

# Konstruksjon av GaAs MMIC effektforsterker med integrert linearisering

**Frank Åge Kippernes**

Master i elektronikk  
Oppgaven levert: Mai 2009  
Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



# Oppgavetekst

GaAs MMIC teknologi benyttes i stadig større grad i komponenter som ligger nær antenne i en radioenhet - både i infrastruktur-utstyr og på brukersiden. Dette fordi GaAs-teknologien har god ytelse både i lavstøy- og effektforsterkere og i antenne-switcher (høy isolasjon). Etter hvert som stadig flere tar i bruk høyere frekvenser i nye trådløse tjenester vil bruken av GaAs teknologi å øke, og kunnskaper om design av utstyrsspesifikke komponenter vil bli etterspurt.

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i aktuelle verktøy for simulering og optimalisering.
- Sette seg inn i den aktuelle MMIC pHEMT prosessen.
- Sette seg inn i teori for effektforsterkerdesign.
- Lage utlegg av forsterkeren som ble konstruert på prosjektet
- Måle på passive og aktive komponenter for å kunne si noe om påliteligheten til simuleringsverktøyet.
- Se på aktuelle integrerbare lineariseringsmetoder.
- Foreslå løsninger for realisering av en eller flere lineariseringsmetoder for den konstruerte forsterkeren.

Oppgaven gitt: 15. januar 2009

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## Forord

Denne masteroppgaven er min avslutning av sivilingeniørstudiet ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon ved NTNU. Arbeidet er utført våren 2009 og tilsvarer 30 studiepoeng. Jeg har sett på effektforsterkere og metoder for linearisering. Det har også blitt tegnet utlegg av forsterkeren som ble konstruert i prosjektoppgaven høsten 2008. Førsteamanuensis Morten Olavsbråten har vært min faglærer og veileder. Jeg vil rette en takk til ham for hyggelige samtaler og for hjelp til å finne løsninger på alle problemer som har dukket opp underveis. Jeg vil også rette en takk til Marius Ubostad og Terje Mathisen for bistand i forbindelse med målinger på MMIC.



## Sammendrag

Denne oppgaven tar for seg linearisering av GaAs MMIC effektforsterkere. Det er brukt en pHEMT-prosess og senterfrekvensen ligger på 2,45 GHz. Effektforsterkerne som er konstruert kan levere utgangseffekter i størrelsesorden 1 W. Agilent Advanced Design System (ADS) ble brukt til konstruksjon og simulering.

Moderne modulasjonsteknikker med varierende envelope krever lineære forsterkere for å fungere. Ulinearitetene i forsterkeren vil forvrengne signalet og skape støy både i og utenfor båndet. Effektiviteten til en lineær forsterker er vesentlig lavere enn for en ulineær forsterker. Ved bruk av linearisering kan effektiviteten økes ved at forsterkeren kan levere større utgangseffekt uten å generere mer støy. Lineariseringsteknikker kan også brukes til å forbedre en forsterker som ikke oppfyller kravet til linearitet, for eksempel støy i nabobånd.

Teori for lineære effektforsterkere og lineariseringsmetoder blir presentert. Det er lagt vekt på predistorsjon og “difference-frequency feedback”. Det ble også gjort simuleringer med disse to metodene. Begge metodene ga redusert intermodulasjon.

Det er gjort målinger på komponenter i MMIC for å få en indikasjon på påliteligheten til dataverktøyet. Resultatet av disse målingene viste at modellene er nøyaktige for 2,45 GHz.

# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
1.1	Motivasjon . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Bakgrunn</b>	<b>3</b>
2.1	Forsterkerklasser . . . . .	3
2.1.1	Klasse A . . . . .	3
2.1.2	Klasse AB . . . . .	5
2.2	Biasering . . . . .	5
2.3	Stabilitet . . . . .	7
2.4	Tilpasning . . . . .	8
2.5	1dB kompresjonspunkt . . . . .	9
2.6	3rd order intercept point . . . . .	9
2.7	Forsterkning referert til utgangseffekt . . . . .	11
2.8	Linearisering . . . . .	13
2.8.1	Feedforward . . . . .	13
2.8.2	Feedback . . . . .	14
2.8.3	Difference-frequency feedback . . . . .	14
2.8.4	Predistorsjon . . . . .	17
2.9	Kalibrering . . . . .	21
2.9.1	Kalibrering av nettverksanalysator . . . . .	21
2.9.2	DC-kalibrering . . . . .	22
2.10	MMIC-prosessen . . . . .	23
2.10.1	Linjer . . . . .	24
2.10.2	Beregning av linjebredde . . . . .	24
2.10.3	Spoler . . . . .	26
2.10.4	Motstander . . . . .	27
2.10.5	Kondensatorer . . . . .	27
2.10.6	Transistorer . . . . .	28
2.11	Presentasjon av tidligere prosjektoppgave . . . . .	29
2.11.1	Transistorvalg og biasering . . . . .	29
2.11.2	Stabilisering . . . . .	31
2.11.3	Tilpasning . . . . .	32
2.11.4	Predistorsjon . . . . .	33
<b>3</b>	<b>Utlegg</b>	<b>36</b>
3.1	Utgangspunkt . . . . .	36
3.2	Transistor . . . . .	38
3.3	Liten kondensator, stor strøm . . . . .	39
3.4	Stabiliseringsnettverk . . . . .	39
3.5	Biasering . . . . .	40
3.6	Strømtetthet . . . . .	40



<b>4</b>	<b>Simuleringsresultater</b>	<b>41</b>
4.1	Predistorsjon . . . . .	41
4.2	Difference-frequency feedback . . . . .	43
4.2.1	Optimalisering for lav inngangseffekt . . . . .	43
4.2.2	Optimalisering for høy inngangseffekt . . . . .	46
4.2.3	Tilbakekoblingens innvirkning på andre egenskaper . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Måleresultater</b>	<b>50</b>
5.1	Utstyrliste . . . . .	50
5.2	Måling på spole med brede linjer i viklingene . . . . .	51
5.3	Korrigerings av måleresultat . . . . .	52
5.4	Måling på spole med tynne linjer i viklingene . . . . .	52
5.5	Kobling mellom spoler . . . . .	52
5.6	Måling av IV-kurver for transistor . . . . .	55
<b>6</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>56</b>
6.1	Utlegg . . . . .	56
6.2	Konvergensproblemer . . . . .	56
6.3	Difference-frequency feedback . . . . .	57
6.4	Produksjon . . . . .	58
6.5	Målinger . . . . .	58
6.6	Andre kommentarer . . . . .	59
<b>7</b>	<b>Videre arbeid</b>	<b>60</b>
<b>8</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>61</b>
<b>A</b>	<b>Kretser og simuleringsoppsett</b>	<b>63</b>
<b>B</b>	<b>Strømmer</b>	<b>73</b>
<b>C</b>	<b>Utlegg</b>	<b>77</b>
<b>D</b>	<b>Måleresultater</b>	<b>82</b>
<b>E</b>	<b>Andre resultater</b>	<b>90</b>

## Figurer

1	Klasse A forsterker . . . . .	3
2	Plassering av biaspunkt i IV-kurvene til en transistor . . . . .	4
3	Effekt og effektivitet for de forskjellige klassene . . . . .	4
4	Klasse AB forsterker . . . . .	5
5	Eksempel på IV-kurve og plassering av biaspunkt . . . . .	6
6	Forskjellen på gain- og effekttilpasning . . . . .	8
7	1dB kompresjonspunkt . . . . .	9
8	3rd order intercept point . . . . .	10
9	Gainkompresjon referert til inngangseffekt . . . . .	11
10	Forsterkning og gainkompresjon referert til utgangseffekt . . . . .	12
11	Feedforward linearisering . . . . .	13
12	Distorsjon feedback . . . . .	14
13	Difference frequency feedback . . . . .	16
14	Predistorsjon . . . . .	18
15	Bruk av varaktordiode for å linearisere gatekapasitans . . . . .	18
16	Predistorsjon ved hjelp av dioder og dempeledd . . . . .	19
17	Predistorsjon med dempeledd . . . . .	20
18	Referanseplan ved kalibrering av nettverksanalysator . . . . .	21
19	Referanseplan ved DC-kalibrering . . . . .	22
20	Linjer i MMIC sett fra siden . . . . .	24
21	Størrelse på RMS-verdi kontra DC- og RF-strøm . . . . .	25
22	Spole i MMIC sett ovenfra . . . . .	27
23	Motstand i MMIC . . . . .	27
24	Kondensator i MMIC . . . . .	28
25	pHEMT transistor i MMIC . . . . .	28
26	IV-kurver for transistoren . . . . .	30
27	Stabilitetsnettverk . . . . .	31
28	K-faktor . . . . .	31
29	Klasse A med tilpasningsnettverk . . . . .	32
30	Utsnitt av forsterker med varaktor . . . . .	33
31	Predistorsjon ved hjelp av anti-parallele dioder . . . . .	34
32	Sammenligning av referanseforsterker og forsterker med 6 dB dempeledd med anti-parallele dioder . . . . .	34
33	Resultat av 2-tonetest . . . . .	35
34	Utgangsspekter, 23,4 dBm utgangseffekt, 8MHz spacing . . . . .	35
35	Utlegg fra prosjektoppgave . . . . .	36
36	Anbefalt plassering av prober . . . . .	37
37	Måleprober . . . . .	37
38	Utlegg av transistor . . . . .	38
39	Kondensator C9 . . . . .	39
40	Stabiliseringsnettverk . . . . .	39
41	Biaseringsnettverk på drain . . . . .	40
42	Sammenligning av forsterker med predistorsjon før og etter utlegg . . . . .	41

43	Resultat av 2-tonetest som sammenligner forsterker med predistorsjon før og etter utlegg . . . . .	42
44	Resultat av 2-tonetest etter utlegg, med og uten predistorsjon . . . . .	42
45	Resultat av 2-tonetest etter utlegg, med og uten predistorsjon, med frekvenssveip . . . . .	43
46	Tilbakekoblingsnettverk . . . . .	44
47	Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling, $50 \Omega$ referanseimpedans i tilbakekoblingen. . . . .	44
48	Tilbakekoblingsnettverk med kondensator . . . . .	45
49	Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Med serie kondensator. . . . .	45
50	Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Optimalisert for høy inngangseffekt . . . . .	46
51	Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Variert avstand mellom tonene . . . . .	47
52	Utgangsspekter, 28.8 dBm utgangseffekt, 10MHz spacing . . . . .	47
53	Sammenligning av kompresjoner i forsterker med og uten tilbakekobling . . . . .	48
54	Effekt og forsterkning for forsterker med tilbakekobling . . . . .	48
55	Effektiviteten til forsterker med tilbakekobling . . . . .	49
56	Måling på MMIC . . . . .	51
57	Spole 1 i pHEMT. $w = 20$ , $s = 5$ , $n = 14$ . . . . .	51
58	Kobling mellom spoler. Avstanden mellom spolene er $20\mu m$ . $w = 10\mu m$ , $s = 10\mu m$ , $n = 38$ . . . . .	53
59	Koblingsfaktor . . . . .	54
60	Spole 2-5 . . . . .	54
61	Sammenligning av IV-kurver . . . . .	55
62	3 dB dempeledd . . . . .	63
63	Testbenk for sammenligning av måleresultater med simuleringsdata . . . . .	63
64	S-parameter simuleringsoppsett . . . . .	64
65	Simuleringsoppsett for beregning av IV-kurver . . . . .	64
66	Forsterker tilpasset for maksimalt gain . . . . .	65
67	Lastlinjetilpasset forsterker . . . . .	65
68	Forsterker tilpasset for maksimalt $P_{out}$ ved 1dB kompresjonspunkt . . . . .	65
69	Simuleringsoppsett for harmonisk balanse, en-tone . . . . .	66
70	Skjemategning for forsterker med integrert predistorsjon fra prosjektoppgaven . . . . .	67
71	Skjemategning for forsterker med integrert predistorsjon, utlegg B5 . . . . .	68
72	Skjemategning for forsterker med difference-frequency feedback . . . . .	69
73	Modifisert skjemategning for forsterker med difference-frequency feedback . . . . .	70
74	Testbenk brukt for å bestemme innvirkningen til tilførselslinjene på NTNU105B . . . . .	71
75	Ligninger brukt til å korrigere S-parametrene målt på NTNU105B . . . . .	71
76	Testbenk for optimalisering av “difference-frequency feedback” . . . . .	72

77	Plassering av strømprober . . . . .	74
78	Datavindu brukt til beregning av RMS-strømmer . . . . .	75
79	Ligninger for datavinduet som ble brukt til beregning av RMS-strømmer . . . . .	76
80	Utgangspunkt for utlegg av forsterker med integrert predistorsjon . . . . .	77
81	Endelig utlegg av forsterker med integrert predistorsjon . . . . .	78
82	MMIC-brikke ntnuC_M1 som ble brukt i målingene . . . . .	79
83	MMIC-brikke NTNU105B som ble brukt i målingene . . . . .	80
84	MMIC-brikke ntnuG_M2 som ble brukt i målingene . . . . .	81
85	Måleresultater spole 1 . . . . .	82
86	Måleresultater spole 2 . . . . .	83
87	Måleresultater spole 3 . . . . .	84
88	Måleresultater spole 4 . . . . .	85
89	Måleresultater spole 5 . . . . .	86
90	Kobling mellom spoler. Avstand 20 $\mu m$ . . . . .	87
91	Kobling mellom spoler. Avstand 40 $\mu m$ . . . . .	88
92	Kobling mellom spoler. Avstand 1142 $\mu m$ . . . . .	89

## Tabeller

1	Kostnader knyttet til MMIC . . . . .	23
2	Maksimal strømtetthet for komponenter og lag av metall . . . . .	26
3	Substratparametere for prosessen . . . . .	52
4	Oversikt over hvilke spoler det ble målt på . . . . .	52
5	Koblingsfaktor mellom spolene ved 2,45 GHz . . . . .	53
6	Koblingsfaktor mellom spolene ved 9,7 GHz . . . . .	53
7	Strømmer i utlegget . . . . .	73
8	Klasse A tilpasset for maksimalt gain . . . . .	90
9	Klasse A med lastlinjetilpasning . . . . .	90
10	Klasse A med tilpasning for maksimum $P_{out}$ ved 1dB kompresjonspunkt . . . . .	91

## Liste over forkortelser

ADS	Agilent Advanced Design System
dBc	Decibels bellow carrier, benevning for størrelse på støykomponenter i forhold ønsket signal
DRC	Design rule check
GaAs	Galliumarsenid
IMD	Intermodulation distortion, intermodulasjonsstøy
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuits
NDA	Non-disclosure agreement, taushetserklæring
PA	Power amplifier
PAE	Power added efficiency
RMS	Root mean square, effektivverdi

# 1 Innledning

Denne oppgaven bygger videre på prosjektoppgaven med samme navn som også er skrevet av undertegnede. Arbeidet med prosjektoppgaven ble utført høsten 2008 ved NTNU. Prosjektet gikk i hovedsak ut på å sette seg inn i ulike metoder for linearisering. Det ble også konstruert en 1 W klasse A forsterker for 2,45 GHz med integrert analog predistorsjon.

Det vil bli presentert en teoretisk bakgrunn for effektforsterkere i kapittel 2. Her forklares de forskjellige begrepene som blir brukt i oppgaven og det blir gitt en innføring i lineariseringsmetoder. Det gis også en presentasjon av den tidligere prosjektoppgaven.

Det ble laget et forslag til utlegg under arbeidet med prosjektoppgaven. Utlegget var ikke klart for produksjon og designet gjennomgås grundig i kapittel 3. Følgende forhold undersøkes: Plassering av komponenter i henhold til designmanual [1], og kartlegging av strømtetthet i alle komponenter og metallbaner. Kartlegging av strømtetthet er viktig i en effektforsterker siden strømmene blir betydelige, spesielt på utgangen. Etter kartleggingen må størrelsen på komponentene justeres slik at de kan håndtere strømmene. Til slutt må det kontrolleres at modifikasjonene ikke har ført til større endringer i funksjonalitet eller strømtetthet.

Det skal også sees på en annen form for linearisering i kapittel 4. Metoden som er valgt er “difference-frequency feedback”. Dette er en metode som baserer seg på tilbakekobling av basisbåndsignal. Dette gjør at det tilbakekoblede signalet har en relativt stor bølgelengde, og det blir mindre problemer med ustabilitet. Siden RF-frekvensene blir filtrert ut vil ikke forsterkningen bli redusert på grunn av tilbakekoblingen. Ved reduksjon av forsterkning vil det trolig skyldes at impedansen i de forskjellige nodene i forsterkeren påvirkes. Det skal rettes fokus mot å unngå store forandringer i impedansen ved senterfrekvens slik at forsterkerens tilpasningsnettverk kan holdes uforandret.

Det blir presentert målinger av enkeltkomponenter i kapittel 5. Dette vil gi en indikasjon på nøyaktigheten og troverdigheten til Agilent Advanced Design System (ADS). Dette er datasimuleringsverktøyet som ble brukt til å konstruere forsterkerne. Det vil bli målt på forskjellige spoler, og det vil bli sett på kobling mellom spoler som er plassert i nærheten av hverandre. Spolene er de mest kompliserte av de passive komponentene, og det er viktig å vite hvor nøyaktig de beskrives av modellene i ADS.

Denne oppgaven skal være åpent tilgjengelig for utlån, derfor kan ikke både prosessens navn og detaljer nevnes. Dette skyldes avtalen mellom NTNU og det aktuelle prosesshuset som er benyttet. For å få tilgang til prosessdetaljene må studenter skrive under på en “Non-disclosure agreement”(NDA). Prosjektoppgaven ble ikke publisert og er følgelig ikke rammet av samme avtale. Arbeidet som er gjort er ikke avhengig av en spesiell prosess. Resultatene skal være mulig å overføre til hvilken som helst pHEMT-prosess. Derfor blir ikke prosessens navn opplyst. Dermed kan det refereres til detaljer i prosessen. Avtalen gir rom for å oppgi enkelte detaljer samtidig som prosessen navngis. Det er mulig en slik løsning hadde vært tilstrekkelig for denne oppgaven, men det ble valgt en metode som

garantert er innenfor avtalens betingelser. At prosessens navn ikke nevnes skaper selvsagt problemer for sensur og etterprøving av resultater. Dette er løst ved å lage to separate referanselister. Den ene finnes bak i denne rapporten, mens den andre kun er tilgjengelig ved henvendelse til Institutt for elektronikk og telekommunikasjon. For å få tilgang til den begrensede referanselisten [2] må det inngås en avtale mellom leser og NTNU. Alternativet ville vært å begrense tilgangen til hele masteroppgaven.

Det kreves at leseren har kjennskap til S-parametere, Smith-diagram og bruk av dataverktøy for RF-konstruksjon, for eksempel Agilent ADS. Det er også en fordel å ha noen forkunnskaper om konstruksjon av RF-forsterkere.

## 1.1 Motivasjon

Bakgrunnen for ønsket om å linearisere effektforsterkere er modulasjonsmetoder som krever linearitet. For å få overført mer data uten å bruke større båndbredde blir det brukt avanserte modulasjonsmetoder. Det blir oppnådd større spektraleffektivitet, men det stilles større krav til forsterkeren. Som eksempel kan OFDM nevnes. I denne teknikken fordeles signalet over mange bærebølger [3]. Hvis mange bærebølger skal gjennom én forsterker er det viktig at den er lineær. Definisjonen av en lineær forsterker er at det ikke oppstår nye frekvenskomponenter på utgangen. Dette er spesielt problematisk ved bruk av flere toner. Da vil de nye komponentene plassere seg i og utenfor båndet. Tonene som havner i båndet kan ikke filtreres bort og må betraktes som støy. Linearisering av forsterkeren kan utnyttes på minst to måter: Den åpenbare er å bedre forholdet mellom signal og støy. Den andre er å øke utgangseffekten, og dermed effektiviteten, ved å kjøre forsterkeren med et sterkere inngangssignal. Størrelsen på de uønskede frekvenskomponentene øker med utgangseffekten. Dette kan til en viss grad motvirkes ved bruk av lineariseringsmetoder. For å kunne bruke linearisering til å øke effektiviteten må kravet til støy være oppfylt i utgangspunktet. Økt effektivitet vil føre til bedre batterilevetid i en mobil enhet. Varmeutviklingen blir også mindre og behovet for avkjøling blir dermed redusert.

## 2 Bakgrunn

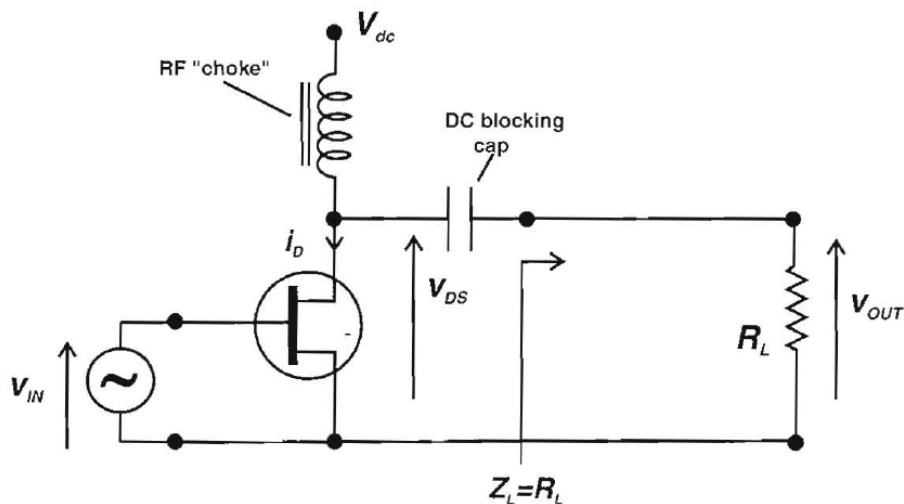
Dette kapitlet omhandler de begrepene og metodene som det var nødvendig å sette seg inn i for å løse oppgaven.

### 2.1 Forsterkerklasser

Effektforsterkere kan deles inn i klasser. Klassen sier noe om hvordan forsterkeren virker. Klasse A, AB og B kalles lineære klasser. Eksempler på ulineære klasser er C,D,E,F. Disse gir stor forvrengning av amplitude, og egner seg dermed best til signaler med konstant envelope. Fordelen med ulineære forsterkere er at de kan være effektive. De kan ha en effektivitet som teoretisk går mot 100%. Dette kan oppnås siden envelopeen er konstant, og man vet hvilken inngangseffekt forsterkeren skal operere på. For varierende amplitude trengs det lineære forsterkere siden store og små amplituder skal forsterkes uten forvrengning. Det vil si at effektiviteten må være god for et spenn av inngangseffekter. Det er en utfordring å oppnå dette uten at det går på bekostning av lineariteten. Man må regne med at den gjennomsnittlige effektiviteten til en lineær forsterker er vesentlig lavere enn for en ulineær.

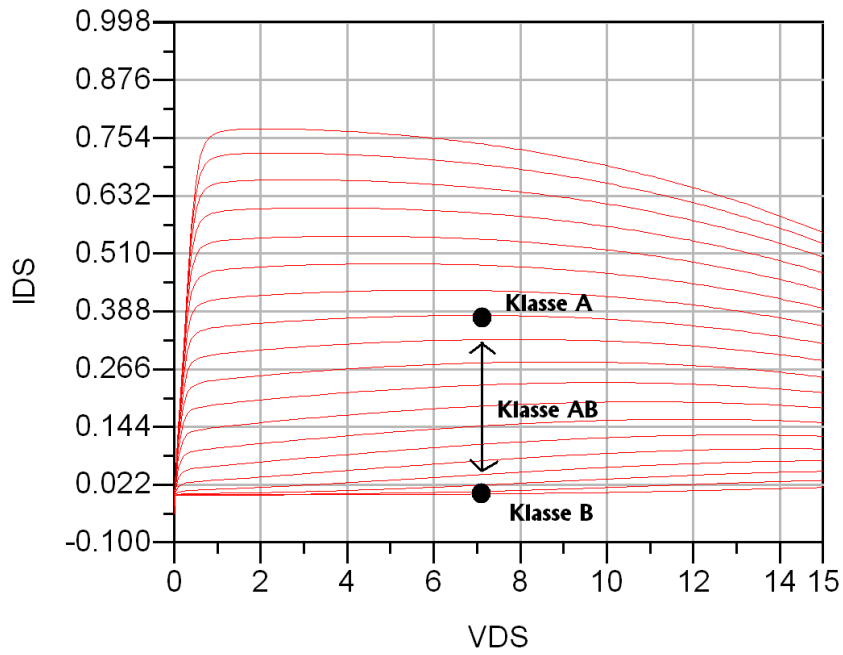
#### 2.1.1 Klasse A

Klasse A forsterkeren er i utgangspunktet den mest lineære forsterkeren. Det er også denne forsterkeren som har lavest effektivitet, maksimalt 50%. Klasse A biaseres "midt" i IV-kurvene slik som vist i figur 2 på neste side. Dette gjør at alle amplituder gir variasjon av strøm og spenning i transistoren, dermed kan sinusvariasjoner på inngangen gi sinusformet utgangssignal.

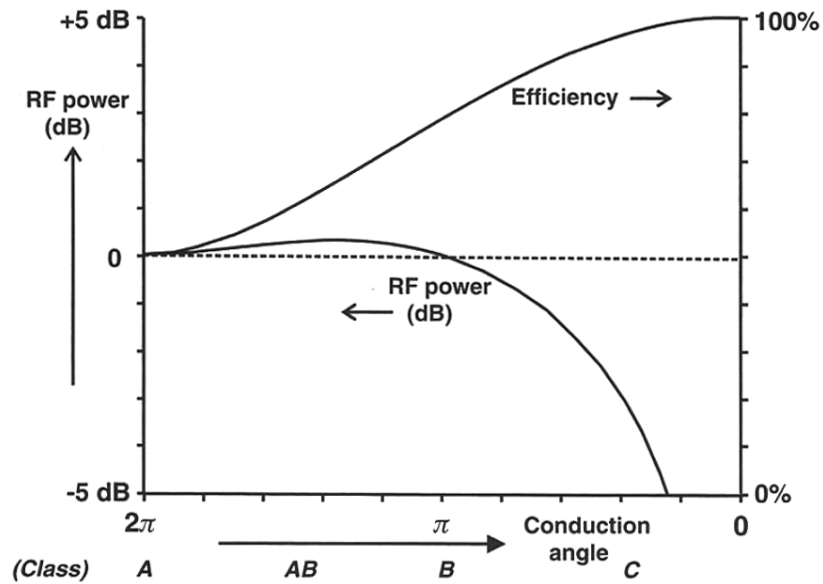


Figur 1: Klasse A forsterker. Figur fra Cripps [4]





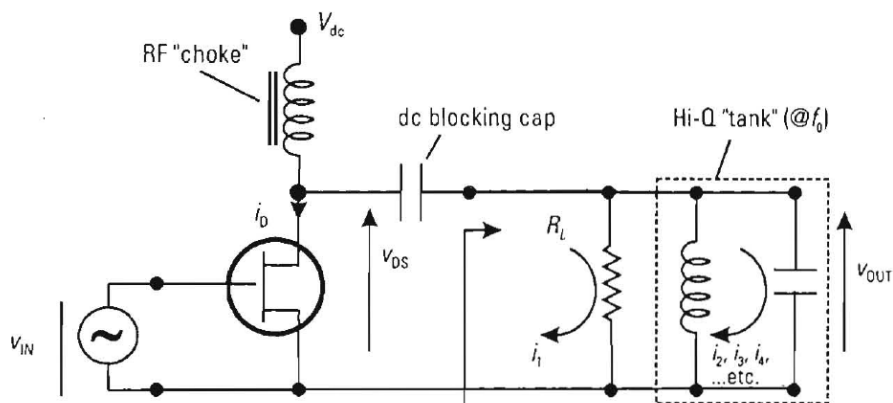
Figur 2: Plassering av biaspunkt i IV-kurvene til en transistor



Figur 3: Effekt og effektivitet for de forskjellige klassene. Figur fra Cripps [4]

### 2.1.2 Klasse AB

Klasse AB har redusert “conduction angle”. Det vil si at transistoren leder strøm kun i deler av signalperioden. Reduseres conduction angle til  $180^\circ$  er det en klasse B forsterker. Å redusere conduction angle er tilsvarende å flytte biaseringspunktet nedover i IV-kurvene i figur 2 på forrige side. Strømkurvene er lik null for  $V_{gs}$  mindre enn null, dette gjør at “bunnen” av strømkurven gjennom transistoren blir klippet hvis inngangssignalet er stort. På utgangen plasseres det en resonanstank. Denne har resonansfrekvens lik den første harmoniske, og sørger for utgangssignalet ikke blir klippet. Den første harmoniske kun se  $R_L$ , mens de overharmoniske som genereres på grunn av klipping i transistoren ser en kortslutning til jord. Dermed blir kun den første harmoniske levert til lasten. Dette gjelder kun hvis resonanstanken har uendelig Q-faktor.



Figur 4: Klasse AB forsterker. Figur fra Cripps [5]

## 2.2 Biasering

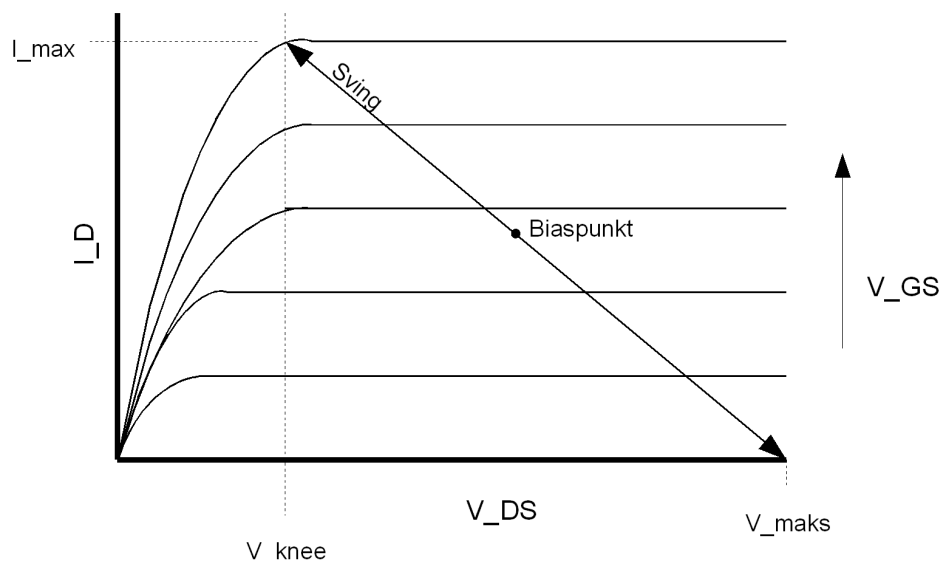
I dette avsnittet vil de viktigste elementene ved biasering av en klasse A forsterker bli gjennomgått. En klasse A forsterker er biasert slik at det går en strøm fra drain til source til enhver tid, uavhengig om det er signal på inngangen eller ikke. Dette gir best mulig linearitet, men det går på bekostning av effektiviteten. For å få mest mulig effekt ut må både spenningen  $V_{ds}$  og strømmen  $I_d$  ha størst mulig sving. Biaseringsspenningen på drain kan regnes ut ved å trekke største amplitude fra  $V_{ds,max}$ :

$$V_D = V_{ds,max} - \frac{V_{ds,max} - V_{knee}}{2} \quad (1)$$

Dette tillater maksimalt spenningsving på utgangen uten forvrengning, antatt at man har flate IV-kurver med lineær sammenheng mellom gatespenningen og

drainstrømmen. Dette er ikke tilfellet for en reell transistor.

$V_{knee}$  er den  $V_{ds}$  som tilsvarer overgangen fra triodeområdet til aktivtområde for maksimal  $V_{gs}$ .  $V_{ds,max}$  er den største spenningen transistoren tåler og ble funnet i databladet for prosessen [6].



Figur 5: Eksempel på IV-kurve og plassering av biaspunkt

$V_{GS}$  settes slik at biasstrømmen blir  $I_{max}/2$ .  $I_{max}$  er den største strømmen som skal gå i transistoren. For større strømmer enn dette blir IV-kurvene sammentrykte, noe som vil gi ulineariteter. Eventuelt er  $I_{max}$  begrenset av spesifikasjonen i databladet.

Lastlinjen er en linje som går gjennom følgende punkter i IV-plotet:  $(V_{DS,max}, 0mA)$ ,  $(V_{knee}, I_{max})$  og biaspunktet. Det er den speilvendte IV-kurven til den optimale lastmostanden,  $R_{opt}$ . Hvis denne motstanden plasseres på utgangen vil maksimalt spenningsving kunne oppnås ved maksimalt sving i strøm. Størrelsen til  $R_{opt}$  beregnes ved bruk ligning (2.1) fra Cripps [4]:

$$R_{opt} = \frac{V_{dc}}{\frac{I_{max}}{2}} \quad (2)$$

Denne ligningen tar ikke hensyn til  $V_{knee}$ . Kneet reduserer spenningsvinget. På grunn av at det må være en kondensator foran lasten, for å blokkere DC, er det ikke den samme spenning over transistoren som over lasten. Kondensatoren trekker fra DC-spenningen, som tilsvarer  $V_{knee}$  ved maksimum spenningsving. Hvis man tar hensyn til  $V_{knee}$  blir  $R_{opt}$ :

$$R_{opt} = \frac{V_D - V_{knee}}{\frac{I_{max}}{2}} \quad (3)$$

Når man vet biaspunkt og  $R_{opt}$  kan effekten og effektiviteten beregnes. Hvis vi antar at strøm og spenning har sinusform, og at det er maksimalt strøm- og spenningsving kan RF-effekten uttrykkes som:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} \frac{V_{RF}^2}{R_{opt}} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{V_{ds,max} - V_{knee}}{2}\right)^2}{R_{opt}} = \frac{1}{8} \frac{(V_{ds,max} - V_{knee})^2}{R_{opt}} \quad (4)$$

Effektivitet kan beregnes på flere måter. Her er drain-efficiency brukt. Den tar ikke hensyn til inngangseffekten.

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{P_{RF}}{V_D \cdot \frac{I_{max}}{2}} \quad (5)$$

Denne effekten og effektiviteten oppnås kun når forsterkeren er kjørt hardt inn i kompresjon, og man kan ikke forvente lineær operasjon med en slik effektivitet.

## 2.3 Stabilitet

Stabilitet er en viktig egenskap for en forsterker. En ustabil forsterker vil kunne oscillere og dermed være ubrukelig. Pozar [7] behandler dette emnet, og her nevnes to typer stabilitet: Ubetinget og betinget stabilitet. En betinget stabil forsterker er ikke stabil for alle passive inn- og utgangsimpedanser. Hvis en impedans forandrer seg kan forsterkeren bli ustabil. Et eksempel på dette kan være en effektforsterker som er koblet til en antenne. Hvis noe kommer i kontakt med antennen vil dens impedans forandre seg, og dette kan føre til at forsterkeren blir ustabil. En ubetinget stabil forsterker er stabil for absolutt alle passive impedanser. For å få en slik forsterker til å oscillere må den kobles til en ustabil kilde eller last. Stabilitet er gitt ved følgende betingelser:

$$|\Gamma_{in}| < 1 \quad (6)$$

og

$$|\Gamma_{out}| < 1 \quad (7)$$

Det er slik at hvis en av disse betingelsene er oppfylt, så er begge oppfylt. Ved å sette ligningene lik 1 kan stabilitetssirklene utledes. Dette vil ikke bli vist her, siden stabilitetssirkler ikke blir benyttet i oppgaven. Det henvises til Pozar [7] for mer informasjon.

K-faktoren angir om forsterkeren er ubetinget stabil eller betinget stabil. Hvis K-faktoren er over 1 er forsterkeren ubetinget stabil for den gitte frekvensen. Faktoren kan ikke brukes til å sammenligne stabiliteten til to forskjellige forsterkere.

