

# Doherty effektforsterker for 1,8 GHz

**Morten Hagen**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2007

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## Oppgavetekst

Både i bedrifter som utvikler radioutstyr for trådløse tjenester og ved en rekke universiteter og forskningssentra er det betydelig aktivitet rundt temaet Power Amplifiers (PAs). PA har stor økonomisk og teknisk betydning fordi den står for en vesentlig del av kostnadene både i utvikling og produksjon av radioutstyr, og er en meget kritisk komponent i dagens trådløse verden. I bærbare enheter er det PA som belaster batteriet mest, og både i den håndholdte enheten og i basestasjonsutstyret (infrastrukturen) skal PA tilfredsstillе mange strenge krav. Teknisk gode PA løsninger gir således store konkurransefortrinn.

Hovedtemaet i denne oppgaver er å se på Doherty teknikken for å oppnå høy DC-RF virkningsgrad - PAE (Power Added Efficiency).

Oppgaven vil i hovedtrekk bestå av å:

- sette seg inn i bruk av simulatorverktøy for å utføre ulineære simuleringer.
- Sette seg inn i forskjellige effektforsterker topologier, med hovedvekt på Doherty teknikken.
- Simulere og konstruere delforsterkerne i en Doherty forsterker.
- Simulere og konstruere den sammensatte Doherty forsterkeren.
- Lage layout og produsere effektforsterkerne.
- Måle egenskapene til de konstruerte forsterkerne, og sammenligne med simuleringene.

Oppgaven gitt: 15. januar 2007

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET







# Doherty effektforsterker for 1,8 GHz

Masteroppgave Våren 2007  
Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet

Morten Hagen

Faglærer/Veileder: Prof. Morten Olavsbråten

15. juni 2007



# Forord

Denne rapporten er utarbeidet av Morten Hagen ved NTNU, Institutt for for Elektronikk og Telekomunikasjon. Oppgavene omhandler emnene radioteknikk og RF effektforsterker design. Dette er en avsluttende masteroppgave som har gått våren 2007. Hensikten med denne oppgaven er å designe og teste effektforsterkere i en Dohertykonfigurasjon og til slutt designe en Dohertyforsterker.

Rapporten er skrevet på en slik måte at det er viktig og ha forkunnskaper om generell RF effektforsterker design.

Jeg vil gjerne takke Morten Olavsbråten som en god hovedveileder med mange og bra innspill underveis, Terje Mathiesen for å ha borret kort og kommet med innspill underveis, Marius Ubostad for god veiledning på lab og innspill underveis og Modelithics Inc som har forsynet meg med modeller for transistorer, motstander, spoler og kondensatorer til bruk i ADS.



## Sammendrag

Formålet med denne oppgaven er å designe en Dohertyforsterker. En klasse AB og en klasse C effektforsterker til bruk i denne konfigurasjonen skal designes, simuleres og gjøres målinger på hver for seg. Disse skal så å bli satt sammen til en Dohertyforsterker som skal simuleres og gjøres målinger på. Dohertyforsterkeren skal ha en senterfrekvens på 1.8 GHz og være tilpasset slik at det oppnås best PAE og linearitet.

Rapporten omhandler i de første kapitlene litt generell forsterkerteori med hovedtrykk på Dohertykonfigurasjonen og hva som er viktig og tenke på når denne designes. Fordelen med en Dohertyeffektforsterker er at den forbedrer effektiviteten over et større dynamisk område. Dette er spesielt viktig for modulerte signaler som ikke har konstant envelope. Den viktigste delen er design, simulering og praktisk måling av effektforsterkerne som hører med i Dohertykonfigurasjonen.

Designet av effektforsterkerene er utført med et designverktøy som heter ADS, Advanced Design Systems. For å designe effektforsterkerene med hensyn på best PAE og linearitet ble det benyttet ferdiglagde prosjekter i ADS som fant tilpasningsimpedansene som måtte til for å oppnå dette.

Transistorvalget falt på en transistor fra Eudyna som heter FLL120MK. Dette valget ble gjort etter mye testing av en annen transistor, som det viste seg ikke kunne brukes fordi den ikkelineære modellen i ADS var utilstrekkelig. Et firma i Florida hadde en storsignalmodell for denne transistoren som det var mulig å få en lisens til, som kunne brukes under masteroppgaven.

