

# Analyse og konstruksjon av en klasse B effektforsterker i GaN teknologi

**Einar Berge Mogstad**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juli 2010

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Biveileder(e): Marius Ubostad, 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 tilfredsstillе mange strenge krav. Teknisk gode PA løsninger gir således store konkurransefortrinn.

Hovedtemaet i denne oppgaven er å konstruere en klasse B effektforsterker basert på en 10W 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 B forsterkerkonstruksjon.
- Sette seg inn i bruk av Timedomain Waveform Measurement Equipment, SWAP402 for karakterisering og måling av transistorer og forsterkere.
- Simulere og konstruere en effektforsterker basert på storsignalmodell fra Cree.
- Bruke SWAP402 og load-pull til å finne et optimalt design vha målinger.
- Lage en eller flere prototyper og måle egenskapene (forsterkning, effektivitet, linearitet osv) til disse.

Foreløpig spesifikasjon:

Frekvens: 2,0 GHz

Båndbredde (1dB): >100MHz

Gain: >12dB

Utgangseffekt,  $P_{sat}$ : >10W

$S_{11}$  (dB): < -10dB

Oppgaven gitt: 23. februar 2010

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## Sammendrag

De senere årene har vist en stadig økende interesse for transistorer basert på Gallium Nitrid, spesielt i design av effektforsterkere for trådløse applikasjoner. Denne rapporten beskriver to klasse B forsterkerdesign for 2GHz basert på en 10W GaN-HEMT fra Cree. I tillegg presenteres relevant forsterkerteori, samt detaljerte beskrivelser av design-, konstruksjons- og måleprosessene.

Det første forsterkerdesignet ble gjort ved bruk av en storsignalmodell fra Cree i Advanced Design System. Måleresultater viser god samsvar med simuleringsresultater for de to realiserte forsterkerne fra dette designet. Typiske avvik gjør seg likevel gjeldende, og denne oppgaven forsøker å kartlegge ulike faktorer i design-, konstruksjons- og måleprosessene som har betydelig innvirkning på de endelige resultatene.

For å oppnå større korrelasjon, oppfordres det blant annet til å benytte alternative metoder ved produksjon av kretskort, verifisere nøyaktigheten til de passive komponentmodellene og kompensere for spenningsfall under effektmålinger. I 1dB-kompresjon oppnår en av de konstruerte forsterkerne fra dette designet en utgangseffekt på 39.8dBm, en forsterkning på 12.5dB, samt en effektivitet (PAE) på 55.2%.

Det andre forsterkerdesignet ble gjort ved bruk av et moderne load-pull-oppsett, som gjør det mulig å utføre målinger på transistorterminalene i tidsdomenet. Tilpassingsnettverk på inn- og utgang ble dermed designet basert på måleresultater. Den realiserte forsterkeren fra disse målingene oppnår en noe lavere forsterkning, 9.7dB i 1dB-kompresjon, men med en høyere utgangseffekt på 41.2dBm og en noe bedre PAE på 56.7%. Med måleutstyret er det også gjort et studie av bølgeformene til strøm og spenning på drain som viser at denne forsterkeren er en harmonisk tunet klasse B forsterker.

Rapporten viser med utgangspunkt i måleresultatene til den realiserte forsterkeren fra målingene at load-pull-oppsettet fremstår som et svært attraktivt alternativ til å benytte transistormodeller i Advanced Design System. Særlig dersom integrasjonen av måleutstyret i det eksisterende load-pull-oppsettet kan bedres og ved bruk av spenningsfallkompensering.



# Forord

Denne masteroppgaven er utarbeidet av Einar Berge Mogstad ved IME-fakultetet på NTNU, og markerer slutten på det femårige Sivilingeniørstudiet innen elektronikk. Jeg har igjennom oppgaven hatt Morten Olavsbråten og Marius Ubostad som veiledere, og ønsker å rette en stor takk til disse for god hjelp og støtte. I tillegg vil jeg takke Terje Mathisen for produksjon av kretskortene, og Tore Landsem samt Tore Berg på Teleteknisk Verksted for arbeidet med kjøleribbene og kretskortene. Videre vil jeg også takke medstudentene Dragan Mitrevski og Hans Herman Hansen for god hjelp igjennom studietiden. Arbeidet har vært svært lærerikt, og fremtidige masterstudenter anbefales på det sterkeste å benytte det avanserte load-pull/SWAP-oppsettet som er tilgjengelig på laboratoriet.

Trondheim 20/7-2010

Einar Berge Mogstad





# Innhold

Sammendrag	i
Forord	iv
Figurer	vii
Tabeller	x
Ordliste	xi
<b>1 Introduksjon</b>	<b>1</b>
<b>2 Teori</b>	<b>3</b>
2.1 RF-forsterker . . . . .	4
2.1.1 Aktiv enhet . . . . .	4
2.1.2 Passivt nettverk på inn- og utgang . . . . .	4
2.1.3 Definisjon av viktige parametere . . . . .	5
2.2 Forsterkerklasser . . . . .	7
2.2.1 Klasse A . . . . .	7
2.2.2 Klasse B . . . . .	10
2.3 Designteknologi . . . . .	12
2.3.1 Komponenter . . . . .	12
2.3.2 Forsterkerdesign basert på storsignalmodell . . . . .	14
2.3.3 Forsterkerdesign basert på målinger på laboratoriet . . . . .	14
2.4 Designteori ADS . . . . .	19
2.4.1 Biaserings-nettverk . . . . .	19
2.4.2 Stabilisering . . . . .	21
2.4.3 Tilpasning . . . . .	23
2.5 Kalibrering . . . . .	26
2.5.1 Måling med nettverksanalysator . . . . .	26
2.5.2 Måling med load-pull/SWAP . . . . .	27
<b>3 Metode</b>	<b>33</b>
3.1 Kretsdesign fra simuleringer i ADS . . . . .	34
3.1.1 Valg av arbeidspunkt og biasdesign . . . . .	34
3.1.2 Stabilisering . . . . .	38
3.1.3 Tilpasning på inn- og utgang . . . . .	39

3.2	Konstruksjon av forsterkere fra design i ADS . . . . .	42
3.3	Målinger på forsterkere fra design i ADS . . . . .	43
3.3.1	Småsignalmålinger . . . . .	43
3.3.2	Storsignalmålinger (1-tone) . . . . .	45
3.4	Kretsdesign fra målinger på laboratoriet . . . . .	49
3.4.1	Forberedelse før måling . . . . .	49
3.4.2	Måling . . . . .	52
3.4.3	Realisering av nettverk i ADS . . . . .	55
3.4.4	Konstruksjon og målinger på forsterker . . . . .	57
<b>4</b>	<b>Resultater</b>	<b>59</b>
4.1	Kretsdesign fra simuleringer i ADS . . . . .	60
4.1.1	Målinger/simuleringer på småsignal . . . . .	60
4.1.2	Storsignalmålinger med effektmeter/simuleringer i ADS . . . . .	62
4.2	Kretsdesign fra målinger på laboratoriet . . . . .	64
4.2.1	Storsignalmålinger med effektmeter . . . . .	64
4.2.2	Bølgeformer målt med SWAP på testkort . . . . .	66
<b>5</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>67</b>
5.1	Designet fra simuleringer i ADS . . . . .	68
5.1.1	Designprosessen . . . . .	68
5.1.2	Småsignalmålinger . . . . .	69
5.1.3	Storsignalmålinger . . . . .	70
5.1.4	Generelle feilkilder . . . . .	72
5.2	Designet fra målinger på laboratoriet . . . . .	74
5.2.1	Designprosessen/konstruksjon av PA3 . . . . .	74
5.2.2	Måleresultater . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>79</b>
6.1	Videre arbeid . . . . .	80
	<b>Bibliografi</b>	<b>81</b>
	<b>A Forsterkerdesign i ADS</b>	<b>85</b>
	<b>B Målinger på fors. designet i ADS</b>	<b>89</b>
	<b>C Forsterkerdesign fra målinger</b>	<b>95</b>

# Figurer

2.1	Prinsippskisse til en RF-forsterker med et trinn . . . . .	4
2.2	RF-forsterker med redusert ledningsvinkel . . . . .	5
2.3	Biasering i de forskjellige klassene . . . . .	7
2.4	$V_g$ og $I_d$ til en forsterker med redusert ledningsvinkel [11] . . . . .	8
2.5	Fourier-komponenter til $I_d$ mot ledningsvinkel ( $I_{Max} = 1$ ) [11] . . . . .	9
2.6	Utgangseffekt og effektivitet mot ledningsvinkel (Optimal last og perfekt harmonisk terminering er antatt) [11] . . . . .	9
2.7	Bølgeformer til en klasse B forsterker [11] . . . . .	10
2.8	Seriemontasje av en overflatemontert-kondensator på $50\Omega$ mikrostrip-linjer [15] . . . . .	13
2.9	Ekvivalentkrets til kondensatoren i figur 2.8 [15] . . . . .	13
2.10	Oppbygning til mikrostrip [15] . . . . .	14
2.11	Klassisk oppsett for måling med load-pull/source-pull [17] . . . . .	15
2.12	Moderne load-pull oppsett for måling i tidsdomenet [17] . . . . .	15
2.13	Drain-strøm og drain-spenning til en GaN-transistor målt med “time-domain load-pull” [18] . . . . .	16
2.14	Kretsskjema til måleoppsett på laboratoriet . . . . .	17
2.15	Måleoppsett på laboratoriet . . . . .	17
2.16	Biaseringskrets med kvartbølgerlinjer . . . . .	19
2.17	Simulering på ideell biaseringskrets i ADS . . . . .	20
2.18	Simuleringsresultater fra kretsen i figur 2.17 . . . . .	20
2.19	Forsterkning og $\mu$ -faktorer for en ustabilisert GaN-transistor . . . . .	21
2.20	Frekvensselektive metoder for stabilisering . . . . .	22
2.21	Simuleringsresultater til nettverkene i figur 2.20 . . . . .	22
2.22	Transistor med tilpasningsnettverk på inn- og utgang . . . . .	23
2.23	Karakteristikk for en forsterker med konjugert tilpassning (heltrukket linje) og en forsterker tilpasset for maksimal utgangseffekt (stiplet linje) [11] . . . . .	24
2.24	LP-simuleringsoppsett i ADS . . . . .	24
2.25	Konturer for utgangseffekt og PAE vs. Last-impedans i ADS . . . . .	25
2.26	Flytdiagram for HB-simulering i ADS [23] . . . . .	25
2.27	Systematiske målefeil [24] . . . . .	26
2.28	Oversikt over kalibreringsstandarder og feilene de fjerner [24] . . . . .	27
2.29	Testkort for målinger med LP/SWAP . . . . .	28
2.30	Måleplan og ønsket referanseplan for testkortet i figur 2.29 [26] . . . . .	28
2.31	TRL-kalibrering . . . . .	29

2.32	Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Thru” [26]	30
2.33	Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Reflect” [26]	30
2.34	Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Line” [26]	31
3.1	IV kurver til transistor	34
3.2	Testbenk for valg av “stub” eller “vifte” til biasnettverk	35
3.3	Resultat fra testbenk i figur 3.2	35
3.4	Biasnettverk uten avkoblingskondensatorer	36
3.5	Simuleringsresultat til biasnettverket i figur 3.4	37
3.6	Utdrag av testbenken for valg av DC-blokk kondensator	37
3.7	Impedans til forskjellige kondensatorer på lab ( $\text{mag}(Z(x,x))$ )	37
3.8	Krets før stabilisering og tilpasning	38
3.9	Forsterkning og $\mu$ -faktorer etter stabilisering	39
3.10	Forsterker før konstruksjon av tilpasningsnettverk	40
3.11	Optimalisering av endelig forsterker	41
3.12	Forsterkning og $\mu$ -faktorer til krets med tilpasningsnettverk	41
3.13	PA1	43
3.14	PA2	43
3.15	Skjema småsignalmåling på lab	44
3.16	Bilde av småsignalmåling av PA2 på lab	44
3.17	Testbenk for å sammenligne ADS med de konstruerte forsterkerne	44
3.18	Skjema til måleoppstillingen uten effektmeter	46
3.19	Bilde av måleoppstillingen uten effektmeter	46
3.20	Utgangseffekt vs. Inngangseffekt til PA1&PA2 som driverforsterkere	47
3.21	Skjema til måleoppstillingen med effektmeter	48
3.22	Bilde av måleoppstillingen med effektmeter	48
3.23	Simuleringskrets til endelig testkort	49
3.24	Simuleringsresultater til kretsen i figur 3.23	50
3.25	Kretsskjema for TRL-kalibreringskort laget i ADS	50
3.26	Kar. av tuner	51
3.27	Kar. av koblere til ref.plan	51
3.28	VTD-GUI for kalibrering av SWAP	52
3.29	Konstruksjon av inngangsnettverk i ADS	55
3.30	Simuleringsresultater til nettverket i figur 3.29	56
3.31	Konstruksjon av utgangsnettverk i ADS	56
3.32	Simuleringsresultater til nettverket i figur 3.31	56
3.33	PA3	57
4.1	Forsterkning $S(2,1)$ , PA1, PA2 og ADS	60
4.2	Inngangs-returtap $S(1,1)$ , PA1, PA2 og ADS	60
4.3	Utgangs-returtap $S(2,2)$ , PA1, PA2 og ADS	61
4.4	Forsterkning vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS	62
4.5	Utgangseffekt vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS	62
4.6	PAE vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS	63
4.7	Forsterkning vs. Inngangseffekt, PA3	64
4.8	Utgangseffekt vs. Inngangseffekt, PA3	64
4.9	PAE vs. Inngangseffekt, PA3	65

4.10	Spenning og strøm på “gate” vs. Tid . . . . .	66
4.11	Spenning og strøm på drain vs. Tid . . . . .	66
5.1	Simulering på kretsen i figur 3.2 med ADS_MTEE i stedet for MCROSO	68
5.2	Måling på “tilførselskabelen” til DUT fra storsignalmålingene . . . . .	71
5.3	Ekivalentkrets til en motstand montert i serie på mikrostrip [15] . . . . .	73
A.1	Komplett biaseringsnettverk på drain . . . . .	85
A.2	Simuleringsresultater til biaseringsnettverket i figur A.1 . . . . .	86
A.3	Kretsskjema til forsterker designet i ADS . . . . .	87
A.4	Layout til forsterker designet i ADS . . . . .	88
B.1	Forsterkning $S(2,1)$ . . . . .	89
B.2	Inngangs-returtap $S(1,1)$ . . . . .	89
B.3	Utgangs-returttap $S(2,2)$ . . . . .	90
B.4	Forsterkning vs. Inngangseffekt . . . . .	91
B.5	Utgangseffekt vs. Inngangseffekt . . . . .	91
B.6	PAE vs. Inngangseffekt . . . . .	92
C.1	Simuleringskrets til testkort med original stabilisering . . . . .	95
C.2	Simuleringsresultater til kretsen i figur C.1 . . . . .	95
C.3	Layout til testkort . . . . .	96
C.4	Layout til TRL-kalibreringskort . . . . .	96
C.5	Kretsskjema til forsterker designet fra målinger . . . . .	97
C.6	Layout til forsterker designet fra målinger . . . . .	98

# Tabeller

2.1	Produkt-fordeler for forsterkere realisert med GaN-teknologi [4]	12
2.2	Viktige data til FR4 substratet som ble brukt i oppgaven [16]	14
2.3	Utstyrliste for forsterkerdesignet basert på målinger	18
3.1	Komponentoversikt simulering	39
3.2	Optimaliseringsmål til endelig forsterker	40
3.3	Komponentoversikt konstruksjon (gråfarge = forskjellig fra simulering)	42
3.4	Deler som i tillegg til tabell 3.3 ble brukt	42
3.5	Utstyrliste småsignalmålinger	43
3.6	Sammenligning av $V_g$ og $I_d$ i konstruert forsterker og ADS	44
3.7	Utstyrliste til måling uten effektmeter	45
3.8	Tilleggsutstyr for målingen med wattmeter	47
3.9	Utstyr brukt i karakteriserings-/kalibrerings-prosessen	51
3.10	Målte data for forskjellige $\Gamma_S$ på grunnharmoniske ( $f_0$ )	53
3.11	Målte data for forskjellige $\Gamma_L$ på grunnharmoniske ( $f_0$ ) i 1 dBc	53
3.12	Målte data for forskjellige $\Gamma_L$ på andreharmoniske ( $2f_0$ ) i 1 dBc	54
3.13	Målte data for forskjellige $\Gamma_L$ på tredjeharmoniske ( $3f_0$ ) i 1 dBc	54
4.1	Oppsummering av småsignalres. (Snittet av 21 verdier i designbåndet)	61
4.2	Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, ADS, PA1 og PA2	63
4.3	Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, SWAP og PA3	65
5.1	Resultater fra 1dBc i ADS uten/med motstand, og målt PA1	72
5.2	Sammenligning av verdier for $\Gamma_L$ på $f_0$ for SWAP og WinPower	75
5.3	Sammenligning av verdier fra WinPower mot oppnådde i ADS	76
B.1	Oppsummering av småsignalres. (Snittet av 21 verdier i designbåndet)	90
B.2	Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, ADS, PA1 og PA2 uten effektmeter	92

# Ordliste

**1dBc** 1dB-compression (1dB-kompresjon)

**ADS** Advanced Design System (Programvare fra Agilent)

**DUT** Device Under Test (Enhet under test)

**FOM** Figure of Merit (Ytelsesmål)

**GaAs** Gallium Arsenide (Galliumarsenid)

**GaN** Gallium Nitride (Galliumnitrid)

**HEMT** High Electron Mobility Transistor (Transistorteknologi)

**LP** Load-Pull (Metode for å variere last-impedans)

**MAG** Maximum Available Gain (Maksimal tilgjengelig forsterkning)

**PA** Power Amplifier (Effektforsterker)

**PAE** Power Added Efficiency (Effektivitetsmål)

**RF** Radio Frequency (Radiofrekvens)

**SOLT** Short-Open-Load-Through (Kalibreringsmetode)

**TRL** Thru-Reflect-Line (Kalibreringsmetode)

**VTD** Verspecht-Teyssier-DeGroot (Utstyrproducent av SWAP-X402)





# 1. Introduksjon

RF-effektforsterkere (RF-PA) er kjent for å være en av de mest energikrevende og kritiske byggeblokkene i moderne trådløse systemer. Med den kontinuerlige utviklingen av nye trådløse standarder stilles det stadig strengere krav, og det foreligger store utfordringer i å forbedre effektivitet, linearitet, båndbredde og de termiske egenskaper til effektforsterkere.

Essensielt for å kunne oppnå disse målene er en avansert transistorteknologi. Galliumnitrid-baserte transistorer (GaN) har gjort betydelige fremskritt det siste tiåret [1] og ser ut til å ha migrert fra universitets- og forskningslaboratorier til kommersielle produkter [2, 3]. Produktspekteret er bredt og spenner fra trådløs infrastruktur (basestasjoner) til militær elektronikk av høy kvalitet. Sammenlignet med eksisterende teknologier viser forsterkere basert på GaN-HEMT transistorer flere fordeler [1].

Blant disse er den høye effekttettheten som tillater produksjon av mindre enheter med samme utgangseffekt. Høyere impedans, grunnet den reduserte størrelsen, resulterer også i en enklere tilpasning av transistoren i en forsterker. I tillegg vil operasjon på høy spenning redusere behovet for spenningskonvertering, og samtidig gi et potensial for å oppnå økt effektivitet. Potensielt økt effektivitet, i kombinasjon med at teknologien tillater høy operasjonstemperatur [4], vil kunne redusere behovet for kjøling i f.eks basestasjoner, og dermed gi store kostnadsbesparelser. Dessuten viser også teknologien svært gode forsterknings-egenskaper for høyere frekvenser.

Trenden med GaN-teknologien ser ut til å gå mot høyere effekttetthet, større effektivitet, høyere operasjonsfrekvenser og forbedret pålitelighet. I denne oppgaven prøves teknologien ut i en klasse B-forsterker ved at det blir gjort to forskjellige design med tilhørende implementasjoner rundt en 10W GaN-HEMT transistor fra Cree [5].

Det første designet blir gjort ved simuleringer basert på storsignalmodellen fra Cree i Advanced Design System (ADS), og det foretas totalt to implementasjoner basert på disse. Det andre designet blir basert på målinger foretatt på laboratoriet. Her benyttes tunere fra Focus Microwaves for å variere kilde- og last-impedansen i kombinasjon med instrumentet SWAP-X402 fra Verspecht-Teyssier-DeGroot (VTD) [6], som muliggjør måling av innfallende og reflekterte bølger på transistorterminalene i tidsdomenet. I tillegg til å gjøre et design, hentes også de aktuelle bølgeformene for strøm og spenning på transistorterminalene ut og presenteres i denne rapporten.

Oppgaven er bygd opp slik at den starter med en teoridel om forsterkere, videre følger en metodedel som omhandler design-, konstruksjons-, og måle-prosess, og til slutt resultater, diskusjon og konklusjon. Det er på forsiden av hvert hovedkapittel gitt en ytterligere beskrivelse av det spesifikke innholdet.

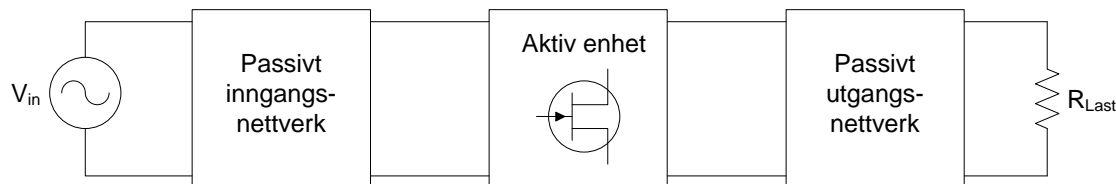
## 2. Teori

I teoridelen blir det sett på ulike emner som danner grunnlaget for denne oppgaven. Dette kapittelet er bygget rundt fem delkapitler hvor innholdet i disse er gjort rede for under.

- **RF-forsterker** Dette delkapitlet er et introduksjonskapittel som tar for seg grunnleggende om oppbygningen til RF-forsterkere og ser på noen definisjoner av viktige parametere.
- **Forsterkerklasser** Videre følger en innføring i de lineære forsterkerklassene A, AB og B, med vekt på klasse B. Biasering, forskjeller på effektivitet og linearitet til disse klassene vil bli utdypet.
- **Designtechnologi** I dette delkapitlet blir det sett nærmere på de ulike komponentene som blir benyttet i oppgaven, og i tillegg gies det også en kort oppsummering av software og instrumenter.
- **Designteori ADS** Her blir det gjennomgått ytterligere teori om biaseringsnettverk, stabilisering og tilpasning, samt hvordan en implementasjon av disse kan foregå i ADS.
- **Kalibrering** Til slutt er det inkludert et kapittel som omhandler teorien bak ulike kalibreringsmetoder. For nettverksanalysatoren er det gitt en kort introduksjon til “Short-Open-Load-Through” (SOLT), og under målingene med load-pull/SWAP sees det på testkortet og teorien bak “Thru-Reflect-Line” (TRL).

## 2.1 RF-forsterker

En RF-forsterker bruker DC-strøm for å tilføre effekt til et eksisterende signal. RF-forsterkeren består typisk av en aktiv enhet og et passivt nettverk på både inn- og utgangen av denne. Dette er illustrert i figur 2.1.



Figur 2.1: Prinsippkisse til en RF-forsterker med et trinn

### 2.1.1 Aktiv enhet

Den aktive enheten, eller transistoren, har som oppgave å forsterke inngangssignalet til ønsket nivå. Valget av transistor gjøres på grunnlag av de designkrav som er stillt i oppgaven, da forskjellige transistor-teknologier har ulike egenskaper med tanke på frekvensområde, effektkapasitet, linearitet osv.

### 2.1.2 Passivt nettverk på inn- og utgang

Design av de passive nettverkene på inn- og utgang av transistoren er som oftest den mest tidskrevende oppgaven i et forsterkerdesign. Under er de viktigste oppgavene til disse nettverkene oppsummert, mens en mer utfyllende forklaring, både teoretisk og hvordan ADS kan benyttes i designprosessen, følger senere i dette kapitlet.

#### Tilpasning

Tilpassnings-nettverkene på inn- og utgang er båndpassfiltere som foretar den nødvendige impedans-transformeringen mellom transistoren og en valgt inn/utgangs-impedans til forsterkeren (ofte  $50\Omega$ ). Noe forskjell er det imidlertid på de to nettverkene: Inngangsnettverket blir ofte optimalisert for å oppnå lavt inngangsretur-tap og dermed god effektoverføring. Dette er ikke alltid tilfellet for utgangen; dersom forsterkeren f.eks skal ha høy effektivitet, skal ikke utgangs-nettverket designes for å tilpasse transistoren til lasten, siden dette vil resultere i lavere effektivitet [7]. Tilpassnings-nettverkene designes ofte med passive komponenter og/eller linjer på et mikrostrip-substrat.

#### Stabilisering

For å hindre at forsterkeren oscillerer må det passive nettverket også inneholde en eller annen form for stabiliseringskrets. Stabilisering gjøres ofte med passive komponenter, og det er flere grunner til at oscillasjon i en forsterker må unngås [8]:

- Ytelsen til forsterkeren endres betraktelig.

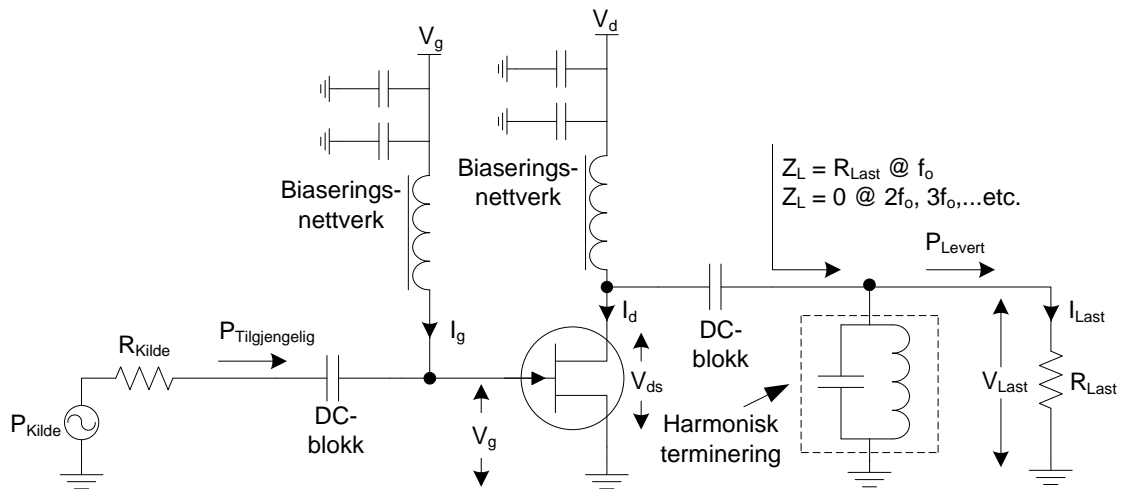
- Når en forsterker oscillerer støyer den mer.
- Oscillasjoner kan også ødelegge den aktive enheten.

## Biasering

For at den aktive enheten skal kunne operere som ønsket, er den avhengig av å bli tilført riktig DC-bias. I det passive nettverket på inn- og utgang inngår denne biaseringen med enten passive komponenter og/eller linjer på et mikrostrip-substrat.

### 2.1.3 Definisjon av viktige parametere

Figur 2.2 viser kretsskjema for en RF-forsterker med redusert ledningsvinkel. Denne vil her bli brukt for å illustrere noen viktige parametere til RF-forsterkere, mens den i neste delkapittel brukes til et nærmere studie av prinsippet bak redusert ledningsvinkel.



Figur 2.2: RF-forsterker med redusert ledningsvinkel

## Forsterkning

Forsterkningen er definert som forholdet mellom den leverte effekten til lasten,  $P_{Leveret}$ , og den tilgjengelige effekten,  $P_{Tilgjengelig}$ , på inngangen av forsterkeren

$$F = \frac{P_{Leveret}}{P_{Tilgjengelig}} \quad (2.1)$$

Den leverte effekten beregnes med fundamental-komponenten ( $f_0$ ) til last-spenningen,  $V_{Last}$ , og last-strømmen,  $I_{Last}$

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

## Effektivitet

Effektiviteten er et mål på forsterkerens evne til å konvertere DC-strøm fra strømforsyningen til signal-effekt levert til lasten. Dersom  $P_{\text{DC}}$  er effekten som tilføres forsterkeren og  $P_{\text{Levert}}$  er effekten levert til lasten, er effektiviteten definert som [9]

$$\eta = \frac{P_{\text{Levert}}}{P_{\text{DC}}} \quad (2.3)$$

som er lik 1 for en ideell forsterker. Effekten som tilføres forsterkeren består av to bidrag, og kan skrives som (se figur 2.2)

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

Siden  $I_d \gg I_g$  kan ligning (2.4) forenkles til

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

og derfor blir ligning (2.3) ofte kalt drain-effektivitet. Drain-effektiviteten tar ikke hensyn til størrelsen på RF-effekten som påtrykkes inngangen til forsterkeren. PAE, eller “Power Added Efficiency”, inkluderer derimot inngangseffekten og gir dermed et mer korrekt mål på effektiviteten til forsterkeren [9]

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{Levert}} - P_{\text{Tilgjengelig}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{F}\right) \frac{P_{\text{Levert}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{F}\right) \eta \quad (2.6)$$

Ved å sammenligne ligning (2.3) med (2.6), viser det seg at en forsterker med uendelig forsterkning har lik PAE og drain-effektivitet. I en praktisk forsterker, som i denne oppgaven, med en forsterkning på omlag 12dB, vil drain-effektiviteten ligge noe over PAE. I tillegg til dette viser også ligning (2.6) at PAE vil avta med økende frekvens, siden forsterkningen i en transistor typisk avtar når frekvensen øker.

## 1dB-kompresjonspunkt

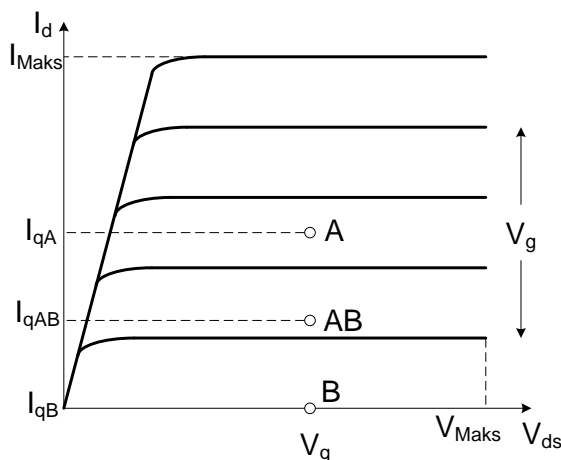
En forsterker vil være tilnærmet lineær for små inngangssignal, og utgangssignalet vil øke proporsjonalt med inngangssignalet. Når inngangssignalet øker ytterligere og forsterkeren nærmer seg metning, vil ikke forsterkeren være i stand til å levere ytterligere utgangseffekt, og utgangssignalet vil avvike fra den ideelle kurven. Punktet der den virkelige responsen avviker med 1dB i forhold til den ideelle responsen kalles 1dB kompresjonspunkt, og er som oftest referert til utgangen.

## 2.2 Forsterkerklasser

Forsterkere kan typisk deles inn i to hovedkategorier: lineære- og ulineære forsterkere [10]. Mens en lineær forsterker vil bevare bølgeformen på inngangen også på utgangen, vil en ulineær forsterker kunne gi stor forvrengning av amplitude og vil følgelig egne seg best til signaler med konstant envelope. Disse hovedkategoriene kan igjen deles inn i forskjellige underkategorier, eller forsterkerklasser, som skiller på f.eks krets-konfigurasjoner, linearitet og effektivitet. Eksempler på lineære forsterkerklasser er A, AB og B mens ulineære forsterkerklasser kan være C, D, E, F, G, H og S [10]. Videre følger det teori om de lineære forsterkerklassene.

### 2.2.1 Klasse A

En klasse A forsterker er biasert til et arbeidspunkt som ligger på omlag halvparten av metnings-strømmen ( $I_{\text{Maks}}$ ) til transistoren. Dette punktet er illustrert som  $I_{\text{qA}}$  i figur 2.3, og resulterer i en teoretisk maksimal drain-effektivitet på 50%. Med et lavt inngangssignal vil naturligvis effektiviteten ligge under 50%, og denne topologien vil være svært lite egnet til f.eks batteri-applikasjoner. På den andre siden gir den lave effektiviteten derimot en forsterker med høy linearitet. Dersom det blir sett bort i fra den harmoniske termineringen på utgangen av forsterkeren i figur 2.2, vil denne kretsen kunne være et eksempel på en klasse A forsterker.

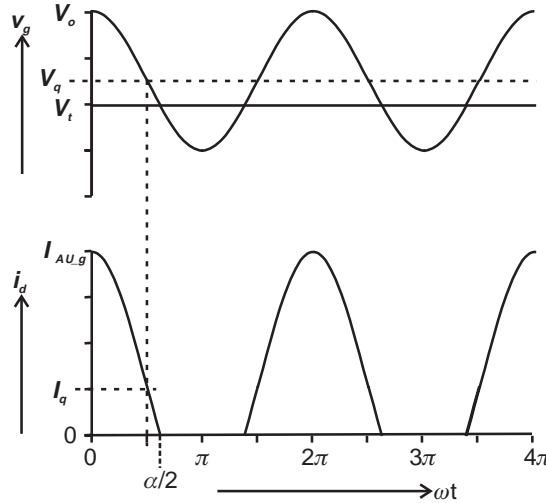


Figur 2.3: Biasering i de forskjellige klassene

### Ledningsvinkel

Ledningsvinkelen ( $\alpha$ ) er definert som den delen av signalperioden der transistoren leder strøm. I en klasse A forsterker er denne  $360^\circ$  siden transistoren er skrudd på under hele perioden til sinusbølgen. Det er derimot mulig å redusere ledningsvinkelen til en transistor ved å flytte biaseringspunktet nedover i IV-kurvene som illustrert i figur 2.3 (dvs. mot "cutoff"). Et tilstrekkelig stort inngangssignal vil nå kunne føre til at spenningen på inngangen ( $V_g$ ) midlertidig havner under terskel-spenningen ( $V_t$ ) til transistoren, og deler av strømkurvene klippes vekk. Dette er illustrert i figur 2.4.

For at strømmen fortsatt skal kunne svinge opp mot metningspunktet ( $I_{\text{Maks}}$ ), må inngangssignalet nødvendigvis økes i forhold til klasse A operasjon.



Figur 2.4:  $V_g$  og  $I_d$  til en forsterker med redusert ledningsvinkel [11]

Et ganske så opplagt resultat av den reduserte ledningsvinkelen er den minkende DC-strømmen fra strømforsyningen. Noe mindre opplagt er hva som skjer med fundamentalkomponenten,  $f_0$ . I tillegg til denne vil det også genereres harmoniske frekvenskomponenter.

En fourier-analyse av bølgeformene til drain-strømmene som funksjon av ledningsvinkelen finnes i [11]. De forskjellige komponentene finnes ved å løse integralet i ligning (2.7) hvor  $\alpha$  er ledningsvinkelen [11].

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} (\cos(\theta) - \cos(\alpha/2)) \cos(n\theta) d\theta \quad (2.7)$$

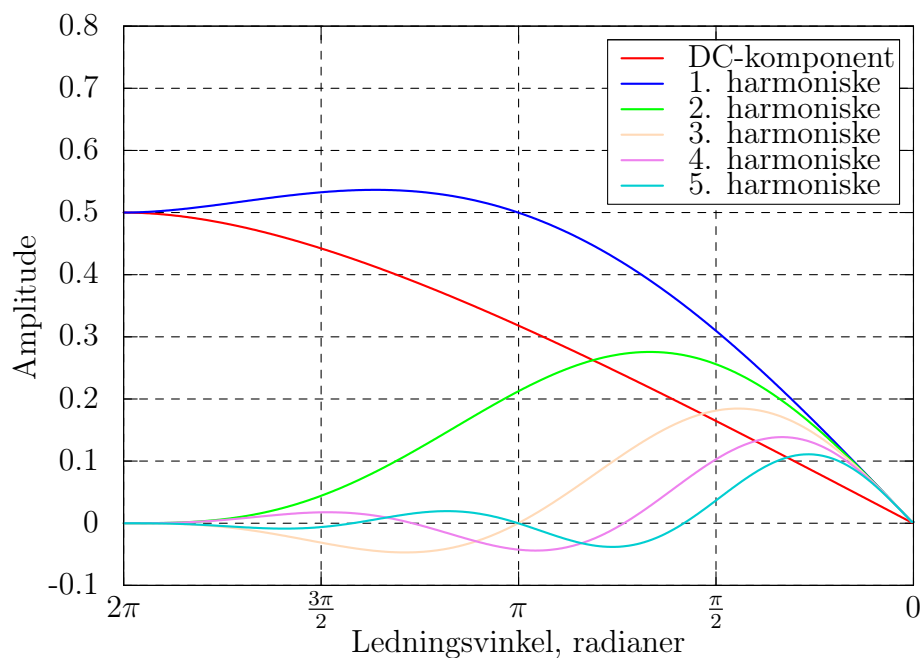
Ved å sette  $n = 0$  i ligning (2.7) finnes DC-komponenten. Tilsvarende vil  $n = 1$  gi den første harmoniske,  $n = 2$  gi den andre harmoniske osv.

$$I_{\text{DC}} = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{2 \sin(\alpha/2) - \alpha \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (2.8)$$

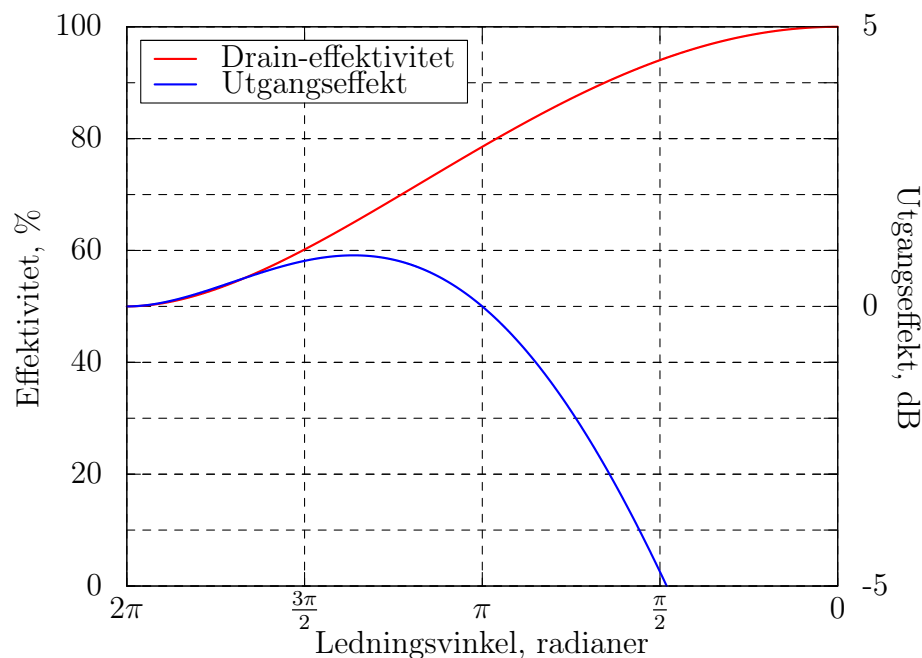
$$I_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (2.9)$$

Resultatet for DC-komponenten og den første harmoniske er gjengitt i (2.8) og (2.9). Figur 2.5 viser et plot av de forskjellige fourier-komponentene til drainstrømmen mot ledningsvinkelen (opp til  $n = 5$ ).





