

Framtidens mobilnät

- Hur interferensen mellan antenner i ett MIMO-system påverkar linjärriseringen av effektförstärkare

Kandidatarbete inom civilingenjörsprogrammen Teknisk Fysik samt Elektroteknik

DAVID BERGMAN
JAKOB BILLEMAR
WILLIAM HALLBERG
HASSAN MEMARI
ELMIN TUTKUR
JOAKIM G. WERNERSSON

Handledare: Olle Axelsson, Christian Fager, David Gustafsson

MCCX02-12-04
Institutionen för mikroteknologi och nanovetenskap
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2012
Kandidatarbete

Sammanfattning

Syftet med detta projekt var att undersöka hur interferensen mellan två antenner i sändarstationen i ett MIMO-system påverkar linjäriseringen av effektförstärkarna till dessa antenner. Till MIMO-systemet designades och konstruerades två effektförstärkare och två antenner med hjälp av mjukvaran ADS och en mjukvaruradio konstruerades med hjälp av plattformen USRP och mjukvaran LabVIEW. Resultatet var att antennernas interferens påverkar linjäriteten hos effektförstärkarna negativt och en rimlig ansats var att denna påverkan avtar omvänt proportionellt mot avståndet i kvadrat.

Nyckelord: MIMO, digital linjärisering, DPD, PA design, antenndesign, USRP

Abstract

The purpose of this project was to study how the interference between two antennas in a MIMO system affects the linearity of the power amplifiers powering the antennas. For the MIMO system, two power amplifiers and two antennas were constructed and designed using the software ADS and a software defined radio was constructed using the platform USRP and the software LabVIEW. The result was that the interference between the antennas affects the linearity of the power amplifiers powering the antennas adversely and a reasonable theory was that the interaction decreases inversely proportional to the square of the distance.

Keywords: MIMO, Digital Predistortion, DPD, PA design, antenna design, USRP

Innehåll

1	Inledning	1
2	Syfte	1
3	Teori	2
3.1	Antenndesign	2
3.1.1	Microstripantennens uppbyggnad	2
3.1.2	Matematiska uttryck för microstripantennens egenskaper	2
3.2	S-parametrar	5
3.3	PA-design	6
3.3.1	Effektförstärkarklasser	6
3.3.2	Effekt- och effektivitetsekvationer	7
3.3.3	Load/Source Pull	8
3.3.4	Anpassningsnät	9
3.3.5	Stabilitet	12
3.4	Digital linjärisering av PA	12
3.4.1	I/Q-data	13
3.4.2	DPD med hänsyn till Amplitud- och fasdistortion	14
3.4.3	DPD med hänsyn till minneseffekter hos PA	15
3.4.4	Förbättringar av DPD-polynom	15
3.5	MIMO-system	16
4	Metod	17
4.1	Antenndesign	17
4.1.1	Antenndesign	17
4.1.2	Mätning av egenskaper för antennerna	19
4.2	PA-design	19
4.2.1	Simulering	20
4.2.2	Montering och mätning	21
4.3	Digital radio	22
4.3.1	USRP	22
4.3.2	LabVIEW och MATLAB	22
4.4	Digital linjärisering av PA	22
4.5	MIMO-system	23
5	Resultat	25
5.1	Antenndesign	25
5.1.1	Simulering i ADS	25
5.1.2	Verklig antenn	26
5.2	PA-design	30
5.2.1	Simuleringsresultat	30
5.2.2	Resultat av mätningar på färdig förstärkare	31
5.3	Digital linjärisering av PA	34
5.3.1	USRP:ns inbyggda förstärkare	34
5.3.2	Kommersiell PA - sinussignal	35
5.3.3	Kommersiell PA - 3G-signal	36
5.3.4	Kommersiell PA - frekvensspektrum	38
5.3.5	Egendesignad PA - 3G-signal	39
5.3.6	Egendesignad PA - frekvensspektrum	42

5.4	MIMO-mätning	43
6	Diskussion	45
6.1	Antenndesign	45
6.2	PA-design	46
6.3	Digital linjärisering av PA	46
6.4	MIMO-system	47
7	Slutsats	48
	Bilaga A Exempelprogram i LabVIEW	51
	Bilaga B Totalt stabilitet	52
	Bilaga C Substrat	53

Förkortningslista

ADS	Advanced Design System
AM-AM	Amplitude Modulation - Amplitude Modulation
AM-PM	Amplitude Modulation - Phase Modulation
dB	Decibel
dBm	Decibel milliwatt
DC	Direct Current
DPD	Digital PreDistortion
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GPIB	General Purpose Interface Bus
I/Q	In-Phase/Quadrature-Phase
MIMO	Multiple Input Multiple Output
PA	Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PCB	Printed Circuit Board
RF	Radio Frequency
RX	Receive
S-parametrar	Spridningsparametrar
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-noise ratio
TX	Transmit
USRP	Universal Software Radio Peripheral

1 Inledning

Mängden trafik på dagens mobilnät har ökat mycket kraftigt de senaste åren. Eftersom frekvensbanden är begränsade måste man finna nya tekniker för att öka överföringskapaciteten för en given bandbredd för att kunna möta den ökande efterfrågan. Detta kan bland annat uppnås med ett MIMO-system (Multiple Input Multiple Output), som består av ett flertal antenner både på sändarsidan och mottagsidan. När sändarantennerna sänder på samma frekvens kommer man genom så kallad "Spatial Multiplexing" få flera kanaler att bildas med olika rumsliga signaturer. Genom att få fler kanaler på samma frekvens kan man därmed öka överföringskapaciteten utan att öka bandbredden [1].

För att i ett trådlöst kommunikationssystem uppnå önskad signalstyrka på den utsända signalen måste denna förstärkas av en effektförstärkare (Power Amplifier, PA). Eftersom en verklig PA inte är ideal kommer dess förstärkning inte vara linjär. Olinjäriteter i denna förstärkning ger upphov till distortion och informationen i en skickad signal går därmed helt eller delvis förlorad. Detta problem kan lösas med digital linjärisering (Digital Predistortion, DPD), vilket förenklat innebär att signalen moduleras på ett sådant sätt att den resulterande signalen efter PA:n har förstärkts helt linjärt och därmed bibehåller önskad information [2].

Detta är ett väl utforskat område för SISO-system (Single Input Single Output), som består av en sändarantenn och en mottagarantenn. I ett MIMO-system är detta inte lika väl utforskat då flera antenner som sitter bredvid varandra kan interferera med varandra, vilket i så fall kan påverka linjäriteten hos effektförstärkarna.

2 Syfte

Projektets syfte var att undersöka hur interferensen mellan antennerna i sändarstationen i ett MIMO-system påverkar linjäriseringen av effektförstärkarna till dessa antenner och undersöka om interferensen går att moduleras bort med DPD.

Utöver detta hade projektet tre stycken delmål: designa och konstruera effektförstärkare; designa och konstruera antenner; konstruera en mjukvaruradio och med hjälp av den styra MIMO-systemet och med DPD linjärisera effektförstärkarna. Effektförstärkarna och antennerna designades med hjälp av simuleringsprogrammet Advanced Design System (ADS). Mjukvaruradio konstruerades av platformen Universal Software Radio Peripheral (USRP) samt mjukvaran LabVIEW och DPD-algoritmerna togs fram med hjälp av MATLAB.

3 Teori

Teori för projektets respektive delområden, överlappning mellan projektets delområden samt för det slutgiltiga MIMO-systemet behandlas i följande kapitel.

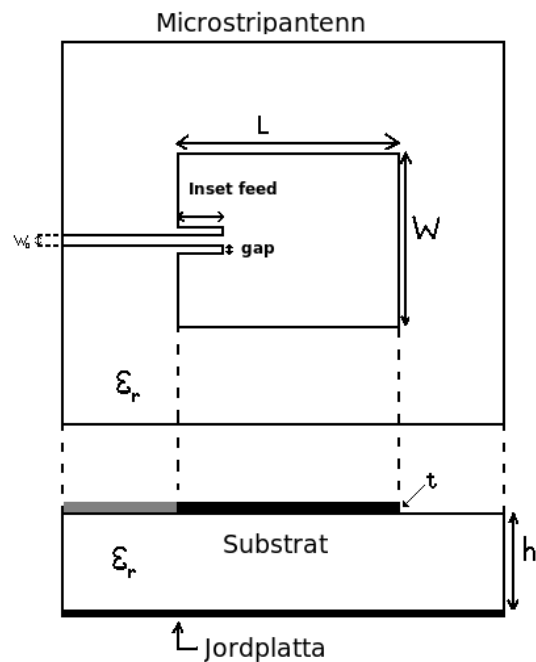
3.1 Antenndesign

I detta avsnitt presenteras den teori som rör antennerna och som använts under projektets gång.

3.1.1 Microstripantennens uppbyggnad

De antenner som har undersökts är så kallade microstripantenner. Denna typ av antenner har en enkel uppbyggnad, ett enkelt exempel kan ses i figur 1. I figuren ses att de består av en mycket tunn metallplatta som ligger på ett dielektrikum som skiljer metallplattan från det undre jordplanet. Matningen kan exempelvis kopplas till den övre plattan via koaxialkabel på baksidan eller in från sidan genom en plan metalledning, så kallad microstrip [3].

Fördelarna med dessa antenner är att de är lätta att tillverka och koppla samman med en krets. En nackdel är att de har en liten bandbredd, bandbredden kan vara så låg som delar av procent av bärfrekvensen och på sin höjd några procent [4].



Figur 1: Överst ses antennen från ovan och under ses antennen från sidan.

3.1.2 Matematiska uttryck för microstripantennens egenskaper

Då design av antenn utförs kan ej alla egenskaper optimeras samtidigt. De olika parametrarna ändrar flera egenskaper vilket medför att de inte blir de optimala vid vidare optimeringar. En avvägning mellan olika egenskaper krävs för att få en så bra antenn som möjligt.

De olika måtten påverkar egenskaper för antennen på olika sätt och exempel på hur de inverkar följer nedan. En ökad tjocklek på substratet har som följd att en större bandbredd kan erhållas [5], den utstrålade effekten kan ökas och en stabilare konstruktion kan uppnås. Negativa följder av ett tjockare substrat är att förluster i dielektrikumet ökar. Hur bredden väljs påverkar bandbredden, inimpedansen och resonansfrekvensen för antennen. Längden påverkar främst resonansfrekvensen [6].

Det finns formler som relaterar antennens dimensioner samt egenskaper hos dielektrikumet till sändaregenskaper som resonansfrekvens och inimpedans. Dessa formler finns bland annat i boken "Antenna theory" av Balanis och de nio som utnyttjats finns presenterade nedan. För formlerna som presenteras i detta stycke gäller följande beteckningar: L = längden av antennen, W = bredden på antennen, h = höjden på substratet, W_0 = bredden på matningsledningen, f_r = resonansfrekvens, $\epsilon_{r,eff}$ = effektivdielektricitetskonstant, ϵ_r = relativ dielektricitetskonstant, ϵ_0 = dielektricitetskonstanten, c = ljusets hastighet i vakuum, G_1 = inkonduktans, G_{12} = ömsesidig konduktans, B_1 = insusceptans, Z_c = karakteristisk impedans, Y_c = karakteristisk admittans, λ_0 = våglängden i vakuum och k_0 = vågtalet.

För att en rent rektangulär antenn ska få en reell inimpedans och en önskad resonansfrekvens gäller att längden erhålls av (1) där ΔL fås från formel (3). Att denna extra term fås i form av ΔL beror på att plattan ej är oändligt stor och detta leder till breddningseffekter vid kanterna, vilket resulterar i ändrade egenskaper. På engelska kallas denna breddningseffekt "fringing effects" [5], denna effekt är viktig att ta hänsyn till då resonansfrekvensen till stor del beror på antennens effektiva längd. Den effektiva dielektricitetskonstanten fås av (4).

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{r,eff} \cdot \mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (1)$$

Bredden W erhålls från ekvation (2) nedan.

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2)$$

Förlängningen ΔL fås av (3).

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{r,eff} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\epsilon_{r,eff} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)} \quad (3)$$

Den effektiva dielektricitetskonstanten ges av följande uttryck (4).

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} \quad (4)$$

Ekvationen ovan gäller om $W/h > 1$.

För en microstripantenn med inset feed fås karakteristiska impedansen av ekvation (5), uttrycket gäller då $\frac{W_0}{h} > 1$.

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff} \left(\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_0}{h} + 1.444\right)\right)}} \quad (5)$$

Microstripantennen som konstruerats är inte en enkel rektangulär antenn, utan en modifierad variant där en microstrip ansluter till antennen en bit in, vilket kan ses i figur 1. Detta gör att beräknade värden från ekvationerna ovan inte nödvändigtvis är de optimala för hög överföring och bandbredd vid aktuell frekvens. Värden som erhöles från dessa formler användes som startvärden vid simuleringar i ADS, mer

om detta i metodbeskrivningen. ADS är förkortning för Advanced Design System och är ett simuleringsprogram av Agilent technologies [7].

Inimpedansen för en microstripmatad patchantenn kan ändras genom att flytta punkten där matningsledningen ansluter till själva antennen, se figur 1. Genom att förändra inset feed och gap kan impedansen anpassas till matchad inimpedans på 50 Ohm. Det finns en matematisk formel för vilken inimpedans som fås. Denna formel ses i ekvation (6) och gäller även då en matningsledning som kopplas in en bit i antennen används. Den innehåller dock inget gap-beroende.

$$R_{in}(y) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left(\cos^2 \frac{\pi \cdot y}{L} + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2 \frac{\pi \cdot y}{L} - \frac{B_1}{Y_c} \sin \frac{2\pi \cdot y}{L} \right) \quad (6)$$

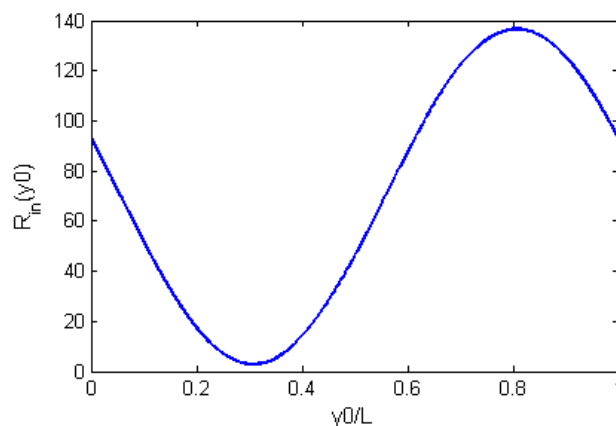
I ekvationen ovan är $Y_c = \frac{1}{Z_c}$, G_1 fås av ekvation (7), B_1 fås av (8), G_{12} fås av (9) och y är längden som man kör in matningsledningen i antennen. I (6) ses att det finns ett \pm i nämnaren utanför parentesen. Vad som ska användas beror på om moden är symmetrisk eller antisymmetrisk. + fås för antisymmetrisk spänningsdistribution och - fås för symmetrisk spänningsdistribution. Beroende av längden y_0 fås olika stor impedans, se figur 2. I denna graf är det den positiva delen av (6) som är den intressanta.

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{24} (k_0 \cdot h)^2 \right) \quad (7)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0.636 \log(k_0 \cdot h)) \quad (8)$$

I ekvation (9) är J_0 Bessel funktionen av första slaget annars samma beteckningar som använts förut.

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left(\frac{\sin(\frac{k_0 \cdot W \cdot \cos \theta}{2})}{\cos \theta} \right)^2 J_0(k_0 \cdot L \cdot \sin \theta) \cdot \sin^3 \theta d\theta \quad (9)$$

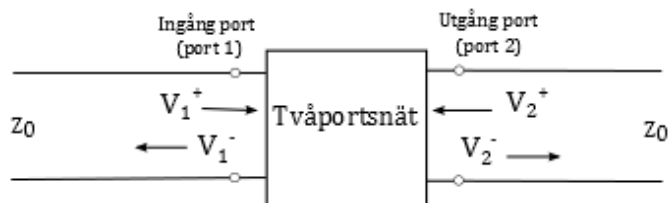


Figur 2: Här ses hur impedansen förändras beroende på y_0 .

3.2 S-parametrar

Inom mikrovågstekniken är det svårt att mäta spänningar och strömmar noggrant vid höga frekvenser, eftersom direkta mätningar innehåller storlek och fas av en vågrörelse i en given riktning eller storlek och fas av en stående våg. Detta medför att det är svårt att bestämma impedans- och admittansmatriser vid höga frekvenser. Det finns en annan metod för att visa tvåportsparametrar och det bygger på spridning av elektromagnetiska vågor och definieras som spridningsparametrar (Scattering parameters) eller kortfattat S-parametrar [8], [9]. Med hjälp av dessa parametrar kan linjära system betraktas, samt hur effekter överförs i ett specifikt system. Ett system bestående av N st in och utgångar genererar en NxN matris för S-parametrarna. Varje element S_{mn} i matrisen anger förhållandet mellan det som skickas in i port n och det som mäts upp i port m. S_{11} erhålls då en signal skickas från port ett, reflekteras och mäts i samma port, samtidigt som övriga portar är terminerade med 50 Ohm. Övriga S-parametrar fås genom liknande resonemang, se nedan. S-parametrar relaterar på detta sätt transmitterade spänningstvågor till reflekterade spänningstvågor, se figur 3. Med känd matris kan systemet ur beräkningshänsyn ersättas med så kallade "svarta lådor" som har identiska egenskaper med det system som mätts upp. Erhållna S-parametrar kan även transformeras till andra typer av beräkningsparametrar.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0} \quad \text{för } k \neq j \quad (10)$$



Figur 3: Här visas reflekterade och transmitterade spänningstvågor för ett tvåportsnät.

S-matrisen för en tvåportsnät har följande relation [8]:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (11)$$

Från matrisen ovan och ekvationen (10) definieras S-parametrar för en tvåport på följande sätt [8]:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (12)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (13)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (14)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (15)$$

S-parametrarna ovan kan tolkas med ord enligt nedan [8]:

S_{11} =reflektionskoefficienten för port 1 då port 2 är anpassad.

S_{12} =transmissionskoefficienten från port 2 till port 1 då port 1 är anpassad.

S_{21} =transmissionskoefficienten från port 1 till port 2 då port 2 är anpassad.

S_{22} =reflektionskoefficienten för port 2 då port 1 är anpassad.

3.3 PA-design

Detta avsnitt behandlar de teoretiska kunskaper som har varit nödvändiga vid förstärkardesignen.

3.3.1 Effektförstärkarklasser

En viktig aspekt för effektförstärkare är vilken klass den arbetar i, då olika klasser har olika egenskaper när det gäller effektivitet och linjäritet. Oftast handlar det om ett utbyte där högre effektivitet innebär sämre linjäritet. Gatebiaseringen är den faktor som bestämmer klassen, nedan beskrivs de fyra vanligaste effektförstärkarklasserna.

Klass A förstärkare:

En klass A effektförstärkare definieras som en effektförstärkare för vilken drainström I_D flödar under hela perioden (360 grader) av insignalen utan avbrott. Figur 4a visar output för en klass A förstärkare, blå och svart linje visar output spänningskurva (V_{DS}) respektive output strömkurva (I_D). Maximal teoretiskt effektivitet för denna klass är 50 %.

Klass B förstärkare:

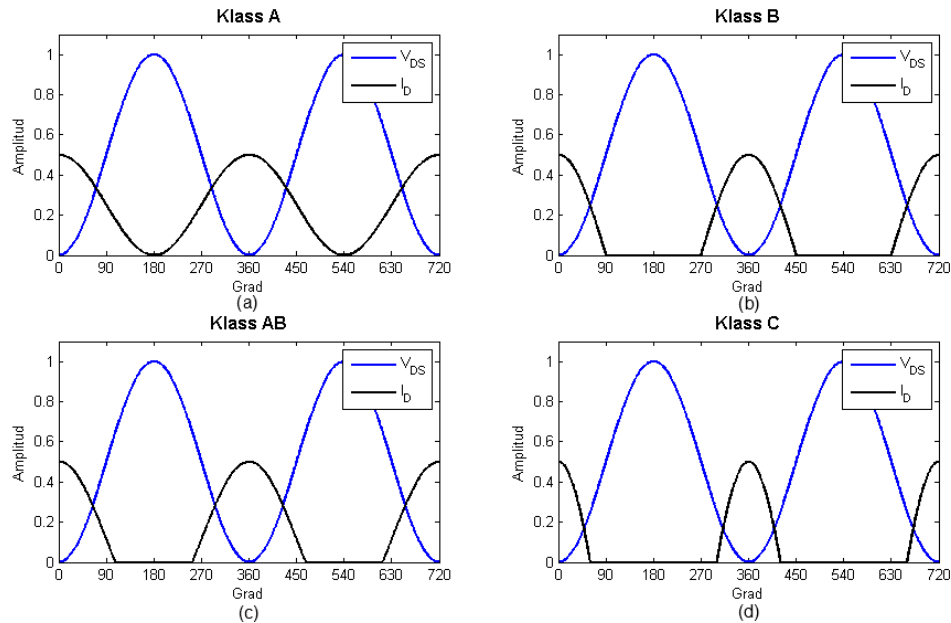
En klass B förstärkare definieras som en förstärkare för vilken drainström flödar för hälften (180 grader) av insignalen och är ett avbrott under andra halvan. Under positiv halvperiod av insignalen leder transistorn och för negativ halvperiod spärrar transistorn. Figur 4b visar output av en klass B förstärkare. Blå och svart linje i figuren visar output spänningskurva respektive output strömkurva. Maximal teoretiskt effektivitet för en klass B förstärkare är 78,5 %.

