

# Konstruksjon av GaN Doherty effektforsterker

**Thomas Kanestrøm**

Master i elektronikk

Innlevert: juni 2013

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet  
Institutt for elektronikk og telekommunikasjon



# Oppgavetekst

Kandidatens navn: Thomas Kanestrøm

Emne: TTT4510 Kommunikasjonssystemer, fordypningsprosjekt

**Oppgavens tittel (norsk): Konstruksjon av GaN Doherty effektforsterker med Auxiliary dynamisk gatebias**

**Oppgavens tittel (engelsk): Design of a GaN Doherty PA with Auxiliary dynamic gate bias**

Oppgavens tekst:

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 se på Doherty teknikken med bruk av dynamisk gate bias for å oppnå høy DC-RF effektivitet - PAE (Power Added Efficiency).

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i bruk av simulatorverktøy for å utføre ulineære simuleringer.
- Sette seg inn i Doherty teknikken.
- Simulere og konstruere to delforsterkere (Main og Aux) til bruk i en Dohertyforsterker.
- Simulere og konstruere en Dohertyforsterker med koblere og simulert dynamisk gate bias.
- Lage layout og produsere Dohertyforsterkeren.
- Måle egenskapene til Dohertyforsterkeren med dynamisk gate spenning fra RF-generatoren.

Spesifikasjon i Dohertykonfigurasjon:

Frekvens:	2,0GHz
Båndbredde, Main & Aux (1dB):	<100MHz
Gain, Doherty:	størst mulig
Utgangseffekt:	>20W
Effektivitet 16QAM:	Størst mulig
S11 (dB):	<-10dB

Veileder: Dragan Mitrevski

Utført ved: Institutt for elektronikk og telekommunikasjon

Faglærer: Morten Olavsbråten



## **Forord**

Denne masteroppgaven er utarbeidet av Thomas Kanestrøm for IME fakultetet på NTNU. Det har vært en spennende prosess å gjennomføre arbeidet med denne oppgaven. Spesielt spennende har det vært å få et innblikk med prosessen fra design i ADS til ferdig produsert kretskort.

Mine veiledere har vært Morten Olavsbråten og Dragan Mitrevski. Disse vil jeg rette en stor takk til for god veiledning og hjelp. I tillegg vil jeg takke Terje Mathisen for produksjon av kretskort, samt Tore Landsem og Tore Berg for arbeidet med kjøleribbe og kretskort. Jeg vil også takke Tine Mette Falck for hjelp med korrekturlesing.

Trondheim 20.06.2013

Thomas Kanestrøm



## Sammendrag

I denne oppgaven er det utviklet en Doherty effektforsterker med dynamisk gatebias. Dette er gjort som et forsøk på å øke effektiviteten for effektforsterkere beregnet på amplitudemodulerte signaler.

Det ble først konstruert to klasse B effektforsterkere basert på en 10W GaN-HEMT transistor fra Cree. De to forsterkerne ble så karakterisert ved småsignal- og storsignalmålinger. Videre ble Dohertyforsterkeren konstruert basert på disse to klasse B forsterkerne. Det ble så gjort målinger for å sette opp den dynamiske gatebiasen. Til slutt ble det gjort tester med reelle signaler på Dohertyforsterkeren.

Måleresultatene fra de to klasse B forsterkerne viser noe bedre resultater enn simuleringene. Forsterkerne har et ganske likt design og leverer et gain på 16,3 og 15,7dB med en effektivitet (Power Added Efficiency) på 57% og 54% ved 1 B-kompresjon. For at målet om en utgangseffekt på over 20W fra Dohertyforsterkeren skal kunne oppnås må hver av disse kunne levere minst 10W. Målingene viser at de begge klarer å levere 10W og de vil da kunne utføre oppgaven sin i et Doherty design som ønsket.

For Dohertyforsterkeren ble maksimal levert effekt målt til å være 43,53dBm. Det ble utarbeidet en optimal biasfunksjon for å kunne styre den dynamiske biasen. Fra målinger på Dohertyforsterkeren vises det at den leverer en gjennomsnittlig utgangseffekt på 39dBm med effektivitet på 41,22% for et 16QAM signal. Resultatene i rapporten viser at Dohertyforsterkertechnikken fungerer utmerket for å øke effektiviteten for amplitudemodulerte signaler.





## Abstract

In this thesis it's developed a Doherty power amplifier with dynamic gate bias. This was done in an effort to increase the efficiency of power amplifiers designed for amplitude modulated signals.

It was first constructed two class B power amplifiers based on a 10W GaN-HEMT transistor from Cree. The two amplifiers were then characterized by measurements. The construction of the Doherty amplifier is based on these two class B amplifiers. It was then done measurements to set up the dynamic gate bias. Finally, it was ran tests with real signals on the Doherty amplifier.

Measurement results from the two Class B amplifiers shows better results than the simulations. The amplifiers have a very similar design and deliver a gain of 16.3 and 15.7dB and efficiency (Power Added Efficiency) of respectively 57% and 54% at 1dB compression. If the goal of an output power exceeding 20W from Doherty amplifier is to be achieved, each of class B amplifiers must provide a minimum of 10W. The measurements show that both can deliver 10W and they will then be able to perform their task in a Doherty design as desired.

For the Doherty amplifier the maximum delivered power measured to be 43.53dBm. It was developed an optimal bias function in order to control the dynamic bias. From measurements on the Doherty amplifier it shows that the amplifier delivers an average power of 39dBm with an efficiency of 41.22% for a 16QAM signal. The results in this report show that the Doherty amplifier technique works well for increasing the efficiency of amplitude modulated signals.



## **Innhold**

1	Introduksjon .....	1
2	Teori .....	3
2.1	Klasse B, RF effektforsterker .....	4
2.1.1	Biasering.....	4
2.1.2	Effektivitet.....	5
2.2	Dohertyforsterker.....	7
2.2.1	Load-pull teknikk/ basiskonseptet.....	7
2.2.2	Effektivitet.....	9
2.2.3	Realisering av Dohertyforsterker .....	11
2.2.4	Toveis Wilkerson splitter .....	11
2.3	Designteori.....	13
2.3.1	Advanced Design System ADS.....	14
2.3.2	Biasnettverk.....	14
2.3.3	Stabilisering.....	15
2.3.4	Tilpasningsnettverk .....	16
2.3.5	Teknologi .....	17
3	Metode.....	21
3.1	Kretsdesign av klasse B main- og auxiliaryforsterker.....	22
3.1.1	Arbeidspunkt og biasnettverk.....	22
3.1.2	Stabilisering.....	26
3.1.3	Tilpasningsnettverk .....	27
3.1.4	Konstruksjon av forsterker fra ADS design .....	30
3.2	Måling på main- og auxiliaryforsterker.....	30
3.2.1	Småsignal-/s-parametermålinger.....	30
3.2.2	Storsignalmålinger .....	32
3.3	Design av Dohertyforsterker .....	34
3.3.1	Utgangnettverk .....	34
3.3.2	Tilkobling av main- og auxforsterker.....	38
3.3.3	Inngangnettverk .....	39
3.3.4	Simulering av Dohertyforsterker i ADS.....	43

3.4	Måling på Dohertyforsterker .....	44
3.4.1	Måling uten dynamisk gatebias.....	45
3.4.2	Måling med dynamisk gatebias.....	46
4	Resultater.....	49
4.1	Mainforsterker .....	50
4.2	Auxiliaryforsterker .....	51
4.3	Simulering av Dohertyforsterker .....	53
4.4	Målinger av Doherty uten dynamisk bias.....	55
4.5	Målinger på Dohertyforsterker med dynamisk bias .....	57
5	Diskusjon.....	59
5.1	Main- og auxiliaryforsterker.....	60
5.1.1	Designprosessen .....	60
5.1.2	målinger.....	61
5.1.3	Generelle feilkilder.....	62
5.2	Design av Dohertyforsterker .....	63
5.3	Resultater fra Dohertyforsterker .....	64
5.3.1	Simuleringer i ADS .....	64
5.3.2	Målinger uten dynamisk bias .....	65
5.3.3	Målinger med dynamisk bias .....	66
6	Konklusjon .....	69
	Bibliografi .....	71
A	Klasse B forsterker .....	73
B	Mainforsterker .....	75
C	Auxiliaryforsterker .....	77
D	Matlab plot skript .....	79
E	Dohertyforsterker.....	83

## FIGURER

Figur 2.1: Ett trinns effektførsterker.....	4
Figur 2.2: Bias områder for hver klasse, og resulterende bølgeformer [3, p. 24]. .....	5
Figur 2.3: RF effekt (relativt til klasse A) og effektivitet som funksjon av ledevinkel når optimal last er antatt [1, p. 46]. .....	6
Figur 2.4: Aktiv load-pull konsept med to signalgeneratorer [1, p. 290]. .....	7
Figur 2.5: Dohertyforsterker design. ....	8
Figur 2.6: Effektivitet for Doherty effektførsterker som funksjon av inngangseffekt, der aux starter bidra 6dB back-off fra total $P_{\max}$ . .....	10
Figur 2.7: Wilkerson splitter [8]. .....	12
Figur 2.8 S-parametere for toveis Wilkerson splitter brukt i denne oppgaven. ....	13
Figur 2.9: Blokkdiagram av en RF forsterker. ....	14
Figur 2.10 Biasnettverk med to vifter. ....	15
Figur 2.11: RC-krets. ....	16
Figur 2.12 Transistor med tilpasningsnettverk på inn- og utgang. ....	17
Figur 2.13: Transmisjonslinjer for endring/tilpasning av impedans. ....	17
Figur 2.14: Mikrostripsubstrat [12]. ....	18
Figur 3.1: I-V kurver for transistoren. ....	22
Figur 3.2: S-parameter optimaliseringstestbenk for øvre del av biasnettverk. ....	23
Figur 3.3: Resultat for optimalisering av øvre del av biasnettverk. ....	24
Figur 3.4: Drain biasnettverk. ....	24
Figur 3.5: Gate biasnettverk. ....	25
Figur 3.6: Resultat fra optimalisering av biasnettverk. Drainnettverk vist til venstre og gatenettverk til høyre. ....	25
Figur 3.7: S-parameter måling/optimalisering-oppsett av forsterkeren. ....	26
Figur 3.8: Stabilitet for mainforsterker, målt med k-faktor og $\mu$ -faktor. ....	27
Figur 3.9: Storsignal måleoppsett for forsterkeren. ....	29
Figur 3.10a: Skjema for småsignalmåling. ....	31
Figur 3.11: ADS testbenk for sammenligning av simuleringer og målinger. ....	32
Figur 3.12: Skjema av oppsett for storsignalmåling. ....	33
Figur 3.13: Tap for sirkulator brukt mellom driver PA og forsterkeren. ....	33
Figur 3.14: Skisse av utgangsnettverk. ....	35
Figur 3.15: Utgangsnettverk i ADS. ....	37
Figur 3.16: Testbenk for utgangsnettverk med simuleringsresultat. ....	38
Figur 3.17: Ferdig layout for utgangsnettverket. ....	38
Figur 3.18: Skjemategning for Dohertyforsterker. ....	39
Figur 3.19: Testbenk for måling og optimalisering av inngangsnettverk. ....	40
Figur 3.20: Skjema av inngangsnettverk i ADS. ....	41

Figur 3.21: Faseforskyvning mellom utgangene i forhold til inngangen for inngangsnettverket til Dohertyforsterkeren. ....	42
Figur 3.22: layout for inngangsnettverk til Dohertyforsterker. ....	42
Figur 3.23: Testbenk for Dohertyforsterker /m dynamisk bias. ....	44
Figur 3.24: Skjema for storsignalmåling av Dohertyforsterker. ....	44
Figur 3.25: Måleoppsett for Dohertyforsterker med dynamisk bias. ....	47
Figur 4.1: Sammenligning av S-parametere S11 og S21 fra simulering og måling av mainforsterker, der rød kurve er simulert og blå kurve er målt, S11 er vist i grafen til venstre og S21 til høyre. ....	50
Figur 4.2: 1-tone storsignalsimulering av mainforsterker ved 2,0 GHz. ....	50
Figur 4.3: 1-tone storsignalmålinger av mainforsterker ved 2,0 GHz. ....	51
Figur 4.4: Sammenligning av S-parametere S11 og S21 fra simulering og måling av auxforsterker, der rød kurve er simulert og blå kurve er målt, S11 er vist i grafen til venstre og S21 til høyre. ....	51
Figur 4.5: 1-tone storsignalsimulering av auxforsterker ved 2,0 GHz. ....	52
Figur 4.6: 1-tone storsignalmåling ved 2,0 GHz. ....	52
Figur 4.7: Dynamisk gatebias funksjon bruk på auxforsterker bias for simulering Doherty design. ....	53
Figur 4.8: Simulert gain for Dohertyforsterker med dynamisk bias. ....	53
Figur 4.9: Levert effekt for Dohertyforsterker med dynamisk bias. ....	54
Figur 4.10: PAE for Dohertyforsterker med dynamisk bias. ....	54
Figur 4.11: Gain kurver for Doherty forsterker fra flere effektsveip der gatespenningen blir endret manuelt. Den røde kurven er den optimale kurven for Doherty med dynamisk bias. ....	55
Figur 4.12: Utgangseffektkurver for Dohertyforsterker fra flere effektsveip uten dynamisk bias. Rød kurve er optimal kurven for Doherty med dynamisk bias. ....	55
Figur 4.13: PAE kurver for Dohertyforsterker fra flere effektsveip uten dynamisk bias. Rød kurve er den optimale kurven for Doherty med dynamisk bias. ....	56
Figur 4.14: Optimal spenningskurve for gatebias til auxforsterkeren som funksjon av inngangseffekt i Watt. ....	56
Figur 4.15: Skjermdump av spektrum under måling av 16QAM, funksjon nr. 1, $P_{in}=13\text{dBm}$ . ....	57
Figur A.0.1: Inngangs-returtap, S11, måling sammenlignet med simulering. S(7,7), S(5,5), S(3,3) med mark m3 og m4 er for 3 målinger, mens S(1,1) med mark m1 og m2 er for simuleringen. ....	73
Figur A.0.2: Gain, S21, måling sammenlignet med simulering. S(8,7), S(5,5), S(4,3) med mark m8, m9 og m10 er for 3 målinger, mens S(2,1) med mark m5, m6 og m7 er for simuleringen. ....	73
Figur A.0.3: Ferdig konstruert klasse B forsterker. ....	74
Figur B.0.1: Layout for mainforsterker. ....	75
Figur B.0.2: Designskjema i ADS for mainforsterker. ....	76

Figur C.0.1: Layout auxforsterker.....	77
Figur C.0.2: Designskjema i ADS for auxiliary forsterker. ....	78
Figur E.0.1: Layout Dohertyforsterker.....	83
Figur E.0.2: Dohertyforsterker. ....	84
Figur E.0.3: Doherty forsterker med dynamisk gate driver. ....	84

## TABELLER

Tabell 3-1: Parametere for optimalisering av ferdig forsterker.....	28
Tabell 3-2: Oversikt over komponenter brukt i main- og auxforsterker. ....	30
Tabell 3-3: Utstyrliste for s-parametermålinger. ....	31
Tabell 3-4: Utstyrliste for storsignalmålinger.....	32
Tabell 3-5: Utstyrliste for storsignalmålinger av Dohertyforsterker. ....	45
Tabell 3-6: Oversikt over 2. grads funksjoner brukt til måling; $a_0x^2 + a_1x + a_2$ . ....	48
Tabell 4-1: 16QAM målinger med endret $P_{in}$ .....	57
Tabell 4-2: 16QAM målinger med utprøving av forskjellige gatefunksjoner og fast $P_{in}$ . ....	57
Tabell A-0-1: Oppsummering av viktige tall fra storsignalsimulering. ....	74
Tabell A-0-2: Oppsummering av viktige tall ved storsignalmåling.....	74





# 1 Introduksjon

De siste tiårene har bruken av amplitudemodulerte RF signaler økt voldsomt. Det har ført til at RF forsterkere som blir brukt i dag ikke lengre holder god nok stand. Dette skjer fordi effektforsterkning av amplitudemodulerte signaler gir to naturlige problemer. Det første er den konstant skiftende envelope som fører til at signalet vil bli forvrengt til en viss grad dersom forsterkeren kjøres på maksimal RF effekt opp mot metning. Det andre, er at det tradisjonelle effektforsterker designet kun gir maksimal effektivitet ved en fast envelope, som ofte er ved maksimal levert effekt for forsterkeren. Det vil si at en varierende envelope vil enten gi drastisk lavere effekt om den faller fra dette punktet og dermed også skape mer varme, eller forsterkeren vil gå i metning å gi mye distorsjon om den øker. Ingen av disse scenarioene vil være ideelt for et amplitudemodulert signal.

For å løse det første problemet finnes det løsninger som predistorsjon-, feed forward- og feedback-lineariseringsteknikker. Disse går ut på å endre karakteristikken til forsterkeren slik at den blir lineær over et større område, men disse løsningene har mange utfordringer og gir ofte et begrenset resultat.

Derimot så har løsninger på det andre problemet, kalt 'efficiency enhancement' teknikker, vært tilgjengelig i mange år og kan være relativt effektive. Flere av disse teknikkene ble oppfunnet i den tidligste perioden av radiokringkasting når det ble brukt AM radiosignal, før tiden til FM radiosignal. Motivasjonen på den tiden var varmeforvaltning og betjeningskostnader av kringkastingsstasjonene. En kortbølge sender på den tiden som leverte flere titalls kilowatt kunne brenne av mye strøm og generere mye varme. Det er tre klassiske 'efficiency enhancement' teknikker som ble oppfunnet til det formålet; Dohertyforsterkeren, Outphasingforsterkeren (Chireix) og Envelope Elimination and Restoration (EER). I ettertid har i tillegg Envelope Tracking (ET) vist seg som en god 'efficiency enhancement' teknikk [1]. Dagens utfordring er å kunne benytte disse tidligere oppfinnelsene med moderne teknologi.

Denne oppgaven omhandler en moderne implementering av en Dohertyforsterkeren. Doherty teknikken ble først introdusert i 1936 av William H. Doherty ved Bell Telephone Laboratories Inc. En Dohertyforsterker er basert rundt to forsterkere som er satt i parallell der den ene bidrar kun ved høye inngangseffekter. Den originale artikkelen omhandlet hovedsakelig høyeffekts rørforsterkere som genererer RF effekt på flere kilowatt i kortbølge kringkastingsstasjoner. En moderne implementering av en Dohertyforsterker har både fordeler og ulemper sammenlignet med den originale idéen fra 1936 på grunn av at det ble utnyttet karakteristiske trekk i rørforsterkere som ikke finnes i dagens transistorbaserte forsterkere. Motivasjonen bak

denne oppgaven er å forsøke å implementere en Dohertyforsterker som anvender dynamisk gatebias for å styre den ene av forsterkerne for å øke effektiviteten. Dohertyforsterkeren implementeres med to klasse B forsterkere basert på GaN-teknologi transistorer.

Fremgangsmåten for denne oppgaven er å først designe to klasse B forsterkere bygget rundt 10W GaN-HEMT transistorer fra Cree [2]. Videre blir disse brukt til å designe en Dohertyforsterker som blir produsert og testet.

Opgaven er bygd opp slik at litteraturen og teori presenteres i kapittel 2. Her blir det blant annet presentert grunnleggende teori om klasse B forsterkere og Dohertyforsterker teknikken, samt designteknikker og teknologi som er brukt i denne oppgaven. I kapittel 3 forklares fremgangsmåten og metoden som brukes for designprosessen og målemetoden av to delforsterkere og Dohertyforsterkeren. Resultatene fra simuleringer i Advanced Design System (ADS) og målinger gjort på forsterkerne legges frem i kapittel 4. Til slutt blir designprosessen og resultatene diskutert, og det fremlegges en sluttkonklusjon av oppgaven i henholdsvis kapittel 5 og 6. I starten av hvert hovedkapittel blir innholdet kort oppsummert.

## 2 Teori

I dette kapitlet belyses viktige emner og begreper som danner grunnlaget for oppgaven.

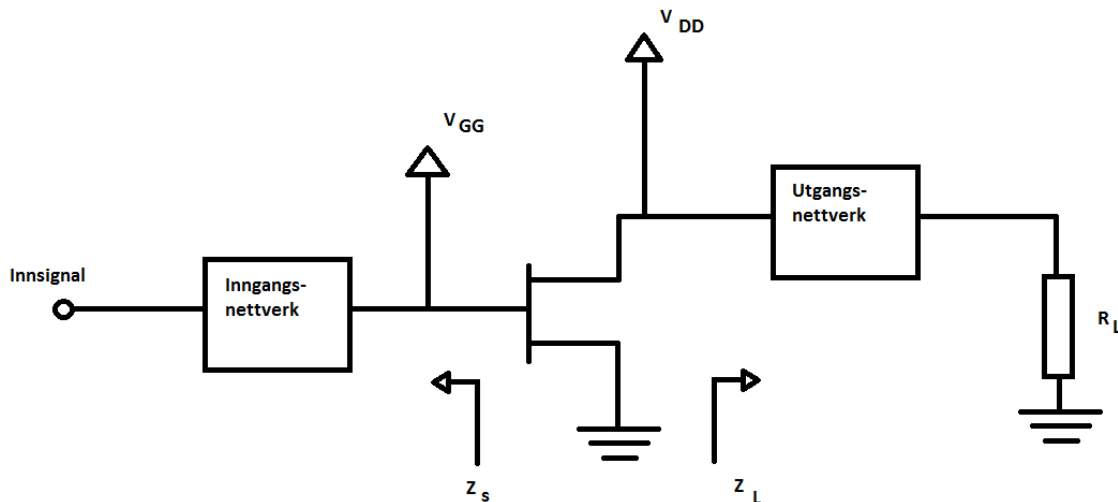
Teorien er bygget opp rundt tre hovedemner:

- **Klasse B, RF effektførsterker** – I dette delkapitlet gis det en innføring i forsterkerklassene A, B og C med tyngde på klasse B. Viktige begreper som biasering, effektivitet og hvordan dette skiller de forskjellige klassene blir gjennomgått.
- **Dohertyforsterker** – Her blir Dohertyforsterker konseptet utdypet. Det blir lagt hovedvekt på dens effektivitet og måten den realiseres på i denne oppgaven. I tillegg blir også gjort rede for funksjonen til en Wilkerson splitter.
- **Design teori** – Til slutt blir det sett nærmere på teori om biasnettverk, stabilisering, tilpasningsnettverk og hvordan dette kan implementeres i ADS. Det blir også gitt en kort beskrivelse av designprogrammet, ADS og komponentene som blir benyttet i denne oppgaven.

## 2.1 Klasse B, RF effektforsterker

Hovedoppgaven til en effektforsterker (PA) er å øke signaleffekten til signalet som skal sendes, uten å påvirke informasjonen i signalet [1]. RF effektforsterkere er vanligvis designet i klasse A, B, C, D, E eller F. Alle utenom klasse A benytter forskjellige former for ulinearitet, svitsjing og bølgeformingsteknikker [3]. I denne oppgaven vil det bli designet to klasse B forsterkere som videre vil bli brukt i en Dohertyforsterker. For å vite hva en klasse B forsterker er, er det viktig ha et lite innblikk i både klasse A og C som er nærliggende til en klasse B.

Figur 2.1 viser en skisse av et vanlig design av en PA, som også brukes i denne oppgaven. Faktorene som bestemmer hvilke klasse forsterkeren tilhører er drain strømmen og bølgeformen som styres av biaseringen, spenningen på gateinngangen til transistoren.



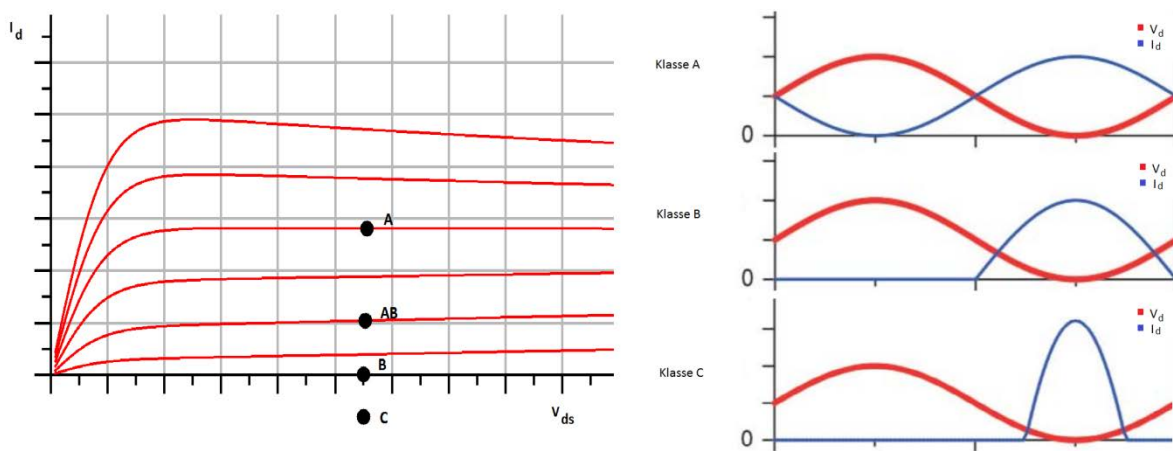
Figur 2.1: Ett trinns effektforsterker.

### 2.1.1 Biasering

Figur 2.2 viser biaseringspunkt for klassene A, B og C og de resulterende bølgeformene dette gir. Biaseringspunktet, eller arbeidspunktet, for en klasse B forsterker er ideelt slik at drain-tomgangsstrømmen,  $I_d$ , er null. Et resultat av dette er at transistoren kun er aktiv halvparten av tiden og drain strømmen har da en ledevinkel  $\alpha=\pi$  som tilsvarer en halv bølgelengde. Siden amplituden til drain strømmen er proporsjonal med signalamplituden og bølgeformen er fast, gir en klasse B PA et lineært gain. Utgangseffekten bestemmes av inngangen og er gitt av (

2.1), der  $R$  er lastmotstanden og  $V_{om}$  er spenningen over  $R$ .  $V_{om}$  kan ikke overstige spenningen  $V_{dd}$  [3].

Et ideelt arbeidspunkt for en klasse A PA vil være slik at  $I_d = I_{max}/2$  og at drainstrømmen har da en ledevinkel  $\alpha = 2\pi$ , som vil si at transistoren er aktiv hele tiden. Klasse C forsterkeren har et arbeidspunkt lavere enn null slik at ledevinkelen  $\alpha < \pi$ , dette vil gjøre at den i praksis skrur seg av når inngangseffekten faller til et vist punkt. En klasse AB vil være en mellomting mellom A og B [4].



Figur 2.2: Bias områder for hver klasse, og resulterende bølgeformer [3, p. 24].

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R} \quad (2.1)$$

## 2.1.2 Effektivitet

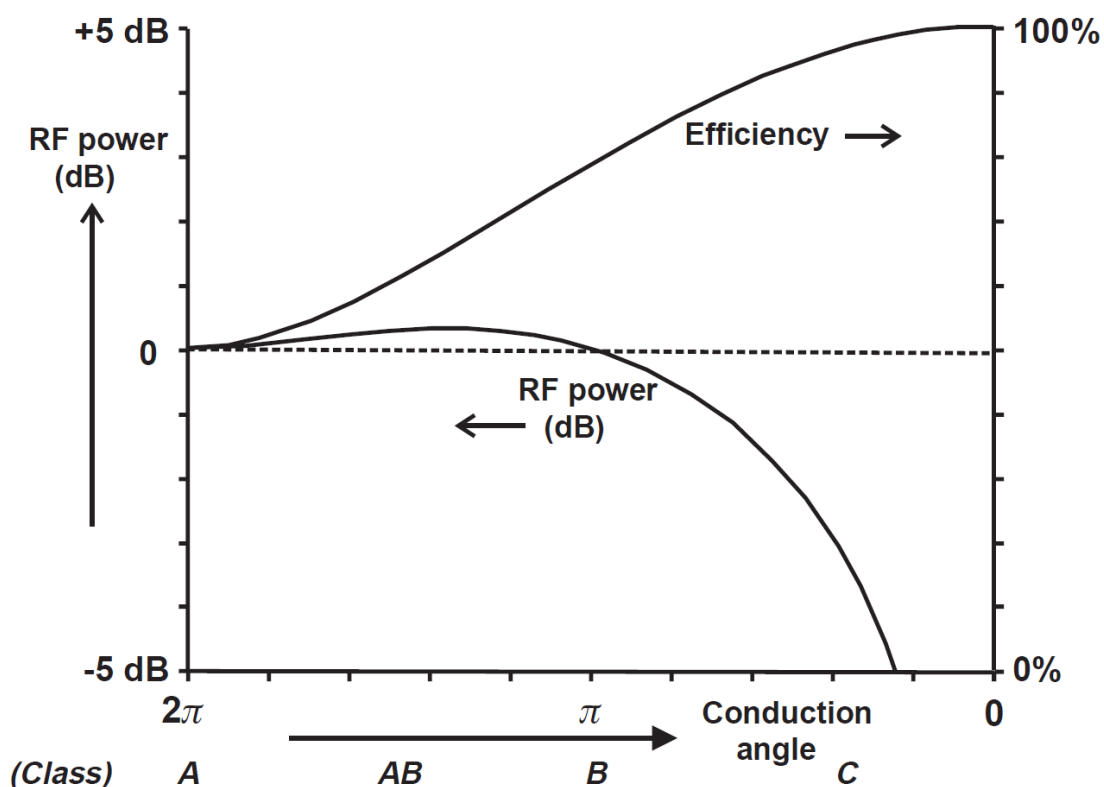
Effektiviteten er et mål på forsterkerens evne til å konvertere DC-strømmen som leveres fra strømforsyningen til signaleffekt som leveres til lasten. Dersom  $P_{DC}$  er effekten levert til forsterkeren og  $P_{Levert}$  er effekten levert til lasten av forsterkeren, er effektiviteten definert som [5]:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{Levert}} \quad (2.2)$$

Ofte blir  $\eta$  kalt draineffektiviteten siden  $P_{DC} \approx V_d I_d$ . For å måle effektiviteten til forsterkerne i denne oppgaven blir det brukt målet Power Added Efficiency (PAE) som i tillegg tar hensyn til inngangseffekten:

	$PAE = \frac{P_{DC} - P_{Inn}}{P_{Levert}}$	( 2.3)
--	---	--------

Ut fra Figur 2.3, som viser draineffektiviteten til høyre som funksjon av ledevinkel, er den maksimale effektiviteten en ideell klasse B PA kan ha  $\pi/4$ , omtrent 78.5%, ved maksimal envelope. For svake signaler vil en klasse B forsterker ha mye høyere effektivitet enn en klasse A, både maksimal verdi og gjennomsnittlig [3]. En klasse A forsterker vil maksimalt kunne ha en effektivitet på 50%, mens klasse C omtrent 93%. Den viser også at klasse A og B har omtrent lik RF utgangseffekt med et par dB ekstra for en AB, mens effektiviteten til en klasse C, går på bekostning av RF utgangseffekten, som vil være mye lavere [1].