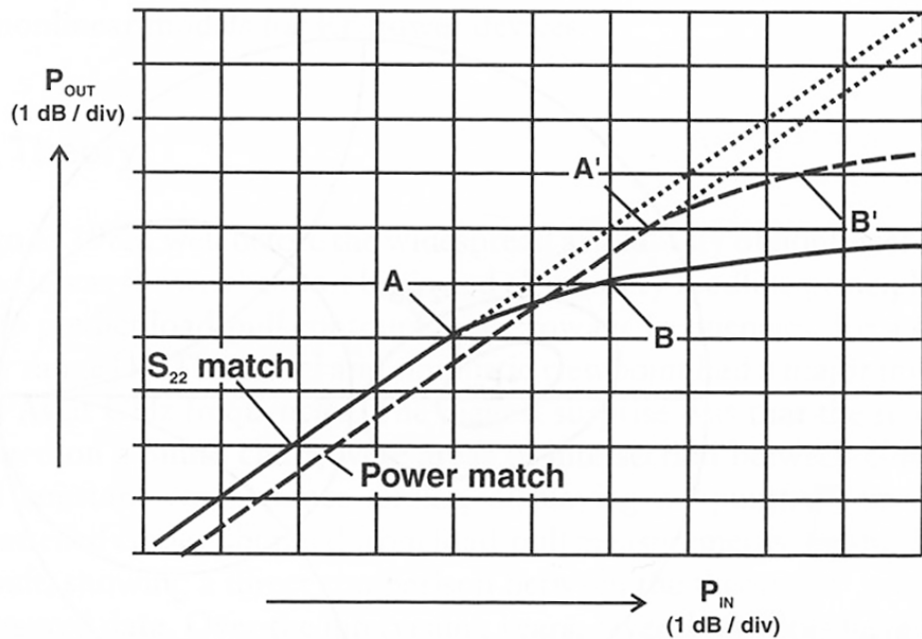
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (8)$$

hvor

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (9)$$

## 2.4 Tilpasning

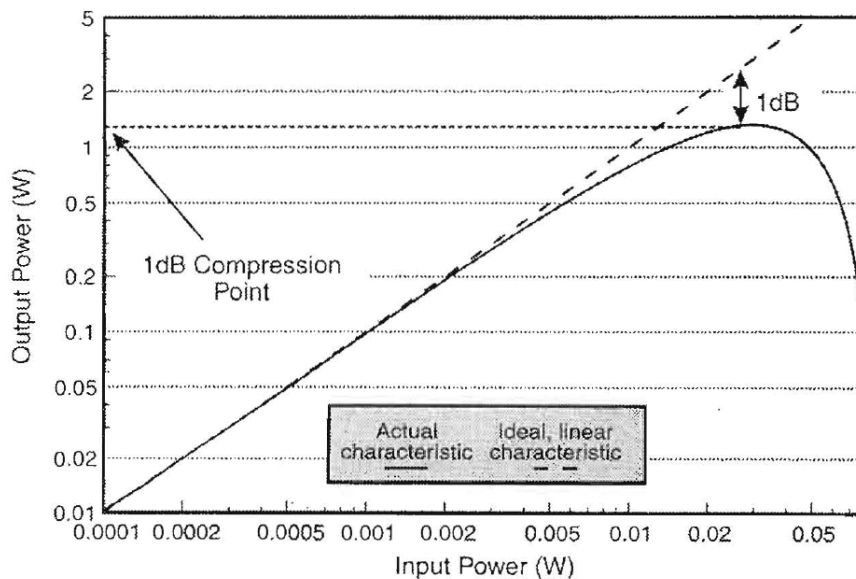
For å få overført mest mulig effekt fra kilden til forsterkeren, og videre til lasten, er det nødvendig med tilpasningsnettverk. Kilden og lasten er ofte  $50\Omega$  for RF-applikasjoner. For småsignalforsterkere vil en konjugert tilpasning gi best resultat. Dette er ikke nødvendigvis riktig for effektforsterkere siden strøm og spenning ikke er ubegrenset. I figur 6 vises effektkurvene for to forskjellige tilpasninger for en forsterker. Den ene er tilpasset for størst mulig forsterkning, den andre er tilpasset for maksimal effekt ut. Ifølge Cripps [4] taper man omtrent 1 dB forsterkning for lave inngangseffekter, men man kan tjene fra 0,5 - 4 dB i utgangseffekt ved å tilpasse for maksimal effekt. Effektttransistoren er gjerne en av de dyreste komponentene i systemet og man vil ikke bruke en større transistor enn nødvendig. Forsterkning er selvsagt også viktig å ha i effektforsterkeren, men det kan oppnås billigere ved hjelp av en forforsterker. Denne forsterkeren trenger ikke å håndtere store utgangseffekter og er dermed lettere å implementere. Effekttilpasning på utgangen er det den beste løsningen. Tilpasning på inngangen har lite innvirkning på utgangseffekten. Derfor bør inngangen tilpasses kildeimpedansen for å oppnå maksimal overføring av effekt til inngangen. Kombinasjonen av disse to tilpasningene gir størst mulig forsterkning for maksimal utgangseffekt.



Figur 6: Forskjellen på gain- og effekttilpasning. Figur fra Cripps [4]

## 2.5 1dB kompresjonspunkt

1dB kompresjonspunktet er det punktet hvor effektkurven til en forsterker avviker 1 dB fra ideelle responsen. Punktet er vist i figur 7. Punktet kan være både referert til inngangen og utgangen, og det vil nødvendigvis være et forhold lik forsterkning i dB - 1 mellom de. Dette punktet brukes ofte som et mål på hvor stor utgangseffekt forsterkeren kan levere med lineær forsterkning. I mange tilfeller er ikke lineariteten god nok ved 1dB kompresjonspunktet, men det brukes uansett som en referanse.



Figur 7: 1dB kompresjonspunkt. Figur fra Kenington [8]

## 2.6 3rd order intercept point

3rd order intercept point er det punktet hvor tredje ordens effekter i forsterkeren gir like stort bidrag som den fundamentale forsterkningen. Punktet er illustrert i figur 8 på neste side. Opphavet til denne forvrengningen kan forklares ved bruk av følgende ligninger hentet fra Kenington [8]:

$$V_{in}(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (10)$$

$V_{in}$  er inngangssignalet som består av en sinus med amplitude  $V_p$ .

Forsterkerens overføringsfunksjon kan modelleres med et førsteordens ledd minus et tredje ordens ledd.

$$V_{out}(t) = 10V_{in}(t) - 3V_{in}^3(t) \quad (11)$$

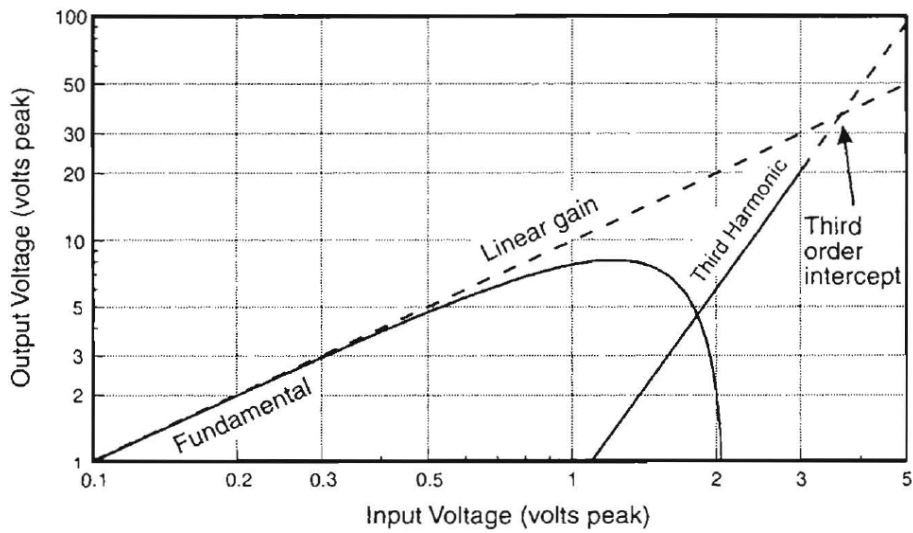
Ved å sette inngangssignalet inn i 11 får vi

$$V_{out}(t) = 10V_p \sin(\omega t) - 3(V_p \sin(\omega t))^3 \quad (12)$$

Som ved bruk av formelsamling [9] kan omskrives til

$$V_{out}(t) = 10V_p \sin(\omega t) - \frac{9V_p}{4} \sin(\omega t) + \frac{3V_p^3}{4} \sin(3\omega t) \quad (13)$$

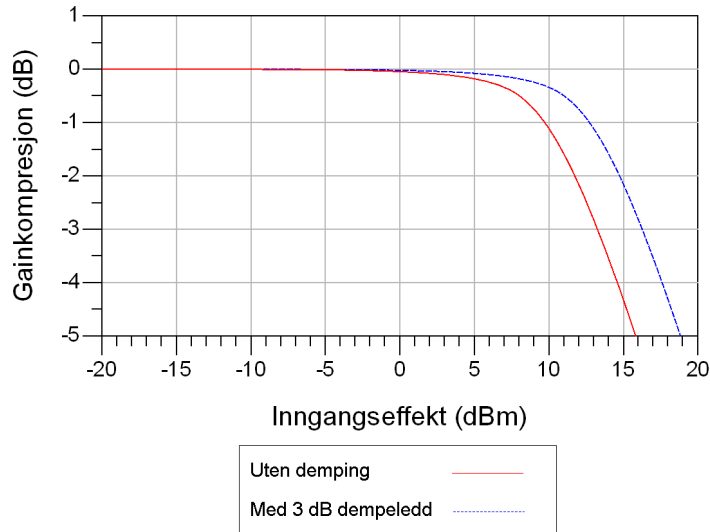
Av denne ligningen ser vi at tredje ordens effekten genererer en tone ved 3 ganger frekvensen til den opprinnelige tonen, men i tillegg demper den også fundamentale tonen. Det er denne effekten som fører til at utgangseffekten i figur 8 avtar for høy inngangseffekt. Ved å sette inn et signal som består av flere toner kan det vises at det oppstår nye frekvenskomponenter også i båndet rundt de grunnharmoniske.



Figur 8: 3rd order intercept point. Figur fra Kenington [8]

## 2.7 Forsterkning referert til utgangseffekt

Når to forskjellige forsterkere blir sammenlignet i denne rapporten blir de sammenlignet på bakgrunn av utgangseffekt. Dette er ekstremt viktig. Det er lett å bli lurt av å sammenligne to design på bakgrunn av inngangseffekten. For å illustrere kan to nesten like forsterkere sammenlignes. I figur 9 er det tegnet to kurver for gainkompresjon. Disse er generert av en simulering av harmonisk balanse med en tone, se figur 69 på side 66 i vedlegg A. Med gainkompresjon menes avviket i forsterkning i forhold til forsterkningen ved lav effekt inn. Når inngangseffekten økes vil forsterkningen etter hvert begynne å avta. Dette skyldes hovedsaklig at transistoren går i metning. Den røde kurven viser gainkompresjonen til en typisk klasse A forsterker, mens den blå viser den samme med et 3 dB dempeledd på inngangen. Dette dempeleddet er tilpasset 50  $\Omega$ . Slike dempeledd er behandlet i kapittel 2 i Pozar [7]. På grunn av dempeleddet er tilpasset til forsterkeren og kilden vil det kun dempe effekten som slippes inn på forsterkeren. Ingen andre forhold er forandret. Målet er å oppnå mest mulig flat karakteristikk for størst mulig effekt. Hvis kompresjonen blir sammenlignet på grunnlag av inngangseffekt vil en reduksjon i forsterkning gi en tilsynelatende økning av inngangsreferert 1dB kompresjonspunkt. Det kan virke som om forsterkeren nå kan levere flat forsterkning opp til større effekt. I realiteten må man øke inngangseffekten for å få forsterkeren i metning. Hvis man ikke kontrollerer størrelsen på forsterkning kan man la seg lure til å tro at forsterkeren har blitt mer lineær.



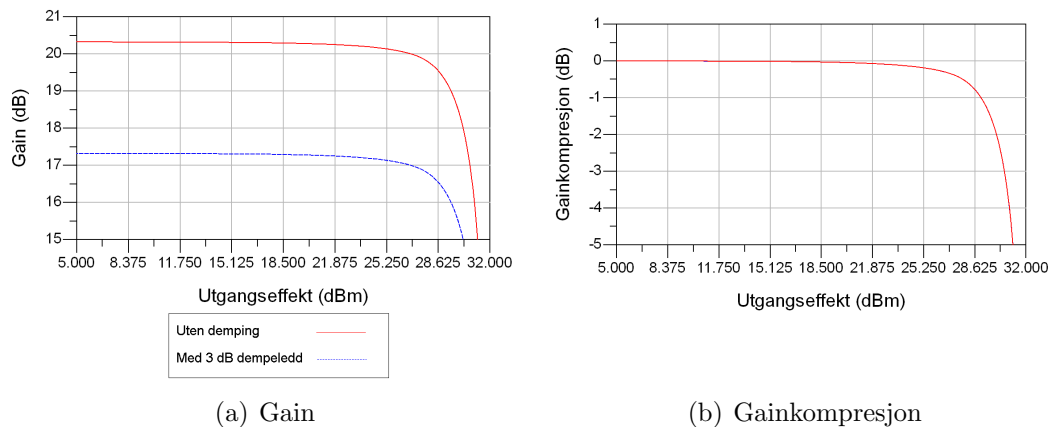
Figur 9: Gainkompresjon referert til inngangseffekt

Figur 10(a) viser tydelig at det er kun forsterkningen som har blitt redusert og at ingen andre forhold har forandret seg. Forsterkeren har derfor blitt dårligere, det trengs mer effekt for å drive den på grunn av dempeleddet. Referer man konsekvent til utgangseffekt er det mye vanskeligere å gå i en slik felle. Figur 10(b) viser gainkompresjonen referert til utgangseffekt, her er det ingen forskjell på de to



forsterkerne. Det samme gjelder for fasekompresjonen som er ikke vist her. Det er mye lettere å se faktisk forbedring direkte av utgangsrefererte figurer.

Denne problemstillingen skal man også være klar over hvis man skal bruke funksjonen optimize i ADS. En slik optimalisering gjøres gjerne for en bestemt inngangseffekt, eller et sveip av inngangseffekter. Hvis man for eksempel har som mål å ha minst mulig gainkompresjon vil den letteste løsningen for ADS være å redusere forsterkningen. Dermed vil gainkompresjonen reduseres for den simulerte inngangseffekten, som vist i figur 9. En løsning på dette problemet er å ta med et ekstra mål som sørger for at forsterkningen holder seg over et gitt nivå.

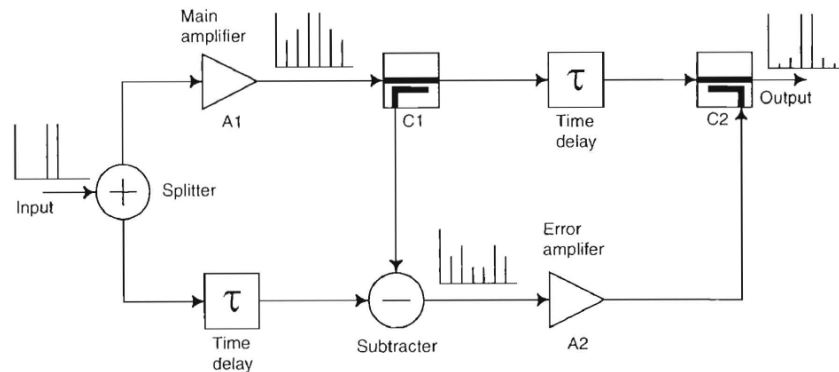


Figur 10: Forsterkning og gainkompresjon referert til utgangseffekt

## 2.8 Linearisering

Dette delkapitlet tar for seg teorien bak de forskjellige lineariseringsmetodene.

### 2.8.1 Feedforward



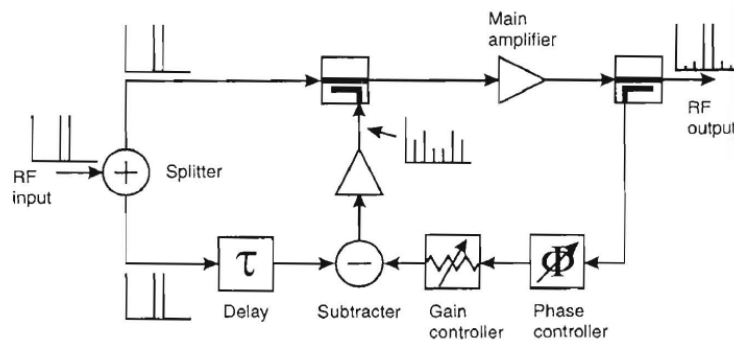
Figur 11: Feedforward linearisering. Figur fra Kenington [8]

Et standard feedforwardsystem er vist i figur 11. Feedforward baserer seg på at signalet til forsterkeren deles i to. Den ene delen av signalet sendes til en effektforsterker i øvre sti, mens det andre sendes inn i en komponent som sørger for at signalet blir forsinket i nedre sti. Vi tenker oss at det er to toner som sendes inn på forsterkeren, da vil det på utgangen også finnes flere toner som skyldes intermodulasjon. Vi ønsker at det kun skal være de to tonene som ble sendt inn på forsterkeren. Signalet går deretter inn på en kobler som tar ut en liten del av signalet og sender det ned til nedre sti. Der trekkes det opprinnelige inngangssignalet som kommer ut av forsinkelselementet fra det forvrengte signalet. Det som kommer ut av subtraktoren er da kun støysignalet, kanskje med unntak av en liten del av det originale signalet. Dette forsterkes opp i en småsignalforsterker. Det antas at støyen er så mye mindre enn signalet at den kan regnes som småsignal. Den forsterkede støyen legges til på utgangen ved hjelp av kobleren C2. Hvis tidsforsinkelsene er justert slik at støyen kommer i motfase, og småsignalforsterkeren gir støyen tilsvarende amplitude, kan det oppnås total utslukking av støy. I praksis vil det være noe støy som blir igjen. Støyen kan bare bli helt borte ved en gitt frekvens, og en temperatur. Feedforward retter heller ikke opp variasjoner som kommer av at komponentene eldes. Feedforward brukes mye i forsterkere som skal levere stor effekt på høy frekvens [8]. Det er vanskelig å implementere i små effektforsterkere, blant annet på grunn av forsinkelselementene. Disse må ha lavt tap, og implementeres ofte ved hjelp av koaksialkabler. Dette tar selvsagt stor plass og er ikke egnet for bærbart utstyr.

## 2.8.2 Feedback

Feedback basse rer seg på å ta noe av utgangen tilbake til inngangen for å korrigere feil. Feedback er mye brukt for lavere frekvenser, for eksempel i audioforsterkere. Problemet med på bruke feedback på RF-frekvenser er at bølgelengden og signalperioden er såpass kort. Det vil si at forsinkelsen i tilbakekoplingsnettverket må være liten sammenlignet med perioden til signalet. Det kan være vanskelig å oppnå på høyfrekvens. Hvis forsinkelsen tilsvarer en eller flere signalperioder er det stor fare for at det oppstår positiv feedback og forsterkeren blir ustabil. En annen grunn til at feedback kan være uhensiktsmessig for RF er at det går hardt utover forsterkningen. Det kan vises at i en standard lineær tilbakekopling undertrykker forvrengning tilsvarende det man må ofre i forsterkning. Ligning 4.10 i Kenington [8] viser blant annet dette. I GaAs MMIC er bølgelengden så lang at det er mulig med feedback på 2.45 GHz.

I figuren under er det vist et eksempel på et feedbacksystem. Det kalles distortion feedback. Det kan minne litt om feedforwardsytemet i figur 11 på forrige side. Forskjellen er at signalet hentes fra utgangen og bringes tilbake til inngangen. Før det legges på inngangen er det originale signalet trukket fra. Det er bare støyen som adderes til inngangssignalet. Det vil si at teknikken kun kan redusere støy, og kan ikke rette opp fase- eller gainkompresjon. Fasen og amplituden til støyen justeres slik at støyen på utgangen blir minimal. Gain- og fasekontrollerne gjør at feedbacksystemet fungerer over forskjellige temperaturer og ved aldring av komponenter.



Figur 12: Distorsjon feedback. Figur fra Kenington[8]

## 2.8.3 Difference-frequency feedback

Figur 13 på side 16 viser et feedbacksystem som kalles difference-frequency feedback. Denne metoden ble foreslått av Hu *et al.*[10]. Den utnytter falske intermodulasjonsprodukter. Dette konseptet kan være litt vanskelig å forstå og derfor kommer dette avsnittet til å gå gjennom teknikken steg for steg.

Det første man må kjenne til er generasjon av nye frekvenskomponenter på grunn av ulineariteter. Kenington [8] omtaler dette i kapittel 2. Intermodulasjon

vil generere toner ved disse frekvensene i en to-tonetest:

$$f_{im} = mf_1 \pm nf_2 \quad (14)$$

Hvor m og n naturlige tall. Summen av m + n skal alltid tilsvare den orden av intermodulasjon som genererer tonene. Første ordens effekter er den ønskede responsen til forsterkeren og følgende toner genereres (Det er kun tatt med toner ved positive frekvenser):

$$\begin{aligned} f_{1.im1} &= f_1 \\ f_{1.im2} &= f_2 \end{aligned}$$

Andre ordens intermodulasjon vil føre til disse tonene:

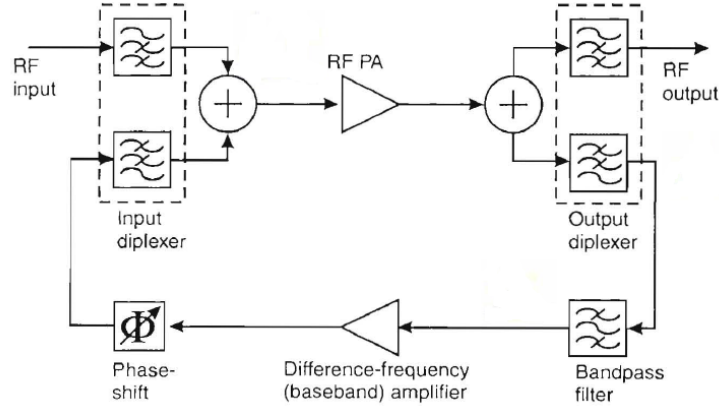
$$\begin{aligned} f_{2.im1} &= 2f_1 \\ f_{2.im2} &= 2f_2 \\ f_{2.im3} &= f_1 - f_1(DC) \\ f_{2.im4} &= f_1 + f_2 \\ f_{2.im5} &= f_2 - f_1 \end{aligned}$$

Tredje orden:

$$\begin{aligned} f_{3.im1} &= 3f_1 \\ f_{3.im2} &= 3f_2 \\ f_{3.im3} &= 2f_1 + f_2 \\ f_{3.im4} &= f_1 + 2f_2 \\ f_{3.im5} &= 2f_1 - f_2 \\ f_{3.im6} &= 2f_2 - f_1 \end{aligned}$$

Hvis man starter med å anta at det kommer to toner inn på RF input i figur 13 og at forsterkeren har andre og tredje ordens forvrengning, da vil alle de produktene som er listet over genereres. På utgangen blir signalet delt i en diplexer. De lave frekvensene i basisbåndet går inn i tilbakekoblingsløyfen. DC blir filtrert ut av båndbassfilteret. Frekvensen som er igjen er  $f_{2.im5}$ . Etter basisbåndforsterkeren og faseskifteren blir signalet sendt inn på inngangen til RF-forsterkeren. Hvis denne tonen inkluderes så er det tre toner som blir sendt gjennom forsterkeren, og det skapes enda flere intermodulasjonsprodukter. For å få det litt mer oversiktelig innføres avstanden mellom tonene,  $\Delta f$ . Det antas at  $\Delta f \ll f_1$ .

$$f_2 = f_1 + \Delta f \quad (15)$$



Figur 13: Difference frequency feedback. Figur fra Kenington [8]

Tredje ordens intermodulasjonsstøy i båndet vil ligge på frekvensene:

$$\begin{aligned} f_{3.im3} &= 2f_1 - (f_1 + \Delta f) = f_1 - \Delta f \\ f_{3.im6} &= 2(f_1 + \Delta f) - f_1 = f_1 + 2\Delta f \end{aligned}$$

Den ene tonen ligger én  $\Delta f$  under  $f_1$ , mens den andre ligger  $\Delta f$  over  $f_2$ . Den tredje tonen på inngangen vil ligge på frekvensen:

$$f_{2.im5} = f_2 - f_1 = f_1 + \Delta f - f_1 = \Delta f$$

Denne frekvensen vil også mikse seg med de to andre tonene og skape intermodulasjonsstøy.

Hvis  $\Delta f$  tar rollen til  $f_2$  i intermodulasjonsuttrykket genereres følgende frekvens:

$$f_{3.im4} = f_1 + 2f_2 = f_1 + 2\Delta f$$

Dette er tilsvarende frekvens som tredje ordens intermodulasjon mellom de to fundamentale tonene og kalles derfor et falsk intermodulasjonsprodukt.

Det er slik at frekvensspekteret kan speiles om “y-aksen”. De negative frekvensene kan man ikke detektere før man mikser to signal. Hvis  $-\Delta f$  går inn i rollen til  $f_1$  i det ene uttrykket får vi:

$$f_{3.im3} = 2(-\Delta f) + f_2 = 2(-\Delta f) + f_1 + \Delta f = f_1 - \Delta f$$

Dette tilsvarer den andre tonen som skyldes tredje ordens intermodulasjon. Dermed er det vist at andre ordens intermodulasjon skaper falske tredje ordens intermodulasjonsprodukter. De kommer fra andre ordens intermodulasjon som er tilbakekoblet. I tilbakekoblingsløyfen kan både fase og amplitude kontrolleres. Dette bør gjøres slik at de falske produktene får samme amplitude som de ekte. Hvis de da er  $180^\circ$  ute av fase vil det teoretisk bli total utslukking av tredje ordens intermodulasjon i båndet.

Det kan være vanskelig å oppnå dette for et stort spekter av inngangseffekter siden effekten i tredjeordens produktene vil øke med tredje potensen av inngangseffekten. Effekten i tonen ved  $\Delta f$  øker kun med kvadratet av inngangseffekten siden det er en andre ordens effekt. Dette kan muligens løses ved en avansert tilbakekobling hvor faseforskyvningen og forsterkningen varierer.

Det vil også genereres andre toner på grunn av denne teknikken og det er ikke sikkert at det slår positivt ut for den femte harmoniske støyen. Den 3. harmoniske vil uansett være den dominerende støyen og det er viktigst å redusere den.

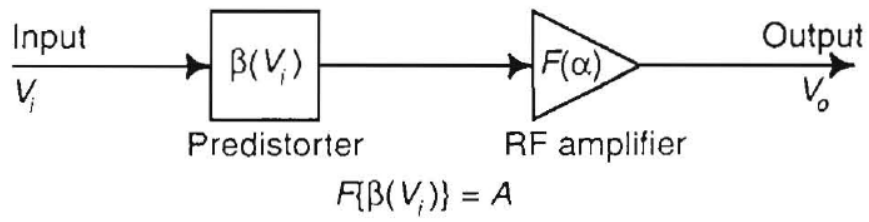
#### 2.8.4 Predistorsjon

Predistorsjon er en teknikk som brukes til å linearisere forsterkere. Det gjøres ved å legge til et ulineært element foran forsterkeren gjør at det totale systemet blir lineært. Det er umulig å få systemet til å bli lineært for alle utgangseffekter. Det ville ha krevd en uendelig tilgang på effekt, men ved bruk av predistorsjon kan effektforsterkeren kjøres hardere og fremdeles være lineær. Figur 14(a) på neste side viser en skjematisk fremstilling av predistorsjon, og figur 14(b) viser prinsippet. Forsterkeren går i kompresjon ved høy inngangseffekt. Predistorsjonskomponenten har en ekspanderende karakteristikk som motvirker denne kompresjonen. Summen blir en lineær sammenheng mellom inn- og utgangseffekt. Det finnes mange former for predistorsjon. Det som er mest brukt er digital predistorsjon. I moderne systemer har man allerede digital regnekapasitet tilgjengelig, derfor kan man bruke noe av den kapasiteten til predistorsjon. Det gjøres ved at man har en tabell som beskriver forsterkerkarakteristikken, og på bakgrunn av hvilket symbol som skal sendes beregnes effekten som skal sendes inn på forsterkeren. Et slikt system kan også ta hensyn til tidligere sendte symboler og dermed kompensere for variasjoner som skyldes at transistoren varmes opp ved høy utgangseffekt.

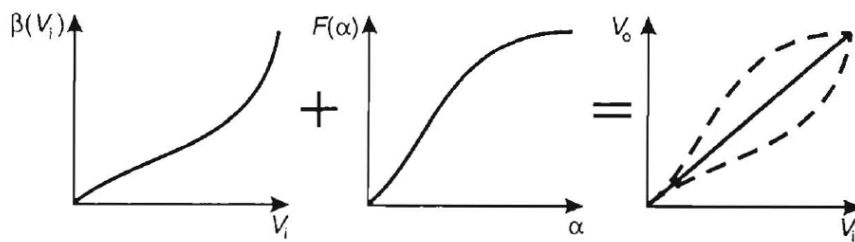
En annen metode er analog predistorsjon. Fordelen med denne er at det kan gjøres "on-chip". I tillegg er den uavhengig av modulasjonsmetode, men noen ganger kan der være fordelaktig å kjenne til karakteristikken til inngangssignalet. For eksempel peak-to-average siden forskjellige teknikker virker ulikt i forskjellige spenn av signalstyrker. Noen forbedrer lineariteten litt over et stort spekter av utgangseffekter, mens andre kan forbedre mye over et mer begrenset område.

En form analog predistorsjon er bruk av en varaktor, som er en diode som er bakoverforspent. Det dannes et deplasjonsområde, og det bygges opp ladninger på hver side. Dette tilsvarer en kondensator. Ved å variere forspenningen varieres bredden til deplasjonsområdet, og dermed varierer kapasitansen. Dette kan utnyttes til predistorsjon. FET-transistorer har en ulineær gatekapasitans når de nærmer seg metning. Dette fører til at utgangssignalet får en ulineær fasevridning. En riktig forspent varaktor kan motvirke denne ulineariteten.

Figur 16(a) på side 19 viser et dempeledd med anti-parallele dioder. Denne T-demperen gir en god  $50 \Omega$  tilpasning. Design av slike dempeledd er behandlet i Pozar [7]. Ideen om å bruke det som predistorsjon er hentet fra Kenington [8]. Diodene får litt av inngangseffekten via dempeleddet og genererer tredje ordens intermodulasjonsstøy som sendes inn i dempeleddet igjen og videre til forsterkeren.

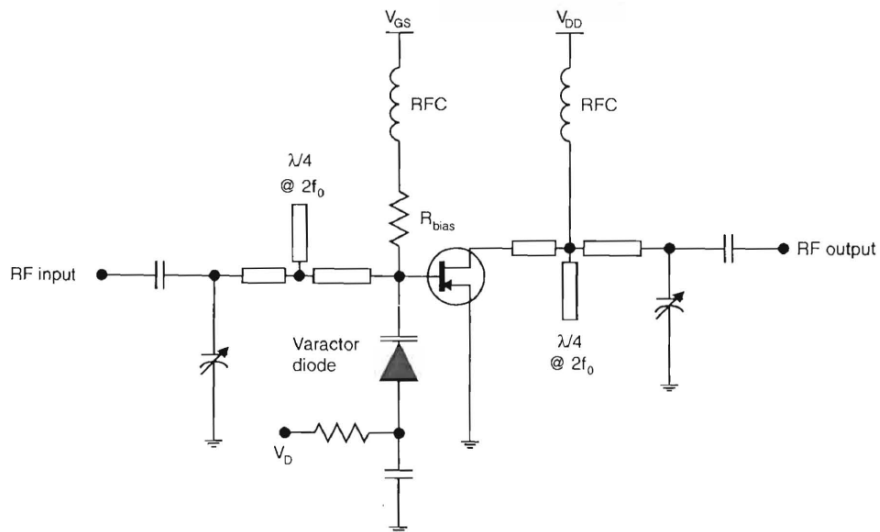


(a) Skjematisk fremstilling



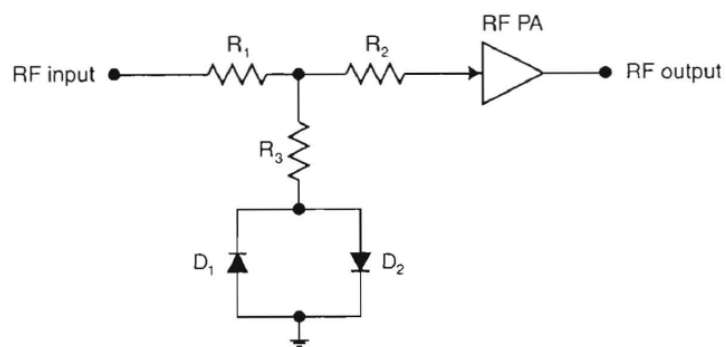
(b) Prinsippet med predistorsjon

Figur 14: Predistorsjon. Figurer fra Kenington [8]

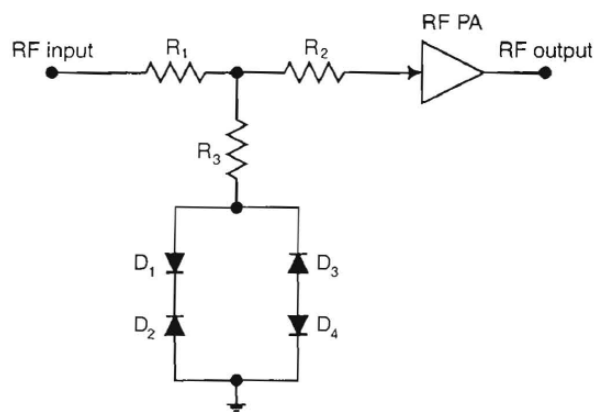


Figur 15: Bruk av varaktordiode for å linearisere gatekapasitans. Figur fra Kenington [8]

Figur 16(b) fungerer på samme måte, bare at det er brukt en brokopleing av dioder.



(a) Anti-parallele dioder

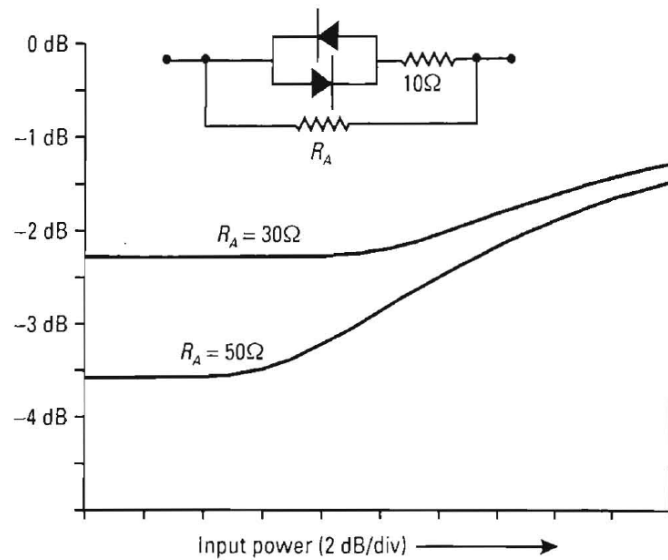


(b) Brokoblede dioder

Figur 16: Predistorsjon ved hjelp av dioder og dempeledd. Figurer fra Kenington [8]



Figur 17 viser en annen form for predistorsjon. Et dempeledd blir plassert i serie foran gate. Små signal blir dempet av  $R_A$ . Mens for større signaler vil diodene lede og signalet dempes dermed av en mindre motstand. Dette vil gi en ekspansiv gainkurve som vist i figuren. Jo mer demping som tillates, jo mer kan kretsen kompensere. Problemet med denne kretsen er at den gir dårlig tilpasning mellom gate og kilde.



