

# Analyse og konstruksjon av en 1.95 GHz MMIC effektforsterker med integrert aktiv dynamisk bias

**Inge Aune Paulsen**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2007

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Biveileder(e): Marius Ubostad, IET



## Oppgavetekst

Det stilles stadig strengere krav til effektførsterkeren i dagens radiosystem. Høyordens modulasjon krever lineære forsterkere, samtidig som kravene øker til forsterkerens effektivitet. For å imøtekomme disse kravene kan en ta i bruk forskjellige metoder for å kompensere de forskjellige ulinearitetene og øke effektiviteten. Spesiell fokus vil bli lagt på metoder som kan lett integreres sammen med effektførsterkeren i MMIC.

Oppgaven vil gå ut på å:

- Sette seg inn i TriQuints MMIC prosess for HBT.
- Sette seg inn i aktuelle verktøy for simulering og optimalisering.
- Sette seg inn i prinsippene for forskjellige forsterkerklasser (A, B etc).
- Sette seg inn i spesifikasjonene til W-CDMA, spesielt de som har betydning for effektførsterkere.
- Lage utlegg, i henhold til TriQuints utleggsregler, av MMIC effektførsterkerne som ble konstruert i prosjektarbeidet til fordypningsemnet "Radiosystemer" høsten 2006.
- Hvis MMIC produksjonen tillater det, måle noen av egenskapene til forsterkere når de kommer tilbake fra produksjon hos TriQuint, forhåpentlig en gang i april/mai.
- Konstruere en klasse A MMIC effektførsterker optimalisert for maksimal utgangseffekt (referanseforsterker).
- Konstruere MMIC effektførsterkere, optimalisert for maksimal utgangseffekt, med aktiv dynamisk bias.
- Bruk en-tone, to-tone og W-CDMA signaler for å sammenligne egenskapene til effektførsterkerne.

Oppgaven gitt: 18. januar 2007

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



# Forord

Denne masteroppgaven er gitt av førsteamanuensis Morten Olavsbråten ved institutt for elektronikk og telekommunikasjon. Han har også vært hovedveileder. Oppgaven er skrevet våren 2007, ved det samme instituttet, med studieretningen signalbehandling og kommunikasjon.

Oppgaven er en videreføring av prosjektoppgaven [7] som ble skrevet forrige semester. Det ble da designet en MMIC effektførsterker for 1.95 GHz med en integrert aktiv dynamisk bias krets, i to varianter, samt en klasse A forsterker med fast bias. Det er i i denne oppgaven tegnet et utlegg for disse forsterkerne basert på TriQuint sin HBT prosess. Videre er det sett på andre teknikker for å forbedre ytelsen til effektførsterkerne. Det ble ikke mulig å få utført noe målig på de produserte MMICene på grunn av omstendigheter hos TriQuint. Det er derfor lagt større vekt på de andre oppgavene.

En takk til faglærer Morten Olavsbråten og veileder Marius Ubostad som har vært til meget god hjelp.

Inge Aune Paulsen, 15.07.2007



# Sammendrag

Flere og flere systemer for mobil trådløs kommunikasjon som skal fungere side om side, gjør at designet av robuste radiosystemer med god ytelse blir stadig mer krevende. Høyhastighets dataoverføring med komplekse modulasjonsmetoder krever lineære forsterkere, som lager minimalt med støy for nabokanalerne. Mobilt utstyr krever i tillegg god effektivitet for å maksimere batterilevetiden. Problemet er at en forsterker med god linearitet, som regel har lav effektivitet. Det må dermed være en avveining for hver enkelt applikasjon for å finne et balansepunkt. Det finnes mange metoder for å forbedre effektivitet og linearitet hos en effektforsterker. Det er i denne masteroppgaven fokusert på en løsning som kan integreres i en MMIC effektforsterker. Arbeidet er en fortsettelse av prosjektarbeidet høsten 2006. Det ble der designet en effektforsterker med en integrert aktiv dynamisk bias krets, som er basert på et design fra [10]. Forsterkeren er designet for å brukes på 1.95 GHz, som er en frekvens for 3G mobiltelefoni med W-CDMA modulasjon. Det er i tillegg designet er vanlig klasse A forsterker som benyttes som en referanse, for å sammenligne egenskapene. Videre er det laget et utlegg av referanseforsterkeren samt for to varianter av forsterkeren med aktiv dynamisk bias. Der den ene av de to har en optimalisert gainkarakteristikk mens den andre har en optimalisert fasegang. Utlegget for disse forsterkerne er laget med *TriQuint Semiconductor* sin HBT prosess for GaAs MMIC kretser. Det var i utgangspunktet tenkt at disse skulle produseres tidlig i semesteret, slik at det ble muligheter for å gjøre målinger. På grunn av omstendigheter hos TriQuint ble det ikke mulig å få dette til. Det ble videre fokusert på metoder for å forbedre de forskjellige effektforsterkerene ytterligere. Får å få maksimalt med uteffekt, ble det kjørt Load-Pull simuleringer for å finne den optimale lastimpedansen, som ga mest uteffekt. Alle forsterkervariantene, seks totalt, ble kjørt gjennom en-tone, to-tone og W-CDMA simuleringer for å se på ytelsen. Det er ADS (Advanced Design System) fra Agilent Technologies som har vært brukt under hele oppgaven, noe som gjør at kunnskapen om dette verktøyet har blitt mye større. Resultatet av simuleringene viser at det er fordelaktig å optimalisere klasse A forsterkeren med fast bias, for å få maksimal uteffekt. Man får 0.8 dBm ekstra ut av denne forsterkeren ved 1 dB kompresjon,

noe som ga en uteffekt på 26.5 dBm. Effektiviteten økte også, den gikk fra 28.4% til 35.5%, noe som er en økning på 25%. Grunnen til effektivitetsøkningen er at DC biasstrømmen i transistoren sank fra 368 mA til 352 mA. Fasekompresjonen er forbedret med 7.7°. Lineariteten er også forbedret, noe man ser av intermodulasjonsnivået. Det har gått fra -13.8 dBc til -15.5 dBc ved 1 dB gainkompresjon, og fra -36.0 dBc til -41 dBc med 3 dB back-off. Det er kommet fram til at bruken av en integrert aktiv dynamisk bias krets, er en bra måte å forbedre en klasse A forsterker på. Man får både bedre effektivitet og linearitet. Et problem med den ADB kretsen som er valgt her er at det ikke er noe begrensning i strømmtrekket. Hvis det designes løsninger for å forbedre dette problemet, har bruken av integrert aktiv dynamisk bias absolutt noe for seg.



# Innhold

<b>Figurer</b>	<b>vii</b>
<b>Tabeller</b>	<b>ix</b>
<b>1 Innledning</b>	<b>1</b>
1.1 Bakgrunn . . . . .	1
1.2 Oppgaven . . . . .	2
<b>2 Teoretisk grunnlag</b>	<b>3</b>
2.1 Effektfosterkere . . . . .	3
2.1.1 Lineær analyse . . . . .	3
2.1.2 Effekten av svake ulineariteter . . . . .	6
2.1.3 Effektivitet . . . . .	7
2.2 Klasse A og AB forsterkere . . . . .	8
2.2.1 Klasse-A forsterker . . . . .	9
2.2.2 Klasse-AB forsterker . . . . .	9
2.3 WCDMA . . . . .	10
2.3.1 Spesifikasjoner . . . . .	10
2.4 MMIC . . . . .	10
2.4.1 TriQuint - TQHBT3 Prosess . . . . .	11
2.5 ADS - Advanced Design System . . . . .	13
<b>3 Aktiv dynamisk bias</b>	<b>15</b>
3.1 Prinsipp . . . . .	15
3.2 Tidligere arbeider . . . . .	16
3.3 Simulering . . . . .	17
3.4 Designoversikt . . . . .	17
<b>4 Utlegg av effektfosterkerne i MMIC</b>	<b>21</b>
4.1 Transmisjons/forbindelsesslinjer . . . . .	22
4.2 Strømtetthet . . . . .	22

4.3	Transistorblokk . . . . .	23
4.4	TQHBT3 utleggsregler . . . . .	24
4.5	DRC - Design Rule Check . . . . .	24
4.6	Produksjon . . . . .	25
<b>5</b>	<b>Optimalisering for max-uteffekt</b>	<b>27</b>
5.1	Load-Pull . . . . .	28
5.1.1	Klasse A referanseforsterker . . . . .	29
5.1.2	Aktiv dynamisk bias forsterkere . . . . .	29
5.2	Strømtrekk . . . . .	32
<b>6</b>	<b>Simulering</b>	<b>33</b>
6.1	En tone simulering . . . . .	33
6.1.1	Klasse A referanseforsterker . . . . .	33
6.1.2	Aktiv dynamisk bias forsterkere . . . . .	34
6.2	To tone simulering . . . . .	34
6.3	W-CDMA simulering . . . . .	38
<b>7</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>41</b>
7.1	Utlegg av effektforsterkerne i MMIC . . . . .	41
7.2	Simuleringsresultater . . . . .	41
7.3	Forbedringsmuligheter . . . . .	42
<b>8</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>45</b>
	<b>Bibliografi</b>	<b>47</b>
<b>A</b>	<b>Skjema</b>	<b>49</b>
<b>B</b>	<b>Simuleringsoppsett</b>	<b>57</b>
B.1	En tone . . . . .	57
B.2	Load-Pull . . . . .	57
B.3	To tone . . . . .	57
B.4	W-CDMA . . . . .	57

# Figurer

2.1	2-port analyse [3]	3
2.2	Eksempel på utgangsstabilitetssirkel	5
2.3	IMD spektrum	6
2.4	ACPR beregning [4]	8
2.5	Generell krets for klasse-A,-AB,-B og -C forsterkere.	8
2.6	Strøm og spenningskurver for en klasse-A forsterker.	9
2.7	Strøm og spenningskurver for en klasse-AB forsterker.	10
2.8	Tverrsnitt av TQHBT3 Prosess [9]	11
2.9	Heterojunction Bipolar Transistor. Basis, Kollektor og Emmitter. [9][5]	12
2.10	Metal1/Metal0 spole	13
3.1	Prinsipp for aktiv dynamisk bias.	15
3.2	Gain/Forsterkning som funksjon av biasstrøm for en klasse-A forsterker.	16
3.3	Klasse A referanseforsterker og AD Bias Gain	18
3.4	Klasse A referanseforsterker og AD Bias Gain	19
4.1	Klasse A referanseforsterker	21
4.2	Aktiv dynamisk bias forsterker	22
4.3	Utsnitt av effektforsterkerutlegg	23
4.4	Utlegg av 8xHBT	24
5.1	Gain/Effekt-match	27
5.2	Load-Pull eksempel	28
5.3	Load-Pull klasse A referanseforsterker	30
5.4	Load-Pull ADB forsterker, <i>Optimalt Gain</i>	31
5.5	Load-Pull ADB forsterker, <i>Optimalt Fase</i>	32
6.1	Klasse A referanseforsterker	35
6.2	ADB - Gain optimalisert	36
6.3	ADB - Fase optimalisert	37

6.4	3. ordens intermodulasjonsprodukt . . . . .	39
6.5	W-CDMA ACPR . . . . .	40
A.1	Klasse A Referanseforsterker - Max gain . . . . .	50
A.2	Klasse A Referanseforsterker - Max effekt . . . . .	51
A.3	Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max gain	52
A.4	Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max effekt	53
A.5	Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max gain	54
A.6	Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max effekt	55
A.7	Transistorblokk . . . . .	56
B.1	En tone - Klasse A Referanseforsterker - Max gain . . . . .	58
B.2	En tone - Klasse A Referanseforsterker - Max effekt . . . . .	59
B.3	En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max gain . . . . .	60
B.4	En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max effekt . . . . .	61
B.5	En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max gain . . . . .	62
B.6	En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max effekt . . . . .	63
B.7	Load-Pull - Klasse A Referanseforsterker . . . . .	64
B.8	Load-Pull - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert	65
B.9	Load-Pull - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert	66
B.10	Optimalisering av tilpassningsnettverk for gitt impedans . . . . .	67
B.11	Optimalisering av tilpassningsnettverk for gitt impedans . . . . .	68
B.12	Optimalisering av tilpassningsnettverk for gitt impedans . . . . .	69
B.13	To tone simuleringsoppsett . . . . .	70
B.14	W-CDMA simulering . . . . .	71

# Tabeller

2.1	Nøkkelparametere for 3G/WCDMA . . . . .	10
2.2	Nøkkelparametre for TQHBT3 [9] . . . . .	12
3.1	Forsterkeroversikt . . . . .	17
4.1	Maksimalverdier for strømtetthet. [9] . . . . .	23
4.2	Strømmer ved 1 dBc . . . . .	24
7.1	Nøkkelverdier for alle forsterkervariantene . . . . .	43



# Kapittel 1

## Innledning

### 1.1 Bakgrunn

En viktig og utfordrende del av et radiosystem som opererer i mikrobølgeområdet er effektforsterkeren. Noen av viktigste egenskapene er effektiviteten og lineariteten til forsterkeren. Ofte vil det være en avveining mellom disse. I batteridrevet utstyr slik som mobiltelefoner og bærbare datamaskiner, vil man ha minst mulig effektbruk fra de forskjellige komponentene. God effektivitet er da viktig for å øke batterilevetiden, siden effektforsterkere bruker en stor del av energien.

Rekkevidde og signalkvalitet på en radioforbindelse kan reduseres drastisk hvis annet utstyr genererer støy på den aktuelle frekvensen. Det er derfor strenge krav til hvor mye støy en sender kan sende ut, på andre frekvenser enn sin egen. En ulineær forsterker vil forandre frekvensspekteret til inngangssignalet, og forårsake støy utenfor den aktuelle kanalen.

Man klarer ikke å tilfredsstille kravet om en effektiv og lineær forsterker 100%. Grunnen til dette er at en forsterker med god linearitet som regel er ueffektiv, og en høyeffektiv forsterker ofte har dårlig linearitet. Man må finne et kompromiss som tilfredsstiller den aktuelle applikasjonen. I basestasjoner for mobiltelefoner er god linearitet viktig og prioritert over god effektivitet. Grunnen til dette er at det er ofte stor forskjell i sendestyrken til de forskjellige terminalene. Satellitter sender som regel med like stor effekt til alle brukerne. Det brukes derfor forsterkere med høy effektivitet, siden det er begrensninger på strømforbruk.

## 1.2 Oppgaven

For å se på mulige metoder for å forbedre ytelsen til en effektforsterker, er det i denne oppgaven tatt for seg en MMIC effektforsterker for 1.95 GHz. Denne forsterkeren ble påbegynt i prosjektoppgaven [7] høsten 2006. Det er fokusert på effektivitets og linearitets forbedrende tiltak som integreres sammen med effektforsterkeren i MMIC kretsen.

Metoden som benyttes er ADB (aktiv dynamisk bias), som kan tilpasses for å gi forsterkeren ulike karakteristikk. Det benyttes aktive komponenter (transistorer) for å realisere denne kretsen. Denne kretsen vil regulerer biasstrømmen til transistoren dynamisk som funksjon av inntakseffekten. For å ha et sammenligningsgrunnlag er det laget en variant med fast bias (referanseforsterker), som er en vanlig klasse A forsterker.

Det skal lages utlegg av tre MMIC forsterkere, to varianter av forsterkeren med ADB, samt referanseforsterkeren. Det er *TriQuint Semiconductor* sin HBT prosess som skal brukes til produksjon. En viktig del av oppgaven blir derfor å sette seg inn i denne prosessen, for å kunne konstruere et utlegg som oppfyller utleggsregler og - parametre. Det var også planen at det skulle gjennomføres målinger på disse hvis de ble produsert i rimelig tid før innleveringsfristen.

For å få mere informasjon om potensialet til de forskjellige forsterkervariantene, skal det kjøres Load-Pull simuleringer for å finne det tilpassningsnettverket som gir maksimal uteffekt. De forsterkerne som ble nevnt tidligere har en småsignaltilpassning, som gir maksimalt med gain (forsterkning). Alle de forskjellige (seks totalt) forsterkervariantene skal grundig testes med en-tone, to-tone og W-CDMA signal.

Det er ADS (Advanced Design System) fra Agilent Technologies som brukes under hele oppgaven. Det betyr at det er viktig å sette seg skikkelig inn i dette.

Målet med dette prosjektet er å få kunnskap om design av kretser for bruk i mikrobølgeområdet. En stor del innebærer bruk av PC-programmvare for design og simulering.

Det vil først bli gitt et teoretisk grunnlag som tar for seg viktige aspekter ved effektforsterkere.



# Kapittel 2

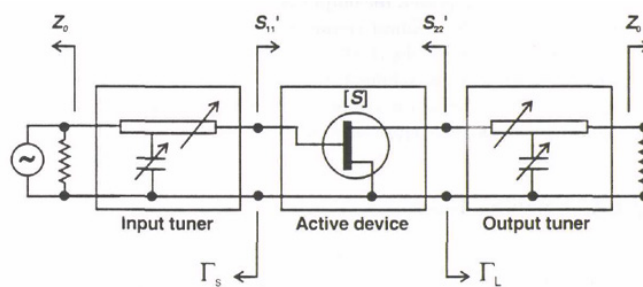
## Teoretisk grunnlag

I dette kapitlet blir det gjennomgått noen viktige aspekter med tanke på design av effektforsterkere.

### 2.1 Effektforsterkere

Som navnet sier, er oppgaven til en effektforsterker å sørge for signaler med betydelig effekt, som skal sendes over et medium. Den kan f.eks. levere effekt til en antenne for trådløs kommunikasjon. På grunn av de høye signalamplitudene opererer effektforsterkere for RF som regel over et stort område av transistorkarakteristikken. Det vil da oppstå betydelige ulineariteter som gjør at transistormodellen blir mere komplisert.

#### 2.1.1 Lineær analyse



Figur 2.1: 2-port analyse [3]

## 2-port analyse

Figur-2.1 viser en lineær 2-ports analyse av en aktiv krets, en transistor. S-parametrene  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  og  $S_{22}$ , beskriver refleksjons- og transmisjonsfaktorene for nettverket, i dette tilfellet en transistor. Disse forutsetter at  $\Gamma_S$  og  $\Gamma_L$  er 0. Likning (2.1) og (2.2) er uttrykket for refleksjonsfaktorene der last og kildeimpedans er ukjent. Oppgaven til *Input tuner* og *Output tuner* er å tilpasse den aktive kretsen til kilde- og lastimpedansen  $Z_0$  som normalt er  $50 \Omega$ . Ved å velge tilpassingsnettverk slik at (2.3) er oppfylt vil vi oppnå maksimalt gain.

$$S'_{11} = \Gamma_{In} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (\text{inngangstilpassing}) \quad (2.1)$$

$$S'_{22} = \Gamma_{Out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (\text{utgangstilpassing}) \quad (2.2)$$

For konjugert tilpassing:

$$S'_{22} = \Gamma_L^* \text{ og } S'_{11} = \Gamma_S^* \quad (2.3)$$

Rollet's condition (Stabilitetsfaktor):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.4)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.5)$$

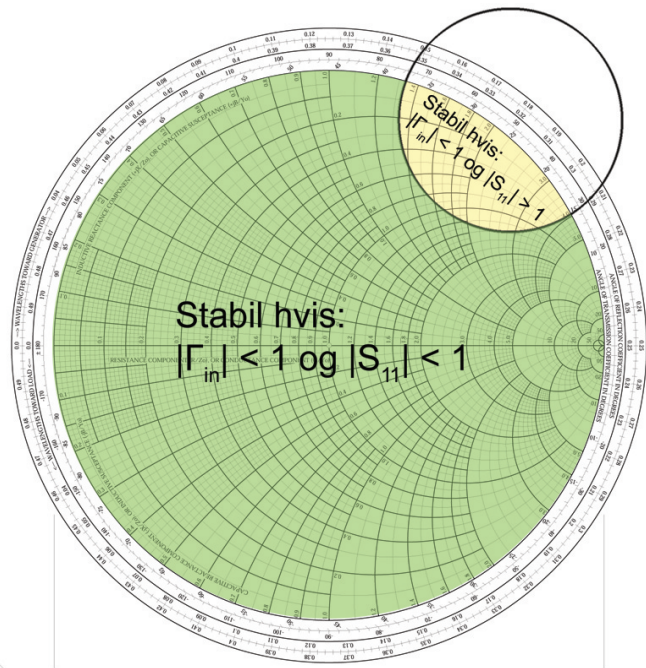
## Stabilitet

Det at en 2-port er ustabil vil si at den oscillerer. Ustabiliteter kan oppstå hvis absoluttverdien av refleksjonsfaktorene på inngang eller utgang er større enn en. Det vil si at  $|\Gamma_{Inn}| > 1$  eller  $|\Gamma_{Out}| > 1$ . Dette kan uttrykkes i likning (2.4). Hvis  $K$  er større enn en og (2.5) er oppfylt vil kretsen være stabil for alle last og kildeimpedanser der  $|\Gamma_S|$  og  $|\Gamma_L| < 1$ . Kretsen sies da å være *ubetinget stabil*. Hvis kretsen er stabil for et utvalg av kilde- og last impedanser er kretsen *betinget stabil*. Ved å løse likning (2.1) og (2.2) ved å sette  $\Gamma_{In} = 1$  og  $\Gamma_{Out} = 1$ , får man likninger for de såkalte stabilitetssirklene for henholdsvis utgangsstabilitet og inngangsstabilitet.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.6)$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.7)$$

Disse sirklene danner grensen mellom det stabile og ustabile området i Smith diagrammet. Sentrum og radius for utgangsstabilitetssirkelene er gitt i (2.6) og (2.7). Det stabile området vil befinne seg på utsiden eller på innsiden av sirkelen hvis  $|S_{22}|$  er henholdsvis mindre eller større enn en for inngangsstabilitetssirkelene. For utgangsstabilitetssirkelene vil det stabile området vil befinne seg på utsiden eller på innsiden av sirkelen hvis  $|S_{11}|$  er henholdsvis mindre eller større enn en. Figur-2.2 viser et eksempel på en utgangsstabilitetssirkel.



Figur 2.2: Eksempel på utgangsstabilitetssirkel

### Effektgain

Her er noen forskjellige definisjoner av effektgain hentet fra [8, Side 195].

$$\text{Power gain} = G = P_L / P_{in}$$

$P_L$ : Effekt forbrukt av lasten.  $P_{in}$ : Effekten inn til systemet.

$$\text{Available gain} = G_A = P_{avn} / P_{avs}$$

$P_{avn}$ : Effekt levert av systemet ved konjugert tilpassing.  $P_{avs}$ : Effekt levert fra kilden ved konjugert tilpassing.

**Transducer power gain**  $= G_T = P_L/P_{avs}$

$P_L$ : Effekt forbrukt av lasten.  $P_{avs}$ : Effekt levert fra kilden ved konjugert tilpassing.

