

EFFEKTÖRSTÄKARE FÖR NÄSTA GENERATIONS MOBILTELEFONNÄT

Erik Andersson
Ludvig Carlsson
Niklas Karlsson
Kristoffer Ottosson

Institutionen för Mikrovågsteknik och Nanovetenskap, MC2
Avdelningen Microwave Electronics Laboratory

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2011
Kandidatarbete

Sammanfattning

Rapporten beskriver simulering och modellering av en switchad effektförstärkare som använder sig av en transistor av typen GaN HEMT. Förstärkaren är avsedd att användas vid 2,26 GHz och har en uteffekt på 20 W. Förstärkardesignen simulerades först med hjälp av Advanced Design System (ADS), för att sedan realiseras i form av en fysisk förstärkare. Modelleringstypen som använts är Poly Harmonic Distorsion (PHD) modellering. Målsättningen var att uppnå en hög verkningsgrad vid anpassning mot 50Ω . Vid modellering var målsättningen att utvärdera PHD-modellen, både i avseende hur väl den beskriver en effektförstärkare samt hur mätförfarandet vid uppmätning av dess parametrar går till.

Maximal verkningsgrad uppmättes vid en ineffekt på 31 dBm, resultatet i form av PAE blev 57,8 % med en tillhörande förstärkning på 8,7 dB. PHD-modellen uppvisar goda resultat avseende precision vid extrahering av PHD-parametrar. Mätningarna som krävdes för modellering var relativt enkla och gick fort, i detta arbete gjordes tre mätningar á 15 minuter.

Abstract

This report deals with the simulation and modeling of a switched mode power amplifier, using a transistor of the type GaN HEMT. The amplifier is designed for use at 2.26 GHz with an output power of 20 W. The amplifier design was simulated using Advanced Design System (ADS), and realized physically after completion. Modelling the amplifier was done using Polyharmonic Distorsion (PHD) modeling. The goal was to design an efficient amplifier for use in a 50Ω system. When modeling the goal was to evaluate the PHD model, both regarding its ability to describe a power amplifier and the procedure for measuring the parameters.

Maximum efficiency was measured at an input power of 31 dBm, the result in terms of PAE was 57.8% with a resulting gain of 8.7 dB. The PHD model shows good results regarding precision when extracting PHD parameters. Measurements were relatively simple and fast, for this report three measurements were made at 15 minutes each.

Innehåll

Beteckningar och förkortningar	iv
1 Inledning	1
1.1 Syfte med projektet	2
1.2 Tidigare arbeten inom området	2
1.3 Rapportens disposition	3
2 Metod	4
2.1 Simulering	4
2.2 Modellering	4
2.3 Mätning	5
2.4 Behandling av data	5
3 Bakomliggande teori	6
3.1 Högfrekvensteknik	6
3.2 Grundläggande teori för transistorer	11
3.3 Verkningsgrad, η och PAE	12
3.4 Förenklad förstärkare	13
3.5 Förstärkarklasser	14
3.6 Förstärkning	17
3.7 Stabilitet	17
3.8 Linjära och olinjära system	18
3.9 Modelleringsteori	19
4 Transistorval	21
4.1 Kravspecifikation för transistorn	21
4.2 Transistortypen GaN HEMT	21
4.3 Den specifika transistormodellen CGH40025	22
5 Förstärkardesign	24
5.1 Load- och sourcepull	24
5.2 Konstruktion av kretsen	26
5.3 Ingångsdelen	28
5.4 Utgångsdelen	29
5.5 Anpassning mot 50Ω	30
5.6 Stabilitet	30
5.7 Layout	30
5.8 Tillverkning och montering	31

6	PHD-modellen	34
6.1	PHD-modellens matematiska ramverk	34
6.2	Ingående analys av PHD-ekvationen	37
6.3	Implementation av PHD-modellen	39
6.3.1	Ticklersignalen	39
6.3.2	Mätaspekter i praktiken	40
6.4	PHD och CAD	40
6.5	PHD-extrahering av simulerad modell i ADS	41
7	Mätningar	43
7.1	Kalibrering	44
7.2	Mätuppställning	46
7.3	Mätfaser	48
8	Resultat	50
8.1	PAE och förstärkning, simulerat	50
8.2	PAE och förstärkning, uppmätt	51
8.3	PHD-parametrar, simulerade	54
8.4	PHD-parametrar, uppmätta egen förstärkare	58
8.5	PHD-parametrar, uppmätta på testförstärkare	61
9	Diskussion	63
9.1	Kretsen	63
9.1.1	Stabilitet	64
9.2	PHD-modellen	64
9.2.1	Tolkning av resultat, duglighet hos PHD-modellen	64
9.2.2	Amplitud på ticklern	66
9.3	Mätning	66
9.3.1	Mätfel och felfaktorer vid mätning	66
9.3.2	Värmeeffektens påverkan på mätresultat	67
9.3.3	Skillnad mellan CAD-simulering och riktig mätning	67
10	Slutsats	69
	Referenser	71
	Appendix	73
A	I rapporten ej presenterade resultat	73
B	Övriga bilder	78

Beteckningar

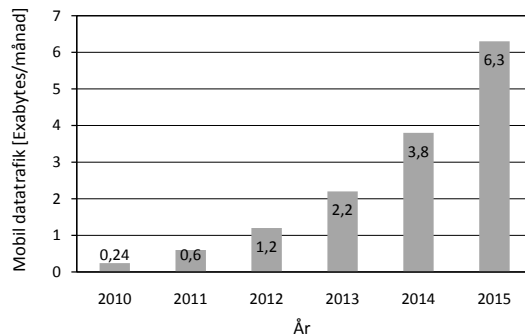
C	Kapacitans
L	Induktans
P	Effekt
η	Verkningsgrad
tickler	Infallande signal som är liten i förhållande till huvudsignalen
λ	Våglängd
G	Förstärkning

Förkortningar

ADS	Advanced Design System
CAD	Computer Aided Design
GaN	Galliumnitrid
HB	Harmonic Balance
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HPR	Harmonic Phase Reference
I/O	Input/Output
LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor
LSNA	Large Signal Network Analyzer
PAE	Power Added Efficiency
RF	Radiofrekvens, Radio Frequency
PHD	Polyharmonic Distortion
PWM	Pulse Width Modulation
SC	Sampling Converter
SOLT	Short, Open, Load, Through

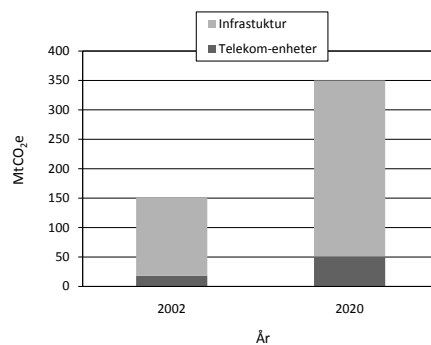
1 Inledning

I takt med att informationssamhället växer följer även ett ökat behov av dataöverföring. Under 2010 tilltog datatrafiken med en faktor 2,6, vilket betyder en nästan tredubbel ökning för tredje året i rad [1].



Figur 1.1: Uppskattning av världens totala trådlösa datatrafik fram till år 2015 [1].

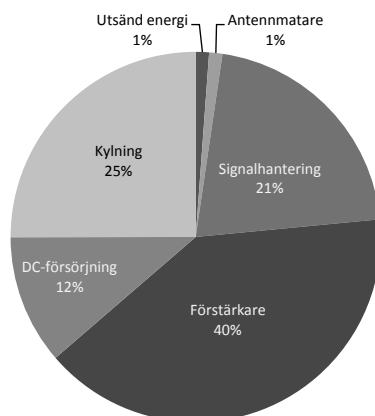
Nya prognoser görs kontinuerligt och de senaste pekar på, som synes i Figur 1.1, att den globala mobila trafiken kommer att uppgå till 6,3 Exabytes per månad år 2015. Det här medför oundvikligen att infrastrukturen inom telekommunikation måste utvidgas. Vilket med samma teknik ofrånkomligt leder till större energiförbrukning och i förlängningen ökade koldioxidutsläpp. I Figur 1.2 illustreras en prognos från år 2008, som förutsäger en dryg dubblering av telekom-industrins koldioxidavtryck från år 2002 till år 2020 [2].



Figur 1.2: CO₂-belastningen av mobila enheter och trådlös infrastruktur år 2002 och prognosen för år 2020. Definitionen av CO₂e enligt [3].

En stor del av avtrycket kommer från just själva infrastrukturen där radiobasstationer är en väsentlig del. Radiobasstationer har generellt sett en effektivitet på omkring några procent, vilket är anmärkningsvärt lågt. [4].

Som synes i Figur 1.3 tillhör förstärkaren och kylningen i en basstation de två mest energislukande enheterna. Kan verkningsgraden hos förstärkaren höjas finns mycket att vinna. Både i form ren energikonsumtion, men även i det avseendet att det krävs mindre kylning då värmeutvecklingen minskar.



Figur 1.3: Fördelningen av energiförbrukningen i en radiobasstation [4].

1.1 Syfte med projektet

Syftet med projektet har till stor del varit att ta fram en effektförstärkare med hög verkningsgrad som skulle kunna användas för att minska miljöpåverkan från radiobasstationer för mobiltelefoni. Projektet har även syftat till att få fram en modell för förstärkarens beteende med hjälp av Polyharmonic Distortion (PHD) modellering. Det här är en ny metod, relativt etablerade modelleringstekniker, som avser att undersöka hur ett system reagerar på inkommande signaler. En utvärdering av PHD-modellering har således också varit högt prioriterad.

1.2 Tidigare arbeten inom området

Teoretiskt sett går det att nå en effektivitet på 100 % med en förstärkare av typen switched mode, vilken är förstärkartypen som används i den här

rapporten [5]. Switched mode-förstärkare använder kretsens transistorer som strömbrytare snarare än kontrollerade strömkällor, vilket är fallet för linjära förstärkarklasser som bland annat används inom ljudbehandling. I praktiken gäller däremot andra siffror än 100 % på grund av icke ideala komponenter och begränsad precision beträffande design. Publicerade rapporter visar förstärkare med Power Added Efficiency (PAE) på över 80 % vid frekvenser kring 1 GHz [6]. Förstärkarna har i det fallet byggts av professionella inom området och ses inte som ett nödvändigt mål i den här rapporten. Däremot har målet hela tiden varit att få så hög PAE som möjligt.

1.3 Rapportens disposition

Kapitel 2, presenterar en kort genomgång om de olika metoder som användes under arbetet. Kapitel 3 börjar med att behandla bakomliggande teori för arbetet, som är nödvändig för förståelsen. Kapitel 4 till 7 är kapitel som behandlar genomförandet av design, mätningar och modellering. I Kapitel 4 ges en genomgång av hur valet av transistor gjordes. Kapitel 5 behandlar själva designandet av förstärkaren. Kapitel 6 innehåller bakgrundsinformation om PHD-modellen och hur den skall implementeras. Hur mätningar genomfördes för att skapa rådata till modellerna behandlas i Kapitel 7. I Kapitel 8 presenteras erhållna resultat. Rapporten avslutas i Kapitel 9 och 10 med diskussion kring arbetet samt slutsats.

2 Metod

Arbetet med att ta fram en förstärkare och modellera den har skett i olika delar. En kort förklaring av arbetsgången i de här delarna kommer här att ges.

2.1 Simulering

All simulering i det här arbetet har gjorts i Advanced Design System, ADS, från Agilent Technologies. För att kunna påbörja simulering av något slag behövdes först en modell av transistorn, när den hade valts ut påbörjades simuleringarna. Första simuleringen som gjordes var anpassning av in- och utgångsimpedans, load- och sourcepull. Den här typen av simulering syftar till att hitta ideala impedansvärden, i det här fallet för att maximera verkningsgraden hos förstärkaren. Vid det här steget i simuleringen användes, utöver transistorn, bara ideala komponenter.

Vid nästa steg i simuleringen introducerades icke ideala komponenter. Målet med den här simuleringen var att försöka efterlikna den ideala krets som tagits fram tidigare. När simuleringarna var klara kontrollerades stabiliteten hos förstärkaren för att säkerställa att inga oscillationer skulle uppstå, då de kan förstöra komponenter i förstärkaren. En layout togs sedan fram för att kunna skicka kretsen på tillverkning. Efter att den anlant monterades komponenterna för att färdigställa den för mätning.

2.2 Modellering

Under hela arbetet inhämtades information om modelleringstekniken som skulle användas, Poly Harmonic Distorsion (PHD) modellering. Det syftade till att förbereda för mätningarna som senare skulle genomföras, samt hur producerad data skulle hanteras för att skapa en modell av förstärkaren. Mätdata efterbehandlades efter mätningar för att dels modellera förstärkaren och dels utvärdera PHD-modellens duglighet

2.3 Mätning

Mätdata insamlades i huvudsak av en Large Signal Network Analyzer (LSNA). Mätuppställningen byggdes efter våra behov men baserades på tillgängligheten av instrument i labbet. Utöver möjligheten att kunna extrahera parametrar för PHD-modellering, ger mätuppställningen möjlighet att samla in data för att beräkna verkningsgrad och förstärkning.

2.4 Behandling av data

Extrahering av PHD-parametrar samt behandling av mätdata skedde i Matlab med av författarna skrivna skript.

3 Bakomliggande teori

För att kunna ta till sig information om genomförande och resultat vid konstruktion av effektförstärkaren och modellering av densamma, behövs en viss teoretisk bakgrund. Det här kapitlet syftar till att ge en tillräckligt god förklaring av relevant teori och tillhörande begrepp för att läsaren skall kunna tolka texten i resterande del av rapporten.

3.1 Högfrekvensteknik

Det här avsnittet är till för att förklara de viktigaste begreppen ur högfrekvensteknik som behövs för att kunna ta till sig senare kapitel om designen av förstärkaren. I den förstärkare som designades var signalfrekvenserna, 2,3 GHz och uppåt, så pass höga att vanlig kretsteori inte kan appliceras i sin enklaste form. Redan vid frekvenser mellan 300 MHz och 500 MHz börjar man prata om så kallade mikrovågor, det vill säga att högfrekvensteknik bör appliceras [7]. Den absolut största faktorn att ta i beaktning vid de här frekvenserna är att kabel och komponentlängder inte längre kan försummas som endast dämpningskällor. Det här fenomenet kommer från att våglängden börjar bli ungefär lika långa som komponenterna. Till exempel har de tidigare nämnda signalerna på 2,3 GHz och uppåt en våglängd på 13,0 cm och nedåt.

Om signalerna studeras som vågor kan ett antal vågegenskaper användas för att förklara hur olika ledningar och komponenter kommer påverka de spännings och strömvågor som kommer propagera längs ledningarna. Vid högre frekvenser kommer det tydligt finnas både toppar och bottnar på spänningsvågen längs ledningar, det vill säga vågdalar och toppar. I vanliga kretsar går givetvis även spänningen i vågor men eftersom våglängden ofta är så pass mycket längre än kretsen märks inte de här fenomenen och de försummas därför. För att kunna hantera högfrekventa problem med Kirchoffs lagar delas ledningen upp i mycket små delar som är korta jämfört med våglängden. Med hjälp av de här elementen kan sedan differentialekvationer skapas som visar att det går strömmar på ledningen. När de här elementen införs kallas de distribuerade element till skillnad från vanlig kretsteori där de kallas diskreta element.

Karakteristisk impedans

Från våglära vet vi att exempelvis vattenvågor kommer reflekteras om de stöter på ett annat medium, till exempel en stenvägg. Precis likadant är det med spänningsvågor i en kabel. Så länge kabeln är homogen i storlek och material kommer inte reflektioner skapas, men om exempelvis kabeln övergår till en bredare kabel eller ett medium med andra egenskaper kommer reflektioner uppstå. Som materialkonstant, vilken används för att veta huruvida och hur stor en reflektion blir, används så kallad karakteristisk impedans. Den skall inte blandas ihop med vanlig impedans. Karakteristisk impedans definieras som kvoten mellan spännings- och strömvågornas amplitud. Till skillnad från vanlig impedans medför inte karakteristisk impedans en effektutveckling eller ett spänningsfall. Alla ledningar har en karakteristisk impedans och om en ledning på 50Ω övergår till en ledning med exempelvis 75Ω kommer reflektioner bildas.

Anpassning

Om en signal på en 50Ω kabel stöter på en 50Ω "vanlig" impedans mot jord kommer ingen reflektion skapas och hela signalen kommer att utgå som effekt. Det här fenomenet kan förklaras genom att tänka sig att en våg faller in mot en vägg som är böjbar och som börjar röra sig i takt mot vågen. Hela vågens energi kommer då övergå till de svängande rörelserna i väggen och inget kommer därför reflekteras. Det här medför att om en smart designer ser till att inimpedansen för en hel krets är den samma som insignalkällans impedans, samt att alla ledningar mellan dem har samma karakteristiska impedans, kommer inga reflektioner skapas mellan kretsarna. Det här kallas att insignalkällan och kretsen är anpassade mot samma impedans. Om två kretsar som båda är anpassade mot 50Ω kopplas samman kommer det inte skapas reflektioner mellan dem. För att de flesta kretsar skall vara kompatibla med varandra används 50Ω som den absolut vanligaste in- och utimpedansen för mikrovågskretsar.

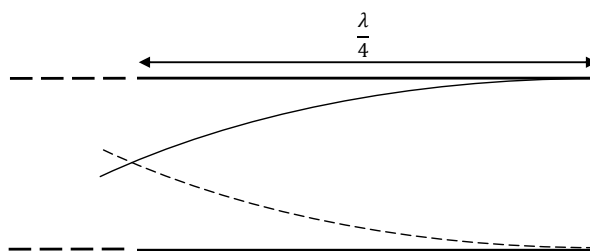
Stationärtillstånd

Om en våg rör sig längs ett område där vågen inte propagerar kommer en så kallad vågfront skapas. En vågfront inom högfrekvens skapas när spänningskällan startas. Eftersom kretsar kan vara flera våglängder långa kommer det

i uppstartandet av en krets finnas en tydlig vågfront som kommer reflekteras och möta sig själv. Det här medför att en tid efter att spänningsvågen startar kommer reflektioner från vågfronten studsas fram och tillbaka i kretsen och skapa spänningar och vågmönster som inte är periodiska, kallat transient förlopp. Till slut kommer dock studsarna jämnas ut och ett tillstånd kallat stationärtillstånd att uppnås. På förstärkaren som skapats i den här rapporten studeras endast karakteristik utifrån stationärtillståndet.

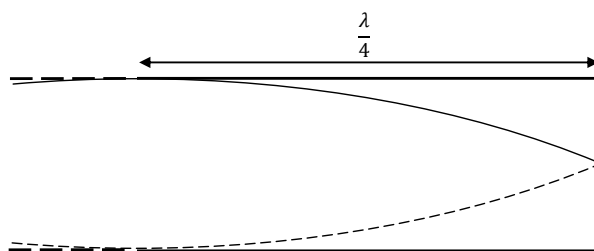
Stubbar

Från våglära vet vi att när vågor till stor del reflekteras mot ett annat medium och möter sig själv kommer det skapas så kallade stående vågor. Det vill säga vågor infallande mot exempelvis en öppen ledning (tänk oändlig impedans) kommer reflekteras tillbaka helt och skapa en stående våg i stationärt tillstånd. Ett exempel på det här är hur ljudvågor används för att skapa toner i ett rör öppet i ena ändan. Där röret slutar kommer tonen ha som högst amplitud. Amplituden kommer sjunka längre in längs röret och efter $\frac{\lambda}{4}$ kommer amplituden vara noll. Samma fenomen kommer uppstå i exemplet med spänningsvågor längs en öppen ledning, det vill säga att spänningen kommer vara max där ledning är öppen och noll efter $\frac{\lambda}{4}$ in längs ledningen som i 3.1. Detta kommer innebära att $\frac{\lambda}{4}$ från en öppen ledning, oändlig resistans, kommer upplevas som en kortsluten ledning, obefintlig resistans. Om den öppna kabeln kortsluts kommer toner också skapas på ett likande



Figur 3.1: En stående våg i en öppen pipa.

sätt fast spänningen kommer vara noll i änden, för ljudexemplet yttrar det sig som en stängd pipa. För spänningsvågor kommer då kabeln agera som pipan i Figur 3.2 och upplevas som en öppen kabel, det vill säga en obefintlig impedans kommer upplevas som en oändlig. Om kabeln studeras vid olika längder kommer då impedansen röra sig mellan oändlig och obefintlig.



Figur 3.2: En stående våg i en stängd pipa.

Det vill säga att kabellängder kan användas för att skapa en impedans. De här fenomenen utnyttjas inom högfrekvenstekniken genom att använda så kallade stubbar, vilket är en ledning mot jord eller luft som används för att skapa vissa impedanser för vissa frekvenser. Dock är det viktigt att påpeka att alla ledningslängder påverkar hur signalen ser ut på andra ändan av ledningen. Därför är det viktigt att ledningslängderna är sådana att signalen inte påverkas på oönskat sätt.