Figur 17: Predistorsjon med dempeledd. Figur fra Cripps [5]

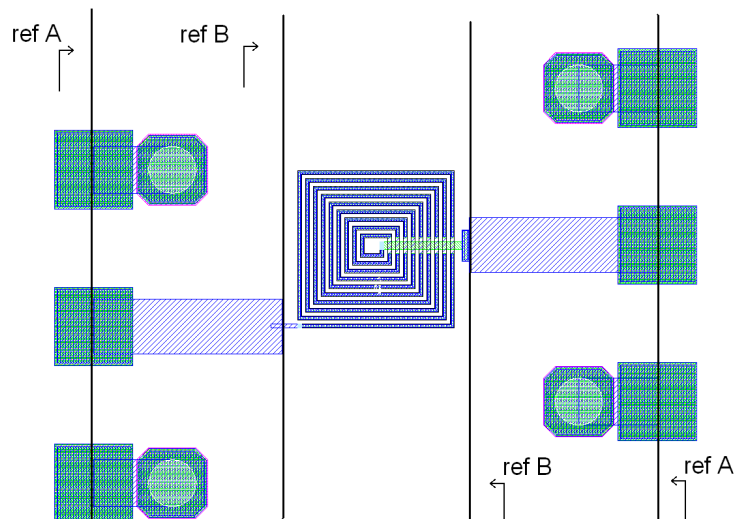
## 2.9 Kalibrering

Dette avsnittet beskriver kort hvilke kalibreringsmetoder som ble brukt under målingene i laboratoriet. For mer informasjon om forskjellige kalibreringsmetoder henvises det til Agilents notat om emnet [11].

### 2.9.1 Kalibrering av nettverksanalysator

Kalibrering må utføres for å fjerne feil som skyldes målingsoppsettet. Dette er blant annet tap i kabler og fasefeil som skyldes tilkoblingen mellom kretsen og måleutstyret. Disse kalles systematiske feil og er uendret så lenge som det ikke gjøres forandringer i oppsettet. Andre feil som skyldes drift i temperatur og tilfeldige variasjoner kan ikke kalibres vekk. For å finne de systematiske feilene måles det på kjente komponenter. Det er flere måter å gjøre dette på. Måten som blir brukt senere i denne rapporten er “Thru Reflect Match” (TRM). Det ble målt på kalibreringskomponenter som er laget av NTNU og som er plassert på en del av MMIC-brikkene som er tilgjengelig i laboratoriet. Det som er smart er at komponentene er plassert et stykke fra probepaden. Det er en linje i øverste metall-lag frem til kalibreringskomponenten.

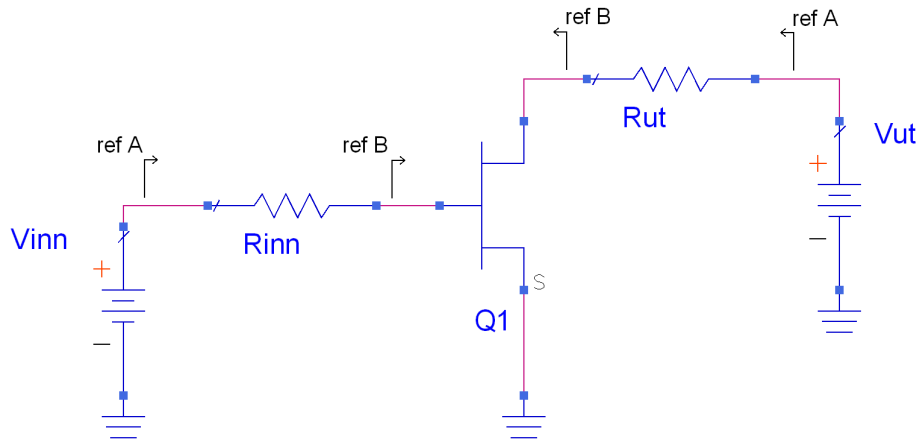
NTNU har i senere tid produsert brikkene med standard probepader. Kalibreringskomponentene har dermed samme tilførselslinje som de komponentene man skal måle på. Det gjør at referanseplanet kommer på riktig sted etter kalibrering, referanseplan B i figur 18. Det er dermed ikke nødvendig med korrigering av måledata i ettertid. Hvis det kalibreres på standard “impedance standard substrate” (ISS) vil referanseplanet ligge ved probespissen. Dette tilsvarer referanseplan A i figur 18. Målingene man da gjør viser også effekten av tilførselslinjene. Disse er normalt ikke av interesse. Med tanke på dette er TRM den enkleste metoden.



Figur 18: Referanseplan ved kalibrering av nettverksanalysator

## 2.9.2 DC-kalibrering

Når det skal måles på DC-karakteristikker bør det også kalibreres. I denne masteroppgaven skulle det måles på IV-kurvene til transistorer i MMIC. For å måle en brikke trengs det en probestasjon for å få kontakt med transistoren. Fra probene gikk det kabler til nettverksanalyseren som igjen var koblet til spenningsgeneratoren. I denne sløyfa er det naturligvis tap. I tillegg er det noe tap i linjene på MMIC-brikken. For at målingene skal bli mest mulig korrekt må det korrigeres for disse tapene. Det kan gjøres ved å måle på en kortslutning. En slik kortslutning kan for eksempel være et viahull til jord på enden av en tilførselslinje. Denne linjen bør være like lang som tilførselslinjen frem til transistoren. Det kan antas at viahullet er en perfekt kortslutning. Hvis spenningskilden nå slås på vil det gå en strøm i kretsen. Ved å bruke Ohms lov kan det totale tapet fra spenningskilde til viahullet beregnes. For en transistor må dette gjøres for både inngang og utgang. Disse tapene tilsvarer motstandene i figur 19. Størrelsen bør noters ned og brukes i beregningen av IV-kurver for transistor uten tilførselslinjer. For å sammenligne det med S-parameter-kalibrering kan man si at man har flyttet referanseplanet fra A til B.



Figur 19: Referanseplan ved DC-kalibrering

## 2.10 MMIC-prosessen

Dette kapitlet gir en oversikt over hvilke komponenter som er tilgjengelig i prosessen. Det er snakk om en GaAs pHEMT prosess som har både enhancement mode og depletion mode transistorer. I denne oppgaven er det kun enhancement mode. Disse transistorene er avslått ved en gate-source-spenning på 0 V. I tillegg er det mulig å bruke motstander, spoler, kondensatorer og dioder.

Fordelen med å bruke GaAs MMIC er gode egenskaper ved høyere frekvenser. HEMT-transistor kan levere forsterkning til langt over 100 GHz [12]. En annen fordel er at det er lite tap i substratet sammenlignet med for eksempel silisium CMOS-teknologi. Sammenlignet med for eksempel hybrid-teknologi er MMIC billigere å produsere i store kvantum. Dette skyldes at de produseres på wafer og det blir laget tusenvis i en produksjonsrunde. Dette fører til at det blir dyrt å lage kun få kretser. Tabell 1 viser kostnadene ved produksjon. Siden de blir masseprodusert på denne måten er det liten forskjell mellom de produserte brikkene.

En annen fordel med MMIC er at det ikke er noen løse deler. Dette gjør teknologien velegnet for romfart og kampflyindustrien. Brikkene er motstandsdyktige mot kraftige vibrasjoner og akselerasjoner.

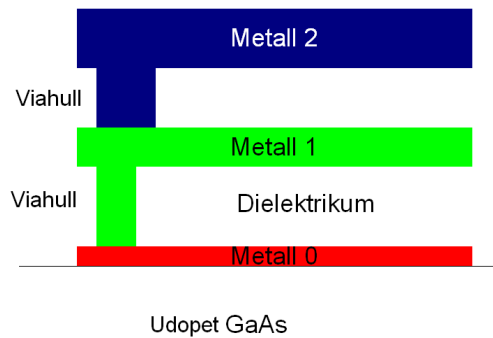
Produksjonstiden kan være lang for MMIC. Det kan ta opptil flere måneder før brikken er ferdig produsert. Dette gjelder spesielt hvis det oppdages feil etter produksjon. Det er begrensede muligheter for å rette opp feil i MMIC etter at de er blitt produsert.

Tabell 1: Kostnader knyttet til MMIC. Tabell hentet fra Robertson [12]. Det er antatt at det koster 5000 dollar per 6 tommers wafer.

<b>Brikkestørrelse</b>	<b>Yield (%)</b>	<b>Fungerende brikker</b>	<b>Brikkekostnad (dollar)</b>
1 x 1 $\mu m$	80	12800	0,4
2 x 2 $\mu m$	70	2800	1,8
5 x 5 $\mu m$	45	288	17
7 x 7 $\mu m$	30	98	51
10 x 10 $\mu m$	20	32	156

### 2.10.1 Linjer

Linjene i prosessen går i tre lag. Metall-lag 2 bør brukes mest mulig siden det er tykkest og kan håndtere de største strømmene. Det er også minst tap i lederen i metall 2. Alle lagene kan kobles sammen med viahull. Det er viktig at linjene er dimensjonert i henhold til strømtetthet. Dette blir behandlet i neste avsnitt.



Figur 20: Linjer i MMIC sett fra siden

### 2.10.2 Beregning av linjebredde

I innledningen nevnes det at strømtetthet er en begrensning for effektforsterkere implementert i MMIC. Hensikten til forsterkeren er å generere høy effekt på utgangen, noe som resulterer i betydelige strømmer. Det er viktig å kontrollere at samtlige komponenter kan tåle de største strømmene. I denne oppgaven var det bredden på metallet i linjene som er mest kritisk. Spesielt spolene på utgangen byr på utfordringer. Man ønsker høy induktans på spolene i biaseringsnettverket slik at RF-signalet ikke lekker ut til strømforsyningen. For å oppnå høy induktans trengs mange viklinger i spolen. Arealet av spolen blir nødvendigvis stort når lederen i tillegg må være bred for å håndtere strømmen. Designmanualen [1] oppgir maksimal strømtetthet for alle lagene av metall og for de forskjellige komponentene. Disse grensene finnes også i tabell 2 på side 26. Tallene er oppgitt i mA/ $\mu\text{m}$  og det er da snakk om  $\mu\text{m}$  bredde. Bredden skal dermed dimensjoneres etter størrelsen på strømmen gjennom komponenten. Det er effektivverdien, eller root mean square (RMS), som skal brukes, ikke toppverdien til strømmen. Det antas cosinusformede RF-strømmer. Dermed kan effektivverdien beregnes på følgende måte:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} I_{tot}^2(t) dt} \quad (16)$$

Ligningen er hentet fra Electric Circuits [13], men er noe omskrevet. Deres ligning gjelder for spenning og en ren cosinusfunksjon. Det fremgår av teksten at det samme gjelder for strømmer med vilkårlig funksjon i tidsdomenet.

Det antas videre at strømmen  $I_{tot}$  består av en DC-strøm og en cosinusformet RF-strøm.

$$I_{tot}(t) = I_{DC} + I_{RF} \cos(\omega t) \quad (17)$$

$I_{RF}$  er amplituden til RF-stømmen. Perioden til signalet blir  $\frac{2\pi}{\omega}$ .

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} (I_{DC} + I_{RF} \cos(\omega t))^2 dt}$$

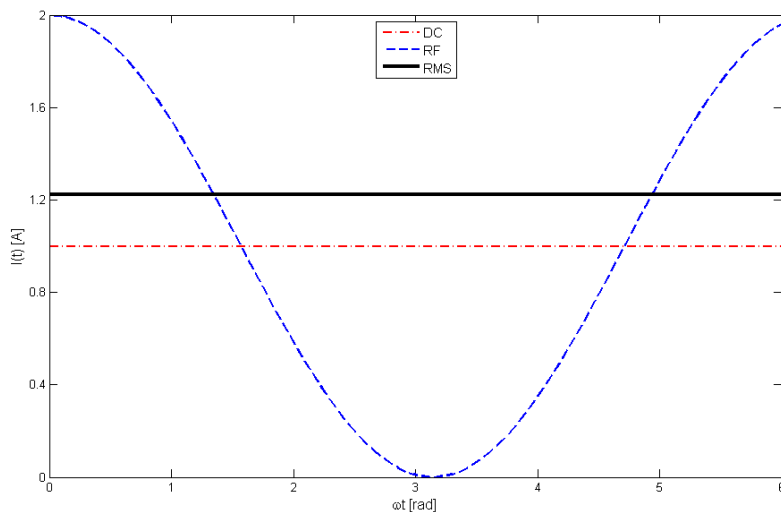
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} I_{DC}^2 + 2I_{DC}I_{RF} \cos(\omega t) + I_{RF}^2 \cos^2(\omega t) dt}$$

Integralet av DC-leddet blir multiplisert med signalperioden. Når en førsteordens cosinusfunksjon integreres over sin egen periode vil resultatet bli null på grunn av symmetri. Det siste leddet kan finnes i matematisk formelsamling [9].

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \left( \frac{2\pi}{\omega} I_{DC}^2 + 0 + I_{RF}^2 \frac{2\pi}{2\omega} \right)}$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{1}{2} I_{RF}^2} \quad (18)$$

Figur 21 viser et eksempel på størrelsen til RMS-verdien. Her er den plottet i samme figur som DC- og RF-strømmen. Man kan se at effektivverdien er litt større enn DC-strømmen i dette tilfellet. DC-strømmen er satt til 1 A, og det samme gjelder amplituden til RF-strømmen. RF-strømmen svinger rundt DC-nivået. Dette er en typisk situasjon for en klasse A forsterker som er kjørt i metning.



Figur 21: Størrelse på RMS-verdi kontra DC- og RF-strøm

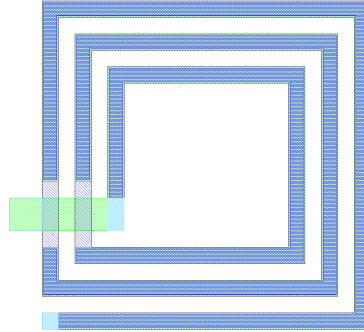
Tabell 2 viser en oversikt over de maksimale strømtetthetene i prosessen. Alle tallene er RMS-verdier.

Tabell 2: Maksimal strømtetthet for komponenter og lag av metall

Komponent	Maksimum strømtetthet (mA/ $\mu$ m)
NiCr motstand	1
Enhancement mode transistor (total gatelengde)	1
Metall 0	1.5
Metall 1	9
Metall 2	18

### 2.10.3 Spoler

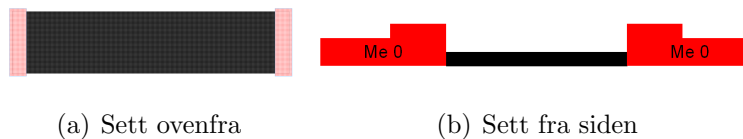
Figur 22 viser hvordan spolen er implementert i den aktuelle prosessen. Den er bygd opp av segmenter av metallbaner. Banene består av både metall 1 (grønn) og metall 2 (blå). Til venstre i figuren er metall 1 linjene brutt, her går viklingene bare i metall 2. Metall 1 brukes her til å lage koblingen til sentrum av spolen. Dette kalles gjerne en “underwire”. I andre prosesser kan det også bli brukt “air bridge”, som er en gulltråd som går i lufta fra midten av spolen og ut til kanten. Siden metall 1 ikke er tilstede kontinuerlig i viklingene er det metall 2 som begrenser strømmen som kan gå gjennom spolen. Begge metall-lagene er brukt for å få ned resistansen i spolen. Dette øker spolens Q-faktor, og den oppfører seg mer ideelt. Underwiren må være dobbelt så bred som metallet i viklingene, siden metall 1 kun tåler halvparten av strømtettheten til metall 2. Spolens areal, bredde på metallet i viklingene, avstand mellom viklinger og antall segmenter må bestemmes. Skal man ha en bestemt induktans må man enten bruke optimaliseringsmetoder eller tune-funksjonen i ADS. Her blir de forskjellige parametrene forandret på til ønsket induktans er oppnådd. Spolene kan ha relativt lav resonansfrekvens. Derfor er det viktig å kontrollere at senterfrekvens ligger et lavere enn den. Som en tommelfingerregel kan man si at resonansfrekvensen minst må være det dobbelte av senterfrekvensen. Når spolen nærmer seg resonans vil motstanden øke, og dessuten vil induktansen forandre seg drastisk.



Figur 22: Spole i MMIC sett ovenfra

#### 2.10.4 Motstander

Motstandene som er tilgjengelig i prosessen er av typen NiCr tynnfilmresistorer. Dette er presisjonsmotstander. Databladet [6] nevner et eksempel med et par med to tilpassede  $5 \times 50 \mu m$  motstander, disse har et standardavvik på 0,1 %. Figur 23 viser hvordan motstanden ser ut i utlegget. Den har kontakter i metall 0. Motstanden kan håndtere en strømtetthet på  $1 \text{ mA}/\mu m$ .



Figur 23: Motstand i MMIC

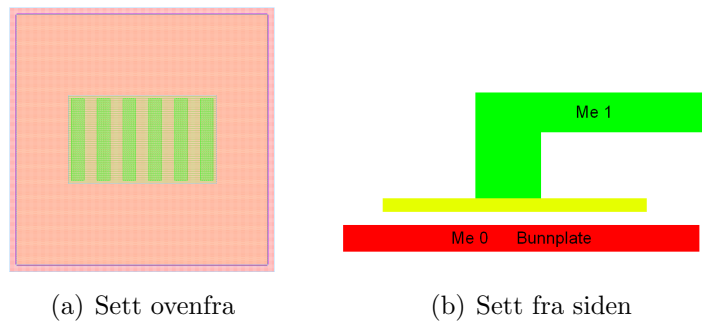
#### 2.10.5 Kondensatorer

Kondensatoren er implementert i et ekstra metall-lag. Bunnplaten er i metall 0. Grunnen til at det er lagt inn et ekstra lag er at avstanden mellom platene skal være minst mulig. Dette skyldes ligningen for kapasitans som blant annet finnes i Sedra og Smith [14].

$$C = \frac{\epsilon A}{W} \quad (19)$$

Hvor  $W$  er avstanden mellom platene, ofte kalt  $d$ . En mindre  $W$  vil gjøre kapasitansen større. Det vil kreves mindre areal  $A$  for å realisere en gitt kapasitans. Figur 24 viser en kondensator sett ovenfra og fra siden.

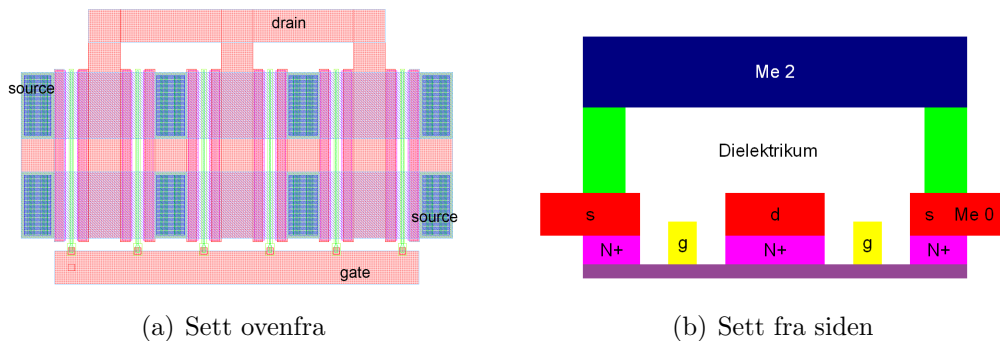




Figur 24: Kondensator i MMIC

### 2.10.6 Transistorer

Transistoren har kontakter i metall 0. Når det skal lages større transistorer plasseres flere gater i parallell. Disse blir koblet sammen i metall 2 som går over gatene. Dette vil tilsvare en transistor med stor  $W$ .  $W$  angir bredden på NPN-overgangen. Denne dimensjonen går innover i papirplanet i figur 25(b). Alle gatene er koblet sammen i metall 0 i endene. Det er en fordel å bruke flere gater når transistoren blir stor. For det første får transistoren en mer fornuftig form. Det andre er at kanalen det aktive området i endene av gatene ikke blir brukt effektivt hvis bredden er for stor.



Figur 25: pHEMT transistor i MMIC

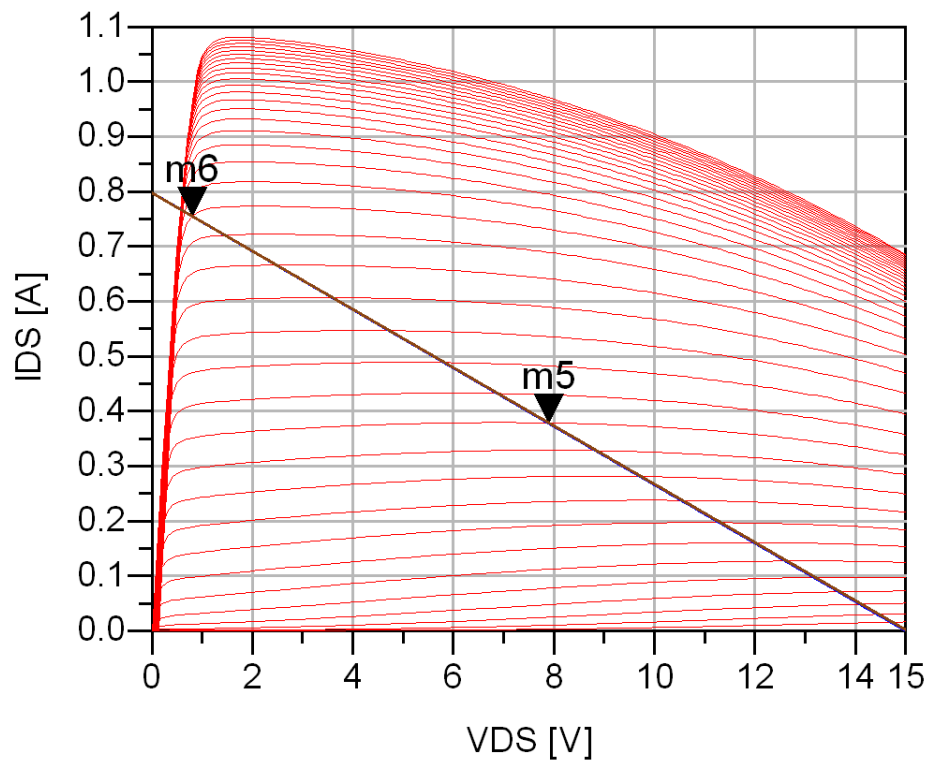
## 2.11 Presentasjon av tidligere prosjektoppgave

Deler av denne masteroppgaven bygger videre på en prosjektoppgave som ikke er publisert. I denne delen vil det derfor bli gitt en presentasjon forsterkeren som ble konstruert høsten 2008. Under arbeidet med masteroppgaven ble det laget utlegg til denne forsterkeren. Det ble også tatt utgangspunkt i den samme forsterkeren da en ny lineariseringsmetode skulle prøves ut.

### 2.11.1 Transistorvalg og biasering

Prosjektoppgaven gikk ut på å konstruere en klasse A forsterker som skulle kunne levere mellom 0.5 W og 1 W ved 1dB kompresjonspunkt, dette tilsvarer 27 dBm og 30 dBm. Det skulle brukes GaAs pHEMT teknologi, og enhancement mode transistor. Designguiden “FET IV Gm PowerCalcs” i ADS ble brukt til å bestemme transistorstørrelsen og biaseringspunktet. Dette verktøyet beregner IV-kurvene til transistoren som undersøkes, og samt gir det et estimat på hvor mye RF-effekt transistoren maksimalt kan levere. Det ble prøvd med flere transistorstørrelser og biaseringspunkt. Det ble til slutt valgt en transistor som maksimalt kan gi 1.3 W ved klasse A operasjon. Ved maksimal effekt ut har transistoren for lengst gått i metning og man kan ikke forvente lineær forsterkning ved dette effektnivået. For å bekrefte at transistoren kunne levere i henhold til kravene ble det kjørt en simulering med 1-tone harmonisk balanse. Transistoren ble satt inn i en standard forsterkerkrets med ideell biasering. Ved å se på kurvene for effekt inn og ut ble effekten ved 1dB kompresjonspunkt funnet til å være innenfor kravene. Det endelige 1dB kompresjonspunktet og effektkurvene vil bli presentert senere i dette kapitlet.

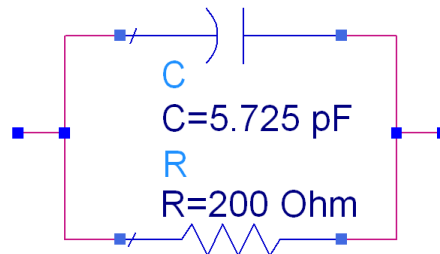
Transistoren som ble valgt har 10 gates i parallell hvor hver finger har en gatelengde på 180  $\mu\text{m}$ . IV-kurvene er vist i figur 26 på neste side.  $V_{GS}$  er variert fra 0.3 V til 2.2 V. Den øverste IV-kurven har en gatespenning på 2.2 V siden dette er en enhancement mode transistor. I denne typen transistorer er strømmen lik null ved en  $V_{GS}$  på 0 V. Det kan diskuteres om det kunne blitt brukt en mindre transistor og samtidig fått ut like stor effekt ut. I figur 26 kan man se at m6, som angir den største strømmen, kunne vært plassert noe høyere i IV-kurvene. I henhold til databladet for prosessen [6] skal denne transistoren tåle 1.8 A, dermed er det ikke maksimal strøm som begrenser plasseringen av m6. Bakgrunnen for plasseringen er at avstanden mellom IV-kurvene avtar kraftig for  $V_{GS}$  over 1.2 V. Dette vil føre til ulineær forsterkning for de høyeste effektnivåene. På en annen side ser man også av samme figur at det uansett vil oppstå kompresjon for store amplituder. Dette vises i nedre høyre hjørne av figuren, hvor avstanden mellom IV-kurvene tydelig blir mindre. Alternativet kunne vært å bruke en mindre transistor og få tilsvarende kompresjon i begge ender av lastlinjen. Dette burde vært undersøkt i prosjektoppgaven, men er ikke fulgt opp i masteroppgaven. Det skal uansett brukes samme transistor i denne oppgaven som i prosjektoppgaven. Biaseringsspenningene ble satt til  $V_{DS} = 7.9$  V og  $V_{GS} = 0.85$  V og er angitt av markør m5 i figur 26.



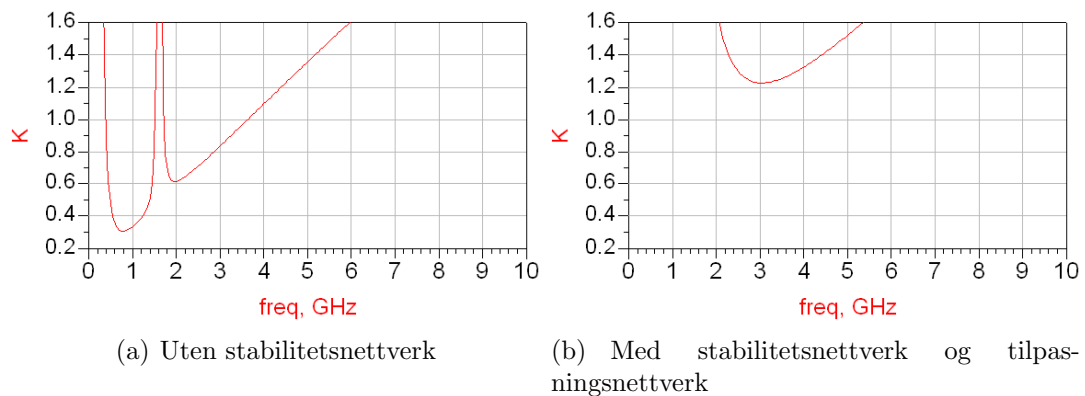
Figur 26: IV-kurver for transistoren med inntegnet lastlinje.  $V_{GS}$  varierer fra 0.3V til 2.2V med steg på 0.05V for de forskjellige kurvene.

### 2.11.2 Stabilisering

Det viste seg at transistoren ikke var ubetinget stabil i utgangspunktet. Dette kunne sees av at K-faktoren var under 1. Dette skyldes at transistoren har stor forsterkning ved lave frekvenser. Siden det ikke kan antas at en reell transistor er unilateral, vil noe av utgangssignalet lekke tilbake til inngangen. Dette kan føre til ustabilitet. For å utbedre stabiliteten kan det settes inn et høypassfilter som demper de lave frekvensene. Dette filteret bør være utformet slik at det demper lite på RF-frekvensene. Filteret vist i figur 27 ble satt i serie mellom gate og RF-inngang. Kombinert med tilpasningsnettverket sørger dette filteret for at forsterkeren blir ubetinget stabil for alle frekvenser. Tilpasningsnettverket har en spole som er koblet til jord, og denne spolen har tap som er med på å bidra til stabiliteten. I figur 28 sammenlignes stabilitetsfaktoren før og etter.



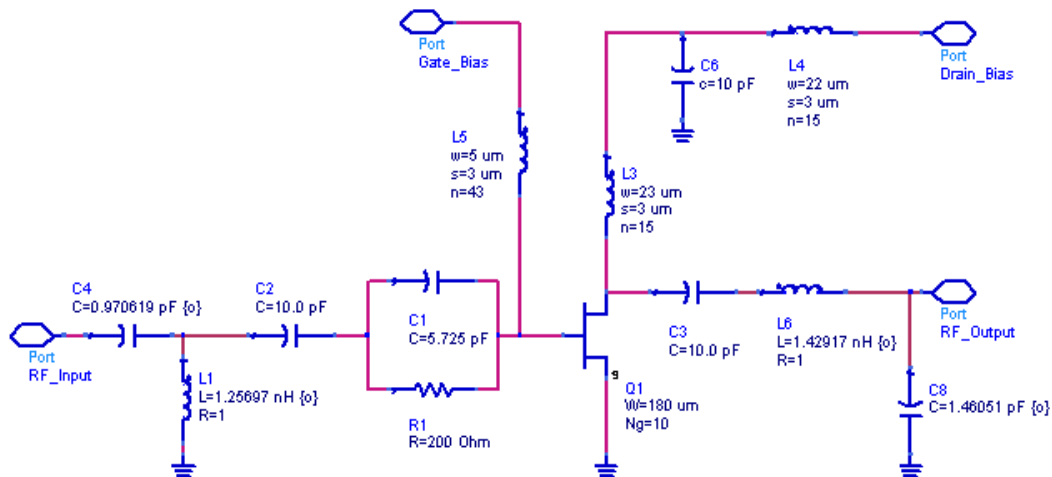
Figur 27: Stabilitetsnettverk



Figur 28: K-faktor

### 2.11.3 Tilpasning

For å få mest mulig effekt overført fra kilden til forsterkeren, og videre til lasten, er det nødvendig med et tilpasningsnettverk. Dette nettverket bør bestå av tapsfrie passive komponenter, det vil si spoler og kondensatorer. I realiteten vil det være noe tap i disse komponentene. Oppgaven til tilpasningsnettverket er å transformere inn- og utgangsimpedansen til en ønsket størrelse. Ved konstruksjon av småsignalforsterkere er det ofte maksimal forsterkning som er målet. For å oppnå det trengs en konjugert tilpasning. Det vil si at kildeimpedansen skal transformeres fra  $50 \Omega$  til den komplekskonjugerte av inngangsimpedansen til forsterkeren. I en effektforsterker er det ikke maksimal forsterkning som er målet, men snarere maksimal effekt ut. Effekttransistoren er ofte en av de dyreste komponentene i systemet og det vil være sløsing å bruke en større effekttransistor enn nødvendig. Trengs det mer forsterkning kan det oppnås rimeligere ved å bruke en forforsterker. I prosjektoppgaven ble det prøvd med flere forskjellige tilpasningsmetoder. De viktigste parametrene er oppsummert i tabell 8 til tabell 10 i vedlegg E. Det var tilpasning gjort for maksimal effekt ut som ga best resultat. Denne løsningen ble funnet ved optimalisering. Simulatoren fikk variere størrelsen på komponentene i tilpasningsnettverket. Det ble påtrykt et inngangssignal som tilsvarte 1dB-kompresjonspunkt og målet var å få mest effekt levert til lasten. Det viste seg at en lastlinjetilpasning var nær den optimale tilpassingen. En lastlinjetilpasning vil si å transformere  $50 \Omega$  til  $R_{opt}$ . Fremgangsmåten for å finne  $R_{opt}$  er beskrevet i teoridelen, kapittel 2.2. De forskjellige forsterkerne er vist i vedlegg A figur 66 til figur 68.

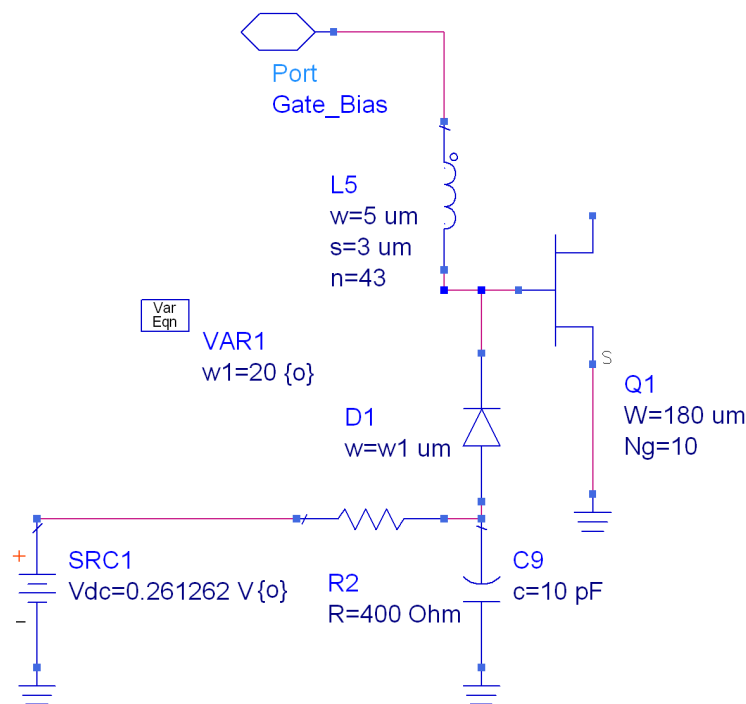


Figur 29: Klasse A med tilpasningsnettverk. Det er optimalisert for maksimal  $P_{out}$  ved 1dB kompresjonspunkt. Denne løsningen viste seg å være den beste.

### 2.11.4 Predistorsjon

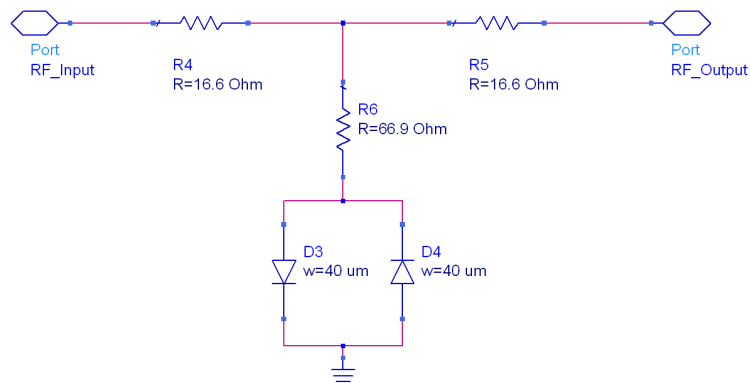
Det ble prøvd med flere metoder for linearisering og alle var former for predistorsjon. De forskjellige teknikkene ga varierende resultater. Felles for dem alle var at de ga beskjedene forbedringer, men kunne lett implementeres “on-chip”.

