

---

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

*Inge Aune Paulsen*

20. desember 2006

---

INSTITUTT FOR ELEKTRONIKK OG  
TELEKOMMUNIKASJON — NTNU





## PROSJEKTOPPGAVE

Kandidatens navn: Inge Aune Paulsen

Emne: TTT4720 Radiosystem Fordypning

Oppgavens tittel (norsk): **Analyse og konstruksjon av MMIC effektforsterker med integrert aktiv dynamisk bias**

Oppgavens tittel (engelsk): **MMIC Power amplifier analysis and design with 'on chip' active dynamic bias**

Oppgavens tekst:

Det stilles stadig strengere krav til effektforsterkeren 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 effektforsterkeren i MMIC.

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i aktuelle verktøy for simulering og optimalisering.
- Sette seg inn i Triquint's MMIC prosess, for HBT.
- Sette seg inn i de prinsippene for forskjellige forsterker klasser (A, B etc).
- Konstruere en klasse A MMIC effektforsterker (referanseforsterker).
- Konstruere MMIC effektforsterkere med aktiv dynamisk biaskrets
- Lage forslag til utlegg for produksjon hos Triquint.

Besvarelsen levers innen: 20.12.2006

Utført ved: Institutt for elektronikk og telekommunikasjon

Veileder: Marius Ubostad

Trondheim,

Morten Olavsbråten  
faglærer



# Forord

Som en del av fordypningstemaet *TTT4720 Radiosystemer* høsten 2006, skal det gjennomføres et prosjekt som skal resultere i en rapport. Dette prosjektet har dreid seg om design av en GaAs MMIC effektförsterker med aktiv dynamisk bias til bruk på 1.95GHz. Samt en innføring i bruken av ADS til design av mikrobølgekreter.

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

Inge Aune Paulsen, 20.12.2006



# Sammendrag

Mobilt kommunikasjonsutstyr som mobiltelefoner og bærbare datamaskiner, setter stadig høyere krav til enkeltkomponentene som inngår i terminalen. Dette gjelder spesielt effektforbruk. Å ha god rekkevidde og signalkvalitet er også viktig. Dette gjør at designet av gode effektforsterkere blir vanskeligere. Effektforsterkere med god linearitet gir god signalkvalitet, ved at unødig støy minimaliseres. Dilemmaet er at effektforsterkere med god linearitet som regel har dårlig effektivitet. Grunnen til dette er at den høyeste effektiviteten oppnås når signaleffekten er nær linearitetsgrensen til forsterkeren. I moderne mobilsystemer som 3G/UMST varierer envelopen til signalet. Dette gjør at effektiviteten blir enda dårligere, siden forsterkeren opererer på maksimum effekt kun en prosentdel av tiden.

Den forsterkeren som er konstruert i dette prosjektet er en effektforsterker som benytter en såkalt aktiv dynamisk biaskrets. Formålet med denne kretsen er å justere arbeidspunktet til en klasse-A forsterker. Siden forsterkningen til en transistor vil avta når bias strømmen senkes, kan dette benyttes for å lage forsterkeren mere lineær. Justeringen vil skje som funksjon av ineffekten, som blir målt indirekte på effekttransistoren. Ved å velge denne bias-funksjonen nøye har det vist seg at en forbedring i linearitet er mulig. Effektiviteten har også forbedret seg siden forsterkeren opererer med en lavere biasstrøm på lavere effekter. Som sammenligningsgrunnlag er det designet en effektforsterker som har en fast biaseringsstrøm.

Mye av tiden under dette prosjektet har gått med til å lære om design av kretser for bruk i mikrobølgeområdet samt å sette seg inn i programvaren som bruker til simulering og utlegg. Det er derfor godt mulig å optimalisere effektforsterkerne videre. Det er i tillegg lagd et utlegg av referanseforsterkeren, som det skal lages en prototyp av for senere måling i masteroppgaven.





# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
1.1	Problemstilling . . . . .	1
1.2	Mål . . . . .	1
<b>2</b>	<b>Teori</b>	<b>3</b>
2.1	Effektforsterkere . . . . .	3
2.1.1	Lineær analyse . . . . .	3
2.1.2	Effekten av svake ulineariteter . . . . .	6
2.1.3	Effektivitet . . . . .	8
2.2	Klasse A og AB forsterkere . . . . .	8
2.2.1	Klasse-A forsterker . . . . .	9
2.2.2	Klasse-AB forsterker . . . . .	10
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</b>	<b>Aktiv dynamisk bias</b>	<b>15</b>
3.1	Prinsipp . . . . .	15
3.2	Tidligere arbeider . . . . .	16
<b>4</b>	<b>Design</b>	<b>17</b>
4.1	Referanseforsterker . . . . .	17
4.1.1	Arbeidspunkt . . . . .	17
4.1.2	Impedanstilpassing . . . . .	17
4.1.3	Stabilitet . . . . .	18
4.1.4	MMIC komponenter . . . . .	18
4.2	Forsterker med aktiv dynamisk bias . . . . .	18
4.3	Utlegg av MMIC krets med TQHBT3 . . . . .	21

<b>5</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>25</b>
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>27</b>
<b>A</b>	<b>Skjema</b>	<b>31</b>
<b>B</b>	<b>Utlegg</b>	<b>39</b>

# Figurer

2.1	2-port analyse [3]	3
2.2	Eksempel på utgangsstabilitetssirkel	5
2.3	IMD spektrum	6
2.4	ACPR beregning [4]	7
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.	9
2.8	Tverrsnitt av TQHBT3 Prosess [8]	11
2.9	Heterojunction Bipolar Transistor. <b>Basis</b> , <b>Kollektor</b> og <b>Emmitter</b> . [8][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
4.1	Krets for simulering av dynamisk bias.	19
4.2	Optimale strømkurver for $I_b$	19
4.3	AM-AM og AM-PM karakteristikk for optimale kurver	20
4.4	Simuleringsresultater med MMIC komponenter (1)	21
4.5	Simuleringsresultater med MMIC komponenter (2)	22
4.6	To-tone simulering, IMD3	23
4.7	Stabilitetsfaktor og S-parameter, (WCDMA bånd markert)	24
A.1	Klasse-A referanseforsterker.	32
A.2	Klasse-A referanseforsterker. (MMIC komponenter)	33
A.3	Klasse-A forsterker med aktiv dynamisk bias.	34
A.4	Klasse-A forsterker med aktiv dynamisk bias. (MMIC komponenter)	35
A.5	Effekttransistorer med ballastnettverk.	36
A.6	DC/LSSP/HB testbenk for referanseforsterker. (MMIC komponenter)	37
A.7	Testbenk for to-tone test (MMIC komponenter)	38

B.1	Utlegg av referansecrets . . . . .	40
-----	------------------------------------	----

# Tabeller

2.1	Nøkkelparametere for 3G/WCDMA . . . . .	10
2.2	Nøkkelparametre for TQHBT3 [8] . . . . .	12
5.1	Oppsummering simuleringsresultater. . . . .	25



# Kapittel 1

## Innledning

### 1.1 Problemstilling

Effektforsterkere som brukes på radiosignaler i mikrobølgeområdet har mange designutfordringer. Effektivitet og linearitet kan nevnes som noen av de største. Effektivitet er spesielt viktig i mobilt utstyr, først og fremst mobiltelefoner og bærbare datamaskiner. En effektforsterker med dårlig effektivitet vil redusere batterilevetiden p.g.a. at effektforsterkeren 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. Årsaken til denne støyen kan være at effektforsterkeren er ulineær.

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 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 Mål

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.

Som produkt skal det lages en effektforsterker for 1.95GHz, som er en WCDMA frekvens. Forsterkeren skal designes med en aktiv bias krets som regulerer

arbeidspunktet dynamisk som en funksjon av effekten på inngangen. Den dynamiske biaskretsen skal designes for å få flatest mulig fase eller gain karakteristikk. Det skal først lages en referanseforsterker med fast bias/arbeidspunkt slik at man lettere kan se eventuelle forbedringer.

Disse to kretsene skal realiseres i en GaAs MMIC krets som senere skal lages av *TriQuint Semiconductor*.



# Kapittel 2

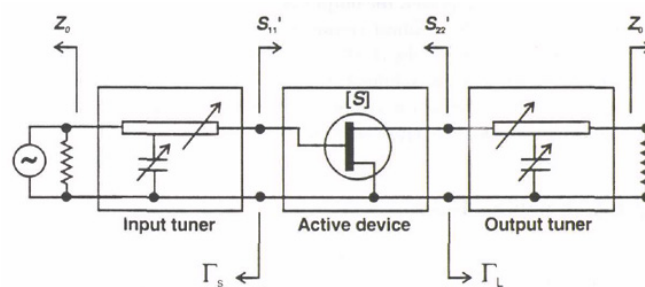
## Teori

Før gjennomgangen av designet og resultatet for den spesifikke forsterkeren kommer litt teori. Det forutsettes at leseren har grunnleggende kunnskap om mikrobølgeteknikk, slik som S-parametere.

### 2.1 Effektförsterkere

Som navnet sier er oppgaven til en effektförsterker 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 effektförsterkere for RF som regel over et stort område av transistorkarakteristikken. Det vil da oppstå betydelige ulineariteter som gjør at transistor modellen 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):

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

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

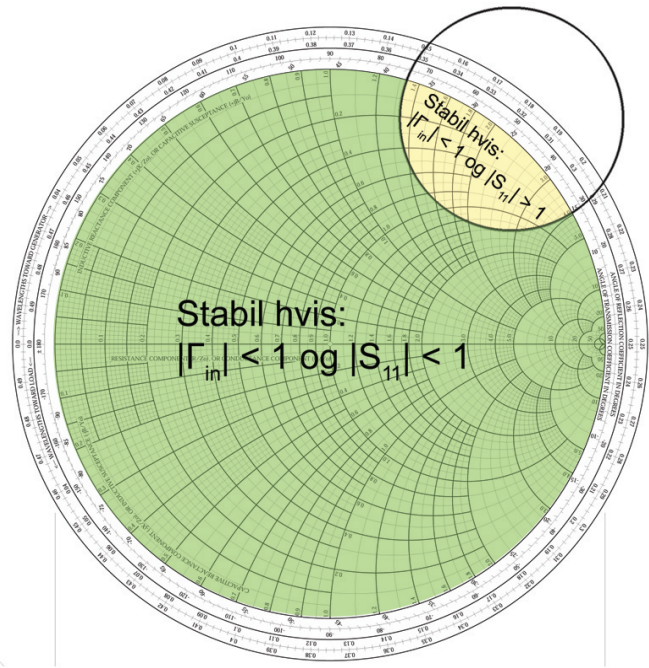
## Stabilitet

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 [7, Side 195].