**Figur 2.3: RF effekt (relativt til klasse A) og effektivitet som funksjon av ledevinkel når optimal last er antatt [1, p. 46].**

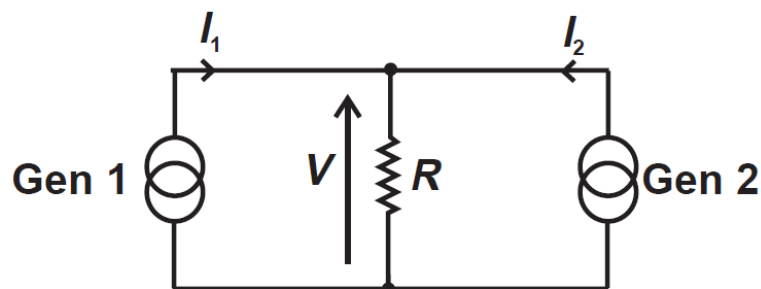
## 2.2 Dohertyforsterker

Dohertyforsterker teknikken er først og fremst en teknikk for å øke effektiviteten i et forsterkerledd. Denne teknikken ble først introdusert i 1936 av William H. Doherty ved Bell Telephone Laboratories Inc. Den originale artikkelen omhandlet hovedsakelig høyeffekts rørforsterkere som genererer RF effekt på flere kilowatt i kortbølge sendestasjoner.

En moderne implementering av en Dohertyforsterker har både fordeler og ulemper sammenlignet med den originale idéen fra 1936. Ser man på en transistorbasert forsterker i forhold til en rørforsterker, så er rørene mye mer fleksible i sin karakteristikk. Rør har ingen av metningsmekanismene som transistorer har, noe som er en stor begrensning for RF transistorer. Det er også mulig å gjøre transkonduktansen for et rør til en kontrollerbar parameter. William Doherty bruker slike gamle rør triks i den originale artikkelen av forsterkerdesignet, hovedsakelig for å styre de to forsterkerdelene som en Dohertyforsterker er satt sammen av [1].

### 2.2.1 Load-pull teknikk/ basiskonseptet

Doherty implementering bruker etter dagens terminologi en aktiv load-pull teknikk. Det vil si at lastimpedansen sett fra enheten varieres. Ligning ( 2.4) fra Figur 2.4 viser at motstanden hver av generatorene vil se er avhengig a summen av strømmene  $I_1$  og  $I_2$ .



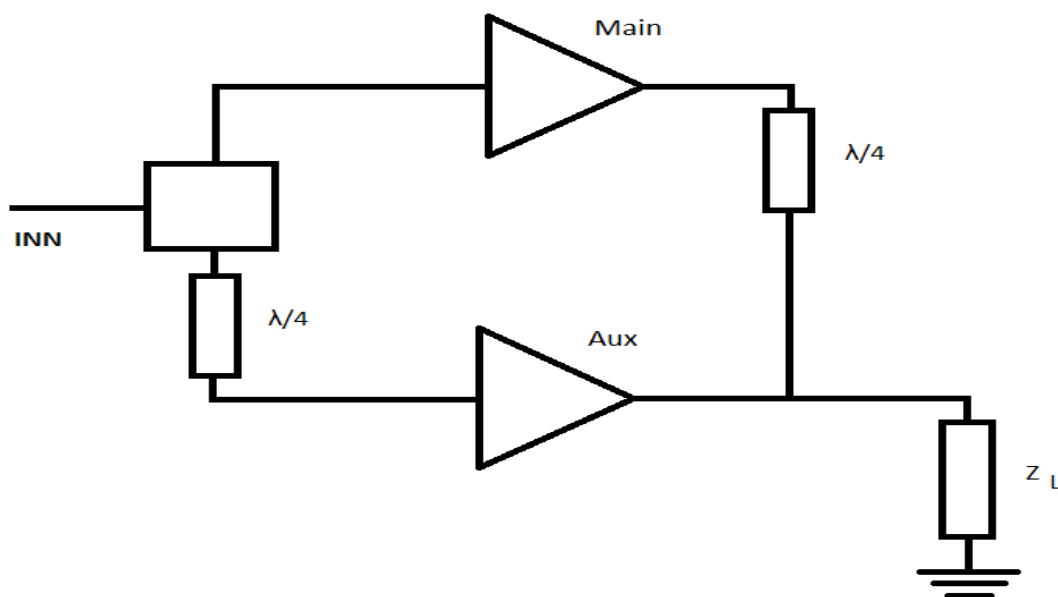
Figur 2.4: Aktiv load-pull konsept med to signalgeneratorer [1, p. 290].

Ser man på Figur 2.4 som en AC krets og bruker kompleks notasjon for fase, amplitude og impedansen, vil  $Z_1$  i ligning ( 2.4) være impedansen sett fra generator 1. Impedansen generator 1 ser kan transformeres til en høyere impedans dersom  $I_2$  er i fase med  $I_1$  og til en lavere verdi dersom  $I_2$  er i motfase med  $I_1$  [1].

$$Z_1 = R \left( \frac{I_1 + I_2}{I_1} \right) \quad ( 2.4)$$

Det grunnleggende prinsippet for design av en Dohertyforsterker er to forsterkere, ofte kalt main og auxiliary (aux), satt i parallell som vist i Figur 2.5. Maksimal utgangseffekt vil være den kombinerte effekten de to forsterkerne leverer. Inngangssignalet splittes ved bruk av effektsplitter på inngangen slik at hver av forsterkerne får ønsket mengde av det totale inngangssignalet. I denne oppgaven skal det brukes to klasse B forsterkere, og det vil derfor være ønskelig med en splitter som gir like mye effekt til hver av signalveiene.

Ved maksimalt inngangsnivå vil både main- og aux-forsterkeren bidra til utgangssignalet. Ettersom inngangssignalnivået reduseres vil auxforsterkeren slå seg av ved et vist nivå, typisk 6dB under maksimal total inngangseffekteffekt, for å opprettholde effektiviteten til den totale forsterkeren med tanke på effekt som tilføres i forhold til effekt som leveres til lasten [1].



**Figur 2.5: Dohertyforsterker design.**

En viktig del i en Dohertyforsterker er å holde mainforsterkeren ved maksimal effektivitet når auxiliaryforsterkeren er aktiv. Dette oppnås ved å redusere impedansen sett fra mainforsterkeren ved å utnytte load-pull effekten og en kvartbølgetransformer mellom utgangen fra main og noden der aux, main og lasten kobles sammen. Kvartbølgetransformeren er nødvendig siden impedansen skal reduseres og ikke økes.



Dersom begge forsterkerne er på, kan det antas at  $I_1 = I_2$  [1]. Ser man da på impedansen før kvartbølgetransformering, vil denne være gitt av ligning ( 2.4) som da gir  $Z_1 = 2R$ . Etter en kvartbølgetransformasjon som fungerer som en impedans inverterer, vil den da være  $Z_1 = \frac{1}{2}R$ . Det er derfor viktig å designe main-forsterkeren slik at den ikke går i metning når lastimpedansen halveres [1].

For å oppveie for kvartbølgelinjen ved utgangen til mainforsterkeren må det også legges til en kvartbølge på signalveien til auxforsterkeren. Denne legges til mellom effektsplitteren og inngangen til forsterkeren. Hadde den blitt lagt til ved utgangen til auxforsterkeren ville impedansen sett mot forsterkeren når den er slått av vært veldig lav [1]. Denne impedansen er ønsket å ha så høy som mulig slik at det lekker minst mulig effekt nå kun mainforsterkeren er aktiv.

Når auxforsterkeren skrur seg gradvis på vil impedansen den ser ved utgangen være gitt av ligning ( 2.4) om man ser aux-forsterkeren som Generator 1. Den sier at ved lave bidrag, altså når strømmen  $I_1$  er lav, vil  $Z_1$  være høy. Når  $I_1 \rightarrow I_2$  og bidraget fra aux går mot sitt maksimale vil  $Z_1 \rightarrow 2R$ .

## 2.2.2 Effektivitet

Effektiviteten til en Dohertyforsterker bestemmes av effektiviteten til både main- og auxforsterkeren og vil variere med RF spenningen på inngangssignalet [1]. Siden auxforsterkeren skrur seg av ved lave RF signaler, vil uttrykkene for effektiviteten være forskjellig når den er av og på. Hvis maksimal effektivitet for main og aux er  $\pi/4$  som er ideell klasse B, vil uttrykket for effektivitet når auxforsterkeren er av være:

$$\eta_{aux\ av} = \frac{2v_{in}}{V_{max}} \left( \frac{\pi}{4} \right), 0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2} \quad ( 2.5)$$

For de øvre 6dB hvor begge forsterkerne er aktive, vil den sammensatte RF utgangseffekten være gitt i ligning ( 2.6), der I er strømmen gjennom main-forsterkeren:

$$P_{ut} = \frac{I^2 * R_{OPT}^2}{2} * \frac{2}{R_{OPT}} = I^2 * R_{OPT} \quad ( 2.6)$$

Bytter man ut  $R_{OPT}$  med  $2V_{dc}/I_{max}$  får man :

$$P_{ut} = \frac{I_{max}}{2} * \frac{v_{in}}{V_{max}} * V_{dc} \quad ( 2.7)$$

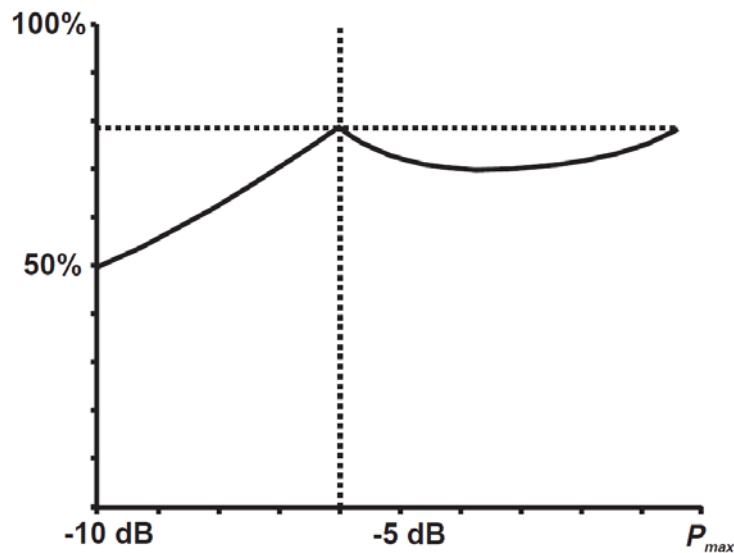
Antar man at både main og aux operer som klasse B, vil den totale DC effekten være:

$$P_{DC} = \left( \frac{I_{max}}{\pi} \right) \left( 3 \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right) - 0.5 \right) V_{dc} \quad ( 2.8)$$

Dette gir da en total effektivitet:

$$\eta = \frac{\pi}{2} * \frac{\left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2}{3 \left( \frac{v_{in}}{V_{max}} \right) - 1} \quad ( 2.9)$$

Dette vil gi en effektivitet som skissert i Figur 2.6, dersom man antar ideell klasse B effektivitet i både main-PA og aux-PA.



**Figur 2.6: Effektivitet for Doherty effektforsterker som funksjon av inngangseffekt, der aux starter bidra 6dB back-off fra total  $P_{max}$ .**

### 2.2.3 Realisering av Dohertyforsterker

Det finnes flere forskjellige måter å realisere en Dohertyforsterker med dagens teknologi. På grunn av det er ønsket av at auxiliaryforsterkeren skruer seg av når inngangseffekten faller 6dB fra maksimal utgangseffekt, vil en klasse C biasert aux-forsterker være et naturlig valg siden den vil naturlig skru seg av ved et back-off punkt som fint kan designes til å være 6dB [1].

Brukes en klasse C som auxforsterker med samme effektstørrelse som klasse B mainforsterkeren, vil den ha omtrent like gode hold-off karakteristikker, men den vil ikke kunne levere et like stort strømsving for  $I_{\max}/2$  når inngangseffekten går mot maks. Dette vil føre til at den ikke kan levere like høy effekt som en klasse B forsterker. En måte for å få den til å levere like mye effekt er å øke størrelsen på transistoren. Derimot for å levere like mye effekt må størrelsen økes med en teoretisk faktor på 2.5. Øker man størrelse så mye, vil det ta bort mye av fordelene en Doherty applikasjon gir [1].

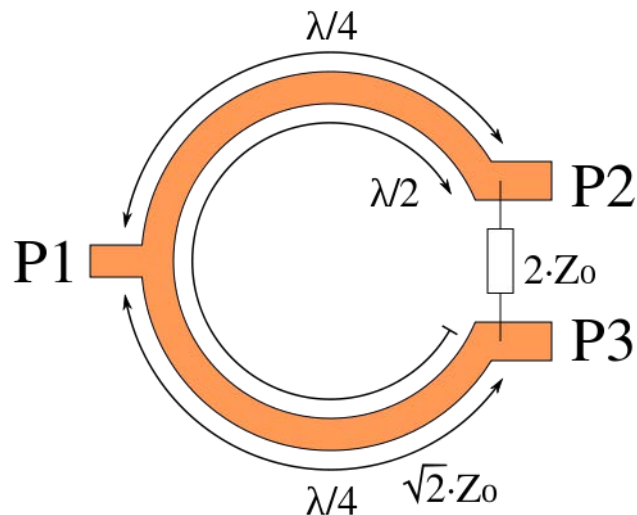
Måten det er tenkt at Dohertyforsterkeren skal realiseres i denne oppgaven er ved bruk av to klasse B RF forsterkere. For å styre auxiliaryforsterkeren slik at den skruer seg gradvis av når inngangseffekten faller mot 6dB, vil det implementeres en dynamisk styring av gatebias så dette skjer automatisk. Den vil fungere slik at den følger envelopen til inngangssignalet og utfra effekten som dette signalet har endres gatespenningen slik at auxforsterkeren brukes optimalt til sin hensikt som er å kun bidra ved høye inngangseffekter. Dette gjør at auxforsterkeren kan være av klasse B og dermed samme størrelse som mainforsterkeren.

### 2.2.4 Toveis Wilkerson splitter

Signalsplitteren brukt i denne oppgaven er en toveis Wilkerson splitter. Denne ble publisert av Ernest Wilkinson i 1960 under navnet «An N-way Power Divider». Fra publikasjonen er det åpenbart at dette er tenkt å være en flerports-effektfordeler, men det er toveis typen som er mest brukt [6]. Toveis Wilkerson splitteren er en effektfordeler/kombinerer som ofte blir brukt innen mikrobølge anvendelser. Den er symmetrisk og splitter et inngangssignal inn i to signaler med samme fase, eller den kan kombinere to signaler med samme fase inn til ett den motsatte veien [7].

Figur 2.7 viser modellen brukt i denne oppgaven. Her er armene mellom inngang P1 og utgangene P2 og P3 kvartbølge linjer med en impedans  $Z = \sqrt{2} * Z_0 \approx 1.414 * Z_0$ . Denne spesifikke impedansen er nødvendig siden de to utgangsportene vil adderes i parallell på inngangen. Det betyr at hver enkelt utgang må transformeres til  $2 * Z_0$  sett fra inngangen for å oppnå Tilpasning til  $Z_0$ . Mellom utgangene er det koblet en motstand  $R = 2 * Z_0$ . Oppgaven til

motstanden er å skape total isolasjon mellom P2 fra P3 slik at en ideell Wilkerson splitter blir 100% effektiv. Dette er mulig på grunn av symmetrien til splitteren. Signalet ved P2 og P3 vil ha samme potensial og dermed vil det ikke gå noe strøm gjennom motstanden og den er dermed avkoblet fra inngangen. I praksis vil det være noe tap totalt i splitteren, men dette er ofte veldig lite [6].



**Figur 2.7: Wilkerson splitter [8].**

Før det ble valgt å bruke en Wilkerson splitter til dette formålet ble det sett på fordeler og ulemper ved bruk av den [6].

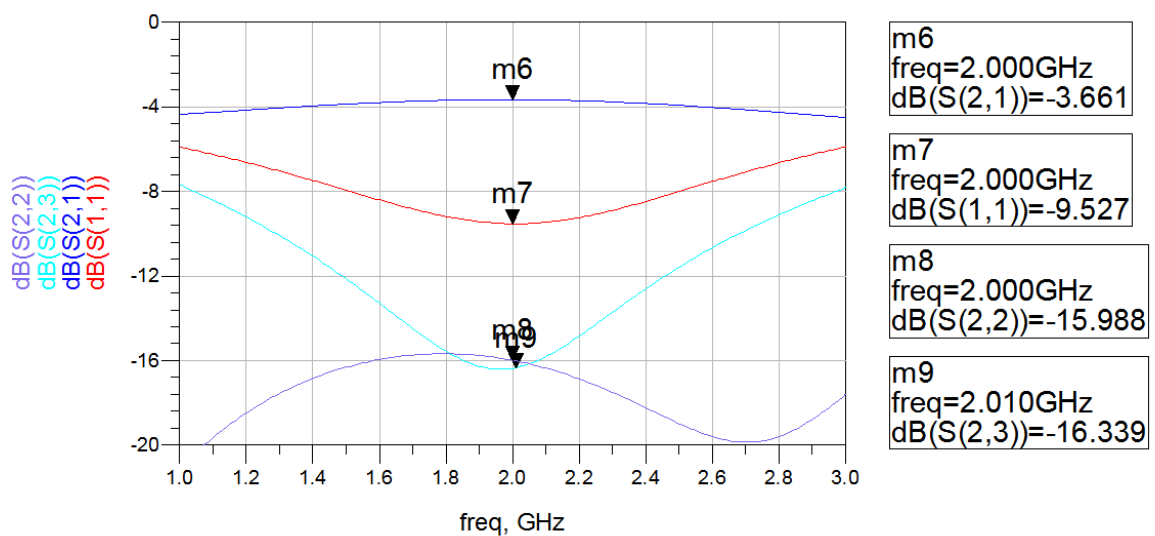
#### **Fordeler:**

- **Enkelhet:** Wilkerson splitteren er enkel, og den tar ikke alt for stor plass i fysisk størrelse.
- **Tap:** Dersom det hadde vært brukt ideelle komponenter ville en Wilkerson splitter ikke introdusert noe ekstra effekttap annet en de 3dB som kommer av at signalet blir splittet i to. I praksis er ikke komponentene ideelle og det vil bli introdusert noe ekstra tap, men dette er imidlertid meget lavt.
- **Isolasjon:** På grunn av motstanden mellom de to utgangsportene er isolasjonen så godt som 100%, noe som er svært fordelaktig. Det er i tillegg mulighet for å endre eller fjerne motstanden dersom det viser seg å være mulig å utnytte refleksjonen på inngangene til delforsterkerne på en fordelaktig måte.

## Ulemper:

- **Frekvensrespons:** På grunn av at splitteren er basert på kvartbølgerlinjer har den store begrensninger i båndbredde.

Overveies disse faktorene med tanke på at den skal brukes i en Dohertyforsterker som også baserer seg på bruk av kvartbølgerlinje vil det ikke være noen stor ulempe med den begrensede frekvensresponsen. S-parameterne for Wilkerson splitteren i Figur 2.8 viser også at båndbredden ikke dropper drastisk fort rundt senterfrekvensen.



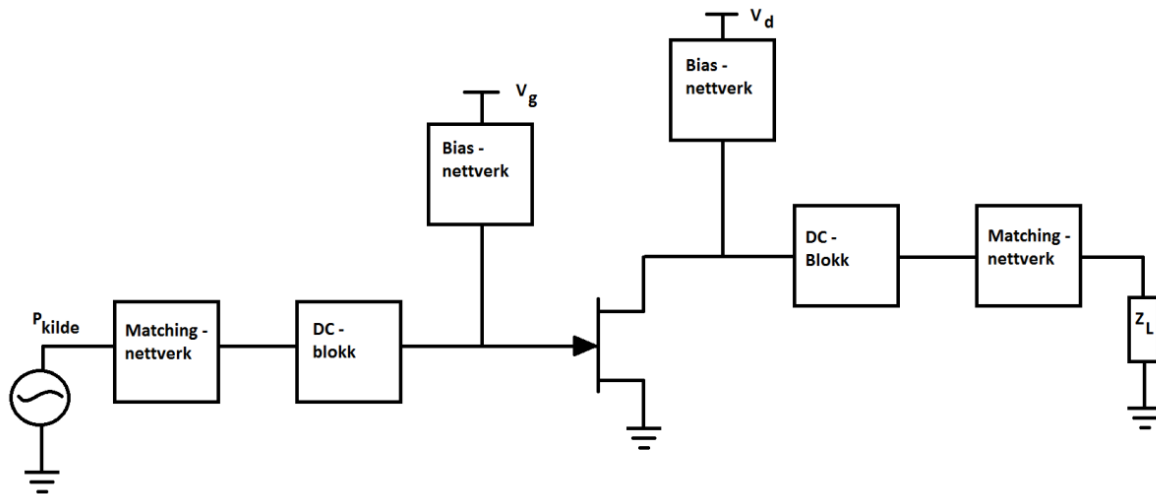
**Figur 2.8 S-parametere for toveis Wilkerson splitter brukt i denne oppgaven.**

## 2.3 Designteori

Når det skal designes en RF forsterker deles det ofte opp i to hoveddeler, aktiv enhet og passivt nettverk. Den aktive enheten vil i denne forsterkeren være transistorene. I denne oppgaven er det kun brukt et forsterkerledd i hver av delforsterkerne som vist i Figur 2.9 og det vil derfor kun bli fokusert på det. Valg av den aktive enheten gjøres ut fra designkravene for forsterkeren. Forskjellige transistor teknologier har ulike egenskaper innen operasjonsfrekvens, effektkapasitet, gain, osv. Dette er noe som gjøres relativt raskt i forhold til design av det passive nettverket som ofte er mye mer tidkrevende.

De fysiske hoveddelene er vist i Figur 2.9, disse er tilpasningsnettverk, eller tilpasningsnettverk, på inn og utgang, DC-blokk og biasnettverk. En kondensator av lav verdi vil fungere som DC-blokk. Tilpasningsnettverket skal hovedsakelig designes slik at stabilitet, gain, linearitet, effektivitet og andre designkrav blir tatt hensyn til og blir som ønsket. Viktige

punkter som biasnettverk, stabilisering og tilpasning utdypes under. Disse punktene er viktige å ta hensyn til, samtidig som gain og effektivitet blir minst mulig svekket og blir best mulig i henhold til designkravene.



**Figur 2.9: Blokkdiagram av en RF forsterker.**

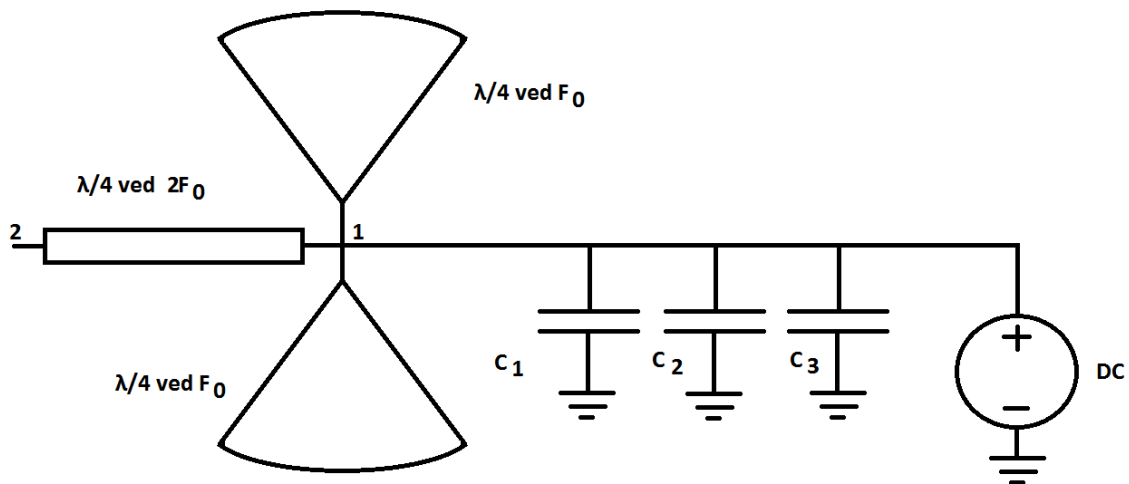
### 2.3.1 Advanced Design System ADS

Simuleringsprogrammet brukt i denne oppgaven er ADS. Advanced Design System fra Agilent Electronic Engineering Software er et design- og simuleringsverktøy for RF-, mikrobølge- og høyhastighets digitale design. Dette er et program som blant annet kan brukes av MMIC designere, signal integrity engineers, RFIC designere, RF & mikrobølge kretsdesignere, RF System-in-Package & RF Modul designere. I ADS er det støtte for blant annet oppsett av skjemattegninger, layout, frekvens- og tidsdomene simuleringer, en rekke forskjellige karakteriserende parameter simuleringer og elektromagnetisk felt simuleringer. ADS støtter altså alle steg i en designprosess og gjør det dermed mulig for brukeren å karakterisere og optimalisere et RF design [9].

### 2.3.2 Biasnettverk

Oppgaven til et biasnettverk er å blokke alt RF signal fra å lekke til DC kilden, slik at det blir levert den ønskede spenningen og strømmen til transistoren uten at signalet som skal

forsterkes blir påvirket. Det finnes mange måter å designe et biasnettverk som utfører oppgaven sin effektivt, men i denne oppgaven er det valgt et oppsett som vist i Figur 2.10. Her benyttes to vifteformer med lengde like en kvart bølgelengde ved  $f_0$  og kvart bølgelengde ved  $2f_0$  for å kortslutte RF signal i node 1. Sammen med avkoblingskondensatorene  $C_1 - C_3$  stopper viftene RF signal fra å lekke til strømforsyningen. Kvartbølgerinjen mellom node 1 og 2 transformerer kortslutningen til å bli sett som en åpen krets i node 2 ved  $f_0$  og kortslutning ved  $2f_0$ . Størrelsene og antall på kondensatorene blir valgt så de dekker et bredt frekvensspekter, eksempelvis  $10\text{nF} - 100\mu\text{F}$  for  $2\text{GHz}$ .



**Figur 2.10 Biasnettverk med to vifter.**

### 2.3.3 Stabilisering

Dersom inngang- eller utgangsimpedansen har en negativ reell del kan det oppstå oscillerende effekter. Det vil også si at enten  $|\Gamma_{out}| > 1$  eller  $|\Gamma_{in}| > 1$ . Disse ustabilitetene er uønsket i et PA design. Det defineres to typer av stabilitet:

**Ubetinget stabil:** Det vil si at  $|\Gamma_{out}| < 1$  og  $|\Gamma_{in}| < 1$  for alle passive kilder og laster.

**Betinget stabil:** Vil si at  $|\Gamma_{out}| > 1$  eller  $|\Gamma_{in}| > 1$  for kun noen passive kilder og laster.

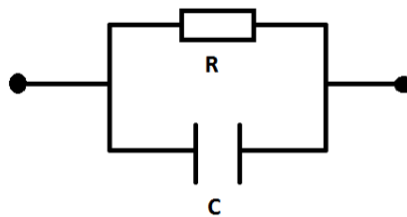
For å måle stabiliteten til en forsterker blir det i denne oppgaven brukt  $\mu$ -test. Testen er vist i ligning ( 2.10). For at kretsen skal være stabil må  $\mu > 1$  [5]. Denne testen gir også en indikasjon på hvor stabil kretsen er ved at høyere  $\mu$  verdi gir en mer stabil krets. Det vil være viktig at stabiliteten til kretsen er god så ikke små variasjoner kan utløse ukontrollerte svingninger.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.10a)$$

Der:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.10b)$$

For å unngå oscillering og dermed sikre at kretsen er stabil finnes det flere metoder som kan anvendes. Ofte er små frekvensselektive kretser mellom inngangen til signalet og gateinngangen til transistoren det beste valget. Man kan også bruke rene motstander, men dette vil påvirke blant annet gainet og støyen i større grad. I Figur 2.11 er det vist en parallell RC krets som brukes mellom inngangen og gaten i denne oppgaven. Det er også brukt en ren motstand mellom biasnettverket til gaten og gateninngangen på transistoren for ytterligere stabilitet. Siden den rene motstanden står i parallell med inngangssignalet vil den ikke påvirke signalet i like stor grad som om den hadde stått i serie. Det er derfor en god metode for å oppnå stabilitet uten at gain, effektivitet eller noe annet blir påvirket i noe stor grad.

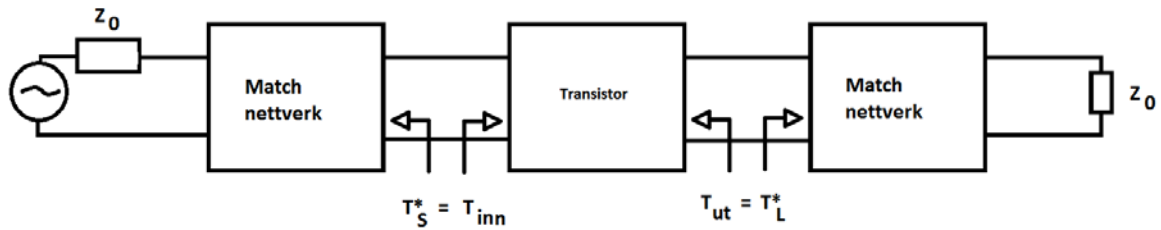


**Figur 2.11: RC-krets.**

### 2.3.4 Tilpasningsnettverk

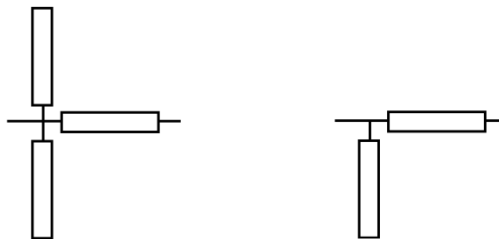
Et tilpasningsnettverk brukes for å maksimere effekten som leveres til forsterker slik at minst mulig av inngangssignalet blir reflektert tilbake. Dette gjøres ved å transformere impedansen i et tilpasningsnettverk slik at den ønskede impedansen sees av transistoren. Det optimale tilpasningsnettverket på inn- og utgangen vil tilsvare den komplekskonjugerte inngangsimpedansen og utgangsimpedansen som optimaliserer formålet. I Figur 2.12 er det vist en 2-port med et tilpasningsnettverk på inngang og utgang [5].





**Figur 2.12** Transistor med tilpasningsnettverk på inn- og utgang.

For å konstruere et tilpasningsnettverk trenger man vite impedansen til forsterkeren, dette kan måles eller simuleres. Når man har impedansen brukes et Smith-diagram for å beregne hvilke type linjer som trengs, og hvilke lengder. Dette gjøres lettest med et impedans/admittans Smith-diagram. Legger man til en linje i parallell vil man endre admittansen. Legger man til en linje i serie vil man endre impedansen. Er målet minst mulig refleksjon ønskes det et nettverk som er matchet til sentrum av Smith-diagrammet der impedansen  $Z/Z_0 = 1$ , som vil si du har et tilpasningsnettverk som gir null refleksjon [5] [10]. I Figur 2.13 vises to eksempler på hvordan et tilpasningsnettverk kan se ut med transmisjonslinjer, der man endrer bredde og lengde på linjene og stubbene for og best mulig oppnå det ønskede resultatet.