**Varaktor** Figur 30 viser hvordan en diode kan plasseres i parallell med gate. Ved å forspenne dioden slik at det bygges opp et deplesjonsområde i pn-overgangen vil den virke som en kondensator. Tykkelsen på deplesjonsområdet varierer med inngangseffekten og dermed også kapasitansen. Ved å forspenne riktig og bruke optimal størrelse på dioden kan det kompenseres for den ulineære gatekapasitansen til transistoren. Det ble optimalisert med mål å ha fasekompresjonen innenfor  $\pm 1^\circ$ . Med fasekompresjon menes avviket fra det faseskiftet forsterkeren leverer ved lave inngangseffekter. Det ble kun oppnådd ubetydelige forbedringer. I prosjektoppgaven ble det konkludert med at typen diode som var tilgjengelig trolig ikke egner seg til denne bruken. I prosessen var det kun tilgjengelig ordinære dioder og ikke varaktordioder. Varaktordioder er laget med tanke på å størst mulig variasjon i kapasitans. I en ordinær diode varierer kapasitansen i liten grad med forspenningen.

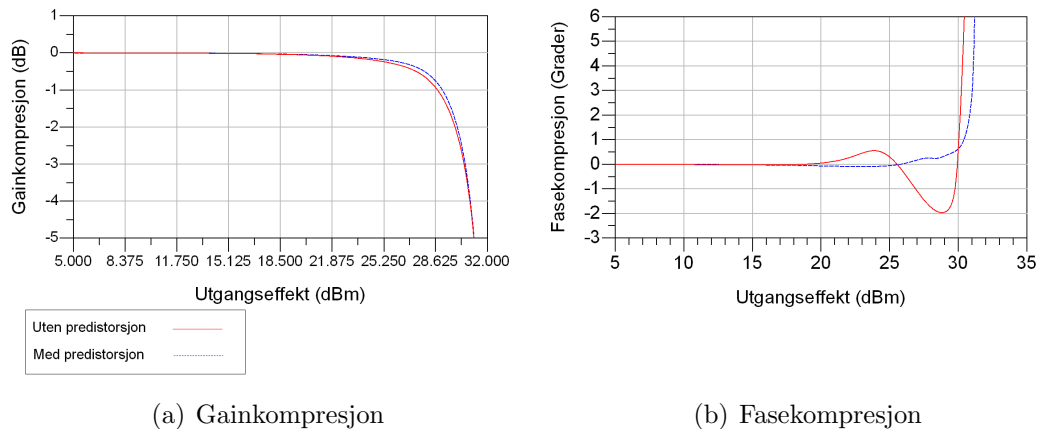


Figur 30: Utsnitt av forsterker med varaktor

**Anti-parallelle dioder** Ved å bruke anti-parallelle dioder kan det injiseres tredje ordens intermodulasjon. Hvis ulinerariteten som diodene innfører kommer i motfase med transistorens egen IMD kan det endelige resultatet bli bedre. De to diodene kobles inn ved hjelp av et  $50 \Omega$  dempeledd. Dette fører til redusert forsterkning, men det påvirker ikke effekten som forsterkeren kan levere. Det trengs mer inngangseffekt for å drive den. Ved å bruke et  $50 \Omega$  dempeledd vil det gi en god tilpasning til forsterkeren og kildeimpedansen. Klasse A forsterkeren kan derfor være uforandret. Det ble prøvd med forskjellige dempeledd. 6 dB ga forbedringer i både gain- og fasekompresjon. Kostnaden er at forsterkningen har blitt redusert fra 21,7 dB til 17,3 dB.

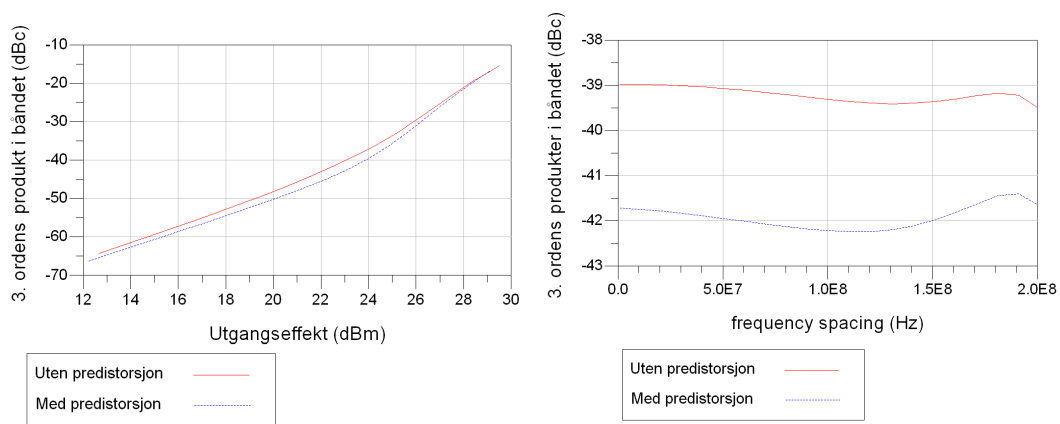


Figur 31: Predistorsjon ved hjelp av anti-parallelle dioder



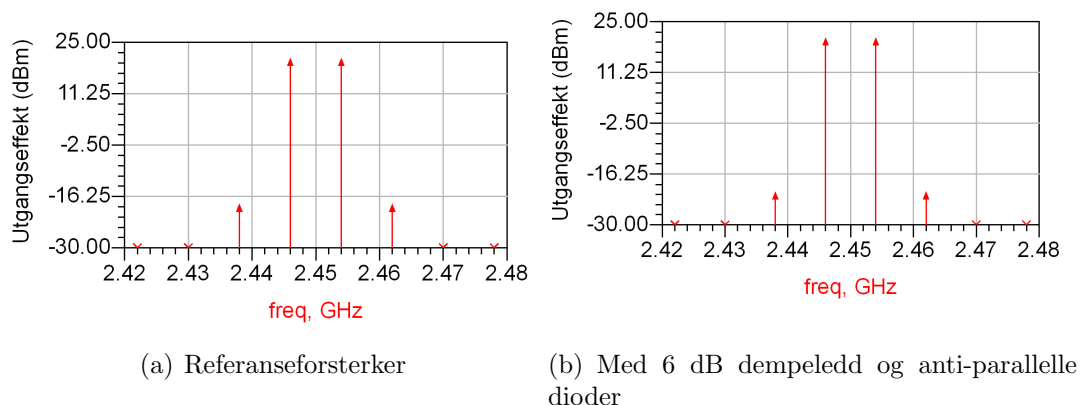
Figur 32: Sammenligning av referanseforsterker og forsterker med 6 dB dempeledd med anti-parallelle dioder

Det ble kjørt en to-tonetest på forsterkeren. Resultatet vises i figur 33(a). Her er inngangseffekten sveipet og det er brukt en avstand på 8 MHz mellom tonene. Det viste seg at predistorsjonen reduserer tredje ordens produkter med 2,6 dB på det meste. I figur 33(b) er inngangseffekten holdt konstant og avstanden mellom tonene sveipet. Referanseforsterkeren er påtrykt 2 dBm, mens den andre får 6.3 dBm. Grunnen til at de må påtrykkes ulik effekt er at det er forskjellig forsterkning. Forsterkeren med predistorsjon har noe mer utslag enn referanseforsterkeren, men kurven følger hverandre. Figur 34 viser utgangsspekteret rundt senterfrekvensen. Her kan man se at intermodulasjonen er noe redusert. Det er brukt samme inngangseffekt som i to-tonetesten der frekvensen ble sveipet. Avstanden mellom tonene er 8 MHz.



(a) Resultat med 8 MHz spacing mellom tonene, varierende inngangseffekt (b) Resultat med sveipet avstand mellom tonene, utgangseffekt 23,4 dBm

Figur 33: Resultat av 2-tonetest



(a) Referanseforsterker (b) Med 6 dB dempeledd og anti-parallele dioder

Figur 34: Utgangsspekter, 23,4 dBm utgangseffekt, 8MHz spacing

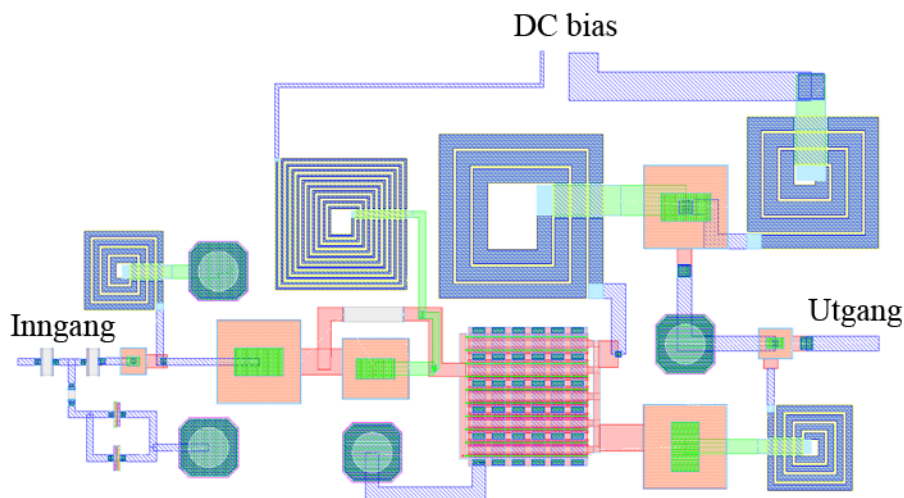


### 3 Utlegg

Som det er beskrevet i innledningen ble det ikke laget et komplett utlegg av forsterkeren i prosjektoppgaven. Det eneste som var gjort var å plassere komponentene i en omtrentlig posisjon for å gi et inntrykk av hvordan forsterkeren kunne realiseres. I denne delen av rapporten vil det bli gjennomgått i detalj hva som ble gjort for å klargjøre forsterkeren til produksjon. Forsterkeren skal klare å håndtere en utgangseffekt på 30 dBm eller 1 W. Ved dette effektnivået vil forsterkeren være i metning, og man kan ikke forvente lineær operasjon. Forsterkeren vil ha en gainkompresjon på 2 dB i dette punktet, og det kreves en inngangseffekt på 15.7 dBm. Alle simuleringer som brukes til å beregne strømmene i denne forsterkeren vil bli kjørt på dette effektnivået. En tabell med samtlige strømmer finnes i vedlegg B i tabell 7. Alle strømmer som blir omtalt i dette kapitlet er et resultat av simuleringer.

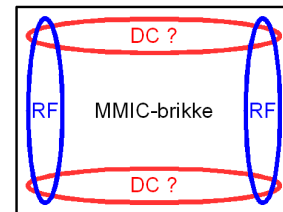
#### 3.1 Utgangspunkt

I vedlegg C på side 77 figur 80 vises utlegget som ble laget under prosjektet. Under vises en mindre figur av samme utlegg.



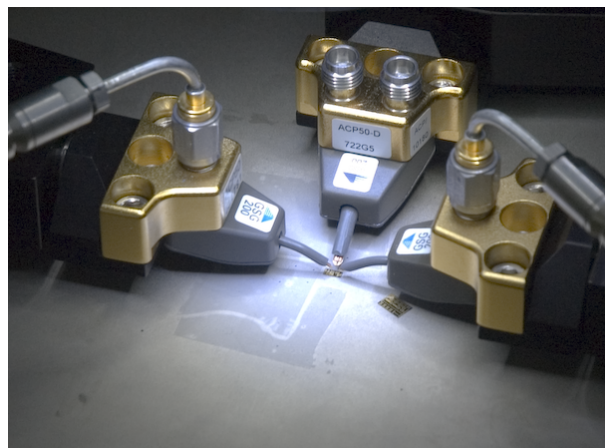
Figur 35: Utlegg fra prosjektoppgave

Det som er viktig å ta med seg videre fra dette utlegget er plasseringen av inngang og utgang. Probepadene er ikke tatt med i utlegget. Disse må legges til før produksjon. Det anbefales å benytte standard NTNU probepader med tilførselslinje. Kalibrering for disse probene finnes på MMIC NTNU0108 ntnuC\_M1 og kan forenkle målingene noe. Hvis DC-padene på MMIC NTNU0108 ntnuA\_AM er klare til bruk kan disse gjerne brukes på denne forsterkeren. Det som er spesielt med disse DC-padene er at ledig areal er fylt opp med kondensatorer for å stabilisere spenningen. Bakgrunnen for plassering av padene er probestasjonen som brukes ved NTNU. Disse har vanligvis en RF-probe til venstre og en til høyre på brikken.



Figur 36: Anbefalt plassering av prober

Det er vanlig å referere til plasseringer på brikken ved å bruke himmelretningene, derfor kommer dette til å bli brukt heretter. RF-inngang og RF-utgang må plasseres i henhold til RF-probenes plassering. Om inngang plasseres i øst eller vest spiller ingen rolle, siden det lett kan byttes om i måleutstyret. I nord er det plassert en DC-probe. Denne kan også plasseres i sør hvis man snur brikken 180 grader under måling. Laboratoriumsoppsettet på NTNU har kun en DC-probe tilgjengelig. Figur 36 viser områdene hvor det er anbefalt å plassere probene. Figur 37 er et bilde av probene i laboratoriet på NTNU.

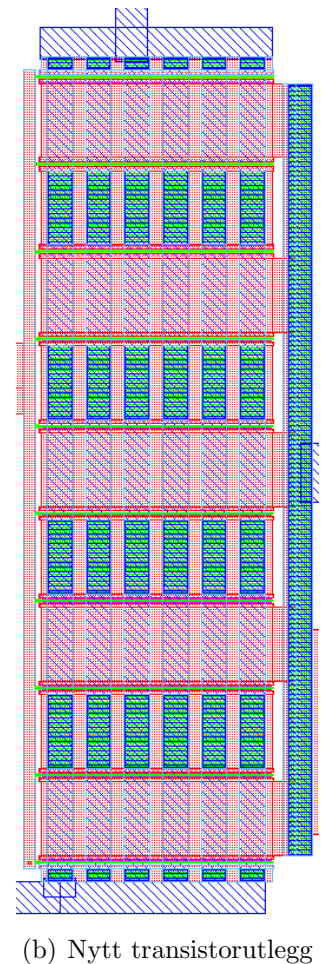
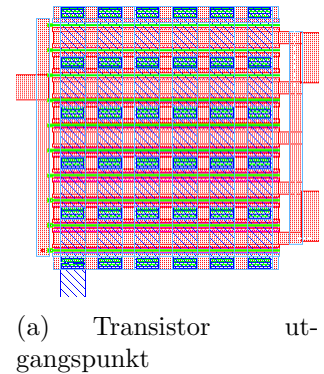


Figur 37: Måleprober

## 3.2 Transistor

Transistoren er komponenten som sørger for forsterkning, og den må tåle den største strømmen i kretsen. I prosjektoppgaven ble det ikke fokusert på strømtetthet. Det ble lagt ut en standard transistor fra biblioteket. Det viser seg at denne transistoren på langt nær kan håndtere den strømmen som ble målt. Grunnen til at denne transistoren tåler lite strøm er at store deler av tilførselsnettverket er implementert i metall 0. Dette er det tynneste metallaget og kan kun lede 1,5 mA pr  $\mu\text{m}$  bredde. Mer om transistorens oppbygging finnes i kapittel 2.10.6. Transistoren består av 10 gater i parallell. To og to gater deler metall for tilførsel. Det vil si at det er 5 linjer i metall 0 som skal kunne håndtere 427 mA. Ved å sette avstanden mellom hver gate til  $58 \mu\text{m}$  blir denne strømmen fordelt på  $290 \mu\text{m}$  metall 0. Endringen i transistorens utseende og areal vises tydelig i figur 38. Det ble også lagt til en stripe metall 2 i nord og sør på transistoren for å knytte sammen samtlige sourcekontakter. Det er best å samle store strømmer i metall 2 der det er mulig. Dette er også bakgrunnen for det lange viahullet som knytter sammen samtlige drainkontakter øst av transistoren. Her forenes strømmene i utgangspunktet i metall 0. Matingen av transistoren er forsøkt utført mest mulig symmetrisk. Det skulle gjøres målinger på symmetrisk og asymmetrisk mating, men målingene ble mislykket på grunn av feil på MMIC-brikkene som var tilgjengelig. Dette er omtalt i kapitlet om målinger. RF-inngang og DC-innføring er plassert nær midten av transistoren. RF-utgangen måtte plasseres noe lengre sør grunnet andre hensyn. Det er i hovedsak de to store spolene som brukes til biasering av drain som presser RF-utgangen lengre sør enn ønskelig. Grunnet stor RF-strøm bør kondensator C14 plasseres nær drain på grunn av at det kreves en bred tilkobling i metall 0.

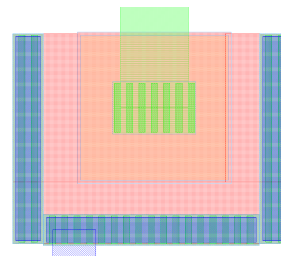
Transistorens form har fått drastiske endringer og dette fikk følgelig konsekvenser for plasseringen av de resterende komponentene. Ved å flytte spolen L3, som brukes til å biasere drain, østover kan det frigjøres plass til transistoren. En av fordelene med dette er at inngang og utgang blir atskilt i større grad. En fare med det opprinnelige utlegget er den gjensidige induktansen mellom spolene. Dette kan føre til uønsket tilbakekobling. Det er spesielt spolene som biaserer gate og drain som er for nær hverandre, henholdsvis L5 og L3.



Figur 38: Utlegg av transistor

### 3.3 Liten kondensator, stor strøm

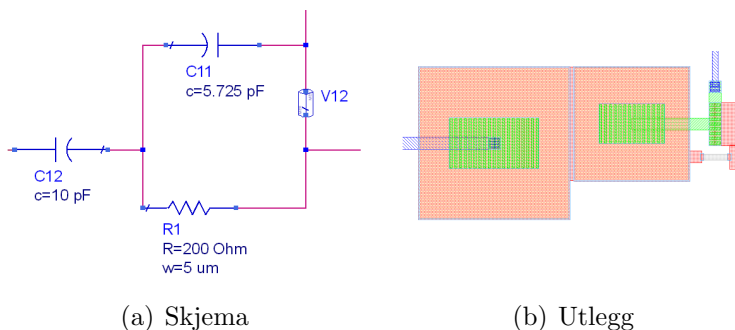
Kondensator C9 er en del av tilpasningsnettverket på utgangen. Den har en størrelse gitt av utgangsimpedansen til transistoren. Problemet med denne kondensatoren er at den er forholdsvis liten og i tillegg skal den håndtere en stor strøm. Den skal være 1,46 pF, noe som tilsvarer en fysisk utstrekning på  $47 \mu\text{m} \times 47,8 \mu\text{m}$ . Formen på kondensatorene er prøvd holdt kvadratisk. En rektangulær form er brukt hvor det er hensiktsmessig, forutsatt at forholdet mellom de to sidekantene ikke blir for stort. RMS-strømmen gjennom kondensatoren ble ved simulering målt til 172 mA. Siden den nederste platen i kondensatoren ligger i metall 0 kreves det en bredde på  $115 \mu\text{m}$ . Dette resulterer i at den ene siden av kondensatoren blir seks ganger lengre enn den andre. Dette var ikke ønskelig. Dermed ble det brukt en alternativ løsning. Det ble lagt en hestesko med viahull fra metall 2 ned til metall 0 rundt kondensatoren. Området mellom kondensatoren og viahullet ble fylt med metall 0. Dette gjør at strømmen fordeler seg over en større flate. Dette kan tilnærmes til en total bredde på  $146 \mu\text{m}$ . Det kan diskuteres om løsningen vil tilsvare en slik total bredde, men det er lagt inn en margin i forhold til kravet om  $115 \mu\text{m}$ .



Figur 39: Kondensator C9

### 3.4 Stabiliseringsnettverk

En del av utlegget som krever nærmere forklaring er stabiliseringsnettverket. Det er vist i figur 40. Ved å kun se på utlegget kan man komme til å tro at C11 og C12 står i parallell og dermed kunne vært slått sammen til en kondensator. Dette er ikke tilfellet. Ved å se på kretsskjemaet ser man at C12 står i serie med et stabiliseringsnettverk. De nederste platene i kondensatorene er koblet sammen i metall 0. Dermed er det kan motstanden R1 kobles til hvor som helst på de to kondensatorene. Motstanden ble plassert så nærme transistorens gate som mulig.

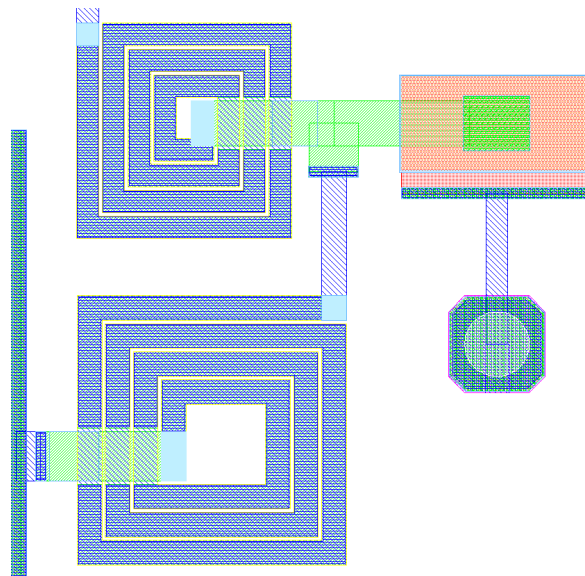


Figur 40: Stabiliseringsnettverk

### 3.5 Biasering

Biaseringsnettverket måtte plasseres på en annen måte på grunn av transistorens nye form. Det ble også valgt å gå direkte inn til midten av den første spolen fra drain. Dette ble også gjort for den andre spolen. Det er koblet fra kondensatoren til midten av spolen. Dette gjøres fordi de to spolene ligger såpass tett og lederne i ytterste vikling er veldig nær hverandre. Induktansen er distribuert i en hvis grad på denne frekvensen. Derfor er det best at RF-strømmen har gått gjennom flest mulig viklinger før den kommer nær den andre spolen.

Kondensatoren er noe rektangulær. Dette skyldes to forhold. Det første er at den skal tåle strømtettheten i metall 0. Det andre er at det også passer bra med en rett linje ned til viahullet som den er koblet til.



Figur 41: Biaseringsnettverk på drain

### 3.6 Strømtetthet

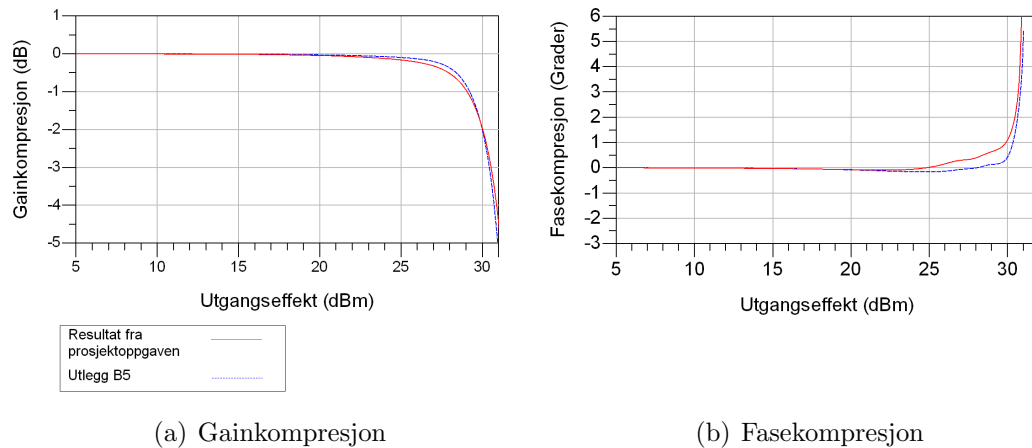
Samtlige strømmer er målt og tatt hensyn til. En oversikt over strømmene og minimum bredde på metall ligger i vedlegg B. Dette var en tidkrevende prosess. Det måtte fem iterasjoner til før alle kravene var innfridd.

## 4 Simuleringsresultater

I dette kapitlet presenteres simuleringsresultater fra ADS. Frekvensen som er brukt er alltid 2,45 GHz. Der hvor det er kjørt to-tonesimuleringer vil tonene være sentrert rundt 2,45 GHz og avstanden mellom dem vil være oppgitt. I alle simuleringer er det beregnet intermodulasjonsprodukter opp til sjuende orden eller høyere.

### 4.1 Predistorsjon

I prosjektet ble det simulert på en klasse A med integrert predistorsjon. Utlegget for den forsterkeren er beskrevet i kapittel 3. I forbindelse med utlegg av kretsen er det gjort endringer på noen av komponentene. I dette avsnittet vil simuleringer utlegget sammenlignes med resultatene fra prosjektoppgaven. Det er kun gjort ordinære simuleringer med harmonisk balanse og ingen full EM-simulering.

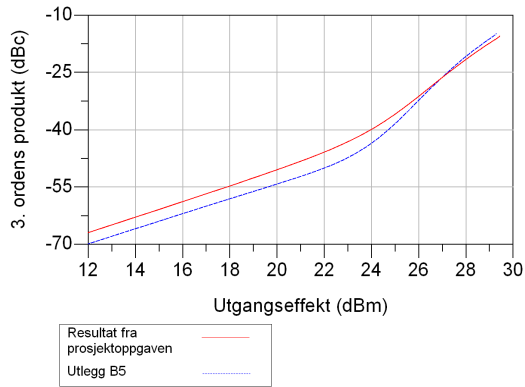


Figur 42: Sammenligning av forsterker med predistorsjon før og etter utlegg

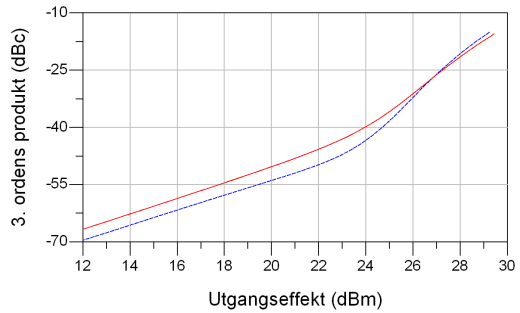
Figur 42 viser en sammenligning av gain- og fasekompresjon før og etter utlegg. Det viser seg at begge disse parametrene har forbedret seg. Fasekarakteristikken holder seg nær  $0^\circ$  for større utgangseffekt. Forsterkningen har blitt redusert med nesten 1 dB. Dette kan ikke leses av figuren. Forsterkningen var 17,3 dB før arbeidet med utlegget startet, og etter er forsterkningen 16,4 dB.

Figur 43 viser endring i størrelsen på 3. ordens intermodulasjonsprodukter. Størrelsen er oppgitt i dBc (decibels below carrier). Dette er en benevnning for å beskrive størrelsen på uønskede komponenter i forhold til bærebølgen, eller den første harmoniske. -10 dBc vil si at frekvenskomponenten er en tiendepart av bærebølgen.

For lave effekter har forsterkeren blitt bedre. Nærmere metning har den blitt dårligere. Det minnes om at denne sammenligningen er gjort mot forsterkeren i prosjektoppgaven og at begge har predistorsjon. Det som gjenstår nå er å sammenligne utlegget med tilsvarende utlegg uten predistorsjon.

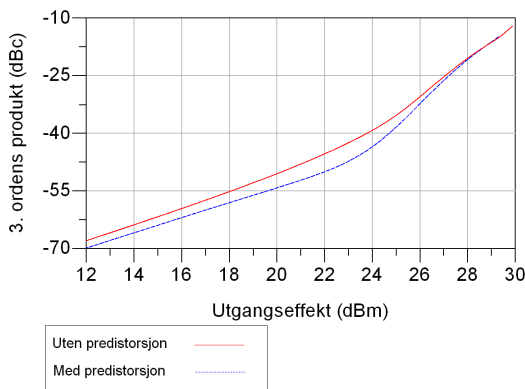


(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

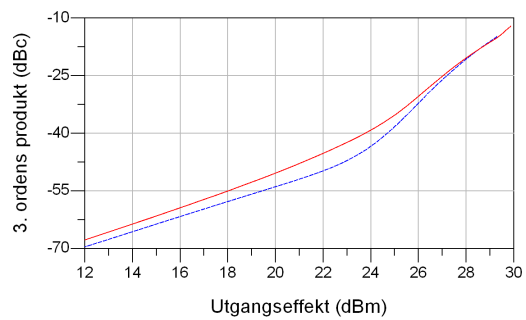


(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 43: Resultat av 2-tonetest som sammenligner forsterker med predistorsjon før og etter utlegg. Det er 8 MHz avstand mellom tonene



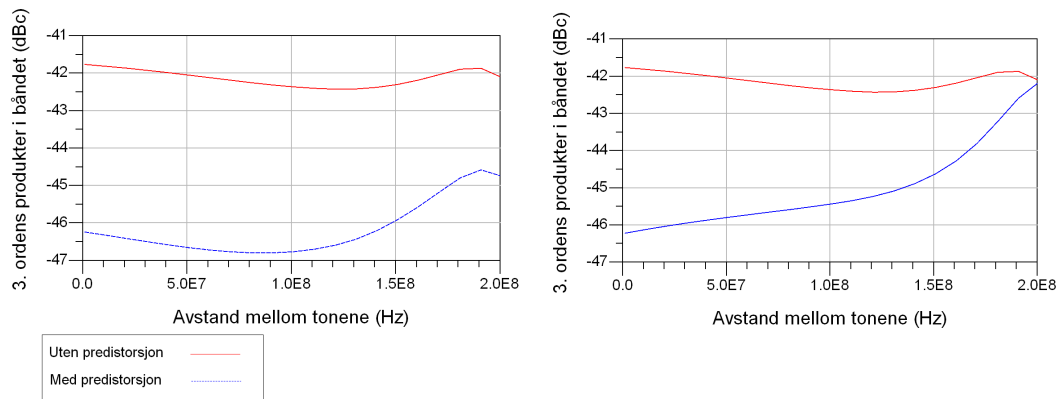
(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd



(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 44: Resultat av 2-tonetest etter utlegg, med og uten predistorsjon. Det er 8 MHz avstand mellom tonene

Figur 44 viser at 3. ordens intermodulasjonsproduktene har blitt redusert mye for lavere effektnivåer i forhold. Resultatene fra prosjektoppgaven finnes i figur 33(a). Den største forbedringen er på 4,5 dB og inntreffer ved 23 dBm utgangseffekt. Under arbeidet med prosjektoppgaven ble maksimal forbedring oppnådd ved 26 dBm utgangseffekt, den var da på 2 dB.



(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 45: Resultat av 2-tonetest etter utlegg, med og uten predistorsjon. Avstanden mellom tonene er sveipet. Utgangseffekten er 23,3 dBm

Figur 45 viser størrelsen på 3. ordens intermodulasjonsproduktene når avstanden mellom tonene blir sveipet. Det viser seg at produktene til venstre for ikke påvirkes av avstanden i særlig grad. I høyre sidebånd derimot er forbedringen borte når avstanden mellom tonene har økt til 200 MHz. Forsterkeren uten predistorsjon er kjørt med en inngangseffekt på 2,5 dBm, mens den med predistorsjon får 7 dBm. Det er forskjellen i forsterkning som gjør at de trenger forskjellig styrke på inngangssignalet.

## 4.2 Difference-frequency feedback

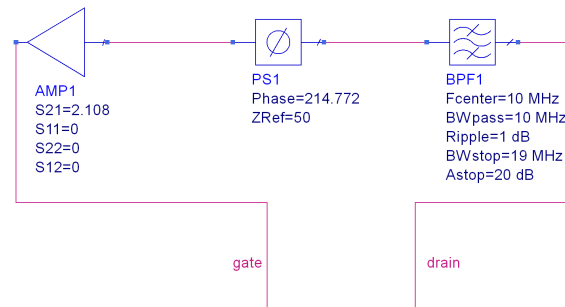
Dette avsnittet omhandler arbeidet med lineariseringsmetoden “difference-frequency feedback”. Utgangspunktet er hentet fra artikkelen av Hu *et al.* [10]. Forsterkeren fra prosjektet uten predistorsjon er brukt som referanseforsterker. Den vises i figur 71. Predistorsjonskretsen ble fjernet, og det gjort mindre endringer i biaseringen på gate. Det ble brukt samme form for biaseringsnettverk både på drain og gate. For å ikke dempe basisbåndet mellom feedbackforsterker og gate for mye ble det satt inn en mindre spole. Det kreves noe induktans som sørger for at impedansene på RF-senterfrekvens er uforandret. Oppsettet kan sees i figur 72.

### 4.2.1 Optimalisering for lav inngangseffekt

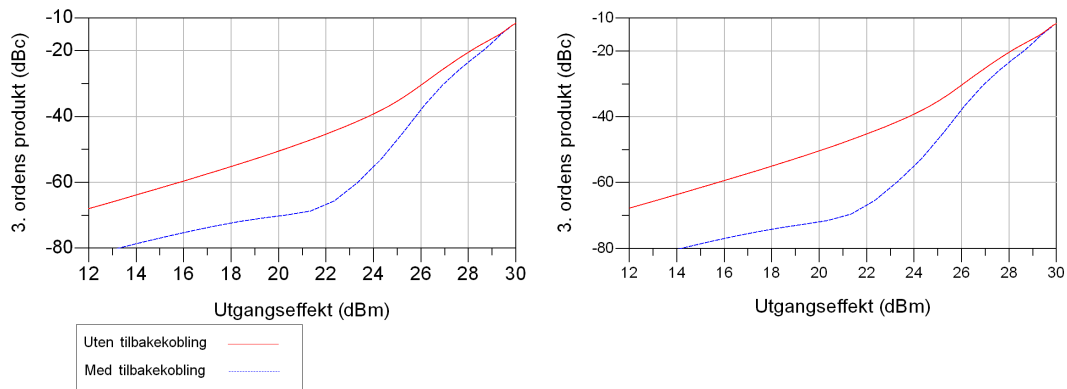
Første forsøk ble gjort med 50 Ohm som referanseimpedans i tilbakekoblingen. Det ble satt opp en optimalisering med lav 3. ordens IMD som mål. Simulatoren



fikk variere fase og forsterkning i tilbakekoblingen.



Figur 46: Tilbakekoblingsnettverk

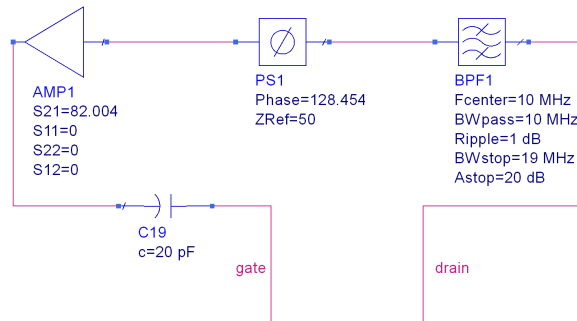


(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

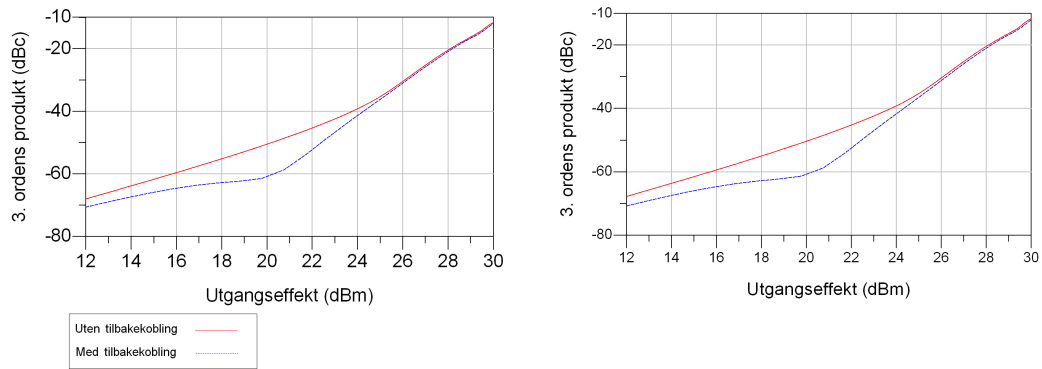
(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 47: Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling,  $50 \Omega$  referanseimpedans i tilbakekoblingen. Avstand mellom tonene 10 MHz.