**Power gain**  $= G = P_L / P_{in}$

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

**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:

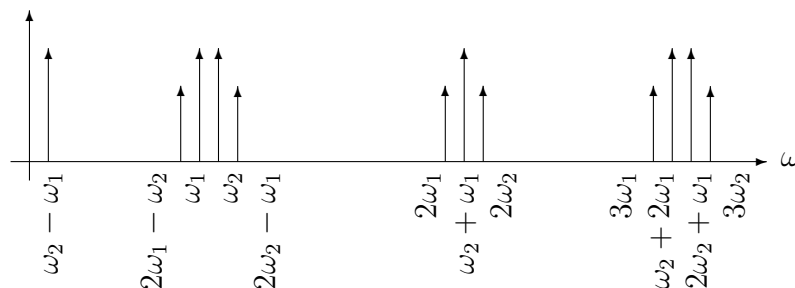
$$v_o = a_1 v_i \quad (2.8)$$

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

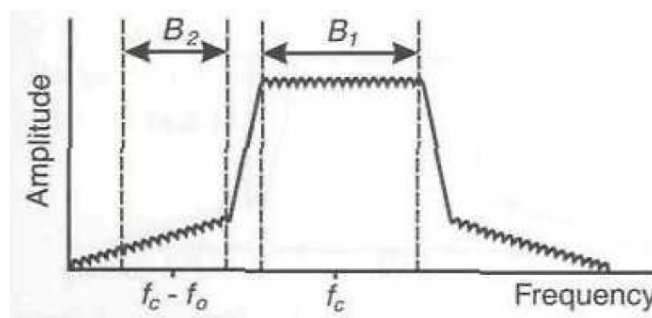
$$v_i = V_0 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (2.10)$$

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)



Figur 2.4: ACPR beregning [4]

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

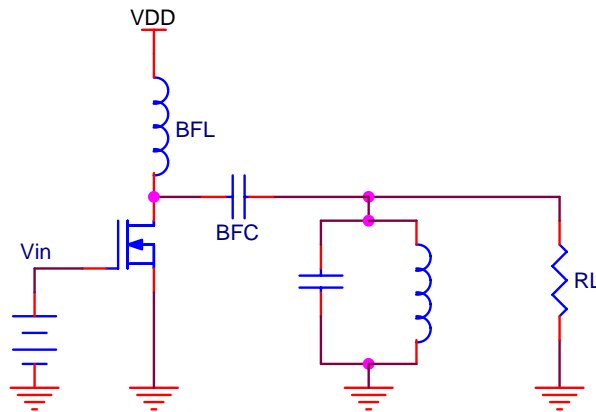
Effektivitet er en viktig parameter for effektforsterkere. Hvis forsterkeren har et høyt gain er denne (2.12) formelen en god tilnærming for effektiviteten.

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

Hvis gainet er lavt, noe som det ofte er for effektforsterkere, er *power added efficiency* en bedre tilnærming. Denne (2.13) formelen tar hensyn til nivået np 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

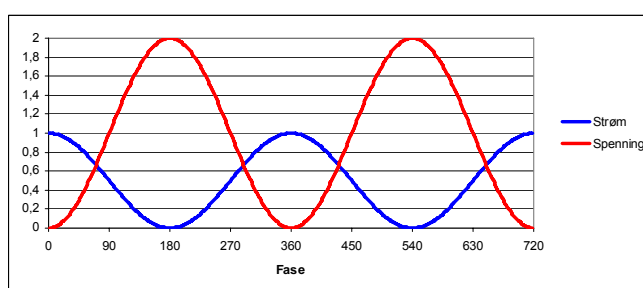


Figur 2.5: Generell krets for klasse-A,-AB,-B og -C forsterkere.

De to forsterkerklassene som er relevant for denne rapporten er klasse-A og klasse-AB forsterkere. Noe som kjennetegner disse to klassene er god linearitet og

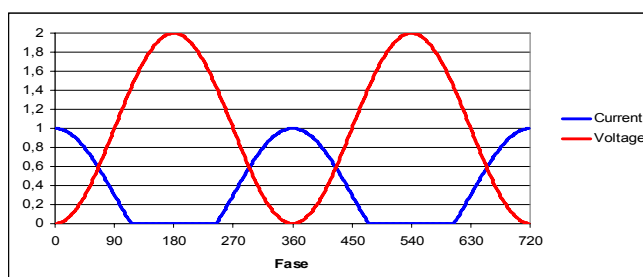
dårlig effektivitet. En generell krets for klasse-A,-AB,-B og -C forsterkere vises i Figur-2.5. Det som skiller disse forsterkerklassene fra hverandre er arbeidspunktet og formen på strøm- og spenningskurvene til transistoren. I denne kretsen sørger spolen BFL for at RF signalet ser en stor impedans 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%.



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

### 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  $\pi/4 = 78,5\%$ .

## 2.3 WCDMA

Forsterkeren er designet med hensyn på WCDMA og 3G standarden. I 3G [1] standarden stilles det en rekke krav til signalformen. Noen av disse parametrene er gjengitt i tabell-5.1. 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

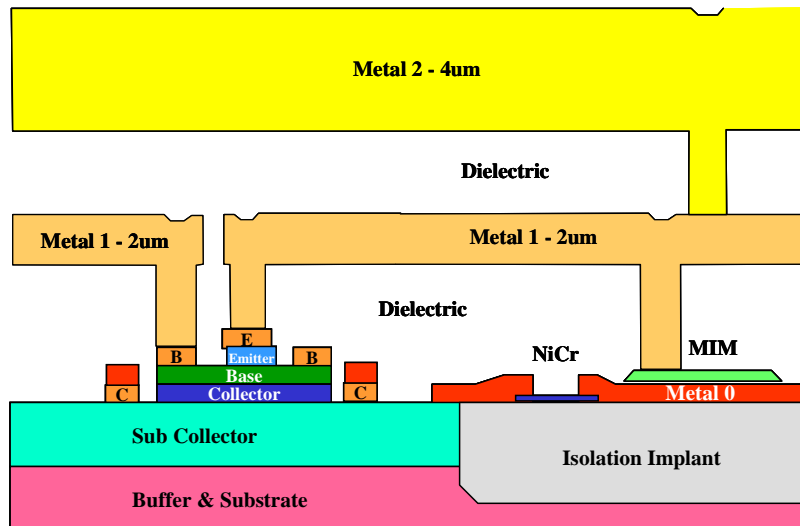
Forkortelsen MMIC står for *monolithic microwave integrated circuit* eller *monolitisk mikrobølge integrert krets* på norsk. Det at kretsen er monolitisk vil si at alle komponenter er laget på den samme halvlederbrikken. En MMIC krets bruker i applikasjoner som sender og mottar signaler i mikrobølge 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 [8]

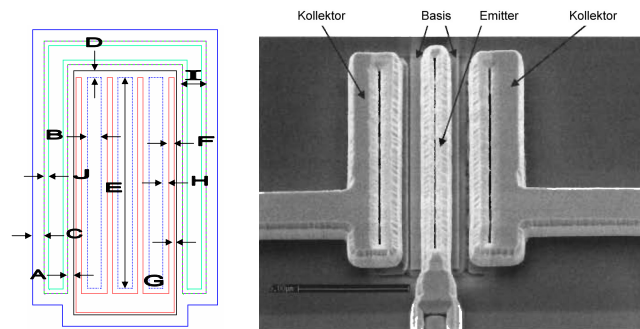
Triquints TQHBT3 er en *Heterojunction Bipolar Transistor* prosess beregnet på effektforsterkere, driverforsterkere og bredbåndforsterkere [8]. Transistorene er basert på InGaP teknologi som muliggjør operasjon på titals gigahertz. Substratet er av typen GaAs som har gode egenskaper ved bruk på høye 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.

### 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.

<i>Parameter</i>	<i>Verdi</i>
$V_{be}$	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 [8]



Figur 2.9: Heterojunction Bipolar Transistor. Basis, Kollektor og Emmitter. [8][5]

## Motstander

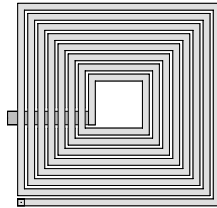
Tynnfilm NiCr motstander eller base-mesa motstander er tilgjengelig i TQHBT3. NiCr motstandene har høy presisjon, lav temperaturkoeffisient og høy strømtålehet. Flatemotstanden for disse er 50 $\Omega$ /sq. Motstandsverdien regnes ut vha. følgende formel:  $R = (L/W)50\Omega/sq$ .

## Kondensatorer

I TQHBT3 er det tilgjengelig enkeltlags MIM kondensatorer, og to-lags stablede MIM kondensatorer. Enkeltlags kondensatoren har en kapasitans på 1.25 fF/ $\mu\text{m}^2$ . Man må også ta hensyn til kanteffekter for små kondensatorer slik at den totale kapasitansen blir:  $C = 1.25fF/\mu\text{m}^2 * A + 0.6 * P$  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. Det er dette programmet som har vært benyttet gjennom hele prosjektet. Modeller for de aktuelle MMIC komponentene er tilgjengelig fra TriQuint, noe som gjorde at disse var enkel å implementere i forsterkerkretsen.