### 2.1.2 Effekten av svake ulineariteter

Ulineariteter i en forsterker blir mer synlige når amplituden til signalet øker. Problemet med ulineariteter er derfor større i en effektforsterker enn f.eks. i en lavstøyforsterker. Ideelt sett skulle utgangssignalet ha hatt formen:

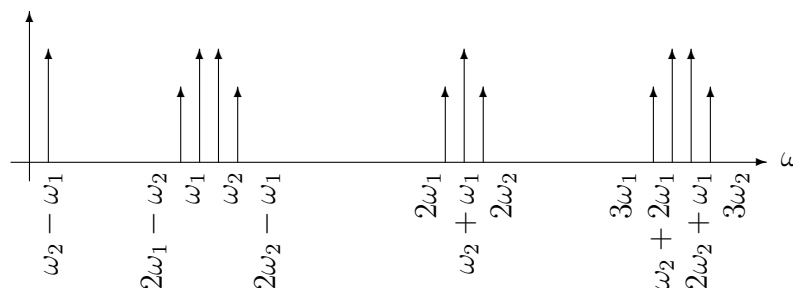
$$v_o = a_1 v_i \quad (2.8)$$

Der  $v_i$  er inngangssignalet,  $a_1$  er forsterkningen og  $v_o$  er utgangssignalet. Ulineariteter gjør at dette gjelder kun for veldig små signaler. En bedre beskrivelse av de ulineære effektene er forsterkningen uttrykket som en potensrekke:

$$v_o = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + a_4 v_i^4 + \dots \quad (2.9)$$

En ulempe med denne tilnærmingen er at det ikke er tatt hensyn til faseforskjellen mellom de forskjellige modellene. Uansett er dette en god tilnærming der ulineære effekter ikke er alt for store.

### IMD - Intermodulasjonsforvrengning



Figur 2.3: IMD spektrum

Ved forsterkning av en enkel sinus vil ulinearitetene føre til at det oppstår harmoniske komponenter på utgangssignalet. Hvis inngangssignalet har en frekvens på  $\omega_1$  vil utgangssignalet ha komponenter med frekvens  $n\omega_1$  der  $n$  er et helt tall. Disse komponentene kan lett filtreres bort siden de ligger langt unna den ønskede frekvensen.

Hvis inngangssignalet består av to signaler/toner med frekvens  $\omega_1$  og  $\omega_2$  vil det oppstå *intermodulasjonsprodukter* mellom disse frekvensene. Hvis inngangssignalet er

$$v_i = V_0 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (2.10)$$

får vi et utgangssignal

$$\begin{aligned} v_o = & a_0 \\ & + a_1 V_0 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t] \\ & + a_2 V_0^2 \left[ \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_2 t) + \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \cos (\omega_1 + \omega_2) t \right] \\ & + a_3 V_0^3 \left[ \frac{3}{4} \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_1 t + \frac{3}{4} \cos \omega_2 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_2 t \right] \\ & + a_3 V_0^3 \left[ \frac{3}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} \cos (2\omega_1 - \omega_2) t + \frac{3}{4} \cos (2\omega_1 + \omega_2) t \right] \\ & + a_3 V_0^3 \left[ \frac{3}{2} \cos \omega_1 t + \frac{3}{4} \cos (2\omega_2 - \omega_1) t + \frac{3}{4} \cos (2\omega_2 + \omega_1) t \right] + \dots \end{aligned} \quad (2.11)$$

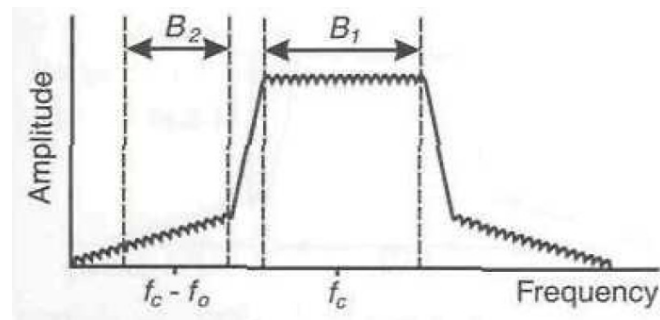
som inneholder intermodulasjonsprodukter til og med 3. orden i dette tilfellet. Disse er tegnet inn i figur-2.3. De komponentene som lager mest problemer er de 3. ordens modulasjonsproduktene som ligger på frekvensene  $2\omega_2 - \omega_1$  og  $2\omega_1 - \omega_2$ . Disse er vanskelige å filtrere bort siden de ligger så nære de ønskelige komponentene  $\omega_1$  og  $\omega_2$ . Størrelsen på IMD oppgitt i  $dBc$ , dvs hvor mange  $dB$  forvrengningen ligger under den ønskede bærebølgen, er et mål på hvor lineær en forsterker er. Det er derfor vanlig å utføre en såkalt to-tone test på forsterkere, for å finne et tall på IMD.

### ACPR (Adjacent Channel Power Ratio - Nabokanaleffektsforhold)

Komplekse modulasjonsformer gjør at alternative metoder til to-tone testen må tas i bruk for å få et mer riktig bilde på forvrengningen i en effektforsterker. ACPR sier noe om lekkasje til nabokanaler ved måling på et vilkårlig signal. Som vist i figur-2.4 defineres det senterfrekvens og båndbredde for hovedkanalen og en av sidekanalene. ACPR er et forholdstall mellom den totale effekten i øvre eller nedre sidekanal og effekten i hovedkanalen. Det blir som oftest oppgitt i  $dBm$ .

### 2.1.3 Effektivitet

Effektivitet er en viktig parameter for effektforsterkere. Hvis forsterkeren har et høyt gain er denne (2.12) formelen en god tilnærming for effektiviteten.



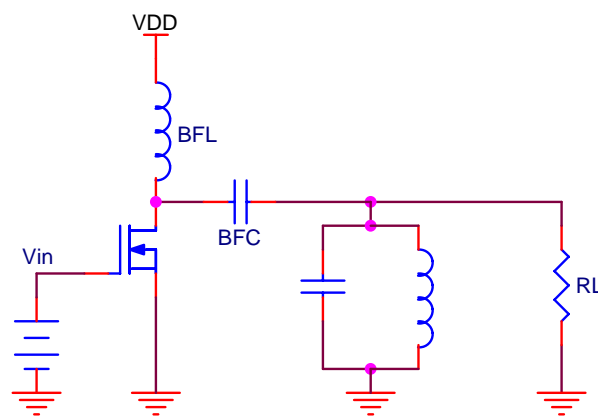
Figur 2.4: ACPR beregning [4]

$$\eta = \frac{P_{RF-out}}{P_{DC}} \quad (2.12)$$

Hvis gagnet er lavt, noe som det ofte er for effektforsterkere, er *power added efficiency* en bedre tilnærming. Denne (2.13) formelen tar hensyn til nivået og den tilførte effekten til forsterkeren.

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{RF-out} - P_{RF-in}}{P_{DC}} \quad (2.13)$$

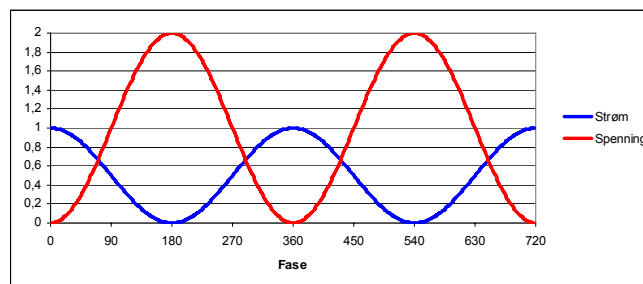
## 2.2 Klasse A og AB forsterkere



Figur 2.5: Generell krets for klasse-A,-AB,-B og -C forsterkere.

De to forsterkerklassene som er relevant for denne oppgaven er klasse-A og klasse-AB forsterkere. Noe som kjennetegner disse to klassene er god lineartitet og dårlig effektivitet. En generell krets for klasse-A,-AB,-B og -C forsterkere vises i figur-2.5. Det som skiller disse forsterkerklassene fra hverandre er arbeidspunktet og formen på strøm- og spenningskurvene til transistoren. I denne kretsen sørger spolen BFL for at RF signalet ser en stor impedans mot DC-forsyningen, mens biasen ser en liten motstand. Kondensatoren BFC har en motsatt oppgave. Den sørger for å slippe gjennom RF signalet, mens DC blir blokkert (En såkalt *DC-block*). På utgangen må det også være et tilpassingsnettverk, som transformerer transistorens impedans til lastimpedansen RL.

### 2.2.1 Klasse-A forsterker

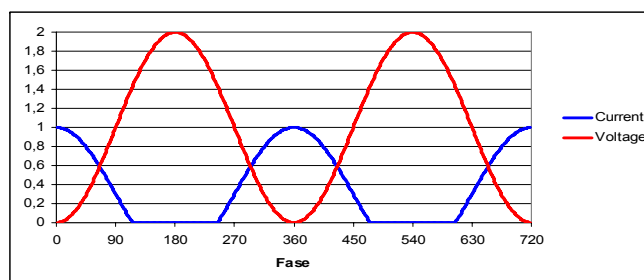


Figur 2.6: Strøm og spenningskurver for en klasse-A forsterker.

En klasse-A forsterker har en kontinuerlig ledningsvinkel, dvs.  $360^\circ$ . Som figur-2.6 viser går det til en hver tid en positiv strøm gjennom transistoren. Denne biaseringen gjør at forsterkerens linearitet blir god. En ulempe er at effektiviteten kan maksimalt være 50%.

### 2.2.2 Klasse-AB forsterker

I en klasse-AB forsterker er arbeidspunktet til strømmen flyttet ned slik at transistoren leder strøm kun en del av perioden. I denne typen forsterker er ledningsvinkelen er mellom  $180^\circ$  og  $360^\circ$ . Dette fører til at forsterkeren kan få en bedre effektivitet. Når ledningsvinkelen nærmer seg  $180^\circ$ , og vi får en klasse-B forsterker, som maksimalt kan ha en virkningsgrad på  $\pi/4 = 78,5\%$ .



Figur 2.7: Strøm og spenningskurver for en klasse-AB forsterker.

## 2.3 WCDMA

Forsterkeren er designet med hensyn på WCDMA og 3G [1] standarden stilles det en rekke krav til signalformen. Noen av disse parametrene er gjengitt i tabell-2.1. Spesielt viktige parametere er maks effekt og ACPR.

### 2.3.1 Spesifikasjoner

<i>Parameter</i>	<i>Verdi</i>
Frekvens	Bånd 1: 1920 MHz - 1980 MHz
Kanalseperasjon	5 MHz
Kanalbåndbredde	3.84 MHz
Maks effekt	Effekt klasse 1: 33 dBm +1/-3
ACPR	Effekt klasse 3: 33 dBc

Tabell 2.1: Nøkkelparametere for 3G/WCDMA

## 2.4 MMIC

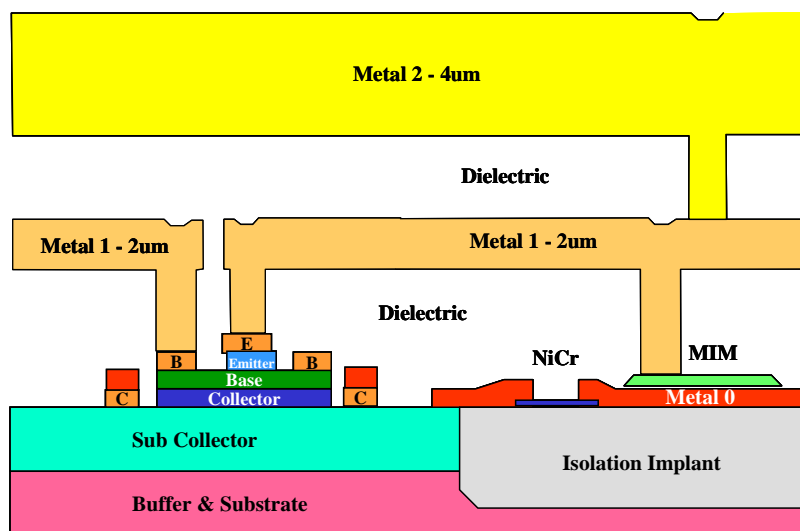
Forkortelsen MMIC står for *monolithic microwave integrated circuit* eller *monolitisk mikrobølge integrert krets* på norsk. Det at kretsen er monolitisk vil si at alle komponenter er laget på den samme halvlederbrikken. En MMIC krets bruker i applikasjoner som sender og mottar signaler i mikrobølge området. Det vil si fra flere hundre megahertz til flere hundre gigahertz. Typiske bruksområder er trådløst utstyr som UMTS/GSM mobiltelefoner, trådløst internett og GPS navigasjon. Produksjonen av MMICer er dyrt å tidskrevende. Det er derfor viktig at



kretsen er nøye testet å simulert før den settes i produksjon. På grunn av dette lønner MMIC produksjon seg kun for bruk i høyvolumprodukter slik som mobiltelefoner.

Med høyere krav til integrering har flere passive komponenter funnet veien inn på substratet, som opprinnelig var tiltenkt halvledere som dioder og transistorer. Passive komponenter slik som spoler inne på substratet kan vanskelig realiseres hvis verdien er mye over 10nH. Tap i spolen begrenser også Q verdiene.

### 2.4.1 TriQuint - TQHBT3 Prosess



Figur 2.8: Tverrsnitt av TQHBT3 Prosess [9]

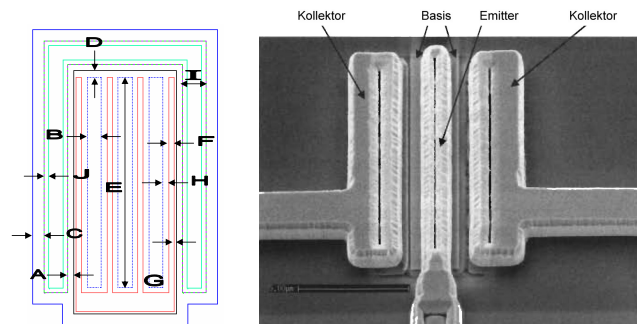
Triquints TQHBT3 er en *Heterojunction Bipolar Transistor* prosess beregnet på effektforsterkere, driverforsterkere og bredbandsforsterkere [9]. Transistorene er basert på InGaP teknologi som muliggjør operasjon på titals gigahertz. Substratet er av typen GaAs som har gode egenskaper ved bruk på høye frekvenser. figur-2.8 er et eksempel på tverrsnittet av en krets laget i TriQuints sin TQHBT3 prosess. Tverrsnittet viser noen av de komponentene som er tilgjengelig, en transistor, en NiCr motstand og en MIM kondensator. Noen av nøkkelparametrene er listet opp i Tabell-2.2.

Parameter	Verdi
$V_{be}$	1.15 V
$F_t$	40 GHz
$\beta$	130
Breakdown( $BV_{cbo}$ , $BV_{beo}$ , $BV_{ceo}$ )	24 V, 6.5 V, 14 V
$I_{max}$	55 mA
Interconnect	3 Metal Layers
NiCr Resistors	50 $\Omega$ /sq
MIM Capacitance per Area	1.25 fF/ $\mu\text{m}^2$

Tabell 2.2: Nøkkelparametre for TQHBT3 [9]

### HBT - Heterojunction Bipolar Transistor

Figur-2.9 viser en skisse av en tre-fingret InGaP HBT. Det er også mulig med en eller to fingre. I tillegg til antall fingre er det også mulig å velge mellom forskjellige emitterbredder og -lengder.

Figur 2.9: Heterojunction Bipolar Transistor. **Basis**, **Kollektor** og **Emmitter**. [9][5]

I følge [9] er transistorene modellert med en "TriQuint Modified Gummel-Poon (TMGP2)"-model. Den skal ha forbedringer som bedre beskriver kapasitanser, selv-oppvarming og skalerings effekter. Gummel-Poon modellen har blitt brukt mye for modellering av bipolare transistorer. Vertical Bipolar Inter-Company (VBIC)-modellen er en forbedring av Gummel-Poon, som passer godt til simulering av HBTer. En av forbedringene er at modellen er kontinuelig også i det ulineære området. Dette er en fordel da man lettere unngår konvergensproblemer.

### Motstander

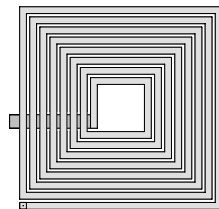
Tynnfilm NiCr motstander eller base-mesa motstander er tilgjengelig i TQHBT3. NiCr motstandene har høy presisjon, lav temperaturkoeffisient og høy strømtålighet. Flatemotstanden for disse er  $50\Omega/\text{sq}$ . Motstandsverdien regnes ut vha. følgende formel:  $R = (L/W)50\Omega/\text{sq}$ .

### Kondensatorer

I TQHBT3 er det tilgjengelig enkeltlags MIM kondensatorer, og to-lags stablede MIM kondensatorer. Enkeltlags kondensatoren har en kapasitans på  $1.25\text{ fF}/\mu\text{m}^2$ . Man må også ta hensyn til kanteffekter for små kondensatorer slik at den totale kapasitansen blir:  $C = 1.25\text{ fF}/\mu\text{m}^2 * A + 0.6 * P$  der  $A$  er arealet i  $\mu\text{m}^2$  og  $P$  er omkretsen i  $\mu\text{m}$ .

### Spoler

Spoler blir lagd vha. metallagene *Metal1* og *Metal2*. I TQHBT3 brukes det rektangulære spoler som vist i figur-2.10. Å regne ut induktansen til denne spolen er ganske komplisert i forhold til kondensatoren ovenfor. TriQuint har derfor lagd et DOS-program som regner ut komponentverdiene i en PI-ekvivalent, vha. de fysiske dimensjonene til spolen og substrat parametere.



Figur 2.10: Metal1/Metal0 spole

## 2.5 ADS - Advanced Design System

ADS er et verktøy spesielt beregnet på design av forskjellige trådløse komponenter og system. Slike system kan være mobiltelefoner, basestasjonsutstyr, radar- og satellittkommunikasjonssystemer. Utviklingsmiljøet inneholder muligheter for simulering og utlegg.

Modeller for bruk i simulering og layout til de enkelte komponentene, er tilgjengelig i et "Design Kit" fra TriQuint. Versjon 4.07 er brukt for simuleringer og layout.

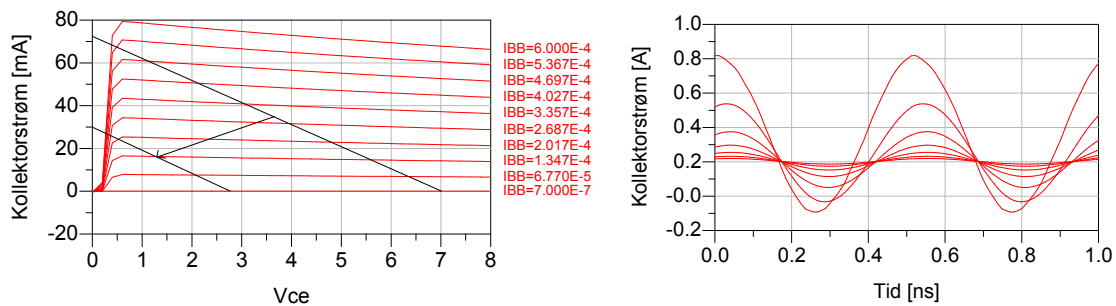
En av de større utfordringene under simulering av effektforsterkere er konvergensproblemer. For å få til simuleringer når effektforsterkeren går i metning, må det gjøres beregninger på langt flere harmoniske frekvenser enn det som er nødvendig i det lineære området.

# Kapittel 3

## Aktiv dynamisk bias

Klasse-A effektforsterkere som brukes på signaler med variabel envelope opererer en del av tiden med veldig dårlig effektivitet. Man finner slike signaler i moderne trådløse høyhastighetsforbindelser slik som 3G telefoni, der det brukes W-CDMA modulasjon. Grunnen den dårlige effektiviteten er at biasstrømmen i effekttransistorene er den samme for symboler med lav amplituden som ved de som ligger nær linearitetsgrensen. Ved de høyeste amplitudene kan 40% effektivitet være oppnåelig [2], men ved lave amplituder får man mye dårligere virkningsgrad. Dette trekker dermed ned den gjennomsnittelige effektiviteten. Lineariteten til klasse-A effektforsterkere med fast bias er god for lave amplituder, men blir dårligere nær 1dB kompresjonsgrensen.

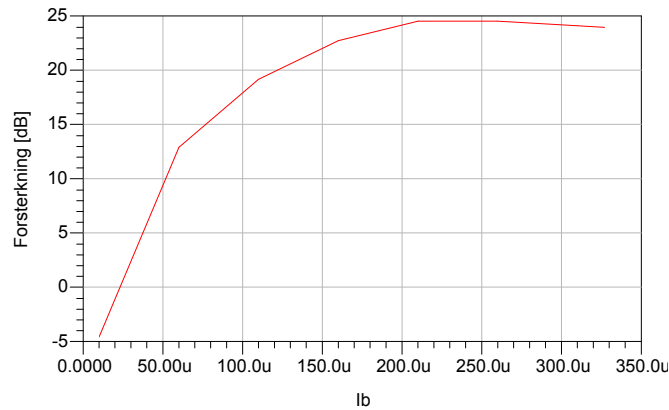
### 3.1 Prinsipp



Figur 3.1: Prinsipp for aktiv dynamisk bias.

Ved å regulere arbeidspunktet til transistoren som en funksjon av ineffekten kan man oppnå flere effekter. Det mest åpenbare er en forbedring i effek-

tiviteten, som skyldes lavere bias-strøm ved lavere inneffekt. Figur-3.1 (venstre graf) viser hvordan man lastlinjen flytter seg ved mindre inneffekt. Grafen til høyre viser hvordan bias-punktet vil variere med økende strøm gjennom transistoren.



Figur 3.2: Gain/Forsterkning som funksjon av biasstrøm for en klasse-A forsterker.

En bieffekt av bias justeringen er at gainet til forsterkeren synker når biasstrømmen avtar. Figur-3.2 viser gainet til en klasse-A forsterker som har et inngangssignal på  $-20$  dBm, som funksjon av biasstrømmen  $I_b$ . Ved å konstruere en aktiv dynamisk bias krets som regulerer biasstrømmen som funksjon av inneffekten, skal det teoretisk være mulig å oppnå en flatere gain karakteristikk, sammenlignet med en forsterker med fast bias. Ved å velge et lavere gain kan man få et 1 dB kompresjonspunkt som ligger høyere enn for standard forsterkeren.