Spridningsparametrar

För höga frekvenser blir det svårare att bestämma impedansen på komponenter, med tanke på komponent längder och liknande påverkar impedansen. För att smidigare beskriva kretsar används därför så kallade Spridningsparametrar förkortat S-parametrar. S-parametrar beskriver hur stor del av signalen som går igenom en krets och hur stor del som reflekteras. De enklaste fallet av S-parametrar är tvåports-varianten, vilket även är den enda som kommer studeras i det här arbetet, som beskrivs med Figur 3.3:



Figur 3.3: En tvåports-krets och de olika vågor som kan utgå från en sådan.

För ett tvåports-system, som det i Figur 3.3 ovan, behövs det fyra S-parametrar (S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12}) för att beskriva hur en krets kommer bete sig för diverse

insignaler. De här defineras enligt följande:

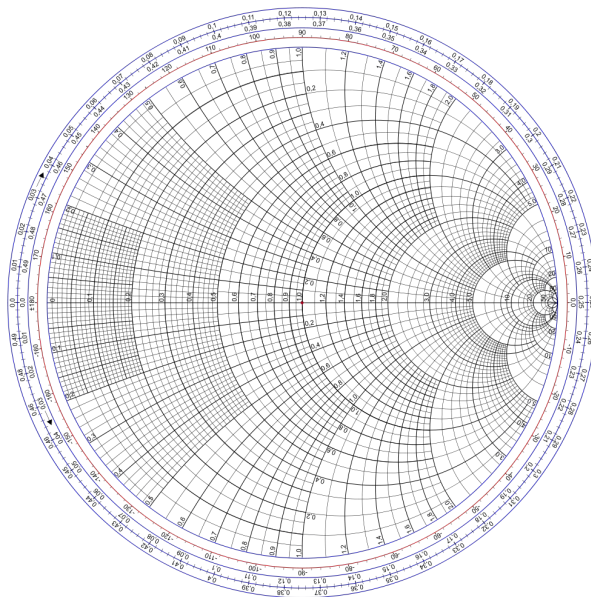
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Om a_2 -vågen antas vara noll för en infallande a_1 -våg, samt att a_1 -vågen är noll för infallande a_2 -våg, det vill säga att mätutrustning antas vara perfekt anpassad mot systemimpedansen, kommer de olika parametrarna kunna extraheras ur mätning av b_2 och b_1 för en känd a_1 -signal. Om antagandet ovan följs kommer S_{11} motsvara kvoten mellan ingående signal och den signal som reflekteras tillbaka på port 1, S_{22} är likandan fast för port 2. S_{21} är kvoten mellan ingående signal på port 1 och åtgående på port 2. Likaså är S_{12} kvoten mellan ingående signal på port 2 och utgående på port 1. För de enklaste kretsarna resistanser, kondensatorer och spolar kommer $S_{12} = S_{21}$. Med en känd impedans på signalkällan och känd systemimpedans kan S-parametrar användas för att beskrivas kretsen för den specifika frekvens som mätningen gjordes på. För att karakterisera över frekvens måste frekvensen svepas, vilket är mycket vanligt att göra. Den stora nackdelen med S-parametrar är de inte klara av att beskriva olinjära kretsar, som exempelvis en förstärkare.

Smithdiagram

Smithdiagram är ett användbart verktyg som uppfanns av Philip H. Smith för att undelätta just konstruktion av mikrovågskretsar [8]. Smithdiagrammet plottas i komplexa talplanet för reflektioner. Origo i ett Smithdiagram motsvarar alltså ingen reflektion, det vill säga fullständig anpassning till systemimpedansen. Punkten 1, längst till höger i diagrammet, motsvarar totalreflektion, det vill säga oändlig impedans, vilket innebär öppen ledning. Den andra sidan, punkten -1, motsvarar också totalreflektion men på jordledaren, det vill säga kortslutning.

De cirklar som börjar i 1 är så kallade resistanscirklar eftersom de representerar konstant resistans men med varierande reaktans. Alltså den yttersta cirkeln som avgränsar diagrammet representerar att resistansen är noll men med varierande reaktans. "Utanför" smithdiagrammet är alltså resistansen mindre än noll då mer än hela signalen reflekteras, vilket inte är fysiskt möjligt för passiva kretsar. De linjer som ser ut som kvartcirklar som utgår från punkten 1 är så kallade reaktanslinjer. Längs de här linjerna är reaktansen konstant medan resistansen varierar.

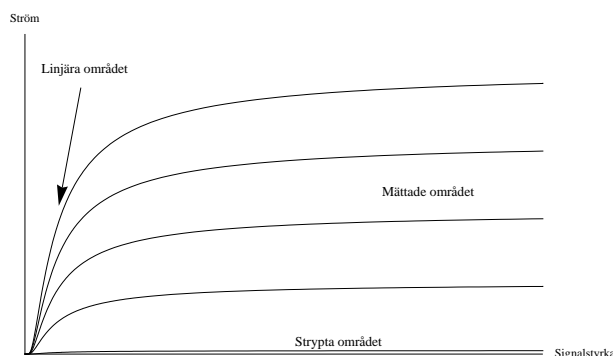


Figur 3.4: Ett Smithdiagram med impedans-cirklar.

En av de smidigaste egenskaperna med Smithdiagram är att de effekter längder har på kretsar kan illustreras, vilket beskrivdes i Avsnitt 3.1. Där visades att en ledning på $\frac{\lambda}{4}$ får en öppen ledning att agera som en kortslutning, vilket motsvarar en 180° vridning i diagrammet. En ledningslängd kommer därför innebära en radiell vridning i Smithdiagrammet, där ett varv motsvarar en halv våglängd.

3.2 Grundläggande teori för transistorer

En avgörande byggsten hos förstärkaren är transistoren. En ideal transistor kan delas in i tre olika områden vilka den arbetar inom, strypt, linjär samt mättad. Vilket specifikt område man arbetar inom påverkas av biaseringspunkten samt storlek på signalen runt den punkten. Alla signaler anses i det här stycket vara sinusformade. Andelen av en signal som förstärks kommer därför i fortsättningen anges i grader av en period, även kallat ledningsvinkel, varpå 360° motsvarar hela signalen.



Figur 3.5: I/V-karakteristik för en godtycklig transistor.

3.3 Verkningsgrad, η och PAE

Det övergripande målet med det här projektet har varit att konstruera en förstärkare med så hög verkningsgrad som möjligt. Den allmänna definitionen för verkningsgrad är andelen nyttig energi som kan utvinnas ut ett system, delat med tillförd energi:

$$\text{Verkningsgrad} = \frac{\text{Nyttig utvunnen energi}}{\text{Tillförd energi}} \quad (3.2)$$

I en elektrisk krets räknas nyttig och tillförd energi i form av effekt. För att uppnå hög verkningsgrad behöver man minimera oönskad effektutveckling i kretsen. Effekt räknas ut enligt:

$$P = V \cdot I \quad (3.3)$$

Då spänning och ström är noll fås uppenbart ingen effektutveckling, men inte heller något annat av nytta. Man skall istället se till att då spänningen är hög är strömmen låg eller vice versa. Det här gör att effektutvecklingen kan minimeras och är den teori som används i switchade förstärkare. Mer om dem senare i det här kapitlet.

Ett annat sätt att presentera effekt är att använda en logaritmisk skala, en konventionen som ofta används är dBm. Det som är speciellt med dBm är att effekten alltid relateras till en fast referenspunkt, vilken är 1 mW. Ekvationen för P_{dBm} är följande:

$$P_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{UT}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (3.4)$$

Det finns dock olika sätt att definiera verkningsgrad, i den här rapporten används två olika definitioner. Den första är Drain efficiency, vanligen betecknad med η , och så också i den här rapporten:

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{UT}}{P_{DC}} \quad [\%] \quad (3.5)$$

I ord innebär det här att Drain efficiency är användbar uteffekt delat med total tillförd effekt från DC. Det vill säga att om all tillförd effekt omvandlas till användbar uteffekt fås en verkningsgrad på 100 %. Användbar uteffekt, P_{OUT} , är effekten kopplad till önskad frekvens som levereras till lasten. Ett annat sätt att mäta verkningsgrad på är Power Added Efficiency (PAE), vilket ger mer information än η .

$$\text{PAE} = 100 \cdot \frac{P_{UT,RF} - P_{IN,RF}}{P_{DC,Total}} \quad (3.6)$$

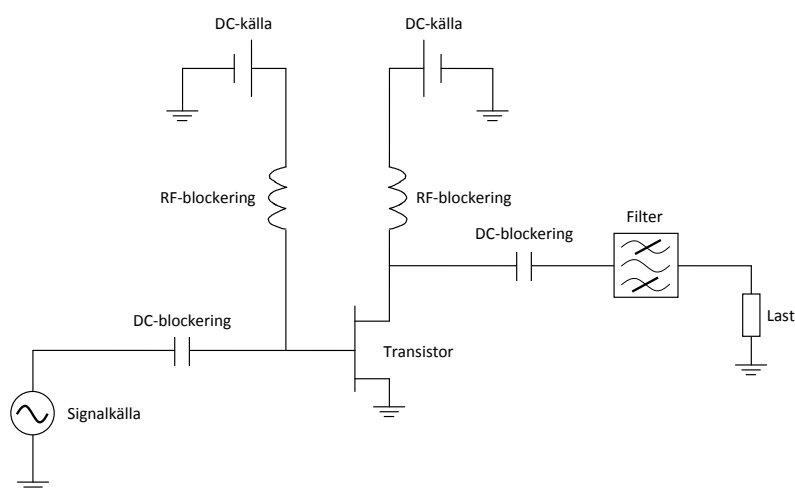
PAE tar alltså hänsyn till hur mycket effekt som förbrukas av signalen på ingången. Vid hög förstärkning ser man också att PAE kommer att närma sig η , eftersom P_{OUT} kommer att bli mycket större än P_{IN} . RF står för Radio Frequency, radiofrekvens på svenska, och syftar till frekvenser ungefär mellan 3 kHz och 300 GHz.

Då ordet verkningsgrad används i rapporten menas i allmänhet PAE. Om chansen för missförstånd finns kommer beteckningarna, PAE respektive η , att användas.

3.4 Förenklad förstärkare

För att få en praktiskt användbar förstärkare behövs mer krets-element än bara en transistor. Deras uppgift är att hantera spänningsmatning samt signaler på rätt sätt. Istället för de verkliga krets-elementen, visas i Figur 3.6 en förenklad bild i form av funktionella block.

DC-blockeringen stoppar likström från att fortplanta sig i kretsen, medan en RF-blockeringen stoppar radiovågor från att fortplanta sig. Filter på ut-



Figur 3.6: Schematisk bild av en förstärkare.

gången ser till att bara den eller de frekvenser som är intressanta går ut till lasten.

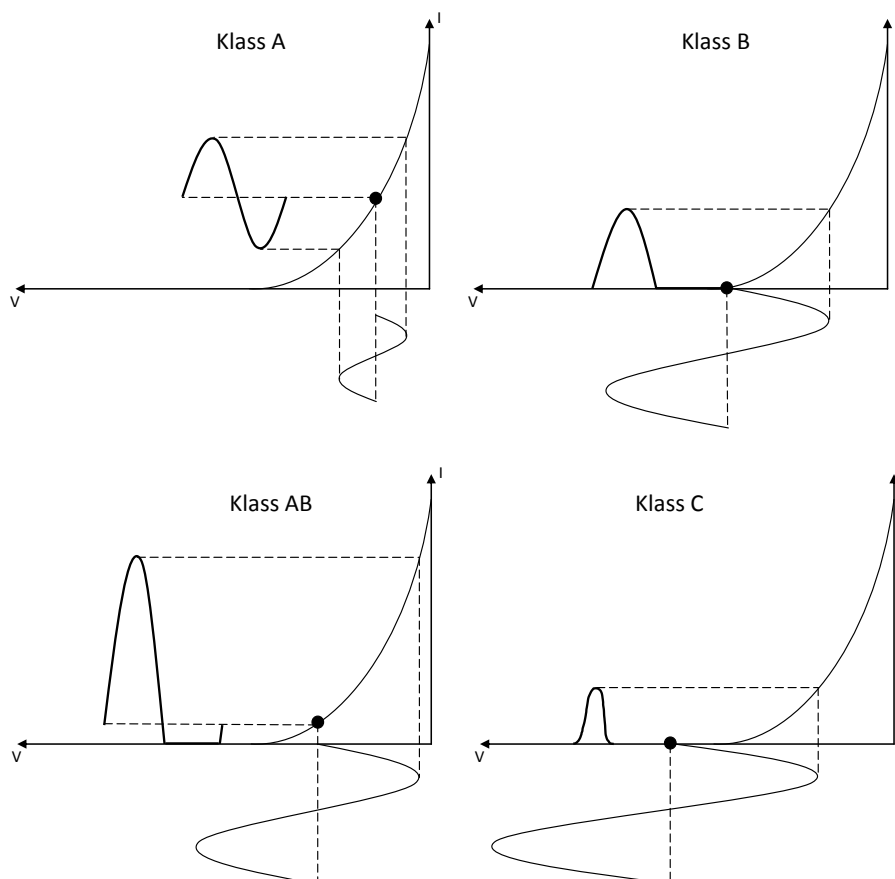
3.5 Förstärkarklasser

En förstärkare av klass A är biaserad så att den arbetar helt inom det linjära området. Det här betyder att signalen förstärks lika mycket över en period, det vill säga att ledningsvinkeln är 360° . Fördelen är en mycket låg distorsion, det vill säga förvrängning av signalen. Teoretiskt maximum för verkningsgraden är dock begränsat till 50 % [9].

En förstärkare av klass B arbetar både i det strypta och det linjära området. Biaseringspunkten läggs så att ledningsvinkeln blir 180° . Det här ger ett teoretiskt maximum för verkningsgraden på 78,5 % [9]. Eftersom bara halva signalen förstärks uppstår hög distorsion, vilket gör att en klass B förstärkare sällan används ensam utan istället i par. Den här parkonfigurationen, som kallas push-pull, hjälper till att minska distorsionen jämfört med en enkel förstärkare av klass B.

Om förstärkaren arbetar med en ledningsvinkel över 180° fås en förstärkare av klass AB. Även den här typen av förstärkare används ofta i par för att minska distorsionen.

Vid användning av klass C har man sänkt biaseringspunkten ytterligare och ledningsvinkeln är mindre än 180° . Det här leder till ytterligare ökning av verkningsgraden, men samtidigt också ökad distorsion. Klass C har en teoretisk verkningsgrad på 100 %, men då det uppnås kommer uteffekten att vara noll [9].



Figur 3.7: Den principiella funktionen hos respektive förstärkarklass.

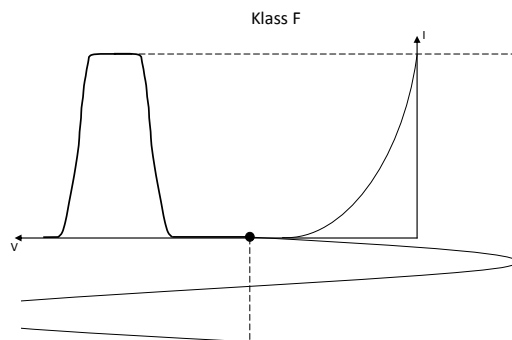
Som synes indelas alltså de här förstärkarna i klasser baserat på ledningsvinkeln. Som nämndes i inledningen behöver förstärkare bli mer energieffektiva för att få ner ekonomiska och miljömässiga kostnader. En väg att gå är att använda switchade förstärkare.

Switchade förstärkare

Switchade förstärkare bygger på att transistorn skall fungera som en switch, alltså att den antingen är på eller av. Som nämnts i avsnittet om verkningsgrad, kan energi sparas genom att aldrig låta både ström och spänning vara höga samtidigt. Teoretiskt kan de här förstärkarna komma upp i en verkningsgrad på 100 % eftersom ström och spänning i en switch aldrig är nollskilda samtidigt.

Det finns en mängd olika klasser av switchade förstärkare, en vanlig förstärkare inom området är klass D. Den här förstärkaren bygger dock på tekniker som t.ex. Pulse Width Modulation (PWM), vilka är svåra att realisera när man arbetar med RF-vågor. Den klass som har använts i den här rapporten är en klass F. Det är dock mindre viktigt att veta klassificeringen, desto viktigare är det att förstå funktionen.

För att förstå hur en klass F förstärkare fungerar är det enklast att utgå från en klass C, biaseringen ligger även här så att ledningsvinkeln är nära eller under 180° . Skillnaden ligger i att man har mycket större amplitud på insignalen, vilket är det som gör att förstärkaren nu arbetar som en switch. Switchen är dock inte perfekt och en viss stigtid krävs då förstärkaren går från strypta området, av, till mättade området, på. Det som nu åstadkommit



Figur 3.8: Den principiella funktionen hos en förstärkare av klass F.

är en ökning av effektiviteten, men utsignalen har blivit obrukbar i dess nuvarande form. För att åtgärda det här behövs signalen filtreras, men utan att förbruka onödig effekt. För att undvika det här används endast reaktiva komponenter. De här komponenterna består i den här konstruktionen av stubbar i form av ledningar, se Avsnitt 3.1. Det här beskrivs i detalj senare i rapporten.

För att bilda en fyrkantsvåg behövs en fundamentalfrekvens, och sedan udda övertoner, ju fler desto bättre. Frekvensinnehållet för en ideal fyrkantsvåg kan skrivas:

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \quad (3.7)$$

För att skapa en ideal fyrkantsvåg i förstärkaren skall alltså alla jämna övertoner dämpas helt, medan de udda övertonerna skall dämpas så att de efterliknar koefficienterna i fourierserien. Det här skulle kunna uppnås på olika sätt, i den här rapporten används dock load- och sourcepull, det här kommer att behandlas senare i Avsnitt 5.1. Det här innebär att kretsen konstruerats utefter givna impedanser.

3.6 Förstärkning

Ordet förstärkning förklarar sig väldigt bra själv, men det finns många olika sätt att presentera en förstärkning på. Det enklaste och kanske mest naturliga sättet är troligtvis den rena kvoten mellan effekten på in- och utsignalen:

$$\text{Gain} = \frac{P_{UT}}{P_{IN}} \quad (3.8)$$

När förstärkningen ökar är det enklare att ange förstärkningen i decibel (dB) istället:

$$G_{\text{dB}} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{UT}}{P_{IN}}\right) \quad (3.9)$$

3.7 Stabilitet

Stabilitet är ett brett begrepp som används i många olika situationer. I det här arbetet handlar stabiliteten om att säkerställa att inga självsvängningar skapas i förstärkaren. En självsvängning innebär att en signal förstärks på grund av självresonans i kretsen. En passiv krets kan inte självsvänga, men en förstärkare är långt ifrån en passiv krets vilket gör att stabiliteten måste

tas i beaktning. Om en självsvängning uppstår kommer det inom kretsen finnas en signal som förstärks över tid, vilket kan leda till att komponenter går sönder på grund av de kraftiga signaler som skapas. För att kontrollera stabiliteten i kretsen användes instrument i simuleringsprogrammet Advanced Design System (ADS), som tar fram två värden av intresse, i det här fallet K och b .

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{21}S_{12}|} \quad (3.10)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.11)$$

samt

$$b = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.12)$$

Villkoret för ovillkorlig stabilitet är att $K > 1$ samt att $b > 0$ [7]. Det här behöver vara uppfyllt för alla frekvenser från likström till den frekvens transistorn inte längre förstärker ström eller spänning.

3.8 Linjära och olinjära system

För att särskilja elektriska system som behöver behandlas olika vid modellering och design på grund av olika beteende definierar vi två olika typer av system, linjära och olinjära. För ett linjärt system kan separata signaler vid ingången adderas för att få signalen vid utgången, det vill säga superpositionsprincipen gäller. Antag att vi har två signaler vid ingången x_1 respektive x_2 och att de här då de injiceras separat ger upphov till utsignalerna $y_1 = a \cdot x_1$ och $y_2 = a \cdot x_2$. Om vi då injicerar de här samtidigt kommer utsignalssvaret bli:

$$y_{tot} = y_1 + y_2 = a \cdot x_1 + a \cdot x_2 \quad (3.13)$$

I ett olinjärt system kan utsignalen y bero på insignalen x på ett godtyckligt sätt, vilket ger upphov till att övertoner bildas. Anledningen till att just övertoner bildas, som är multiplar av den injicerade frekvensen, kan enklast

beskrivas matematiskt. Olinjäriteten hos förstärkare är ofta relativt liten i jämförelse med fundamentalsignalen. Det här motiverar att en Taylorutveckling kan göras kring fundamentalsignalen, vilket resulterar i att olinjäriteten hos förstärkare kan beskrivas av ett polynom. Låt oss anta att en viss förstärkare kan beskrivas väl med ett andra gradens polynom enligt:

$$y(x) = a \cdot x + b \cdot x^2 \quad (3.14)$$

Om vi då injicerar en signal, $\cos(\omega t)$, kommer vi få en utsignal som ser ut som:

$$y(x) = a \cdot \cos(\omega t) + b \cdot \cos^2(\omega t) \quad (3.15)$$

Efter omskrivning med hjälp av trigonometriska identiteter kommer vi fram till:

$$y(x) = \frac{b}{2} + a \cdot \cos(\omega t) + \frac{b}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad (3.16)$$

Och vi har då alltså signalbidrag vid likström, fundamentalfrekvens samt andra harmonen av fundamentalfrekvensen. Om hänsyn tas till högre ordnings olinjäriteter erhölls på samma sätt $\cos(3\omega t)$ -termer och så vidare.