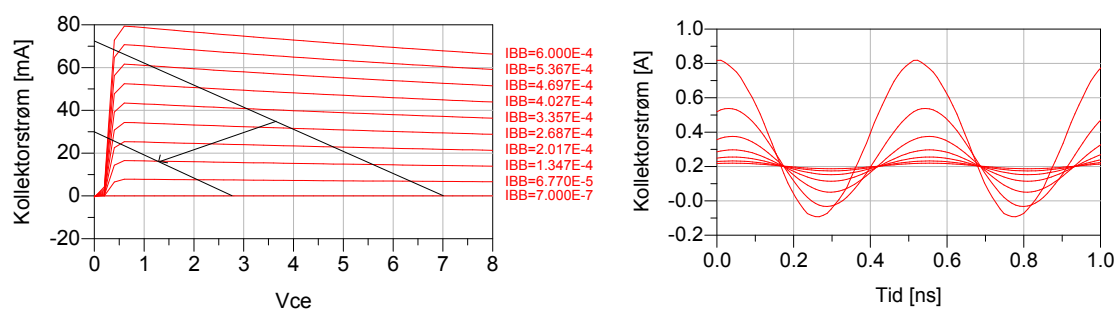


# Kapittel 3

## Aktiv dynamisk bias

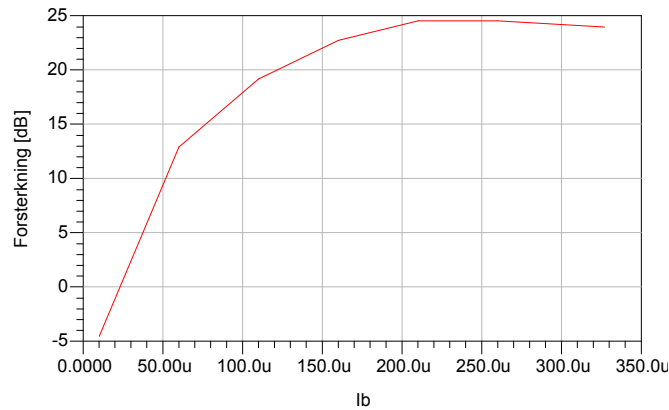
Klasse-A effektførsterkere som brukes på signaler med variabel envelope opererer en del av tiden med veldig dårlig effektivitet. Grunnen til dette er at DC-biasen er den samme for symboler med lav amplituden som ved de som ligger nær lineari-tetsgrensen. Ved de høyeste amplitudene kan 40% effektivitet være oppnåelig [2]. Lineariteten til klasse-A effektførsterkere 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 effektiviteten, som skyldes lavere bias-strøm ved lavere ineffekt. Figur-3.1(venstre graf) viser hvordan man lastlinjen flytter seg ved mindre ineffekt. 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 [9] sammen med en forenklet krets. Kretsløsningen som er benyttet her er den samme som *Metode 2* i [9]. Den kan ses i figur-A.4. Bias kretsen består av to motstander  $R1$  og  $R2$ , 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  $R1/R2$  og emitterlengde på  $Q3/Q4$  kan man justere karakteristikken til biaskretsen.

# Kapittel 4

## Design

Som nevnt tidligere skal det skal det designes en klasse-A forsterker med dynamisk bias, samt en referanseforsterker med fast biaspunkt. Noen av utfordringene består er: valg av antall transistorer, valg av arbeidspunkt, impedanstilpassing/valg av tilpassingsnettverk og stabilitet. I tillegg skal den dynamiske biaskretsen optimaliseres. Til skjemategning, simulering og utlegg er det brukt *Agilent Technologies* sitt program *ADS (Advanced Design System) 2005A*.

### 4.1 Referanseforsterker

For å ha et sammenlikningsgrunnlag og en innføring i design med ADS, ble det først konstruert en referanseforsterker, se figur-A.1 for skjema. Den første varianten av referanseforsterkeren ble konstruert med ideelle komponenter og uten ballastnettverk.

#### 4.1.1 Arbeidspunkt

I følge [8, Ch. 3.1] så er den maksimale strømtettheten på kollektor og emitter  $0,2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ . Hvis man bruker åtte trefingrede transistorer med emitterdimensjon  $3 \times 50 \mu\text{m}$ , blir den største tillatte strømmen:  $8 * 3 * 3 \mu\text{m} * 50 \mu\text{m} * 0.2 \text{ mA}/\mu\text{m}^2 = 720 \text{ mA}$ . Bias punktet må ligge på halve denne verdien,  $320 \text{ mA}$ , pga. at amplitudeverdien til RF signalet er det dobbelte av denne verdien. Siden  $\beta$  er 130 gir dette en basisstrøm på ca.  $2.5 \text{ mA}$ . En DC-simulering ble kjørt for å finne den verdien på basismotstanden som ga rett biasstrøm.

#### 4.1.2 Impedanstilpassing

Både inngangen og utgangen av forsterkeren må ha en kondensator i serie for å forhindre at det går DC-strøm, såkalte DC-blokker. DC-feed spolene L1 og L2 er

plassert i serie med strømforsyningen for å få en høy impedans for RF-signalet. Det må også flere reaktive komponenter til for å få rett inngangs- og utgangsimpedans. Det ble brukt L-match nettverk på inngang og utgang, bestående av spoler og kondensatorer. Optimaliseringsfunksjonen i ADS ble brukt for å finne optimale komponentverdier som minimerte refleksjonsfaktorene på inngangs- og utgang.

### 4.1.3 Stabilitet

Ved hjelp av S-parameter målinger ble stabilitetsfaktoren plottet (2.4). Det viste seg at forsterkeren hadde en K-verdi under en selv på lave effekter. Det ble derfor innført et lite tap på basisen til transistorene, i form av en seriemotstand på  $0,5\Omega$ . R2 på figur-A.1.

### 4.1.4 MMIC komponenter

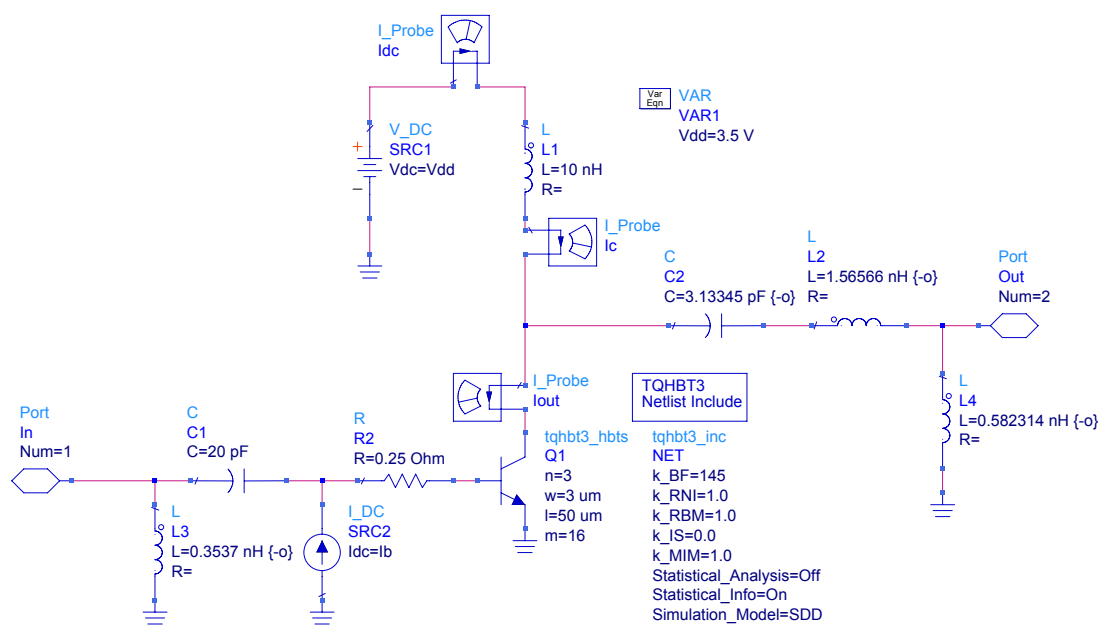
Alle de ideelle ” *lumped components* ” ble byttet ut med komponenter fra TriQuints sitt bibliotek. Se figur-A.2. De komponentene som skiller seg mest fra de ideelle komponentene er spolene. I stedet for induktansverdi, blir de fysiske dimensjonene til spolene oppgitt. Får å få best mulig impedanstilpassing ble alle komponentverdiene i tilpassingsnettverket optimalisert på nytt. Til nå har det bare vært brukt en multiplikasjonsfaktor for å angi at det er åtte parallellkoblede transistorer. Siden dette ikke er mulig å realisere dette i en MMIC krets må åtte individuelle transistorer kobles sammen. Det er da benyttet et ballastnettverk for å gjøre sammenkoblingen, se [6, Ch. 5.2.3]. For å sikre seg at ulikheter i transistorene gir skeiv strømfordeling, er det koblet en serie motstand på basisen til hver av transistorene, se figur-A.5. For å minske tapet på høye frekvenser er det koblet en kondensator i parallell med motstanden. På grunn av det tapet ballastnettverket har innført er stabilitetsforbedringsmotstanden R2, nå overflødig.

