden nr. 10/97*
- [9] Översatt av Nils Lindgren, Philips Components AB, "DECT-lösningar för kontor och hem", *Elektronik i Norden nr.9/97*
- [10] Anders Ljungström, DECT konkurrent och komplement till GSM", *Elektronik i Norden nr. 9/97*
- [11] *Digital Enhanced Cordless Telecommunications*, XSYS New Media Technologies Group, ([www.xsys.de](http://www.xsys.de))
- [12] *VCO Designer's Handbook*, Mini-Circuits, P.O Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003, USA ([www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com))
- [13] P. Hugues, "Low power single/dual frequency synthesizers: 1017M/1018M/1019M(AM)/1020M(AM)", *Application note AN95012*, Philips Semiconductor, 1995
- [14] Rishi Mohindra, "OM5045 DECT Radio Design", *Application note AN95012*, Philips Semiconductor, 1995