

# Analyse og konstruksjon av en harmonisk tunet 6W GaN effektforsterker

**Even Heum Hennie**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Mars 2011

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



# Oppgavetekst

Både i bedrifter som utvikler radioutstyr for trådløse tjenester og ved en rekke universiteter og forskningssentra er det betydelig aktivitet rundt temaet Power Amplifiers (PAs). PA har stor økonomisk og teknisk betydning fordi den står for en vesentlig del av kostnadene både i utvikling og produksjon av radioutstyr, og er en meget kritisk komponent i dagens trådløse verden. I bærbare enheter er det PA som belaster batteriet mest, og både i den håndholdte enheten og i basestasjonsutstyret (infrastrukturen) skal PA tilfredsstillende mange strenge krav. Teknisk gode PA løsninger gir således store konkurransefortrinn.

Hovedtemaet i denne oppgaven er å konstruere, vha storsignal modell fra Cree, en Klasse F/F-1 effektforsterker basert på en 6W GaN transistor fra Cree.

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i bruk av simulatorverktøy for å utføre ulineære simuleringer.
- Sette seg inn i klasse F/F-1forsterkerkonstruksjon.
- Analysere og konstruere effektforsterkere basert på storsignal modell fra Cree.
- Lage flere prototyper av forsterkerne
- Måle forsterkernes egenskaper (AMAM/AMPM, effektivitet etc)
- Måle forsterkerens egenskaper med modulert signal (16 QAM).

Foreløpig spesifisering:

Frekvens: 2,0 GHz

Båndbredde (1dB): >50MHz

Gain: >10dB

Utgangseffekt, Psat: >6W

S11 (dB): < -10dB

Oppgaven gitt: 07. oktober 2010

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## Sammendrag

Effektforsterkere er kritiske komponenter i dagens trådløse kommunikasjonssystemer, og må derfor tilfredsstille mange krav. De siste årene har metoder for å øke effektiviteten til forsterkere, samt design rundt gallium nitrid-transistorer (GaN), fått mye oppmerksomhet. Som følge av dette har det i denne oppgaven blitt sett nærmere på prinsippene bak klasse F og invers klasse F effektforsterkere. Videre har to effektforsterkere, med senterfrekvens ved 2 GHz, blitt designet og realisert rundt en 6 W GaN-transistor fra Cree ved hjelp av simulert load-pull.

Designet av forsterkerne ble gjort i Advanced Design System, her ble det brukt en storsignalmodell for transistoren, levert av Cree. Load-pull-simuleringer ble utført for å finne optimale laster for transistoren, og forsterkernes utgangsmatchnettverk ble designet på bakgrunn av disse lastene. Forsterkerne ble realisert på bakgrunn av designene og små- og storsignalmålinger, og målinger med modulert signal ble utført på de realiserede forsterkerne. Målingene viste at det var relativt god korrelasjon mellom disse og simuleringsresultatene. Småsignalmålingene viste at begge forsterkerne hadde lavere  $S_{11}$  enn -12 dB over en båndbredde på 0,8 GHz, og at den ene forsterkeren hadde relativt god forsterkning over det samme båndet. Måleresultatene viser at forsterkerne har henholdsvis 8,40 dB og 9,58 dB forsterking, 39,93 dBm og 39,23 dBm utgangseffekt og 58,90 % og 57,76 % power added efficiency ved 1 dB kompresjon. På det meste hadde forsterkerne henholdsvis 40,56 dBm og 40,43 dBm utgangseffekt, dette tilsvarer over 11 W. Videre viste målingene med modulert signal at forsterkerne hadde mindre enn  $0,5^\circ$  fasekompresjon for 16 QAM-signaler med 11 dBm gjennomsnittseffekt.

Resultatene oppnådd i denne oppgaven viser at forsterkerdesign basert på GaN-teknologi har potensial til å oppnå god effektivitet, samt høy utgangseffekt og/eller stor båndbredde. Resultatene viser også at det er mulig å oppnå gode forsterkerdesign basert på en god storsignalmodell og simulert load-pull.



# Forord

Denne masteroppgaven er utarbeidet som en obligatorisk del av masterstudiet i elektronikk ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, NTNU. Igjennom masteroppgaven har jeg hatt Morten Olavsbåten som veileder og ønsker å takke han for god faglig hjelp og støtte. I tillegg vil jeg takke Terje Mathisen for produksjon av kretskortene, og teknisk verksted for montering av kjøleribbe. Videre vil jeg takke Dragan Mitrevski for veiledning på labben, samt gutta på Taket for mange minneverdige øyeblikk her ved NTNU.

Trondheim 09.03-2011

Even Heum Hennie





# Innhold

<b>Sammendrag</b>	<b>i</b>
<b>Forord</b>	<b>iii</b>
<b>Figurer</b>	<b>ix</b>
<b>Tabeller</b>	<b>xi</b>
<b>Forkortelser</b>	<b>xiii</b>
<b>1 Introduksjon</b>	<b>1</b>
<b>2 Teori</b>	<b>3</b>
2.1 RF-forsterkeren . . . . .	3
2.1.1 Aktiv enhet . . . . .	3
2.1.2 Passivt nettverk på inn- og utgang . . . . .	4
2.1.3 Viktige definisjoner og parametre . . . . .	4
2.2 Komponenter og substrat . . . . .	7
2.2.1 Transistor . . . . .	7
2.2.2 Kondensator . . . . .	7
2.2.3 Motstander . . . . .	8
2.2.4 Microstripsubstrat . . . . .	8
2.3 Forsterkerklasser . . . . .	8
2.3.1 Forspenning og ledevinkel . . . . .	8
2.3.2 Klasse A . . . . .	11
2.3.3 Klasse B . . . . .	11
2.3.4 Klasse AB . . . . .	12
2.3.5 Klasse C . . . . .	12
2.3.6 Svitsje-forsterkere . . . . .	12
2.3.7 Klasse F . . . . .	12
2.3.8 Invers klasse F . . . . .	17
2.4 Designteori . . . . .	18
2.4.1 Forspenningsnettverk . . . . .	18
2.4.2 Stabilisering . . . . .	19
2.4.3 Load-pull . . . . .	20
2.4.4 Matching . . . . .	21
2.4.5 DC-blokk . . . . .	22

2.5	Kalibrering . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Metode</b>	<b>25</b>
3.1	Designprosessen i ADS . . . . .	25
3.1.1	Arbeidspunkt . . . . .	25
3.1.2	Forspeningsnettverk . . . . .	25
3.1.3	DC-blokk . . . . .	27
3.1.4	Stabilisering . . . . .	27
3.1.5	Load-pull . . . . .	28
3.1.6	Matching . . . . .	29
3.2	Simuleringer og realisering av forsterkere . . . . .	30
3.2.1	Små- og storsignalsimuleringer . . . . .	30
3.2.2	Utlegg . . . . .	31
3.3	Målinger . . . . .	31
3.3.1	Småsignalmålinger . . . . .	32
3.3.2	Storsignalmålinger . . . . .	33
<b>4</b>	<b>Resultater</b>	<b>35</b>
4.1	Småsignalsimuleringer og -målinger . . . . .	36
4.2	Storsignal . . . . .	38
4.2.1	Simuleringer . . . . .	38
4.2.2	Målinger . . . . .	41
4.3	Målinger med modulert signal . . . . .	44
4.3.1	Effektspektrum . . . . .	46
4.3.2	AM/AM og AM/PM . . . . .	48
<b>5</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>53</b>
5.1	Designprosessen . . . . .	53
5.2	Analyse av simuleringer og målinger . . . . .	54
5.2.1	Småsignal . . . . .	54
5.2.2	Storsignal . . . . .	54
5.2.3	Generelle feilkilder . . . . .	55
5.3	Målinger med modulert signal . . . . .	56
5.3.1	AM/AM og AM/PM . . . . .	57
5.4	Sammenligning av forsterkerne . . . . .	58
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>61</b>
6.1	Videre arbeid . . . . .	62
	<b>Bibliografi</b>	<b>63</b>
<b>A</b>	<b>Vedlegg 1</b>	<b>65</b>
A.1	Måleresultater . . . . .	65
A.1.1	Modulert signal . . . . .	65
A.1.2	Effektspektrum . . . . .	66
A.1.3	AM/AM og AM/PM . . . . .	67
A.2	Likninger . . . . .	69

<b>B Vedlegg 2</b>	<b>70</b>
B.1 Testbenker . . . . .	70
<b>C Vedlegg 3</b>	<b>74</b>
C.1 Passive nettverk og simuleringer . . . . .	74



# Figurer

2.1	Oppbygningen av en ettrinns RF-forsterker . . . . .	3
2.2	Illustrasjon av 1dB kompresjonspunkt . . . . .	5
2.3	Effektivitet som funksjon av ledevinkel . . . . .	9
2.4	Strømkurve for redusert ledevinkel . . . . .	10
2.5	Effekten av å legge tredjeharmoniske til en sinuskurve . . . . .	13
2.6	Klasse F strøm- og spenningskurveformer . . . . .	15
2.7	Strøm- og spenningskurver for en ideell invers klasse F forsterker . . .	17
2.8	Forspenningsnettverk implementert med kvartbølge linje som DC-innførsel . . . . .	19
2.9	Forspenningsnettverk implementert som en del av matchenettverket .	19
2.10	Stabilisering ved hjelp av 2 filtre . . . . .	20
2.11	L-matchenettverk . . . . .	22
2.12	$\pi$ -matchenettverk . . . . .	22
3.1	Simulerte IV-kurver . . . . .	26
3.2	Blokkdiagram av måleoppsettet brukt under storsignalmålingene . . .	34
4.1	PA1: Simulert og målt $S_{11}$ . . . . .	36
4.2	PA1: Simulert og målt $S_{21}$ . . . . .	36
4.3	PA2: Simulert og målt $S_{11}$ . . . . .	37
4.4	PA2: Simulert og målt $S_{21}$ . . . . .	37
4.5	PA1: Simulert forsterkning . . . . .	38
4.6	PA1: Simulert utgangseffekt . . . . .	38
4.7	PA1: Simulert effektivitet . . . . .	39
4.8	PA2: Simulert forsterkning . . . . .	39
4.9	PA2: Simulert utgangseffekt . . . . .	40
4.10	PA2: Simulert effektivitet . . . . .	40
4.11	PA1: Målt forsterkning . . . . .	41
4.12	PA1: Målt utgangseffekt . . . . .	41
4.13	PA1: Målt effektivitet . . . . .	42
4.14	PA2: Målt forsterkning . . . . .	42
4.15	PA2: Målt utgangseffekt . . . . .	43
4.16	PA2: Målt effektivitet . . . . .	43
4.17	Generert 16 QAM-inngangssignal . . . . .	44
4.19	PA1: 16 QAM utgangssignal, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	44
4.18	PA1: 16 QAM utgangssignal, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	45
4.20	PA2: 16 QAM utgangssignal, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	45

4.21	PA2: 16 QAM utgangssignal, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	46
4.22	PA1: Effektspektrum, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	46
4.23	PA1: Effektspektrum, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	47
4.24	PA2: Effektspektrum, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	47
4.25	PA2: Effektspektrum, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	48
4.26	PA1: AM/AM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	48
4.27	PA1: AM/AM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	49
4.28	PA2: AM/AM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	49
4.29	PA2: AM/AM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	50
4.30	PA1: AM/PM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	50
4.31	PA1: AM/PM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	51
4.32	PA2: AM/PM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	51
4.33	PA2: AM/PM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	52
A.1	PA1: 16 QAM utgangssignal, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	65
A.2	PA2: 16 QAM utgangssignal, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	66
A.3	PA1: Effektspektrum, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	66
A.4	PA2: Effektspektrum, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	67
A.5	PA1: AM/AM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	67
A.6	PA2: AM/AM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	68
A.7	PA1: AM/PM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	68
A.8	PA2: AM/PM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt . . . . .	69
B.1	Testbenk brukt i designet av forspenningsnettverket . . . . .	70
B.2	Testbenk brukt i designet av DC-blokken . . . . .	70
B.3	Testbenk brukt i load-pull simuleringene . . . . .	71
B.4	Load-pull testbenk fra [1] . . . . .	71
B.5	Plottoppsett for simulert load-pull . . . . .	72
B.6	Testbenk for små- og storsignalsimuleringer . . . . .	73
C.1	Forspenningsnettverk . . . . .	74
C.2	Simuleringsresultater for forspenningsnettverket . . . . .	75
C.3	Simuleringsresultater for DC-blokken . . . . .	75
C.4	Stabiliseringsnettverk . . . . .	76
C.5	Simuleringsresultater for stabiliseringsnettverket . . . . .	76
C.6	Simulert $S_{11}$ , inngangsmatch . . . . .	76
C.7	Utgangsmatch PA1 . . . . .	77
C.8	Utgangsmatch PA2 . . . . .	77

# Tabeller

2.1	Microstripsubstratparametere . . . . .	8
2.2	Optimal spenningskurveform for $m = 1$ til 4 . . . . .	16
3.1	Optimaliseringsmål for forspenningsnettverket . . . . .	26
3.2	Load-pull resultater . . . . .	29
3.3	Utstyrliste . . . . .	32
4.1	Småsignalsimuleringer og -målinger ved 2 GHz . . . . .	37
4.2	Storsignalsimuleringer og -målinger, avlest ved ca. 1 dB kompresjon . . . . .	43
4.3	Maksimumsverdier fra storsignalsimuleringer og -målinger . . . . .	44





# Forkortelser

**GaN** — Gallium Nitrid

**SMPA** — Switch Mode Power Amplifier

**PAE** — Power Added Efficiency

**PA** — Power Amplifier

**IMD** — Intermodulation Distortion

**AM** — Amplitude Modulasjon

**ADS** — Advanced Design System

**QAM** — Quadrature Amplitude Modulation

**PM** — Fase Modulasjon

**DC** — Direct Current

**RF** — Radio Frekvens

**HEMT** — High Electron Mobility Transistor

**GaAs** — Gallium Arsenid

**Q-faktor** — Kvalitetsfaktor

**FSK** — Frekvens-Skift-Nøkling

**PSK** — Fase-Skift-Nøkling

**CDMA** — Code Division Multiple Access

**FET** — Field-Effect Transistor

**IV-kurver** — Strøm- vs. spenningskurver

**DUT** — Device Under Test

**dB** — Desibel

**AM/AM** — Amplitude to Amplitude Conversion

**AM/PM** — Amplitude to Phase Conversion

**NP0** — Negative-Positive Zero

**ACPR** — Adjacent Channel Power Ratio

**PUF** — Power Utility Factor

**CAD** — Computer Aided Design

# 1. Introduksjon

Dagens trådløse verden byr på mange utfordringer for en PA-designer. Den økende bruken av håndholdt kommunikasjonsutstyr har ført til at høyeffektive forsterkere har blitt en av de viktigste komponentene i moderne RF-sendere. Fordi høy effektivitet fører til lavere effektforbruk, mindre behov for kjøling og mindre batterier, har effektivitet blitt en av de viktigste designparameterne innenfor PA-design. Dette gjelder ikke bare for håndholdte enheter, men også i basestasjoner [2]. Selv om det i dagens trådløse kommunikasjonssystemer ofte er strenge krav om linearitet, finnes det flere applikasjoner hvor linearitet kan ofres til fordel for høyere effektivitet og utgangseffekt. Eksempler på slike applikasjoner er konstant envelopesystemer som tar i bruk for eksempel FSK- (*eng. Frequency-Shift Keying*) eller GMSK-modulasjon (*eng. Gaussian Minimum Shift Keying*), som tåler stor amplitudedefordreining [2].

Ved nøye design av transistorens utgangsnettverk, er det mulig å produsere strøm- og spenningskurver som ikke overlapper. Et resultat av dette er at ingen effekt vil gå tapt i transistoren og det er teoretisk mulig å oppnå 100 % effektivitet [3]. En felles betegnelse på slike forsterkere er switch mode power amplifiers (SMPAs). I SMPAs, som realiseres før høye frekvenser, vil man imidlertid ikke kunne oppnå 100 % effektivitet. Grunnen til dette er ikke-ideelle effekter i komponentene, også kalt parasitter. På tross av disse parasittiske effektene er det mulig å lage SMPAs som har god effektivitet også ved høye frekvenser. Klasse F og invers klasse F er eksempler på SMPAs som kan levere god effektivitet ved slike frekvenser. I [4] rapporteres det om en klasse F forsterker, designet med senterfrekvens på 2 GHz i GaN-teknologi, som oppnår 85,5 % PAE med en utgangseffekt på 16,5 W. I de siste årene har særlig bruken av invers klasse F i høyfrekvente applikasjoner fått mye oppmerksomhet. I [5–9] blir det gjort analyser, forsøk, eller simuleringer som demonstrerer fordeler med invers klasse F forsterkere.

I denne oppgaven skal det forsøkes å designe og konstruere forsterkere basert på en 6 W GaN transistor fra Cree [10] samt klasse F og invers klasse F prinsippene. Forsterkerne skal designes på 0,508 mm Rogers RO4003 substrat [11], med senterfrekvens på 2G Hz. Forsterkernes egenskaper skal simuleres, måles og sammenlignes. Målet med oppgaven er å undersøke egenskapene til 6 W transistoren fra Cree samt hvor gode resultater det er mulig å oppnå ved hjelp av simulert load-pull og en stor-signalmodell for transistoren. Rapporten er strukturert slik at den først tar for seg generell forsterkerteori og de forskjellige delkretsene en forsterker er bygget opp av. Deretter blir design- og måleprosessen forklart, og til slutt blir resultatene presentert og diskutert.

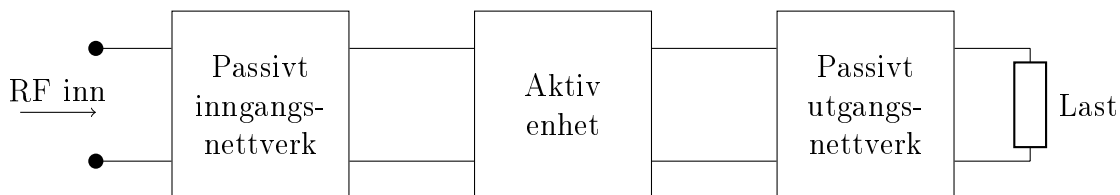


## 2. Teori

Dette kapitlet tar for seg ulike emner som danner grunnlaget for oppgaven. Kapitlet er delt inn i 5 deler, hvor det i den første delen blir gitt en generell oversikt over de forskjellige delnettverkene en forsterker er bygget opp av samt at det blir sett på noen viktige definisjoner og parametere. Videre tar del to for seg komponentene og substratet som blir brukt i oppgaven. Del 3 tar for seg begrepet ledevinkel og gir en kort beskrivelse av klasse A-, AB-, B- og C-forsterkere. Videre blir teorien bak klasse F og invers klasse F forsterkere sett nærmere på. Del 4 går dypere inn i designteorien bak delnettverkene og foreslår metoder som kan følges når disse nettverkene skal designes. Tilslutt det sett kort på kalibrering av måleinstrumenter og gitt en kort beskrivelse av hvordan 2-ports kalibrering av en nettverksanalysator fra Agilent utføres.

### 2.1 RF-forsterkeren

RF-forsterkeren bruker DC-strøm til å tilføre effekt til et allerede eksisterende signal. En RF-forsterker kan deles inn i tre deler, den aktive enheten eller transistoren, og to passive nettverk. De passive nettverkene er koblet til henholdsvis den aktive enhetens inngang og utgang som vist i figur 2.1. Nedenfor blir det forklart kort hva oppgaven til de forskjellige delene er.



Figur 2.1: Oppbygningen av en ettrinns RF-forsterker

#### 2.1.1 Aktiv enhet

Den aktive enhetens egenskaper avhenger av på hvilken transistorteknologi som brukes. Ulike teknologier har forskjellige egenskaper med tanke på utgangseffekt, frekvensområde, linearitet osv. Derfor velges transistorene som brukes i RF-forsterkere etter kravene som er angitt i design spesifikasjonene. Som nevnt ovenfor tilfører forsterkeren effekt til et allerede eksisterende signal, dette er det den aktive delen av forsterkeren som gjør.

## 2.1.2 Passivt nettverk på inn- og utgang

De passive nettverkene på inn- og utgangen til den aktive komponenten består av flere mindre nettverk som er viktige for at forsterkeren skal oppfylle designkravene på best mulig måte. Designen av de passive nettverkene er ofte det som tar lengst tid i en PA designprosess. De har også stor innvirkning på operasjonen til forsterkeren. Nedenfor er det gitt en kort beskrivelse av disse nettverkene og hva de gjør, mens selve designprosessen er beskrevet i et senere kapittel.

### Forspenningsnettverk

Oppgaven til forspenningsnettverket er å tilføre DC-spenning til transistorens gate og drain, slik at den blir forspent i riktig operasjonsmodus. Det er ofte ønskelig at forspenningsnettverket belaster RF-stien minst mulig, men i noen tilfeller brukes forspenningsnettverket som en del av matchenettverket slik at designet blir mer kompakt. Forspenningsnettverket realiseres ofte ved bruk av passive komponenter og/eller linjer.

### Stabilisering

Ustabilitet fører ofte til at man får uønskede oscillasjoner. Slike oscillasjoner forekommer ikke nødvendigvis rundt operasjonsfrekvensen, de kan for eksempel forekomme ved harmoniske komponenter eller frekvenser ned mot 0 Hz. Slike oscillasjoner kan føre til en rekke uønskede effekter som for eksempel økt støy, interferens, uønskede modulasjoner og ofte overbelastning og skade på den aktive komponenten [12]. Oscillasjoner kan forekomme av mange grunner, [12] beskriver noen av disse fenomenene og hva man kan gjøre for å unngå disse.

### Matchenettverk

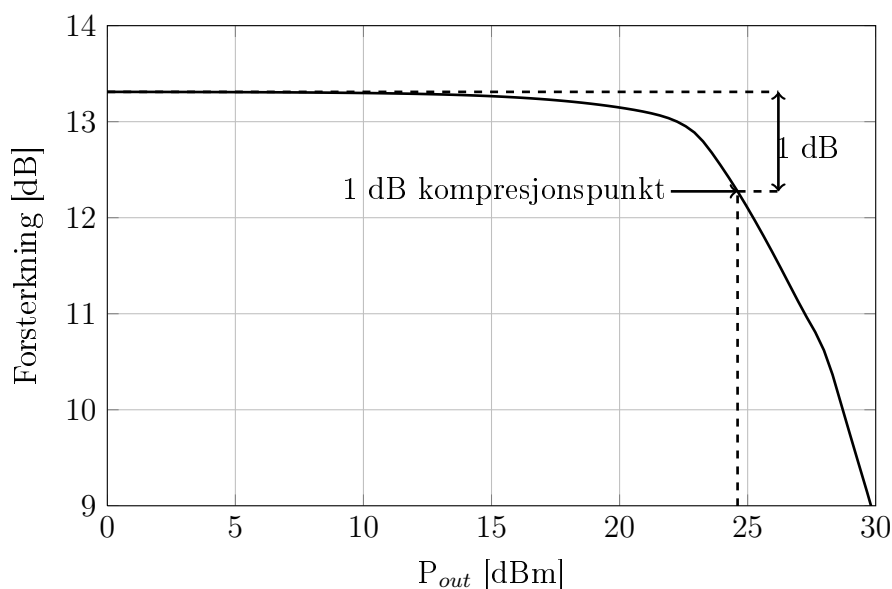
Matchenettverkene utfører en impedanstransformasjon mellom den aktive komponenten, kilde- og lastmotstanden. Målet med denne impedans transformasjonen er å forandre den lasten transistoren ser, slik at man kan oppnå for eksempel maksimal effektivitet. Forskjellen mellom matchenettverket på inn- og utgangen er at inngangen ofte blir matchet for god effektoverføring, mens utgangen matches slik at kravene til forsterkeren møtes. For eksempel en gitt forsterkning, maksimal effektivitet (PAE), maksimal utgangseffekt. For å realisere disse nettverkene brukes ofte passive komponenter, linjer eller en kombinasjon av begge.

## 2.1.3 Viktige definisjoner og parametre

### Kompresjonspunkt

Det er vanlig at ulineære enheter, blant annet effektforsterkere, får større tap ved økende inngangssignal [13]. Ved en gitt utgangseffekt vil forsterkningen ha falt med en gitt verdi i forhold til maksimalverdien. Denne utgangseffekten kalles da et kompresjonspunkt. Det er ofte vanlig å referere til 1 dB, 2 dB eller 3 dB kompresjonspunktet til en effektforsterker. Det er de utgangs- eller inngangseffektene hvor for-

sterkningen har falt med henholdsvis 1 dB, 2 dB eller 3 dB i forhold til maksimal verdi. Figur 2.2 viser et eksempel på hvordan 1 dB kompresjonspunktet er definert. Ikke alle effektforsterkere har en flat forsterkningskurve som den vist i figur 2.2. Det vanlig at forsterkere laget i GaN-teknologi har rippel i forsterkningskurven. Definisjonen av kompresjonspunktet blir da litt vanskeligere, og det er heller ingen fasit på hvordan man kommer fram til det. Maks forsterkning kan for eksempel regnes fra gjennomsnittet av minimum og maksimum rippel, eller som beskrevet ovenfor at det regnes fra maksimumspunktet.



Figur 2.2: Illustrasjon av 1dB kompresjonspunkt

## Forsterkning

Forsterkningen i en forsterker er definert som forholdet mellom inngangseffekten og utgangseffekten, og måles ofte i desibel (dB). Inngangseffekten er den effekten som er tilgjengelig fra kilden, mens utgangseffekten er den effekten som leveres til lasten. Utgangseffekten beregnes ut fra spenningen over lasten ved grunnharmonisk frekvens ( $f_0$ ). Ligning 2.1 og 2.2 viser hvordan forsterkningen og utgangseffekten kan regnes ut. Denne typen forsterkning kalles også *transducer power gain*.

$$G = \frac{P_{Ut}}{P_{Kilde}} \quad (2.1)$$

$$P_{Ut} = \frac{1}{2} \Re(V_{Ut} \cdot I_{Ut}^*) \Big|_{f=f_0} \quad (2.2)$$

## Effektivitet

Effektiviteten til en forsterker er et mål på forsterkerens evne til å konvertere strøm, levert fra strømkilden, til RF-effekt levert til lasten. Det finnes flere måter å måle

forsterkerens effektivitet på, dette avsnittet tar for seg de to vanligste måtene å måle effektiviteten på.

Hvis effekten som tilføres forsterkeren fra DC-kilden skrives som  $P_{DC}$  og effekten forsterkeren leverer til lasten skrives som  $P_{Last}$ , definerer [14] effektiviteten som,

$$\eta = \frac{P_{Last}}{P_{DC}}. \quad (2.3)$$

Den tilførte effekten,  $P_{DC}$ , består av to bidrag og kan skrives som,

$$P_{DC} = V_g \cdot I_g + V_d \cdot I_d. \quad (2.4)$$

Fordi  $I_d \gg I_g$  vil  $V_d \cdot i_d \gg V_g \cdot i_g$ , slik at ligning 2.4 kan forenkles til

$$P_{DC} \approx V_d \cdot I_d. \quad (2.5)$$

På grunn av dette kalles ofte ligning 2.3 for drain-effektivitet. Svakheten til denne metoden å måle effektiviteten på er at den ikke tar hensyn til RF-effekten som blir tilført forsterkeren. Det finnes derimot en annen måte å regne ut effektiviteten til en forsterker på, som tar hensyn til dette. Denne formen for effektivitet kalles for Power Added Efficiency eller PAE. Fordi denne metoden å regne ut effektiviteten på inkluderer tilført RF-effekt gir det et bedre mål på effektiviteten til forsterkeren [14]. Systemdesignere bruker gjerne denne måten å regne ut effektiviteten til en forsterker, fordi den tar hensyn til all effekt som tilføres forsterkeren [2]. PAE er definert som [14],

$$\eta_{PAE} = PAE = \frac{P_{Last} - P_{Inn}}{P_{DC}} = \frac{P_{Last}}{P_{DC}} \left(1 - \frac{1}{G}\right). \quad (2.6)$$

Nærmere inspeksjon av ligningene ovenfor viser at i en teoretisk forsterker, med uendelig forsterkning, vil drain effektivitet og PAE være det samme. Derimot i reelle forsterkere vil alltid drain effektiviteten være høyere enn PAE.

### AM/AM- og AM/PM-konvertering

Det ulineære forholdet mellom inngangseffekten og utgangseffekten, som er gjeldene i alle forsterkere kalles ofte AM/AM-konvertering (*eng. AM/AM-convesion*). Bakgrunnen for navnet er at det er en konvertering av amplitudemodulasjonen tilgjengelig på inngangen og den modifiserte amplitudemodulasjonen på utgangen av forsterkeren [15]. Dette ulineære forholdet fører til at det genereres IMD-produkter.

En annen effekt som er tilstedeværende er en konvertering fra amplitudemodulasjon på inngangen til fasemodulasjon på utgangen. Dette er kjent som AM/PM-konvertering (*eng. AM/PM-convesion*). I reelle forsterkere vil amplitudemodulasjon på inngangen av forsterkeren føre til fasemodulasjon på utgangen. Fasen på utgangen av forsterkeren, som følge av dette, er regnet ut i [15]. Det resulterende spektrumet vil oppføre seg som et fasemodulert signal med en sinusformet bærebølge. Dette vil innføre IMD-produkter.

En reell forsterker vil ha både AM/AM- og AM/PM-konvertering. Dette kan føre til asymmetri i IMD-produktene, fordi de øvre og nedre IMD-produktene som stammer fra AM/AM-konverteringen er i fase med utgangsfasen. Men IMD-produktene



som stammer fra AM/PM-konverteringen kan variere med  $180^\circ$ , konsekvensene av dette nærmere beskrevet i [15].

## Minneeffekter

Minneeffekter er til stede i enhver PA. Minneeffekter er ytterligere kilde til ulineær oppførsel som ofte ikke er tatt høyde for i forsterkermodeller, og representerer en feilkilde når man simulerer forvrengningskarakteristikken til en forsterker [2]. Minneeffekter kan komme av følgende 3 ting. Dynamiske termiske effekter, utilsiktet modulasjon av spenningskilden og trapping-effekter (*eng. trapping effects*). Disse effektene og tiltak til hva som kan gjøres for å minimere disse er beskrevet nærmere i [2].

## 2.2 Komponenter og substrat

### 2.2.1 Transistor

Transistoren som benyttes i denne oppgaven er en gallium nitrid high electron mobility transistor (GaN HEMT) fra Cree (CGH40006P). I simuleringsdelen av oppgaven brukes det en storsignalmodell for transistoren som også er laget av Cree, som angir følgende egenskaper for transistoren [10].