Figur 2.5: Fourier-komponenter til  $I_d$  mot ledningsvinkel ( $I_{Max} = 1$ ) [11]



Figur 2.6: Utgangseffekt og effektivitet mot ledningsvinkel (Optimal last og perfekt harmonisk terminering er antatt) [11]

For å unngå at de harmoniske komponentene når lasten er det nødvendig med en harmonisk terminering på utgangen av forsterkeren. Dette er illustrert i figur 2.2. Resonanstanken vil ideelt fungere som en kortslutning til jord for alle de harmoniske komponentene, og åpen krets for fundamental-komponenten. På denne måten blir kun fundamental-komponenten levert til lastmotstanden, som er valgt for å kunne

tillate et maksimalt spenningsvving på utgangen. Utgangseffekten kan dermed beregnes ut i fra [11]

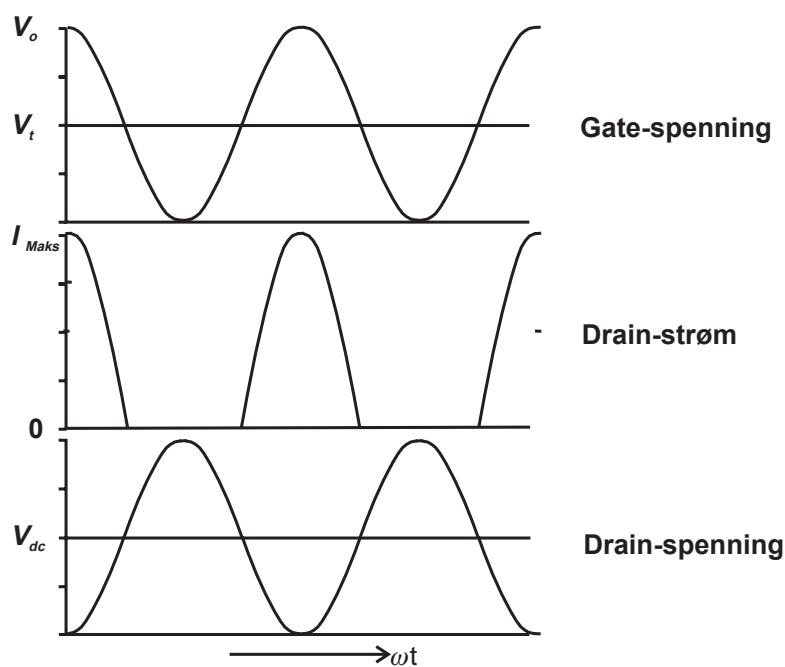
$$P_1 = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} \quad (2.10)$$

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (2.11)$$

hvor  $I_1$  er gitt av (2.9) og  $I_{DC}$  av (2.8). Drain-effektiviteten kan dermed også beregnes ut i fra (2.3), ved å bruke resultatet av ligning (2.10) og (2.11). I figur 2.6, på den forrige siden, er utgangseffekten og drain-effektiviteten plottet mot ledningsvinkelen.

## 2.2.2 Klasse B

I en klasse B forsterker økes effektiviteten på bekostning av lineariteten til forsterkeren. Dette gjøres ved å redusere ledningsvinkelen til  $180^\circ$ , og dermed biasere transistoren på terskel. I teorien betyr dette at 50% av drainstrømmen klippes, som vist i figur 2.7, der strømkurven i transistoren svinger helt opp til den maksimale lineære verdien grunnet inngangssignalets amplitude. Det er i dette eksempelet også valgt en optimal lastmotstand for å forsikre maksimalt spenningsvving på utgangen.



Figur 2.7: Bølgeformer til en klasse B forsterker [11]

Ved å bruke ligning (2.8), kan nå DC-komponenten til en klasse A ( $\alpha = 2\pi$ ) og en klasse B ( $\alpha = \pi$ ) forsterker sammenlignes

$$I_{DC}(\text{Klasse A}) = \frac{I_{Maks}}{2} \quad (2.12)$$

$$I_{DC}(\text{Klasse B}) = \frac{I_{Maks}}{\pi} \quad (2.13)$$

Dette viser en reduksjon med en faktor på  $\pi/2$  uten at størrelsen på fundamental-komponenten er endret (se figur 2.6). Den teoretiske drain-effektiviteten har altså økt fra 50% i en klasse A forsterker til omlag 78.5% i klasse B forsterkeren.

Ved å studere figur 2.5 fremkommer det tydelig at effektbesparelsen går på bekostning av lineariteten til forsterkeren. I det ideelle tilfellet vil de odde harmoniske være lik 0, mens harmonisk terminering av de like-harmoniske, og da spesielt andre-harmoniske, er nødvendig.

Videre følger det at i en klasse AB forsterker er noe av effektiviteten til en klasse B forsterker ofret for å øke lineariteten. Her vil ledningsvinkelen ligge mellom  $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , og figur 2.5 gir en indikasjon på økte odde harmoniske produkter i dette området.

## 2.3 Designteknologi

### 2.3.1 Komponenter

#### Transistor

I denne oppgaven benyttes det en 10W GaN-HEMT fra Cree (CGH40010), med tilhørende storsignal/ikke-lineær modell. Typiske data for transistoren er [5]

- Opp til 6GHz operasjonsfrekvens.
- 28V operasjonsspenning.
- 16 dB småsignalforsterkning på 2GHz, og 14 dB på 4GHz.
- 13W uteffekt ved metning.
- 65% effektivitet ved metning.

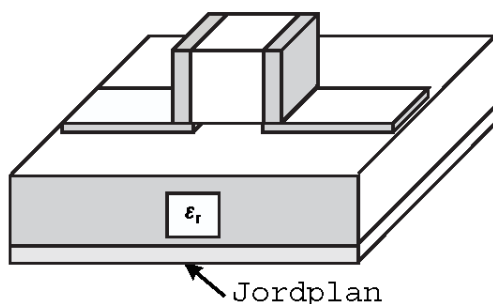
Transistorer laget i denne teknologien har et vidt båndgap som øker effekttettheten med en faktor på mellom 10 til 20 sammenlignet med transistorer basert på GaAs-teknologi [12]. I tabell 2.1 er potensielle produkt-fordeler for forsterkere realisert med GaN-teknologi oppsummert. De viktigste er uthevet i grått.

Tabell 2.1: Produkt-fordeler for forsterkere realisert med GaN-teknologi [4]

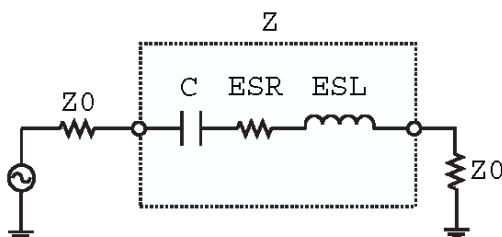
Behov	Oppnås ved	Ytelsesfordel
Høy effekttetthet	Stort båndgap	Kompakt, enkel tilpasning
Høy driftspenning	Høy sammenbruddstærskel	Eliminerer/reducerer behovet for spenningskonv.
Høy linearitet	HEMT-teknologi	Optimal bånd-allokering
Høy frekvens	Høy elektron-hastighet	Båndbredde, $\mu$ - og mm-bølgelengde
Høy effektivitet	Høy driftspenning	Effektbesparende, redusert kjøling
Lavt støynivå	Stor forsterkning, høy hastighet	Høy-dynamisk mottaker
Høy operasjonstemp.	Vidt båndgap	Robust, pålitelig, redusert kjøling
Termisk håndtering	SiC-substrat	Høy-effekt enheter med redusert kjølingsbehov
Teknologifordel	Direkte båndgap:Tillater bruk av teknologi i belysning	Teknologistyrke: Lav pris

## Kondensatorer

Kondensatorene som blir brukt i forsterkerdesignet er hovedsakelig 0603-komponenter fra S-serien til Johanson (R14S). I simuleringene benyttes modeller av kondensatorene tilgjengelig fra hjemmesiden til produsenten. De keramiske flerlagskondensatorene har høy Q-faktor, NP0-temperaturkarakteristikk, og er utviklet for RF-applikasjoner. Q-faktoren er kondensatorens reaktans delt på serieresistansen (ESR), og utgjør en viktig “Figure Of Merit” (FOM) for kondensatorer [13]. På lave mikrobølge-frekvenser modelleres ofte flerlagskondensatoren som en serie RLC krets [14]. Figur 2.8 viser en kondensator montert på  $50\Omega$  transmisjonlinjer på et mikrostrip-substrat, mens figur 2.9 viser den ekvivalente serie RLC kretsen.



Figur 2.8: Seriemontasje av en overflatemontert-kondensator på  $50\Omega$  mikrostrip-linjer [15]



Figur 2.9: Ekvivalentkrets til kondensatoren i figur 2.8 [15]

Med referanse til figur 2.9, representerer ESR resistansen til kontaktene og elektrodene. Typiske verdier for denne ligger mellom  $0.01$  til  $1\Omega$  [14]. ESL representerer på samme måte den parasittiske induktansen til de indre elektrodene, og  $C$  er kapasitansen. Frekvensen hvor reaktansen til  $ESL$  og  $C$  er like, dvs.  $\omega_s \cdot ESL = 1/\omega_s C$ , kalles serieresonans-frekvensen (SRF) [15], og kjennetegnes ved at impedansen til kondensatoren er lik  $ESR$ .

## Motstander

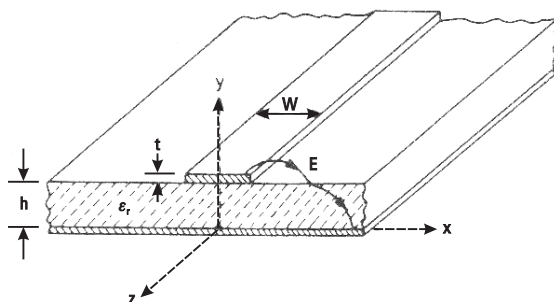
Motstandene som benyttes i denne oppgaven er overflatemonterte metallfilms-motstander fra RK73-serien til KOA i 0603-størrelse. Disse har en toleranse på  $\pm 1\%$  og kan håndtere en effekt på  $0.1W$ .

## Mikrostrip

I oppgaven benyttes 1.6mm FR4 substrat fra Bungard. Mikrostrip-substratet har dataene som er vist i tabell 2.2, og betydningen av dataene er illustrert i figur 2.10. I ADS blir disse inkludert ved å bruke komponenten MSUB, og kalkulering av linjebredden og lengden gjøres ved bruk av LineCalc-verktøyet.

Tabell 2.2: Viktige data til FR4 substratet som ble brukt i oppgaven [16]

Parameter	$h$	$\epsilon_r$	$t$	$\tan \delta$
Verdi	1.6mm	4.4	36um	0.02



Figur 2.10: Oppbygning til mikrostrip [15]

### 2.3.2 Forsterkerdesign basert på storsignalmodell

Det første forsterkerdesignet er gjort ved simuleringer basert på storsignalmodellen CGH40010F\_r4a\_cree\_package40\_r5a fra Cree i ADS 2009 Update1.

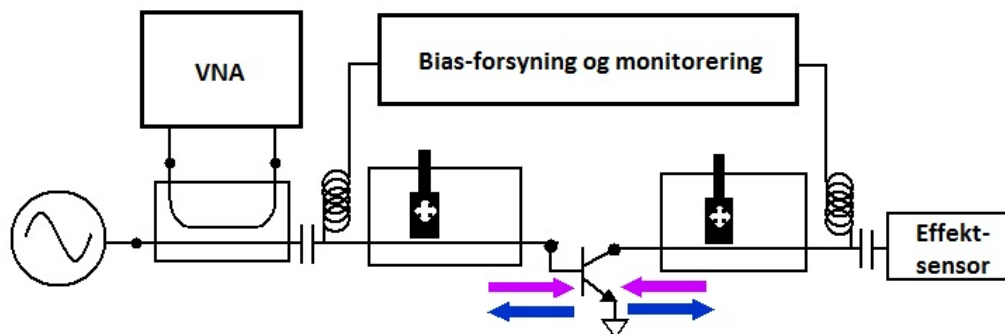
### 2.3.3 Forsterkerdesign basert på målinger på laboratoriet

I det andre forsterkerdesignet ble tunere fra Focus Microwaves kombinert med måleinstrumentet SWAP-X402 fra Verspecht-Teyssier-DeGrootte (VTD). Det vil videre bli gitt en kort introduksjon til load-pull-målinger samt en ytterligere beskrivelse av måleoppsettet i denne oppgaven.

#### Load-pull

Load-pull/source-pull er en målemetode hvor lastimpedansen/kildeimpedansen til transistoren blir variert, og forskjellige parametere som f.eks utgangseffekt og effektivitet måles for de forskjellige impedansene. I et praktisk måleoppsett brukes tunere, plassert så nærme DUTen (Device Under Test) som mulig, til å variere impedansen under realistiske operasjonsnivå til transistoren. Eksempel på et load-pull/source-pull oppsett er vist i figur 2.11. Inngangssignalet leveres av signalgeneratoren helt til venstre i figuren. En vektor-nettverksanalysator (VNA) og et effektmeter benyttes i dette oppsettet til å måle RF-signalene. Ytelsen til transistoren kartlegges så ved å bruke de målte dataene fra effektmeteret, VNAen, biaserings-strømmer og

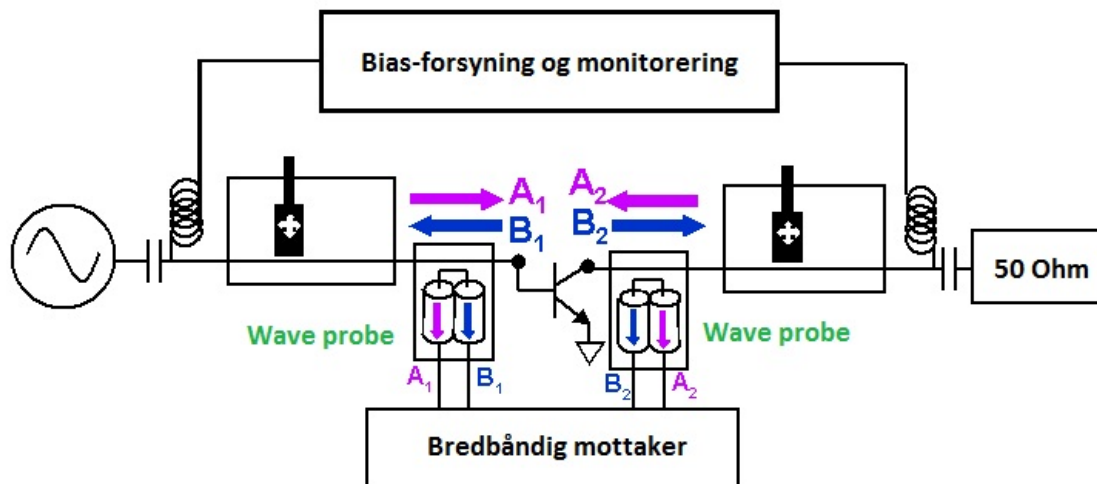
-spenninger, samt S-parameterne til tunerne. S-parameterne til tunere er avhengige av impedansen de realiserer, og en relativt tidkrevende karakteriseringsprosess av disse er derfor nødvendig for å sikre nøyaktige målinger.



Figur 2.11: Klassisk oppsett for måling med load-pull/source-pull [17]

### Load-pull for måling i tidsdomenet

Figur 2.12 viser et moderne load-pull oppsett som muliggjør måling i tidsdomenet. I figuren er innfallende bølge på port 1 (gate til DUT) representert ved  $A_1$ , og  $B_1$  representerer den reflekterte bølgen på denne porten.  $A_2$  og  $B_2$  representerer tilsvarende henholdsvis innfallende og reflektert bølge på port 2 (drain til DUT).



Figur 2.12: Moderne load-pull oppsett for måling i tidsdomenet [17]

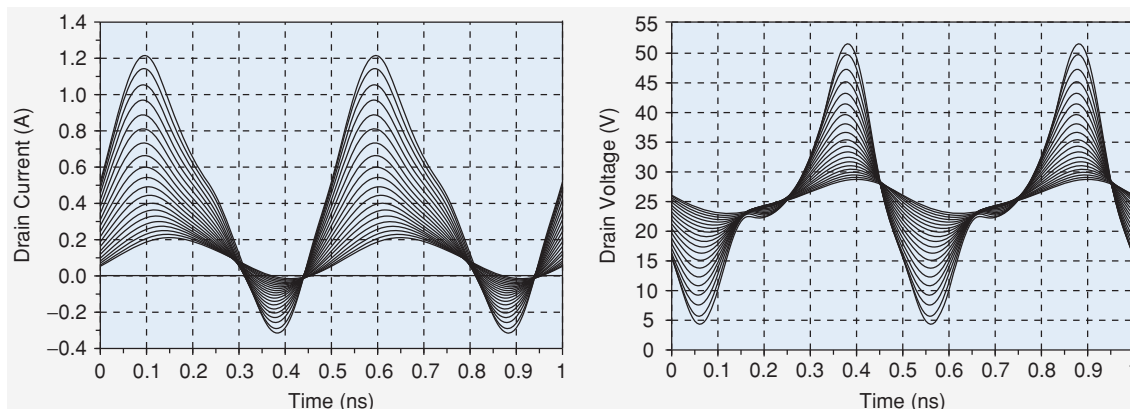
Den bredbåndige mottakeren (SWAP-X402), sammen med koblere på inn- og utgang av DUT, måler de innfallende og reflekterte bølgene [18]. Koblerne som benyttes (Wave probe) har typisk en koblingsfaktor mellom -40 til -50dB (justerbart for å passe med effektnivået det måles på), og introduserer svært lite refleksjonstap [19]. De målte bølgene konverteres så til strøm- og spenningskvantiteter (I og V). Sammenhengene mellom A&B og I&V er gitt av [20]

$$A = \frac{V + Z_c I}{2} \quad B = \frac{V - Z_c I}{2} \quad (2.14)$$

og

$$V = A + B \quad I = \frac{A - B}{Z_c} \quad (2.15)$$

hvor  $Z_c$  er den karakteristiske impedansen til systemet. Figur 2.13 viser drain-strøm og drain-spenning på terminalene til en GaN HEMT transistor etter et effektsveip på 2GHz. Tidsdomene-dataene kan benyttes f.eks til å validere storsignalmodeller, designe forsterkere og studere pålitelighet.



Figur 2.13: Drain-strøm og drain-spenning til en GaN-transistor målt med “time-domain load-pull” [18]

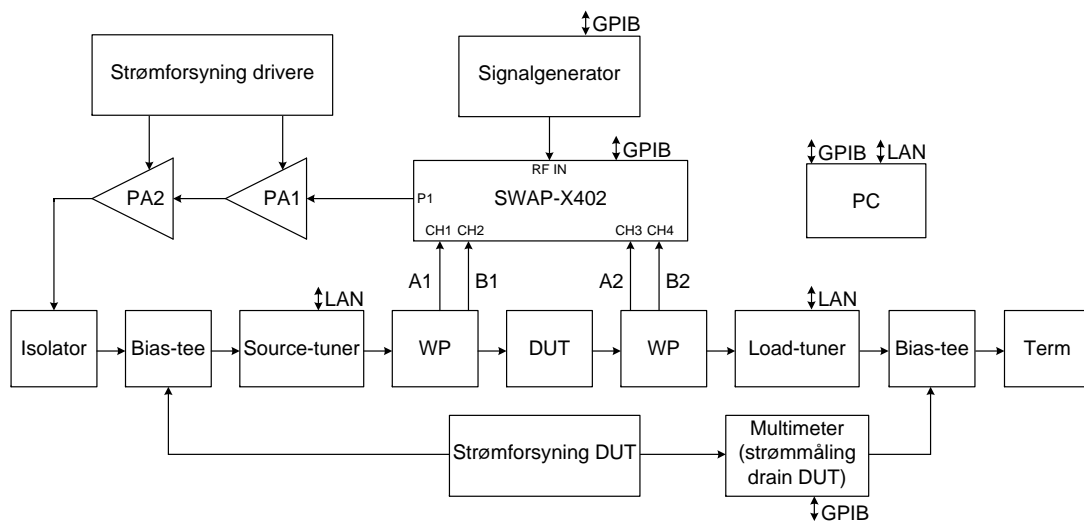
Det moderne load-pull-oppsettet har klare fordeler sammenlignet med det klassiske oppsettet. En av disse er at RF-signalerne blir målt mellom tunerene og DUT. Dette medfører at det ikke er nødvendig å kjenne S-parametere til tunerene: Impedansen kan nå beregnes direkte ut i fra målingene med time-domain-utstyret, og en nøyaktig karakterisering av tunerene er i *utgangspunktet* ikke lenger nødvendig [18]. Oppsettet gjør det også mulig å måle alle harmoniske signaler av betydning. I et klassisk load-pull-oppsett vil ofte tunerene blokkere den harmoniske informasjonen, og vil dermed gjøre det vanskelig å måle disse dataene [18].

### Måleoppsett benyttet i denne oppgaven

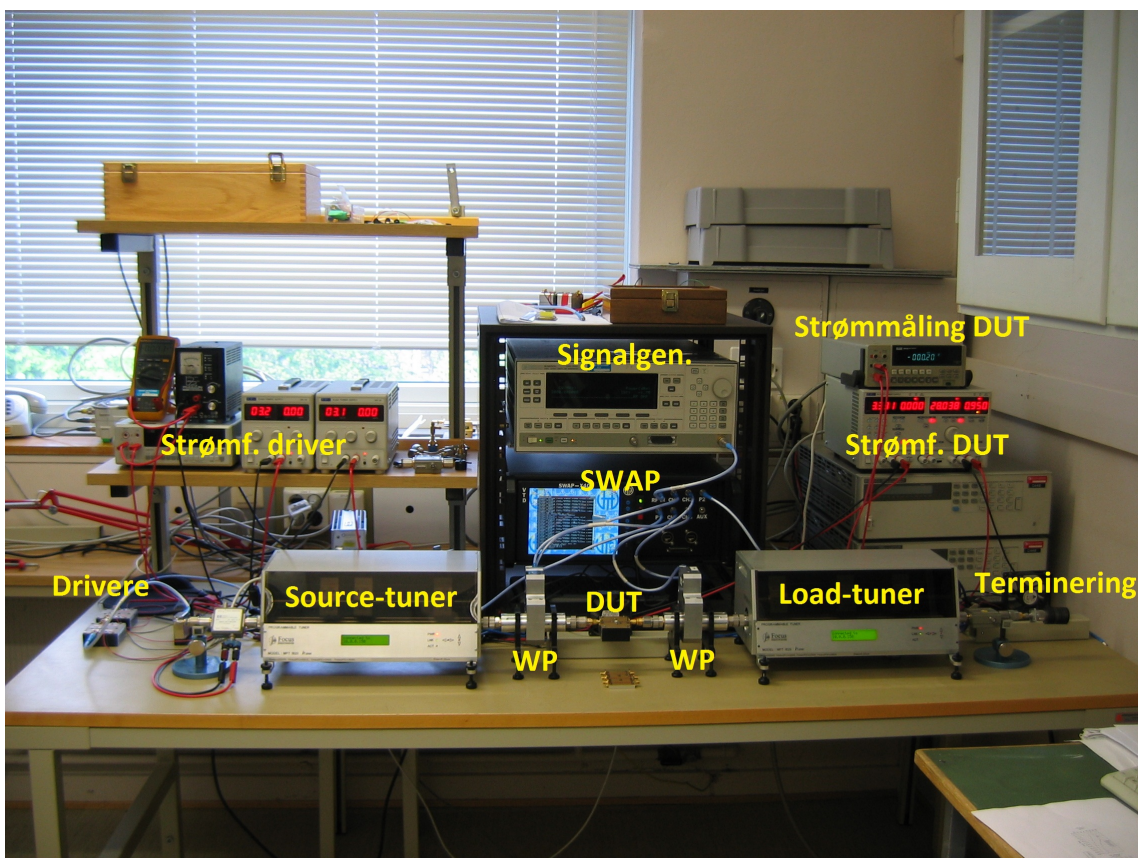
Tunere fra Focus Microwaves ble i denne oppgaven kombinert med SWAP-X402 for å gjøre et forsterkerdesign basert på målinger. SWAP-X402 benyttes til å måle impedanser på utgangen av DUT, samt bølgeformer på transistorterminalene, mens Focus-softwaren WinPower styrer tunerene. MATLAB og Scilab brukes for å hente ut de ønskede dataene.

Tunerne er tilkoblet via LAN, mens SWAP, signalgenerator og multimeteret for å måle drainstrøm var tilkoblet datamaskinen via GPIB. Drivere var nødvendig å bruke for å få ønsket signalnivå inn på DUT, og til dette formålet brukes de to forsterkerne designet i ADS. To bias-tee ble brukt for å tilføre bias, mens en isolator ble brukt på inngangen for å absorbere refleksjoner fra tuner. Figur 2.14 viser skjemaet for måleoppsettet på laboratoriet, mens figur 2.15 viser et bilde av måleoppstillingen. Komplette utstyrsliste er også inkludert i tabell 2.3.





Figur 2.14: Kretsskjema til måleoppsett på laboratoriet



Figur 2.15: Måleoppsett på laboratoriet

Tabell 2.3: Utstyrliste for forsterkerdesignet basert på målinger

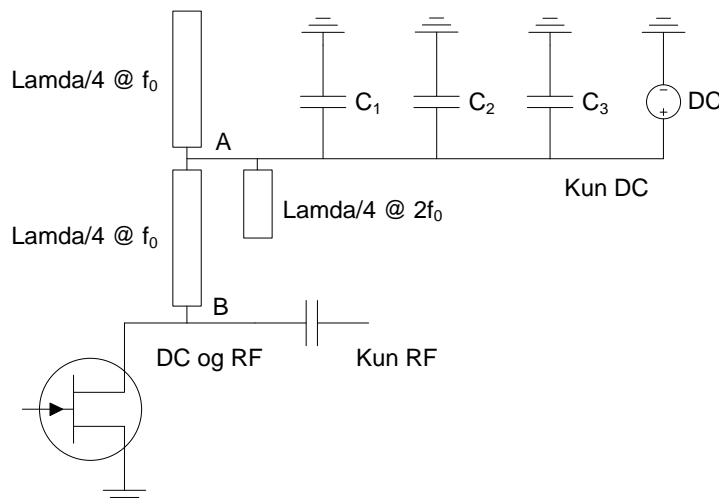
Beskrivelse	Produsent	Type
Signalgenerator	Hewlett Packard	83650L,10MHz-50GHz
Instrument for måling i tidsdomenet	VTD	SWAP-X402
Tunere	Focus Microwaves	MPT1820 iTuner
PA1&PA2	Undertegnede	10W PA,2GHz
Terminering	Narda	374BNM,DC-18GHz,20W
Bias-tee	Hewlett Packard	1159A,1-12.4GHz
Isolator	ATM	P/NATi2-4,2-4GHz
Multimeter (Strømmåling DUT)	Fluke	8840A
Multimeter (Strømmåling driver)	Fluke	177
Multimeter (Strømmåling driver)	EZ-digital	DM-441B
Strømforsyning (DUT)	TTi	EL302Tv
Strømforsyninger (Driverer)	TTi	EL302
Strømforsyning (Driverer)	Mascot	719

## 2.4 Designteori ADS

### 2.4.1 Biaserings-nettverk

Når et arbeidspunkt til transistoren er valgt, vil det neste steget være å tilføre de ønskede spenningene og strømmene. Dette er oppgaven til biaserings-nettverket til forsterkeren. En måte å realisere et slik nettverk er vist i figur 2.2. DC-biasen blir her tilført igjennom en spole (“RF-choke”). Denne har høy impedans på grunnharmoniske til forsterkeren og hindrer dermed RF i å nå strømforsyningen. Eventuell lekkasje igjennom spolen vil kortsluttes igjennom avkoblings-kondensatorene i figuren.

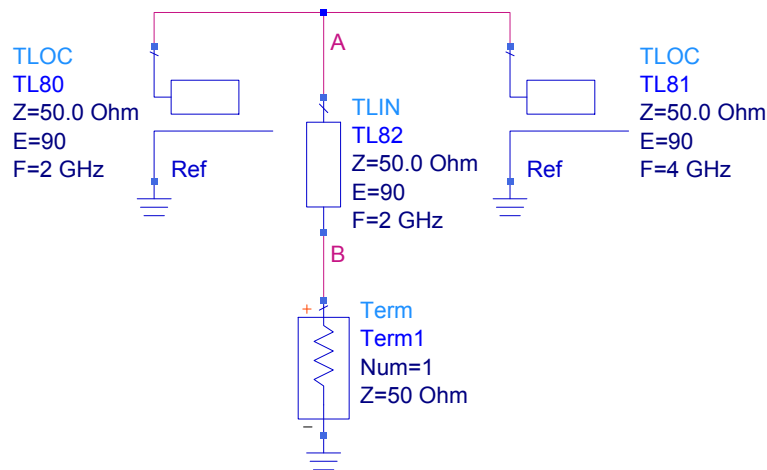
En alternativ måte å realisere et biaserings-nettverk på er illustrert i figur 2.16. Her benyttes det linjer med lengde  $\lambda/4$  på  $f_0$  og  $2f_0$ . De to åpne stubbene sikrer kortslutning av  $f_0$  og  $2f_0$  i node A, og vil sammen med avkoblings-kondensatorene hindre at RF lekker til strømforsyningen. En kvartbølgelinje på  $f_0$ , ofte med høy impedans [21] for å påvirke kretsen minst mulig, brukes til å transformere RF-kortslutningen i node A til RF-åpen krets for  $f_0$  i node B.



Figur 2.16: Biaseringskrets med kvartbølgelinjer

### Biaserings-nettverk i ADS

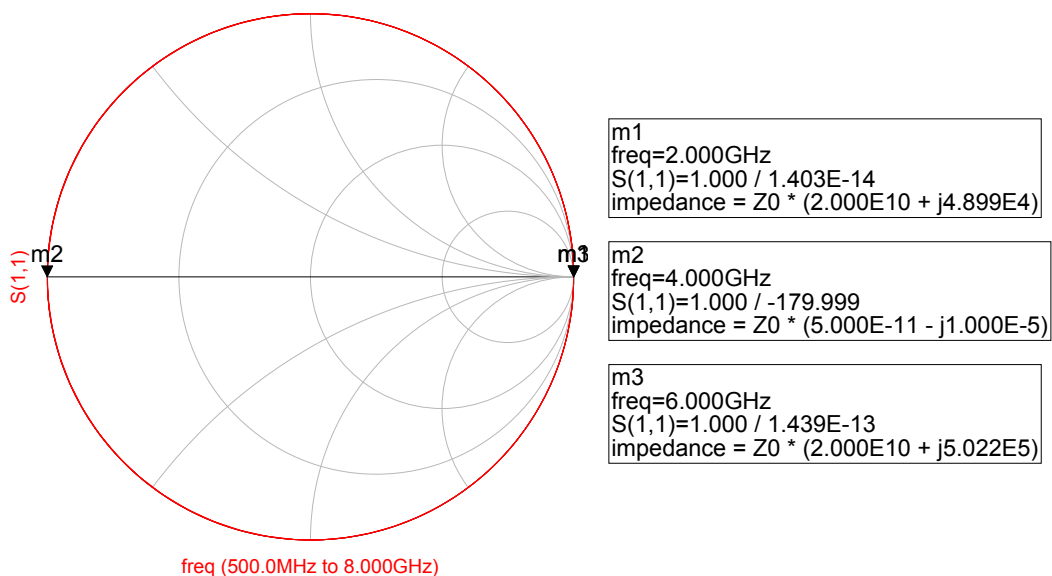
Prinsippet kan illustreres ytterligere i ADS. I figur 2.17 er et biasnettverk koblet opp ved å bruke ideelle linjer. Denne kretsen vil tilsvare biasnettverket i figur 2.16 uten avkoblings-kondensatorer. Grunnharmoniske er lagt til 2 GHz, og TL82/TL80 er dermed satt til å være  $\lambda/4$  på denne frekvensen. Tilsvarende er TL81 satt til  $\lambda/4$  på  $2f_0$ . Kretsen i figur 2.17 er simulert i ADS fra 0.5 - 8 GHz og simuleringresultatene er fremstilt i et Smith-diagram i figur 2.18. For  $f_0$  vil linjen TL80 transformere RF-åpen krets til RF kortslutning i node A. Tilsvarende vil TL82 transformere RF-kortslutningen i node A til RF-åpen krets i node B. Dette gir totalt en hel rotasjon i Smith-diagrammet ( $360^\circ$ ), og åpen krets for  $f_0$  i node B er illustrert med markør



Figur 2.17: Simulering på ideell biaseringskrets i ADS

m1 i figur 2.18.

For  $2f_0$  vil kvartbølge linjen TL81 transformere RF åpen krets til RF kortslutning i node A og TL82 vil nå tilsvare en hel rotasjon i Smith-diagrammet ( $360^\circ$ ), dvs. fra RF kortslutning til RF kortslutning. Markøren m2 indikerer derfor kortslutning for  $2f_0$  i node B. Den tredje harmoniske gjør en transformering via TL80 fra åpen krets til kortslutning i node A ( $540^\circ$  i Smith-diagrammet), og tilsvarende fra kortslutning til åpen krets i node B via TL82 (Markør m3).



Figur 2.18: Simuleringsresultater fra kretsen i figur 2.17

## 2.4.2 Stabilisering

Innledningsvis ble det nevnt flere grunner til at oscillasjoner i en forsterker må unngås. Stabilisering er derfor en viktig del av et forsterkerdesign, og det skilles hovedsaklig mellom to typer stabilitet [9]

- Ubetinget stabilitet. Toporten vil være ubetinget stabil dersom  $|\Gamma_{\text{inn}}| < 1$  og  $|\Gamma_{\text{ut}}| < 1$  for *alle* passive kilde- og lastimpedanser.
- Betinget stabilitet. Toporten vil være betinget stabil dersom  $|\Gamma_{\text{inn}}| < 1$  og  $|\Gamma_{\text{ut}}| < 1$  kun for *visse* passive kilde- og lastimpedanser. Toporten vil her være potensielt ustabil.

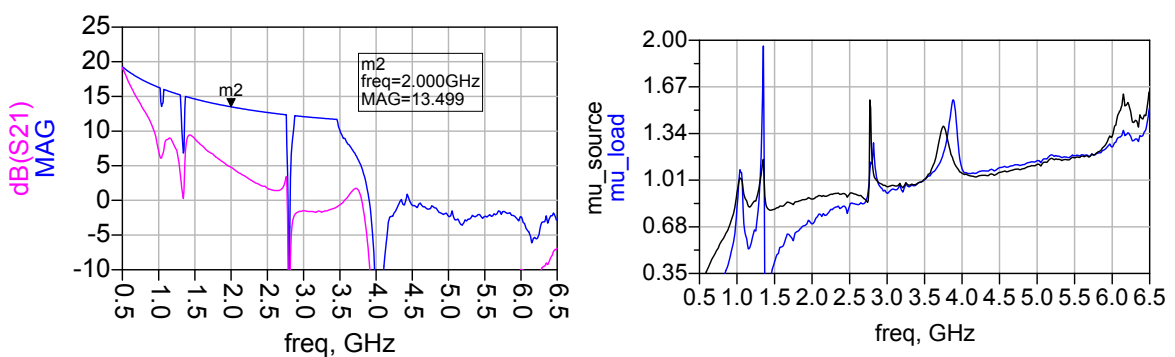
I denne oppgaven benyttes  $\mu$ -faktoren for å sjekke toporten for ubetinget stabilitet. Denne er definert som [22]

$$\mu_1 = \frac{1 - |s_{11}|^2}{|s_{22} - \Delta s_{11}^*| + |s_{21} \times s_{12}|} > 1 \quad (2.16)$$

$$\mu_2 = \frac{1 - |s_{22}|^2}{|s_{11} - \Delta s_{22}^*| + |s_{12} \times s_{21}|} > 1 \quad (2.17)$$

og toporten er ubetinget stabil dersom enten (2.16) eller (2.17) er større enn 1.  $\mu$ -faktoren er svært anvendelig siden den også gir en indikasjon på hvor stabil toporten er; større verdier av  $\mu$  innebærer økt stabilitet.