Som en observation kan tilläggas att det är av den här anledningen som linjära småsignalsmodeller fungerar bra, för de här systemen är den linjära termen dominerande.

3.9 Modelleringsteori

För att göra modeller av elektriska system finns det tre huvudtyper av modeller [7]. Fysikbaserade modeller som beräknar beteendet utifrån grundläggande fysikaliska samband, och kan ta hänsyn till effekter på kvantnivå. Kretsbaserade modeller som bygger på ekvivalenta nät av ingående komponenter, och beteendebaserade modeller som bygger på mätningar av det verkliga systemet.

De två förstnämnda modelleringsteknikerna fungerar bra i teorin, men har svårt för att ta hänsyn till icke ideala komponenter och andra störningar som

förekommer i verkliga system. Dessutom kräver de mycket tunga beräkningar och lämpar sig därför dåligt för modellering av system med stor förändring på amplituden hos insignalen. Fördelen är att man kan simulera systemet a priori - det vill säga innan tillverkning.

Beteendebaserade modeller är matematiska funktioner och samband anpassade till mätdata uppmätt på det verkliga systemet, de här tar hänsyn till icke ideala effekter. De här modellerna kräver mycket mindre beräkningskapacitet och ger ofta en mer exakt modell av det verkliga systemet. De tar dock mycket längre tid att skapa eftersom systemet i fråga måste tillverkas och mätas på innan modellen kan skapas. S-parametrar och PHD-modellen är exempel på beteendebaserade modeller.

För beteendemodeller är det önskvärt att ha en modell med god precision men låg beräknings- och mätkomplexitet. Ofta är olika modeller olika väl lämpade beroende på hur olinjärt systemet beter sig, vissa är bättre för svaga olinjäriteter, andra är bättre för starka olinjäriteter. Exempel på andra beteendemodeller än S-parametrar och PHD-modellen är Saleh-modellen, modeller baserade på I-V (ström-spänning) karakteristik samt modeller baserade på Volterra-serier.

4 Transistorval

Transistorer finns i många olika typer och utföranden. Grovt sett kan sägas att det finns två typer som presterar bra vid höga effekter och frekvenser, GaN HEMT och LDMOS [10][11]. Den kiselbaserade LDMOS, som står för Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor, är en etablerad transistortyp som bland annat finns i många av dagens radiobasstationer. GaN HEMT är, relativt LDMOS och andra transistorer, en nyutvecklad variant av transistor.

4.1 Kravspecifikation för transistorn

De primära kraven för den transistor som skulle användas var följande:

- Den skall vara anpassad för att först och främst operera i området 2,1-2,5 GHz.
- Den skall inte ha något inbyggt anpassningsnät, vilket ofta innebär en bredbandig förstärkare
- Den skall kunna leverera en effekt på 5-25 W.

För de transistorer som uppfyllde specifikationerna studerades följande faktorer mer noggrant för specificerat frekvensintervall och effekt:

- Hur hög är verkningsgraden hos transistorn.
- Hur stor är dess förstärkningen.

4.2 Transistorotypen GaN HEMT

GaN HEMT är förkortningen av Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor. Dess egenskaper och prestanda är inte kartlagda i exakt detalj och någon förfinad tillverkningsteknik för den här typen finns inte. Följden är att en GaN-transistor, relativt andra transistorer, är något oförutsägbar och dyr att tillverka. Däremot går utvecklingen väldigt fort fram. I dagsläget kan vem som helst få tag på bra GaN-transistorer för frekvenser upp till 6 GHz

och effekter på några hundra Watt. Den uppvisar väldigt goda egenskaper vid höga frekvenser och effekter [12]. Exempelvis har GaN ett i sammanhanget stort bandgap [13], vilket medför att transistorn har väldigt hög genombrotts-spänning, det vill säga att den klarar av väldigt hög drivspänning innan den kollapsar. Hög operationsspänning är till fördel då man designar en effektiv krets. GaN HEMT presterar bra även vid höga temperaturer och verkar därför väldigt lovande i effektkrävande högfrekvenstillämpningar. Förutsägelser har gjorts som menar på att GaN på lång sikt helt kommer att dominera marknaden gällande förstärkare till radiobasstationer, kompakta RADAR-system och dylikt [12].

4.3 Den specifika transistormodellen CGH40025

Efter en djupare undersökning av LDMOS och GaN HEMT verkade det som att den senare typen hade större potential att prestera bättre i vår effektförstärkare än den förra. Dessutom var gruppen enig om att det, i enlighet med projektets syfte, var lämpligare att arbeta med morgondagens teknik snarare än gårdagens. Valet föll således på att transistorn i vår krets skulle vara en GaN HEMT, se Figur 4.1.



Figur 4.1: Cree's CGH40025F GaN HEMT, den valet föll på.

Då undersökning av de kommersiellt tillgängliga GaN-transistorerna som uppfyllde givna specifikationer gjorts hittades till slut den enhet som kom att användas i effektförstärkaren. Valet baserades, utöver prestanda, på tillgänglighet samt om Institutionen för Mikroteknologi och Nanovetenskap hade tillgång till digitala modeller över transistorn i fråga som kunde användas. Valet föll på CGH40025 från Cree. Det är en bredbandig transistor, tillämpbar på frekvenser mellan 0 och 6 GHz, med ett ej anpassat inbyggt nät [14]. Maxeffekten är 30 W för vilken den har en Drain Efficiency vilket är kvoten mellan utgående och ingående effekt, på 62 %. Rekommenderad matnings-

spänning för transistorn är 28 V, men enligt datablad tål den upp till 84 V. På det hela taget passade transistorns egenskaper ändamålet mycket väl.

5 Förstärkardesign

När en transistormodell var bestämd kunde simulering för att skapa en krets påbörjas. För simulering användes Agilent's programvara Advanced Design System (ADS). Programvaran är specialiserad för design av RF-kretsar och erbjuder redskap för skapandet av kopplingschema, layout samt simulering i både frekvens och tidsdomän. Från tillverkaren av transistorn kunde en modell kompatibel med ADS erhållas, vilken användes i kommande simuleringar.

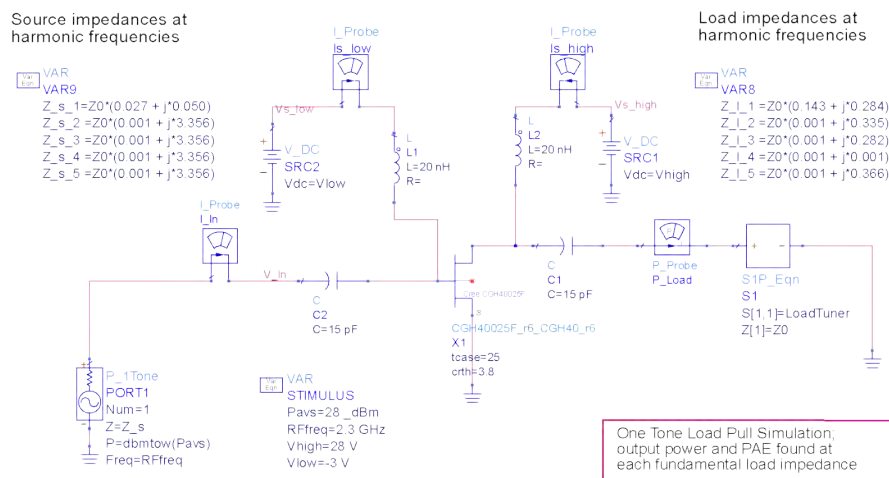
5.1 Load- och sourcepull

Det första steget för att skapa en fungerande krets till förstärkarens in- och utgång är att utföra så kallade load- och sourcepull-simuleringar. Load- och sourcepull är en typ av mätuppställning som används för att identifiera för vilka impedanser, för de olika frekvenserna, som ger högst PAE och uteffekt. Det här förfarandet används både för ingång, source, och utgång, load. Då vikten i det här arbetet ligger på effektivitet prioriterades PAE högre än uteffekt.

Vid simulering används simuleringstypen Harmonic Balance (HB) i ADS. Simulering med HB innebär att man väljer en fundamentalfrekvens och ett specifikt antal övertoner som skall simuleras. Sedan startas simuleringen och svaret som erhålls är kretsens beteende efter det att alla transienter försvunnit. Det här passade mycket bra då fokus för vårt intresse låg på det stationära tillståndet.

Låt oss studera simuleringsexemplet i Figur 5.1, impedanserna i den här simuleringen är idealiserade och består av en komponent i ADS som är ekvationsbaserad och presenterar olika impedanser baserat på frekvens. Det här gör att man enkelt kan svepa olika impedansvärden för en specifik frekvens, i det här fallet fundamentalen samt dess övertoner. Efter att man har ställt in för vilken frekvens impedansen skall svepas, utförs en simulering med HB för varje värde på impedansen. För alla frekvenser förutom den valda hålls alltså impedansen konstant. Värden på kapacitanser och induktanser valdes så att de blev ideala blockeringar för DC- respektive RF-vågor.

För de här olika impedanserna beräknas sedan en tillhörande PAE och uteffekt. De här plottas därefter mot tillhörande impedanser i ett Smithdiagram. Diagrammen innehåller tre dimensioner, real- och imaginärdel av impedansen



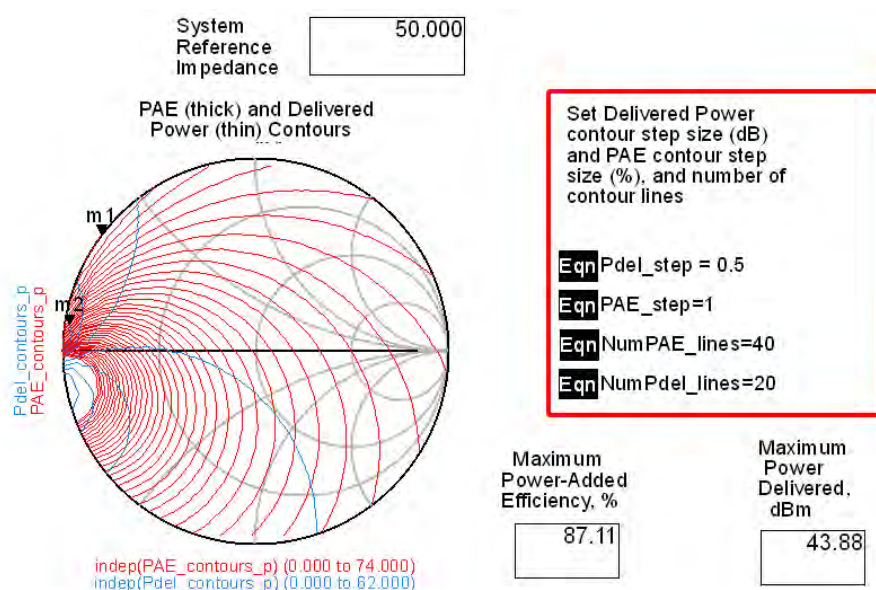
Figur 5.1: Schematisk bild av mätuppställning i ADS för load pull.

samt PAE tillsammans med uteffekt. Då graferna presenteras tvådimensionellt plottas därför PAE och uteffekt som nivåkurvor. Utseendet på de här kurvorna varierar mycket beroende på vilken impedans som sveps. Den impedans som ger störst utslag är den som presenteras för fundamentalen, vilket är rimligt då det är vid den frekvensen som uteffekten beräknas, se definition för PAE.

Nästa steg är att med stöd av nivåkurvorna, se Figur 5.2, välja en lämplig impedans för varje frekvens som testas. Vid simuleringen togs impedanser fram för övertoner upp till femte ordningen. Processen för att hitta lämpliga impedanser är en iterativ process. Den första impedansen som sveps är den som realiserar för fundamentalen. Sedan görs samma med övertonerna i stigande ordning. Iterationen stoppas när ingen märkbar förändring av optimala impedanser kan ses från föregående simulering.

En lämplig impedans för fundamentalen är relativt enkel att identifiera, då ett tydligt maximum för PAE finns. För övertonerna är det svårare att hitta ett tydligt maximum, då det ofta finns multipla sådana. Många maximum ligger dessutom nära ett minimum, vilket ytterligare försvårar valet. Det tankesätt vi använde oss av var dock att det var bättre att välja en impedans som låg långt ifrån ett minimum än att exakt pricka in ett maximum.

Efter ovan beskriven process kommer de ideala komponenterna tillsammans att representera den krets som ger högsta möjliga PAE. Det är de här som senare används som mall för att konstruera en förstärkare med realistiska



Figur 5.2: Impedansval för 1:a övertonen baserat på PAE och levererad effekt.

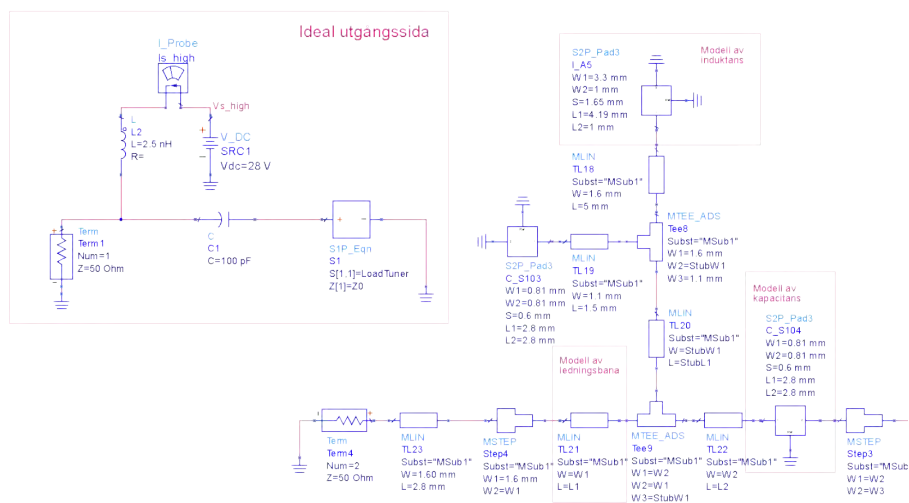
komponenter. Slutresultatet av load- och sourcepull-simuleringen i form av PAE och förstärkning blev 87 % respektive 16 dB.

5.2 Konstruktion av kretsen

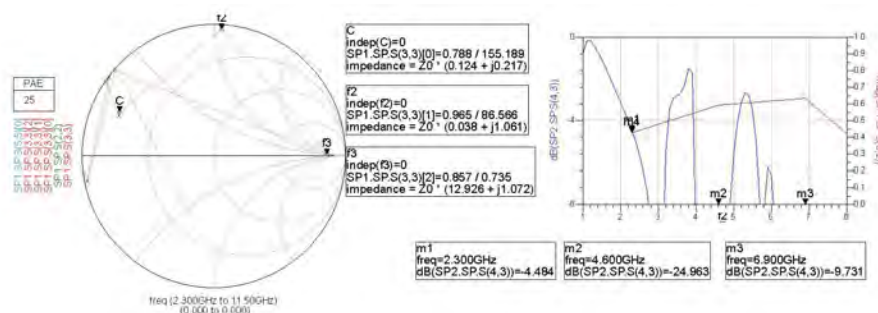
När de önskade impedansvärdena för de olika frekvenserna erhållits kan arbetet med att konstruera en krets med mer realistiska komponenter påbörjas. Kopplingen mellan in- och utgångsnäten är försumbart liten, därför kan även det här steget med fördel delas upp i en ingångsdel och en utgångsdel. Vid konstruktionen används inte längre ideala komponenter. Modeller för kapacitanser, induktanser och egenskaper för ledningsbanor fås nu från tillverkarna av komponenterna.

Efter uppdelning till en ingångsdel och en utgångsdel finns endast passiva komponenter kvar i designen, vilket möjliggör användandet av S-parametrar och Smithdiagram som verktyg vid konstruktionen. De här verktygen används för att jämföra den ideala designen med den som konstrueras, där målet är att i största möjliga mån efterlikna den ideala designen.

Grovt sett går konstruktionen ut på att efterlikna de impedanser som tagits fram från det ideala fallet, samtidigt som fundamentalfrekvensen ska dämpas



Figur 5.3: Olika icke ideala komponenter och deras representation i ADS.



Figur 5.4: Till vänster en jämförelse mellan den konstruerade och ideala kretsen vid konstruktion. Till höger syns parametern S_{21} för att säkerställa låg dämpning vid fundamentalfrekvensen.

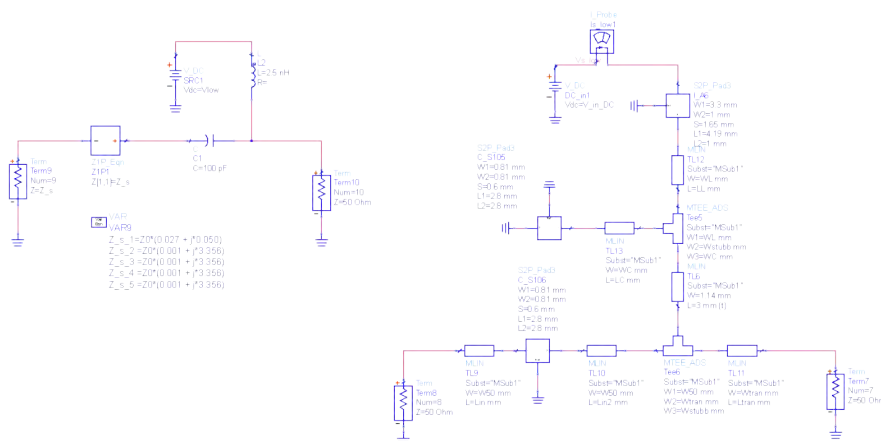
så lite som möjligt, se Figur 5.4. En funktion i ADS som användes var Tune. Funktionen Tune innebär, som namnet antyder, att användaren dynamiskt kan ändra parametervärden och se hur kretsens egenskaper påverkas. Det här kan användas för flera parametrar samtidigt och resultatet ses direkt.

Gemensamt för båda delarna, precis som i den ideala kretsen, är att det måste finnas en blockering för DC- och RF-vågor. Blockeringen för DC mellan signalkällan och likströmskällan blev kondensatorer vars värde var samma för båda in- och utgången till kretsen. Designen skiljer sig sedan för de båda

sidorna och de kommer därför att behandlas separat.

5.3 Ingångsdelen

Av de båda delarna är ingångsdelen enklare att bygga, då man i princip bara behöver ta hänsyn till fundamentalfrekvensen. En RF-blockering i form av en spole med relativt hög induktans sattes vid DC-källan för att RF-vågor inte skall transmittas vidare in i spänningskällan. Ingångssidan av kretsen, se Figur 5.5, konstruerades sedan i huvudsak med hjälp av stubbar. Som nämntes i Avsnitt 3.1 kommer ledningarna vid 2,3 GHz att fungera som kretselement.



Figur 5.5: Ingångssidan med alla komponenter och ledningsbanor representerade.

Vid 2,3 GHz är det säkrare att använda sig av en kapacitans för att göra en kortslutning, än att använda sig av en induktans för att få en öppen krets. Det här är anledningen till att en kapacitans har placerats i närheten av induktansen, för att vara säker på att vi har en kortslutning i den här punkten för fundamentalfrekvensen och dess övertoner. Längden på ledningen och stubben upp till strömförsörjningen valdes sedan så att impedansen vid fundamentalen passade så bra överens som möjligt med det ideala fallet. Övertonerna kontrollerades så att de inte hamnade för nära ett minimum i PAE.

övertonen, behövs i princip inga vidare justeringar göras för just den frekvensen. Det gör att när väl fundamentalen ska bearbetas behöver man inte tänka på hur den här stubben påverkar övertonerna. Det här är ingen absolut sanning, men stämde väl då den här förstärkaren konstruerades.

5.5 Anpassning mot 50 Ω

Då mikrovågskretsar är känsliga för ändringar av impedans, behövs en anpassning göras för att kunna koppla ihop dem. Att anpassa in- och utgångar till 50 Ω är en allmän standard för mikrovågskretsar som syftar till att det inte skall uppstå reflektion mellan kretsarna [15]. En simulering med S-parametrar görs från en 50 Ω källa in i kretsen, där reflektionen, S_{11} , ska minimeras.

Att anpassa ingången till 50 Ω var inga större problem då det visade sig att den redan såg väldigt bra ut. Vid anpassning av utgången justerades primärt andra och tredje stubben något för att åstadkomma en tillräckligt god anpassning. Den här justeringen påverkade inte förstärkningen nämnvärt, men PAE minskade med ungefär 2 %.