En ikkelineær simulering av forsterkerne ble utført i ADS og viktige parametere som karakteriserer forsterkerene er  $P_{1dB}$ , gain og PAE. For klasse AB forsterkeren ble  $P_{1dB} = 19dBm$  inneffekt,  $Gain_{P_{1dB}} = 9.5dBm$  og  $PAE_{P_{1dB}} = 36.7\%$ . Klasse C forsterkeren ble designet for å være i en Dohertykonfigurasjon og hadde et påslagspunkt på 19 dBm,  $Gain_{maks} = 9.1dBm$  og maks PAE på 46%. Disse to forsterkerene ble satt sammen til en Dohertykonfigurasjon som fikk  $P_{1dB} = 29dBm$  inneffekt,  $Gain_{P_{1dB}} = 7.1dBm$  og  $PAE_{P_{1dB}} = 48.5\%$ . For å sammenligne en Doherty og en klasse AB forsterker, er PAE i 6 dB backoff punktet som teller. Forbedringen ble på 20%. Lineariteten i Doherty forsterkeren er meget bra og  $P_{1dB}$  økte med 9.5dBm. Gainet hadde gått ned 2.5 dBm, som er en ulempe med Dohertykonfigurasjonen og stemmer bra med teorien.

Målingene viste at klasse AB forsterkeren fikk et  $P_{1dB} = 23dBm$  inneffekt,  $Gain_{P_{1dB}} = 5.88$  og  $PAE_{P_{1dB}} = 35\%$ . En forskjell på 3 dBm i forhold til klasse AB simuleringene. PAE fikk samme verdi som i simuleringene. Klasse C forsterkeren hadde oscillasjoner ved 160 MHz. Dette fulgte med på Dohertyforsterkeren som hadde samme type oscillasjoner da klasse C forsterkeren begynte å lede. Transistormodellen i ADS er veldig nær opp til den praktiske transistoren, men har ustabilitetsegenskaper som ikke kom fra under simuleringene. Biaseringen og stabilitetsnettverket har skylden i at det ikke ble en stabil klasse C-forsterker.



# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
1.1	Bakgrunn . . . . .	1
1.2	Mål . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Forsterkerklasser</b>	<b>3</b>
2.1	Klassiske forsterkertyper . . . . .	3
2.1.1	Klasse A . . . . .	3
2.1.2	Klasse AB . . . . .	3
2.1.3	Klasse B . . . . .	3
2.1.4	Klasse C . . . . .	4
2.2	Svitsj forsterkere . . . . .	4
2.2.1	Klasse D . . . . .	4
2.2.2	Klasse E . . . . .	5
2.2.3	Klasse F . . . . .	5
<b>3</b>	<b>Forsterkerteori</b>	<b>7</b>
3.1	Forsterkningsbegreper . . . . .	7
3.1.1	Effektforsterker . . . . .	7
3.1.2	Definisjoner på en to-port effektforsterkning . . . . .	8
3.1.3	Effektivitet . . . . .	9
3.1.4	Linearitet og Distorsjon . . . . .	9
3.1.5	Stabilitet . . . . .	14
3.1.6	Støy . . . . .	17
3.1.7	Gain match og Effekt match [1] . . . . .	18
3.1.8	Load Pull /Source pull . . . . .	18
<b>4</b>	<b>Design av en effektforsterker</b>	<b>21</b>
4.1	Impedanstilpasningsnettverk . . . . .	21
4.1.1	Kvartbølgetransformator . . . . .	21
4.1.2	L-nettverk . . . . .	22
4.1.3	Stub-nettverk . . . . .	23
4.1.4	Pi-nettverk . . . . .	23
4.2	Harmonisk kortslutning . . . . .	25
4.3	Konjungert- og Lastlinjetilpasning . . . . .	26
4.4	Ikke-lineære transistor modeller til bruk i CAD verktøy [1] . . . . .	28
<b>5</b>	<b>Koplere</b>	<b>29</b>
5.1	Generelt . . . . .	29
5.2	Koblere . . . . .	29
5.2.1	90° Hybrid . . . . .	29
<b>6</b>	<b>Doherty Forsterker</b>	<b>35</b>