## 4.2 Forsterker med aktiv dynamisk bias

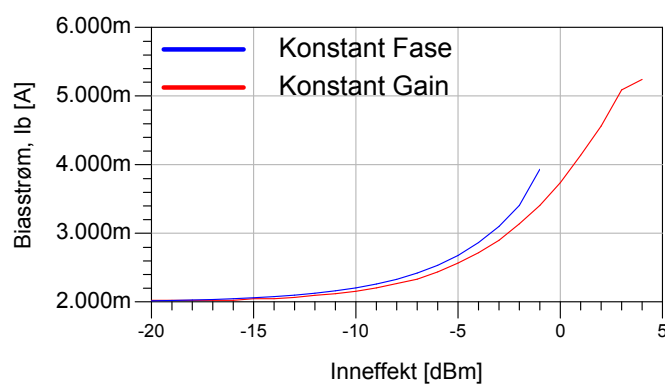
For å finne formen på en strømcurve som gir konstant gain eller fase ble kretsen i figur-4.1 brukt. Kurvene i figur-4.2 viser resultatet av en simulering der biasstrømmen ble optimalisert for en serie med ineffekter. Som figuren viser er kurvene ganske like. Figur-4.3 viser AM-AM og AM-PM karakteristikken for de to tilfellene.

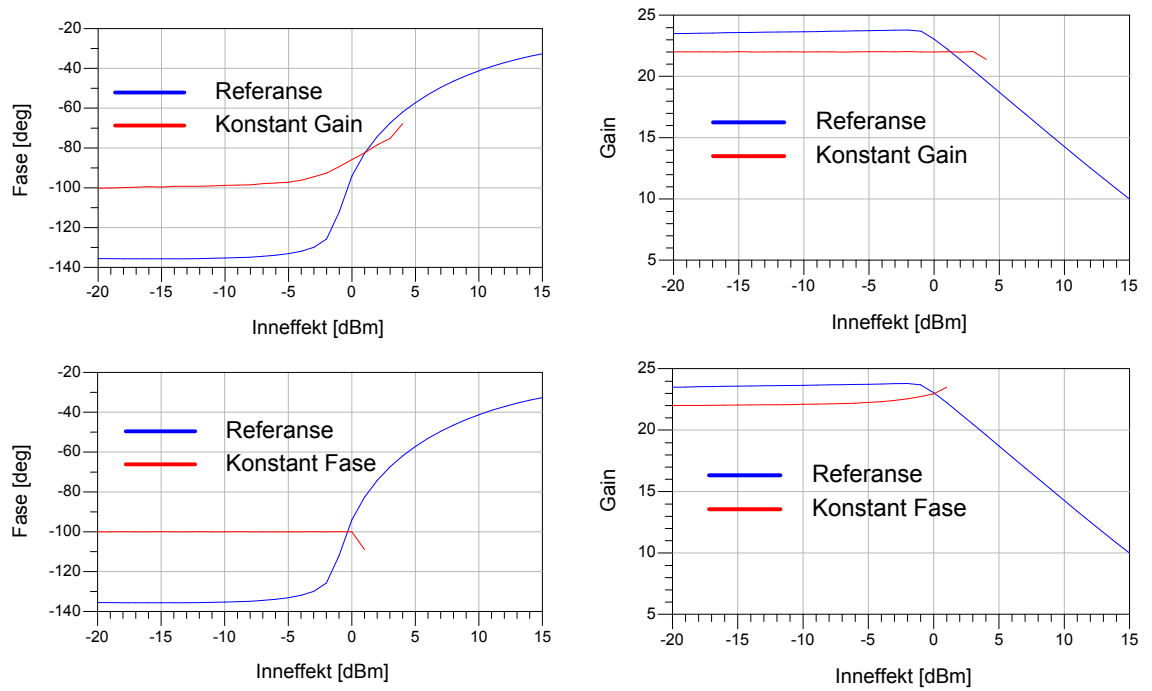
For å lage en aktiv dynamisk bias-krets er det brukt den metoden som ble beskrevet i forrige kapittel. MMIC varianten kan ses i figur-A.4. Med utgangspunkt i kurvene for optimal gain/fase ble den dynamiske biaskretsen justert med beste evne slik at AM-AM og AM-PM karakteristikken ble best mulig. Figur-4.4 viser





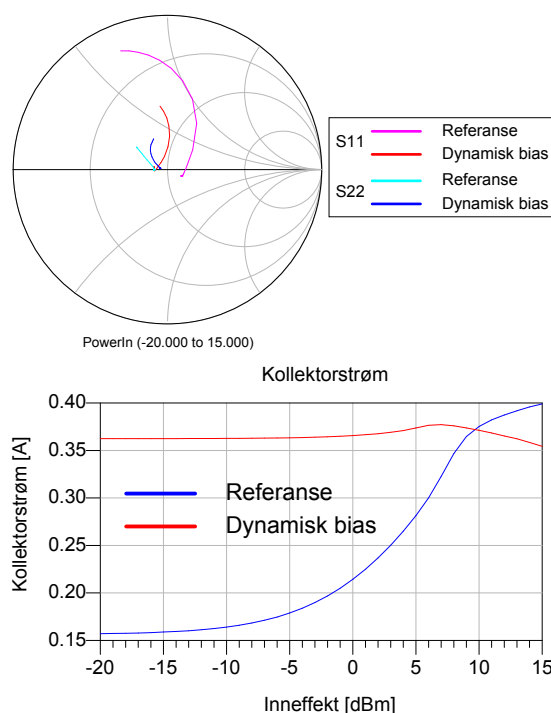
Figur 4.1: Krets for simulering av dynamisk bias.

Figur 4.2: Optimale strømkurver for  $I_b$



Figur 4.3: AM-AM og AM-PM karakteristikk for optimale kurver

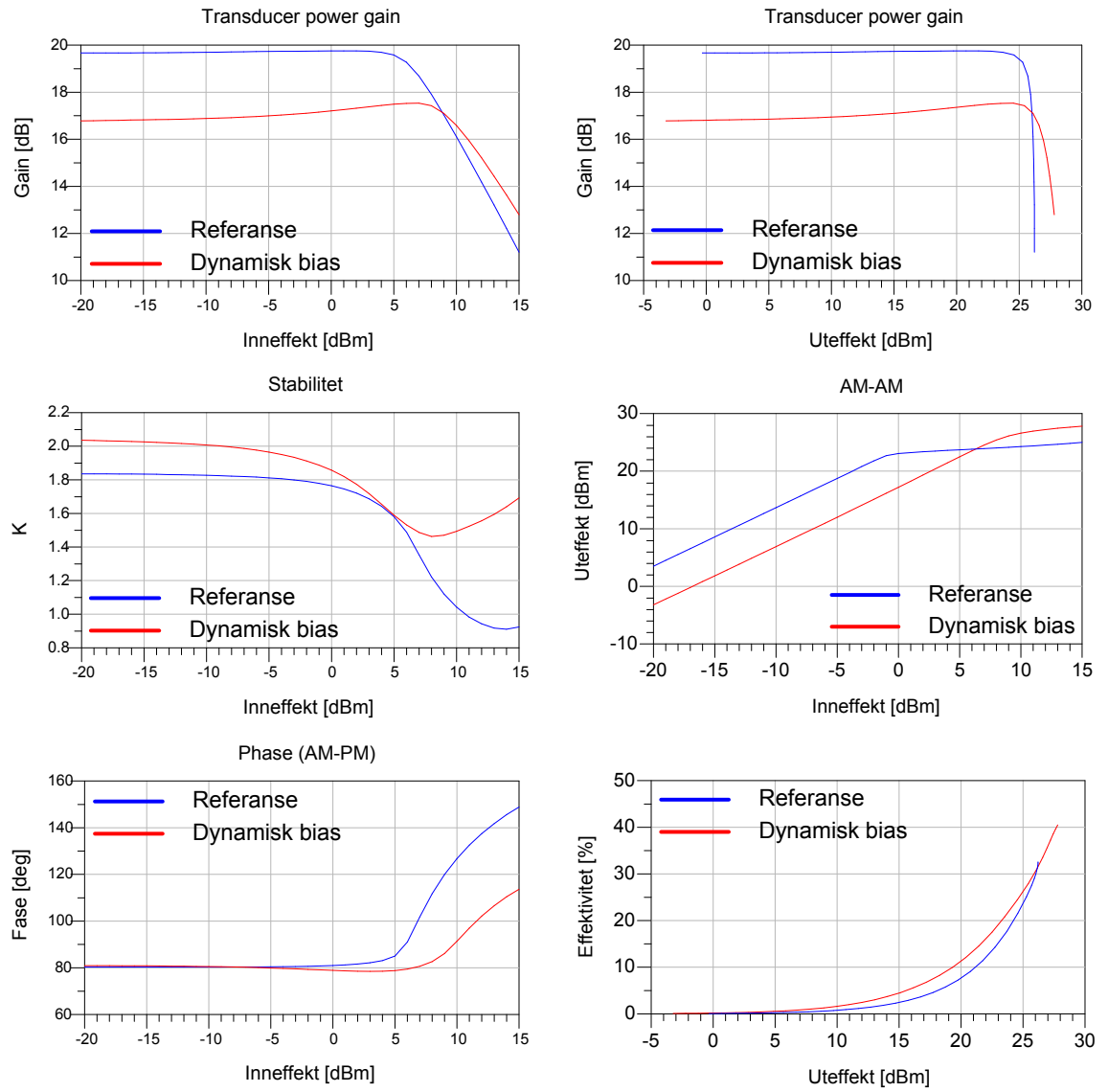
hvordan biasstrømmen varierer med inneffekt sammenlignet med referanseforsterkeren. Man kan også se at  $S_{11}/S_{22}$  holder seg mer konstante for forsterkeren med dynamisk bias. Som AM-AM karakteristikken i figur-4.5 viser vil man få en høyere uteffekt av forsterkeren med dynamisk bias før den går i kompresjon. Dette skjer på tross av at gainet ligger ca. 3dB under referanseforsterkeren. Fasen holder seg også mere konstant enn referanseforsterkeren.