5.6 Stabilitet

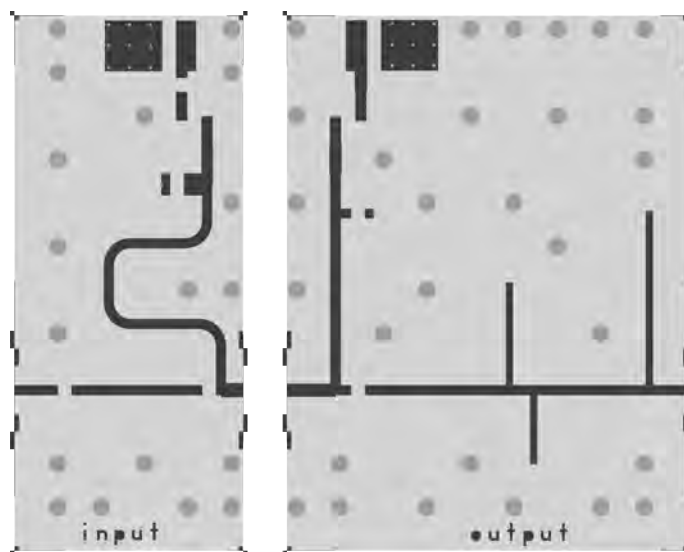
Om en förstärkare ska kunna användas måste den vara stabil. Det här gäller inte bara för den frekvens som designen skett för utan även för alla andra frekvenser. Annars kan ett scenario uppstå där en störning introduceras utifrån och förstärks så att kretsen blir obrukbar.

För att kontrollera stabiliteten användes en modul i ADS, vilken innehåller stabilitetskriterierna beskrivna i teoriavsnittet. Kretsen hade problem vid två frekvenser där instabilitet kunde uppstå. För att åtgärda det här problemet introducerades två resistorer, som fungerar som dämpare och på så sätt ökade stabiliteten. Det här gjorde att PAE minskade med ytterligare några procentenheter.

5.7 Layout

Skapandet av kretsens layout var inte speciellt tidskrävande. Då kretsen var klar kunde man be ADS att skapa en layout automatiskt. Det skapade var

naturligtvis tvunget att justeras aningen, men var i stort sett användbar. Det som behövdes ändras i vårt fall var att stubben på ingången var något för lång. Det här löstes genom att några kurvor i ledningsbanan introducerades. Något som också lades till var extra lödytor vid ingången för gate- och drain-biasering. Det här gjordes för att extra komponenter skulle kunna lödas fast vid ändrade stabilitetsönskemål. Den färdiga layouten syns i Figur 5.7.

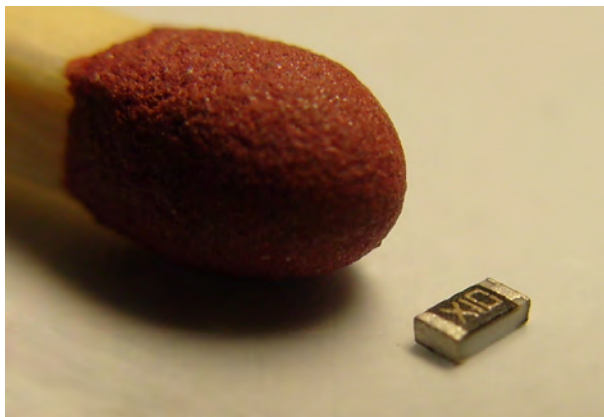


Figur 5.7: Det här var ritningen som skickades till Hughes Circuits, Inc. för konstruktion.

5.8 Tillverkning och montering

När layouten var helt färdig skickades ritningen till Hughes Circuits, Inc. för konstruktion. Det här sades ta ungefär två till tre veckor men drog dessvärre ut något på tiden. När brickan med layouten till slut anlände var nästa steg att fästa den på en bottenplatta. När de två var förenade börjades arbetet med att löda fast komponenter, vilket till viss del fick göras med hjälp av mikroskop då exempelvis resistanserna var mycket små, se Figur 5.8.

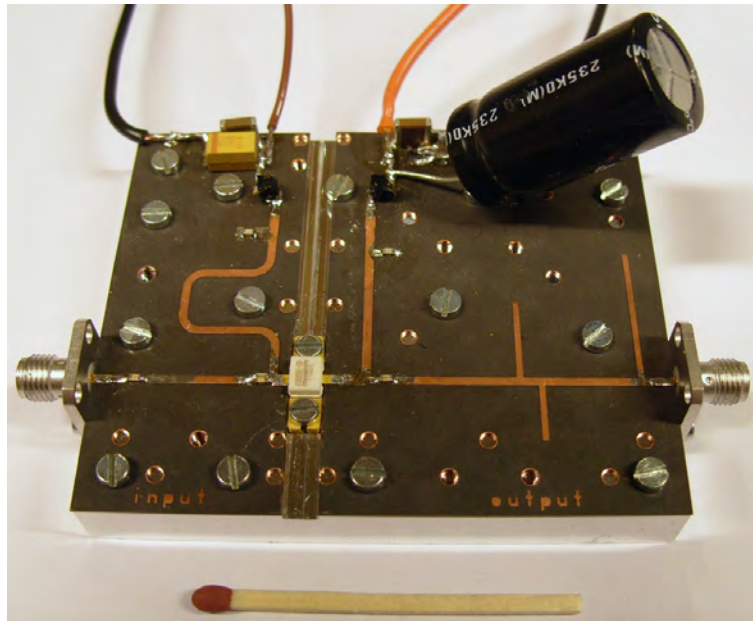
Den färdiga kretsen syns i Figur 5.9. När den kopplades in i mätuppställningen visade det sig dock att det gick en ström även när den var biaserad i strypta området. En resistansmätning gjordes och det visade sig att resistansen mellan source och drain var för låg. Det här antogs inte vara fel på kretsen utan slutsatsen drogs att transistorn varit defekt vid leverans. Den



Figur 5.8: Ett 10 Ω motstånd bredvid en tändsticka.

andra transistorn hade använts i den testförstärkare som Cree skickade med transistorerna och fungerade bra. När även den här transistorn visade sig vara defekt misstänktes att det nog var kretsen som inte var rätt konstruerad. Anledningen antogs vara att stabiliteten inte var tillräckligt bra, och därför fick kretsen att oscillera. Kretsen kopplades därför ner och modifieringar gjordes för att stabilisera den. Det gjordes en mängd modifieringar och de kommer för tydlighetens skull att listas nedan i punktform

- Resistansen, 30 Ω , vid spänningsmatningen på ingångssidan byttes ut mot en resistans, 100 Ω , med högre värde.
- Resistansen, 10 Ω , innan transistorn på ingångssidan byttes ut mot en kapacitans, 10 μF , parallellt med en resistans, 110 Ω . Det här gjorde att värdet på resistansen kunde höjas. Samtidigt kommer arbetsfrekvensen, som är hög, gå över kapacitansen som ses som en kortslutning.
- Avkopplingskapacitansen, 10 μF på ingångssidan förstärktes med ytterligare en kapacitans, 150 μF .
- Avkopplingskapacitansen, 10 μF , på utgångssidan förstärktes med ytterligare en kapacitans, 457 μF .
- Kylpasta applicerades på transistorn för att säkerställa att värmeöverföringen var tillräckligt god.
- Under tiden kretsen modifierades utfördes resistansmätningar för att säkerställa att inga komponenter var trasiga eller felmonterade.



Figur 5.9: Så här såg kretsen ut när allt var färdigmonterat. Den stora kapacitansen till höger är en av de komponenter som monterades för att förbättra stabiliteten.

Efter det här kopplades kretsen, med den sista tillgängliga transistorn, återigen in i mätupställningen. Den här gången syntes inga tecken på läckströmmar och mätningar kunde då äntligen utföras. Modifieringarna för att åtgärda stabiliteten påverkade dock kretsens optimala frekvens, som genom mätningar fastställdes till 2,26 GHz.

6 PHD-modellen

PolyHarmonic Distortion (PHD) modellering är en modelleringsteknik i frekvensdomänen för elektriska system. Det är en relativt ny modelleringsteknik och presenterades i det utförandet som används i den här rapporten i IEEE Microwave Magazine 2006 [16]. Dess syfte är att kartlägga egenskaper för olinjära system. Den baseras på en matematisk modell som är delvis härledd genom experimentella resultat. Modelleringen för ett visst system realiseras genom mätning då det stimuleras av små signaler relaterade på ett specifikt sätt. Modellen är en utvidgning av S-parametrar och agerar likadant för linjära system men modellerar beteendet bättre för olinjära system. Syftet med PHD-modellen är att skapa en modell liknande den för S-parametrar som även fungerar på olinjära system. Olinjära system är vanligt förekommande i applikationer med drivna system inom GHz-området. Ett typiskt exempel på ett sådant system är effektförstärkaren.

6.1 PHD-modellens matematiska ramverk

PHD-modellen är, då den tillämpas för en elektrisk krets, en experimentell och mätbaserad modelleringsteknik. Men det bakomliggande ramverket är härlett och baserat utifrån matematiska samband och approximationer. Det är matematiken som validerar att modellen stämmer samt under vilka förutsättningar den gäller. Att ha grundläggande förståelse om matematiken bakom är viktigt för att veta hur tekniken skall tillämpas och för att bedöma rimligheten hos uppmätta resultat. Här följer en generell matematisk härledning som analyseras mer specifikt i Avsnitt 6.2.

Vi ansätter, i viss analogi med vad som görs för S-parametrar, en matematisk beskrivning av att signaler färdas genom ett system som spänningsvågor. Till en viss komponentport definierar vi en infallande våg A och en utgående våg B enligt:

$$\begin{aligned} A &= \frac{V+Z_c I}{2} \\ B &= \frac{V-Z_c I}{2} \end{aligned} \quad (6.1)$$

Där Z_c är anpassningsimpedansen, i vårt fall 50Ω , se Avsnitt 6.5. Ramverket för PHD kan i teorin beskriva ett system för infallande signaler med godtycklig frekvens, men utan vissa antaganden och förenklingar blir uttryck och uträkningar i praktiken onödigt komplexa. Vi kommer i fortsättningen att göra approximationen att infallande signaler endast består av en fundamental frekvens och dess övertoner. För effektförstärkare verkandes vid

radiofrekvenser stämmer approximationen mycket väl, se Avsnitt 3.8.

Vi definierar två index, q och n resp p och m , på vår A - och B -våg. Det första bokstavsparet, q och p , beskriver vilken port signalen infaller eller utgår mot, och det andra, n och m , vilken multipel av fundamentalfrekvensen som ger upphov till signalen. 0 indikerar likspänning, 1 fundamentalfrekvensen, 2 första övertonen och så vidare. Alltså; q respektive n tillhör A -vågen och p respektive m tillhör B -vågen, A_{qn} resp B_{pm} . Då man lätt kan bli förvirrad av indexen följer här ett enkelt exempel. Signalbidraget från första övertonen infallande på port 1 betecknas A_{12} , signalbidraget från första övertonen utgående från port 2 betecknas B_{22} .

Med den ovan beskrivna notationen kan man beskriva den totala infallande vågen vid en port q som summan av signalbidraget från alla övertoner enligt:

$$A_{q,tot} = \sum_{n=1}^{\infty} A_{qn} \quad (6.2)$$

Ekvationen för utgående vågor ser ut på samma sätt fast med A utbytt mot B .

Låt oss nu begränsa oss till att enbart betrakta en tvåport, vilket är den typ av system som vår effektförstärkare beskrivs av. Vi är intresserade av hur en infallande våg transmitteras genom systemet, och tecknar därför den utgående signalen vid en port som en funktion av den infallande signalen vid alla portar.

$$B_{pm} = F_{pm}(A_{11}, A_{12}, \dots, A_{21}, A_{22} \dots) \quad (6.3)$$

$F_{pm}(A)$ är en generell funktion för överföringen vilken tagits fram halvt experimentellt och halvt matematiskt [16]. En egenskap som observerats hos funktionen är att den beskriver ett tidsinvariant system [17]. I frekvensdomänen innebär det här att samma analogi gäller för fasen hos frekvenskomponenterna, men att fasändringen är proportionell mot frekvensen. Oavsett vilken fas insignalen har så kommer utsignalen reagera på likadant sätt. Det här innebär att en fasfaktor utan inskränkning kan införas i ekvationen

Det eleganta med det här matematiska knepet är att om den fasfaktorn väljs som inversen av fasfaktorn hos komponenten A_{11} kommer vi enbart att behöva ta hänsyn till beloppet av den här komponenten. A_{11} är då en reell variabel vilket förenklar beräkningar betydligt. Notera att det här skulle kunna göras på en godtycklig komponent i F_{pm} , men varför A_{11} väljs som den

gör kommer att framgå. Knepet medför även en annan viktig konsekvens, att alla signaler blir faslåsta relativt A_{11} . Vi inför alltså fasfaktorn P :

$$P = e^{j\phi(A_{11})} \quad (6.4)$$

Vid införande av inversen av fasfaktorn P i 6.3 erhålls följande resultat:

$$B_{pm} = F_{pm}(|A_{11}|, A_{12}P^{-2}, A_{13}P^{-3}, \dots, A_{21}P^{-1}, A_{22}P^{-2}, \dots)P^m \quad (6.5)$$

Orsaken till att P^m och inte vad som kanske är intuitivt P^1 är närvarande i högerledet i 6.5 beror på att fassen hos fasfaktorn är porportionell mot frekvens. Vid införandet av inversen av fasfaktorn för en våg får till exempel första övertonen fasfaktorn P^{-2} , och andra övertonen fasfaktorn P^{-3} .

PHD-modellen bygger på antagandet att signalbidraget från den fundamentala frekvensen är mycket större än det från övertonerna. Vi kan då utnyttja superpositionsprincipen för signalbidraget från övertonerna, vilket är själva kärnan i modellen. Superpositionsprincipen håller väl för vår effektförstärkare vid operation kring 2,3 GHz. Matematiskt betyder antagandet att vi kan linjärisera vår funktion F_{pm} kring amplituden på fundamentalfrekvensen. Taylorutveckling där vi enbart behåller de två första termerna resulterar i följande uttryck:

$$\begin{aligned} B_{pm} &= F_{pm}(|A_{11}|, 0, \dots, 0) + \\ &+ \sum_{q,n} P^m \operatorname{Re}(A_{qn}P^{-n}) \left(\frac{\partial F_{pm}}{\partial \operatorname{Re}(A_{qn}P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \right) + \\ &+ \sum_{q,n} P^m \operatorname{Im}(A_{qn}P^{-n}) \left(\frac{\partial F_{pm}}{\partial \operatorname{Im}(A_{qn}P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \right) \end{aligned} \quad (6.6)$$

Att real- och imaginärdel behandlas separat är en konsekvens av att funktionen F_{pm} är icke-analytisk, vilket även är en egenskap man observerat genom experiment [17].

En matematisk omskrivning av Re och Im i (6.6) leder oss till:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(A_{qn}P^{-n}) &= \frac{1}{2} (A_{qn}P^{-n} + \operatorname{conj}(A_{qn}P^{-n})) \\ \operatorname{Im}(A_{qn}P^{-n}) &= \frac{1}{2} (A_{qn}P^{-n} - \operatorname{conj}(A_{qn}P^{-n})) \end{aligned} \quad (6.7)$$

Likheten inses enkelt genom att betrakta $z + \operatorname{conj}(z) = a + bi + a - bi = 2a$. Insättning av (6.7) i (6.6) och manipulation av summationstermerna resulterar nu i PHD-modellens slutliga matematiska resultat enligt:

$$\begin{aligned}
B_{pm} &= \sum_{q,n} S_{pq,mn}(|A_{11}|) P^{m-n} A_{qn} + \\
&+ \sum_{q,n} T_{pq,mn}(|A_{11}|) P^{m+n} \text{conj}(A_{qn}) \quad (6.8)
\end{aligned}$$

Där de välbekanta derivationstermerna som erhålls vid Taylorutveckling är inbakade i S(...)- och T(...)-funktionerna enligt:

$$\begin{aligned}
S_{p1,m1}(|A_{11}|) &= \frac{K_{pm}(|A_{11}|)}{|A_{11}|} \\
T_{p1,m1}(|A_{11}|) &= 0
\end{aligned}$$

$$\forall \{q, n\} \neq \{1, 1\} :$$

$$\begin{aligned}
S_{pq,mn}(|A_{11}|) &= \frac{1}{2} \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Re}(A_{qn} P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} - j \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Im}(A_{qn} P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \\
T_{pq,mn}(|A_{11}|) &= \frac{1}{2} \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Re}(A_{qn} P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} + j \frac{\partial F_{pm}}{\partial \text{Im}(A_{qn} P^{-n})} \Big|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \quad (6.9)
\end{aligned}$$

6.2 Ingående analys av PHD-ekvationen

Om vi betraktar (6.8) och (6.9) ovan kan de vid en första betraktelse te sig krånglig. I synnerhet om man inte har erfarenhet av tillämpad högfrekvensteknik. Man kanske inte har klart för sig vilka storheter som kan mätas med mätinstrument och hur signalbidragen från övertonerna beter sig. Det här är framförallt en konsekvens av generaliteten hos ekvationerna och då den bryts ner i mindre delar kommer användningen att framgå tydligare.

En förbryllande egenskap är att den innehåller derivator. Hur skall de här mätas? Kan de lösas numeriskt med hjälp av derivatans definition utifrån A -vågorna? Men derivatorna är med avseende på real- och imaginärdel? För en erfaren person inom högfrekvensteknik är det här troligtvis inget problem, man inser kopplingen till S-parametrar och förstår att PHD-modellen, liksom

S-parametrar, bygger på ett experimentellt och mätbaserat ramverk. Det är alltså PHD-parametrarna som är de obekanta i (6.8), där betecknade $S_{pm,qn}$ respektive $T_{pm,qn}$. A- och B-vågorna vid alla portar och för lämpligt antal övertoner mäts upp med en avancerad mätutrustning, och är alltså kända. Det här innebär att derivatorna i (6.9) aldrig räknas ut explicit, de är snarare en motivering till att modellen är korrekt. När man lyckats komma fram till ovanstående slutsats står man inför ett annat problem; för varje insignal B_{pm} har vi till synes endast en ekvation men flera obekanta, vi återkommer snart till det här men skall först förklara en annan underlig egenskap hos (6.8).

Vi noterar att A_{11} enbart förekommer med en $S_{xx,11}$ parameter för en viss B-våg, men att övriga A-vågor förekommer med två bidrag, en för icke-konjugatvågen och en för konjugatvågen. Orsaken är att eftersom A_{11} fasnormaliseras och på så sätt bara innehåller realdel så är konjugat och ickekonjugat likadant, den här faktorn 2 som då uppkommer bakas in i $S_{xx,11}$ -faktorn. Det här är ett tydligt exempel på varför det är viktigt att införa fasfaktorn P , så att A_{11} sätts som referensnivå.

Vad den obeservanta läsaren kanske redan har lagt märke till beror $S_{pm,qn}$ respektive $T_{pm,qn}$ endast på $|A_{11}|$ fastän vi kan ha fler signaler närvarande. Det här är nyckeln vid implementation av modellen. Innebörden är att man kan variera övriga insignaler för att på så sätt få tillräckligt många kopplade samband, det vill säga tillräckligt många ekvationer. De signaler man skickar in för att på det här sättet stimulera systemet kallas tickler-signaler. Tickler-signalerna kan skickas in vid godtycklig frekvens och vid godtycklig port. Vad som karakteriserar de här är just att de är väldigt små i förhållande till $|A_{11}|$, det här beror på att superpositionsprincipen skall gälla. Det skall även nämnas att man inte är intresserad av speciellt många övertoner. Signalbidraget från övertonerna avtar exponentiellt med ordningen på övertonen vilket ofta gör att man enbart räknar på en eller två övertoner.

PHD-modellen är som nämnts tidigare en utvidgning av S-parametrarna varför det finns många likheter och analogier. Beteckningarna S och T av parametrar är på något sätt logiskt. S är på visst sätt parametern som tas hänsyn till vid S-parameter räkning, förutom att de nu inkluderar separata termer för övertoner. T är däremot helt nya termer. De beskriver i viss mån olinjäriteten hos systemet, även om S gör det likaså, och vi förväntar oss därför att T -parametrarna skall öka då ineffekten ökas.

$S_{21,11}$ beskriver hur fundamentalfrekvensen på ingången transmitteras till fundamentalfrekvensen på utgången, vilket på sätt och vis skulle kunna be-

traktas som förstärkningen, S_{12} , i en S-parametrisering. På liknande sätt beskriver $S_{21,21}$ tillsammans med $T_{21,21}$, hur reflektion av signalen på utgången transmittteras genom systemet till ingången. Samma analogi gäller för alla PHD-parametrar vilket motiverar notationen hos dem. Vet man vilket index som motsvarar vilken storhet förstår man vad parametern beskriver.

6.3 Implementation av PHD-modellen

Att kunna använda CAD-programvaror för att simulera och modellera elektriska system är väldigt fördelaktigt och viktigt vid design av kretsar. PHD-modellen är designad utifrån det här faktumet. Den är alldeles för komplex att räkna för hand då den inte kan räknas på implicit. Istället bygger den på en uppsättning parametrar vilka är väldigt lätta att behandla med hjälp av en dator.

Mätförfarandet för att extrahera PHD-parametrarna är i teorin relativt enkel. Mätdata som behövs är endast ström- och spänningsnivåer vid port 1 och port 2 i frekvensdomänen för fundamentalfrekvensen och dess övertoner. Konceptet bygger på att man injicerar en relativt sett liten signal, tickler, och studerar hur systemet reagerar.