I designguiden SP NF GainMatchK i ADS kalkuleres begge  $\mu$ -faktorene for simulert krets, og figur 2.19 viser simuleringsresultater til en ustabilisert GaN-transistor benyttet i denne designguiden.



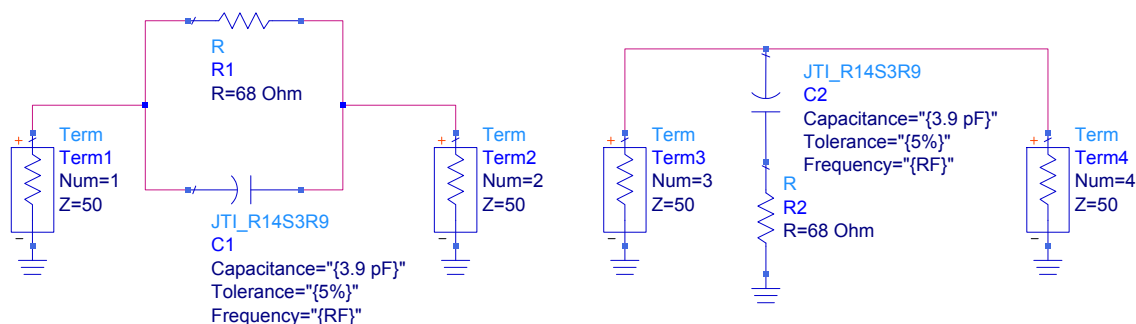
Figur 2.19: Forsterkning og  $\mu$ -faktorer for en ustabilisert GaN-transistor

### Stabiliseringskretser

For å stabilisere transistoren er det flere metoder som kan benyttes. Ved å legge inn en liten seriemotstand mellom inngangen til forsterkeren og gate til transistoren vil forsterkningen i hele frekvensbandet reduseres for å øke stabiliteten. I flere tilfeller

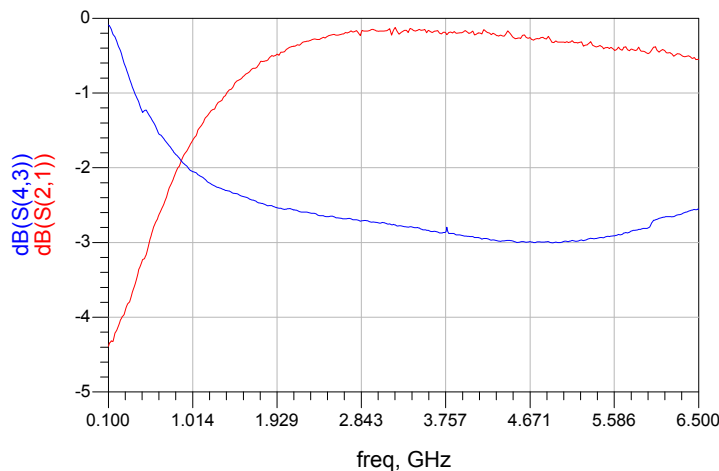
vil frekvensselektive kretser være et bedre valg. Enkle RC eller RL kombinasjoner vil kunne ofre ytelse kun der det er nødvendig å bedre stabiliteten, uten å påvirke operasjonsfrekvensen til transistoren.

I dette arbeidet blir det brukt to frekvensselektive stabiliseringsmetoder med passive komponenter. Til venstre i figur 2.20 er det vist en RC-parallellkobling. Plottet av transmisjonskoeffisienten ( $S(2,1)$ ) i figur 2.21 viser at denne topologien benyttes for å introdusere tap, og dermed stabilisering, på lave frekvenser ( $\omega < 1/RC$ ).



Figur 2.20: Frekvensselektive metoder for stabilisering

Tilsvarende vil en seriekobling av komponentene mot jord, som illustrert til høyre i figur 2.20, kunne innføre tap på høye frekvenser ( $\omega > 1/RC$ ). Dette er illustrert med plottet av  $S(4,3)$  i figur 2.21.



Figur 2.21: Simuleringsresultater til nettverkene i figur 2.20

## 2.4.3 Tilpasning

### Konjugert tilpasning

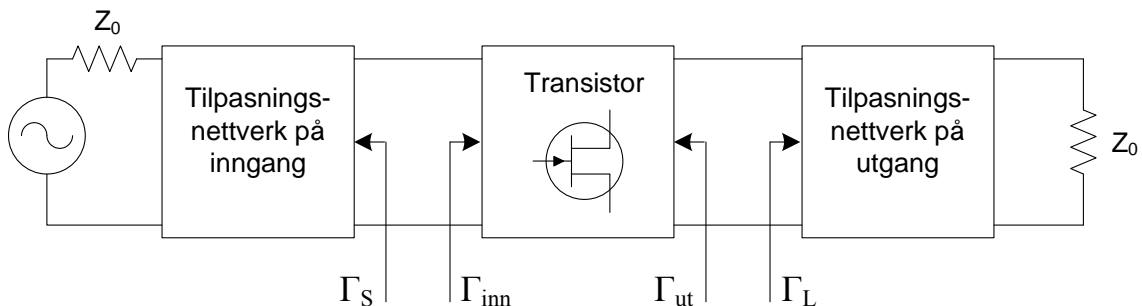
Et tilpasningsnettverk på inn- og utgang av transistoren er nødvendig for å kunne overføre mest mulig effekt fra kilden til transistoren, og fra transistoren til lasten. I småsignalforsterkere vil en konjugert tilpasning på både inn- og utgang maksimere forsterkningen til transistoren [9]. Referert til figur 2.22 vil altså

$$\Gamma_{\text{inn}} = \Gamma_S^* \quad (2.18)$$

kunne gi maksimal effektoverføring fra tilpasningsnettverket på inngangen og til transistoren. På samme måte vil

$$\Gamma_{\text{ut}} = \Gamma_L^* \quad (2.19)$$

kunne gi maksimal effektoverføring fra transistoren til tilpasningsnettverket på utgangen. Dette vil totalt maksimere forsterkningen til transistoren.

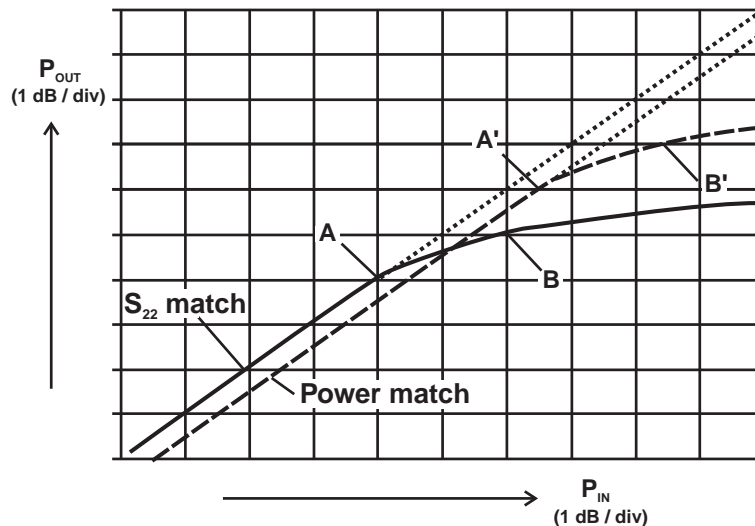


Figur 2.22: Transistor med tilpasningsnettverk på inn- og utgang

### Konjugert tilpasning mot effekttilpasning

I figur 2.23 er kompresjonskarakteristikken for en forsterker med to forskjellige tilpasningsnettverk på utgangen vist. Den heltrukkede linjen indikerer responsen til forsterkeren som har blitt konjugert tilpasset på utgang, mens den stiplede linja viser en forsterker som er tilpasset for maksimal effekt ut. A og B refererer henholdsvis til den maksimale lineære effekten ut og 1dBc punktet. Figuren viser at den maksimale lineære effekten og 1dBc-punktet til forsterkeren tilpasset for maksimal effekt ut ligger omlag 2dB over den konjugert tilpassede. Typisk vil en fortjeneste fra 0.5-4dB gjelde, avhengig av transistor og teknologi [11]. En tuning av utgangsnettverket for økt effekt ut, vil altså kunne forbedre effektiviteten til forsterken i forhold til en konjugert tilpasning.

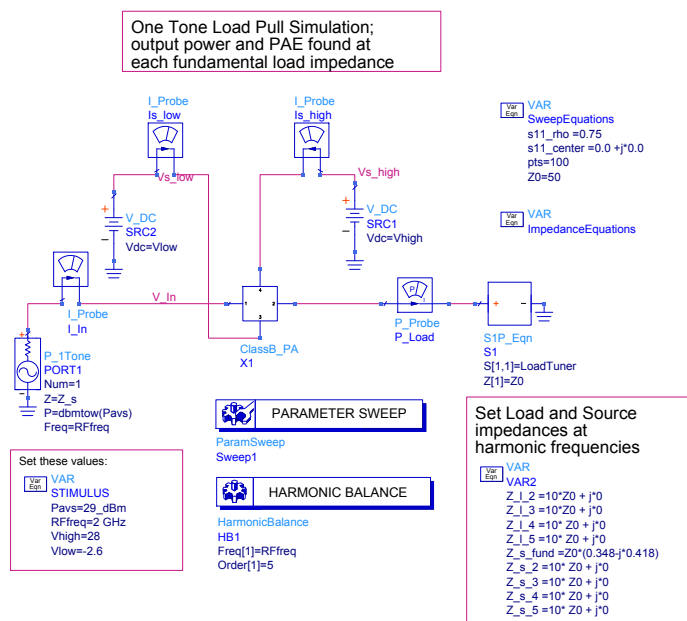
I effektforsterkere vil ofte inngangen tilpasses maksimal effektoverføring (konjugert tilpasning), og load-pull benyttes hyppig på utgangen for å finne det optimale utgangsnettverket som maksimerer f.eks utgangseffekt.



Figur 2.23: Karakteristikk for en forsterker med konjugert tilpassning (heltrukket linje) og en forsterker tilpasset for maksimal utgangseffekt (stiplet linje) [11]

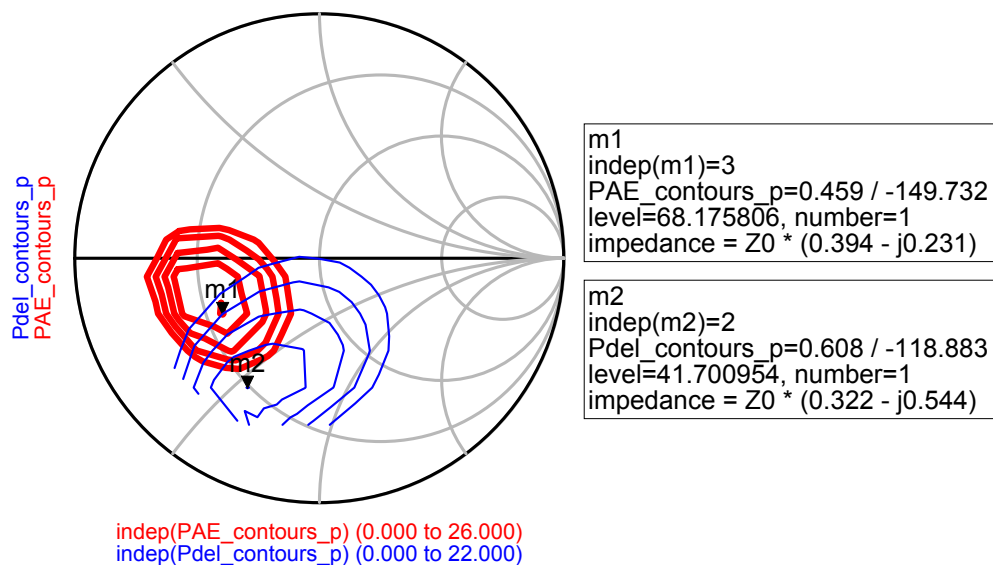
## Load-pull

Dersom en storsignal/ikke-lineær-modell for transistoren er tilgjengelig kan også load-pull/source-pull simuleringer foretas i ADS. Figur 2.24 viser et eksempel på et load-pull-simuleringsoppsett fra designguiden HB1Tone LoadPull i ADS. I forsterkerdesignet er det benyttet storsignalmodellen fra Cree. Figur 2.25 viser resulterende load-pull konturer for utgangseffekt og PAE som funksjon av lastimpedans. Hver av konturene representerer et sett med impedanser som svarer til en konstant utgangseffekt eller PAE.



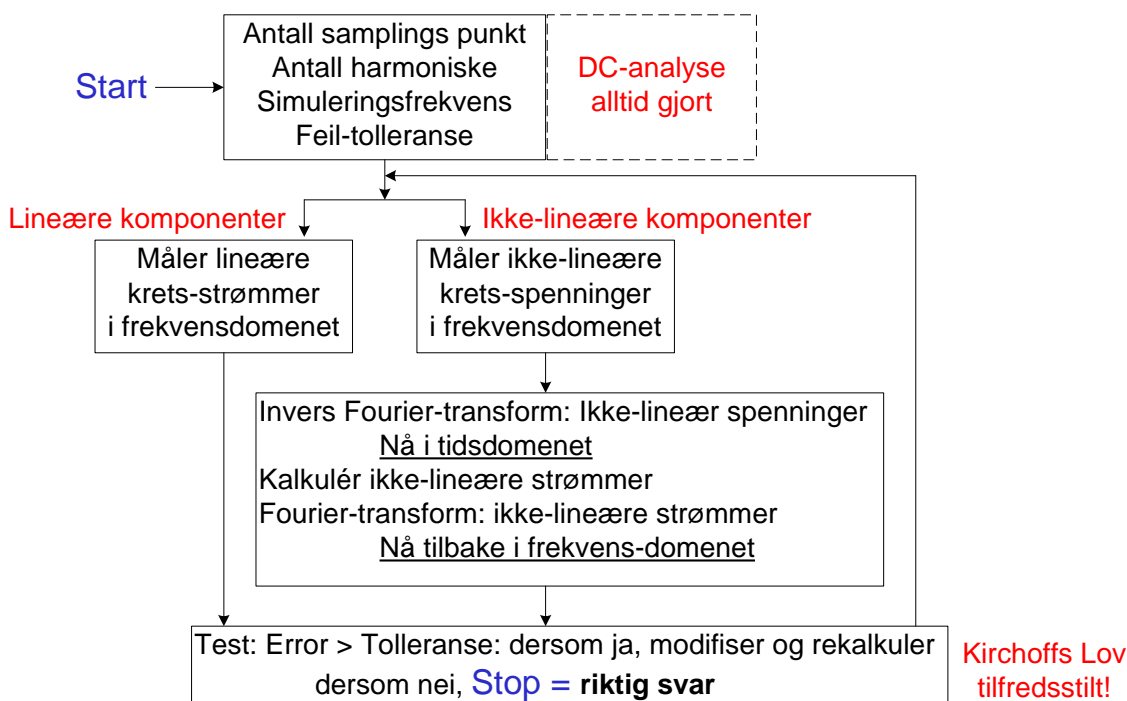
Figur 2.24: LP-simuleringsoppsett i ADS





Figur 2.25: Konturer for utgangseffekt og PAE vs. Last-impedans i ADS

Storsignal-simuleringene i denne oppgaven, både load-pull og optimalisering av ferdig krets, bruker den innebygde harmonisk balanse simulatoren i ADS. Harmonisk balanse benyttes for å finne en stasjonær løsning for et ulinært system i frekvensdomenet [23], og flytdiagrammet i figur 2.26 gir en visuell representasjon av prosessen.



Figur 2.26: Flytdiagram for HB-simulering i ADS [23]

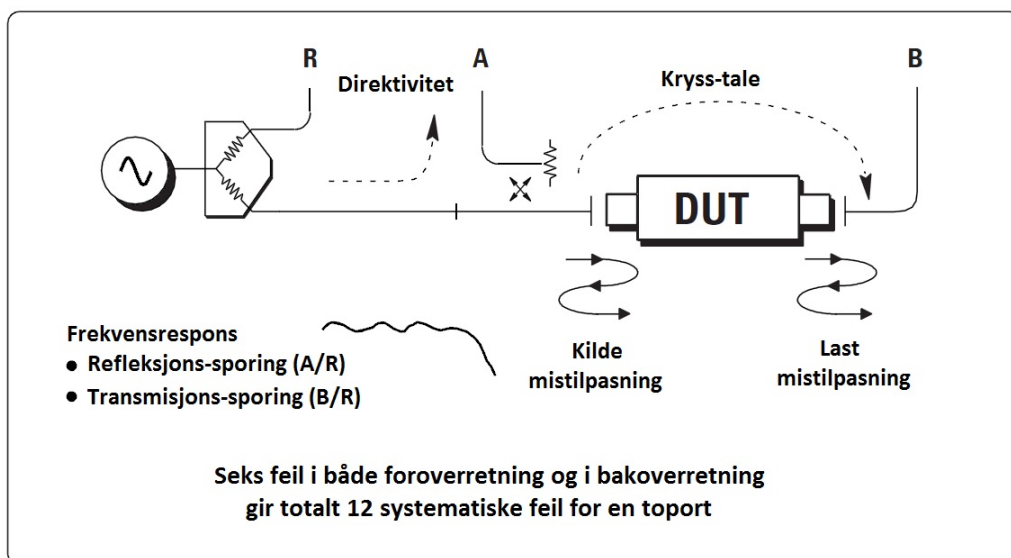
## 2.5 Kalibrering

### 2.5.1 Måling med nettverksanalysator

For å sikre at måleresultatene foretatt på laboratoriet er så nøyaktige som mulige, benytter de forskjellige måleinstrumentene seg av ulike feilkorrigeringsmetoder. I en nettverksanalysator kan målefeilene kategoriseres i tre hovedtyper [24]

- Systematiske feil
- Tilfeldige feil
- Drift feil

*Systematiske feil*, som er repeterbare avvik grunnet feil i analysatoren og testoppsettet, kan karakteriseres ved kalibrering og dermed matematisk fjernes under måleprosessen. De systematiske feilene er illustrert i figur 2.27 og relateres til signal-lekkasje, signal-refleksjoner og frekvensrespons [24].



Figur 2.27: Systematiske målefeil [24]

*Tilfeldige feil* (støy, etc) kan ikke fjernes ved kalibrering av instrumentet. Feilen kan derimot reduseres ved å foreta mange like målinger og bruke midling.

*Drift feil*. Redusering av målesystemets ytelse grunnet drift feil er hovedsakelig forårsaket av temperaturvariasjon. Denne feilen kan fjernes ved rekalkibrering av instrumentet, og drift feil kan generelt reduseres ved å plassere instrumentet i et testmiljø med stabil temperatur [24].

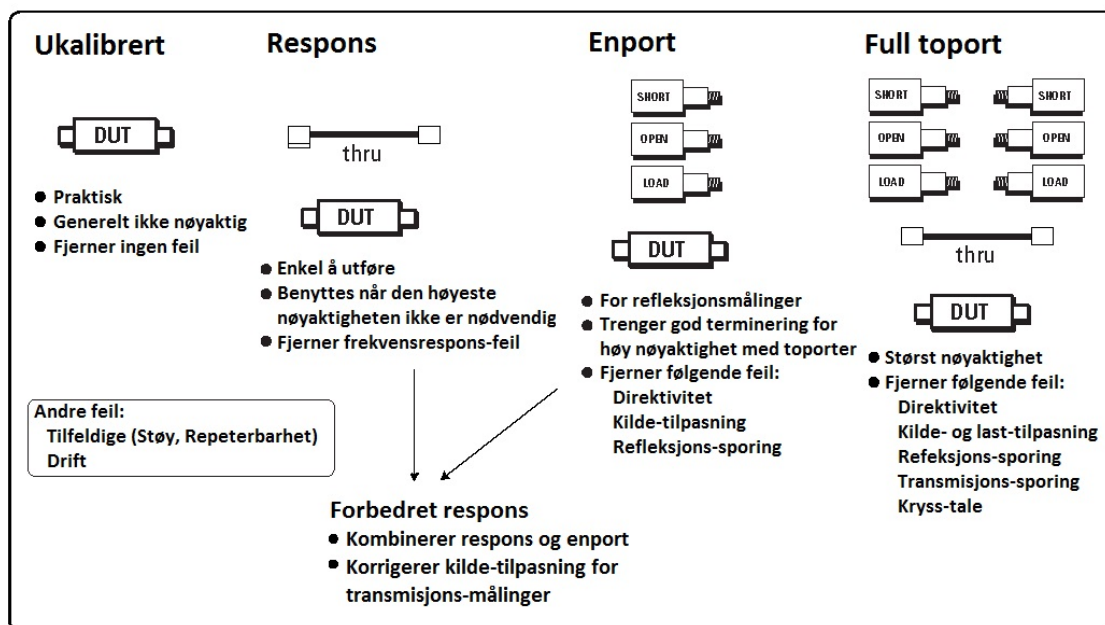
### Enport-kalibrering

En enport kalibrering innebærer å måle på tre kjente kalibreringsstandarder (Short-Open-Load). Dataene fra disse målingene blir så brukt for å løse et ligningssett og

tre systematiske feil kan fjernes fra refleksjonsmålinger. De systematiske feilene som fjernes ved en enport kalibrering fremkommer i figur 2.28.

### Toport-kalibrering (SOLT-kalibrering)

En toport kalibrering (Short-Open-Load-Through) måler i tillegg på en “through”-komponent. Når en full SOLT-kalibrering er foretatt (7 målinger) brukes de innhentede dataene til å løse ut ligningene for de aktuelle S-parametrene og 12 systematiske feil kan fjernes. Figur 2.28 gir en oversikt over feilene som fjernes og oppsummerer de ulike kalibreringsmetodene.

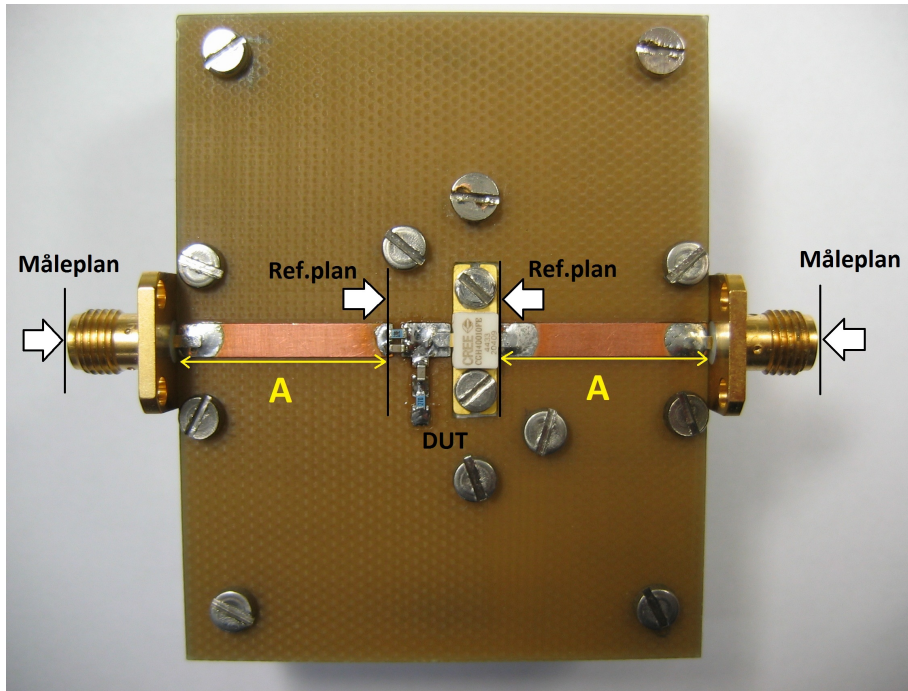


Figur 2.28: Oversikt over kalibreringsstandarder og feilene de fjerner [24]

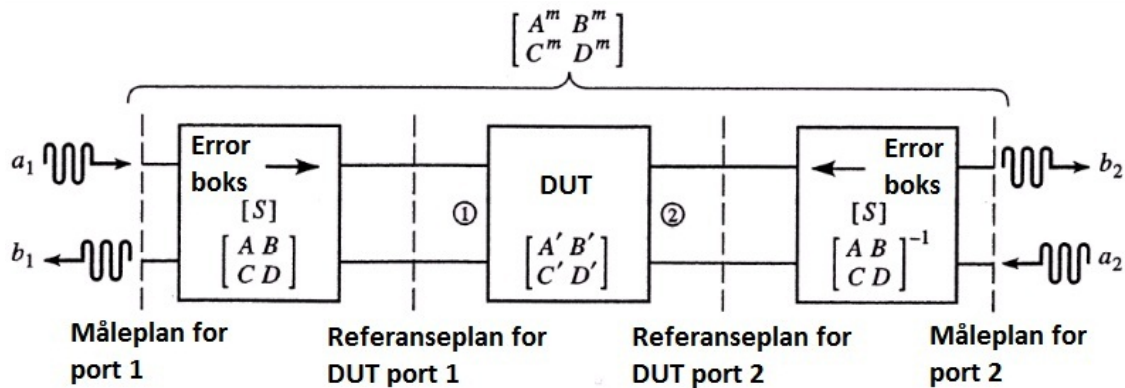
### 2.5.2 Måling med load-pull/SWAP

For å måle på transistoren i load-pull/SWAP-oppsettet er det nødvendig å montere denne på et testkort som muliggjør integrering i måleoppsettet. Testkortet fungerer som en overgang mellom tilkoblingspinnene til transistoren og koblerne (fra mikrostrip til koaks). Samtidig gir testkortet den nødvendige kjølingen til transistoren og inneholder også de nødvendige stabiliseringskomponentene. Et bilde av det produserte testkortet er vist i figur 2.29.

Det ønskede referanseplanet for målingene er markert som “Ref.plan” i figuren: Effektene av tilførselslinjer og SMA-konnektor er ikke ønskelig å ha med under målingene. I blokkdiagrammet i figur 2.30 er disse samlet i topport error-bokser som ligger mellom det aktuelle måleplanet og det ønskede måleplanet. Før målingene på DUT starter, karakteriseres disse error boksene, og de aktuelle feil-korrigerte S-parameterne til DUT kan kalkuleres fra de målte dataene. Måten dette blir gjort på i denne oppgaven er ved å benytte kalibreringsmetoden “Thru-Reflect-Line” (TRL) [25].



Figur 2.29: Testkort for målinger med LP/SWAP



Figur 2.30: Måleplan og ønsket referanseplan for testkortet i figur 2.29 [26]

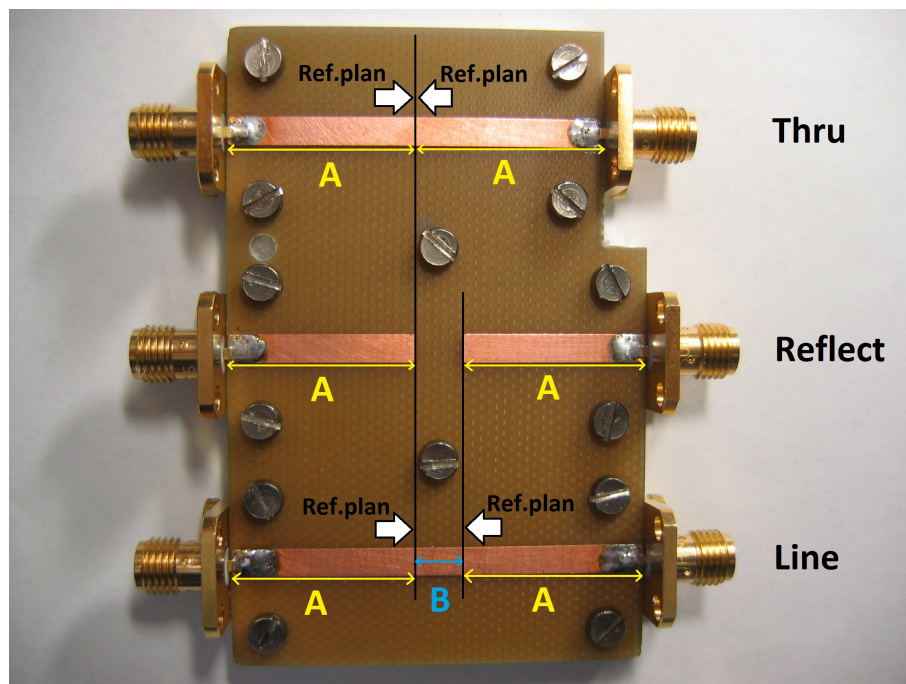
En av fordelene med denne kalibreringsmetoden er at den benytter enkle kalibreringsstandarder som kan plasseres på samme substrat som komponentene det måles på [15]. I mikrostrip vil eksempelvis en kortslutning være induktiv og en åpen krets stråle ut energi [27]. Dette gjør det utfordrende å konstruere en rent resistiv last av høy kvalitet på mikrostrip. TRL unngår problemet ved å ikke basere seg på nøyaktige standarder, men bruker tre enkle tilkoblinger for å karakterisere error boksene fullstendig.

De tre tilkoblingene som benyttes ved TRL-kalibrering på mikrostrip er:

- “Thru” gjennomføres ved å koble port 1 til port 2 ved det ønskede referanseplanet.

- “Reflect” benytter seg av en last som gir stor refleksjonskoeffisient,  $\Gamma_L$ . Dette kan enten være åpne mikrostrip-linjer eller kortsluttede linjer.
- “Line” innebærer å koble port 1 til port 2 med en linjestub. Det er ikke nødvendig å vite lengden til linjestubben, og den trenger heller ikke å være tapsfri; dette er parametere som bestemmes av TRL-prosedyren [26].

I figur 2.31 er de tre kalibreringskomponentene realisert på mikrostrip-substrat.



Figur 2.31: TRL-kalibrering

Ved å bruke signalflyt-diagrammene i figur 2.32-2.34 kan et sett av ligninger settes opp for finne S-parameterne til error boksene i TRL-prosedyren [26]. Utledningen antar samme karakteristisk impedans på port 1 og port 2, samt at error boksene er like og resiproke ( $S_{21}=S_{12}$ ) for begge portene.

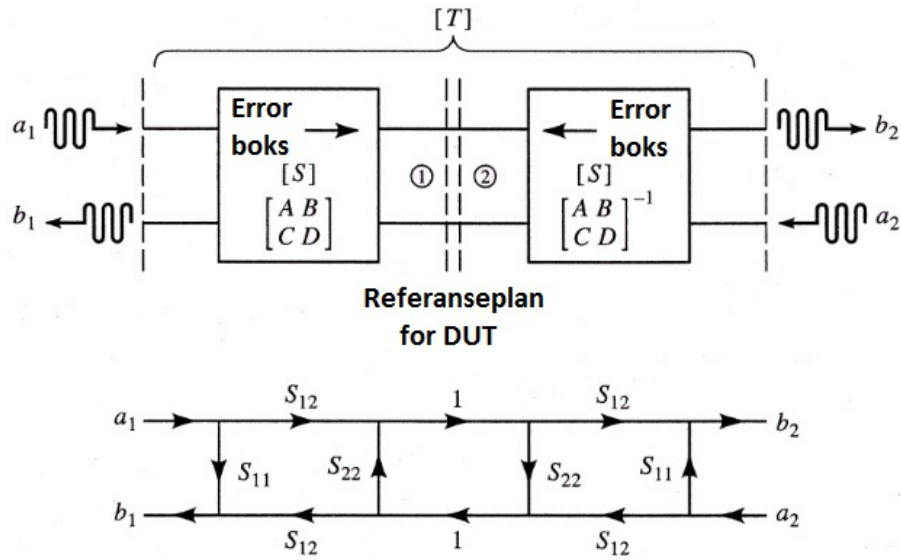
For “Thru”-tilkoblingen er konfigurasjonen vist i figur 2.32 og den målte S-matrisen er definert som  $[T]$ . Signalflyt-diagrammet kan forenkles ved å bruke dekomponering, og S-parameterne i måleplanet kan dermed uttrykkes som funksjon av S-parameterne til error boksene [26]

$$T_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22}S_{12}^2}{1 - S_{22}^2} \quad (2.20)$$

og

$$T_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2}{1 - S_{22}^2} \quad (2.21)$$

Merk at  $a_2=0$  siden målingen er gjort med tilpasset terminering. Grunnet symmetri gjelder også  $T_{22} = T_{11}$ , og resiprositet gir  $T_{21} = T_{12}$ .

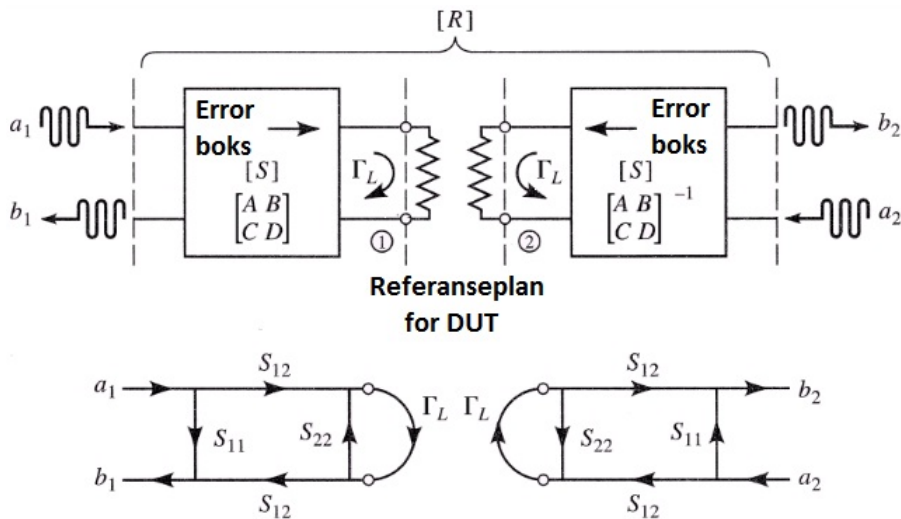


Figur 2.32: Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Thru” [26]

For “Reflect”-tilkoblingen er konfigurasjonen vist i figur 2.33 og den målte S-matrisen er definert som [R]. Signalflyt-diagrammet kan i dette tilfellet forenkles til [26]

$$R_{11} = R_{22} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.22)$$

hvor det første likhetstegnet gjelder grunnet symmetri.  $R_{12} = R_{21} = 0$  gjelder siden portene ikke er koblet sammen.



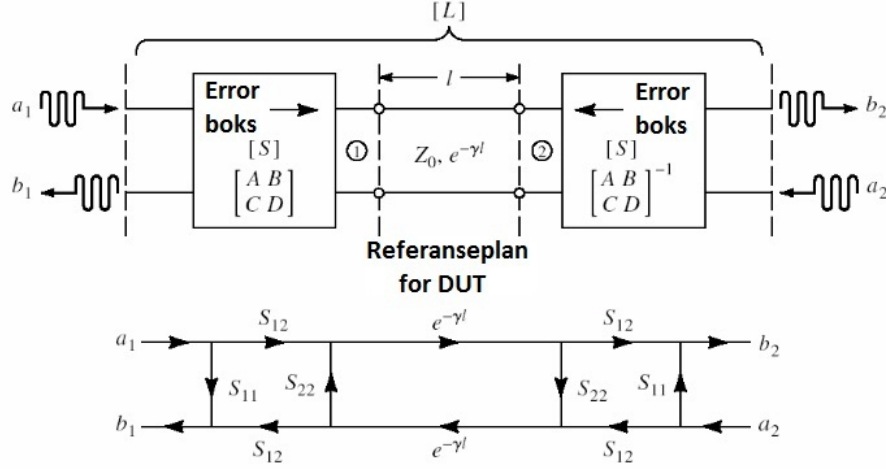
Figur 2.33: Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Reflect” [26]

Tilsvarende vil “Line”-tilkoblingen, som er vist i figur 2.34 og defineres som [T], kunne forenkles til [26]

$$L_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22} S_{12}^2 e^{-2\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} \quad (2.23)$$

$$L_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2 e^{-\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} \quad (2.24)$$

hvor  $L_{22} = L_{11}$  og  $L_{21} = L_{12}$  grunnet henholdsvis symmetri og resiprositet.