- Operasjon opp til 6 GHz
- 13 dB småsignalforsterkning ved 2 GHz
- 11 dB småsignalforsterkning ved 6 GHz
- 8 W utgangseffekt ved  $P_{inn} = 32$  dBm
- 65 % effektivitet ved  $P_{inn} = 32$  dBm
- 28 V operasjon

Transistorer som er laget i GaN-teknologi har stort bånd gap som fører til høy effekttetthet og høy drift spenning. GaN-teknologi har en økning i effekttettheten på 10 til 20 ganger i forhold til GaAs-teknologi. Denne suverene effekttettheten fører til at GaN-komponenter er mindre og har mindre kapasitans ved samme operasjon, dette betyr at transistorer laget i denne teknologien kan operere over en større båndbredde. Den høye drift spenningen gjør også at GaN-transistorer er veldig effektive. I tillegg til høy effektivitet og effekttetthet har GaN-transistorer bygget på silisiumkarbid substrat 10 ganger bedre termisk ledningsevne enn GaAs [16].

### 2.2.2 Kondensator

De fleste kondensatorene brukt i designet er 0603-komponenter fra Johansons S-serie (R14S). Disse keramiske overflatekondensatorene er designet for høyeffekt RF-applikasjoner, og har høy Q-faktor med NP0 (Negative-Positive zero) temperaturkarakteristikk. Fordelen med keramiske kondensatorer, fremfor viklede foliekondensatorer, er at de har lavere induktans. Dette gjør at de egnes godt til høyfrekvente

applikasjoner. Q-faktor er et mål på hvor tapsfri en kondensator er. Hvis Q-faktoren er høy betyr det at kondensatoren har lite tap. Modeller til bruk i simuleringer er tilgjengelig på produsentens hjemmeside [17].

### 2.2.3 Motstander

Motstandene benyttet i designet er standard 0603 overflatemonterte metallfilm-motstander.

### 2.2.4 Microstripsubstrat

I denne oppgaven blir det brukt et 0,508 mm RO4003 substrat fra Rogers. De viktigste parametrene til substratet er angitt i tabell 2.1. Disse verdiene inkluderes i substratmodellen (MSUB) ved simuleringer i ADS. Dette substratet egner seg spesielt godt ved høye frekvenser på grunn av lavt dielektrisk toleranse og tap. De elektriske egenskapene til substratet er stabile når frekvensen endres. Dette gjør at substratet også egner seg godt for bredbåndige design. Ytterligere informasjon om substratet kan finnes i databladet [11].

Tabell 2.1: Microstripsubstratparametere

Dielektrisk konst. ( $\epsilon_r$ )	Lederhøyde (h)	Subst-tykkelse (H)	Tapsfaktor ( $\tan \delta$ )
3,55	38 $\mu\text{m}$	0,508 mm	0,0021

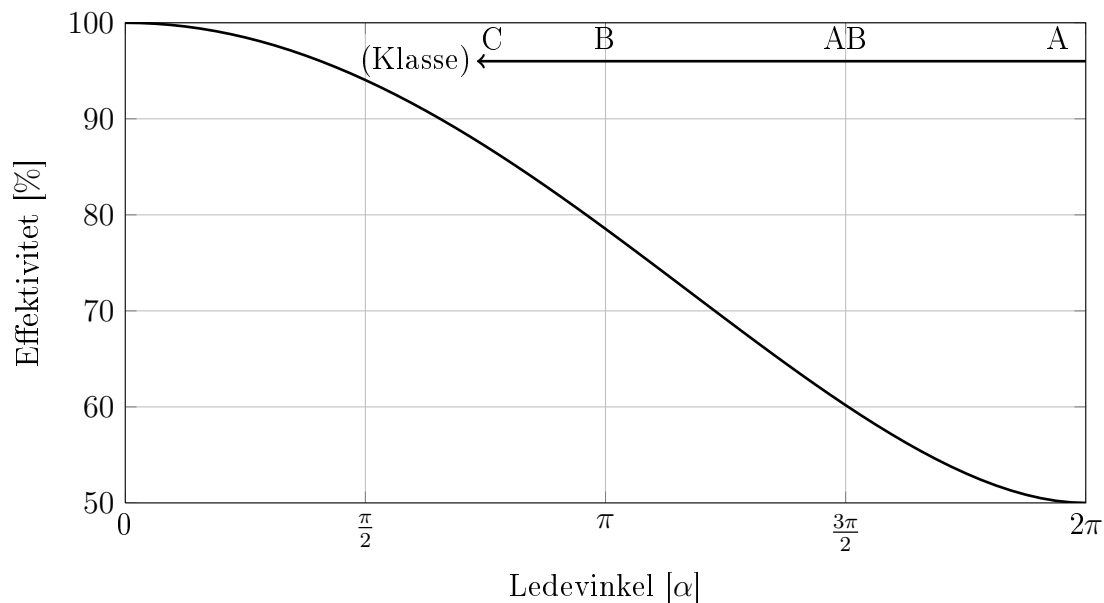
## 2.3 Forsterkerklasser

Effektforsterkere kan deles inn i to hovedgrupper, lineære og ulineære effektforsterkere. Klasse A, AB og klasse B er eksempler på kjente lineære effektforsterkere, det som skiller disse effektforsterkerne er primært hvordan de forspennes. Lineære forsterkere er særlig populære i applikasjoner der linearitet er en nødvendighet. Ulempen med lineære effektforsterkere er at god linearitet går på bekostning av effektivitet, derfor begrenser dette bruken av denne typen effektforsterkere til laveffektapplikasjoner. I motsetning til de lineære effektforsterkerne, kan de ulineære oppnå god effektivitet, men som navnet antyder, har denne typen forsterkere dårlige linearitetsegenskaper. På tross av dårlige linearitetsegenskaper kan slike forsterkere brukes i applikasjoner som bruker konstant envelopemodulasjon, for eksempel FSK, PSK og CDMA. De mest vanlige ulineære effektforsterker klassene er klasse D, E og F. Klasse D og E bruker svitsjetechnik, mens klasse F bruker harmonisk tuning.

### 2.3.1 Forspenning og ledevinkel

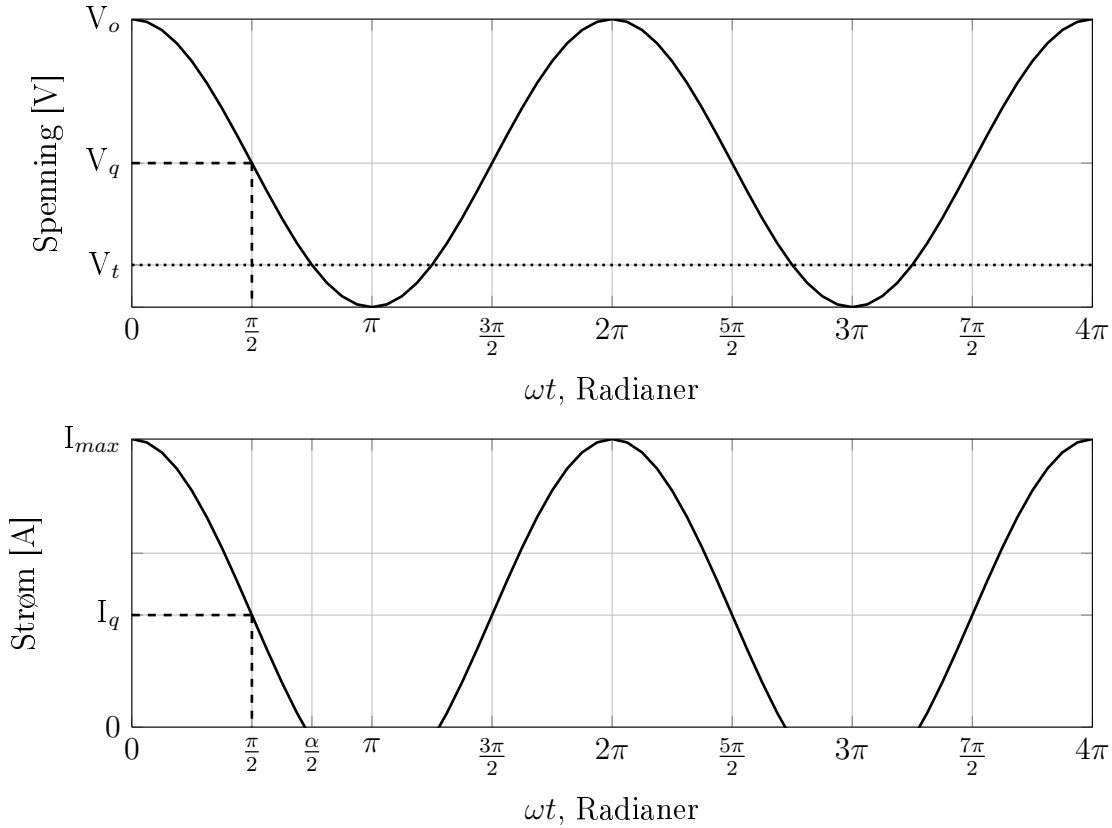
Forspenningen av en transistor blir valgt ut fra hva forsterkeren skal brukes til, og er en viktig del av designet. Når transistoren forspennes settes arbeidspunktet til transistoren. Arbeidspunktet bestemmer tomgangsstrømmen som går igjennom transistoren når det ikke er påtrykket noe signal på inngangen av transistoren. Valget av arbeidspunkt bestemmer ledevinkelen,  $\alpha$ , til forsterkeren, og er et mål på hvor

stor del av inngangssignalets periode forsterkeren leder, og leverer effekt til lasten. Figur 2.3 viser hvordan effektiviteten til en forsterker avhenger av ledevinkelen, samt hvordan forsterkerklassene er definert.



Figur 2.3: Effektivitet som funksjon av ledevinkel

En klasse A forsterker har en ledevinkel på 360°. Det vil si at forsterkeren leder under hele perioden av inngangssignalet. Ved å senke gatespenningen kan ledevinkelen reduseres, det vil si at transistoren forspennes nærmere “cut off”. Et tilstrekkelig stort RF-signal på inngangen av transistoren ( $V_{inn}$ ), vil nå kunne føre til at spenningen svinger under terskelspenningen ( $V_t$ ) til transistoren i den negative perioden av signalet og deler av strømkurven klippes. For at strømmen skal svinge opp til  $I_{maks}$  i en forsterker som opererer med redusert ledevinkel, må inngangssignalet økes i forhold til klasse A tilfellet.



Figur 2.4: Strømkurve for redusert ledevinkel

Figur 2.4 illustrerer hvordan strømmen ser ut i en transistor som opererer med redusert ledevinkel. For deler av signalet på inngangen vil transistoren være slått av, det betyr at ettersom ledevinkelen reduseres vil også DC-strømmen reduseres. Fordi transistoren ikke leder i hele perioden til inngangssignalet, vil det også genereres harmoniske komponenter. I [2] blir det gjort en Fourier-analyse av hvilken effekt redusert ledevinkel har på alle harmoniske komponenter. Amplituden til DC-komponenten og de  $n$ -te harmoniske komponentene, for en gitt ledevinkel, kan finnes ved å løse henholdsvis ligning 2.7 og 2.8.

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{I_{maks}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} (\cos \theta - \cos(\frac{\alpha}{2})) d\theta \quad (2.7)$$

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{I_{maks}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} (\cos \theta - \cos(\frac{\alpha}{2})) \cos(n\theta) d\theta \quad (2.8)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{maks}}{2\pi} \cdot \frac{2 \sin(\frac{\alpha}{2}) - \alpha \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \quad (2.9)$$

$$I_1 = \frac{I_{maks}}{2\pi} \cdot \frac{\alpha - \sin \alpha}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \quad (2.10)$$

Løsningen av disse ligningene for de komponentene av størst viktighet, DC-komponenten og den grunnharmoniske, er presentert i ligning 2.9 og 2.10. Nærmere

analyse av disse ligningene viser at DC-komponenten avtar monotont, når ledevinkelen minker. En interessant observasjon er klasse B tilfellet, hvor  $\alpha = \pi$ . Da er DC- og den grunnharmoniske komponenten gitt av ligning 2.11 og 2.12. Hvis man sammenligner disse resultatene med klasse A tilfellet, gitt i ligning 2.13 og 2.14, er det klart at det er mulig å redusere DC-komponenten, uten at dette har innvirkning på den fundamentale RF-komponenten. Dette betyr at effektiviteten øker fra  $\eta = \frac{1}{2}$  i klasse A operasjon, til  $\eta = \frac{\pi}{4}$  i klasse B operasjon. For ledevinkler lavere enn  $\pi$  (klasse C) vil DC-komponenten forsette å synke, men amplituden til den grunnharmoniske komponenten vil også begynne å synke i forhold klasse A tilfellet. Dette betyr at effektiviteten øker, men at man også vil få en dårligere *power utility factor* (PUF), det vil si at det leveres mindre effekt til lasten, sammenlignet med klasse A tilfellet.

$$I_{DC} (\text{Klasse B}) = \frac{I_{maks}}{\pi} \quad (2.11)$$

$$I_1 (\text{Klasse B}) = \frac{I_{maks}}{2} \quad (2.12)$$

$$I_{DC} (\text{Klasse A}) = \frac{I_{maks}}{2} \quad (2.13)$$

$$I_1 (\text{Klasse A}) = \frac{I_{maks}}{2} \quad (2.14)$$

### 2.3.2 Klasse A

I en klasse A forsterker er operasjonspunktet valgt slik at det alltid går strøm gjennom transistoren, dette tilsvarer en ledevinkel på  $360^\circ$ . Transistoren opererer derfor alltid i det lineære området av karakteristikken og signalet vil påføres minimal forvregning. I klasse A forsterkere vil strømmen som går igjennom transistoren være den samme som trekkes fra DC-kilden. Det er vanlig å forspenne transistoren i midten av den lineære regionen. Arbeidspunktet velges slik at strømmen gjennom transistoren er  $\frac{I_{maks}}{2}$ , hvor  $I_{maks}$  er den maksimale strømmen levert til lasten. En forsterker som opererer i klasse A har maksimal teoretisk effektivitet på 50 %. Det vil si at mye av den leverte effekten går over til varme, altså er det viktig å ta hensyn til kjøling av forsterkeren. Denne typen forsterkere egner seg godt i design hvor linearitet er et vesentlig krav.

### 2.3.3 Klasse B

Arbeidspunktet til en forsterker som opererer i klasse B, er valgt slik at det ideelt sett går null strøm gjennom lasten ved null inngangssignal. Dette arbeidspunktet gjør at transistoren kun leder i en halv inngangssyklus. I overgangene der transistoren skues av og på vil det innføres ulineariteter i signalet, men fordi forsterkeren kun leder i en halv periode kan den oppnå en maksimal effektivitet på 78,5 %. På tross av ulinearitetene som innføres har en klasse B forsterker gode linearitetssegenskaper

### 2.3.4 Klasse AB

En klasse AB forsterker opererer mellom operasjonsområdene til klasse A og klasse B forsterkere. Dette betyr at en klasse AB forsterker ikke har et bestemt arbeidspunkt med en bestemt maksimal effektivitet og linearitet. Parameterne vil være en mellomting mellom det som kan oppnås i klasse A og B. Hvis forsterkeren forspennes nær klasse B sies det at forsterkeren opererer i dyp klasse AB. Fordelen med å forspenne forsterkeren i dyp AB er at god effektivitet kan oppnås samtidig som lineariteten er vesentlig bedre enn i klasse B. Dette kommer av at det går en liten strøm gjennom transistoren når signalet på inngangen er lavere enn terskelspanningen til transistoren. Denne strømmen minsker ulinearitetene som ellers ville oppstått hvis transistoren hadde operert i klasse B. Gode linearitets- og effektivitets-egenskaper gjør forsterkere som opererer i klasse AB til en populær forsterkertype for RF-design.

### 2.3.5 Klasse C

I motsetning til de tidligere nevnte forsterkerklassene kan ikke forsterkere som opererer i klasse C betraktes som lineære forsterkere. Det som karakteriserer en slik forsterker er at den er forspent slik at det er null strøm på utgangen i mer enn halve perioden til inngangssignalet. Dette innfører store ulineariteter, men gir til gjengjeld veldig god effektivitet.

### 2.3.6 Svitsje-forsterkere

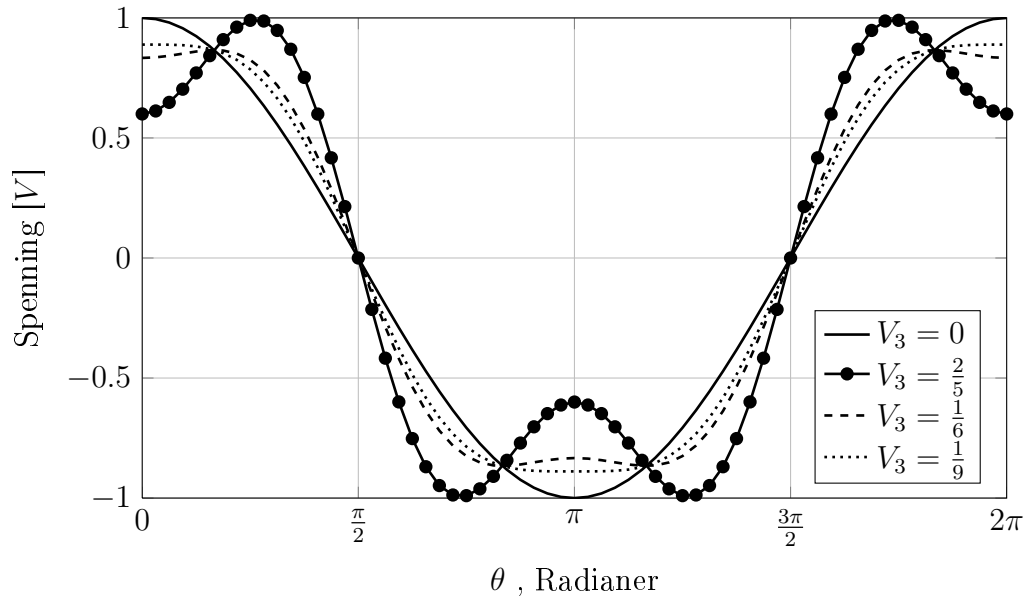
Fordelen med Svitsje-forsterkere (*eng. switch mode*) fremfor de tidligere nevnte klassene er at teoretisk sett kan disse oppnå 100 % drain effektivitet [18]. Grunnen til dette er at transistorens indre strøm- og spenningskurvene ikke overlapper, slik at ingen effekt går tapt. Slike forsterkere kalles svitsje forsterkere, fordi transistoren brukes som en bryter og ikke som en lineær strømkilde som i klasse A, AB, B og C. Et annet karakteristisk trekk ved denne typen forsterkere er at enten strøm- eller spenningskurven ikke har en sinusform. Neste avsnitt tar for seg to typer svitsje forsterkere, klasse F og invers klasse F.

### 2.3.7 Klasse F

En av hovedforskjellene mellom lineære og ulineære effektforsterkere er at de lineære effektforsterkerne har en sinusformet spenning på utgangen av transistoren mens de ulineære har en mer firkantet kurveform på utgangen. En slik spenningsform kan gi gevinst i form av effektivitet og utgangseffekt, men dette går på bekostning av linearitet [2]. I klasse F effektforsterkere brukes harmonisk tuning til å forme spenningen på utgangen av transistoren. Dette gjøres ved å legge til harmoniske komponenter av riktig amplitude og fase til den fundamentale komponenten. Spenningen på utgangen av transistoren vil da bli flatere og gå mot en firkantpuls. Kun odde harmoniske komponenter brukes for å forme spenningen på utgangen av transistoren. Grunnen til dette er at en firkantpuls kan bygges opp av kun odde harmoniske komponenter.

Dette kan vises ved å Fourier-rekkeutvikle en firkantpuls. I [19] er dette gjort og resultatet er vist i ligning 2.15.

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \quad (2.15)$$



Figur 2.5: Effekten av å legge tredjeharmoniske til en sinuskurve

Figur 2.5 viser effekten av å legge til tredjeharmoniske komponenter til en sinuskurve. Det er tydelig at effekten av å legge til en tredjeharmonisk komponent, med riktig amplitude, vil føre til at topp-til-topp-svinget (*eng. peak-to-peak swing*) reduseres i forhold til den fundamentale komponenten. I applikasjoner der den fundamentale komponenten har maksimalt tillatt sving, vil tilføyelse av en tredjeharmonisk komponent tillate økning av amplituden til den fundamentale komponenten. Dette fører direkte til økt effekt og effektivitet, hvis det antas at den fundamentale strømmen og DC-tilførselen ikke blir påvirket av at det genereres lave tredjeharmoniske spenninger. Dette er vist matematisk nedenfor.

Hvis vi definerer RF-spenningen som

$$v(\theta) = V_1 \cdot \cos(\theta) - V_3 \cdot \cos(3\theta) \quad (2.16)$$

kan det vises at for verdier der

$$\frac{V_3}{V_1} < \frac{1}{9} \quad (2.17)$$

er det fortsatt kun en topp, hvor amplituden er gitt av

$$V_{pk} = (V_1 - V_3). \quad (2.18)$$

For verdier av den tredjeharmoniske som er større enn  $\frac{V_1}{9}$  begynner kurveformen å skyte over (*eng. overshoot*) og få dobbel topp. Ettersom amplituden til  $V_3$  øker vil maks verdien til kurveformen forsette å synke, frem til

$$\frac{V_3}{V_1} < \frac{1}{6}. \quad (2.19)$$

Ved dette punktet vil kurvetoppen nå sitt minimum, som er gitt av

$$V_{pk} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_1. \quad (2.20)$$

Generelt sett vil en verdi av  $V_3$  mellom null og ca.  $\frac{V_1}{2,5}$  gi en spenning med amplitude lavere enn den originale  $V_1$ . Amplituden til spenningen er gitt av faktoren  $\kappa$ , som har minimumsverdien  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Den lavere amplituden til spenningskurven fører til følgende: Hvis maksimal til-latt amplitude er gitt av  $V_{maks}$ , kan amplituden til den grunnharmoniske komponenten økes fra

$$V_1 = V_{maks} \quad (2.21)$$

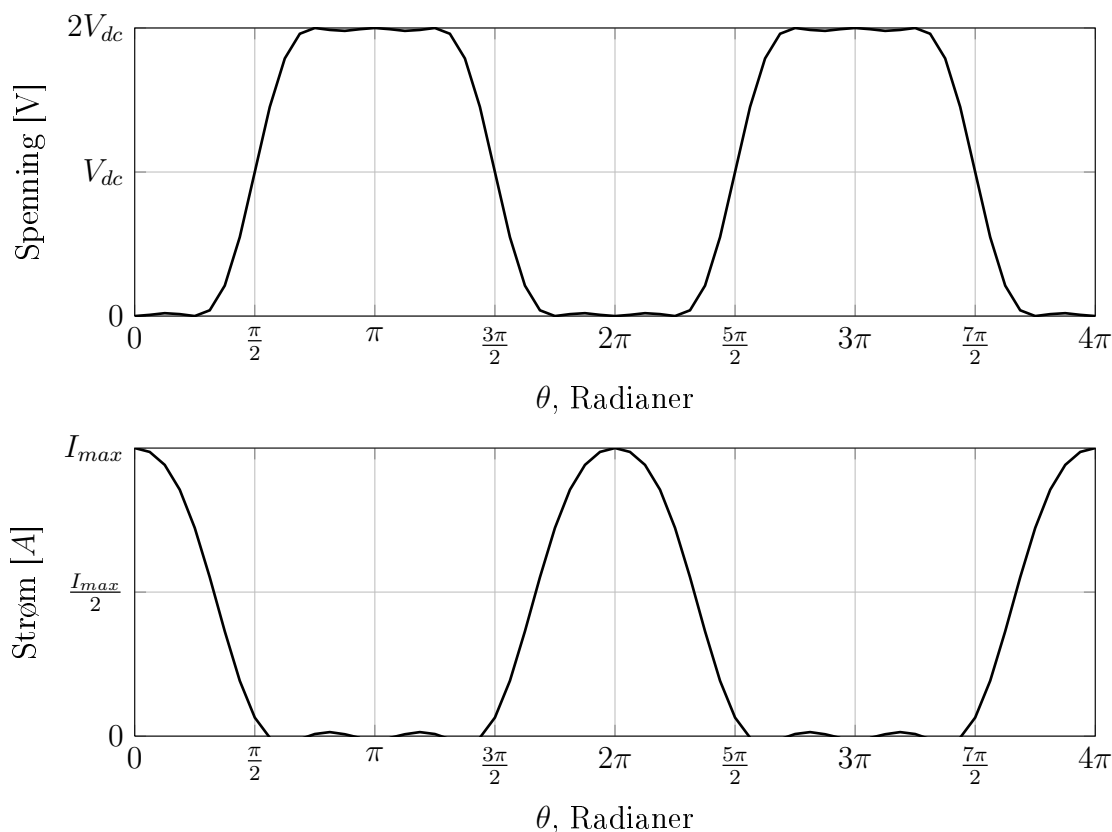
til en høyere verdi gitt av

$$V_1 = \frac{V_{maks}}{\kappa}. \quad (2.22)$$

Som nevnt ovenfor fører dette direkte til økt effekt, hvis vi antar at DC-tilførselen og fundamentalstrømmen ikke blir påvirket av små mengder tredjeharmonisk effekt. Økningen i effekt er gitt av  $\kappa^{-1}$  og tilsvarer ca. 0,6 dB i det optimale tilfellet. Hvis DC-tilførselen er uendret, vil en økning i fundamentaleffekt også føre til en økning av effektiviteten. Økningen i effektivitet vil, som økningen i fundamental effekt, være gitt av  $\kappa^{-1}$ . Dette kan sees ut fra ligning 2.4.

I tilfellet der  $\frac{V_3}{V_1} = \frac{1}{9}$  og  $\kappa = \frac{8}{9}$  er spenningskurven maksimal flat. Dette fører til en økning av RF-effekten med 0,5 dB og en effektivitet på 88,4 %, når transistoren er forspent til å operere i klasse B [2]. I dette tilfellet har RF-strømkurven en halvbølgelikerettet sinusform. En forsterker som har en slik RF-strømkurve og en RF-spenning som er en maksimal flat tredjeharmonisk tunet sinuskurve, har fått betegnelsen klasse F forsterker. Figur 2.6 illustrerer spenning og strømkurvene i en slik forsterker. Fordi klasse F navnet er relativt nytt, er ikke den presise definisjonen på en klasse F forsterker like allment akseptert som klasse A, AB, B og C forsterkere [2].





Figur 2.6: Klasse F strøm- og spenningskurveformer

### Klasse F med flere harmoniskekomponenter

Spenningen på utgangen av transistoren kan gjøres mer firkantet ved å legge til høyere ordens odde harmoniske komponenter. Maksimal flat kurveform representerer det optimale tilfellet for metning av transistoren mens den leder maksimum strøm. Betingelsene for maksimal flat kurveform er utledet i [3]. Som i eksempelet ovenfor, hvor kun en harmonisk komponent ble brukt, vil ikke maksimal effektivitet og utgangseffekt forekomme når kurveformen er maksimal flat [20]. Ved å tilføre høyere ordens harmoniske komponenter blir matematikken for å finne betingelsene for best mulig effekt og effektivitet vanskeligere. For å finne Fourier-koeffisientene for maksimal effekt og effektivitet settes for enkelhets skyld amplituden til den grunnharmoniske komponenten til en. Amplituden til de harmoniske komponentene justeres slik at kurven avtar raskest mulig. Ved å sette kurvens minimum til null oppnås minimum forsyningspenning for maksimal utgangseffekt. Dette minimaliserer tilført DC-effekt som igjen fører til maksimering av effektiviteten. Effekten de harmoniske komponentene har på kurveformen, er som nevnt tidligere, at kurveformen vil tendere mot en firkantpuls. Den flate kurveformen minimaliserer amplituden til spenningen, dette fører til maksimal effektoverføring for et gitt antall harmoniske komponenter. Dette betyr at maksimal effektivitet og levert utgangseffekt inntreffer for de samme Fourier-koeffisientene [20]. Hvordan disse Fourier-koeffisientene kan finnes er forklart nedenfor.

De optimale Fourier-koeffisientene forandrer seg med antallet harmoniske kom-

ponenter som inkluderes. Dette betyr at det ikke finnes en bestemt verdi for hver harmonisk komponent som er den optimale for maksimal effektivitet og utgangseffekt. Altså må antallet harmoniske komponenter som skal inkluderes bestemmes før Fourier-koeffisientene regnes ut. Spenningen kan uttrykkes på den generelle formen vist i ligning 2.23, hvor  $V(\theta)$  må være større en null. Den deriverte av spenningen er vist i ligning 2.24.

$$V(\theta) = 1 - \sum_{r=1}^m v_{2r-1} \cdot \sin((2r-1) \cdot \theta) \quad (2.23)$$

$$\frac{dV(\theta)}{d\theta} = \sum_{r=1}^m (2r-1) \cdot v_{2r-1} \cdot \cos((2r-1) \cdot \theta) \quad (2.24)$$

$$\theta_k = \frac{k \cdot \pi}{m+1}, k = 1 \rightarrow m \quad (2.25)$$

[21] viser at det finnes et unikt sett med nullpunkter som gir maksimal tillatelig verdi av den fundamentale spenningskomponenten  $V_1$ , som er gitt av ligning 2.25. For disse nullpunktene er spenningen og den deriverte av spenningen gitt av

$$V(\theta) = 0 \rightarrow 1 = \sum_{r=1}^m v_{2r-1} \cdot \sin((2r-1) \cdot \vec{\theta}_k) \quad (2.26)$$

$$\frac{dV(\theta)}{d\theta} = 0 \rightarrow 0 = \sum_{r=1}^m (2r-1) \cdot v_{2r-1} \cdot \cos((2r-1) \cdot \vec{\theta}_k). \quad (2.27)$$

Hvor  $\theta_k$  er

$$\theta_k = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_m]^T \quad (2.28)$$

Ligningssystemet kan skrives på matrisform ( $\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b}$ ) og løses numerisk ved bruk av for eksempel Matlab. Matrisene er presentert i ligning A.1, A.2 og A.3. Løsningen av dette ligningssystemet gir koeffisientene for maksimal utgangseffekt og effektivitet for et bestemt antall harmoniske komponenter. Tabell 2.2 viser de optimale koeffisientene for opp til den 7. harmoniske komponenten, med tilhørende økning i utgangseffekt og effektivitet (klasse B operasjon).