De vågor som har störst amplitud och därför även innehåller mest information om systemet, är fundamentalfrekvensen och första övertonen. Om hänsyn tas till högre övertoner blir brusgolvet ofta väldigt stort, och mätningarna blir svåra att utföra. Dessutom är förfining av resultatet om högre ordnings övertoner tas i akt ofta försumbart liten. I den här rapporten har vi begränsat oss till att endast undersöka signalbidraget från fundamentalen och första övertonen.

6.3.1 Ticklersignalen - nyckeln vid extraktion av PHD-parametrar

Namnet tickler kommer av att signalen är väldigt liten och har till syfte att bara "kittla" systemet genom små stimulanser av det. I teoriavsnittet ovan beskrivs att PHD-parametrarna är oberoende av fasen på ticklersignalen, eftersom PHD-parametrarna entydigt är en funktion av $|A_{11}|$. Det här är den avgörande faktorn för att extrahera PHD-parametrarna. Genom att injicera ticklersignalen vid en viss frekvens på en viss port och därefter variera fasen hos ticklern, kan vi mäta upp flera mätvärden för samma uppsättning

PHD-parametrar. Matematiskt sett får vi fler ekvationer för samma antal obekanta. För tillräckligt många fasvridningar ger det här oss ett överbestämt ekvationssystem ur vilket PHD-parametrarna kan lösas ut.

Vilka egenskaper hos ticklern vi är intresserade av att undersöka kan inses om vi studerar (6.8), men låt oss föra ett enkelt resonemang för att öka förståelsen. Huvuddelen av signalamplituden hos vår effektförstärkare uppkommer på fundamentalfrekvensen och dess övertoner. Det är följaktligen intressant att veta hur systemet reagerar på signaler som i frekvensdomänen är multipler av fundamentalfrekvensen. Vid integrering av effektförstärkaren i en applikation uppkommer dessutom reflektion mot utgången och ingången på grund av ej perfekt anpassade nät. Reflektionerna uppstår i viss amplitud för alla övertoner. Därför vill vi även undersöka hur systemet beter sig för alla portar signaler kan infalla på. Sammanfattningsvis vill vi undersöka hur systemet reagerar på insignaler, både vid fundamentalfrekvensen och dess övertoner, på samtliga ingångar.

6.3.2 Mätaspekter i praktiken

För varje mätupställning vrider vi fasen på ticklern relativt fasen på fundamentalsignalen ett visst antal gånger. I teorin är det tillräckligt med lika många fasvridningar som obekanta parametrar. I fallet där en överton tas hänsyn till är det enbart tre parametrar med nollskild koefficient, exempel följer under genomförande, och alltså krävs i teorin endast tre fasvridningar. I praktiken är det däremot önskvärt att ha ett överbestämt system då mätosäkerhet i form av brusnivå på så sätt minimeras.

6.4 PHD och CAD

När man extraherat sina PHD-parametrar genom mätning i labb kan man bygga modellen för hur förstärkaren fungerar och importera nämnd modell i ADS. Man kan på så sätt undersöka hur förstärkaren reagerar då den är sammankopplad med ett större system. I teorin kan även varje delsystem i det stora systemet modelleras med PHD-modellen, så att man på ett exakt sätt kan se hur de reagerar som ett system. Det är det här som är grundtanken med modellen. Framförallt kan tillverkare av exempelvis effektförstärkare

göra noggranna mätningar. Ge ut en modell baserad på PHD-parametrar, så att kunder kan simulera dem i CAD-miljö på ett korrekt sätt.

ADS-har en egen variant av PHD-modellen som de kallar X-parametrar [18], vilka man kan extrahera i ADS för ett visst system. De här användes dock inte i den här rapporten, dels eftersom syftet med projektet var att ta fram vår egen PHD-modell för effektförstärkaren och dels för att vi ej kan veta exakt på vilka grunder och förutsättningar den är byggd på.

6.5 PHD-extrahering av simulerad modell i ADS

Då vi var färdiga med förstärkarmodellen i ADS kunde vi simulera vår PHD-modell för densamma. Låt oss illustrera hur parameterextraktion för den simulerade modellen genomfördes då vi injicerade ticklern vid 4,6 GHz, första övertonen, på port 1.

Vi utgår från modellen av vår förstärkare designad i ADS och betraktar den som en tvåport. Vi är intresserade av ström- och spänningsnivåer vid port 1 samt port 2 och sätter upp indikatorer för dem i ADS-diagrammet. Till port 1 injiceras fundamentalsignalen vid 2,26 GHz och vid port 2 avslutar vi ledningen med den karakteristiska impedansen, i vårt fall en 50Ω last. Ticklern injiceras till port 1 genom en så kallad riktkopplare, vilken representerar addering av två signaler. Couplern kan realisera effektbortfall för de infallande signalerna via ett antal parametrar för att på ett bra sätt återspegla kopplare i verkligheten. Orsaken till att en coupler används istället för att injicera signalen rakt in i systemet, är för att förhindra strömledning till källor samt reflektion. Ticklerns amplitud sätts till -10 dBm och ett effektsvep för fundamentalsignalen sätts från 0 till 40 dBm med 1 dBm effektsteg. Den här inställningen fungerar bra i CAD-miljö då störfaktorer som brus ej är närvarande, men i verklig labbmiljö krävs det att ticklern reellt fundamentalen är större. Ett fassvep på ticklern med tolv jämnt fördelade faslägen sätts upp för varje effektnivå på fundamentalsignalen. En HB simulering för 2,3 GHz körs och vi är därefter redo att extrahera mätdatan.

I ADS realiseras A - och B -vågorna utifrån ström- och spänningsdatan genom den inbyggda ekvationsfunktionen enligt (6.1). Filerna exporteras till Matlab och sparas i lämplig matrisform. PHD-parametrarna löses ut separat för varje effektsteg. För fallet under betraktelse antar vi att de enda närvarande A -vågorna är A_{11} , fundamentalfrekvens på ingången, och A_{12} , första

övertonen på ingången - ticklern. Vi betraktar fallet att lösa ut parametrarna tillhörande B_{21} , fundamentalen på utången. Parametrar till övriga B -vågor går att lösa ut på analogt sätt genom att ersätta B_{21} med den B -våg man är intresserad av. Om uppfräschning av minnet behövs för att se vart olika index infaller i ekvationen refereras till den allmänna ekvationen (6.8). Ekvationen för vårt fall blir:

$$\begin{aligned} B_{21} = & S_{21,11}(|A_{11}|) \cdot A_{11} + \\ & + S_{21,12}(|A_{11}|) \cdot A_{12} \cdot P^{-1} + \\ & + T_{21,12}(|A_{11}|) \cdot \text{conj}(A_{12}) \cdot P^3 \end{aligned} \quad (6.10)$$

Eftersom vi simulerar i CAD-miljö och kan styra våra insignaler på ett exakt sätt kan P -faktorn sättas till 1 om vi i ADS har valt fasen på A_{11} till 0, vilket vi av enkelhet gör. Vid en verklig mätning kan man, för att erhålla maximal precision på extraherade parametrar, mäta upp $S_{21,11}$ separat. Det här realiserar genom att mäta på enbart A_{11} utan att injicera en tickler. På så sätt är den enda närvarande termen i högerledet i (6.10) term 1 och $S_{21,11}$ kan lösas ut trivialt. I CAD-miljö däremot är det här ej nödvändigt då felkällorna i form av mätbrus är obefintligt. Givetvis undersöktes det här faktumet innan slutsatsen drogs¹, se Figur 8.5 i resultatdelen. Dock finns andra nackdelar med att simulera i CAD-miljö vilket diskuteras i diskussionsdelen. Genom att mata in A_{11} $A_{21}P^{-1}$ och $\text{conj}(A_{11})P^3$ för alla faslägen för ett visst effektsvep i en matris, och därefter matrisdividera i Matlab så kommer vi att erhålla samtliga tre PHD-parametrar genom Matlabs minstakvadrat-anpassning.

¹För att förtydliga en detalj med att $S_{21,11}$ ej behöver extraheras separat så beror det här på att vi har ett överbestämt system. Hade vi enbart haft tre faslägen för tre obekanta hade ekvationssystemet ej varit entydigt bestämt eftersom $S_{21,11}$ och $S_{21,12}$ respektive $T_{21,12}$ ej är relaterade och parametrarna hade kunnat bli felaktiga. Däremot är $S_{21,12}$ och $T_{21,12}$ kopplade eftersom de beror på olika variabler, den ena av A_{21} och den andra av $\text{conj}(A_{21})$. För de här två behövs alltså endast två faslägen förutsatt att $S_{21,11}$ är känd vilket förklarats i teoriavsnittet ovan.

7 Mätningar

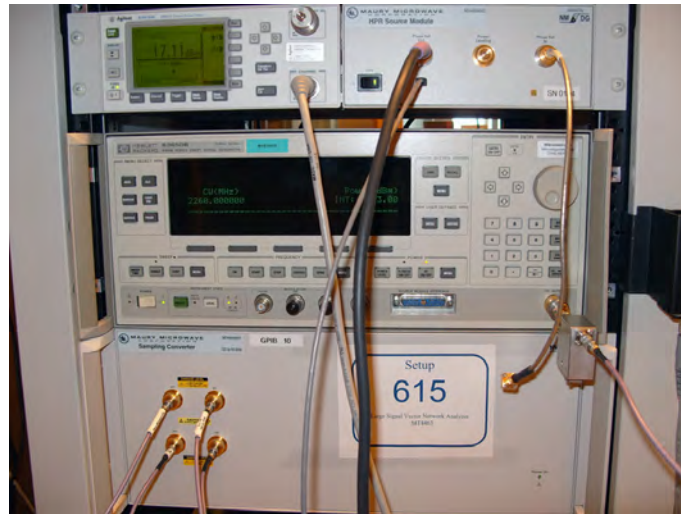
Den av författarna designade förstärkare var mycket försenad, dels på grund av oväntad lång tidsåtgång vid simlering men framförallt på grund av försening hos leverantören. Därför beställdes en testförstärkare, CGH40025-TB [14], från Cree. I själva verket var det här demoförstärkaren som Cree gjort för att demonstrera prestandan till transistornsom som används i arbetet. På testförstärkaren påbörjades provmätningar för att allt skulle gå snabbare att genomföra med den designade förstärkaren, då den inte blev mätklar förrän väldigt nära deadline.

I slutändan utfördes mätningar på den designade förstärkaren, men det var under stor tidspress. De flesta och mest noggranna mätningarna är dock utförda på testförstärkaren.

För att kunna identifiera olinjära komponenter krävs, som nämnts i teoriavsnittet, en Large Signal Network Analyzer (LSNA), se Figur 7.1. För de mätningar som gjordes användes en MT4463 LSNA från NM-DG. Den består i sig av ett antal olika delar som behövs för att göra de PHD-mätningar som behövs för att skapa en model av förstärkaren. Huvudelen är den så kallade Sampling Converter (SC) vilken tar emot mätdata och skickar den till datorn. I kommande text kommer LSNA referera framför allt till SC:n. För att SC:n skall få den information den behöver fanns två reflektometerlådor vilka skickar ut en hundradel respektive en tusendel av in och utsignalen till SC:n.

Som signalkälla för mätningarna användes signalgeneratoren 83650B från HP. Signalgenerator klarar av att generera signaler på mellan 10 MHz och 50 GHz. Som effektmätare användes Agilent E4416A Power Meter. För att inleda mätningar sattes en kalibreringsuppsättning upp vilket innebar att en kalibreringsdosa kopplades in mellan signalkällan och reflektometrarna.

För att få effektiva och exakta mätningar vill man ha samma förutsättningar vid alla mätningar. Styrning av instrument spelar viss roll för att uppfylla de här faktorerna. LSNA:n styrdes av ett från tillverkaren tillhörande gränssnitt på datorn. Signalgeneratoren, dämparen och vektormodulatorens styrdes genom till viss del förprogrammerad skript i Matlab. Det här var väldigt smidigt då mätdatan erhöles i Matlabmiljö och kunde behandlas direkt.

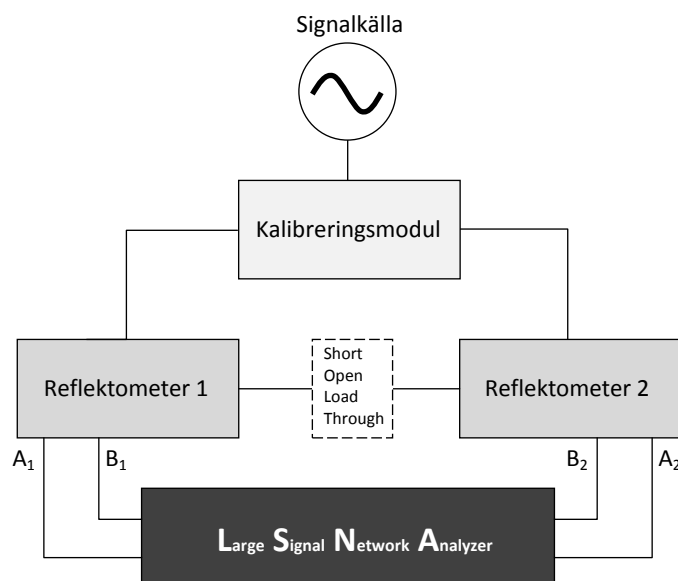


Figur 7.1: Bild på delar av mätinstrumenten. Längst upp till vänster: Agilent E4416A Power Meter vilken används vid kalibrering. Längst upp till höger: HPR-modul vilken används vid kalibrering. I mitten: HP 83650B, signalgenerator. Längst ner: NM DG MT4463, LSNA.

7.1 Kalibrering

Eftersom mätningar gjorda av nätverksanalyser syftar till att identifiera en krets måste mätningarna kompensera för de eventuella kablar och diverse mellansteg som kan behövas i mätuppsättningen. Vid mikrovågsfrekvenser påverkar kablar som beskrivet i Avsnitt 3.1 väldigt mycket. Därför är det en vital del av alla mätningar med syfte att identifiera komponentegenskaper att på något vis kompensera för diverse mätuppsättningsutrustning. Principen för kalibreringen är att mäta kända impedanser vid punkten där själva mätobjektet börjar, i Figur 7.2 mellan reflektorerna. Eftersom det i en LSNA används ticklersignaler behövs även fas- och effektkalibrering.

Praktiskt innebar impedansmätningen att en Short, Open, Load, Through (SOLT) kalibrering gjordes genom LSNA:s gränssnitt på datorn. För att representera de här olika tillstånden användes ett kalibreringskit med mycket exakta komponenter. Short är alltså en mycket bra kortslutning, det vill säga att en bra ledande metallbit skruvas på. Vid Open skruvas en komponent på som representerar bra isolering mellan ledare och jord. För Load användes en mycket exakt resistans på 50Ω . Through innebar helt enkelt att portarna kopplades samman. När alternativet SOLT valts i gränssittet öppnas en



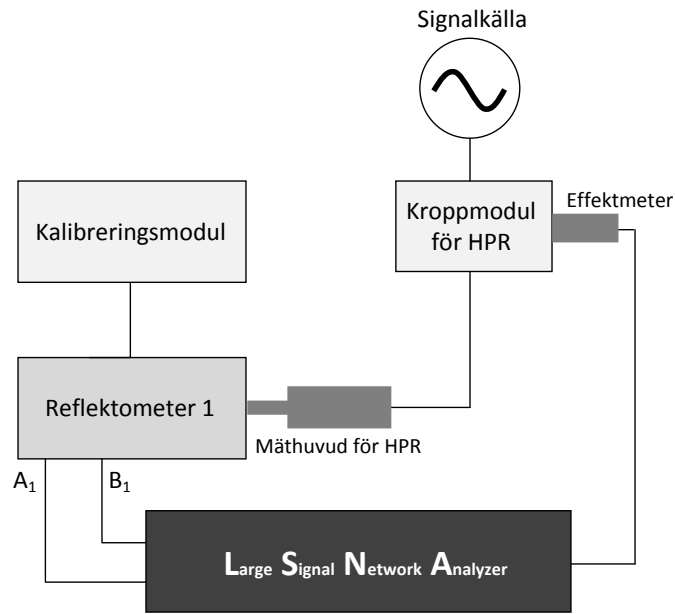
Figur 7.2: Schematisk bild över hur SOLT-kalibrering ställs upp.

dialog där det finns en ruta för varje moment som måste göras. Kalibreringskomponenterna kopplades in i tur och ordning på portarna där förstärkaren senare kopplades in. När en kalibreringskomponent satt på en viss port meddelades det här till LSNA:n via interfacet, LSNA:n mätte då upp impedansen fram till den kända lasten. När alla kalibreringskomponenter blivit inkopplade och avbockade återstod två steg av kalibreringen, effekt- och faskalibrering.

Effektkalibrering gjordes genom att en effektmeter kopplad till LSNA:n kopplades på port 1, se Figur 7.2 reflektometer 1. LSNA:n jämför då den uppmätta, och pålitliga, effekten mot den effekt signalkällan skickar ut. På så vis kan LSNA:n kompensera för förluster mellan signalkällan och ingångsporten till mätobjektet.

Faskalibrering eller Harmonic Phase Reference (HPR) som den även kallas är ett något mer avancerat steg. Till LSNA:n finns en HPR-modul som består av en kropp med tre ingångar och ett huvud som är inkopplat på dosans utgång. Till kroppen kopplas effektmeter samt på dess ingång, signalkällan. Huvudet kopplas sedan till porten där mätobjektets insignal kommer vara, alltså samma port som effektkalibreringen gjordes på, se Figur 7.3. Vad som görs i kalibreringen är att insignalstyrkan mäts i kroppen. Huvudet, som matas med insignalen från kroppen, kommer skapa ett effektsteg som innehåller

ett spektrum av frekvenser. De här tonernas fasrelation är känd vilket gör att LSNA:n kan kompensera för den fasvridning mätuppsättningen kommer skapa [19].

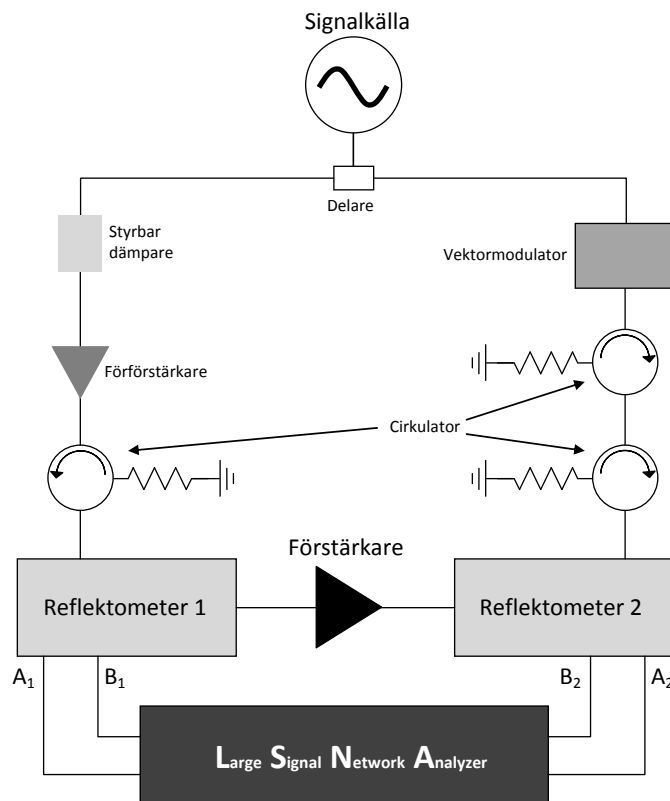


Figur 7.3: Schematisk bild över hur HPR-kalibreringen ställs upp.

7.2 Mätuppställning

Då kalibrering av instrumenten var klar kopplades mätuppsättningen upp enligt Figur 7.4, för den fysiska uppkopplingen se Figur B.1 i Appendix. Uppställningen motsvarar mätning för ticklern på fundamentalfrekvensen på port 2.

Då både fundamentalsignalen och ticklersignalen baseras på samma signalkälla kopplas en delare in, vars syfte enbart är att dela upp signalen i två likadan signaler. Fundamentalsignalen kopplas in till en spänningsstyrd dämpare, vilken styrs via datorn med hjälp av en I/O-modul. Signalen leds vidare till en förförstärkare, en klass A effektförstärkare, som förstärker signalen linjärt med 30 dBm. Signalen injiceras sedan via en cirkulator till reflektometer 1. Cirkulatorn tillåter signalen att endast gå åt ett håll och fungerar som en slags isolator. Den fungerar som så att om signalen infaller från fel håll så



Figur 7.4: Uppställning för mätning med ticklern injicerad på port 2 med fundamentalfrekvensen. Vektormodulatore används för att fasvrیدا faseticklern samt modifiera signalstyrkan.

leds den via en resistans, där signalens effekt bränns, till jord. Reflektometern avleder en liten del av signalen till LSNA:n.

Ticklerdelen av signalen, den högra grenen i Figur 7.4, kopplas in till en vektormodulator och via cirkulatorer till reflektometer 2. Vektormodulatore är även den styrd via en I/O modul från datorn. I vektormodulatore kan signalen fasvrängas godtyckligt samt dämpas. Här fanns dock en begränsning i programvaran då det var tämligen krångligt att ändra tickleramplituden under ett effektsvep på insignalen.