Figur 2.34: Blokk- og signalflyt-diagram for måling med “Line” [26]

De fem ligningene, 2.20-2.24, kan nå benyttes for å løse ut for de fem ukjente:  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{12}$ ,  $\Gamma_L$  og  $e^{-\gamma l}$ . Løsningene er gitt av [26]

$$S_{11} = T_{11} - S_{22}T_{12} \quad (2.25)$$

$$S_{22} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - L_{12}e^{-\gamma l}} \quad (2.26)$$

$$S_{12}^2 = T_{12}(1 - S_{22}^2) \quad (2.27)$$

$$\Gamma_L = \frac{R_{11} - S_{11}}{S_{12}^2 + S_{22}(R_{11} - S_{11})} \quad (2.28)$$

$$e^{-\gamma l} = \frac{L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2 \pm \sqrt{[L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2]^2 - 4L_{12}^2 T_{12}^2}}{2L_{12}T_{12}} \quad (2.29)$$

og gir S-parameterne til error boksene, refleksjonskoeffisienten  $\Gamma_L$  og propagasjonsfaktoren  $e^{-\gamma l}$ . Dermed kan S-parameterne til DUTen bestemmes ut i fra de målte S-parameterne. For å forenkle kalkulasjonene konverteres S-parameterne til ABCD-parameterne. Med referanse til figur 2.30, er ABCD-parameterne til DUTen er gitt av [26]

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

hvor  $\begin{pmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{pmatrix}$  er de målte ABCD-parameterne, og  $\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$  er ABCD-parameterne til error-boksene.





## 3. Metode

I metodedelen beskrives fremgangsmåten til det gjennomførte arbeidet. Denne er delt inn i fire forskjellige delkapitler hvor innholdet i disse oppsummeres under.

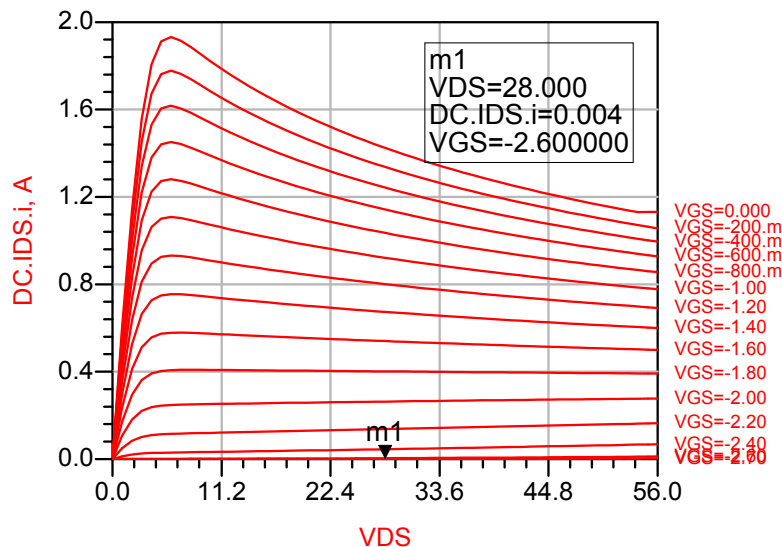
- **Kretsdesign fra simuleringer i ADS** Her blir de ulike stegene i designprosessen i ADS gjennomgått. Det blir startet med å velge arbeidspunkt samt designe biasnettverket. Videre beskrives det hvordan stabiliseringen foregikk, tilpasningen på inn- og utgang, og til slutt den endelige optimaliseringen av kretsen.
- **Konstruksjon av forsterkere fra design i ADS** I dette delkapittelet beskrives selve konstruksjonsprosessen av de to forsterkerne basert på det samme designet i ADS. Disse fikk navnene PA1 og PA2.
- **Målinger på forsterkere fra design i ADS** Videre følger en beskrivelse av hvordan forsterkerne karakteriseres ved både småsignalmålinger og 1-tone storsignalmålinger. For storsignalmålingene ble det forsøkt både med og uten effektmeter.
- **Kretsdesign fra målinger på laboratoriet** Dette delkapittelet tar for seg hele prosessen i designet av den tredje forsterkeren, PA3. Dette innebærer først å konstruere et testkort og et kalibreringskort for TRL og foreta en kalibrering av oppsettet på laboratoriet. Så følger det en beskrivelse av målingene, og videre hvordan nettverkene ble realisert i ADS. Til slutt gjennomgås også konstruksjonen og målingene på denne forsterkeren.

## 3.1 Kretsdesign fra simuleringer i ADS

### 3.1.1 Valg av arbeidspunkt og biasdesign

#### Valg av arbeidspunkt

Ifølge teorien skal en forsterker operert i klasse B biaseres på terskel med ingen tomgangsstrøm. I praksis velges det ofte en liten tomgangsstrøm for å unngå ulineariteter i terskelområdet, og forsterkeren opereres dermed i dyp AB. I denne oppgaven ble designguiden FET IV Gm PowerCalcs benyttet for å gjøre en IV-simulering, og biaseringspunktet ble satt til  $-2.6\text{V}$  som ga en tomgangsstrøm på  $4.08\text{mA}$ . Drain-spenningen ble satt til den vanlige operasjonsspenning på  $28\text{V}$  for transistoren [5]. I figur 3.1 er IV-kurvene fra simuleringen vist.

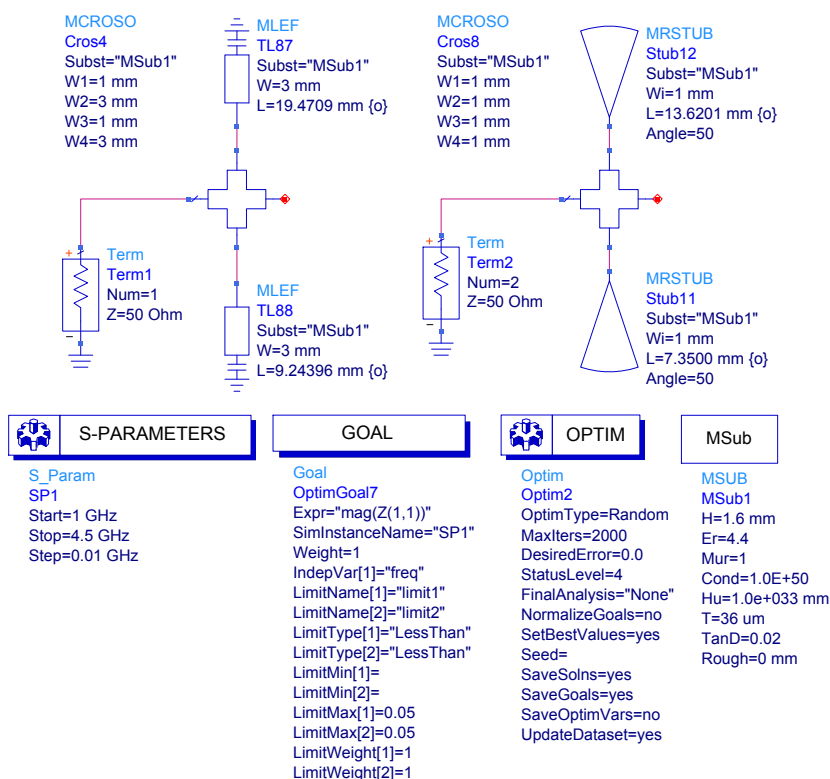


Figur 3.1: IV kurver til transistor

#### Biasdesign

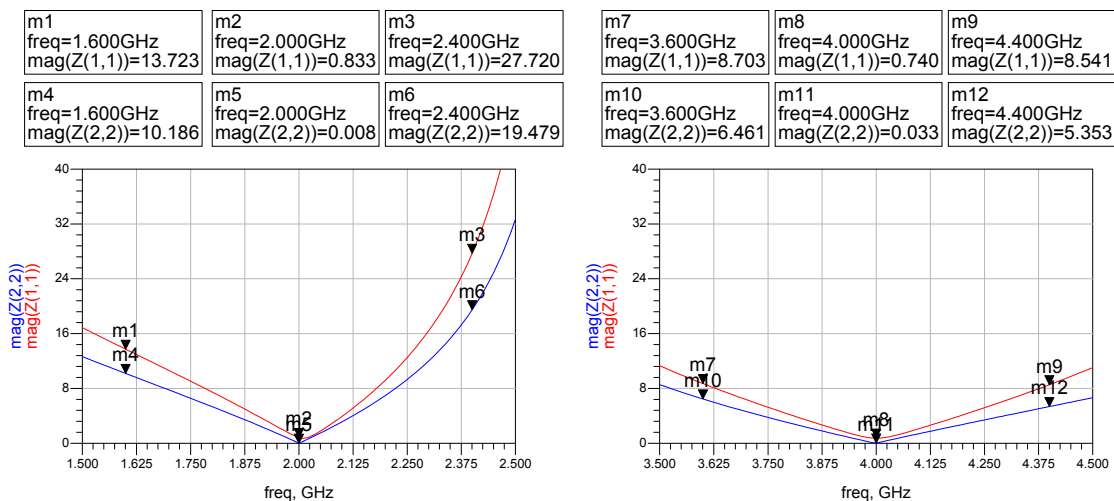
Den ideelle biaseringskretsen i figur 2.17 skulle nå realiseres på mikrostrip-substrat. Det ble startet med å lage kvartbølgelinjene TL80 og TL81 i figur 2.17. I ADS var åpne stubber tilgjengelige både i vifteform, som vist til høyre i figur 3.2 (MRSTUB), og i rektangulær form (MLEF). Vifteformen skal kunne øke båndbredden til linjen, og en større vinkel vil gi økt båndbredde [28]. Bredden  $W_i$  skal ha innvirkning på både dempningsfrekvens og båndbredde, og ønskes liten i forhold til bølgelengden [28]. Denne blir i praksis ofte valgt til å ha samme bredde som linjebredden.

Det ble forsøkt å sammenligne egenskapene til de to komponentene ved å benytte testbenken i figur 3.2. For at viftene ikke skulle ta for mye plass i bredden ble vinkelen på disse satt til  $50^\circ$ . Startverdien til kvartbølgelinjene på  $f_0$  og  $2f_0$  ble beregnet i LineCalc til henholdsvis  $20.6\text{mm}$  og  $10.2\text{mm}$  med  $50\Omega$  impedans, og bredden til  $W_i$  ble satt lik det bredden til kvartbølgelinjen ned til transistoren var tiltenkt.



Figur 3.2: Testbenk for valg av “stub” eller “vifte” til biasnettverk

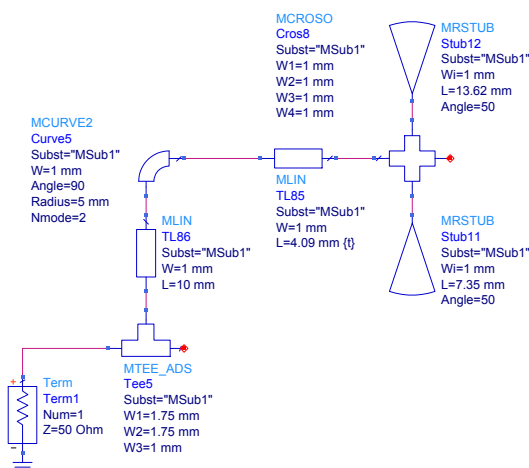
Optimaliseringsfunksjonen i ADS ble så brukt for å justere på lengden til stubbene. Dette for å kompensere for den ekstra veilengden MCROSO innførte, og dermed gi optimal kortslutning for  $f_0$  og  $2f_0$  i tilkoblingspunktene til denne. Målet ble satt til å være en så liten som mulig impedans i frekvensbåndene 1.95-2.05GHz og 3.95-4.05GHz, noe som også fremkommer av figur 3.2. Resultatet av simuleringen er vist i figur 3.3.



Figur 3.3: Resultat fra testbenk i figur 3.2

Simuleringsresultatene antyder at vifteformen (blå i figur 3.3) har noe bedre egenskaper både når det gjelder båndbredde og demping på senterfrekvens. Lengden til vifteformen er også noe kortere enn den rektangulære stubben (13.6mm mot 19.5mm til  $f_0$ ), noe som kan resultere i en mer kompakt krets. På den andre siden vil vifteformen kreve større plass i bredden. Dette kan føre til at avkoblingskondensatorene må plasseres noe lengre unna viftene. I dette tilfellet, med vifter på  $50^\circ$ , vil avstanden utgjøre relativt lite, og viftene ble valgt grunnet den økte båndbredden og de plassbesparende egenskapene i høyden.

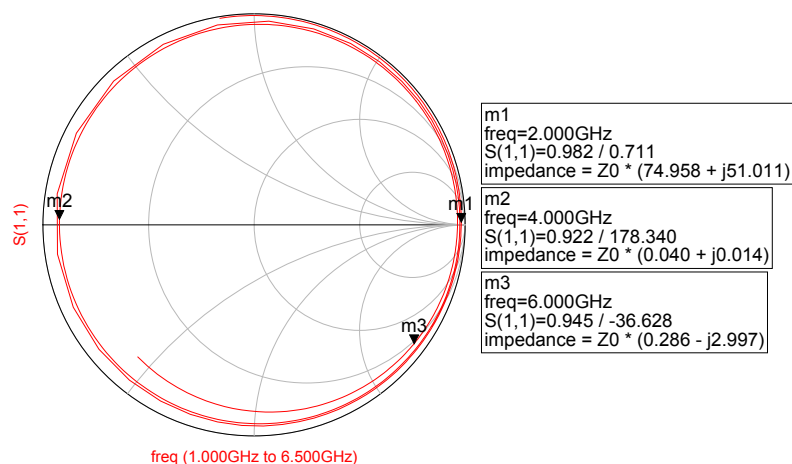
Det neste steget i designprosessen var å lage kvartbølgelinjen på  $f_0$  ned til transistoren. Bredden til denne linjen ble satt til 1mm for å øke impedansen, og dermed påvirke forsterkeren minst mulig. Denne linjen kunne ha blitt gjort enda smalere, men det ligger en begrensning i håndtering av den tilførte drainstrømmen. Bredden på 1mm vil her kunne håndtere den tilførte drainstrømmen med god margin, og samtidig øke impedansen.



Figur 3.4: Biasnettverk uten avkoblingskondensatorer

Igjen ble LineCalc benyttet til å beregne lengden med 1mm bredde, og en krets som vist i figur 3.4 ble koblet opp. Term1 i figuren er plassert der loddepadden til transistoren tilkobles, og bredden til Tee5 er tilpasset denne paden. Lengden til kvartbølgelinjen ble så tunet manuelt, ved å justere på lengden til TL85, til best mulig treff for  $f_0$  og  $2f_0$ . En lengde på 4.09mm ga et resultat som vist i figur 3.5.

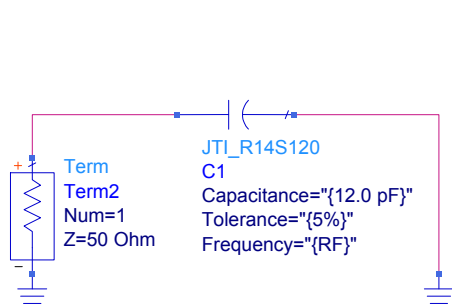
Til det komplette biaseringsnettverket ble det valgt tre avkoblingskondensatorer som alle ble plassert i kort avstand til viftene. En 10pF Johanson-kondensator ble benyttet for avkobling på de høyeste frekvensene, og to kondensatorer på 1nF og 1uF for lavere frekvenser. I simuleringene ble den tilgjengelige modellen fra Johanson brukt for kondensatoren på 10pF, mens det ble forsøkt å lage en modell av en 1nF kondensator, ved å bruke 10 parallellkoblede 100pF fra Johanson. Den største kondensatoren på 1uF ble utelatt fra simuleringene i ADS. Det komplette biaseringsnettverket med tilhørende simuleringsresultater er vist i figur A.1 og A.2



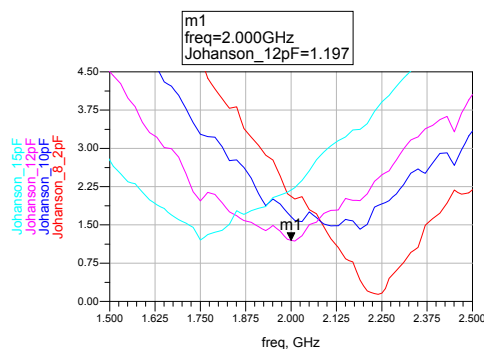
Figur 3.5: Simuleringsresultat til biasnettverket i figur 3.4

i appendiks A. Dette nettverket inkluderer tilkoblingspadder for forsyningsspennin-gen samt viahull. Komponenten MTAPER ble brukt for å kunne få en gradvis over-gang mellom de forskjellige linjebreddene. Et likt nettverk ble i utgangspunktet også benyttet for biasering på gate, men på dette ble det foretatt noen små endringer for å bedre stabiliteten til forsterkeren.

I tillegg til kondensatorene i biaseringsnettverket ble det også brukt to Johanson-kondensatorer som DC-blokk på inn- og utgang. Et utdrag av den enkle testbenken som ble brukt for å finne den beste kandidaten er vist i figur 3.6, mens impedansen for aktuelle kandidater fremkommer i figuren til høyre for denne. Kondensatoren på 12pF så ut til å kunne gi god kortslutning på 2GHz, og ble derfor valgt til dette formålet.

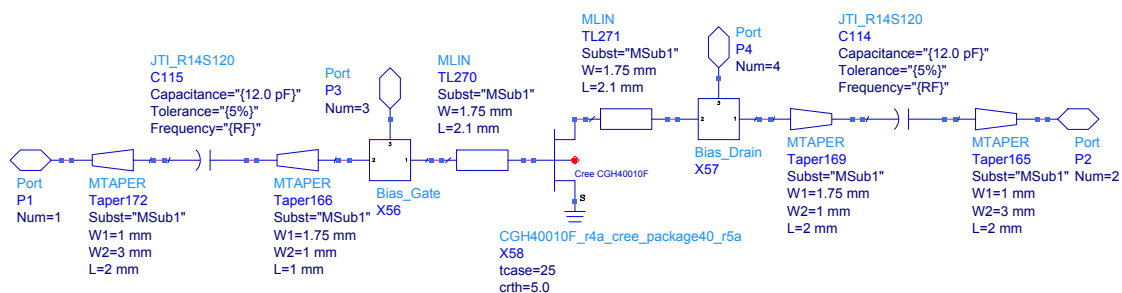


Figur 3.6: Utdrag av testbenken for valg av DC-blokk kondensator



Figur 3.7: Impedans til forskjellige kondensatorer på lab ( $\text{mag}(Z(x,x))$ )

Utgangspunktet før stabiliseringen er vist i figur 3.8. Denne inneholder loddepadder til transistoren, DC-blokk-kondensatorer, og biasnettverkene som subdesign.



Figur 3.8: Krets før stabilisering og tilpasning

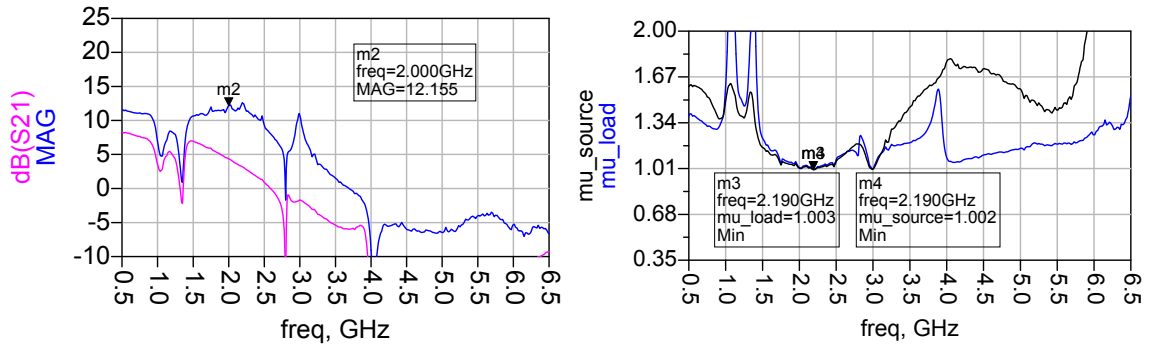
### 3.1.2 Stabilisering

Simuleringsresultatene til forsterkeren i figur 3.8 ble presentert som figur 2.19 i teoridelen. Disse indikerte høy forsterkning for lave frekvenser, og dermed stabilitetsproblemer i dette området. For å bedre dette ble det forsøkt å benytte en RC-parallellkobling mellom biaseringsinnførselen og gate til transistoren. Det ble startet med ideelle komponenter og kondensatoren ble i utgangspunktet satt til en liten verdi. Motstanden ble så justert til kretsen var stabil, og kondensatorverdien ble tilslutt økt noe, uten å la  $\mu$ -faktoren gå under 1. Målet var å gjøre transistoren ubetinget stabil fra 0.5-6.5 GHz.

På laboratoriet ble det så kontrollert hvilke Johanson-kondensatorer som var tilgjengelige, og den ideelle kondensatoren i ADS ble byttet ut med en nærliggende Johansonmodell. Verdien til motstanden ble også satt til den nærmeste E12-verdien. Dette medførte igjen ustabilitet til forsterkeren, og flere kombinasjoner av tilgjengelige motstander og kondensatorer ble forsøkt benyttet uten å oppnå ubetinget stabilitet fra 0.5-6.5GHz. Parallellkoblingen kunne løse stabilitetsproblemene på de laveste frekvensene, men  $\mu$ -faktoren var fortsatt under 1 i flere områder rundt senterfrekvensen til forsterkeren.

I referansedesignet til transistoren var det benyttet en motstand på  $47\Omega$  i serie med spenningstilførselen på gate (tilsvarende mellom TL86 og Tee5 i figur 3.4) [5]. Denne vil hovedsakelig påvirke impedansen til andreharmoniske, og kan medføre økt stabilitet. Dette ble forsøkt, og motstandsverdien ble tunet for å oppnå ubetinget stabilitet over hele båndet. For å kompensere for den ekstra veilengden motstanden innførte, ble det også foretatt en mindre justering av lengden til kvartbølgelinjen i biaseringskretsen på gate. Med en motstand på  $120\Omega$  i biaseringskretsen, og en RC-parallellkobling på  $68\Omega$  og  $3.9\text{pF}$ , ble resultatet som vist i figur 3.9.

Som observert av figur 3.9 var stabilitetsmarginen i området rundt senterfrekvensen lav. Når forsterkeren ble stabilisert ble det antatt at tapene i tilpasningsnettverkene på inn- og utgangen av forsterkeren ville kunne føre til at denne marginen økte noe. Om det skulle vise seg at dette ikke var tilfellet, ville nok det beste ha vært å justere noe på komponentene for å oppnå en større margin (typisk rundt  $\mu=1.1$ ). En oppsummering av komponentene som ble brukt under simulering av biasnettverk og stabilisering er vist i tabell 3.1.



Figur 3.9: Forsterkning og  $\mu$ -faktorer etter stabilisering

Tabell 3.1: Komponentoversikt simulering

Plassering	Verdi	Stør.	Tol.	Spen.	Type
Biasering	10pF	0603	$\pm 5\%$	63V	Johanson 251R14S100JV4S
	1nF	-	-	-	10x Johanson 251R14S101JV4S
DC-block	12pF	0603	$\pm 5\%$	63V	Johanson 251R14S120JV4S
Stabilisering	3.9pF	0603	$\pm 0.1\text{pF}$	63V	Johanson 251R14S3R9BV4S
	68 $\Omega$	-	-	-	Ideell
	120 $\Omega$	-	-	-	Ideell

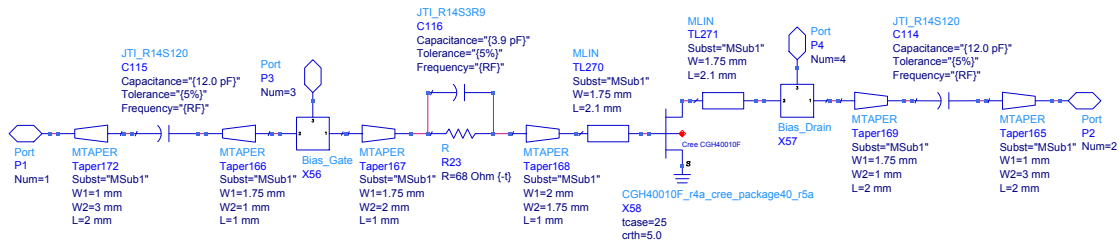
### 3.1.3 Tilpasning på inn- og utgang

Etter stabilisering av transistoren var det neste steget å finne optimale tilpasningsnettverk på inn- og utgang. Småsignalsimuleringer på den ferdig stabiliserte kretsen i figur 3.10 antydte en “Maximum Available Gain” (MAG) på omlag 12dB ved 2GHz. Med utgangspunkt i at inngangen ville bli tilpasset for maksimal effektoverføring, ble  $Z_{\text{source}}$  under “Matching for Gain” fra småsignalsimuleringene benyttet i et tilsvarende load-pull oppsett som vist i figur 2.24 i teoridelen. Et inngangssignal rundt kompresjonspunktet til forsterkeren ble så påtrykt, og konturer for utgangseffekt og PAE ble generert. Den resulterende last-impedansen som ga høyest PAE ble så satt inn i et tilsvarende oppsett for source-pull. Resultatet fra source-pull ble så satt inn i load-pull, og denne prosedyren ble repetert til endringen på impedansene var minimale. Dette innebar at det optimale punktet var funnet. De valgte impedansene på

$$\begin{aligned}
 Z_{\text{source}} &= Z_0 \times (0.348 - j0.418) \\
 Z_{\text{load}} &= Z_0 \times (0.382 - j0.313)
 \end{aligned}$$

skulle kunne gi en utgangseffekt på 40.7dBm og PAE på 65.9% i omlag 1dB kompresjon.

For å tilpasse inn- og utgangen til disse verdiene ble den innebygde Smith Chart Utility i ADS benyttet. Tilpasning på både inn- og utgang foregikk med linje og åpen stub, og den elektriske lengden til komponentene ved 2GHz ble avlest. Disse



Figur 3.10: Forsterker før konstruksjon av tilpasningsnettverk

ble så lagt inn i LineCalc, hvor lengden på substratet ble kalkulert, og de resulterende tilpasningsnettverkene ble tilkoblet inn- og utgangen av figur 3.10. En  $50\Omega$  transmisjonslinje ble brukt mellom tilpasningsnettverket og loddepadden til SMA-kontakten for å øke lengden slik at den passet med tilkoblingspaddene til DC-forsyningen. På begge nettverkene ble det også lagt på en liten linje for montasje av senterlederen til SMA-kontaktene. Dette fremkommer av skjemaet til den komplette forsterkeren i figur A.3 i appendiks A.

Simuleringer på forsterkeren under designguiden HB1TonePAE Pswp viste at utgangseffekten og PAE lå noe lavere enn det som ble antydnet av load-pull/source-pull simuleringene. Det ble derfor forsøkt å optimalisere på lengden til linjen og stubben på inn- og utgang.

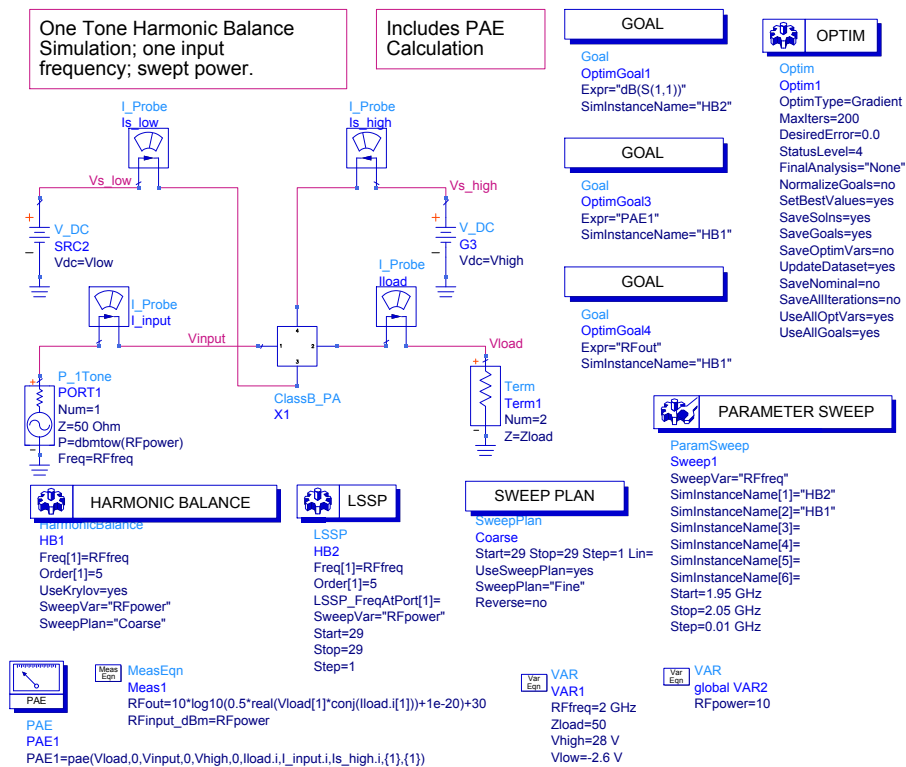
Et effektsveip på forsterkeren viste en maksimal forsterkning på omlag 12.5dB. Forsterkningen i 1dB kompresjon ble derfor antatt å være rundt 11.5dB, og siden det var ønskelig med en utgangseffekt større enn 40dBm ble 29dBm valgt som inngangssignal i optimaliseringen. For å kunne sette mål i optimaliseringen til både S11 og PAE/utgangseffekt, ble det benyttet storsignal S-parameter (LSSP) [29] i tillegg til harmonisk balanse. I figur 3.11 er oppsettet for optimaliseringen vist, og tabell 3.2 viser optimaliseringskravene som ble satt i frekvensbandet 1.95-2.05GHz. Disse ble forsøkt vektlagt på en slik måte at forsterkeren skulle tilfredsstillte oppgavespesifikasjonene, og samtidig oppnå størst mulig PAE.

Tabell 3.2: Optimaliseringsmål til endelig forsterker

Parameter	Mål
S11	<-10dB
$P_{ut}$	>40dBm
PAE	>65%

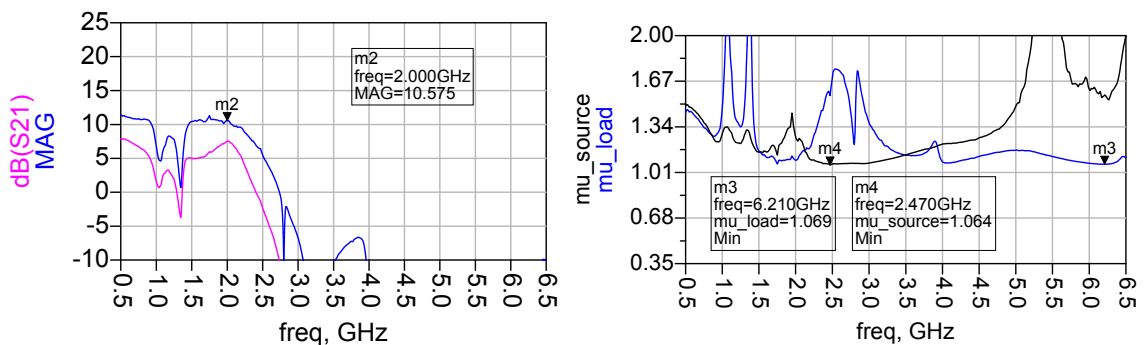
I optimaliseringen ble det først prøvd å simulere med orden 7 for å oppnå størst nøyaktighet [23]. Dette resulterte i endel konvergensproblemer for simulatoren, og orden ble derfor redusert til 5, selv om dette ville redusere nøyaktigheten på simuleringen. For å konvergere raskere mot et globalt minimum som ville oppfylle kravene, ble også gradient-optimalisering brukt. Resultatene etter optimaliseringen var en utgangseffekt på 40.69dBm og PAE på 59.47% i 1dB kompresjon.





Figur 3.11: Optimalisering av endelig forsterker

På forsterkeren ble det foretatt en ny simulering på stabilitet. Som figur 3.12 viser, var stabilitetsmarginene mye bedre med tilpassingsnetterk på inn- og utgang av forsterkeren. Det ble tilslutt tatt layout på forsterkeren, og figur A.4 i appendiks A viser det endelige resultatet.



Figur 3.12: Forsterkning og  $\mu$ -faktorer til krets med tilpassingsnettverk

## 3.2 Konstruksjon av forsterkere fra design i ADS

Layouten ble eksportert som Gerber-filer fra ADS, og det ble frest ut to kretskort siden det var ønskelig å benytte den ene som driverforsterker under storsignalmålingene. Videre ble det på hver forsterker gjort følgende av mekanisk verksted:

- Lengden av kjøleribben ble kappet for å passe kortet
- Hull til transistoren ble frest ut
- Totalt 19 skruehull ble gjenget opp i M2 (2 til transistor, 13 til kortets overside og 4 for SMA-konnektorene)

Skruene ble forsøkt plassert slik at de skulle ha minst mulig innvirkning på spreddefeltet fra linjene. Samtidig var det nødvendig å plassere flere skruer (4 stk.) relativt nærme transistoren for å sikre god signalgjord i dette punktet. Det samme ble gjort med to skruer ved hver SMA-konnektor. Komponentene i tabell 3.3 ble så montert på det ferdige kretskortet.

Tabell 3.3: Komponentoversikt konstruksjon (gråfarge = forskjellig fra simulering)

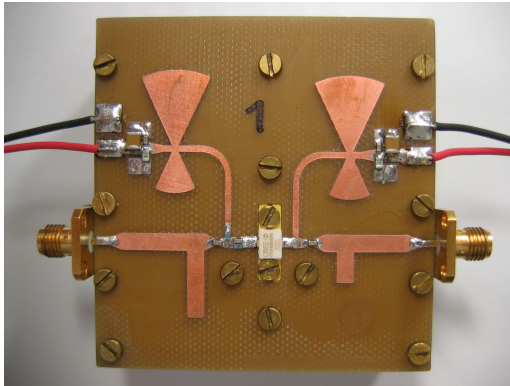
Plassering	Verdi	Stør.	Tol.	Spen.	Type
Biasering	10pF	0603	$\pm 5\%$	250V	Johanson 251R14S100JV4S
	1nF	0805	$\pm 10\%$	50V	Kemet C0805C102K5RAC
	1uF	1210	-	50V	Murata 2X7R105K50D500
DC-block	12pF	0603	$\pm 5\%$	250V	Johanson 251R14S120JV4S
Stabilisering	3.9pF	0603	$\pm 0.1\text{pF}$	250V	Johanson 251R14S3R9BV4S
	68 $\Omega$	0603	$\pm 1\%$	50V	KOA RK73H1JT TD68R0F
	120 $\Omega$	0603	$\pm 1\%$	50V	KOA RK73H1JT TD1200F

Avkoblingskondensatorene på drain måtte tåle minimum 28V. Johanson kondensatorene på labben tålte 250V, og hadde dermed god margin. For avkobling på noe lavere frekvenser, ble det etter litt leting funnet kondensatorer fra Kemet og Murata som skulle fungere opp til 50V. De samme komponentene ble også brukt som avkobling på gate, selv om det her kunne ha blitt brukt komponenter som tålte lavere spenninger.

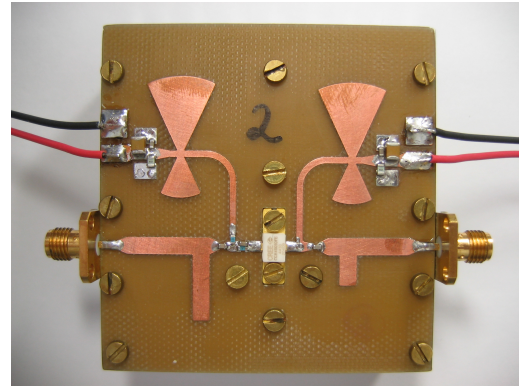
Tabell 3.4: Deler som i tillegg til tabell 3.3 ble brukt

Beskrivelse	Produsent	Type
Transistor	Cree	CGH40010F
SMA-konnektor	Huber+Suhner	23 SMA-50-0-2/111NE
Strømkabel	Huber+Suhner	RADOX 125, 0.25mm <sup>2</sup>
Kjøleribbe	Misc	63mm · 65mm · 25mm (L · B · H)
Metallskruer	Misc	M2, 5mm

Det ferdige kretskortet med komponenter, transistoren og SMA-konnektorene ble så skrudd fast til kjøleribben, og til slutt ble transistoren, SMA-konnektorene og strømkablene loddet fast. Delene som ble brukt utover komponentene i tabell 3.3 er gjengitt i tabell 3.4, mens figur 3.13 og 3.14 viser de ferdige forsterkerne.



Figur 3.13: PA1



Figur 3.14: PA2

### 3.3 Målinger på forsterkere fra design i ADS

#### 3.3.1 Småsignalmålinger

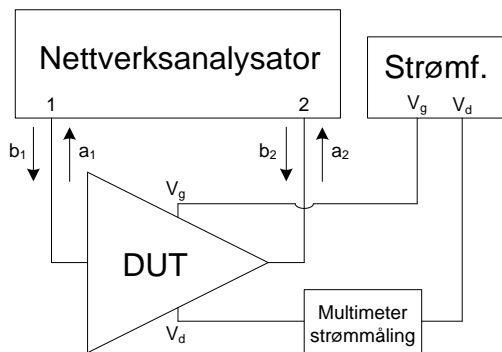
På C442 (“Ana-lab”) ble frekvensområdet for nettverksanalysatoren stilt inn på 1.5 - 2.5 GHz, og det ble foretatt en toport-kalibrering (SOLT) for å sikre så nøyaktige målinger som mulig. Signalet ut fra analysatoren ble også satt til -20dBm. I tabell 3.5 følger en oversikt over instrumentene som ble brukt under småsignalmålingene, mens figur 3.15 og 3.16 viser henholdsvis et skjema og et bilde av den aktuelle måleoppstillingen.