Klass AB förstärkare:

En klass AB förstärkare definieras som en effektförstärkare där drainström flödar för mer än en halv period och mindre än hela insignalen. Under positiv halvperiod leder transistorn och för en liten del av den negativa halvperioden av insignalen leder transistorn inte och ingen ström flödar på drainsidan. Output strömkurva och spänningskurva visas i figur 4c. Svart linje i figuren visar att transistorn leder under mer än 180 grader men mindre än 360 grader. Maximal teoretiskt effektivitet av klass AB förstärkare ligger mellan 50 % och 78 %.

Klass C förstärkare:

En klass C förstärkare definieras som en effektförstärkare för vilken drainström flödar för mindre än en halv period. Under negativ halvperiod och en liten del av den positiva halvperioden av signalen leder transistor inte och ingen ström flödar på drain sidan. För resterande del av den negativa halvperioden leder transistorn. Figur 4d visar output av en klass C förstärkare, svart linje visar strömkurva och blå linje visar spänningskurva vid drain sidan. Strömkurvan i figuren visar att transistorn leder under mindre än 180 grader och är inaktiv under resterande periodtid. Teoretiskt effektivitet av klass C förstärkare ligger över 78 %.



Figur 4: a) Output för klass A förstärkare b) Output för klass B förstärkare c) Output för klass AB förstärkare. d) Output för klass C förstärkare.

3.3.2 Effekt- och effektivitetsekvationer

Som ett mått på effekt används dBm ofta i RF-effektförstärkarsammanhang då det ger en logaritmisk skala med 1 mW som referens, se ekvation (16) nedan.

$$P_{dBm} = 10 \log\left(\frac{P_W}{1 \text{ mW}}\right) \quad (16)$$

För att bestämma effektiviteten hos en förstärkare kan olika metoder användas. Man brukar mäta effektivitet med Power Added Efficiency (PAE) eller Draineffektivitet. Inom RF effektförstärkare, definieras PAE som differansen mellan utsignalens och insignalens effekt i förhållande till förbrukad DC-effekt [10].

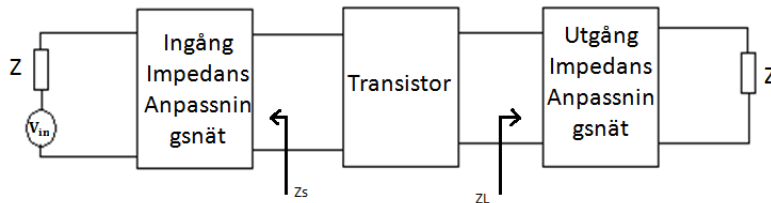
$$PAE = \frac{P_{RFut} - P_{RFin}}{P_{DC}} \quad (17)$$

där P_{DC} är multiplikation av drainström med drainspänning: $P_{DC} = I_D V_D$. Draineffektivitet definieras som förhållandet mellan RF-ut effekt och förbrukad DC-effekt [10].

$$\eta = \frac{P_{RFut}}{P_{DC}} \quad (18)$$

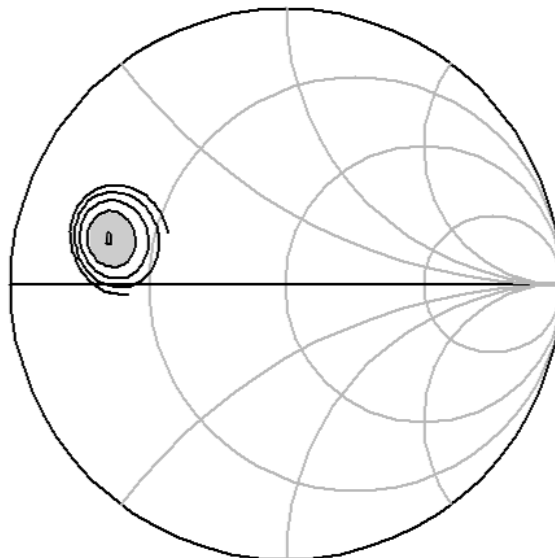
3.3.3 Load/Source Pull

För att få maximal effekt från en förstärkare är det nödvändigt att anpassa lastimpedans och källimpedans till en impedans som är optimal för denna förstärkare. I figur 5 är Z_L och Z_S de optimala ingångs- och utgångsimpedanserna. För att bestämma Z_L och Z_S kan Load/Source-Pull test användas.



Figur 5: Blockdiagram av en mikrovågseffektförstärkare.

Både Load- och Source-Pull mätningar används för att bestämma de optimala impedanserna. Load-Pull används för att bestämma utgångsimpedansen och då varieras lastimpedansen samtidigt som uteffekten hos förstärkaren mäts. Source-Pull används för att bestämma ingångsimpedansen, då varieras källimpedansen samtidigt som uteffekten hos förstärkaren mäts. Resultatet av en Load/Source-Pull test är serier av konstanta utgångseffekt-konturer som plottas på ett Smith-diagram och presenterar alla möjliga utgångs- respektive ingångsimpedanser. I figur 6 visas resultatet av ett Load-Pull test av en transistor. Det skuggade området i figuren nedan visar området där den optimala impedansen ligger och ger högst effekt och effektivitet.



Figur 6: Typiskt resultat av ett LoadPull test.

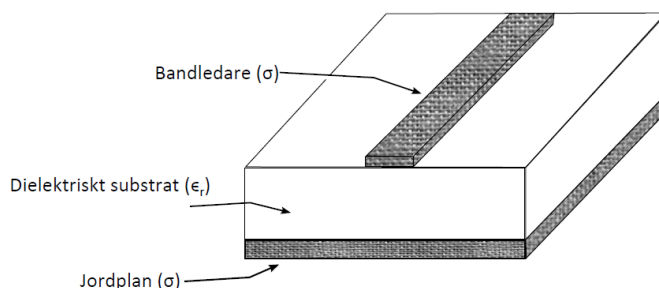
Genom att använda denna metod kan man bestämma den optimala impedansen som ger högst effektivitet och effekt. I nästa steg, när dessa impedanser har bestämts,

kan man designa ingångs- och utgångsanpassningsnät och därför är denna metod ett viktigt verktyg i effektförstärkar-design.

3.3.4 Anpassningsnät

Anpassningsnät är viktiga delar av en effektförstärkare eftersom de är en stor del av målet att leverera maximal effekt från källa till last, vilket inträffar när lasten är anpassad till beräknade impedansen Z_L och ingångssidan är anpassad till impedansen Z_S , se figur 5.

Det finns olika metoder för att bestämma anpassningsnät så som anpassning med serie- och parallellstubbar eller anpassning med L (induktans) och C (kapacitans) komponenter. Metoden som används i detta projekt är anpassning med serie- och parallellstubbar. Dessa stubbar tillverkas av microstripledningar som är transmissionsledningar som består av en bandleddare och ett jordplan. Mellan bandleddare och jordplan finns ett dielektriskt medium och detta används som ett substrat[9]. I figur 7 visas ett schema av en microstripledning.



Figur 7: Microstripledning.

Parallell och seriestubbar:

Man kan erhålla önskad impedans genom att bestämma en lämplig längd av en kortsluten eller öppen stubb, i figur 8 nedan visas former av parallell- och seriestubbar.

Anpassningsnät med parallellstubb:

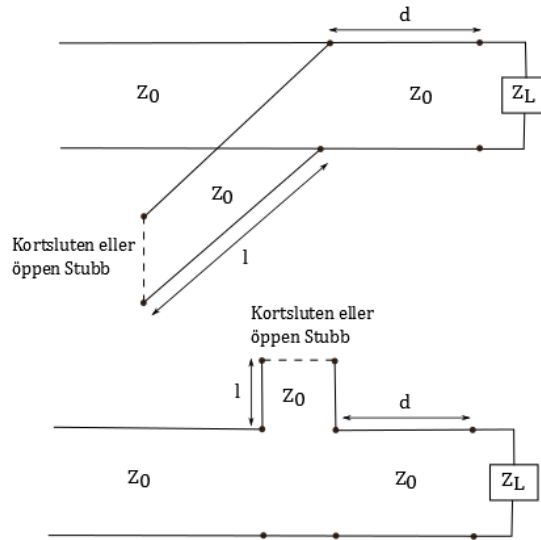
Hittills beskrivs grundläggande information om anpassningsnätets struktur, nu demonstreras en metod för att bestämma ett anpassningsnät med hjälp av en parallell kortsluten stubb för att anpassa Z_L till en 50Ω transmissionsledning, se figur 9. För detta måste man bestämma längden av kortsluten stubb l och avståndet mellan stubben och lasten d .

För att beräkningarna ska bli enklare används formler i termer av admittanser. Totala admittansen blir:

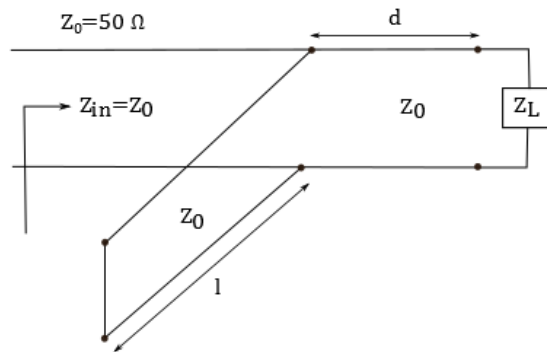
$$Y_{in} = Y_B + Y_S = Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (19)$$

vilket efter normalisering blir $1 = Y_{in} = Y_B + Y_S$ som relaterat till last och $y_S = Z_0 Y_S$ relateras till parallellstubb. Eftersom admittansen av en parallellstubb är absolut komplex, kan ekvation (19) skrivas om på följande sätt:

$$y_B = 1 + jb_B \text{ och } y_S = -jb_B \quad (20)$$



Figur 8: Parallell- och seriestubbar.



Figur 9: Anpassningsnät med en parallell kortsluten stubb.

Vilket ger att genom att bestämma längden l kan den komplexa delen tas bort och genom att fastställa rätt storlek på d så erhålls en helt reell del.

Det finns olika metoder för att bestämma dessa längder. En vanlig metod är att använda Smith-diagram, vilket förenklar beräkningar. För att bestämma längder med hjälp av Smith-diagram enligt figur 10 gör man på följande sätt:

Först läggs den normaliserade lastadmittansen på diagrammet och vi kallar detta M , sen ritas en rak linje från centrum av diagrammet (O) genom punkten M och fram till diagrammets utkant och punkten M' , därefter ritas en cirkel ($|\Gamma|$ cirkel) från origo med radie OM [11].

Vi ritar cirkeln $g=1$, denna cirkel korsar cirkeln $|\Gamma|$ i två punkter N och L . Båda punkterna N och L är möjliga lösningar, i punkten N har vi $Y_{B1} = 1 + jb_{B1}$ och i punkten L har vi $Y_{B2} = 1 + jb_{B2}$.

Längderna d_1 och d_2 bestäms från avståndet mellan punkten M' till N' och L' mot lastriktningen.

$$d_1 = (N' - M')\lambda \quad (21a)$$

$$d_2 = (L' - M')\lambda \quad (21b)$$

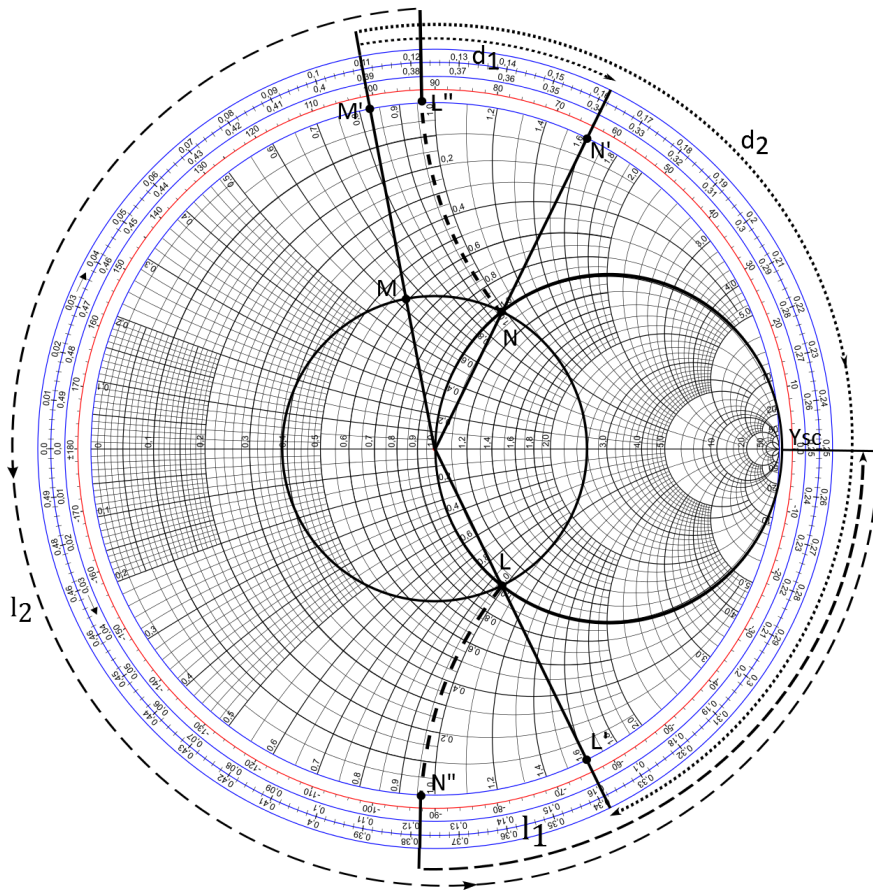
Längderna l_1 och l_2 bestäms så att man till slut får $Y_{in} = 1$, i detta fall har stubben med längden l_1 admittansen $-jB_1$ och stubben med längden l_2 har admittansen $-jB_2$.

$$Y_{in} = Y_B + Y_S = \overbrace{(1 + jb_B)}^{Y_B} + \overbrace{(-jb_B)}^{Y_S} = 1 \quad (22)$$

Längderna bestäms utifrån avståndet mellan punkten Y_{SC} (Admittance Short Circuit) till $-jb_{B1}$ och $-jb_{B2}$. Punkten N'' visar $-jb_{B1}$ och punkten L'' visar $-jb_{B2}$ i riktning mot generatoren. Så l_1 och l_2 blir:

$$l_1 = (N'' - Y_{SC})\lambda \quad (23a)$$

$$l_2 = (L'' + Y_{SC})\lambda \quad (23b)$$

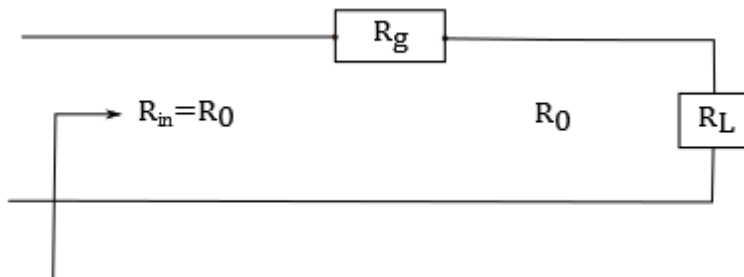


Figur 10: Smithdiagramberäkningar.

Anpassningsnät för en reell last:

För att anpassa en reell last till 50 Ohm kan man använda en seriestubbe med ändrad karakteristisk impedans R_g . Anta enligt figur 11 att vi ska anpassa resistansen R_L till transmissionsledningen med impedansen R_0 . För detta kan man använda sig av en kvartsvågstransformator (Quarter-Wave Transformer) $(\frac{\lambda}{4})$ med karakteristisk R_g som beräknas på följande sätt [11]

$$R_g = \sqrt{R_0 R_L} \quad (24)$$



Figur 11: Anpassning med en seriestubbe.

3.3.5 Stabilitet

Stabilitet hos en förstärkare är en viktig del i förstärkardesign och bestäms för att undvika självsvängningar hos förstärkaren. Stabiliteten kan bestämmas med hjälp av S-parametrar och Smithdiagram. Villkor för total stabilitet i en given frekvens bestäms från reflektionskoefficienter och definieras som K-faktor och Δ (delta)-faktor. De nödvändiga villkoren är [9]:

$$K > 1 \text{ var } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (25)$$

$$\text{och } |\Delta| < 1 \text{ var } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (26)$$

Ur ett praktiskt perspektiv tillverkas de flesta förstärkare på något sätt så att de är absolut stabila eller potentiellt instabila ($K \geq 1$ och $|\Delta| \leq 1$). I fallet om förstärkaren är potentiellt instabil så kan man förbättra stabiliteten genom att koppla en resistans parallellt eller i serie på ingångssidan eller utgångssidan av förstärkaren. För att bestämma storleken på resistansen, kopplingsform och bäst plats för den kan man använda sig av en grafisk metod som kallas stabilitetscirklar [9].

3.4 Digital linjärisering av PA

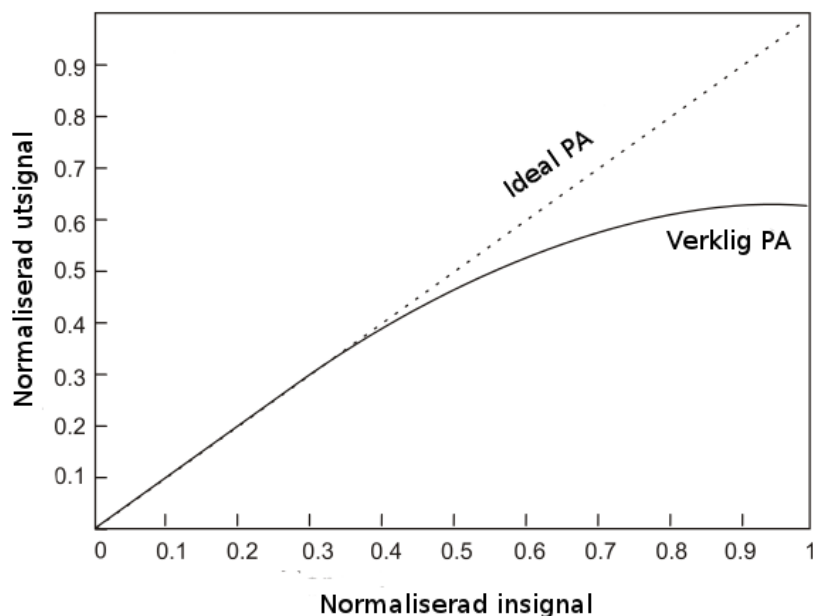
Alla förstärkare har ett maximum på sin uteffekt, som kallas för mättad effekt. När en signal med hög ineffekt skickas genom förstärkaren kommer den inte kunna förstärkas mer än till den mättade effekten, se figur 12. Detta leder till att insignaler med varierande effekt inte kommer förstärkas linjärt, vilket leder till distortion. Ju närmre mättnadseffekten insignalen är, desto mer kommer signalen distorderas, vilket är ett problem eftersom man vill förstärka signalen så mycket som möjligt. Man brukar

definera förstärkarens arbetspunkt där förstärkningen har mätts -3 dB från det linjära fallet (3 dB kompression).

En icke-ideal förstärkare kan också ge upphov till fasdistorsion, då fasförskjutningen genom förstärkaren varierar med effektnivån, se figur 13.

En förstärkare ger dessutom upphov till minneseffekter. När signaler skickas beror de av tidigare skickade signaler. Exempelvis om man skickar något med hög effekt och strax inpå något med låg effekt kan värmeutvecklingen i komponenterna påverka förstärkningen [2].