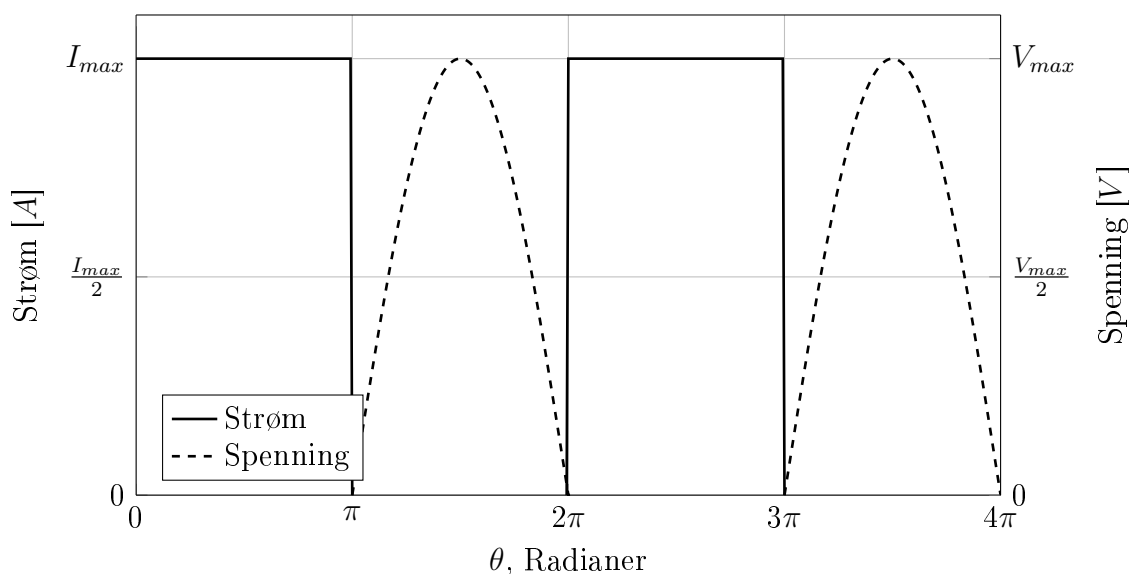
Tabell 2.2: Optimal spenningskurveform for  $m = 1$  til 4

m	$v_1$	$v_3$	$v_5$	$v_7$	Effekt	$\eta$
1	1	—	—	—	0 dB	78,50
2	1,1547	0,1925	—	—	0,6247 dB	90,69
3	1,2071	0,2803	0,0732	—	0,8175 dB	94,81
4	1,2311	0,3265	0,1231	0,0359	0,9028 dB	96,69

Tabellen viser at man kan få en relativt god økning i effektivitet og utgangseffekt ved å benytte harmonisk tuning. Men ettersom antallet harmoniske komponenter øker vil gevinsten begrenses, samtidig som kompleksiteten til kretsen vil øke. Det er derfor viktig å tenke på dette når en klasse F forsterker skal designes.

### 2.3.8 Invers klasse F

Invers klasse F forsterkere fungerer på relativt lik måte som klasse F forsterkere. Hovedforskjellen på de to klassene er hvordan de harmoniske komponentene blir terminert. I invers klasse F forsterkere ser transistoren åpen krets for like harmoniske og kortslutning for odde harmoniske. Dette fører til at den indre strømkurven i transistoren vil ha form som en firkantpuls, mens spenningen vi se ut som en halvbølgesinus. Disse kurveformene er det motsatte av kurveformene i en klasse F forsterker. Figur 2.7 viser hvordan strøm- og spenningskurvene for en ideell invers klasse F forsterker ser ut.



Figur 2.7: Strøm- og spenningskurver for en ideell invers klasse F forsterker

Ved høye frekvenser kan ikke transistoren betraktes som ideell på grunn av blant annet parasittiske kapasitanser i transistoren. I slike tilfeller har invers klasse F forsterkere bedre potensiale for høy effektivitet enn klasse F. Dette kommer av kurveformen til drainstrømmen og drainspenningen til de respektive forsterkerne. Hvis man sammenligner strømkurvene til de to forsterkerklassene er det åpenbart at strømkurven i invers klasse F forsterkere, som tilnærmer en firkantspenning, har en lavere amplitude enn strømkurven i en klasse F, som har en halvbølgesinus form. På grunn av dette blir mindre effekt tapt i periodene der drain-spenningen har minimumsutslag, fordi det blir mindre spenningstap over de parasittiske motstandene i transistoren. Utslaget dette har på effektiviteten kan beregnes ut fra ligning 2.29 og 2.30, som er hentet fra [7]. Her blir det antatt at forsterkerne opererer slik at de har samme fundamentale utgangseffekt for samme forspenning på drain. Disse ligningene viser at effektiviteten til de respektive forsterkerklassene kan avvike fra hverandre på grunn av de forskjellige knespenningene (*eng. knee voltage*), som oppstår på grunn av forskjellig  $I_{maks}$ . Det er imidlertid også viktig å ta hensyn til at drain-spenningskurven i en invers klasse F forsterker vil ha en høyere amplitude enn i klasse F, dette fører til at det er nødvendig å bruke en transistor med høyere

sammenbruddsspenning (*eng. breakdown voltage*). [7] og [6] er eksempler på noen artikler som demonstrerer fordelene ved invers klasse F forsterkere.

$$\eta(\text{Klasse } F) = 100 \frac{(V_{DC} - R_{on}) \cdot i_{d,peak}}{V_{DC}} (\%) \quad (2.29)$$

$$\eta'(\text{Klasse } F^{-1}) = 100 \frac{(V_{DC} - R_{on}) \cdot i'_{d,peak}}{V_{DC}} (\%) \quad (2.30)$$

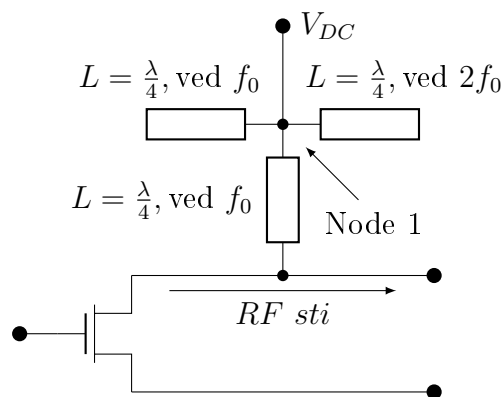
## 2.4 Designteori

I denne delen blir det sett nærmere på designteorien for de forskjellige delnettverkene i effektforsterkeren, samt hvordan disse kan implementeres i et CAD (computer aided design) verktøy.

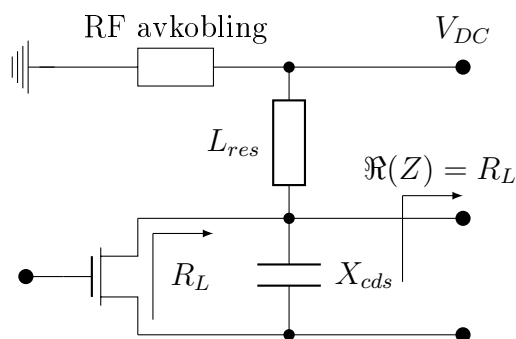
### 2.4.1 Forspenningsnettverk

I de fleste forsterkerdesign er effekt som lekker ut i forspenningsnettverket effekt som går tapt og fører til at effektiviteten til forsterkeren går ned. I tillegg til at vi taper effekt kan DC-kilden bli ødelagt hvis det lekker RF-effekt inn i den. Derfor er det viktig å designe forspenningsnettverket slik at minst mulig RF-effekt lekker inn i nettverket og tilbake til DC-kilden. Det finnes flere måter å designe forspenningsnettverket på, for eksempel kan nettverket designes slik at det har minst mulig påvirkning på RF-stien i kretsen. Dette kan gjøres ved å bruke en kvartbølgelinje ( $\frac{\lambda}{4}$ ), ved grunnharmonisk frekvens, til å føre inn DC-spenningen. Et slikt nettverk er avbildet i figur 2.8. I dette nettverket danner microstripstubbene en virtuell jord i node 1. Kvartbølgelinjen mellom denne noden og RF-stien transformerer den virtuelle jorden slik at signaler ved grunnharmonisk og odde harmoniske frekvenser ser åpen krets inn i forspenningsnettverket. Like harmoniske frekvenskomponenter vil oppfatte kvartbølgelinjen som en kortslutning til jord. Dette fører til at forspenningsnettverket belaster RF-stien minimalt og de like harmoniske komponentene blir kortsluttet til jord samtidig som DC-spenning kan tilføres kretsen med minimalt tap. Ettersom ingen komponenter er ideelle vil noe effekt kunne lekke gjennom kvartbølgelinjen og inn til DC-kilden. For å være sikker på at det ikke lekker noen effekt inn til kilden kan det settes inn kondensatorer mellom node 1 og DC-kilden, som kortslutter denne effekten til jord.

En annen måte å designe forspenningsnettverket på er å bruke det som en del av tilpassningsnettverket. [2] gir et eksempel på fordelaktig bruk av denne metoden hvor utgangskapasitansen til transistoren transformerer lastlinje impedansen i feil retning. Dette fører til at utgangs tilpassings nettverket må utføre en større impedans transformasjon. Forspenningsnettverket kan da designes slik at det fungerer som en spole i resonans med utgangskapasitansen til transistoren, slik at den uønskede effekten fra transistorens utgangskapasitans fjernes. Denne typen forspenningsnettverk kan også brukes til andre formål enn som en spole. For eksempel kan den brukes som en del av et bredbåndig matchnettverk [2]. Figur 2.9 er en illustrasjon av et slikt nettverk.



Figur 2.8: Forspenningsnettverk implementert med kvartbølge linje som DC-innførsel



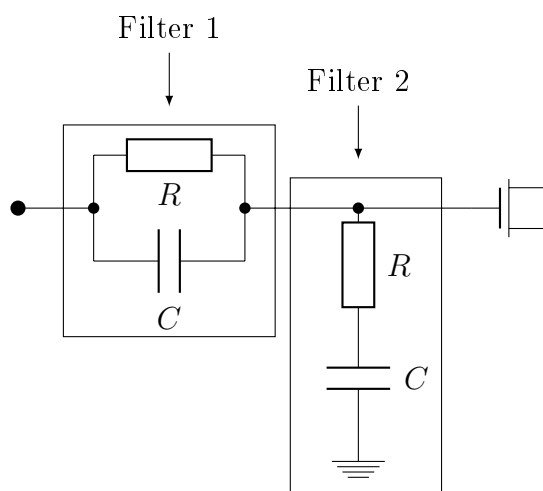
Figur 2.9: Forspenningsnettverk implementert som en del av matchenettverket

## 2.4.2 Stabilisering

Stabilitet er en essensiell del av forsterkerdesignet. Hvis forsterkeren ikke er stabil og det ikke blir gjort noe for å stabilisere den kan dette få fatale følger for transistoren. [14] definerer to typer stabilitet, betinget og ubetinget stabilitet. For at en forsterker skal være ubetinget stabil må den være stabil for alle frekvenser og kan da brukes trygt i alle applikasjoner. Hvis forsterkeren kun er stabil for noen frekvenser er den betinget stabil, dette betyr at forsterkeren kun kan brukes i frekvensområdene hvor den er stabil, ellers kan den begynne å oscillere. Det finnes to metoder å kontrollere om en forsterker er ubetinget stabil på, K- $\Delta$ - og  $\mu$ -test. Fordelen med  $\mu$ -testen er at den sier noe om hvor stabil forsterkeren er og kan brukes til å verifisere stabilitet for hele systemer. Hvis  $\mu$  er større enn 1 er forsterkeren ubetinget stabil, høyere verdier av  $\mu$  antyder større stabilitet.  $\mu$ -testen er utledet og kan finnes i [14]. I designverktøyet ADS, kan stabilitetsfaktorene plottes, dette gjør at designeren lett kan se om forsterkeren er stabil, eller i hvilke frekvensområder den er ustabil.

En forsterker er vanligvis ikke stabil uten at designeren har gjort noe for å stabilisere den på de ønskede frekvensene. Stabiliseringen gjøres ved for eksempel negativ tilbakekobling eller ved å legge inn tap i kretsen ved de frekvensene hvor transistoren er ustabil. Dette kan gjøres ved å sette inn en motstand i kretsen, denne fører til tap for alle frekvenser. Hvis transistoren kun er ustabil i visse deler av båndet man

skal bruke, kan filtre brukes til å stabilisere. En motstand i parallell eller serie med en kondensator er eksempler på en slik type stabilisering. Figur 2.10 er et eksempel på hvordan stabiliseringen av en forsterker ved hjelp av 2 filtre kan se ut. Filtrene innfører kun tap ved de ønskede frekvensene og stabiliserer transistoren. Stabilisering av forsterkeren vil påvirke egenskapene på en negativ måte, for eksempel ved tap i forsterkning, men er nødvendig for at forsterkeren skal fungere på ønsket måte.



Figur 2.10: Stabilisering ved hjelp av 2 filtre

### 2.4.3 Load-pull

Load-pull og source-pull er en målemetode hvor impedansen på inn- og utgangen til en effektförsterker varieres samtidig som man måler parametere som forsterkning, utgangseffekt, effektivitet, osv. Load-pull egner seg særlig godt til å karakterisere storsignal egenskapene til transistorer og effektförsterkere [1]. Load-pull-målinger gjør det mulig å finne de optimale lastene til en transistor for en gitt parameter, for eksempel maksimal forsterkning eller effektivitet. I denne oppgaven blir det kun tatt i bruk simulert load-pull, derfor blir kun teori som er relevant for simuleringsoppsettet forklart her. Mer teori om load-pull systemer vises finnes i [22] og [1].

Figur B.4 viser et simuleringsoppsett implementert i ADS hvor man individuelt kan sette refleksjonskoeffisienten effektförsterkeren ser ved  $f_0$ ,  $2f_0$  og  $3f_0$ . Ideelle butterworthfiltre med lite passbånd og null demping blir brukt, slik at de harmoniske komponentene kan varieres uavhengig av hverandre. Ideelle faseskifttere blir brukt til å kontrollere fasen til refleksjonskoeffisienten, mens motstanden kontrollerer amplituden. Fasen og amplituden til refleksjonskoeffisienten kan settes i simulatoren, slik at load-pull simuleringer kan utføres. Dette simuleringsoppsettet er hentet fra [1].

#### Fremgangsmåte for simulert load-pull

Når transistoren er stabil og et godt inngangsnettverk er designet, kan load-pull simuleringer utføres. Dette gjøres ved å sveipe effekten på inngangen, mens refleksjonskoeffisienten til de harmoniske varieres. Først settes  $2f_0$  og  $3f_0$  til  $50 \Omega$ , mens  $f_0$

tunes til det optimale punktet, for eksempel maksimal effektivitet.  $f_0$  låses så i det optimale punktet, deretter tunes  $2f_0$  på samme måte. Når man tuner  $2f_0$  kan det hende at man finner to punkter i Smithdiagrammet som gir gode resultater. Hvis dette skjer er det stor sannsynlighet for at det ene punktet tilsvarer klasse F operasjon, og det andre invers klasse F. Hvis man ikke har kunnskap om de indre parasittiske komponentene i transistoren, er det vanskelig å vite hvilket punkt som tilsvarer klasse F og invers klasse F operasjon. Videre låses  $2f_0$  i ett av de optimale områdene, og  $3f_0$  tunes på samme måte. Når de optimale punktene er funnet, fintunes de harmoniske i den samme rekkefølgen. Når dette er gjort har man kommet fram til de optimale lastene for transistor modellen. Deretter må det lages et tilpassningsnettverk som gjengir denne lasten på best mulig måte. Tilpassningsnettverket kan for eksempel lages ved å simulere refleksjonskoeffisienten,  $S_{11}$ , til load-pull nettverket og lage et matchenettverk som har de samme refleksjonskoeffisientene.

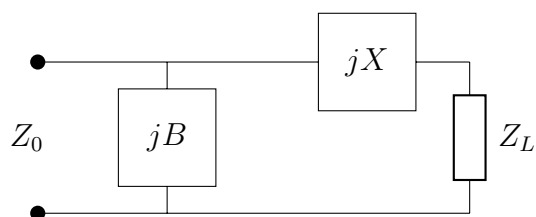
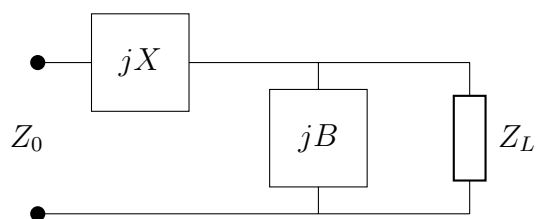
## 2.4.4 Matching

Etter at forsterkeren er stabilisert kan man begynne å designe inngang og utgangsmatchingen. Som nevnt ovenfor kan en forsterker matches for forskjellige parametere avhengig av hva man skal bruke den til. Den kan for eksempel designes for å gi en bestemt forsterkning, minimal støy, maksimal forsterkning eller maksimal PAE. Kravene til disse parameterne er som oftest gitt i designspesifikasjonen. Inn- og utgangsmatchenettverket designes slik at disse kravene oppfylles. Ideelle matchingsnettverk kan regnes ut matematisk hvis s-parameterne til kretsen er kjent. Hvordan dette gjøres er nærmere beskrevet i [14]. Det finnes mange forskjellige måter å designe matchingsnettverk på, to av disse er presentert nedenfor.

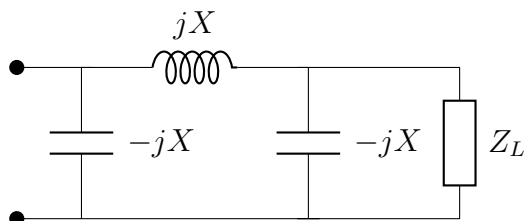
Det enkleste tilpassningsnettverket kalles ofte to komponents tilpassningsnettverk eller L-nettverk. Figur 2.11 viser de to mulige typene L-nettverk som finnes, plasseringen av spolen og kondensatoren (eventuelt transmisjonslinjer og stubber) kan varieres ettersom hvilken verdi lastimpedansen har. Det er ofte to mulige løsninger på et matchingsproblem, designeren kan da velge den løsningen som passer best til designet. Ved høye frekvenser kan det være relativt vanskelig å implementere kondensatorer og spoler, derfor brukes gjerne transmisjonslinjer og stubber for høye frekvenser [14].

Hvis de ønskede resultatene ikke kan oppnås med kun to komponenter, kan nettverket utvides med flere komponenter, til for eksempel et  $\pi$  tilpassningsnettverk.  $\pi$  nettverk egner seg godt som utgangsmatchenettverk. Et slikt nettverk kan for eksempel brukes til å minimalisere innvirkningen til utgangskapasitansen til transistoren ved å sette inn en kondensator med større kapasitans i parallell med utgangen til transistoren. På denne måten vil kondensatoren med størst kapasitans dominere parallellkoblingen og effektene av utgangskapasitansen til transistoren dempes. Et symmetrisk  $\pi$  nettverk er vist i Figur 2.12. En av egenskapene til et slikt nettverk er at det bedre gjengir oppførselen til en kvartbølgetransmisjonslinje, over en større båndbredde, enn et tokomponentnettverk [2]. Designligningene til et slikt nettverk er gitt i ligning 2.31.

$$R_T \cdot R_O = X^2 \quad , \quad X = X_C = X_L \quad (2.31)$$



Figur 2.11: L-matchenettverk



Figur 2.12:  $\pi$ -matchenettverk

Når et matchenettverk skal designes i et CAD verktøy, for eksempel ADS, kan det være lurt å ta utgangspunkt i et av nettverkene ovenfor, og modifisere disse etter behov. For eksempel ved bruk av tune eller optimaliseringsfunksjonen. Hvis det har blitt utført simuleringer slik at de optimale parameterne til matchenettverkene er kjent, kan s-parameterne legges inn som optimaliseringsmål og optimalisering utføres.

### 2.4.5 DC-blokk

DC-blokken kan ha to formål i en forsterkerkrets. Det mest vanlige er at den blokkerer DC-spenningen slik at man ikke får DC-spenning ut til RF-input og output. I kretser der det brukes parallellresonatorer for å kortslutte harmoniske komponenter til jord, er det viktig at det blir brukt en DC-blokk slik at resonatorinduktansen ikke kortslutter DC-kilden [2].

En DC-blokk kan realiseres enkelt ved for eksempel å bruke en kondensator. Det er viktig at DC-blokken har minst mulig innvirkning på RF-signalet, dette kan oppnås ved at man velger en kondensator som har resonans ved RF-frekvensen. Når kondensatoren er i resonans har den minimal serieresistans, dette kan sees ut fra ligning 2.32. Ligningen viser hvordan kondensatorens impedans er avhenging av frekvens, når det imaginære leddet er lik null vil kondensatoren være i resonans. Da er impedansen til motstanden rent reell og den vil belaste RF-signalet minst mulig.



$$Z = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2.32)$$

## 2.5 Kalibrering

Når man foretar målinger med måleinstrument, for eksempel en nettverksanalysator, kan det forekomme mange typer feil, noen av disse feilene kan elimineres ved å kalibrere instrumentet. Slike feil kalles systematiske feil og kan komme av forskjellige typer tap eller feil i måleinstrumentet. Når man foretar 2 ports kalibrering av en nettverksanalysator brukes det en kalibreringsmetode som heter SOLT, navnet kommer av de kalibreringskomponentene som brukes. Denne kalibreringsmetoden eliminerer 12 systematiske feil, 6 refleksjonsfeil (på port 1 og 2) og 6 transmisjonsfeil (fra port 1 til 2 og port 2 til 1). De to andre hovedtypene feil som kan forekomme når man gjør målinger kalles tilfeldige feil og driftfeil. Tilfeldige feil kan komme av for eksempel støy og kan ikke elimineres med kalibrering, men de kan reduseres ved å måle flere ganger og midle resultatene. Driftfeil kan heller ikke fjernes og kan komme av temperaturendringer etter kalibrering. Hvis temperaturen endres mye under målingsprosessen kan det være lurt å kalibrere på nytt.

Kalibrering av et måleinstrument blir gjort for å forsikre at målingene som blir gjort er korrekte. Prosessen varierer fra instrument til instrument, men prinsippet bak kalibreringen er det samme. Når man kalibrerer et instrument gjøres det målinger på komponenter som er nøye karakterisert på forhånd (standardkomponenter). Deretter sammenlignes de målte resultatene med de resultatene man egentlig skulle oppnådd ved måling på disse komponentene, feilen regnes ut og kompenseres for. Nedenfor er det forklart hvordan man utfører kalibrering av en nettverksanalysator.

Når man kalibrerer en nettverksanalysator brukes det et sett med standardkomponenter, som nevnt ovenfor brukes disse til å eliminere forskjellige systematiske feil. Når man utfører 1 ports kalibrering bruker man 3 standard komponenter, Short, Open og Load. For å utføre 2 ports kalibrering trenger man en fjerde komponent som kalles Through. Selve kalibreringsprosessen av en nettverksanalysator er ikke så veldig komplisert fordi måleinstrumentet som regel har en veiledning som forteller brukeren hva som må gjøres. Kalibreringsprosessen for en Agilent nettverksanalysator (modell E8364B) er beskrevet nedenfor.

Først må frekvensområdet kalibreringen skal gjøres for settes, når dette er gjort trykker man på Calibration på nettverksanalysatoren. Velg Calibration Wizard og Unguided Calibration: Use Mechanical Standards. Så velger man full 2 ports kalibrering, dette gjøres ved å velge Full SLOT 2-port (1,2) det er også viktig at man haker av for Chose Calibration Kit slik at man kan fortelle nettverksanalysatoren hvilket kalibrerings sett man bruker. Når dette er gjort kan man koble til de forskjellige kalibreringskomponentene og trykke på den tilhørende knappen i kalibreringsveiledningen, og velg om kalibreringskomponenten har hun eller han konnektor. Når alle kalibreringskomponentene er målt, er kalibreringen ferdig.



## 3. Metode

I dette kapitlet blir arbeidet som er utført presentert. Kapitlet er delt inn i 3 deler, først blir designet av forsterkerne beskrevet. I dette delkapitlet blir designet av hvert delnettverk beskrevet, samt at det blir redegjort for valgene som blir tatt. Videre forklares det i del 2 hvordan små- og storsignalsimuleringene ble utført, samt hvordan utlegget ble generert og forsterkerne realisert. Til slutt blir måleprosessen forklart.

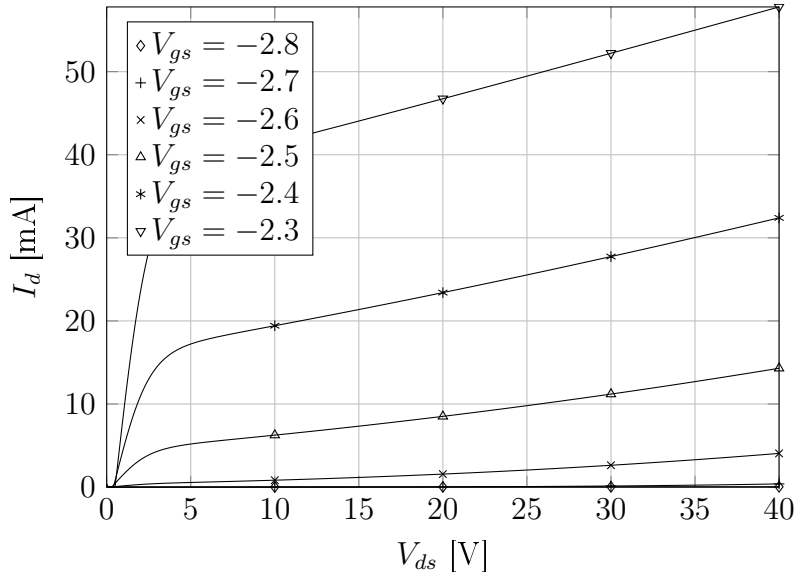
### 3.1 Designprosessen i ADS

#### 3.1.1 Arbeidspunkt

Klasse F og invers klasse F forsterkere kan betraktes som optimalt lastede klasse B forsterkere. Derfor velges gjerne arbeidspunktet i slike forsterkere nærme klasse B operasjon. En forsterker som opererer i klasse B har ideelt sett null tomgangsstrøm, dette kan føre til ulineariteter i terskelområdet hvor transistoren begynner å lede. I praksis er det vanlig å velge et arbeidspunkt der det går litt tomgangsstrøm, for å unngå disse ulinearitetene. På dette grunnlaget ble arbeidspunktet til forsterkerne valgt slik at de opererer i dyp klasse AB. For å finne forspenningspunktet ble designguiden FET I-V Curves, Class A Power, Eff. Load, Gm vs. Bias benyttet [23]. Denne designguiden plottet blant annet IV kurver for transistoren som simuleres. 28 V drainspenning ble valgt på bakgrunn av [10], og gatespenningen ble valgt til -2,5 V, dette tilsvarer en tomgangsstrøm på 11 mA. Senere i designprosessen ble det besluttet å øke tomgangsstrømmen litt slik at forsterkeren kunne levere mer effekt. Gatespenningen ble derfor forandret til -2,45 V noe som tilsvarer 18 mA tomgangsstrøm. Figur 3.1 viser de simulerte IV-kurvene.

#### 3.1.2 Forspenningsnettverk

DC-forspenningsnettverket var det første passive delnettverket av forsterkeren som ble designet. Det ble valgt et design der forspenningsnettverket skulle belaste RF-stien minst mulig, som beskrevet i teorikapitlet. Kvartbølgestubbene ble designet slik at grunnharmonisk, andre harmonisk og tredjeharmonisk ble tilfredsstillende terminert. Først ble de initielle verdiene til kvartbølgestubbene funnet ved hjelp av LineCalc verktøyet i ADS. Den karakteristiske impedansen og den elektriske lengden ble satt til  $50 \Omega$  og  $90^\circ$ , for henholdsvis 2- og 4 GHz. Lengden til kvartbølgestubben (ved 2 GHz) mellom stubbene og RF-stien ble funnet på samme måte som stubbene. Den karakteristiske impedansen til denne linjen ble satt til ca.  $65 \Omega$ , dette tilsvarer



Figur 3.1: Simulerte IV-kurver

en linje bredde på ca. 0,7 mm. Bakgrunnen for dette valget er at en linje med høyere karakteristisk impedans vil belaste RF-stien mindre, og øke båndbredden til forspenningsnettverket. Det vil si at inngangsimpedansen til nettverket er høy over et større frekvensområde. Deretter ble det utført s- og z-parameter simuleringer på stubbene og linjen, testbenken er vist i figur B.1. Simuleringene viste at linjelengdene måtte tunes litt slik at nettverket skulle oppnå høyest mulig inngangsimpedans ved grunn- og tredjeharmonisk frekvens og best mulig avkobling til jord av andreharmonisk. For å oppnå best mulig resultat ble optimaliseringsverktøyet i ADS brukt. Optimaliseringen ble gjort trinnvis, det vil si at først ble det optimalisert på linjelengden til linjen og stubben som er en kvart bølgelengde lang ved  $f_0$ . Optimaliseringsmålet ble satt slik at  $Z_{11}$  skulle bli høyest mulig rundt  $f_0$  og  $3f_0$ , slik at inngangsimpedansen til forspenningsnettverket blir så stor som mulig for disse frekvensene. Så ble det optimalisert på linjelengden til stubben som er en kvart bølgelengde lang ved  $2f_0$ . Optimaliseringsmålet ble da satt slik at  $Z_{11}$  var lavest mulig rundt  $2f_0$ , slik at best mulig avkobling til jord ble oppnådd. Optimaliseringsmålene er gjengitt i tabell 3.1.

Tabell 3.1: Optimaliseringsmål for forspenningsnettverket

Paramater	Mål	Frekvensområde	Vekting	Trinn
$\text{mag}(Z_{11})$	$> 1000$	1,95–2,05 GHz	1	1
$\text{mag}(Z_{11})$	$> 1000$	5,95–6,05 GHz	0,5	1
$\text{mag}(Z_{11})$	$< 3$	3,95–4,05 GHz	1	2

Det ble valgt å bruke 3 avkoblingskondensatorer mellom DC-kilden og stubbene i forspenningsnettverket. Kondensatorene ble plassert så nære stubbene som mulig, med de minste kondensatorene nærmest, for å få best mulig jord i det punktet. Det ble valgt en kondensator på 10 pF for å ta seg av eventuelle høye frekvenser som kan lekke igjennom nettverket. To kondensatorer på henholdsvis 1 nF og 1  $\mu\text{F}$  ble valgt

for å ta seg av eventuelle lavere frekvenser. I designet ble modellen fra Johanson for 10  $\mu\text{F}$  kondensatoren brukt. Det fantes ingen modell for 1 nF kondensatorer, så det ble forsøkt å lage en modell for denne ved å parallellkoble 10 stk. 100 pF Johanson kondensatorer. Den største kondensatoren ble utelatt fra simuleringene. Dette nettverket danner basisen for forspenningsnettverkene som brukes i designene, både som forspenning på gate og drain. Det endelige designet og de tilhørende simuleringresultatene er presentert i figur C.1 og C.2. De resterende komponentene i nettverket har ingen spesiell funksjon, de er kun med av layoutmessige årsaker.