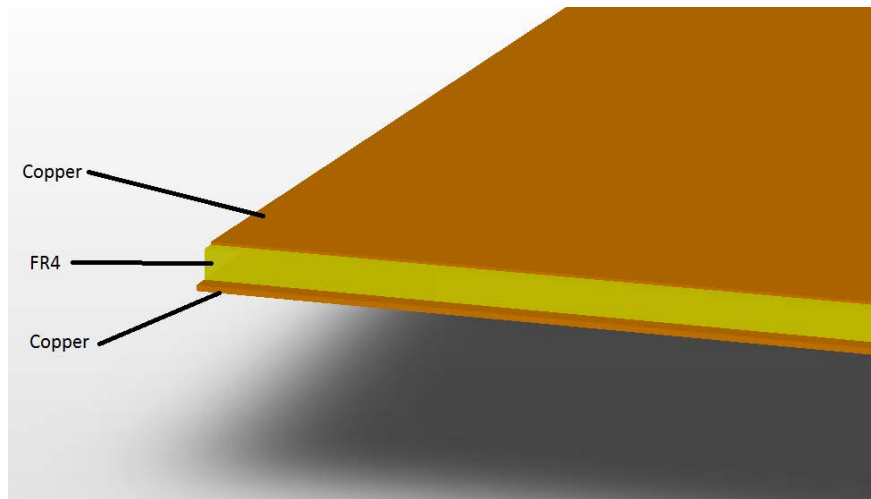


**Figur 2.13:** Transmisjonslinjer for endring/tilpasning av impedans.

### 2.3.5 Teknologi

#### Substrat

Mikrostripsubstratet anvendt i denne oppgaven er et FR4-substrat fra Bungard. FR4-substratet er  $1.55 \pm 0.08$  mm tykt mens kobberlaget er  $35 \pm 5$   $\mu\text{m}$  tykt på hver side [11].



**Figur 2.14: Mikrostripsubstrat [12].**

Viktige verdier for substratet som brukes til utregninger og simuleringer i denne oppgaven [11]:

- Relativ elektrisk konstant  $\epsilon_r = 4,4$
- Tykkelse på substrat  $h = 1.6 \text{ mm}$
- Dielektrisk tapstangent  $\tan \delta = 0.02$
- Tykkelsen på metall  $t = 35 \mu\text{m}$

### **Transistor**

I denne oppgaven benyttes CGH40010F fra Cree som er en 10W RF power GaN-HEMT. Typiske data for transistoren [2]:

- Opp til 6 GHz Operasjonsfrekvens
- 16dB småsignalgain ved 2 GHz
- 14dB småsignalgain ved 4 GHz
- 13 W typisk uteffekt ved metning
- 65% effektivitet ved metning
- 28V operasjonsspenning

GaN teknologi har mange fordeler i forhold til GaAs teknologi. En GaN transistor vil ha høyere operasjonsspenning, operasjonstemperatur, samt effekttetthet enn en transistor med GaAs teknologi, og er i tillegg et veldig slitesterkt materiale [13]. Dette gjør det til en jevnt over bedre teknologi som er viktig for å kunne oppnå bedre resultater.

## **Kondensatorer**

Kondensatorene brukt i denne oppgaven kommer fra 0603 S-series capacitors and ceramic inductors fra Johanson [14]. Typiske data for kondensatorserien R14S som er kondensatordelen av 0603 S-serien [15]:

- Standard størrelse: 0603
- Størrelser fra 0.2 pF til 100pF
- RF effekt applikasjoner
- Høy resonansfrekvens
- Flerlags oppbygning
- Høy Q-faktor

## **Motstander**

Motstandene i denne oppgaven er overflatemonterte metallfilmsmotstander i 0603-størrelse fra RK73-serien til KOA. Disse har en toleranse på  $\pm 1\%$ . Disse fantes det ikke ADS modeller av og det er derfor brukt ideelle komponenter til simuleringer. Det har derimot vist seg ved tidligere tester at de samsvarer rimelig godt.



## 3 Metode

I metodekapittelet beskrives fremgangsmåten til arbeidet som er utført i denne oppgaven. Det er delt inn i fire større delkapitler med underkapitler hvor innholdet kort oppsummeres under.

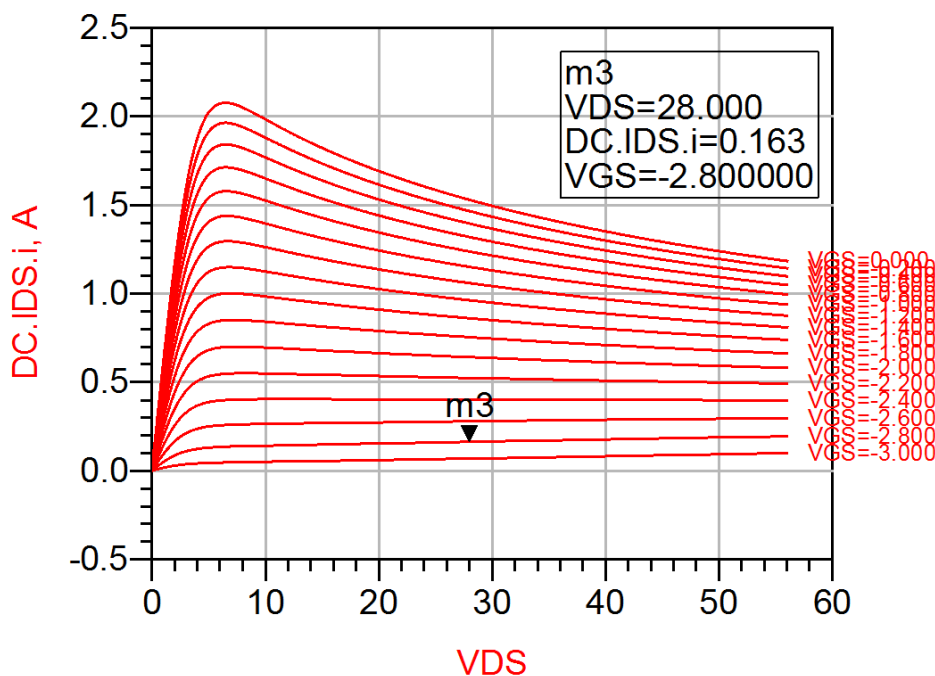
- **Kretsdesign av klasse B main- og auxiliaryforsterker** – I dette delkapittelet blir stegene i designprosessen av delforsterkerne main og aux i ADS gjennomgått. Det starter med valg av biaspunkt og design av biasnettverk, for så å beskrive stabiliseringsnettverket og tilpasningsnettverkene på både inngang og utgang. Til slutt blir konstruksjonsprosessen av forsterkerne beskrevet.
- **Måling på main- og auxiliaryforsterker** – Her beskrives karakteriseringen ved målinger på main- og auxforsterkeren. Det starter med s-parametermåling og avsluttes med 1-tone storsignalmålinger på begge to.
- **Design av Dohertyforsterker** – Her blir prosessen med å sette sammen de to delforsterkerne og designprosessen med inngangsnettverket og utgangsnettverket, samt Wilkerson splitteren beskrevet. Videre følger en beskrivelse av simuleringen og testingen på Dohertyforsterkeren for å finne en funksjon som kan brukes som dynamisk bias.
- **Måling på Dohertyforsterker** – I siste delkapittel beskrives målingene og testene som ble utført på den ferdige Dohertyforsterkeren. Det ble først utført 1-tone storsignalmålinger tilsvarende de som ble gjort på delforsterkerne. Dette ble gjort for å finne den optimale funksjonen for gatespenningen til auxforsterkeren for å kunne anvende den med dynamisk bias. Med dynamisk bias ble det testet med 16QAM signal.

### 3.1 Kretsdesign av klasse B main- og auxiliaryforsterker

De to klasse B forsterkerne er delvis basert på en klasse B forsterker som ble designet i en forberedende prosjektoppgave [16]. Dette designet finnes i vedlegg A sammen med viktige nøkkeltall.

#### 3.1.1 Arbeidspunkt og biasnettverk

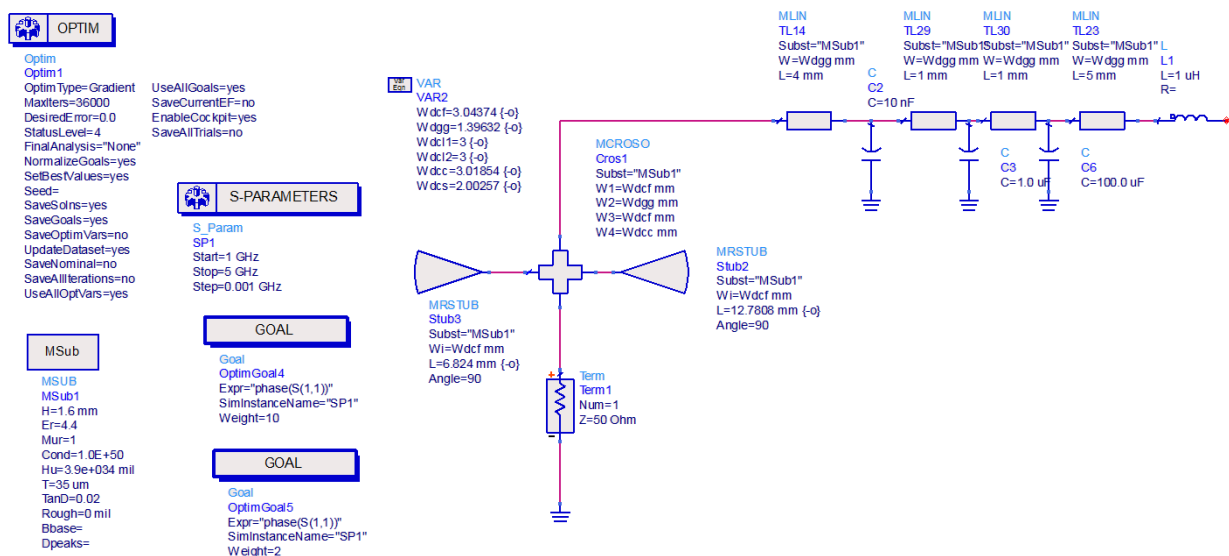
Første steg ved design av en RF PA er valg av arbeidspunkt. Ifølge teorien skal en klasse B forsterker biaseres på terskel med null tomgangsstrøm. Dette vil i praksis gi ulineariteter i terskelområdet og det velges derfor å ha en liten tomgangsstrøm. I Figur 3.1 vises I-V kurvene for transistoren som blir brukt og markøren m3 viser arbeidspunktet som er valgt i denne oppgaven. Det har en tomgangsstrøm på 163mA og vil da operere som en dyp klasse AB, altså en mellomting mellom klasse A og B. Operasjonsspenningen brukt her er 28V, som er standard operasjonsspenning for transistoren [2]. For simulering av I-V kurver ble det brukt ADS designguiden: FET I-V Curves, Class A Power, Eff., Load, Gm vs. Bias (FET\_IV\_Gm\_PowerCalcs).



Figur 3.1: I-V kurver for transistoren.

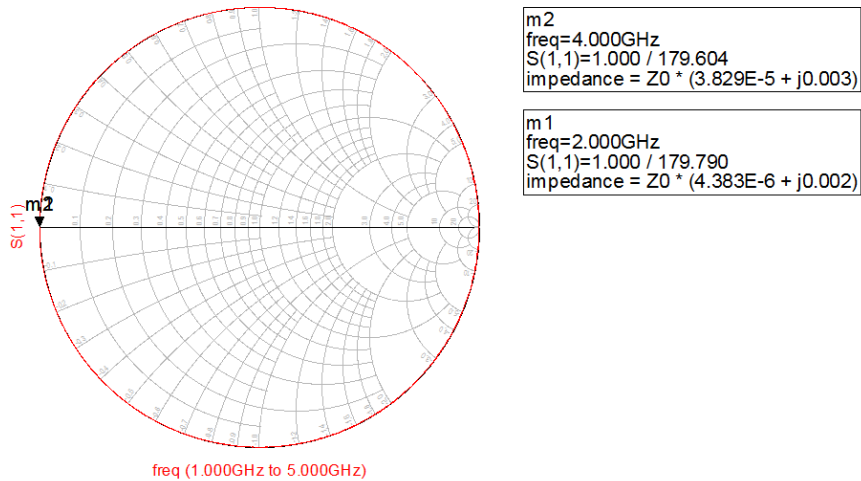
Som forklart i teorien er hovedoppgaven til et biasnettverk å blokkere slik at det ikke lekker noe RF signal til spenningskilden. Ved realisering av biasnettverket i Figur 2.10 ble det først satt opp en s-parameter optimaliseringstestbenk for komponentene vist i Figur 3.2. Optimalisering i ADS fungerer slik at det angis hvilke variabler som skal endres og målene som ønskes oppnådd på forhånd. Deretter blir det utført automatiske sveip for å finne de beste verdiene ut i fra restriksjonene og de forhåndsbestemte målene. Målene var her å oppnå kortslutning for 2- og 4GHz i node 1. Optimaliseringsmålene ble derfor satt til 180° fase og så liten impedans som mulig.

Som vifter i ADS brukes modellene MRSTUB. Desto større vinkel det er på viftene, desto større vil båndbredden bli, men for at de ikke skulle ta for stor plass og bli upraktiske ble de satt til 90°. I tillegg benyttes MCROSO for å kalkulere inn et bindeledd mellom komponentene. Mellom viftene og tilkoblingen av spenningsforsyningen som blir simulert med en 1μH spole, blir MLIN brukt som linjer rundt tilkoblingene av avkoblingskondensatorene. Verdiene på C2 C3 og C6 ble henholdsvis satt til 10nF, 1μF og 100μF. Det er fordelaktig å ha disse så nære viftene som mulig. Det er her simulert med 4 mm avstand som er tilfredsstillende for dette formålet ved 2 GHz. Som en kombinasjon av at parasittene fra disse kondensatorene ikke er så viktig å få med i regnestykket og at det ikke fantes modeller for de reelle kondensatorene som ble brukt, ble disse simulert som ideelle.



**Figur 3.2: S-parameter optimaliseringstestbenk for øvre del av biasnettverk.**

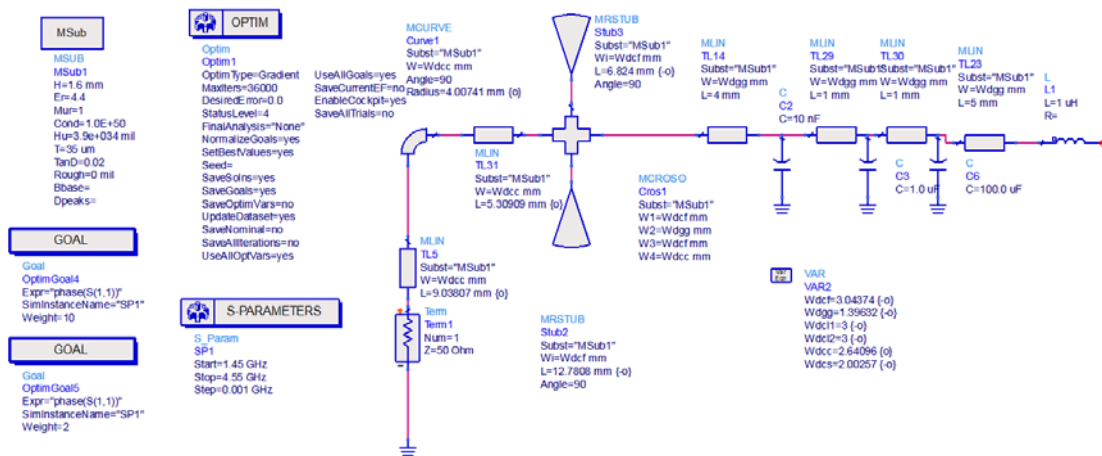
Resultatet for simuleringen av den øvre delen av biasnettverket er vist i Figur 3.3. Her viser markør m1 og m2 at det er tilnærmet kortslutning ved 2- og 4 GHz slik som ønsket.



**Figur 3.3: Resultat for optimalisering av øvre del av biasnettverk.**

Det siste steget for å fullføre biasnettverket var å legge til en kvartbølgelinje mellom viftene og transistoren. For hele biasnettverket viste det seg å være nødvendig med forskjellige design for gate- og drainnettverket for å fysisk få plass på kortet. Drainnettverket ble derfor designet med en sving vist i Figur 3.4, mens gatenettverket designes med en rett kvartbølgelinje vist i Figur 3.5.

For drainnettverket ble modellen MCURVE brukt til å danne svingen med en MLIN på hver side for å oppnå den nødvendige lengden. Siden gate nettverket er rett trengtes det kun en MLIN for å danne kvartbølgelinjen. Bredden på linjene ble satt til 50Ω som tilsvarer omtrent 3,018 mm. Videre er det brukt samme prosess for optimalisering og simulering på begge nettverkene.



**Figur 3.4: Drain biasnettverk.**

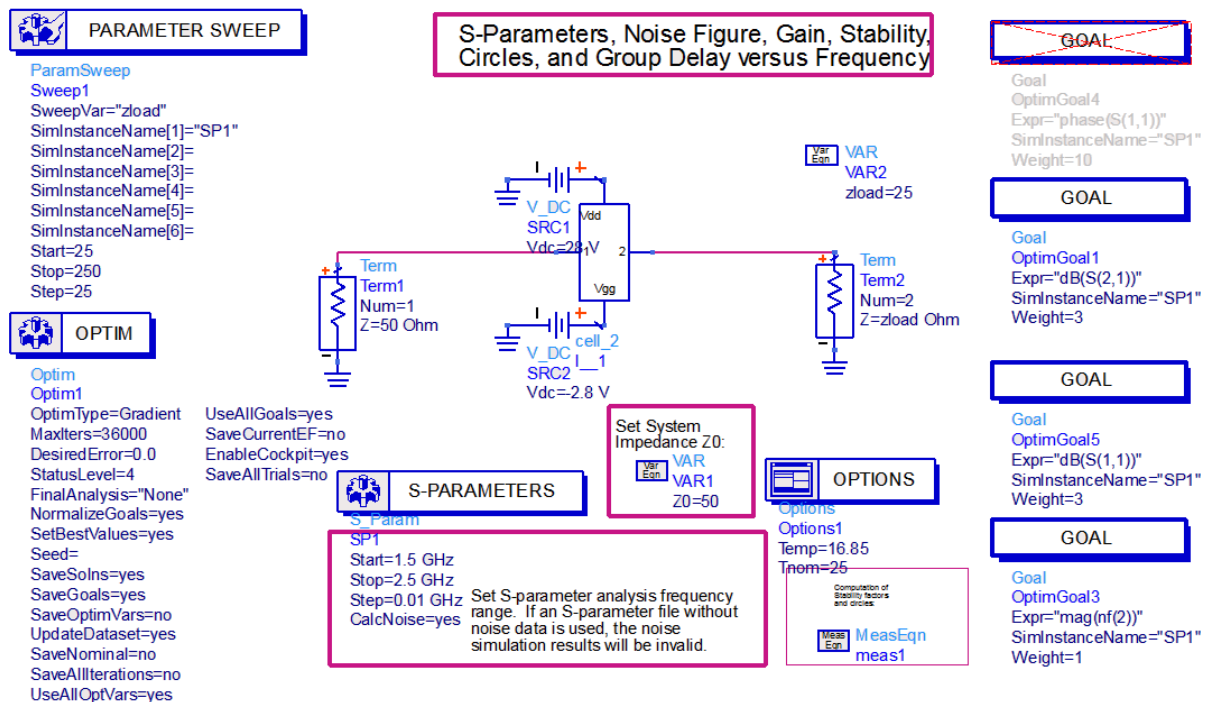




### 3.1.2 Stabilisering

For testing av stabilitet er det brukt småsignalsimuleringer og designguiden S-Params, Noise Fig., Gain, Stability, Circles, and Group Delay(SP\_NF\_GainMatchK) i ADS vist i Figur 3.7. Denne testbenken bruker både k-faktor test og  $\mu$ -faktor test for å måle stabiliteten til kretsen. Begge testene er utdypet i teorien, men essensen ved disse er at de må gi en verdi større enn 1 for at kretsen skal være stabil. Målet var å gjøre forsterkerne ubetinget stabil fra 0.1 GHz til 10 GHz.

Ved tester uten noe design for stabilisering var forsterkerne ikke stabile og det ble derfor nødvendig å benytte stabiliseringskretser. Ved å legge til en RC-parallellkobling i serie på inngangen, ble kretsen stabil over store deler av frekvensområdet.

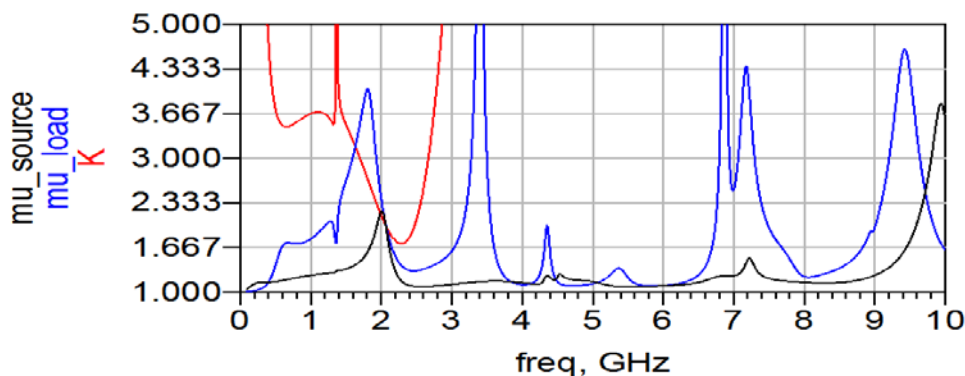


Figur 3.7: S-parameter måling/optimalisering-oppsett av forsterkeren.

Det ble startet med testing av ideelle komponenter og vilkårlig størrelse. Etterhvert ble kondensatorene byttet ut med modeller fra Johanson [15], komponentstørrelsen ble valgt med utgangspunkt i utvalget fra Johanson [14]. Motstandsstørrelsen ble valgt utfra utvalget for motstander som var tilgjengelig. Derimot ble det hele tiden simulert med ideelle motstander på grunn av disse ikke har stort avvik fra virkeligheten og det ikke var tilgang på reelle modeller. Som størrelser i stabiliseringskretsen falt valget på en motstand på 56 $\Omega$  og en

kondensator på 3.9 pF. Det er brukt samme stabiliseringsmetoder og samme størrelser på main- og auxforsterkeren.

Verken main- eller auxforsterkeren ble ubetinget stabil fra 0.1 GHz til 10 GHz av denne RC-parallellen, essensielle områder rundt 2 GHz var fortsatt ikke stabilt. Det ble derfor i tillegg lagt inn en motstand i mellom biasnettverket og gatetilkoblingen for ytterligere stabilitet. Det ble eksperimentert med en del forskjellige størrelse her, men små endringer hadde liten effekt. Valget her falt på  $56\Omega$  for begge forsterkerne. Dette gav en k-faktor og  $\mu$ -faktor for Mainforsterkeren som vist i Figur 3.8 der det kan sees at kretsen er ubetinget stabil. Simuleringene for auxforsterkeren så tilnærmet lik ut.



**Figur 3.8: Stabilitet for mainforsterker, målt med k-faktor og  $\mu$ -faktor.**

### 3.1.3 Tilpasningsnettverk

Siste steg i designprosessen av klasse B forsterkerne var tilpasningen for maksimalt gain og effektivitet. Siden disse forsterkerne skal brukes i en Doherty må de matches for flere lastmotstander for å oppnå optimale resultater. Når det gjelder mainforsterkeren er målet at den skal ha best mulig PAE og gain for utgangsimpedans fra  $25\Omega$  til  $50\Omega$ . Mens for auxforsterkeren er det ønskelig at den skal være best mulig matchet for  $50\Omega$  og oppover. Utgangsimpedansen som er oppgitt er hentet fra beregninger som er gjort ved design av hele Dohertyen og er begrunnet i designprosessen av utgangsnettverket i kapittel 3.3.1.

#### Tilpasning av mainforsterker

Det ble i første omgang brukt en linje og en stubb i inngangsnettverket som vist til høyre i Figur 2.13, hvor det ble beregnet noe grove mål for lengde og bredde ved hjelp av LineCalc, samt optimalisering i ADS ble brukt flittig for å finne god match på inngangen.

Optimalisering og s-parametersimuleringer ble gjort i den samme testbenken som ble brukt for stabilitet vist i Figur 3.7.

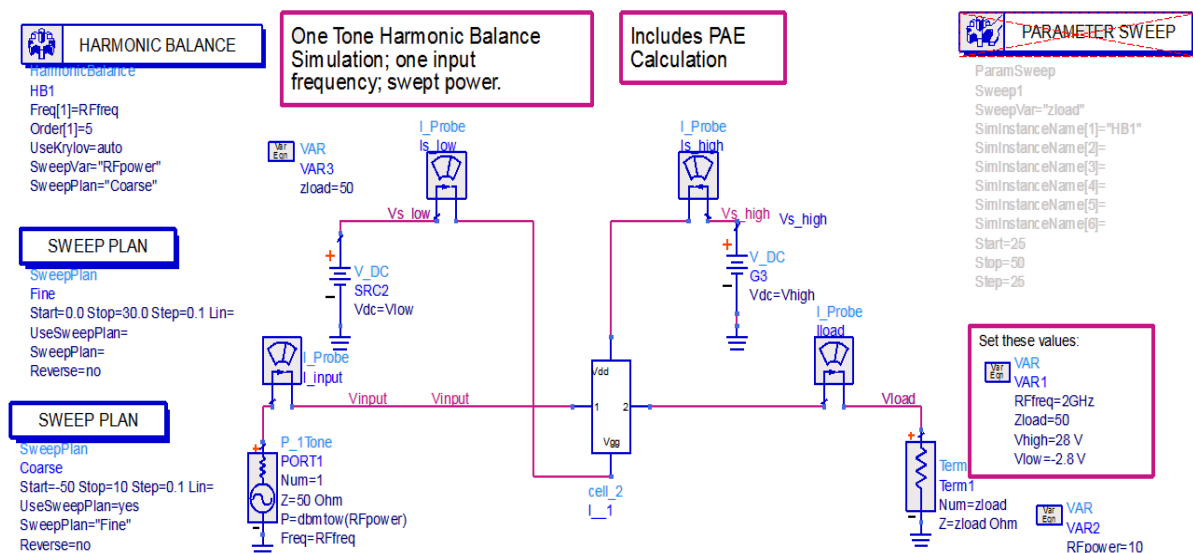
Imidlertid viste det seg at de mest optimale målene for denne type tilpasningsnettverk ble for lange og derfor ikke var mulig å få implementert i praksis på grunn av at main- og auxforsterkeren må stå så nærme hverandre på kortet i den ferdige Dohertyforsterkeren. Det er derfor nødvendig at stubbene i tilpasningsnettverkene er korte og valget falt derfor i stedet for på to stubber og en linje i inngangstilpasningsnettverket som vist til venstre i Figur 2.13. Med denne løsningen var det mulig å finne optimale lengder der stubbene var korte nok til å få plass på kortet. For optimalisering ble parameterne i Tabell 3-1 brukt. Det ble også vekslet mellom  $25\Omega$  og  $50\Omega$  terminering på utgangen for å få best mulig match for dette spranget.  $S_{21}$  er satt så høyt for å overkomme totalkravet for dohertyforsterkeren. På grunn av splitteren vil inngangssignalet dempes 3dB dersom auxforsterkeren er av, som direkte fører til at  $S_{21}$  vil være 3dB lavere enn om den skulle operert alene utenfor Dohertyen.

**Tabell 3-1: Parametere for optimalisering av ferdig forsterker.**

Parameter	Mål	Min Freq.	Max. Freq
$S_{11}$	<-10dB	1.9 GHz	2.1 GHz
$S_{21}$	>15dB	1.9 GHz	2.1 GHz
$S_{21}$ rip.	<1dB	1.9 GHz	2.1 GHz

For utgangen holdt det med en stubb og en linje slik som først testet for inngangen. Det ble brukt samme rutine og samme parametere for optimalisering. Det ble benyttet optimalisering i ADS flere ganger og annenhver gang på inngang og utgang for å oppnå best mulig resultat.

I tillegg ble storsignalsimuleringer brukt for å måle PAE og hvor mye effekt den leverte. Til dette ble det brukt designguiden Spectrum, Gain, Harmonic Distortion vs. Power (w/PAE)(HB1TonePAE\_Pswp) som vist i Figur 3.9. Hvis disse målingene viste seg å være dårlige og under de gitte spesifikasjonene ble optimaliseringsprosessen gjentatt. For at Dohertyen skal levere 43dBm, må main og aux levere 40dBm hver.



Figur 3.9: Storsignal måleoppsett for forsterkeren.

### Tilpasning av auxforsterker

For tilpasning av auxforsterkeren ble det brukt samme nettverk på utgangen og inngangen som for mainforsterkeren. Det eneste som ble endret var at termineringen ble variert fra  $50\Omega$  til  $100\Omega$ . Det ideelle ville vært å ha den matchet opp til uendelig, men dette lar seg ikke gjøre i praksis.  $100\Omega$  ble brukt fordi dette er en dobling av  $50\Omega$  som igjen vil si at hvis auxforsterkeren ser  $50\Omega$  på utgangen når den er på, vil den kun være  $1/3$  på når den ser  $100\Omega$  som vises under med utgangspunkt i ligning ( 2.4) hvis man ser relativt på strømmene slik at på er 1 og 0 er av:

$$100 = 25 \left( \frac{I_2 + 1}{I_2} \right) \quad ( 3.1)$$

$$I_2 = \frac{25}{75} = \frac{1}{3} \quad ( 3.2)$$

Det betyr at når den kun er  $1/3$  på vil den uansett ikke levere mye uteffekt og derfor ikke heller ha en høy PAE, så konklusjonen som kan trekkes av dette er at det ikke vil være nødvendig å matche godt for høyere motstander på utgangen.

### 3.1.4 Konstruksjon av forsterker fra ADS design

Fra det ferdige designet for main- og auxforsterker i vedlegg B og C ble layoutet laget. Mye av dette kan automatisk genereres av ADS, i tillegg må det legges til jordingpads og hull til transistoren. Den ferdige layouten ble så eksportert som Gerber-fil fra ADS for så å bli frest ut på kretskort. Mekanisk verksted kappet til kjøleribber så de passet til kretskortene og boret hull til transistor, sma-konnektorer og skruer slik at kortet kan bli skrudd fast i kjøleribben. På disse kortene ble det brukt plastikkskruer så det var ikke nødvendig å ta hensyn til om de påvirket kretsen, noe som kunne vært tilfellet om de var av metall og ble plassert for nærme linjene.

I Tabell 3-2 er det gitt en oversikt over komponentene som ble loddet på kortene. Det er brukt samme komponenter på både main og aux. I tillegg til ble det også loddet på avkoblingkondensatorer i biasnettverkene. Disse var henholdsvis av størrelse  $0.01\mu\text{F}$ ,  $1\mu\text{F}$  og  $100\mu\text{F}$  der den største ble loddet nærmest DC tilkoblingen. Til slutt ble sma-konnektorene og transistorene skrudd fast og loddet på.