Dessa distorsioner ger upphov till breddning av signalen i frekvensdomänen samt förvränger informationen i signalen. Breddningen skulle kunna elimineras med hjälp av ett bandpassfilter, dock är det kostsamt då frekvenserna man vill ta bort ligger väldigt nära arbetsfrekvensen, vilket kräver ett väldigt bra bandpassfilter. En bättre lösning är att modulera insignalen innan den skickas in i förstärkaren, så att icke-linjäriteterna tas ut, så kallad digital linjärisering (Digital Predistortion, DPD). DPD-algoritmen kommer i det bästa fallet göra att förstärkningen kommer vara helt linjär upp till arbetspunkten. Hur signaler man brukar skicka ser ut och hur man modulerar dem förklaras i följande avsnitt.



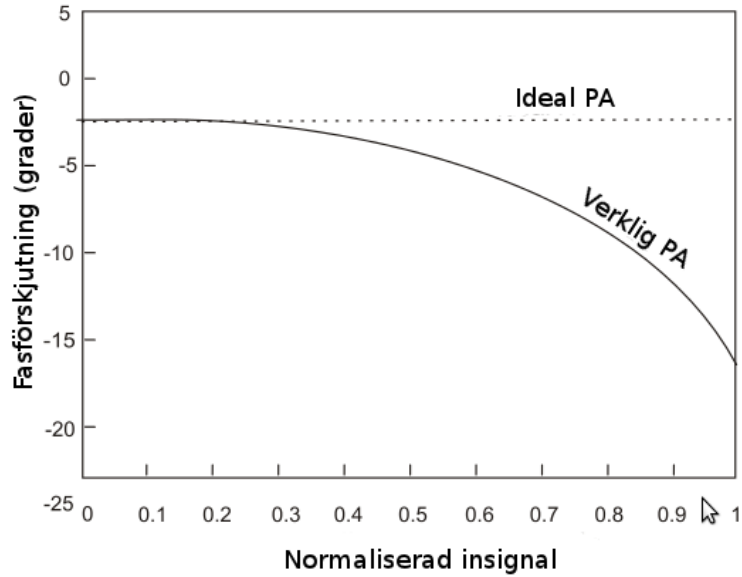
Figur 12: Utsignalens förstärkning i en effektförstärkare.

3.4.1 I/Q-data

Signaler inom kommunikation brukar representeras med I/Q-data (In-phase/Quadrature-phase), vilket innebär en transformation från en polär representation av en signal till en kartesisk representation. En vanlig sinussignal skrivs matematiskt:

$$A \cos(2\pi ft + \phi) \quad (27)$$

där A är amplituden, f är frekvensen och ϕ är fasen. Eftersom frekvensen är förstaderivat av fasen kan signalen representeras polärt i det komplexa talplanet:



Figur 13: Utsignalens fasförskjutning i en effektförstärkare.

$$M(t)\angle\phi(t) \quad (28)$$

där $M(t)$ är magnituden på vektorn i det komplexa talplanet (vilket är samma sak som amplituden) och $\phi(t)$ är vinkeln mellan den reella och komplexa delen av vektorn (vilket är samma sak som fasen). Denna vektor skrivs kartesiskt i det komplexa talplanet (I, Q) , där I och Q är:

$$I(t) = M(t) \cos(\phi(t)) \quad (29)$$

$$Q(t) = M(t) \sin(\phi(t)) \quad (30)$$

3.4.2 DPD med hänsyn till Amplitud- och fasdistortion

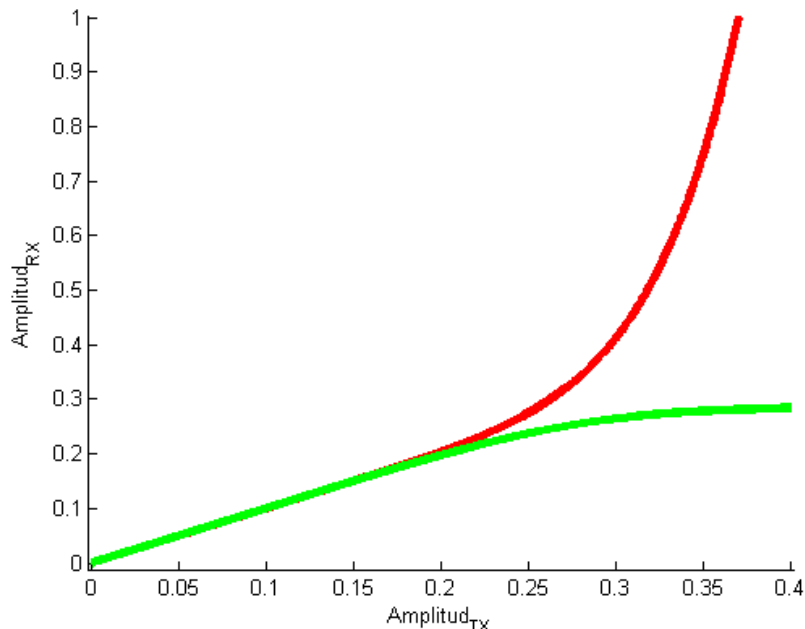
För att lösa amplitudmättnad hos en förstärkare ökar man storleken på de amplituder som är mättade så att slutresultatet på förstärkningen är helt linjär upp till en viss punkt. För att hitta hur mycket amplituden ska öka måste man först hitta en polynommodell av förstärkaren. Efter att ha skickat en signal genom förstärkaren hittar man en polynompassning med hjälp av minsta kvadratmetoden enligt:

$$y = \sum_{p=0}^q a_p x(n) |x(n)|^{2p} \quad (31)$$

där y är polynompassningen av utamplituden hos förstärkaren, a_p är polynomkonstanter, x är inamplituden hos förstärkaren och q är graden på polynomet. Endast de udda termerna behöver tas hänsyn till eftersom en förstärkning hos en förstärkare är en udda funktion [12]. För att hitta den speglade DPD-funktionen tar man fram följande polynom:

$$x = \sum_{p=0}^q b_p y(n) |y(n)|^{2p} \quad (32)$$

Både polynom Anpassningen av förstärkarens inamplitud mot utamplitud (AMAM) och DPD-polynomet ses i figur 14. Eftersom konstanterna a_p och b_p är komplexvärde kommer DPD-algoritmen att lösa både amplitud- och fasdistortion. Polynomets grad bestäms genom att undersöka vid vilken grad polynom Anpassningen av förstärkaren är tillräckligt bra, vilket kan göras genom att undersöka när konstanterna för de höga graderna blir nära 0 (då spelar de termerna mycket liten roll).



Figur 14: Polynom Anpassning till AMAM-karakteristik samt dess spegling (som används som DPD-polynom).

3.4.3 DPD med hänsyn till minneseffekter hos PA

För att bli av med minneseffekter hos förstärkare ser man till att DPD-polynomet tar hänsyn till storleken på den föregående skickade amplituden hos I/Q-datan. Polynom Anpassningen av förstärkaren kommer då se ut enligt:

$$g(x) = \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M a_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{2p} \quad (33)$$

där M bestämmer hur många amplitudstorlekar bakåt man vill ta hänsyn till. DPD-polynomet är speglingen av polynomet ovan och hittas på samma sätt som tidigare. Även detta DPD-polynom rättar till fasförskjutning. Antalet termer ökar drastiskt desto fler minnestermer M man tar med. Oftast vill man ha realtids DPD-algoritmer till förstärkarna, vilket kräver att moduleringen av signalerna ska gå fort, vilket i sin tur leder till att man vill ha med få termer i sitt polynom.

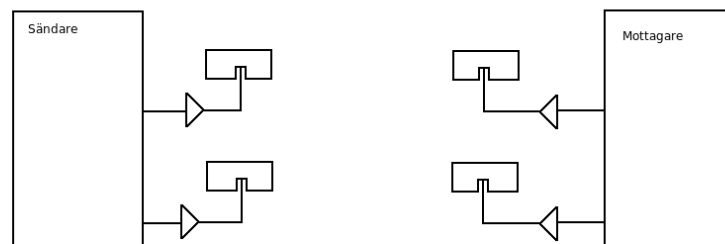
3.4.4 Förbättringar av DPD-polynom

Genom att iterera processen att hitta DPD-polynom kan linjäriseringen maximeras, dvs efter man tagit fram ett DPD-polynom modulerar man signalen med det och

mäter upp den nya karakteristiken och tar fram ett nytt DPD-polynom man modulerar den nya signalen med, vilket kan göras flera gånger om, så att linjäriteten blir maximal.

3.5 MIMO-system

Ett MIMO-system består av flera antenner som kan sända och ta emot information till skillnad från ett SISO-system som endast består av en sändarantenn och en mottagarantenn. En schematisk bild över ett MIMO-system med två antenner på både mottagarsidan och sändarsidan ses i figur 15.



Figur 15: Ett enkelt MIMO-system.

Ett MIMO-system kan sända och ta emot flera dataströmmar samtidigt och detta leder till att mer data kan skickas per tidsenhet [13]. För att kunna utnyttja detta fenomen som kallas spatial multiplexing krävs ett MIMO-system, och funkar alltså inte för ett SISO-system. Spatial multiplexing ökar överföringskapaciteten utan att bandbredden behöver höjas [14]. Överföringskapaciteten ökar linjärt med antalet antenner på de båda sidorna [15]. Genom att använda denna typ av effektivisering kan således framtida begränsningar undvikas genom att fler antenner ingår i systemet.

4 Metod

Metoderna som användes för att uppfylla projektets delmål och huvudsyfte behandlas i följande kapitel. Förutom att endast spalta upp de olika delarna ges även en mer noggrann beskrivning av vissa viktiga delar.

4.1 Antenndesign

Arbetet med antennerna har gjorts i tre etapper. Först genomfördes en litteraturstudie för att få ökad förståelse. När tillräcklig teoretisk kunskap erhållits påbörjades simuleringen och då önskade egenskaper för antennen åstadkommits kunde slutligen den empiriska undersökningen genomföras. Efter detta jämfördes resultaten från de empiriska och de simulerade undersökningarna för att säkerställa kompatibilitet med övriga delmoment i de senare MIMO-mätningarna.

4.1.1 Antenndesign

Till en början var avsikten att göra en microstripantenn som var matad med en koaxialkabel från undersidan. Genom denna sammansättning kan impedansen ändras genom att anslutningspunkten förflyttas. Denna typ av antenn var dock svår att skapa en simulering av i ADS och även realisera i verkligheten då det är krångligt att få viahål och liknande att bli som simulerade värden. Med dessa svårigheter i åtanke bestämdes att en enklare antenn, som matas direkt från sidan, skulle konstrueras, trots att bandbredden för denna typ är mycket begränsad. Detta är dock ingen katastrof eftersom förstärkaren har en bredare bandbredd och det viktigaste är att de har tillräckligt bra prestanda vid samma frekvens. I detta arbete är målet att alla komponenter ska fungera bäst runt 2,0 GHz, samt ha tillräcklig bandbredd för att se effekter av mätningarna och inte att de simulerade värdena ska överrensstämmer korrekt med de faktiska egenskaperna.

Som tidigare nämnts har en microstripantenn designats för att få önskade egenskaper för användning i ett MIMO-system. Designen är uppbyggd på ett teflonsubstrat med följande egenskaper (beteckningar enligt figur 1):

- höjd, $h=0,8$ mm
- permittivitet, $\epsilon_r=2,54$
- konduktivitet, $\sigma=5,8 \cdot 10^7$ S/m
- metalltjocklek, $t=35$ μ m
- $\tan \delta = 0,001$

Dessa parametrar användes för att optimera effektöverföringen vid 2,0 GHz samt ha tillräcklig bandbredd för att kunna genomföra mätningar på olika effekter, till exempel minneseffekter. Tillräcklig bandbredd för detta ändamål är enligt handledare ungefär 20 MHz vid -8 dB. Anslutningsstripen har en vidd på 2,1 mm.

Då de aktuella antenn-specifikationerna sattes in i formlerna (1), (2), (3), (4) och (5) erhöles följande värden för W , L och Z_c . För att den rektangulära designen skulle bevaras antogs det att gapet skulle vara litet. Med detta antagande i åtanke valdes gapet initialt till 0 mm för att sedan ökas under optimeringen, inset feed optimerades för att få matchad inimpedans. I ekvationerna (34) och (35) används samma beteckningar som i figur 1.

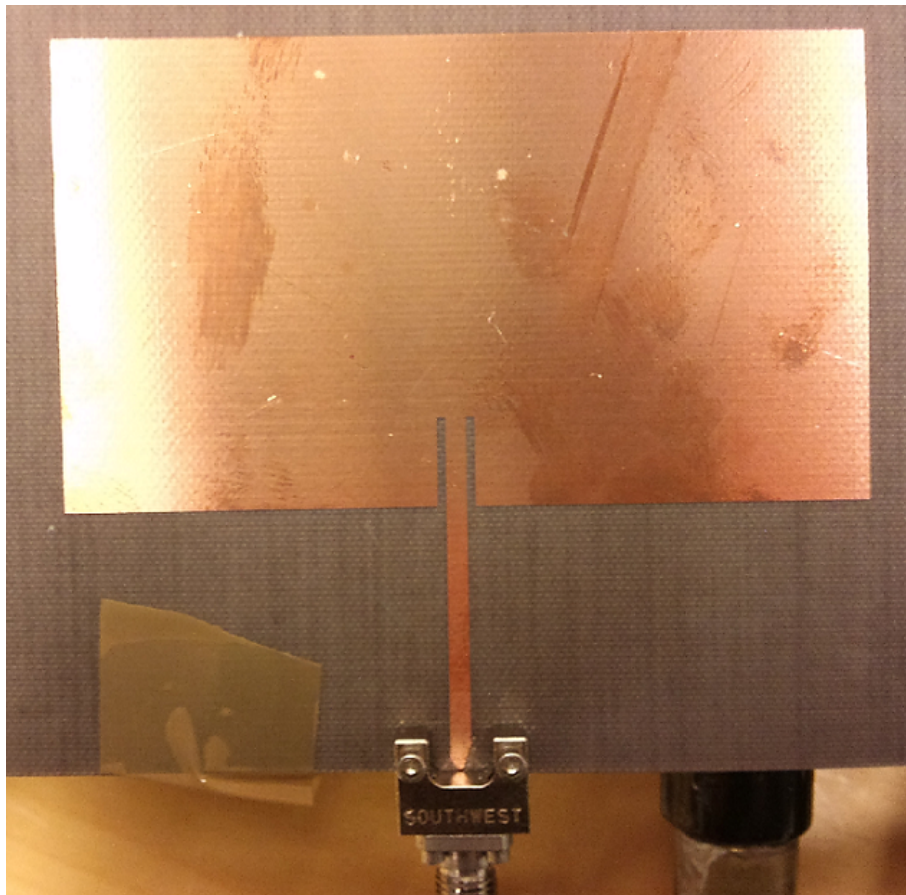
$$\left\{ \begin{array}{l} L = 46,7 \text{ mm} \\ W = 56,4 \text{ mm} \\ \text{inset feed} = 0 \text{ mm} \\ \text{gap} = 0 \text{ mm} \\ Z_c = 48,2 \Omega \end{array} \right. \quad (34)$$

Genom optimeringar i ADS med utgångspunkt från beräknade värden erhöles en design med måtten:

$$\left\{ \begin{array}{l} L = 46,40 \text{ mm} \\ W = 80,00 \text{ mm} \\ \text{inset feed} = 8,94 \text{ mm} \\ \text{gap} = 0,81 \text{ mm} \\ Z_{in} = 56,03 \Omega \end{array} \right. \quad (35)$$

Dessa värden användes för att tillverka två stycken antenner genom etsning av mönster med erhållna mått, på ett kort med aktuellt substrat, resultatet av detta ses i figur 16. Mätningar gjordes för att kontrollera att mätvärden stämmer med simulerade värden, se Resultat.

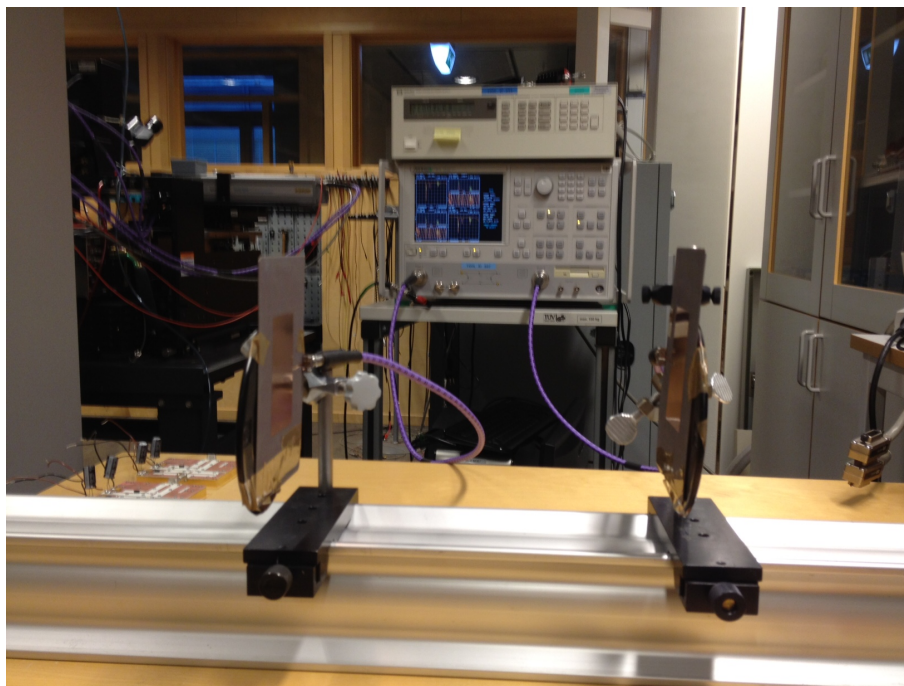
Noggranheten för värdena i (35) är hög, enligt Cogra, som etsade antennen, avviker inte de faktiska dimensionerna mer än ett par μm från simulerade värden.



Figur 16: Realiserad antenn efter etsning, inklusive kontakt

4.1.2 Mätning av egenskaper för antennerna

Med hjälp av en mätuppställning kopplades antennerna till en nätverksanalysator. Uppställningen gjorde det möjligt att variera avståndet mellan antennerna samtidigt som andra parametrar, som exempelvis vinkel, kunde hållas konstant. Uppställningen bestod av en balk med slädar som kunde förskjutas i en dimension, och dessa slädar hade hållare för antennerna. Balken var ungefär en meter lång. För att fästa antennerna på hållarna användes tejp. Mätuppställningen ses i figur 17.



Figur 17: Mätuppställningen som användes för att bestämma S-parametrarna.

Innan mätningarna påbörjades kalibrerades uppställningen. Detta gjordes genom att koppla nätverksanalysatorns ingångar till $50\ \Omega$, öppet avslut och kortslutning mellan dem.

Under mätningarna av S-parametrarna ställdes först antennerna in på ett avstånd som mättes med linjal. Sedan mättes S-parametrarna med nätverksanalysatorn. Detta upprepades för mått mellan 60 mm och 925 mm, och totalt gjordes 38 mätningar i detta intervall. Mellan 65 mm och 205 mm förflyttades antennen 10 mm mellan varje mätning, förutom mellan 165 mm och 185 mm och mellan 105 mm och 125 mm då antennen flyttades 20 mm. För resterande mätningar förflyttades antennen 30 mm.

För att kunna skriva de uppmätta värdena till en fil på datorn användes GPIB-kablar (General Purpose Interface Bus) och ett förprogrammerat MATLAB-skript.

4.2 PA-design

Designen av förstärkaren som gjordes delades upp i tre faser. Först gjordes en litteraturstudie om förstärkardesign, detta gjordes främst med hjälp av böckerna från Cripps [16][17] och Gonzalez [9]. Därefter påbörjades konstruktion och simulering av förstärkaren i ADS för att slutligen erhålla två färdiga förstärkare för empiriska mätningar och jämförelser med de simulerade resultaten. Innan simuleringarna påbörjades erhöles kriterierna för förstärkaren:

- Klass AB förstärkare
- Maximal uteffekt: 25 W (44 dBm)
- Effektivitet 40-45 %
- Arbetsfrekvens 2,0 GHz
- Cree CGH20025F, GaN HEMT transistor

4.2.1 Simulering

Det första som gjordes var att bestämma biasering för transistorn, databladet användes för att bestämma drainbiaseringen. Gatebiaseringen däremot beror på vilken klass transistorn ska arbeta i och eftersom klass AB var förutbestämt så sattes biaseringen efter det (-2,5 V valdes som gatebiasering). Nästa steg i simuleringen var att bestämma anpassningsnät för ingång och utgång. Detta gjordes med Load/Source Pull mätningar (se teoriavsnitt), även här användes transistorns datablad för att få ungefärliga värden på impedanserna för anpassningsnätet. Samtidigt som detta gjordes letades det även efter vilken effekt man skulle ha på ingången, enligt databladet bör det vara 3 dBm kompression för bäst effektivitet. När impedanserna för anpassningsnäten, biaseringen och ineffekten var bestämda så utformades anpassningsnätet med hjälp av transmissionslinor och stubbar. För mer ingående information om hur längd och bredd på linorna och stubbarna bestäms, var god och se kapitel 3.3.6. Här tas även hänsyn till substratet som skulle användas (se bilaga C, substrat RO4003C).