6.1	Litt historie . . . . .	35
6.2	Dohertymetoden . . . . .	35
6.3	Aktiv last-tuning . . . . .	36
6.4	Virkemåte . . . . .	37
6.4.1	Bestemme den karakteristiske impedansen til kvartbølgetransformatoren . . . . .	38
6.4.2	Effektivitet til en Doherty forsterker . . . . .	40
6.5	Realisering av en Dohertyforsterker . . . . .	41
6.6	Fordeler og Ulemper med Doherty . . . . .	43
6.7	Dohertyløsninger i dag . . . . .	44
6.7.1	Bruk av Load-pull metoden for å lage en transistor modell . . . . .	44
<b>7</b>	<b>Valg av transistor</b>	<b>47</b>
7.1	Innledende . . . . .	47
7.2	Ny transistor . . . . .	48
7.2.1	Transistorspesifikasjoner . . . . .	49
<b>8</b>	<b>Design og Simulering av Hovedforsterker</b>	<b>51</b>
8.1	Spesifikasjoner . . . . .	51
8.2	Biasering . . . . .	51
8.3	Små signal analyse . . . . .	53
8.4	Load/source-pull analyse . . . . .	53
8.5	Design av tilpasningsnettverk . . . . .	56
8.6	Linjetilpasning . . . . .	56
8.7	Stabilitet . . . . .	59
8.8	Biaseringsnettverk . . . . .	62
8.9	Tilpasset hovedforsterkerdesign . . . . .	62
8.9.1	Linearitet . . . . .	64
8.10	Utlegg . . . . .	65
<b>9</b>	<b>Design og Simulering av Peakforsterker</b>	<b>67</b>
9.1	Biasering . . . . .	67
9.2	Tilpasningsnettverk . . . . .	68
9.2.1	Inngangstilpasning med ideelle komponenter . . . . .	68
9.2.2	Utgangstilpasning med ideelle komponenter . . . . .	69
9.2.3	Simulering av peakforsterker med ideelt tilpasningsnettverk . . . . .	69
9.2.4	Impedanstilpasning med linjer . . . . .	71
9.3	Biaseringsnettverk . . . . .	72
9.4	Stabilitet . . . . .	72
9.5	Optimalisert design . . . . .	72
9.5.1	Linearitet . . . . .	73
9.6	Utlegg . . . . .	76
<b>10</b>	<b>Design av inngangsdeleren</b>	<b>77</b>
10.1	Kvadraturkopler . . . . .	77
10.2	Wilkinsondeler . . . . .	78
10.3	Hvilken deler velges . . . . .	78
<b>11</b>	<b>Design og simulering av Dohertyforsterker</b>	<b>81</b>
11.1	Praktisk konfigurasjon . . . . .	81
11.2	Design . . . . .	82
11.3	Simuleringer . . . . .	82
11.3.1	Effektanalyse . . . . .	84



11.3.2	Linearitet . . . . .	84
11.3.3	Praktisk realisering . . . . .	86
<b>12</b>	<b>Målinger og resultater</b>	<b>87</b>
12.1	Oppsett . . . . .	87
12.2	Hovedforsterker . . . . .	87
12.2.1	Stabilitet i målinger . . . . .	89
12.2.2	Måleresultater . . . . .	89
12.3	Peakforsterker . . . . .	91
12.4	Dohertyforsterkeren . . . . .	93
<b>13</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>95</b>
13.1	Feilkilder . . . . .	95
13.2	Sammenligninger av simuleringsresultater . . . . .	96
13.2.1	Klasse AB og Doherty simulerings sammeligninger . . . . .	96
13.3	Sammenligning av simuleringer og praktiske målinger . . . . .	97
13.3.1	Klasse AB . . . . .	97
13.4	Årsaker til oscillasjoner . . . . .	99
13.5	Forslag til forbedringer . . . . .	99
<b>14</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>101</b>
<b>A</b>	<b>Datablad for FLL120MK</b>	<b>105</b>
<b>B</b>	<b>Datablad for FPD1000AS</b>	<b>109</b>
<b>C</b>	<b>Totalt hovedforsterkerdesign</b>	<b>117</b>
<b>D</b>	<b>Totalt peakforsterkerdesign</b>	<b>119</b>



# KAPITTEL 1

## INNLEDNING

---

Denne Masteroppgaven er en avsluttende rapport 5. året ved NTNU og omhandler design av en Doherty effektførsterker på 1.8 GHz.

### 1.1 BAKGRUNN

Effektførsterkere er det mest strømkrevende i en trådløs applikasjon. [1] Effektivitet og linearitet er blant de viktigste egenskapene til slike effektførsterkere. Det er vanskelig å oppnå både høy effektivitet som samtidig forsterkeren har en god linearitet. Gode forsterkerdesign krever derfor mer og mer innovative egenskaper.