Det var nødvendig å gjøre noen forandringer på forspenningsnettverket på gate når transistoren skulle stabiliseres, samt at drain forspenningsnettverket ble brukt som en del av utgangsmatchen. Tilpassningene som ble gjort er kommentert i de aktuelle delene nedenfor.

### 3.1.3 DC-blokk

Ettersom transistoren er forspent med en drainspenning på 28 V, kan spenningen over DC-blokken bli relativt høy. Det er derfor viktig at kondensatoren som brukes tåler denne spenningen. I følge [24] tåler Johanson kondensatorene 250 V, dette betyr at disse kondensatorene trygt kan brukes i som DC-blokk i dette designet. Testbenken i figur B.2 ble brukt til å simulere s- og z-parameterne til et utvalg av Johanson kondensatorer. Til slutt falt valget på en 12 pF kondensator, fordi den har resonansfrekvens ved 2 GHz, noe som betyr kondensatoren vil ha minimal påvirkning på signaler ved denne frekvensen. Simuleringresultatene av 12 pF kondensatoren er presentert i figur C.3.

### 3.1.4 Stabilisering

For å oppnå ubetinget stabilitet, ble transistoren simulert i designguiden S-Params., Noise Fig., Gain, Stability, Circles, and Group Delay [23]. Forspenningsnettverket som ble beskrevet ovenfor ble brukt som forspenning på gate, men fordi load-pull-simuleringer skulle utføres på utgangen av transistoren, ble det brukt en ideell bias tilføringskomponent på drain. Denne komponenten heter DC\_Feed i ADS. DC-blokken beskrevet ovenfor ble brukt på inn- og utgangen i disse simuleringene. Linjer som var nødvendige for blant annet påloddning av transistoren og DC-blokk ble satt inn i kretsen før simuleringene ble utført, slik at inngangen av transistoren ble representert så nøyaktig som mulig.

Uten noen form for stabilisering på inngangen er  $\mu$ -faktoren mindre enn 1 for alle frekvenser under 3,9 GHz. Først ble det forsøkt å stabilisere transistoren med kun ett filter mellom inngangen og transistoren. Mange kombinasjoner av motstander og kondensatorer ble forsøkt, men det viste seg at ett filter ikke kunne stabilisere transistoren for alle frekvenser opp til 7 GHz. De fleste kombinasjonene som ble forsøkt stabiliserte transistoren mellom 1 og 2,5 GHz, men ikke for lavere frekvenser, eller frekvenser mellom 2,5 og 4 GHz. Ettersom transistoren ikke kunne stabiliseres med ett filter, ble det forsøkt å bruke to filter, ett mellom inngangen og transistoren, og ett fra RF-stien til jord. Mange filterkombinasjoner ble prøvd ut, og det ble etter hvert funnet noen filterkombinasjoner som egnet seg til å stabilisere transistoren.

Ettersom denne formen for stabilisering gjør at inngangsnettverket til forsterkeren blir relativt komplekst, ble det besluttet å prøve en siste form for stabilisering før ett endelig nettverk ble valgt. Nettet som ble forsøkt besto av et filter mellom inngangen og transistoren, samt en motstand mellom RF-stien og DC-innførselen. Igjen ble det prøvd ut mange kombinasjoner, og til slutt ble det funnet ett nettverk som egnet seg til å stabilisere transistoren. Dette nettverket viste seg å gi gode resultater både med tanke på stabilitet og tilgjengelig forsterkning, samtidig som det var mindre komplekst. Det ble besluttet å bruke dette nettverket som stabiliseringskrets for transistoren. Det endelige stabiliseringsnettverket er presentert i figur C.4. Filteret består av en 0,8 pF kondensator i parallell med en 27  $\Omega$  motstand. Motstanden mellom RF-stien og DC-innføringen er 120  $\Omega$ . Figur C.5 viser simuleringsresultatene gjort på transistoren med dette nettverket. Valget av dette nettverket førte til at det måtte gjøres endringer i gate-forspenningsnettverket. For at det skulle være plass til å lodde på motstanden ble det lagt til en innsnevring (eng. *taper*) på enden av kvartbølgen. For å kompensere for innsnevringen ble forspenningsnettverket optimalisert på nytt.

### 3.1.5 Load-pull

Før load-pull-simuleringene ble utført ble det satt opp en testbenk som blant annet inkluderte load-pull-testebenken hentet fra [1]. Testbenkene er presentert i figur B.3 og B.4. Transistoren ble simulert med DC-blokk, forspenningsnettverk og stabilisering på inngangen. I tillegg til komponentene som ble tatt i bruk under stabiliseringsprosessen ble load-pull-oppsettet, som er beskrevet i teorien, satt på utgangen av systemet. Prober for å måle strøm og spenninger ble satt inn i testbenken, slik at PAE og utgangseffekt lett kunne plottes. Effekten på inngangen ble sveipet fra 1 til 33 dBm.

For å bli vant til hvordan load-pull-systemet fungerte og verifisere at det fungerte, ble tuneverktøyet i ADS brukt til å variere utgangsimpedansen til systemet. Når dette var gjort, og systemet så ut til å fungere ble det forsøkt å bruke optimaliseringsverktøyet til å finne de optimale utgangsimpedansene til systemet. Denne metoden viste seg å være veldig tidkrevende, samtidig var det vanskelig å sette gode optimaliseringsmål ettersom det var mange faktorer/parametere som måtte tas hensyn til. Noen av problemene med denne fremgangsmåten var at 1 dB kompresjonspunktet flyttet seg ettersom utgangsimpedansen ble forandret. Dette førte til at det var veldig vanskelig å optimalisere parametere ved 1 dB kompresjon. Hvis optimaliseringen ble utført uten grenser for hvilke utgangseffekter det skulle optimaliseres ved, ble parameterne maksimert når forsterkeren var i dyp kompresjon. Et annet problem var at ytelsen til transistoren var relativt ukjent, bortsett fra det som var oppgitt i databladet. Dette gjorde det også vanskelig å vite hvilke verdier man kunne forvente for blant annet forsterkning, utgangseffekt og PAE, samt påvirkningen disse hadde på hverandre.

Det ble besluttet å finne de optimale impedansene manuelt ved hjelp av tuneverktøyet. Plott for PAE, utgangseffekt og forsterkning ble satt opp. I tillegg ble det satt opp en tabell hvor blant annet PAE og utgangseffekt kunne leses ut for én markørverdi som settes i forsterkningsplottet. Markøren kunne for eksempel stilles

Tabell 3.2: Load-pull resultater

$Z_{f_0}$	$Z_{2f_0}$	$Z_{3f_0}$	PAE	$P_{ut}$
21,10+j35,15 $\Omega$	0,45+j41,20 $\Omega$	1,20+j97,05 $\Omega$	64,27 %	5,70 W
26,65+j13,45 $\Omega$	0,55+j53,60 $\Omega$	3,75+j187,20 $\Omega$	61,81 %	11,60 W

inn slik at tabellen viste parameterverdiene for 1 dB kompresjon. Plottoppsettet er vist i figur B.5. Når plottene var satt opp ble den andre og tredjeharmoniske komponenten satt til 50  $\Omega$ , det vil si at ingen effekt fra disse ble reflektert. Deretter ble den grunnharmoniske komponenten sveipet rundt i smithdiagrammet, og låst i det punktet hvor best PAE ble oppnådd. Deretter ble den andreharmoniske komponenten sveipet. Et område der PAE var maksimert ble funnet, og den andre harmoniske ble låst i midten av dette området. Det samme ble gjort for den tredjeharmoniske komponenten. Etter at det optimale punktet for den tredjeharmoniske var funnet ble de tre harmoniske fintunet, en siste gang. Disse punktene tilsvarer de lastene som maksimerer PAE for transistormodellen.

Ettersom det i denne oppgaven skulle lages en klasse F og en invers klasse F forsterker ble det lett etter andre gode laster for de andre- og tredjeharmoniske komponentene, hvor PAE var høy. Det ble tatt utgangspunkt i punktene som ble funnet ovenfor. Disse punktene viste at best resultater ble oppnådd når refleksjonskoeffisienten for den andre- og tredjeharmoniske var så nære 1 som mulig, derfor ble kun fasen variert. Ettersom fasene ble variert ble det raskt fastslått at, for denne utgangsimpedansen ved grunnharmonisk frekvens, fantes det kun et maksimum for PAE. På bakgrunn av dette ble det besluttet å prøve å variere impedansen til den grunnharmoniske komponenten rundt det området som ga maksimal PAE. De andre harmoniske komponentene ble satt til 50  $\Omega$ , og refleksjonskoeffisienten og fasen til den grunnharmoniske ble tunet. Et punkt som ga spesielt oppsiktsvekkende resultater ble funnet, dette punktet hadde relativt god PAE samtidig som utgangseffekten var veldig høy. Den andre- og tredjeharmoniske ble tunet på samme måte som tidligere, men denne gangen ble de tunet med hensyn på både PAE, og utgangseffekt. Den andreharmoniske komponenten ble tunet for maksimal utgangseffekt, mens den tredjeharmoniske ble tunet for maksimal PAE. Tabell 3.2 viser impedansene som ble funnet ved hjelp av load-pull, samt PAE og utgangseffekt ved 1 dB kompresjon.

### 3.1.6 Matching

Før load-pull-simuleringene ble utført ble småsignalsimuleringer utført på transistoren med stabiliseringsnettverk, DC-blokk og forspenningsnettverk på gate. Resultatene som ble funnet for  $S_{11}$  er vist i figur C.6. Simuleringene viste at  $S_{11}$  var lavere enn -10 dB for 1,37 GHz til 2,81 GHz, samt -19,15 dB ved 2 GHz. Altså fungerte nettverket som allerede var på inngangen godt som et matchnettverk. Det var derfor ikke nødvendig å gjøre noe for å matche inngangen til transistoren. Ettersom det ikke var nødvendig å gjøre noen endringer på inngangen til transistoren, medførte dette at kompleksiteten kunne holdes til et minimum.

Resultatene fra load-pull-simuleringene ble brukt til å lage to utgangsmatchnettverk. Impedansene ble lest ut fra smithdiagrammet i figur B.5, og matchnettverkene

ble forsøkt laget ut fra disse. Det ble laget matchenettverk som hadde tilnærmet de samme impedansene som var funnet, men når disse ble testet i simuleringer viste det seg at de ikke ga de samme egenskapene som det som ble funnet i load-pull-simuleringene. Årsaken til at dette ikke fungerte ble først funnet etter at designet av forsterkerne var ferdig og sendt til produksjon. I teorien skulle det være mulig å designe utgangsnettverket ut fra impedansene som ble funnet i load-pull-simuleringene, men det viste seg at en av ligningsboksene i load-pull-testbenken var satt opp på en feilaktig måte. Dette hadde ikke noe påvirkning på resultatene som var funnet, men det gjorde et utslag på plottingen av punktene i Smithdiagrammet. Dette førte igjen til at impedansene som ble brukt til å lage matchenettverket var feil. Feilen lå i ligningen som ble brukt til å regne ut refleksjonskoeffisienten. Fasen ble tatt inn som grader og ikke radianer og på grunn av dette ble refleksjonskoeffisienten feil.

Problemet ble løst ved å gjøre en-ports småsignalmålinger på load-pull-testbenken og lage et matchenettverk som hadde samme  $S_{11}$  for de aktuelle frekvensene, som load-pull-testbenken. Optimaliseringsverktøyet ble tatt i bruk for å lage matchenettverket, og det ble satt opp individuelle optimaliseringsmål for hver harmoniske. Forspenningsnettverket, som tilfører DC-spenning til drain, ble brukt som en del av matchingen. Dette ble gjort ved å variere lengden på linjen mellom RF-stien og stubbene. Fordi stubbene som er brukt i forspenningsnettverket danner et virtuelt jordingspunkt, vil linjen fungere som en stubb til jord. Impedansmatchingen for andre- og tredjeharmoniske ble utført nærmest transistoren, og den grunnharmoniske ble matchet lengst vekk. Det ble gjort i denne rekkefølgen fordi linjelengden som er nødvendig for å gjøre en impedanstransformasjon er kortere jo høyere frekvens man opererer ved. Dette fører til at en linje som er en kvart bølgelengde lang ved grunnharmonisk frekvens, tilsvarer en halv bølgelengde ved andreharmonisk frekvens. Ved å implementere matchingen av de høyere harmoniske først vil dette påvirke den grunnharmoniske mindre enn hvis det hadde blitt gjort i omvendt rekkefølge.

Først ble nettverket som skulle gi maksimal PAE designet. Det endelige resultatet er avbildet i figur C.7. Det viste seg at det kun var nødvendig å bruke linjen i forspenningsnettverket og en åpen stubb for å oppnå en god match for de andre- og tredjeharmoniske komponentene. Deretter ble det brukt en linje og en åpen stubb for å matche den grunnharmoniske. I utgangsnettverket som skulle gi høy utgangseffekt samt god PAE, ble de samme komponentene brukt, men det viste seg at det var nødvendig med en kort linje mellom inngangen av transistoren og forspenningsnettverket for å oppnå god match for de andre- og tredjeharmoniske komponentene. Dette nettverket er vist i figur C.8. De designede matchenettverkene ble verifisert ved å sammenligne storsignalsimuleringer for forsterkerne, med load-pull-resultatene.

## 3.2 Simuleringer og realisering av forsterkere

### 3.2.1 Små- og storsignalsimuleringer

Det ble satt opp en testbenk for å utføre små- og storsignalsimuleringer på forsterkerne som var designet. I testbenken ble de nødvendige probene satt inn slik at effektivitet og utgangseffekt kunne måles. Testbenken er avbildet i figur B.6. For å



utføre småsignalsimuleringer ble de brukt en Term komponent på inngangen, denne ble erstattet med en P\_1Tone komponent for å utføre storsignalsimuleringer. Under småsignalsimuleringene ble frekvensen sveipet fra 1,5-2,5 GHz med 10 MHz intervall(*eng. step*). Sveipet ble gjort ved bruk av s-parameter simuleringsverktøyet i ADS. Resultatene ble eksportert til S2P-filer. Storsignalmålingene ble utført ved bruk av simuleringsverktøyet for harmonisk balansering(*eng. harmonic balance*). Inngangseffekten ble sveipet fra 0-30 dBm med 1 dBm intervall. Resultatene for effektivitet, utgangseffekt og forsterkning ble eksportert til ASCII-filer.

### 3.2.2 Utlegg

Når utleggene skulle lages ble det startet et nytt design slik at eventuelle endringer som ble gjort i de diverse blokkene ikke skulle påvirke testbenkene som var satt opp. Innholdet i de aktuelle designene ble kopiert inn i dette designet, og satt sammen. De nødvendige endringene ble gjort slik at det var brudd i linjene der komponenter skulle loddes inn og transistoren limes. Når dette var gjort ble utleggene generert, og stedene der fresemaskinen skulle skjære i kretskortet ble markert. Fordi transistoren skulle limes fast i kjøleribben ble det også markert et hull der transistoren skulle sitte. Dimensjonene til hullet ble hentet fra [10]. Utleggene ble så eksportert til gerber format og send til produksjon.

Når utleggene kom tilbake fra produksjon ble det lagt merke til at linjene ikke var jevne i kantene slik de burde være. Årsaken til at dette var at fresen til fresemaskinen hadde blitt sløv under freseprosessen. Etter konsultasjon med veileder ble det bestemt at dette ikke nødvendigvis ville påvirke egenskapene så mye. Det ble derfor besluttet å bruke disse utleggene. Skruehullene som skulle brukes for å feste SMA-kontaktene og kretskortene til kjøleribben ble så tegnet på i god avstand fra linjene, slik at de ikke skulle ha påvirkning på målingene. Deretter ble kretskortene, SMA-kontaktene og kjøleribben levert til verkstedet for montering.

## 3.3 Målinger

Etter at kretskortene kom tilbake fra produksjon og kjøleribben montert, ble de diskrete komponentene og transistoren montert på kretskortene. Transistorens source terminal er plassert på undersiden av transistoren, altså var det ikke mulig å lodde denne fast på kretskortet. For å være sikker på at transistoren fikk god elektrisk og termisk kontakt med kjøleribben, ble transistoren limt fast med termisk og elektrisk ledende lim. For å sikre at transistoren ble trykket godt ned under limeprosessen ble det brukt en tvinge. For å teste om transistoren hadde god elektrisk kontakt til kjøleribben ble forsterkerne forspent og drainstrømmen målt med et multimeter. Under disse målingene viste det seg at det var vanskelig å sette drainstrømmen for den ene forsterkeren. Ettersom spenningen på gate økte ble variasjonene i strømmen høyere og høyere, men den varierte aldri mer enn  $\pm 15$  mA. Dette virket for lite til at problemet hadde noe med oscillasjoner å gjøre, men for sikkerhetsskyld ble det sjekket om dette var problemet ved å sette inn en 22  $\mu$ F kondensator i forspenningsnettverket. Denne hadde ingen påvirkning, og det ble antatt at oscillasjoner ikke var problemet.

Etter samtaler med veileder ble det besluttet at problemet kunne være at transistoren var ødelagt eller at det var en svak forbindelse til jord, som ble sterkere ettersom spenningen på gate økte. Etersom forandringen i strømmen økte med gate spenningen, var det sannsynlig at problemet lå på inngangen av transistoren. For å teste om problemet lå på inngangen av transistoren ble det satt spenning på gate, og ikke på drain. Det ble observert at det ble trukket strøm fra DC kilden, noe det ikke skulle gjort hvis alt hadde vært som det skulle. For å finne ut om feilen lå i forspenningsnettverket eller langs RF-stien ble spenningsfallet over motstanden mellom RF-stien og forspenningsnettverket målt. Målingene viste at all strømmen som ble trukket fra kilden gikk gjennom motstanden, altså var ikke feilen i forspenningsnettverket. Det ble deretter målt over motstanden i stabiliseringsnettverket. Over denne motstanden var det ikke noe spenningstap, altså lå problemet ved transistoren. Dette indikerte at transistoren kunne være defekt, eller at det var blitt brukt for mye lim når transistoren ble limt fast slik at noe skled ut fra under transistoren og skapte kontakt mellom gate og source. Siden transistoren var limt fast ville et forsøk på å løsne denne og lime den fast på nytt sannsynligvis ødelegge den, noe som ville være dumt om den ikke var ødelagt. I et forsøk på å skrape bort limet mellom gate og source, ble det stukket en skalpell mellom kjøleribben og kretskortet. Etter at dette var gjort fungerte forsterkeren som den skulle.

Utstyret som ble brukt under målingene er presentert i tabell 3.3.

Tabell 3.3: Utstysrliste

Instrument/Komponent	Produsent	Modell/Serienummer
Vector Network Analyzer	Agilent	E8364B 10 MHz-50 GHz
Vector Signal Generator	Rohde&Schwarz	SMU 200A
Signal Analyzer	Rohde&Schwarz	FSQ40 20 Hz-40 GHz
Digitalt multimeter	Fluke	8840A, 3688162
Digitalt multimeter	EZ	DM-441B
Multimeter	Fluke	177
Multimeter	Fluke	177
Spenningskilde	TTi	EL302Tv
Spenningskilde	TTi	QL355TP
20 W last	Narda	374BNM
Kobler	ATM INC.	10 dB, F377307-01
Dempeledd	—	10 dB, 0006 5910
Dempeledd	Sunher	10 dB & 6 dB
Coax-kabel	Huber+Suhner	Sucoflex 104P

### 3.3.1 Småsignalmålinger

Småsignalmålinger ble gjort på forsterkerne ved bruk av nettverksanalysatoren på labben. Fordi nettverksanalysatoren kun tåler 30 dBm ble det plassert to dempeledd på til sammen 16 dB på utgangen av forsterkeren. Forsterkerne skal ikke kunne levere så høy effekt under småsignalmålinger, men føre-var-prinsippet ble fulgt. Først ble det utført kalibrering av instrumentet, hvordan dette gjøres er beskrevet i teoridelen.

Dempeleddene ble tatt med i kalibreringen, slik at effekten av disse ble kalibrert vekk. Forsterkeren ble så koblet til nettverksanalysatoren og forspent. Det er lav motstand mellom drain og source i transistoren når det ikke er koblet til noen gate spenning. Derfor er det viktig at man setter spenning på gate før man setter spenning på drain, for å unngå at for mye strøm går gjennom transistoren og mulig ødleggelse. Arbeidspunktet, 18 mA drainstrøm, ble funnet ved -3,2 V gatespenning og 28 V drainspenning for begge forsterkerne. Grunnen til at gatespenningen varierer litt i forhold til det som ble brukt i ADS kan være at transistorer er forskjellige, og derfor vil den nødvendige forspenningen variere fra transistor til transistor. Eventuelt at modellen som ble brukt i ADS ikke er helt nøyaktig. Nettverksanalysatoren ble satt til å levere en utgangseffekt på -17 dBm, og programmet WinCal XE ble brukt til å hente ut måleresultatene. Resultatene ble lagret i S2P-filer, som kan importeres til Matlab, eller ADS hvis dette skulle være ønskelig.

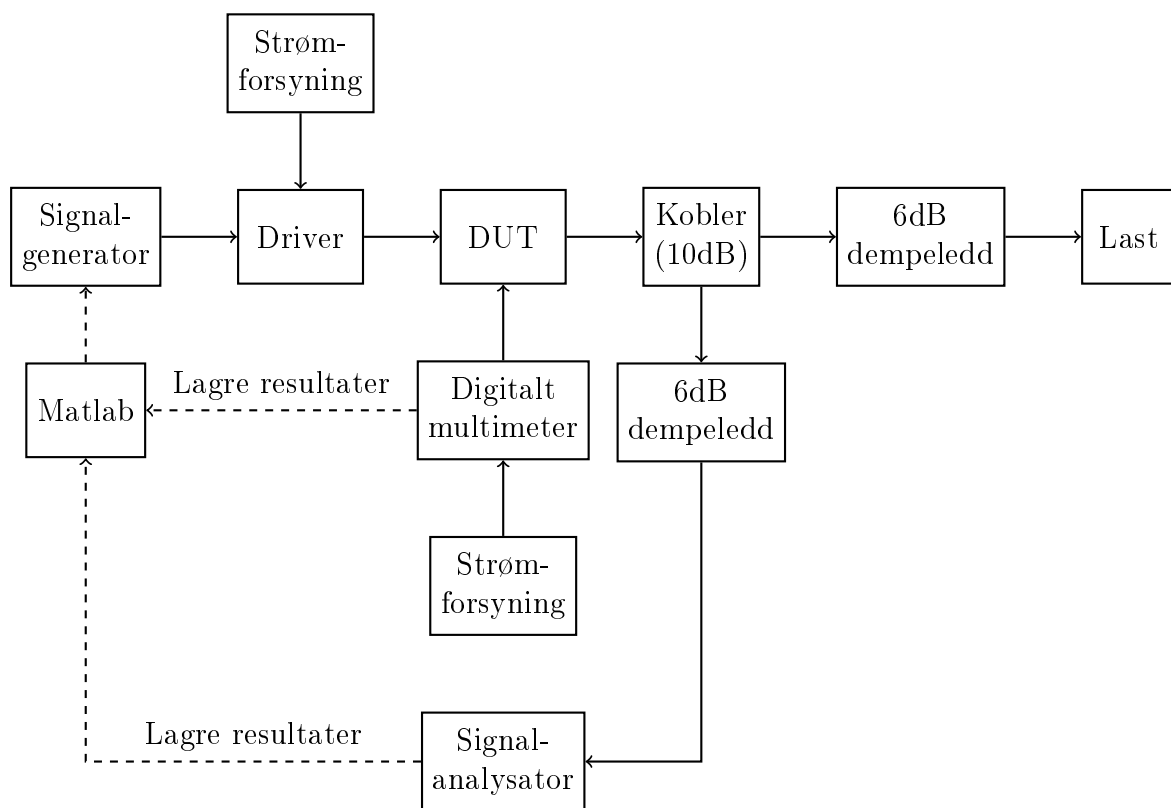
### 3.3.2 Storsignalmålinger

Som forberedelse til storsignalmålingene ble nettverksanalysatoren brukt til å karakterisere tapene i kablene, dempeleddene og kobleren som ble brukt under målingene. Ettersom signalgeneratoren ikke kunne levere nok effekt til forsterkeren ble det brukt en driverforsterker til å forsterke signalet fra generatoren. Designet av driverforsterkeren som ble brukt ble gjort i [25]. Driverforsterkeren ble forspent slikt at forsterkningen var så lineær som mulig, dette tilsvarer en drainstrøm på 100 mA. Utgangen av driverforsterkeren ble målt slik at effekten som ble levert til forsterkerne var kjent. Målingene ble lagret, og brukt i plottingen av resultatene. Måleoppsettet som ble brukt for å utføre storsignalmålinger på forsterkerne er avbildet i figur 3.2.

Matlab ble brukt til å styre signalgeneratoren, dette ble gjort via skriptet PowerSweep.m. De målte tapene ble lagt inn i dette skriptet slik at det ble kompensert for dette i måleresultatene. Videre ble frekvensen og hvilke effekter det skulle utføres målinger for satt. Når skriptet blir kjørt settes signalgeneratoren til å sveipe inngangseffekten, signalanalysatoren gjør målinger av utgangseffekten og effekten til den andre- og tredjeharmoniske. Det digitale multimeteret måler drainstrømmen slik at effektiviteten kan regnes ut. Deretter blir resultatene hentet ut og lagret av Matlab. I følge simuleringene hadde forsterkerne potensial til å levere en utgangseffekt på godt over 38 dBm (ca. 6 W). Ettersom signalanalysatoren kun tåler en inngangseffekt på 30 dBm ble kobleren og dempeleddet brukt til å koble av en del av signalet og dempe det slik at signalgeneratoren ikke ble ødelagt. Effekten som ikke ble koblet av i kobleren ble fjernet av dempeleddet og lasten.

Som beskrevet ovenfor ble signalgeneratoren styrt fra Matlab. Først ble det kjørt flere testsveip for å forsikre at alt virket som det skulle, og for å finne ut hvilke effekter det skulle sveipes over. Effekten ble sveipet fra 0-22 dBm for begge forsterkerne og resultatene ble lagret. For å undersøke effekten av å øke tomgangsstrømmen til forsterkeren, ble det utført flere målinger hvor forspenningen på forsterkerne ble endret. Forspenningen på driverforsterkeren ble ikke endret under disse målingene.

Til slutt ble det utført målinger på forsterkerne med et modulert signal på inngangen. Måleoppsettet som ble brukt i 1-tone målingene ble også brukt for disse målingene. Matlab ble brukt til å generere et pseudotilfeldig (*eng. pseudo random*)



Figur 3.2: Blokkdiagram av måleoppsettet brukt under storsignalmålingene

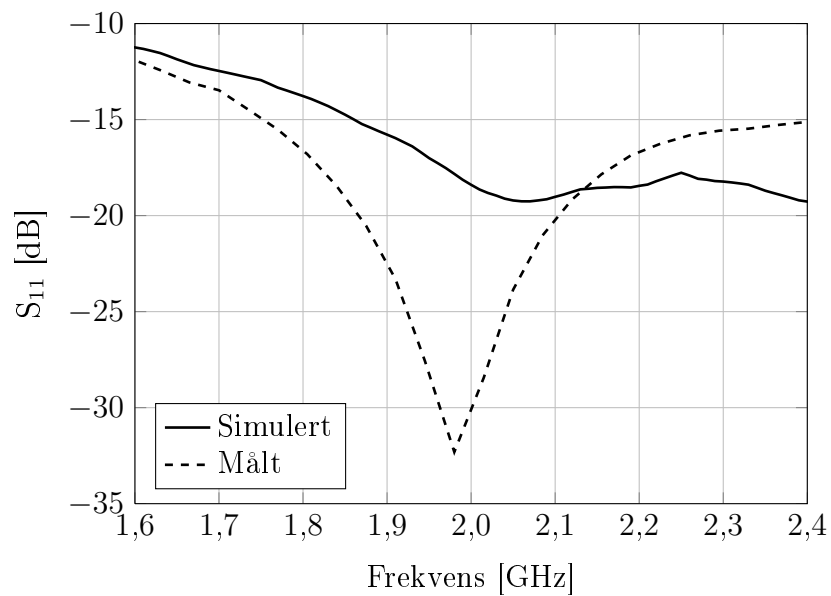
16 QAM-signal, med oversamlingsfaktor på 16, som ble sendt til signalgeneratoren. Det ble gjort målinger for 16 QAM-signaler med 5, 9 og 11 dBm gjennomsnittseffekt. Matlab ble brukt til å regne ut ACPR (*eng. Adjacent Channel Power Ratio*) til signalene. Under disse målingene var forsterkerne forspent i dyp klasse AB (18 mA drainstrøm).

## 4. Resultater

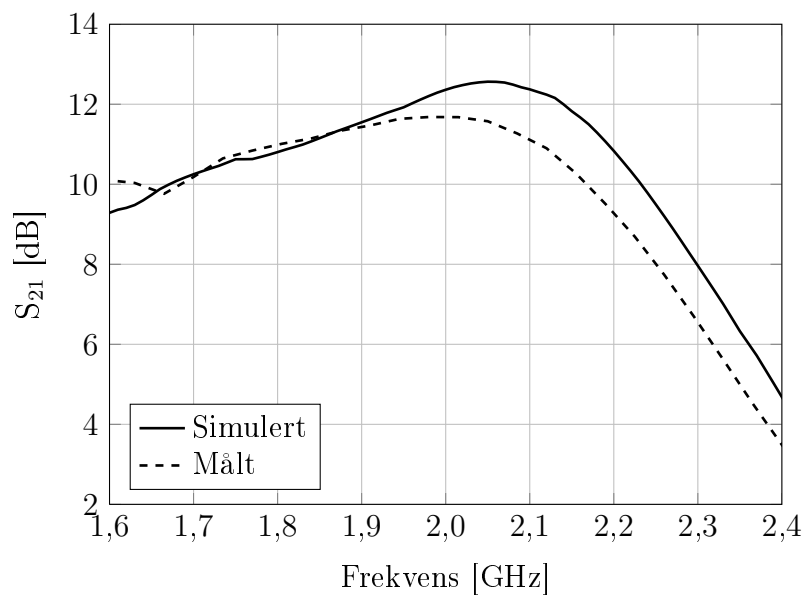
I dette kapitlet blir de viktigste simulerings- og måleresultatene presentert. For at det skal være lettere å identifisere forsterkerne, og dermed resultatene fra hverandre blir det i dette og videre kapitler gitt forsterkerne navn. Forsterkeren som ble designet ut fra load-pull simuleringene som ga maksimal PAE vil heretter bli kalt PA1, og forsterkeren som ble designet ut fra load-pull simuleringene som ga god PAE samt høy utgangseffekt vil bli kalt PA2.