Vidare i simuleringarna så utforskades stabiliteten hos förstärkaren (se kapitel 3.3.8) från 0,1 GHz till 20 GHz, syftet var att säkerställa att inga övertoner orsakade självsvängning hos förstärkaren. Stabilitetsnätet sattes vid ingången på grund av att de effektförluster som uppstår vid placering vid utgången undviks. Resultaten av stabilitetssimuleringarna kan ses i bilaga B. Efter detta genomfördes nya Load/Source Pull mätningar för att justera stubbarna och transmissionslinorna. När alla de olika näten var klara så var det dags för nästa steg vilket var att sammanfläta de olika näten.

Stabiliseringsnätet kombinerades ihop med gatebiaseringsnätet på ingången och anpassningsnätet på utgången sattes ihop med drainbiaseringen. Sedan gjordes återigen en Load/Source Pull mätning och näten justerades för att få bra matchning igen. Fram till och med detta steg innehöll förstärkaren bara ideala komponenter och ett PAE på över 70 %. Efter att alla ideala komponenter ersattes med verkligare modeller sjönk PAE:n till 62 % vilket fortfarande var godtagbart som simuleringsvärde. Bytet av komponenter påverkade anpassningen och stabiliteten vilket fick åtgärdas genom nya simuleringar och korrigeringar.

Eftersom kapacitanserna och induktanserna nu längre inte var ideala så fick även S-parametersvep göras på modellerna då de har ett frekvensberoende. Kapacitanserna som användes som DC-blockar valdes med resonansfrekvens på 2,4 GHz. Detta var en kompromiss för att en kapacitans med resonansfrekvens på 2,0 GHz fungerar bra som en DC-block i vårt fall men gör så att man får en väldigt smalbandig förstärkare, högre resonansfrekvens ger en sämre DC-block men en bredbandigare förstärkare. En väldigt smalbandig förstärkare var inte acceptabelt då det behövdes 200-400 MHz i bandbredd för en bra säkerhetsmarginal när förstärkaren ska passas med antennen vars resonansfrekvens kunde avvika från 2,0 GHz. Efter ytterligare

Load/Source Pull mätningar och stabilitetsmätningar och medföljande justeringar var det dags att lägga på microstrippar för den slutliga layouten.

Det här gjordes genom att separera ingång och utgång i förstärkaren och göra separata mätningar på S_{11} . Därefter så sattes microstrippar in och ett nytt värde för S_{11} mättes upp. Sedan justerades längder på stubbarna i anpassningsnäten samt värdena på de olika komponenterna för att få samma S_{11} som var innan microstripparna vilket var målet.

Efter att detta var gjort på både ingång och utgång gjordes en slutlig simulering på effektivitet och uteffekt. Avslutningsvis så caddas kretsen i ADS och microstrip-pads placeras där de olika komponenterna ska lödas på. Avstånd och storlekar bestäms med hjälp av footprints från respektive komponents datablad och sedan är förstärkaren redo att skickas ut för tillverkning.

4.2.2 Montering och mätning

När kortet är tillverkat ska det monteras ihop, inledningsvis löddes alla komponenter på och sedan skruvades PCB:n och transistorn fast på mässingfixturen. Nästa steg var att ta reda på DC-karakteristiken för förstärkarna, där målet är att ta reda på pinch-off nivån för gatespänningen samt vilken drainström som flyter i den valda arbetspunkten (som blev $-2,7\text{ V}$ och i princip gav samma drainström som vid den simulerade arbetspunkten på $-2,5\text{ V}$). Här dök det första problemet upp då ett av de två korten inte fungerade. Efter lite felsökning upptäcktes det att en av resistanserna inte hade kontakt med plattan, efter åtgärd så fungerade båda korten bra och i enighet med databladet för transistorn.

Därefter gjordes en S-parametermätning med en nätverksanalysator på korten och här blev det problem, något hade orsakat en frekvensförskjutning på ungefär 800 MHz . De värdena på S-parametrarna som förstärkaren skulle haft vid $2,0\text{ GHz}$ var nu istället vid $1,2\text{ GHz}$, en ny felsökning fick påbörjas. Det fanns också ett litet problem i form av att förstärkarna visade olika mycket förskjutning. Men detta mindre problem orsakades av en kapacitans på utgången som hade dålig kontakt vilket kunde åtgärdas enkelt, dock kvarstod den stora frekvensförskjutningen. Efter att alla komponenter hade granskats och S-parametrar mättes separat för last och ingång som därefter jämfördes med simuleringar i ADS så upptäcktes orsaken till den stora frekvensförskjutningen.

Vi hade felbedömt referensplanet på modellerna för de passiva komponenterna som hade använts. Det var detta som orsakade frekvensförskjutningen och nu skulle detta åtgärdas genom att använda koppartejp. Eftersom det nu inte gick att förlänga transmissionslinor eller göra dem smalare så var de enda möjliga åtgärderna att göra dem bredare eller att sätta dit extra stubbar, alternativt att göra de befintliga stubbarna kortare.

Simuleringar i ADS gjordes som en första ansats innan det började tejpas koppartejp på förstärkarna, fokus sattes på att få dem att fungera bra vid $2,0\text{ GHz}$, bredbandighet var inte någon prioritet längre då antennerna var färdiga och hade en resonansfrekvens vid $2,0\text{ GHz} \pm 20\text{ MHz}$. Simuleringarna gav att linan efter transistorn behövde göras kortare, då det inte fanns någon möjlighet till detta tillämpades en alternativ lösning. Rätvinkliga trianglar gjorda av koppartejp sattes på linan för att förkorta det effektiva avståndet till stubbarna vilket egentligen gör linan lite kortare. Detta gjorde att utgångens impedans återgick till det önskade simulerade värdet, det värdet som var utan "microstrip pads". Efter lite testande med olika simuleringar på ingången så övergick det till empiriska tester genom att tejpa och mäta

S-parametrarna i realtid utan biasering för att direkt kunna se hur förstärkaren påverkas. Avslutningsvis erhöles acceptabla värden på S_{11} och S_{21} för hela förstärkaren. Därmed kunde även de slutliga effekt- och effektivitetsmätningarna göras.

4.3 Digital radio

Den digitala radion bestod av dator och mjukvaruradioplattformen Universal Software Radio Peripheral (USRP). USRP-modellen som användes var N210 med dotterkortet WBX. USRP:n styrdes via LabVIEW som sände modulerade signaler via MATLAB-scriptboxen.

4.3.1 USRP

Universal Software Radio Peripheral N210 (USRP) är en mjukvaruradioplattform utvecklad av Ettus Research (nu uppköpt av National Instruments). USRP:n är en Field-programmable gate array (FPGA) krets som styrs via en ethernetkabel. Plattformen har två portar där båda kan fungera som mottagare (Receive, RX) och en kan fungera som sändare (Transmit, TX). Det finns möjlighet att koppla ihop flera USRP till ett MIMO-system via en specifik MIMO-kabel. Det finns en inbyggd förstärkare i USRP:n som har en förstärkning (gain) mellan 0 dB och 25 dB.

USRP:n måste ha ett dotterkort för att kunna skicka och ta emot signaler. Det finns en mängd olika dotterkort för olika frekvenser. Dotterkortet WBX ger USRP:n möjlighet att skicka och ta emot signaler mellan 50 MHz och 2,2 GHz.

USRP:n styrs från datorn med någon av programvarorna LabVIEW, simulink eller GNU Radio. LabVIEW är det mest användarvänliga alternativet och eftersom USRP:n numera ägs av National Instruments går det att få bra support för USRP i LabVIEW.

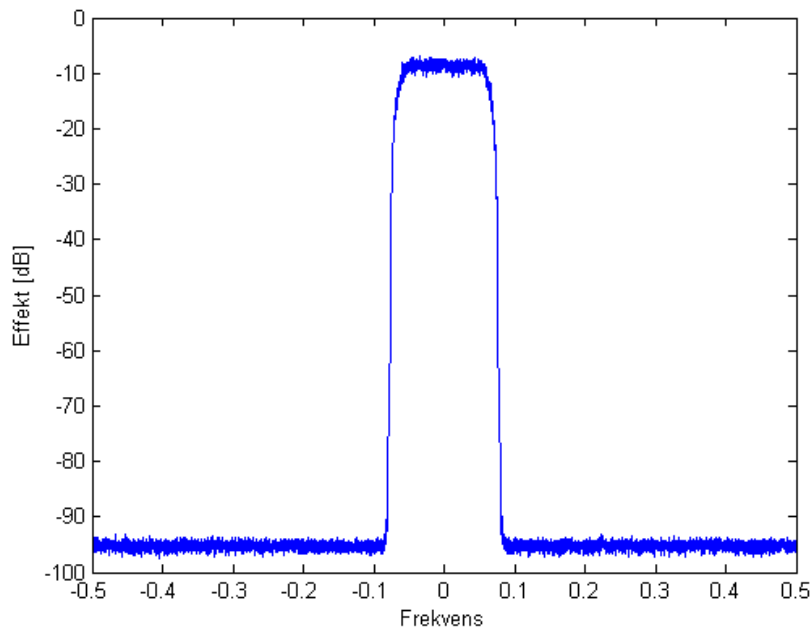
4.3.2 LabVIEW och MATLAB

I LabVIEW skickas och tas emot signaler via s.k. transmit- och receive-boxar. Signalen som skickas och tas emot är i form av IQ-data och kan därför lätt moduleras med en MATLAB-scriptbox (där signalen går in som en variabel, behandlas via MATLAB-kod och skickas ut som en annan variabel). I transmit- och receive-boxarna ställs det in vilken samplingstakt, bärfrekvens, USRP-gain och vilken utgång som ska användas. Ett enkelt program där en sinussignal skickas ses i bilaga A.

4.4 Digital linjärisering av PA

Innan mätningar på PA:n påbörjades uppmättes karakteristiken hos USRP:n, dvs vart den inbyggda förstärkaren inuti mättades och om den gav någon fasförskjutning. Efter det utfördes mätningar på PA:n och linjäriseringsalgoritmer beräknades i MATLAB. Till en början användes en sinussignal med stigande amplitud till mätningarna och sedan användes en signal som liknar en riktig 3G-signal (som ungefär är en fyrkantsvåg i frekvensspektrumet, se figur 18).

Först utfördes AMAM-mätningar (inamplitud/utamplitud) på båda och linjäriseringsalgoritmer som endast tog hänsyn till amplituden togs fram. Efter det utfördes AMPM-mätningar (inamplitud/fasförskjutning) och en algoritm som tog hänsyn till både amplitudmättnad och fasförskjutning togs fram. Därefter togs en algoritm fram som tog hänsyn till amplitudmättnad och fasförskjutning samt minnes effekter.



Figur 18: En 3G-signal.

Till sist modulerades sinussignalen och 3G-signalen med de två olika DPD-polynomen och ny karakteristik uppmättes och jämfördes med den gamla. Vid beräkning av DPD-polynom användes ett polynom av grad 7 då det gav en tillräckligt bra modell av förstärkningen (7:e-gradskonstanten hade ett värde nära 0). En minsterm med ett värde $M = 3$ användes för att få med tre föregående värden på I/Q-datan och för att inte få för många termer i polynomet.

Under tiden de egendesignade förstärkarna konstruerades utfördes linjäriseringsexperiment på en kommersiell förstärkare (Mini-Circuits Amplifier ZHL-42W-SMA), dels för att linjäriseringen av de egna förstärkarna skulle gå snabbare när de var färdigkonstruerade samt för att kunna jämföra resultat för två olika typer av förstärkare.

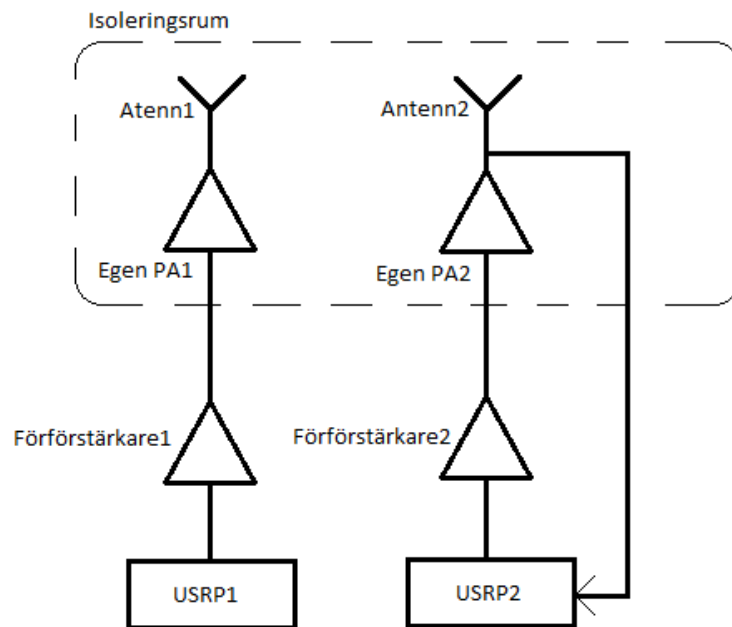
4.5 MIMO-system

Uppställningen för MIMO-systemet med två antenner ses i figur 19. USRP1 skickade konstant ut en 3G-signal till antenn 1 och USRP2 både skickade konstant ut en 3G signal och mätte precis innan antenn 2. För att få båda de egendesignade förstärkarna att gå i mättnad så att signalerna kunde sändas i arbetspunkten användes förförstärkare till respektive egendesignad förstärkare. Antennerna var placerade i ett isolerande ekofritt rum, för att simulera sändning i fri luft, samt att inte störa ut andra komponenter i omgivningen då den utstrålade effekten uppgick till 6 W. Denna utstrålade effekt kan sättas i relation till den hos en basstation för att få ökad uppfattning om varför utrustningen måste kapslas in. Typisk uteffekt för en stor basstation ligger runt 20 W [18].

Mätningar utfördes för två sändande antenner och en sändande antenn för att se eventuell skillnad. Avståndet varierades för att mäta distortionen från antenninterferensen som funktion av avståndet.

För att generera återproducerbara mätningar kalibrerades uppställningen innan

mätningarna påbörjades. Effekten i förstärkarplanet mättes och korrigerades för att se till att de egendesignade förstärkarna fick tillräcklig effekt för att kunna ses över brushavet. Efter att denna mätning, för utrustning innan förstärkarna, genomförts mättes förlusterna efter förstärkarna genom att ha kortslutning istället för förstärkare. Genom denna metod har det varit möjligt att ta hänsyn till mätupställningens bidrag till mätningarna.



Figur 19: Mätupställning för MIMO-systemet.

5 Resultat

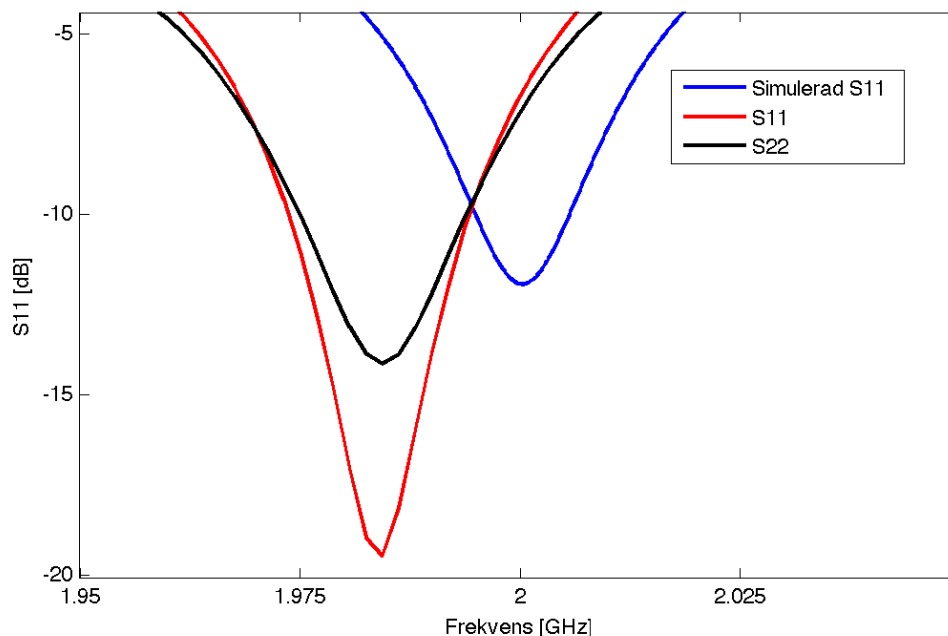
I följande kapitel presenteras resultaten för projektets delmål och huvudmål.

5.1 Antenndesign

Här redogörs resultat som har koppling till antennerna. Eftersom arbetet med antenner har gjorts i två steg, en simuleringsdel och en mät-del, presenteras resultaten i två separata delar.

5.1.1 Simulering i ADS

Resultaten från de optimerade simuleringarna i ADS kan ses i figur 20. Den blå kurvan i denna bild visar hur S_{11} varierar med frekvensen mellan 1,980 GHz och 2,020 GHz, de andra kurvorna hör till de realiserade antennerna. För reflektion mindre än -8 dB observeras en bandbredd på cirka 20 MHz vilket ger en bandbredd på ungefär 1 procent.



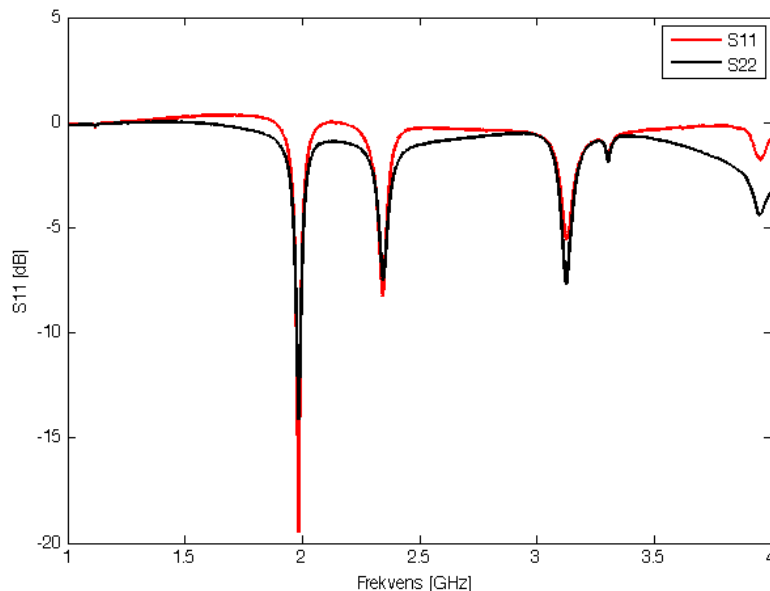
Figur 20: S_{11} för frekvenser mellan 1,95 GHz och 2,05 GHz, för simulerade samt uppmätta resultat.

5.1.2 Verklig antenn

S-parametrar för den verkliga antennen har undersökts med en nätverksanalysator. Efter manuell kalibrering erhöles graferna i figurerna 20 och 21. I figur 21 ses hur S_{11} varierar mellan 1 och 4 GHz för de två olika antennerna. I fortsättningen kallas S_{11} för ena antennen S_{11} och för den andra kallas S_{11} för S_{22} på grund av att de två antennerna i fortsättningen är kopplade i ett system. I figur 20 ses hur S_{11} och S_{22} varierar runt resonansfrekvensen. Det ses i figuren att S_{11} och S_{22} inte är helt identiska, men att båda har en bandbredd på cirka 20 MHz. Varför S_{11} och S_{22} inte är precis lika diskuteras i kapitel 6.1. För alla dessa bilder gäller att avståndet mellan antennerna var 295 mm.

Vid jämförelse mellan kurvorna i figur 20 ses att en bra överensstämmelse mellan den simulerade antennen och de verkliga antennerna erhöles. Skillnaden är att resonansfrekvensen translaterats ungefär 15 MHz från 2,0 GHz till 1,985 GHz och att reflektionen är mindre.

I figur 21 observeras att resonans erhålls vid ungefär 2, 2,4, 3,1, 3,3 GHz och 4,0 GHz. Den är störst vid 2,0 GHz och därmed optimerad för denna frekvens.