## 3.2 Tidligere arbeider

Der er foreslått en krets for dynamisk bias i [2, Fig.2.]. Den er utprøvd i [10] sammen med en forenklet krets. Kretsløsningen som er benyttet her er den samme som Metode 2 i [10]. Den kan ses i figur-A.3. Bias kretsen består av to motstander R1 og R2/R3, og tre transistorer Q2-Q4. Transistorene Q3 og Q4 er koblet som to seriekoblede dioder, ved at basis og kollektor er koblet sammen. Denne løsningen måler inneffekten indirekte ved å benytte seg av spenningsfallet på basis til hovedtransistoren(e). Diodene(transistorene) Q3/Q4 gjør at spenningen på basisen til Q2 holder tilnærmet konstant. Strømmen i Q2 vil da øke ved et spenningsdropp på emitter. Ved å justere på motstandene R1/R2/R3 og emitterlengde på Q3/Q4 kan man justere karakteristikken til biaskretsen. Det

ble laget en variant av denne i prosjektarbeidet [7] som er grunnlaget for de kretsene som benyttes i denne oppgaven.

### 3.3 Simulering

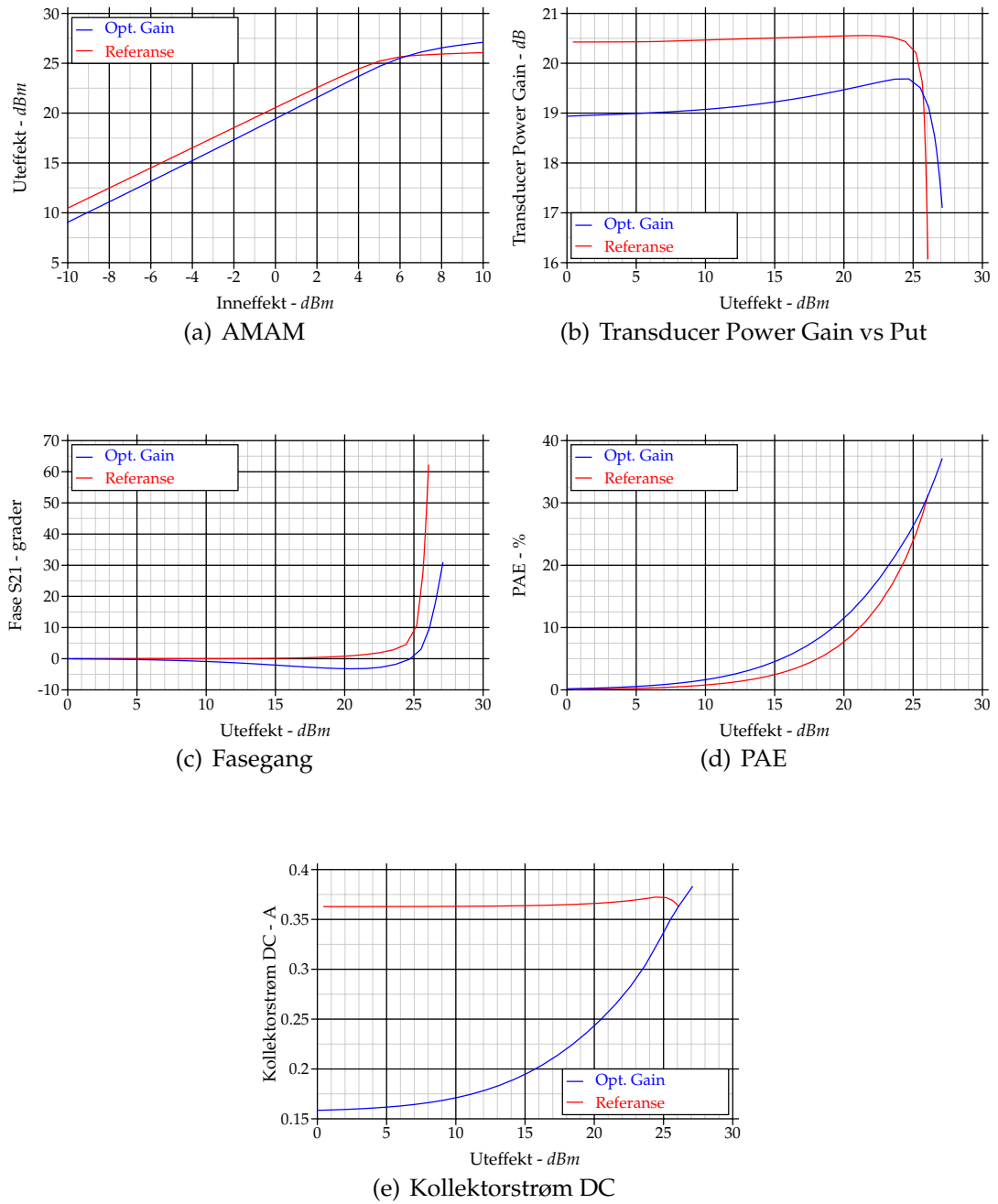
Under arbeid med å lage utlegg ble det noen små endringer i komponentverdier, bla. spoleverdier. Slik at karakteristikken skiller seg litt fra det som ble gjort i [7]. Det ble laget utlegg av totalt tre forskjellige forsterkere. Designet av utlegget vil bli gjennomgått i neste kapittel. Det ble laget et utlegg av en klasse A forsterker, kalt referanseforsterkeren, samt to varianter av en forsterker med aktiv dynamisk bias, en med optimalt gain og en med optimal fase. Figur-3.3 og figur-3.4 viser noen kurver for disse forsterkerne.

### 3.4 Designoversikt

Det er i hovedsak to forskjellige forsterkerdesign beskrevet i denne oppgaven. En Klasse A forsterker med fast bias-strøm, kalt referanseforsterkeren, og en forsterker med en (ADB) aktiv dynamisk bias-krets. Forsterkeren med ADB er laget i to varianter. Forskjellen ligger i optimaliseringskriteriene for ADB-kretsen. Det er i den ene forsterkeren optimalisert med forsterkning/gain som kriterie, mens i den andre er det brukt fasegangen. Alle disse tre forsterkerne impedanstilpasset for å få mest mulig forsterkning. Det er derfor i tillegg laget en variant av alle forsterkerne som er optimalisert (impedanstilpasset) for maksimum uteffekt. I tabell-3.1 er det gitt en oversikt over de forskjellige forsterkerne slik at det blir lettere å holde oversikten.

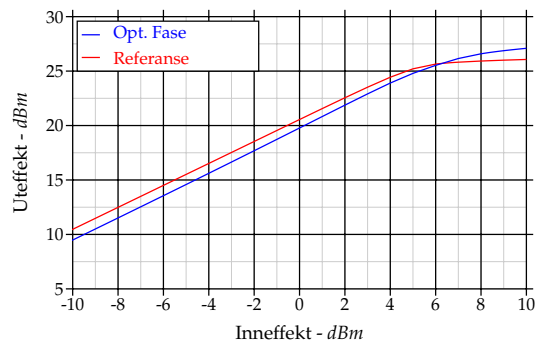
<i>Forsterker</i>	<i>Navn</i>	<i>Bias</i>	<i>Tilpassing</i>
1a	Klasse A Referanseforsterker	<i>Konstant</i>	Max Gain
1b	Klasse A Referanseforsterker	<i>Konstant</i>	Max Power
2a	Aktive dynamisk bias forsterker	<i>Optimalt Gain</i>	Max Gain
2b	Aktive dynamisk bias forsterker	<i>Optimalt Gain</i>	Max Power
3a	Aktive dynamisk bias forsterker	<i>Optimal Fase</i>	Max Gain
3b	Aktive dynamisk bias forsterker	<i>Optimal Fase</i>	Max Power

Tabell 3.1: Forsterkeroversikt

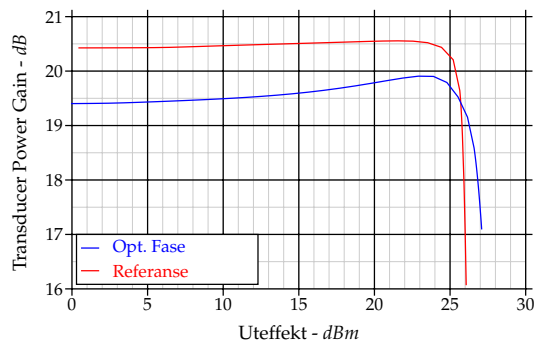


Figur 3.3: Klasse A referanseforsterker og AD Bias Gain

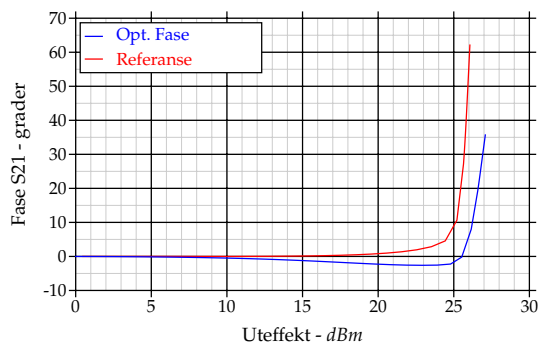




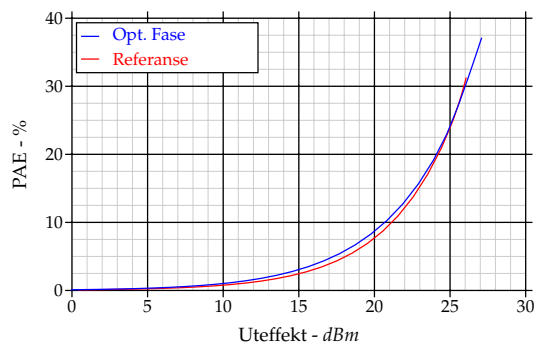
(a) AMAM



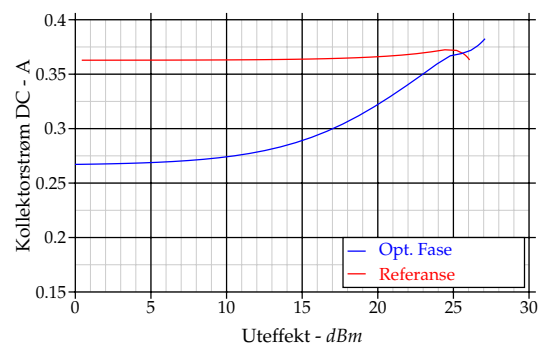
(b) Transducer Power Gain vs Put



(c) Fasegang



(d) PAE



(e) Kollektorstrøm DC

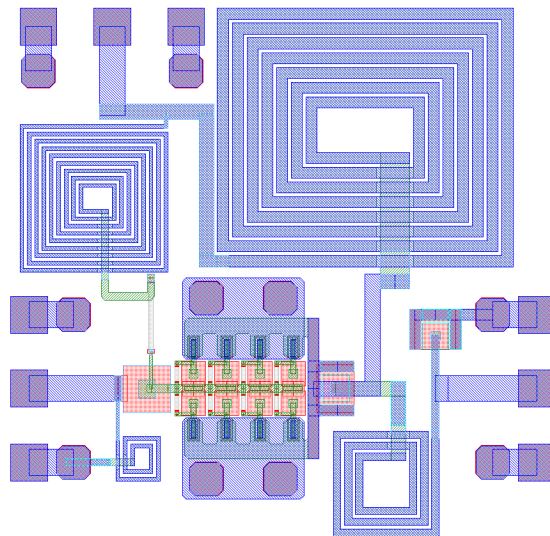
Figur 3.4: Klasse A referanseforsterker og AD Bias Gain



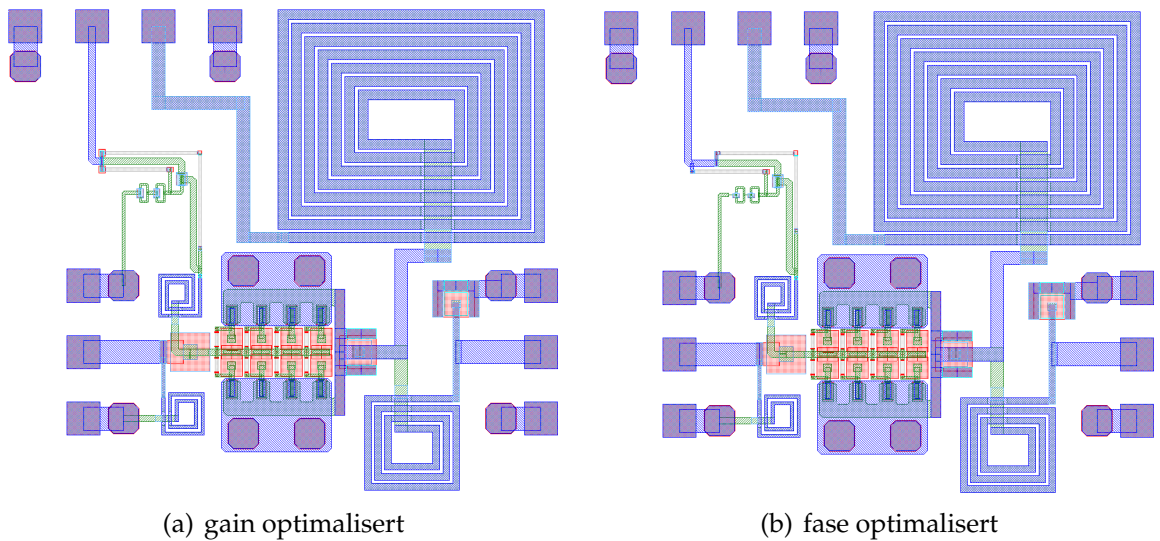
## Kapittel 4

# Utlegg av effektforsterkerne i MMIC

Det ble i [7] laget et forslag til utlegg av forsterker 1a (Referanseforsterkeren). Det ble gjort mest for å få en ide om hvordan utlegget skulle se ut og hvilken dimensjon det ville få. For å få dette produksjonsklart måtte det sjekkes grundig i henhold til utleggsreglene fra TriQuint. Det vil her bli gitt en gjennomgang av de viktigste punktene i denne prosessen.



Figur 4.1: Klasse A referanseforsterker



Figur 4.2: Aktiv dynamisk bias forsterker

## 4.1 Transmisjons/forbindelsesslinjer

Kretser som opererer med frekvenser i mikrobølgeområdet er det viktig å ta hensyn til sammenkoblingen av de forskjellige kretselementene, som spoler, kondensatorer, motstander o.s.v. Grunnen til dette er at en hver forbindelselinje har serieinduktans/motstand og parallellkapasitans/motstand. Hvis disse linjene får betydelige verdier på disse "Parasittiske" komponentene, må disse tas hensyn til i simuleringene. Det er ikke valg å ta hensyn til det i dette designet. Grunnen til det er at lengden på de linjene som er benyttet ligger godt under 1mm, som tilsvarer 0.65% av bølgelengden i vakuum for 1.95GHz ( $2.34^\circ$ ).

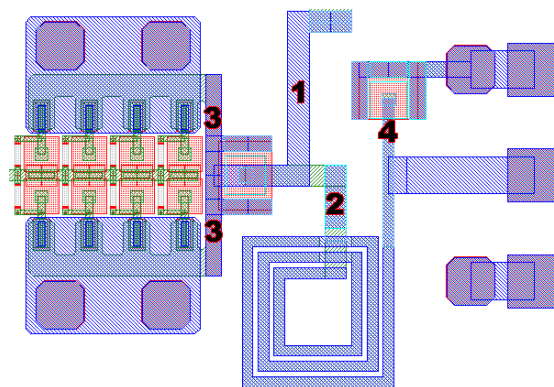
## 4.2 Strømtetthet

Tabell-4.1 hentet fra [9] angir maksimalverdiene for strømtetthet i TriQuint sin prosess. Det er disse verdiene som er benyttet for å beregne minimumsbredden for banene i utlegget. Som det fremgår av tabellen har de tre ulike metallagene forskjellige maksimumsverdier. Dette kommer av at de har ulik tykkelse. Det er derfor kun brukt *Metal1* og *Metal2* der det er mulig. Valg av linjebredde er selvsagt mest kritisk på kollektorsiden av transistoren, der mesteparten av strømmen går.

Figur-4.3 viser et utsnitt av utlegget til effektforsterkeren. Strømmene som går i de forskjellige linjene er angitt i tabell-4.2. Strømmene er målt ved 1dB

Lag	Strømtetthet
Emitter kontakt	1.33 mA/ $\mu\text{m}$
Basie kontakt	0.57 mA/ $\mu\text{m}$
Kollektor kontakt	0.96 mA/ $\mu\text{m}$
Metal0	1.5 mA/ $\mu\text{m}$
Metal1	9.0 mA/ $\mu\text{m}$
Metal2	18.0 mA/ $\mu\text{m}$

Tabell 4.1: Maksimalverdier for strømtetthet. [9]



Figur 4.3: Utsnitt av effektforsterkerutlegg

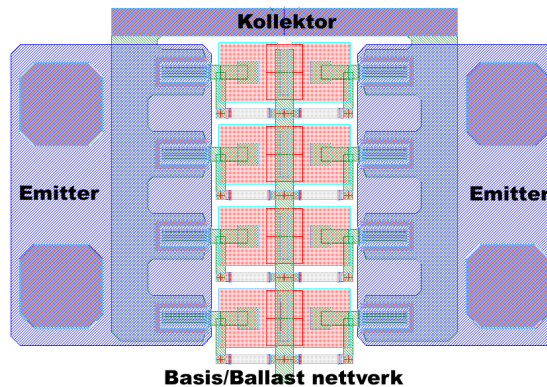
gainkompresjon. Strømmen i punkt 2 har en amplitudeverdi som overskrider maksimumnivået, men RMS verdien ligger under.

### 4.3 Transistorblokk

Forsterkerne benytter åtte parallellkoblede transistorer, som hver har et emitterareal på  $3 * 3\mu\text{m} * 50\mu\text{m} = 450\mu\text{m}^2$ . Dette gir et totalt emitterareal på  $3600\mu\text{m}^2$ . Maksimum strømtetthet gjennom basis, emitter og kollektor-laget er  $0.2\text{mA}/\mu\text{m}^2$ . Dette gir en maksimum strøm på  $720\text{mA}$  for transistorblokken. Biasnivået for klasse A forsterkeren ligger på  $360\text{mA}$ , noe som gjør at det vil avgis en effekt på  $1.26\text{W}$ , gitt at forsyningsspenningen er  $3.5\text{V}$ , uten noe påtrykt signal. Den avgitte effekten må ledes bort fra transistoren. Ved utlegg av transistorblokken er det tatt utgangspunkt i en konfigurasjon som vist i [6, Fig. 5.3]. Figur-4.4 viser den ferdige transistorblokken. For å lede bort varmen fra transistorene er det brukt maksimalt med metall mellom emitter og substratviaene.

Linje	DC	1.95 GHz (Ampl.)	Maks strøm
1	368 mA	2 mA	720 mA ( $18 \text{ mA}/\mu\text{m} * 40 \mu\text{m}$ )
2	0 mA	449 mA	360 mA ( $9 \text{ mA}/\mu\text{m} * 40 \mu\text{m}$ )
3	368/2 mA	451/2 mA	450 mA ( $9 \text{ mA}/\mu\text{m} * 50 \mu\text{m}$ )
4	0 mA	432 mA	540 mA ( $(9 + 18) \text{ mA}/\mu\text{m} * 20 \mu\text{m}$ )

Tabell 4.2: Strømmer ved 1 dBc



Figur 4.4: Utlegg av 8xHBT

#### 4.4 TQHBT3 utleggsregler

For at det skal være mulig å produsere kretsen og at komponentene skal oppføre seg som forventet, kreves det at utleggsreglene angitt i [9] følges. Det settes krav til minimumsavstand mellom strukturer i de forskjellige lagene og minste bredde på sammenkoblingslinjer. Det er anbefalt å ha god margin på disse minimumsverdiene, for å ta høyde for unøyaktigheter i prosessen. I tillegg har de enkelte komponentene begrensninger på størrelsen, f.eks. emitterlengden på HBTene må være mellom 5 og  $60 \mu\text{m}$ . Ved prototypekjøring hos TriQuint er størrelsen på "mini-tile"-en  $5 \times 7 \text{ mm}$ , kretsen må da konstrueres slik at den ikke er større enn dette.

#### 4.5 DRC - Design Rule Check

For å verifisere at utlegget er i henhold til utleggsreglene, kjøres det en "Design Rule Check". Denne sjekken utføres av et PC-program som benytter seg av designreglene som TriQuint har satt opp. Formatet på disse reglene var ikke tilpasset ADS, slik at et eksternt program måtte benyttes (ICED). Ved første kjø-

ring av DRC ble det registrert 508 feil i utlegget. En feil på utlegget gir ofte flere DRC-feil, slik at feilantallet reduserer raskt ved retting.

## 4.6 Produksjon

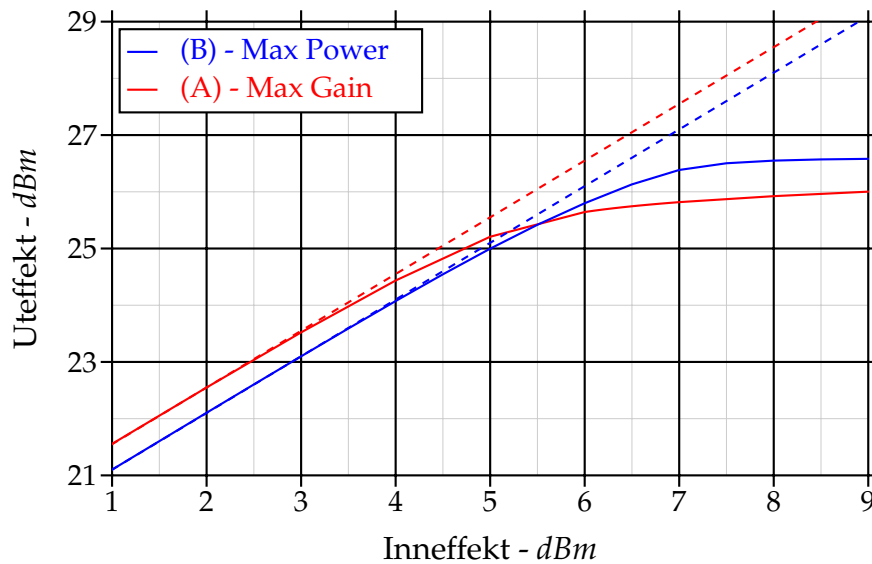
Kretsene produseres i en "Prototype Development Quickturn" (PDQ) hos TriQuint. Det lages da en "wafer" som inneholder kretser fra flere kunder. Hver kunde får tildelt en "mini-tile" på 5x7mm som det produseres omtrentlig 60 eksemplarer av. Produksjonen tar fem eller sju uker avhengig av om det benyttes substratvia. Det ferdige utlegget ble sendt inn i midten av februar, og skulle normalt vært ferdig i begynnelsen av april. Det ble desverre ikke noe PDQ hos TriQuint, noe som førte til at målinger ikke kunne gjøres på den ferdige kretsen.