Først blir de simulerte og målte småsignalresultatene presentert. Simulerings- og måleresultatene for den samme s-parameteren blir presentert i samme figur, men resultatene for hver forsterker blir presentert i individuelle figurer. Verdier for simulert og målt  $S_{11}$  og  $S_{21}$ , ved senterfrekvens, er oppsummert i tabell 4.1. Videre presenteres resultatene fra storsignalsimuleringene og -målingene. 1 dB kompresjonspunktene er markert og parameterverdien ved dette punktet er avlest i alle figurene. Tabell 4.2 oppsummerer parameterne ved 1 dB kompresjon og tabell 4.3 oppsummerer maksimalverdiene i hvert plott. Til slutt presenteres måleresultatene gjort med modulert signal (16 QAM) samt effektspektrumet, AM/AM- og AM/PM-egenskapene til forsterkerne for disse målingene. Ytterligere målinger med modulert signal er presentert i A.

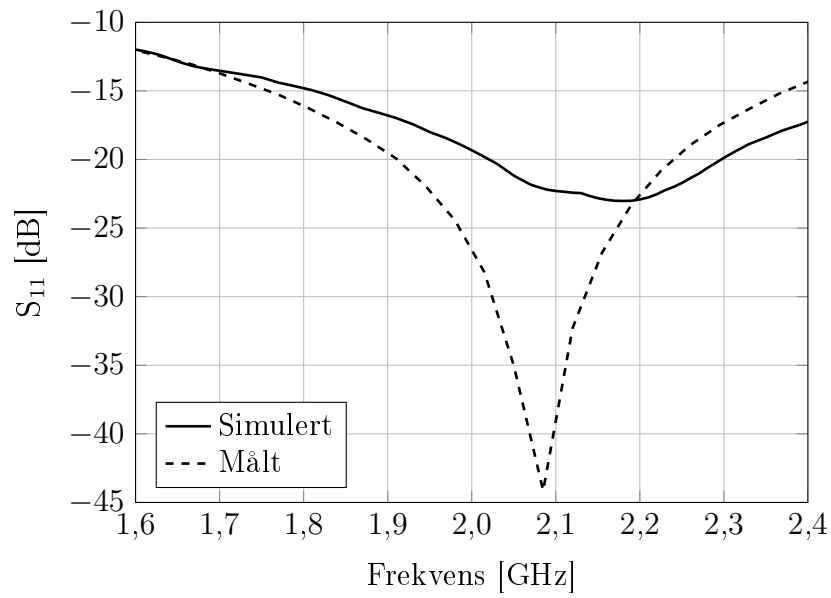
## 4.1 Småsignalsimuleringer og -målinger



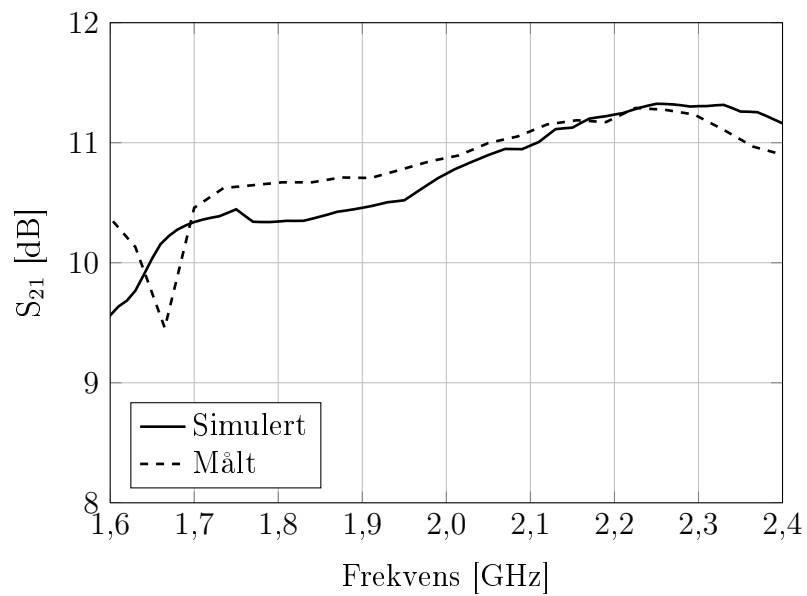
Figur 4.1: PA1: Simulert og målt  $S_{11}$



Figur 4.2: PA1: Simulert og målt  $S_{21}$



Figur 4.3: PA2: Simulert og målt  $S_{11}$



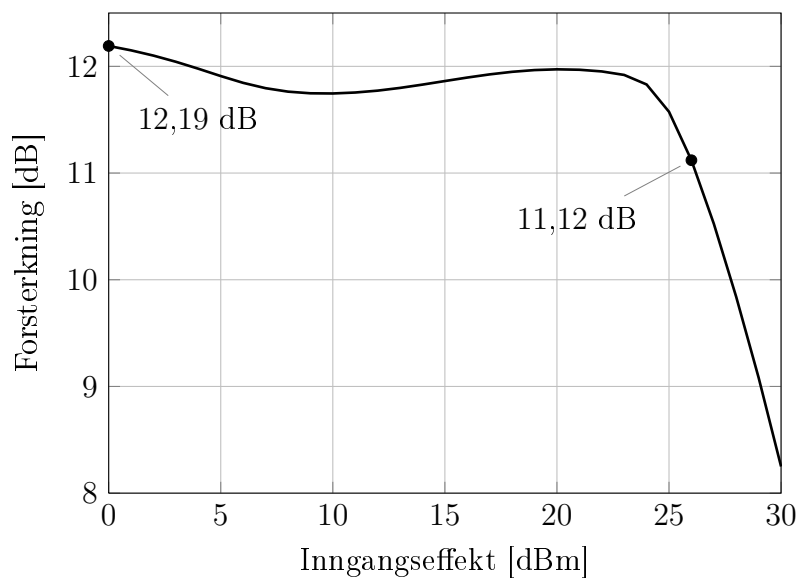
Figur 4.4: PA2: Simulert og målt  $S_{21}$

Tabell 4.1: Småsignalsimuleringer og -målinger ved 2 GHz

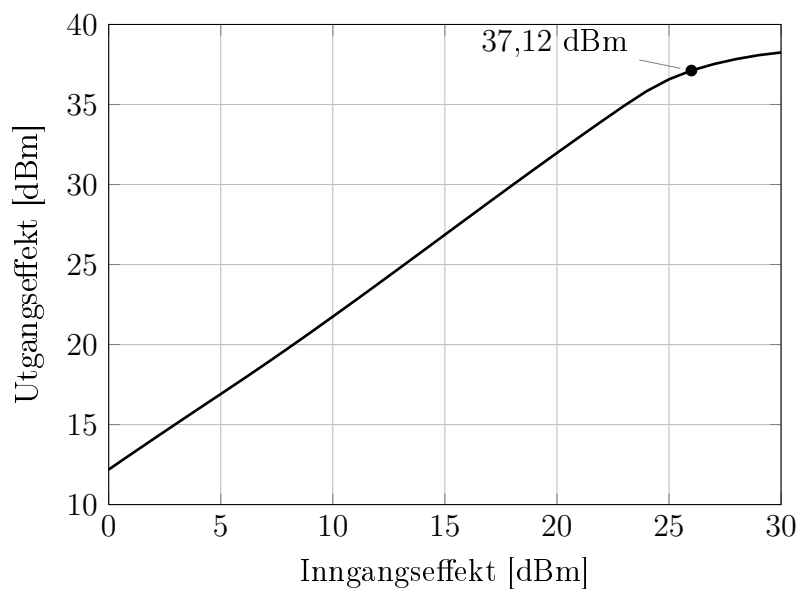
	Simulert $S_{11}$	Simulert $S_{21}$	Målt $S_{11}$	Målt $S_{21}$
PA1	-18,40 dB	12,36 dB	-28,45 dB	11,68 dB
PA2	-19,33 dB	10,74 dB	-28,22 dB	10,90 dB

## 4.2 Storsignal

### 4.2.1 Simuleringer

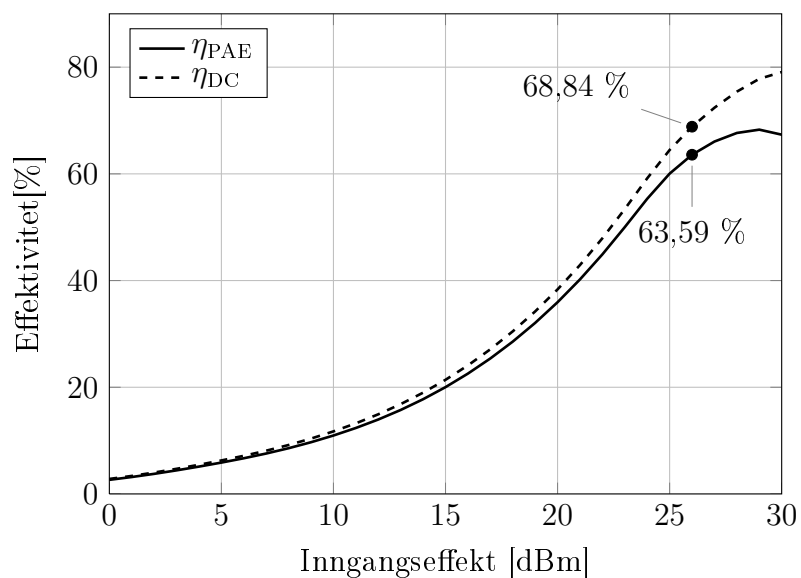


Figur 4.5: PA1: Simulert forsterkning

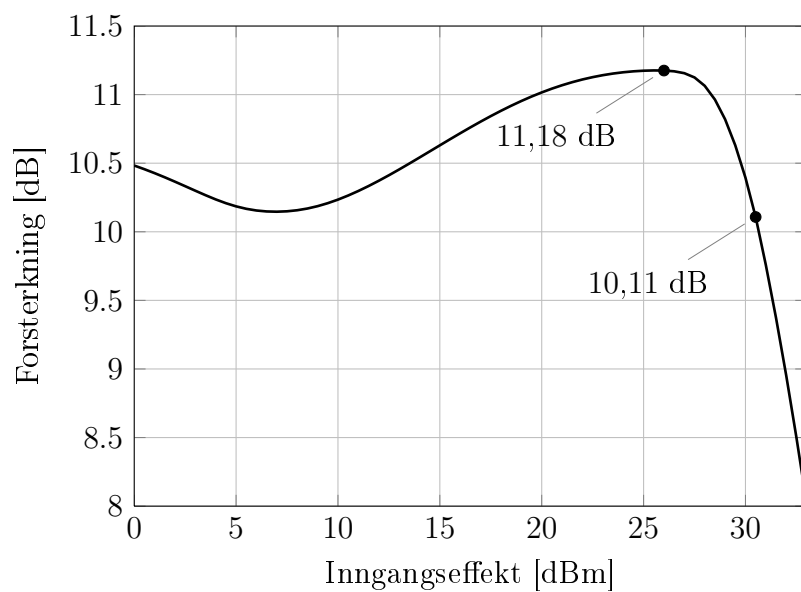


Figur 4.6: PA1: Simulert utgangseffekt

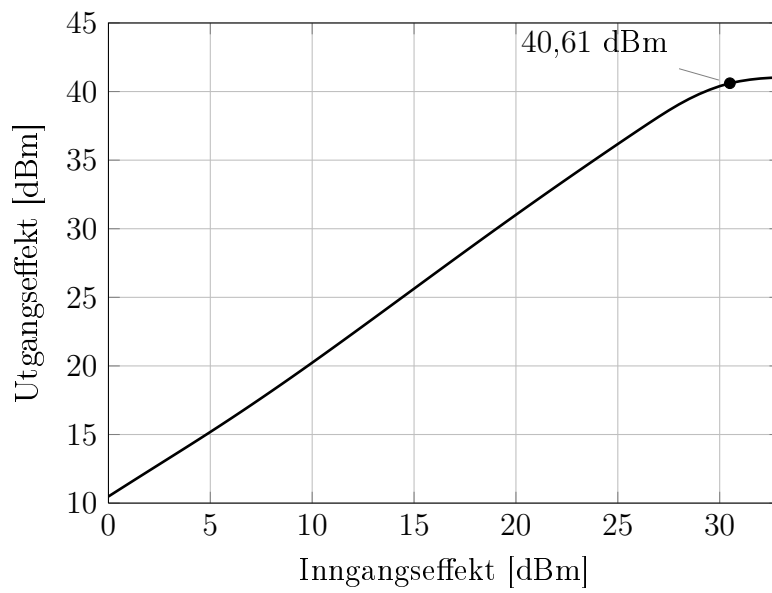




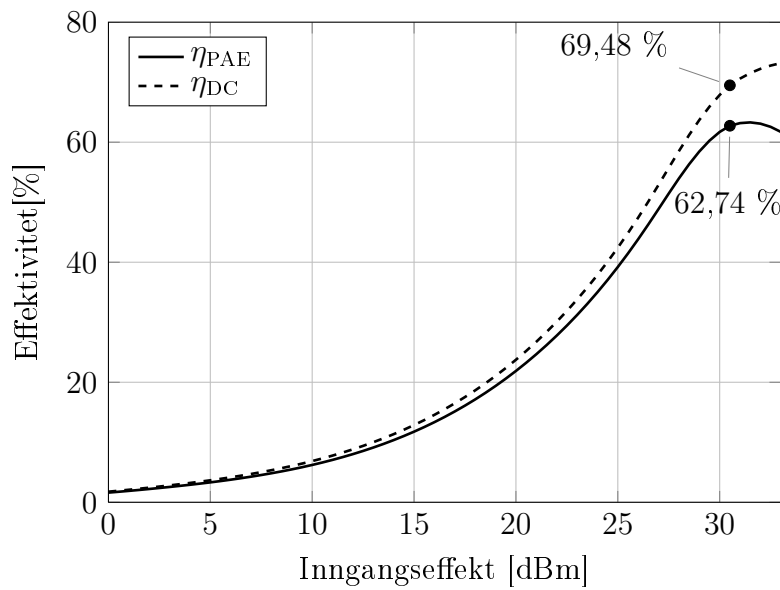
Figur 4.7: PA1: Simulert effektivitet



Figur 4.8: PA2: Simulert forsterkning

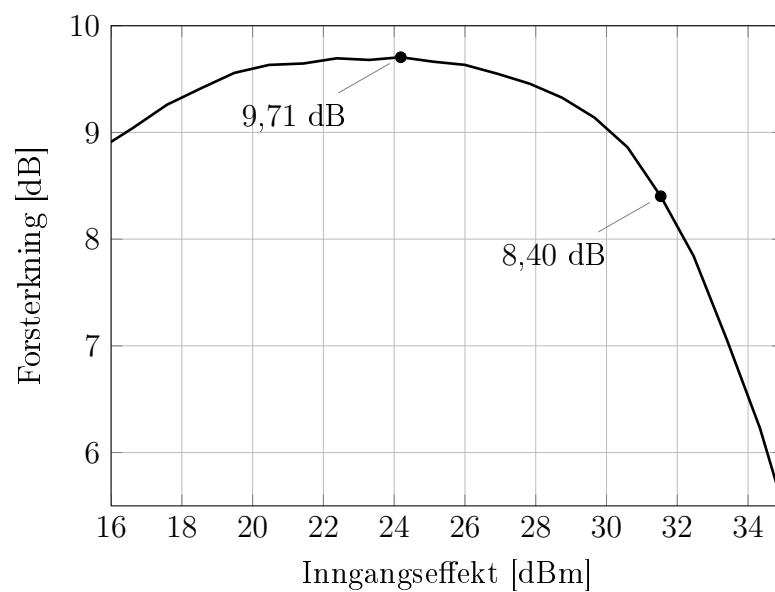


Figur 4.9: PA2: Simulert utgangseffekt

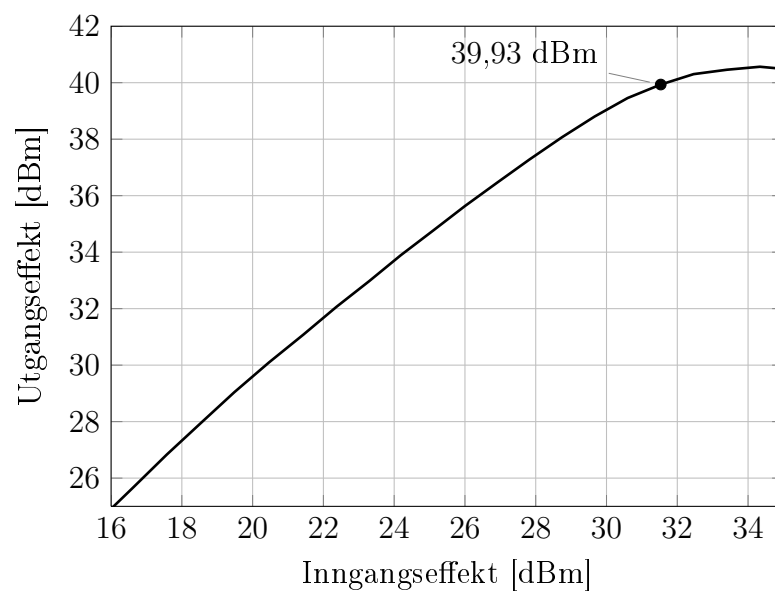


Figur 4.10: PA2: Simulert effektivitet

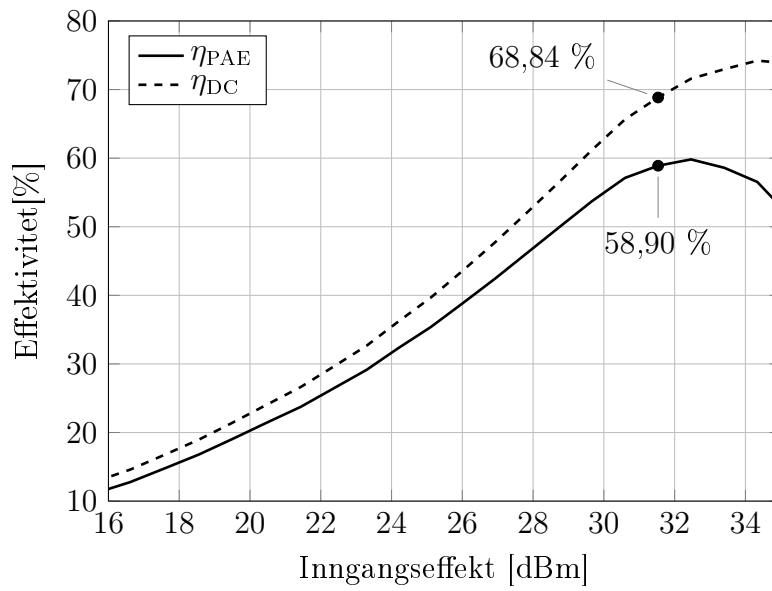
## 4.2.2 Målinger



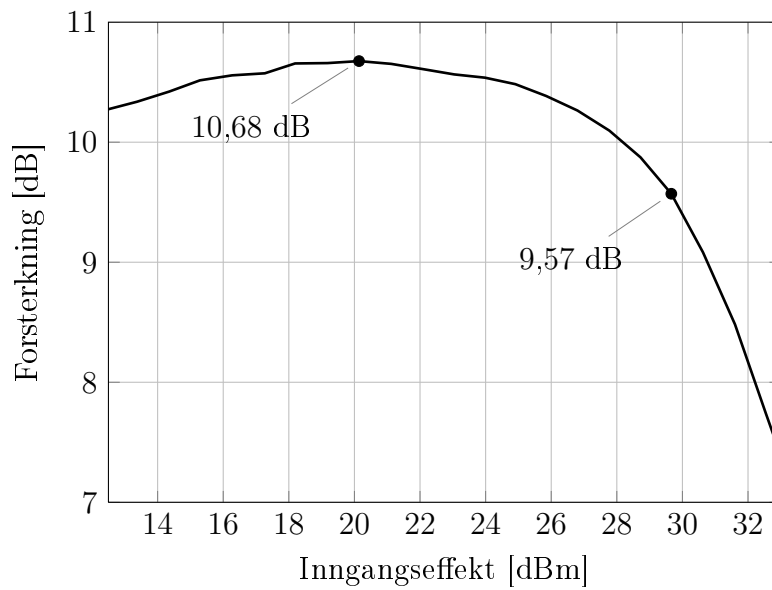
Figur 4.11: PA1: Målt forsterkning



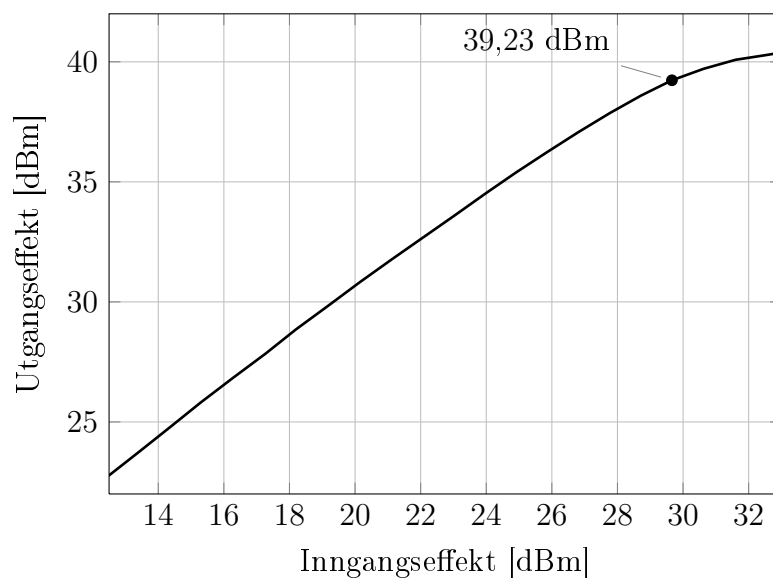
Figur 4.12: PA1: Målt utgangseffekt



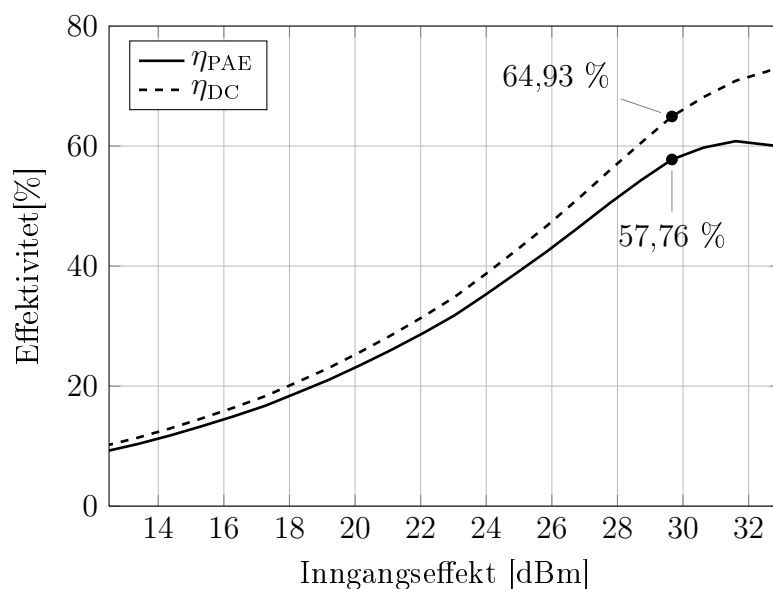
Figur 4.13: PA1: Målt effektivitet



Figur 4.14: PA2: Målt forsterkning



Figur 4.15: PA2: Målt utgangseffekt



Figur 4.16: PA2: Målt effektivitet

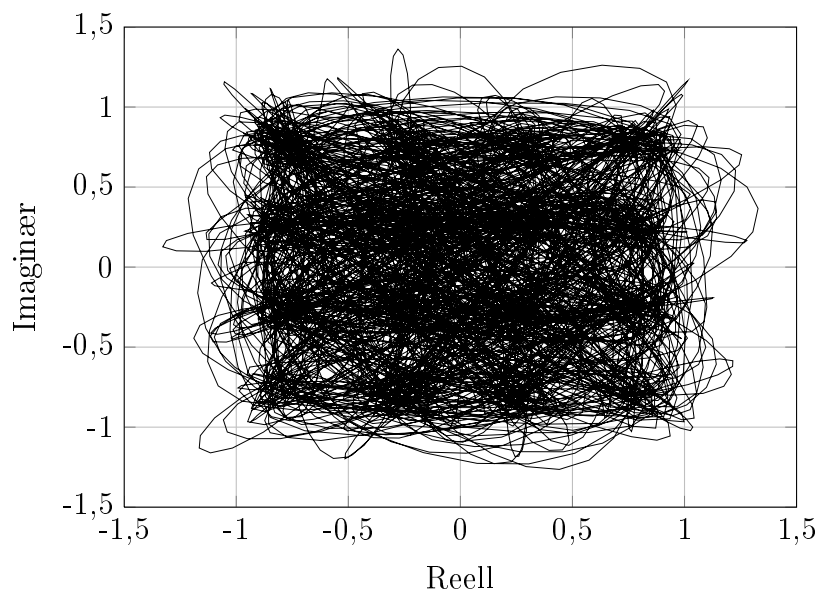
Tabell 4.2: Storsignalsimuleringer og -målinger, avlest ved ca. 1 dB kompresjon

	Simuleringer			Målinger		
	Forsterkning	$P_{ut}$	PAE	Forsterkning	$P_{ut}$	PAE
PA1	11,12 dB	37,12 dBm	63,59 %	8,40 dB	39,93 dBm	58,90 %
PA2	10,11 dB	40,61 dBm	62,74 %	9,57 dB	39,23 dBm	57,76 %

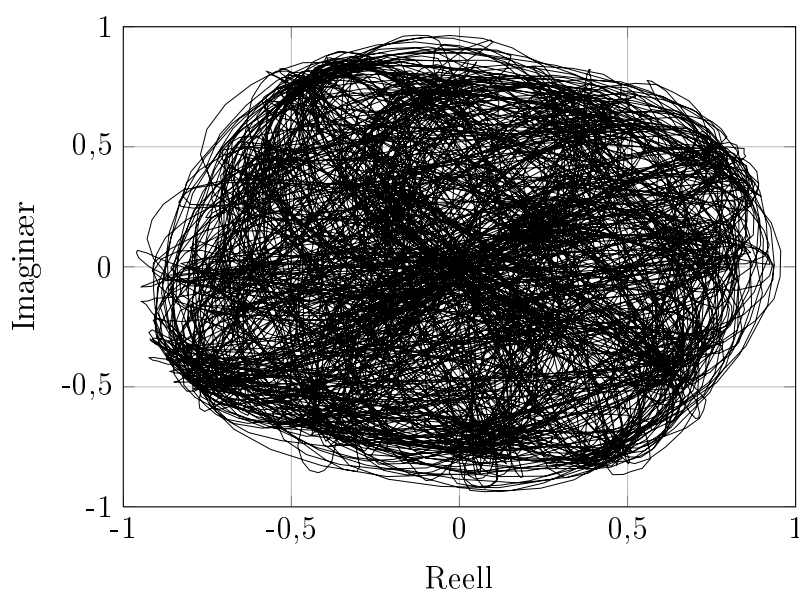
Tabell 4.3: Maksimumsverdier fra storsignalsimuleringer og -målinger

	Simuleringer			Målinger		
	Forsterkning	$P_{ut}$	PAE	Forsterkning	$P_{ut}$	PAE
PA1	12,19 dB	38,25 dBm	68,29 %	9,71 dB	40,56 dBm	59,82 %
PA2	11,18 dB	41,02 dBm	63,30 %	10,68 dB	40,43 dBm	60,82 %

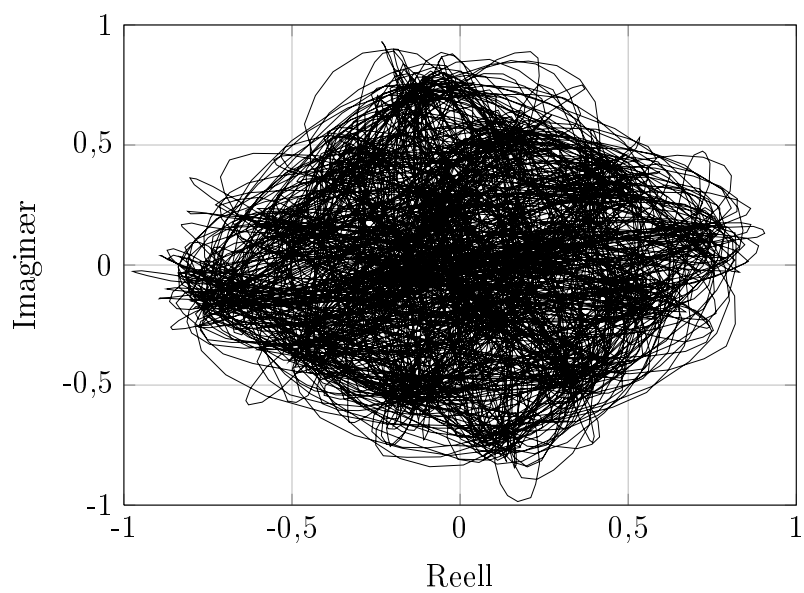
### 4.3 Målinger med modulert signal



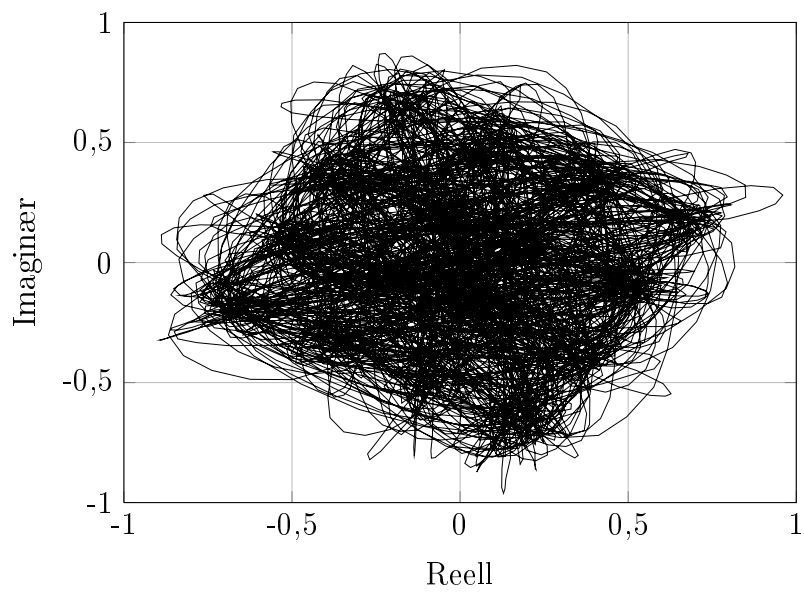
Figur 4.17: Generet 16 QAM-inngangssignal