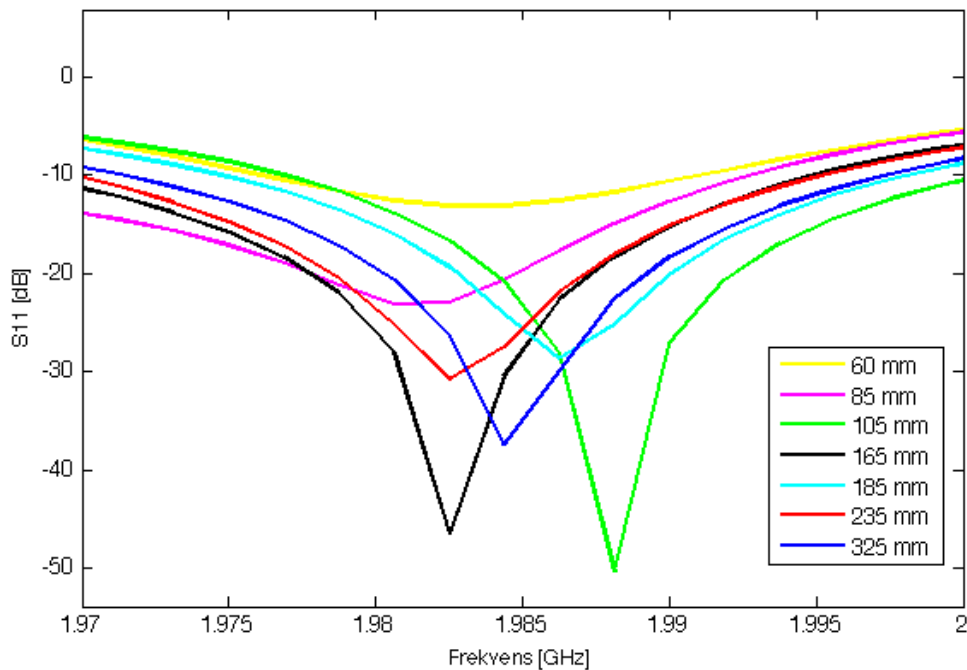


Figur 21: S_{11} s frekvensberoende för de riktiga antennerna mellan 1,0 och 4,0 GHz.

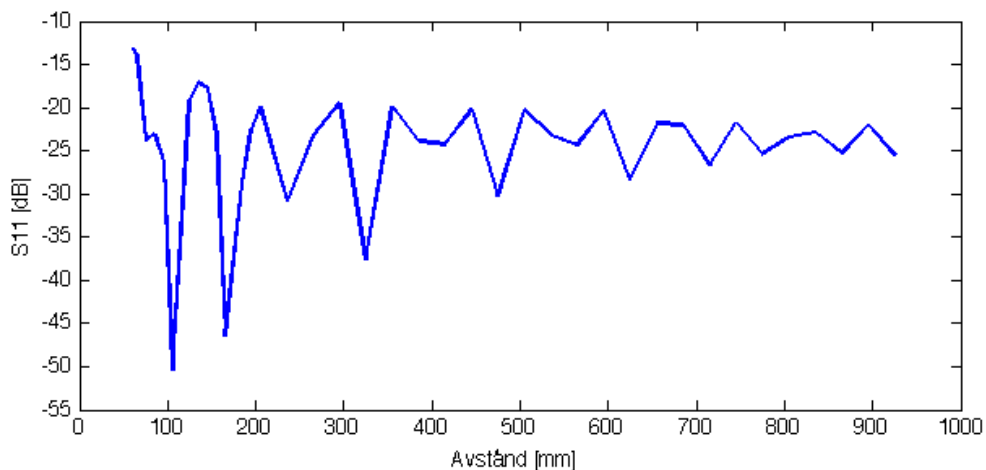
I figur 22 ses att S_{11} inte var konstant då avståndet mellan antennerna ändrades. I figuren plottas de S_{11} som skiljdes mest från mängden. Det ses att skillnaden för resonansfrekvensens maximala och minimala värde är ungefär 7 MHz. Det kan även utläsas att minimat för S_{11} ändras med olika avstånd.

En undersökning kring om det finns något samband mellan S_{11} s värde vid resonansfrekvensen, som ändrades något med avståndet, och distansen mellan antennerna har också utförts. Resultatet kan ses i figur 23, här kan ses att reflektionerna ändrades beroende på avstånd mellan antennerna. I figuren observeras också att S_{11} fluktuerar mindre mellan små avståndsförändringar då separationen mellan antennerna ökar.

I figur 24 visas resultaten för hur S_{21} varierade med frekvens och avstånd mellan varandra. Då S_{12} teoretiskt ska vara identisk med S_{21} , om man bortser från brus, plottas den ej här. Som förväntat ses att kopplingen mellan antennerna avtar då



Figur 22: Variationen för S_{11} över olika avstånd.

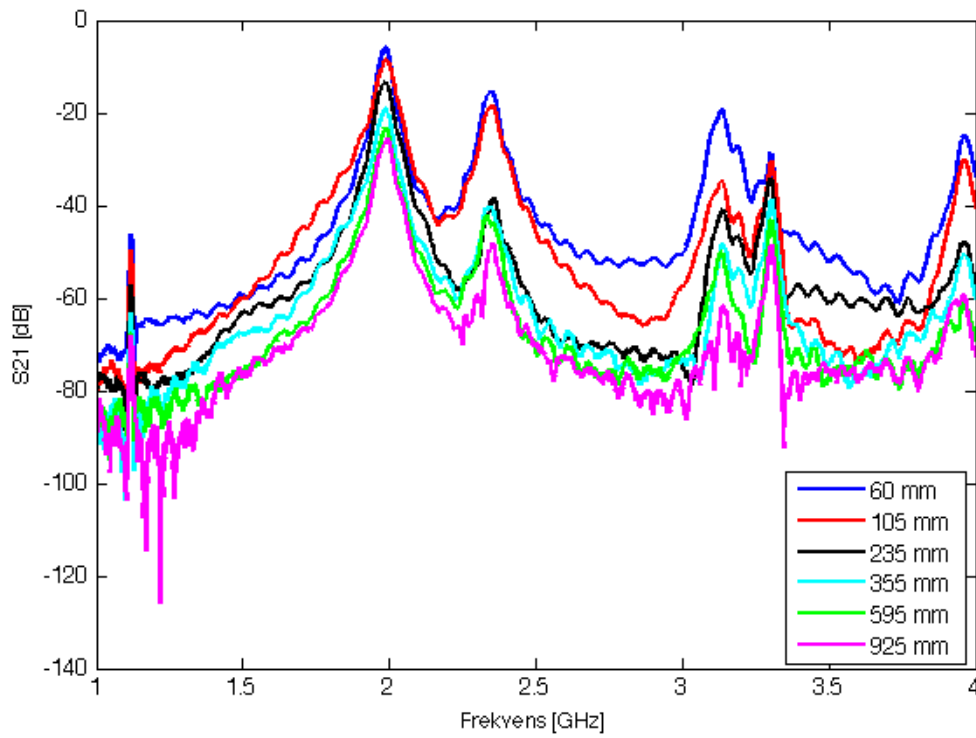


Figur 23: Fluktuation för S_{11} för olika avstånd mellan antennerna.

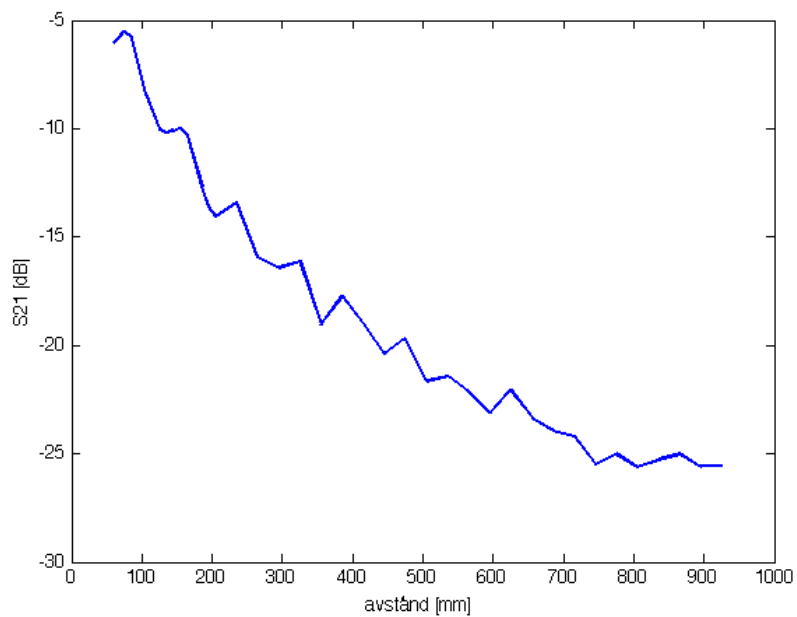
avståndet mellan dem ökar men att den i övrigt bibehåller formen. Mätningarna har gjorts mellan 6 cm och 92,5 cm och varje mätning genomfördes mellan 1 GHz och 4 GHz. I figurerna ses S_{21} för avstånden 60, 105, 235, 355, 595 mm och 925 mm. Förutom en förväntad topp vid ungefär 2,0 GHz erhålls även toppar vid ungefär 2,4 GHz, 3,1 GHz, 3,3 GHz och 4,0 GHz.

I figur 25 presenteras en graf som visar hur S_{21} ändrades med avstånd mellan antennerna vid resonansfrekvensen.

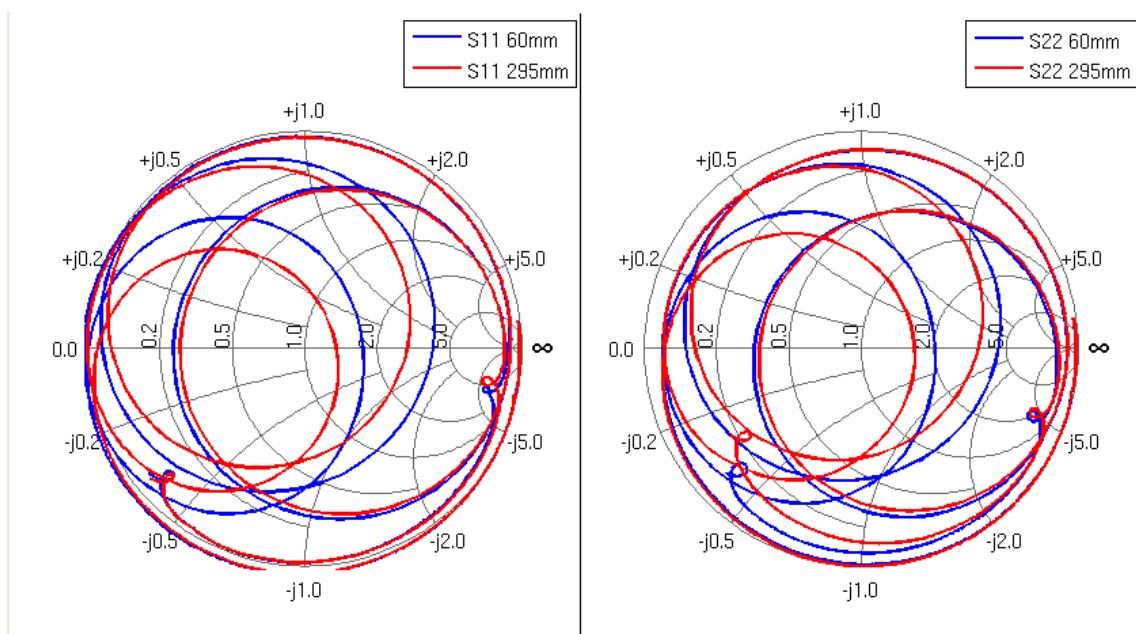
Inimpedans har också mätts för antennerna. Hur dessa varierade med frekvensen kan ses i figur 26, där smithdiagram presenteras för S_{11} och S_{22} . I figuren observeras att inimpedansen är väl matchad till 50Ω . Det ses även att resultaten stämmer väl överens med varandra vilket även kan ses i figur 20.



Figur 24: Olika kurvor svarar mot olika mätningar av S_{21} där avståndet ändrats. Det minsta avståndet var 6 cm och det största avståndet var 92,5 cm.



Figur 25: S_{21} s avståndsberoende vid resonansfrekvensen.



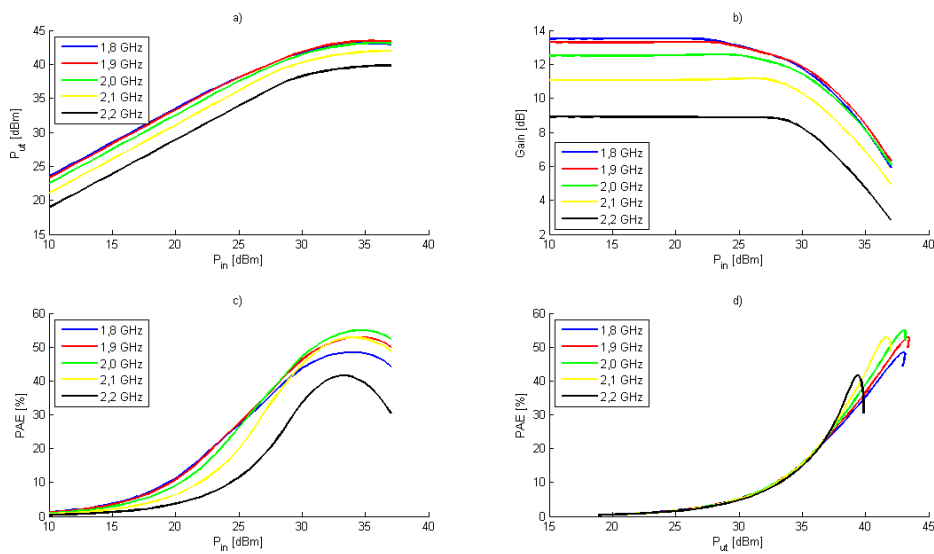
Figur 26: S_{11} s smithdiagram för två olika antennavstånd, 60 mm, blå och 295 mm, röd. Mellan 1,0 och 4,0 GHz, väl matchad vid 1,985 GHz

5.2 PA-design

Här presenteras resultaten av mätningarna på de två förstärkarna. På grund av att arbetet har gjorts i två delar så kommer det också att presenteras i ett simulerings-avsnitt och ett avsnitt med verkliga mätningar.

5.2.1 Simuleringsresultat

Här presenteras resultaten av simuleringarna i ADS i form av olika figurer och en tabell. I simuleringarna togs det hänsyn till bandbredd och därför är alla plottar gjorda med ett frekvensband från 1,8 GHz till 2,2 GHz. Det som kan ses är att bandbredden hos förstärkaren är ungefär 300 MHz från 1,8 GHz till 2,1 GHz. Detta kan observeras i figur 27 genom att studera linjen för 2,2 GHz som skiljer sig för mycket från linjerna för frekvenserna mellan 1,8 GHz och 2,1 GHz. Vidare presenteras även slutresultaten för simuleringar på 2,0 GHz i tabell 1



Figur 27: Effekt- och effektivitetssimuleringar från ADS för fem frekvenser mellan 1,8 GHz till 2,2 GHz .

Tabell 1: Slutresultat för ADS simuleringarna för förstärkaren vid en arbetsfrekvens på 2,0 GHz

P_{in} [dBm]	35,0
P_{in} [W]	3,2
P_{out} [dBm]	43,2
P_{out} [W]	21,1
PAE [%]	56,2

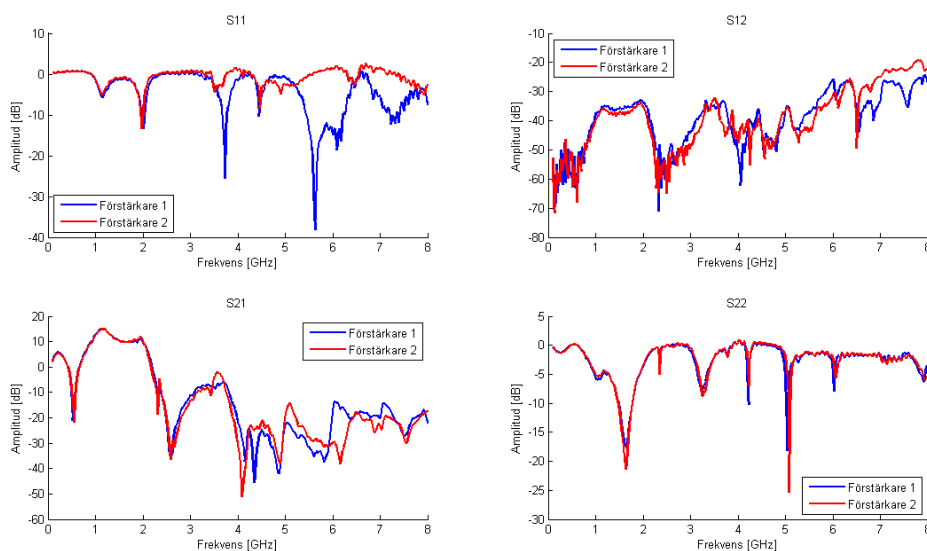
5.2.2 Resultat av mätningar på färdig förstärkare

De första mätningarna som görs på de färdiga förstärkarna är DC-mätningar för att bestämma DC-karakteristik i form av pinch-offspänning samt en lämplig gatebiasering. Resultatet utav DC-mätningarna kan ses i tabell 2.

Tabell 2: DC-karakteristik för de två förstärkarna

	V_G	I_D	V_D
PA 1	-3,1 V	2,12 mA	28 V
	-2,8 V	119 mA	28 V
	-2,7 V	230 mA	28 V
	-2,5 V	231 mA	28 V
PA 2	-3,1 V	2,35 mA	28 V
	-2,9 V	136 mA	28 V
	-2,7 V	252 mA	28 V
	-2,5 V	252 mA	28 V

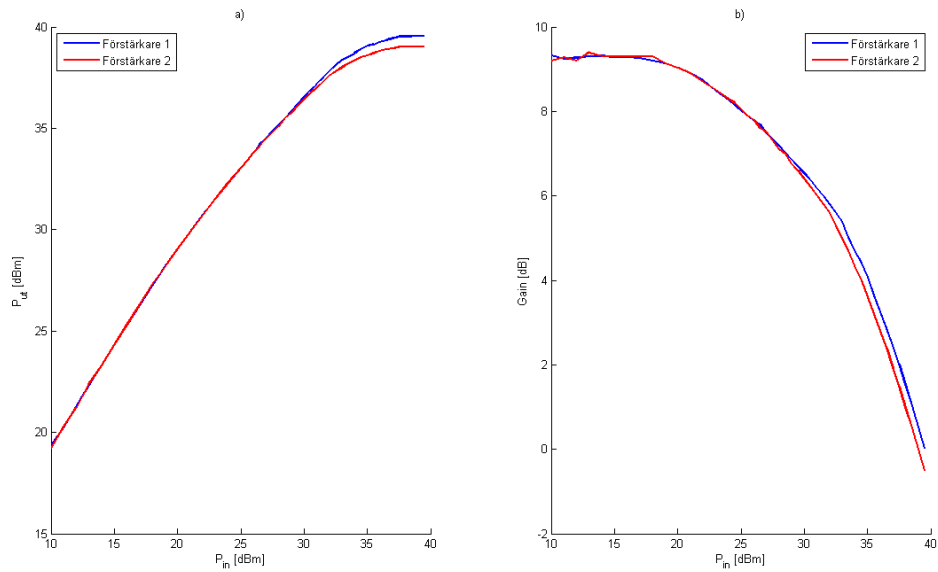
Här nedan följer resultat av S-parametermätningarna på förstärkarna som har gjorts med hjälp av en nätverksanalysator. Graferna som följer är gjorda efter korrigeringarna med hjälp av koppartejp och med en gatebiasering på -2,7 V och en drainbiasering på 28 V. Resultaten av mätningarna på S-parametrarna kan ses i figur 28 där man kan se att förstärkarna beter sig relativt lika, speciellt i de lägre frekvenserna.