Spektrum er dyrt og nyere teknologier krever maksimum datarate over et minimum spekter. Dette krever nyere modulasjonsmetoder som bruker brede dynamiske signaler som krever lineær forsterkning. Selv om lineær forsterkning er mulig, kommer dette alltid på bekostning av effektiviteten. Moderne trådløse kommunikasjons standarder bruker ikke-konstante envelope modulasjonsteknikker som for eksempel QPSK for å oppnå høye datarater og spektraleffektivitet. RF effektførsterkere som brukes i disse systemene operer i sitt "backoff" område, som vil si i det område der forsterkeren ikke er i metning og i sitt mindre effektive område. Dette reduserer batterilevetiden på en mobiltelefon og øker strømforbruket til en basestasjon. De nye forsterkerene må ha en høyere effektivitet over et større dynamisk område og ikke bare i metning. Dette sparer mye penger. Mange studier har vist at det spares millioner og kanskje milliarder [2] på å øke effektiviteten på en basestasjonsforsterker fra 25 % til 50 %.

Denne rapporten fokuserer på en slik type forsterker, Dohertyforsterker, som i teorien kan øke effektiviteten over det dynamiske område betraktelig i forhold til konvensjonelle forsterkere. Dohertyteknikken har fått navnet sitt fra William J. Doherty, som allerede i 1936 introduserte en ny type lineær effektførsterker for modulerte RF-bølger. Denne effektførsterkeren tok i bruk radorør (eng. tubes) på en slik måte at en effektivitet på 60-65%, uavhengig av modulasjon, kunne oppnås. Selv om moderne Dohertyforsterkere bruker transistorer i stedet for radorør, er prinsippet og virkemåten den samme.

## 1.2 MÅL

Hovedmålet for dette prosjektet er å designe, simulere og teste en Dohertyeffektforsterker på 1.8 GHz. For å designe en Dohertykonforsterker, blir det valgt å designe, simulere og teste to individuelle forsterkere i ADS for så å sette disse sammen. Dette for å bli bedre kjent med de forskjellige forsterkertypene og de ikkelineære simuleringene i ADS.

Dohertykonfigurasjonen skal inneholde en klasse AB som hovedforsterker og en klasse C som peakforsterker. Målet med disse designene er å få best mulig gain og PAE. Forsterkerne skal først designes og simuleres i ADS, før det lages kort og gjøres målinger.

Transistorvalget blir beskrevet i et eget kapittel. Valget falt på FLL120MK, en 10W GaAs FET transistor. Dette på grunn av at det var mulig å få tak i den ikkelineære modellen i ADS, som er meget viktig for kunne å lage noe virkelighetsnære simuleringer.

# KAPITTEL 2

## FORSTERKERKLASSER

---

For å komme frem til målet er det viktig å studere litt grunnleggende forsterkerklasser og begreper. Forsterkerklassene kan deles opp i to hoveddeler, klassiske og svitsjer. Klasse A, AB, B og C hører til de klassiske forsterkerene mens klasse D, E og F hører til svitsjene .

### 2.1 KLASSISKE FORSTERKERTYPER

#### 2.1.1 Klasse A

Klasse A forsterkere forsterker over hele inngangssyklusen slik at utgangssignalet er en oppskalert kopi av inngangen uten klipping. De er ikke så effektive med et teoretisk maksimum på 50%. I en klasse A krets blir transistoren biasert slik at den leder hele tiden. Arbeidspunktet velges til  $I_{max}/2$  der  $I_{max}$  er den maksimale drainstrømmen, og derfor får den et maksimum på 50% effektivitet. Den lave effektiviteten er en ulempe ved denne typen forsterkere, men dersom det er viktig med linearitet er denne yppelig. I figur 2.1 a er det vist hvordan en klasse A forsterker biaseres.

#### 2.1.2 Klasse AB

Klasse AB forsterkere er et kompromiss mellom klasse A og klasse B forsterkere. Effektiviteten er høyere enn A men lavere enn B. Lineariteten er høyere enn B, men lavere enn A. Nøkkelen til en god klasse AB forsterker er en harmonisk kortslutning som forhindrer harmoniske spenninger å bli generert på utgangen. [3] Dette kan gjøres ved å bruke en parallell shuntmotstand som har en resonansfrekvens ved den fundamentale frekvensen. Figur 2.1 c viser hvilket område en klasse AB forsterker biaseres.