Tabell 3.5: Utstysrliste småsignalmålinger

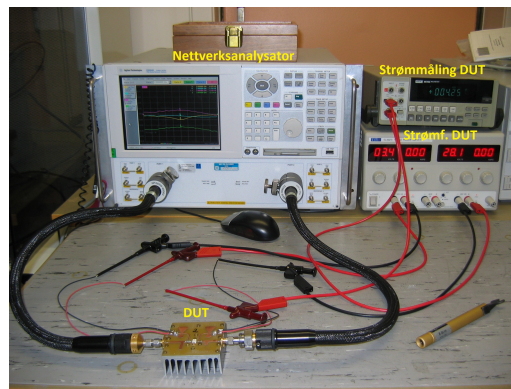
Beskrivelse	Produsent	Type
Nettverksanalysator	Agilent	E8364B
Strømforsyning	TTi	EL302Tv
Multimeter (Strømmåling)	Fluke	8840A
Multimeter (Spenningsmåling)	Fluke	177
3.5mm Kalibreringskit	Hewlett Packard	85052D2
Strømledninger og klammer	Misc.	-

Videre ble spenningen på gate tilført transistoren først, siden kanalen mellom source og drain er svært lavohming (målt til omlag  $0.1\Omega$ ) uten tilførsel av negativ gatespenning. Gatespenningen ble så målt på transistoren og justert til nøyaktig -2.6V. Drainspenning, med en strømbegrensing, ble så påtrykt transistoren og målt/justert til nøyaktig 28V.

Den avleste tomgangsstrømmen på multimeteret, med -2.6V på gate, var omlag 400mA. Dette gjorde det nødvendig å justere gatespenningen nedover til ca -3.4V for å oppnå samme tomgangsstrøm, og dermed riktig sammenligningsgrunnlag, som i ADS. Når forsterkerne skulle karakteriseres som driverforsterkere ble gatespenningen justert til det gikk en tomgangsstrøm på 100mA i transistoren. De eksakte verdiene for gatespenningene er gjengitt i tabell 3.6.



Figur 3.15: Skjema småsignalmåling på lab

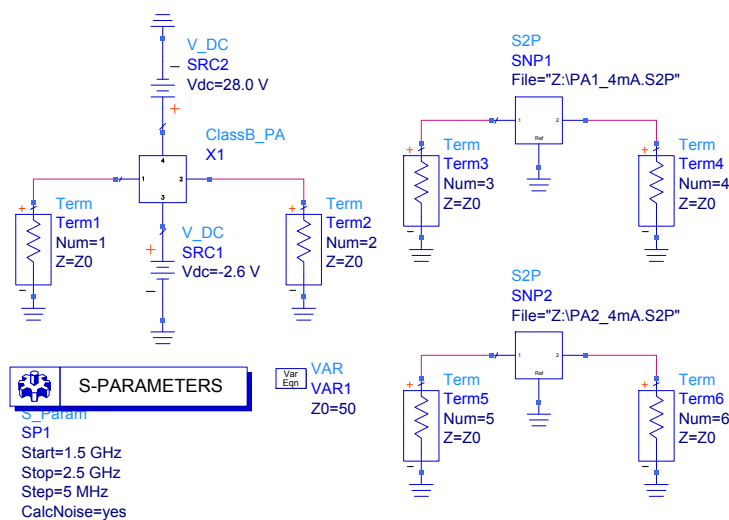


Figur 3.16: Bilde av småsignalmåling av PA2 på lab

Tabell 3.6: Sammenligning av  $V_g$  og  $I_d$  i konstruert forsterker og ADS

Forsterker	Konstruert		Simulert	
	$V_g$ [V]	$I_d$ [mA]	$V_g$ [V]	$I_d$ [mA]
PA1	-3.44	4.08	-2.6	4.08
PA2	-3.38	4.08	-	-
PA1	-3.19	100	-2.27	100
PA2	-3.13	100	-	-

Det ble gjort to målinger på hver forsterker, med henholdsvis 4mA og 100mA tomgangsstrøm, og resultatene ble eksportert via GPIB fra nettverksanalysatoren og lagret som .s2p filer lokalt på lab-pcen. MATLAB-programmet "VNA\_Studio" ble brukt til dette formålet. Filene ble så lagt inn i data-komponenten S2P i ADS, og den simulerte forsterkeren ble sammenlignet med de konstruerte forsterkerne. Testbenken som ble benyttet er vist i figur 3.17, mens resultatene fremkommer i neste kapittel.



Figur 3.17: Testbenk for å sammenligne ADS med de konstruerte forsterkerne

### 3.3.2 Storsignalmålinger (1-tone)

For karakterisering av de konstruerte forsterkerne med storsignal ble det benyttet to ulike målemetoder. I den første målemetoden ble det forsøkt å karakterisere uten å benytte effektmeter, mens den andre metoden inkluderer bruk av dette. Felles for begge metodene var at de innebar håndtering av effekter over 40dBm ut fra DUT. Dette gjorde det nødvendig å dempe signalet tilstrekkelig, før det gikk inn på signalanalysatoren/effektmeteret, for å sikre målinger på signalnivå godt under grenseverdien til disse.

På laboratoriet var det i målende stund ingen dempeledd som kunne håndtere ønsket effekt. Tilgjengelig var derimot en kobler (2-18GHz, 10dB koblingsfaktor) og en terminering på 20W (DC-18GHz). Disse komponentene ble brukt i begge målingene på utgangen av DUT. I målingene ble det brukt MATLAB-script tilgjengelig på lab-pc. Her ble parametere som frekvens, inngangseffekt (min, max, steg) og tapet på inn- og utgang satt, og den resterende måleprosessen var automatisert i MATLAB ved å bruke GPIB.

#### Måling uten effektmeter

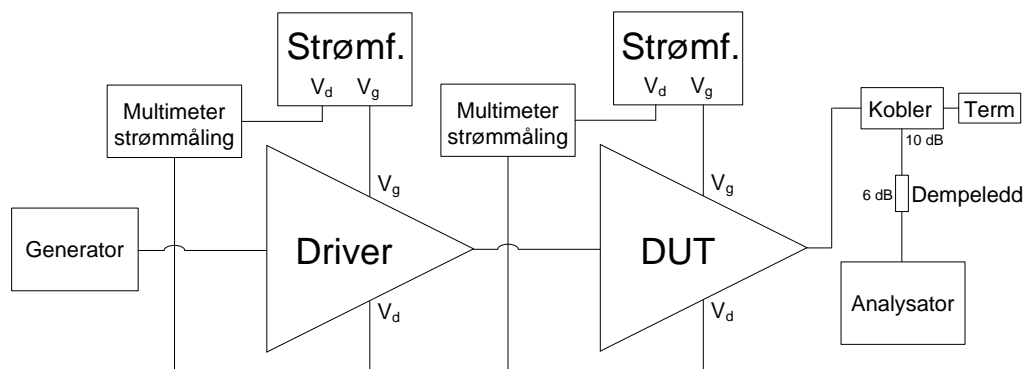
Målingene som ble gjort uten effektmeter innebar en nøye karakterisering av drivertrinnet. Utstyrlisten for dette måleoppsettet er gjengitt i tabell 3.7, og skjema for måleoppstillingen er vist i figur 3.18. Et bilde av måleoppstillingen på lab er også inkludert i figur 3.19.

Tabell 3.7: Utstyrliste til måling uten effektmeter

Beskrivelse	Produsent	Type
Signalgenerator	Rohde&Schwarz	SMU 200A
Signalanalysator	Rohde&Schwarz	FSQ 40
Strømforsyning (Driver)	TTi	QL355TP
Strømforsyning (DUT)	TTi	EL302Tv
Multimeter (Strømmmåling DUT)	Fluke	8840A
Multimeter (Strømmmåling driver)	Fluke	177
Multimeter (Spenningsmåling)	Fluke	177
Kobler	ATM INC.	2-18GHz, 10dB kobling
Dempeledd	Sunher	6dB, 3GHz/2W
Terminering	Narda	374BNM, DC-18GHz, 20W
Coax-kabel	Huber+Suhner	Sucoflex 104P, 0.5m

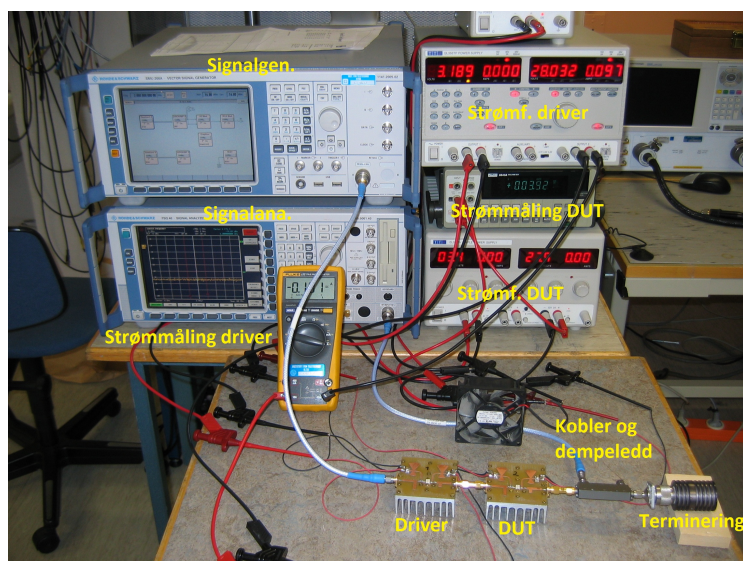
Nettverksanalysatoren i tabell 3.5 ble nå brukt for å måle tapene på inn- og utgangen av testoppsettet i figur 3.18. Dette var nødvendig for å kunne flytte referanseplanet for målingene til inngangsporten til driveren og til utgangsporten til DUTen. Først ble  $S(2,1)$  målt for  $f_0$ ,  $2f_0$  og  $3f_0$  på en through-komponent. Deretter ble inngangskabelen målt på  $f_0$ , og differansen på 0.3dB utgjorde tapet i denne. Tilsvarende ble tapet på utgangen av testoppsettet karakterisert ved å måle mellom inngangen på kobleren og utgangen av kabelen som går inn på signalanalysatoren (port 1-koblerdempeledd-kabel-port2). Dette ble gjort med termineringen tilkoblet utgangen av

kobleren. Dataene fra disse målingene ble så lagt inn i MATLAB-scriptet.



Figur 3.18: Skjema til måleoppstillingen uten effektmeter

Til å begynne med ble kun en forsterker koblet opp og biasert som driver (100mA tomgangsstrøm). Frekvensen ble i MATLAB-scriptet satt til 2GHz og start- og stopp-verdiene til henholdsvis -10 og 16dBm med 0.5dBm steg. Ut i fra småsignalmålingene på 100mA ble det antatt en forsterkning på omlag 15dB. Driveren ble så karakterisert, og figur 3.20 viser utgangseffekten som funksjon av inngangseffekten til de to forsterkerne. Det simulerte 1dB-kompresjonspunkt i ADS lå på 29dBm inn, og det ble derfor antatt at en inngangseffekt på omlag 30dBm, som indikert med markør i figur 3.20, var tilstrekkelig for å kunne drive DUTen i kompresjon.

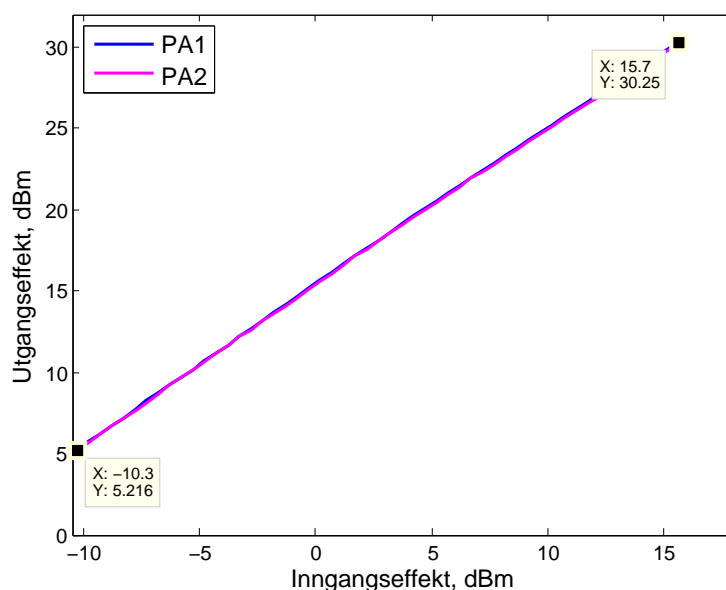


Figur 3.19: Bilde av måleoppstillingen uten effektmeter

Dermed ble totalsystemet koblet opp og DUTen ble biasert til 4mA tomgangsstrøm. Biaseringspunktet til driveren ble ikke endret. Totalsystemet ble så karakterisert ved å bruke det samme oppsettet i MATLAB som under målingene på driveren. Drainstrømmen til DUT ble samlet i MATLAB ved å bruke GPIB-multimeteret Fluke 8840A. Tilsvarende, når den andre forsterkeren skulle karakteriseres som DUT,

fungerte den som nå var DUT som driver, og en lik framgangsmåte som beskrevet over ble benyttet.

I MATLAB ble DUTens forsterkning kalkulert ved å trekke driverens utgangssignal (DUTens inngangssignal) i fra utgangssignalet til totalsystemet. Data fra simuleringene i ADS ble også importert i MATLAB ved å bruke tdfread, og det ble laget grafer for de viktigste resultatene. MATLAB-koden som ble benyttet til dette formålet er inkludert i appendiks B og resultatene fremkommer i neste kapittel.



Figur 3.20: Utgangseffekt vs. Inngangseffekt til PA1&PA2 som driverforsterkere

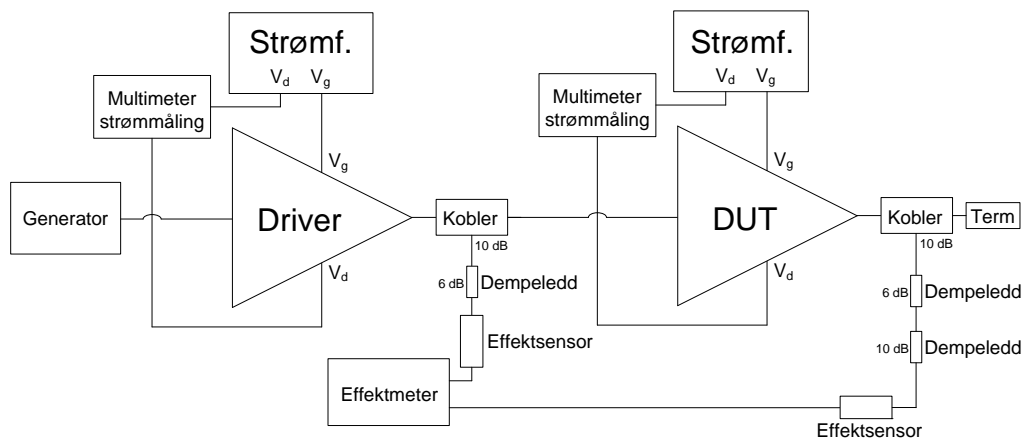
### Måling med effektmeter

Den alternative karakteriseringen av forsterkerne foregikk med wattmeter. Alt utstyret som ble benyttet i den forrige målingen, med unntak av signalanalysatoren, ble også brukt i denne. Tilleggsutstyret for denne målingen fremkommer av tabell 3.8, skjema til måleoppstillingen i figur 3.21, og et bilde av den aktuelle målingen på lab er inkludert i figur 3.22.

Tabell 3.8: Tilleggsutstyr for målingen med wattmeter

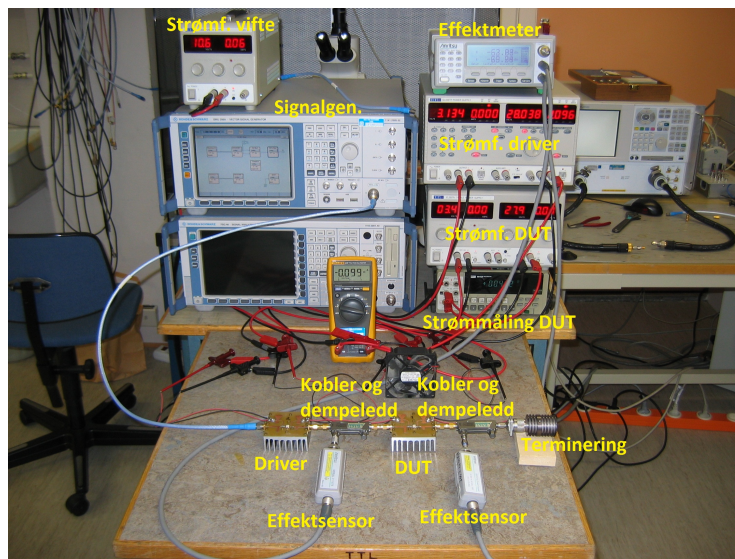
Beskrivelse	Produsent	Type
Effektmeter med sensorer	Anritsu	ML2438A
Dempeledd	Sunher	10dB, 3GHz/2W

Effektmeteret skulle nå benyttes til å måle den eksakte inn- og utgangseffekten til DUT. På inngangen av DUTen ble det derfor benyttet en kobler tilsvarende den som ble brukt på utgangen, med 10dB koblingsfaktor. Dempeleddene mellom de koblede portene og effektsensorene var nødvendige for å ligge godt under grenseverdiene til sensorene.



Figur 3.21: Skjema til måleoppstillingen med effektmeter

Også før disse målingene ble foretatt, ble det startet med en karakterisering av tapene på inn- og utgangen av DUTen på grunnharmoniske. Siden det var tilført enda en dempeledd på utgangen, var det nødvendig å karakterisere denne på nytt. Det ble benyttet samme fremgangsmåte som over, men det ble kun målt på  $f_0$ . På kobleren på inngangen av DUTen ble det målt fra inngang til utgang (med  $50\Omega$  terminering på den koblede porten), og mellom inngangen og den siden av dempeleddet som var tilkoblet effektsensoren. Disse dataene ble så brukt i MATLAB for å flytte referanseplanet for målingene til inn- og utgangen av DUTen.



Figur 3.22: Bilde av måleoppstillingen med effektmeter

Effektmeteret ble så kalibrert ved å koble effektsensorene (en etter en) på kalibreringsporten til instrumentet, og benytte den innebygde kalibreringsfunksjonen. Korrekte tomgangsstrømmer ble satt på forsterkerne og DUT ble karakterisert med samme inngangs- og steg-verdier som tidligere. Tilsvarende over så ble rekkefølgen på driveren og DUTen byttet når den andre forsterkeren skulle karakteriseres, og resultatene fra målingene ble brukt for å lage grafene som følger i det neste kapitlet.



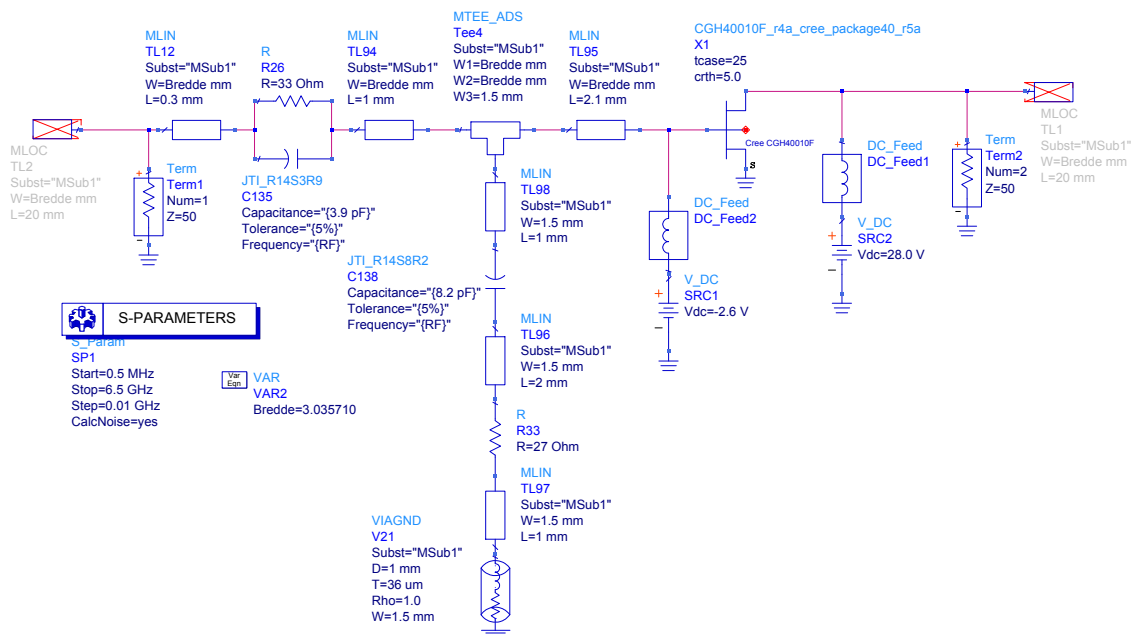
## 3.4 Kretsdesign fra målinger på laboratoriet

### 3.4.1 Forberedelse før måling

#### Konstruksjon av testkort og kalibreringskort for TRL

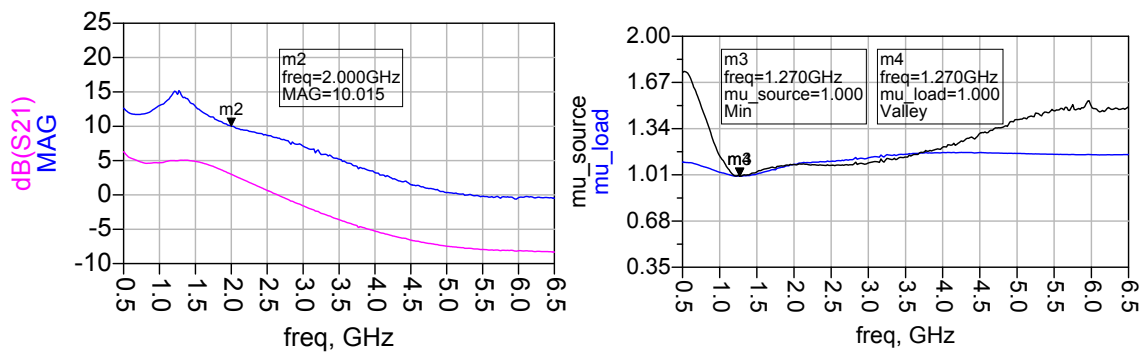
Før målingene på laboratoriet kunne starte var det nødvendig å lage et testkort som skulle inneholde transistor og stabilisering, og et kalibreringskort for TRL. Stabiliseringskomponenter var nødvendig for å hindre ustabilitet under LP/SWAP-målingene. Det ble i utgangspunktet forsøkt å benytte den samme parallellkoblingen på gate som i ADS, men denne viste seg å ikke gi tilfredstillende resultater i området mellom 1.5GHz til 4.5GHz. Et bilde av simuleringskretsen og tilhørende resultater for  $\mu$ -faktorene er vist i figur C.1 og C.2 i appendiks C.

Det var derfor nødvendig å innføre ytterligere stabilisering. Til dette formålet ble det benyttet en RC-seriekobling mot jord. I tillegg ble det også foretatt en justering av motstandsverdien i parallellkoblingen. Kretskjema til testkortet er vist i figur 3.23, og de tilhørende simuleringsresultatene er vist i figur 3.24. Stabilitetsmarginene øker dersom tapet til tilførselslinjene inkluderes, og denne stabiliseringen ble derfor antatt å være tilstrekkelig under målingene på laboratoriet.



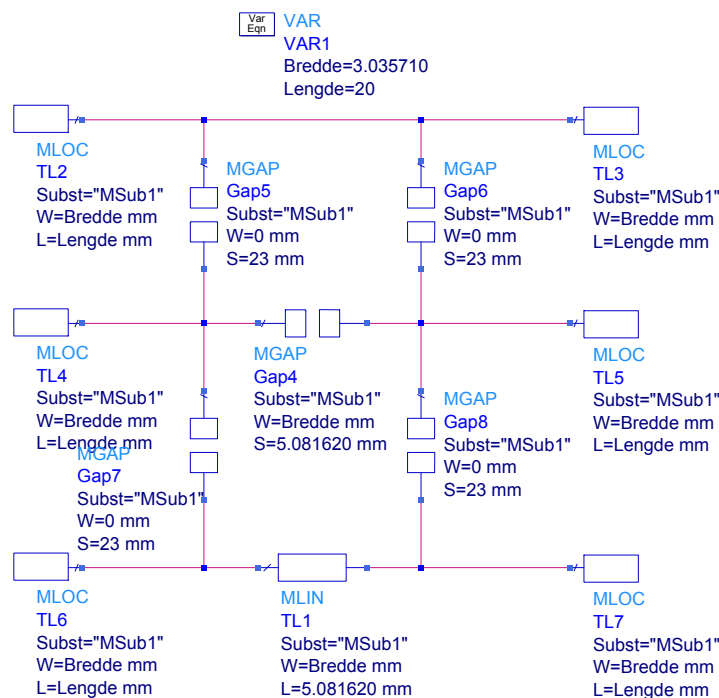
Figur 3.23: Simuleringskrets til endelig testkort

Både på testkortet og kalibreringskortet ble det valgt linjer med  $50\Omega$  impedans. "Thru"-komponenten på kalibreringskortet er like lang som total lengden av tilførselslinjene på testkortet (TL1 og TL2 i figur 3.23). Lengden til linjestubben som legges inn i "Line"-komponenten er avhengig av frekvensområdet kalibreringen er beregnet for. En elektrisk lengde mellom  $20^\circ$  og  $160^\circ$  i målebandet skal gi gode resultater [27]. I oppgaven ble linjestubben valgt til å ha en elektrisk lengde på  $20^\circ$  ved 1.8GHz. Dette skulle gjøre det mulig å måle de signifikante harmoniske med god nøyaktighet.



Figur 3.24: Simuleringsresultater til kretsen i figur 3.23

Et kretsskjema for kalibreringskortet er inkludert i figur 3.25 med “Thru”-komponenten øverst, “Reflect” i midten, og “Line” nederst. De ferdige kortene, med påmonterte SMA-konnektorer og komponenter, er vist i figur 2.29 og 2.31 i teoridelen, mens layouten til kortene er vedlagt i figur C.3 og C.4 i appendiks C.



Figur 3.25: Kretsskjema for TRL-kalibreringskort laget i ADS

## Kalibrering av måleutstyr

Først ble nettverksanalysatoren Agilent E8364B TRL-kalibrert ved å benytte det konstruerte kalibreringskortet. Videre ble det målt på TRL-komponentene, og programvaren WinCal ble anvendt for å lage de nødvendige kalibreringsfilene til SWAP. Koblingsfaktorene til koblerne på inn- og utgang av SWAP ble i tillegg justert for å passe med signalnivået det skulle måles på.

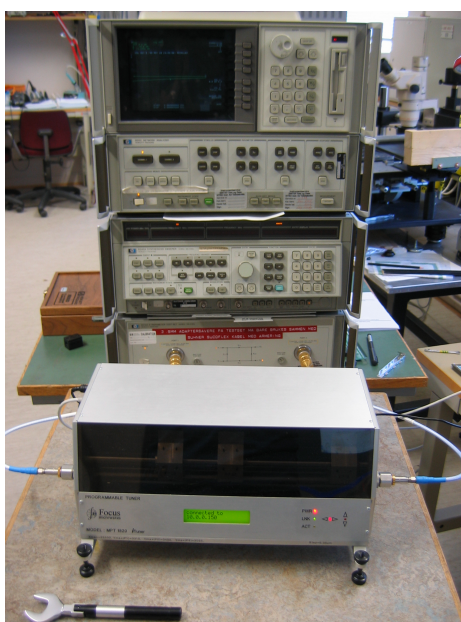
SWAP-instrumentet var under gjennomføringen av denne oppgaven helt nytt, og det var ikke gjort noe design basert kun på målte verdier fra denne. Det ble derfor foretatt en fullstendig karakterisering av tunerne og blokkene på inn- og utgangen av disse. Dette gjør det mulig å kontrollere de avleste impedansverdiene fra SWAP mot WinPower, samtidig som impedansene kan settes med god nøyaktighet fra WinPower.

Utstyret som ble brukt i kalibrerings-/karakteriserings-prosessen er vist i tabell 3.9. Nettverksanalysatoren ble TRL-kalibrert med APC7-kalibreringssettet til Focus Microwaves, og det målt på de forskjellige blokkene: Fra inngangen på koblere til referanseplan (vist i figur 3.27), mellom inngangen på isolatoren og ut på bias-tee og tilslutt på bias-tee på utgangen. Dataene fra disse målingene ble lagret som .s2p-filer og benyttet i Focus-softwaren.

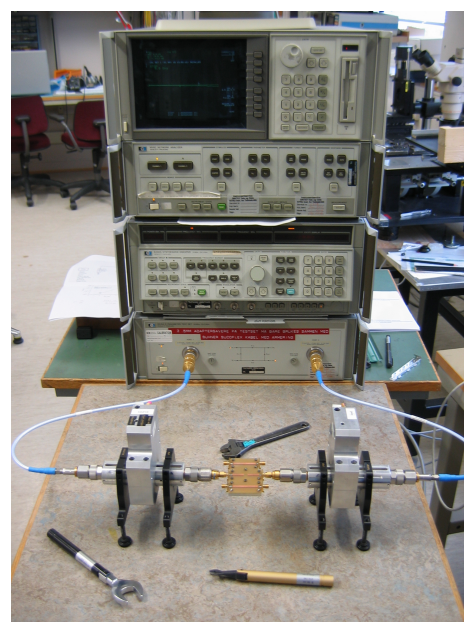
I tillegg til målingene på disse blokkene ble det også gjennomført en relativt tidkrevende karakteriseringsprosess av tunerne på 2GHz. Denne er automatisert av Focus-software, og nettverksanalysatoren, tilkoblet via GPIB, foretar de nødvendige målingene på tunerne. Tunerne kontrolleres via LAN. I denne oppgaven ble det valgt medium oppløsning i karakteriseringen, og figur 3.26 viser tuneren tilkoblet nettverksanalysatoren.

Tabell 3.9: Utstyr brukt i karakteriserings-/kalibrerings-prosessen

Beskrivelse	Produsent	Type
TRL kalibreringssett	Focus Microwaves	GPC-7-TRL-CV
Nettverksanalysator	Hewlett-Packard	8510C



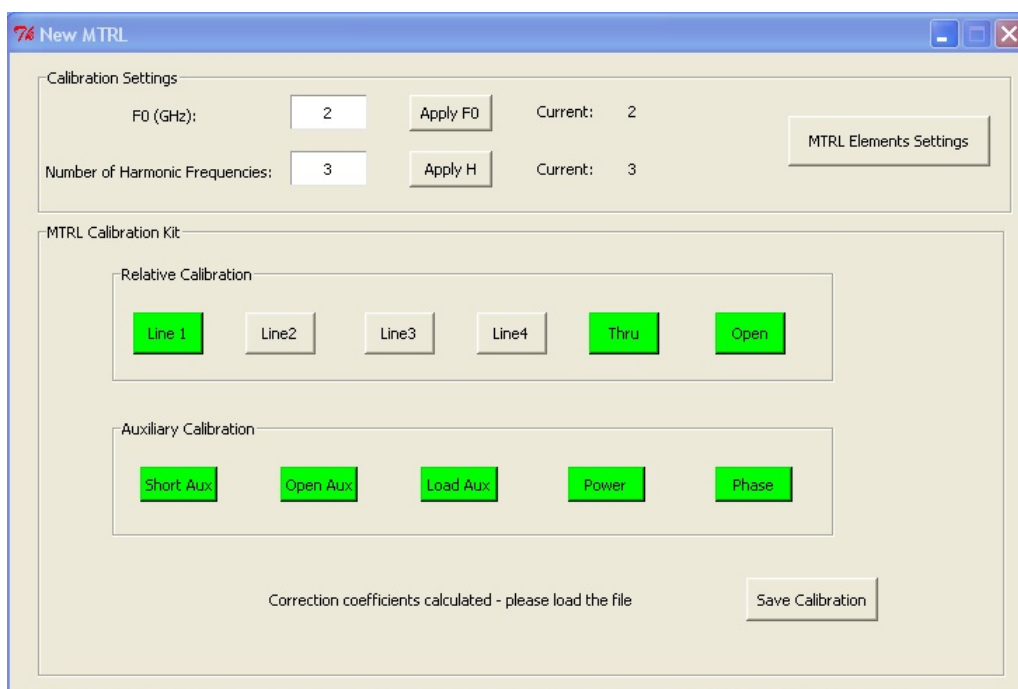
Figur 3.26: Kar. av tuner



Figur 3.27: Kar. av koblere til ref.plan

Kalibreringsprosedyren for SWAP-instrumentet ble så gjennomført. Denne innebærer først en tradisjonell TRL-kalibrering med det konstruerte kalibreringskortet (“Relative Calibration”), samt en amplitude- og harmonisk-fase-kalibrering (“Auxiliary Calibration”) [20]. For en detaljert beskrivelse av fremgangsmåten og teorien bak denne kalibreringsmetoden refereres det til [30],[20] og [31]. Videre følger det i figur 3.28 et bilde av VTD-GUIet for kalibrering av SWAP: Kalibreringene/målingene ble utført med tre harmoniske i tillegg til grunnharmoniske,  $f_0$ .

Etter at instrumentene i figur 2.14 og 2.15 var koblet opp, ble det utført noen enkle kontrollmålinger på grunnharmoniske med “Thru”-komponenten tilkoblet systemet. Da disse så ut til å stemme, ble testkortet koblet opp, og transistoren biasert med 28V på drain og 3.30V på gate. Dette resulterte i en tomgangsstrøm på 4.09mA. Alle impedanser på begge tunerne ble også satt til  $50\Omega$ , og DUTen ble påtrykt et passende signalnivå.



Figur 3.28: VTD-GUI for kalibrering av SWAP

### 3.4.2 Måling

#### Måling på grunnharmoniske, $f_0$

Måleresultatene fra forsterkeren designet i ADS viste god tilpasning på inngangen. Det ble derfor tatt utgangspunkt i refleksjonsfaktoren til det eksisterende tilpassningsnettverket, og gjort ytterligere målinger i de nærliggende områdene. WinPower ble benyttet til å endre impedansene, og MATLAB henter ut målte data for inn- og utgangseffekt fra SWAP. Resultatene fra målingene er vist i tabell 3.10, og den valgte refleksjonsfaktoren er uthevet i grått.

Tabell 3.10: Målte data for forskjellige  $\Gamma_S$  på grunnharmoniske ( $f_0$ )

$\Gamma_S$ [mag < fase]	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut}$ [dBm]	Forsterkning [dB]
$0.36 < 158^\circ$	25.0	36.2	11.2
$0.54 < 160^\circ$	25.2	36.3	11.1
$0.67 < 161^\circ$	24.2	35.4	11.2
$0.33 < 180^\circ$	25.1	36.1	11.2
$0.50 < 178^\circ$	25.8	36.9	11.1
$0.67 < 179^\circ$	25.4	36.6	11.2
$0.36 < 200^\circ$	24.9	36.1	11.2
$0.51 < 198^\circ$	25.4	36.5	11.1
$0.66 < 195^\circ$	25.3	36.5	11.2

På samme måte ble refleksjonsfaktoren til det eksisterende nettverket på utgangen benyttet som et utgangspunkt når impedansen på utgangen skulle varieres. Alle målingene foregikk nå i 1dB-kompresjon for enklest å kunne sammenligne resultatene. Dette innebar å justere effektnivået fra signalgeneratoren manuelt siden ingen algoritme var skrevet for dette formålet på nåværende tidspunkt. Fokuset i dette forsterkerdesignet ble holdt på PAE, og MATLAB beregner dataene vist i tabell 3.11 fra måldataene til SWAP. Refleksjonsfaktorene ble på samme måte som før avlest fra WinPower, og i dette tilfellet også kontrollert mot avlest verdi fra Scilab/SWAP, med akseptabel korrelasjon. Den markerte/valgte verdien så ut til å kunne gi størst PAE, og samtidig en akseptabel utgangseffekt.

Tabell 3.11: Målte data for forskjellige  $\Gamma_L$  på grunnharmoniske ( $f_0$ ) i 1 dBc

$\Gamma_L$ [mag < fase]	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut}$ [dBm]	Forsterkning [dB]	PAE [%]
$0.39 < 143^\circ$	27.1	38.8	11.7	52.1
$0.55 < 146^\circ$	27.6	39.0	11.3	54.1
$0.70 < 148^\circ$	26.6	37.9	11.3	46.1
$0.36 < 160^\circ$	28.1	39.6	11.5	50.4
$0.56 < 159^\circ$	28.2	39.6	11.4	50.3
$0.70 < 160^\circ$	28.4	39.4	10.9	44.7
$0.46 < 125^\circ$	26.5	38.1	11.6	53.2
$0.60 < 130^\circ$	25.5	37.0	11.5	53.3
$0.71 < 133^\circ$	24.5	36.0	11.5	49.2

### Måling på andre- og tredje-harmoniske, $2f_0$ og $3f_0$

Med impedansen til  $f_0$  satt for både inn- og utgang, ble det forsøkt å justere på fasen til andre- og tredje-harmoniske. Magnituden ble satt til 1 i WinPower (begrenset som vist i tabell 3.12 av tunerne), og det ble sveipet en hel rotasjon i Smith-diagrammet med fasesteg på omlag  $30^\circ$ . Andreharmoniske ble så satt til den markerte verdien i tabell 3.12, og et likt sveip ble utført på tredjeharmoniske. Verdiene fra dette sveipet fremkommer i tabell 3.13, og alle målinger foregikk som tidligere i 1dB kompresjon. Siden refleksjonsfaktorene på  $2f_0$  og  $3f_0$  ikke var tilgjengelige for utlesning fra SWAP

på det målende tidspunktet, ble det bestemt å basere den siste forsterkeren på avleste refleksjonsfaktorer fra WinPower.