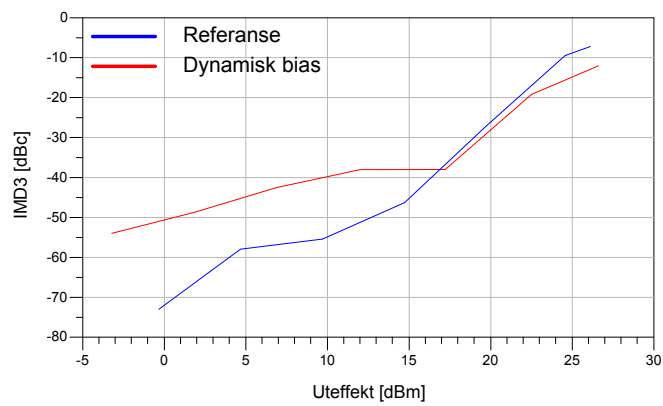
Figur 4.4: Simuleringsresultater med MMIC komponenter (1)

### 4.3 Utlegg av MMIC krets med TQHBT3

Det er blitt designet et forslag på utlegg for referanseforsterkeren, ved hjelp av utleggsverktøyet i ADS. Forslaget kan ses i figur-B.1. De mest problematiske komponentene i dette utlegget er DC-forsyningsspolene. De okkuperer like mye areal som resten av kretsen. På grunn av den høye strømmen som går gjennom spolene, er det nødvendig med brede metallbaner for å minske tapet. Dette gjør at spolene må være store for å kunne oppnå en akseptabel impedans. En mulighet for å slippe spolene, hadde vært å plassert de på utsiden av MMIC brikken. Problemet med

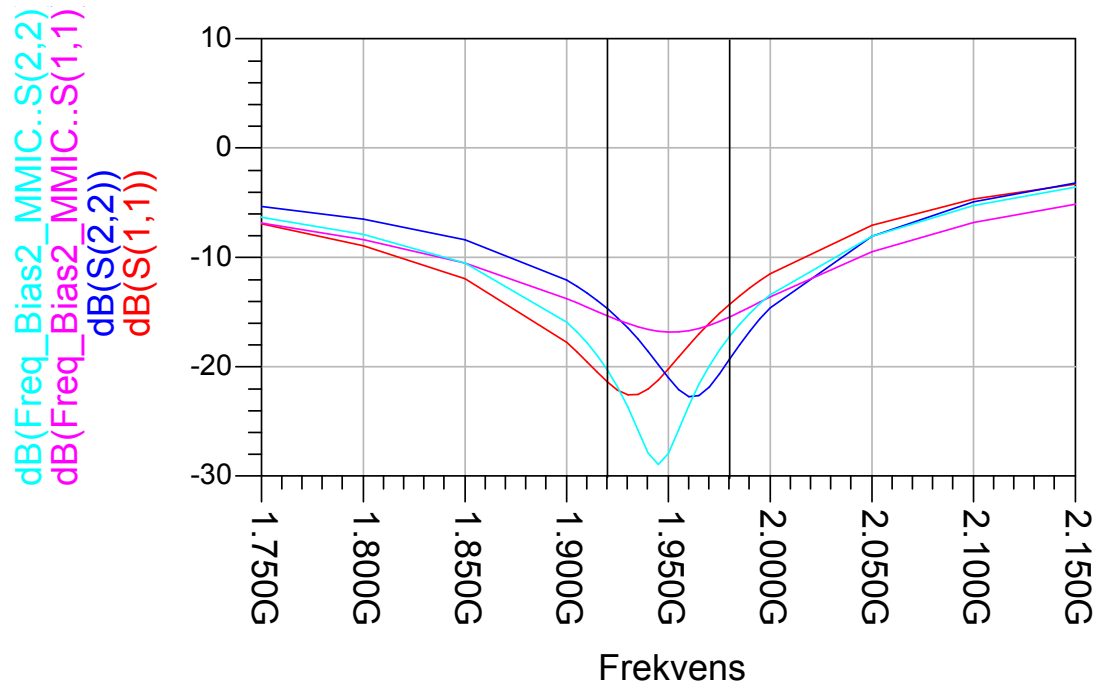
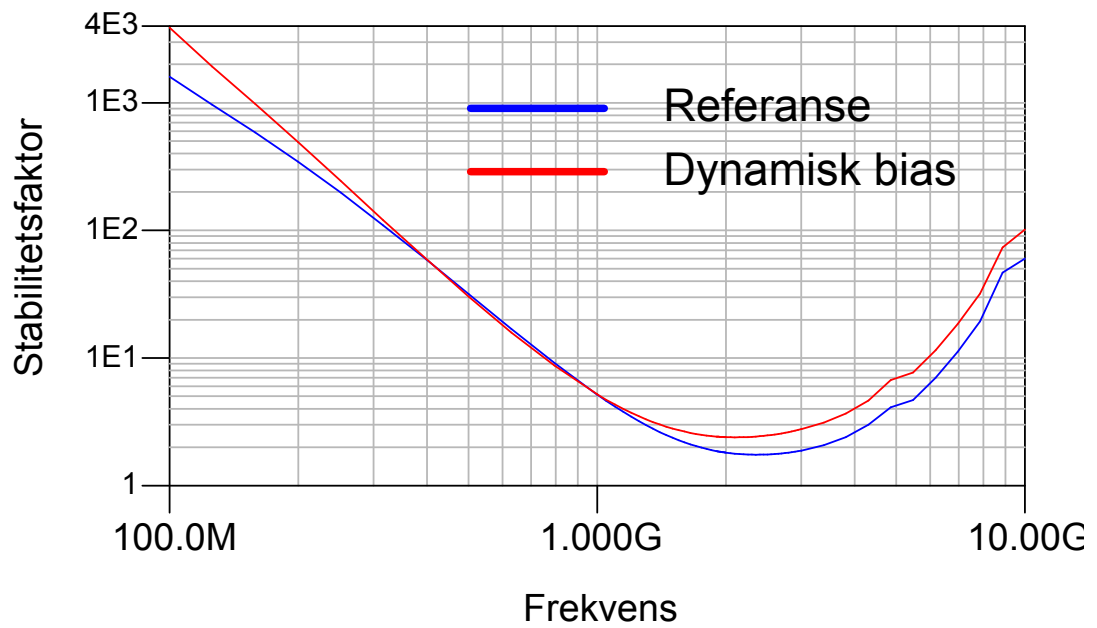


Figur 4.5: Simuleringsresultater med MMIC komponenter (2)



Figur 4.6: To-tone simulering, IMD3

det er at den impedansen som kretsen "ser" på utsiden må være bra definert for at simuleringene skal stemme med virkeligheten.



Figur 4.7: Stabilitetsfaktor og S-parameter, (WCDMA bånd markert)

# Kapittel 5

## Diskusjon

Her kommer en liten oppsummering og drøfting av de resultatene som alle simuleringene har gitt.

<i>Parameter</i>	<i>Referanseforsterker</i>	<i>Dynamisk bias</i>
1 dB kompresjonspunkt ( $P_{ut}$ )	25.7 dBm	27.0 dBm
PAE ved 1 dB kompresjonspunkt	27,5%	35,6%
Uteffekt ved IMD3=-33dBc	18dBm	19dBm

Tabell 5.1: Oppsummering simuleringsresultater.

Stabiliteten for begge forsterkerne med MMIC komponenter er bra som man tydelig ser fra figur-4.7. Problemet er at båndbredden ser ut til å være liten ut fra diagrammet i den samme figuren. Dette gjelder for begge forsterkerne. S-parameter målingene viser at forsterkeren med dynamisk bias har refleksjonsfaktorer som er mer uavhengig av ineffekten enn referanseforsterkeren.

Dynamisk bias forsterkeren har en forsterkning som ligger ca. 3dB under referanseforsterkeren. Det var forutsett at man måtte ha et lavere gain for å oppnå en flatere gain kurve, men dette virker mye. En grunn til at gainet blir så lavt er at biaseringskretsen stjeler mye av effekten til inngangssignalet. Det er prøvd å forbedre dette ved å koble inn en spole i serie med biaseringskretsen. En ulempe med en slik spole er at predistorsjonseffekten til biaseringskretsen muligens vil bli mindre.

IMD3 målingene har vist at forsterkeren med dynamisk bias har bedre linearitet for uteffekter over 13dBm.

Måling av ACPR på kretsene med MMIC komponenter viste seg å by på problemer. Det er derfor ingen resultater fra disse målingene.

Det er helt sikkert forbedringspotensial når det gjelder å få optimale karakteristikk for gain og fase.





# Kapittel 6

## Konklusjon

Bruken av en aktiv dynamisk bias krets har vist seg å gi forbedringer på linearitet, effektivitet og 1dB kompresjonspunkt. 1dB kompresjonspunktet har økt med ca. 1.7dB. Effektiviteten har økt med 8,1% (fra 27,5% til 35,6%) ved med en uteffekt som tilsvarer 1dB kompresjonspunkt. Om disse forbedringene forsvarer løsningen med dynamisk bias framfor en fast bias kan ikke sies helt sikkert. Mye av arbeidet har gått med på å lære seg effektforsterkerdesign samt bekjentgjøring av simuleringsverktøy. Ytelsen til kretsene kan helt sikkert forbedres ved ytterligere simulering. Siden kretsen består av få og lite plasskrevende komponenter, vil størrelsen på den dynamiske biaskretsen ikke føre til noe betydelig større arealforbruk enn referansekretsen.

Utleget av referanseforsterkeren har vist at DC-forsyningsspolene beslaglegger mye plass. Det kan hende at en annen løsning blir valgt når kretsen skal produseres for bruk i masteroppgaven.

Konklusjonen er da at målene som ble satt er nådd, selv om bedre ytelse hos kretsene er mulig å oppnå ved videre simulering og tilpassing.