**Tabell 3-2: Oversikt over komponenter brukt i main- og auxforsterker.**

Plassering	Verdi	Type
Transistor	10W	Cree CGH40010F
Inngang DC-blokk	3.9pF	Johanson 0603 S-series
Utgang DC-blokk	4.7pF	Johanson 0603 S-series
Kondensator i RC-stab. krets	3.9pF	Johanson 0603 S-series
Motstand i RC-stab. krets	56 $\Omega$	KOA 0603 RK73
Motstand i gate bias	56 $\Omega$	KOA 0603 RK73

## 3.2 Måling på main- og auxiliaryforsterker

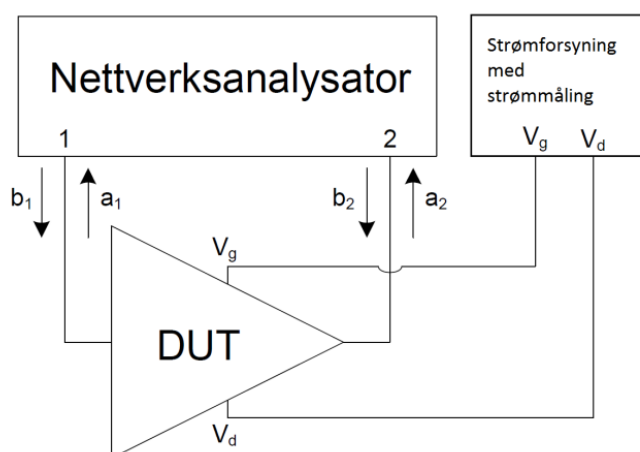
### 3.2.1 Småsignal-/s-parametermålinger

For småsignalmålinger ble det brukt utstyret som er listet i Tabell 3-3. Det ble anvendt dempeledd på -20dB på utgangen av forsterkeren for å sikre at nettverksanalysatoren ikke mottok mer enn 1W. Videre ble det brukt et kalibreringskit fra HP til en SOLT-kalibrering [17].

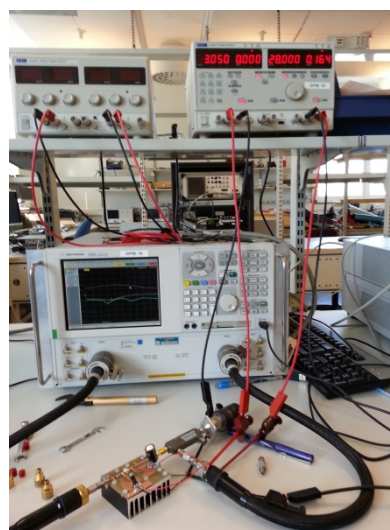
**Tabell 3-3: Utstyrliste for s-parametermålinger.**

Beskrivelse	Produsent	Type
Nettverksanalysator	Agilent	E8364B
Kalibreringskit	HP	85052D(2) 3.5mm eco
Strømforsyning	TTi	EL302T

Gate spenningen ble stilt inn til  $-2,8\text{V}$  og skrudd på før drain spenning ble stilt til  $28\text{V}$  og skrudd på. Det viste seg at det ble levert en høyere tomgangsstrøm enn det var simulert med i ADS. Derfor ble gatespenningen justert slik at tomgangsstrømmen ble  $163\text{mA}$  for å oppnå samme tomgangsstrøm som det ble simulert med i ADS slik at sammenligninger som senere blir gjort er så riktig som mulig. Dette ble oppnådd ved en gatespenning lik  $-3,05\text{V}$ . Oppsettet er vist med skjemattegning og bilde i henholdsvis Figur 3.10 a og b.

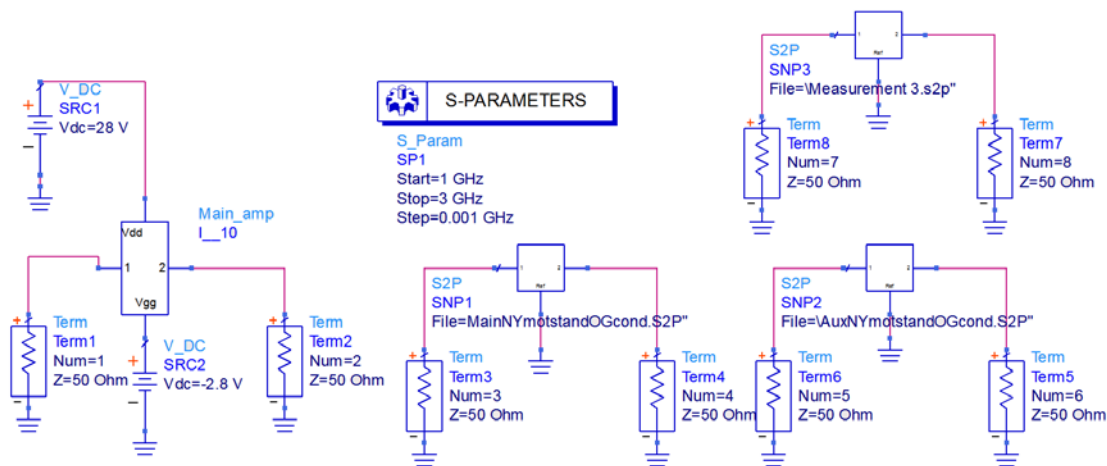


**Figur 3.10a: Skjema for småsignalmåling.**



**Figur 3.10b: Bilde av småsignalmåling.**

Når dette var satt opp ble målingen gjennomført. Resultatene ble eksportert til pc og lagret som .s2p filer slik at de kunne åpnes i ADS for sammenligning med simuleringene. Figur 3.11 viser oppsettet som ble brukt for å sammenligne målingene med de simulerte resultatene der både main- og auxforsterkeren blir sammenlignet med simuleringene ved  $50\Omega$  siden dette er eneste lastspenning som der var kalibreringskit for. Resultatene blir lagt frem i kapittel 4.



**Figur 3.11: ADS testbenk for sammenligning av simuleringer og målinger.**

### 3.2.2 Storsignalmålinger

Utstyret som ble brukt til storsignalmålingene er listet i Tabell 3-4. Det ble også brukt en driverforsterker samt en sirkulator mellom driverforsterkeren og forsterkeren det ble målt på.

**Tabell 3-4: Utstyrliste for storsignalmålinger.**

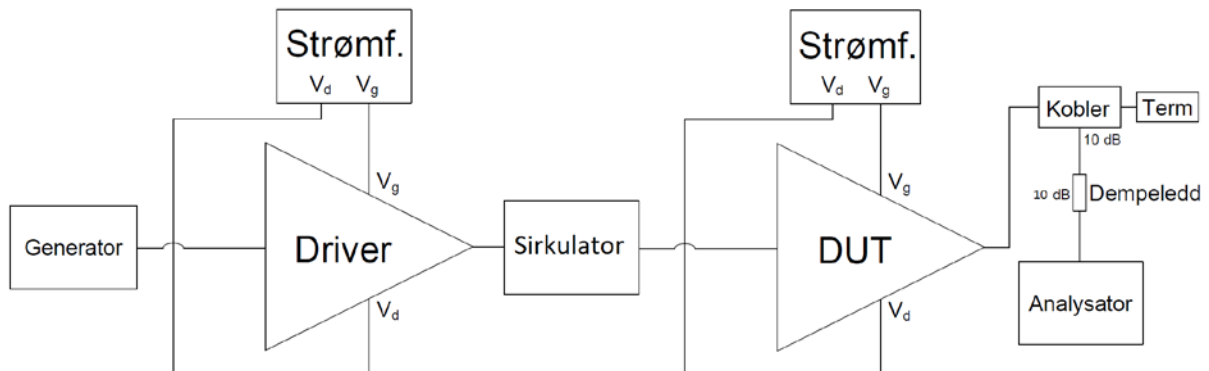
Beskrivelse	Produsent	Type
Signalgenerator	Rohde&Schwartz	SMU200A
Signalanalysator	Rohde&Schwartz	FSQ40
Strømforsyning(DUT)	TTi	EL302T
Strømforsyning(Driver)	TTi	QL355TP
Kobler	ATM inc.	10dB, 2-18GHz
Terminering	Narda	20W, -18GHz
Dempeledd		10dB

Kalibrering for å flytte referanseplanet for målingene til inngangen til driveren og utgangen til DUTen ble gjort manuelt. Dette ble gjort ved å måle dempingen hvor kun kabel inn, dempeledd og kabel ut ble brukt ved 2 GHz. Tapet i inngangskabelen ble målt til 0.52dB og utgangskabel med dempeledd og kobler med terminering ble målt til 21.46dB.

Videre er det viktig å vite eksakt inngangseffekt på DUTen for å kunne beregne riktig PAE og gain senere. Det ble derfor koblet opp som i Figur 3.12 men uten DUTen. På denne måten



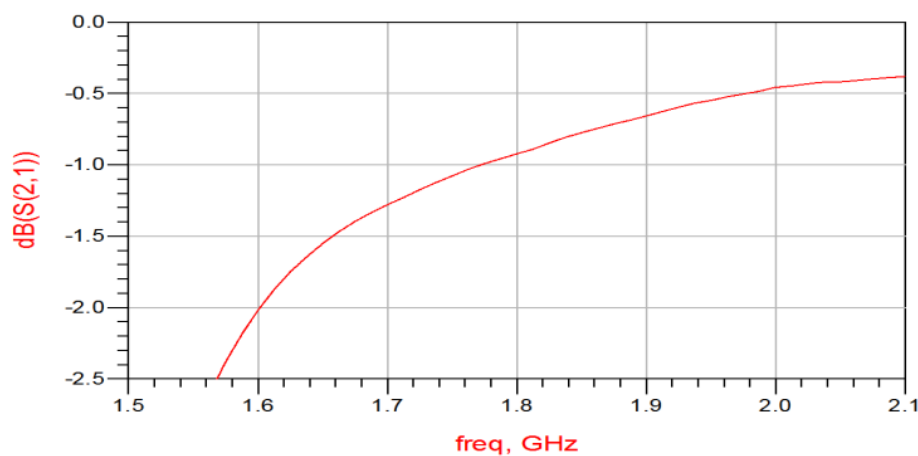
finder man gainet til driverforsterkeren og utgangseffekten etter sirkulatoren som vil være inngangseffekten på DUTen. Til slutt ble hele kretsen i Figur 3.12 koblet opp.



**Figur 3.12: Skjema av oppsett for storsignalmåling.**

Det ble så gjennomført 1-tone effektsveip målinger for både main- og auxforsterkeren. I simuleringene har begge forsterkerne gått i metning ved en inngangseffekt litt under 30dBm. Derfor ble inngangseffekten på DUTen sveipt fra 12dBm til ca. 32dBm for å være sikker på at 1db-kompresjonspunktet og interessante områder rundt dette ble med i målingene. Matlab koden storsig.m i vedlegg D ble brukt for å beregne og plote resultatene som blir vist i kapittel 4.

Sirkulatoren er egentlig beregnet for frekvenser fra 2-4GHz. Derfor ble en måling som var gjort ved en tidligere anledning brukt for å finne tapet rundt  $f_0$  fra sirkulatoren.



**Figur 3.13: Tap for sirkulator brukt mellom driver PA og forsterkeren.**

### 3.3 Design av Dohertyforsterker

Doherty designet er satt sammen av de to forsterkerne main og aux som allerede er blitt designet og dekket tidligere i kapittelet. I tillegg er det designet et inngangsnettverk og et utgangsnettverk som blir beskrevet her. Det er således delt opp i disse fire hoveddelene:

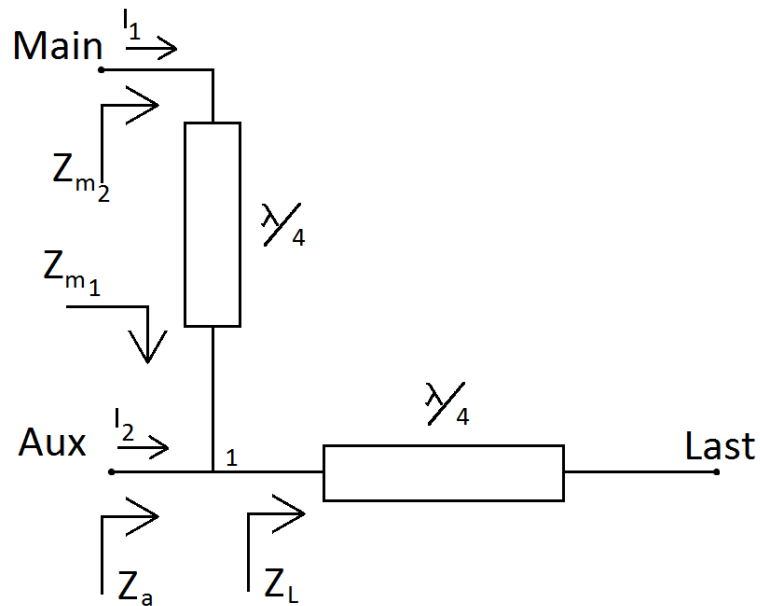
- **Inngangsnettverk** – består av en Wilkerson splitter og en kvartbølgelinje foran tilkobling til auxforsterkeren.
- **Mainforsterker** – ferdig designet og testet klasse B forsterker.
- **Auxforsterker** – ferdig designet og testet klasse B forsterker.
- **Utgangsnettverk** – bestående av kvartbølgelinje mellom utgangen til main og aux, kvartbølgelinje mellom den samlede utgangen og lasten og tilpasning for høyest mulig impedans utfra auxforsterkeren når den er av.

Av praktiske grunner starter designprosessen med utgangsnettverket og ender opp med inngangen.

#### 3.3.1 Utgangsnettverk

Når utgangsnettverket ble designet var det en rekke faktorer som spilte inn. På grunn av at alt av utstyr som blir brukt til målinger av denne forsterkeren har en  $50\Omega$  impedans er  $50\Omega$  satt som lastimpedans for alle simuleringer. Videre er det ønskelig at både utgangsimpedansen på både main- og auxforsterker ikke er for høy der  $50\Omega$  vil være ideelt. Dessverre er ikke dette rett frem siden det er to strømmer som påvirker impedansen sett fra hver av forsterkerne som gitt i ligning ( 2.4).

Figur 3.14 viser en skisse av utgangsnettverket med en kvartbølge mellom main og tilkoblingen til Aux og en ny til utgangen. Kvartbølgen til utgangen tar ekstra plass men den er nødvendig for å transformere lastimpedansen slik at  $Z_L=25\Omega$ . Dette gjøres ved å endre bredden på linjen slik at impedans på linjen blir  $50\Omega / \sqrt{2} \approx 35,35\Omega$ .



**Figur 3.14: Skisse av utgangsnettverk.**

Det ble først gjort beregninger uten den siste kvartbølgen for å kunne spare plass. Hvis da impedansen kvartbølgerlinjen til main =  $50\Omega$  og  $R = \text{Lastimpedansen} = 50\Omega$  gir dette:

Aux av:  
 $(I_1=1,$   
 $I_2=0)$

$$Z_{m1} = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_1} \right) = 50\Omega(1) = 50\Omega$$

$$Z_{m2} = 50\Omega(Z_{m1} \text{ transf. om } 50\Omega)$$

$$Z_a = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_2} \right) = 50\Omega(\infty) = \infty\Omega$$

Aux på:  
 $(I_1=1,$   
 $I_2=1)$

$$Z_{m1} = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_1} \right) = 50\Omega(2) = 100\Omega$$

$$Z_{m2} = 25\Omega(Z_{m1} \text{ transf. om } 50\Omega)$$

$$Z_a = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_2} \right) = 50\Omega(2) = 100\Omega$$

På den ene siden ville dette vært bra med tanke på mainforsterkeren siden den vil se en  $50\Omega$  nå kun den er i bruk, mens når begge er i bruk vil den senkes ned mot  $25\Omega$  utfra hvor mye aux er på. På den andre siden er ikke dette et optimalt scenario for auxforsterkeren siden den alltid vil se en høy impedans og det vil da bli vanskeligere å levere nok effekt som igjen vil spille inn på effektiviteten.

Ved å innføre kvartbølgelinjen mellom last og node 1, med en impedans på  $50\Omega / \sqrt{2} \approx 35,35\Omega$  vil  $Z_L=25\Omega$  og i tillegg endre impedansen til kvartbølgelinjen til main til  $35,35\Omega$  gir det:

Aux av:  
 $(I_1=1,$   
 $I_2=0)$

$$Z_{m1} = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_1} \right) = 25\Omega(1) = 25\Omega$$

$$Z_{m2} = 50\Omega(Z_{m1} \text{ transf. om } 35,35\Omega)$$

$$Z_a = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_2} \right) = 25\Omega(\infty) = \infty\Omega$$

Aux på:  
 $(I_1=1,$   
 $I_2=1)$

$$Z_{m1} = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_1} \right) = 25\Omega(2) = 50\Omega$$

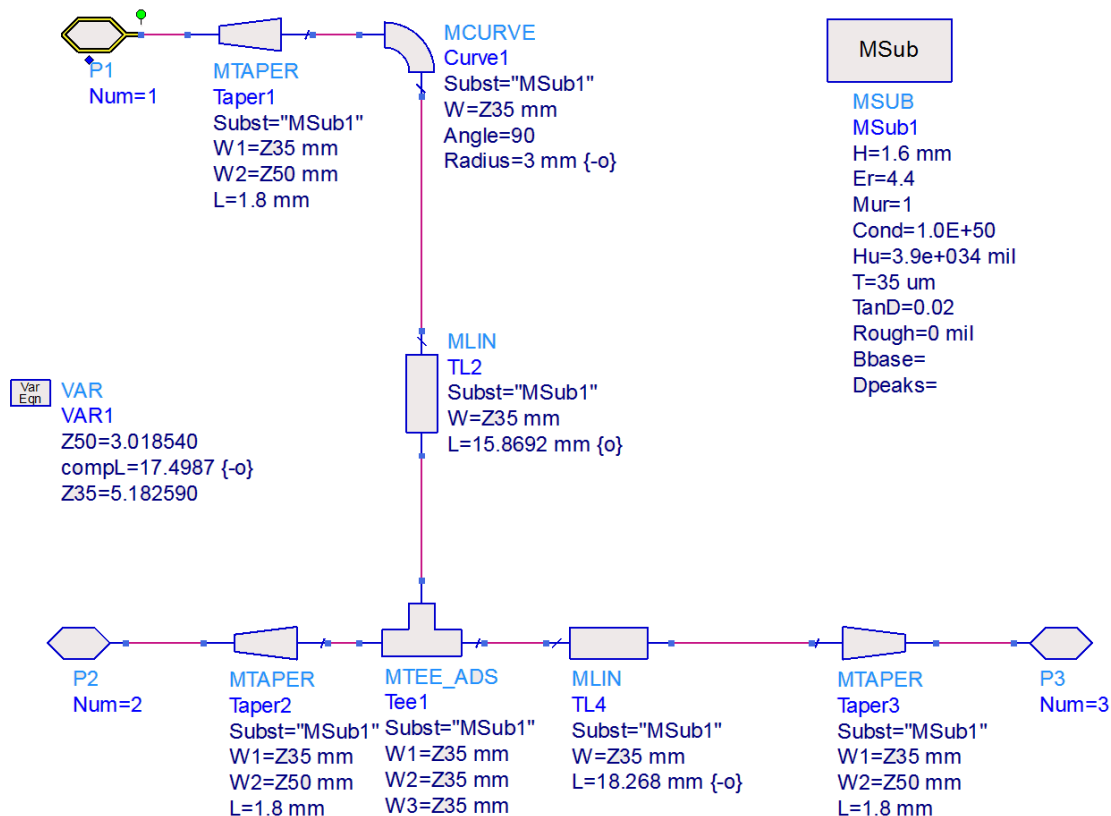
$$Z_{m2} = 25\Omega(Z_{m1} \text{ transf. om } 35,35\Omega)$$

$$Z_a = R \left( \frac{I_1+I_2}{I_2} \right) = 25\Omega(2) = 50\Omega$$

Ved bruk av denne metoden vil scenarioet for main se identisk ut, mens den minste impedansen for aux vil være  $50\Omega$  som gir mer muligheter enn  $100\Omega$ . Det gir totalt et mer ideelt utgangspunkt og ble av den grunn brukt.

Ved realisering av dette nettverket ble det brukt LineCalc i ADS for å finne riktig bredde på linjene slik at de gav impedans  $\approx 35,35\Omega$ , dette ble  $5,18259$  mm. Det komplette utgangsnettverket er vist i Figur 3.15. Lengden på kvartbølgelinjen mellom last og node 1 ble kalkulert og optimalisert i ADS, som linje ble det brukt en kombinasjon av MLIN og MTAPER. Det ble gjort på denne måten for at bredden på linjen der SMA konnektoren skulle loddet på ikke skulle være for bred.

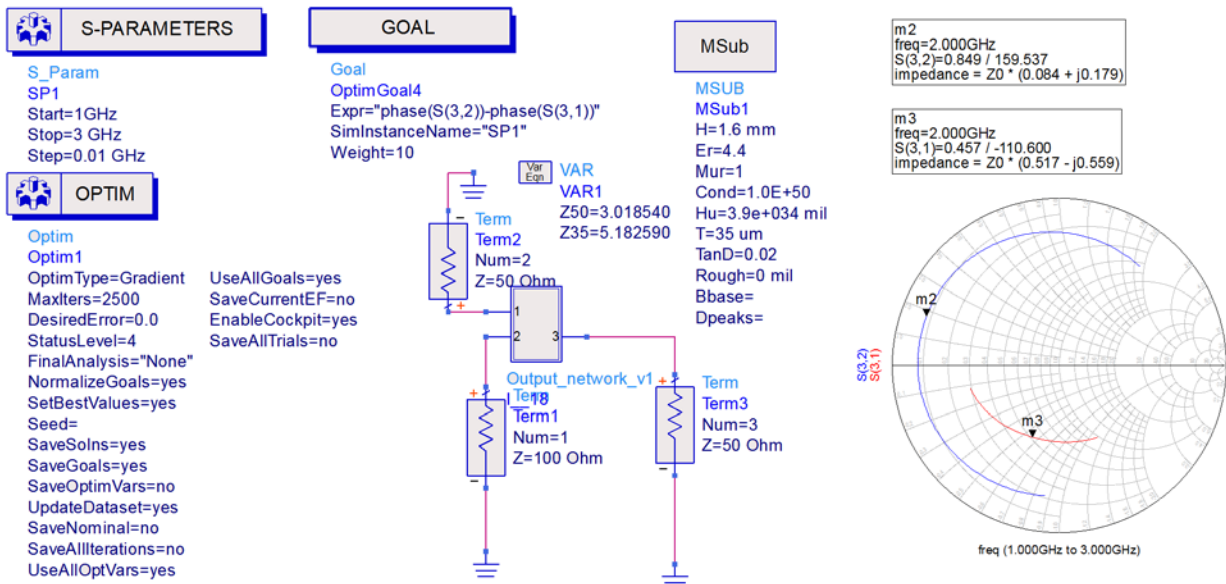
For at forsterkerne enkelt skal passe slik som i Figur 2.5 der de er plassert parallelt vannrett må kvartbølgelinjen mellom main og node 1 svinge  $90^\circ$ . Til dette ble det brukt komponentene MCURVE og MLIN. For beregning av lengden til disse to kombinert ble optimalisering igjen brukt. MTEE ble brukt som leddet for å knytte linjene sammen i node 1.



**Figur 3.15: Utgangsnettverk i ADS.**

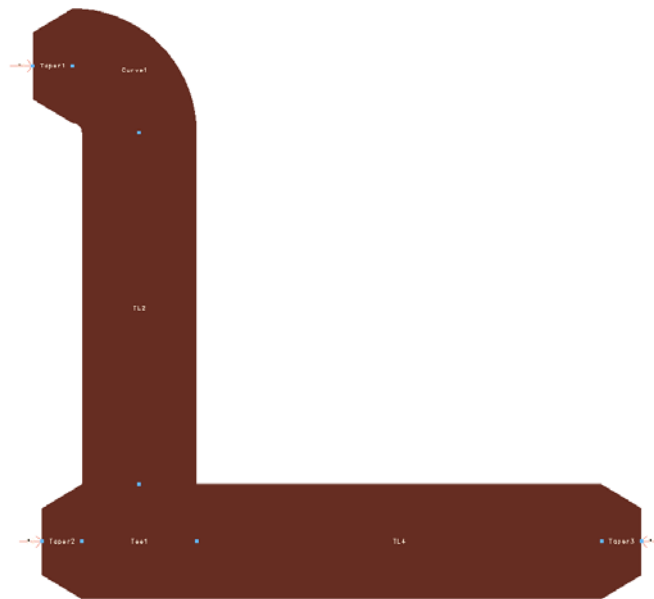
For å bedre resultatet ved lave inngangssignaler hvor auxforsterkeren er av, vil det være fordelaktig om impedansen sett inn mot auxforsterkeren er så stor som mulig når den er av. Dette kan gjøres ved å legge til en linje som fører impedansen til den reelle aksen i Smith-diagrammet. Simulering av auxforsterkeren med gatespenning < -5V viste at det manglet omtrent 8°. For å flytte impedansen ble det brukt en MTAPER med lengde 1.8mm. Dette gav størst impedanse og en mulighet for å koble sammen de to linjene med forskjellig bredde på en enkel måte. Det ble også lagt til en identisk MTAPER ved utgangen til main for å kompensere for den ekstra linjelengden.

Figur 3.16 viser testbenken som er brukt til optimalisering og simulering av utgangsnettverket samt simuleringresultatet. Her vises faseforskyvningen mellom inngangen til main og inngangen til aux som simuleres til  $360^\circ - 159,537^\circ - 110,600^\circ = 89,86^\circ$  hvor  $90^\circ$  ville vært optimalt.



**Figur 3.16: Testbenk for utgangsnettverk med simuleringsresultat.**

Det endelige layoutet for utgangsnettverket er vist i Figur 3.17.

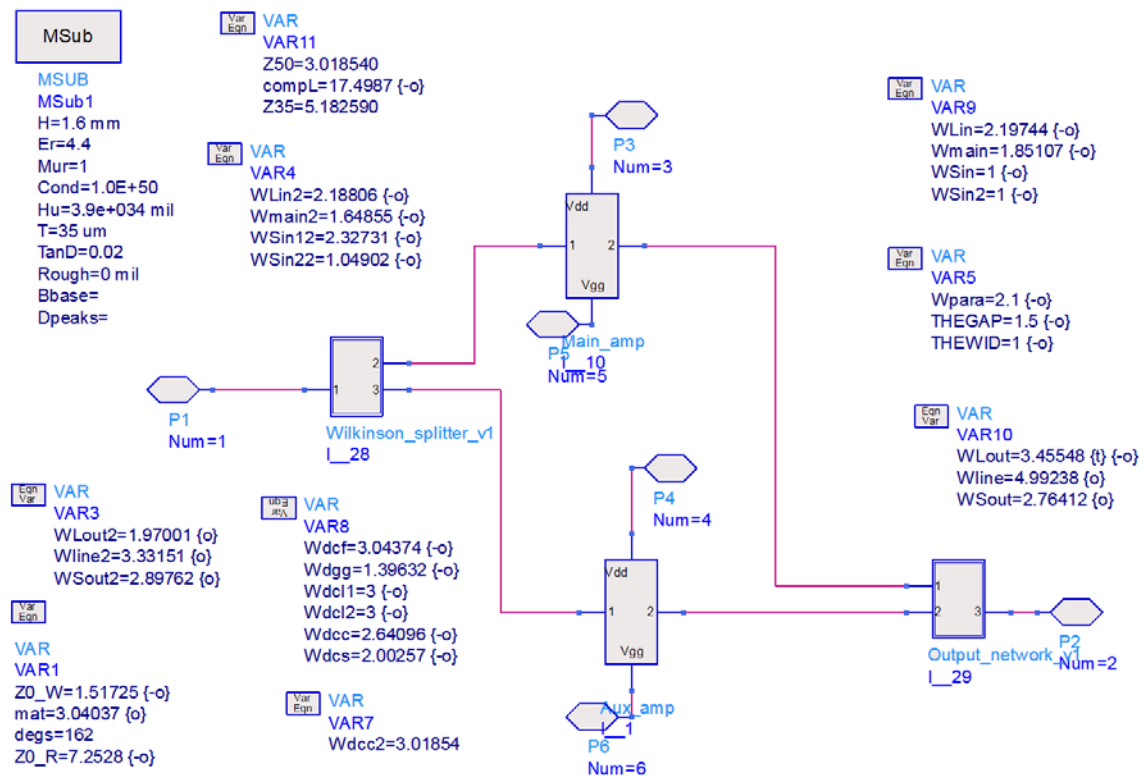


**Figur 3.17: Ferdig layout for utgangsnettverket.**

### 3.3.2 Tilkobling av main- og auxforsterker

For ikke å skape for mange komponenter og mye kaos på samme skjemattegning ble Dohertyen som nevnt tidligere delt opp i fire hoveddeler som vist i Figur 3.18. Her er

Main\_amp og Aux\_amp hhv. main- og auxforsterkeren. Utgangsnettverket og forsterkerne ble koblet sammen før inngangsnettverket ble designet for å kunne beregne avstanden mellom inngangen til main- og auxforsterkeren. Dette var viktig for å få kunnskap om hvor utgangene til inngangsnettverket skulle være for at layoutet skulle stemme og det vil være fysisk mulig og produsere Dohertyforsterkeren. Denne avstanden ble målt til 22,36 mm. Inngangene til forsterkerne er også matchet slik at bredden på den ytterste linjen tilsvarer 50Ω og dermed vil være like bred som utgangene til inngangsnettverket i modellen Wilkerson\_splitter\_v1.



Figur 3.18: Skjemategning for Dohertyforsterker.

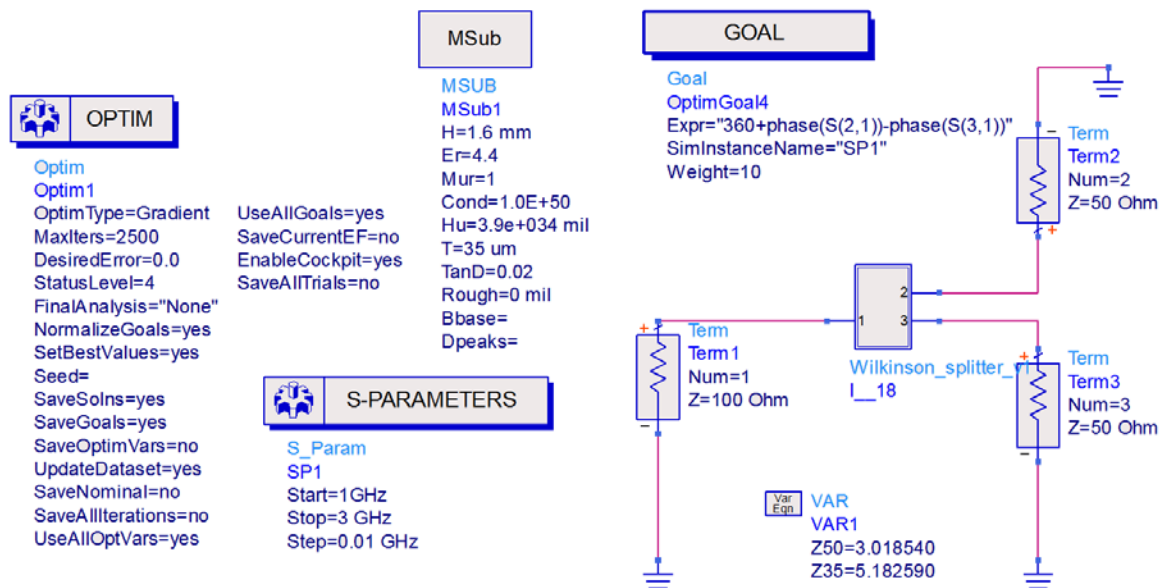
### 3.3.3 Inngangsnettverk

Hovedoppgaven til inngangsnettverket er å dele inngangssignal i to like sterke signal der den andre utgangen er 90° forskjøvet i forhold til den første. Inngangsnettverket er i hovedsak satt sammen av en Wilkerson signalsplitter og en kvartbølgelinje. Den ekstra linjen er der for å kompensere for kvartbølgelinjen ved utgangen til mainforsterkeren i utgangsnettverket.