Figur 47 viser resultatet av en 2-tonetest av forsterkeren med tilbakekobling. Optimalisering er gjort ved lav inngangseffekt, 0 dBm, noe som tilsvarer en utgangseffekt på 19,3 dBm. Forbedringen er på det meste 20 dB. Forsterkningen har blitt redusert med 1,4 dB. Dette er ikke ønskelig ved bruk av denne teknikken. Det skyldes at inn- og utgangsimpedansen til tilbakekoblingen er  $50 \Omega$  for lave frekvenser. Dette påvirker biaseringsnettverket, og forsterkeren opererer på et annet biaspunkt. For å unngå dette ble referanseimpedansen ble det satt inn en kondensator i serie, se figur 48. Det er ønskelig at denne kondensatoren er så stor som mulig. Den tilsvare åpne krets for DC, og kortslutning for 10 MHz. Med tanke på implementering i MMIC ble kondensatoren satt til 20 pF, i fysisk utstrekning er den  $177 \mu\text{m} \times 177 \mu\text{m}$ . Dette er kanskje over grensen for hva som er akseptabel størrelse. Ved bruk av mindre kondensator må det kompenseres med større forsterkning i tilbakekoblingen.



Figur 48: Tilbakekoblingsnettverk med kondensator



(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 49: Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Med serie kondensator. Avstand mellom tonene 10 MHz.

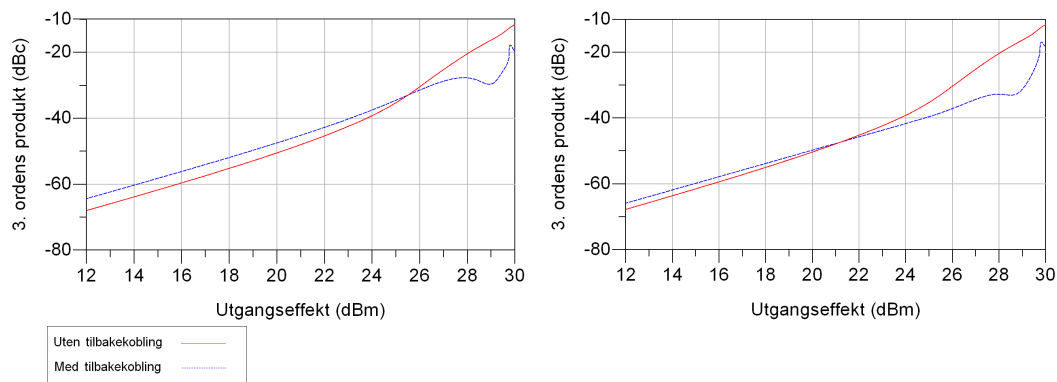
Det er ingen reduksjon i forsterkning når kondensatoren blir satt inn. Utgangsimpedansen for tilbakekoblingsnettverket går mot uendelig for DC. Dermed er biaspunktet uforandret. Figur 49 viser 2-tonetesten etter at kondensatoren er satt inn. Her er det også brukt 0 dBm inngangseffekt under optimaliseringen, det tilsvarer 20.7 dB utgangseffekt. Forbedringen er sterkt redusert, men er fremdeles over 10 dB for lave effektnivåer. Mye av forbedringen i figur 47 kan nok tilskrives endret biaspunkt. Forbedringen gikk på bekostning av forsterkning.

På drain-siden er det båndpassfilteret som sørger for at inngangsimpedansen er høy. Hvis en annen løsning blir benyttet slik at inngangsimpedansen blir lavere vil det være mulig å sette inn en kondensator i serie. Dette vil måtte kompenseres for med økt forsterkning i tilbakekoblingen. Økningen må være i størrelsesorden 10 dB. Dette er selvsagt avhengig av størrelsen på kondensatoren.

#### 4.2.2 Optimalisering for høy inngangseffekt

Oppsettet i figur 72 i vedlegg A ga ingen positive resultater. Det er derfor foreslått et alternativt oppsett i figur 73. Det er lagt til to store eksterne spoler. Grunnen til at det ikke ble oppnådd resultater med det opprinnelige oppsettet kan være at for mye av basisbåndsignalet lekker ut gjennom biaseringsspolene. Løsningen blir å legge til spoler som også gir god isolasjon for basisbåndet. Dette slår negativt ut for optimalisering på lavere effektnivåer, og er kun anbefalt ved høy inngangseffekt.

Det ble prøvd å optimalisere for mange inngangseffekter. Det var store problemer med konvergens. Å optimalisere med 10 dBm inngangseffekt ga de beste resultatene.

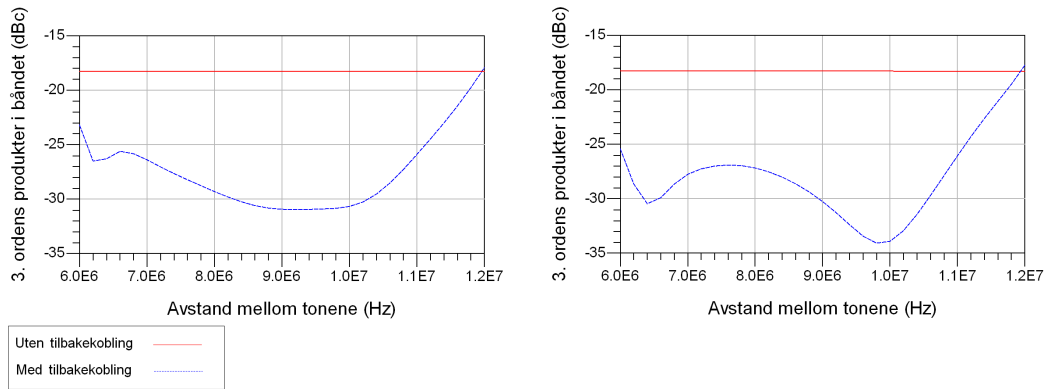


(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

Figur 50: Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Optimalisert for høy inngangseffekt, 10 dBm. Avstand mellom tonene 10 MHz.

Figur 50 viser resultatene av en 2-tonetest. Legg merke til at det har oppstått en skjevhet i intermodulasjonen. I venstre sidebånd er det oppnådd en forbedring på 12 dB for 28,8 dBm utgangseffekt. På høyre siden er det en forbedring på 15 dB. Tonene var i utgangspunktet like store.



(a) 3. ordens IMD i venstre sidebånd

(b) 3. ordens IMD i høyre sidebånd

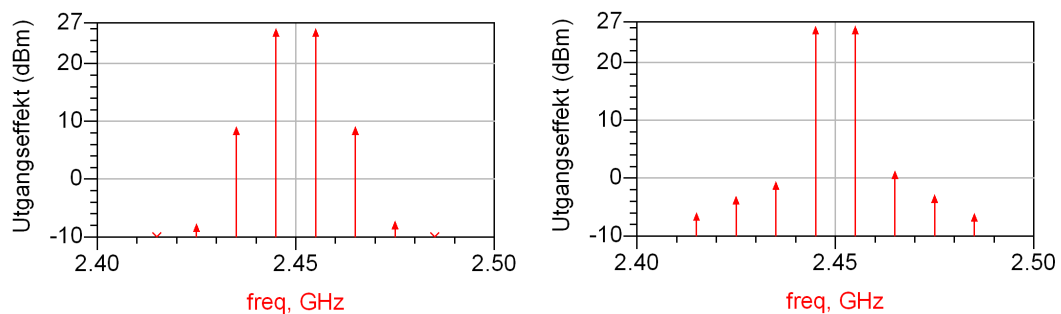
Figur 51: Resultat av 2-tonetest med og uten tilbakekobling. Variert avstand mellom tonene. Utgangseffekt 28.5 dBm

Figur 51 viser størrelsen på tredje ordens intermodulasjonsproduktene når avstanden mellom tonene er sveipet. Det er tydelig at det er optimalisert for 10 MHz. Det er i dette området forbedringen er størst. Over 12 MHz er det ingen forbedring.

#### 4.2.3 Tilbakekoblingens innvirkning på andre egenskaper

Dette avsnittet tar for seg innvirkningen på andre egenskaper enn tredje ordens intermodulasjon. Det er forsterkeren i figur 73 i vedlegg A som er brukt i sammenligningene.

Figur 52 viser utgangsspekteret med og uten tilbakekobling. Man kan tydelig se at tredje ordens IMD har blitt redusert og at det har oppstått en liten skjevhet i støyen. Femte og sjuende ordens IMD har økt forholdsvis kraftig.



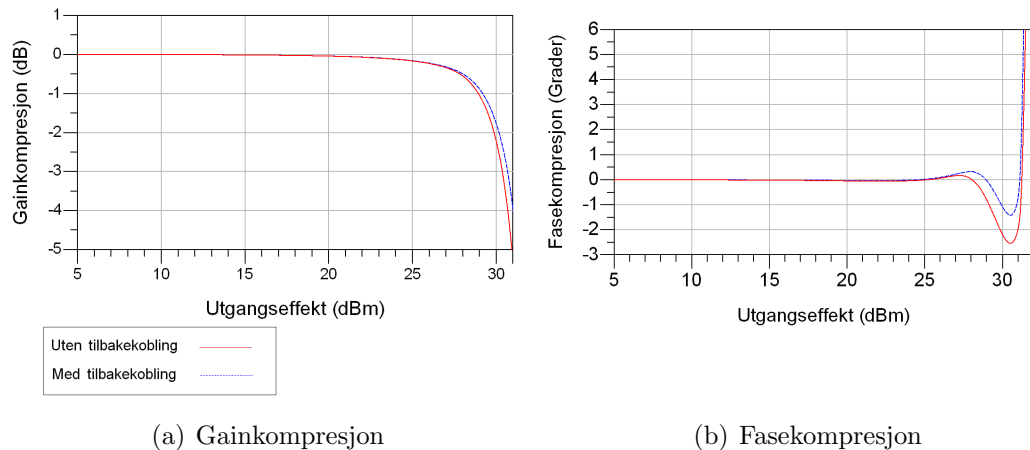
(a) Uten tilbakekobling

(b) Med tilbakekobling

Figur 52: Utgangsspekter, 28.8 dBm utgangseffekt, 10MHz spacing

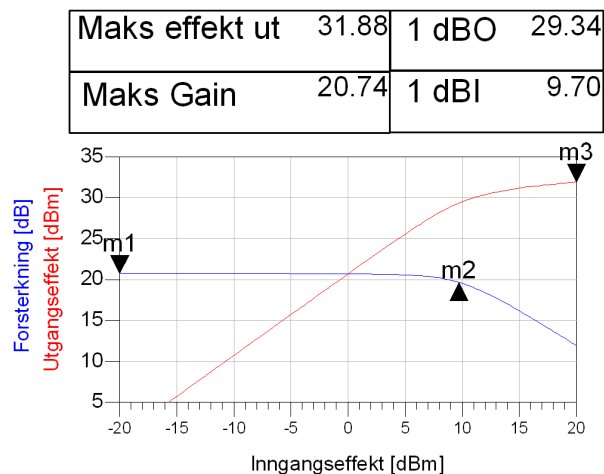
Figur 53 viser hvordan fase- og gainkompresjon har forandret seg. Dette er

et resultat av en 1-tonetest. Begge holder seg nær null for større utgangseffekt. Tilbakekoblingen har en positiv innvirkning. Forsterkningen har blitt redusert med 0,2 dB.



Figur 53: Sammenligning av kompresjoner i forsterker med og uten tilbakekobling

Figur 54 viser effekt- og forsterkningskurvene til forsterkeren. Dette er også på grunnlag av en 1-tonetest. M2 angir 1dB kompresjonspunkt som ligger ved 29,3 dBm referert til utgangen.

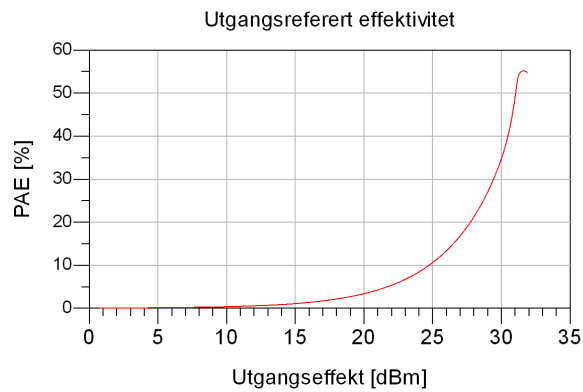


Figur 54: Effekt og forsterkning for forsterker med tilbakekobling

Figur 55 viser effektiviteten til forsterkeren. Dette er basert en 1-tonetest. Effektiviteten går over 50 % ved høy utgangseffekt. Dette skal ikke være mulig for en klasse A forsterker. Forklaringen er at forsterkeren blir kjørt så hardt at det ikke er klasse A operasjon for så høye utgangseffekter.

Hvis det hadde vært krav til at forsterkerens tredje ordens modulasjonsprodukter måtte være mindre enn -27 dBc kan effektiviteten økes ganske drastisk.

Hvis man ser i figur 51 så viser den størrelsen på tredje ordens IMD. Forsterkeren uten tilbakekobling kan levere 26,6 dBm utgangseffekt innenfor kravet. Med tilbakekobling kan den levere 29,4 dBm på grunn av reduksjonen i tredje ordens IMD. Ved 26,6 dBm har forsterkeren en effektivitet på 15,2 %. Ved 29,4 dBm er effektiviteten 29,3 %. Dette tilsvarer nesten en dobling både i utgangseffekt og effektivitet.



Figur 55: Effektiviteten til forsterker med tilbakekobling

## 5 Måleresultater

Det ble ikke produsert noen forsterkere under verken prosjektoppgaven eller masteroppgaven. Det ble besluttet å gjøre målinger på enkeltkomponenter for å kunne verifisere simuleringsresultatene. I dette kapitlet vil måleresultatene gjort på ANA-laboratoriet ved NTNU bli presentert. Alle målinger er gjort for frekvensområdet 0,5 - 20 GHz med 201 datapunkter. Det er brukt "on-chip" TRM-kalibrering for alle pHEMT kretser. Spole 5-9 er realisert i en HBT-prosess uten standard probepader. For disse ble det brukt kalibrering med ISS. Dette er omtalt i avsnitt 2.9.

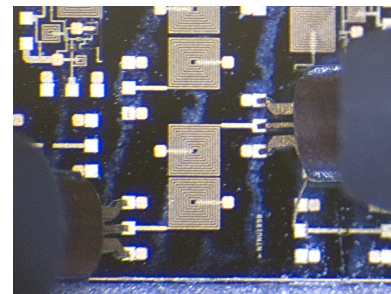
### 5.1 Utstyrliste

- Hewlett Packard 8510C Network Analyzer
- Hewlett Packard 83651B Synthesized Sweeper
- Hewlett Packard 8517B S-parameter test set
- Agilent E5270A Spenningskilde
- Agilent 16495J Opt 002 Connector Plate
- Cascade Microtech W.LGORE 3GW40 2.4 mm coaxkabel
- Cascade Microtech Summit 9000 probestasjon
- Cascade Microtech Air Coplanar Probe ACP50-D 722G5 GSSG 200
- Cascade Microtech Air Coplanar Probe ACP50 50 1791 GSG 200
- Cascade Microtech WinCal XE VNA Calibration and Measurements
- Cascade Microtech Impedance Standard Substrate 101-190
- Leica S6D mikroskop
- ntnuC\_M1, spoler
- ntnuG\_M2, transistorer
- NTNU105B, koblede spoler

## 5.2 Måling på spole med brede linjer i viklingene

Spolene er de passive komponentene som avviker mest fra ideell respons. ADS tar hensyn til at det er både tap og kapasitive effekter i spolene. Hensikten med dette avsnittet er å se hvor gode modellene er i dataverktøyet.

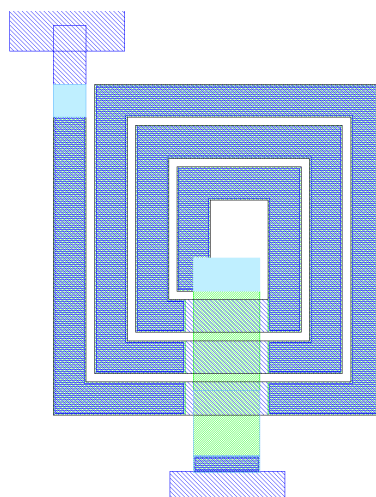
De første målingene ble gjort på en spole med brede viklinger. Denne spolen var lå i en pHEMT-prosess og vises i figur 57. Måleresultatene vises i figur 85 i vedlegg D. I figuren er det satt opp mange sammenligninger. Oppe til venstre er de fire S-parametrene. Den røde linjen er simuleringsdata fra ADS og den blå er den målte responsen. Av praktiske årsaker er port 1 og port 2 for de målte dataene omtalt som port 3 og 4. S(3,3) tilsvare S(1,1) for den målte spolen. Ved å se på plottet for S(1,1) ser man at det er en kjent karakteristik. Linjen følger realdel lik 1 sirkelen ut fra sentrum men avviker fra den når frekvensen øker. Dette skyldes tapet og de kapasitive effektene.



Figur 56: Måling på MMIC

Nede til venstre i figuren er avviket vist. Det er delt opp i amplitude og fase. Vi ser at avviket er stort for denne spolen. Det er hele 5 dB feil i amplituden og fasefeilen er  $25^\circ$  for høye frekvenser.

Til høyre i figur 85 er forskjellen på port 1 og port 2 sammenlignet. Dette er kanskje ikke så interessant, men det viser at ADS har tatt hensyn til at spolen ikke symmetrisk. Spolen har en “underwire” ut fra sentrum. Denne vil føre til større kapasitiv effekt i forhold til den andre porten hvor kontakten går direkte inn i viklingene. S(1,2) og S(2,1) er som ventet lik hverandre. Variasjonen kan neglisjeres og skyldes trolig målestøy.



Figur 57: Spole 1 i pHEMT.  $w = 20$ ,  $s = 5$ ,  $n = 14$



### 5.3 Korrigering av måleresultat

Spolene som er realisert i HBT-prosessen har ikke det samme tilførselsnettverket. Dette gjelder en av spolene i neste avsnitt, samt spolene i avsnittet om kobling. S-parametrene måtte korrigeres. Dette ble gjort i ADS. Bredde og lengde til tilførselslinjene ble målt opp og lagt inn i et design. Denne kretsen er vist i figur 74 vedlegg A. Substratparametrene for prosessen ble lagt inn, disse er vist i tabell 3. Ligningene som ble brukt til å korrigere faseforskyvningen linjene medfører er vist i figur 75. Dette er ikke helt matematisk korrekt siden linjene hadde noe tap. Da skal det egentlig brukes ABCD-matriser for å beregne de nye S-parametrene. Tapet begrenset seg til 0.01 dB og det ble valgt å regne ut S-parametrene direkte.

Tabell 3: Substratparametere for prosessen

Parameter	Symbol	Verdi
Substratets tykkelse	H	100 $\mu m$
Relativ dielektrisitetskonstant	$\epsilon_r$	12,9
Relativ permeabilitetskonstant	$\mu_r$	1
Konduktivitet i leder	Cond	4.1e7
Avstand til lokk	Hu	1.0e36
Tapstangent i dielektrikumet	TanD	0.0006
Grovhet i leder	Rough	0 $\mu m$

### 5.4 Måling på spole med tynne linjer i viklingene

Det ble også gjort målinger på spoler med tynt metall i viklingene. Spolene vises i figur 60 på side 54. Resultatene av målingene ligger i vedlegg D. Det som er felles for alle målingene er at avvikene er små. For 2.45 GHz holder amplitudefeilen seg innenfor 0,4 dB og fasefeilen innefor 2°.

### 5.5 Kobling mellom spoler

Når to spoler som ikke er fysisk sammenkoblet står nær hverandre er det fra et kretsteknisk synspunkt ingen kobling mellom hverandre. I virkeligheten har de en gjensidig induktans. Magnetfeltene gjennom spolene vil påvirke hverandre. Det er denne effekten som skal undersøkes i dette avsnittet. Tabell 4 viser hvilke spoler det ble målt på. En oversikt over plasseringen av spolene på brikken finnes i figur 83 i vedlegg C.

Tabell 4: Oversikt over hvilke spoler det ble målt på

Avstand	Spole tilkoblet port 1	Spole tilkoblet port 2
20 $\mu m$	6	7
40 $\mu m$	8	9
1142 $\mu m$	6	9

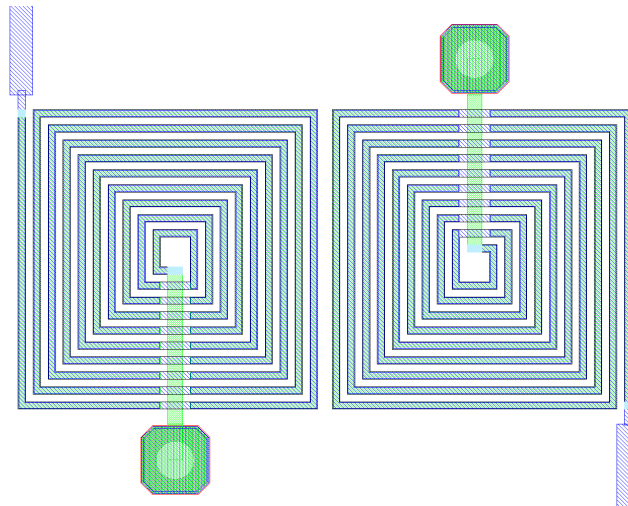
Tabellene 5 og 6 oppsummerer koblingen mellom spolene for henholdsvis 2,45 GHz og 9,7 GHz. I denne sammenhengen ønsker man at  $S(2,1)$  skal være 0, eller minus uendelig i desibel.  $S(2,1)$  angir hvor mye signal som kommer ut på port 2 når det påtrykkes et signal på port 1. Når to spoler ligger ved siden av hverandre i MMIC ønsker man ikke en slik kobling med mindre man er ute etter en transformatorvirkning. Tabellene viser at det er en hvis kobling tilstede. Ved 2,45 GHz er koblingen i størrelsesorden -30 dB. Ved 9.7 GHz er koblingen mye større. Den er -7,6 dB for de to spolene som ligger nærmest. Figur 59 viser koblingen for varierende frekvens.

Tabell 5: Koblingsfaktor mellom spolene ved 2,45 GHz

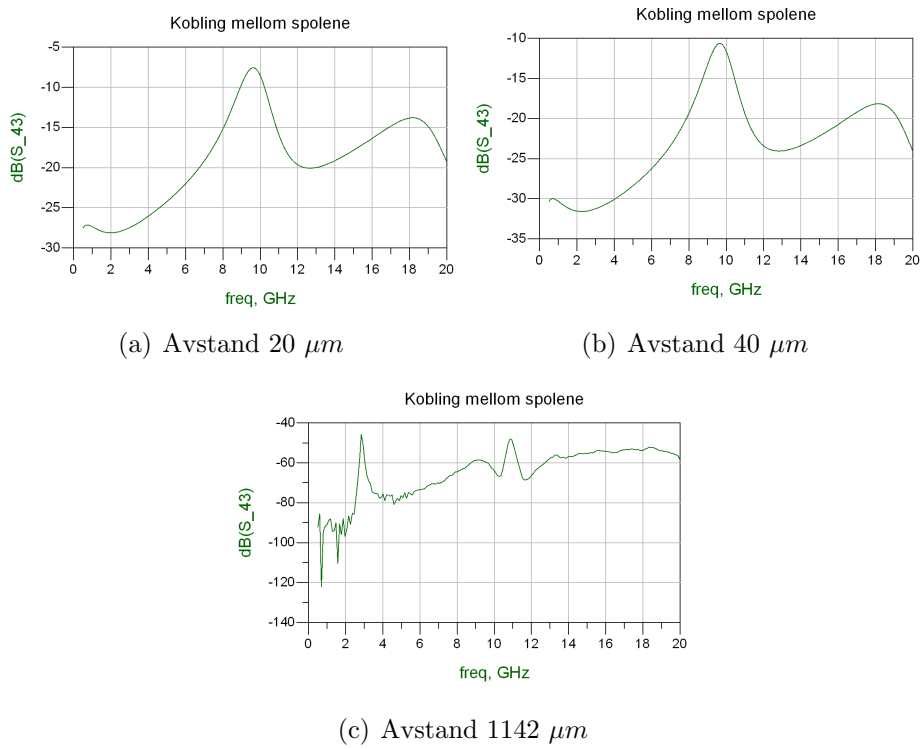
Avstand	$ S_{21} $	dB
20 $\mu m$	0,04	-28,0
40 $\mu m$	0,026	-31,6
1142 $\mu m$	5,07e-5	-85,9

Tabell 6: Koblingsfaktor mellom spolene ved 9,7 GHz

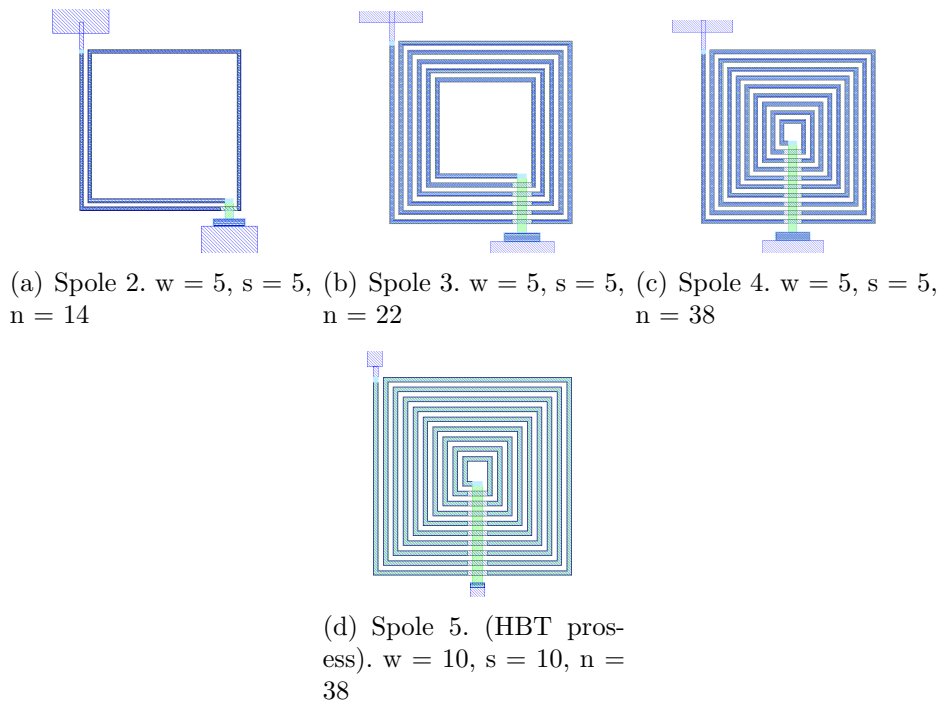
Avstand	$ S_{21} $	dB
20 $\mu m$	0,418	-7,6
40 $\mu m$	0,294	-10,6
1142 $\mu m$	0,001	-60,2



Figur 58: Kobling mellom spoler. Avstanden mellom spolene er  $20\mu m$ .  $w = 10\mu m$ ,  $s = 10\mu m$ ,  $n = 38$



Figur 59: Koblingsfaktor



Figur 60: Spole 2-5

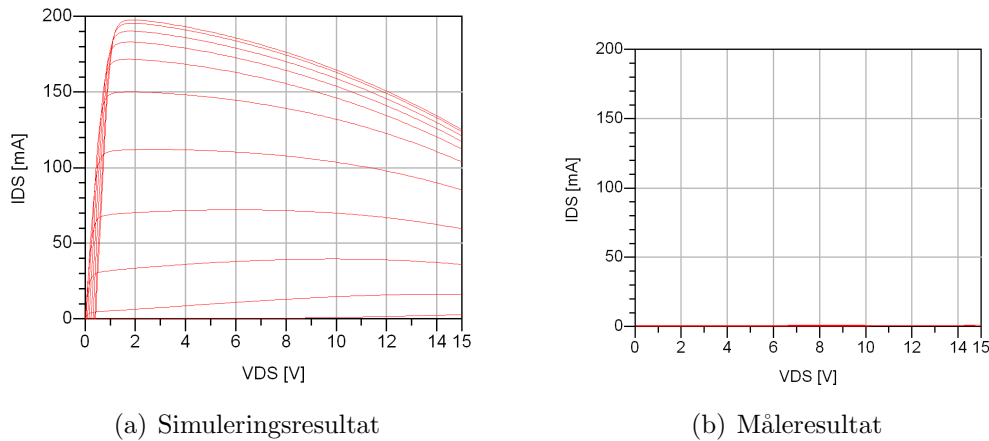
## 5.6 Måling av IV-kurver for transistor

Det skulle gjøres målinger på aktive komponenter. Det ble startet med måling av IV-kurvene til enhancement mode transistorene på ntnuG\_M2 som vises i figur 84 i vedlegg C. En Agilent E5270A spenningskilde ble koblet til nettverksanalysatoren. Slik kan IV-kurvene måles gjennom RF-probene. Spenningskilden ble kontrollert av et MATLAB-skript skrevet av Marius Ubostad.

Først ble det målt på en kortslutning til jord. Slik kunne tapet i simuleringssoppsettet bestemmes. Denne prosedyren er beskrevet i avsnitt 2.9.2.

$$R_{inn} = 1.85\Omega$$

$$R_{ut} = 1.44\Omega$$



Figur 61: Sammenligning av IV-kurver

Skriptet for automatisk IV-kurvemåling ble kjørt. Resultatet viste ingen strøm gjennom transistoren. Figur 61 viser at resultatene avviker voldsomt fra de simulerte dataene. Simuleringsoppsettet ble gjennomgått på nytt. Det ble kontrollert om drain og gate var blitt byttet om med en feil. Det ble prøvd med en annen transistor, men heller ikke dette ga noe resultat.  $S_{21}$  viste ingen lekkasje gjennom transistoren. Fokuset ble rettet mot selve MMIC-brikken. Tegningene av kretsen ble fremskaffet og det viste seg å være en feil i designet. Tilførselslinjene fra probepadene går i metall 2. Transistoren har kontakter i metall 0. Derfor må det være et metall-metallviahull som går fra metall 0 til metall 2. På tegningen var det kun viahull fra metall 0 til metall 1. Dermed er var det ingen kobling mellom proben og transistoren. Målingene av aktive komponenter ble avsluttet da andre relevante transistorer ikke var tilgjengelige.

## 6 Diskusjon

I dette kapitlet vil resultatene fra simuleringene og målingene bli diskutert. De viktigste aspektene med utlegget blir også kommentert.

### 6.1 Utlegg

Utleppet av forsterkeren med predistorsjon er klar for en DRC. Reglene for utlegg [1] er gjennomgått manuelt. Samtlige strømmer er målt og komponentene har blitt dimensjonert i henhold til krav til strømtetthet. Utleppet har noe stor avstand mellom komponentene. Dette skriver seg fra en misforståelse av designmanualen [1]. Det gjaldt følgende setning: “Substrate Via to Via, Edge to Edge minimum 90  $\mu\text{m}$ ”. Dette ble tolket som at det måtte være 90  $\mu\text{m}$  fra et substratviahull til et metall-metallviahull. Ved studie av tidligere MMIC-brikker fra NTNU viste det seg at denne regelen hadde blitt mistolket. Blant annet brikken i figur 83 i vedlegg C bryter denne regelen opptil flere ganger. Produsenten mener trolig at det må minst være minimum 90  $\mu\text{m}$  mellom to substratviahull. Det ble ikke gjort forandringer i utlegget etter at dette ble oppdaget, og det er dermed mulig å spare noen  $\mu\text{m}$  ved å trekke komponenter med metall-metallviahull nærmere substratviahullene. Substratviahullene som kobler transistorens source til jord kunne med fordel vært trukket nærmere transistoren. Dette vil gjøre linjen mellom source og jord kortere og den uønskede induktansen blir mindre. Det nok kun snakk om små forbedringer ved 2,45 GHz. Hadde forsterkeren skulle operere på en høyere frekvens ville det vært mer å hente.

Det er ikke kjørt DRC av utlegget. Programvare for kjøring av DRC var ikke tilgjengelig ved NTNU i vårsemesteret 2009. Det kan med andre ord være noen feil i utlegget siden reglene kun er sjekket manuelt. Dette er en utfordrende oppgave og det krever meget god oversikt for å gjøre denne jobben feilfritt.

Resultatene ble bedre etter at arbeidet med utlegget var avsluttet. Opptil 4 dB reduksjon i 3. ordens IMD ble oppnådd, mot 2 dB før arbeidet startet. Dette var noe uventede resultater. Det normale er at de viktigste egenskapene blir noe dårlige etter at alle komponentene har blitt byttet ut med reelle komponenter. En av grunnene kan være at metallet i spolene ble noe bredere enn forventet. Metallet måtte gjøres bredere for å kunne håndtere strømtettheten ved høye effekter. Dette senker samtidig motstanden i spolen og noe endring i egenskapene til kretsen er ventelig. Forsterkningen har blitt redusert 1 dB og det er derfor noe urettferdig å sammenligne de to forsterkerne direkte. Reduksjonen i 3. ordens IMD kommer på bekostning av forsterkning. Dette ble det også konkludert med i prosjektoppgaven.

### 6.2 Konvergensproblemer

Under arbeidet har konvergens vært et stort problem. Det vil si at under effektsimuleringer har ikke simulatoren klart å finne løsninger som konvergerer i alle nodene i kretsen. Problemet skriver seg fra transistoren som er en ulineær komponent. Transistorens oppførsel er beskrevet av et sett ligninger. De forskjellige

likningene tar for seg ulike deler av operasjonsområdet. I grenseområdene kan det da oppstå punkter hvor den deriverte ikke er kontinuerlig og dette skaper problemer for simulatoren. Det er spesielt rundt 1dB kompresjonspunkt problemene oppstår, og det er nettopp dette området som er mest interessant å undersøke. I forbindelse med prosjektoppgaven ble det også opplevd problemer med konvergens. Kapasitansmodellen til transistoren ble byttet og konvergens ble vesentlig lettere å oppnå. Den aktuelle prosessen tilbyr to forskjellige modeller for kapasitansene gate-source og gate-drain. For å bytte mellom disse modellene endrer man tilhørende variabel i definisjonsboksen for prosessen i ADS.

En annen løsning for å få simuleringen til å konvergere er å gå ned på hvor mange harmoniske som skal beregnes. Dette vil gjøre resultatene av simuleringen mindre pålitelig. Det er mulig å gå ned på antall harmoniske ved optimalisering, men man bør kjøre en simulering med flere harmoniske for å bekrefte resultatene. I denne masteroppgaven blir de harmoniske mikseproduktene utnyttet til å forbedre forsterkerens karakteristikk, og resultatene er dermed avhengig av minimum andre og tredje harmoniske.

Spesielt under optimaliseringer er konvergens et problem. Simulatoren varierer de forskjellige parametrene og kommer ofte i situasjoner der det er umulig å oppnå konvergens. Når transistoren opererte nær metning var problemene størst. Det ble prøvd å sette opp optimaliseringer for et sveip med inngangseffekter. Det viste seg å være problematisk for simulatoren og simuleringen ble avbrutt etter noen få iterasjoner. Simulatoren kom ikke nærere en bedre løsning.

### 6.3 Difference-frequency feedback

Det er mulig å redusere tredje ordens IMD opp mot 10 dB for et stort spenn av inngangseffekter, gitt at inngangseffekten er liten. For større inngangseffekter kan det oppnås opp mot 12 dB forbedring, men dette gjelder kun for en variasjon i utgangseffekt på noen få desibel. Årsaken til dette har muligens en sammenheng med størrelsen til andre og tredje ordens intermodulasjon. Som nevnt i avsnitt 2.8.3 øker effekten i andre ordens IMD med kvadratet av inngangseffekten. Tredje ordens IMD øker med tredje potens. Dette fører til at det er lite tredje ordens IMD i utgangspunktet. Andre ordens intermodulasjon genererer også falske tredje intermodulasjonsprodukter, og det er mulig det er denne effekten som dominerer ved lav inngangseffekt.