# Kapittel 5

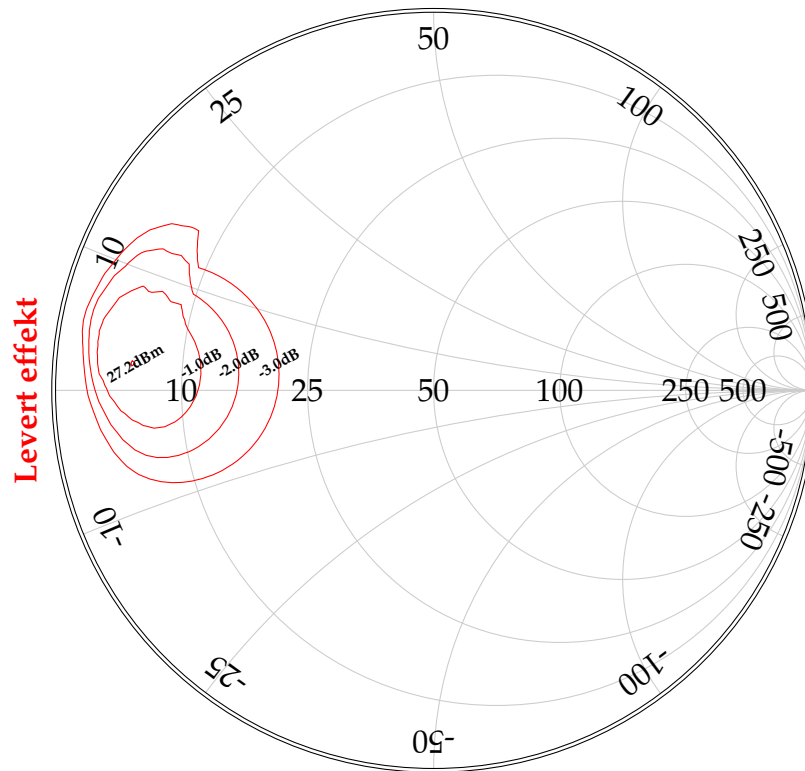
## Optimalisering for max-uteffekt



Figur 5.1: Gain/Effekt-match

Hvis man bruker småsignalanalyse for å finne tilpassingsnettverket til en effektforsterker, får man maksimalt med gain ved lave effekter. Problemet er at denne tilpassningen ikke er ideell når man nærmer seg 1 dBc punktet. Dette fører til at man ikke får utnyttet det fulle potensialet til forsterkeren, selv om transistoren tåler mere. Hvis man er villig til å ha et lavere gain ved små effekter, kan man impedanstilpasse på et høyere effektnivå. Dette kan man se i figur-5.1, der forsterker A har en konjugert tilpassing på lave effekter, mens forsterker B er tilpasset høyere effekter. Forsterker A har i dette tilfellet et gain som ligger 0,5 dB over forsterker B på lave effekter. Til gjengjeld ligger 1 dBc punktet til B over en decibell høyere enn A.

## 5.1 Load-Pull



Figur 5.2: Load-Pull eksempel

Som figur-5.1 viser vil AM-AM karakteristikken være avhengig av valg av tilpassningsnettverk på utgangen. For å se hvordan utgangseffekten endrer seg ved en gitt inneffekt for et større impedansområde, brukes ofte *Load-Pull* målinger. Ved Load-Pull målinger brukes det en *tuner* som kan nå hvilken som helst impedans i smith-diagrammet. Disse målingene kan gjøres vha. simuleringer på en datamaskin, eller de kan gjøres med mekaniske tunere på den fysiske kretsen. Ved å gjøre målinger med mange forskjellige lastimpedanser kan man få et bilde av hvor følsom forsterkeren er for endringer i lasten. Resultatet fra disse målingene presenteres som konturkurver i et smith-diagram, som vist i figur 5.2. For å få en høyere effekt ut av klasse A referanseforsterkeren og de to aktiv dynamisk bias forsterkerne, er det kjørt load pull simuleringer på disse.

### 5.1.1 Klasse A referanseforsterker

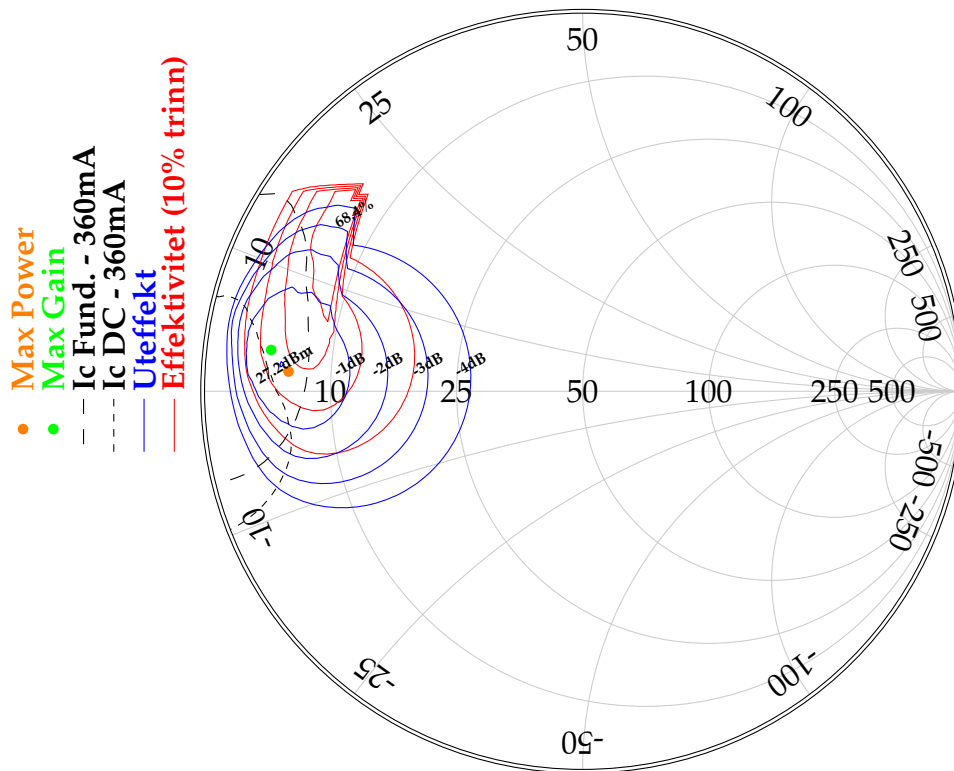
Som vist i figur-B.7 er tilpassningsnettverket til referanseforsterkeren byttet ut med en S-parameterblokk på utgangen. Impedansen ved den fundamentale frekvensen til denne lasten "sveipes" over smith-diagrammet under en Load-Pull simulering. For hver av lastene kjøres det en harmonisk balanse simulering, som beregner strøm og spenning i hvert punkt for alle frekvensene. Uteffekten og effektiviteten beregnes ut i fra disse verdiene. Deretter brukes det en innebygd funksjon i ADS for å generere konturgrafer. Figur-5.3 viser resultater fra Load-Pull simuleringen på klasse A referanseforsterkeren. Simuleringen er utført med en ineffekt nært opp mot 1 dB kompresjonspunktet (7.15 dBm ineffekt ble brukt). Som vist i figuren er den maksimale uteffekten 27.2 dBm og den maksimale effektiviteten 68.4%. Impedansen funnet i punktet *Max Power* er brukt som grunnlag for tilpassningsnettverket til referanseforsterkeren med maksimal uteffekt. Impedansen til utgangsnettverket for maks gain forsterkeren, er merket med *Max Gain*. For å se hvilken innvirkning impedansen har for strømmtrekket, er konturene for en strøm på 360 mA tegnet opp, både for DC komponenten og 1.95 GHz. For å realisere denne impedansen i form av TriQuint sine MMIC komponenter ble simuleringsoppsettet vist i figur-B.10 brukt.

### 5.1.2 Aktiv dynamisk bias forsterkere

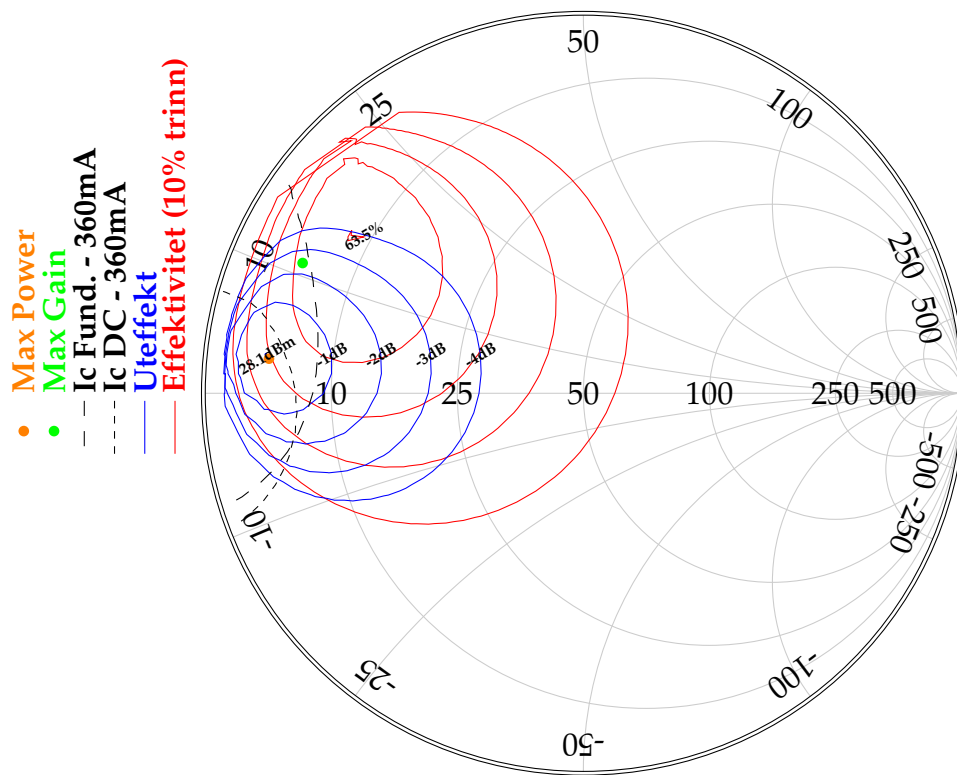
Det ble brukt den samme metoden som på referanseforsterkeren, for å optimalisere ADB forsterkerene for maksimal uteffekt.

#### Gain Optimalisert

Resultatene fra Load-Pull simuleringen på ADB forsterkeren med optimalisert gainkarakteristikk, kan ses i figur-5.4. Simuleringsoppsettet er også likt (se figur-B.8). Maksimal uteffekt ble funnet til å være 28.1 dBm med en ineffekt på 6 dBm. Den maksimale effektiviteten ligger på 63.5%. Impedansene (hentet fra simuleringen i figur-B.11) for *Max Gain* og *Max Power* er også vist. Disse punktene har en større avstand enn det var på referanseforsterkeren. Det er også en større forskjell på uteffekten (ca. 2.5 dB). Intuitivt skulle man tro at dette var en stor forbedring av maksimal uteffekt, men det vil vise seg at dette ikke er tilfellet.



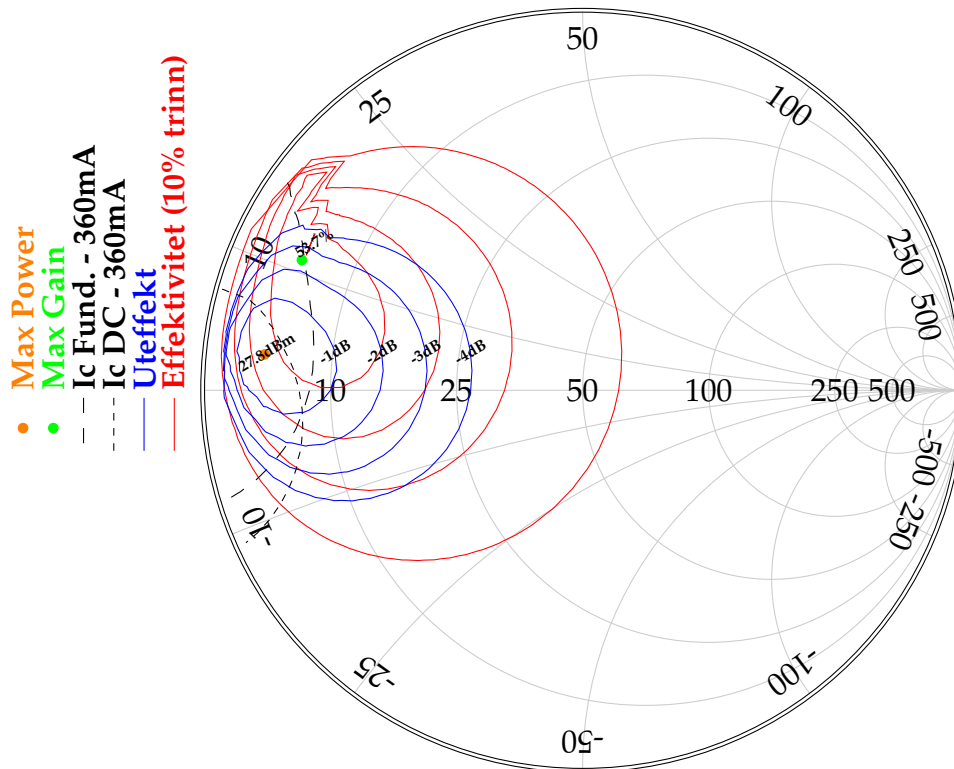
Figur 5.3: Load-Pull klasse A referanseforsterker



Figur 5.4: Load-Pull ADB forsterker, *Optimalt Gain*

### Fase Optimalisert

ADB forsterkeren med optimalisert fasegang, har også lik fremgangsmåte for simulering. Med en inneffekt på 7.5 dBm var maksimale uteffekt 27.8 dBm. Maksimale effektivitet ligger på 53.7% som betyr at forsterkeren ikke opererer i klasse A ved denne impedansen. Simuleringsoppsetter er vist i figur-B.9. Det er også i dette tilfellet stor avstand mellom *Max Gain* og *Max Power* impedansene.



Figur 5.5: Load-Pull ADB forsterker, *Optimalt Fase*

## 5.2 Strømtrekk

De impedansene som ble valgt for *Max Power* forsterkerne, er nødvendigvis ikke optimale når det gjelder strømtrekk. Det ble i alle tilfellene valgt den impedansen som gir høyest uteffekt. Som konturene for kollektorstrømmen viser i figur-5.4/5.5 ligger *Max Power* punktet til venstre for 360mA kurvene. Dette betyr at strømtrekket er på grensen av hva transistoren tåler. For å minske på

denne stømmen må man velge en mer gunstig impedans, men samtidig tape uteffekt.





# Kapittel 6

## Simulering

For å få et bilde av ytelsen til de seks forsterkerne, er det blitt kjørt en rekke simuleringer. Det er blitt brukt forskjellige kilder for å finne ulike parametere. Det er først og fremst sett på ulikheten mellom de forsterkerne som har *Max Gain* og de som har *Max Power*.

### 6.1 En tone simulering

Ved en tone simuleringer påtrykker man en ren sinus, som leverer en gitt effekt på inngangen. Inneffekten sveipes over et gitt område for å kunne se på egenskaper som gain, effektivitet, stabilitet og fasekompresjon.

#### 6.1.1 Klasse A referanseforsterker

Figur-6.1 viser simuleringresultatet fra en tone simuleringen av klasse A referanse forsterkeren. Hver enkelt graf inneholder en kurve for *Max Gain* forsterkeren (Rød) og en kurve for *Max Power* forsterkeren (Blå). Simuleringsoppsettet vist i figur-A.1 og figur-A.2 ble brukt under simuleringen. Figur-6.1(a) viser AMAM karakteristikken. Som figuren viser vil man med optimalisering på maksimal uteffekt få 0.8 dBm ekstra ut ved 1 dB kompresjon. Men man mister samtidig 0.4 dB i gain. Av figur-6.1(b)/(c) ser vi at gainet faller fra 19.4 dB til 19.0 dB. Det er en forbedring i fasekompresjonen som vist i figur-6.1(d). *Max Power* forsterkeren har 7.7° mindre fasekompresjon ved 1 dB gainkompresjon. Effektiviteten er så og si identiske for en gitt uteffekt, som man kan se i figur-6.1(e). Men *Max Power* forsterkeren har 35.5% virkningsgrad ved 1 dB kompresjon, mens *Max Gain* forsterkeren har 28.4%. Dette er en økning på 25%. Stabiliteten til *Max Power* forsterkeren er dårligere enn *Max Gain* forsterkeren, som vist i 6.1(f). Kurvene 6.1(g)/(h) viser at det er en reduksjon i kollektorstrømmen

over mesteparten av effektområdet, dette gjelder spesielt for strømmen ved 1.95 GHz.

### 6.1.2 Aktiv dynamisk bias forsterkere

Nøyaktig de samme simuleringene ble utført på forsterkerne med aktiv dynamisk bias. Oppsettet kan ses i figur-A.3 til figur-A.6.

#### Gain optimalisert

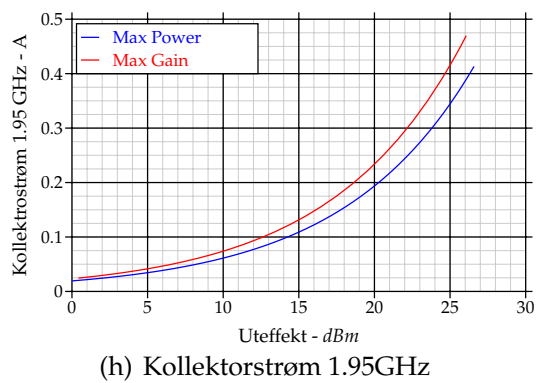
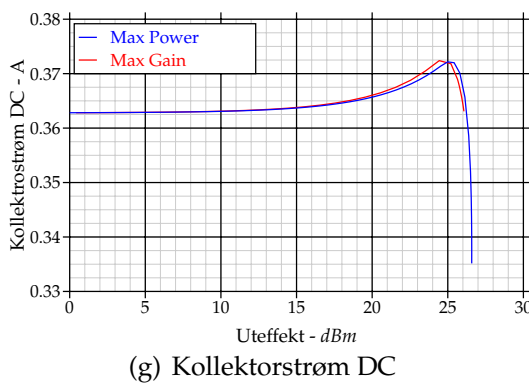
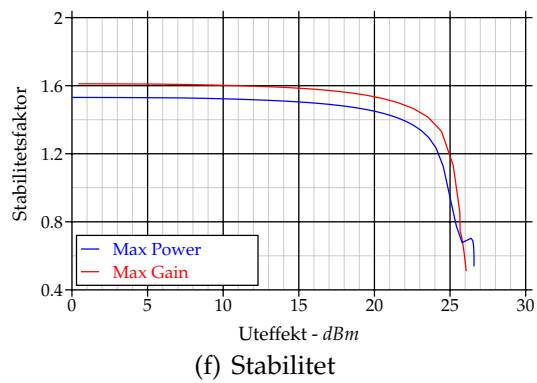
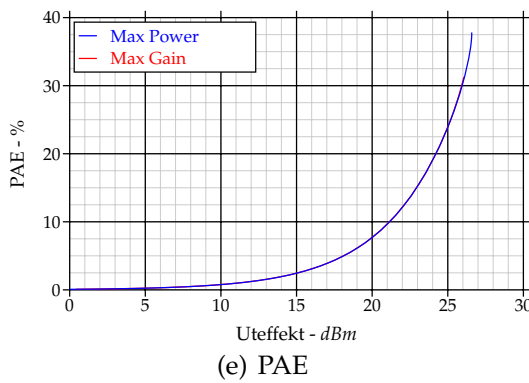
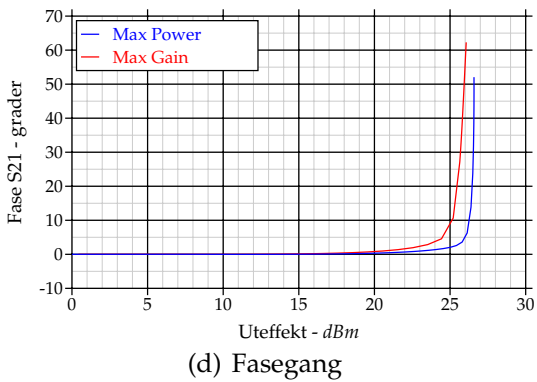
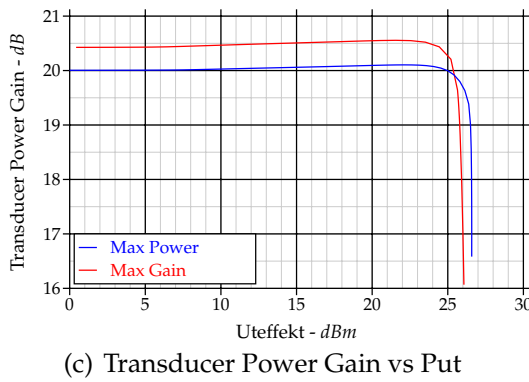
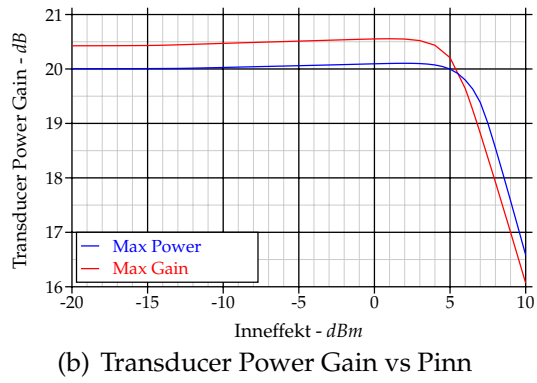
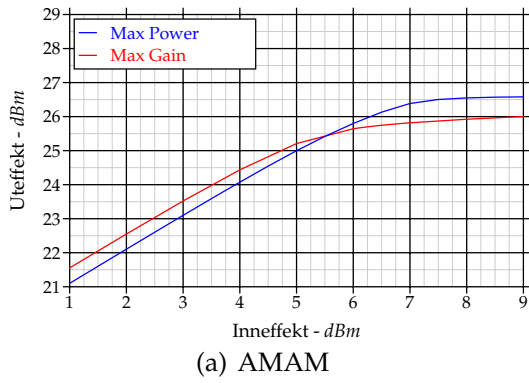
Figur-6.2 viser simuleringresultatet fra en tone simuleringen av ADB forsterkeren med optimalisert gain. Som man ser av AMAM karakteristikken i figur-6.2(a) er vinningen med å optimalisere på max uteffekt mindre enn det var for klasse A referanseforsterkeren. Man får 0.3 dBm mer uteffekt ved 1 dB kompresjon, og man taper 0.1 dB i gain. Gainet går fra 17.9 dB til 17.8 dB ved 1 dB kompresjon i gainet. Rippelen i gainet er i utgangspunktet høyere enn det er på referanseforsterkeren, og det endres svært lite fra *Max Gain* til *Max Power*. Det er en liten forbedring i fasekompresjonen på 1° ved 1 dB kompresjon. I motsetning til referanseforsterkeren er det en forverring i effektiviteten. Den reduseres fra 35.5% til 33.0% ved 1 dB kompresjon, som er en reduksjon på 7%. Stabiliteten reduseres også her som vist i figur-6.2(f). Kurvene 6.2(g)/(h) viser at det er en økning i kollektorstrømmen.