#### Wilkerson splitter

Funksjonen og designmodellen er vist i teorikapittelet og Figur 2.7. Ved realisering ble det brukt MTEE i inngangen som deler signalet, videre er 2 MCURVE2 brukt for de buede kvartbølgelinjene og til slutt er det brukt en MTEE for hver utgang slik at splitteren har en

inngang, to utganger med en 100Ω motstand som er koblet mellom dem. Siden splitteren er symmetrisk er det brukt samme variabler for lengde, bredde og radius for de to kurvene. Bredden på linjene er beregnet teoretisk til 1,51725 mm ved bruk av LineCalc i ADS. Dette tilsvarer en impedanse lik  $\sqrt{2} * 50\Omega \approx 70,71\Omega$ . Grunnen til dette var for å oppnå impedans tilsvarende 50Ω ved inngangen og begge utgangene til splitteren slik at 50Ω linjen kan brukes i resten av inngangsnettverket og dermed ikke påvirke matchingen av forsterkerne. Ved realisering av signalsplitteren ble simuleringsoppsettet i Figur 3.19 brukt for målinger og optimalisering av linjene.



**Figur 3.19: Testbenk for måling og optimalisering av inngangsnettverk.**

### Linjer fra splitteren til main- og auxforsterker

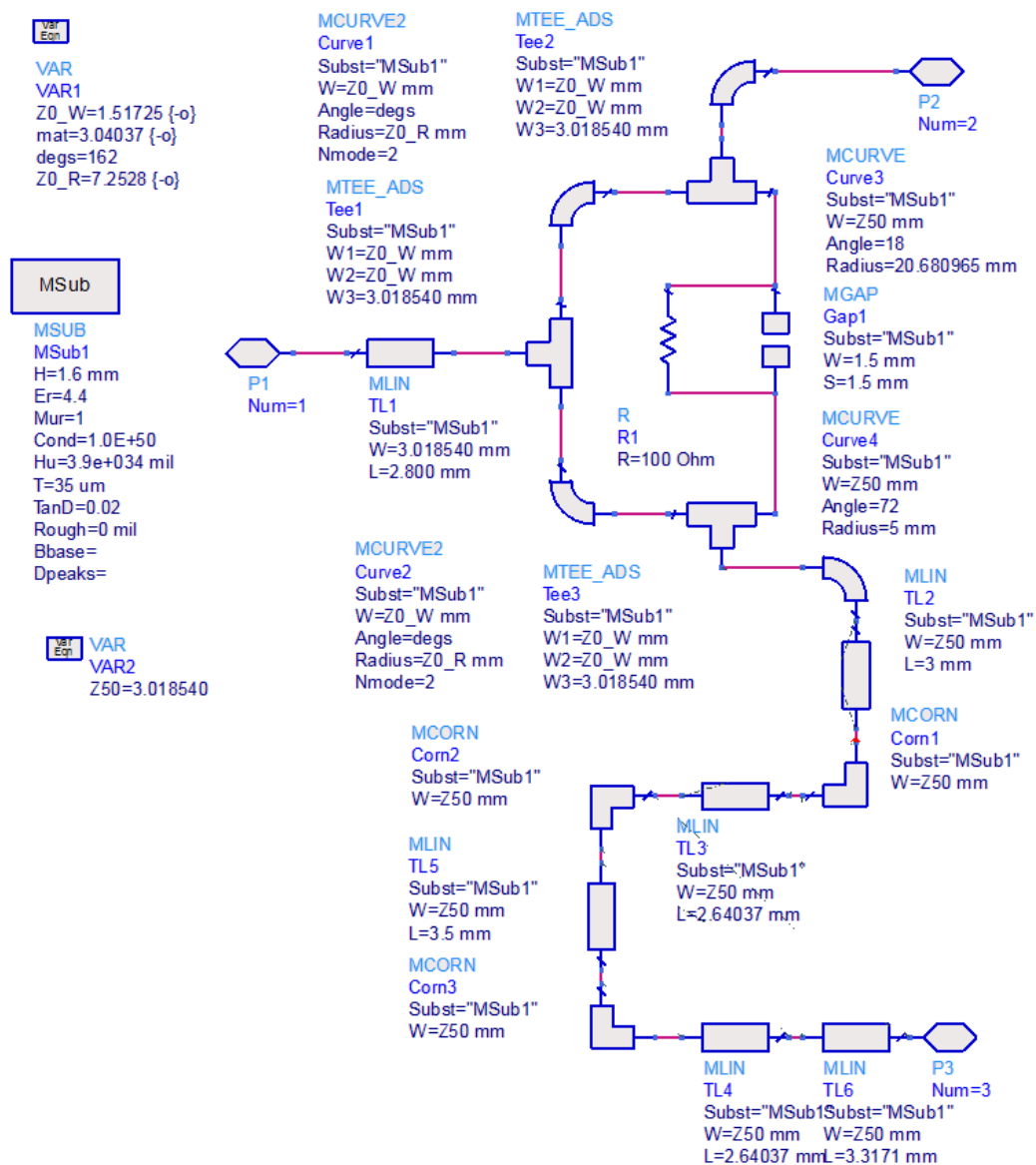
Det samme oppsettet ble også brukt for simuleringer av det totale inngangsnettverket. Når utvidelsen av splitter ble igangsatt var det, i tillegg til 90° faseforskyvning viktig at begge utgangene hadde riktig vinkel og en avstand 22,36 mm. Hele det ferdige inngangsnettverket er vist i Figur 3.20. Her er det brukt MCURVE for å vinkle utgangen til mainforsterkeren slik at den er loddrett og vil passe med inngangen til mainforsterkeren som også er loddrett i designet.

Den ekstra kurven til main fører til at lengden på linjen til aux utgangen må være lengre for å oppnå en kvart bølgelengde forskyvning, noe som igjen fører til at det ikke er mulig å bruke en rett linje fra splitteren og til auxforsterkeren. Det som da ble gjort var å bøye av utgangen med en MCURVE og designe et nettverk med MCORN- og MLIN-modeller for å skape den



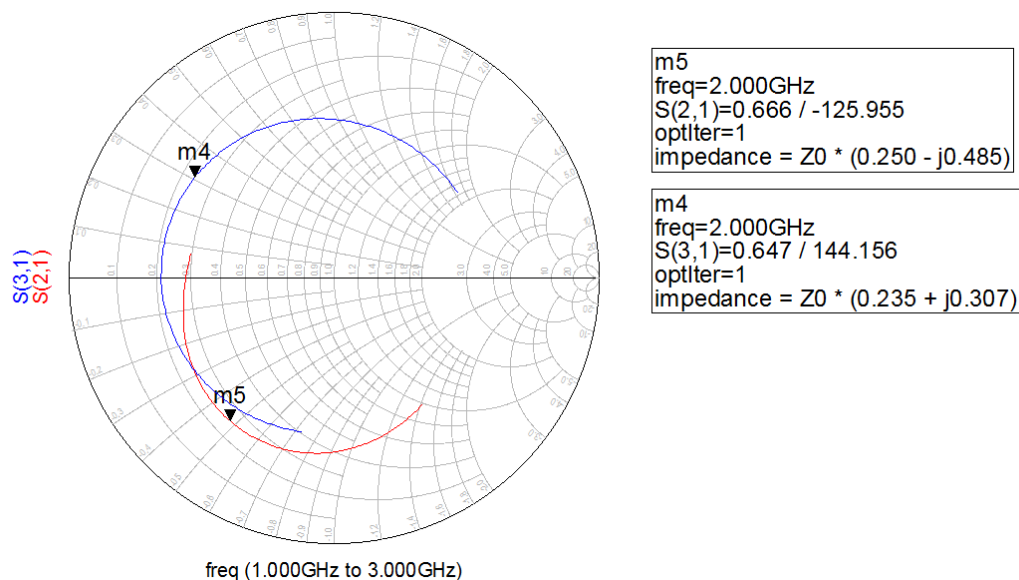
nødvendige lengden, samtidig som avstanden mellom utgangene forble 22,36 mm og samme vertikale posisjon ble opprettholdt.

For å designe den viklede kvartbølgerlinje ble TL6 i Figur 3.20 plassert på det ideelle punktet for å oppnå den optimale bredden. Videre ble linjene TL5, TL2 og alle hjørnene plassert slik at den vertikale strekningen var dekket. Når disse komponentene var på plass ble MCRUVE(curve4) justert slik at venstre side av corn1 var ved samme posisjon som venstresiden til TL6. Lengdene på TL5 og TL2 ble så justert slik at lengden til TL5 > 3 mm, corn1 og 2 var ved samme horisontale nivå og corn3 på samme nivå som TL6. Til slutt ble TL3 og TL4 plassert med samme lengde. Lengden på disse to linjene ble så optimalisert slik at forskyvingen mellom utgangene ble en kvart bølgerlengde.

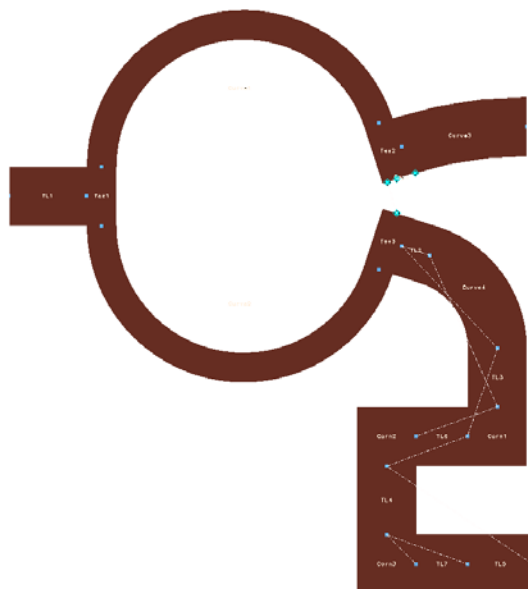


Figur 3.20: Skjema av inngangsnettverk i ADS.

Faseforskyvningen mellom utgangene i forhold til inngangen til inngangsnettverket er vist i Figur 3.21. Her kan de sees at forskyvningen er:  $180^\circ - 144,156^\circ + 180^\circ - 125,955^\circ = 89,89^\circ$ . Dette er  $0,11^\circ$  fra den optimale forskyvningen som ville vært  $90^\circ$ . Det endelige layoutet til inngangsnettverket er vist i Figur 3.22.



**Figur 3.21: Faseforskyvning mellom utgangene i forhold til inngangen for inngangsnettverket til Dohertyforsterkeren.**



**Figur 3.22:layout for inngangsnettverk til Dohertyforsterker.**

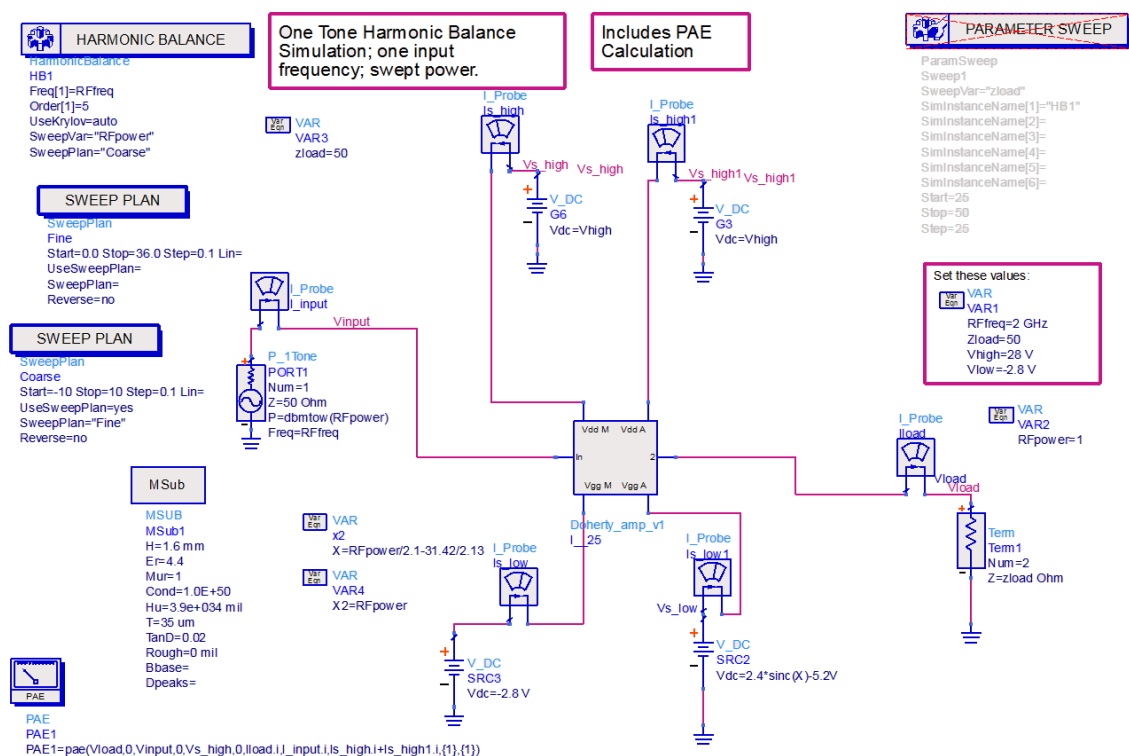
### 3.3.4 Simulering av Dohertyforsterker i ADS

Alle de ferdige modulene ble til slutt satt sammen til den komplette Dohertyforsterkeren som tidligere er vist i Figur 3.18. Det ferdige layouten for hele Dohertyforsterkeren er vist i vedlegg E. For å kunne simulere Dohertyen med dynamisk gate bias i ADS ble første oppgave å finne den mest optimale funksjonen til gate biasen. For testing og simulering ble designguiden Spectrum, Gain, Harmonic Distortion vs. Power(w/PAE)(HB1TonePAE\_Pswp) endret til å passe Dohertyforsterkeren med to gatespenninger og to drainspenninger, det ble også lagt til en nye PAE beregner som har mulighet for å ta hensyn til flere spenninger og strømmer. Denne testbenken er vist i Figur 3.23.

For å finne den optimale funksjonen for å styre gatespenningen som funksjon av inngangseffekt ble det først simulert med begge forsterkerne på, det vil si gatespenning =  $-2,8V$  for så å finne 1dB-kompresjonspunkt og derfra maksimal inngangseffekt før forsterkeren går i kompresjon. Dette ble estimert til omtrent  $31,5dBm$ . Det vil si at i Doherty sammenheng er det ønskelig at auxforsterkeren starter bidra ved  $31,5dBm - 6dB = 25,5dBm$ . Gatespenningen til auxforsterkeren ble så skrudd ned til  $-5V$ , som vil si den er helt av for alle inngangseffekter opp til kompresjon og et nytt kompresjonspunkt ble funnet. Dette punktet tilsvarer det punktet hvor mainforsterkeren alene går i kompresjon. Differansen mellom utgangseffekten i kompresjonspunktet ved  $25,5$  og  $31,5dBm$  ble så målt til  $7,4dB$ .

Videre ble mainforsterkeren sin gatespenning satt til  $-2,8V$  mens gatespenningen til auxforsterkeren ble økt i små steg samtidig som utgangseffekten vs. inngangseffekten ble målt. Dette ble utført slik at for hver  $0,5dB$  økning i inngangseffekt over  $25,5dBm$  ble gatespenningen til auxforsterkeren skrudd så mye opp at utgangseffekten var økt med  $7,4dBm/12 = 0,62dBm$  slik at Dohertyen vil øke så lineært som mulig opp til kompresjonspunktet når dynamisk bias blir brukt. Den gatespenningen som gav det mest optimale resultatet ble så notert ned og ved bruk av Matlab ble det funnet en error funksjon som passet utmerket. Error funksjonen passer bra på grunn av egenskapene som gjør at den ligger på  $-5V$  opp til et ønsket punkt hvor den økes og klipper av igjen som i dette tilfellet er  $-2,8V$ .

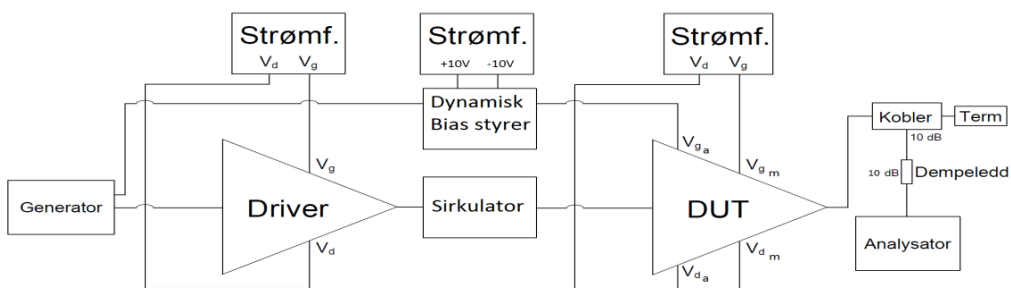
Imidlertid viste det seg at ADS ikke hadde støtte for bruk av error funksjon ved simuleringer. Det ble derfor testet ut andre funksjoner i Matlab som i tillegg har støtte i ADS og den nærmeste ble en sinc funksjon. Den kutter derimot automatisk ved  $31,5dBm$  inn på grunn av dens spesifikke egenskaper, noen som fører til at simuleringer med høyere inngangssignal ikke kan simuleres med dynamisk gate. Derimot vil begge forsterkerne være på, og simuleringer med faste gatespenninger vil gi en god indikasjon på hvordan den vil oppføre seg og hvor den går i kompresjon.



Figur 3.23: Testbenk for Dohertyforsterker /m dynamisk bias.

### 3.4 Måling på Dohertyforsterker

Konstruksjonsprosessen for Doherty layoutet var lik som for de to klasse b forsterkerne. Samme komponenter ble brukt på forsterker delen, i tillegg ble en 100Ω motstand av samme type loddet mellom utgangene til Wilkerson splitteren. Både layout og den ferdig konstruerte Dohertyforsterkeren er avbildet i vedlegg E. Måling av s-parametere vil ikke ha mye hensikt for Dohertyforsterkeren på grunn av at gatespenningen til auxforsterkeren endres utfra inngangseffekten. Derfor gjøres det kun storsignalmålinger på Dohertyforsterkeren. Skjema for måleoppsettet er vist i Figur 3.24 og utstyret er listet i Tabell 3-5.



Figur 3.24: Skjema for storsignalmåling av Dohertyforsterker.

**Tabell 3-5: Utstyrliste for storsignalmålinger av Dohertyforsterker.**

Beskrivelse	Produsent	Type
Signalgenerator	Rohde&Schwartz	SMU200A
Signalanalysator	Rohde&Schwartz	FSQ40
Strømforsyning(DUT)	TTi	EL302T
Strømforsyning(Driver)	TTi	QL355TP
Strømforsyning(Dyn. bias)	TTi	QL355TP
Kobler	ATM inc.	10dB, 2-18GHz
Termingering	Narda	20W, -18GHz
Dempeledd		10dB
Dynamisk bias styrer	NTNU	

### 3.4.1 Måling uten dynamisk gatebias

For å kunne finne den optimale funksjonen for gatespenningen og karakteristikene til forsterkeren ble det først foretatt 1-tone storsignalmålinger uten dynamisk gatebias styring av auxforsterkeren. Disse ble gjort på tilsvarende måte som på de tidligere målingene på delforsterkerne med en inngangseffekt ut fra generator fra 0 – 20dBm. Før disse målingene ble foretatt, ble tapene i kablene og dempeleddene karakterisert. Driverkretsen med sirkulator ble også karakterisert i samme effekt område som målingene ble gjort. Dette ble også gjort på samme måte som ved måling på main- og auxforsterkeren. karakteristikene som ble funnet var:

- Inngangskabel: 0,55dB tap
- Utgangskabel med dempeledd og term.: 21,62dB tap
- Driver krets med sirkulator: 12,4 – 12,7dB gain i område 0 – 20dBm inngangseffekt

Dette gir en inngangseffekt til DUTen som vil gå fra 12 – 32dBm som vil være tilstrekkelig siden Dohertyforsterkeren fra simuleringene går i metning rundt 31,5dBm. Det ville vært fordelaktig om det hadde vært mulighet for en høyere inngangseffekt, men dette ville ført til at utgangseffekt blir høyere enn termineringen vil tåle. Det ville da også vært nødvendig med enten en ekstra driverkrets eller en med sterkere gain.

Videre ble det eksperimentert med forskjellige gatespenninger for auxforsterkeren mens mainforsterkeren var på for å finne det punktet hvor den er helt av for hele inngangsspekteret. Både main- og auxforsterkeren var på ved -2,8V gatespenning som ga en tomgangstrøm på 163mA. Auxforsterkeren viste seg å være helt av ved -6V.

Måten målingene ble gjennomført var å gjøre de samme effektsveipene som ble gjort for de to delforsterkerne med inngangseffekten nevnt tidligere, dette ble gjort med en gatespenning på -2.8V til main. For å kunne undersøke hele spekteret fra av til på for Dohertyen ble gatespenningen til auxforsterkeren endret fra -6V til -2,8V med 0,1V steg og for hvert steg det ble gjort et effektsveip fra 12 – 32dBm.

Ved å gjøre disse målingene ble nok datapunkter samlet for å kunne finne den optimale funksjonen for gate spenningen til auxforsterkeren. Dette ble gjort ved å inspisere grafer for gain, utgangseffekt vs. inngangseffekt og PAE og utfra disse finne en passende kurve for så å finne hvilke gatespenning som gir denne passende kurven. For å plote dette ble Matlab skriptet dohertygate.m i vedlegg D brukt.

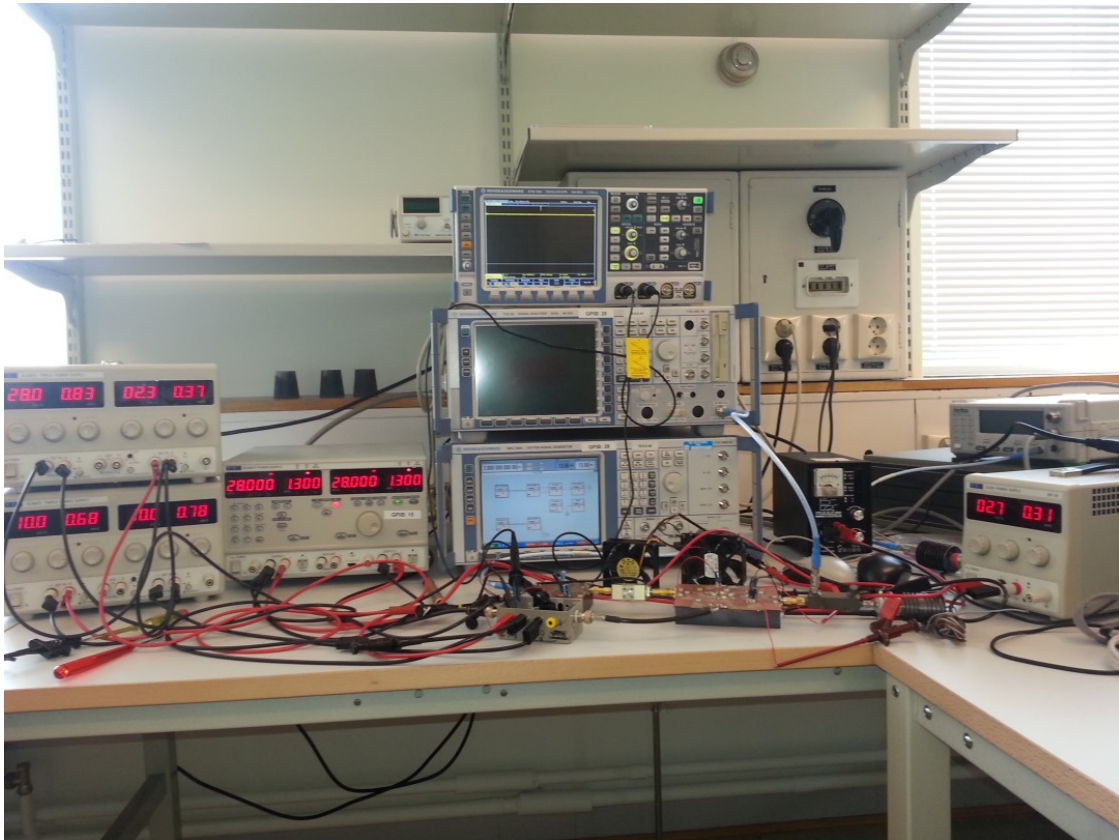
### 3.4.2 Måling med dynamisk gatebias

Når den optimale gatefunksjonen var funnet, ble siste steg å implementere den og gjøre målinger for å teste Dohertyforsterkeren i sin helhet. Første steg i denne prosessen var å tilpasse den dynamiske bias driveren for å kunne levere den riktige funksjonen.

Funksjonen genereres i signalgeneratoren som kun leverer et normalisert signal som igjen betyr at offset og gain må justeres manuelt i driveren. Siden den genererte signalet er normalisert fra 0-1 i både x og y retning ble -6V ansett som 0 og -2,8V normalisert til 0,7 for ikke å risikere overstige 1. Funksjonen ble generert i matlab ved å angi x og y verdier for et startpunkt, et midtpunkt og et sluttpunkt som tilsammen genererer en 2. grads funksjon slik at den følger den optimale funksjonen som ble funnet fra tidligere målinger. Alt under startpunktet og over sluttpunktet klippes og holder samme y verdien som er angitt. Videre ble det på den dynamiske bias driveren endret offset slik at 0 verdien flyttes ned til -6V og gainet ble skrudd opp slik at den høyeste verdien som fra generatoren ble -2,8V. Etter gate driveren var testet ble den loddet til gatebiasen til auxforsterkeren på Doherty kortet. I tillegg ble den største avkoblingskondensatoren i biasen klippet av for å ikke risikere at signalet fra driveren kortsluttes.

Måleoppsettet fra Figur 3.24 er vist koblet opp i Figur 3.25. Det ble så gjennomført to typer målinger. Den første gikk ut på å sende et 16QAM signal ved 2GHz og endre inngangseffekten for å finne en optimal effekt som passet med biasfunksjonen som ble funnet ved tidligere målinger uten dynamisk bias. Målingen ble utført ved å bruke funksjon nummer 1 i Tabell 3-6 som har startpunkt ved 0,0193 og sluttpunkt ved 0,09 inngangseffekt fra generator. Videre ble det kjørt flere målinger med variert inngangseffekt  $P_{in}$  fra 10- til 14dBm med 1dBm steg.

Den andre typen målinger som ble gjennomført var å gjøre små endringer ved funksjonen rundt en faste inngangseffekt for å øke PAE. Denne ble utført ved å bruke 13dBm som fast  $P_{in}$  og repetere samme måling for de seks forskjellige funksjonene i Tabell 3-6 som har små variasjoner i når auxforsterkeren starter bidra og hvor brått den blir skrudd på.



**Figur 3.25: Måleoppsett for Dohertyforsterker med dynamisk bias.**

For alle målingene og beregning av funksjonene ble det brukt matlabskriptet `GaAs_test_2tone_and_QAM_Gate_and_Drain_20120215` som er en del av programkatalogen ved labben på NTNU. Dette skriptet gir ut middelsutgangseffekt  $P_{ut, avg.}$ , gain og Adjacent channel power ratio (acpr). I tillegg ble strømtrekket til begge delforsterkerne målt med strømforsyningen til DUT. Fra dette kan da også draineffektivitet og PAE estimeres. For å beregne PAE som er avhengig av effekt inn på DUT og dette ble estimert ved å ta  $P_{ut, avg.} - \text{gain}$ .

**Tabell 3-6: Oversikt over 2. grads funksjoner brukt til måling;  $a_0x^2 + a_1x + a_2$ .**

Funksjons nr.	a0	a1	a2	Startpunkt	Sluttpunkt
1	-1.480e+002	2.594e+001	-4.454e-001	0.0193	0.09
2	-8.815e-001	2.015e+000	-4.439e-001	0.0251	0.13
3	-4.369e+001	1.454e+001	-5.117e-001	0.04	0.18
4	-3.680e+001	1.269e+001	-3.382e-001	0.0291	0.13
5	-3.680e+001	1.343e+001	-4.688e-001	0.0391	0.14
6	-5.873e+001	1.679e+001	-4.915e-001	0.0331	0.125

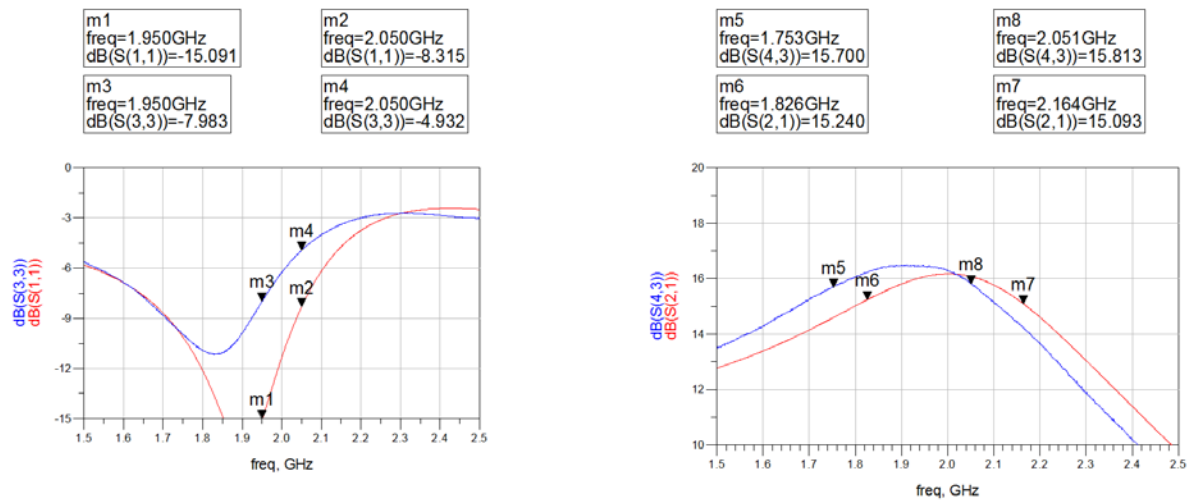


## 4 Resultater

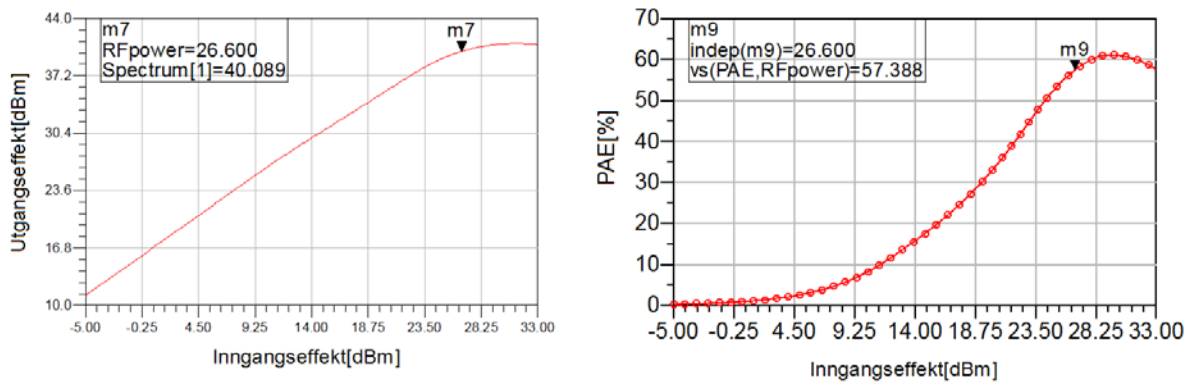
I dette kapittelet presenteres de viktigste simulering- og måleresultatene. Under blir det gitt en kort oversikt over innholdet i de forskjellige delkapitlene.