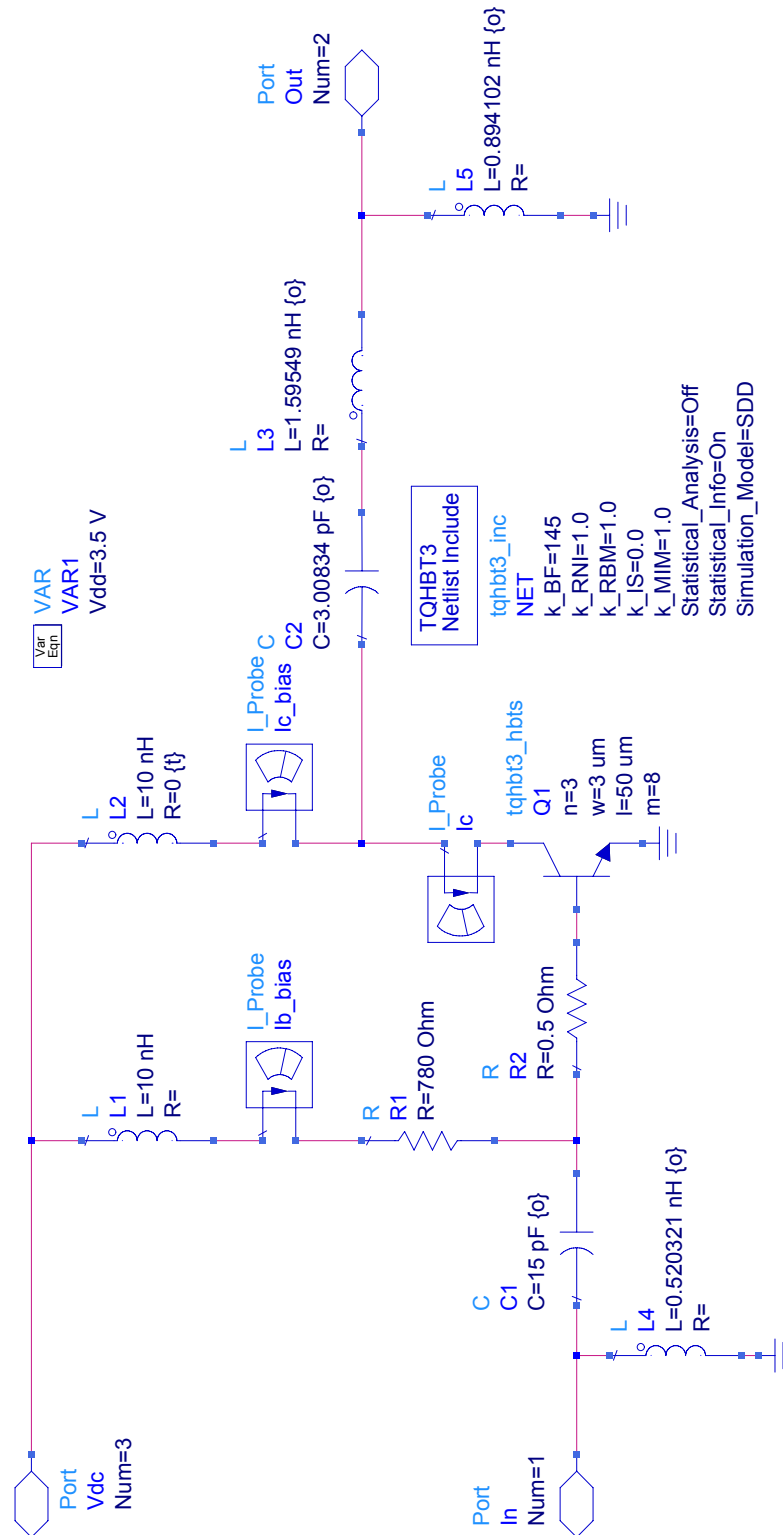
# Bibliografi

- [1] 3rd Generation Partnership Project. *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] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley and Sons (WIE), 2000.
- [8] TriQuint Semiconductor. *TQHBT3 Design Manual*, 1.5.3 edition, August 2006.
- [9] Marius Ubostad. Analyse og konstruksjon av MMIC effektförsterker med integrerte lineariseringskretser. Master's thesis, NTNU, juni 2005.