#### Fase optimalisert

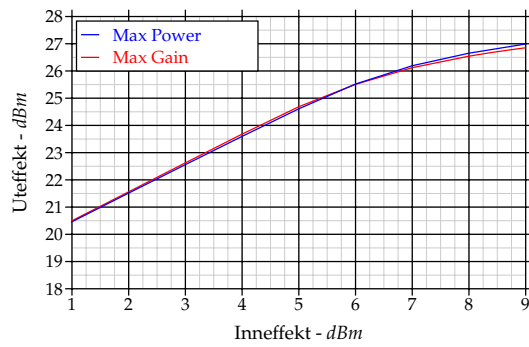
Figur-6.3 viser simuleringresultatet fra en tone simuleringen av ADB forsterkeren med optimalisert fase. *Max Power* kurven i figur-6.3 viser at det også her er en økning i uteffekten ved 1 dB gainkompresjon. Det er en beskjeden økning på 0.1 dBm i uteffekten, samt en økning på 0.1 dB i gainet. Fasekompresjonen endres også her med 1° ved 1 dB gainkompresjon, mens den endres til 0° for en uteffekt med 3 dB backoff fra 1 dB gainkompresjon. Stabilitetsfaktoren synker også her, men den er over en, i motsetning til de andre forsterkerne. Kurvene 6.3(g)/(h) viser at det også her er en økning i kollektorstrømmen.

## 6.2 To tone simulering

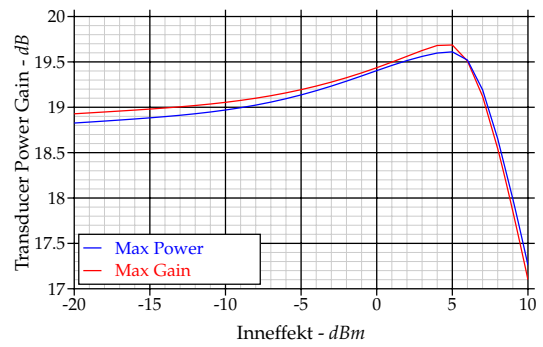
Figur-B.13 viser to tone simuleringoppsettet for alle effektforsterkerne. Ved simuleringen ble det brukt en kilde som genererer to toner med lik effekt, med 5 MHz mellomrom. Det ble da generert 3. ordens intermodulasjonsprodukter (IMD) i spekteret. Forholdet mellom effekten i hovedsignalet og 3. ordens IMD



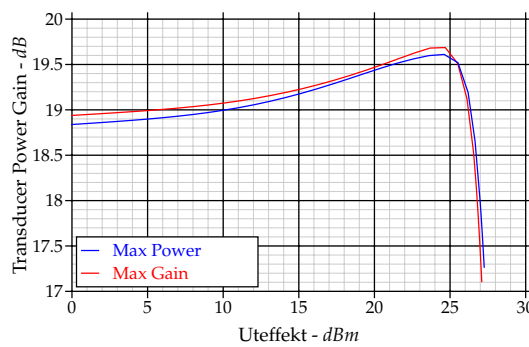
Figur 6.1: Klasse A referanseforsterker



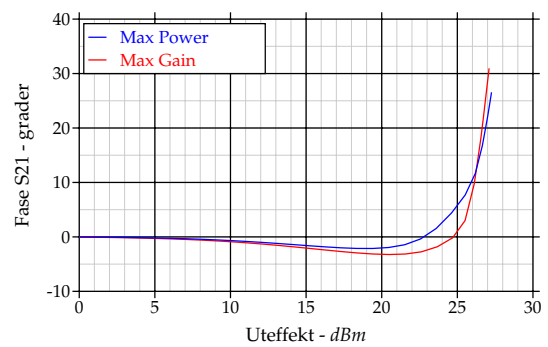
(a) AMAM



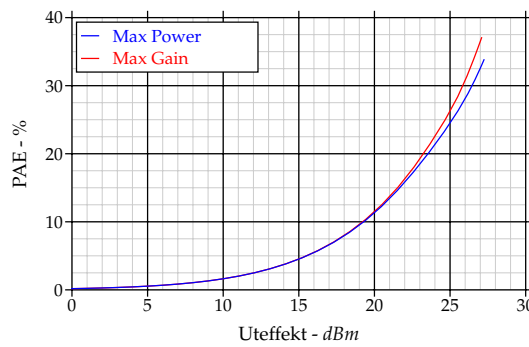
(b) Transducer Power Gain vs Pinn



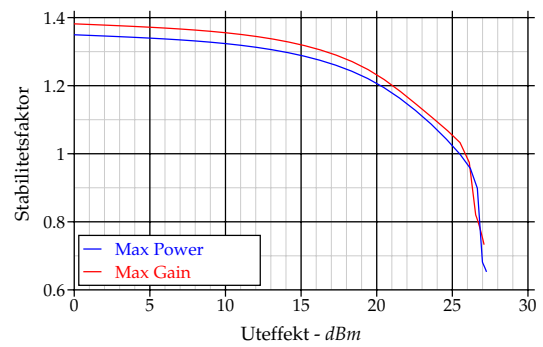
(c) Transducer Power Gain vs Put



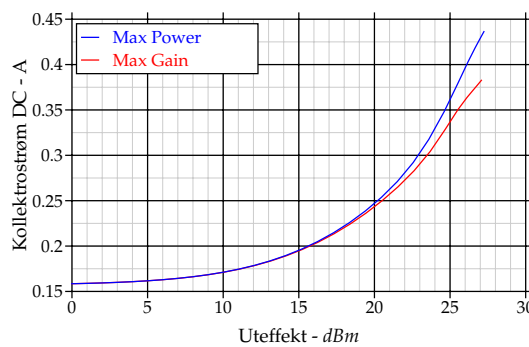
(d) Fasegang



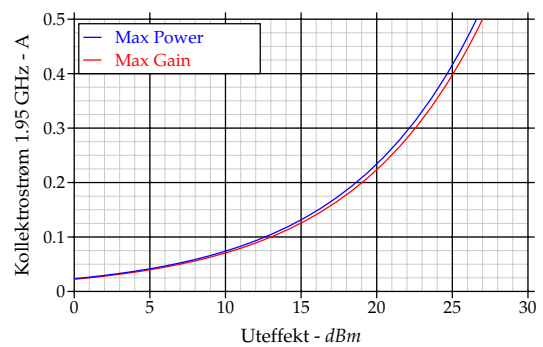
(e) PAE



(f) Stabilitet

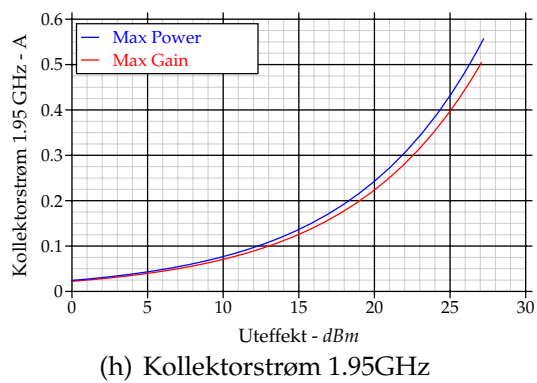
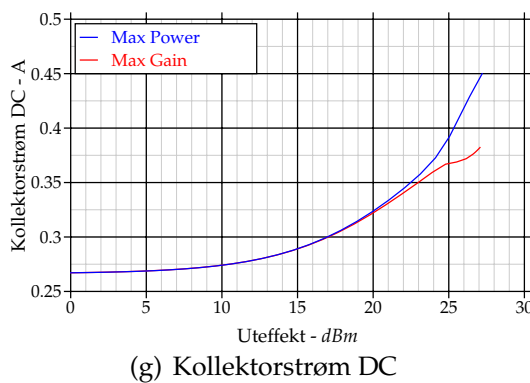
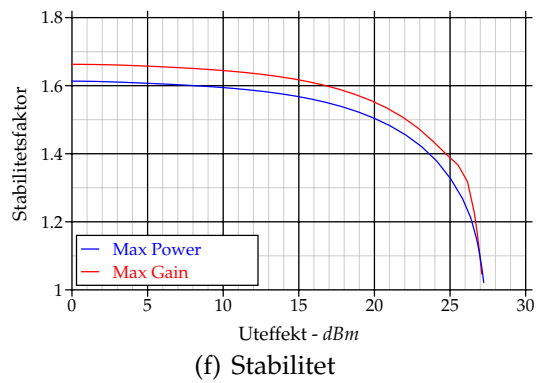
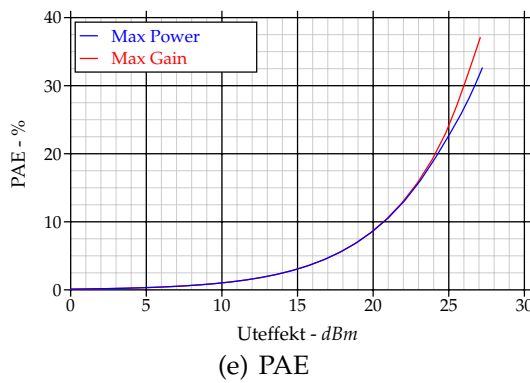
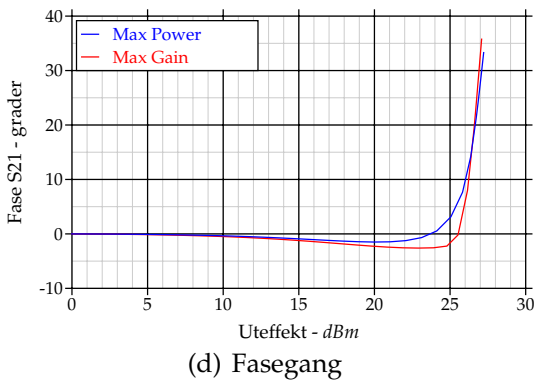
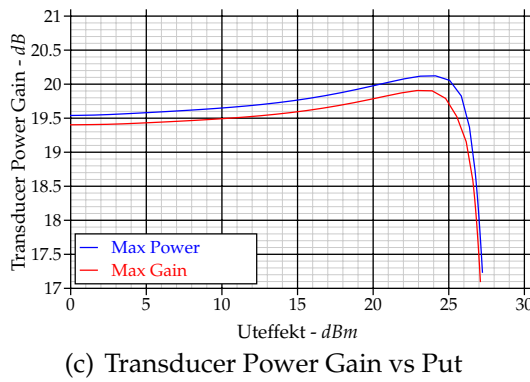
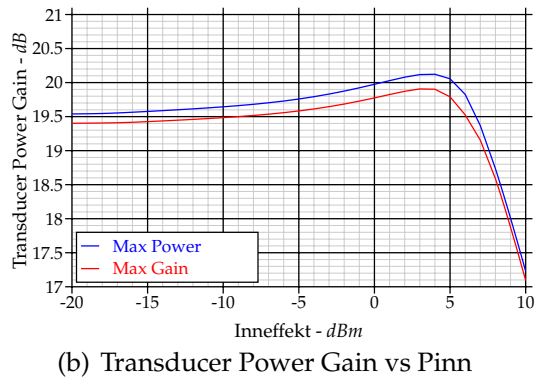
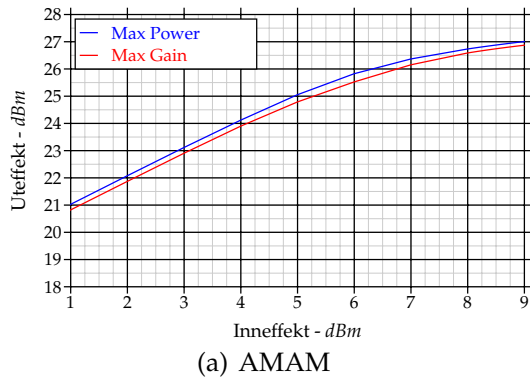


(g) Kollektorstrøm DC



(h) Kollektorstrøm 1.95GHz

Figur 6.2: ADB - Gain optimalisert

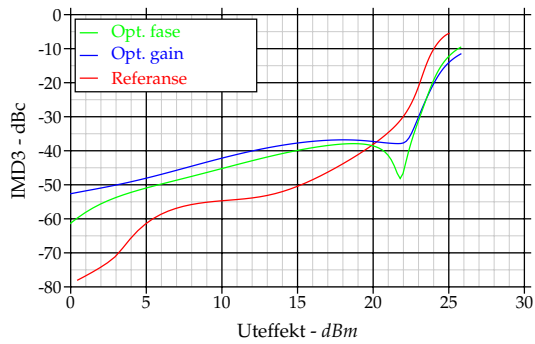


Figur 6.3: ADB - Fase optimalisert

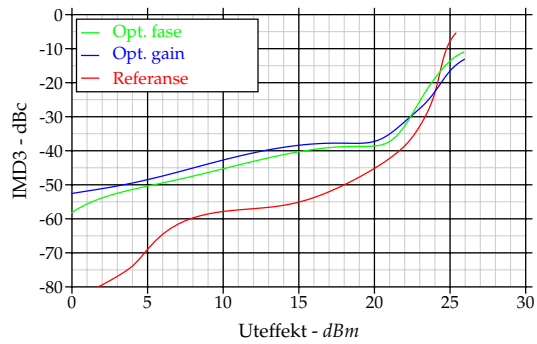
er vist i figur-6.4. Figur-6.4(a) viser IMD3 for alle tre *Max Gain* forsterkerne. Som figuren viser har ADB forsterkerne mindre intermodulasjon enn klasse A referanseforsterkeren for uteffekter over ca. 20 dBm. *Bias fase* og *Bias gain* ligger henholdsvis 1.2 dB og 1.5 dB under referanseforsterkeren. Forsterkerne som er optimalisert for *Max Power* er ADB forsterkerne bedre enn referanseforsterkeren etter en uteffekt på ca. 24 dBm. Figurene-6.4(c)-(e) viser de samme grafene, men nå har hver forsterker sin graf. Av figur-6.4(c) ser vi at *Max Power* forsterkeren er mere lineær enn *Max Gain* forsterkeren. Det er en forbedring på 1.7 dB ved 1 dB kompresjon, mens det er en 5 dB forbedring med 3 dB back-off. Figurene-6.4(d)/(e) viser at ADB forsterkerne ikke har den samme forbedringen. *Bias Gain* forsterkeren og *Bias Phase* forsterkeren har henholdsvis en forverring på henholdsvis 8 dB og 7 dB ved 3 dB back-off fra 1 dB kompresjon. Ved 1 dB kompresjonspunktet er det en forbedring på 1.1 dB og 0.3 dB for de samme forsterkerne.

### 6.3 W-CDMA simulering

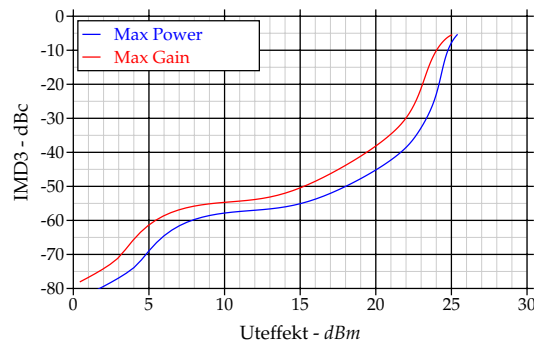
Figur-B.14 viser testoppsettet for W-CDMA simuleringen. Som generator for W-CDMA signalet brukes kilden "PtRF\_3GPP\_Uplink" som er en del av biblioteket i ADS. Kilden genererer et 10 ms langt signal, som har en symbolrate på 3.84 MHz. Dette gir totalt 38400 symboler. For å begrense simuleringstiden ble det valgt en simuleringstid som inneholder 128 symboler, med fire prøvepunkter for hvert symbol. Til tross for dette tok simuleringen over fem timer. Figur-6.5 viser ACPR nivået for alle forsterkerne. Man kan se at grafene har den samme formen som de i figur-6.4(c)-(e), noe som er som forventet, da IMD3 og ACPR begge gir et nivå på ulineariteten. Grensen for ACPR for en effektforsterker som brukes i en W-CDMA sender, er på -33 dBc. *Max Gain* referanseforsterkeren klarer dette opp til 22.7 dBm, mens *Max Power* forsterkeren klarer kravet opp til 24.1 dBm. Forsterkerne med ADB har ikke den samme forbedringen, her faller maksimal uteffekt fra 23.6 dBm til 22.6 dBm for *Bias Gain* forsterkeren, og fra 24.1 dBm til 23.7 dBm for *Bias Phase* forsterkeren.



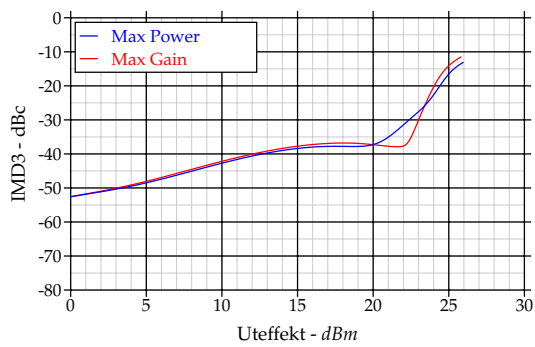
(a) Max Gain forsterkere



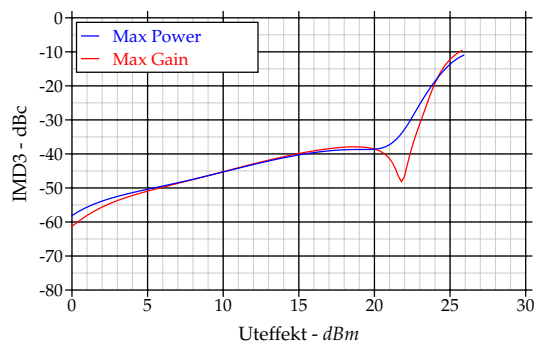
(b) Max Power forsterkere



(c) Referanseforsterker

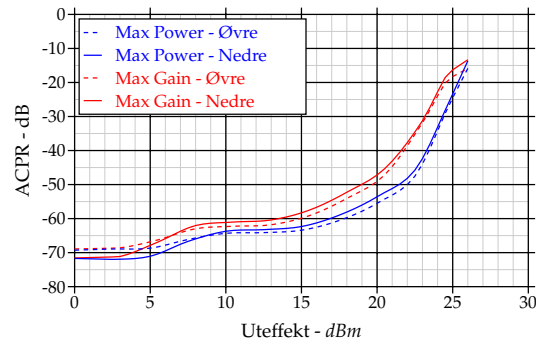


(d) Bias gain forsterker

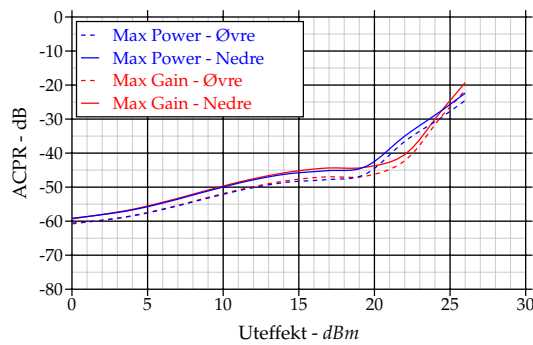


(e) Bias fase forsterker

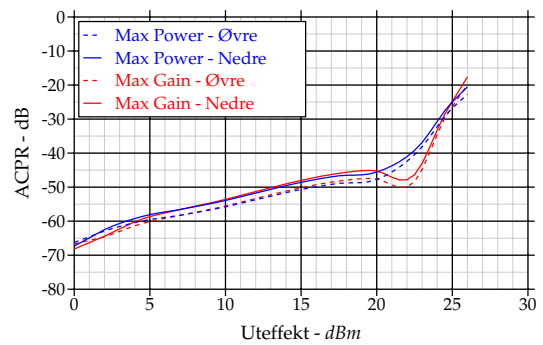
Figur 6.4: 3. ordens intermodulasjonsprodukt



(a) Referanseforsterker



(b) Bias gain forsterker



(c) Bias fase forsterker

Figur 6.5: W-CDMA ACPR



# Kapittel 7

## Diskusjon

### 7.1 Utlegg av effektforsterkerne i MMIC

Under design av utlegget til effektforsterkerne viste deg seg å være utleggsreglene som ga størst utfordring, men utlegget ble kvitt disse etter noen runder med DRC. Det at det er laget utlegg av effektforsterkerne i GaAs MMIC, har gjort resten av simuleringene mer realistisk, da det brukes modeller av faktiske komponenter. Om simuleringene stemmer med den fysiske kretsen, ble det ikke noe anledning til å finne ut, da produksjonen ble forsinket.

### 7.2 Simuleringsresultater

Målet med Load-Pull simuleringene var å forbedre ytelsen til klasse A referanseforsterkeren og de to ADB(Aktiv dynamisk bias)-forsterkerne. Den største forbedringen var det referanseforsterkeren som fikk. Ved å tape litt gain vinner man høyere maksimal uteffekt, bedre effektivitet, bedre linearitet og mindre fasekompresjon. Det samme resultatet ble ikke oppnådd på ADB forsterkerne. Selv om man fikk en liten økning i uteffekten, gikk dette på bekostningen av effektiviteten, gainet og lineariteten. Dette skyldes trolig at utgangsimpedansen til forsterkerene med ADB er mer konstant enn på referanseforsterkeren. Noe som gjør at det er liten forskjell mellom impedansen til matchenettverket for små- og storsignal. Det er derfor ingen grunn til finne en mere optimal lastimpedans, da dette fører til dårligere ytelse. En oversikt over nøkkelverdiene for de forskjellige forsterkerne finnes i tabell-7.1. Ytelsen til referanseforsterkeren (*1b*) kan sammenlignes med ADB forsterkeren med optimal fase (*2a*) på høye uteffekter. Men ved lavere effekter har *2a* bedre effektivitet, mens *1b* har bedre linearitet.