- **Mainforsterker** – Her legges det frem grafer med sammenligning av s-parametermålinger og simuleringer for mainforsterkeren. Videre blir grafer av storsignalmålingene og simuleringer som viser utgangseffekt og PAE lagt frem.
- **Auxiliaryforsterker** – I dette delkapittelet legges de samme grafene frem for auxiliaryforsterkeren som ble gjort for mainforsterkeren i forrige delkapittel.
- **Simulering av Dohertyforsterker** – Dette delkapittelet starter med en graf av funksjonen til den dynamiske biasen som brukes til storsignalsimuleringer. Videre legges det frem resultater av storsignalsimulering av Dohertyforsterkeren med den dynamiske biasen.
- **Målinger av Doherty uten dynamisk bias** – Her legges det frem PAE, gain og utgangseffekt resultater fra målinger av effektsveip med fast biasspenning for auxforsterkeren. Biasspenningen blir endret med 0,1V for hvert effektsveip. I tillegg er en optimal spenningskurve for biasen beregnet og vist, resultatet med denne spenningskurven er også vist i grafene.
- **Målinger på Dohertyforsterker med dynamisk bias** – Til slutt legges det frem resultater fra testing med 16QAM signal på Dohertyforsterkeren med dynamisk bias.

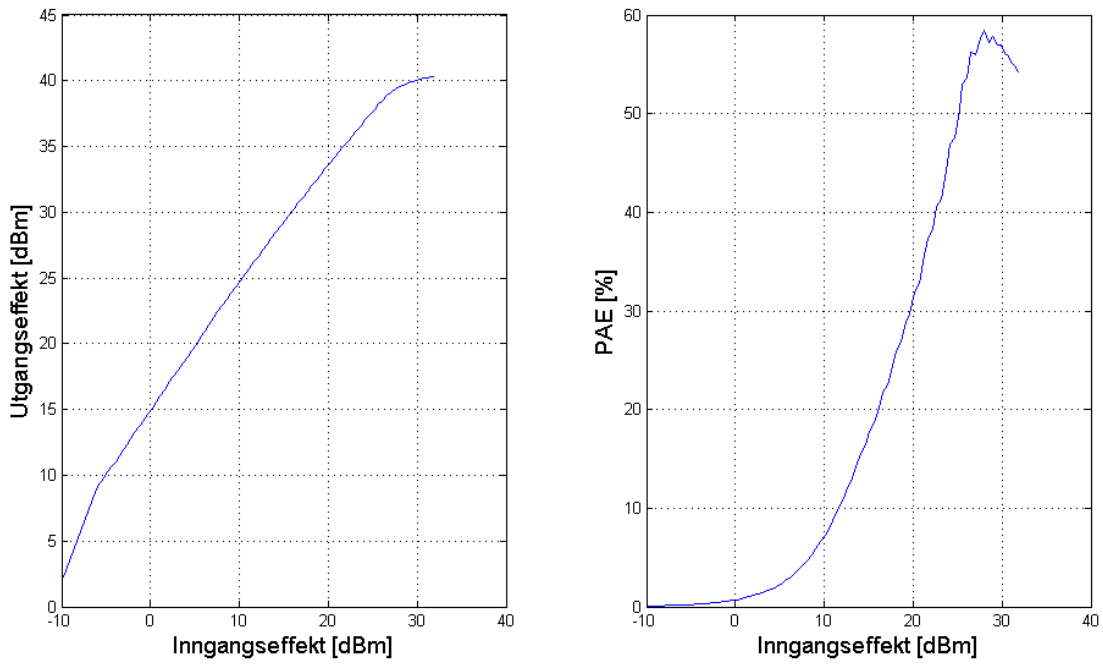
## 4.1 Mainforsterker



**Figur 4.1: Sammenligning av S-parametere S11 og S21 fra simulering og måling av mainforsterker, der rød kurve er simulert og blå kurve er målt, S11 er vist i grafen til venstre og S21 til høyre.**

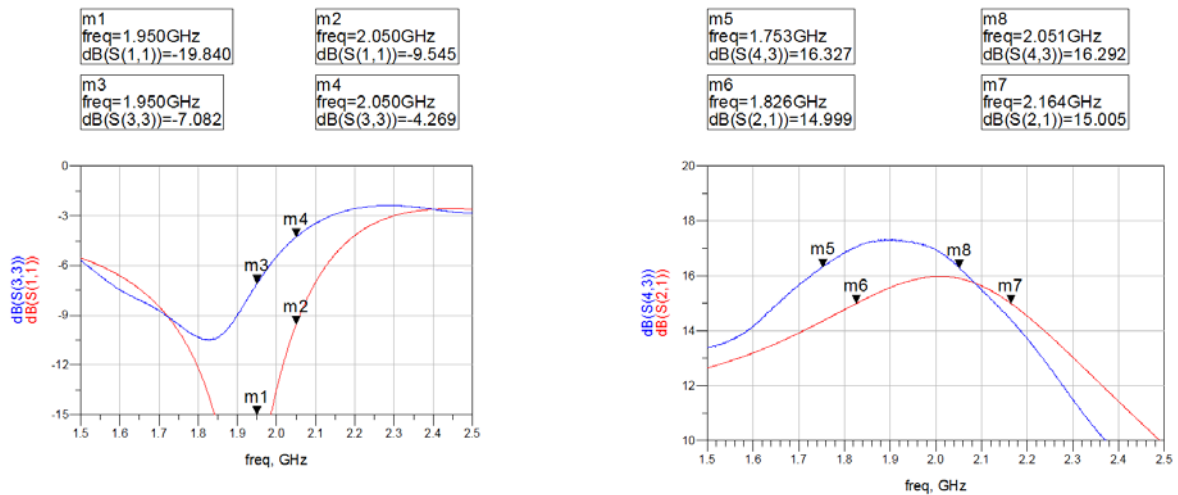


**Figur 4.2: 1-tone storsignalsimulering av mainforsterker ved 2,0 GHz..**

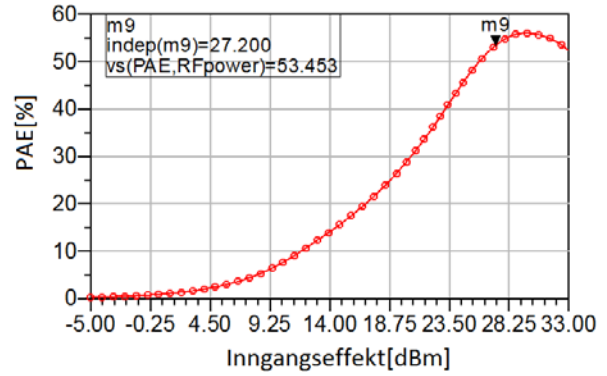
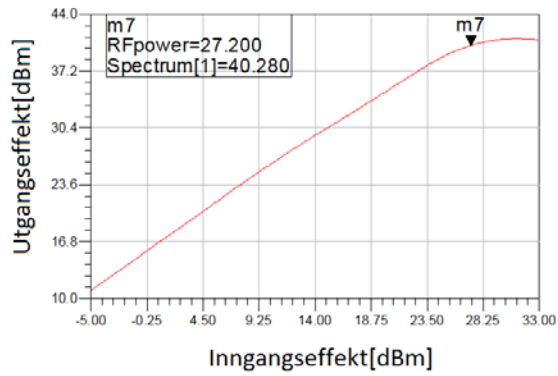


Figur 4.3: 1-tone storsignalmålinger av mainforsterker ved 2,0 GHz..

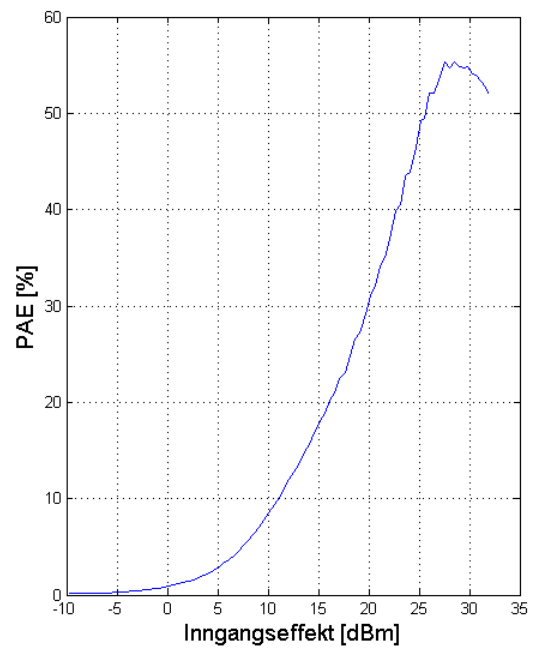
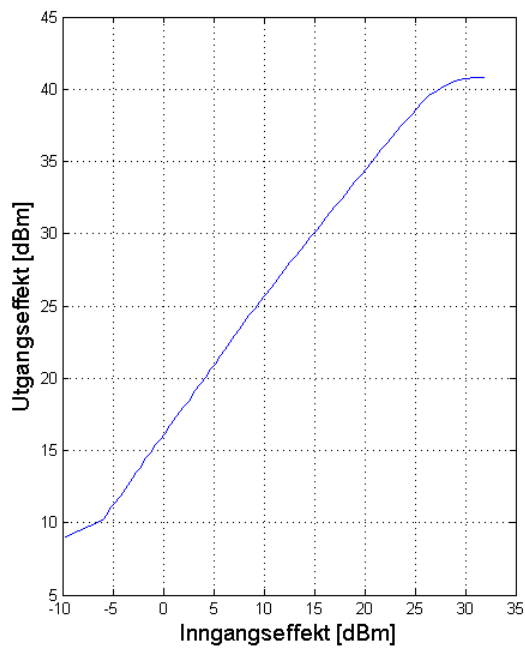
## 4.2 Auxiliaryforsterker



Figur 4.4: Sammenligning av S-parametere S11 og S21 fra simulering og måling av auxforsterker, der rød kurve er simulert og blå kurve er målt, S11 er vist i grafen til venstre og S21 til høyre.

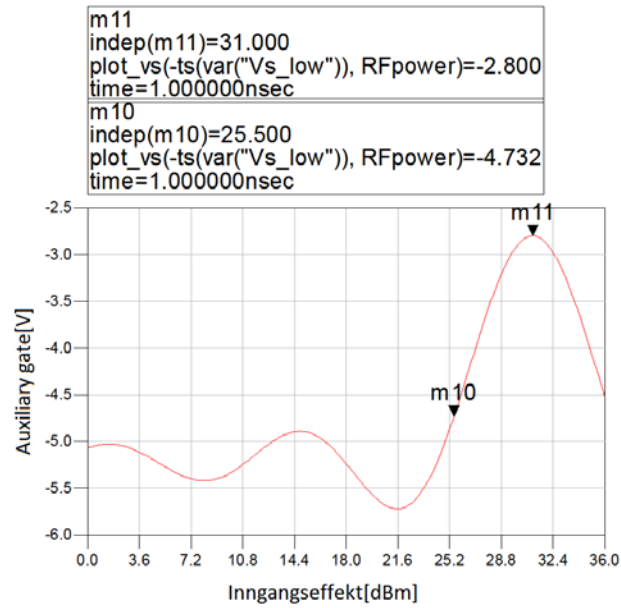


**Figur 4.5: 1-tone storsignalsimulering av auxforsterker ved 2,0 GHz.**

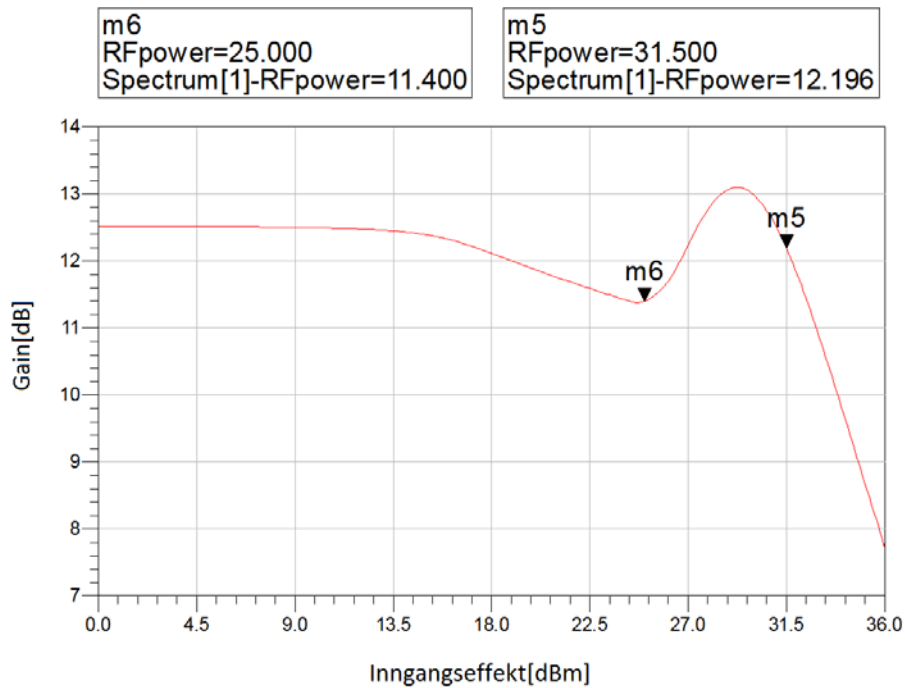


**Figur 4.6: 1-tone storsignalmåling ved 2,0 GHz..**

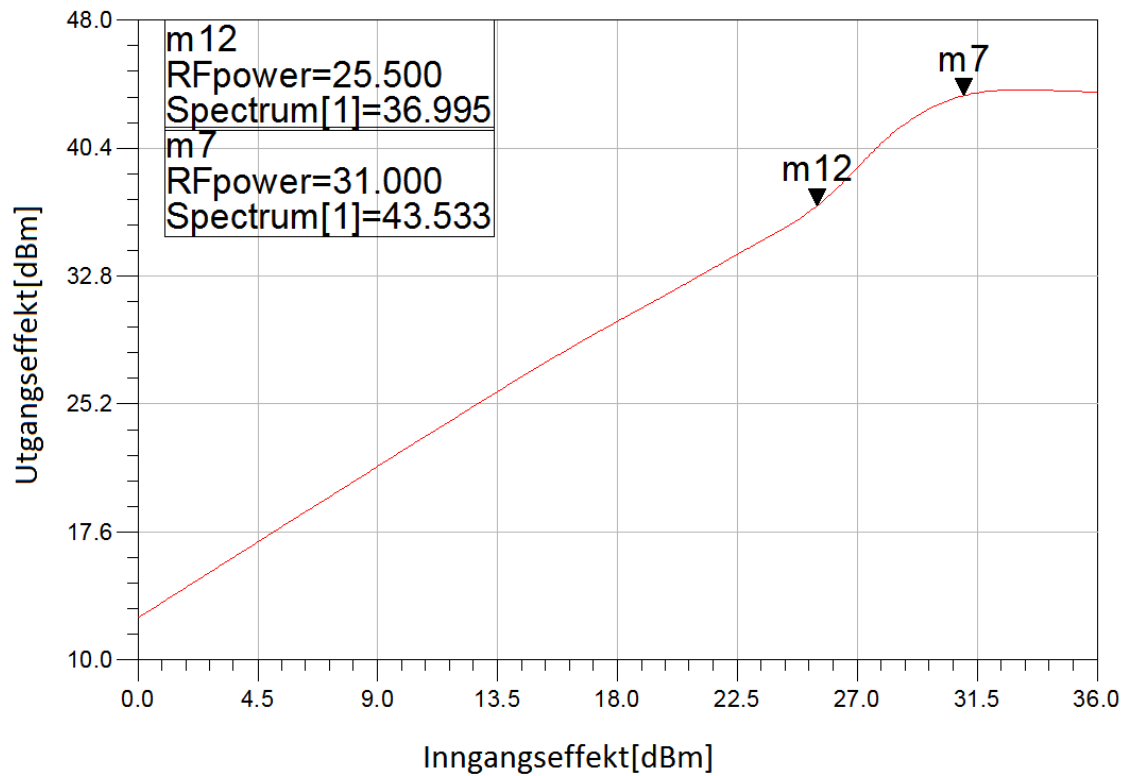
### 4.3 Simulering av Dohertyforsterker



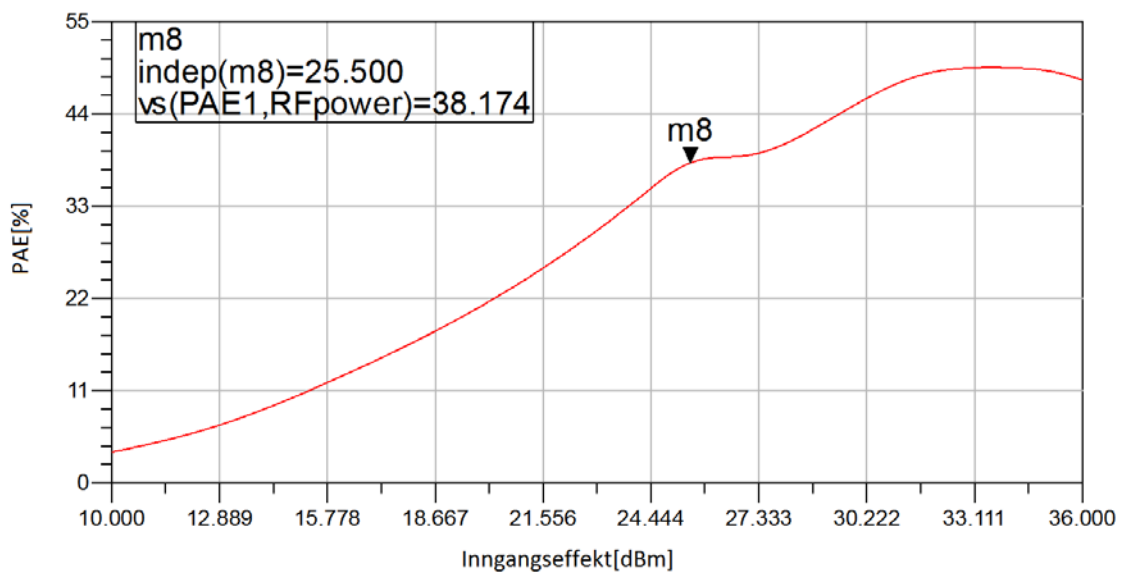
Figur 4.7: Dynamisk gatebias funksjon bruk på auxforsterker bias for simulering Doherty design.



Figur 4.8: Simulert gain for Dohertyforsterker med dynamisk bias.

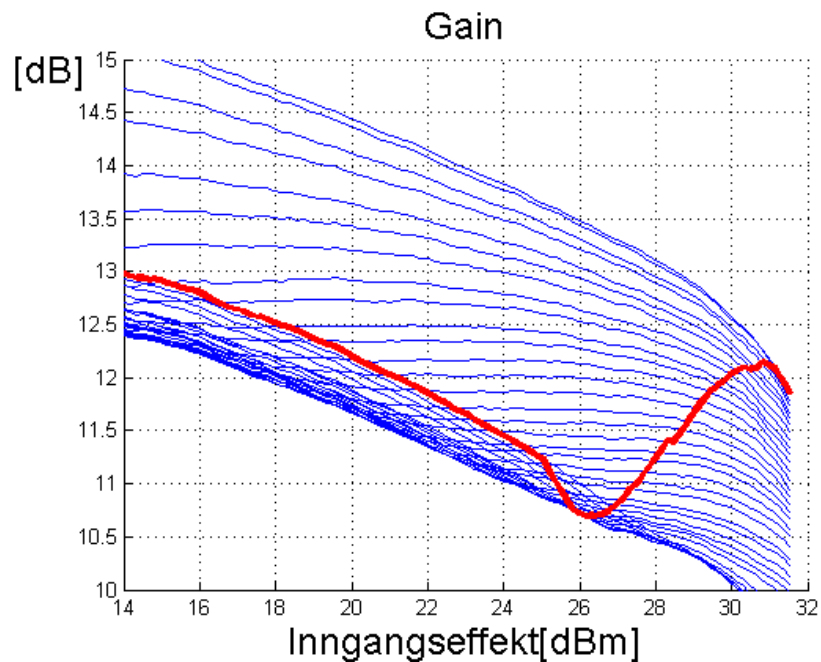


**Figur 4.9: Levert effekt for Dohertyforsterker med dynamisk bias.**

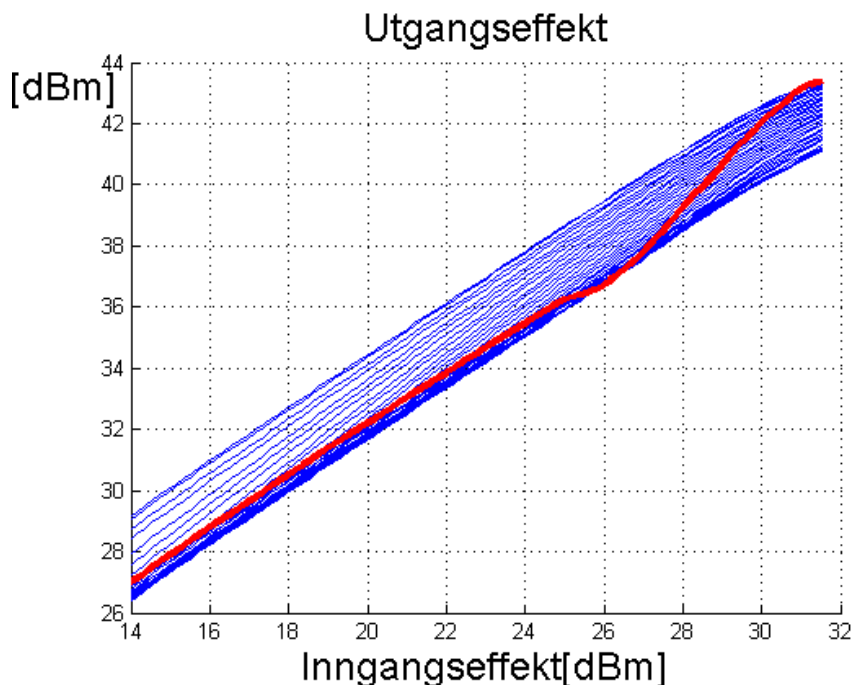


**Figur 4.10: PAE for Dohertyforsterker med dynamisk bias.**

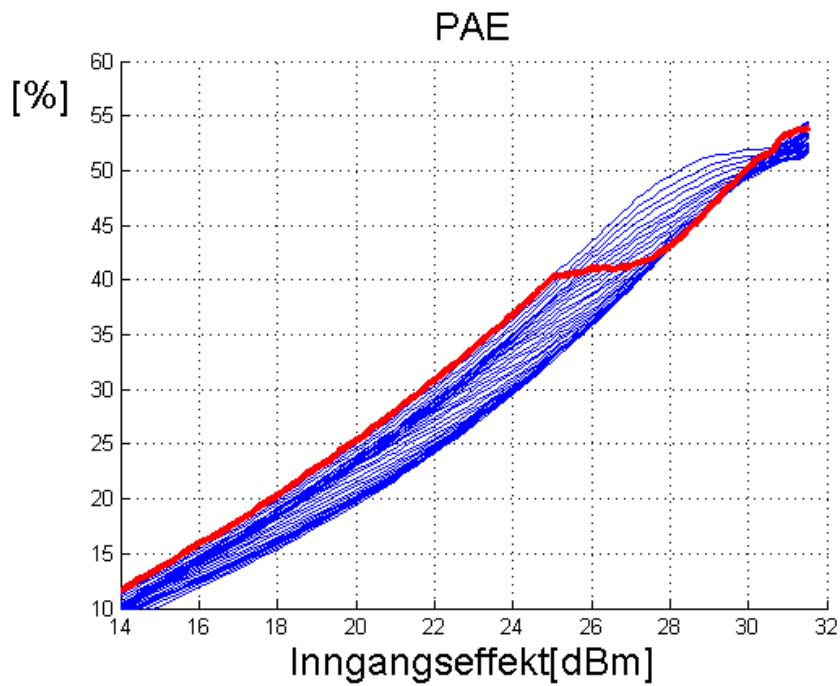
## 4.4 Målinger av Doherty uten dynamisk bias



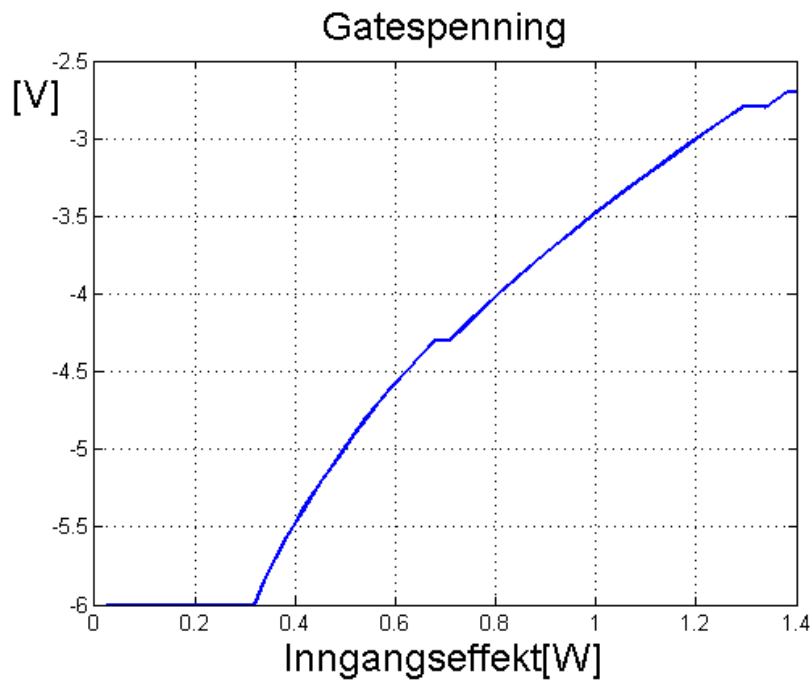
Figur 4.11: Gain kurver for Doherty forsterker fra flere effektsveip der gatespenningen blir endret manuelt. Den røde kurven er den optimale kurven for Doherty med dynamisk bias.



Figur 4.12: Utgangseffektkurver for Dohertyforsterker fra flere effektsveip uten dynamisk bias. Rød kurve er optimal kurven for Doherty med dynamisk bias.



**Figur 4.13: PAE kurver for Dohertyforsterker fra flere effektsveip uten dynamisk bias. Rød kurve er den optimale kurven for Doherty med dynamisk bias.**



**Figur 4.14: Optimal spenningskurve for gatebias til auxforsterkeren som funksjon av inngangseffekt i Watt.**



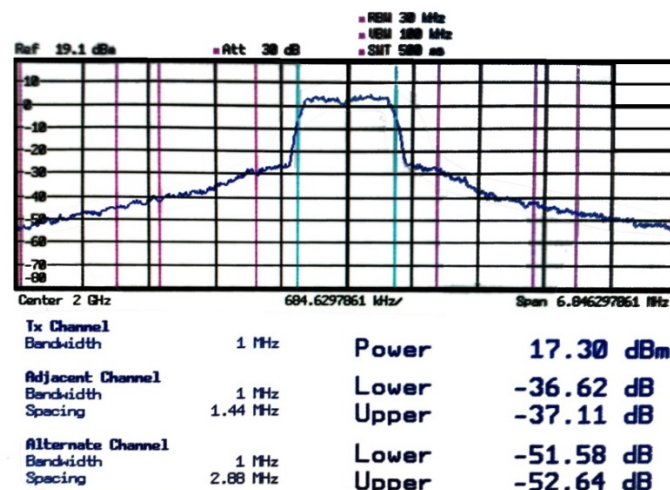
## 4.5 Målinger på Dohertyforsterker med dynamisk bias

Tabell 4-1: 16QAM målinger med endret  $P_{in}$ .

Funksjon	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut, avg.}$ [dBm]	Gain [dBm]	$I_{main}$ [A]	$I_{aux}$ [A]	$\eta$ [%]	PAE [%]	IM3 <sub>v.</sub> [dBm]	IM3 <sub>h.</sub> [dBm]
1	10	36,8	13,7	0,320	0,205	32,56	31,17	-37,0	-40,2
1	11	37,6	13,5	0,348	0,227	35,74	34,15	-37,1	-39,4
1	12	38,4	13,3	0,380	0,251	39,16	37,33	-37,0	-38,3
1	13	39,1	13,0	0,415	0,277	41,95	39,85	-36,6	-37,1
1	14	39,8	12,7	0,449	0,301	45,48	43,03	-35,7	-35,7

Tabell 4-2: 16QAM målinger med utprøving av forskjellige gatefunksjoner og fast  $P_{in}$ .

Funksjon	$P_{in}$ [dBm]	$P_{ut, avg.}$ [dBm]	Gain [dBm]	$I_{main}$ [A]	$I_{aux}$ [A]	$\eta$ [%]	PAE [%]	IM3 <sub>v.</sub> [dBm]	IM3 <sub>h.</sub> [dBm]
1	13	39,1	13,0	0,415	0,277	41,95	39,85	-36,6	-37,1
2	13	39,1	13,0	0,415	0,270	42,38	40,26	-36,2	-36,6
3	13	39,0	12,9	0,415	0,238	43,44	41,22	-35,5	-35,8
4	13	39,0	12,9	0,410	0,243	43,44	41,22	-35,8	-36,3
5	13	38,9	12,8	0,407	0,233	43,32	41,04	-35,5	-36,0
6	13	39,0	12,9	0,407	0,246	43,25	41,03	-35,8	-36,3



Figur 4.15: Skjermdump av spektrum under måling av 16QAM, funksjon nr. 1,  $P_{in}=13\text{dBm}$ .



## 5 Diskusjon

I diskusjonskapittelet diskuteres designet av de to delforsterkerne og Dohertyforsterkeren i sin helhet. I tillegg blir resultatet fra målinger og simuleringer sammenlignet og diskutert samt metoden brukt for gjennomføringen av målingene. En oversikt over delkapitlene og deres innhold er gitt under.

- **Main- og auxiliaryforsterker** – I dette delkapittelet gjennomgås designprosessen, målemetoden og resultatene fra delforsterkerne.
- **Design av Dohertyforsterker** – Her diskuteres designprosessen for Dohertyforsterkeren.
- **Resultater fra Dohertyforsterker** – Til slutt blir resultatene fra simuleringer og målinger diskutert og sammenlignet.

## 5.1 Main- og auxiliaryforsterker

### 5.1.1 Designprosessen

Main- og auxforsterkeren er som nevnt basert på en tidligere produsert versjon av en klasse B forsterker. De store problemene med denne var at biasnettverket ikke fungerte som det skulle, stabilitetskretsen var designet med feil komponenter og når den ble produsert ble s-parameterkarakteristikkene forskjøvet fra å være optimale ved 2,0GHz til å være optimale ved 1,8GHz som vist i vedlegg A.