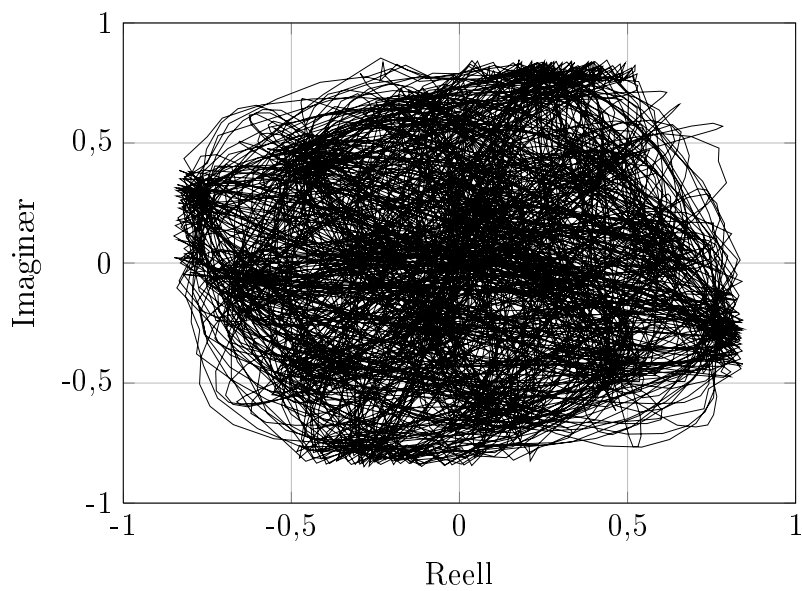
Figur 4.19: PA1: 16 QAM utgangssignal, 11 dBm gjennomsnittseffekt



Figur 4.18: PA1: 16 QAM utgangssignal, 5 dBm gjennomsnittseffekt

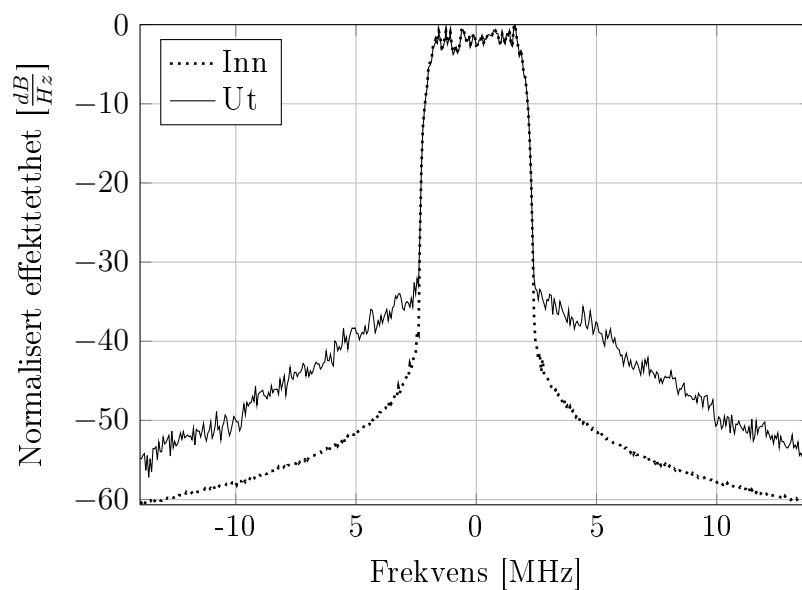


Figur 4.20: PA2: 16 QAM utgangssignal, 5 dBm gjennomsnittseffekt



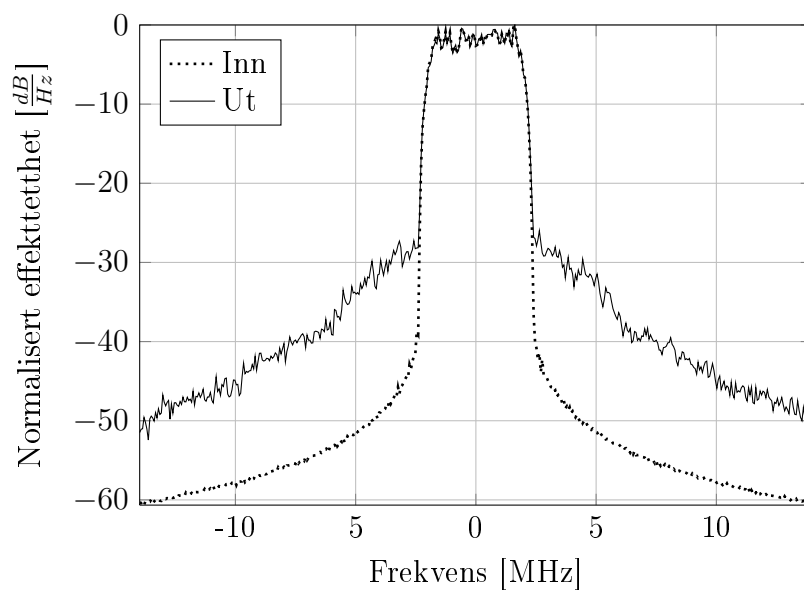
Figur 4.21: PA2: 16 QAM utgangssignal, 11 dBm gjennomsnittseffekt

### 4.3.1 Effektspektrum

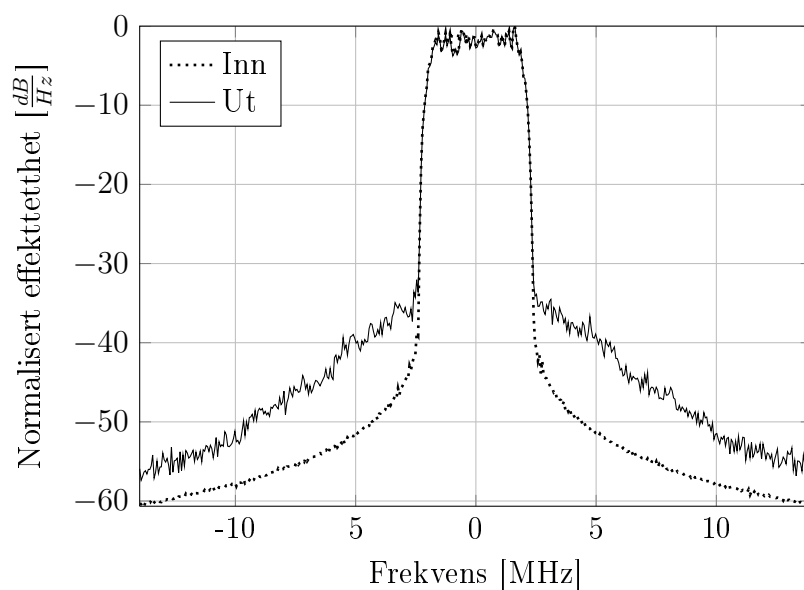


Figur 4.22: PA1: Effektspektrum, 5 dBm gjennomsnittseffekt

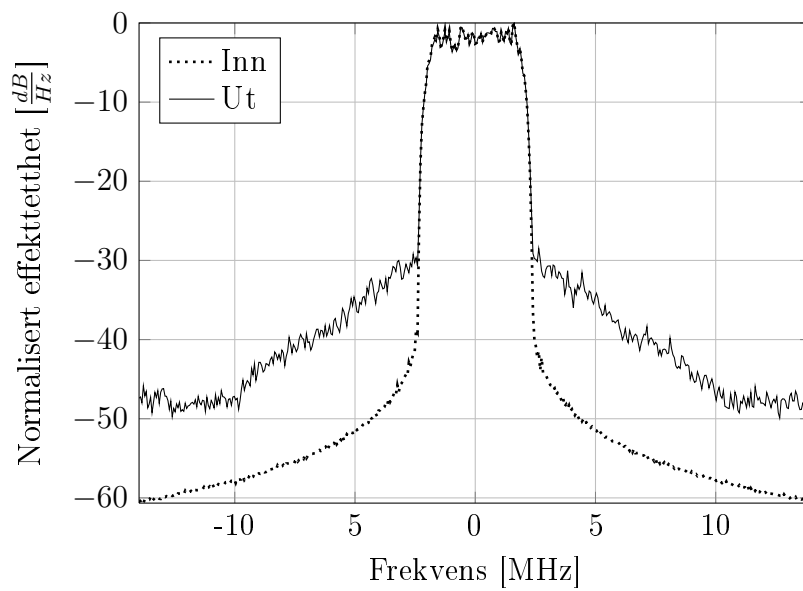




Figur 4.23: PA1: Effektspektrum, 11 dBm gjennomsnittseffekt

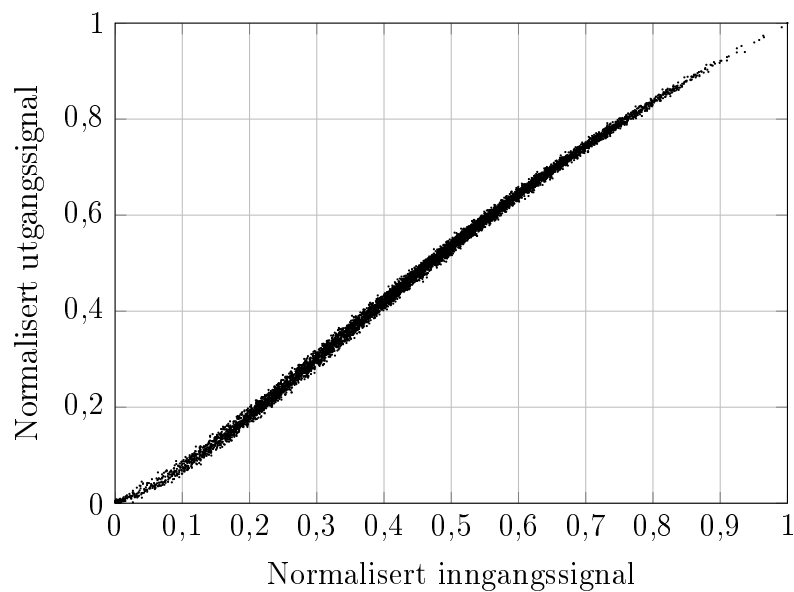


Figur 4.24: PA2: Effektspektrum, 5 dBm gjennomsnittseffekt

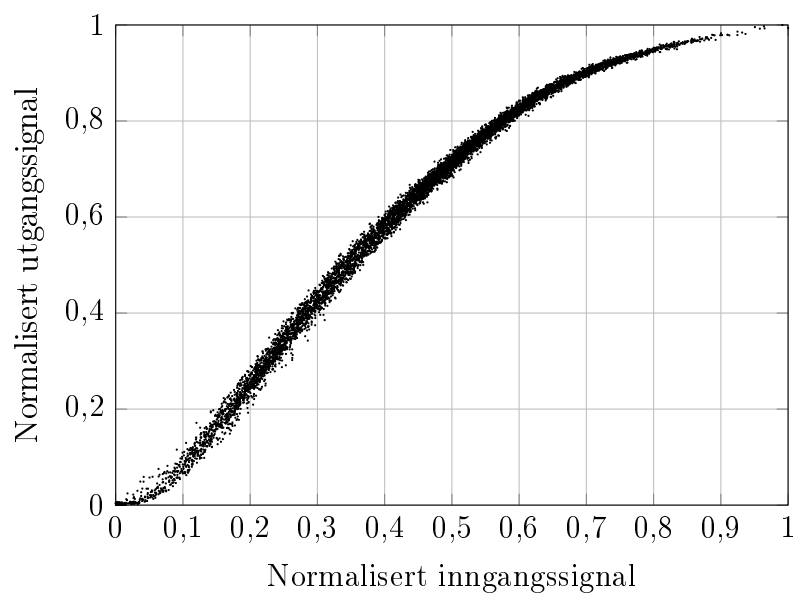


Figur 4.25: PA2: Effektspektrum, 11 dBm gjennomsnittseffekt

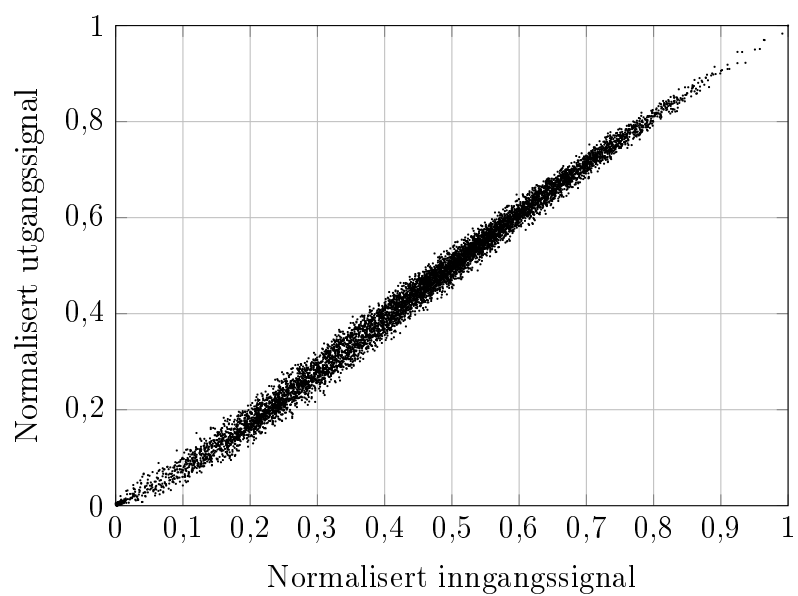
### 4.3.2 AM/AM og AM/PM



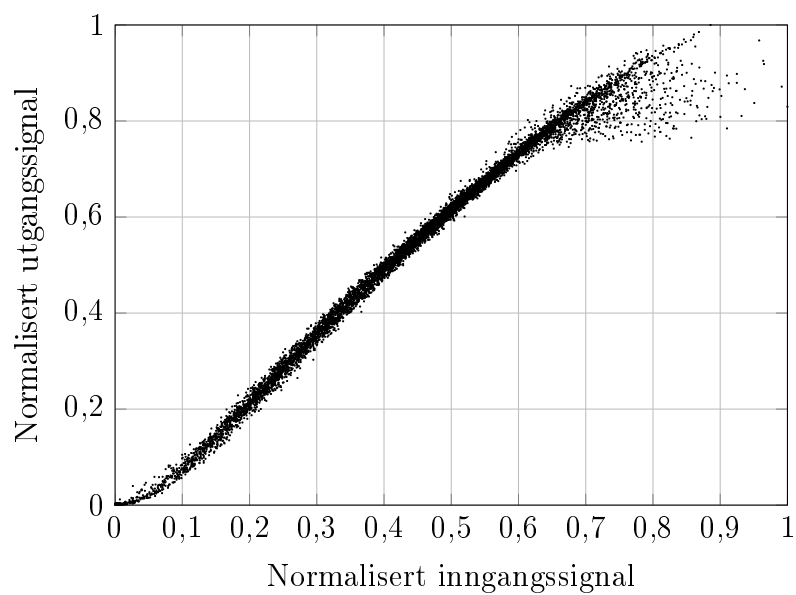
Figur 4.26: PA1: AM/AM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt



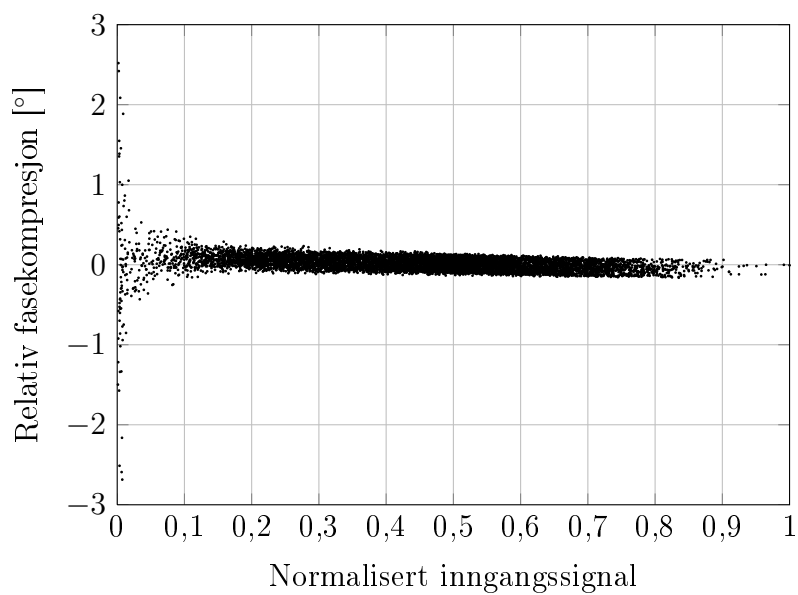
Figur 4.27: PA1: AM/AM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt



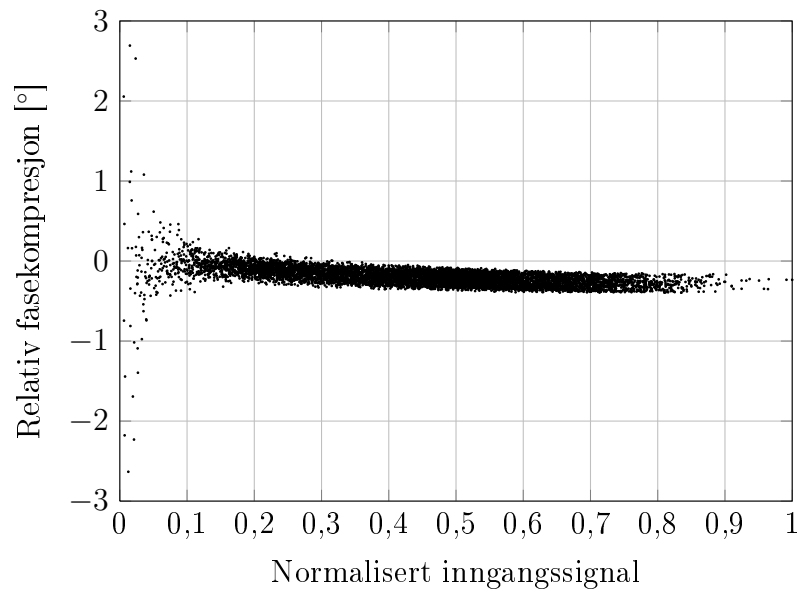
Figur 4.28: PA2: AM/AM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt



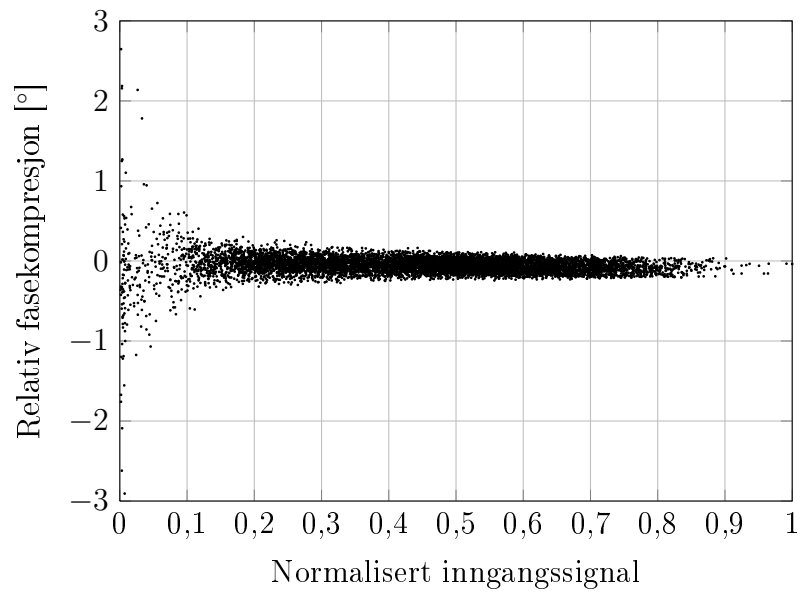
Figur 4.29: PA2: AM/AM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt



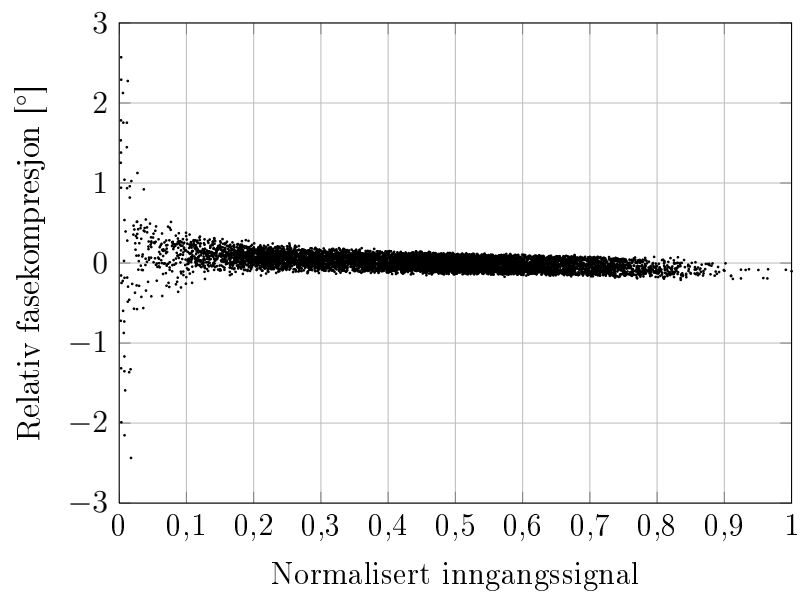
Figur 4.30: PA1: AM/PM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt



Figur 4.31: PA1: AM/PM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt



Figur 4.32: PA2: AM/PM-plott, 5 dBm gjennomsnittseffekt



Figur 4.33: PA2: AM/PM-plott, 11 dBm gjennomsnittseffekt

## 5. Diskusjon

Dette kapitlet er delt inn i 4 delkapitler, hvor den første delen tar opp noen av elementene som kunne vært gjort annerledes i designprosessen. I del 2 blir simulerings- og måleresultatene analysert og avvik mellom disse diskutert. Videre diskuteres resultatene fra målingene med modulert signal, samt AM/AM- og AM/PM-egenskapene til forsterkerne. Til slutt blir forsterkernes egenskaper sammenlignet.

### 5.1 Designprosessen

Det finnes forbedringspotensial i designprosessen av forsterkerne. I testbenken som ble brukt til å tilpasse linjene og stubbene i forspenningsnettverket, vist i figur B.1, ble det benyttet en MCROSO-komponent. Grunnen til at denne komponenten ble benyttet fremfor en MTEE\_ADS-komponent, var at kretsen skulle utvides etter at linjelengdene var optimalisert. Ettersom den ene utgangen av MCROSO-komponenten ikke er tilkoblet noe under simuleringene, vil ADS simulere denne utgangen som en kort stubb, noe som vil påvirke simuleringene. Fordi forspenningsnettverket ble utvidet ved et senere tidspunkt, er det vanskelig å avgjøre om det heller burde vært brukt en MTEE\_ADS-komponent fremfor en MSCOSO-komponent i testbenken. I dette designet vil dette uansett utgjøre liten forskjell ettersom det i tillegg til linjene ble brukt avkoblingskondensatorer, samt at det senere i designprosessen ble gjort endringer på forspenningsnettverkene.

Et annet forbedringspotensial er at det i denne oppgaven ble besluttet å ikke lage noen form for inngangsmatchnettverk, ettersom inngangen av forsterkerne viste gode egenskaper etter stabiliseringen. Grunnen til dette var at det var ønskelig å holde kompleksiteten til forsterkerne til et minimum. Ved å lage et matchnettverk på inngangen, og optimalisere dette for høyest mulig forsterkning, kan det hende at det er mulig å oppnå enda bedre resultater i load-pull-simuleringene.

En annen ting som kan gjøres annerledes i fremtidige design er hvordan utlegget ble laget. For å redusere slitasjen på fresen til fresemaskinen, kan det spesifiseres områder hvor det skal freses rundt linjene, i stedet for at fresemaskinen freser vekk alt substratet rundt linjene. På denne måten får man et større og sammenhengende jordplan, samtidig som fresen blir mindre slitt.

## 5.2 Analyse av simuleringer og målinger

### 5.2.1 Småsignal

Figur 4.1 viser simulert og målt  $S_{11}$  for PA1 og figur 4.3 viser det tilsvarende for PA2. Plottene viser at den simulerte  $S_{11}$  er lavere enn -11 dB over en stor båndbredde for begge forsterkerne, og lavere enn -17 dB rundt senterfrekvens. Disse resultatene er gode, ettersom kun en liten del av inngangssignalet vil bli reflektert. Figurene viser at målt  $S_{11}$  faktisk er lavere enn den simulerte for begge forsterkerne.  $S_{11}$  er lavere enn -12 dB i båndet 1,6 GHz-2,4 GHz og lavere enn -23 dB rundt senterfrekvens. Disse resultatene antyder at transistoren som er tatt i bruk kan egne seg godt for bredbåndige design, ettersom  $S_{11}$  er lavere enn -10 dB i en båndbredde på 0,8 GHz. Årsaken til at simuleringene og målingene ser ut til å avvike fra hverandre er at  $S_{11}$  er plottet i logaritmisk skala. Dersom resultatene hadde vært plottet på lineær skala ville ikke avvikene sett så store ut.

Figur 4.2 og 4.4 viser simulert og målt småsignalforsterkning,  $S_{21}$ , for henholdsvis PA1 og PA2. Figurene viser at den simulerte småsignalforsterkningen til PA1 og PA2 er henholdsvis ca. 12,3 dB og 10,7 dB ved 2 GHz. Den målte småsignalforsterkningen til PA1 er noe lavere enn den som ble simulert, ca. 0,6 dB. En mulig grunn til at den simulerte og målte forsterkningen avviker fra hverandre kan være tap i kretsen som ikke blir simulert i ADS, eller avvik fra simuleringene, som for eksempel avvik i substratverdier eller linjetykkelser. Den målte småsignalforsterkningen for PA2 er ca. 0,2 dB høyere enn i simuleringene. Grunnen til dette kan også være avvik i substratparametere eller linjetykkelser som påvirker forsterkeren på en positiv måte. I de målte  $S_{21}$ -kurvene, for begge forsterkerne, er det et plutselig fall ved rundt 1,65 GHz. Det er vanskelig å vite helt sikker hva dette skyldes. Ettersom det kun forekommer i målingene, og ikke i simuleringene, kan mulige feilkilder være koblinger mellom linjer eller skruer i kretsen, som ikke blir tatt hensyn til i simuleringene. En annen mulig feilkilde er at det forekommer resonanser i motstandene ved denne frekvensen. Siden det blir brukt enkle modeller for motstandene i simuleringene, vil effekten av eventuelle resonanser ikke bli tatt hensyn til der.

### 5.2.2 Storsignal

Figur 4.5 og 4.8 viser den simulerte forsterkningen til PA1 og PA2. Figurene viser at PA1 er i 1 dB kompresjon når inngangseffekten er 26 dBm, og da har forsterkeren ca. 11,2 dB forsterkning. 1 dB kompresjonspunktet til PA2 forekommer når inngangseffekten er 31 dBm, og da har forsterkeren ca. 10,1 dB forsterkning. Den målte forsterkningen til PA1 og PA2 er plottet i henholdsvis figur 4.11 og 4.14. Fordi det var nødvendig å bruke en driverforsterker for å levere nok effekt til forsterkerne er måleresultatene kun plottet fra 16 dBm til 35 dBm inngangseffekt. Det er disse inngangseffektene som er mest interessante i analysen av forsterkerne, ettersom det er i dette området 1 dB kompresjonspunktet ligger, og det er i praksis i dette området forsterkeren sannsynligvis vil operere i. Figurene viser at PA1 og PA2 er i 1 dB kompresjon ved ca. 31 dBm inngangseffekt, hvor de har henholdsvis 8,4 dB og 9,6 dB forsterking. Det observeres rippel i den simulerte forsterkningen til begge forsterkerne. På grunn av at målingene ikke er gjort over et like stort område, er



det vanskelig å bestemme om det også er rippel i disse. Formen på kurvene indikerer at det også er rippel her. Grunnen til at simuleringene og målingene avviker fra hverandre kan være at det er høyere tap i komponentene i det realiserte designet enn det som ble simulert i ADS. En annen kilde til avviket kan være unøyaktigheter i modellen av transistoren. Fordi ingen transistorer er like vil det alltid være avvik mellom transistoren og modellen. Hvis dette er tilfellet kan det hende at matchenettverket ikke er like godt matchet for forsterkning som det simulerte nettverket. På grunn av avviket mellom den fysiske transistoren og modellen kan det derfor være lurt å utføre målinger på transistoren og sammenligne disse med modellen før man designer en forsterker, dersom man har utstyr og tid til dette.

Den simulerte utgangseffekten til forsterkerne er plottet i figur 4.6 og 4.9. Utgangseffekten ved ca. 1 dB kompresjon er merket av i plottene. Figurene viser at PA1 og PA2 har en simulert utgangseffekt på henholdsvis 37,1 dBm (ca. 5,2 W) og 40,6 dBm (ca. 11,5 W) ved ca. 1 dB kompresjon. De tilsvarende målingene er plottet i figur 4.12 og 4.15. Figurene viser at den målte utgangseffekten til PA1 og PA2 er 39,9 dBm (ca. 9,8 W) og 39,2 dBm (ca. 8,3 W). Årsaken til differansen mellom målinger og simuleringer kan være, som nevnt ovenfor, at modellen ikke stemmer helt overens med transistorene, og at utgangsmatchenettverket i PA1 har truffet bedre med hensyn på å maksimere utgangseffekten, mens det i PA2 har truffet dårligere. Denne teorien underbygges videre ved å sammenligne forsterkernes simulerings- og måleresultater for PAE. Simuleringsresultatene er plottet i figur 4.7 og 4.10, og måleresultatene i figur 4.13 og 4.16. PAE i PA1 ble simulert til 63,6 % og 62,7 % i PA2, ved 1 dB kompresjon. I målingene ble PAE i forsterkerne målt til 58,9 % (PA1) og 57,8 % (PA2). Resultatene kan tyde på at utgangsmatchenettverket til PA1 har truffet bra med tanke på matching til utgangseffekt fremfor PAE og forsterkning, mens utgangsnettverket til PA2 har truffet ganske godt med tanke på utgangseffekt og forsterkning, men litt dårligere for PAE. En annen mulig forklaring på nedgangen i PAE kan komme av tapet i forsterkning, ettersom forsterkningen har innvirkning på PAE (se ligning 2.6).

### 5.2.3 Generelle feilkilder

Når målinger utføres i praksis vil det alltid være mulige feilkilder i utstyret som benyttes, samt at ytre faktorer kan påvirke målingene. Denne typen feilkilder vil påvirke målingene i tillegg til de som allerede er nevnt. I dette delkapittelet blir det sett nærmere på denne typen feilkilder.