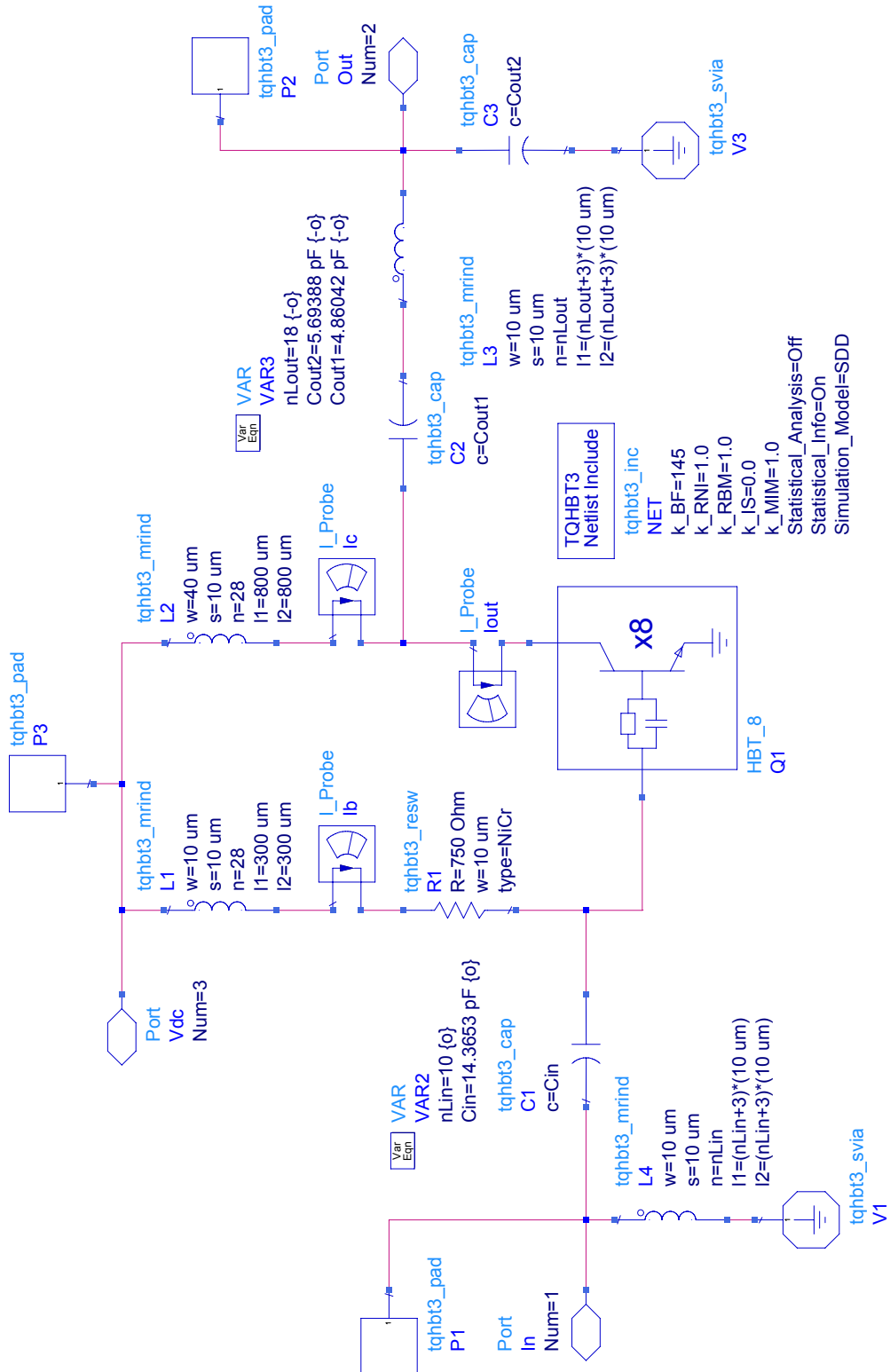


Tillegg A

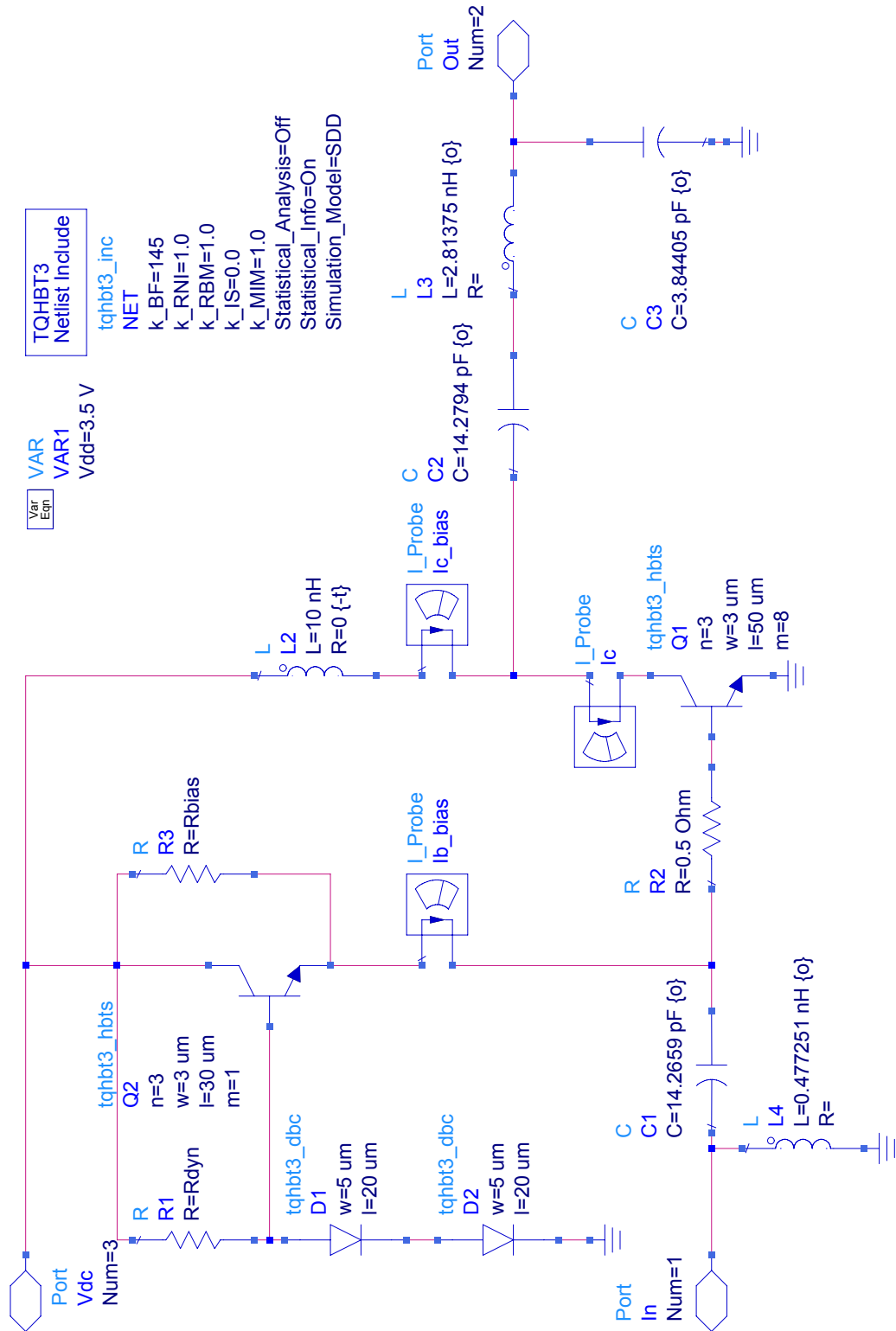
Skjema



Figur A.1: Klasse-A referanseforsterker.

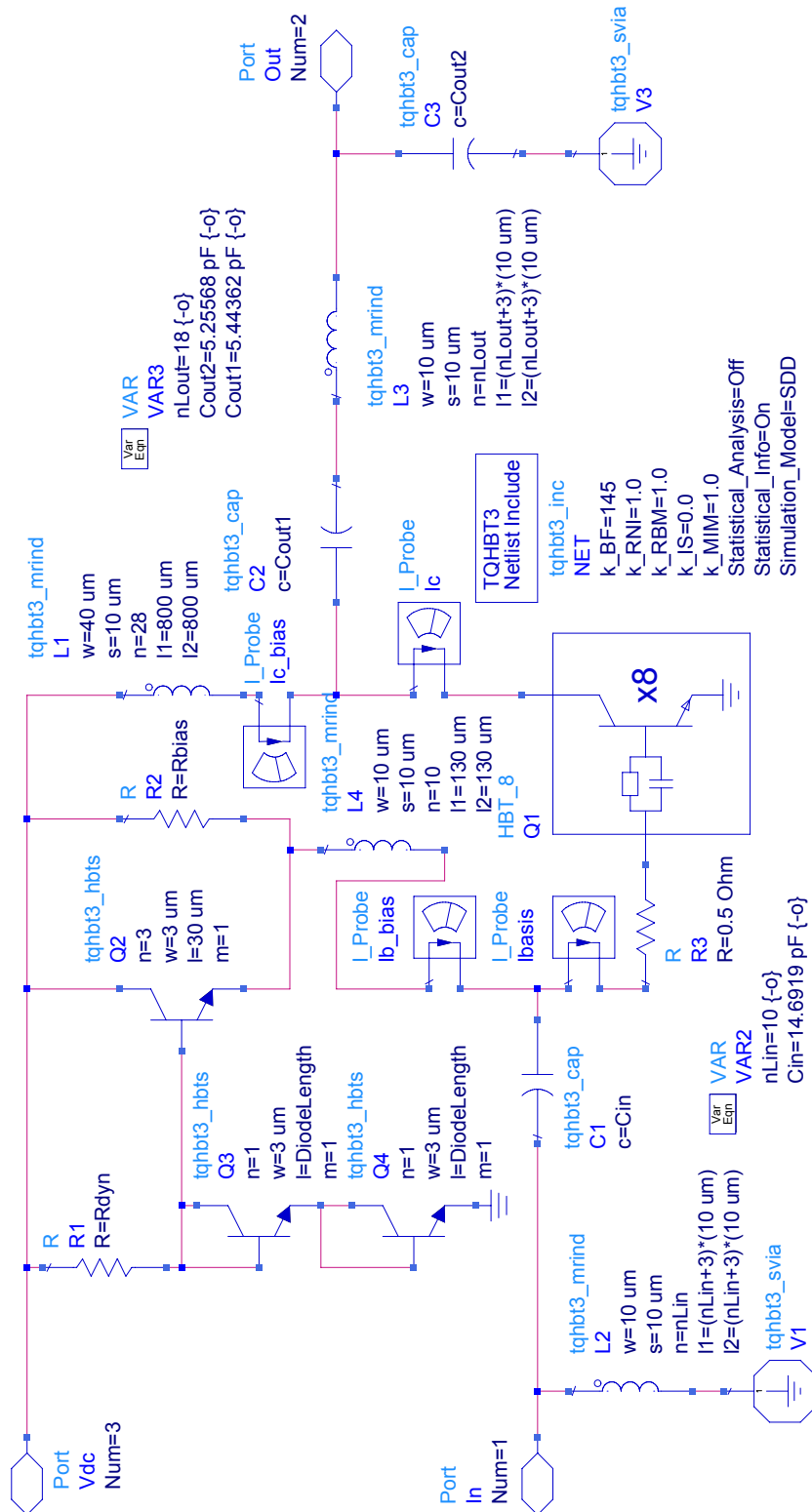


Figur A.2: Klasse-A referanseforsterker. (MMIC komponenter)

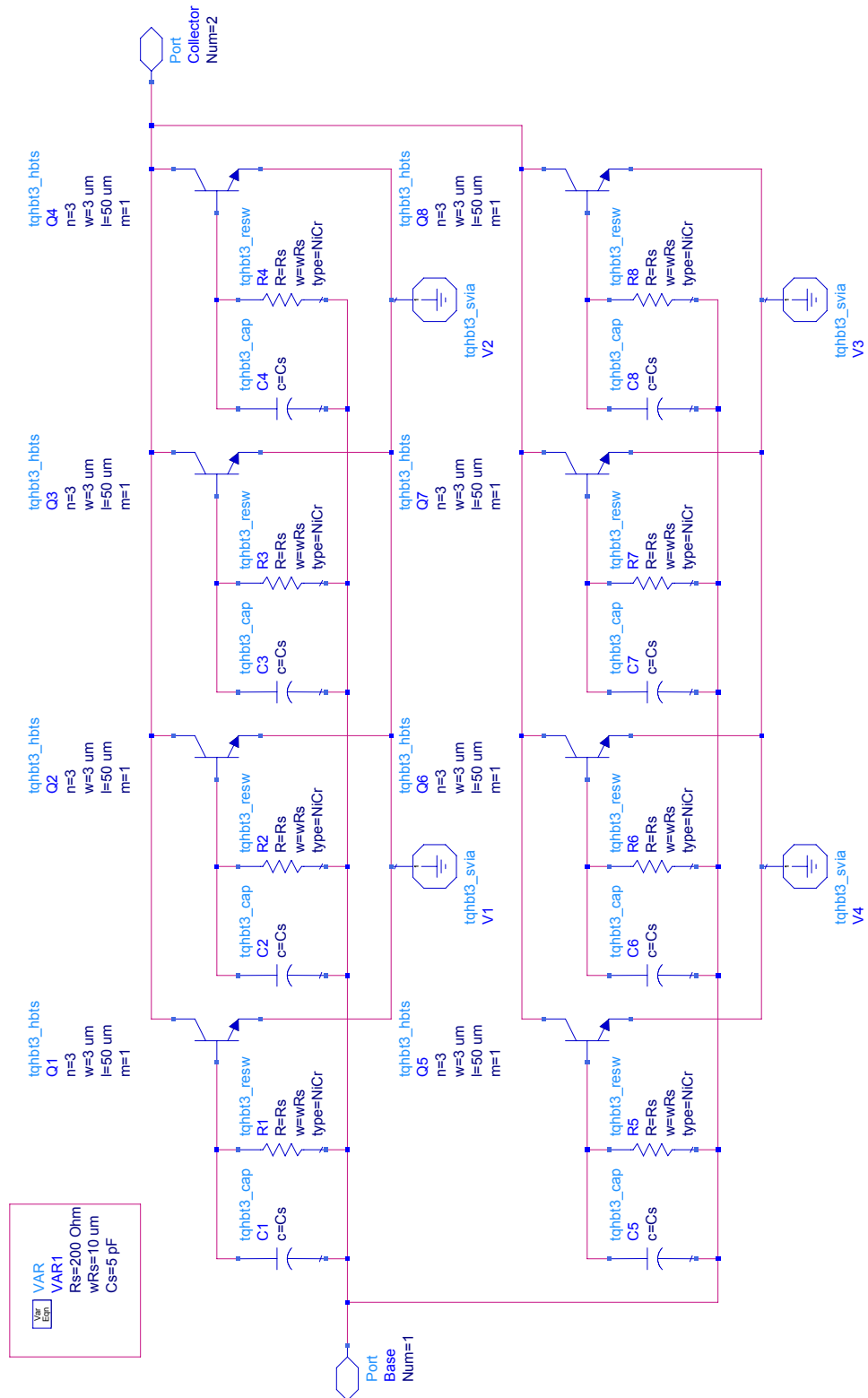


Figur A.3: Klasse-A forsterker med aktiv dynamisk bias.