Tabell 3.12: Målte data for forskjellige  $\Gamma_L$  på andreharmoniske ( $2f_0$ ) i 1 dBc

$\Gamma_L$ [mag < fase]	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut}$ [dBm]	Forsterkning [dB]	PAE [%]
$0.86 < 1^\circ$	27.1	39.0	11.9	55.5
$0.88 < 35^\circ$	28.1	39.9	11.8	52.0
$0.88 < 56^\circ$	27.1	39.0	11.9	56.8
$0.89 < 91^\circ$	27.1	39.0	11.9	56.3
$0.89 < 124^\circ$	27.1	39.0	11.9	55.6
$0.91 < 146^\circ$	27.5	39.1	11.6	54.6
$0.91 < 179^\circ$	27.0	38.3	11.3	44.1
$0.88 < 213^\circ$	26.6	38.4	11.8	49.8
$0.89 < 237^\circ$	27.0	38.8	11.8	52.5
$0.87 < 270^\circ$	28.0	39.6	11.6	52.3
$0.87 < 304^\circ$	27.5	39.4	11.9	53.5
$0.88 < 326^\circ$	27.5	39.1	11.6	55.2

Tabell 3.13: Målte data for forskjellige  $\Gamma_L$  på tredjeharmoniske ( $3f_0$ ) i 1 dBc

$\Gamma_L$ [mag < fase]	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut}$ [dBm]	Forsterkning [dB]	PAE [%]
$0.85 < 1^\circ$	27.0	39.0	12.0	55.5
$0.85 < 36^\circ$	26.9	39.1	12.2	56.5
$0.85 < 55^\circ$	27.0	39.1	12.1	56.9
$0.84 < 90^\circ$	26.9	38.9	12.0	57.9
$0.81 < 128^\circ$	27.1	39.1	12.0	58.3
$0.84 < 145^\circ$	26.7	38.8	12.1	58.3
$0.83 < 179^\circ$	26.9	39.0	12.1	57.9
$0.84 < 216^\circ$	26.6	38.8	12.2	56.4
$0.84 < 233^\circ$	26.5	38.5	12.0	53.8
$0.84 < 269^\circ$	26.6	38.6	12.0	54.1
$0.86 < 305^\circ$	26.5	38.7	12.2	54.4
$0.86 < 325^\circ$	26.9	39.0	12.1	54.8

Etter en liten finjustering av  $f_0$ , ble refleksjonsfaktorene avlest fra WinPower

$$\begin{aligned}
 \Gamma_S f_0 &= 0.49 < 180.8^\circ \\
 \Gamma_L f_0 &= 0.52 < 145.7^\circ \\
 \Gamma_L 2f_0 &= 0.88 < 59.8^\circ \\
 \Gamma_L 3f_0 &= 0.84 < 127.8^\circ
 \end{aligned}$$

med tilhørende måleresultater fra SWAP

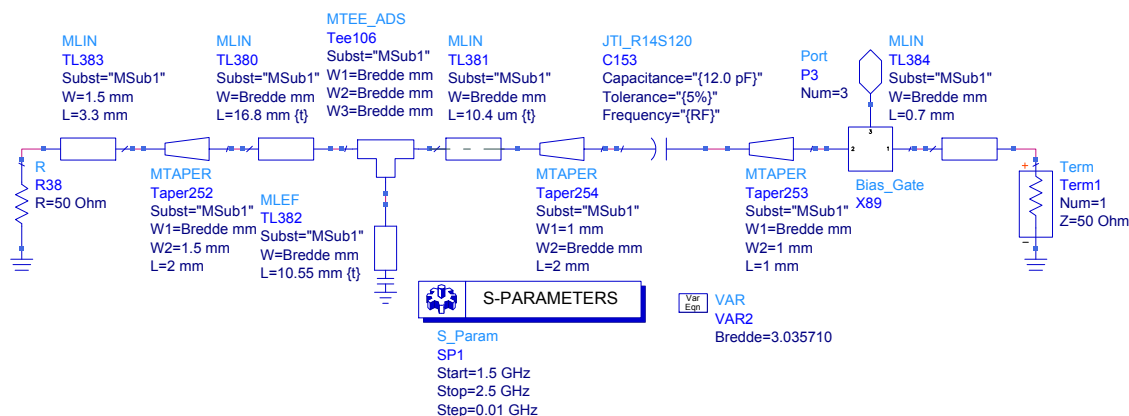
$$\begin{aligned} \text{Forsterkning} &= 12\text{dB} \\ P_{\text{inn}} &= 27.2\text{dBm} \\ P_{\text{ut}} &= 39.2\text{dBm} \\ \text{PAE} &= 58.4\% \end{aligned}$$

### Måling av bølgeformer

Bølgeformene ble målt på et senere tidspunkt, og det skulle da vise seg å være vanskelig å oppnå de samme resultatene som vist over. Derimot ble det oppnådd tilnærmet samme resultater ved å bytte transistor på testkortet. Hva som hadde skjedd med den originale transistoren er uvisst, og det blir heller ikke forsøkt å gi noen forklaring på dette her. Likevel antas bølgeformene å være representative for de tidligere målingene siden målinger på PA1 og PA2 ga svært like resultater med to forskjellige transistorer. De målte bølgeformene på “gate” og drain ble hentet ut og fremkommer i det neste kapittelet.

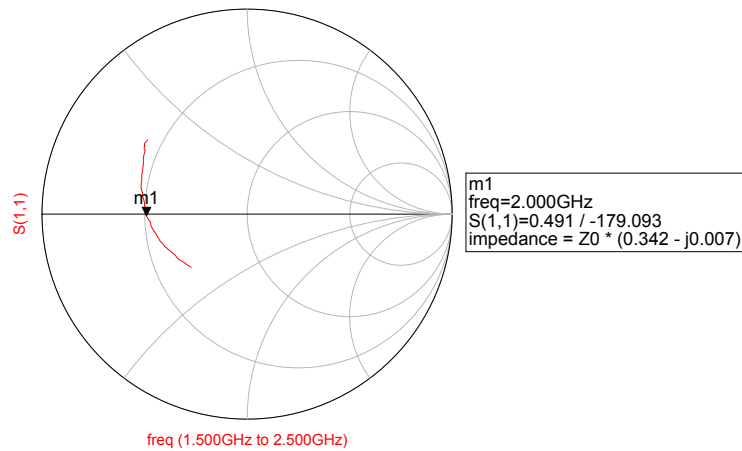
### 3.4.3 Realisering av nettverk i ADS

For å oppnå samme refleksjonsfaktor for  $\Gamma_S$  som i WinPower, ble det foretatt en mindre justering på tilpasningskomponentene i det eksisterende inngangsnettverket i ADS. Figur 3.29 viser simuleringskretsen, og den endelige verdien for  $\Gamma_S$  på grunnharmoniske fremkommer av figur 3.30.



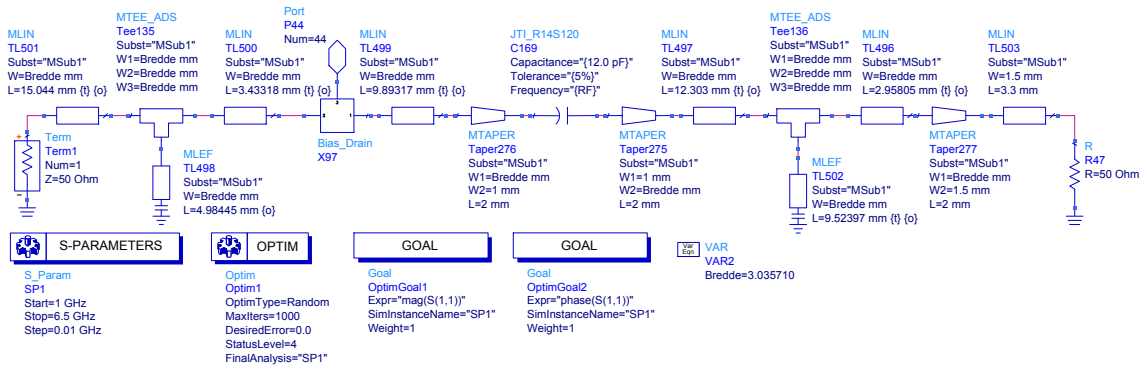
Figur 3.29: Konstruksjon av inngangsnettverk i ADS

På samme måte ble også utgangsnettverket justert på. Det var her nødvendig å legge inn ytterligere en stub, for å imøtekomme de ønskede verdiene til refleksjonsfaktorene. Optimaliseringsfunksjonen i ADS ble benyttet i konstruksjonen. For  $f_0$  ble de eksakte verdiene for magnitudo og fase fra WinPower lagt inn i optimaliseringsmålene. Det samme ble gjort for fasen til  $2f_0$  og  $3f_0$ , mens magnituden til disse ble forsøkt gjort så stor som mulig. Det ble derimot observert at ved å sette magnituden til  $3f_0$  i størrelsesorden 0.95, hadde dette vesentlig innvirkning på magnituden og

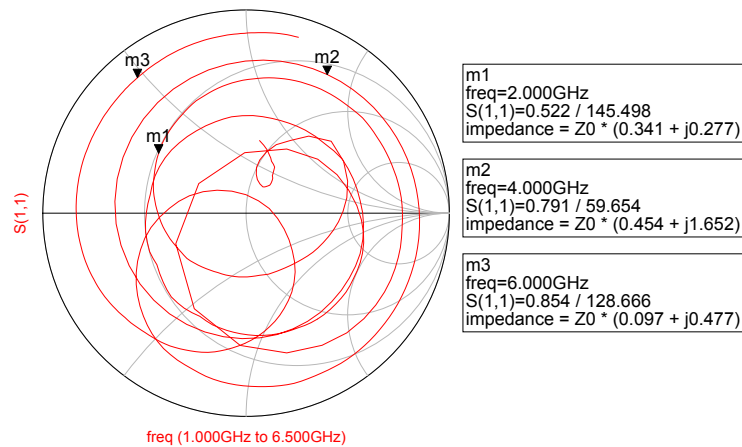


Figur 3.30: Simuleringsresultater til nettverket i figur 3.29

fasen til  $2f_0$ , og det var derfor nødvendig å gjøre en avveining mellom de to magnitudevdiene. Simuleringskretsen er vist i figur 3.31, mens de endelige resultatene fremkommer av figur 3.32.



Figur 3.31: Konstruksjon av utgangsnettverk i ADS

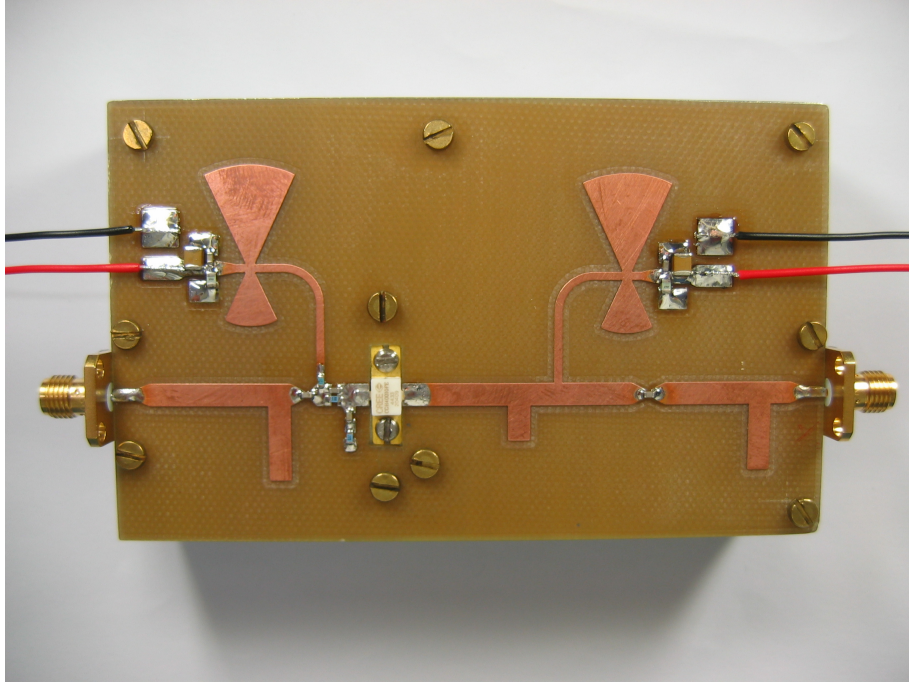


Figur 3.32: Simuleringsresultater til nettverket i figur 3.31



### 3.4.4 Konstruksjon og målinger på forsterker

Konstruksjonen av den tredje forsterkeren, PA3, foregikk på samme måte som beskrevet tidligere. Utenom nye komponenter i stabiliseringsnettverkene ble det benyttet samme komponenter som tidligere for DC-blokk og i biasnettverket. En skrue ved SMA-konnektorene på utgangen så derimot ut til å komme noe nærmere tilpasningsnettverket for  $f_0$ , og ble derfor plassert i ytterkanten av kortet. Et bilde av den ferdige forsterkeren er vist i figur 3.33.



Figur 3.33: PA3

Målingene på PA3 foregikk ved å benytte effektmeteret med PA1 som driver-forsterker i et tilsvarende oppsett som vist tidligere. Resultatene av målingene fremkommer i det neste kapitlet.



## 4. Resultater

I resultatkapitlet presenteres de viktigste simulering-/måle-resultatene, og det blir videre gitt en kort oversikt over innholdet i de to delkapitlene.

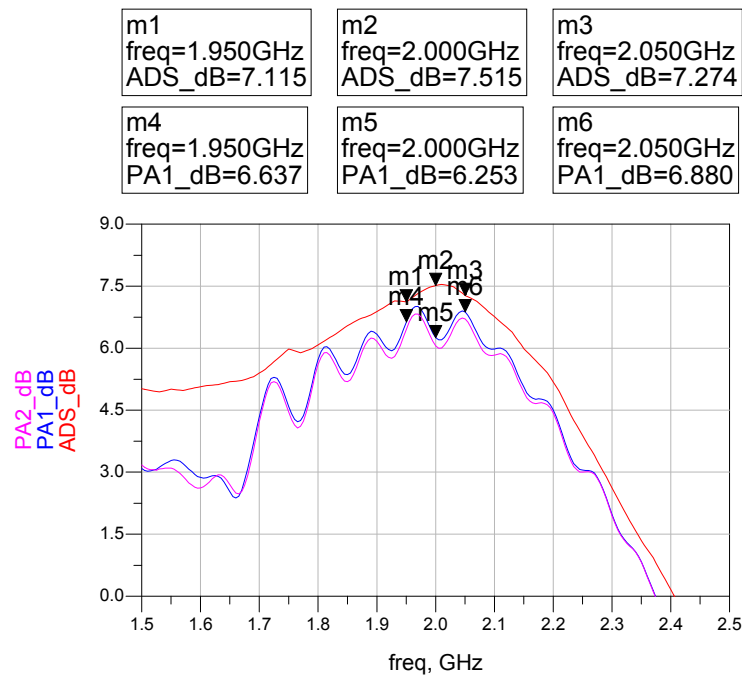
- **Kretsdesign fra simuleringer i ADS** Her presenteres det først grafer som sammenligner de viktigste småsignalparameterne fra simuleringene i ADS med måleresultatene fra de to realiserde forsterkerne, alle biasert på 4mA. For disse grafene er det satt markører i det aktuelle båndet mellom 1.95-2.05GHz. Etter grafene følger det også en tabell som oppsummerer småsignalresultatene, med data som er basert på snittet av 21 verdier i designbåndet. Resultatene hvor forsterkerne er biasert som drivere, med 100mA tomgangsstrøm, er plassert i appendiks B.

For storsignalmålingene presenteres det grafer som sammenligner målingene med effektmeter med simuleringer i ADS. Her er det plassert markører ved maksimal forsterkning og i 1dB-kompresjon. Den følgende tabellen oppsummerer de viktigste resultatene i 1dB-kompresjon. Storsignalmålingene uten effektmeter er plassert i appendiks B.

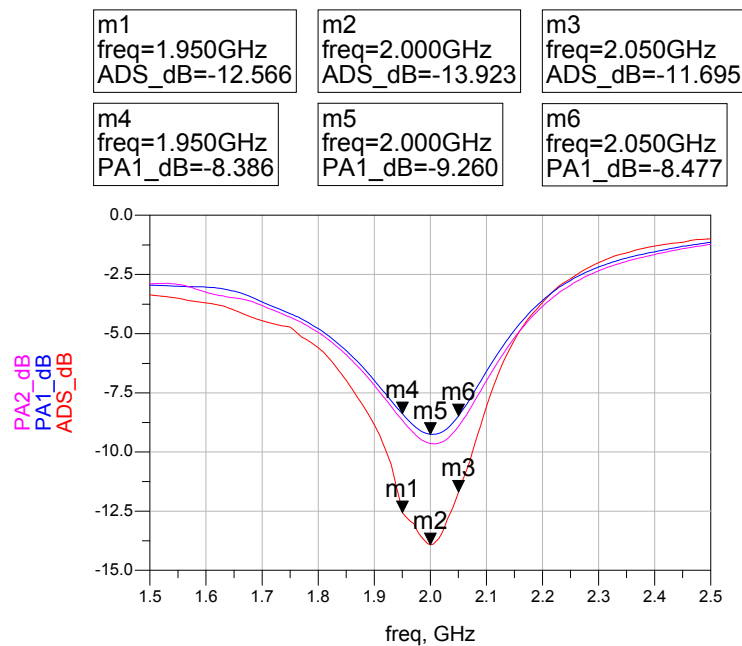
- **Kretsdesign fra målinger på laboratoriet** Dette delkapitlet starter med målingene på PA3 med effektmeter. Her er det på samme måte satt markører ved maksimal forsterkning og i 1dB-kompresjon. Videre følger også en tabell som sammenligner målingene med SWAP mot de målte verdiene fra PA3. Tilslutt er det inkludert et plot av bølgeformene på gate og drain til testkortet.

## 4.1 Kretsdesign fra simuleringer i ADS

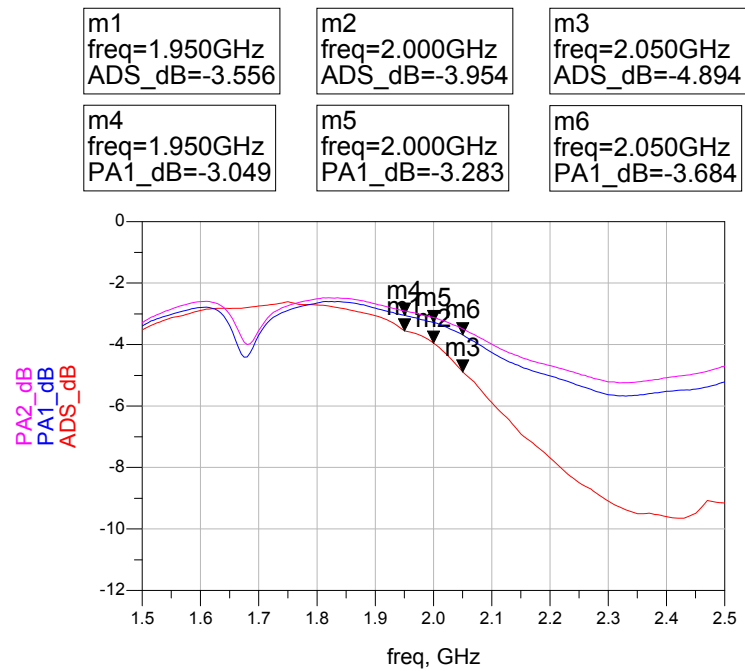
### 4.1.1 Målinger/simuleringer på småsignal



Figur 4.1: Forsterkning S(2,1), PA1, PA2 og ADS



Figur 4.2: Inngangs-returtap S(1,1), PA1, PA2 og ADS

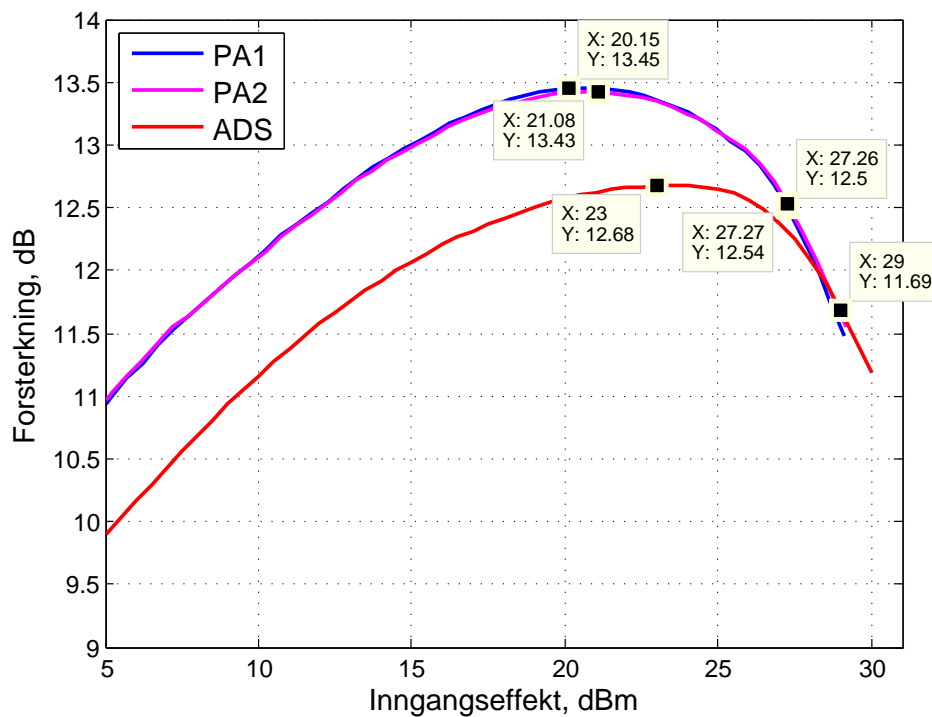


Figur 4.3: Utgangs-returtnap  $S(2,2)$ , PA1, PA2 og ADS

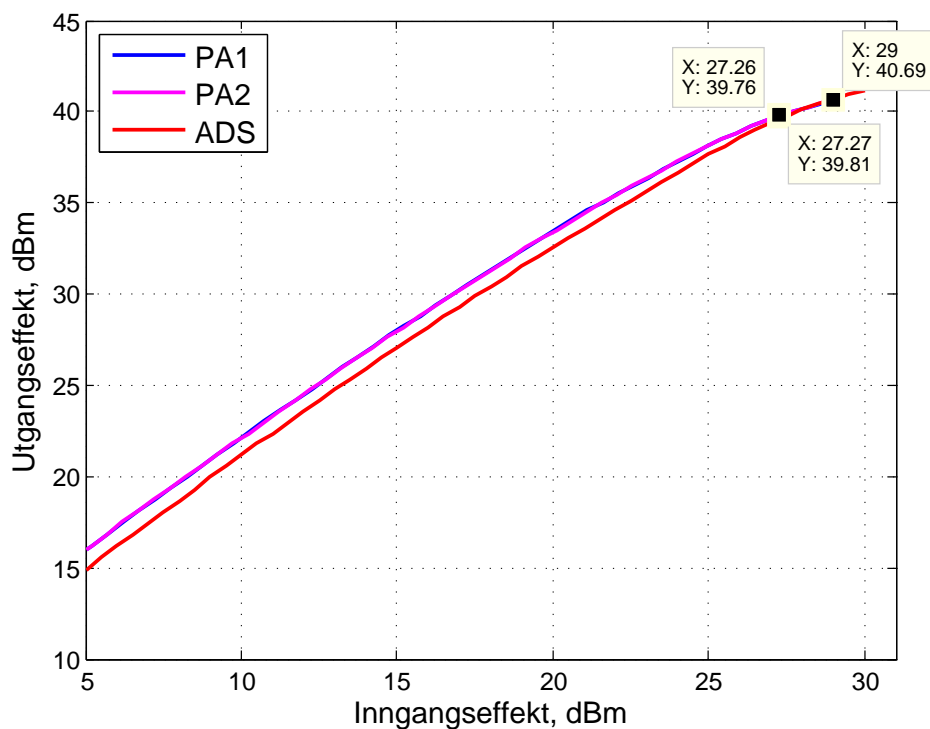
Tabell 4.1: Oppsummering av småsignalres. (Snittet av 21 verdier i designbåndet)

Parameter	ADS	PA1	PA2	$\Delta_{PA1}$	$\Delta_{PA2}$	Spesifikasjon
$S(2,1)$	7.4dB	6.6dB	6.5dB	0.8dB	0.9dB	-
$S(1,1)$	-13.1dB	-8.9dB	-9.3dB	4.2dB	3.8dB	<-10dB
$S(2,2)$	-4.1dB	-3.3dB	-3.2dB	0.8dB	0.9dB	-

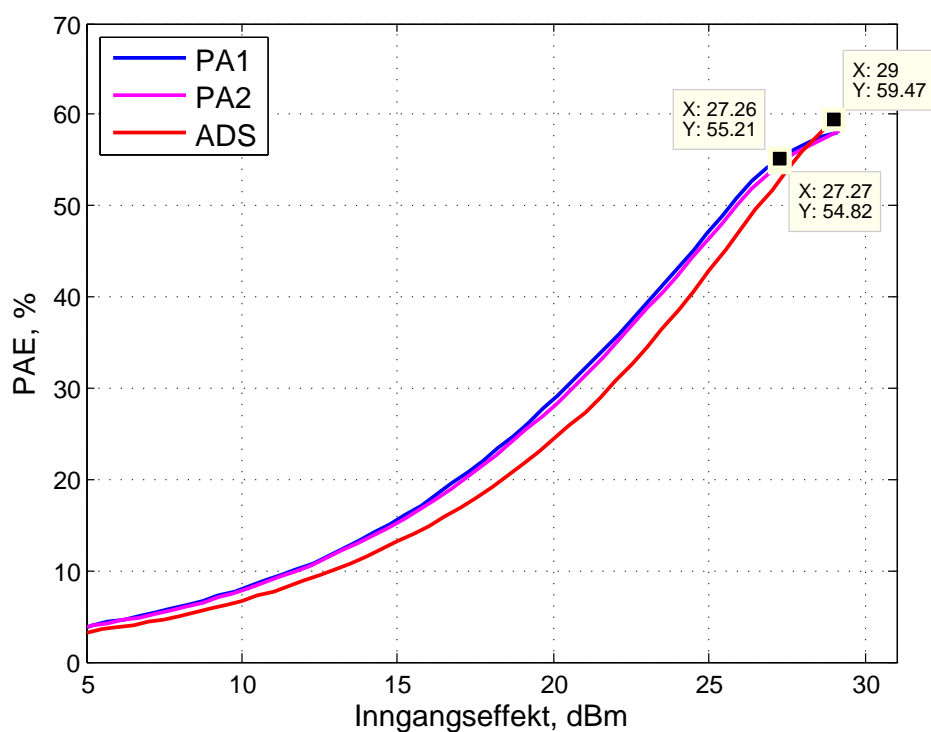
## 4.1.2 Storsignalmålinger med effektmeter/simuleringer i ADS



Figur 4.4: Forsterkning vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS



Figur 4.5: Utgangseffekt vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS



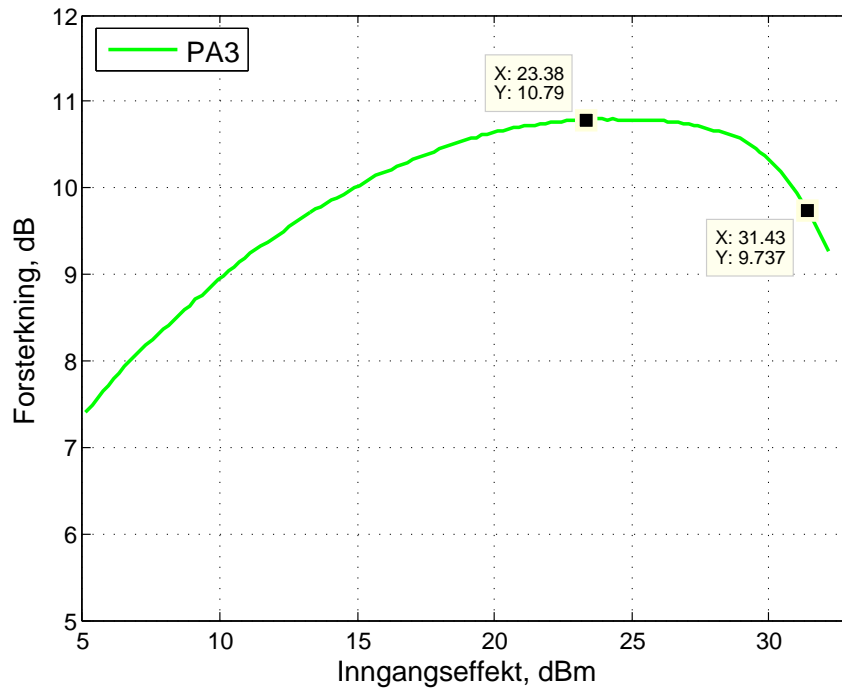
Figur 4.6: PAE vs. Inngangseffekt, PA1, PA2 og ADS

Tabell 4.2: Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, ADS, PA1 og PA2

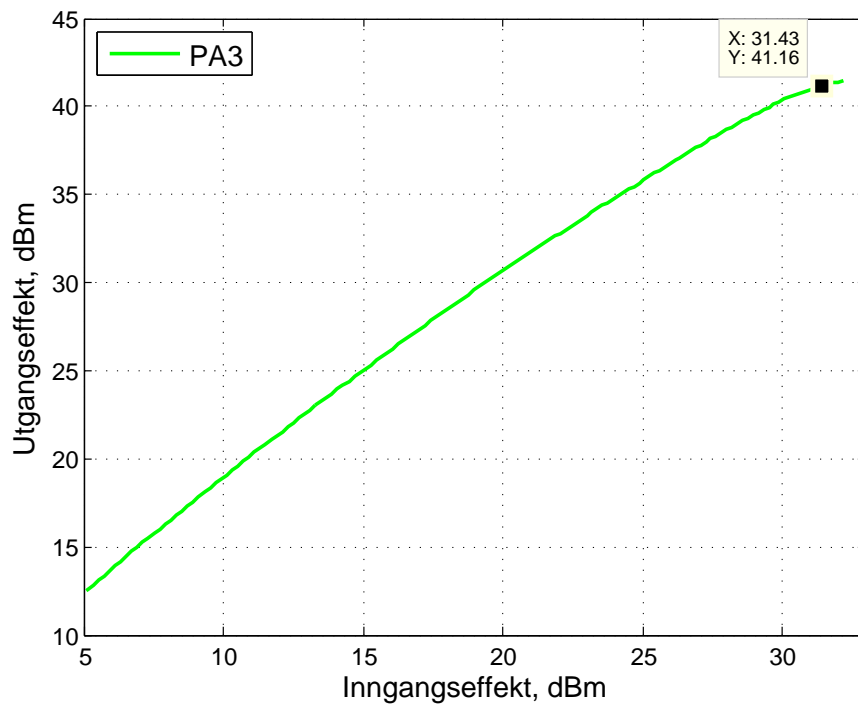
Parameter	ADS	PA1	PA2	$\Delta_{PA1}$	$\Delta_{PA2}$	Spesifikasjon
Forsterkning	11.7dB	12.5dB	12.5dB	0.8dB	0.8dB	>12dB
$P_{inn}$	29dBm	27.3dBm	27.3dBm	1.7dBm	1.7dBm	-
$P_{ut}$	40.7dBm	39.8dBm	39.8dBm	0.9dBm	0.9dBm	>40dBm
PAE	59.5%	55.2%	54.8%	4.3%-poeng	4.7%-poeng	-

## 4.2 Kretsdesign fra målinger på laboratoriet

### 4.2.1 Storsignalmålinger med effektmeter

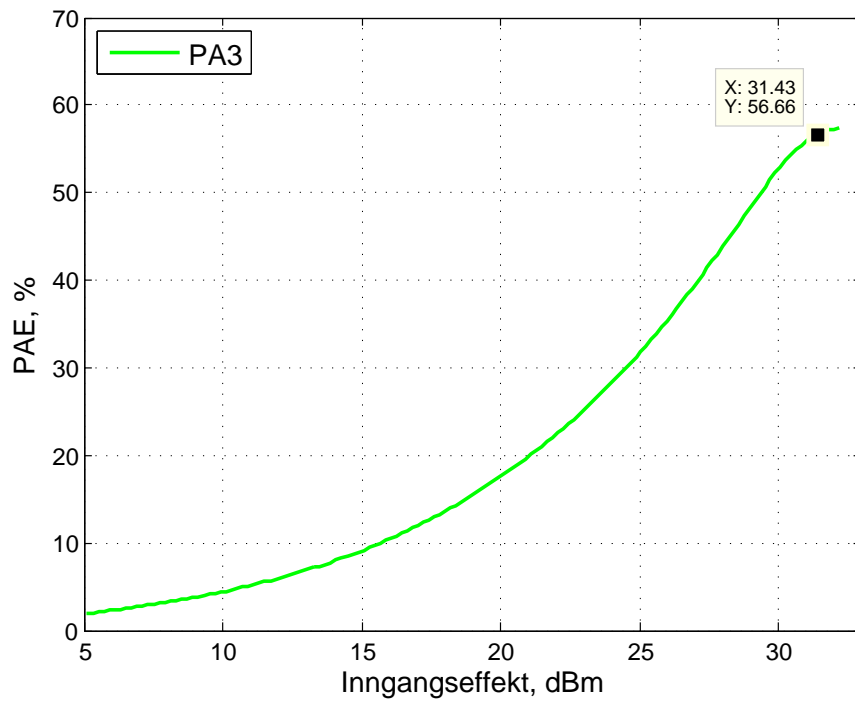


Figur 4.7: Forsterkning vs. Inngangseffekt, PA3



Figur 4.8: Utgangseffekt vs. Inngangseffekt, PA3



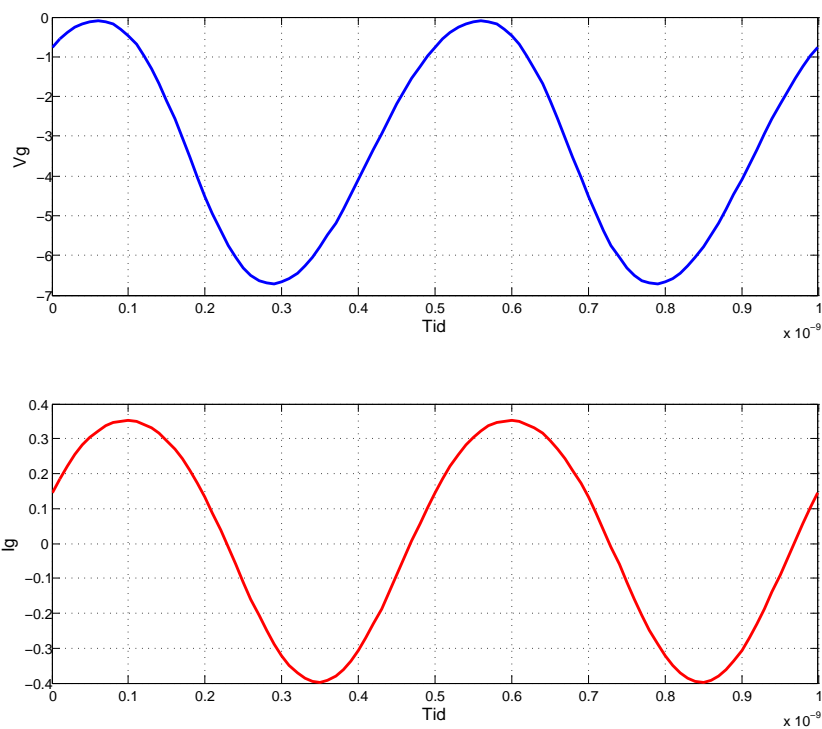


Figur 4.9: PAE vs. Inngangseffekt, PA3

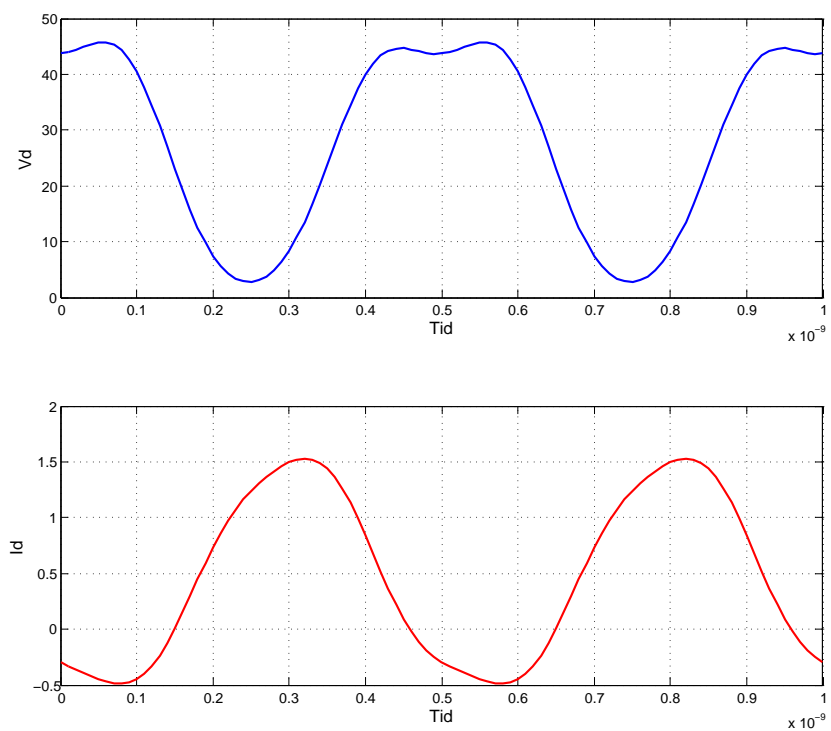
Tabell 4.3: Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, SWAP og PA3

Parameter	Målt med SWAP	PA3	Spesifikasjon
Forsterkning	12dB	9.7dB	>12dB
$P_{inn}$	27.2dBm	31.4dBm	-
$P_{ut}$	39.2dBm	41.2dBm	>40dBm
PAE	58.4%	56.7%	-

## 4.2.2 Bølgeformer målt med SWAP på testkort



Figur 4.10: Spenning og strøm på "gate" vs. Tid



Figur 4.11: Spenning og strøm på drain vs. Tid

## 5. Diskusjon

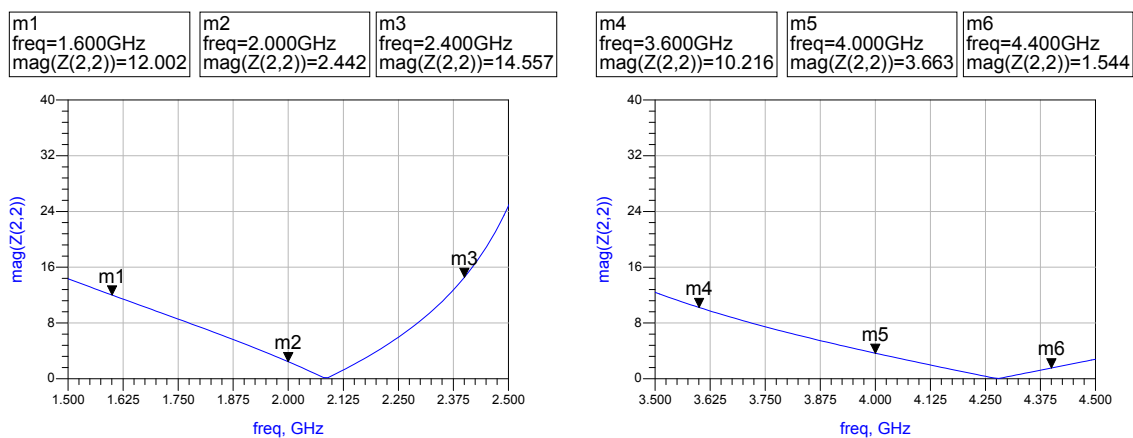
I diskusjonsdelen reflekteres det rundt designprosessen, måleprosessen og de endelige måleresultatene. Det blir også forsøkt å komme med forslag til hvordan ting kunne vært gjort på potensielt bedre metoder. Videre følger en kort oversikt over oppbygningen.