Ved optimalisering for minimum tredje ordens IMD ved 10 dBm inngangseffekt ble det en økning i IMD for lave inngangseffekter. Denne forverring skjer etter at det ble lagt til to store eksterne spoler for å blokkere basisbåndssignalet.

Figur 52 på side 47 viser utgangsspekteret med og uten tilbakekobling. Tonene som skyldes tredje ordens IMD har blitt kraftig redusert. Effekten i de øvrige tonene som skyldes høyere ordens intermodulasjon har derimot økt. Dette er ikke ønskelig men det er ofte tredje ordens produktene som skaper mest hodebry. Det er disse som har størst effekt og som er nærmest båndet.

Å realisere denne form for linearisering er komplisert i forhold til predistorsjon. Den første utfordringen er basisbånd filteret. Skal dette implementeres på tradis-

jonelt vis med passive komponenter vil det skape vanskeligheter. Spolene som trengs er langt større enn hva som er realistisk å få til integrert i MMIC. Å bruke et eksternt filter er heller ikke ønskelig siden det blir vanskelig å beregne faseskiftet som skyldes koblingen ut og inn av brikken. Et alternativ er å benytte et aktivt filter. Slik kan de store spolene realiseres. Det er også mulig at det er tilstrekkelig å kun filtrere ut RF-frekvensen og DC. Dette kan løses ved bruk av en resonator på senterfrekvens, samt store kondensatorer som blokker DC. Kondensatorene må ha relativt lav reaktans for basisbåndfrekvenser. Det er kun DC-frekvensen som skal blokkeres.

Som basisbåndforsterker kan det brukes en common-source-forsterker. Denne kan samtidig biasere hovedtransistoren. Dette kan gjøres ved å koble hovedtransistorens gate til drain på common-source-forsterkeren. Enten direkte eller via en spenningsdeler. 0,85 V som er biaseringsspenningen til hovedtransistoren kan bli for lavt som  $V_{DS}$  over common-source-leddet. Det må også være en relativt stor spole mellom de to for å unngå at RF-signalet modulerer biaseringen.

En annen måte for å utnytte falske intermodulasjonprodukter er å generere andre ordens intermodulasjon og blande det med inngangssignalet. Denne metoden er omtalt i en artikkel av Moazzam og Aitchison [15]. Ved å gjøre det på denne måten trenger man ingen feedback og man slipper problemer med stabilitet og redusert forsterkning. Det er heller ikke nødvendig med et basisbåndfilter slik som difference-frequency-teknikken benytter seg av. En av ulempene er at det er ingen kontroll av størrelsen på intermodulasjonsproduktene på utgangen. Temperatur og alderdom kan forandre egenskapene til transistoren, og siden det er ingen form for tilbakekobling er det ingen korrigerende for disse endringene. Her har difference-frequency-teknikken en fordel.

## 6.4 Produksjon

Opgaven innebar i utgangspunktet måling på forsterkeren som ble konstruert i prosjektoppgaven. Det lyktes i midlertidig ikke å få produsert denne forsterkeren i løpet av våren. For å få forsterkeren produsert må den sendes inn til et prosesshus. Den muligheten som åpnet seg kom så sent i semesteret at innlevering av masteroppgaven måtte blitt utsatt. Det var ikke aktuelt. Forsterkeren er istedenfor klargjort for produksjon slik at den kan inkluderes i neste planlagte innsending i regi av NTNU. Forsterkeren kan benyttes til kontrollmåling i senere oppgaver, eller benyttes i undervisning i lavere årskurs ved NTNU. Det gjenstår en DRC av utlegget.

## 6.5 Målinger

Målingene viste at modellene i ADS er til å stole på for 2,45 GHz. Opptil 10 GHz er modellene veldig gode. Det ble oppdaget en spole med store avvik. Det var spole 1, den brede spolen. Det er tilfeldigvis spolen oppe til venstre på forsidebildet. Nede til høyre på spolen er den en flekk. Bildet er tatt to uker etter at målingene ble gjennomført og det er ikke sikkert at denne flekken var tilstede under målingene.

Flekken kan være et rusk, eller det kan være en skade som har oppstått i forbindelse med flytting av brikken. En slik skade ville forklart hvorfor avvikene er opp mot 5 dB for S(1,1).

Koblingen mellom spolene ser ut til å avta med 3 dB for hver gang avstanden doubles. Det er da avstanden fra kant til kant det er snakk om. Det er for få datapunkt til å kunne fastslå en slik sammenheng. For spolene med 1142  $\mu\text{m}$  avstand er det i tillegg to andre spoler i mellomrommet. Dette påvirker trolig koblingen. Koblingen ved 2,45 GHz er ikke stor,  $\sim$ -30 dB. Det man skal være forsiktig med er å plassere en spole som er koblet til inngangen av en forsterker, nær en spole som er koblet til utgangen. Har denne forsterkeren en forsterkning som nærmer seg 30 dB kan det oppstå uønsket tilbakekobling.

## 6.6 Andre kommentarer

Planen var også å gjøre småsignalkarakterisering av transistorer, samt måling av IV-kurver. Dette lyktes ikke på grunn av en feil med MMIC-brikken det skulle måles på. Brikken ntnuG\_M2 mangler viahull fra metall 2 ned til transistoren. Viahullet som er brukt går mellom metall 0 og metall 1. Det er dermed ikke mulig å gjøre noen målinger på noen av komponentene, med mindre man har en metode for å lage viahull i etter at en brikke har blitt produsert. NTNU har ikke slik utstyr til dette formålet. Det er nok uansett en utfordring å lage et hull gjennom dielektrikumet for å så oppnå god kontakt mellom metall 1 og metall 2.

Målingene ble gjort i fellesskap med to andre mastergradsstudenter ved NTNU. Lignende måleresultater kan derfor dukke opp i deres masteroppgaver.

Fotografier av MMIC-brikker, som forsidebildet, er tatt på ANA-laboratoriet på NTNU. Utstyr som er egnet for fotografering gjennom mikroskop var ikke tilgjengelig. Det ble derfor brukt et Nikon speilreflekskamera uten linse. Dette ble holdt for hånd over mikroskopets adapter for kompaktkamera. Det var en utfordring å bildet i fokus. Uskarpheter i bildene skyldes at kameraet ble holdt skjevt i forhold til fokusplanet.



## 7 Videre arbeid

Ved en eventuell fortsettelse av oppgaven kan følgende forhold undersøkes:

Det er kun kjørt S-parameter-, 1-tone- og 2-tonesimuleringer i denne oppgaven. Som videre arbeid foreslås det å prøve med flere toner eller modulerte signaler.

Det er ikke laget utlegg av forsterkeren med difference-frequency feedback. Faseskifter og basisbåndfilter er ikke implementert. Skal denne forsterkeren produseres så må utlegget tegnes og disse to komponentene lages. Det er også mulig at en annen forsterkertopologi i tilbakekoblingen gir bedre resultater, eller lar seg lettere implementere.

Ingen forsterkere er levert til produksjon. Det er laget et forslag til utlegg av forsterkeren med predistorsjon. Det er ikke kjørt DRC på forsterkeren. Dette må gjøres før en eventuell produksjon. Det er heller ikke lagt inn probepader i utlegget. Standard NTNU probepader med tilførselslinje bør brukes. Hvis forsterkeren blir produsert bør det måles på den for å sammenligne resultatene med de simulerte dataene. Hvis det er mye plass tilgjengelig kan det også produseres tilsvarende forsterker uten predistorsjon, denne kan brukes som referanse.

På grunn av store avvik burde vært utført flere målinger på brede spoler. Ved neste produksjonsrunde bør NTNU legge ut et par spoler med metallbredde i størrelsesorden  $20 \mu m$ .

Målingene på aktive komponenter ble mislykket på grunn feil med MMIC-brikken det skulle måles på. Hvis NTNU ved en senere anledning lager nye brikker med pHEMT-transistorer kunne det vært en interessant oppgave å måle på de. Aspekter som kunne vært undersøkt er hvor god storsignalmodellen er i ADS, og hvor god modellen er ved skalering av transistorstørrelsen. Parametere som kunne vært målt er eksempelvis forsterkning og fasekarakteristikk ved varierende inngangseffekt.

Betydningen av matingen av transistorer burde vært undersøkt. ADS tar ikke hensyn til hvor på transistoren signalene kobles til. Ved å måle på transistorer med forskjellige matepunkt kan man finne ut hvor stor betydning dette har.

## 8 Konklusjon

Utlegget av forsterkeren er klar for DRC. Det kan fortsatt være noen feil i forhold til reglene for utlegg. Samtlige strømmer i kretsen har blitt kartlagt og tatt hensyn til. Spesielt transistoren måtte endres mye for å kunne håndtere strømmen. Det er også tegnet en kondensator med en hesteskokonfigurasjon rundt seg. Tanken bak denne konfigurasjonen er å fordele strømmen utover i metall 0, istedenfor å kun koble seg til kondensatoren i ett punkt. Egenskapene til forsterkeren ble bedre etter at alle komponentene ble byttet ut med reelle komponenter. Dette er et overraskende resultat. Vanligvis blir egenskapene noe dårligere. Reduksjonen av tredje ordens intermodulasjonsprodukter er 2 dB større på det meste. Denne forbedringen har kommet på bekostning av 1 dB redusert forsterkning.

Effektiviteten kan dobles under gitte forhold ved bruk av “difference-frequency feedback”. Hvis kravet til tredje ordens IMD er -27 dBc vil referanseforsterkeren ha en effektivitet på 15,2 %. Ved bruk av tilbakekobling kan utgangseffekten økes med 3 dB og effektiviteten blir 29,3 %. Teknikken kan redusere tredje ordens intermodulasjon med 10 dB for relativt lav inngangseffekter. Nær 1 dB kompresjonspunkt ble det oppnådd en reduksjon på 12 dB i venstre tone, og 15 dB i høyre tone. Det ble ikke oppnådd forbedring for både lav og høy inngangseffekt. Man må velge forsterkning og faseforskyvning i tilbakekoblingsnettverket slik at forbedringen skjer hvor gjennomsnittseffekten til inngangssignalet ligger. Ved optimalisering for høy inngangseffekt ble tredje ordens IMD noe større for lave inngangseffekter. Teknikken kan implementeres i MMIC ved hjelp av aktive filtre eller bruk av resonanstank til å fjerne RF fra tilbakekoblingsløyfen.

Samtlige målinger av passive komponenter viste at man kan stole på modellene i ADS. Det er kun små avvik ved 2,45 GHz. Det ble oppdaget én komponent med store avvik. Det var den en spole med bredt metall i viklingene. Det kan ha vært en skade på spolen da den ble målt.

Det ble observert at koblingen mellom to spoler som ligger i nærheten av hverandre ble halvert når avstanden ble doblet. Det er avstanden fra kant til kant og ikke fra sentrum til sentrum. For 2,45 GHz var koblingen mindre enn -28 dB. Den minste avstanden som ble prøvd var 20  $\mu m$ .

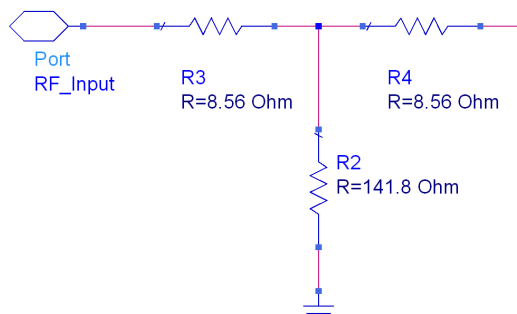
Det ble brukt kalibreringskomponenter som er konstruert av NTNU. Disse er koblet til en standard probepad som brukes på alle MMIC-kretsene. Dette gjør at referanseplanet blir på riktig sted etter kalibreringen og det kreves ingen korrigering av måledata i ettertid. Det anbefales at NTNU fortsetter å bruke disse standard probepadene.

Det er oppdaget feil på MMIC-brikken ntnuG\_M2. Denne brikken har feil type viahull og kan derfor ikke brukes i målinger. De resterende brikkene kan kastes eller brukes i forsøk på å rette opp feil på MMIC-brikker etter produksjon. Feilen gjorde at de planlagte målingene på aktive komponenter ikke kunne gjennomføres.

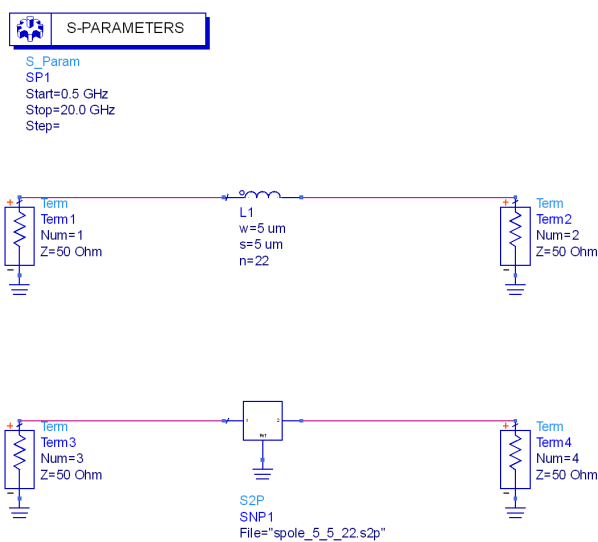
## Referanser

- [1] N/A, *Designmanual for den aktuelle prosessen*. [2] i begrenset referanseliste.
- [2] F. Kippernes, “Begrenset referanseliste.” Tilgjengelig ved henvedelse til Institutt for elektronikk og telekommunikasjon ved NTNU.
- [3] J. R. Barry, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*. Springer Science+Business Media Inc., third ed., 2004.
- [4] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*. Artech House, Inc., second ed., 2006.
- [5] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*. Artech House Publishers, 2002.
- [6] N/A, *Datablad for den aktuelle prosessen*. [1] i begrenset referanseliste.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [8] P. B. Kenington, *High-linearity RF amplifier design*. Artech House, Inc., 2000.
- [9] K. Rottmann, *Matematisk formelsamling*. Spektrum forlag, 8. ed., 2004.
- [10] Y. Hu, J. C. Mollier, and J. Obregon, “A new method of third-order intermodulation reduction in nonlinear microwave systems,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. MTT-34, pp. 245–250, februar 1986.
- [11] Agilent, “Applying error correction to network analyzer measurements,” 2002. Application note 1287-3.
- [12] I. D. Robertson and S. Lucyszyn, *RFIC and MMIC design and technology*. The Institution of Electrical Engineers, London, UK, 2001.
- [13] J. W. Nilsson and S. A. Riedel, *Electric Circuits*. Pearson Prentice Hall, seventh ed., 2005.
- [14] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, fifth ed., 2004.
- [15] M. Moazzam and C. Aitchison, “The reduction of third order intermodulation product in microwave amplifiers,” pp. 7/1–, Jan 1996.

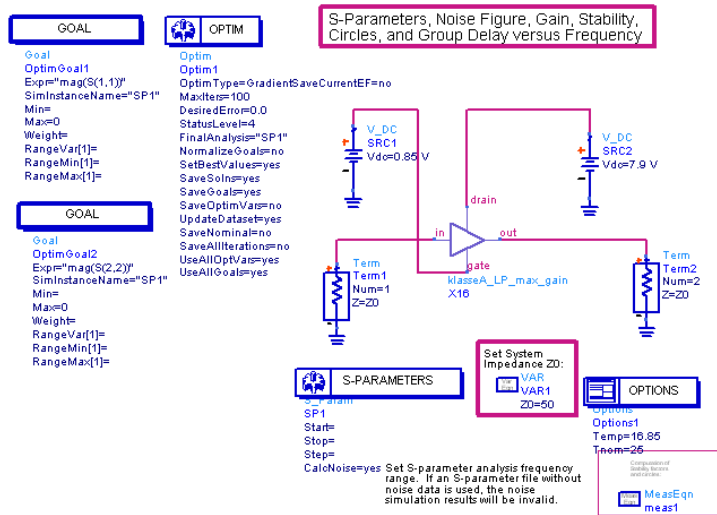
## A Kretser og simuleringsoppsett



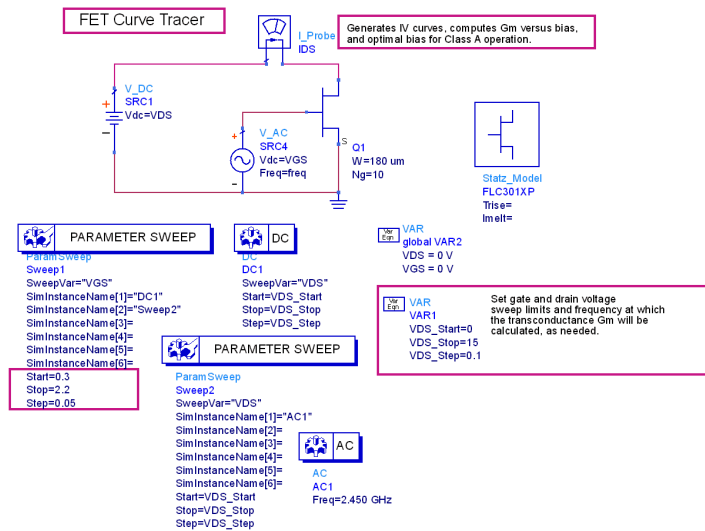
Figur 62: Figuren viser et 3 dB dempeledd med  $50 \Omega$  inngang- og utgangsimpedans. Denne kretsen koblet på en forsterker for å demonstrere viktigheten av å referere gainkompresjon til utgangseffekt. Slike dempeledd er behandlet i kapittel 2 i Pozar [7].



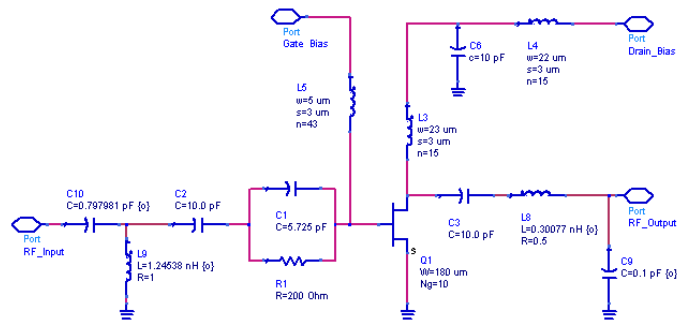
Figur 63: Testbenk for sammenligning av måleresultater med simuleringsdata



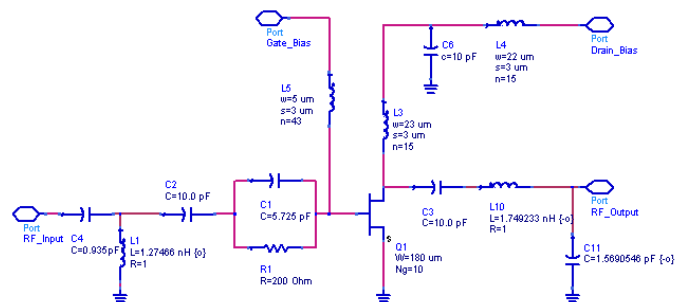
Figur 64: S-parameter simuleringssoppsett



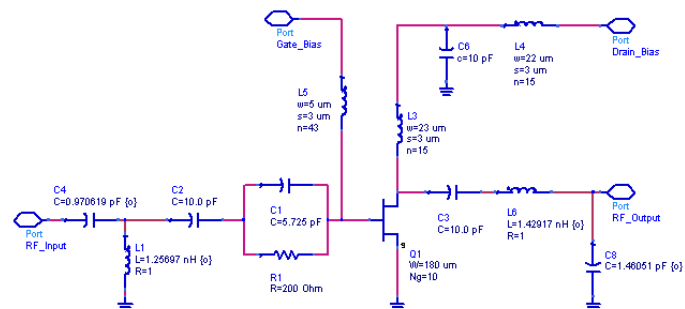
Figur 65: Simuleringssoppsett for beregning av IV-kurver



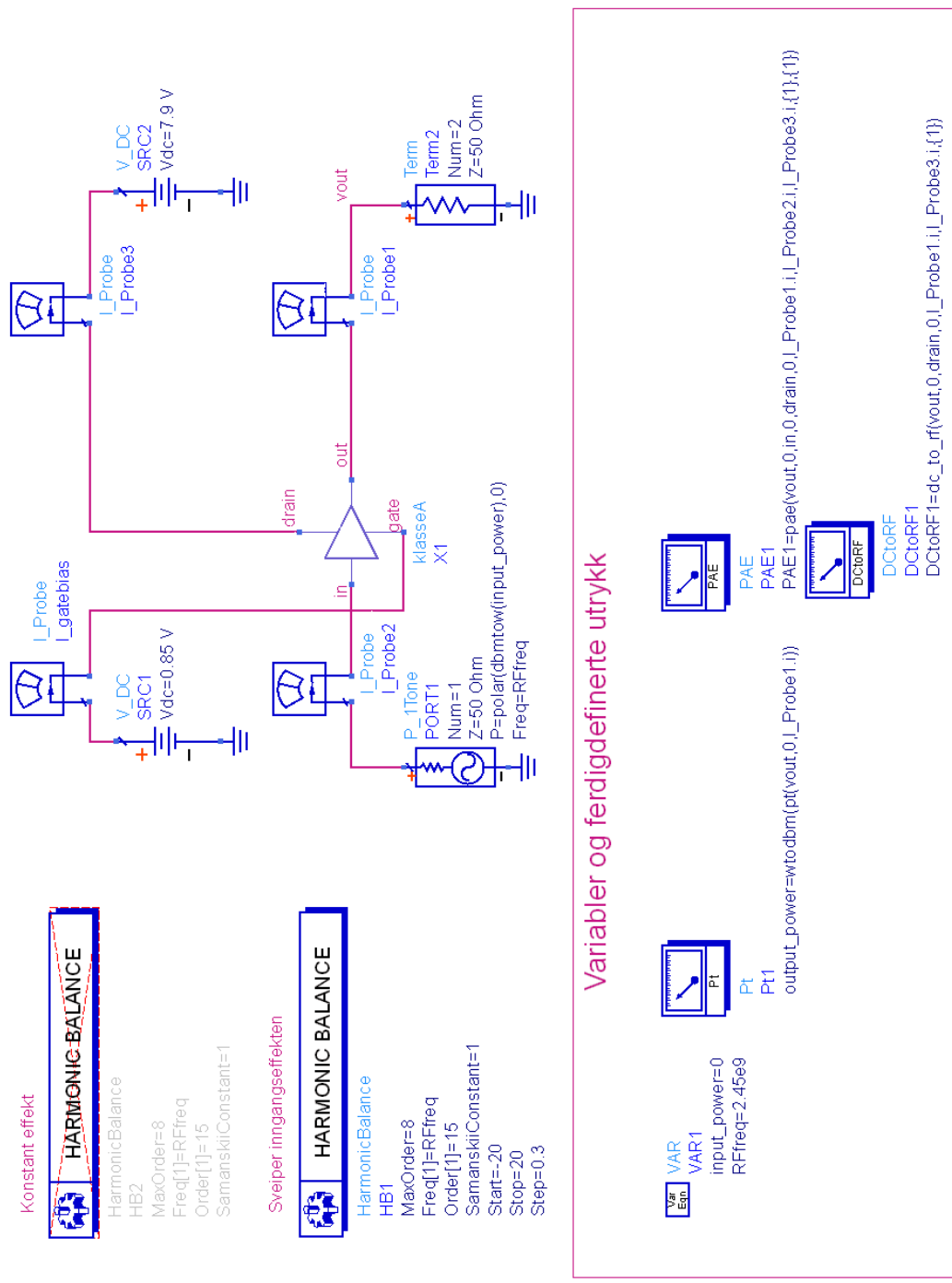
Figur 66: Forsterker tilpasset for maksimalt gain



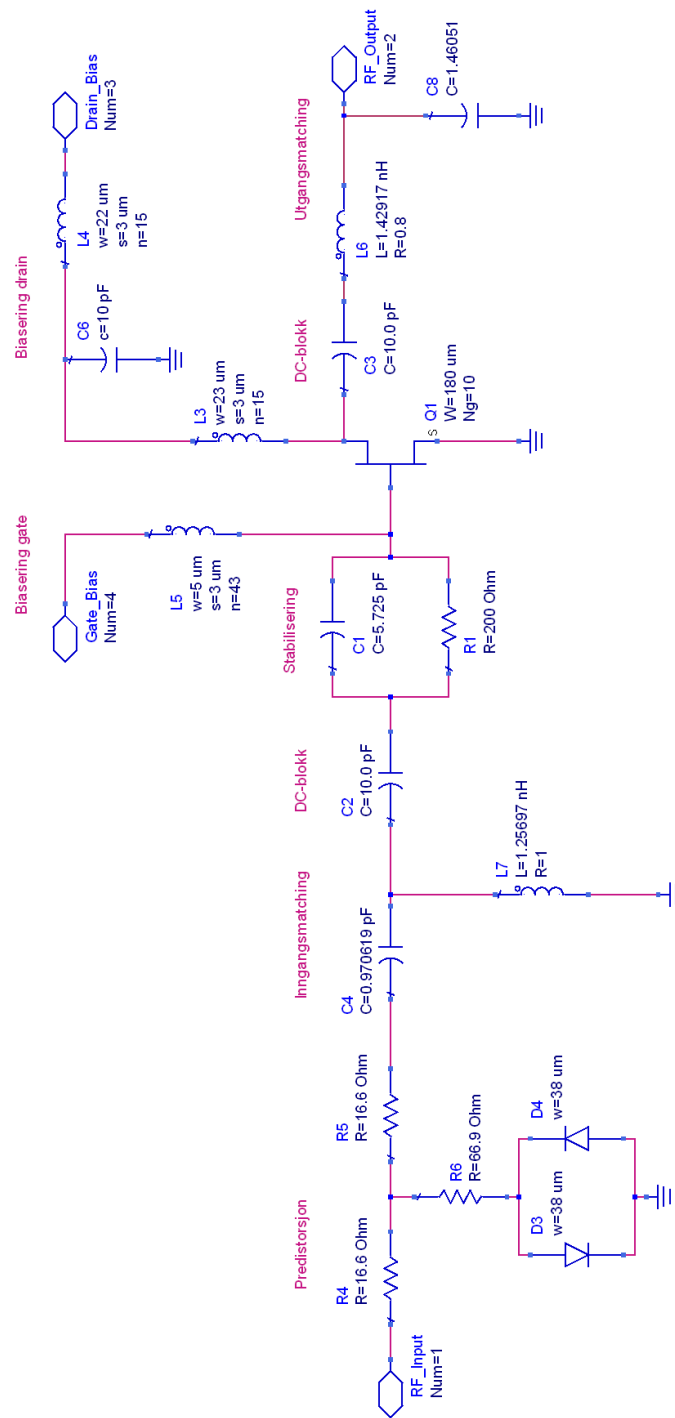
Figur 67: Lastlinjetilpasset forsterker



Figur 68: Forsterker tilpasset for maksimalt  $P_{out}$  ved 1dB kompresjonspunkt

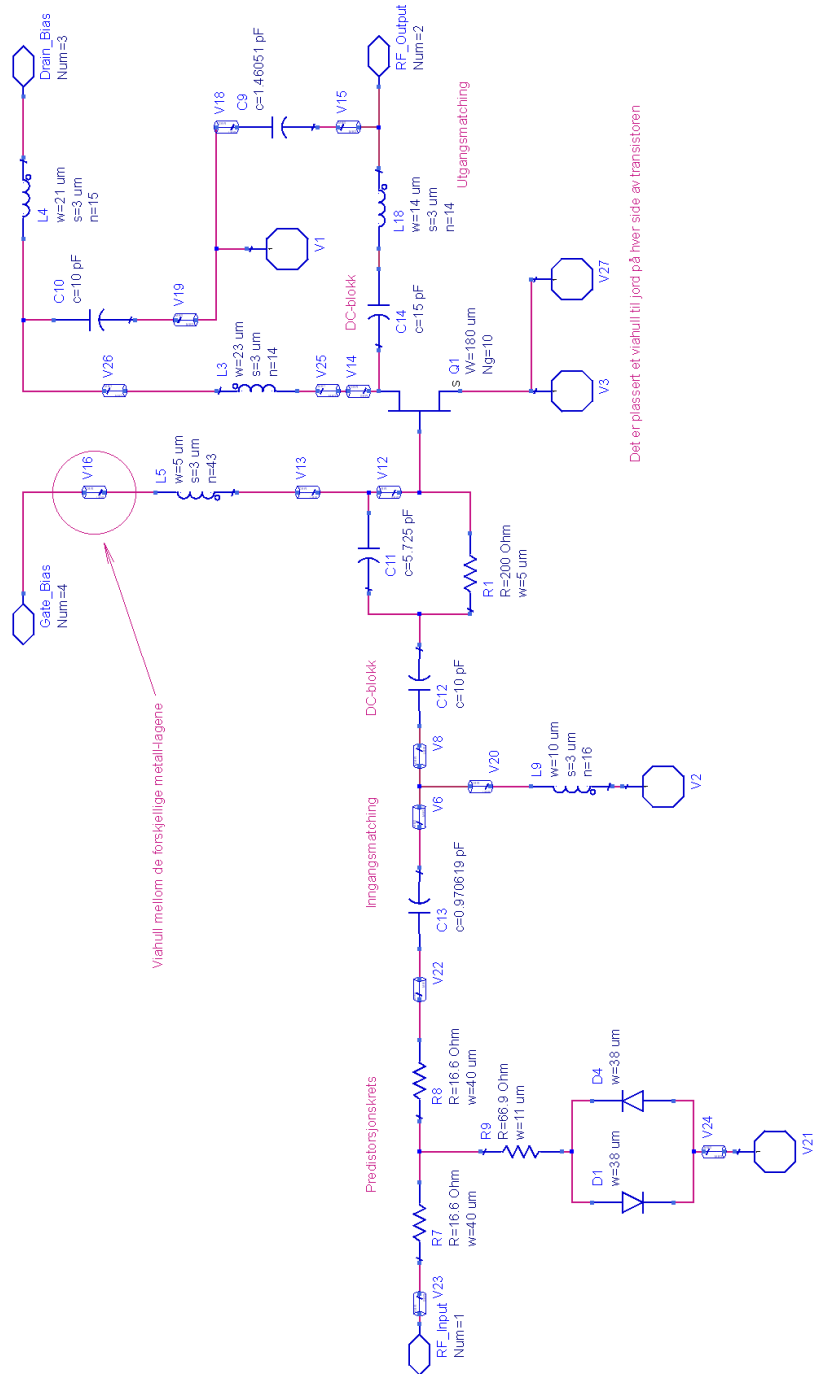


Figur 69: Simuleringsoppsett for harmonisk balanse, en-tone

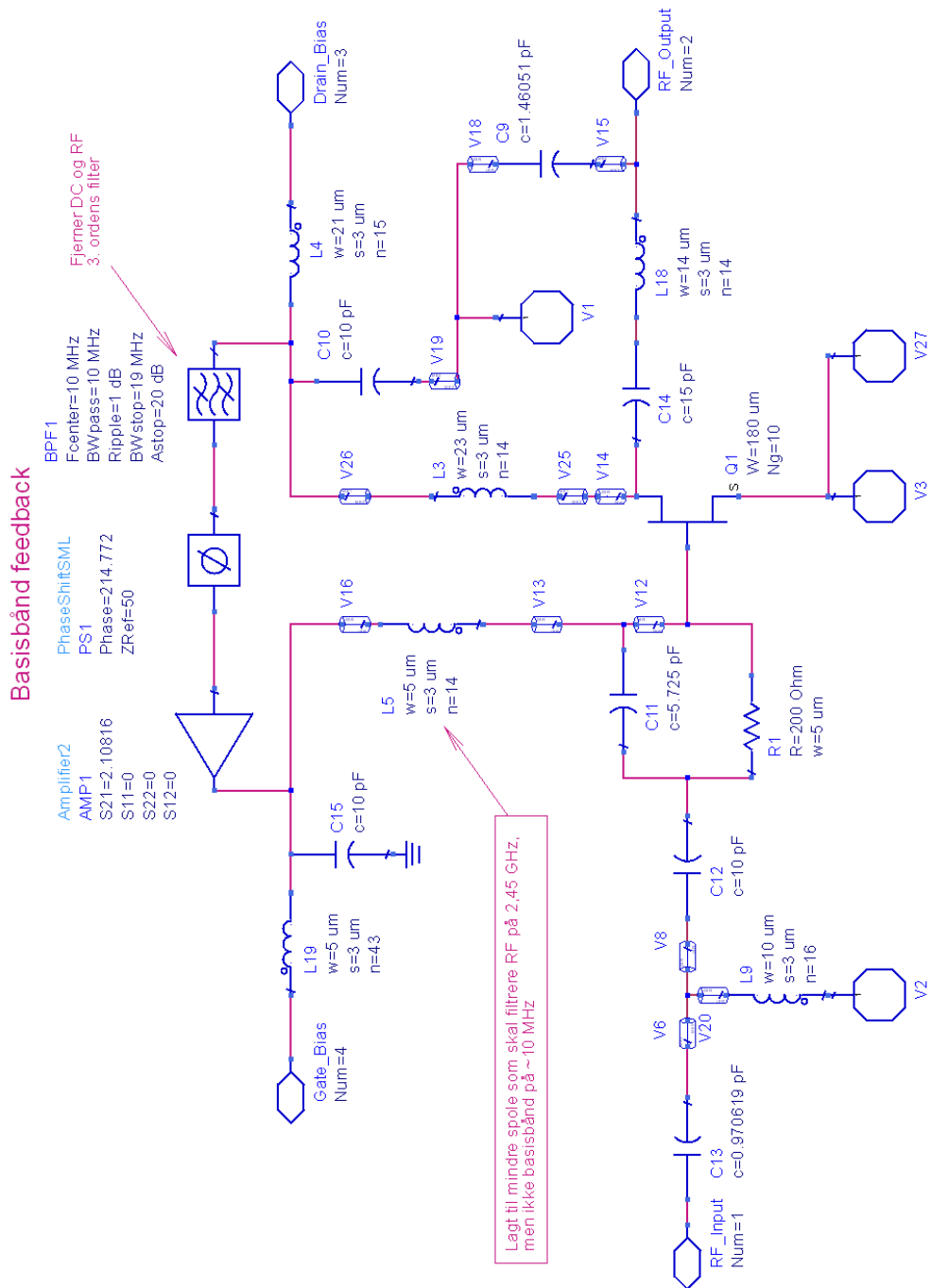


Figur 70: Skjemategning for forsterker med integrert predistorsjon fra prosjektoppgaven

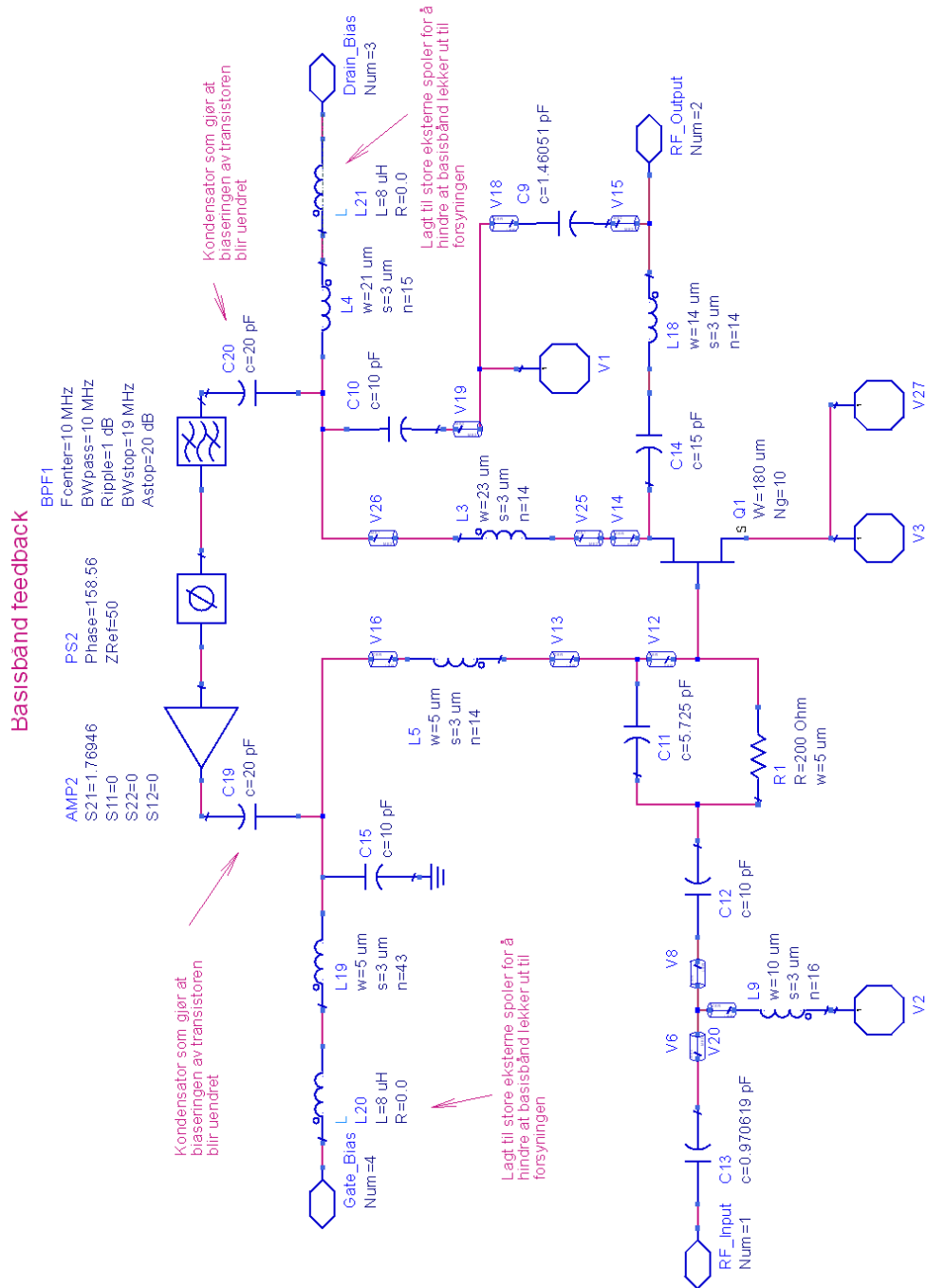




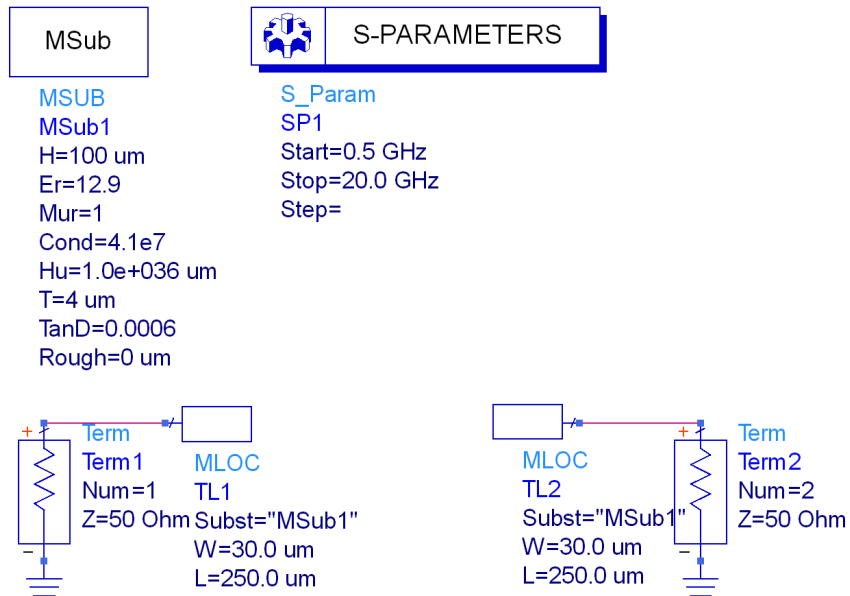
Figur 71: Skjemategning for forsterker med integrert predistorsjon, utlegg B5



Figur 72: Skjemategning for forsterker med difference-frequency feedback. Optimalisert for 0 dBm inngangseffekt. 10 MHz mellom tonene.