#### Temperatur

Omgivelsestemperaturen kan forandre seg under måleprosessen eller mellom kalibreringsprosessen og målingene. Hvis omgivelsestemperaturen forandres under måleprosessen kan dette føre til at kalibreringer som har blitt utført er feil, eller at egenskapene til komponentene som brukes i målesystemet forandres. Slike endringer kan påvirke måleresultatene, og innføre feil. For å unngå dette oppfordres det til å utføre målinger i omgivelser hvor temperaturen kan kontrolleres. Egenskapene til forsterkeren er avhengig av operasjonstemperaturen, og kan dermed påvirke måleresultatene. Hvis temperaturen endrer seg under måleprosessen vil dette kunne føre

til at måleresultatene blir unøyaktige, og det kan derfor være lurt å utføre målingene når forsterkeren har den ønskede operasjonstemperaturen.

### Kretskortet

Fresemaskinen som brukes til å frese ut kretskortene er ikke helt nøyaktig. Langs kantene av mikrostriplinjene freses litt av substratet vekk. Slike unøyaktigheter påvirker det elektriske feltet, fordi avstanden hvor feltet beveger seg i luft øker. Luft har en lavere dielektrisk konstant enn substratet. Dette resulterer i en potensiell endring av impedansen til mikrostrip-linjene fordi den effektive dielektriske konstanten endres [26]. Kretskortet er heller ikke helt flatt, altså vil høyden på linjene variere, noe som også har påvirkning på impedansen. I denne oppgaven var fresen sløv, dette førte til at kantene på mikrostrip-linjene ble tykkere enn resten av linjen. Dette fører til at det elektriske feltet får kortere vei gjennom luft, altså blir den effektive dielektriske konstanten høyere, og impedansen til linjene vil øke.

Plasseringen av skruene på kretskortet ble nevnt som en mulig forklaring på det plutselige fallet i småsignalforsterkning ved 1,65 GHz. Disse skruene kan ha innvirkning på spredfeltet fra linjene og kan føre til feil i målingene. En god regel for plassering av skruer er å sette de i en avstand på minimum 3 ganger bredden på linjene og helst unngå å plassere skruer ved enden av stubber.

Komponentene som brukes i designet (kondensatorer og motstander) har generelt sett avvik fra sin pålydende verdi. Ulike komponenttyper kan ha forskjellig tillat avvik, alt fra 0,05 % og oppover. Dette vil også bidra til unøyaktigheter i målingene.

### Måleoppsett

Som regel er det tap i komponenter som brukes i måleoppsettet (kabler, dempeledd, koblere etc.). Disse tapene varierer med frekvensen, og det er derfor viktig å karakterisere frekvensresponsen til slike komponenter før målinger blir utført. Ved å gjøre dette kan man minimere feilene slike komponenter introduserer. I tillegg til unøyaktigheter i komponentene i oppsettet er det også unøyaktigheter i måleinstrumentene. Et eksempel på dette er hvis signalet på inngangen til et instrument, for eksempel signalanalyseren, overskrider kompresjonsnivået til instrumentet, kan dette føre til unøyaktige måleresultater [27].

## 5.3 Målinger med modulert signal

Et eksempel på 16 QAM-signalet som ble generert i Matlab og sendt gjennom forsterkeren er vist i figur 4.17. Det plottede signalet har 11 dBm gjennomsnittseffekt. Figur 4.18 til 4.21 viser de resulterende utgangssignalene av PA1 og PA2 for 16 QAM-signaler med 5 dBm og 11 dBm gjennomsnittseffekt. I resultatene for signaler med 5 dBm gjennomsnittseffekt har signalene blitt faseforskjøvet, men viser lite tegn til kompresjon. I signalene med 11 dBm gjennomsnittseffekt er det tydelig at signalet både er faseforskjøvet og i kompresjon. I figur 4.19 ser man tydelig at symbolene med høyest amplitude har blitt trykket innover slik at konstellasjonen får en

rundere form. I det tilsvarende plottet for PA2 har symbolene med høyest amplitude blitt klippet, altså kan ikke denne forsterkeren brukes for signaler med så høy gjennomsnittseffekt. Grunnen til at vi ikke ser klipping i plottet for PA1 er at denne forsterkeren har lavere forsterkning, symbolene med høyes amplitude vil derfor ikke få like høy effekt som i PA2. Effektspektrene for de samme målingene er vist i figur 4.22 til 4.25. Disse plottene viser hvordan signalet blir spredd utover i frekvens og dermed hvordan de påvirker nabokanalene. I målingene gjort med 5 dBm gjennomsnittseffekt ble ACPR i øvre- og nedre nabokanal funnet til henholdsvis -36,66 dBc og -36,75 dBc. De tilsvarende målingene for PA2 var -37,81 dBc og -37,74 dBc. For signalene med 11 dBm gjennomsnittseffekt har PA1 -30,73 dBc og -30,63 dBc og PA2 -32,76 dBc og -32,65 dBc, i henholdsvis øvre- og nedre nabokanal. For bedre å forstå disse tallene kan det nevnes at maksimalt tillat ACPR i et 3G-system er -33 dBc. Dette betyr at forsterkerne oppfyller dette kravet for signaler med 5 dBm gjennomsnittseffekt, men ikke for signaler med 11 dBm gjennomsnittseffekt.

### 5.3.1 AM/AM og AM/PM

AM/AM-egenskapene til forsterkerne for 16 QAM-signalene er plottet i figur 4.26 til 4.29. Ideelt sett skal AM/AM-kurvene være en tynn linje, men på grunn av variabel forsterkning, ulineariteter og minneeffekter (*eng. memory effects*) vil kurven i realiteten ikke se slik ut etter at signalet er sendt gjennom forsterkerne. Figurene viser at forsterkerne har relativt lineær forsterkning for signalene med 5 dBm gjennomsnittseffekt. Når vi sammenligner plottene for PA1 og PA2 er det tydelig at PA2 har større variasjon i utgangssignalet enn PA1 for en gitt effekt. Variasjonene i utgangssignalet oppstår sannsynligvis på grunn av ulineariteter og minneeffekter. AM/AM-plottene for signaler med 11 dBm gjennomsnittseffekt viser tydelig at forsterkeren går i kompresjon for disse signalene. Dette er tydelig ettersom kurvene er krummere, og spesielt kurven for PA1 flater ut ved høye effekter. I plottet for PA2 observeres det et uvanlig fenomen ved høye effekter, dette fenomenet har studenten ikke observert tidligere. Spredningen kan komme av parasittiske oscillasjoner, dvs. at for symboler med høye amplituder kan oscillasjonskriteriene bli oppfylt, og forsterkningen faller. Ettersom signalet ikke opprettholder denne amplituden over et lengre tidsrom, vil ikke oscillasjonene ha noen ødeleggende effekt. En annen mulig forklaring på dette fenomenet, som er mer sannsynlig i dette tilfellet, er at denne spredningen er et resultat av klippingen vi observerte i figur 4.21. Når vi sammenligner AM/AM-plottene for PA2 observeres det at det er mindre variasjoner i utgangssignalet for signalet med 11 dBm gjennomsnittseffekt enn signalet med 5 dBm gjennomsnittseffekt. Grunnen til dette kan være at ulinearitetene og minneeffektene har mindre påvirkning ettersom effekten er høyere. Et annet fenomen som forekommer, og som kan observeres på alle plottene, er at kurvene blir smalere ved høye amplituder. Grunnen til dette er at ved de høyeste amplitudene vil signalet ikke kunne variere like mye som ved lavere amplituder, fordi dette er maksimum amplitude for 16 QAM-signalet.

AM/PM-egenskapene til forsterkerne er vist i figur 4.30 til 4.33. Figurene viser at forsterkerne har overraskende gode faseegenskaper. I plottene for signaler med høyest gjennomsnittseffekt kan vi se små tendenser til fasekompresjon, men dette

er veldig lite (under  $0,5^\circ$ ). Variasjoner i fase for samme inngangssignalamplitude i alle plottene skyldes primært minneeffekter, men noe av variasjonene kommer også av ulineariteter. For de laveste amplitudene observeres det stor spredning. Dette skyldes at amplituden til signalet er så lav. Ved lave amplituder vil banen til det kontinuerlige signalet kunne passere symbolet med store faseforskjeller, fordi det kan komme fra flere forskjellige vinkler, siden det ligger andre symboler til alle kanter for disse (16 QAM-konstellasjon). Dette er mindre sannsynlig ved høyere amplituder ettersom disse har færre symboler rundt seg.

## 5.4 Sammenligning av forsterkerne

Før forsterkerne sammenlignes bør det nevnes at punktene som er avlest i stor-signalplottene ikke er nøyaktig i 1 dB kompresjon, da det ikke var nok punkter i måledataene. Dette fører til at resultatene som brukes for PA1 er avlest i litt dypere kompresjon enn resultatene som brukes for PA2. På tross av dette velges det her å sammenligne disse resultatene.

Småsignalmålingene viser at PA1 har bedre småsignalforsterkning enn PA2 ved 2 GHz, men forsterkningen faller raskere med økende frekvens. PA2 har en relativt flat forsterkningskurve for frekvensene det er målt ved, og har sitt maksimum ved ca. 2,2 GHz. Denne flate forsterkningskurven, kombinert med veldig lav  $S_{11}$  over det samme frekvensbåndet, kan tyde på at PA2 egner seg godt også ved andre frekvenser. I denne oppgaven ble det ikke lagt vekt på å lage et bredbåndig design, derfor ble det ikke gjort målinger for å undersøke hvor bredbåndige forsterkerne er.

Storsignalmåleresultatene, ved 1 dB kompresjon, viser at forsterkningen i PA2 er ca. 1 dB høyere enn i PA1, og at PA1 har høyere utgangseffekt og effektivitet enn PA2. Ettersom PA1 var den forsterkeren som hadde høyest PAE i simuleringene, er det ikke overraskende at PA1 er noe bedre på dette området. Mer overraskende er det at PA2 har så mye høyere forsterkning enn PA1 siden den simulerte forsterkningen til PA1 var ca. 1 dB høyere enn i PA2. Den mest oppsiktsvekkende forskjellen mellom forsterkerne var at utgangseffekten til PA1 var høyere enn utgangseffekten til PA2, ettersom PA1 kun var designet med tanke på PAE, men PA2 var designet for PAE og høy utgangseffekt. På tross av disse forskjellene er resultatene som er oppnådd for begge forsterkerne meget tilfredsstillende, spesielt med tanke på PAE og utgangseffekt. Tabell 4.3 oppsummerer maksimalpunktene til forsterkernes parametere. Tabellen viser at begge forsterkerne kan levere mer enn 11 W utgangseffekt, dette er mye effekt med tanke på at transistoren som er tatt i bruk er en 6 W transistor. Selv om disse resultatene er oppnådd mens forsterkerne er i dyp kompresjon, er dette et resultat som bør nevnes.

Målingene som er gjort på forsterkerne med modulert signal viser at forsterkerne har lite innvirkning på signaler med lav gjennomsnittseffekt, men det ser ut til PA2 har sterkere ulineariteter og minneeffekter enn PA1. Forsterkerne viser tydelig tegn på kompresjon når gjennomsnittseffekten til signalet øker til 11 dBm. PA2 er så langt inne i kompresjon at deler av signalet blir kuttet, og kan derfor ikke brukes ved disse effektene. Utgangssignalet til PA1 ved disse effektene er ganske forvrengt, og kan sannsynligvis ikke brukes som det er. En mulig måte å forbedre utgangssignalet fra

PA1 ved disse effektene er å benytte seg av for-forvrengning (*eng. predistortion*). Et resultat fra 16 QAM-målingene som bør fremheves er at begge forsterkerne viser særdeles gode faseegenskaper.



## 6. Konklusjon

Denne oppgaven har sett nærmere på prinsippene bak klasse F og invers klasse F effektforsterkere. Ut fra disse prinsippene har det blitt designet og produsert to forsterkere basert på en 6 W GaN-transistor fra Cree, med senterfrekvens på 2 GHz. Det ble benyttet en storsignalmodell fra Cree under designprosessen og simuleringene. I designet av den ene forsterkeren ble det lagt vekt på å maksimere PAE, mens det i den andre forsterkeren ble det lagt vekt på å maksimere PAE og utgangseffekt. Senere ble designene realisert og det ble utført målinger på forsterkerne.

Småsignalmålingene som ble utført på forsterkerne viste god korrelasjon med simuleringene. Målt  $S_{11}$  i begge forsterkerne var lavere enn -12 dB i et frekvensbånd på 0,8 GHz. Småsignalforsterkningen,  $S_{21}$ , ble målt til 11,7 dB ved senterfrekvens i PA1, og 10,9 dB i PA2. Småsignalforsterkningen i PA2 er relativt flat over det frekvensområdet målingene ble utført over (0,8 GHz). Denne flate småsignalforsterkningskurven, kombinert med lav  $S_{11}$ , kan tyde på at PA2 også egner seg for andre frekvenser.

Storsignalsimuleringene gjort på forsterkerne viste at PA1 hadde 11,12 dB forsterkning, 63,59 % PAE og utgangseffekt på 37,12 dBm, ved 1 dB kompresjon. De simulerte egenskapene til PA2 ved 1 dB kompresjon var 10,11 dB forsterkning, 62,74 % PAE og 40,61 dBm utgangseffekt. Målingene gjort på PA1 viste at denne forsterkeren hadde lavere forsterkning og PAE enn simulert, men at utgangseffekten var betraktelig høyere enn i simuleringene. For PA1 var de målte parameterne ved 1 dB kompresjon henholdsvis, 8,40 dB forsterkning, 58,90 % PAE og 39,93 dBm utgangseffekt. Målingene gjort på PA2 viste at alle de målte parameterne til denne forsterkeren var lavere enn det som ble simulert, men at tapet i forsterkning var mye mindre enn for PA1. For PA2 var henholdsvis målt forsterkning 9,57 dB, PAE 57,76 % og utgangseffekt 39,23 dBm ved 1 dB kompresjon. Det ble konkludert med at det var relativt god korrelasjon mellom simuleringene og målingene, og med dette at Cree har levert en storsignalmodell som representerer egenskapene til transistoren godt.

Målingene gjort med modulert signal viste at begge forsterkerne hadde gode AM/AM-egenskaper for signaler med 5 dBm gjennomsnittseffekt, men for signaler med gjennomsnittseffekt på 11 dBm kuttet PA2 symbolene med høyest amplitude, og kan derfor ikke brukes for signaler med en så høy gjennomsnittseffekt. Forsterkerne viste overraskende gode faseegenskaper, signaler med 11 dBm gjennomsnittseffekt hadde mindre enn  $0,5^\circ$  faseavvik. Gode faseegenskaper reduserer sannsynligheten for bitfeil.

Arbeidet som er utført i denne oppgaven viser at det er mulig å lage gode forsterkerdesign basert på en god storsignalmodell og simulert load-pull. Videre viser det

at design basert på GaN-teknologi har godt potensial til å levere effektive forsterkere med høy utgangseffekt og/eller stor båndbredde.

## 6.1 Videre arbeid

I denne oppgaven ble det kun utført simulert load-pull for så å designe et utgangsnettverk basert på funnene. I en eventuell videreføring av oppgaven kan det utføres load-pull-målinger på transistoren, og design av utgangsnettverk på bakgrunn av målinger. Videre kan resultatene for forsterkeren designet på bakgrunn av målinger sammenlignes med resultatene som ble oppnådd i denne oppgaven. Resultatene av dette kan gi en pekepinn på hvor gode design man kan oppnå kun ved bruk av simulert load-pull, samtidig som resultatene kan brukes til å verifisere transistormodellen som er tatt i bruk.

Videre hadde det vært interessant å klassifisere forsterkerne som er designet, altså hvilken klasse forsterkerne opererer i. For å gjøre dette må de indre parasittene i transistoren estimeres, en metode for å gjøre dette er presentert i [28]. Når parasittene er estimert kan man relativt enkelt regne seg fram til hvordan de harmoniske komponentene er terminert, og på denne måten klassifisere forsterkerne.

Det kunne også vært interessant å gjøre flere målinger på PA2 ettersom småsignalmålingene viste at forsterkeren hadde gode egenskaper over hele den målte båndbredden. For eksempel kunne det vært interessant å gjøre småsignalmålinger over en større båndbredde, samt undersøke bredbåndsegenskapene til forsterkeren.

Tidligere i oppgaven ble det nevnt at det var problematisk å bruke optimaliseringsfunksjonen i load-pull-testbenken som ble tatt i bruk. En mulig løsning på dette problemet er å ta i bruk designguiden Load-Pull - PAE, Output Power Contours at X dB Gain Compression [23]. Ettersom man i denne designguiden kan spesifisere det ønskede kompresjonsnivået i simuleringene, er det mulig at designguiden kan modifiseres slik at optimaliseringsfunksjonen kan brukes.



# Bibliografi

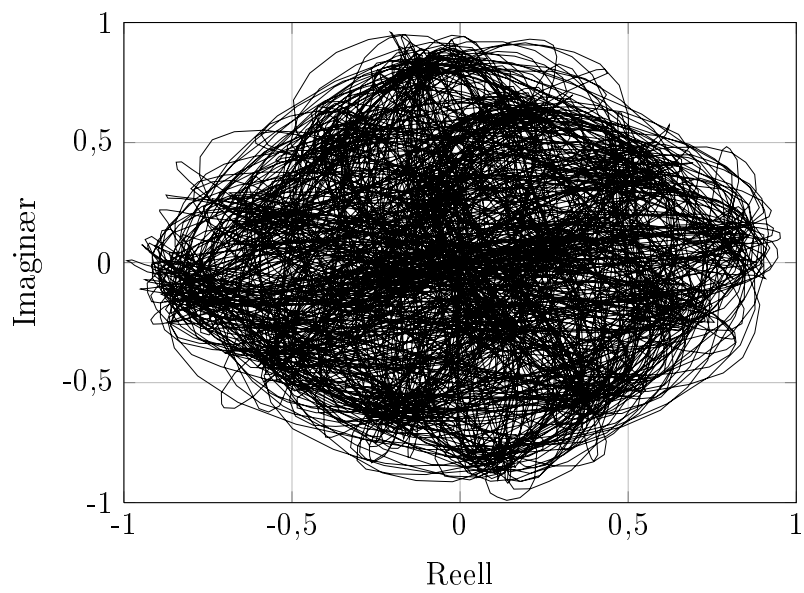
- [1] Marius Ubostad. *Linearization and Efficiency Enhancement of RF Power Amplifiers based on Advanced Measurements and Transistor Modeling*. PhD thesis, NTNU - Norwegian University of Science and Technology, September 2010.
- [2] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. ARTECH HOUSE, INC., 2nd edition, 2006.
- [3] F. H. Raab. Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(11), 1997.
- [4] David Schmelzer and Stephen I. Long. A GaN HEMT class F amplifier at 2 GHz with  $> 80\%$  PAE. In *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, CSIC IEEE*, pages 96–99, San Antonio, TX, 2006.
- [5] A. Inoue, A. Ohta, S. Goto, T. Ishikawa, and Y. Matsuda. The efficiency of class-F and inverse class-F amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 3, 2004.
- [6] C. J. Wei, P. DiCarlo, Y. A. Tkachenko, R. McMorro, and D. Bartle. Analysis and experimental waveform study on inverse class class-F mode of microwave power FETs. In *Microwave Symposium Digest. IEEE MTT-S International*, volume 1, 2000.
- [7] Young Yun Woo, Youngoo Yang, and Bumman Kim. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(5), 2006.
- [8] P. Saad, H. M. Nemati, M. Thorsell, K. Andersson, and C. Fager. An inverse class-F GaN HEMT power amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz. In *Microwave Conference, EuMC European*, Rome, 2009.
- [9] Seiki Goto, Tetsuo Kunii, Akira Ohta, Akira Inoue, Yoshihiro Hosokawa, Ryo Hattori, and Yasuo Mitsui. Effect of bias condition and input harmonic termination on high efficiency inverse class-f amplifiers. In *Microwave Conference, 2001. 31st European*, pages 1–4, September 2001.
- [10] Cree Inc. *Datasheet for CGH40006P - 6 W, RF Power GaN HEMT*.
- [11] Rogers Corporation. *Datasheet for RO4000® Series High Frequency Circuit Materials*.

- [12] Mihai Albulet. *RF Power Amplifiers*. Noble Publishing, Corp., 1st edition, 2001.
- [13] P-N Designs. Inc. Microwaves101, compression point. <http://microwaves101.com/> [Online].
- [14] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 1st edition, 2001.
- [15] Peter B. Kenington. *High-Linearity RF Amplifier Design*. ARTECH HOUSE, INC., 1st edition, 2000.
- [16] Yifeng Wu and Primit Parikh. High-power GaN HEMTs battle for vacuum-tube territory. *Compound Semiconductor*, 2006.
- [17] Johanson Technology. Johanson technology high frequency ceramic capacitor solutions. <http://www.johansontechnology.com/> [Online]. Selskapets hjemmeside.
- [18] A. Al Tanany, A. Sayed, and G. Boeck. Design of class  $F^{-1}$  power amplifier using GaN pHEMT for industrial applications. In *German Microwave Conference*, Munich, 2009.
- [19] Eric W. Weisstein. Wolfram Math World. <http://mathworld.wolfram.com/FourierSeriesSquareWave.html> [Online].
- [20] F. H. Raab. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(6), 2001.
- [21] J. D. Rhodes. Output universality in maximum efficiency linear power amplifiers. *International Journal of Circuit Theory and Applications International Journal of Circuit Theory and Applications*, 31(4):385–405, 2003.
- [22] Jan Verspecht. Large-signal network analysis. *IEEE microwave magazine*, December 2005.
- [23] Agilent Technologies. *Advanced Design System 2009 Product Documentation*.
- [24] Johanson technology. *Datasheet for Johanson multi-layer high-Q capacitors*.
- [25] Einar Berge Mogstad. Analyse og konstruksjon av en klasse B effektforsterker i GaN teknologi. Masteroppgave, Juli 2010.
- [26] Inder Bahl. *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. ARTECH HOUSE, INC., 2003.
- [27] Agilent Technologies. Pna help, am-pm conversion. <http://na.tm.agilent.com/pna/help/> [Online].
- [28] Morten Olavsbråten og Marius Ubostad. Transistor output parasitics and intrinsic waveforms estimation by time domain waveform measurements and load-pull. *IEEE Power Amplifier Symposium, Tempe Arizona*, September 2010.

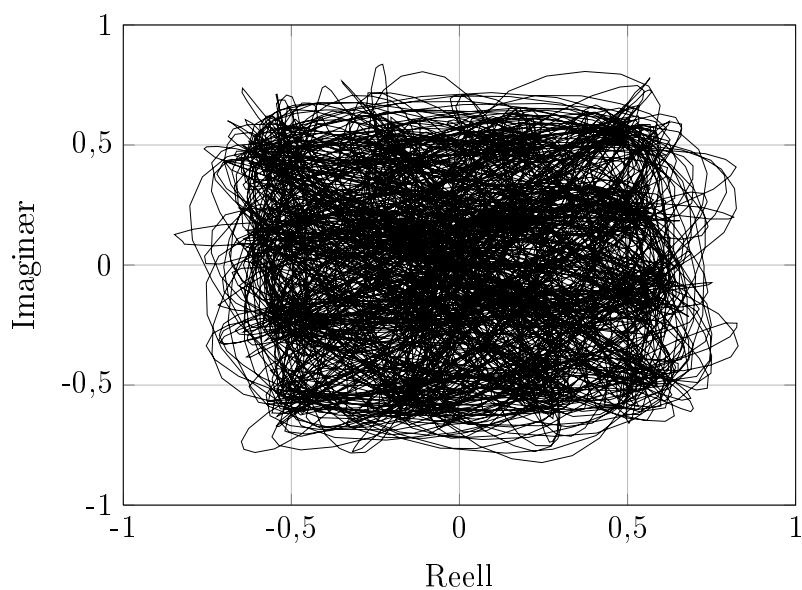
# A. Vedlegg 1

## A.1 Måleresultater

### A.1.1 Modulert signal

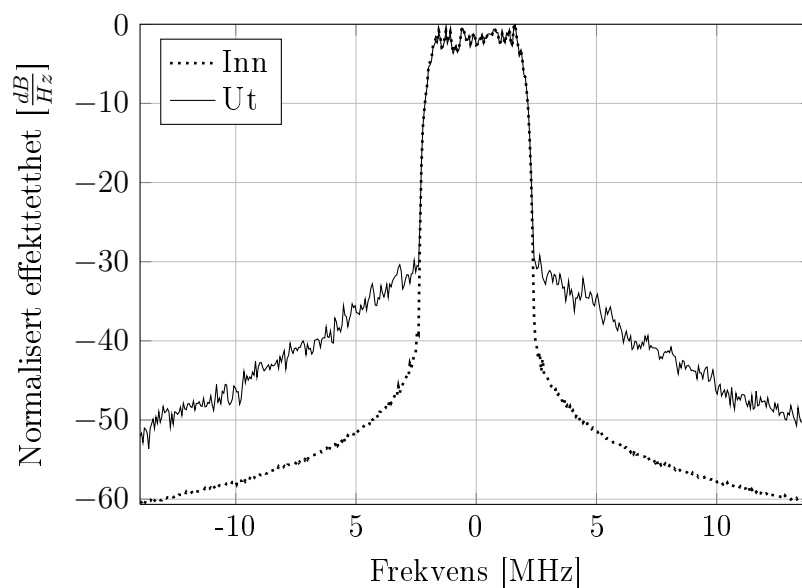


Figur A.1: PA1: 16 QAM utgangssignal, 9 dBm gjennomsnittseffekt

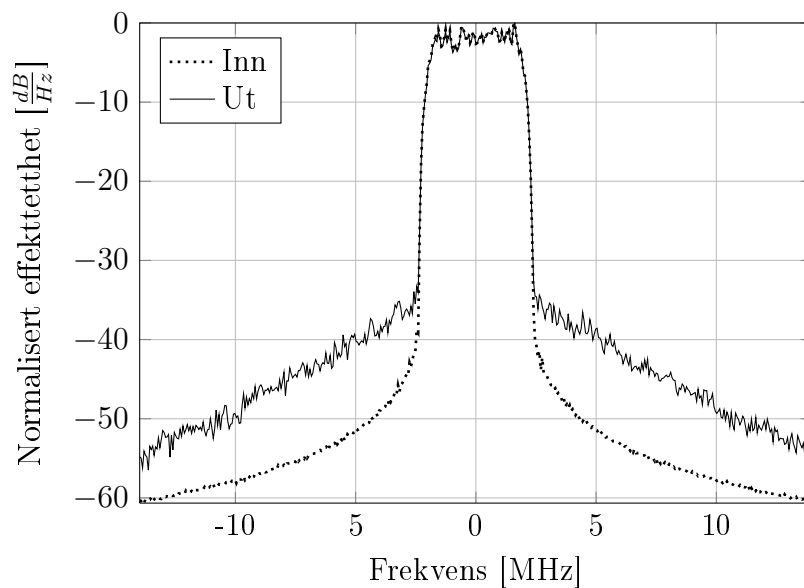


Figur A.2: PA2: 16 QAM utgangssignal, 9 dBm gjennomsnittseffekt

### A.1.2 Effektspektrum

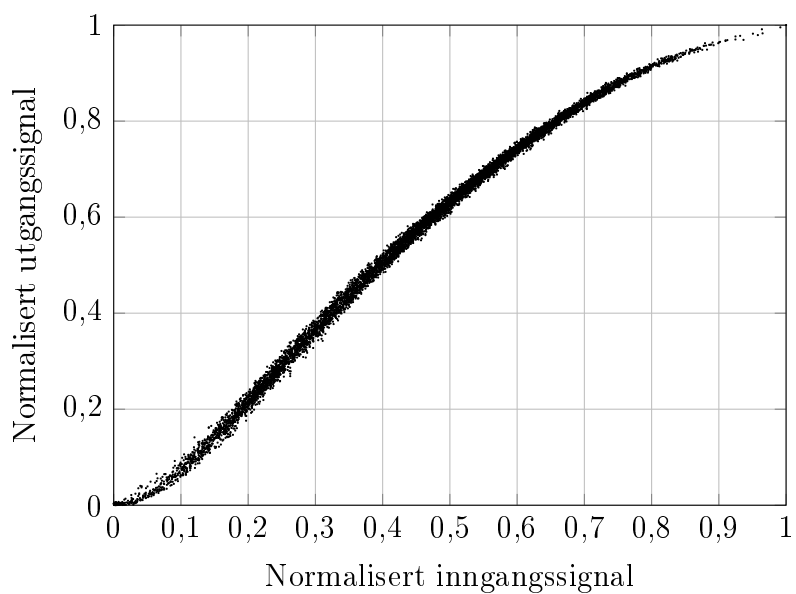


Figur A.3: PA1: Effektspektrum, 9 dBm gjennomsnittseffekt

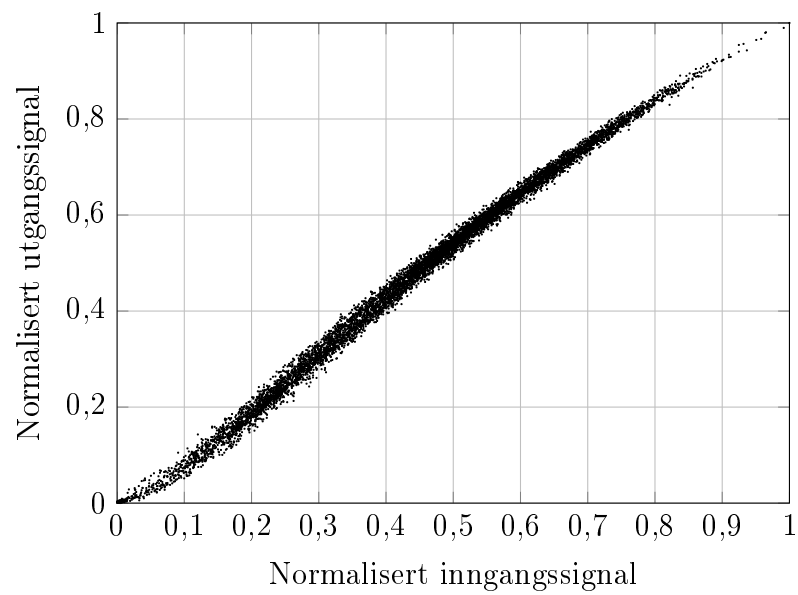


Figur A.4: PA2: Effektspektrum, 9 dBm gjennomsnittseffekt

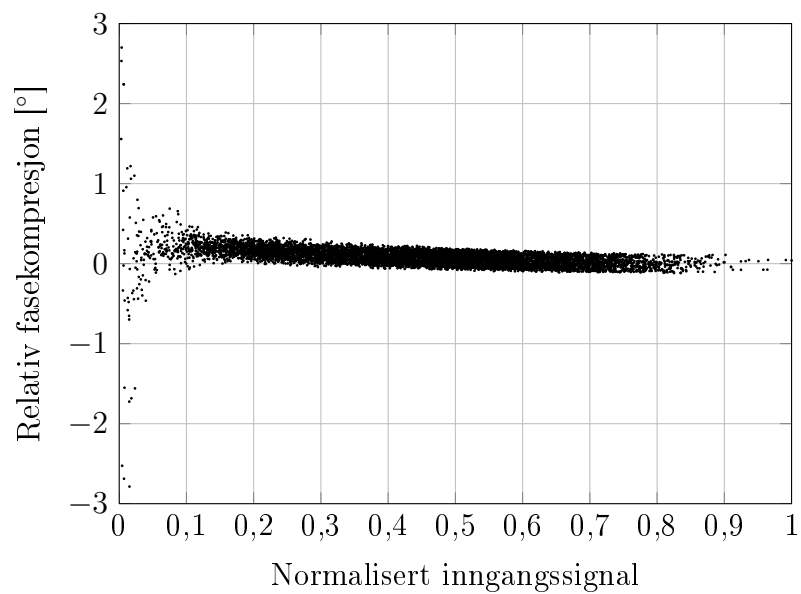
### A.1.3 AM/AM og AM/PM



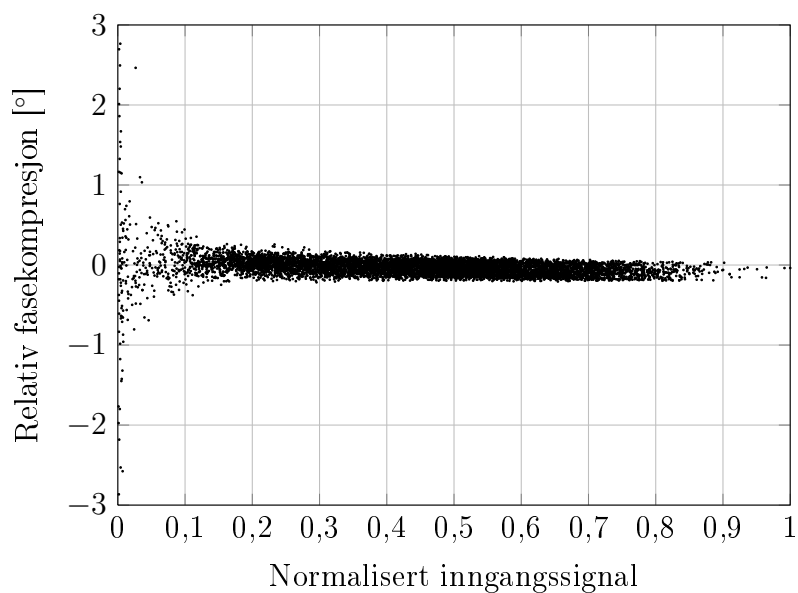
Figur A.5: PA1: AM/AM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt



Figur A.6: PA2: AM/AM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt



Figur A.7: PA1: AM/PM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt



Figur A.8: PA2: AM/PM plott, 9 dBm gjennomsnittseffekt

## A.2 Likninger

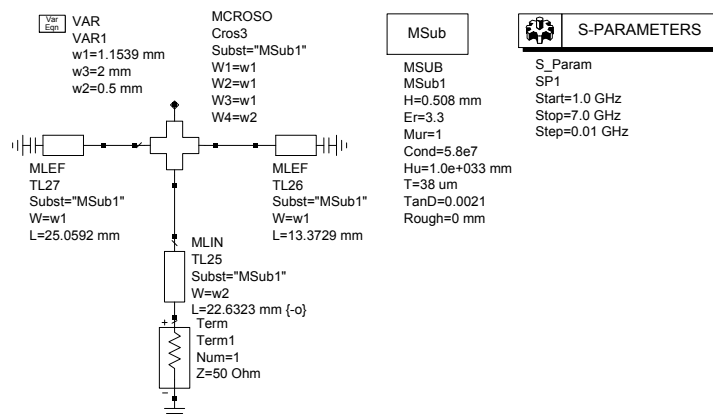
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & \dots & \sin(\theta_m) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin(((2 \cdot m) - 1) \cdot \theta_1) & \dots & \sin(((2 \cdot m) - 1) \cdot \theta_m) \\ \cos(\theta_1) & \dots & \cos(\theta_m) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ ((2 \cdot m) - 1) \cdot \cos(((2 \cdot m) - 1) \cdot \theta_1) & \dots & ((2 \cdot m) - 1) \cdot \cos(((2 \cdot m) - 1) \cdot \theta_m) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{x} = [v_1 \dots \dots v_m \ v_1 \dots \dots v_m]^T \quad (\text{A.2})$$

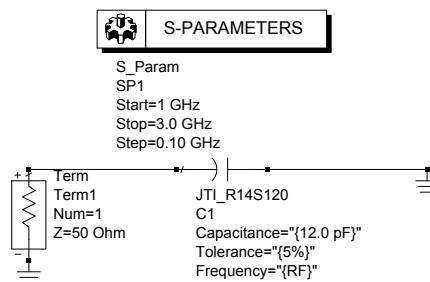
$$\mathbf{b} = [1 \dots \dots 1 \ 0 \ \dots \dots 0]^T \quad (\text{A.3})$$

# B. Vedlegg 2

## B.1 Testbenker

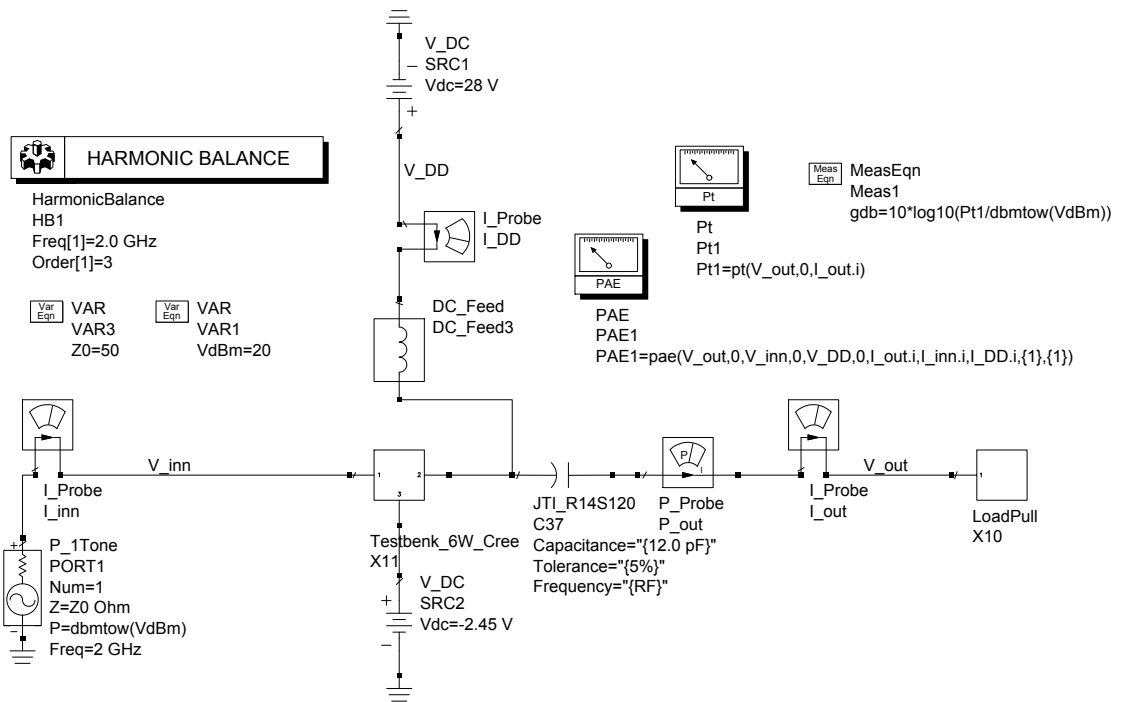


Figur B.1: Testbenk brukt i designet av forspenningsnettverket

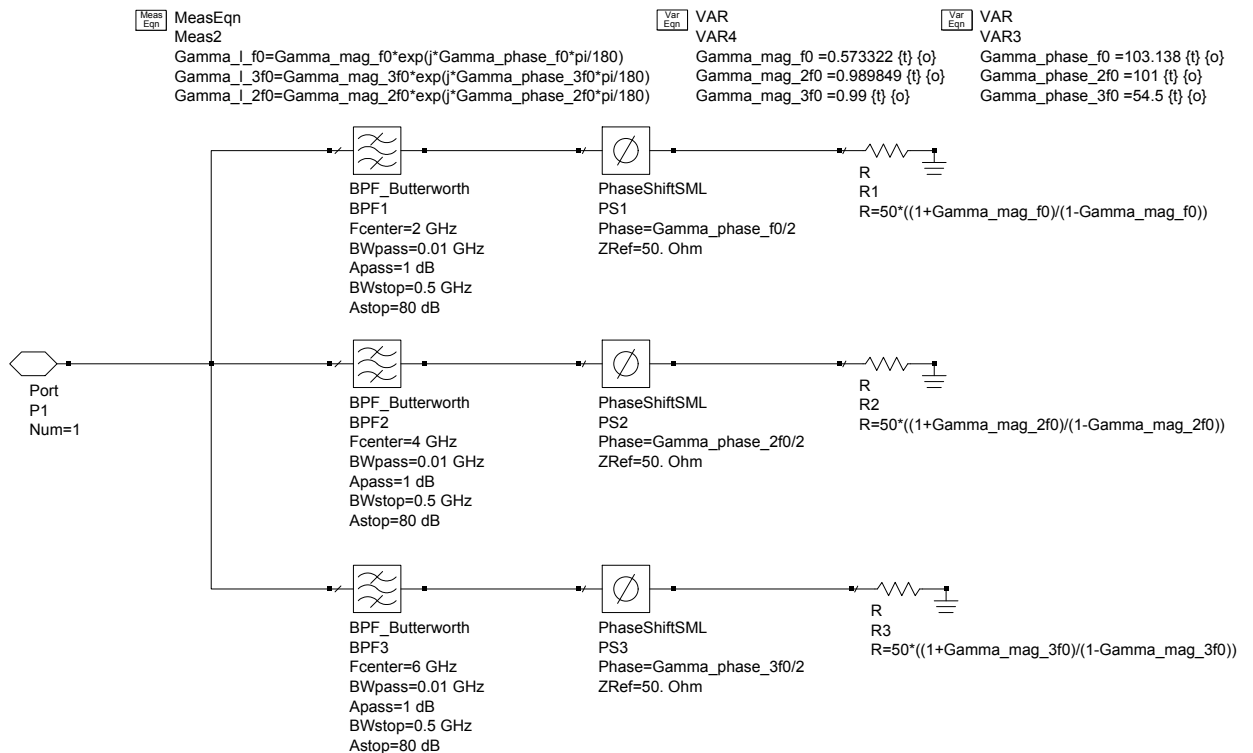


Figur B.2: Testbenk brukt i designet av DC-blokken





Figur B.3: Testbenk brukt i load-pull simuleringene



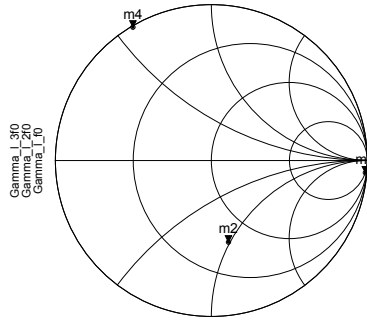
Figur B.4: Load-pull testbenk fra [1]

Watt_out	PAE_1dB	delta_gain	Max_gain	P_out_1dB
5.902	70.504	1.177	14.193	24.694

m4  
indep(m4)=0  
Gamma\_I\_3f0=0.990 / 120.474  
impedance = Z0 \* (0.007 + j0.572)

m3  
indep(m3)=0  
Gamma\_I\_2f0=0.990 / -4.639  
impedance = Z0 \* (3.021 - j24.314)

m2  
indep(m2)=0  
Gamma\_I\_1f0=0.535 / -78.160  
impedance = Z0 \* (0.670 - j0.981)

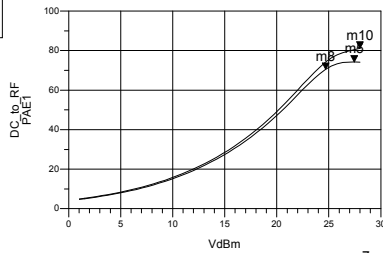


indep(Gamma\_I\_1f0) (0.000 to 0.000)  
indep(Gamma\_I\_2f0) (0.000 to 0.000)  
indep(Gamma\_I\_3f0) (0.000 to 0.000)

m10  
VdBm=28.000  
DC\_to\_RF=81.095

m8  
VdBm=24.694  
PAE1=70.504

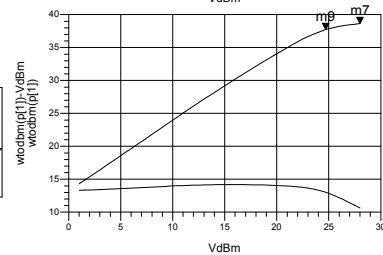
m5  
VdBm=27.449  
PAE1=74.192  
Max



- gain = p[1]/dbmtow(VdBm)
- DC\_to\_RF = PAE1/(1-1/gain)
- Watt\_out=dbmtow(m9)
- P\_out\_1dB=indep(m1)
- PAE\_1dB = m8
- delta\_gain=m6-m1
- Max\_gain=m6

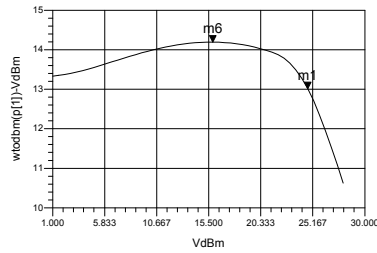
m7  
indep(m7)=28.000  
plot\_vs(wtodbm(p[1]), VdBm)=38.625  
Max

m9  
indep(m9)=24.694  
plot\_vs(wtodbm(p[1]), VdBm)=37.710

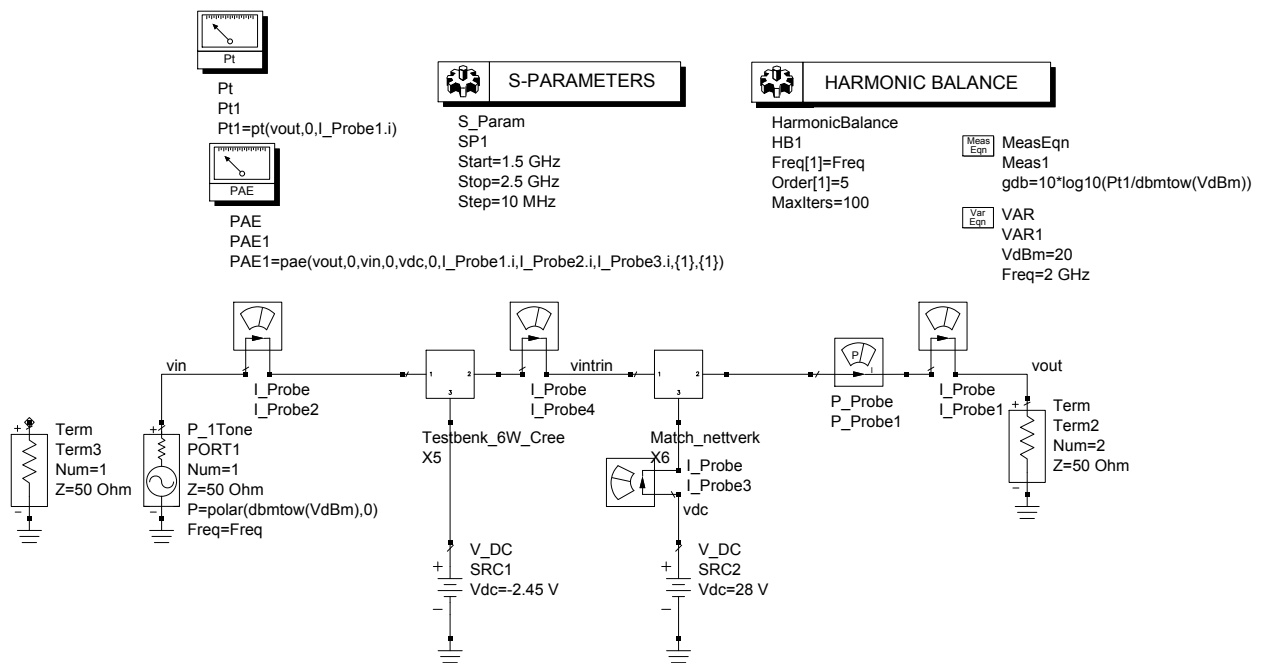


m6  
indep(m6)=15.878  
plot\_vs(wtodbm(p[1])-VdBm, VdBm)=14.193  
Max

m1  
indep(m1)=24.694  
plot\_vs(wtodbm(p[1])-VdBm, VdBm)=13.016



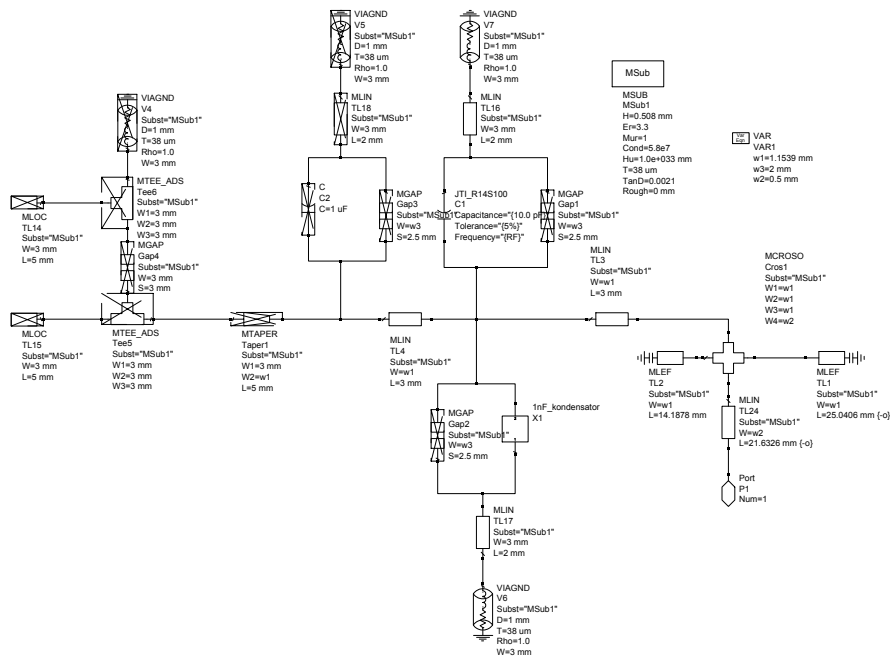
Figur B.5: Plottoppsett for simulert load-pull



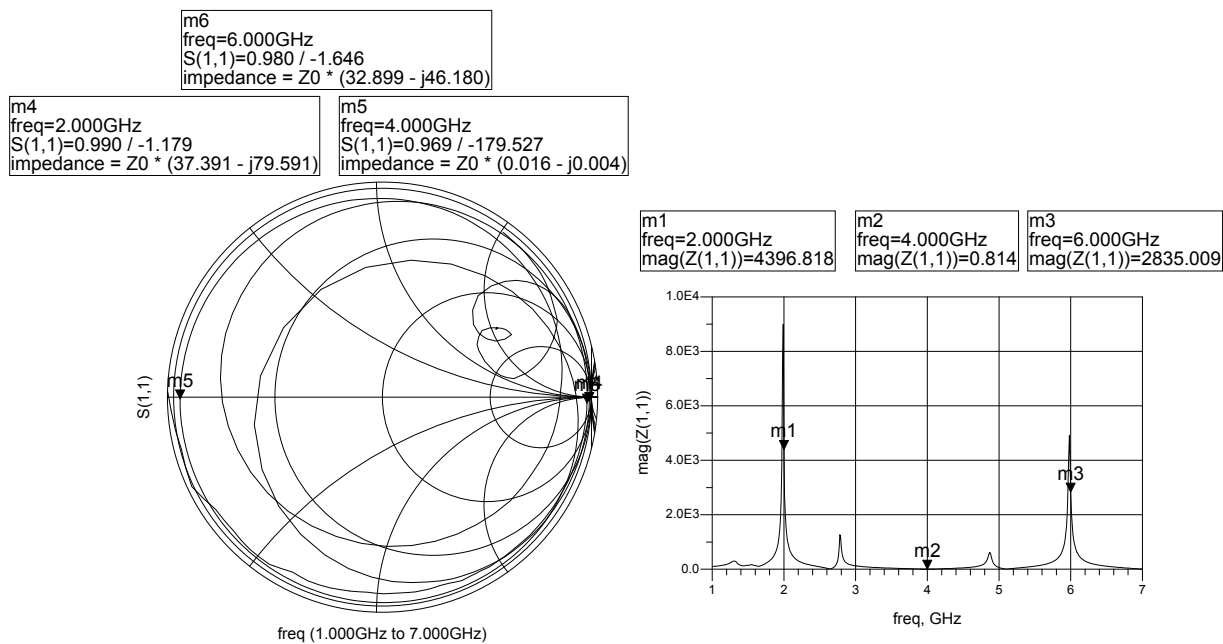
Figur B.6: Testbenk for små- og storsignalsimuleringer

# C. Vedlegg 3

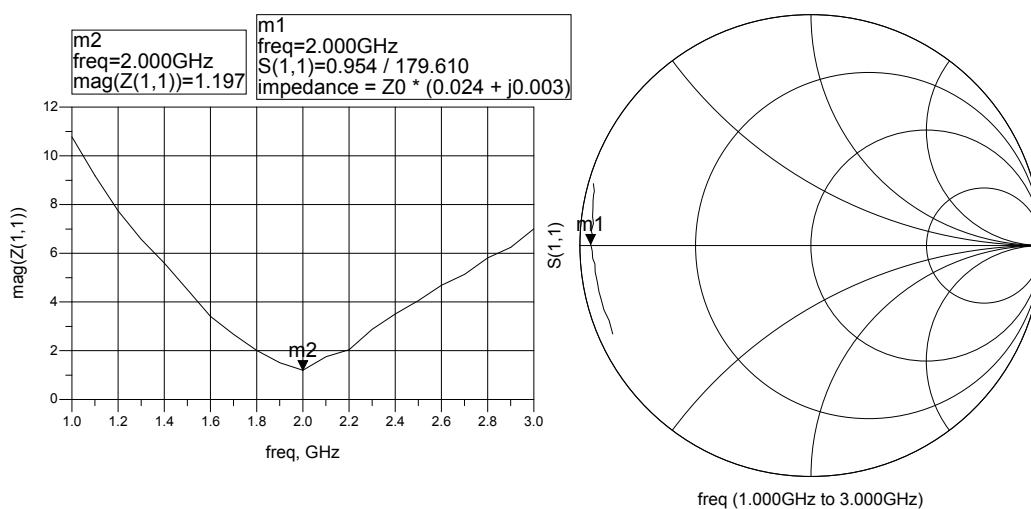
## C.1 Passive nettverk og simuleringer



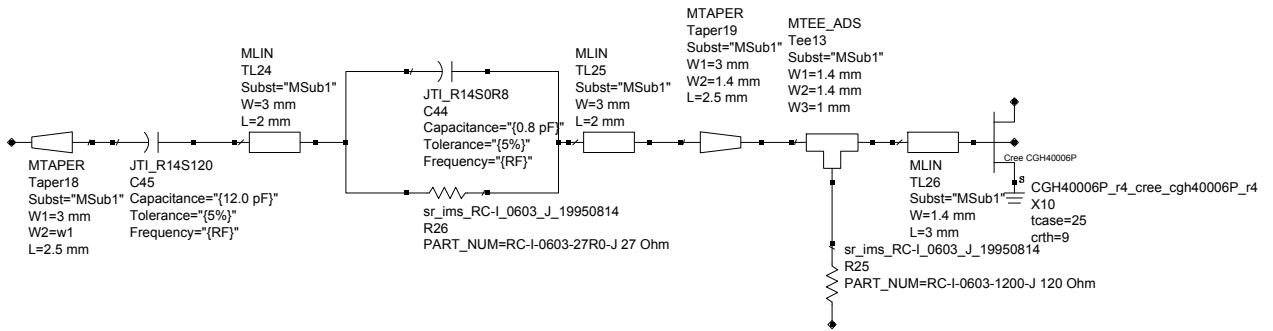
Figur C.1: Forspenningsnettverk



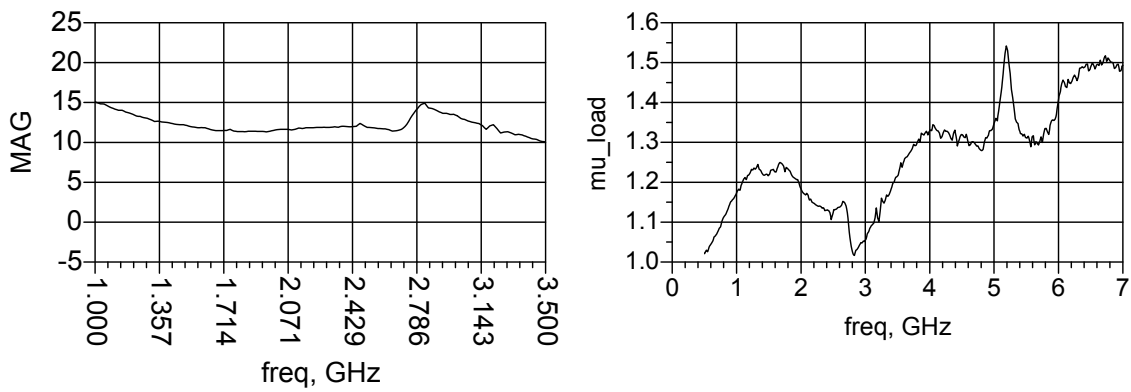
Figur C.2: Simuleringsresultater for forspenningsnettverket



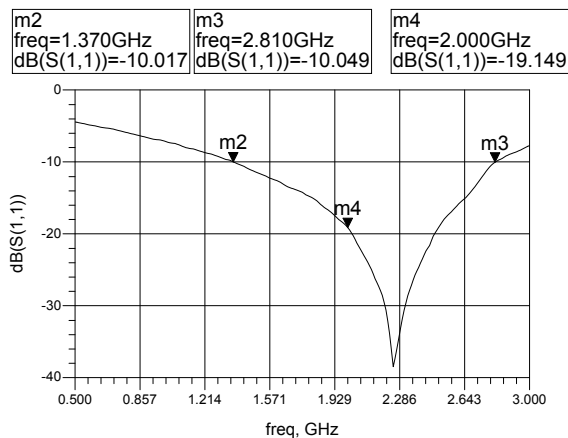
Figur C.3: Simuleringsresultater for DC-blokken



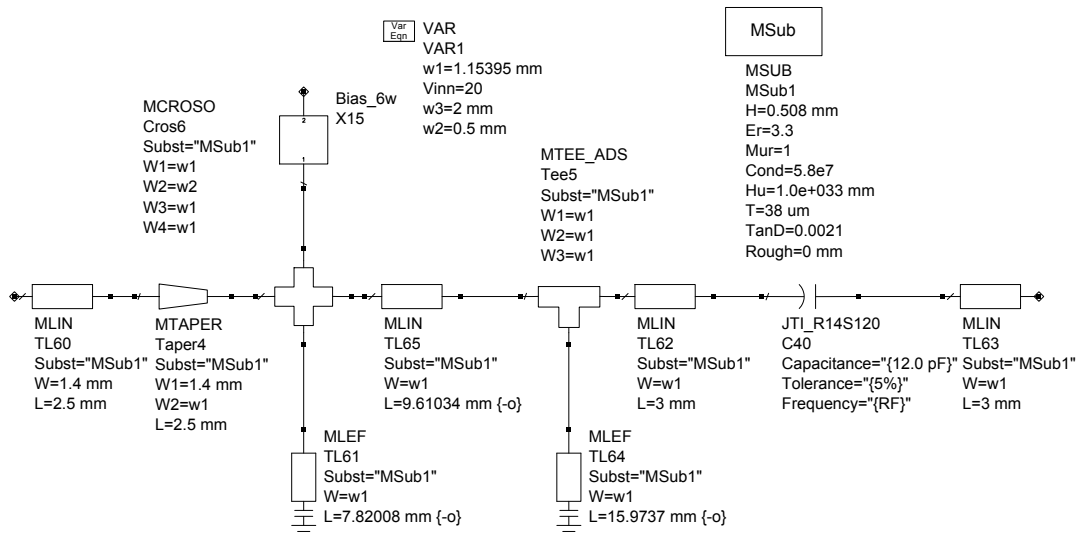
Figur C.4: Stabiliseringsnettverk



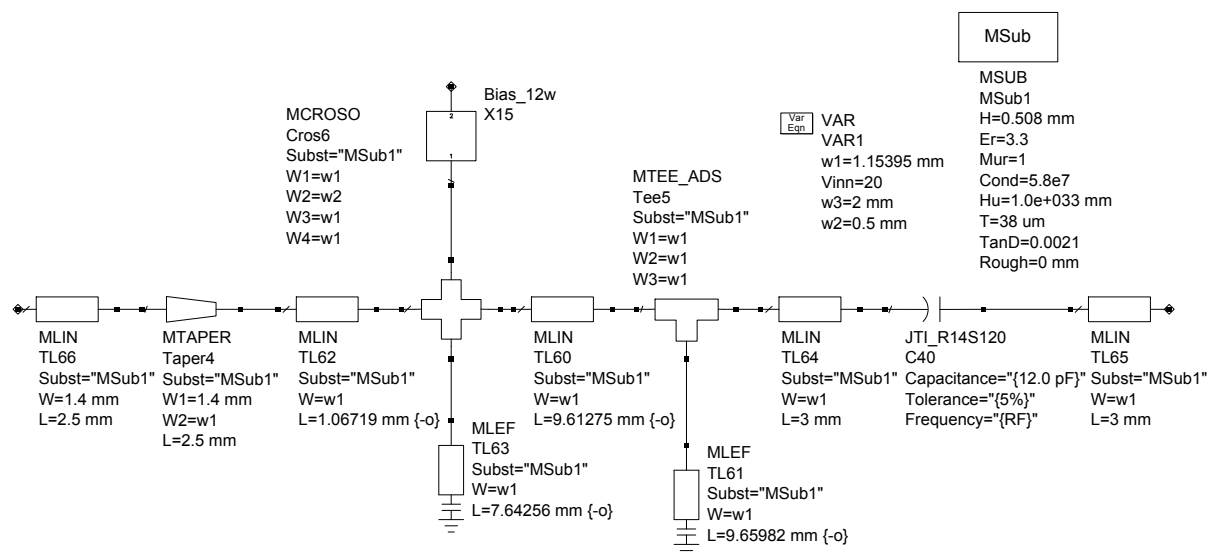
Figur C.5: Simuleringsresultater for stabiliseringsnettverket



Figur C.6: Simulert S<sub>11</sub>, inngangsmatch



Figur C.7: Utgangsmatch PA1



Figur C.8: Utgangsmatch PA2