Skillnaden för olika mätuppställningar är hur ticklern injiceras. Fundamentalsignalen injiceras likadant för alla mätuppställningar. Då ticklern skall injiceras med frekvensen för första övertonen kopplas en dubblare in innan vektormodulatore. Då den skall injiceras på port 1 kopplas en omvänd dubb-

larsignalen in efter förstärkaren för att slå samman fundamentalsignalen och tickersignalen.

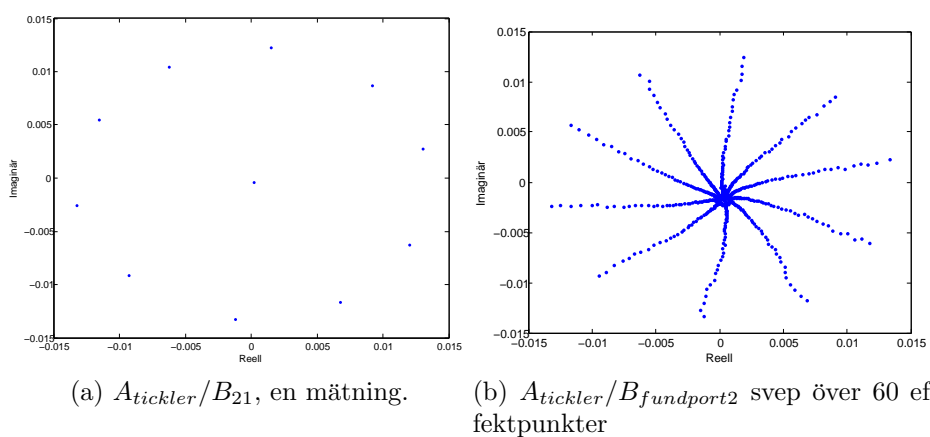
Ticklersignalen kan vid mätning injiceras på flera sätt, det vill säga med olika komponenter och mätuppställningar. Fördelen med att injicera ticklern på det sätt vi gjorde är att den blir faslåst till A_{11} . Baksidan är att amplituden på ticklern är svårare att kontrollera. Den kan exempelvis inte svepas med A_{11} och kommer därför inte ha optimal amplitud för alla faslägen.

Mätningarna utfördes i serie efter varandra med samma kalibreringsinställningar. Före och efter varje mätning mättes och dokumenterades temperaturen hos fixturen som förstärkaren var monterad på. Temperatur innan mätning försöktes vid alla mätningar hållas till rumstemperatur, typiska temperaturer efter mätning var 60-70 °C.

7.3 Mätfaser

Vilka värden som skulle användas på många mätinställningar var inte kända och uppfattningen om vad som var rimligt var dålig. Erfarenhet av högfrequensmätningar var hos kandidatgruppen begärnsade och dessutom har PHD-modellen inte tidigare undersökts i detalj på institutionen. Därför behövdes testmätningar med olika inställningar utföras för att undersöka lämpliga värden på olika inställningar.

En sak som behövde undersökas var lämplig amplitud på ticklern. Är den för stor så håller inte approximationen av linjärisering kring A_{11} i PHD-modellen och är den för liten kommer mätbrus medföra att PHD-parametrarna ej erhållas korrekt. Spannet med godtagbar tickleramplitud är stort men problemet ligger i att A_{11} sveps över stora amplituder eftersom man vill modellera förstärkaren i ett stort arbetsintervall. Ett alternativ hade varit att svepa ticklern relativt A_{11} , men det här stödjer inte datorns kontrollprogram eller den mätuppställning vi beslutade att använda. Genom att svepa tickleramplituden och se hur kvoten mellan ticklern och utgångssignalen såg ut fick man en god uppfattning om vad som var lämpliga amplituder. Man vill att kvoten skall se ut som en cirkel kring lastimpedansen, 50Ω , då man sveper fas kring en referenspunkt, se Figur 7.5. Det skall även nämnas att mätintervallet kan delas in i flera och att man variera amplituden hos ticklern för olika intervall, men då uppkommer andra faktorer för mätosäkerheten som diskuteras senare i rapporten.



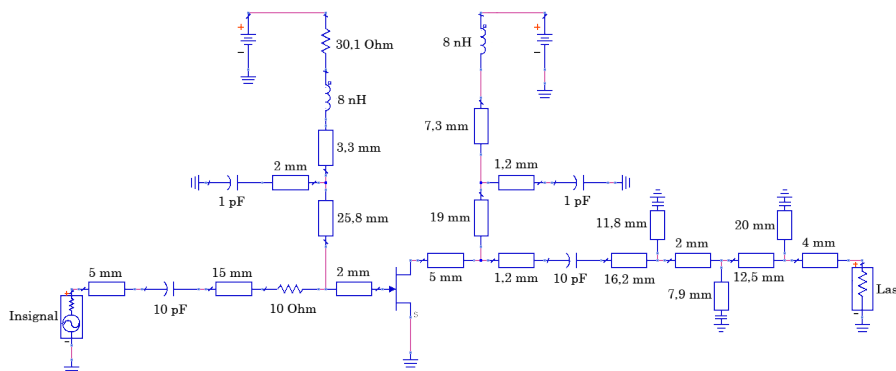
Figur 7.5: Figurerna beskriver kvoten mellan ticklersignalen och fundamentalsignalen på utgången för testförstärkaren. Till vänster ser vi ett svep av ticklern för tio faslägen, samt en punkt i mitten då ingen signal är närvarande, till höger är även ett effektsvep inkluderat.

8 Resultat

Resultaten från arbetet kan delas in olika kategorier. Dels resultat i form av PAE och förstärkning, dels resultat från modellering av förstärkaren. De här två kategorierna delas sedan in i simulerade och uppmätta resultat.

8.1 PAE och förstärkning, simulerat

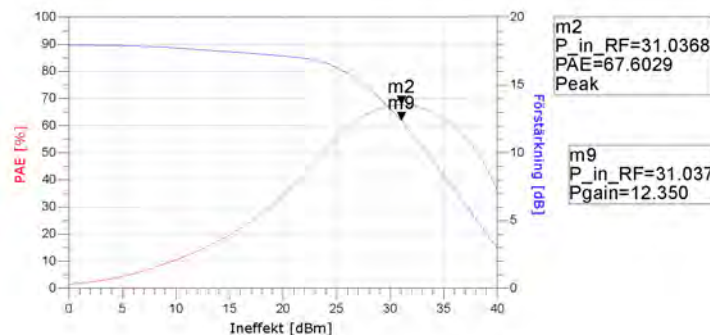
Det här avsnittet behandlar den virtuella förstärkaren som designades i programvaran ADS och den simulerade prestanda den virtuella kretsen uppvisade i ADS. De egenskaper som studerades var PAE, förstärkning, stabilitet samt anpassning mot 50Ω . Den slutgiltiga kretsens schematiska layout visas i Figur 8.1.



Figur 8.1: Förenklad schematisk bild av förstärkaren

Det som framförallt skiljer den förenklade mot den egentliga är att alla T-korsningar inte är representerade av en krets, samt att den böjda ledningen till DC-källan på ingången endast representeras av en ledning. Alla motstånd, kondensatorer och spolar var i den egentliga designen importerade modeller.

Den viktigaste egenskapen som eftersökts för förstärkaren var PAE, ett konkret mål för PAE formulerat i siffror gavs dock aldrig. Resultatet uppvisat i Figur 8.2 kan dock jämföras med den Drain efficiency på 62 % som Cree uppnått med sin testkrets, som drivs av samma transistor [14]. Drain efficiency är alltid högre än PAE, se Avsnitt 3.3, alltså presterar den virtuella designen med 67,6 % bättre än Crees testkrets.



Figur 8.2: Simulerad PAE och förstärkning beroende på ineffekt

Beroendet mellan insignal-effekt och PAE visas i Figur 8.2. Anledningen till att verkningsgraden sjunker kraftigt för lägre insignal-effekter är att kretsen är designad för en viss signalstyrka, och för att hantera de övertoner som den skapar. Vid en viss minskning i effekt kommer förstärkaren snarare arbeta som en klass C och är alltså då inte längre en switchad förstärkare. Det här påverkar kraftigt det innehåll av övertoner som skapas och följdaktligen då PAE.

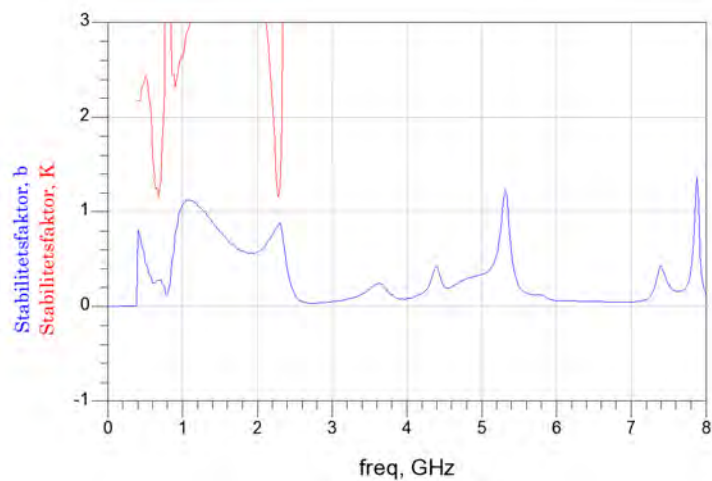
Anledningen till att effektiviteten sjunker efter 31 dBm är att förstärkaren redan har nått max uteffekt vid de här punkterna, vilket innebär att ökad insignal-effekt efter den här punkten inte ger ökad uteffekt. Om definitionen för PAE studeras syns det att den tar hänsyn till ineffekt, vilket innebär att om ineffekten ökar medan uteffekten hålls konstant kommer PAE att minska.

För den ineffekt med bäst PAE, 31 dBm, är förstärkningen 12,4 dB. Vid en ineffekt över 33 dBm går förstärkningen under 10 dB, se Figur 8.2.

Förstärkaren blev efter justeringarna med resistanser i simuleringen stabil nog att användas, se Figur 8.3. Stabilitetsfaktorn K uppvisar två dippar, dessa har dock simulerats med väldigt hög upplösning i frekvens för säkerställa att de inte går under ett. Villkor för stabilitet kan läsas mer om i Avsnitt 3.7.

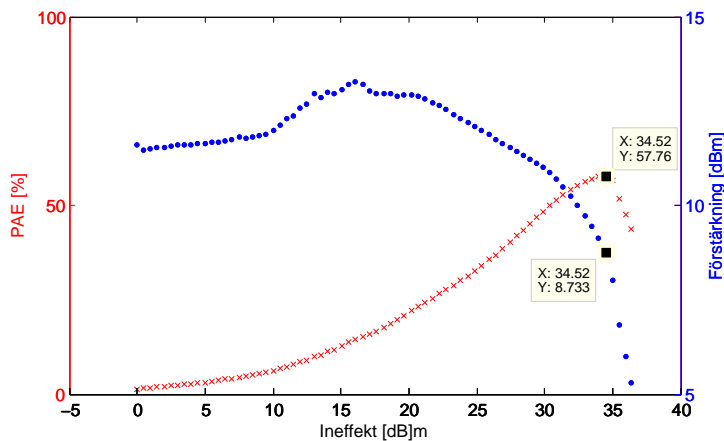
8.2 PAE och förstärkning, uppmätt

Som tidigare nämnts i Avsnitt 5.8, är alla värden uppmätta vid en frekvens på 2,26 GHz. Vi kan i Figur 8.4 se PAE och förstärkning. De modifieringar



Figur 8.3: Stabilitetsfaktorer som användes i ADS för att säkerställa en stabil krets.

som gjordes för säkerställa en stabil krets, se Avsnitt 5,8, gör det svårare att jämföra med simulerade resultat. Maximal PAE på 57,76 % erhöles vid en ineffekt på 34,52 dBm, förstärkningen var vid den här punkten 8,7 dB. Ur det här kan även ungefärlig maximal uteffekt för förstärkaren utläsas. En ineffekt på 34,52 dBm plus förstärkning på 8,7 dBm resulterar i uteffekt på 43,2 dBm, drygt 20 W. Det här motsvarar väl vårt krav på 5 - 25 W uteffekt.

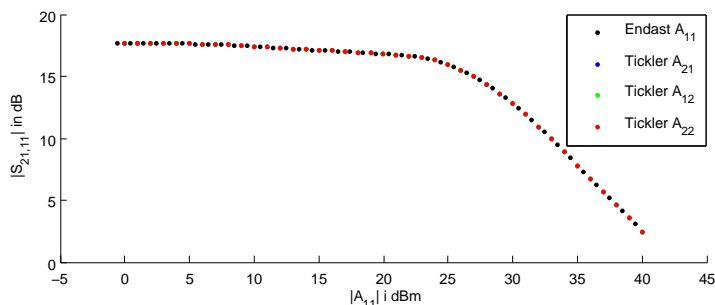
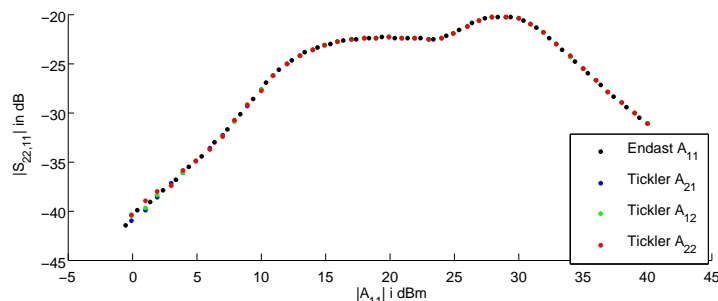


Figur 8.4: PAE och Förstärkning mot ineffekt vid mätning på vår egna förstärkare.

Under arbetets gång har Drain efficiency, η , inte använts för varken simulering eller konstruktion. Men då det är ett mått som används relativt ofta presenteras även det här under resultat i Figur A.5.

8.3 PHD-parametrar, simulerade

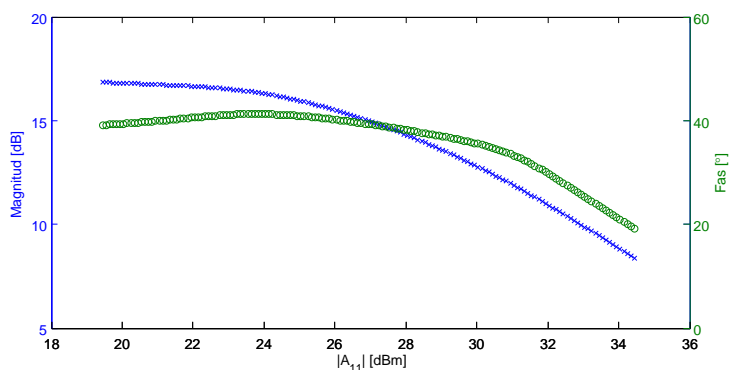
Resultaten från PHD-extraktionen gjord på vår simulerade modell har väldigt bra precision vilket syns i Figur 8.5. Bilden visar extraktion av $S_{21,11}$ och $S_{22,11}$ från fyra olika mätningar med olika frekvens respektive ingångsport på ticklern. Överensstämmelsen är väldigt god för båda parametrarna vilket tyder på entydighet vid extraktion samt bra amplitud på ticklern. Vi noterar även att kurvorna är distinkta över hela intervallet på effekten av insignalen $|A_{11}|$ trots att det är ett intervall på 40 dBm samt att ticklern är densamma för alla effektnivåerna.

(a) Amplitud hos $S_{21,11}$ (b) Amplitud hos $S_{22,11}$

Figur 8.5: Amplitud hos $S_{21,11}$ och $S_{22,11}$ mot $|A_{11}|$ vid framtagning av dem från simulerad modell. De överlagrade graferna motsvarar framtagning av de här parametrarna vid olika inställningar på ticklern.

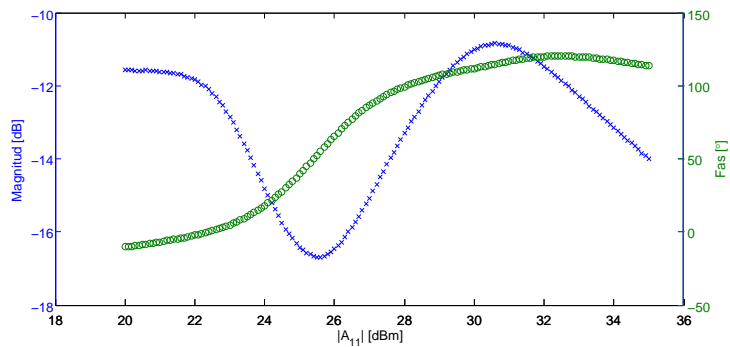
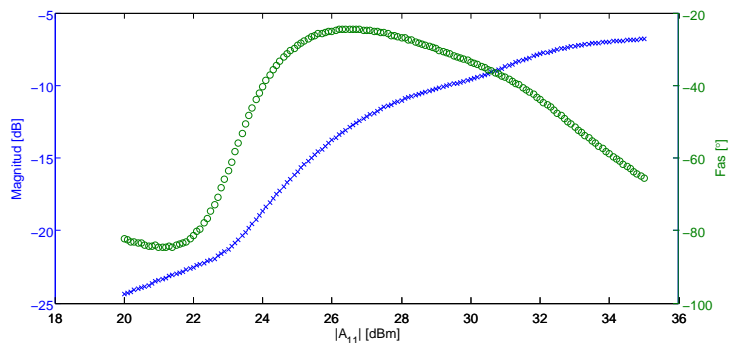
I Figur 8.5 och 8.6 ser vi att rimligheten på $S_{21,11}$ verkar god. Då förstärkaren drivs i kompression sjunker amplituden drastiskt, vilket är väntat då den i viss mån beskriver förstärkningen.

Studerar vi hur övriga PHD-parametrar beter sig, Figur 8.7 och 8.8 samt Appendix A, ser vi generellt att T-parametern för alla övertoner och ingångar

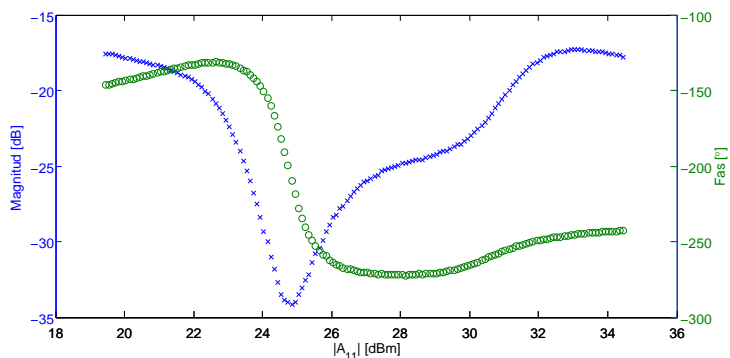
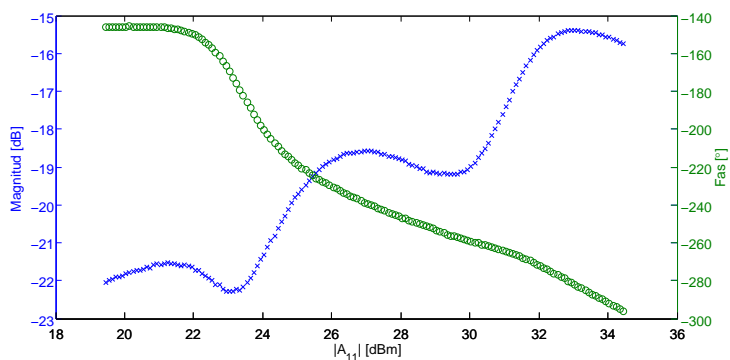


Figur 8.6: Amplitud och fas hos $S_{21,11}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från simulerad modell. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,1 dBm.

ökar för ökande ineffekt hos förstärkaren. Det noteras att S-parametern har en betydligt mer varierande karaktär. Av ticklertonerna är responsen störst för injektion av fundamentalfrekvensen, både avseende S- och T- parametern. Vad som mer syns är att faserna hos parametrarna och deras variationer inte verkar vara kopplade mellan olika parametrar. När en viss parameters fas ökas 20° grader kan samtidigt fasen hos en annan minska 30° .

(a) Amplitud och fas hos $S_{21,21}$.(b) Amplitud och fas hos $T_{21,21}$.

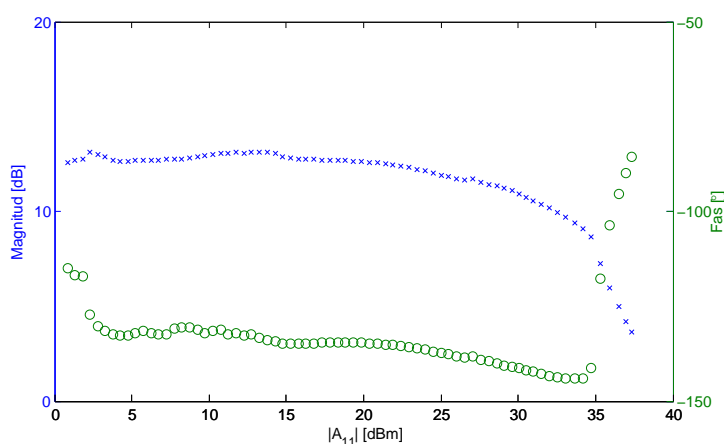
Figur 8.7: Amplitud och fas hos $S_{21,21}$ resp $T_{21,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från simulerad modell. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,1 dBm.