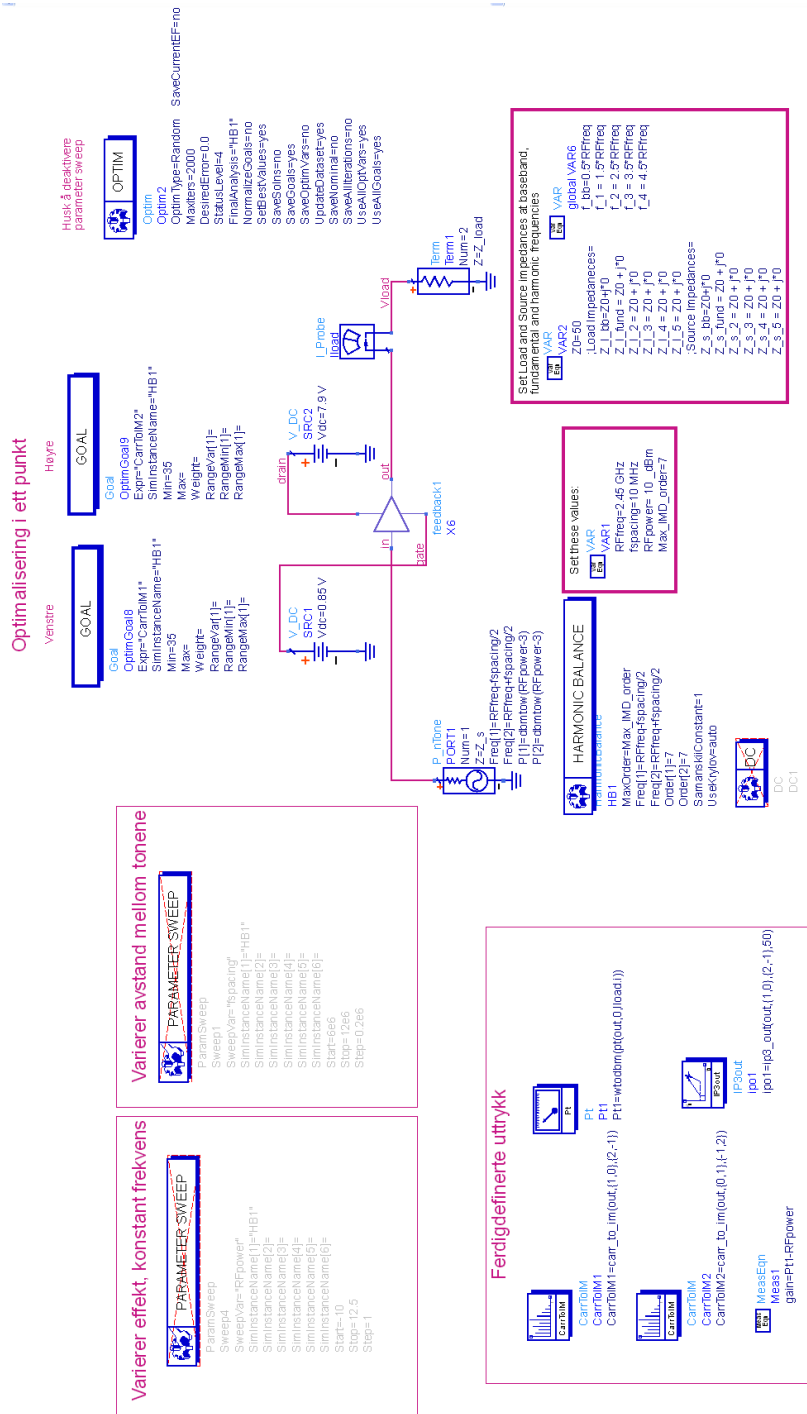
Figur 73: Modifisert skjemategning for forsterker med difference-frequency feedback. Optimalisert for 10dBm inngangseffekt og 10 MHz avstand mellom tonene.



Figur 74: Testbenk brukt for å bestemme innvirkningen til tilførselslinjene på NTNU105B

<b>Eqn</b> magS33 = mag(S(3,3))*mag(linjer..S(1,1))	<b>Eqn</b> magS34=mag(S(3,4))*mag(linjer..S(1,1))
<b>Eqn</b> angS33 = phase(S(3,3))-phase(linjer..S(1,1))	<b>Eqn</b> angS34=phase(S(3,4))-phase(linjer..S(1,1))
<b>Eqn</b> S_33=polar(magS33,angS33)	<b>Eqn</b> S_34=polar(magS34,angS34)
<b>Eqn</b> magS43=mag(S(4,3))*mag(linjer..S(1,1))	<b>Eqn</b> magS44=mag(S(4,4))*mag(linjer..S(2,2))
<b>Eqn</b> angS43=phase(S(4,3))-phase(linjer..S(1,1))	<b>Eqn</b> angS44=phase(S(4,4))-phase(linjer..S(2,2))
<b>Eqn</b> S_43=polar(magS43,angS43)	<b>Eqn</b> S_44=polar(magS44,angS44)

Figur 75: Ligninger brukt til å korrigere S-parametrene målt på NTNU105B



Figur 76: Testbenk for optimalisering av "difference-frequency feedback"

## B Strømmer

Tabellen under oppgir størrelsen på strømmer på forskjellige steder i forsterkeren med predistorsjon. Disse strømmene er lest av når forsterkeren var påtrykt et inngangssignal på 15,7 dBm. Dette tilsvarer en utgangseffekt på 30 dBm og en gainkompresjon på 2 dB. Minste bredde på metallstrukturer er oppgitt i tabellen. Disse er beregnet ut fra strømtettheten metallet er spesifisert for. Den bredden som er brukt i utlegget finnes også i tabellen. Kolonnen ”Probe“ viser til plasseringen av strømproben. Disse vises i figur 77 på neste side. Tabellen viser det endelige resultatet. Det måtte flere iterasjoner med justering til før samtlige komponenter og linjer var store nok til å håndtere strømmene. Alle bredder er oppgitt i  $\mu m$ .

Tabell 7: Strømmer i utlegget

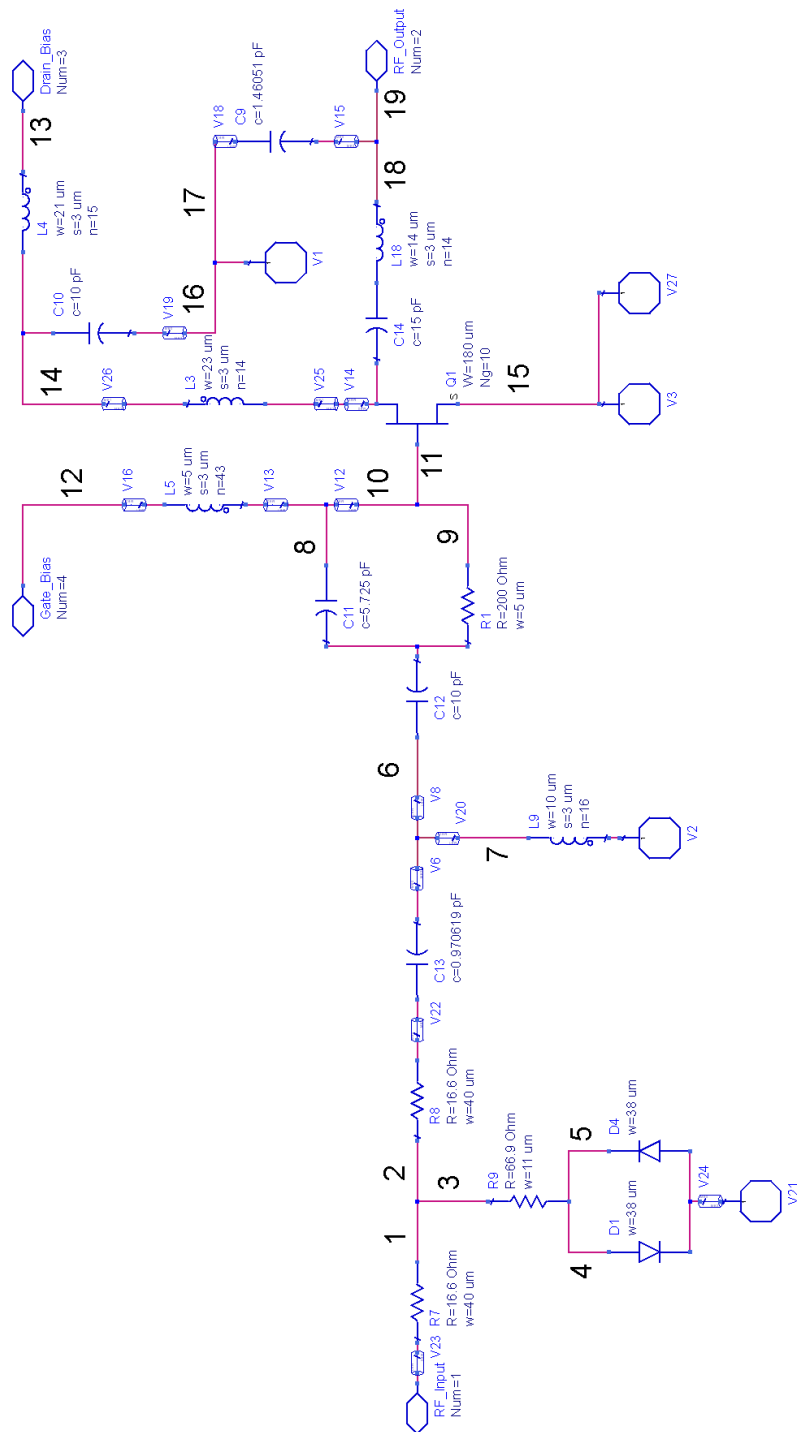
Probe	$I_{rms}$ [mA]	Minste Me0	Brukt Me0	Minste Me2	Brukt Me2
1	25	16,4	22	1,4	15
2	17	11,4	16	– <sup>1</sup>	–
3	9	6	10	0,5	15
4	6	4,1	14	–	–
5	6	4	14	–	–
6	53	35	95	2,9	10
7	64	–	–	3,6	10
8	52	–	–	2,9	5 <sup>2</sup>
9	3	2	10	–	–
10	54	35,8	36	–	–
11	54	35,8	55	–	–
12	3	–	–	0,2	5
13	366	–	–	20,4	21
14	411	–	–	22,8	23
15	427	284,5	290 <sup>3</sup>	23,7	25
16	259	172,5	–	14,4	20
17	172	114,4	146 <sup>4</sup>	9,5	14
18	236	157,1	160	13,1	14
19	142	–	–	7,9	14

<sup>1</sup>– : Ikke spesifisert

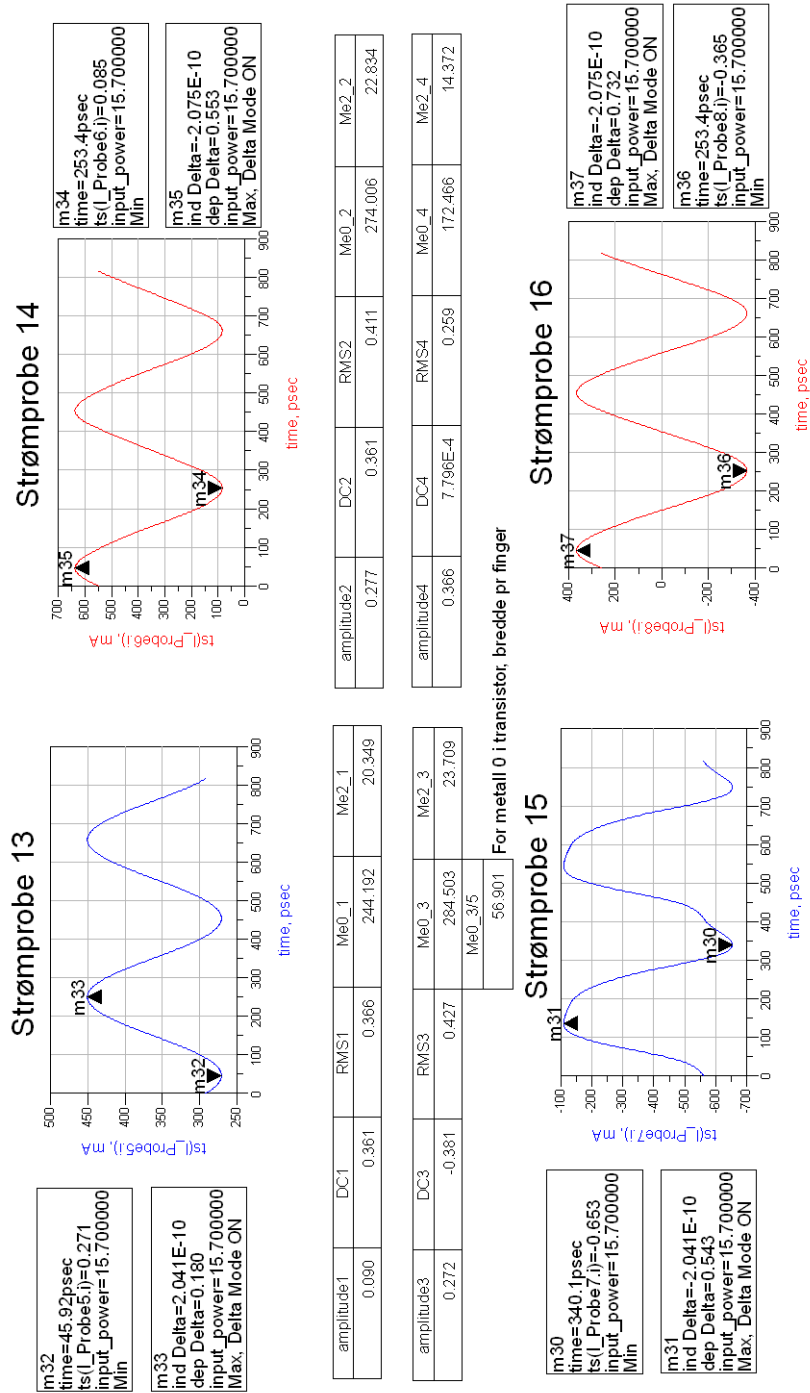
<sup>2</sup>Metallet ligger i metall 1 og har en bredde på 10  $\mu m$ . Dette tilsvarer 5  $\mu m$  i metall 2.

<sup>3</sup>To og to gater deler en linje i metall 0 med 58  $\mu m$  bredde. Det er 10 gater.

<sup>4</sup>146  $\mu m$  er total lengde. Kondensatoren har en hesteskokonfigurasjon rundt seg.



Figur 77: Plassering av strømprober



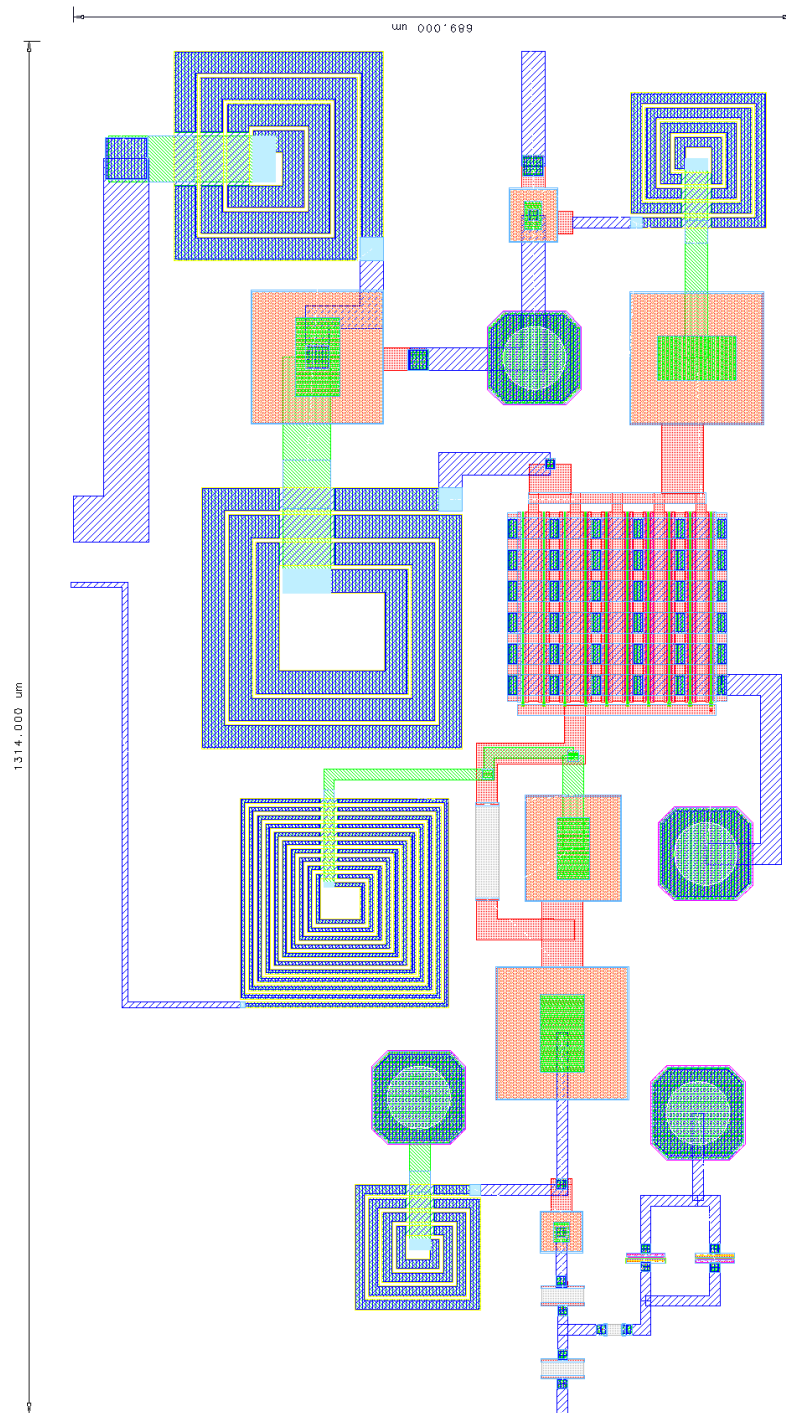
Figur 78: Datavindu brukt til beregning av RMS-strømmer



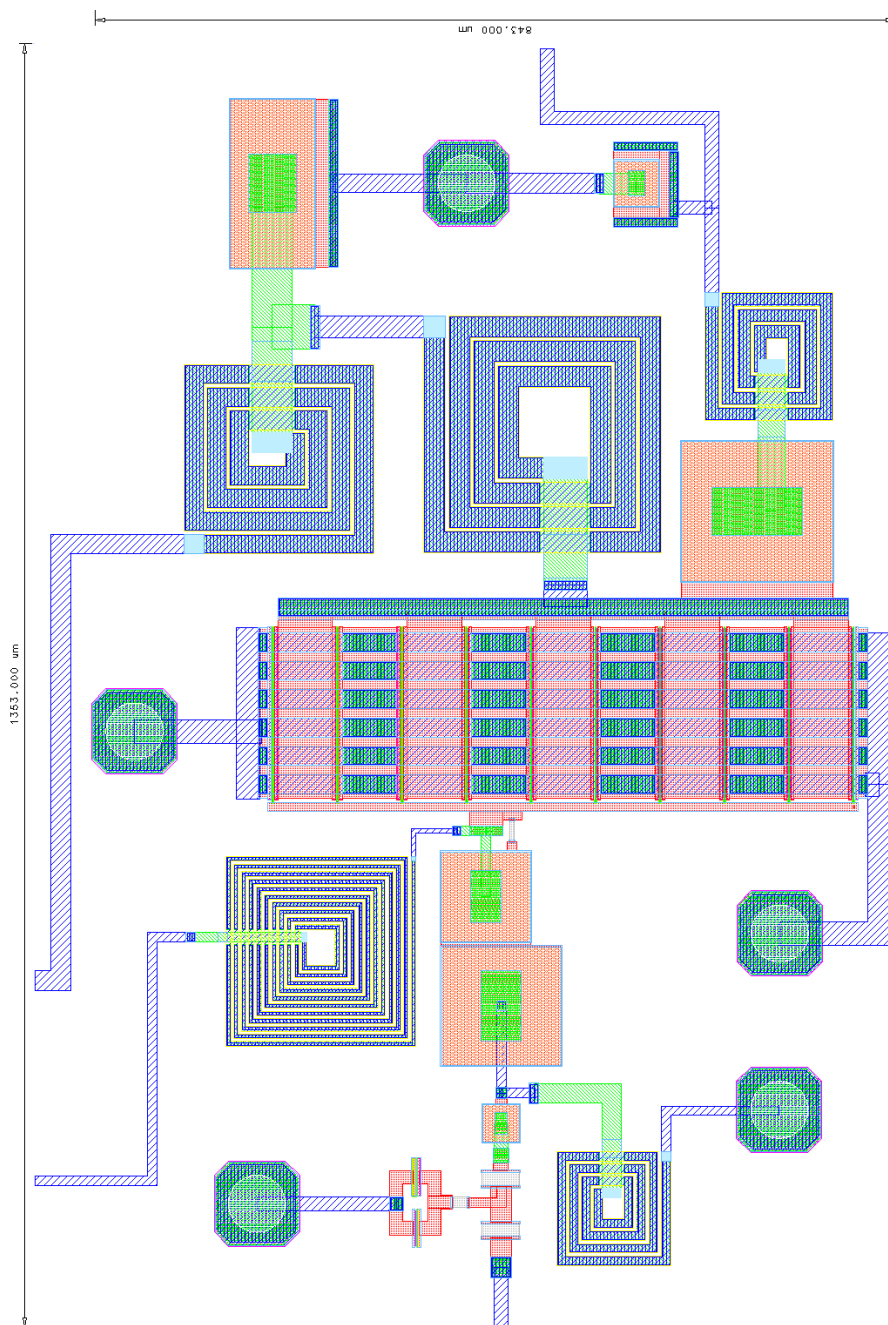
$\text{Eqn amplitude1} = m33 / 2$	$\text{Eqn amplitude2} = m35 / 2$
$\text{Eqn DC1} = m32 + \text{amplitude1}$	$\text{Eqn DC2} = m34 + \text{amplitude2}$
$\text{Eqn RMS1} = \sqrt{\text{pow}(\text{DC1}, 2) + (\text{pow}(\text{amplitude1}, 2) / 2)}$	$\text{Eqn RMS2} = \sqrt{\text{pow}(\text{DC2}, 2) + (\text{pow}(\text{amplitude2}, 2) / 2)}$
$\text{Eqn Me0\_1} = \text{RMS1} / 1.5 * 1000$	$\text{Eqn Me0\_2} = \text{RMS2} / 1.5 * 1000$
$\text{Eqn Me2\_1} = \text{RMS1} / 18 * 1000$	$\text{Eqn Me2\_2} = \text{RMS2} / 18 * 1000$
$\text{Eqn amplitude3} = m31 / 2$	$\text{Eqn amplitude4} = m37 / 2$
$\text{Eqn DC3} = m30 + \text{amplitude3}$	$\text{Eqn DC4} = m36 + \text{amplitude4}$
$\text{Eqn RMS3} = \sqrt{\text{pow}(\text{DC3}, 2) + (\text{pow}(\text{amplitude3}, 2) / 2)}$	$\text{Eqn RMS4} = \sqrt{\text{pow}(\text{DC4}, 2) + (\text{pow}(\text{amplitude4}, 2) / 2)}$
$\text{Eqn Me0\_3} = \text{RMS3} / 1.5 * 1000$	$\text{Eqn Me0\_4} = \text{RMS4} / 1.5 * 1000$
$\text{Eqn Me2\_3} = \text{RMS3} / 18 * 1000$	$\text{Eqn Me2\_4} = \text{RMS4} / 18 * 1000$

Figur 79: Ligninger for datavinduet som ble brukt til beregning av RMS-strømmer

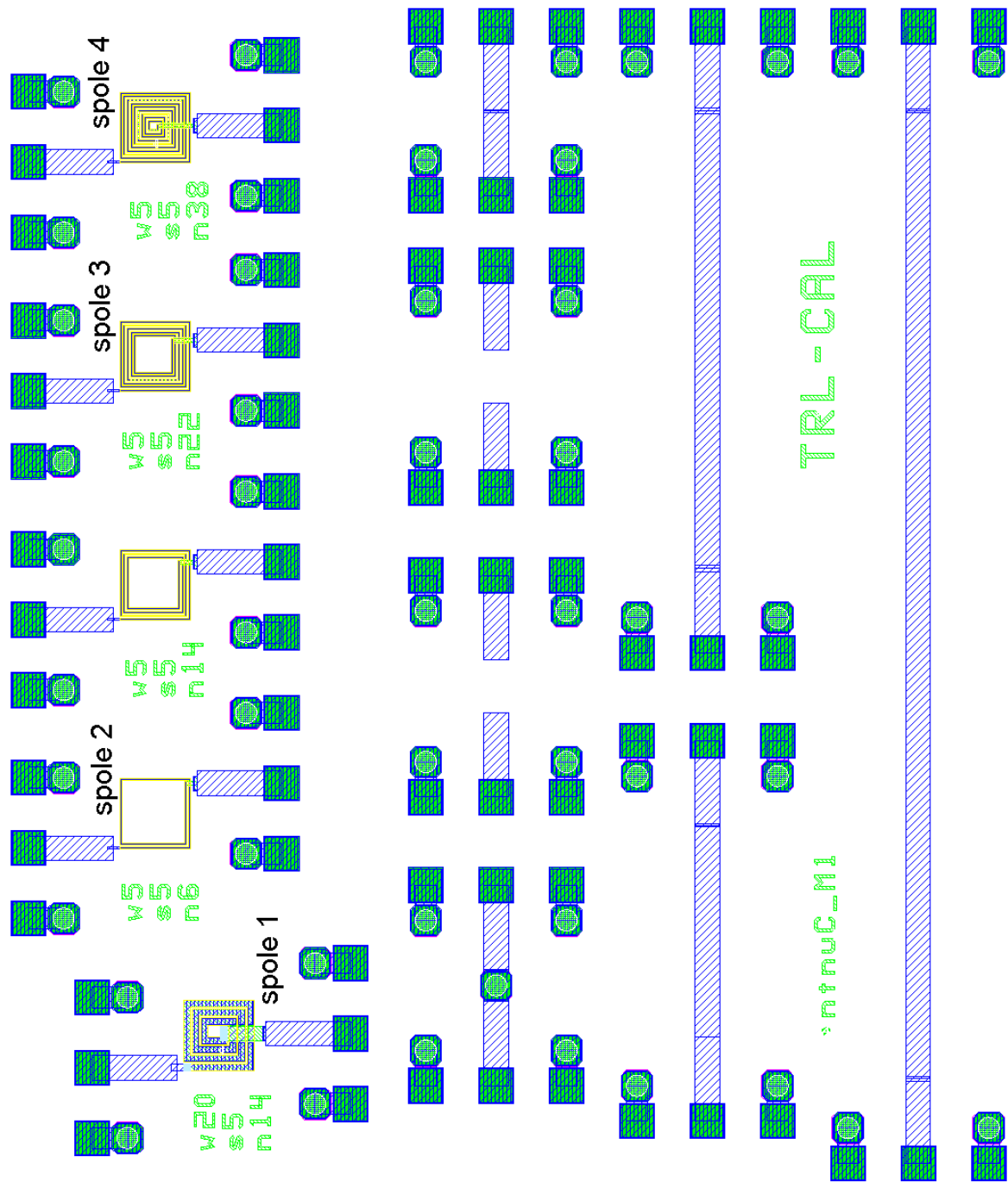
## C Utlegg



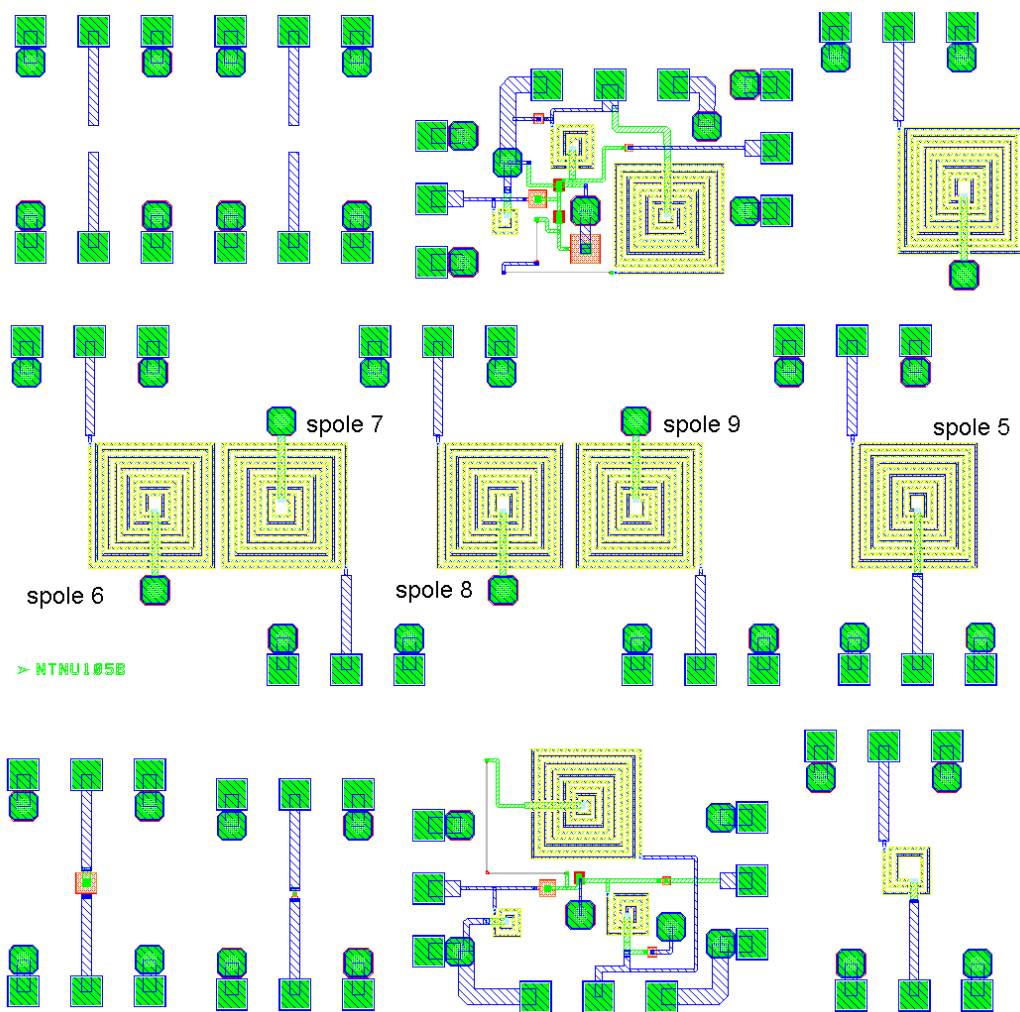
Figur 80: Utgangspunkt for utlegg av forsterker med integrert predistorsjon