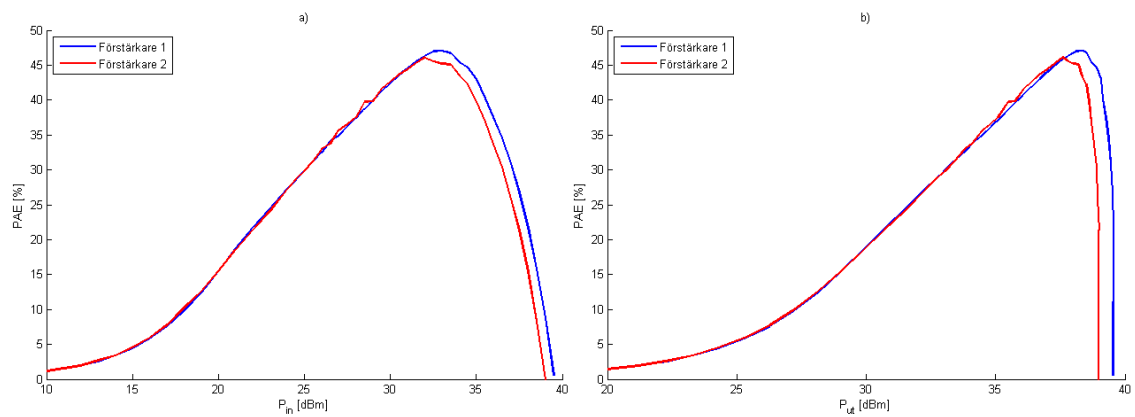
Figur 28: S-parameterplot för båda förstärkarna efter korrigering med hjälp av koppartejp

Slutligen gjordes de slutliga effekt- och effektivitetsmätningarna på förstärkaren som presenteras nedan i lite olika former. Effektmätningarna i form av effekt in mot effekt ut kan ses i figur 29a och gain för förstärkarna kan ses i figur 29b. Effektiviteten för de färdiga förstärkarna kan ses i figur 30. Resultaten kommer ifrån mätningar med hjälp av en effektmätare och därefter behandlades datan i MATLAB. Dessa storsignalsmätningar på de färdiga förstärkarna gjordes bara för 2,0 GHz till skillnad från simuleringarna i föregående kapitel där man gjorde mätningar för fem frekvenser

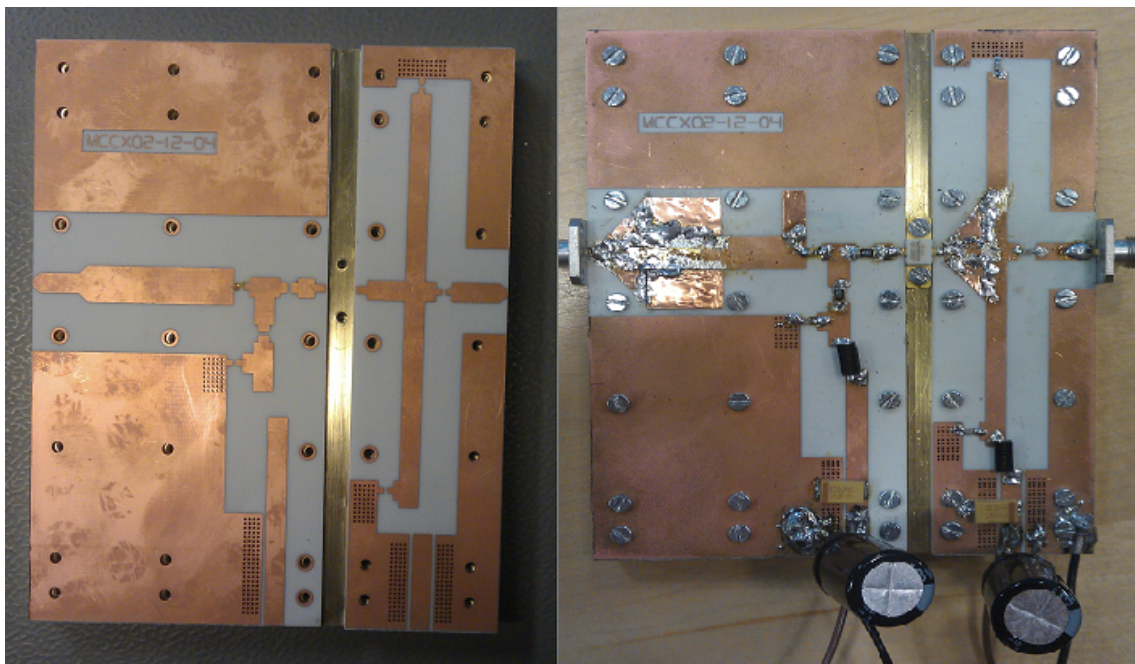
mellan 1,8 GHz och 2,2 GHz, anledningen till detta tas upp i diskussionsavsnittet. En bild på den slutliga förstärkaren samt hur den såg ut innan montering kan ses i figur 31.



Figur 29: Effekt in mot effekt ut (a) och gain (b) för de två färdiga förstärkarna



Figur 30: PAE mot effekt in (a) och effekt ut (b) för de två färdiga förstärkarna



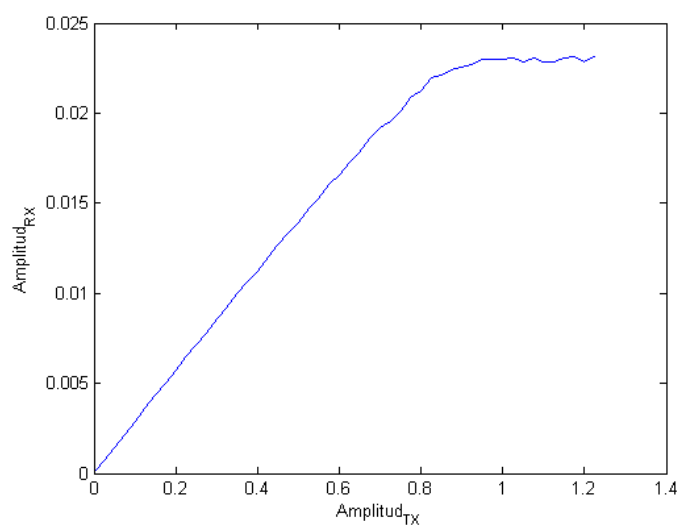
Figur 31: Förstärkaren innan montering utav PCB:n på mässingfixturen t.v. och den färdiga förstärkaren med koppartejp t.h.

5.3 Digital linjärisering av PA

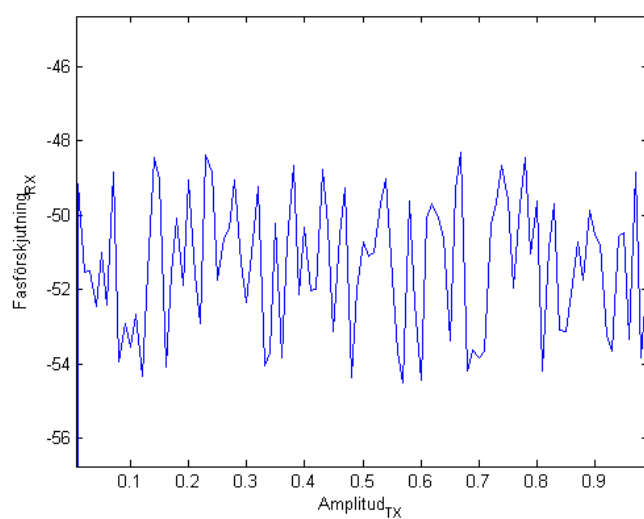
Följande del behandlar reesultaten från mätningar krakteristik för USRP:n, komersiell PA och egendesignad PA, samt hur DPD-algoritmerna påverkar linjäriseringen.

5.3.1 USRP:ns inbyggda förstärkare

En AMAM-plot för en sinussignal för USRP:ns inbyggda förstärkare ses i figur 32. I figuren ses att den inbyggda förstärkarens arbetspunkt ligger vid den normaliserade amplituden 0,85. Fasförskjutningen för den inbyggda förstärkaren ses i figur 33, i den ses att den inbyggda förstärkaren har en osäkerhet i fasen på cirka 6° . Det syns ingen fasförskjutning vid amplituder upp till arbetspunkten.



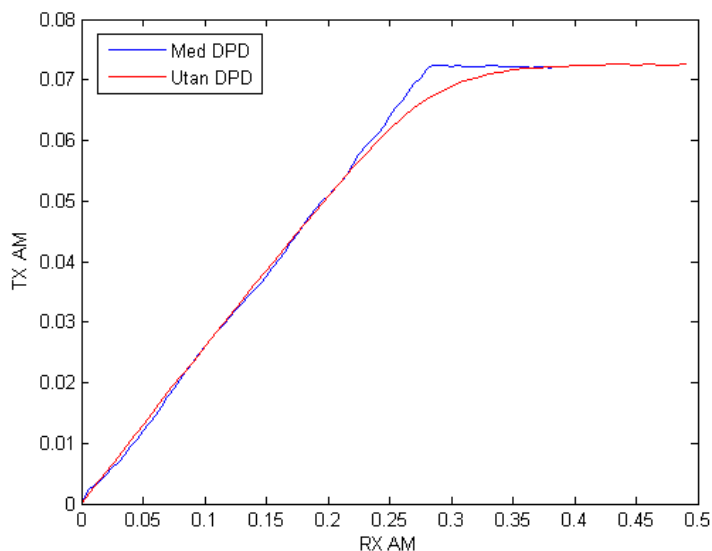
Figur 32: AMAM-plot för en sinussignal för USRP:ns inbyggda förstärkare



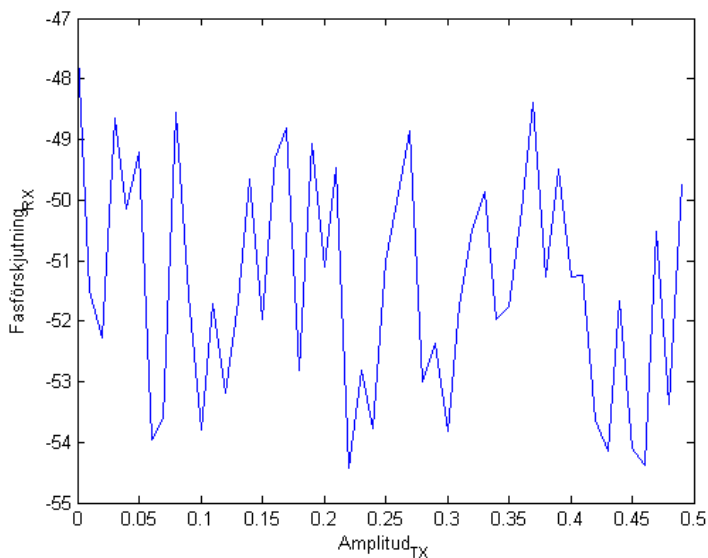
Figur 33: AMPM-plot för en sinussignal för USRP:ns inbyggda förstärkare

5.3.2 Kommersiell PA - sinussignal

En AMAM-plot för en sinussignal samt en sinussignal med DPD genom en kommersiell PA ses i figur 34. I figuren ses att förstärkarens arbetspunkt ligger vid den normaliserade amplituden 0,28 och att signalen modulerad med DPD är linjär upp till arbetspunkten. En AMPM-plot ses i figur 35, i den ses ingen fasförskjutning. Fasosäkerheten i AMPM-ploten som är på cirka 6° kommer från USRP:n.



Figur 34: AMAM-plot för en sinussignal samt en DPD-sinussignal genom en kommersiell PA



Figur 35: AMPM-plot för en sinussignal genom en kommersiell PA

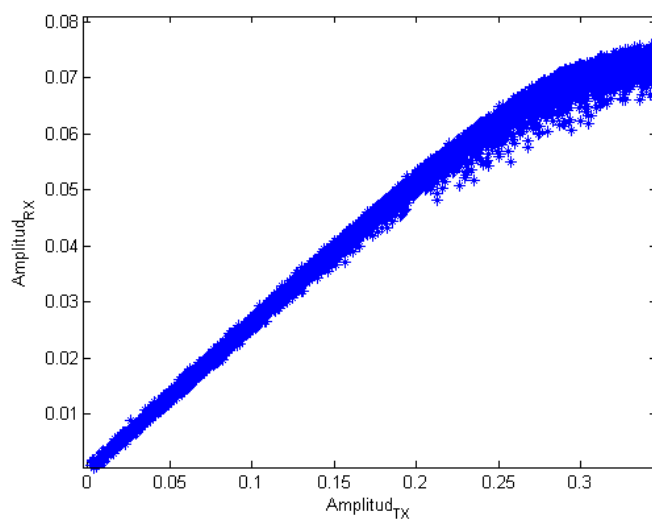
5.3.3 Kommersiell PA - 3G-signal

En AMAM-plot för en 3G-signal genom en kommersiell PA ses i figur 36 och en AMPM-plot ses i figur 37. I AMAM-ploten ses att förstärkarens arbetspunkt ligger vid den normaliserade amplituden 0,28. I AMPM-ploten kan ingen fasförskjutning utläsas, däremot finns en fasosäkerhet på 15° .

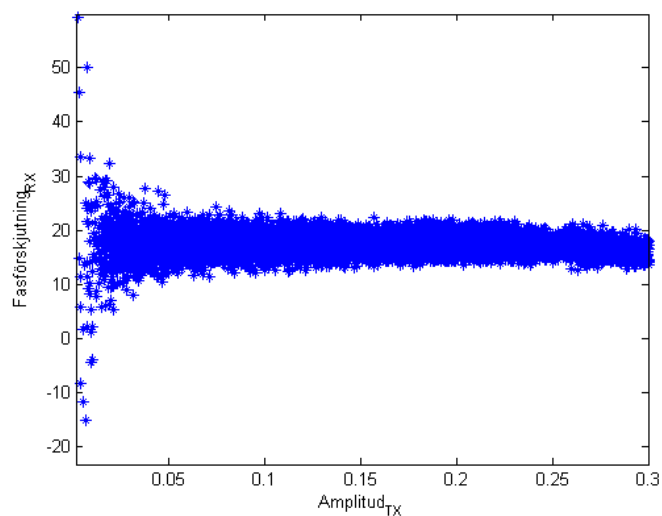
En AMAM-plot för en 3G-signal med DPD ses i figur 38. I figuren ses att förstärkningen är linjär upp till arbetspunkten.

En AMAM-plot för en 3G-signal med DPD som tar hänsyn till minneseffekter ses i figur 39. Linjäriteten i denna figur är mycket lik den från DPD utan minneseffekter.

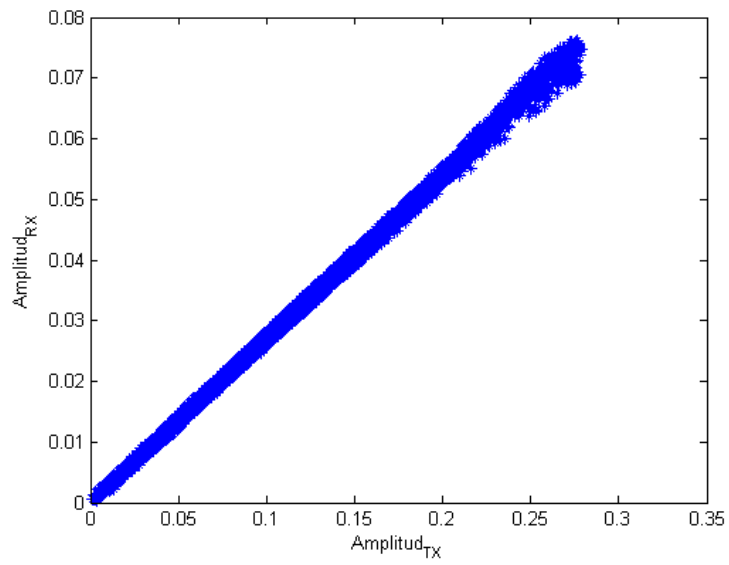
AMPM-plottar från de olika DPD-algoritmerna har exkluderats på grund av att det inte fanns någon fasförskjutning från början i arbetspunkten.



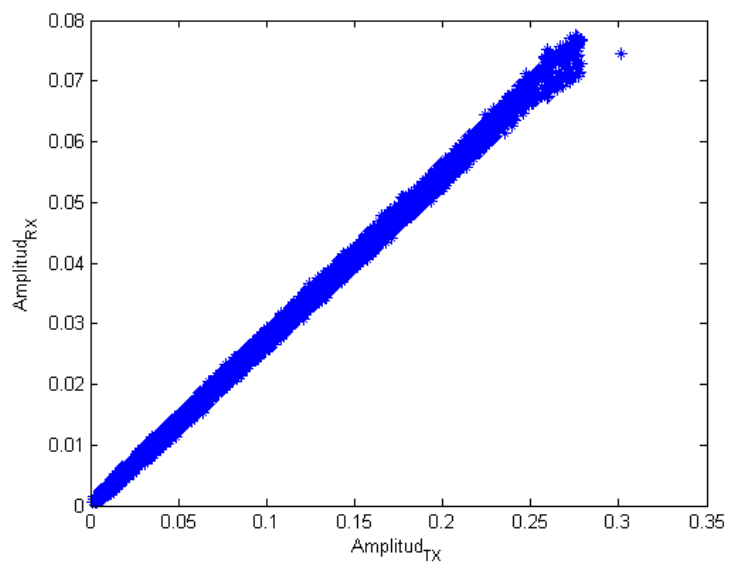
Figur 36: AMAM-plot för en 3G-signal genom en kommersiell PA



Figur 37: AMPM-plot för en 3G-signal genom en kommersiell PA



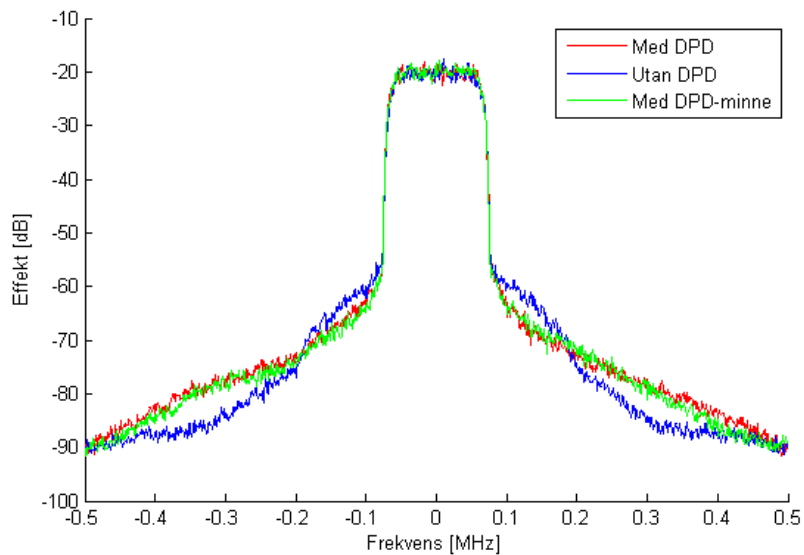
Figur 38: AMAM-plot för en DPD-3G-signal genom en kommersiell PA



Figur 39: AMAM-plot för en DPD-Minne-3G-signal genom en kommersiell PA

5.3.4 Kommersiell PA - frekvensspektrum

Frekvensspektrumet för en 3G-signal, en 3G-signal med DPD och en 3G-signal med DPD som tar hänsyn till minneseffekter ses i figur 40. I figuren ses att DPD-algoritmerna sänker breddningen en del i de närmsta frekvensbanden, men höjer den i frekvensbanden en bit bort. Även om algoritmerna höjer de bortre frekvenserna ligger de fortfarande väldigt lågt i effekt. I figuren ses även att det inte är skillnad på de två olika DPD-algoritmerna.



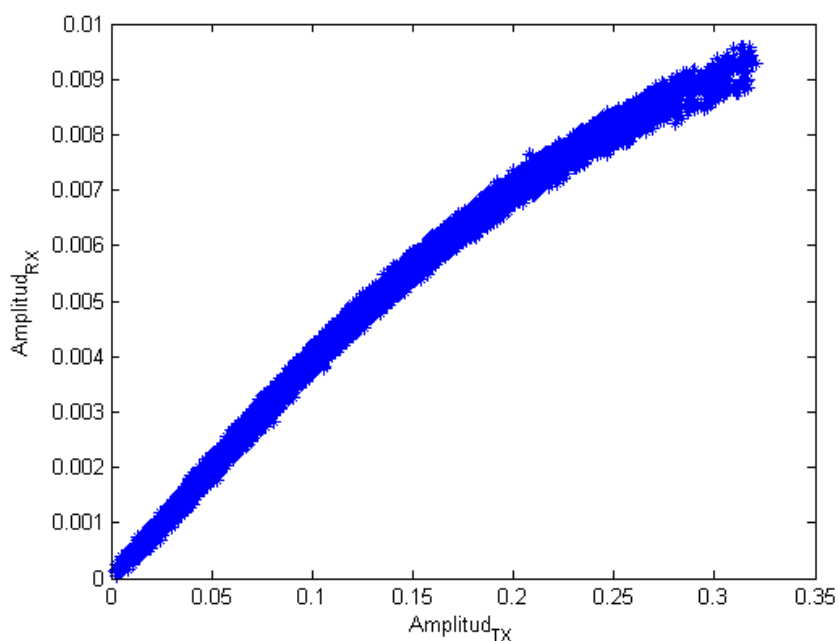
Figur 40: Frekvensspektrumet för en 3G-signal genom kommersiell PA utan DPD, med DPD samt med DPD som tar hänsyn till minneseffekter.