(a) Amplitud och fas hos $S_{21,12}$.(b) Amplitud och fas hos $T_{21,12}$.

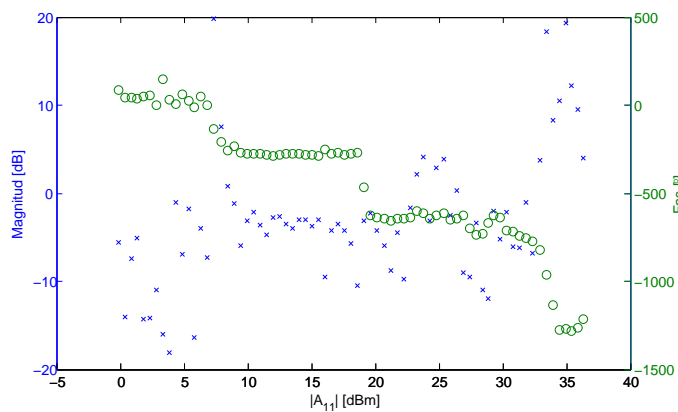
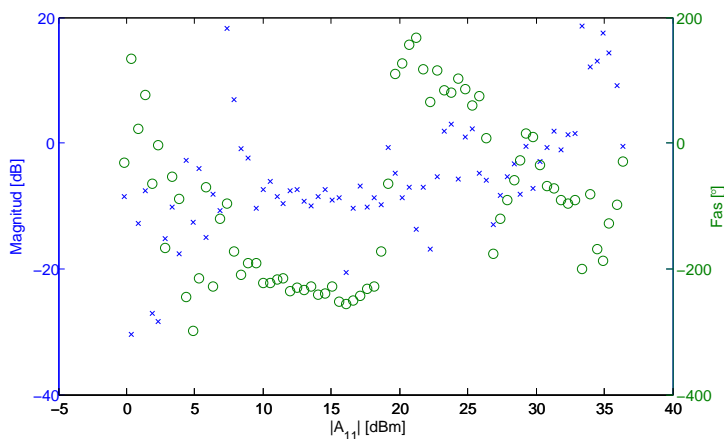
Figur 8.8: Amplitud och fas hos $S_{21,12}$ resp $T_{21,12}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från simulerad modell. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,1 dBm.

8.4 PHD-parametrar, uppmätta på av oss designad förstärkare

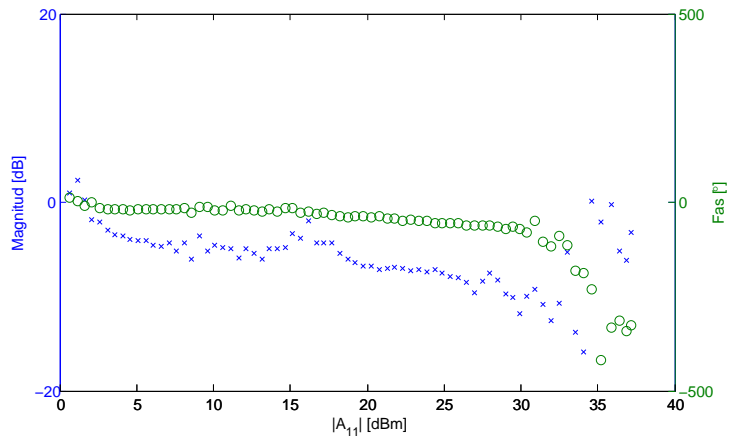
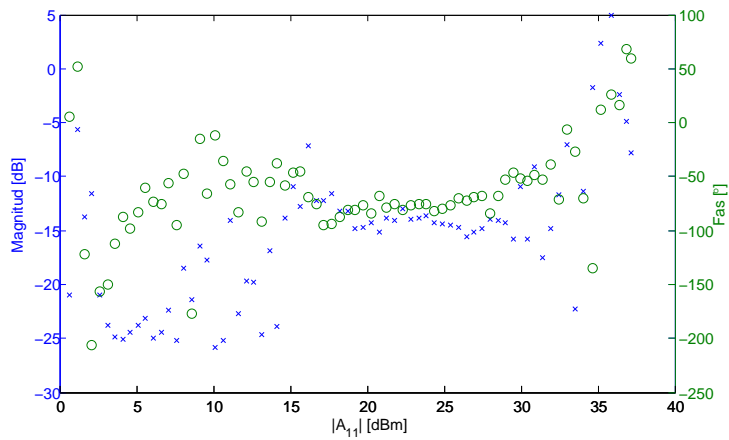
I Figur 8.9 ses att precisionen vid extraktion av $S_{21,11}$ för den egendesignade förstärkaren är god. Studeras 8.10 och 8.11 noteras att precisionen vid extrahering av de här parametrarna är brusig. Jämförs Figur 8.9 och 8.6 observeras att $S_{21,11}$ har många gemensamma tendenser vid mätning, med den i rapporten designade förstärkaren. Detsamma observeras för övriga PHD-parametrar om Figurerna 8.10 och 8.11 jämförs med 8.8 och 8.7.



Figur 8.9: Amplitud och fas hos $S_{21,11}$ resp $T_{21,11}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på egendesignad förstärkare. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

(a) Amplitud och fas hos $S_{21,12}$.(b) Amplitud och fas hos $T_{21,12}$.

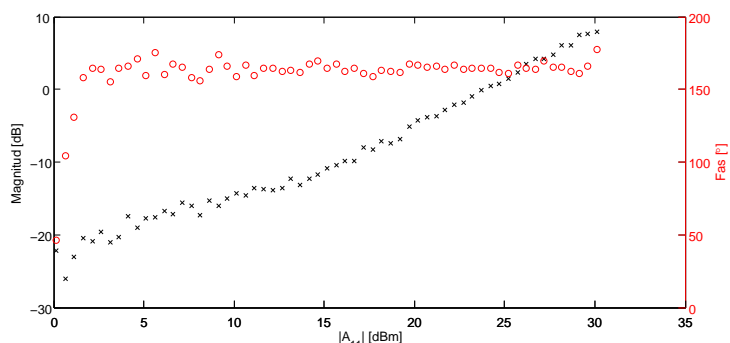
Figur 8.10: Amplitud och fas hos $S_{21,12}$ resp $T_{21,12}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på egendesignad förstärkare. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

(a) Amplitud och fas hos $S_{21,21}$.(b) Amplitud och fas hos $T_{21,21}$.

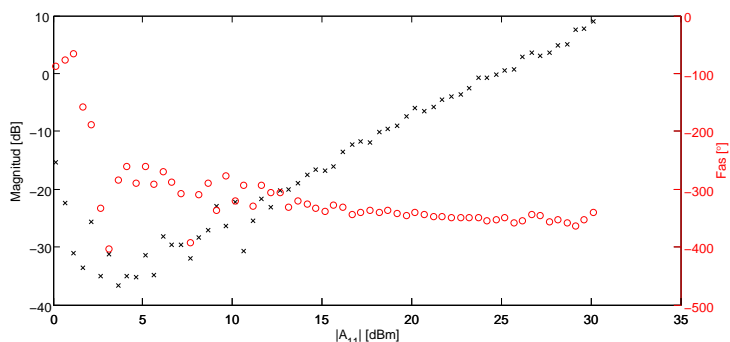
Figur 8.11: Amplitud och fas hos $S_{21,21}$ resp $T_{21,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på egendesignad förstärkare. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

8.5 PHD-parametrar, uppmätta på testförstärkare

I Figur 8.14, 8.13, 8.12 och Appendix A som illustrerar beteendet hos PHD-parametrar ser vi genomgående att precisionen vid extraheringen är relativt god vid låga $|A_{11}|$ och mycket god för mellan och höga $|A_{11}|$. Tendenser pekar på att amplituden på ticklersignalen är för hög vid mätning på låga insignaler.



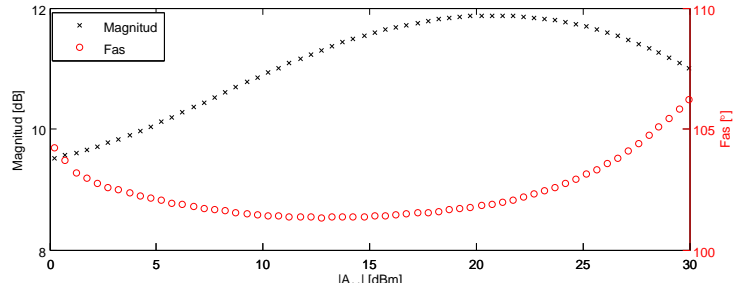
(a) Amplitud och fas hos $S_{21,12}$.



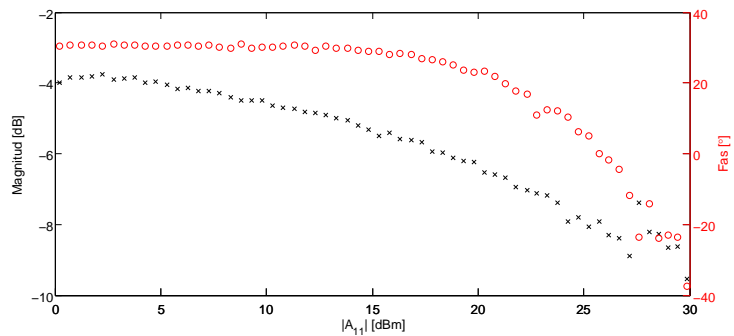
(b) Amplitud och fas hos $T_{21,12}$.

Figur 8.12: Amplitud och fas hos $S_{21,12}$ resp $T_{21,12}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på testförstärkaren. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

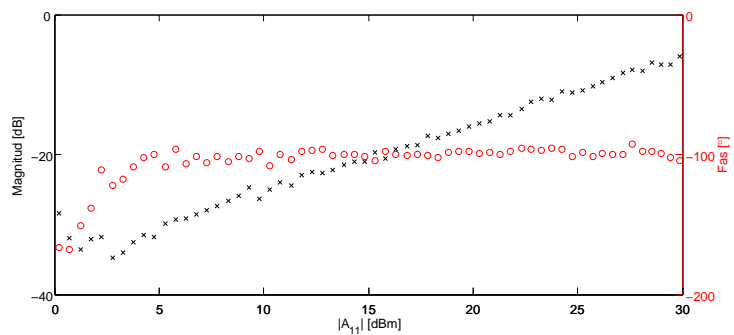
Vi noterar i Figur 8.13 8.14, 8.12 att fasändringen för varierad ineffekt är små för samtliga PHD-parametrar men att amplituden hos de här förändras desto mer. Tendenserna med stor variation hos amplituden är tydligast hos T-parametrarna.



Figur 8.13: Amplitud och fas hos $S_{21,11}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på testförstärkaren. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.



(a) Amplitud och fas hos $S_{21,21}$.



(b) Amplitud och fas hos $T_{21,21}$.

Figur 8.14: Amplitud och fas hos $S_{21,21}$ resp $T_{21,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på testförstärkaren. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

9 Diskussion

Det kan konstateras att simulering och konstruktion av en förstärkare inom ramen för de uppsatta målen genomförts med lyckat resultat. Lyckade mätningar har också genomförts där PHD-parametrar extraherats utifrån mätdata. Det här innebär att de huvudsakliga målen med arbetet har uppnåtts. I aktuellt kapitel tolkas dels erhållna resultat, men även andra aspekter som framkommit under arbetets gång samt våra egna tankar kring arbetet diskuteras.

9.1 Kretsen

Det övergripande målet med hela arbetet har varit att skapa en förstärkare med god verkningsgrad. För den simulerade kretsen uppnåddes en slutgiltig PAE på 67 %, vilket i fallet att det varit en verklig krets vore mycket respektabelt. Simuleringar med högre PAE kunde uppnåtts om krav på till exempel stabilitet ignorerats. För att realisera kretsen krävs dock att alla de här kraven uppfylls, vilket innebar att en stor del av simuleringarna handlade om att få kraven att inskränka på verkningsgraden så lite som möjligt.

Om exempelvis kravet på stabilitet prioriterats ned i förmån för verkningsgrad, hade kretsen visserligen haft högre simulerad verkningsgrad, men troligtvis varit omöjlig att realisera. Speciellt med tanke på att stabilitetsproblemet uppstod trots att simuleringar utfördes som gav godkänt resultat. Ett annat krav som sänkte effektiviteten var anpassningen mot 50 Ω , men om en anpassning inte gjorts hade kretsen troligtvis blivit obrukbar, då den inte kunnat implementeras med andra kretsar utan att ge upphov till stora reflektioner.

Den verkliga kretsen visade en uppmätt maximal PAE på 58 %, vilket är lägre än de simulerade men avsevärt högre än den verkningsgrad testförstärkaren från Cree visade upp, se Figur A.7. Eftersom inget absolut mål fanns för hur bra förstärkarens verkningsgrad skulle bli, så är det svårt att dra en tydlig slutsats om förstärkaren uppfyller målen. Verkningsgradens uppmätta beroende på ineffekt såg ungefär likadant ut som för den simulerade kretsen, den största skillnaden var att minskningen av PAE efter förstärkaren bottnat, skedde mycket brantare än simulerat.

Projektgruppen hade dock förhoppningar om en högre verkningsgrad och framförallt att simuleringarna skulle korrelera bättre med den verkliga för-

stärkaren. Vad gäller designen är det svårt att säga vad som skulle kunna gjorts annorlunda för att förbättra verkningsgraden. Ett moment som inte genomfördes är elektromagnetiska fältsimuleringar, som är en mer noggrann simulering av hela kretsen. Den simuleringen genomfördes inte på grund av tidsbrist och hade möjligtvis kunnat påvisa de stabilitetsproblem som senare uppstod.

Om mer tid lagts på att hitta en mer optimerad krets hade troligen både en högre simulerad och uppmätt verkningsgrad kunnat uppnås. Dock är nog den faktor som mest av allt hade kunnat ge ett bättre resultat erfarenhet.

9.1.1 Stabilitet

Trots att stabilitetsvillkor undersöktes och att de uppvisade godkända värden, blev den slutgiltiga förstärkaren inte stabil förrän en rad förändringar från den ursprungliga designen gjordes. Det här medförde att två av totalt tre transistorer gick sönder, med största sannolikhet som effekt av självsvängningar. I efterhand är det tydligt att de marginaler som fanns för stabilitetsvillkoren var för låga. De förändringar som gjordes medförde att förstärkarens egenskaper förändrades och de punkter som förstärkaren var optimerad för flyttades. Många åtgärder gjordes, se Avsnitt 5.8, men det fanns inte tid att göra en simulering av de tänkta ändringarna. Om en simulering hade utförts hade troligtvis en förbättring av verkningsgraden kunnat ses, till följd av mer kontrollerade val av komponenter för stabilisering.

9.2 PHD-modellen

I de efterföljande diskussionsrubrikerna avses, om inget annat anges, samtliga resultat rörande extraktion av PHD-parametrar.

9.2.1 Tolkning av resultat, duglighet hos PHD-modellen

Granskar vi parametrarna allmänt märker vi att den enda dominerande termen är $S_{21,11}$, i enlighet med vad som borde gälla. Om så inte varit fallet hade det tytt på att förstärkaren varit feldesignad eftersom det inneburit att signaler för övertonerna hade förstärkts mer än fundamentalsignalen. De övriga undersökta parametrarna håller sig mellan -30 och 0 dB i amplitud med

något enstaka undantag.

Vid jämförelse mellan de simulerade och uppmätta PHD-parametrarna för den egendesignade förstärkaren noteras ett intressant faktum. Den simulerade modellen har högre amplitud på $S_{21,11}$ än den uppmätta, men den har lägre amplitud på övriga PHD-parametrar än den uppmätta. Vid närmare eftertanke är det här mycket bra. Den simulerade förstärkaren har idealiserade komponenter och idealiserade förhållanden och borde prestera bättre. De uppmätta förstärkarna uppvisar inte lika bra resultat vilket återspeglas i att PHD-parametrarna för övertonerna och reflekterade vågor är mycket större. Det vill säga att den verkliga förstärkaren transmitterar övertoner och reflektioner med större förstärkningsfaktor.

Att PHD-parametrarna för första övertonen är låga, oftast under -5 dB, tyder på att man får hög precision av att begränsa modellen till enbart första övertonen. Signalbidraget från högre ordnings övertoner förväntas vara ännu lägre.

Trots att PHD-parametrarna från mätning av vår egendesignade krets har dålig precision är överensstämmelsen med de simulerade parametrarna mycket goda avseende övergripande drag, jämför Figurerna 8.9 och 8.6, 8.10 och 8.8 samt 8.11 och 8.7. Det här tyder på att många egenskaper hos simulerad och verklig förstärkare är lika, men att förlusterna är stora i den verkliga kretsen till följd av icke ideala komponenter och icke ideala mätmiljöer.

De extraherade PHD-parametrarna för den av oss designade kretsen är brusa, vilket kan bero på flera faktorer. Då de här mätningarna utfördes en dag före rapportinlämning fanns inte tid att analysera felfaktorer eller göra om mätningen. Mätningarna utförda på testförstärkaren var mer noggranna och utförda mer än en gång och vi har svårt att se varför de olika förstärkarna annars har olika precision. Mätuppställningarna skall, såvida inte något blivit fel, vara identiska. Vi noterar dessutom att $S_{21,11}$ för vår förstärkare extraheras med god precision, se Figur 8.9. En möjlig felfaktor är att inställningen på ticklern. Mest troligt då är att vår förstärkare reagerar annorlunda än testförstärkaren för insignaler av övertonerna och att vi därför borde ha minskat eller ökat amplituden på ticklern. Studerar vi parametrarna för vår egendesignade förstärkare ser vi att PHD-parametrarna har högre amplitud än de för testförstärkaren. Detta tyder på att övertonerna förstärks mer i vår förstärkare än då de passerar genom vår testförstärkaren. En annan möjlig felfaktor är att kalibreringen kan ha varit felaktig från början eller ändrats någon gång innan mätning, till exempel att en kabel böjts. Vi tror således att

vi hade fått lika god precision på PHD-parametrarna för den egendesignade förstärkaren, om tillräckligt med tid hade funnits för att göra ytterligare mätningar.

Studerar man faktumet att fasen varierar till synes slumpmässigt parametrarna emellan, det vill säga att dess fas inte är kopplade för samma värden på ineffekten, förstår man varför övertoner och konjugat hos A -vågor måste inkluderas för att få en bra modell.

9.2.2 Amplitud på ticklern

Att de extraherade resultaten vid mätning av PHD-parameterarna på testförstärkaren, se exempelvis Figur 8.14, är brusiga vid låga amplituder beror på att amplituden på ticklern är för stor. Det här var ett medvetet val då vi fokuserade på att få goda resultat vid höga ineffekter. Orsaken är att vi erhåller precisa resultat på $S_{21,11}$, den mest relevanta parametern, för hela svepet på ineffekt, se Figur 8.13. I synnerhet för låga ineffekter är $S_{21,11}$ absolut dominerande. Mer tillfredsställande och intressant är att parameterextraktionen har väldigt hög precision för höga ineffekter. Det här tyder på att extraktionen vid mätningar är väldigt god för rätt val av amplitud på ticklern.

9.3 Mätning

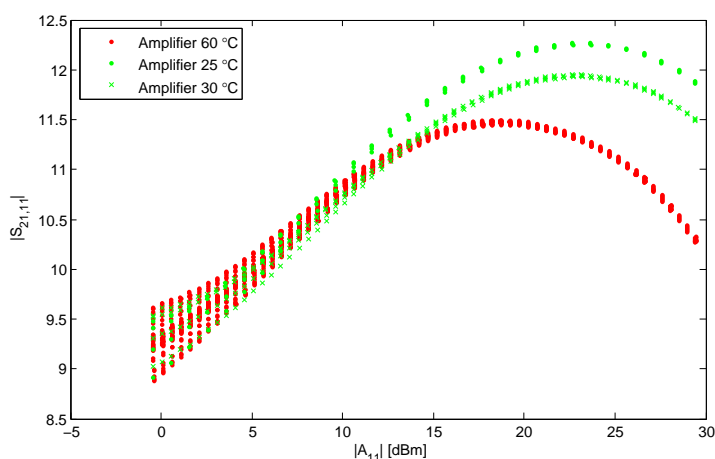
9.3.1 Mätfel och felfaktorer vid mätning

PHD-modellen har man inte tidigare använt sig av på Chalmers. Exakt hur mätuppställningar skulle kopplas, vilka inställningar på instrumenten som skulle användas och hur många mellankopplande komponenter, exempelvis cirkulatorer, som behövde användas visste varken vi eller våra handledare innan mätningarna börjades. Dessutom visste vi inte exakt hur parametrarna skulle extraheras eller vilka resultat som var rimliga att erhålla. Vad vi hade att utgå från var gedigen inläsning av teorin och labbhandledarens erfarenhet av mikrovågsmätningar och S-parametrar. Det här resulterade i att mätningarna och modelleringen blev delar av arbetet där vi stötte på tidsödande problem, vilka behövdes lösas. Mätuppställningen kopplades om och modifierades ett antal gånger och instrumentinställningar styrda från datorn ändrades ännu fler gånger. Det måste även konstateras att vi är nöjda med

slutresultaten av mätningarna.