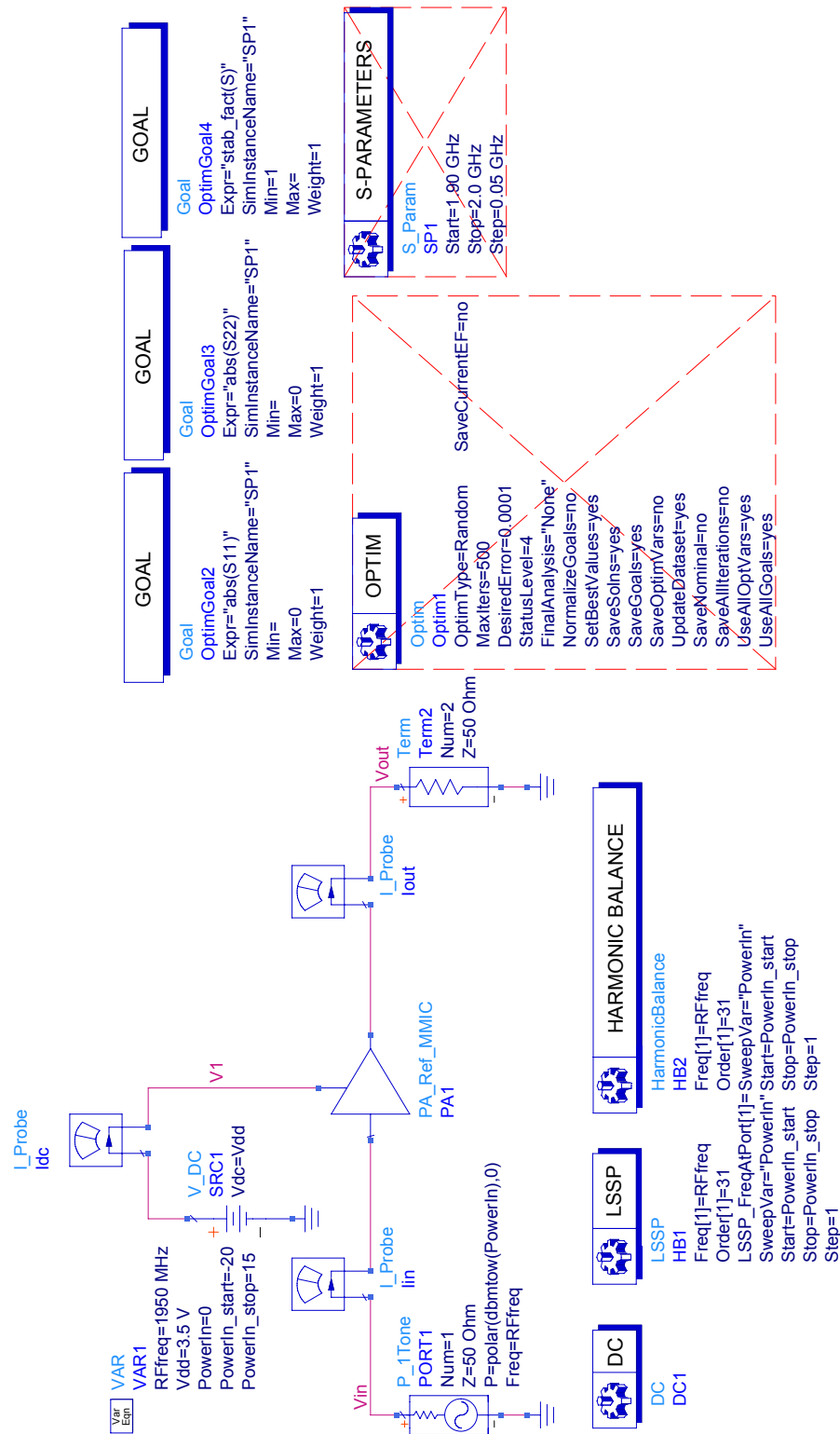




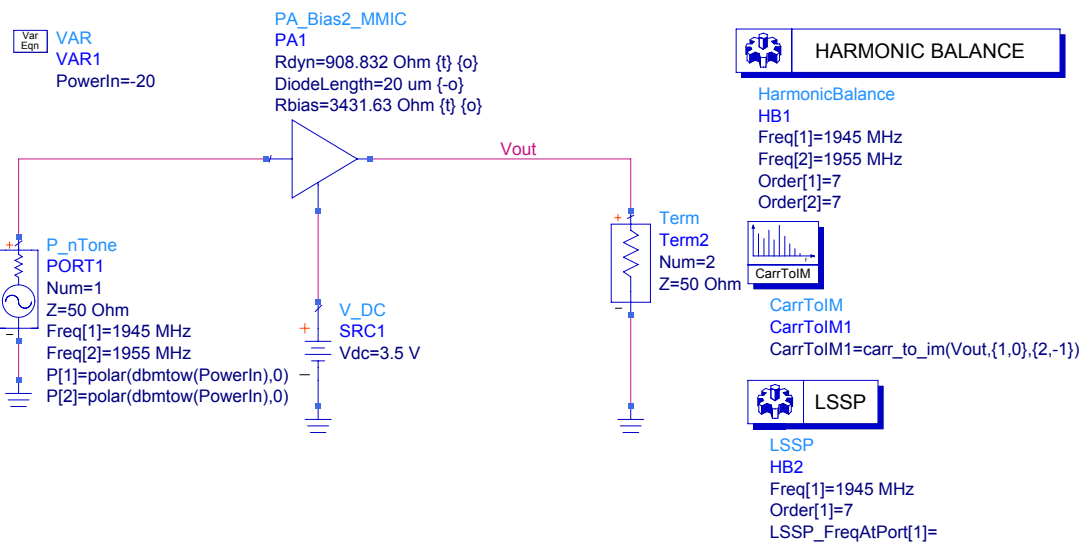
Figur A.4: Klasse-A forsterker med aktiv dynamisk bias. (MMIC komponenter)



Figur A.5: Effekttransistorer med ballastnettverk.



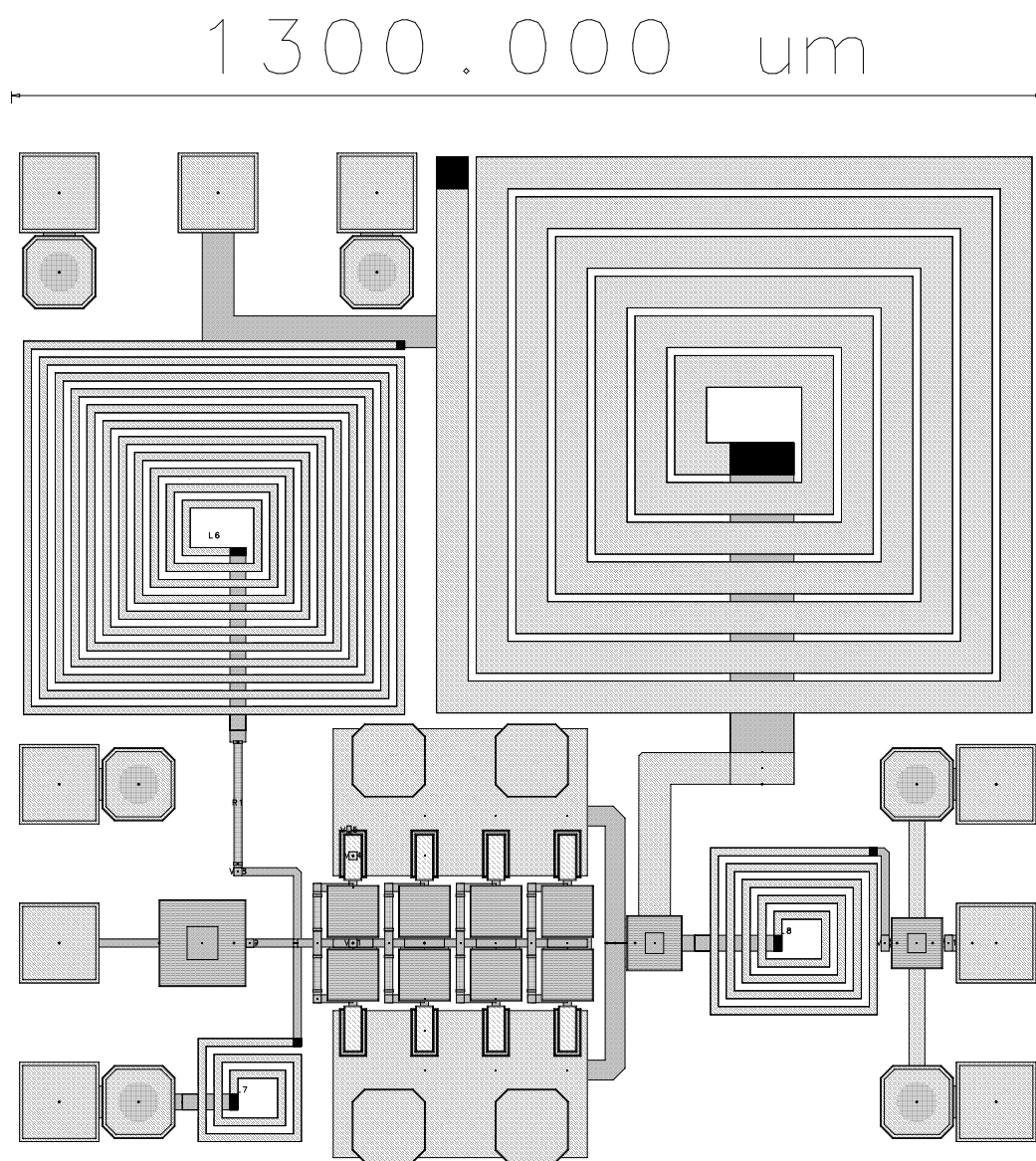
Figur A.6: DC/LSSP/HB testbenk for referanseforsterker. (MMIC komponenter)



Figur A.7: Testbenk for to-tone test (MMIC komponenter)

Tillegg B

Utlegg



Figur B.1: Utlegg av referansekrete