- **Designet fra simuleringer i ADS** Her blir det først gjennomgått noen ting som kan påpekes i designprosessen i ADS. Videre følger det for både små- og stor-signalmålingene kommentarer til måleprosessen og måleresultatene, og delkapitlet avsluttes med et avsnitt om de generelle feilkildene.
- **Designet fra målinger på laboratoriet** Først gjennomgås usikkerhetsmomenter/feilkilder som vil ha innvirkning på det endelige resultatet, før måleresultatene på PA3 kommenteres og tilslutt også de målte bølgeformene.

## 5.1 Designet fra simuleringer i ADS

### 5.1.1 Designprosessen

I designprosessen til forsterkeren ligger det noe forbedringspotensial. En ting som bør nevnes i biasdesignet er bruken av MCROSO i figur 3.2. Ved sammenligning og optimalisering av stub kontra vifte ble komponenten MCROSO benyttet for å koble sammen de ulike elementene i kretsen. Hensikten med å bruke denne var at kretsen uansett ville bli utvidet i de neste stegene, og resulterte i at den ene tilkoblingspinnen til MCROSO ble stående åpen. En ny simulering på kretsen i figur 3.2, hvor MCROSO er byttet ut med komponenten ADS\_MTEE, er vist i figur 5.1. ADS\_MTEE har like bredder som orginalkomponenten MCROSO i denne simuleringen, og det fremkommer tydelig at den laveste impedansverdien er endret ca 75MHz for  $f_0$ , samt 255MHz for  $2f_0$ .



Figur 5.1: Simulering på kretsen i figur 3.2 med ADS\_MTEE i stedet for MCROSO

Hvilken av disse komponentene som burde vært benyttet i designprosessen er vanskelig å avgjøre siden det også er tilkoblet noe i praksis. Betydningen virker derimot å være liten ut i fra størrelsen på de simulerte impedansene. I tillegg vil også den minste avkoblingskondensatoren i parallell med vifta sikre lav impedans i dette punktet.

En annen ting som er verdt å nevne er bruken av load-pull simulatoren i ADS. Simuleringsoppsettet, vist i figur 2.24, tillater brukeren å sette kilde- og lastimpedanser på de harmoniske frekvensene. I simuleringene ble det derimot ikke foretatt noen endringer på de harmoniske, men simulert med de impedansene som står som standard i ADS. Dette innebærer f.eks at impedansen på  $2f_0$  er satt til  $500\Omega$ , noe som ligger et godt stykke unna biasnettverket som er designet. Det kan dermed tenkes at et bedre utgangspunkt hadde vært å endre impedansen på  $2f_0$  til en lavere verdi. Men, siden load-pull simuleringene foregikk med biasnettverket tilkoblet, antas dette å ha liten påvirkning på  $2f_0$  siden resultatet blir en parallellkobling av en liten impedans og  $500\Omega$ .

Det ble derimot ikke oppnådd samme utgangseffekt og effektivitet, etter tilpasning og optimalisering, som estimert fra load-pull simuleringene. Noe som naturligvis

vil ha innvirkning er hvordan vektleggingen i den endelige optimalisering foregikk. Det kunne f.eks ha vært fokusert enda mer på effektivitet, og heller nedprioritert utgangseffekt, siden denne var på 11.7W sammenlignet med oppgavespesifikasjonen på  $>10W$ . Samtidig er det også et spørsmål om resultatene fra load-pull simuleringene var i eksakt 1dB kompresjon. Et godt alternativ kan være å benytte designguiden “Load-Pull - PAE, Output Power Contours at X dB Gain Compression”, hvor det er mulig å spesifisere ønsket kompresjonsnivå i simuleringene [32].

## 5.1.2 Småsignalmålinger

### Måleprosessen

IV-simuleringene på storsignalmodellen i ADS ga 4.08mA drainstrøm ved -2.6V på gate. Tilsvarende ga også -2.27V på gate en drainstrøm på 100mA. Under småsignalmålingene ble det derfor tatt utgangspunkt i disse spenningene, og de ble satt ved å måle på tilkoblingspinnene til transistoren samtidig som spenningen ble innjustert. Hensikten var å sikre korrekt biasering, og dermed få et riktig sammenligningsgrunnlag mot ADS. Samtidig skulle denne fremgangsmåten også gi et godt grunnlag for repeterbarhet ved målingene.

Resultatet på laboratoriet var derimot skuffende. Som bemerket i metoddelen ga en gatespenning på -2.6V en tomgangsstrøm på hele 400mA, mot den simulerte på 4.08mA i ADS. For å oppnå den riktige drainstrømmen var det derfor nødvendig å justere gatespenningen til -3.44V og -3.38V for henholdsvis PA1 og PA2, slik det fremkommer av tabell 3.6. Imidlertid kan den lille forskjellen i gatespenning til de to transistorene gi indikasjoner på at de kommer fra samme produksjonsserie, og dermed innehar mye de samme karakteristikkene.

Ifølge databladet til transistoren er terskelspenningen oppgitt til å ligge mellom -3.8V til -2.3V med en typisk verdi på -3.3V [5]. I et kommersielt PA-design vil det dermed være behov for å regulere gatespenningen for å oppnå den ønskede tomgangsstrømmen. Dette kan gjøres ved å foreta en manuell justering av gatespenningen (det er inkludert elektronikk som lar denne varieres manuelt), eller ved å benytte elektronikk som gjør dette automatisk. En manuell justing av bias kan forekomme dersom det er laget relativt få og dyre forsterkere.

I måleprosessen ble det også observert noe variasjoner i forsterkningen i passbåndet. Ved en biasering på 4mA var disse i størrelsesorden 0.8dB (delta min-maks) slik det fremkommer av figur 4.1 i resultatdelen. På 100mA var det også variasjoner i forsterkningen, i omtrentlig samme størrelsesorden. Det ble gjort et forsøk på å kartlegge årsaken til disse, og et naturlig startpunkt var en recalibrering av nettverksanalysatoren. Siden dette ikke førte til noen endringer, ble det også forsøkt å bytte strømforsyning, og etterpå også målt med en annen nettverksanalysator. Da heller ingen av disse initiativene førte til noen forbedringer ble det tilslutt gjort en småsignalmåling av forsterkningen til PA3.

Målingene på denne indikerte også variasjoner i forsterkningen i passbåndet i omtrentlig

samme størrelsesorden som tidligere, og det ble ikke gjort ytterligere forsøk på å komme nærmere hva som er årsaken til disse. Derimot gir forsøkene som ble gjort antydninger på at det kan ligge i transistoren, men det er behov for flere målinger for å kunne trekke en endelig konklusjon rundt dette.

## Måleresultater

Av tabell 4.1 og figur 4.2 fremkommer det at det simulerte inngangs-returtapet på  $-13.1\text{dB}$  er bedre enn det målte på  $-8.9\text{dB}$  for PA1 og  $-9.3\text{dB}$  for PA2. I oppgaven er spesifikasjonen satt til  $<-10\text{dB}$ , og verken PA1 eller PA2 tilfredstiller dermed dette kravet. Målingene indikerer derimot en god treff i frekvens for inngangsnettverket. Under avsnittet “Generelle feilkilder” vil det bli diskutert generelle årsaker til at måleresultatene avviker i forhold til simuleringresultatene i ADS.

For utgangs-returtapet er avviket derimot noe mindre. Her er den simulerte verdien i ADS  $-4.1\text{dB}$  mens de målte ligger på  $-3.3\text{dB}$  og  $-3.2\text{dB}$  for henholdsvis PA1 og PA2. En noe redusert S11 og S22 kan være en medvirkende årsak til at forsterkningen ligger noe under det som er simulert i ADS. Her viser simuleringene en forsterkning på  $7.4\text{dB}$ , mens de målte verdiene for forsterkningen er  $6.6\text{dB}$  og  $6.5\text{dB}$  for de to forsterkerne.

Noe annet som også kan ha hatt innvirkning på forsterkningen er tomgangsstrømmen i transistoren. Det ble under måleprosessen observert at kun en liten endring i denne enten reduserte eller økte forsterkningen, og til tross for at det ble forsøkt å justere inn denne eksakt, vil avvik kunne forekomme. Siden forsterkningen ligger noe lavere enn i ADS, vil det dermed være naturlig å tro at drainstrømmen kunne ha vært noe redusert under målingene på laboratoriet.

### 5.1.3 Storsignalmålinger

#### Måleprosessen

Under storsignalmålingene ble det benyttet to forskjellige målemetoder. Den første målemetoden, som foregikk uten bruk av effektmeter, gjorde det vanskelig å bestemme den eksakte effekten som går inn på DUT. Den andre målemetoden, som innebærer å måle effekten som går inn DUT med effektmeter, vil derimot eliminere dette problemet, og benyttes derfor som referanse i denne oppgaven.

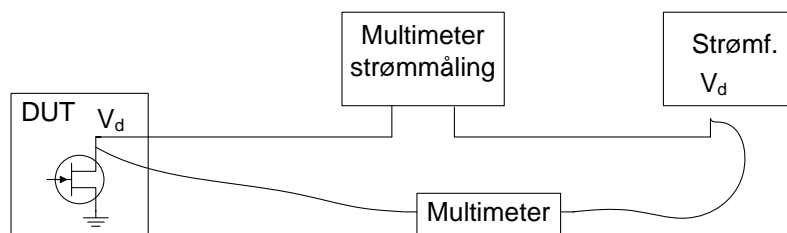
Likevel viser resultatene fra tabell B.2 i appendiks B, sammenlignet med resultatene i tabell 4.2, at metoden fremstår som et godt alternativ under disse målingene, og ser derfor ut til å kunne benyttes for å gjøre et greit estimat i et tilfelle der effektmeter ikke er tilgjengelig. Imidlertid tar denne målemetoden noe lengre tid, siden det er nødvendig med en nøyaktig karakterisering av driveren før målingene kan starte.

## Måleresultater

Noe som fremkommer tydelig av storsignalmålingene med effektmeteret er den jevnt over økte forsterkningen som PA1 og PA2 viser over simuleringene i ADS (figur 4.4 i resultatdelen). For inngangseffekter noe mindre enn 20dBm ligger forsterkningen omlag 1dB over simuleringene i ADS, mens i 1dB-kompresjon, som nå er flyttet til en noe lavere inngangseffekt enn simulert (27.3dBm mot 29dBm i ADS), ligger forsterkningen på 12.5dB mot 11.7dB i ADS. Dette medfører at begge de realiserede forsterkerne tilfredstiller spesifikasjonen til forsterkning som er satt til >12dB, sammenlignet med den simulerte verdien i ADS på 11.7dB som ligger like under spesifikasjonen. I 1dB-kompresjon er derimot utgangseffekten noe lavere enn det som ble simulert i ADS. Mens simuleringene antydte en utgangseffekt på 40.7dBm (11.75W) gir måleresultatene indikasjoner på 39.8dBm (9.55W), og forsterkerne ligger dermed noe under oppgavespesifikasjonen på 40dBm (10W). PAE ligger også noen prosentpoeng under den simulerte på 59.5% i ADS, henholdsvis 4.3%-poeng for PA1 og 4.7%-poeng for PA2.

Utover de generelle feilkildene som følger i det neste avsnittet vil endel andre faktorer også kunne bidra til avviket som observeres. En feilkilde som introduseres er den manuelle avlesningen av nettverksanalysatoren under målingene på inngangskabelen og koblerne/dempeledd. Den avleste verdien vil utgjøre en omtrentlig verdi som blir lagt inn i MATLAB-koden. I tillegg til dette innehar også effektmeteret en liten måleusikkerhet.

Noe annet som også vil ha innvirkning er spenningsfallet i “tilførselskabelen” på drain til DUT. Omfanget av dette blir videre forsøkt kartlagt ved å måle på “tilførselskabelen” til drain og simulere med en tilsvarende resistans i serie på drain i ADS. I figur 5.2 er det vist hvordan denne målingen foregikk med et multimeter: Det måles mellom kabelen som går inn på strømforsyningen og på drainpinnen til transistoren. “Tilførselskabelen” består av de ulike delene som er illustrert i figur 3.22 fra måleprosessen i metodetdelen. Målingen inkluderte altså multimeteret som ble brukt til strømmåling, og inkluderer dermed også indremotstanden i dette. Resultatet som ble avlest fra multimeteret var  $1.6\Omega$ , og tabell 5.1 oppsummerer resultatene med denne motstanden inkludert i ADS.



Figur 5.2: Måling på “tilførselskabelen” til DUT fra storsignalmålingene

Resultatene gir en liten endring i  $P_{\text{inn}}$  i 1dB-kompresjon, mens utgangseffekten faller omlag 1W og PAE reduseres noen prosentpoeng. Ved å kompensere for spenningsfallet på laboratoriet i ADS, ser det altså ut som de målte verdiene ligger noe nærmere

Tabell 5.1: Resultater fra 1dBc i ADS uten/med motstand, og målt PA1

Parameter	ADS uten motstand	ADS med motstand	Målt PA1
$P_{inn}$	29dBm	28.7dBm	27.3dBm
$P_{ut}$	40.7dBm	40.3dBm	39.8dBm
PAE	59.5%	56.7%	55.2%

de simulerte. På laboratoriet vil det altså være fordelaktig med et oppsett som måler spenningen på DUT og kompenserer for spenningsfallet i kablene, f.eks ved å benytte en strømforsyning med sense-funksjon. Dette bør inkluderes ved fremtidige målinger.

Noe av differansen mellom de simulerte og produserte forsterkerne vil nok også kunne tilskrives storsignalmodellen som ble benyttet i ADS. Det kan stilles spørsmål rundt nøyaktigheten til denne modellen og i hvilket område den er optimalisert for. I tillegg kommer også transistorvariasjoner fra produksjonsserie til produksjonsserie. I dette tilfellet kan det se ut som modellen har noe lavere forsterkning enn transistoren som ble kjøpt inn.

#### 5.1.4 Generelle feilkilder

Oppsummert så det ut til å være god korrelasjon mellom simuleringene i ADS og målte verdiene på laboratoriet. Praktiske forsøk vil derimot alltid introdusere feilkilder, og dette delkapittelet vil belyse ytterligere feilkilder utover de som allerede er diskutert under måleprosessene og måleresultatene, og se på ulike metoder for å øke nøyaktigheten mellom simuleringene og målingene.

#### Kretskortproduksjon

Kretskortproduksjonen i denne oppgaven foregikk ved å frese ut kobberbanene på det aktuelle FR4-substratet. Fresen er derimot ikke helt nøyaktig i kanten av kobberbanene, og fjerner her også litt av selve substratet. Andelen som fjernes er omlag 0.2mm, som i dette tilfellet utgjør 12.5% av totaltykkelsen til kretskortet. I tillegg er kretskortet ikke helt plant, slik at den effektive substrattykkelsen også vil variere noe.

Dette medfører at det elektriske feltet får en noe lengre veilengde i luft, med en lavere dielektrisk konstant enn substratet. Resultatet blir en redusert effektiv dielektrisk konstant, som gir et potensielt impedansavvik på mikrostrip-linjene [15]. Det antas at en del av forskjellen mellom simulering- og måleresultatene kan skyldes denne produksjonsmetoden. For å kartlegge betydningen kunne det eventuelt vært forsøkt å produsere en forsterker med et etset kretskort for sammenligning (antar repeterbarhet ved lodninger og at de samme komponentene blir brukt).

#### Komponenter

Modellene som ble benyttet i forsterkerdesignet for kondensatorene er S-parameterfilene i design-biblioteket til ADS fra Johanson Technology. Dette ble gjort i den

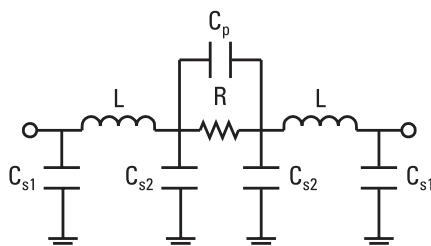


forstand at modellen skulle gi en god representasjon av komponenten i de realiserede forsterkerne. Derimot rapporteres det i [33] at det er flere effekter som vil kunne påvirke gyldigheten til modellene når kondensatoren er montert i det endelige designet. Ting som nevnes her er; (1) hvordan kondensatoren monteres (serie eller parallell), (2) bredden på transmisjonlinjen, (3) den dielektriske konstanten til substratet og (4) kvaliteten på loddingen. På høy frekvens vil kondensatoren, monteringen og PCB-materialet lage et nettverk som definerer serie-resonans-frekvensen (SRF), og SRF til kondensatoren vil dermed være av mindre betydning [33]. Et eksempel kan være at SRF øker tilnærmet 20% når PCB-materialet er endret fra FR-4 til Alumina ved en serie-montasje av kondensatoren [33].

For å oppnå større nøyaktighet mellom simuleringene og den realiserede kretsen, blir det foreslått å benytte S-parameter-filene som et utgangspunkt, og utvide disse med ytterligere komponenter for å gi en bedre modell av kondensatoren montert i den spesifikke kretsen. Dette er beskrevet i [33], og fremstår som et alternativ til det som ble gjort i denne oppgaven.

Et annet alternativ som også kunne økt nøyaktigheten, men som samtidig er mer tidkrevende og kanskje ikke direkte aktuelt i denne oppgaven, kunne ha vært å lage egne modeller for komponentene på FR4-substratet. Modeller basert på målinger kan lages ved å f.eks plassere komponenten på  $50\Omega$  linjer på det aktuelle substratet og foreta S-parameter-målinger på denne. De spesifikke S-parametere til komponenten kan så hentes ut ved å benytte TRL-standarder på samme substrat, og komponentverdiene i equivalentkretsen kan beregnes ut i fra disse [15]. Eksempel på en equivalentkrets ble gitt i figur 2.9 i teoridelen. Denne kan selvfølgelig også utvides med ytterligere komponenter for å forutsi høyere ordens resonanser [14]. Alternativt til å ekstrahere modellparameterne, kan også en .s2p-fil fra målingene (i ønsket referanseplan), benyttes i simuleringene i ADS. Totalt sett blir det en vurderingssak om den økte tidsbruken kan forsvare den økte nøyaktigheten som det er mulig å oppnå.

Motstandene som ble benyttet under simuleringene er de ideelle komponentene i ADS. Derimot vil en motstand montert i serie på et mikrostrip-substrat kunne ha en ekvivalentkrets som vist i figur 5.3, bestående av flere parasittiske elementer i tillegg til den totale ekvivalente resistansen,  $R$ .



Figur 5.3: Ekvivalentkrets til en motstand montert i serie på mikrostrip [15]

Dermed ville det også i dette tilfellet vært fordelaktig å benytte modeller for KOA-motstandene på det aktuelle substratet, alternativt andre motstander med tilgjen-

gelige RF-modeller. Derimot antas det at feilen som blir gjort ved å benytte ideellekomponenter i ADS for motstandene er av mindre betydning sammenlignet med de andre feilkildene. Men det er behov for ytterligere forsøk for å kunne bekrefte/avkrefte dette.

## Lodding

Kvaliteten på loddingene i forsterkerdesignet kan ha en merkbar innvirkning på kretsparametere. Ikke bare må loddingen ha god elektrisk kontakt, men jo høyere frekvens i kretsen, desto mer betydning får loddingens fysiske utforming for kretsens parasittiske effekter. Ved høye frekvenser vil loddingens fysiske utforming få betydning grunnet signalets bølgelengde. Loddingen vil utgjøre en del av kretskortbanen, og er en del av banens fysiske egenskaper. Dette vil videre bestemme koblingens elektriske egenskaper ut fra teori om elektiske felt og bølgeforplantning [15, 34].

## Plassering av skruer på kretskortet

Plasseringene av messingskruene er relativt nærme kretsbanene og komponenter. For å være sikker på at disse ikke vil ha innvirkning på spreddefeltet, er det ifølge veileder, en god regel å plassere de i en avstand på 3 ganger substrattykkelsen ifra mikrostriplinjen, som vil utgjøre 4.8mm i denne oppgaven. Det var derimot ønskelig med god signaljord ved SMA-kontakter og transistor, og enkelte skruer kan derfor være plassert nærmere enn denne tommelfingerregelen. Dermed er det rimelig å anta at dette vil ha noe påvirkning på de realiserte forsterkerne.

For å kartlegge betydningen kunne det vært gjort målinger på en forsterker hvor messingskruene er byttet ut med f.eks nylonskruer, som har mindre innvirkning på spreddefeltet. Alternativt kunne det også ha vært foretatt en full elektromagnetisk simulering i Momentum [35], med modeller av skruene inkludert som f.eks tykke viahull.

## 5.2 Designet fra målinger på laboratoriet

### 5.2.1 Designprosessen/konstruksjon av PA3

I designprosessen av PA3 er det flere usikkerheter som har innvirkning på det endelige resultatet. Til tross for at det ble brukt mye tid på kalibrering av både SWAP- og load-pull-oppsettet innehar disse instrumentene en måleusikkerhet. Om f.eks SMA/APC7-konnektorer ikke strammes tilfredstillende under karakterisering av de forskjellige blokkene er dette med på øke denne måleusikkerheten. I karakteriserings/kalibreringsprosessen ble det oppdaget noen tilfeller hvor disse ikke var strammet tilfredstillende med momentnøkkel, noe som selvfølgelig ble løst ved å gå over konnektorer på nytt og foreta en ny kalibrering/karakterisering. Dermed ble denne feilkilden forsøkt minimalisert.

Under målingene foregikk også justeringene av signalnivået på generatoren manuelt

for å finne 1dB-kompresjon. Den omtrentlige verdien for maksimal forsterkning ble lest av, og det ble forsøkt, så nøyaktig som mulig, å gå ned 1dB på denne fra avlesningene i Scilab. Derimot vil avvik selvfølgelig kunne forekomme her, og de målte verdiene i tabellene fra metoddelen og sluttresultatet under “Målt med SWAP” i tabell 4.3 ligger ikke nødvendigvis i eksakt 1dB-kompresjon. Noe avvik her er derimot ikke antatt å ha de store konsekvensene for sluttresultatet, men det utgjør en potensiell feilkilde. Om tiden hadde tillatt det, hadde det nok vært fordelaktig å lage en automatisert prosess i MATLAB, med et oppsett som automatisk hadde foretatt et sveip på forskjellige impedanser i ønsket kompresjonsnivå. Her ligger det gode muligheter for å lage et bedre og mer finjustert design, i motsetning til de relativt få punktene som ble forsøkt under denne oppgaven.

Det er også ting som kan påpekes ved avlesning av refleksjonsfaktorene fra WinPower. For grunnharmoniske ble disse avlest eksakt i et eget vindu i programmet, men dette var ikke tilfellet for de harmoniske. I måleprosessen ble vinduet med de eksakte verdiene dessverre ikke funnet. Her ble derimot muspekeren holdt over det aktuelle punktet i Smith-diagrammet og en omtrentelig verdi ble lest av. Dette bidrar til nok en usikkerhet. Kontroll av disse mot SWAP var som tidligere nevnt ikke mulig på måletidspunktet. For grunnharmoniske ble derimot refleksjonsfaktoren kontrollert opp mot SWAP med akseptabel korrelasjon som vist i tabell 5.2. Det kan også stilles spørsmål rundt sammenligningen i tabell 4.3 under resultater. Her er det måledataene fra SWAP på  $f_0$  som gir grunnlaget for resultatet under “Målt med SWAP”, mens PA3 er altså basert på avlesningene fra WinPower.

Tabell 5.2: Sammenligning av verdier for  $\Gamma_L$  på  $f_0$  for SWAP og WinPower

Parameter	Avlest fra WinPower	Målt med SWAP
$\Gamma_L f_0$	$0.52 < 145.7^\circ$	$0.51 < 147.4^\circ$

Videre følger også feilen som blir gjort under konstruksjon av nettverkene i ADS. Her ligger det definitivt et forbedringspotensial. Ved å benytte lengre tid kunne f.eks utgangsnettverket blitt gjort noe mer kompakt, og dermed gitt mindre tap på utgangen av forsterkeren. I tillegg kunne også fasen ha blitt finjustert noe, men tatt i betraktning usikkerhetene ved avlesning og produksjonsavvikene ved implementering kan det selvfølgelig stilles spørsmål om verdien av dette. En sammenligning av verdiene som ble avlest fra WinPower mot de oppnådde i ADS fremkommer av tabell 5.3.

Nest sist kommer usikkerhetene rundt implementering inn i bildet. Her kan de generelle feilkildene på nytt trekkes inn, som faktorer ved produksjon av kretskort, komponentavvik (simulering/realisering), lodding osv. Tilslutt kommer også usikkerhetene rundt måling med effektmeteret inn. Forskjellig fra tidligere ble det under målingene med SWAP heller ikke kompensert for spenningsfallet mellom strømforsyningen og til DUT, slik at både målingene med SWAP/load-pull og effektmeteret foregikk med en noe redusert drainspenning når strømtrekket begynner å bli vesentlig. Til tross for at det var ønskelig med 28V på drain i begge tilfellene, gir denne feilen i dette tilfellet en mer korrekt sammenligning.

Tabell 5.3: Sammenligning av verdier fra WinPower mot oppnådde i ADS

Parameter	Avlest fra WinPower	Oppnådd i ADS
$\Gamma_S f_0$	$0.49 < 180.8^\circ$	$0.49 < 180.9^\circ$
$\Gamma_L f_0$	$0.52 < 145.7^\circ$	$0.52 < 145.5^\circ$
$\Gamma_L 2f_0$	$0.88 < 59.8^\circ$	$0.79 < 59.6^\circ$
$\Gamma_L 3f_0$	$0.84 < 127.8^\circ$	$0.85 < 128.7^\circ$

## 5.2.2 Måleresultater

Tatt i betraktning usikkerhetene i det forrige avsnittet, og tapene som introduseres i den realiserte kretsen med nettverkene på inn- og utgang (utgangsnettverket vil ha størst betydning), ser derimot PA3 ut til å kunne oppnå gode resultater.

For å starte med forsterkningen viser tabell 4.3 at denne ligger noe under målingene med SWAP. I 1dB-kompresjon indikerer SWAP 12dB forsterkning, mens målingene med effektmeter på den realiserte forsterkeren viser 9.7dB. Derimot er forsterkningen som ble målt med SWAP “Power Gain” i motsetning til “Transducer Power Gain” som blir målt med effektmeteret. Formelen for “Transducer Power Gain” er gitt i ligning (2.1) i teoridelen, og definerer forsterkningen som forholdet mellom den leverte effekten til lasten og den tilgjengelige effekten på inngangen av forsterkeren. “Power Gain” er derimot forholdet mellom den leverte effekten til lasten og effekten som går inn på transistoren [26] (stabilitetsnettverket i dette tilfellet). Videre følger det at den tilgjengelige effekten, på inngangen av forsterkeren, alltid vil være større enn effekten som går inn på transistorterminalen. Dette er et resultat av at tilpassningsnettverket på inngangen ikke er ideelt. Dermed ligger de målte verdiene med effektmeteret lavere enn målingene med SWAP i dette tilfellet, og PA3 oppfyller ikke oppgavens spesifikasjoner til forsterkning.

Derimot ser utgangseffekten til å ligge endel høyere på PA3 enn hva som ble målt med SWAP. Den målte verdien i 1dB-kompresjon med SWAP er 39.2dBm (8.3W) mot 41.2dBm (13.2W) på PA3. Dette gjør at PA3 tilfredstiller oppgavens spesifikasjoner på >40dBm. Siden PA3 er konstruert med en annen transistor enn den som ble benyttet på testkortet kan en medvirkende årsak være transistorforskjeller. På den annen side viste de to implementerte forsterkerne PA1 og PA2 svært like egenskaper med to forskjellige transistorer. Dersom alle de fem transistorene som ble kjøpt inn kommer fra samme produksjonsserie, og innehar mye de samme egenskapene, vil denne påstanden kunne svekkes noe. For å bekrefte/avkrefte kunne det eventuelt vært prøvd å bytte transistorer på kortene. Samtidig observeres det at PAE ligger litt under det som ble målt med SWAP. Tatt i betraktning usikkerhetene kan en mulig årsak også være at utgangsnettverket har blitt mer tilpasset for effekt ut enn PAE.

## Bølgeformer

Sammenlignet med de ideelle bølgeformene i figur 2.7 fra teoridelen observeres spenning og strøm på drain i figur 4.11 til å ha noe forskjellig form. Drain-spenningen ser

ut til å være mer firkantet og svinger ikke helt opp til  $2V_{dc}$ , mens drain-strømmen observeres til å være negativ på enkelte tidspunkt. Totalt sett ser strøm- og spenningsforløpet til å ligne mer på en klasse F forsterker [11], som nettopp er en harmonisk tunet klasse B forsterker.

I en klasse F forsterker benyttes de harmoniske frekvenskomponentene til å redusere overlappen mellom strøm og spenning i transistorens interne strømkilde, og dermed bedre effektiviteten til forsterkeren. I dette tilfellet foregår det ved å benytte  $3f_0$  til å forme spenningen på drain til den ønskede firkantpuls, ved å reflektere  $3f_0$  tilbake til transistoren med en “open”, og kortslutte  $2f_0$  til jord. Ved å kortslutte  $2f_0$  til jord bidrar denne ikke i formingen av spenningen, men er med på å opprettholde den ønskede formen til drain-strømmen.

Reduksjonen i spenningsutsvinget på drain er et direkte resultat av å addere  $3f_0$  på fundamentalkomponenten. I tillegg vil også “knee”-spenningen til transistoren [11], og spenningsfallet mellom strømforsyning og DUT, bidra til en ytterligere reduksjon; under målingene med SWAP/load-pull ble det observert en drainspenning på litt over 26V på DUT i 1dB-kompresjon. Videre er den negative drain-strømmen en følge av de parasittiske elementene mellom transistorens interne strømkilde og loddepinnen.



## 6. Konklusjon

Dette arbeidet har vist to forskjellige design av klasse B effektførsterkere rundt en 10W GaN-transistor fra Cree. I det første designet ble storsignalmodellen fra Cree benyttet i simuleringer i ADS og totalt to forsterkere, PA1 og PA2, basert på dette designet, ble realisert og målt på. I det andre designet ble tunere fra Focus Microwaves kombinert med måleinstrumentet SWAP-X402 for å gjøre design basert på målinger. Dette designet ble realisert som PA3 og tilsvarende også målt på.

Simuleringer på det første designet i ADS ga en forsterkning på 11.7dB, en utgangseffekt på 40.7dBm, og PAE på 59.5% i 1dB-kompresjon. De implementerte forsterkerne hadde noe høyere forsterkning, men lavere utgangseffekt og PAE enn simulert. For PA1 var henholdsvis forsterkningen på 12.5dB, utgangseffekten på 39.8dBm, og PAE på 55.2%. PA2 hadde tilnærmet like egenskaper, men en noe mindre PAE. Det ble konkludert med at det var god korrelasjon mellom simuleringene og de realiserne forsterkerne, og det ble videre diskutert ulike feilkilder som bidro til denne forskjellen.

I produksjonen ligger det flere faktorer som kan være medvirkende. Her kan både fresing av kretskortet, kvalitet på loddinger og plassering av messingskruer trekkes inn. Videre følger det noen usikkerheter rundt modellene til de passive komponentene som ble brukt, og det kan konkluderes med at det er nødvendig med ytterligere forsøk for å bekrefte om disse gir en god representasjon. Under målingene med effektmeter viste det seg også at det burde vært kompensert for spenningsfallet i tilførselskabelen på drain til DUT, siden dette får innvirkning på de målte resultatene. I tillegg kan det se ut som som storsignalmodellen har noe mindre forsterkning enn de innkjøpte transistorene.

PA3 oppnådde en forsterkning på 9.7dB i 1dB-kompresjon, som imidlertid er noe under forsterkningen til PA1 og PA2. Dersom det kan aksepteres noe mindre forsterkning, vil derimot PA3 utgjøre et godt alternativ til disse. Utgangseffekten i 1dB-kompresjon, målt til 41.2dBm, ligger vesentlig høyere enn forsterkerne designet fra ADS. I tillegg er også PAE 1.5%-poeng høyere sammenlignet med PA1. Under designet av denne ble det foretatt en harmonisk tuning av  $2f_0$  og  $3f_0$ , som resulterte i en økning i PAE fra 54.1% til 58.3%. Dette gir indikasjoner på at de harmoniske komponentene ved 1dB-kompresjon var av betydning, og viser at det er mulig å oppnå en bedre effektivitet ved riktig refleksjon av disse. En studie av bølgeformene på transistorterminalene i tidsdomenet indikerte også at denne forsterkeren var harmonisk tunet. Det konkluderes derfor med at SWAP ga verdifull og interessant informasjon

om forsterkerens operasjon.

Oppgaven viser at det er mulig å gjøre gode forsterkerdesign både ved å benytte simulering på en modell i ADS, men også ved å måle på transistoren på laboratoriet. Nøyaktigheten ved en implementasjon i ADS baserer seg på modellene som benyttes, og en kombinasjon av gode modeller og optimaliseringsfunksjoner bidrar til et raskt og godt design. I dette tilfellet ser det ut som Cree har gjort et bra arbeid med den leverte storsignalmodellen. Videre følger det at ved å bruke noe ekstra tid på kalibrering av instrumenter og konstruksjon av testkort kan det også måles/fintunes på den spesifikke transistoren under faktiske driftsforhold, som også ga et godt resultat, uavhengig av transistormodellen <sup>1</sup>.

## 6.1 Videre arbeid

Målingene som ble gjort i denne oppgaven er begrenset til småsignalmålinger og 1-tone storsignalmålinger. En naturlig utvidelse vil være å foreta ytterligere karakteriseringer av forsterkerne med f.eks 2-tone-målinger og modulert signal.

Videre ligger det også endel forbedringspotensiale med måleoppsettet på laboratoriet. I oppgaven ble det benyttet software fra Focus Microwaves til kalibrering av tunere og styring av disse. Til kalibrering av SWAP ble det derimot benyttet software fra VTD. Måledataene ble hentet ut fra SWAP både ved å benytte software til VTD og kode i MATLAB. SWAPen var som tidligere nevnt helt nyinnkjøpt, og det anses som stor fordel om denne kan bli bedre integrert i det eksisterende load-pull-oppsettet.

Med en installasjon av neste-generasjons software fra Focus Microwaves, Load Pull Explorer (LPEX), er nok flere av disse problemene løst. Denne softwaren integrerer SWAP i load-pull-oppsettet og forenkler både målinger og kalibreringer ved f.eks å la dette foregå gjennom et felles brukergrensesnitt. Ellers bør det også kompenseres for spenningsfallet mellom strømforsyningen og DUT ved å benytte den tilgjengelige sense-porten på bias-tee og en strømforsyning som har sense-funksjon.