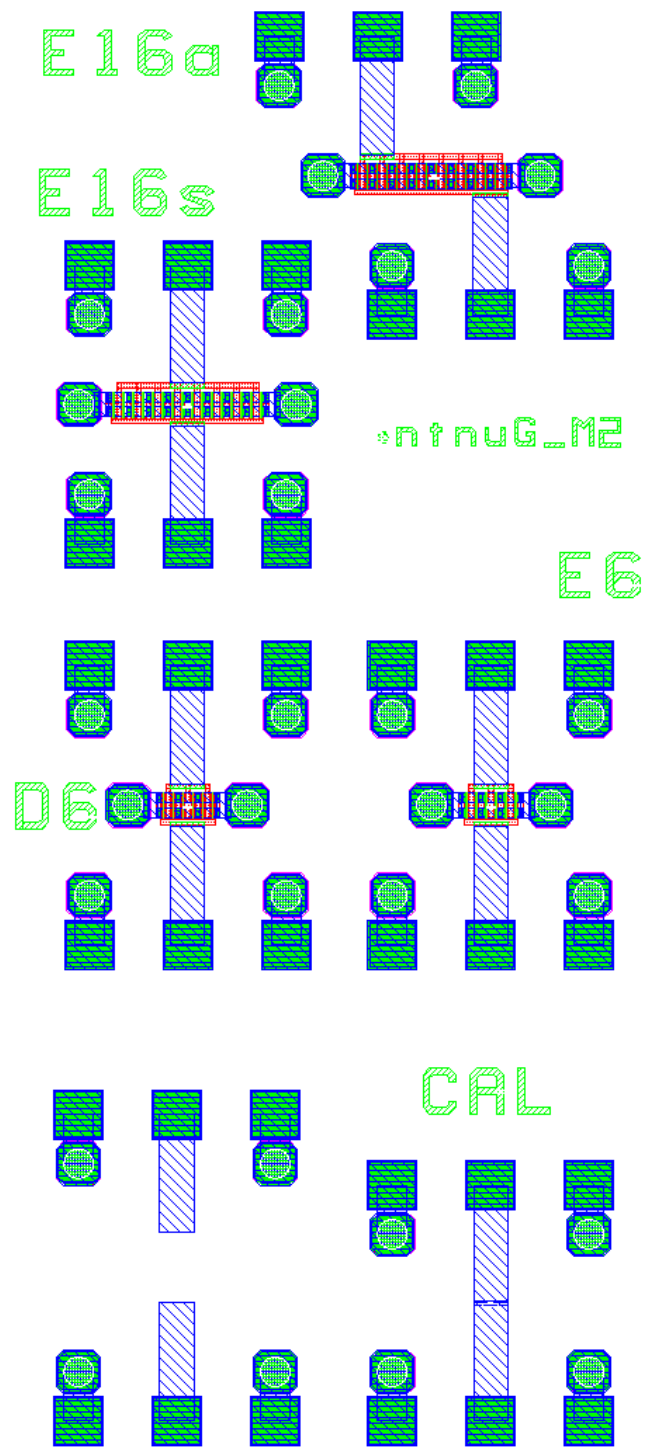
Figur 81: Endelig utlegg av forsterker med integrert predistorsjon



Figur 82: MMIC-brikke ntnuC\_M1 som ble brukt i målingene

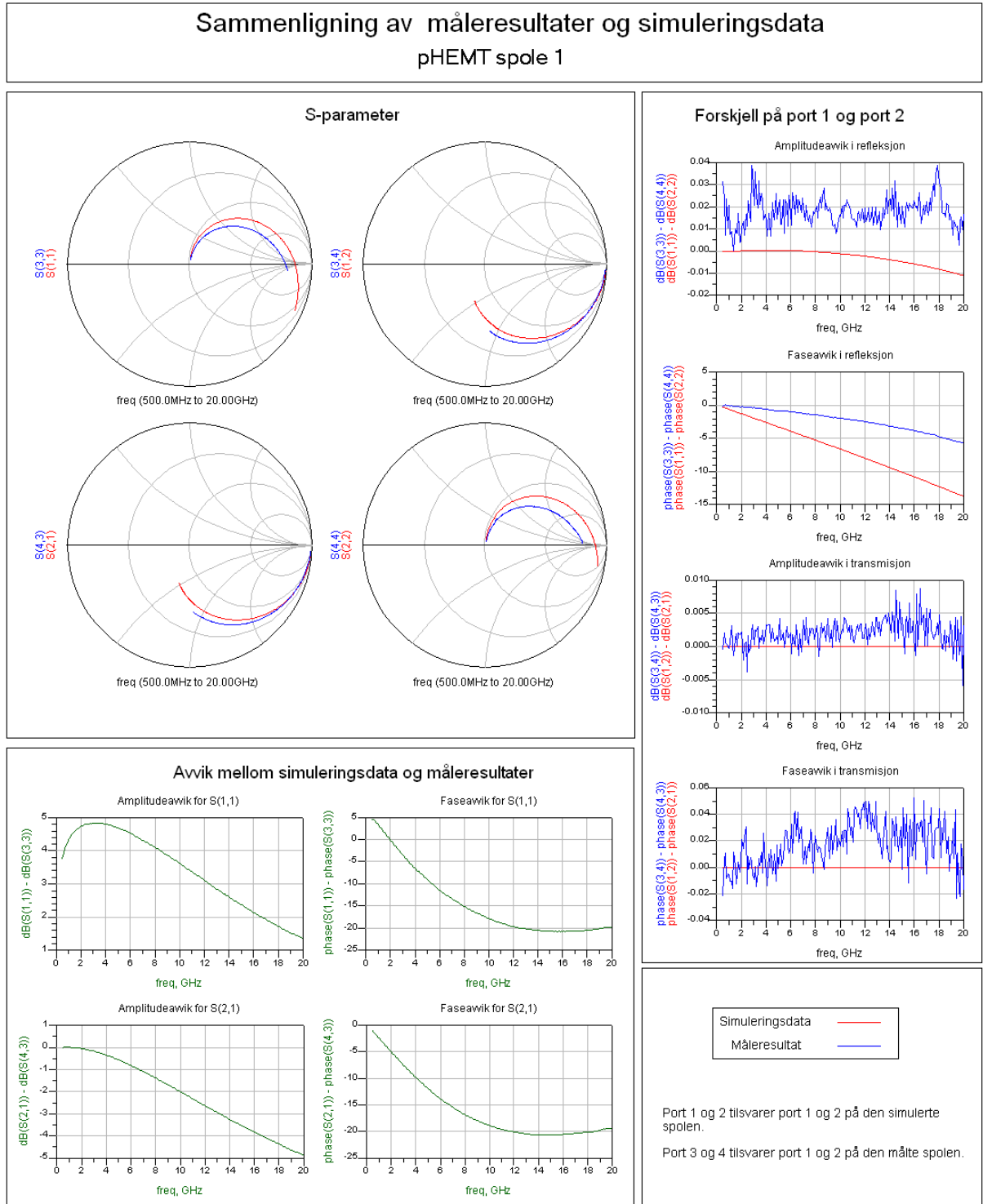


Figur 83: MMIC-brikke NTNU105B som ble brukt i målingene



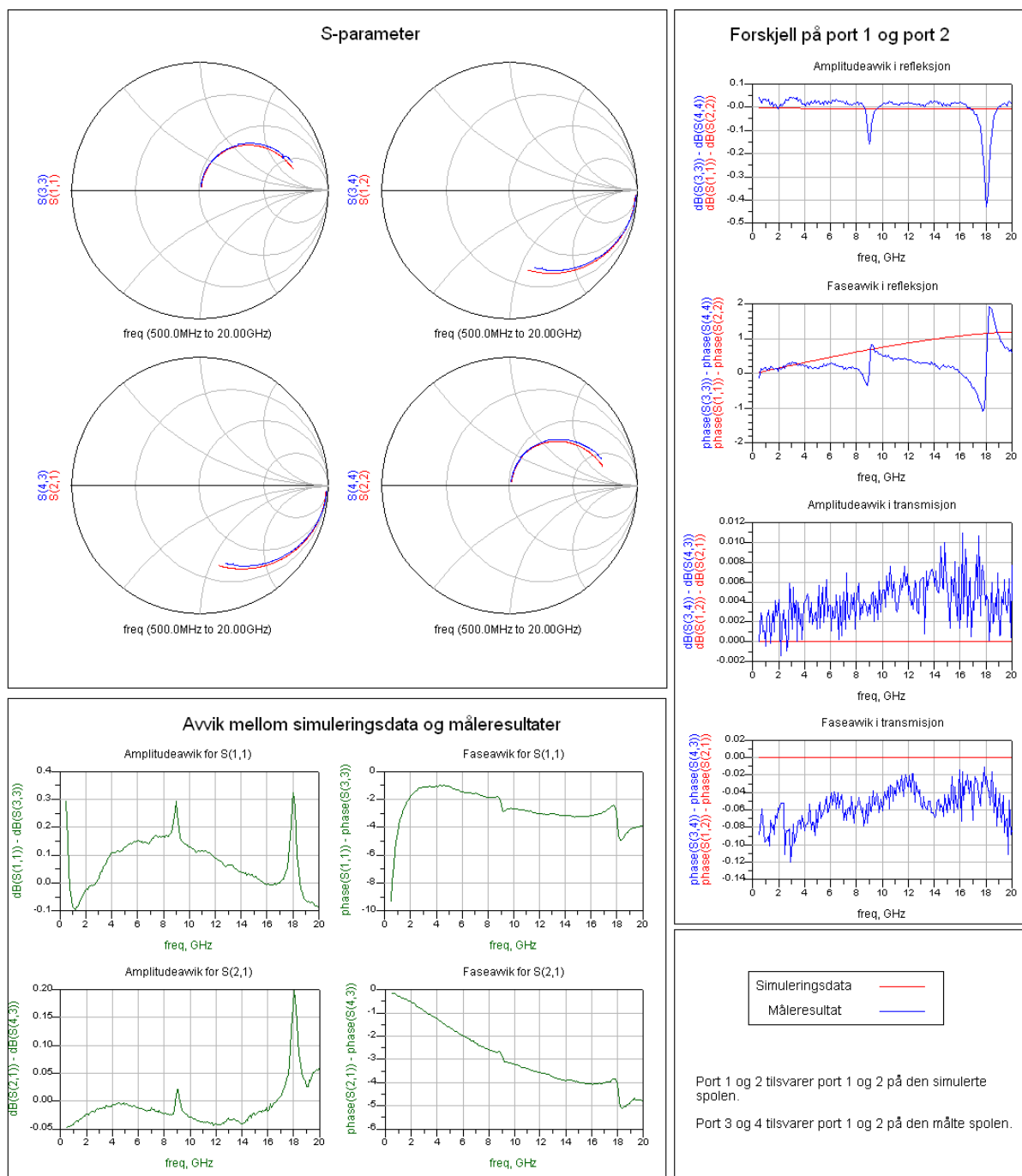
Figur 84: MMIC-brikke ntnuG\_M2 som ble brukt i målingene

# D Måleresultater



Figur 85: Måleresultater spole 1

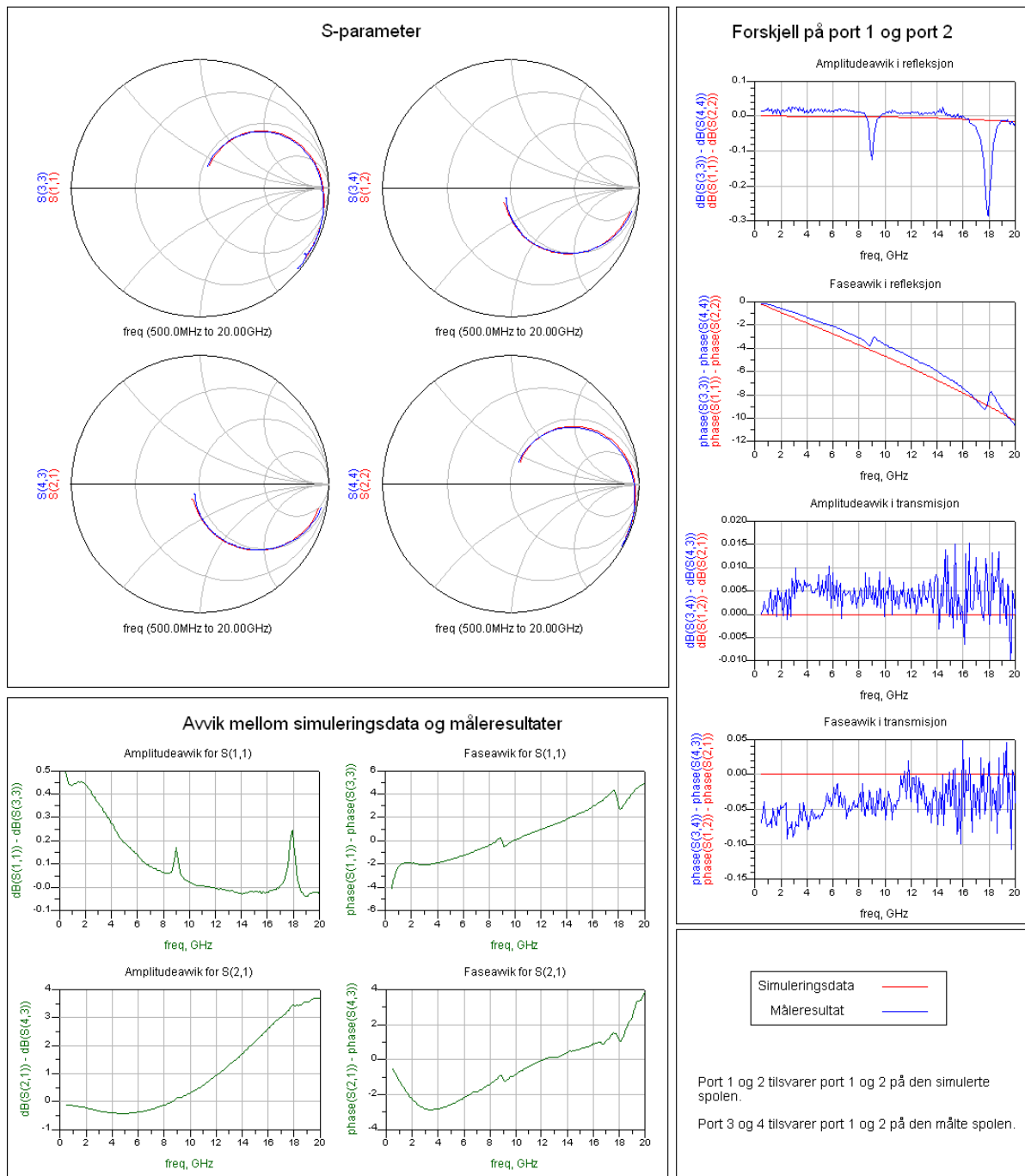
## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata PHEMT spole 2



Figur 86: Måleresultater spole 2

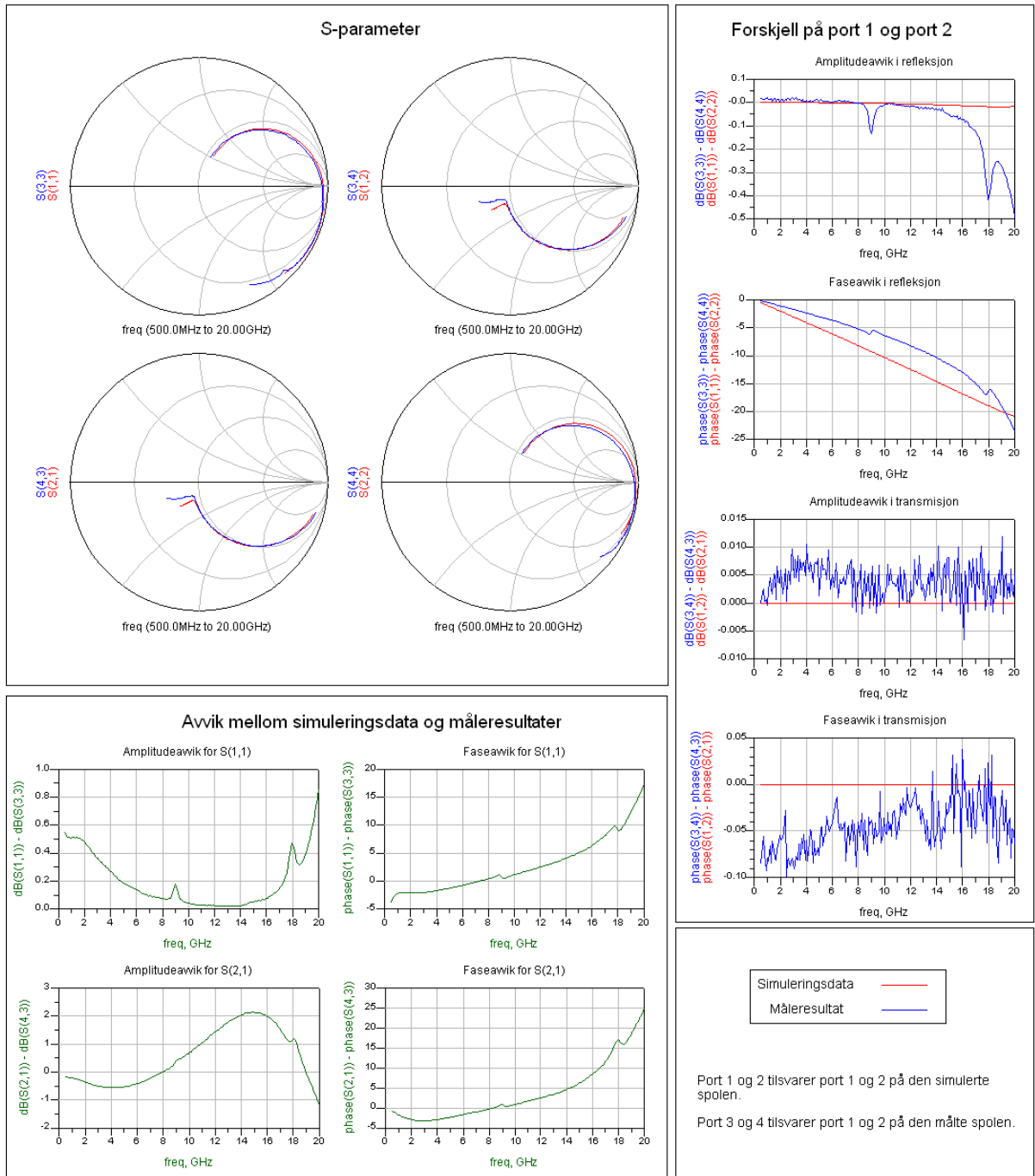


## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata pHEMT spole 3



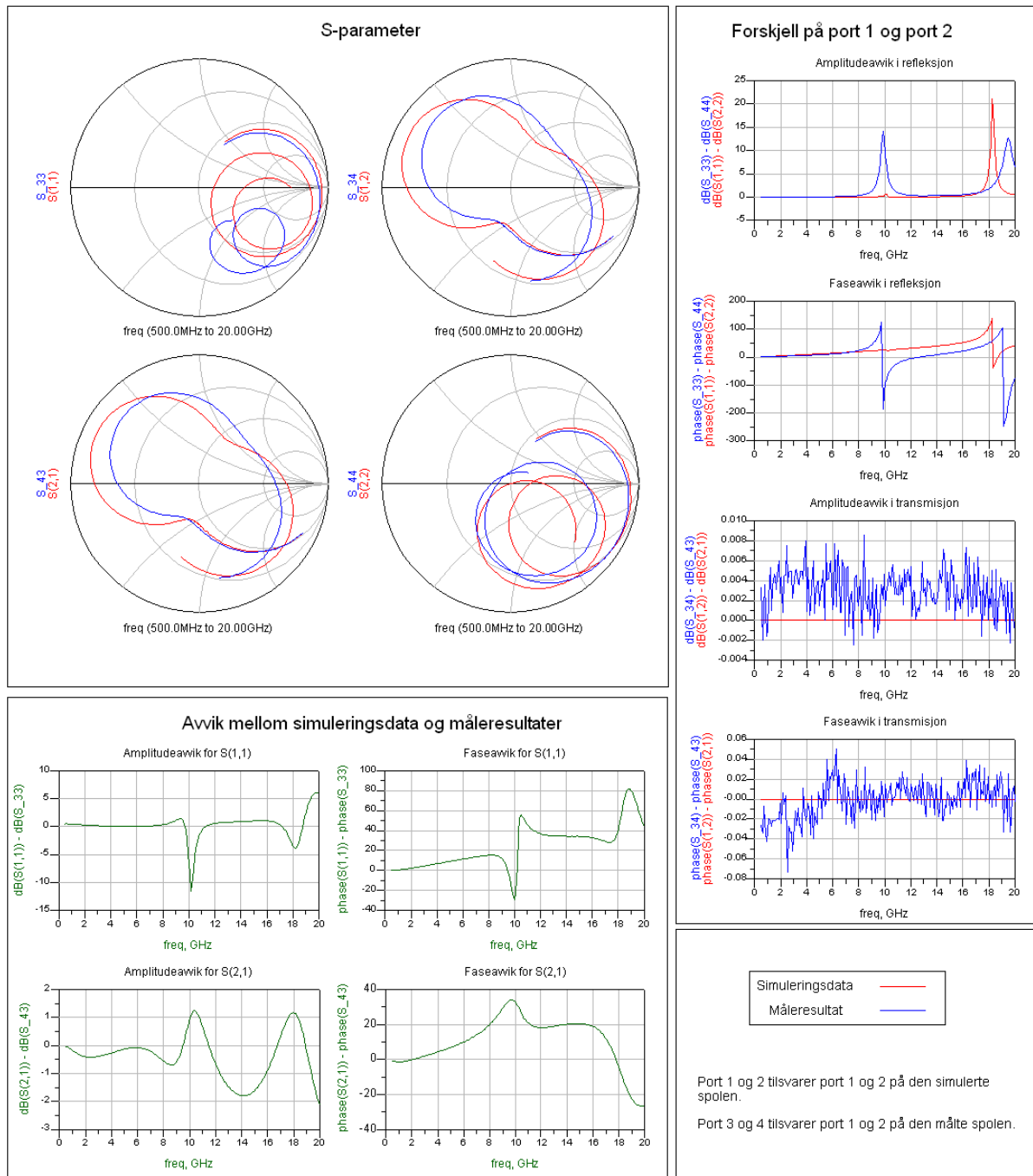
Figur 87: Måleresultater spole 3

## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata pHEMT spole 4



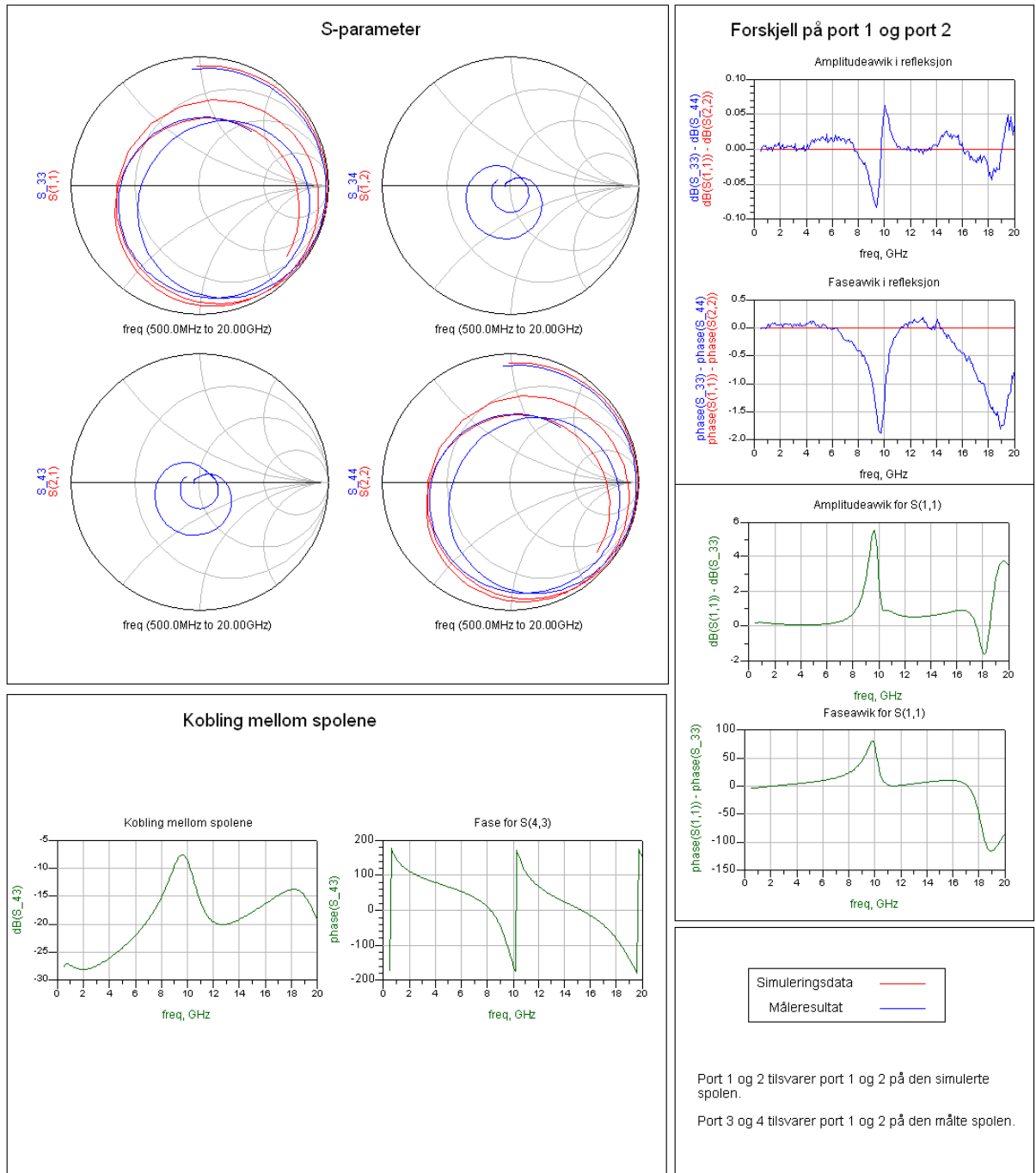
Figur 88: Måleresultater spole 4

## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata HBT spole 5



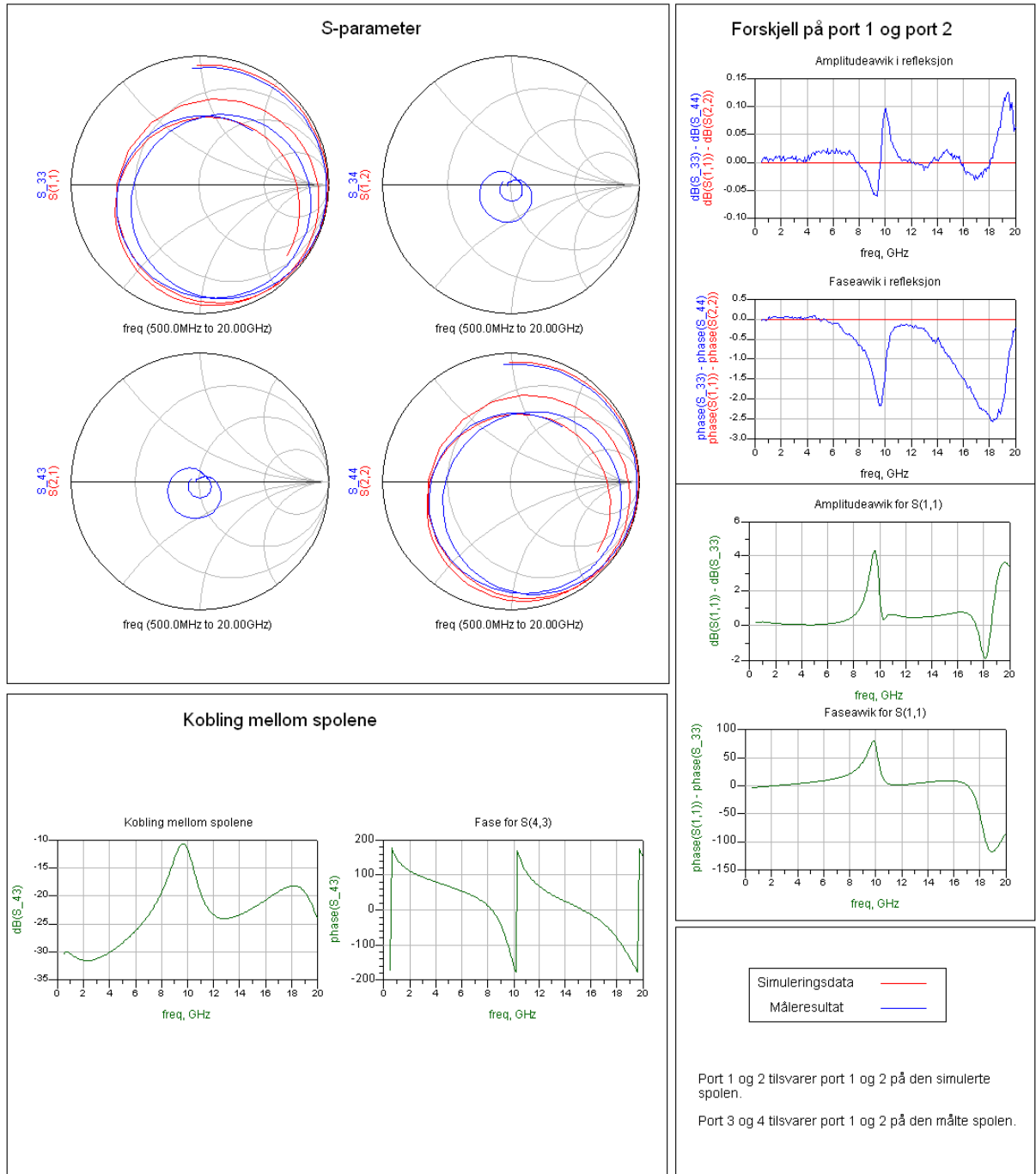
Figur 89: Måleresultater spole 5

## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata HBT kobling mellom spoler, avstand 20 $\mu\text{m}$



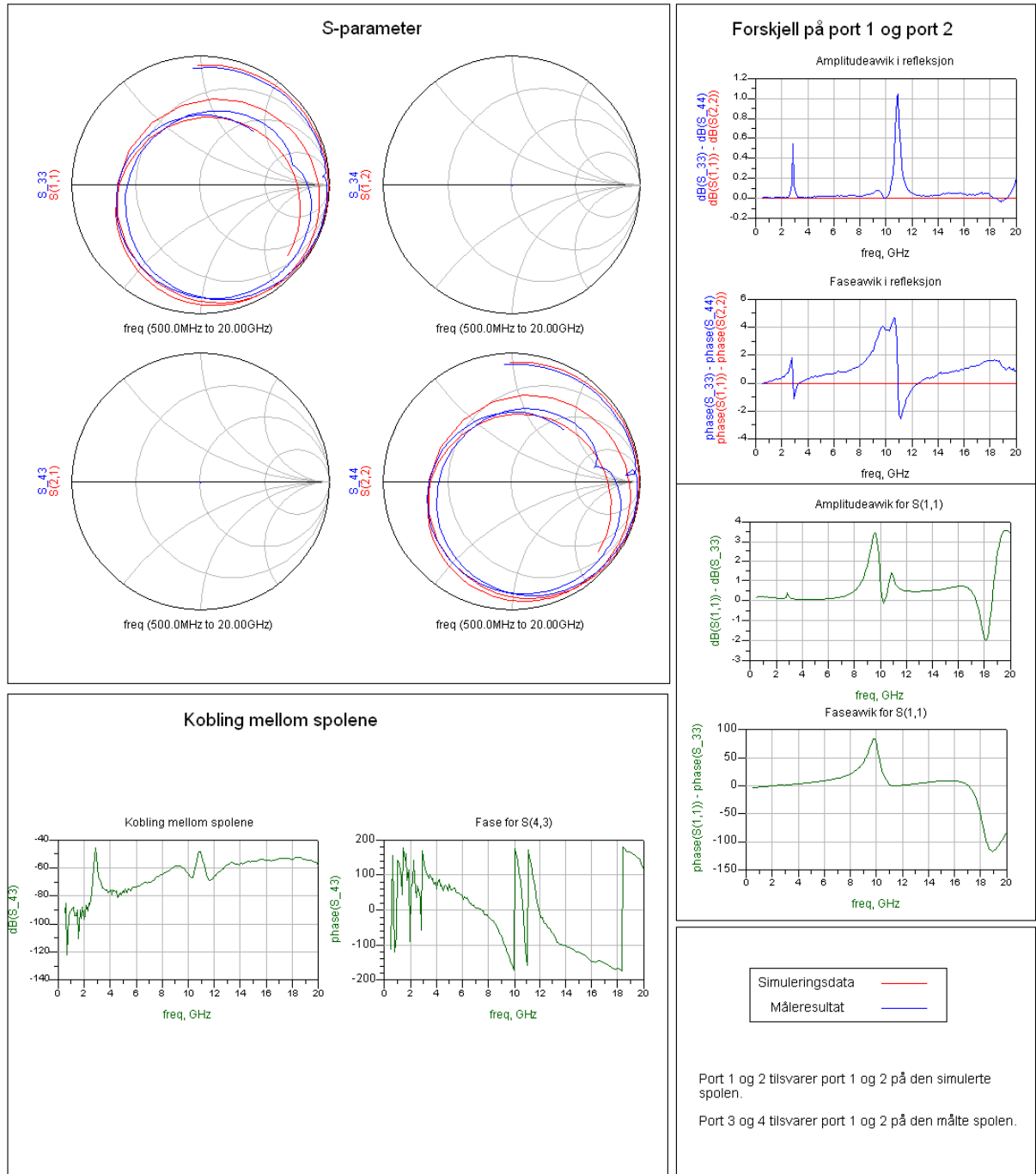
Figur 90: Kobling mellom spoler. Avstand 20  $\mu\text{m}$ .

## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata HBT kobling mellom spoler, avstand 40 $\mu\text{m}$



Figur 91: Kobling mellom spoler. Avstand 40  $\mu\text{m}$ .

## Sammenligning av måleresultater og simuleringsdata HBT kobling mellom spoler, avstand 1142 $\mu\text{m}$



Figur 92: Kobling mellom spoler. Avstand 1142  $\mu\text{m}$ .

## E Andre resultater

Tabell 8 til tabell 10 oppsummerer de viktigste parametrene for en klasse A forsterker med forskjellige tilpasningsnettverk.  $f_1$  og  $f_2$  avgrenser frekvensområdet med kun 1dB variasjon i gain.  $\Delta f = f_2 - f_1$ . Denne båndbredden er ikke nødvendigvis symmetrisk om senterfrekvensen. Under harmonisk balanse ble det aldri påtrykt mer enn 20 dBm på som inngangseffekt, derfor er  $P_{out,max}$  angitt ved denne inngangseffekten. Kretsskjema ligger i vedlegg A figur 66 til figur 68.

Tabell 8: Klasse A tilpasset for maksimalt gain

Parameter	Verdi	Enhet
Gain	23,3	dB
$S_{11}$	-46,0	dB
$S_{22}$	-38,4	dB
$P_{out,max}$	30,5	dB
$P_{out,1dB}$	27,4	dB
$P_{in,1dB}$	6,1	dB
$PAE_{1dB}$	18,4	%
$f_1$	2,340	GHz
$f_2$	2,590	GHz
$\Delta f$	250	MHz

Tabell 9: Klasse A med lastlinjetilpasning

Parameter	Verdi	Enhet
Gain	21,6	dB
$S_{11}$	-69,0	dB
$S_{22}$	-8,8	dB
$P_{out,max}$	32,6	dB
$P_{out,1dB}$	28,5	dB
$P_{in,1dB}$	7,9	dB
$PAE_{1dB}$	23,1	%
$f_1$	2,270	GHz
$f_2$	2,620	GHz
$\Delta f$	350	MHz

Tabell 10: Klasse A med tilpasning for maksimum  $P_{out}$  ved 1dB kompresjonspunkt

<b>Parameter</b>	<b>Verdi</b>	<b>Enhet</b>
Gain	21,7	dB
$S_{11}$	-101,6	dB
$S_{22}$	-9,6	dB
$P_{out,max}$	31,9	dB
$P_{out,1dB}$	28,8	dB
$P_{in,1dB}$	8,2	dB
$PAE_{1dB}$	25,2	%
$f_1$	2,270	GHz
$f_2$	2,630	GHz
$\Delta f$	360	MHz