5.3.5 Egendesignad PA - 3G-signal

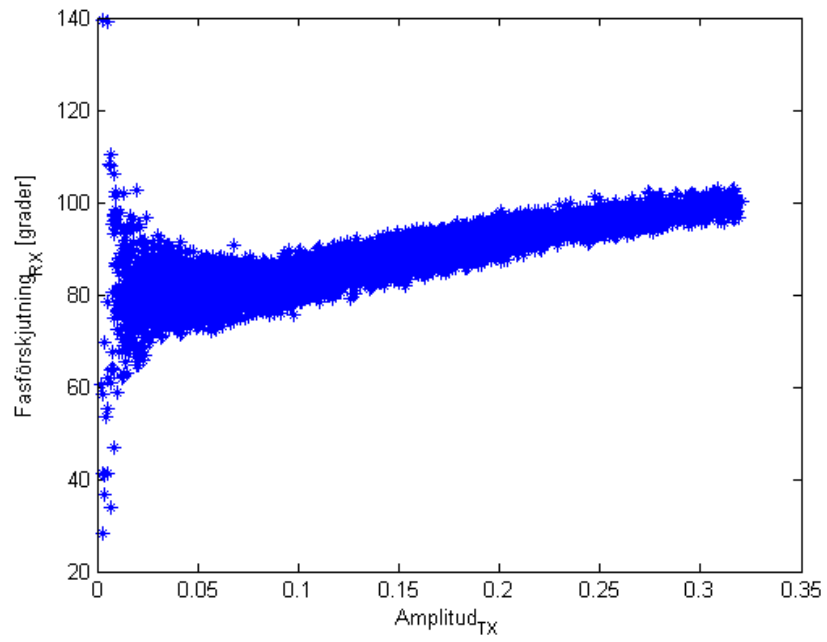
En AMAM-plot för en 3G-signal genom egendesignad PA ses i figur 41 och en AMPM-plot ses i figur 42. I AMAM-ploten ses att förstärkarens arbetspunkt ligger vid den normaliserade amplituden 0,32. Det syns tydligt att denna PA inte förstärker lika linjärt som den kommersiella (jmf. figur 36). I AMPM-ploten ses en tydlig fasförskjutning, som har en konstant positiv lutning.

En AMAM-plot för en 3G-signal med DPD ses i figur 43 och en AMPM-plot ses i figur 44. I AMAM-ploten ses att förstärkningen är linjär upp till arbetspunkten och i AMPM-ploten ses att fasförskjutningen är borta.

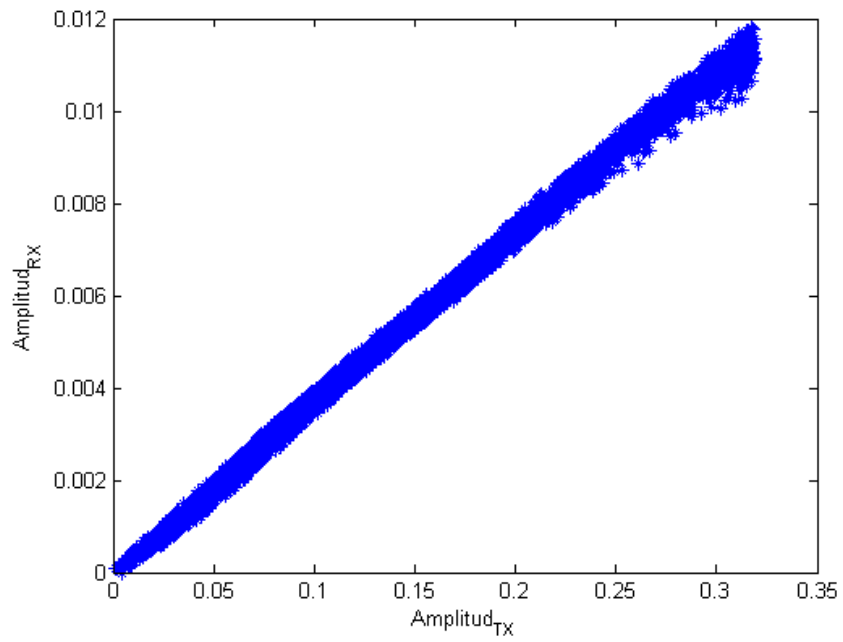
AMAM-plott och AMPM-plot från DPD-algoritmen som tar hänsyn till minneseffekter har exkluderats på grund av att de är så pass lika de från DPD-algoritmen utan minneseffekter (skillnaden mellan de två DPD-algoritmen ses tydligare i frekvensspektrumet, se nästa avsnitt).



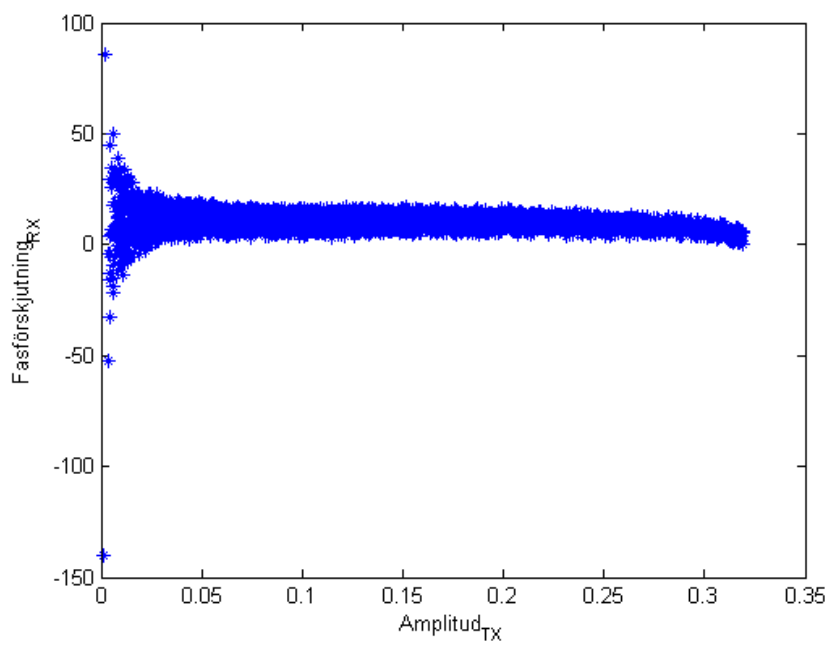
Figur 41: AMAM-plot för en 3G-signal genom egendesignad PA.



Figur 42: AMPM-plot för en 3G-signal genom egendesignad PA.



Figur 43: AMAM-plot för en DPD-3G-signal genom egendesignad PA.

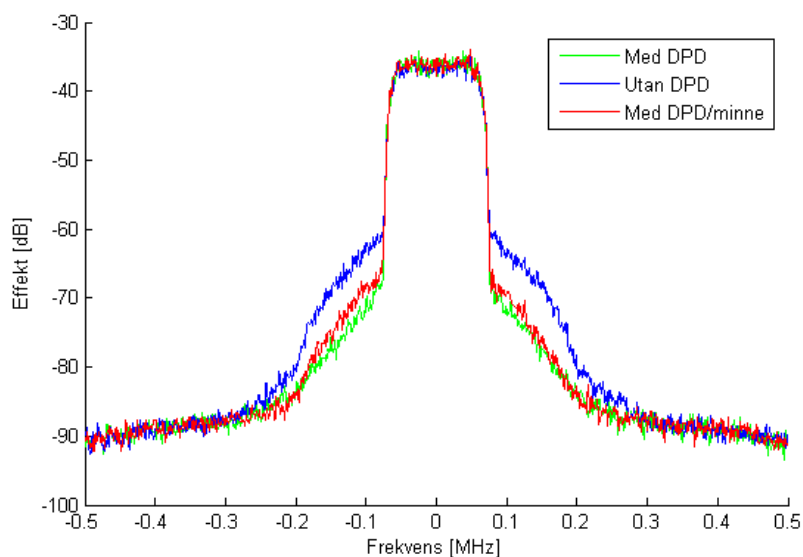


Figur 44: AMPM-plot för en DPD-3G-signal genom egendesignad PA.

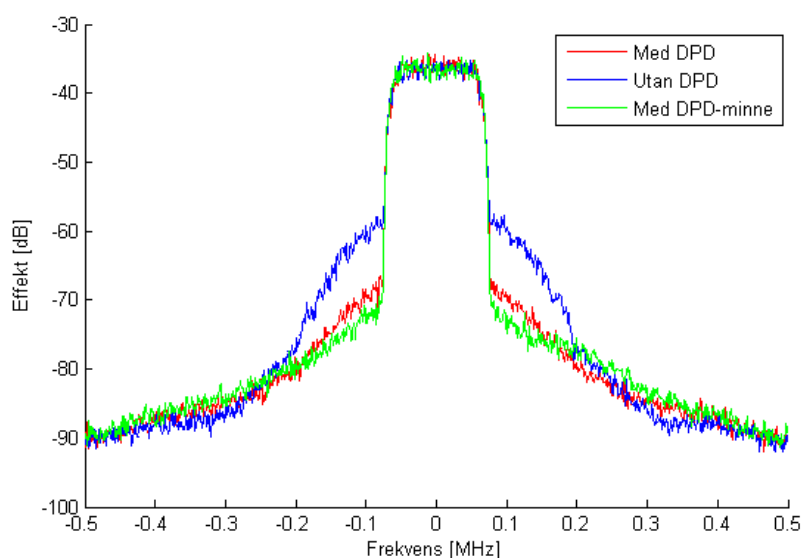
5.3.6 Egendesignad PA - frekvensspektrum

Frekvensspektrumet för en 3G-signal, en 3G-signal med DPD och en 3G-signal med DPD som tar hänsyn till minneseffekter ses för den första egendesignade förstärkaren i figur 45 och för den andra i figur 46.

I dessa figurer ses att DPD-algoritmerna sänker breddningen mycket mer än i fallet för den kommersiella förstärkaren. Dock sänker DPD utan minneseffekter mest för PA1 och för PA2 sänker DPD med minneseffekter mest.



Figur 45: Frekvensspektrumet för en 3G-signal genom den första egendesignade PA:n utan DPD, med DPD samt med DPD som tar hänsyn till minneseffekter.

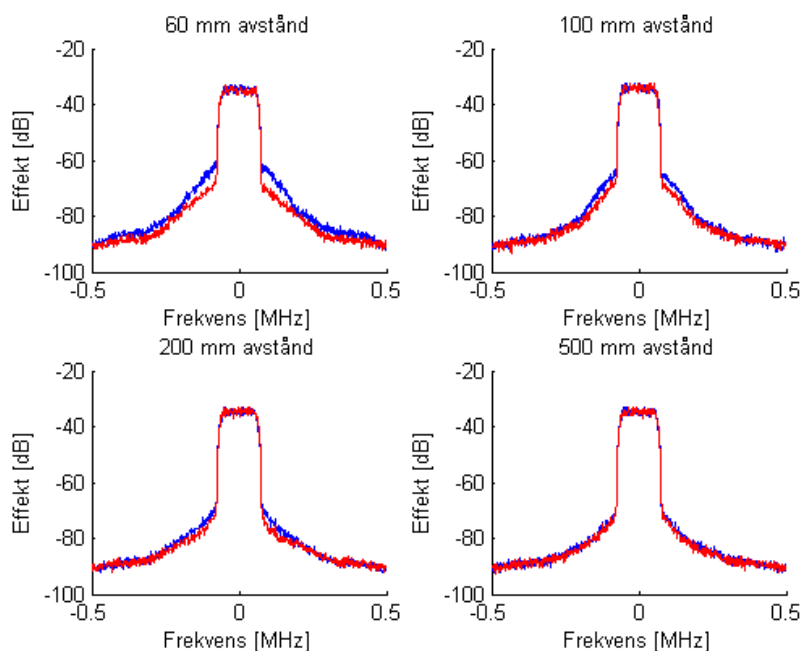


Figur 46: Frekvensspektrumet för en 3G-signal genom den andra egendesignade PA:n utan DPD, med DPD samt med DPD som tar hänsyn till minneseffekter.

5.4 MIMO-mätning

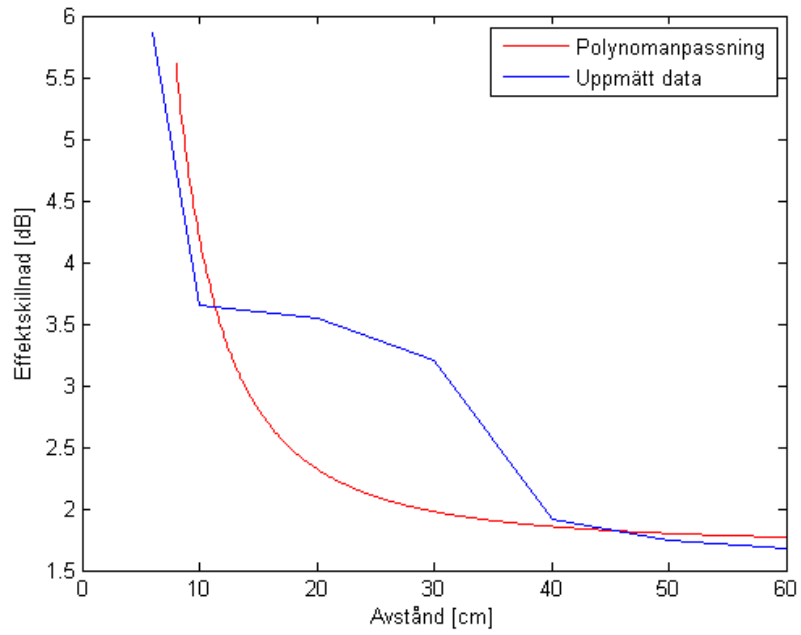
I detta kapitel presenteras hur interferensen mellan sändarantennerna i ett MIMO-system påverkar linjäriteten hos effektförstärkarna till antennerna som funktion av avståndet mellan antennerna. Hur frekvensspektrumet för breddningen av den sända signalen påverkas för fyra olika avstånd ses i figur 47. I figuren ses att det är större breddning då de två sändande antennerna är nära varandra.

Storleken på breddningen (i förhållande till SISO-fallet) som funktion av avståndet samt en polynomanpassning ses i figur 48. Polynomanpassningen är av formen C/r^2 , där C är en konstant och r är avståndet. Med lite god vilja stämmer polynomanpassningen.

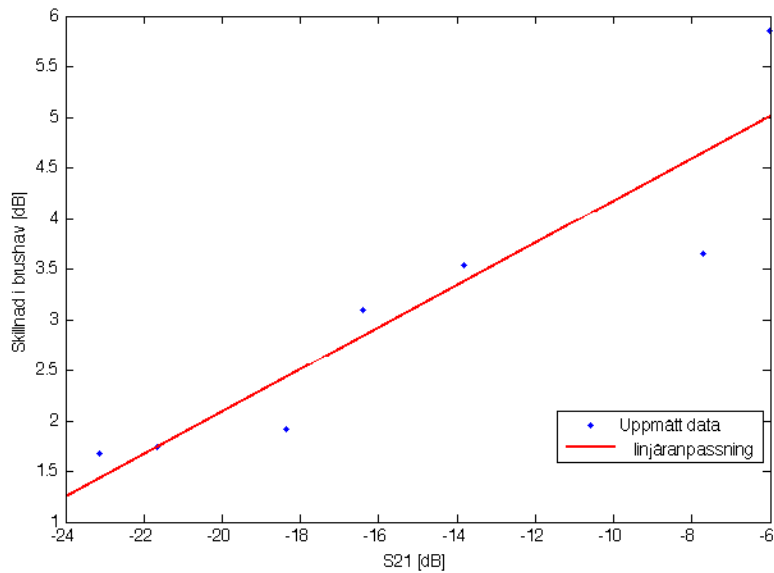


Figur 47: Breddningen av signalen för olika avstånd mellan antennerna. De röda kurvorna är från mätningar med en sändande antenn och de blå är med två sändande antenner. Notera att breddningen ökar för små avstånd för de båda fallen.

Att linjäriseringen påverkades av en extra sändande antenn kan ses i figur 49. I figuren ses att då mer effekt överförs mellan antennerna blir skillnad i brusnivå, med MIMO jämfört med SISO, större vilket leder till att linjäriseringen blir sämre. En approximativ trend kan ses med hjälp av den röda linjen som är anpassad efter minsta kvadratmetoden.



Figur 48: Breddningens storlek som funktion av avståndet mellan antennerna. Den blåa kurvan är uppmätt resultat och den röda kurvan är en polynomianpassning.



Figur 49: S21 plottat mot skillnad mellan brushav för SISO och MIMO i dB.

6 Diskussion

På samma sätt som tidigare är diskussionen uppdelad i antenndesign, PA-design, linjärisering samt MIMO-system. Under varje rubrik förs en diskussion om de resultat samt det tillvägagångssätt vi haft.

6.1 Antenndesign

I resultatet ses att de konstruerade antennernas egenskaper stämmer mycket väl överrens med de simulerade egenskaperna. Att de ändå skiljer sig lite från dessa, och framför allt att de skiljer sig från varandra, beror på att egenskaperna varierade då olika mått ändrades. Det märktes redan under simuleringen att både resonansfrekvens och bandbredd kunde ändras ganska kraftigt då måtten ändrades endast lite. Eftersom Cogra, som etsade korten, hade en noggrannhet på ett par μm så skiljer sig förmodligen antennernas dimensioner både från varandra och de simulerade värdena vilket skulle kunna förklara vissa skillnader. En detalj som ej togs hänsyn till under simuleringen var effekten av de SMA-kontakter som monterades på antennerna. Ytterligare en orsak som gör att vi inte får samma är att det alltid är svårt att simulera verkligheten helt perfekt då simuleringar är begränsade till att vara goda approximationer av verkligheten.

Om man studerar figur 22 ser man att vi fick olika S_{11} för olika avstånd mellan antennerna. Detta beror på de reflektioner som uppstår på grund av att antennerna står nära varandra. Då en våg skickas från en antenn kommer den reflekteras både vid ingången och mot den andra antennen. Beroende av hur långt avstånd det är mellan antennerna adderas de två reflekterade vågorna olika mycket i fas till följd av att antennerna inte är helt matchade. Detta fenomen gör att vi får S_{11} som varierar med avstånd till den andra antennen, om det hade varit en ensam antenn hade det däremot varit konstant. Om man även undersöker S_{11} vid just resonansfrekvensen i figur 23 kan man sluta sig till att S_{11} fluktuerar mindre då avståndet mellan antennerna ökar. Att det fluktuerar mindre då avståndet ökar beror på att effekten avtar med avståndet och därmed också reflektionerna.

Innan vi började simulera använde vi formlerna som återfinns i teoriavsnittet. Dessa beräknade värden skiljde sig ganska mycket från det vi tillslut fick fram av optimeringen i ADS. Det enda värde som stämde bra överrens med det beräknade var längden L som kan ses i ekvation (34) och (35). Då en formel för gap sänkades antog vi att den skulle vara låg, för att bibehålla typen av antenn, och satte detta till 0 som utgångspunkt. Om gap hade varit stort hade en annan typ av antenn designats med andra egenskaper, vilket i sig kan vara intressant att undersöka för att optimera överföringen. En av anledningarna till att ekvationerna inte ger så bra värden på alla parametrar är att de är anpassade för en helt rektangulär antenn, medan vi har konstruerat en antenn med en matningsledning som går in en bit i antennen. Detta verkar ha påverkat en hel del. Man kan ändå säga att ekvationerna gav oss bra startvärden för vidare simulering i ADS.

Genom att beräkna impedansen enligt formel (6) eller se i figur 2 kan man se vad inimpedansen teoretiskt borde bli, dock är detta inte helt överrensstämmande med det vi fått. Formeln för inimpedansen ger värdet 19.4Ω medan simulering i momentum gav 56Ω . Anledningen till denna skillnad kan vara att gap är så pass liten att det blir en koppling mellan antenn och matningsledning.

De två konstruerade antennerna fick lägre bandbredd än vad som är förväntat för en optimerad microstripantenn. Förmodligen berodde detta på substratet som

användes. I litteratur har vi i efterhand sett att bandbredden ökar med höjden på substratet. Med annat substrat finns det möjlighet att vissa egenskaper skulle kunna förbättras men vi hade inte möjlighet att testa detta. Under simuleringen upptäckte vi att bandbredden kunde vara ganska mycket bättre vid andra frekvenser än just 2,0 GHz som vi ville anpassa till, dock var matchningen i dessa fall klart sämre vilket gjorde att vi ändå valde de aktuella dimensionerna.