I designprosessen av de to klasse B forsterkerne er modellen av biasnettverket endret til to vifter i stedet for en vifte og en stubb. Dette ble endret og bestemt før noe ble testet. Det som burde vært gjort er å teste flere mulige løsninger før det ble tatt en endelig avgjørelse på hvilke type biasnettverk som burde brukes, men på grunn av at dette fungerte som det skulle og simuleringene i Figur 3.3 og Figur 3.6 viste positive resultater og forbedringer fra det gamle ble det ikke tatt opp til vurdering å prøve andre typer biasnettverk. Den samme feilen kan sies å ha blitt gjort i designet av tilpasningsnettverkene. Her ble heller ikke andre mulige fasonger ble testet ut, men her var det heller ikke noe galt med dem på den tidligere forsterkeren. Problemet med RC-stabiliseringskretsen var at den var designet med for mange modeller i ADS som førte til at simuleringene ikke ga realistiske resultater. Dette ble endret på og det gir nå resultater som stemmer bedre overens med realiteten.

Designspesifikasjonen sier Dohertyforsterkeren skal levere en effekt  $>20W$  og dette ønskes å fordeles jevnt over de to delforsterkerne slik at main- og auxforsterkeren leverer effekt  $>10W$  hver. Siden modellene av transistoren er ganske konservative i forhold til hva den faktisk kan levere i realiteten ble målene ved optimalisering satt til levert effekt  $> 10W$ . Hvis ikke modellen i ADS hadde vært konservativ ville målet om levert uteffekt blitt satt noe over minimumskravet.

For disse forsterkerne ble det brukt småsignalsimuleringer for design og optimalisering, den andre muligheten ville vært å brukt storsignalsimuleringer til dette formålet. Det ville gitt en enklere oversikt over- og mulighet for optimalisering med PAE, utgangseffekt ved kompresjon og gain. Dette ble valgt bort til fordel for gain, båndbredde og S11 i tillegg til at det går raskere med disse simuleringene i ADS. Det er også mulig å ha et frekvenssveip i storsignalsimuleringer men det vil kreve mye maskinkraft og tid for hver simulering, noe som er en stor ulempe ved optimaliseringer siden disse kjører en rekke simulering når variabler endres.

## 5.1.2 målinger

### Småsignal

Begge forsterkerne er i simuleringene biasert med en gatespenning på  $-2,8\text{V}$  som gir en tomgangstrøm på  $163\text{mA}$ . For å oppnå samme tomgangstrøm måtte gatespenningen endres til  $-3,05\text{V}$ . Dette har lite å si i forhold til ytelsen til forsterkerne, men er viktig å endre for at forsterkeren skal være klasse B, eller dyp klasse AB.

Både simulert og målt  $S_{11}$  og  $S_{21}$  for mainforsterkeren er vist i Figur 4.1. Ser man på  $S_{11}$  viser markør m3 og m4 at de målte verdiene er mye høyere i båndet,  $1,95\text{GHz}$  til  $2,05\text{GHz}$  enn de simulerte vist av m1 og m2. Grafen viser også at det laveste punktet har flyttet seg omtrent  $60\text{MHz}$  ned i frekvens. De målte verdiene spriker ganske mye fra de simulerte, men ikke så mye at den ikke kan brukes i Dohertyen.

Ser man på  $S_{21}$  for mainforsterkeren i grafen til høyre i Figur 4.1 er toppunktet også her skjøvet litt ned i frekvens. Derimot er båndbredden så stor at det ikke har noen innvirkning på gainet rundt  $2\text{GHz}$ . Markør m5 og m8 viser til frekvensområdet som har et gain høyere enn  $1\text{dB}$  under maksimalt gain. Dette ligger over  $15,7\text{dB}$  noe som er viktig for at Dohertyforsterkeren skal ha høyt gain. Dohertyen vil ha  $3\text{dB}$  lavere gain enn hver av delforsterkerne på grunn av tapet i splitteren når effekten deles. Med et så høyt gain vil heller ikke det faktum at  $S_{11}$  er høyere enn forventet spille en stor rolle siden effekten av høyere refleksjon dempes av økte gain kvadrert.

Figur 4.4 viser samme grafene for auxforsterkeren. Denne har omtrent tilsvarende  $S_{11}$ , der det laveste punktet er flyttet omtrent  $100\text{MHz}$  lavere ved målingene enn ved simuleringen. Gainet for auxforsterkeren er i tillegg  $0,5\text{dB}$  høyere enn på mainforsterkeren. I båndet ligger det over  $16,3\text{dB}$ .

Spesifikasjonene i oppgaven sier at  $S_{11} > -10\text{dB}$  for den totale Dohertyen. Dette er fortsatt mulig å oppnå og vil være mest avhengig av inngangsnettverket og Wilkerson splitteren.

### Storsignalmålinger

Et problem med utførelsen av målingene er at de ikke ble gjort med effektmeter som fører til at den eksakte inngangseffekten er uvisst. Dette betyr at effekten gitt fra signal generatoren vil være referansen for levert effekt til DUTen som er rimelig nøyaktig med en  $\pm 0,5\text{dB}$  variasjon. Undersøkes simuleringene i forhold til målingene for begge forsterkerne at vises det en god korrelasjon og det tyder på at utgangseffekten gitt av signalgeneratoren er nøyaktig.

Simuleringsresultatene for mainforsterkeren vises i Figur 4.2. Her vises det at ved 1dB-kompresjon har forsterkeren en utgangseffekt på 40,089dBm mens inngangseffekten er 26,6dBm med en PAE på 57%. Sammenlignes dette med måleresultatene i Figur 4.3 overstiger ikke utgangseffekten 40dBm før inngangseffekten er nærmere 29dBm med en PAE på 56,5%. Derimot er også 1dB-kompresjonspunktet høyere omtrent ved 29dBm inngangseffekt.

Simuleringene av auxforsterkeren i Figur 4.5 viser at utgangseffekten i 1dB-kompresjonspunktet er 40,28dBm ved en inngangseffekt på 27,2dBm som gir en PAE på 53,45%. Grafene fra målingene på auxforsterkeren i Figur 4.6 viser at ved en inngangseffekt på 27,2dBm gir forsterkeren ut 40dBm og har en PAE på 53%. 1dB-kompresjonspunktet til forsterkeren ligger ut fra målingene ved 28dBm inngangseffekt som gir en utgangseffekt på 40,5dBm og en PAE på 54%.

Disse målingene viser at begge forsterkerne i praksis har et høyere 1dB-kompresjonspunkt enn i simuleringene i ADS. Dette betyr for auxforsterkeren at den har en bedre PAE og leverer en høyere effekt, mens for mainforsterkeren er det litt vanskelig fra målingene å se nøyaktig når den går i metning, men det vil være rundt 29dBm inngangseffekt. Dette gir en litt lavere PAE og utgangseffekt en simuleringene antyder. Det viktige for mainforsterkeren er at den er mest effektiv ved en last på 25Ω som dessverre ikke kan måles med utstyret som er brukt, men fra simuleringstester i ADS vises det at den gir en høyere utgangseffekt og PAE enn ved 50Ω så det kan antas at dette også vil være utfallet i praksis for forsterkeren.

### 5.1.3 Generelle feilkilder

Produksjonen av kretskortet i denne oppgaven ble gjort ved å frese ut kobberbaner fra layoutet til designet på FR4-substratet. Fresen bruker forskjellige verktøy langs kanten av linjene og for å skrape vekk overflødig kobber på større flater. Verktøyet som brukes langs kantene fjerner omtrent 0,2mm som utgjør 12,5% av den totale tykkelsen. Dette fører til at det elektriske feltet får en lengre veilengde i luft som har en lavere dielektrisk konstant enn substratet, dermed blir den effektive dielektriske konstanten lavere enn den som det er simulert med i ADS. Vist i måleresultatene er det en tydelig forskjell fra simuleringene blant annet ved at de optimale karakteristikkene har flyttet seg lavere i frekvens. Dette kan være et symptom av produksjonsprosessen. I produksjonen ble det også brukt plastikkskruer for å skru kortet fast til kjøleribben, disse vil derfor ikke merkbart påvirke kretsen som metallskruer kunne gjort om de var plassert for nærmere linjene.

Av komponentene som ble brukt ble kun motstandene målt og testet om verdien stemte. Det vil si at det er en mulighet for at kondensatorene ikke har den verdien det er simulert med selv

om dette er usannsynlig. For simuleringene brukes det også modeller fra Johanson som kan avvike noe fra virkeligheten. Hvordan kondensatorene er plassert og loddet på vil også ha en effekt på hvordan de oppfører seg utover simuleringene. Varierende loddeegenskaper kan ha en merkbar innvirkning på resultatene, dette gjelder for både komponentene, transistoren og sma-konnektorene. Disse faktorene kan også ha en innvirkning som fører til forskjellen fra de simulerte resultatene til de målte.

## 5.2 Design av Dohertyforsterker

Designprosessen av Dohertyforsterkeren ble delt inn i fire deler der main- og auxforsterkeren allerede var ferdig designet. I designprosessen av inngangs- og utgangsnettverket ligger det noe forbedringspotensiale. Blant annet kunne inngangsnettverket hatt en kortere linje fra Wilkerson splitteren og til mainforsterkerinngangen som ville spart plass i det ferdige layoutet og mest sannsynlig gitt et lavere effekttap siden signalet vil få en kortere vei å gå.

Når det gjelder Wilkerson splitteren ble de avrundede kvartbølgelinjene designet manuelt, det vil si det ikke ble brukt noe automatisk optimalisering. Det ble gjort slik for at vinkelen og avstanden mellom utgangene ikke skulle bli for stor som ville ført til at det hadde blitt vanskelig å lodde på en motstand mellom dem. Derimot kan dette ha ført til at splitteren ikke er så optimal som det ville vært mulig å få den ved bruk av optimaliseringsprosessen i ADS. Dette ble også overveid underveis i prosessen og det ble valgt å bruke denne metoden siden splitteren viste s-parametersimuleringer som ikke lå langt unna en ideell splitter, samtidig som den var fysisk mulig å skjære ut å bruke i Dohertyen. Det som hadde vært ideelt å gjøre om det hadde vært tid, er å produsere denne splitteren alene og måle egenskapene dens for så å gjøre forbedringer i designet basert på målingene.

Videre ble kvartbølgelinjen i inngangsnettverket bøyd av for at avstanden mellom utgangene skulle passe med avstanden mellom inngangene på de to delforsterkerne. Dette kunne kanskje vært unngått, men fra simuleringer av hele inngangsnettverket ser det ikke ut til å være noen store endringer om det hadde vært byttet ut med en rett kvartbølgelinje. Igjen hadde det vært fordelaktig om inngangsnettverket ble produsert på et eget kretskort og målt individuelt for å kunne karakterisere det separat fra Doherty implementeringen.

Utgangsnettverket ble designet før inngangsnettverket og bestemte dermed avstanden mellom utgangene til inngangsnettverket. Det ble gjort i denne rekkefølgen på grunn av at ekstra linjelengde på utgangen har større påvirkning på resultatene enn de har om de er på inngangen. Videre ble det valgt å bruke en sving på kvartbølgelinjen til mainforsterkeren i stedet for et hjørne siden det har vist seg ved tidligere simuleringer at MCRUVE har en bedre

modell enn MCORN i ADS når de ikke har mye linje koblet til den en enden. Dette ble blant annet oppdaget når det ble brukt hjørner i RC-kretsen til stabiliseringskretsen, som senere ble byttet til linjer.

## 5.3 Resultater fra Dohertyforsterker

### 5.3.1 Simuleringer i ADS

For å simulere Dohertyforsterkeren med dynamisk bias i ADS var det nødvendig at programmet hadde støtte for bruk av error funksjon i simuleringene. Dette hadde det dessverre ikke og det førte til at det ble brukt en alternativ sinc funksjon som ikke var så optimal som ønsket. Resultatet ble dermed at simuleringene ikke viser til det optimalt ønskede resultatet, men heller fungerer som en god retningslinje før målingene blir gjort.

Figur 4.7 viser gatefunksjonen som ble brukt til dynamisk bias. En optimal funksjon ville hatt et DC nivå rundt  $-5V$  opp til punktet merket med markør m10 ved en inngangseffekt på  $25,5dBm$ . Videre ville den steget omtrent like brått som sinc funksjonen gjør, men den ville fortsatt å stige til den ble brått kuttet ved markør m11 og derfra ligget på  $-2,8V$  for inngangseffekter over dette. Som nevnt ville en error funksjon fungert utmerket til dette formålet. Det ble også testet å benytte dioder for å begrense spenningen til og aldri overstige  $-2,8V$  eller gå under  $-5V$ , men dette ga ikke noe bedre resultater av den grunn at funksjonene som ble testet med ikke passet med det optimale tilfellet.

Simulert gain med den dynamiske gatefunksjonen er vist i Figur 4.8. For lave inngangseffekter der kun mainforsterkeren er i bruk er gainet det samme som for mainforsterkeren alene hvis man trekker fra tapet i inngangsnettverket der  $3,6dB$  av disse er på grunn av at signalet splittes. Gainet synker så sakte når inngangseffekten øker, men ved markør m6 starter auxforsterkeren å bidra og gainet starter øke igjen. Gainet stiger så opp til over  $13dB$  før det faller igjen når forsterkeren starter gå i metning til markør m5 som angir hvor funksjonen for biasspenningen til auxforsterkeren starter slå seg av ved inngangseffekten  $31,5dBm$ . Dette gjør det vanskelig å se utfra grafen når forsterkeren går i metning.

Selv om det ikke eksakt er mulig å se hvor forsterkeren går i metning vises det i Figur 4.9 at utgangseffekten ved en inngangseffekt på  $31,5dBm$  er over  $43,5dBm$ . I figuren viser markør m7 en utgangseffekt på  $43,53dBm$  ved  $31dBm$  inn. Dette vil si at forsterkeren leverer mer enn  $43dBm$  som er angitt som minimum levert effekt i oppgavespesifikasjonen. Figur 4.10 viser PAE kurven for effektsveipet og ved markør m8 starter auxforsterkeren å bidra. Her flater effektiviteten ut mens bidraget er lavt for så å øke når begge delforsterkerne starter levere like



mye effekt. Det hadde vært ønskelig med en høyere PAE ved simuleringene, men kurven viser en høy PAE over et større effektspekter som er målet med en Doherty implementering.

### 5.3.2 Målinger uten dynamisk bias

Hovedformålet med målingene uten dynamisk bias var å finne en optimal funksjon som kan brukes som dynamisk bias. Figur 4.11 viser gainkurvene for alle effektsveipene som ble gjort med de forskjellige spenningene på auxbiasen. Den røde linjen markerer den ønskede gaingrafene med dynamisk bias. I det auxforsterkeren starter bidra ved omtrent 25dBm starter gainet å falle, dette er ikke optimalt og det ville vært ønskelig å holde gainet over 11dB for hele effektspekteret. Derimot er det nødvendig på grunn av at det ikke er mulig med et så raskt spenningshopp og det ville gitt en unaturlig PAE kurve som vil bli ytterligere utdypet.

Levert effekt spilte også en viktig rolle i beregningen av den ønskede biasspenningen. Utgangseffekt kurvene for effektsveipene er vist i Figur 4.12. Her representerer den røde linjen det samme som i gain grafen. Minimum levert effekt fra Dohertyforsterkeren er satt til å være 43dBm, dette kravet blir oppnådd ved å benytte den røde kurven.

PAE for effektsveipene er vist i Figur 4.13. Som den røde kurven viser følger den mainfortesker linjen til omtrent 25dBm inngangseffekt og 40% PAE før den flater ut og stiger sakte opp til omtrent 55%. Dette gir en lignende fasong til den simulerte PAE kurven.

Om det hadde vært et hopp i spenningsfunksjonene ville det gitt et høyere gain der den startet falle i Figur 4.11, men det ville blitt et lokalt maksimum for PAE kurven i stedet for at den flater ut. Et slikt plutselig hopp i gatespenningen ville blitt unaturlig og kunne gitt merkelige responser fra forsterkeren. Et slikt hopp ville også krevd mye båndbredde av den dynamiske bias styreren i tillegg til at PAEen ville vært lavere.

Spenningsfunksjonen for biasen til auxforsterkeren som gir den røde kurven i de foregående grafene er vist i Figur 4.14. Dette er en kurvet linje som vil kunne rekonstrueres med en 2. grads funksjon. Det at det vil holde med en funksjon av så lav orden er viktig for at det ikke skal kreve for mye båndbredde for å realisere den i tillegg til at det vil gi den en raskere responstid.

Selve måleprosessen var tidkrevende og det kan ha ført til små variasjoner i resultatene på grunn av varmeutvikling i forsterkerne og termineringen. Derimot er ikke disse variasjonene store nok til å gjøre utslag som fører til større feil som kan forplante seg videre ved beregning av gatefunksjonen. Variabler som målesteg og kalibrering vil i mye større grad spille inn. Målestegene for biasspenningen var 0,1V som for lave spenninger opp til -3,5V gir en god

dekning, men fra -3,5V til -2,8V ville det vært bedre om det hadde vært mindre steg dette ville ført til en glattere kurve.

### 5.3.3 Målinger med dynamisk bias

Alle verdiene fra 16QAM tester på forsterkeren er gjennomsnittstall av hele målingen med de spesifikke startvariablene som er satt av funksjonsnummer og  $P_{in}$ . Resultatene fra måling med varierende  $P_{in}$  og fast biasfunksjon er vist i Tabell 4-1. I tillegg viser Figur 4.15 spektrumet for QAM signalet under måling med funksjon nummer 1 og  $P_{in}=13\text{dBm}$ .  $P_{ut, avg.}$ , strømmene og PAE er høyest ved den største  $P_{in}=14\text{dBm}$ . Derimot så øker  $P_{ut, avg.}$  mindre fra 12-13 og 13-14 enn fra 10-11 og 11-12. Dette kan tyde på at forsterkeren begynner gå i metning og derfor sliter med å levere noe mer effekt ved de sterkeste signaltoppene i QAM signalet. Gainet starter også falle raskere ved de største inngangseffektene som styrker argumentet om at forsterkeren starter gå i metning for signaltoppene.

Acpr merket  $IM3_v$   $IM3_h$  i tabellen for  $P_{in} = 12\text{dBm}$  ligger på -37,0 og -38,3dBm. Den høyre har falt gradvis fra de lavere  $P_{in}$  på grunn av skjevheter som kan skyldes ulineæriteter når auxforsterkeren ikke er på. Dette vil være tilfellet oftere ved lave  $P_{in}$  enn ved høye der det ventes at den er på mesteparten av tiden. Den venstre,  $IM3_v$ , faller ikke mye før den får et kraftig fall på 0,9dBm fra  $P_{in}$  13-14. Acpr er et godt mål på når en forsterker er i kompresjon og dette fallet viser til at den mest sannsynlig ligger på grensen ved signaltoppene for  $P_{in} = 13\text{dBm}$  og er gått ganske langt i metning ved  $P_{in} = 14\text{dBm}$ . Utfra dette kan det antas at forsterkeren vil operere best ved  $P_{in} = 13\text{dBm}$  med en slik biasfunksjon selv om  $P_{in} = 14\text{dBm}$  leverer en høyere  $P_{ut, avg.}$  og har en bedre effektivitet. Det mest optimale ville nok vært en mellomting mellom disse, så ved ettertanke burde det vært målt med finere steg mellom 13- og 14dBm.

Det ble så gjort målinger med fast  $P_{in}$  der biasfunksjonen ble endret. Til dette ble det valgt å bruke 13dBm på grunn av resultatene fra forrige runde med målinger. Funksjonene er listet og nummerert i Tabell 3-6 og resultatene fra målingene er vist i Tabell 4-2. Det ble i testene satt størst fokus på å øke PAE ved  $P_{in} = 13\text{dBm}$ . Tabellen viser at  $P_{ut, avg.}$ , gain og acpr ligger rimelig konstant og variasjonen for  $P_{ut, avg}$  og gain som er  $\pm 0,1\text{dBm}$  kan være fra usikkerheter ved målingene. Studeres effektivitetsmålene  $\eta$  og PAE viser de til at funksjon nummer 3 og 4 gir knepent det beste resultatet. Disse har ikke det beste gainet og leverer ikke mest effekt, men de trekker mindre strøm enn funksjon nr. 1 og 2 som fører til at effektiviteten blir høyere. I tillegg gir funksjon 4 en bedre acpr som gjør at dette vil være den beste funksjonen ved  $P_{in} = 13\text{dBm}$ . Funksjon nummer 5 og 6 har ganske like resultater som 3 og 4 men en litt lavere effektivitet som var hovedfokus under disse testene.

Som det er nevnt tidligere er det en usikkerhet på  $\pm 0,1\text{dBm}$  på disse målingene. Det kan føre til at resultatene for de forskjellige funksjonene ikke viser til den mest optimale av disse funksjonene siden PAE verdiene er så like og en variasjon på  $0,2\text{dBm}$  ville ført til at for eksempel funksjon nummer 6 ville gitt best PAE. Derimot er nok ikke dette tilfellet her, men det kan antas at alle skulle hatt en  $P_{\text{ut, avg}} \geq 39\text{dBm}$  som ville ført til at nr.5 ville stilt sterkere. Det er også et lite utvalg av funksjoner som brukt i målingene, i tillegg har de ganske lik kurve. Ved å ha et mye større spekter av funksjoner og variert  $P_{\text{in}}$  for hver av disse ville resultatet trolig blitt noe bedre. Dette ville da også ført til en mye mer omfattende oppgave. For eksempel om det ble testet 30 funksjoner med en inngangseffekt fra  $13 - 13,5\text{dBm}$  med  $0,1\text{dBm}$  steg ville dette ført til  $30 \cdot 6 = 180$  målinger. Måten det ble gjort på her ved å gjøre manuelle effektsveip for å estimere en optimal biasfunksjon for så å teste den og noen variasjonen av den gir resultater som er bedre enn ved simuleringene og det kan da også antas at det ikke er alt for mye ekstra å hente om det hadde blitt gjort målinger av en stor gruppe forskjellige funksjoner.

Simuleringer av Dohertyforsterkeren ga økt PAE for 1-tone storsignalsimuleringer når motstanden i Wilkerson splitteren ble fjernet. Dette ble testet etter alle andre målinger var gjort og det viste seg at dette ikke var tilfellet i praksis. Til disse testene ble det brukt funksjon nummer 1 og  $P_{\text{in}} = 13\text{dBm}$  og sammenligningen til resultatene med motstand viste at motstanden spilte en viktig rolle for både utgangseffekt, gain og effektivitet.



## 6 Konklusjon

Arbeidet i denne oppgaven har vist stegene i designprosessen, konstruksjonen og testing av en Dohertyforsterker med dynamisk gate styring av auxiliaryforsterkeren. Det ble startet med å designe to delforsterkere som ble konstruert og testet hver for seg før Dohertyen ble designet. Dohertyforsterkeren ble designet rundt de to delforsterkerne og ble til slutt testet med 16QAM signal.

Målingene av de to delforsterkerne viste at de hadde et høyt gain på omtrent 16dBm. Det målte gainet er høyere enn det simulerte som tyder på at modellene av transistoren i ADS er konservative og vil ha litt dårligere ytelse enn transistoren har i praksis. S-parameter-målingene viste også at S11 ikke var så godt matchet for 2GHz som ønsket, men det var ikke så dårlig at det vil ha mye effekt på ytelsen til forsterkerne. Storsignalmålingene viste at de begge klarte levere effekt over 40dBm som er minimumskravet for at Dohertyforsterkeren skal kunne levere 43dBm. Ved 1db-kompresjon lå begge forsterkerne på omtrent 55% PAE som bra, men ikke er så høyt som ønsket.

I produksjonsprosessen som ble brukt for både delforsterkerne og Dohertyen er det flere påvirkende faktorer. Fresing av kretskort, kvalitet på lodding og plassering av komponenter kan alle påvirke hvordan kretsen oppfører seg og endre egenskapene fra simuleringene til virkeligheten. Hvordan målingene ble utført vil også være en usikkerhet for resultatene. Blant annet ble ikke utgangseffekten fra generatoren kalibrert med effektmeter, men storsignalmålingene viser at 1db-kompresjonspunkt ligger omtrent ved samme inngangseffekt som ved simuleringene og det kan da antas at effekten vist på generator er korrekt.

Det ble funnet en ønsket biasfunksjon for den dynamiske gaten ved å gjøre manuelle effektsveip på Dohertyforsterkeren. Ved bruk av denne funksjonen når Dohertyforsterken ble testet med 16QAM signal ga den en PAE = 39,85% ved 13dBm inngangseffekt og en PAE = 43,03% ved 14dBm. Det ser derimot ut som Dohertyforsterken går i metning for signaltoppene med  $P_{in}=14dBm$ , og med denne funksjonen ville den optimale inngangseffekt ligget mellom 13 og 14dBm. Det ble ikke utført målinger i dette intervallet for å teste om dette var tilfellet. Dette viser klart at Dohertyforsterkeren opererer slik som det er ønsket og den er designet for.

Det ble gjort flere tester med  $P_{in}=13dBm$  der biasfunksjonen ble endret. Det viste seg at det var mulig øke PAEen fra 39,85% til 41,22% ved kun små endringer. Ved å endre funksjonen falt utgangseffekten med 0,1dB, men det kan også komme fra små variasjonen ved målingen. Det kan konkluderes med at den beste funksjonen for  $P_{in}=13dBm$  vil være nummer 4 i Tabell 3-6. Det ville trolig vært mulig å finne en mer optimal funksjon og inngangseffekt for å øke

både PAE og levert effekt fra Dohertyforsterkeren. Det vises også klart at en dynamisk gaten gir en økt effektivitet ved implementasjon i en Dohertyforsterker.

Til ettertanke hadde det vært fordelaktig å kunne utført målinger på og karakterisert Wilkerson splitteren, inngangsnettverket og utgangsnettverket i Dohertyen. Dette kunne gitt bedre resultater ettersom det er noe tap i disse passive nettverkene som kunne vært eliminert.

### **Videre arbeid**

For videre utvikling av denne Dohertyforsterkeren hadde det vært spennende å implementert en dynamisk gatefunksjon på kortet slik at det ikke er nødvendig koble til en driverkrets og generere biasfunksjonen i generatoren. For at dette skulle vært gjennomførbart måtte det blitt gjort en rekke målinger av forskjellige funksjonen for å finne den mest effektive.

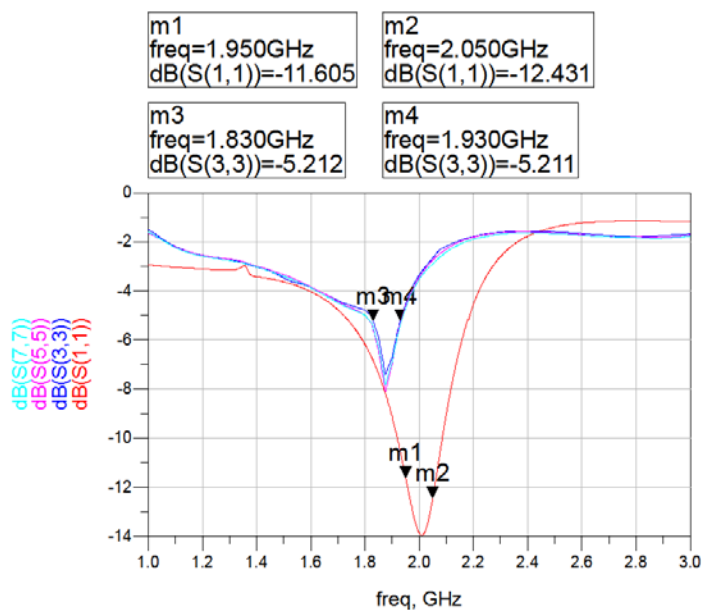
# Bibliografi

- [1] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications Second Edition, London: Artech House Inc, 2006.
- [2] I. Cree, «CGH40010, 10 W, RF Power GaN HEMT,» 2012. [Internett]. Available: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/RF/Data%20Sheets/CGH40010.pdf>. [Funnet 11 2012].
- [3] P. A. S. C. P. B. k. Z. B. P. N. P. J. F. S. N. O. S. Frederick H. Raab, «RF and Microwave Power Aplifier and Transmitter Technologies - part 1 to 5,» *High Frequency Electronics*, May 2003.
- [4] M. Olavsbråten, Forfatter, *RF Power Amplifier (RF PA)*. [Performance]. NTNU, 2012.
- [5] D. M. Pozar, Microwave and RF Design of Wireless Systems, USA: John Wiley and Sons, inc., 2001.
- [6] A. C. Ltd, «Radio-Electronics.com,» [Internett]. Available: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/coupler-combiner-splitter/wilkinson-splitter-combiner-divider.php>. [Funnet 12 4 2013].
- [7] microwaves101, «microwaves101,» [Internett]. Available: [http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Wilkinson\\_splitters.cfm](http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Wilkinson_splitters.cfm). [Funnet 12 4 2013].
- [8] <http://en.wikipedia.org/wiki/File:Wilkinson-coupler.svg>, «<http://en.wikipedia.org/wiki/File:Wilkinson-coupler.svg>,» [Internett]. Available: <http://en.wikipedia.org/wiki/File:Wilkinson-coupler.svg>. [Funnet 16 4 2013].
- [9] «Agilent technologies home,» 2000. [Internett]. Available: <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?cc=NO&lc=eng&ckey=1297113&nid=-34346.0.00&id=1297113>. [Funnet 24 10 2012].
- [10] m. integrated, «maximintegrated,» maxim integrated, 8 7 2004. [Internett]. Available: <http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/3169>. [Funnet 2012].
- [11] bungard, «Datasheet for Original Bungard presensitized base material FR4,»

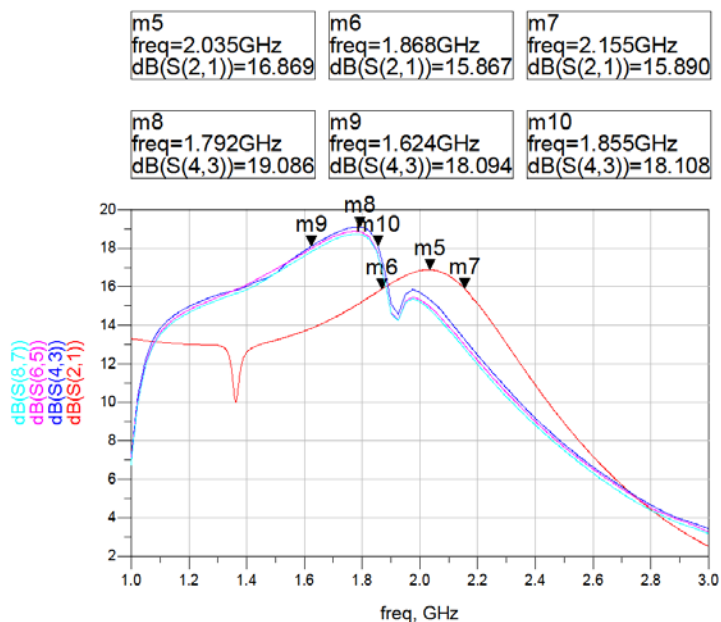
- [Internett]. Available: [http://www.krepro.no/pdf/categories/printlaminat/technical\\_data.pdf](http://www.krepro.no/pdf/categories/printlaminat/technical_data.pdf). [Funnet 22 4 2013].
- [12] blackstick, «blackstick,» [Internett]. Available: <http://www.blackstick.co.uk/pcb-design-fabrication-tutorial.php>. [Funnet 22 4 2013].
- [13] E. P. E. Consortium, «<http://www.digikey.com>,» Digi-Key Corporation, 1995-2012. [Internett]. Available: <http://www.digikey.com/us/en/techzone/wireless/resources/articles/Introduction-to-GaN-technology.html>. [Funnet 2012].
- [14] I. Johanson Technology, «dual-capacitor-and-inductor-designer-kits,» Johanson Technology, Inc., 2012. [Internett]. Available: <http://www.johansontechnology.com/en/prototyping-kits/dual-capacitor-and-inductor-designer-kits.html>. [Funnet 2012].
- [15] I. Johanson Technology, «/0603-r14s,» Johanson Technology, Inc., 2012. [Internett]. Available: <http://www.johansontechnology.com/en/rf-capacitors/high-q-multi-layer-capacitors-rohs/available-capacitance-selection/0603-r14s.html>. [Funnet 2012].
- [16] T. Kanestrøm, «Konstruksjon av GaN Doherty effektforsterker,» NTNU, 2012.
- [17] A. technologies, «Agilent technologies, application note AN 1287-3,» [Internett]. Available: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7709E.pdf>.
- [18] krepro, «krepro-fotoprint,» 2013. [Internett]. Available: <http://www.krepro.no/fotoprint-cem1.html>. [Funnet 22 4 2013].