### 7.3 Forbedringsmuligheter

En utfordring ved effektforsterkerne med ADB, er for høy bias strøm. Som man ser av figurene 6.1(g) og 6.2(g) er kurvene for kollektorstrømmen helt ulike. Mens DC strømmen i kollektor på referanseforsterkeren med fast bias vil avta etter 1 dB kompresjonspunktet, stiger strømmen i ADB forsterkeren eksponentielt. For å løse dette problemet må det trolig endringer til på den aktive biasen, slik at strømmen flater ut når den når et vist nivå. Det er trolig mulig å gjøre dette ved å innføre tap, eller gjøre kretsen mer kompleks ved bruk av flere transistorer. For å ytterligere øke ytelsen til klasse A forsterkeren, kan det være nødvendig å optimalisere tilpasningsnettverket, slik at man tar hensyn til impedansen ved de harmoniske frekvensene. Når det gjelder utlegget finnes det muligheter for å bedre tilpasningsnettverket. Ved å dele nettverket i to deler, en del for fire transistorer hver, kan man redusere strømmen gjennom spolen og kondensatoren på utgangen av forsterkeren.

	Klasse A ref.		ADB Opt. Gain		ADB Opt. Fase	
	Max:		Max:		Max:	
	Gain	Power	Gain	Power	Gain	Power
Forsterker ->	1a	1b	2a	2b	3a	3b
<b>En tone simulering - verdier ved 1 dB kompresjon</b>						
Uteffekt	25.7 dBm	26.5 dBm	26.8 dBm	27.1 dBm	26.7 dBm	26.8 dBm
PAE	28.4%	35.5%	35.5%	33.0%	34.4%	30.5%
TPG	19.4 dB	19.0 dB	17.9 dB	17.8 dB	18.4 dB	18.5 dB
Ic (DC)	368 mA	352 mA	378 mA	431 mA	377 mA	440 mA
Ic (1.95 GHz)	451 mA	409 mA	490 mA	528 mA	482 mA	530 mA
Fase komp.	31.5°	23.8°	24.3°	23.3°	22.4°	23.4°
Stabilitet (K)	0.73	0.69	0.78	0.67	1.20	1.14
<b>En tone simulering - verdier ved 3 dB "backoff" fra 1 dB kompresjon</b>						
Uteffekt	22.7 dBm	23.5 dBm	23.8 dBm	24.1 dBm	23.7 dBm	23.8 dBm
PAE	14.2%	17.0%	21.9%	21.7%	18.4%	18.3%
TPG	20.5 dB	20.1 dB	19.7 dB	19.6 dB	19.9 dB	20.1 dB
Ic (DC)	369 mA	369 mA	307 mA	332 mA	357 mA	367 mA
Ic (1.95 GHz)	319 mA	290 mA	346 mA	375 mA	342 mA	376 mA
Fase komp.	2.1°	1.1°	-1.7°	2.8°	-2.6°	0.0°
Stabilitet (K)	1.46	1.30	1.1	1.0	1.4	1.4
<b>En tone simulering - småsignalegenskaper</b>						
TPG	20.4 dB	20.0 dB	18.9 dB	18.8 dB	19.4 dB	19.5 dB
Ic (DC)	363 mA	363 mA	158 mA	158 mA	267 mA	267 mA
Stabilitet (K)	1.6	1.5	1.4	1.4	1.7	1.6
<b>En tone simulering - diverse</b>						
Rippel i gain	0.13 dB	0.10 dB	0.76 dB	0.78 dB	0.51 dB	0.58 dB
<b>To tone simulering 5 MHz - verdier ved 1 dB kompresjon</b>						
Uteffekt	23.6 dBm	24.4 dBm	24.7 dBm	24.9 dBm	24.6 dBm	24.8 dBm
TPG	19.4 dB	19.0 dB	17.9 dB	17.8 dB	18.4 dB	18.6 dB
IMD3 Øvre	-14.2 dBc	-16.0 dBc	-15.6 dBc	-16.6 dBc	-15.9 dBc	-16.1 dBc
IMD3 Nedre	-13.8 dBc	-15.5 dBc	-15.0 dBc	-16.1 dBc	-15.3 dBc	-15.6 dBc
<b>To tone simulering 5 MHz - verdier ved 3 dB "backoff" fra 1 dB kompresjon</b>						
Uteffekt	20.6 dBm	21.4 dBm	21.7 dBm	21.9 dBm	21.6 dBm	21.8 dBm
TPG	20.5 dB	20.1 dB	19.6 dB	19.5 dB	19.9 dB	20.1 dB
IMD3 Øvre	-36.2 dBc	-41.3 dBc	-38.1 dBc	-29.8 dBc	-41.8 dBc	-36.2 dBc
IMD3 Nedre	-36.0 dBc	-41.0 dBc	-37.8 dBc	-29.8 dBc	-43.7 dBc	-36.7 dBc
<b>W-CDMA</b>						
ACPR = -33 dBc						
Uteffekt	22.7 dBm	24.1 dBm	23.6 dBm	22.6 dBm	24.1 dBm	23.7 dBm

Tabell 7.1: Nøkkelvrdier for alle forsterkervariantene



# Kapittel 8

## Konklusjon

Det har gjennom denne masteroppgaven blitt sett på design effektforsterkere og forbedring av deres ytelse. Oppgaven har gitt mye kunnskap når det gjelder bruk av simulerings- og utleggsverktøy på PC. Oppgaven har i sin helhet blitt løst ved bruk av ADS (Advanced Design System) fra Agilent Technologies, og "Design Kit"-et fra TriQuint.

Det har blitt vist at en optimalisering av tilpasningsnettverket for maksimal uteffekt har en positiv virkning på klasse A forsterkere med fast bias. For den aktuelle forsterkeren fikk man 0.8 dBm ekstra ut av forsterkeren ved 1 dB kompresjon, noe som ga en uteffekt på 26.5 dBm. Effektiviteten økte også, den gikk fra 28.4% til 35.5%, noe som er en økning på 25%. Grunnen til effektivitetsøkningen er at DC biasstrømmen i transistoren sank fra 368 mA til 352 mA. Fasekompresjonen er forbedret med 7.7°. Lineariteten er også forbedret, noe man ser av intermodulasjonsnivået. Det har gått fra -13.8 dBc til -15.5 dBc ved 1 dB gainkompresjon, og fra -36.0 dBc til -41 dBc med 3 dB back-off.

Som vi ser av nøkkelverdiene i tabell-7.1, er bruk av en integrert aktiv dynamisk bias krets en bra måte å forbedre en klasse A forsterker på. Man får både bedre effektivitet og linearitet. Ved å forandre på parameterene i den aktive dynamiske biasen, kan man justere egenskapene til forsterkeren, slik at den oppnår kravene til applikasjonene. Som man også ser i tabellen, er det gunstig å velge forsterker  $2a$  med optimalisert gain hvis effektiviteten er viktigst. Hvis lineariteten er viktigere velger man  $3a$  som har optimalisert fase. Det er også vist at egenskapene til til ADB forsterkerne er slik at optimalisering for maksimal uteffekt ikke har noe formål, da det ikke forbedrer ytelsen. Grunnen til dette er at den økende biasstrømmen holder utgangsimpedansen mer konstant. Et problem med den ADB kretsen som er valgt her er at det ikke er noe begrensning i strømmtrekket. Hvis det designes løsninger for å forbedre dette problemet, har bruken av integrert aktiv dynamisk bias absolutt noe for seg.



# Bibliografi

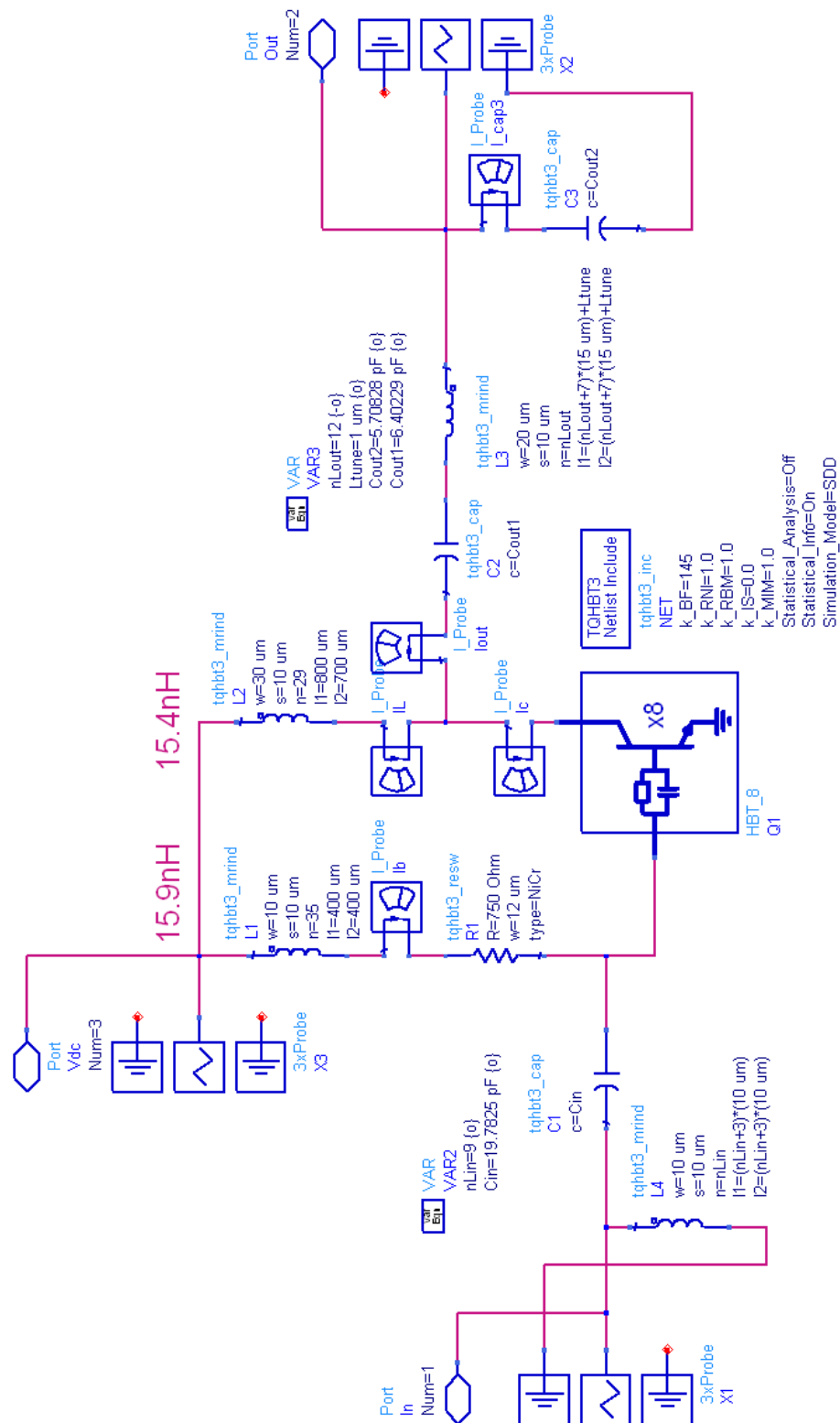
- [1] 3rd Generation Partnership Project. *3GPP TS 25.101 - Technical Specification Group Radio Access Network; UE RX/TX FDD*, v7.5.0 edition, Oct 2006.
- [2] Y.H. Choi, K.Y. Kim, J.H. Kim, Y.S. Noh, and C.S. Park. A MMIC smart power amplifier with on-chip dynamic bias controller for WCDMA mobile communication. *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pages 351–354, September 2004.
- [3] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition (Artech House Microwave Library (Hardcover))*. Artech House Publishers, 2006.
- [4] Peter B. Kenington. *High Linearity RF Amplifier Design*. Artech House Publishers, 2000.
- [5] Steve Marsh. *Practical MMIC Design*. Artech House Publishers, 2006.
- [6] Morten Olavsbråten. *Practical Thermal and Electrical Parameter Extraction Methods for Modelling HBT's, and their Applications in Power Amplifiers*. PhD thesis, NTNU, 2002.
- [7] Inge Aune Paulsen. Analyse og konstruksjon av MMIC effektforsterker med integrert aktiv dynamisk bias. Technical report, NTNU, des 2006.
- [8] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley and Sons (WIE), 2000.
- [9] TriQuint Semiconductor. *TQHBT3 Design Manual*, 1.5.3 edition, August 2006.
- [10] Marius Ubostad. Analyse og konstruksjon av MMIC effektforsterker med integrerte lineariseringskretser. Master's thesis, NTNU, juni 2005.





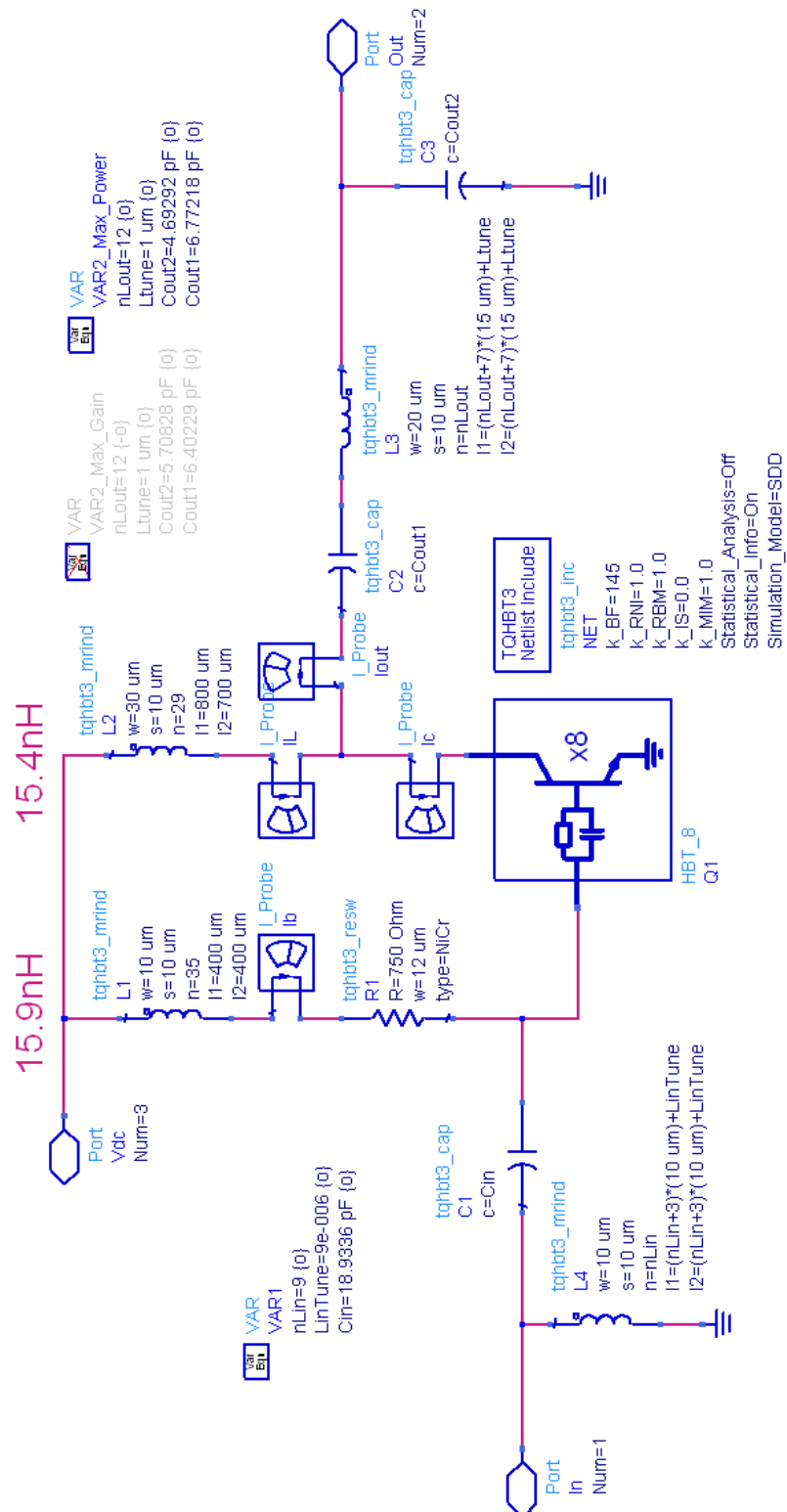
**Tillegg A**

**Skjema**



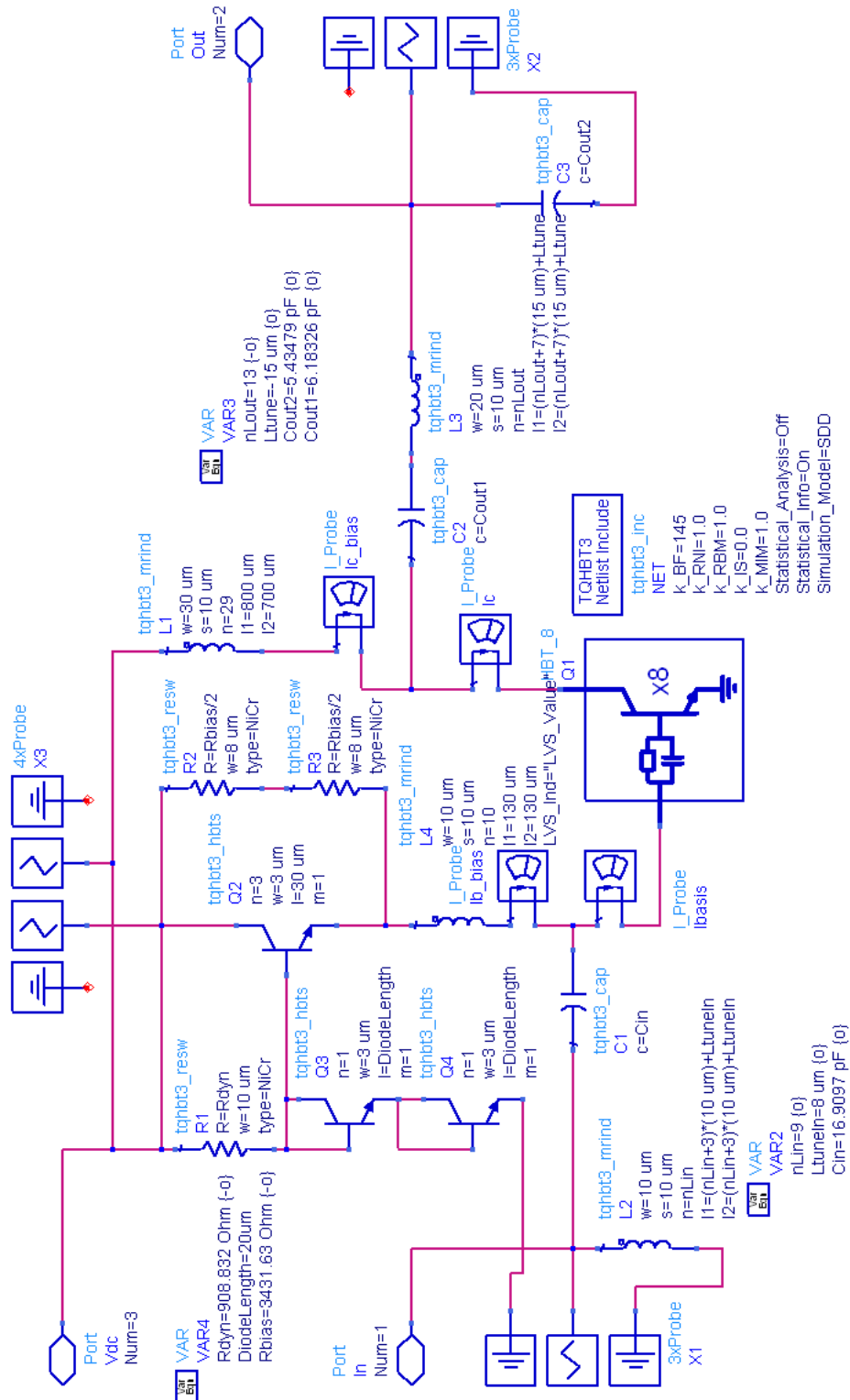
Skjemanavn: PA\_Ref\_MMIC.dsn

Figur A.1: Klasse A Referanseforsterker - Max gain



Skjemanavn: PA\_Ref\_Max\_Power\_MMIC.dsn

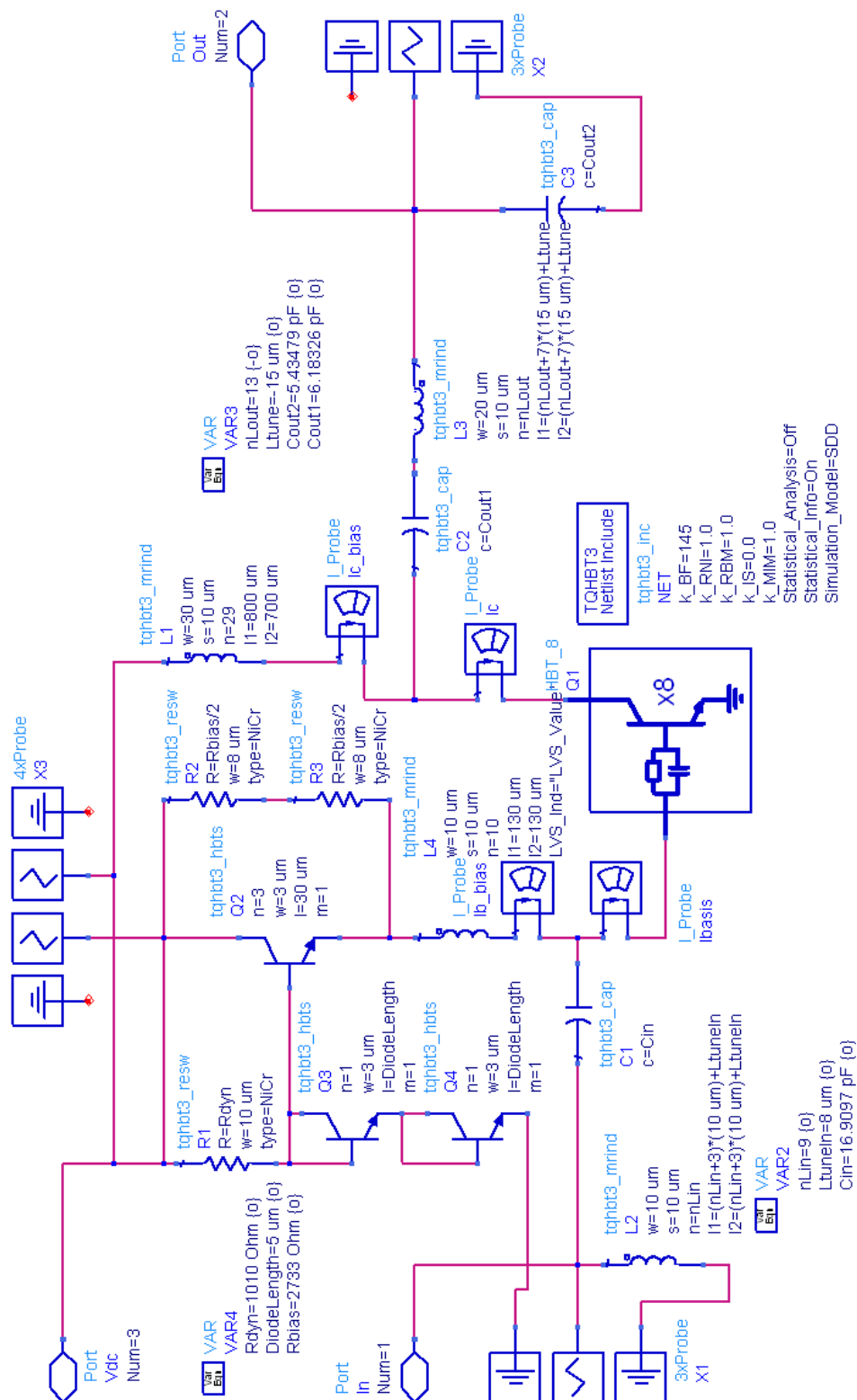
Figur A.2: Klasse A Referanseforsterker - Max effekt