Når disse tingene er fullført hadde det vært interessant å gjøre et redesign av PA3 med et mer optimalt stabiliserings- og tilpasnings-nettverk på inngangen. I tillegg kunne målepunktene vært utvidet ytterligere for lasten, gjennom en automatisert prosess, for å prøve å oppnå et design med vesentlig større PAE.

Tilslutt kan det nevnes at det hadde vært fordelaktig med målinger på de passive komponentene for å kartlegge om modellene gir en god representasjon av komponentene montert på det aktuelle mikrostrip-substratet.

---

<sup>1</sup>Modellen ble i denne oppgaven brukt under konstruksjon av stabiliseringsnettverk, men det er ikke nødvendig å benytte modellen til dette formålet.



# Bibliografi

- [1] U.K. Mishra, L. Shen, T.E. Kazior, and Y. Wu. GaN-Based RF Power Devices and Amplifiers. *Proceedings of the IEEE*, 96, Februar 2008.
- [2] A. Kawano, N. Adachi, Y. Tatenno, S. Mizuno, N. Ui, J. Nikaido, and S. Sano. High-efficiency and wide-band single-ended 200 W GaN HEMT power amplifier for 2.1 GHz W-CDMA base station application. *APMC 2005 Asia-Pacific Conference Proceedings*, 3, Desember 2005.
- [3] Y. Wu, S.M. Wood, R.P. Smith, S. Sheppard, S.T. Allen, P. Parikh, and J. Milligan. An Internally-matched GaN HEMT Amplifier with 550-watt Peak Power at 3.5 GHz. *IEEE International Electron Devices Meeting*, 2006.
- [4] U.K. Mishra, P. Parikh, and Y.F. Wu. AlGaN/GaN HEMTs: An overview of device operation and applications.
- [5] Cree Inc. Datasheet for Cree CGH40010, 10W, RF Power GaN HEMT.
- [6] JTD Verspecht-Teyssier-DeGroot. SWAP-X402 - View it in Time Domain ! SWAP-X402 VTD Team Verspecht.
- [7] Jeremy Everard. *Fundamentals of RF Circuit Design: with Low Noise Oscillators*. John Wiley & Sons, Ltd, 2001.
- [8] Rowan Gilmore and Les Besser. *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Volume II, Active Circuits and Systems*. Artech House, inc., 2003.
- [9] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, inc., 2 edition, 2001.
- [10] Peter B. Kenington. *High-Linearity RF Amplifier Design*. Artech House, inc., 2000.
- [11] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, inc., 2006.
- [12] Yifeng Wu and Primit Parikh. High-power GaN HEMTs battle for vacuum-tube territory. *Compound Semiconductor*, Januar 2006.
- [13] Johanson Technology. Q & ESR Explained, A Johanson Technology Primer.

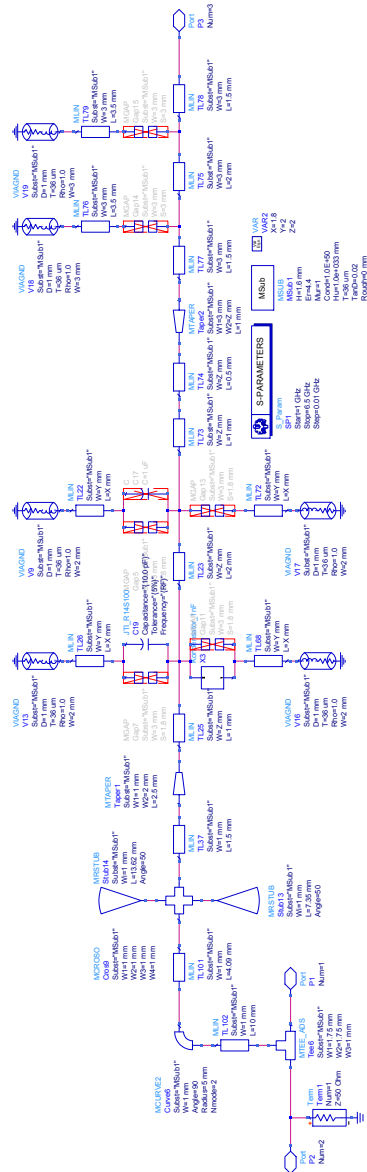
- [14] Balaji Lakshminarayanan, Horace C. Gordon Jr., and Thomas M. Weller. A Substrate-Dependent CAD Model for Ceramic Multilayer Capacitors. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, October 2000.
- [15] Inder Bahl. *Lumped elements for RF and Microwave Circuits*. John Wiley & Sons, inc., 2003.
- [16] Bungard. Datasheet for Original Bungard presensitized base material FR4.
- [17] Jan Verspecht, Fabien De Groote, and Jean-Pierre Teyssier. Advanced Time Domain Loadpull Technique for Characterization of Microwave Power Transistors. *ESA Microwave Technology and Techniques Workshop, Noordwijk, The Netherlands*, Mai 2008.
- [18] Fabien De Groote, Jean-Pierre Teyssier, Tony Gasseling, Olivier Jardel, and Jan Verspecht. Introduction to Measurements for Power Transistor Characterization. *IEEE Microwave Magazine*, Juni 2008.
- [19] Fabien De Groote, Jan Verspecht, Christos Tsironis, Denis Barataud, and Jean-Pierre Teyssier. An improved coupling method for time domain load-pull measurements. *Conference Record of the 65th ARFTG Conference, Long Beach, California, USA*, June 2005.
- [20] Jan Verspecht. Large-signal network analysis. *IEEE Microwave Magazine*, Desember 2005.
- [21] Microwaves101.com/P-N Designs Inc. Quarter-wave tricks. November 2008.
- [22] Marion Lee Edwards and Jeffrey H. Sinsky. A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Desember 1992.
- [23] Agilent Technologies. Guide to Harmonic Balance Simulation in ADS. *Advanced Design System 2009 Product Documentation*.
- [24] Agilent Technologies. Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements, Agilent Application Note AN 1287-3.
- [25] Glenn F. Engen and Cletus A. Hoer. Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Desember 1979.
- [26] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, inc., 3 edition, 2005.
- [27] Agilent Technologies. Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements, Product Note 8510-8A.
- [28] Jia-Sheng Hong og M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, inc., 2001.

- [29] Agilent Technologies. Large-Signal S-Parameter Simulation. *Advanced Design System 2009 Product Documentation*.
- [30] Marius Ubostad. Calibration Procedure SWAP-X402 (Tilgjengelig på C442 (Ana-lab) på NTNU), 2010.
- [31] J. Verspecht. Calibration of a Measurement System for Nonlinear Devices, Ph.D. Thesis, Vrije Universiteit of Brussels, November 1995.
- [32] Agilent Technologies. Load-Pull - PAE, Output Power Contours at X dB Gain Compression. *Advanced Design System 2009 Product Documentation*.
- [33] Johanson Technology. Simulating the effect of mounting on SRF and S-parameters for high frequency multi-layer ceramic capacitors.
- [34] David K. Cheng. *Field and Wave Electromagnetics*. Addison-Wesley publishing company, inc., 2 edition, 1989.
- [35] Agilent Technologies. Momentum Basics. *Advanced Design System 2009 Product Documentation*.



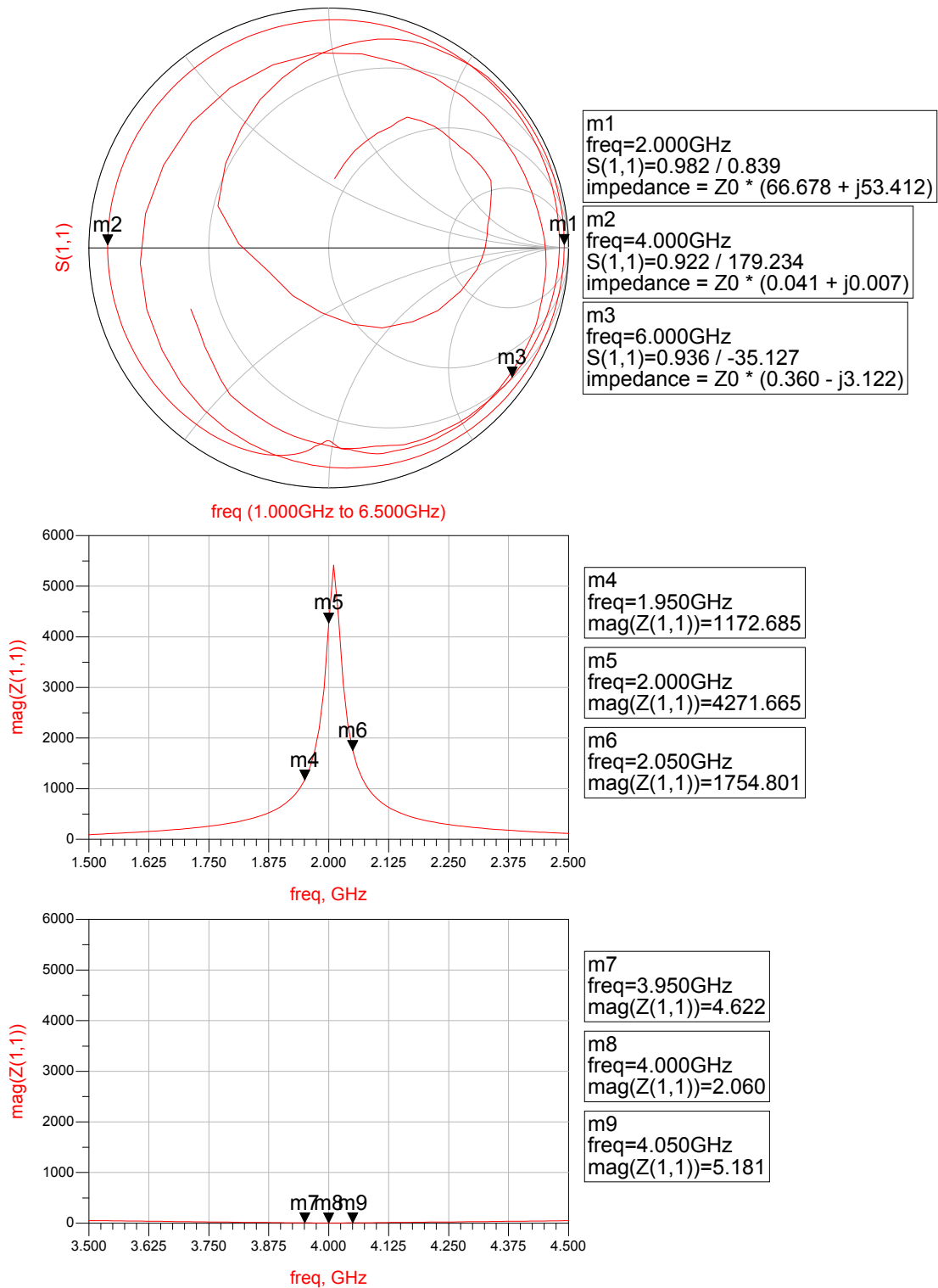
# A. Forsterkerdesign i ADS

## Biaseringsnettverk



Figur A.1: Komplet biaseringsnettverk på drain

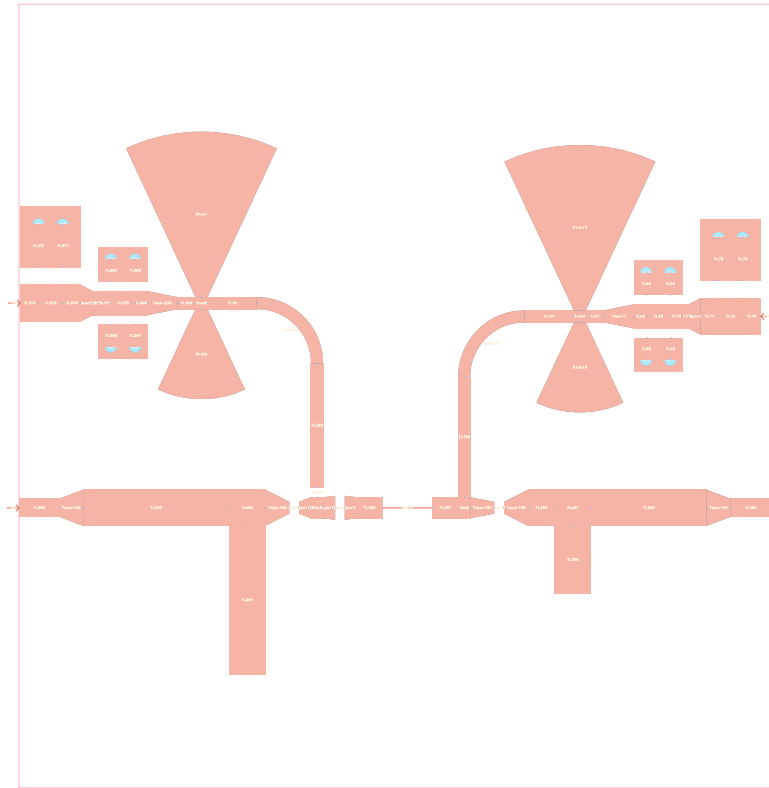
## Simuleringsresultater til biaseringsnettverk



Figur A.2: Simuleringsresultater til biaseringsnettverket i figur A.1



## Layout til ferdig forsterker

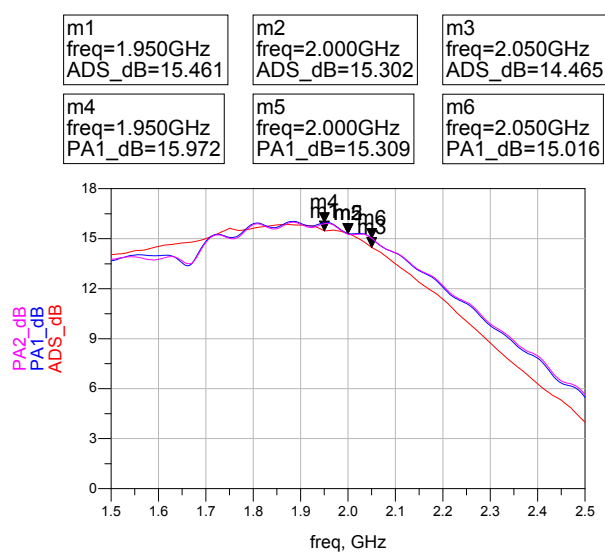


Figur A.4: Layout til forsterker designet i ADS

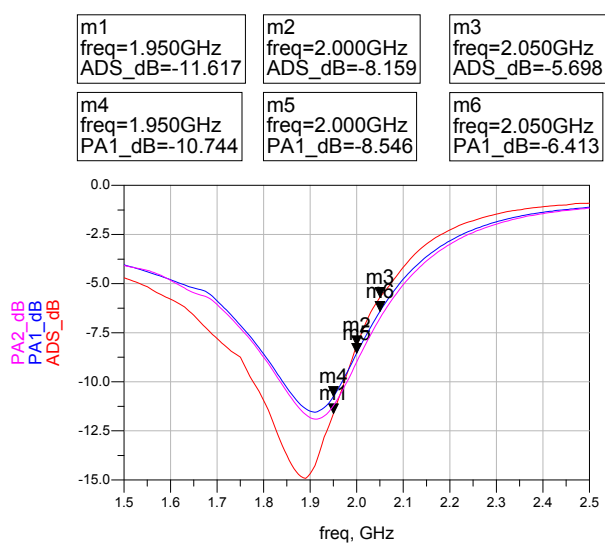


## B. Målinger på fors. designet i ADS

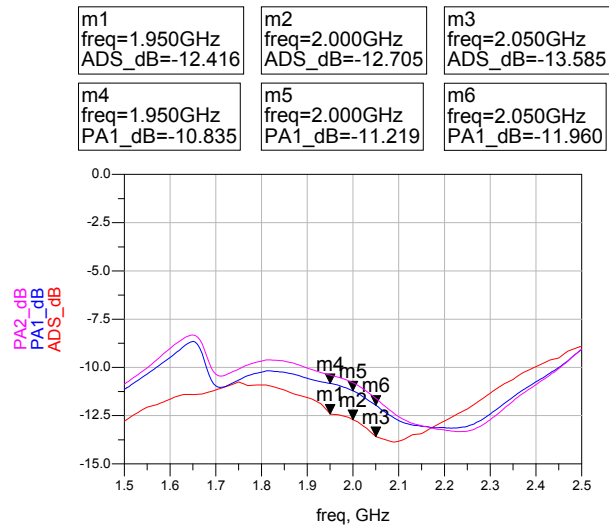
Målinger/simuleringer på småsignal ( $I_d = 100\text{mA}$ )



Figur B.1: Forsterkning  $S(2,1)$



Figur B.2: Inngangs-returtap  $S(1,1)$

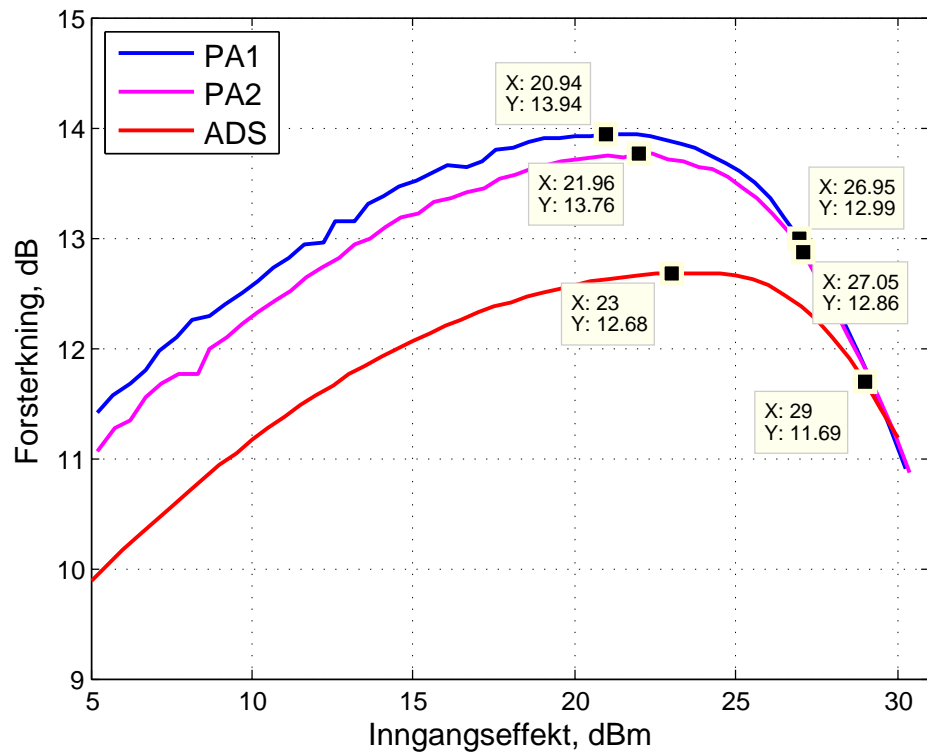


Figur B.3: Utgangs-returntap S(2,2)

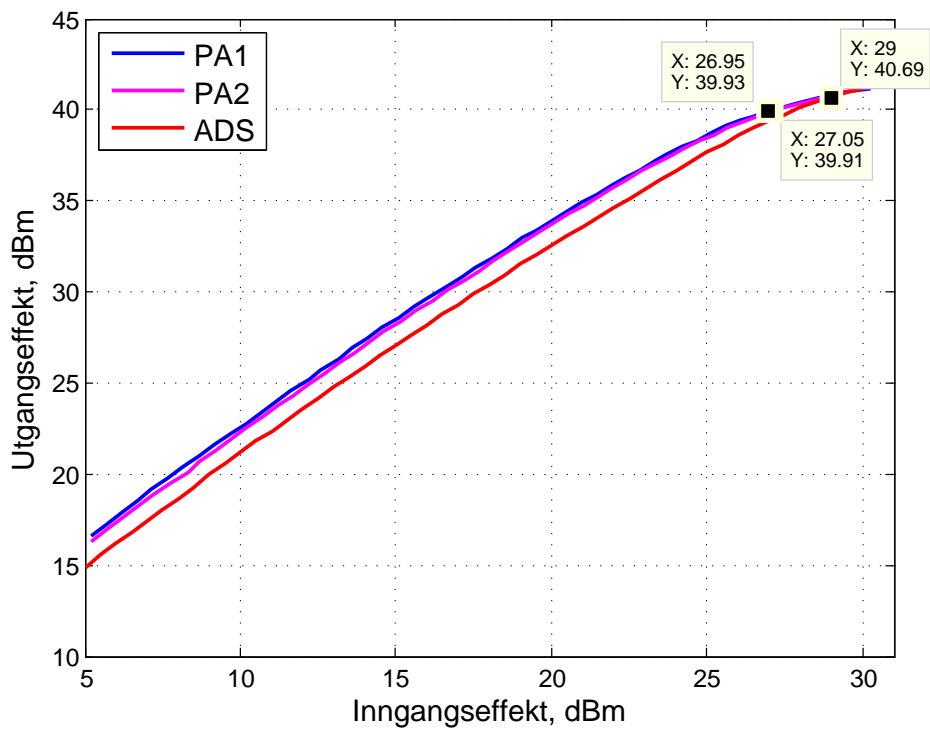
Tabell B.1: Oppsummering av småsignalres. (Snittet av 21 verdier i designbåndet)

Parameter	ADS	PA1	PA2	$\Delta_{PA1}$	$\Delta_{PA2}$
S(2,1)	15.2dB	15.5dB	15.4dB	0.3dB	0.2dB
S(1,1)	-8.4dB	-8.6dB	-9.0dB	0.2dB	0.6dB
S(2,2)	-12.8dB	-11.3dB	-10.9dB	1.5dB	1.9dB

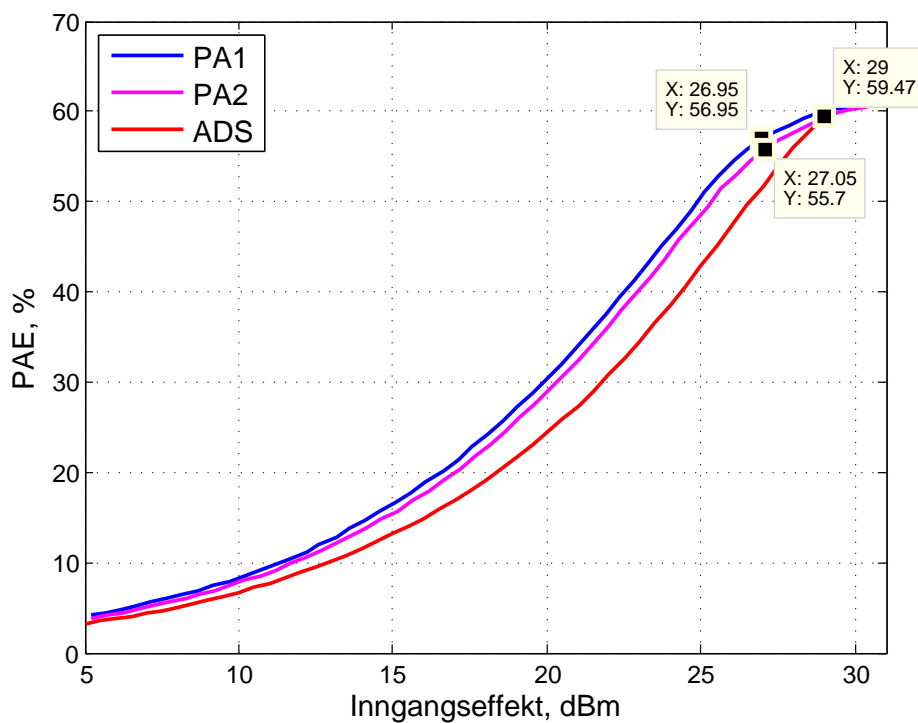
## Storsignalmålinger uten effektmeter/simuleringer i ADS



Figur B.4: Forsterkning vs. Inngangseffekt



Figur B.5: Utgangseffekt vs. Inngangseffekt



Figur B.6: PAE vs. Inngangseffekt

Tabell B.2: Oppsummering av storsignalresultater i 1dBc, ADS, PA1 og PA2 uten effektmeter

Parameter	ADS	PA1	PA2	$\Delta_{PA1}$	$\Delta_{PA2}$
Forsterkning	11.7dB	12.9dB	12.8dB	1.2dB	1.1dB
$P_{inn}$	29dBm	27dBm	27.1dBm	2dBm	1.9dBm
$P_{ut}$	40.7dBm	39.9dBm	39.9dBm	0.8dBm	0.8dBm
PAE	59.5%	57%	55.7%	2.5%-poeng	3.8%-poeng

## Matlabkode for import av data og plotting av grafer

```
%Henter inn data fra DUT = PA1

load Driver_PA2_100mA_minus10_16dBm_ny.mat

InputDUT_PA1 = OutputPower;

clear Id
clear InputPower
clear OutputPower
clear OutputPower2ndHarm
clear OutputPower3rdHarm
clear PAE

load Totalsys_DUT_PA1_minus10_16dBm_ny.mat

InputTotalsys_PA1 = InputPower;
OutputTotalsys_PA1 = OutputPower;
GainDUT_PA1 = OutputTotalsys_PA1-InputDUT_PA1;

Input_DUT_PA1_abs = 10.^((InputDUT_PA1-30)/10);
Output_DUT_PA1_abs = 10.^((OutputTotalsys_PA1-30)/10);
DC_DUT_PA1 = 28*Id;
PAE_DUT_PA1 = 100*(Output_DUT_PA1_abs-Input_DUT_PA1_abs)./DC_DUT_PA1;

%Henter inn data fra DUT = PA2

load Driver_PA1_100mA_minus10_16dBm.mat

InputDUT_PA2 = OutputPower;

clear Id
clear InputPower
clear OutputPower
clear OutputPower2ndHarm
clear OutputPower3rdHarm
clear PAE

load Totalsys_DUT_PA2_minus10_16dBm.mat

InputTotalsys_PA2 = InputPower;
OutputTotalsys_PA2 = OutputPower;
GainDUT_PA2 = OutputTotalsys_PA2-InputDUT_PA2;

Input_DUT_PA2_abs = 10.^((InputDUT_PA2-30)/10);
Output_DUT_PA2_abs = 10.^((OutputTotalsys_PA2-30)/10);
DC_DUT_PA2 = 28*Id;
PAE_DUT_PA2 = 100*(Output_DUT_PA2_abs-Input_DUT_PA2_abs)./DC_DUT_PA2;

%Lager figurer

figure
plot(InputDUT_PA1, GainDUT_PA1, 'blue', 'linewidth', 2);
hold on
plot(InputDUT_PA2, GainDUT_PA2, 'magenta', 'linewidth', 2);
xlabel('Inngangseffekt, dBm', 'fontsize', 12);
ylabel('Forsterkning, dB', 'fontsize', 12);
axis([5 31 9 15]);
hold on;
data1 = tdfread('Gain_vs_inputpower.txt');
gain1 = data1.vs0x28P_gain_transducer0x2CRFpower0x29;
inputpower1 = data1.indep0x28_d0x2C_10x29;
plot(inputpower1, gain1, 'red', 'linewidth', 2);
h = legend('PA1', 'PA2', 'ADS', 'location', 'NorthWest');
set(h, 'fontsize', 12);
hold on
```

```

figure
plot(InputDUT_PA1,PAE_DUT_PA1,'blue','linewidth',2);
hold on
plot(InputDUT_PA2,PAE_DUT_PA2,'magenta','linewidth',2);
xlabel('Ingangseffekt, dBm','fontsize',12);
ylabel('PAE, %','fontsize',12);
axis([5 31 0 70]);
hold on;
data2 = tdfread('PAE_vs_inputpower.txt');
gain2 = data2.vs0x28PAE0x2CRFpower0x29;
inputpower2 = data2.indep0x28_d0x2C_10x29;
plot(inputpower2,gain2,'red','linewidth',2);
h = legend('PA1','PA2','ADS','location','NorthWest');
set(h,'fontsize',12);
hold on

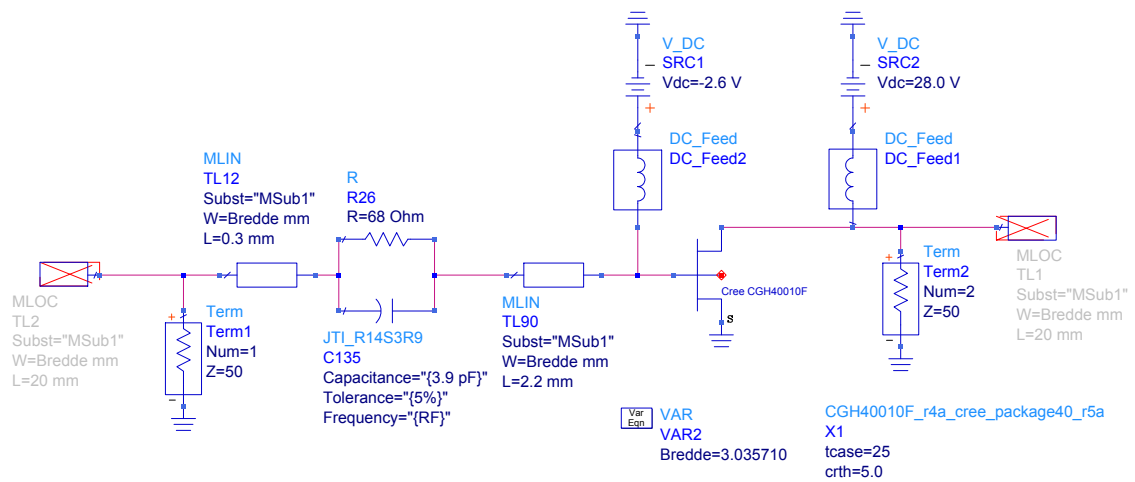
figure
plot(InputDUT_PA1,OutputTotalsys_PA1,'blue','linewidth',2);
hold on
plot(InputDUT_PA2,OutputTotalsys_PA2,'magenta','linewidth',2);
xlabel('Ingangseffekt, dBm','fontsize',12);
ylabel('Utgangseffekt, dBm','fontsize',12);
axis([5 31 10 45]);
hold on;
data3 = tdfread('outputpower_vs_inputpower.txt');
gain3 = data3.vs0x28Spectrum0x5B10x5D0x2CRFpower0x29;
inputpower3 = data3.indep0x28_d0x2C_10x29;
plot(inputpower3,gain3,'red','linewidth',2);
h = legend('PA1','PA2','ADS','location','NorthWest');
set(h,'fontsize',12);
hold on

clear all

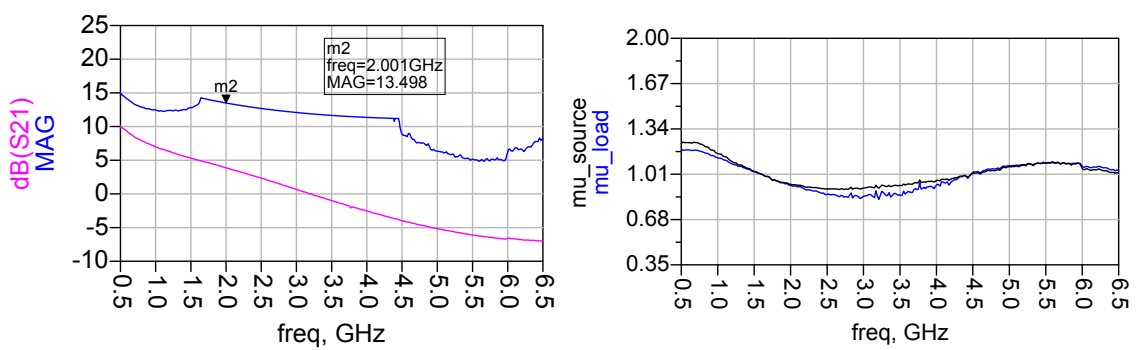
```

# C. Forsterkerdesign fra målinger

## Testkort med original stabilisering

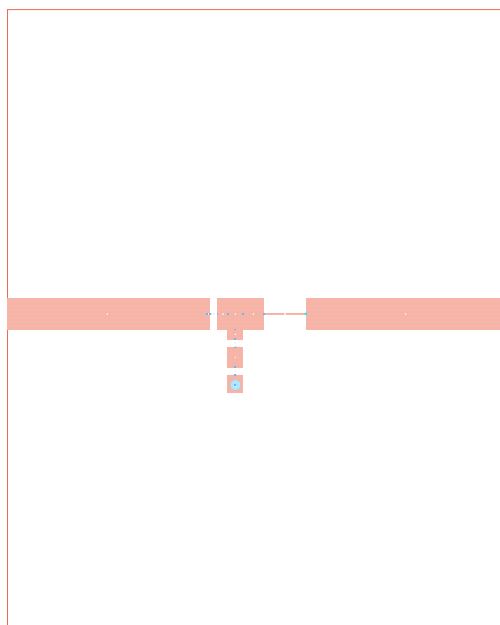


Figur C.1: Simuleringskrets til testkort med original stabilisering

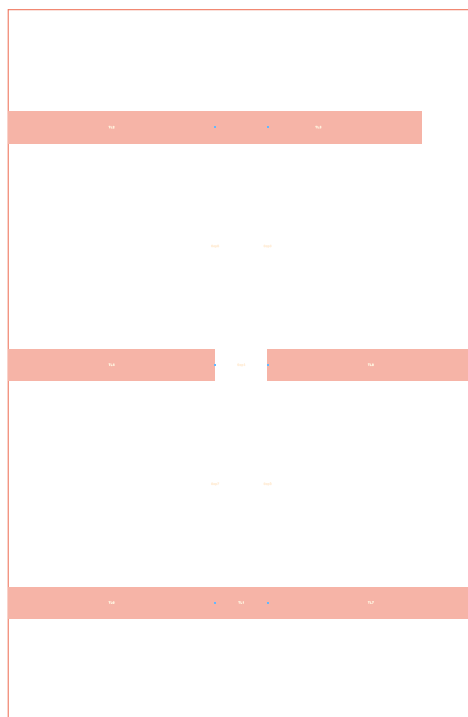


Figur C.2: Simuleringsresultater til kretsen i figur C.1

## Layout til testkort og TRL-kalibreringskort



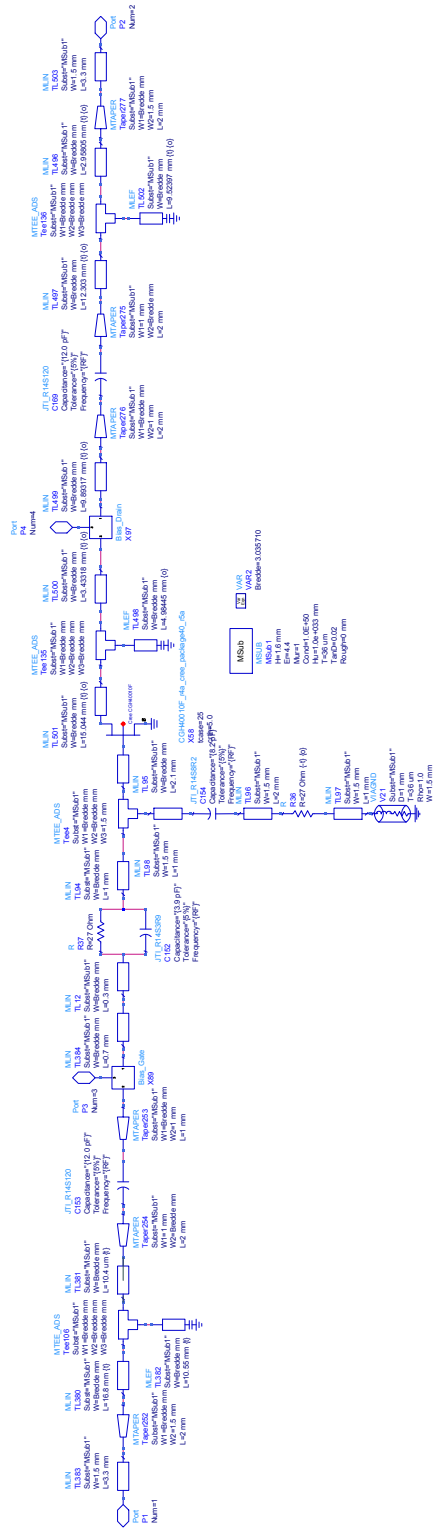
Figur C.3: Layout til testkort



Figur C.4: Layout til TRL-kalibreringskort

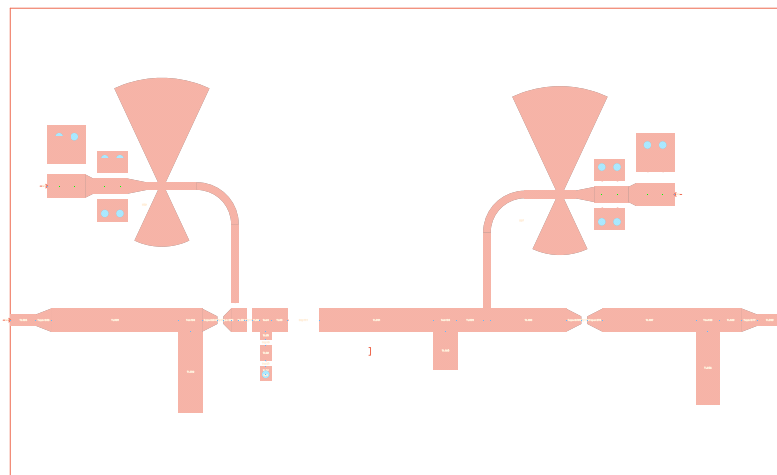


# Kretskjema til ferdig forsterker



Figur C.5: Kretskjema til forsterker designet fra målinger

## Layout til ferdig forsterker



Figur C.6: Layout til forsterker designet fra målinger