6.2 PA-design

Resultatet av förstärkardesignen blev tillfredsställande med tanke på omständigheterna med felberäkningen på de sista simuleringarna i ADS som resulterade i en stor frekvensförskjutning på de faktiska förstärkarna. De verkliga mätningarna lever i regel aldrig upp till de simulerade resultaten vilket är förståeligt då man omöjligt kan modellera verkligheten exakt i ett mjukvaruprogram. Speciellt inte då man fick åtgärda felberäkningarna med icke ideala lösningar så som att sätta på koppartejp som microstripledningar.

Förutom detta så gick utförandet planenligt och resultaten stämde bra överens med de tidigare uppsatta kriterierna (se avsnitt 4.2). En notis är att förstärkaren inte levererar 25 W ut, men detta var mer ett riktmärke som inte skulle överskridas än ett mål att uppnå.

När det var dags för de empiriska mätningarna på förstärkaren noterades ofta skillnader i resultaten från de två olika korten trots att de var identiska förutom små skillnader på lödningen av komponenterna, men dessa ska inte ha en märkbar inverkan. Störst skillnad kunde ses i mätningarna för S_{11} (figur 28a på de högre frekvenserna. En teori om vad detta kan bero på är att, i och med att det nu fanns koppartejp på förstärkarna som inte sattes på med kirurgisk precision så kan det skilja någon millimeter på tejpbitarna vilket är väldigt mycket i detta fall. Detta har med största sannolikhet orsakat skillnaderna som har kunnat observeras. Troligtvis har komponenterna, speciellt små skillnader mellan transistorerna som används en inverkan också, då vi även innan koppartejpen kunde se små skillnader på mätningarna mellan de två förstärkarna.

Som nämnts i resultatavsnittet för PA:n så gjordes bara empiriska storsignalsmätningar på 2,0 GHz till skillnad från simuleringarna som gjordes för fem olika frekvenser mellan 1,8 GHz och 2,2 GHz. Anledningen till detta var att vid tidpunkten för dessa mätningar visste vi redan att antennernas resonansfrekvens var i princip 2 GHz och kunde därför enbart fokusera att förbättra förstärkaren vid denna frekvens.

6.3 Digital linjärisering av PA

Den digitala linjäriseringen fungerade: breddningen av signalen minskade för båda förstärkarna. Den kommersiella förstärkaren hade en mycket linjär förstärkning från början, vilket gör att DPD-algoritmerna inte påverkar linjäriteten lika mycket som för de egendesignade förstärkarna som hade en mer olinjär förstärkning från början. Med DPD-algoritmerna får de egendesignade förstärkarna en nästan helt linjär förstärkning upp till arbetspunkten.

Enligt mätningarna hade den kommersiella förstärkaren ingen fasförskjutning. Det kan vara så att den inte syntes på grund av fasosäkerheten i USRP:n. Dock sågs en fasförskjutning hos de egendesignade förstärkarna, vilket sedan rättades till av DPD-algoritmerna.

För den kommersiella försäkraren syntes ingen skillnad i minskningen av breddningen i frekvensspektrumet för DPD med eller utan minneseffekter. För de egendesignade förstärkarna var algoritmen med minneseffekter bättre för den ena förstärkaren och sämre för den andra. Detta var något som ändrades från gång till gång, båda bilder (figur 45 och 46) togs med för att visa att det varierade. Algoritmer som tar hänsyn till minneseffekter skall alltid vara bättre. I detta fall var den förmodligen endast marginellt bättre och variationen som ses uppkommer på grund av brus. Anledningen till att DPD-algoritmen som tog hänsyn till minneseffekter inte var bättre än så kan bero på att samplingsfrekvensen var för låg, vilket gjorde att bandbredden på 3G-signalen var för smal för att minnestermer skulle vara relevanta. Detta på grund av att minneseffekter har större inverkan då signalen skickas på kortare tid. På grund av tidsbrist undersöktes detta inte närmare. För framtida studier är det intressant att undersöka om det blir skillnad med en högre samplingstakt eller fler minnestermer.

6.4 MIMO-system

Att interferensen påverkade linjäriteten i förstärkningen av signalen negativt var förväntat. För små avstånd kommer en stor effekt från antennerna att överföras mellan varandra, vilket leder till att komponenter i systemet garanterat kommer påverkas.

Anledningen till att breddningen ökade för små avstånd för SISO-fallet i mätningen var att även om en antenn inte sände någonting, reflekterade den en del av den utsända signalen från den andra antennen.

I figur 49 ses att mindre koppling mellan antennerna leder till att linjäriseringen av antennerna blir bättre. Detta är naturligt då om koppling saknas finns inte lika många yttre störningar som påverkar systemet. En linjäranpassning har gjorts till punkterna i samma figur. Det är dock inte säkert att det är ett helt linjärt samband mellan dessa storheter. Det som skulle åskådliggöras med denna linje var endast trenden, som är ökande.

Den negativa påverkan av interferensen mellan antennerna såg ut (med lite god vilja) att avta omvänt proportionellt mot avståndet i kvadrat. Vilket är rimligt då effekten från antennerna avtar med samma beroende.

På grund av tidsbrist undersöktes inte interferensens vinkelberoende. Om mer tid funnits till hands hade det varit intressant att undersöka hur distortionerna från interferensen hade kunnat modularas med DPD-algoritmer. Ett problem med en sådan algoritm i detta fallet hade varit att man varit tvungen att sända med båda antennerna hela tiden. Om en DPD-algoritm designats för två sändande antenner och en av antennerna stängdes av hade DPD-algoritmen distorderat signalen snarare än att linjärisera den. En lösning på detta problem skulle kunna vara att man har två olika DPD-algoritmer där en är anpassad efter när den ena antennen inte sänder och en som är anpassad efter när båda arbetar. För att denna metod ska fungera krävs att man på något enkelt sätt kan mäta när antennerna sänder information.

En annan lösning för att lösa distortionerna från antenninterferensen är att placera en isolator mellan förstärkare och antenn. Dock är isolatorer dyra, stora och är tunga, vilket gör att de inte alltid är en bra lösning (de är speciellt dåliga för mobila system).

7 Slutsats

Interferensen mellan sändarantennerna i ett MIMO-system påverkar linjäriteten hos effektförstärkarna till antennerna negativt. En rimlig ansats är att denna påverkan avtar omvänt proportionellt mot avståndet i kvadrat.

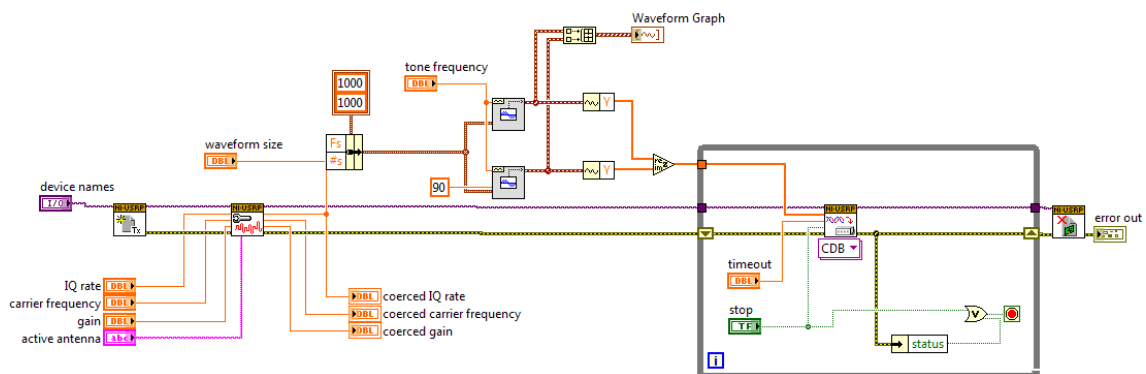
För vidare studier inom detta område rekommenderar vi att man bör undersöka eventuellt vinkelberoende, försöka linjärisera hela MIMO-systemet med DPD, undersöka om man kan lösa delar av den negativa påverkan med en isolator mellan antenn och förstärkare och slutligen testa att sända med en högre bandbredd då mer intressanta fenomen, som minneseffekter, kan studeras.

Referenser

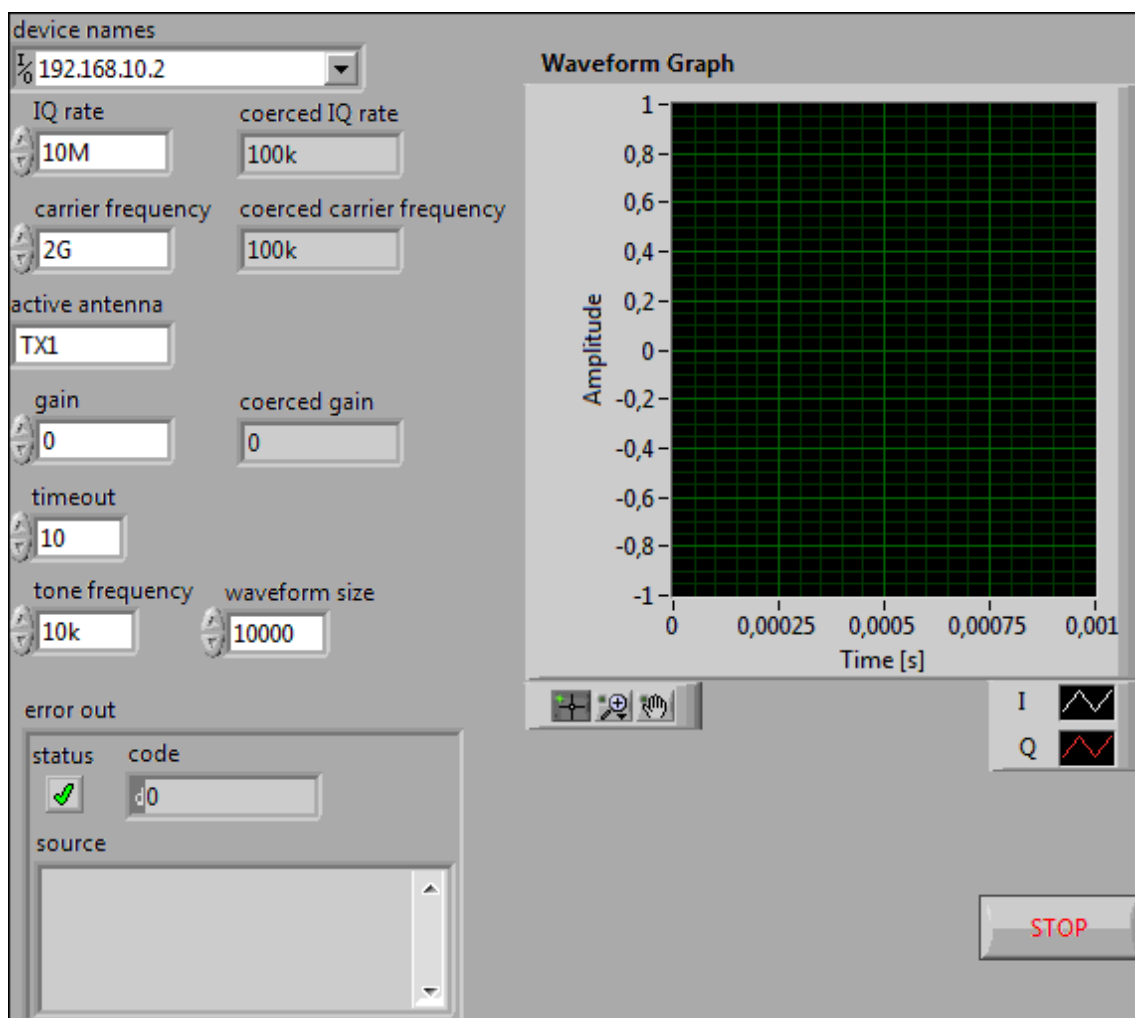
- [1] Juntti, M., Ylitaalo, J. (2004) *MIMO communications with applications to (B)3G and 4G systems* Oulu, Finland: University of Oulu (NRS/FWCW 2004).
- [2] Suranjani, J. (2010) *Design and implementation of an ETSI-SDR OFDM transmitter with power amplifier linearizer* Saskatoon, Saskatchewan, Canada: University of Saskatchewan (Paper for degree of Master of Science in the Department of Electrical Engineering).
- [3] Jacksson, D R. (2007) Overview of Microstrip Antennas. *University of Houston*. <http://www.egr.uh.edu/courses/ece/ECE5318/microstrip%20antennas%20overview.pdf> (2012-01-28)
- [4] Abdelaziz, A, A. (2006) Bandwidth enhancement of microstrip antenna. *Electromagnetic waves-Progress in electromagnetic research.*, Vol. 63, s. 311-317.
- [5] Balanis, C. (2005) *Antenna theory*. Tredje upplagan. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.
- [6] Garg, R. et al. (2001) *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech House, INC.
- [7] Agilent Technologies Advanced design system (ADS). Agilent Technologies. www.agilent.com. (2012-03-19)
- [8] Stake, Jan., Ingvarson, M. and Hjelmgren, Hans (2010) *Mikrovågselektronik*. Göteborg, Sverige: Chalmers tekniska högskola.
- [9] Gonzalez, Guillermo (1997) *Microwave transistor amplifiers: analysis and design-2nd ed*. New Jersey, USA: Prentice Hall.
- [10] Albullet, Mihai (2001) *Rf Power Amplifiers* Georgia, USA: Noble Publishing Corporation.
- [11] Cheng, David K. (1989) *Microwave Engineering, 2ed Edition* Marryland, USA: Addison Wesley.
- [12] Isaksson M. (2005) *Behavioural Modelling of Radio Frequency Power Amplifiers* Uppsala, Sverige: Eklundshof Grafiska AB.
- [13] Intel Corporation (2012) Wireless Networking. *Intel Corporation*. <http://www.intel.com/support/wireless/sb/CS-025345.htm>. (2012-05-07)
- [14] Juntti, M & Ylitalo, J. (2004) Spatial Multiplexing. *University of Oulu*. http://www.cwc.oulu.fi/nrs04/slides/mimo_multiplexing.pdf. (2012-04-24).
- [15] Tse, D & Viswanath, P. (2005) *Fundamentals of wireless communication*. New York: Cambridge University Press.
- [16] Cripps, S. C. (2002) *Advanced techniques in RF Power Amplifier Design*. Norwood: Artech House.
- [17] Cripps, S. C. (2006) *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Second Edition. Norwood: Artech House.

- [18] Agrawal, A. (2009) Heterogeneous Networks- A new paradigm for increasing cellular capacity. *Stanford University*. http://netseminar.stanford.edu/seminars/01_29_09.pdf. (2012-05-06)

A Exempelprogram i LabVIEW

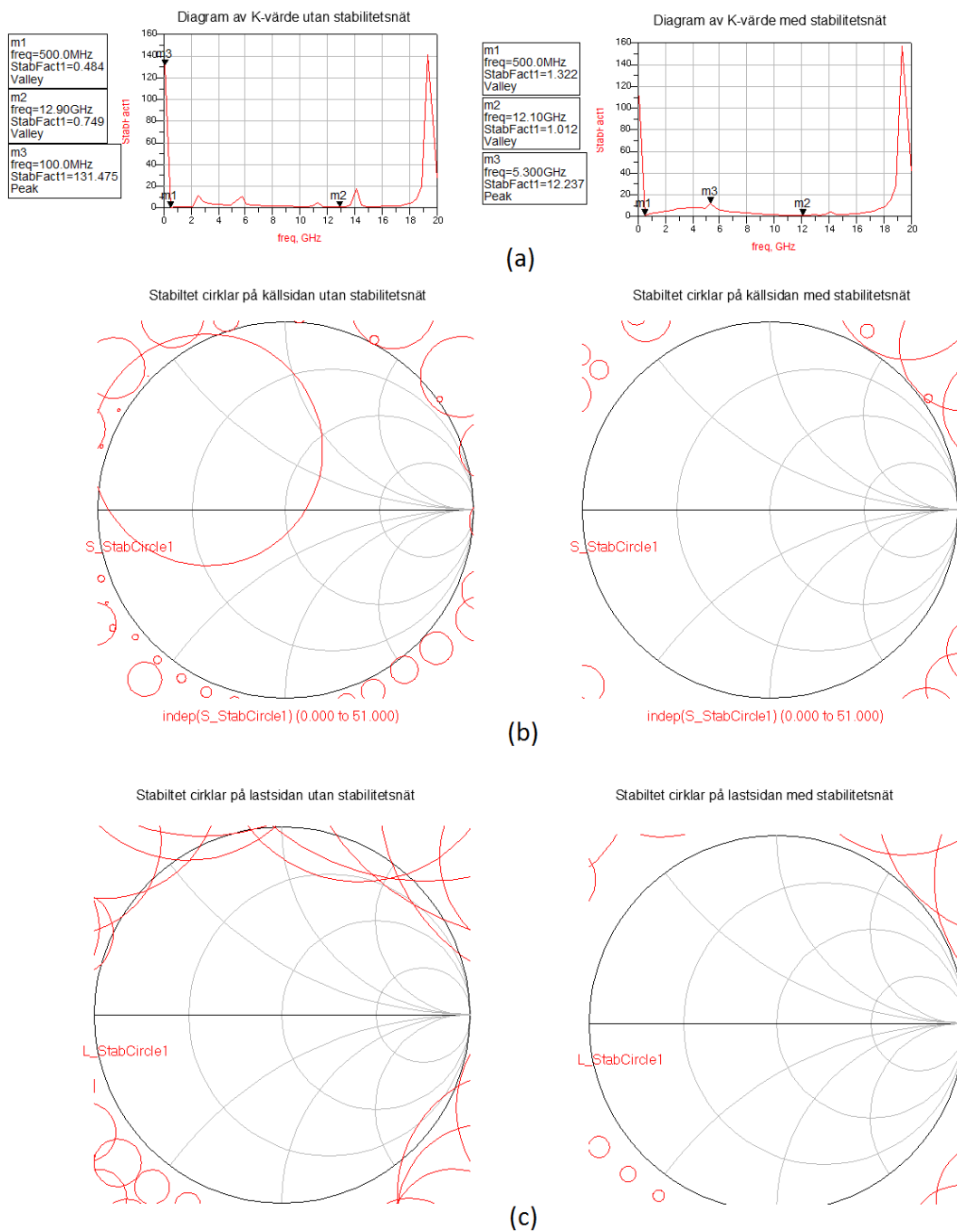


Figur 50: Exempel på blockdiagram för ett enkelt sändrarprogram i LabVIEW



Figur 51: Exempel på frontpanel för ett enkelt sändrarprogram i LabVIEW

B Totalt stabilitet



Figur 52: a) Skillnaden mellan K-faktorn med och utan stabilitetsnät. b) Skillnaden mellan källstabilitetscirklar med och utan stabilitetsnät. c) Skillnaden mellan laststabilitetscirklar med och utan stabilitetsnät.

C Substrat

PROPERTY	TYPICAL VALUE		DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RO4003C™	RO4350B™(1)				
Dielectric Constant, ϵ_r	3.38±0.05	3.48±0.05(2)	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-100°C to 250°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁰	1.2 X 10 ¹⁰		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	26,889 (3900)	11,473 (1664)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	141 (20.4)	175 (25.4)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)	-	MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	14 16 50	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.1.41
Tg	>280	>280	-	°C	A	IPC-TM-650 2.4.24
Thermal Conductivity	0.64	0.62	-	W/m ² K	100°C	ASTM F433
Moisture Absorption	0.04 .	0.04	-	%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86	-	gm/cm ³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	94V-0				UL

STANDARD THICKNESS:	STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
RO4003C™: 0.008" (0.203mm), 0.012" (0.305mm), 0.016 (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm) RO4350B™: *0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm), 0.010" (0.254mm), 0.0133 (0.338mm), 0.0166" (0.422mm), 0.020" (0.508mm) 0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 24" X 36" (610 X 915 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	½ oz. (17µm), 1 oz. (34µm) and 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil.

* Approval needed for 0.004 mil material. Contact customer service.

(1) Dielectric constant and loss tangent are reported based on IPC-TM-2.5.5.5 @ GHz (stripline resonator). Departure from this test method or frequency may yield different values. It has been reported that in some microstrip applications, a Delta (Δ) of 0.2 in dielectric constant has been observed for both RO4003 and RO4350B based on actual circuit measurement and circuit modeling comparisons. It is up to the user to determine which value best fits the application and modeling software used during the design process while Rogers ensures the repeatability of the product received.

(2) Dielectric constant typical value does not apply to 0.004 (0.101mm) laminates. Dielectric constant specification value for 0.004 RO4350B material is 3.36 ± 0.05.