Skjemanavn: PA\_Bias\_Gain\_MMIC.dsn

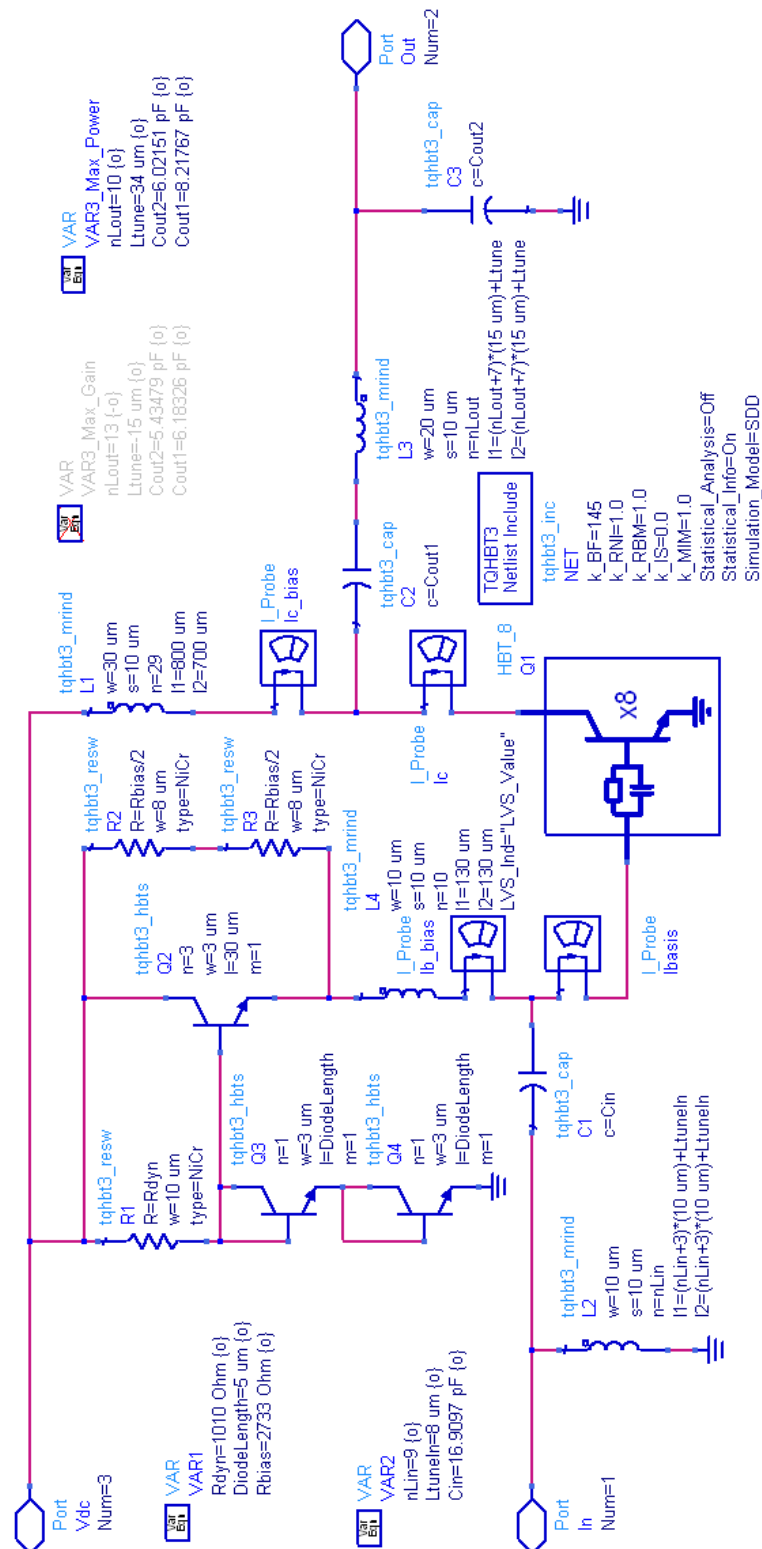
Figur A.3: Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max gain





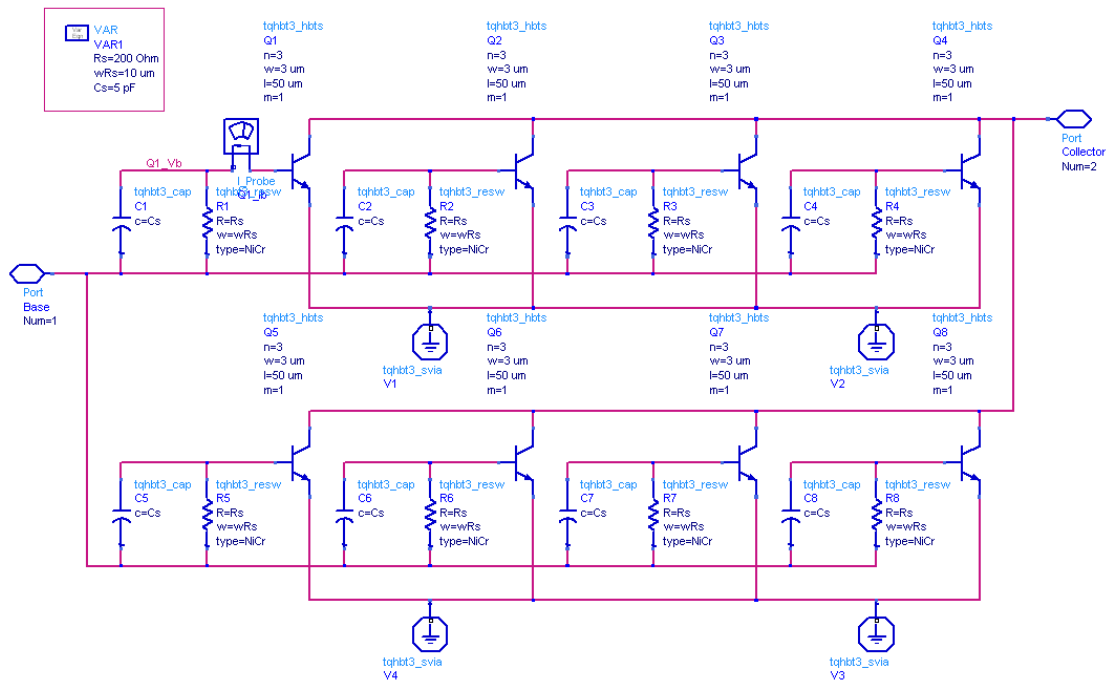
Skjemanavn: PA\_Bias\_Gain\_MMIC.dsn

Figur A.5: Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max gain



Skjemanavn: PA\_Bias\_Gain\_Max\_Power\_MMIC.dsn

Figur A.6: Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max effekt



Skjemanavn: DHBT\_8.dsn

Figur A.7: Transistorblokk



# Tillegg B

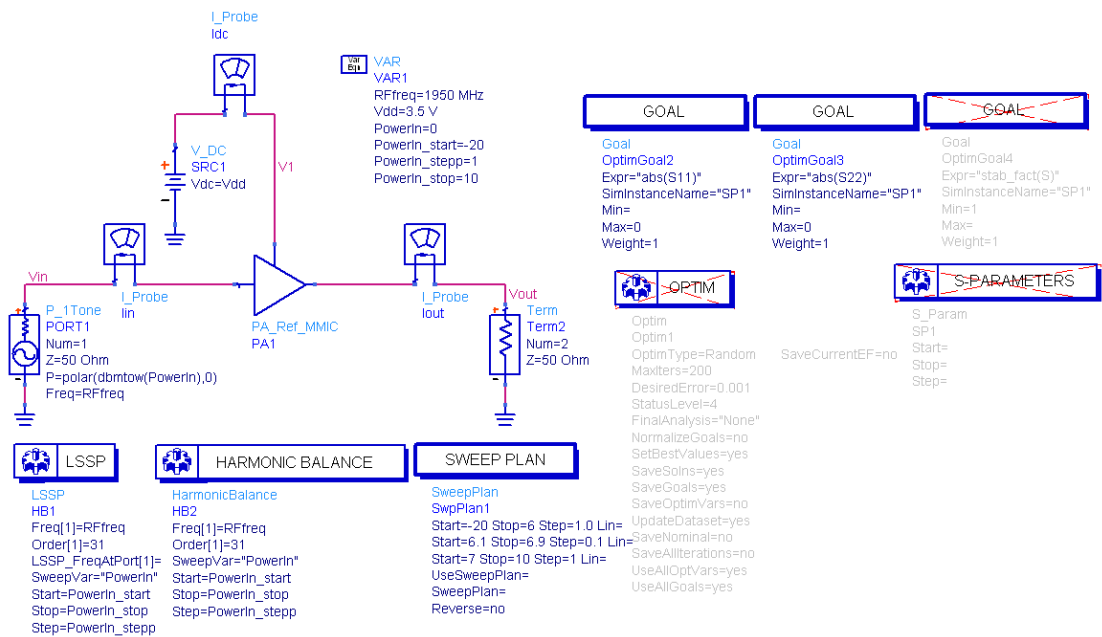
## Simuleringsoppsett

**B.1 En tone**

**B.2 Load-Pull**

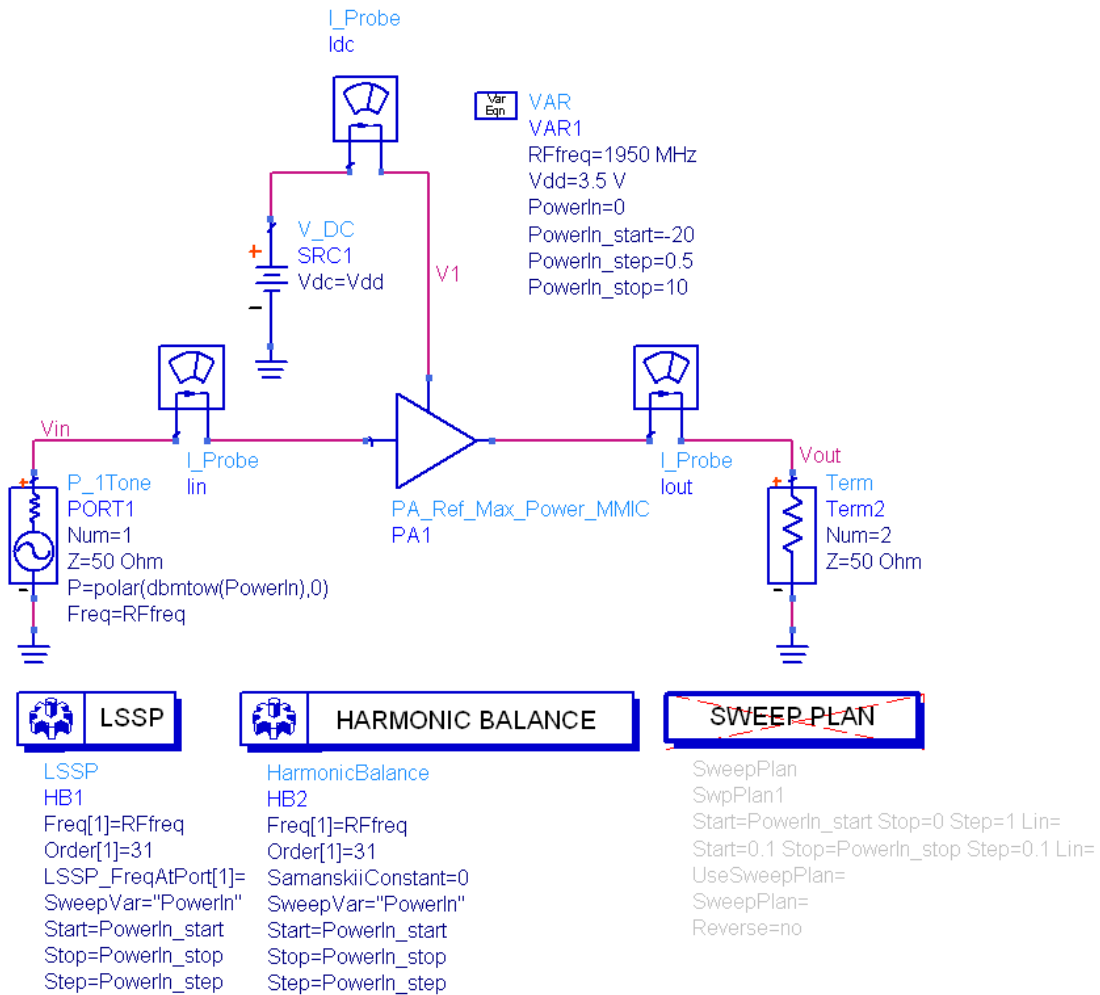
**B.3 To tone**

**B.4 W-CDMA**



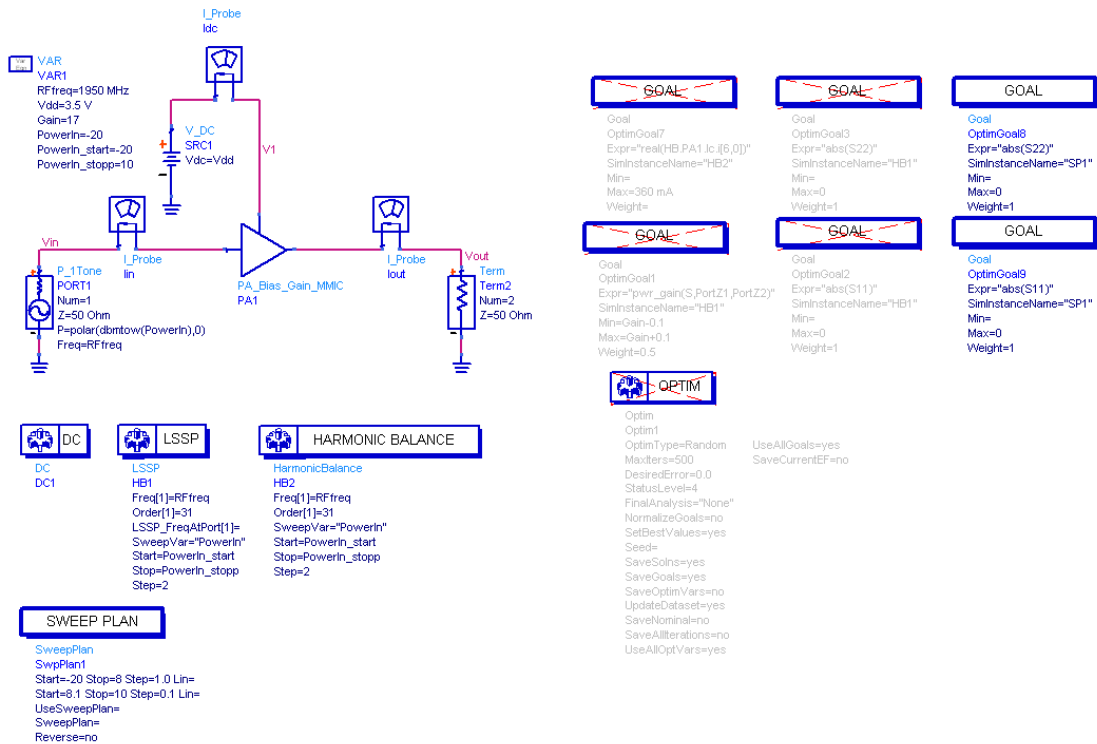
Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Ref\_MMIC.dsn

Figur B.1: En tone - Klasse A Referanseforsterker - Max gain



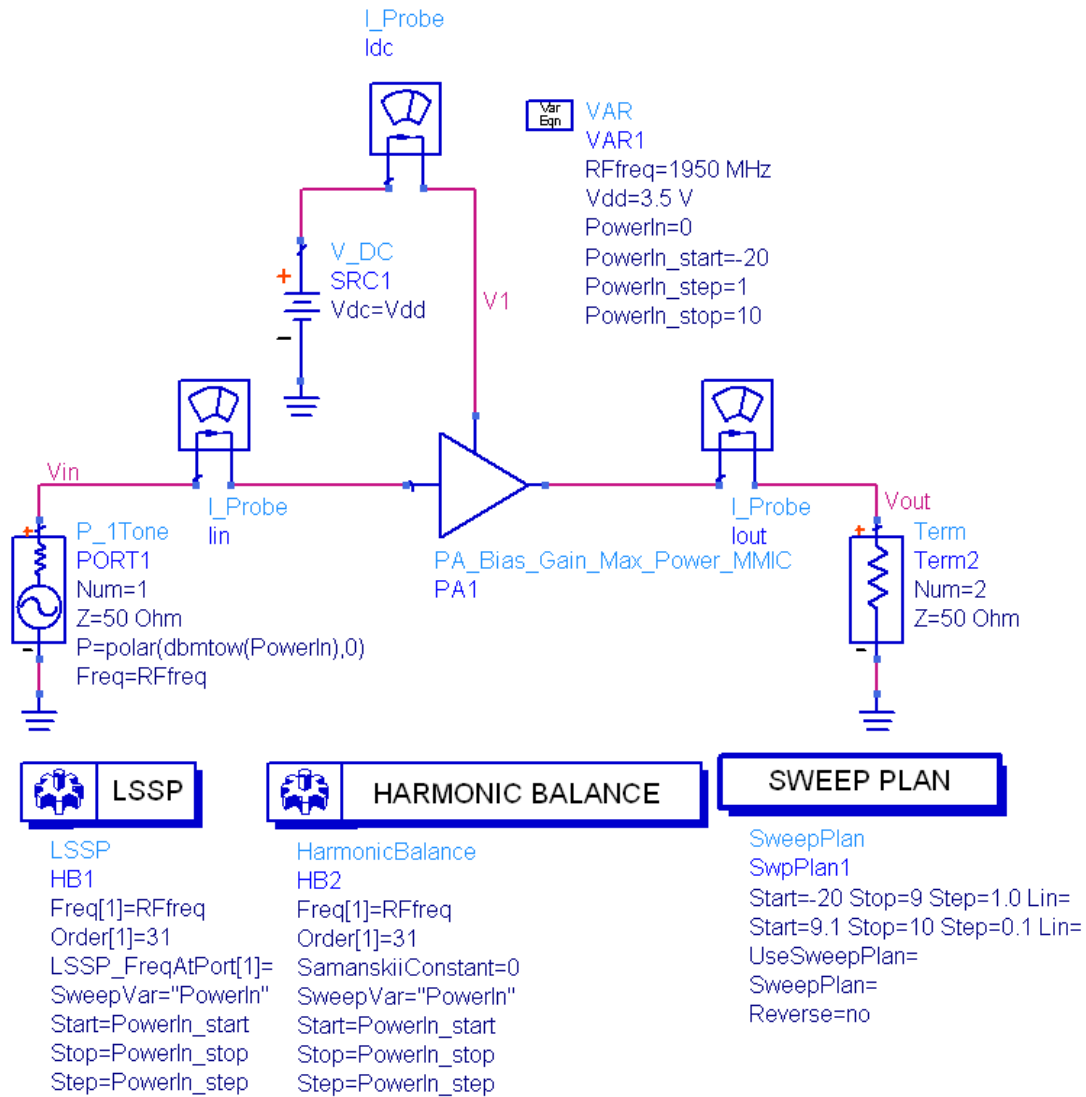
Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Ref\_Max\_Power\_MMIC.dsn

Figur B.2: En tone - Klasse A Referanseforsterker - Max effekt



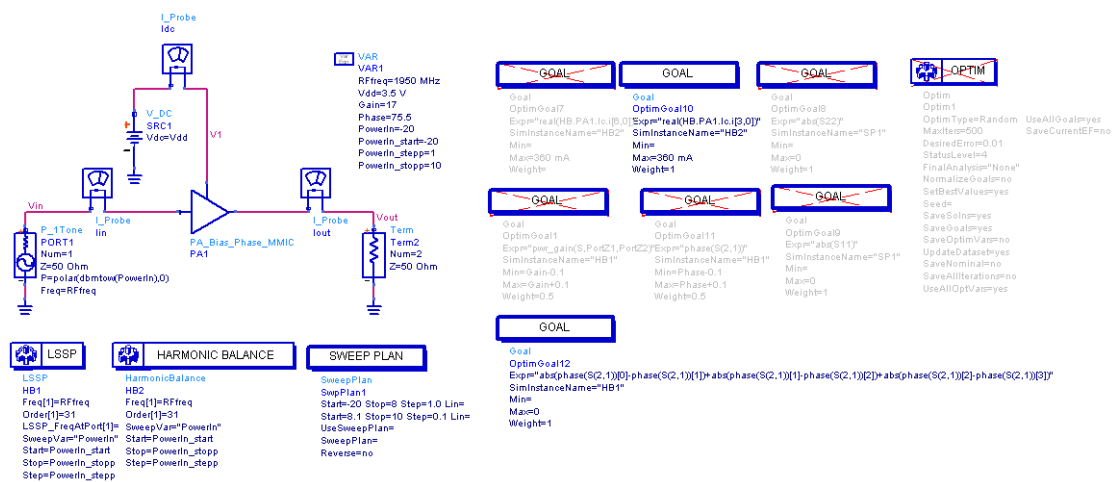
Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Bias\_Gain\_MMIC.dsn