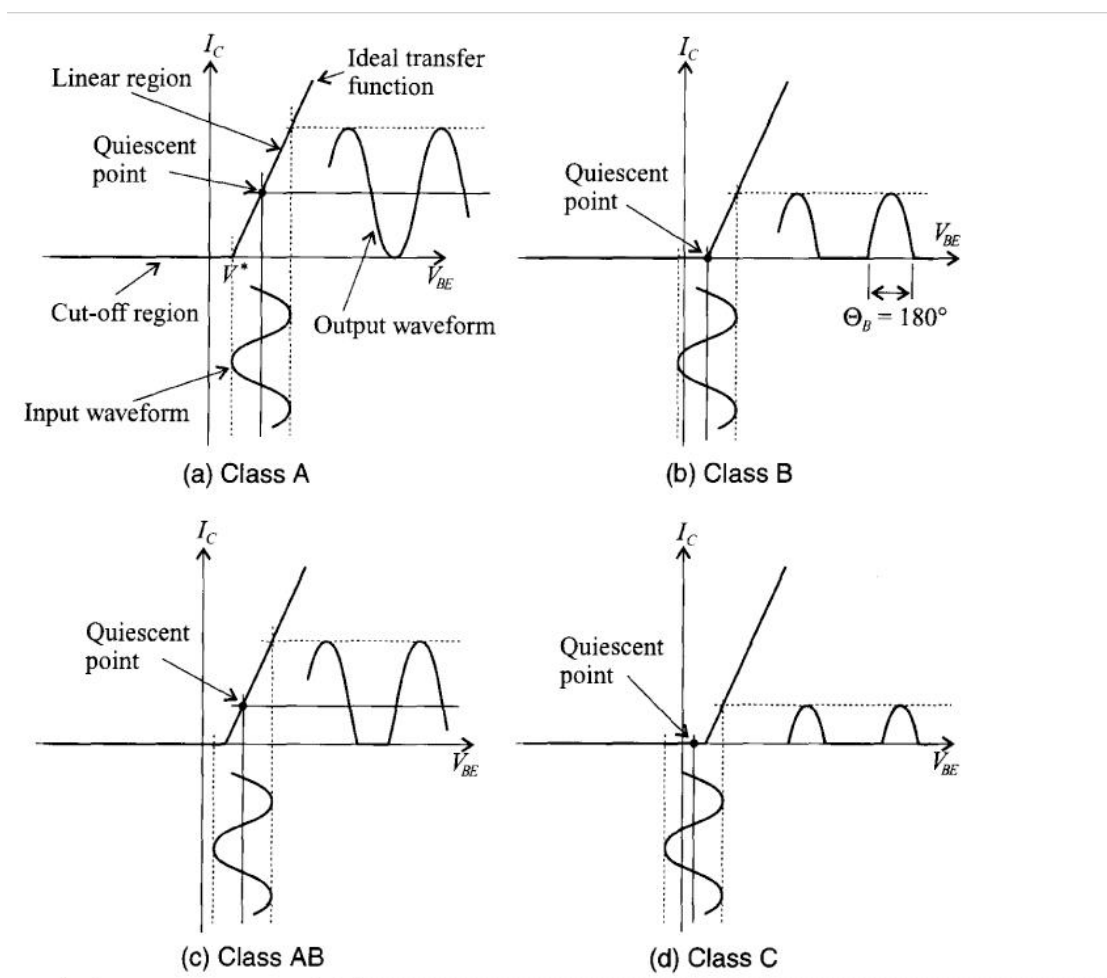
#### 2.1.3 Klasse B

Klasse B vil være biasert til transistorens terskelspenningen. Det vil si at forsterkeren leder kun i halve inngangssyklusen. Ledningsvinkelen vil altså være på 180 grader. Denne er ikke så lineær, men kan oppnå en effektivitet på nær 78%. Klasse A leder hele

tida, mens en klasse B vil kun lede når man får inn signal på inngangen. Figur 2.1 b viser hvilket område en klasse B forsterker biaseres.

### 2.1.4 Klasse C

Klasse C forsterkere leder mindre enn 50% av inngangssignalet. Distorsjonen er høy, men effektiviteten kan være opp mot 90%. I RF design kan man redusere distorsjonen ved hjelp av tuning.[4] Inngangssignalet blir brukt til å slå forsterkeren av og på. Dette kan benyttes ved designing av en Doherty forsterker. Figur 2.1 d viser hvilket område en klasse C forsterker biaseres.