## A Klasse B forsterker



Figur A.0.1: Inngangs-returtap, S11, måling sammenlignet med simulering. S(7,7), S(5,5), S(3,3) med mark m3 og m4 er for 3 målinger, mens S(1,1) med mark m1 og m2 er for simuleringen.



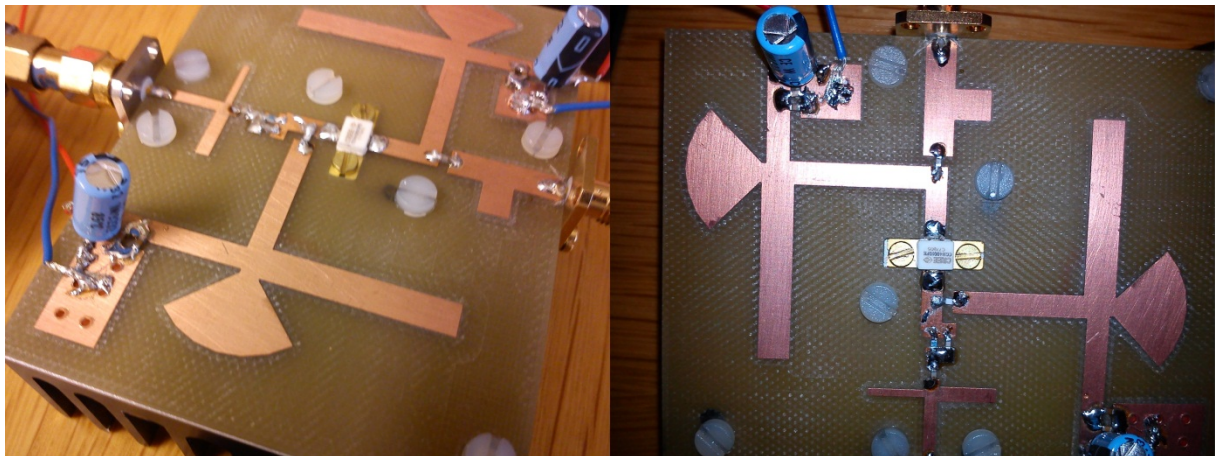
Figur A.0.2: Gain, S21, måling sammenlignet med simulering. S(8,7), S(5,5), S(4,3) med mark m8, m9 og m10 er for 3 målinger, mens S(2,1) med mark m5, m6 og m7 er for simuleringen.

**Tabell A-0-1: Oppsummering av viktige tall fra storsignalsimulering.**

Last-motstand	Frekvens [GHz]	Gain [dB]	Inngangs effekt 1dB kompresjonspunkt[dBm]	Uteffekt ved 1dB komp. [dBm]	PAE ved 1dB komp. [%]
50Ω	2.0	16.8	24.2	38.3	53.3
25Ω	2.0	16.4	25.9	39.2	47.6

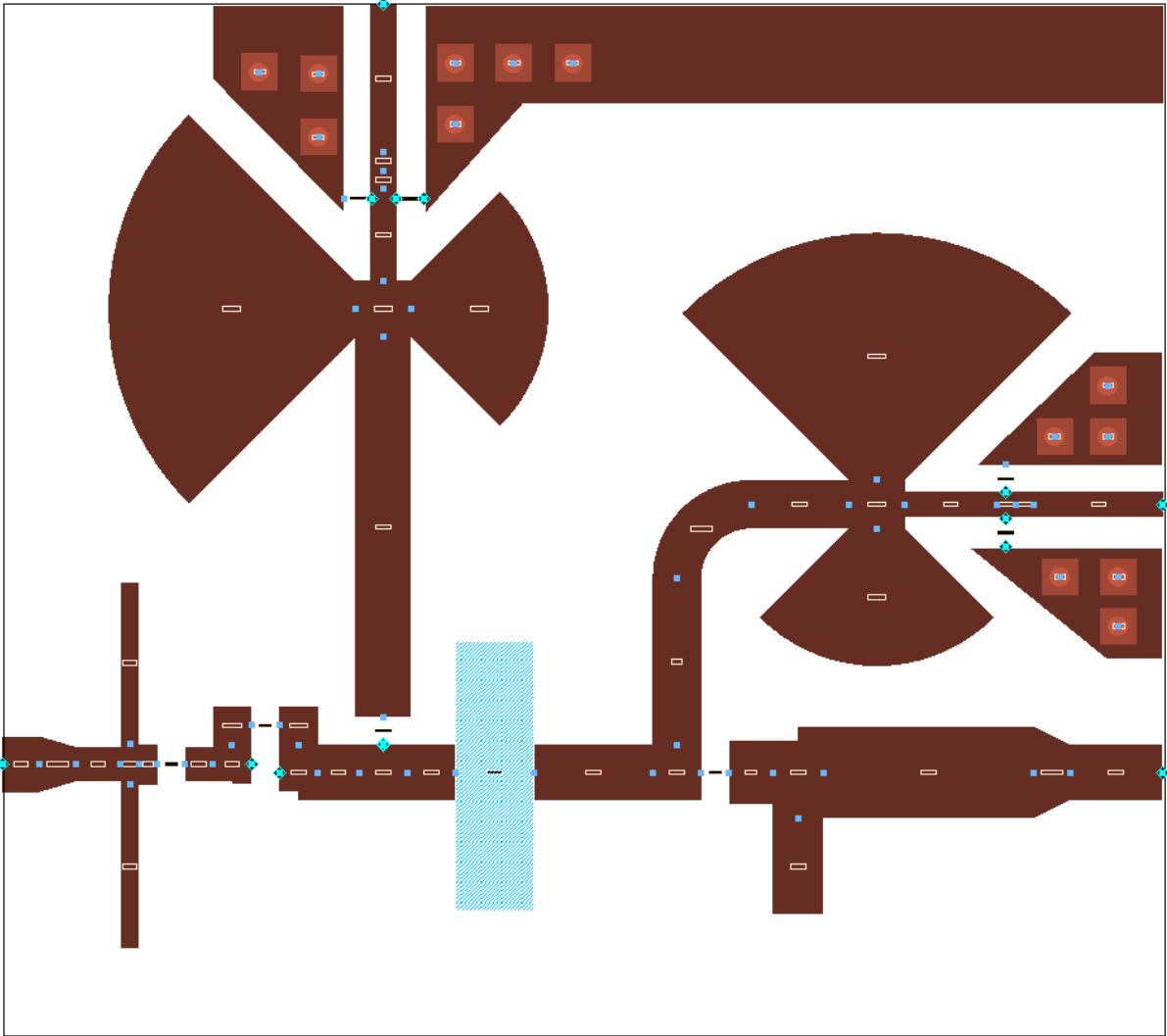
**Tabell A-0-2: Oppsummering av viktige tall ved storsignalmåling.**

Frekvens [GHz]	Gain [dB]	Inngangs effekt 1dB kompresjonspunkt[dBm]	Uteffekt ved 1dB komp. [dBm]	PAE ved 1dB komp. [%]
1.6	17.9	26.5	40.3	56.8
1.7	17.7	27.2	40.3	60.2
1.8	18.3	26.1	39.8	61.1
1.9	14.0	27.2	37.4	44.4
2.0	16.0	26.5	38.2	49.4

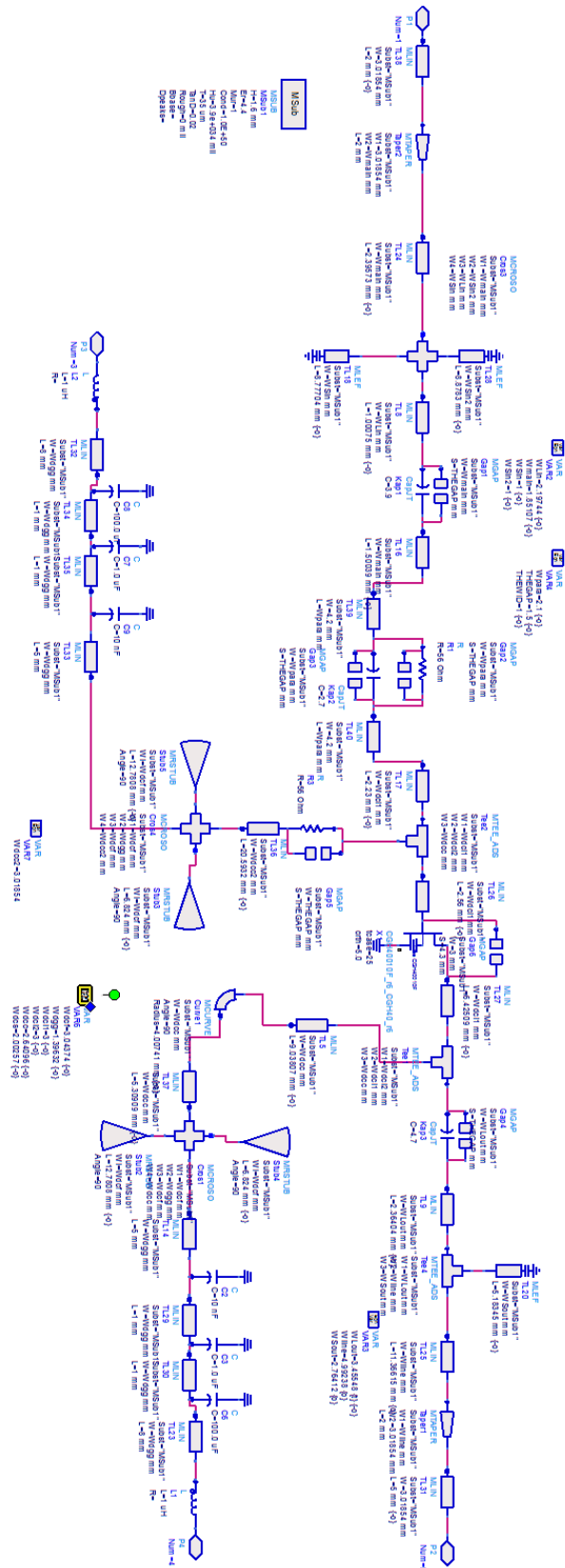


**Figur A.0.3: Ferdig konstruert klasse B forsterker.**

# B Mainforsterker

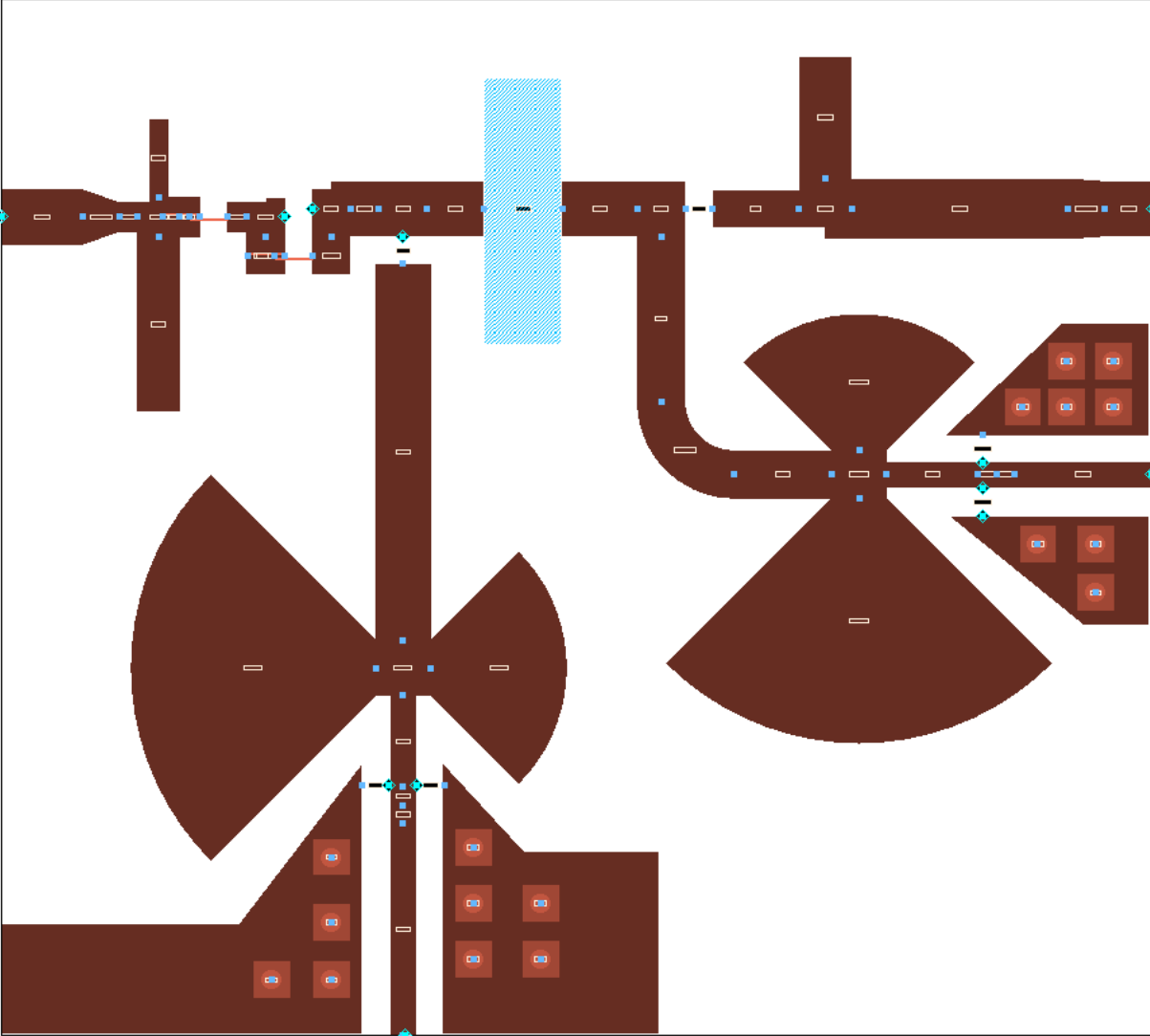


Figur B.0.1: Layout for mainforsterker.

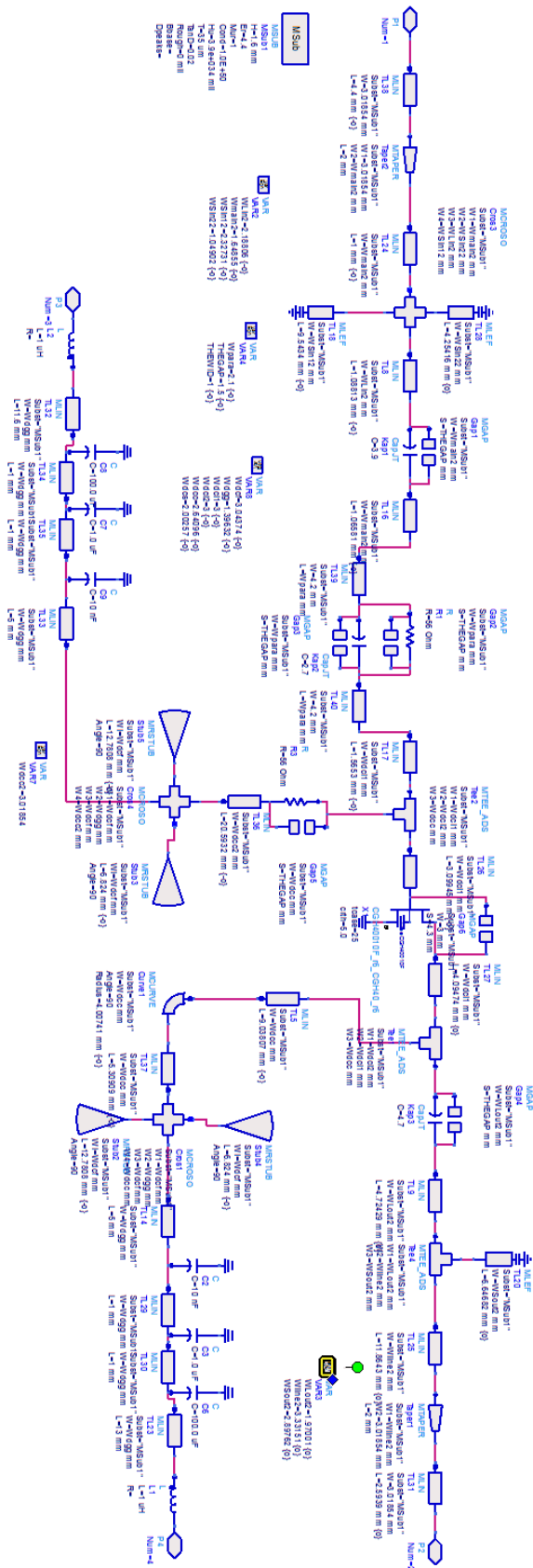


Figur B.0.2: Designskjema i ADS for mainforsterker.

# C Auxiliaryforsterker



Figur C.0.1: Layout auxforsterker.



Figur C.0.2: Designskjema i ADS for auxiliary forsterker.

## D Matlab plot skript

dohertygate.m

```
close all
clear all

load('NYcalDriverogSirc.mat')%DRIVER
driverIP=InputPower(10:101);
driverOP=OutputPower(10:101);

for i=27:60
eval(['load NYmeas' num2str(i) 'V.mat'])
eval(['InputPower' num2str(i) '=InputPower(10:101);'])
eval(['OutputPower' num2str(i) '=OutputPower(10:101);'])
eval(['iDrain' num2str(i) '=iDrain(10:101);'])
eval(['iGate' num2str(i) '=iGate(10:101);'])
end

driverPA = driverOP-driverIP;
In = InputPower27+driverPA;
Inr = 10.^((In-30)/10);

inpw=[27:1:60];

%PAE
for i=27:60
eval(['PAE' num2str(i) '=100*(10.^((OutputPower' num2str(i) '-
30)/10)-10.^((In-30)/10))./(28*iDrain' num2str(i) '+28*iGate'
num2str(i) ');']);
end

for i = 1:92
Vopt(i)=60;
end

Vopt(50)=inpw(34);
Vopt(51)=inpw(34);
Vopt(52)=inpw(34);
Vopt(53)=inpw(34);
Vopt(54)=inpw(34);
Vopt(55)=inpw(34);
Vopt(56)=inpw(34);
Vopt(57)=inpw(33);
Vopt(58)=inpw(32);
Vopt(59)=inpw(31);
Vopt(60)=inpw(30);
```

```

Vopt(61)=inpw(29);
Vopt(62)=inpw(28);
Vopt(63)=inpw(27);
Vopt(64)=inpw(26);
Vopt(65)=inpw(25);
Vopt(66)=inpw(24);
Vopt(67)=inpw(23);
Vopt(68)=inpw(22);
Vopt(69)=inpw(21);
Vopt(70)=inpw(20);
Vopt(71)=inpw(19);
Vopt(72)=inpw(18);
Vopt(73)=inpw(17);
Vopt(74)=inpw(17);
Vopt(75)=inpw(16);
Vopt(76)=inpw(15);
Vopt(77)=inpw(14);
Vopt(78)=inpw(13);
Vopt(79)=inpw(12);
Vopt(80)=inpw(11);
Vopt(81)=inpw(10);
Vopt(82)=inpw(9);
Vopt(83)=inpw(8);
Vopt(84)=inpw(7);
Vopt(85)=inpw(6);
Vopt(86)=inpw(5);
Vopt(87)=inpw(4);
Vopt(88)=inpw(3);
Vopt(89)=inpw(2);
Vopt(90)=inpw(2);
Vopt(91)=inpw(1);
Vopt(92)=inpw(1);

for i=1:length(Vopt)

eval(['OptInput(i)=InputPower' num2str(Vopt(i)) '(i);']);
eval(['OptOutput(i)=OutputPower' num2str(Vopt(i)) '(i);']);
eval(['OptiDrain(i)=iDrain' num2str(Vopt(i)) '(i);']);
eval(['OptiGate(i)=iGate' num2str(Vopt(i)) '(i);']);
end

OptPAE = 100*(10.^((OptOutput-30)/10)-10.^((In-30)/10))./(28*OptiDrain+28*OptiGate);

```



```

%plots

    figure
    plot(Inr,-Vopt./10,'linewidth',2)
    axis([0 1.4 -6 -2.5])

ylabel('Spänning[V]','fontsize',18)
xlabel('Inngangseffekt[dBm]','fontsize',18)
title('Gatespenning','fontsize',18)

    grid on

    figure
    hold on
    for i=27:60
    eval(['plot(In,OutputPower' num2str(i) '-In)'])
    end
    axis([14 32 10 15])
    plot(In,OptOutput-In,'r','linewidth',3)
    ylabel('Gain[dB]','fontsize',18)
    xlabel('Inngangseffekt[dBm]','fontsize',18)
    title('Gain','fontsize',18)

    grid on

    figure
    hold on
    for i=27:60
    eval(['plot(In,OutputPower' num2str(i) ')'])
    end
    plot(In,OptOutput,'r','linewidth',3)

    axis([14 32 26 44])
    ylabel('Utgangseffekt[dBm]','fontsize',18)
    xlabel('Inngangseffekt[dBm]','fontsize',18)
    title('Utgangseffekt vs. Inngangseffekt','fontsize',18)
    grid on

    figure
    hold on
    for i=27:60
    eval(['plot(In,PAE' num2str(i) ')'])
    end
    plot(In,OptPAE,'r','linewidth',3)

    axis([14 32 10 60])
    ylabel('PAE[%]','fontsize',18)
    xlabel('Inngangseffekt[dBm]','fontsize',18)
    title('PAE','fontsize',18)

```

```
grid on
```

## Storsig.m

```
load('CALDriversirc20.mat')%DRIVER
driverIP=InputPower(10:61);
driverOP=OutputPower(10:61);
load('Main_PowersweepTest_19Ghz2.mat')%forsterker
InputPower=InputPower(10:61);
OutputPower=OutputPower(10:61);
iDrain=iDrain(10:61);
cirtap=[-2 -1.3 -0.9 -0.7 -0.4];% for hhv 1.6 1.7 1.8 1.9 2.0 GHz
cirul = cirtap(5)
%driver
driverPA= driverOP-driverIP;

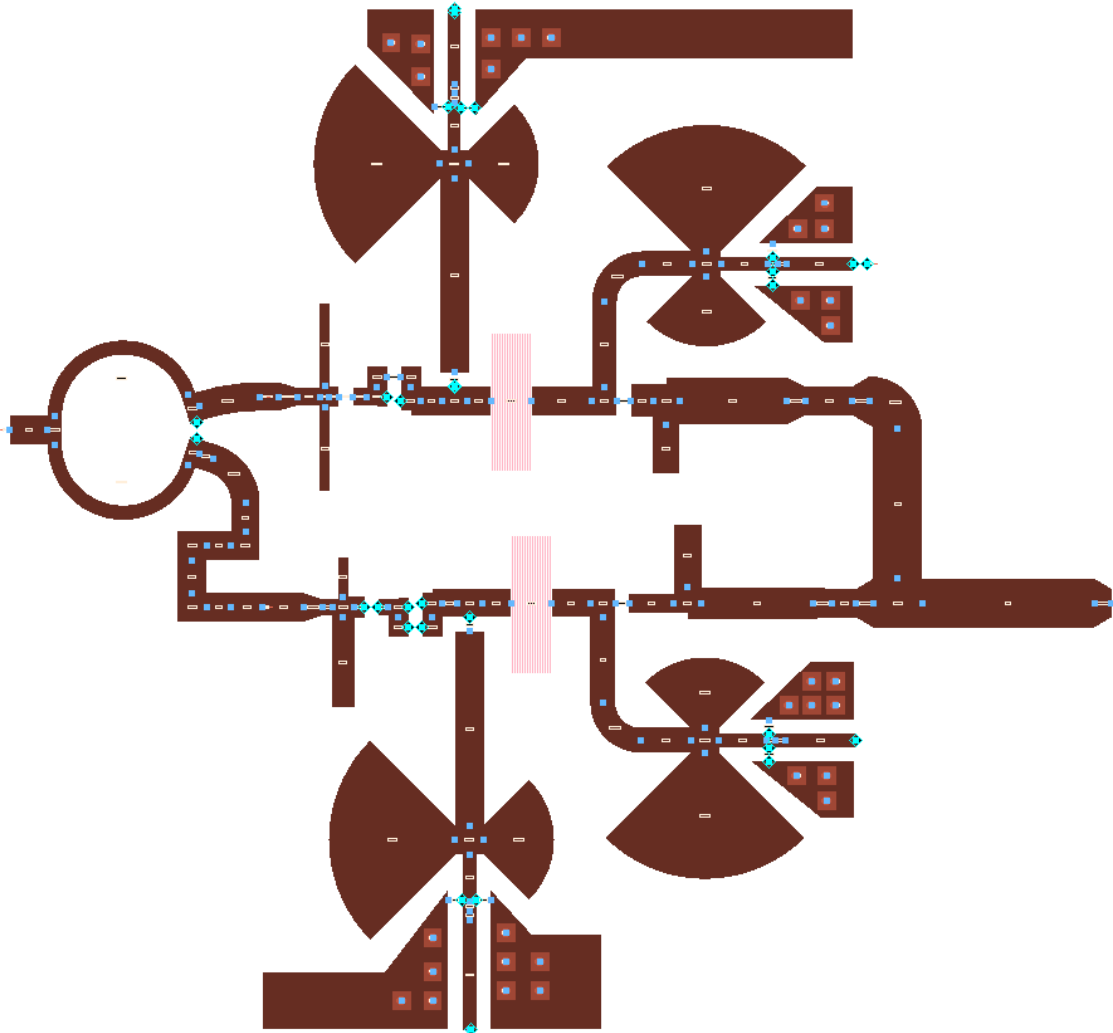
%plot(InputPower,driverPA)

%PA
In=InputPower+driverPA+cirul;
PA= OutputPower-In;
PAE = 100*(10.^((OutputPower-30)/10)-10.^((In-30)/10))./(28*iDrain);
figure
%subplot(1,3,1)
plot(In,PA)
xlabel('Inngangseffekt [dBm]','fontsize',18)
ylabel('Gain [dB]','fontsize',18)
grid on

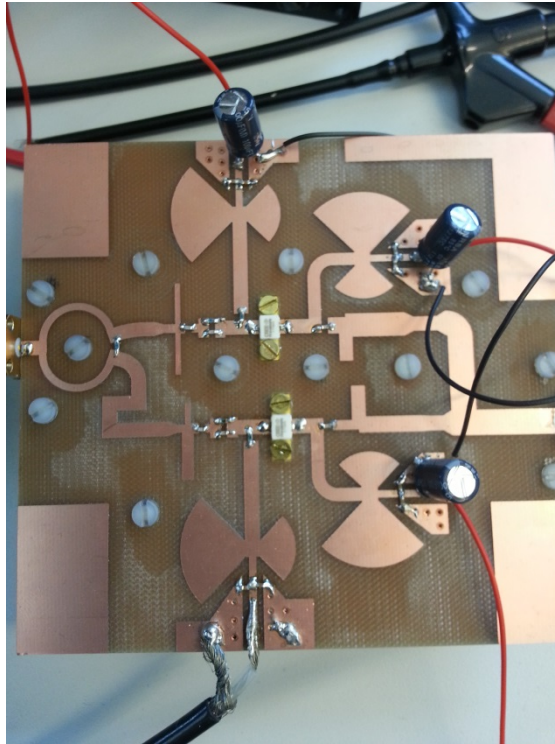
figure
%subplot(1,3,2)
plot(In,OutputPower)
xlabel('Inngangseffekt [dBm]','fontsize',18)
ylabel('Utgangseffekt [dBm]','fontsize',18)
grid on

figure
%subplot(1,3,3)
plot(In,PAE)
xlabel('Inngangseffekt [dBm]','fontsize',18)
ylabel('PAE [%]','fontsize',18)
grid on
```

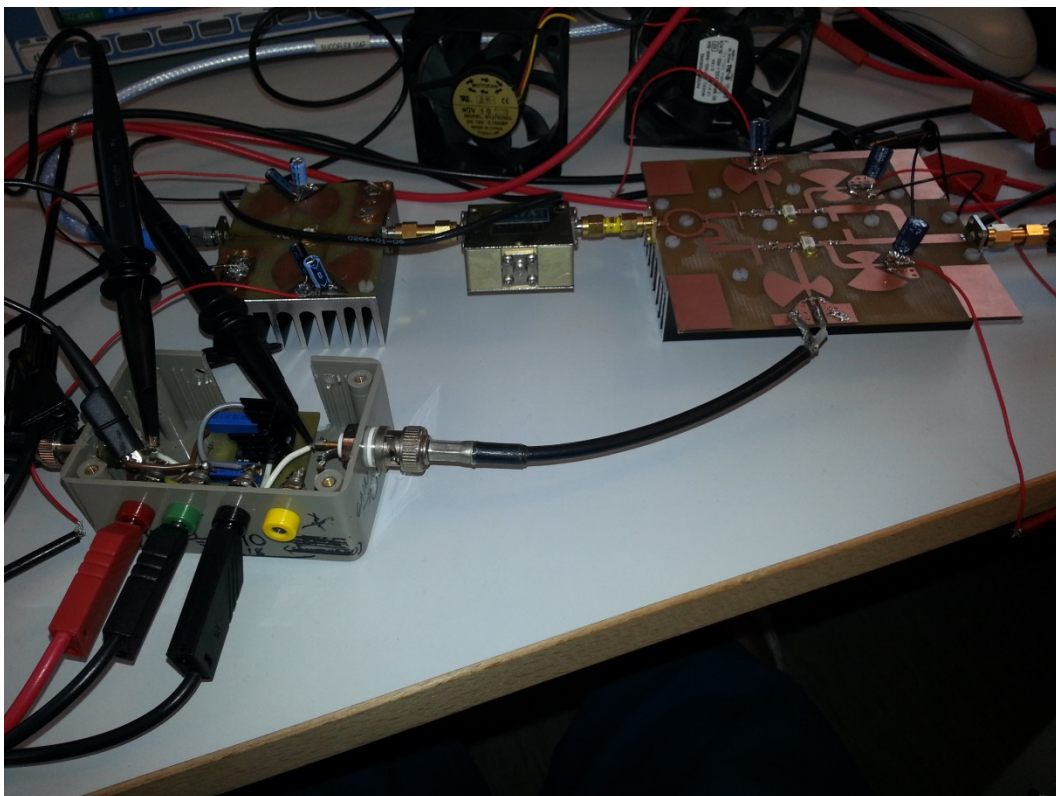
# E Dohertyforsterker



Figur E.0.1: Layout Dohertyforsterker.



**Figur E.0.2: Dohertyforsterker.**



**Figur E.0.3: Doherty forsterker med dynamisk gate driver.**