Figur B.3: En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max gain



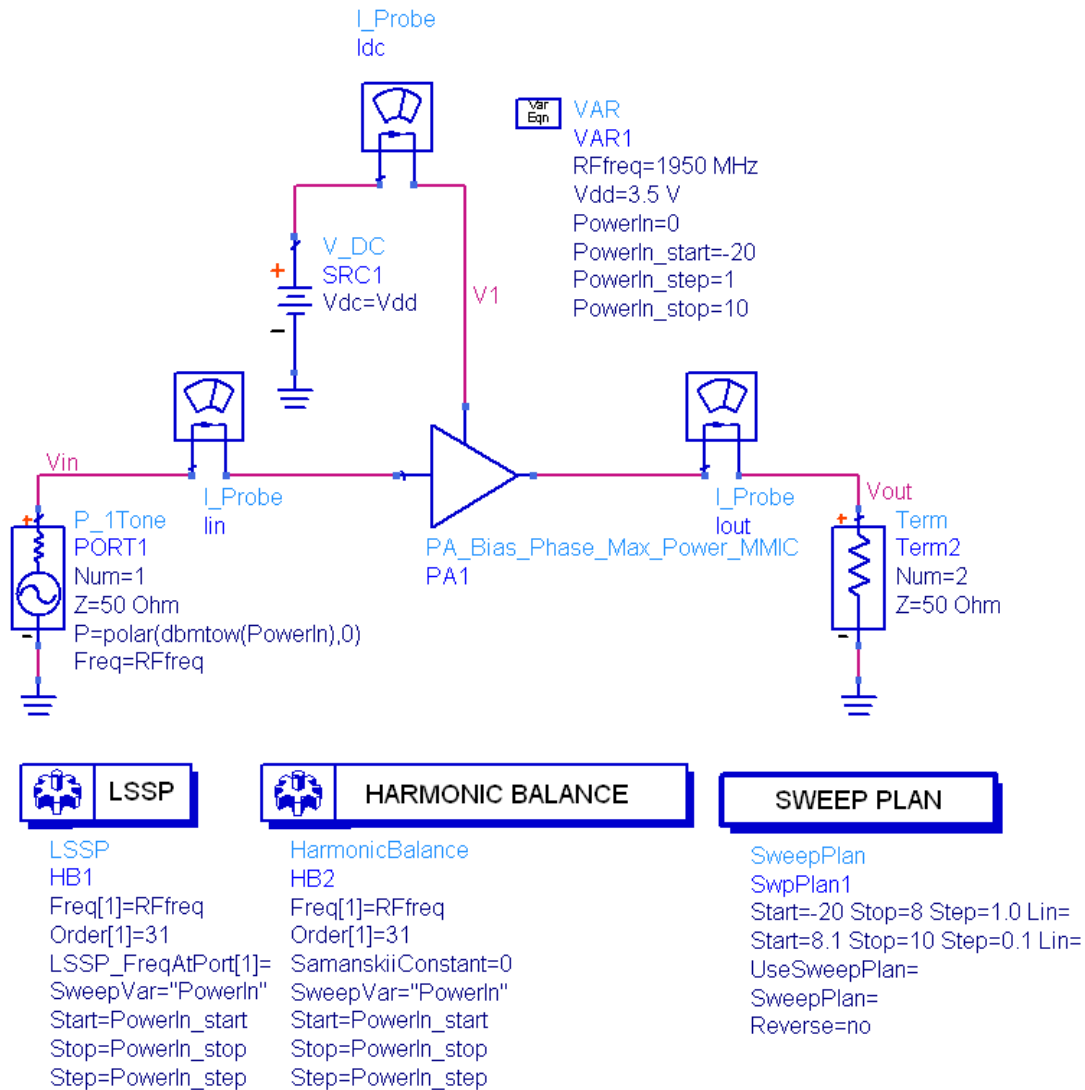
Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Bias\_Gain\_Max\_Power\_MMIC.dsn

Figur B.4: En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias gain optimalisert - Max effekt



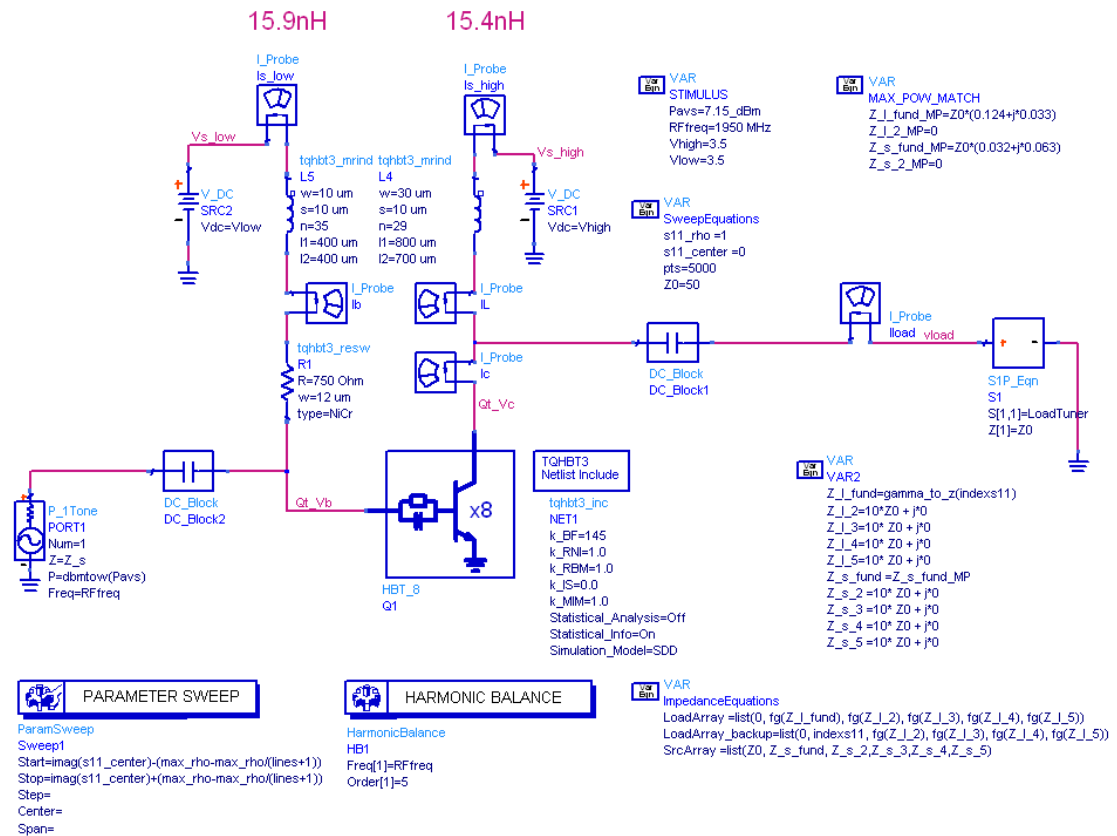
Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Bias\_Gain\_MMIC.dsn

Figur B.5: En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max gain



Skjemanavn: DC\_LSSP\_HB\_Bias\_Gain\_Max\_Power\_MMIC.dsn

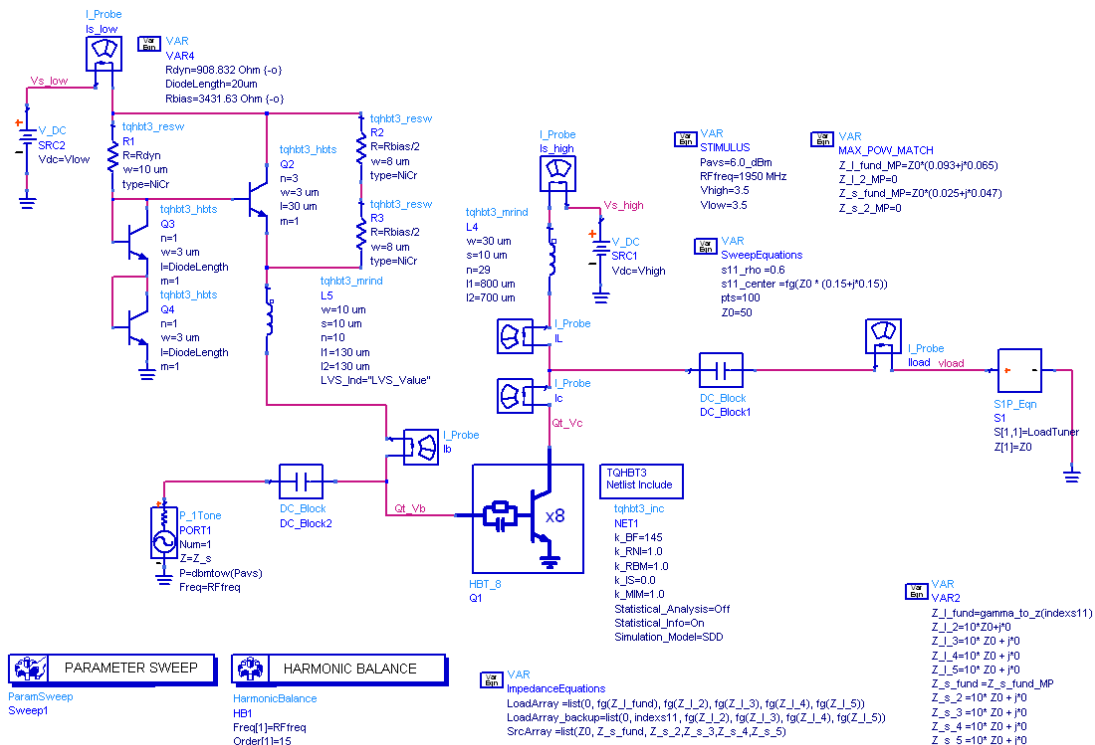
Figur B.6: En tone - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert - Max effekt



Skjemanavn: HB1Tone\_LoadPull

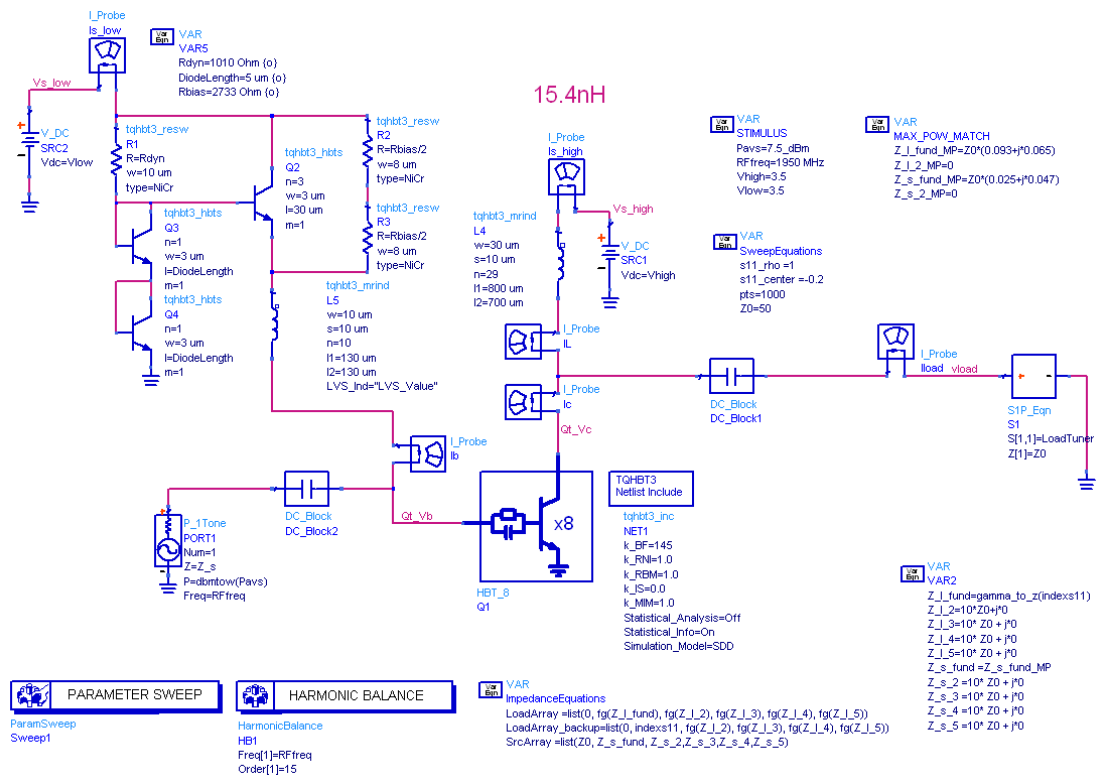
Figur B.7: Load-Pull - Klasse A Referanseforsterker





Skjemanavn: HB1Tone\_LoadPull\_Bias\_Gain

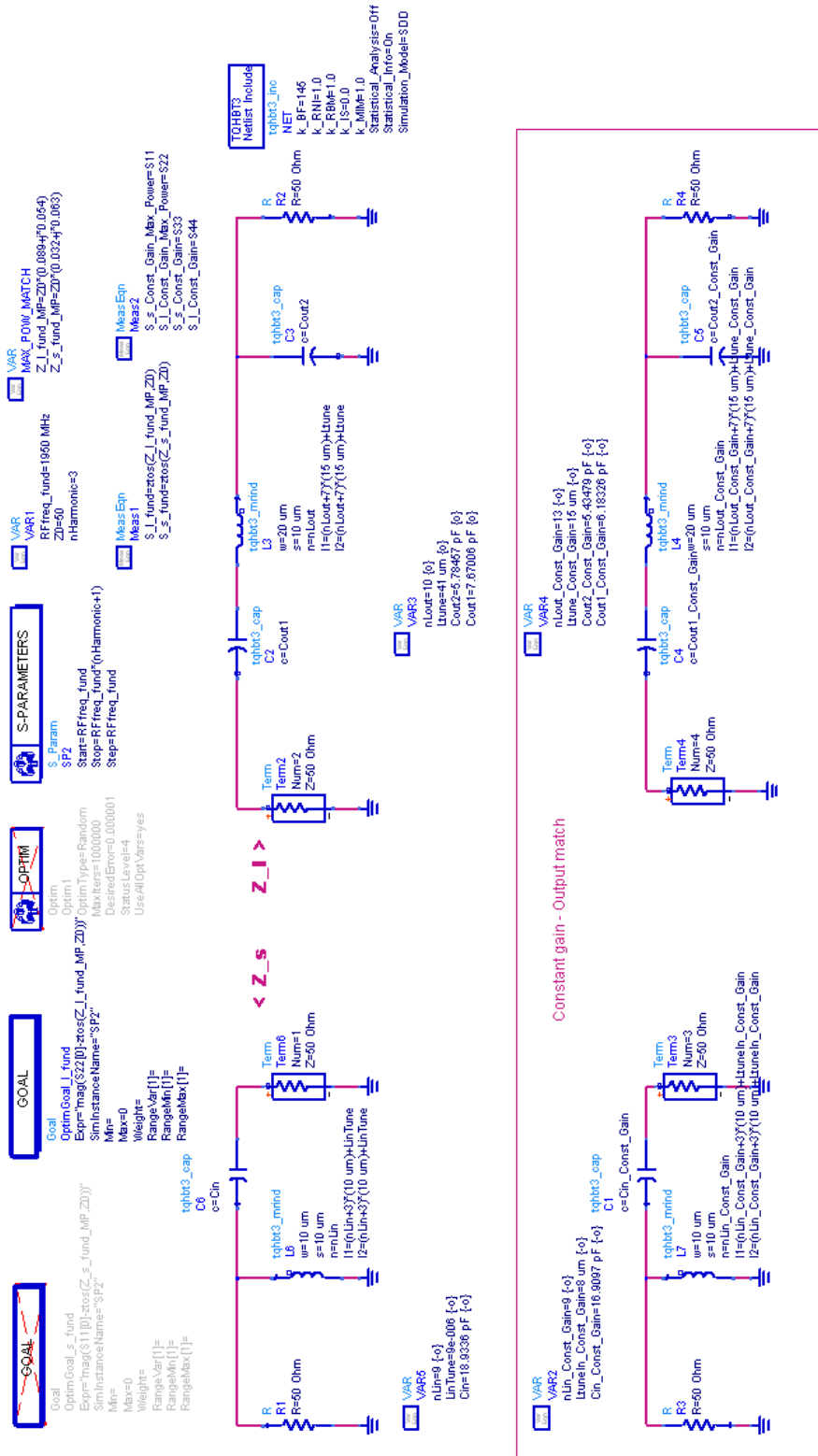
Figur B.8: Load-Pull - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert



Skjemanavn: HB1Tone\_LoadPull\_Bias\_Phase

Figur B.9: Load-Pull - Forsterker med aktiv dynamisk bias fase optimalisert

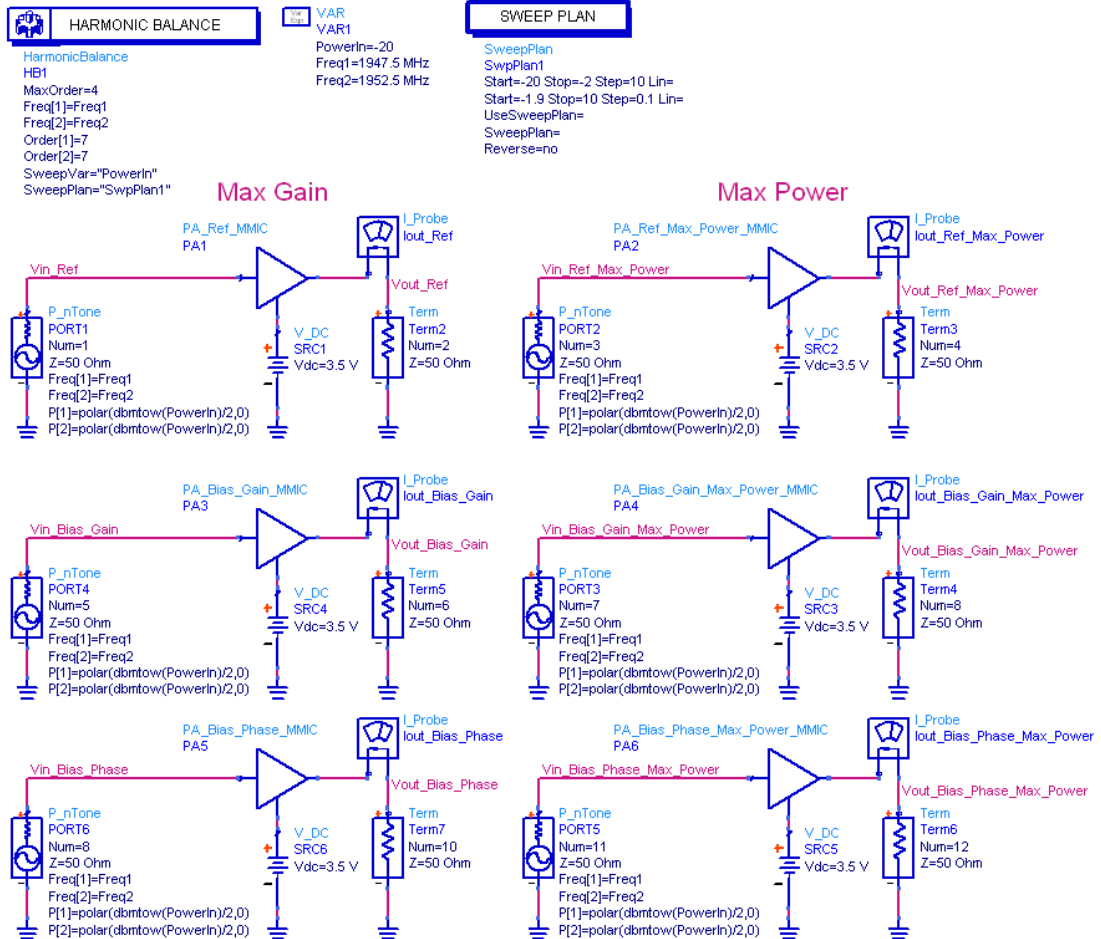




Skjemanavn: Match\_Optim\_Bias\_Gain

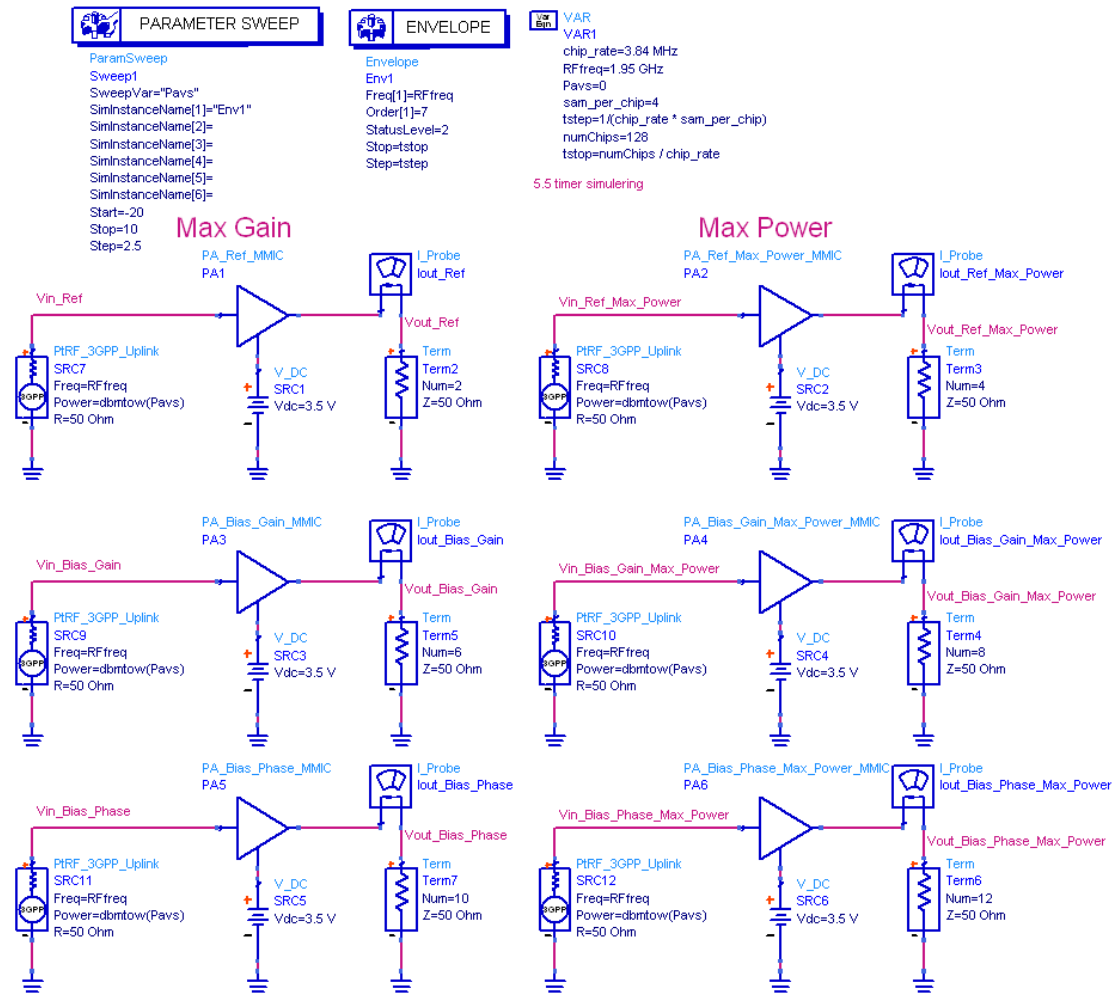
Figur B.11: Optimalisering av tilpassningsnettverk for gitt impedans





Skjemanavn: Two\_Tone

Figur B.13: To tone simuleringsoppsett



Skjemanavn: ACPR

Figur B.14: W-CDMA simulering