9.3.2 Värmeeffektens påverkan på mätresultat

Då vi genomfört ett par mätningar med till synes rimliga resultat börjades extraktionen av PHD-parametrar. Den första som undersöktes var $S_{21,11}$ då vi visste att den motsvarar förstärkningen. Resultaten som erhöles vid till synes likadana mätningar vid olika effekter ses i Figur 9.1. Det visade sig att värmen hos förstärkaren spelade stor roll. 65 °C är typisk temperatur för vilken förstärkaren kommer upp vid standardmätning² Starttemperatur är då rumstemperatur och mättiden cirka 10 minuter. Vår egendesignade förstärkare håller sig något svalare än det här. Skillnaden är 1 dBm vilket får anses anmärkningsbart.



Figur 9.1: $S_{21,11}$, vilken motsvarar förstärkningen, för simuleringar vid olika temperaturer.

Vad som kunde gjorts annorlunda för att motverka värmeutvecklingen hade varit att använda någon form av kylsystem.

9.3.3 Skillnad mellan CAD-simulering och riktig mätning

Som vi tydligt ser i Resultatdelen av arbetet så stämmer simulerad och uppmätt prestanda inte helt överens. Det här var väntat och har bland annat

²Med standardmätning avses mätningarna vi baserade våra resultat på.

koppling i olika typer av modelleringstekniker som kortfattat är förklarat i teoridelen. För att få ett program med rimlig beräkningstid görs stora approximationer för att ta hänsyn till vissa effekter medan andra inte tas hänsyn till alls.

Ett exempel på en sådan effekt är värmeutveckling. Som synes i Figur 9.1 så spelar det här stor roll vid mätning men tas inte alls hänsyn till vid simulering. Det här är en anledning till att vår förstärkning är något lägre än den simulerade, bidraget från denna effekt är 1 dB vid höga ineffekter.

Att förstärkningen skiljer mycket mellan simulering och mätning är troligtvis inte att den presterar helt olika, utan det har en rimlig förklaring. Orsaken är att verkningsgrad och förstärkning vid låg ineffekt beror väldigt mycket på biasering, vilket realiserar annorlunda vid simulering. Ett rimligare resultat hade troligtvis erhållits om vi plottat resultaten mot ström istället.

10 Slutsats

En förstärkare har under det här arbetet designats, konstruerats och sedan modellerats med hjälp av PHD-modellering. De slutgiltiga simuleringresultaten av kretsen innan den skickades iväg för tillverkning kan ses i Figur 8.2. Simuleringen visade vid en frekvens på 2,3 GHz och en ineffekt på 31 dBm, en PAE på 67,3 %, förstärkning på 12,4 dB och en uteffekt på 42,4 dBm.

Efter att ha monterat alla komponenter och utfört åtgärder för att stabilisera kretsen kunde värden för PAE och förstärkning mätas upp. Mätningen utfördes vid en frekvens på 2,26 GHz. Följande resultat erhöles.

- PAE - 57,8 %
- Förstärkning - 8,7 dB
- Uteffekt - 43,3 dBm

Verkningsgraden blev sämre än väntat, men de modifieringar som gjordes för att stabilisera den hade troligtvis stor inverkan på resultatet. Förstärkningen blev något låg, men om högre förstärkning är viktigare än PAE kan uteffekten minskas något för att uppnå det här.

Jämfört med de simulerade resultaten var både PAE och förstärkning sämre för de uppmätta värdena. Det här var väntat då en verklig krets introducerar mer förluster än simuleringen tar hänsyn till, men inte i så stor utsträckning som det nu visade sig.

PHD-modellen framtagen i den här rapporten uppvisar goda resultat. Precisionen vid framtagning av parametrarna med en amplitud större än -20 dB anses vara god, då korrekt konfiguration av mätuppställningen och instrumentinställningar tillämpas. PHD-parametrarna för simulerad och verklig modell har tendenser på god överensstämmelse, men då mätning på den verkliga förstärkaren gav brusiga resultat är det svårt att dra en definitiv slutsats.

Att endast ta hänsyn till signaler vid fundamentalfrekvensen och första övertonen vid PHD-modellering är tillräckligt i förstärkaren behandlad i denna rapport. Många av termerna relaterade till första övertonen har en amplitud under -20 dB, dock fanns de som uppvisade en amplitud på en bit över 0 dB.

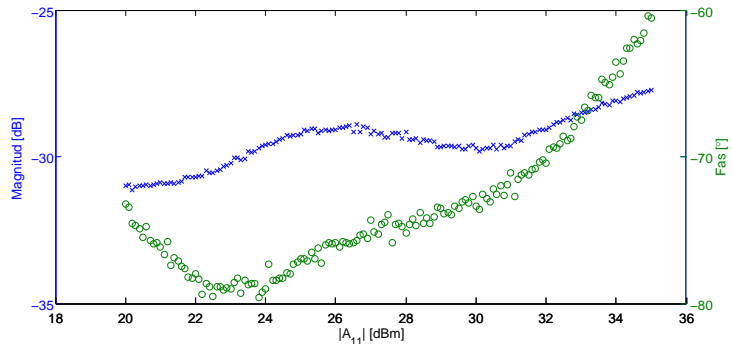
Mätförfarandet vid extrahering av PHD-parametrar är rättframt och relativt enkelt, vad som kan vara svårt och något tidsödande är att anpassa alla instrumentinställningar på ett korrekt sätt. En faktor som däremot kommer bli lättare att göra och ta mindre tid allteftersom vana och erfarenhet av den här typen av mätningar blir större. De specifika mätningar ur vilka PHD-parametrarna extraherades gick fort, cirka 15 min per mätning.

Referenser

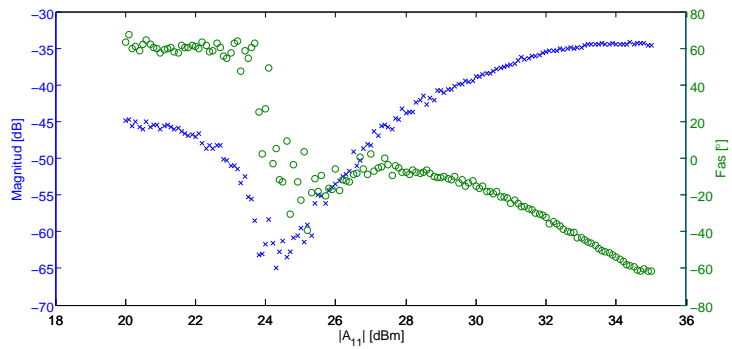
- [1] Cisco. Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2010–2015. San Jose, CA; 2011.
- [2] The Climate Group on behalf of the Global eSustainability Initiative (GeSI). *SMART 2020: Enabling the low carbon economy in the information age*. 2008
- [3] mtCO2.com. Definition av MtCO2e. 2008 [uppdaterad 2009-05-26; citerad 2011-05-01]. Tillgänglig från: <http://www.mtco2e.com/>
- [4] Gildert P. *Power System Efficiency in Wireless Communication*. Presentation av Ericsson vid APEC-konferansen. Dallas: 2006.
- [5] C. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications, 2nd ed.*, Norwood, MA: Artech House; 2006
- [6] Nemati HM, Fager C, Thorsell M, Zirath H. *High-Efficiency LDMOS Power-Amplifier Design at 1 GHz Using an Optimized Model*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech; 2009. 57(7): 1647-1654.
- [7] Golio M, Golio J. *RF and Microwave Handbook*. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press; 2008.
- [8] Smith P H. *Electronic Applications of the Smith Chart* Malabar, FL: Robert E. Krieger; 1983
- [9] A. Grebennikov. *RF and Microwave Power Amplifier Design*. New York: McGraw-Hill; 2005.
- [10] NXP Semiconductors. *Best-in-class LDMOS to drive almost any RF application* (Elektronisk). c2006-2010 [citerad 2011-05-04]. Tillgänglig: <http://www.nxp.com/campaigns/high-performance-rf/index.php?sub=technology-LDMOS>
- [11] NXP Semiconductors. *GaN - enabling a breakthrough in RF power amplifier designs* (Elektronisk). c2006-2010 [citerad 2011-05-04]. Tillgänglig: <http://www.nxp.com/campaigns/high-performance-rf/index.php?sub=technology-GaN>
- [12] Eastman LF, Mishra UK. *The Toughest Transistor Yet*. IEEE Spectrum. Maj 2002; 39(5): 28-33.

-
- [13] Streetman BG, Banerjee S. *Solid State electronic Devices*. 5th ed. New Jersey: Prentice Hall; 2000. s. 524.
- [14] Cree, Inc. *Datablad för CGH40025*. Maj 2010 [citerad 2010-01-28]. Tillgänglig: <http://www.cree.com/products/pdf/CGH40025.pdf>.
- [15] A.S. Gilmour Jr. *Microwave Tubes*. Dedham, MA: Artech House; 1986.
- [16] Verspecht J, Root DE. *Polyharmonic Distortion Modeling*. IEEE Microwave Magazine. 2006 Jun;7(3):44-57.
- [17] Verspecht J. *Describing functions can better model hard nonlinearities in the frequency domain than the volterra theory*. Annex Ph.D. thesis, Brussels, Belgium; 1995.
- [18] Agilent Technologies. *X-Parameters* (Elektronisk). c2000-2011 [citerad 2011-04-26]. Tillgänglig:<http://www.home.agilent.com/agilent/application.jspx?nid=-34017.0.00&lc=eng&cc=SE>
- [19] NMDG. *Harmonic Phase Reference* (Elektronisk). [citerad 2011-05-14] Tillgänglig: http://www.nmdg.be/press_releases/NM200%20Press%20Release.pdf

A I rapporten ej presenterade resultat

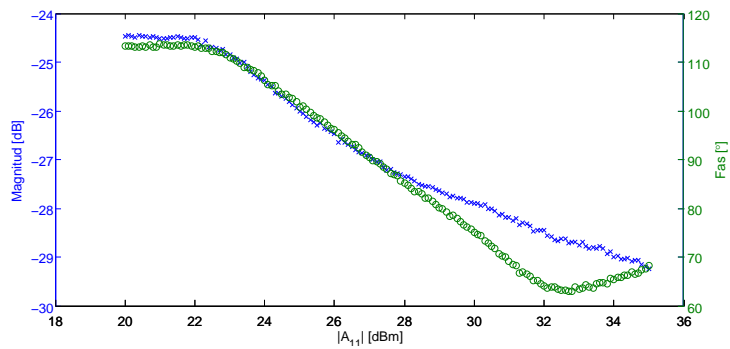


(a) Amplitud och fas hos $S_{21,22}$.

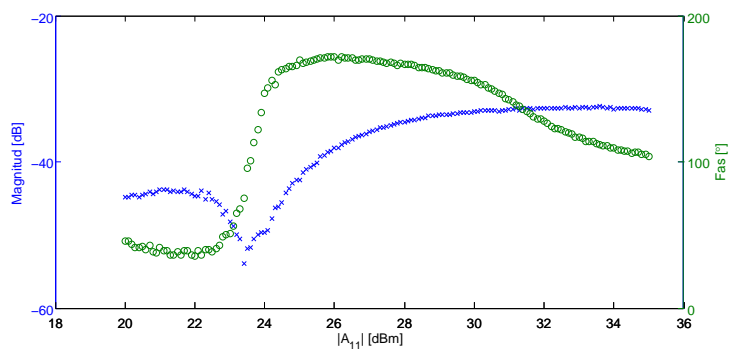


(b) Amplitud och fas hos $T_{21,22}$.

Figur A.1: Amplitud och fas hos $S_{11,21}$ resp $T_{11,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från simulerad modell. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,1 dBm.

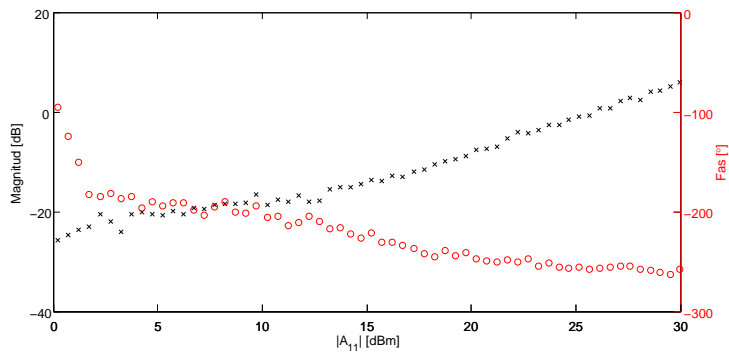


(a) Amplitud och fas hos $S_{11,21}$.

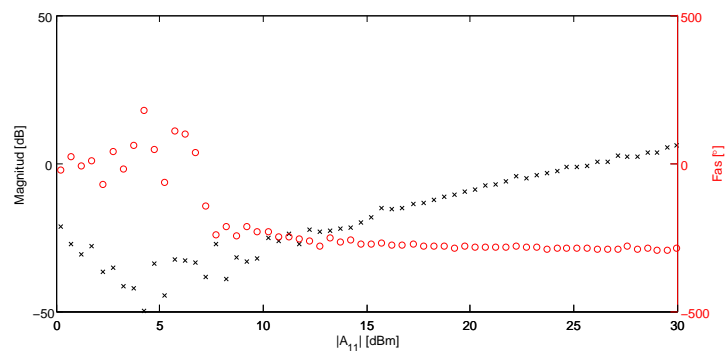


(b) Amplitud och fas hos $T_{11,21}$.

Figur A.2: Amplitud och fas hos $S_{11,21}$ resp $T_{11,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från simulerad modell. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,1 dBm.

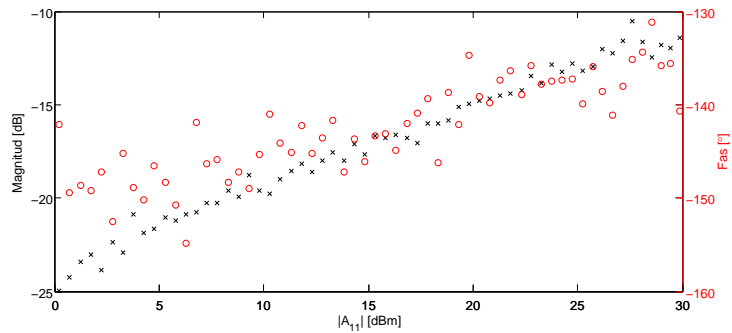


(a) Amplitud och fas hos $S_{21,22}$.

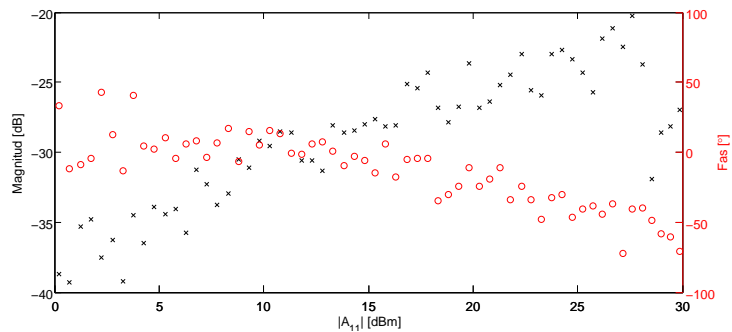


(b) Amplitud och fas hos $T_{21,22}$.

Figur A.3: Amplitud och fas hos $S_{21,22}$ resp $T_{21,22}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på testförstärkaren. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.

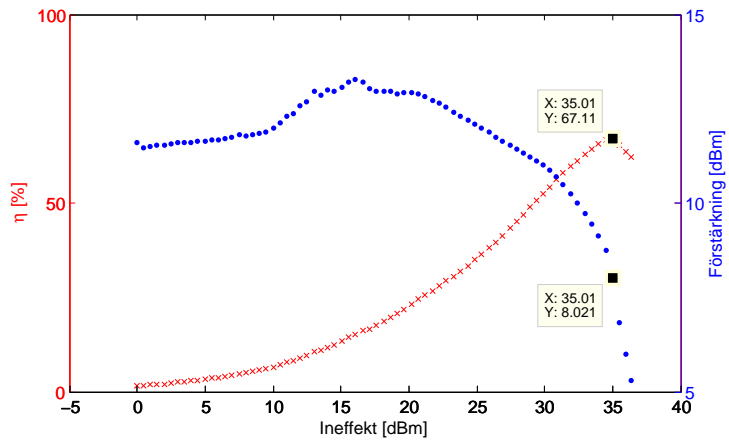


(a) Amplitud och fas hos $S_{11,21}$

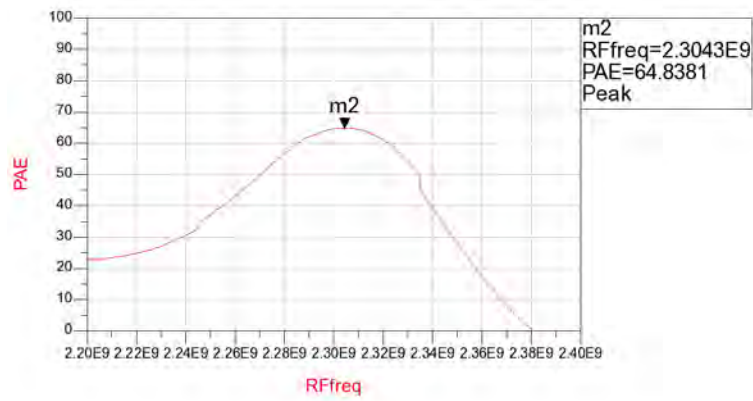


(b) Amplitud och fas hos $T_{11,21}$

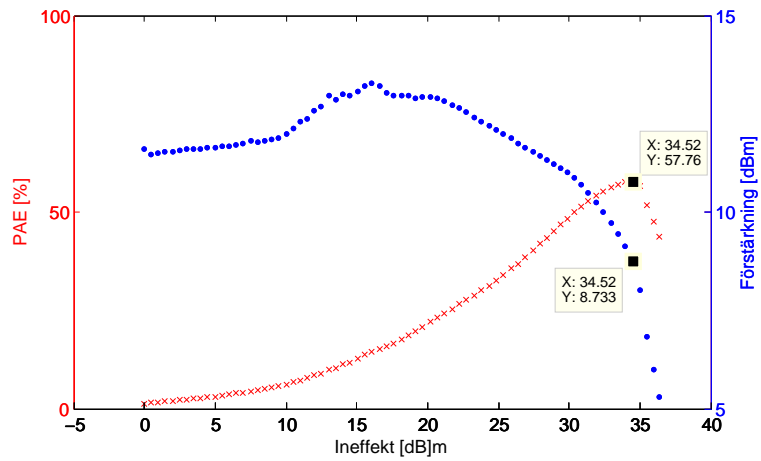
Figur A.4: Amplitud och fas hos $S_{11,21}$ resp $T_{11,21}$ mot $|A_{11}|$, data framtagen från mätning på testförstärkaren. Effektsteg vid svep av ineffekten är 0,5 dB.



Figur A.5: Verkningsgrad och Förstärkning mot ineffekt vid mätning på våra förstärkare.

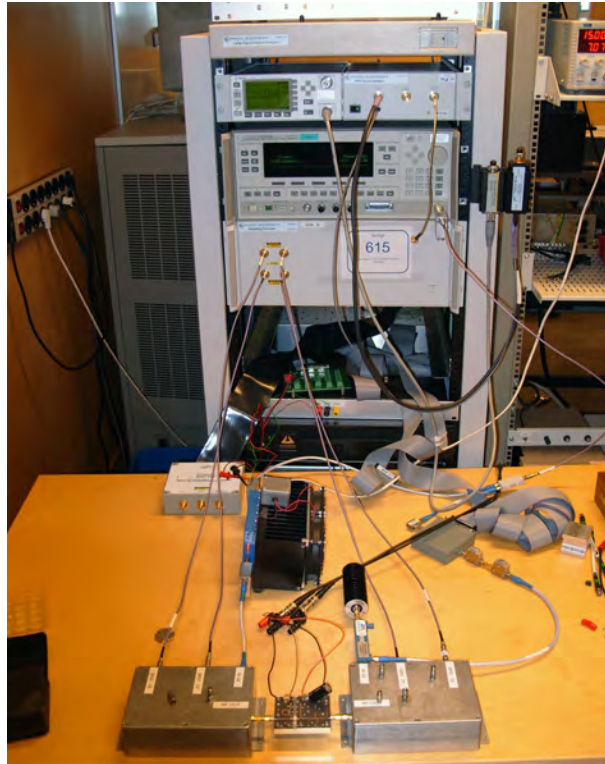


Figur A.6: Simulerad bandbredd vad gäller PAE och förstärkning.



Figur A.7: Här visas PAE för Cree's krets som mäts upp.

B Övriga bilder



Figur B.1: Uppkopplingen för mätning på förstärkaren med hjälp av LSNA:n.