Figur 2.1: Biasering i klasse A, AB, B og C [5]

## 2.2 SVITSJ FORSTERKERE

### 2.2.1 Klasse D

En klasse D forsterker er en effektfosterker der alle transistorene opererer i on/off modus. Utgangen av disse forsterkere kan inneholde unødvendige spektralkomponen-

ter. Hovedfordelen med denne forsterkeren er effektiviteten på 100%. Denne opererer ikke i lineær modus.

### 2.2.2 Klasse E

Klasse E forsterkere hører til den såkalte svitsjeforsterkerne og er veldig ulineær. Den ligger midt imellom den analoge verden, med reduksjon i ledningsvinkelen, og den digitale verden, med ideelle brytere. Det er en bryter, men utgangsformen på bølgen er analog. Problemene er de samme som med andre bryterforsterkere. De klarer ikke veksler fort nok når frekvensen beveger seg opp i GHz område. Det som er fordelen med en slik forsterker er at den gir en høy effektivitet uten å ha kompleksiteten til en klasse F forsterker. Klasse E forsterkere med den gode effektiviteten på nær 90% kan være en løsning som peak-forsterker i en Doherty.

### 2.2.3 Klasse F

Dette er en kompleks bryterforsterker. Forsterkerens RF strøm er en halvbølge ensrettet sinuskurve, og en RF spenning som er en maksimal flat tredjeharmoniskforbedret sinuskurve. Denne forsterkertypen er rimlig ny og definisjonen er ikke allmennt godkjent slik som A, AB, B og C terminologien. Klasse F forsterkere kan også være en løsning for en Doherty peak-forsterker.





# KAPITTEL 3

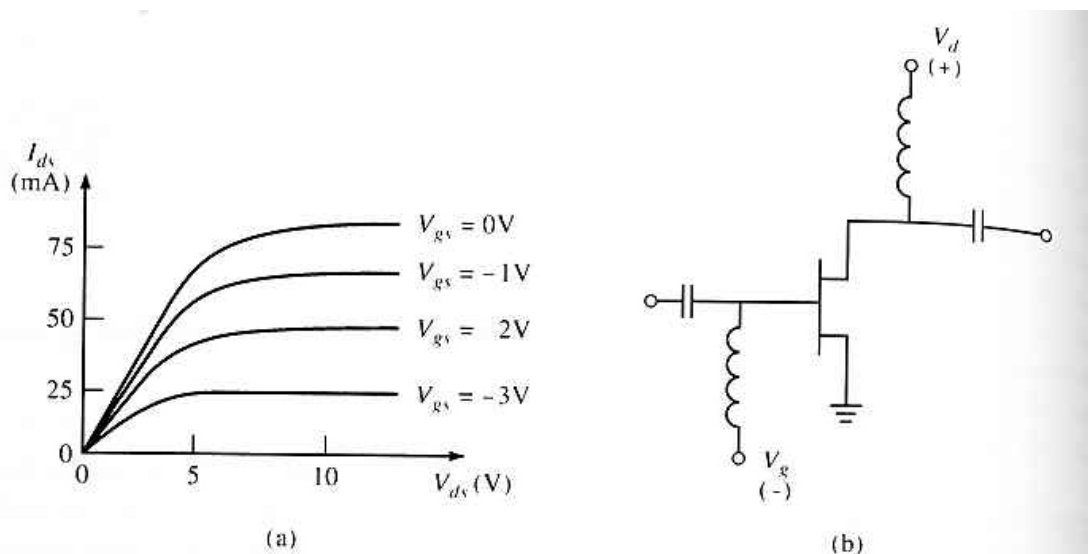
## FORSTERKERTEORI

### 3.1 FORSTERKNINGSBEGREPER

Design og utvikling av gode RF effektførsterkere krever god kjennskap til forskjellige begreper som blir brukt i bøker og artikler. Dette kapittelet tar for seg noen av de viktigste.

#### 3.1.1 Effektførsterker

En RF effektførsterker er en innretning som tar et lite inngangssignal og transformerer det til et større utgangssignal. Den blir vanligvis optimalisert til å ha høy effektivitet, linearitet, høyt P1dB kompresjonspunkt, bra returdemping på inngangen og utgangen, bra forsterkning og bra varmeledning. Et utgangspunkt for å designe en effektførsterker er transistorens DC karakteristikk vist i figur 3.1 a. På figur 3.1 b er det vist hvordan transistoren biaseres og avkoples som et utgangspunkt for å bygge en fullstendig forsterker.



Figur 3.1: (a) DC karakteristikk for en Gaas FET (b) Biasering og avkoplings nettverk

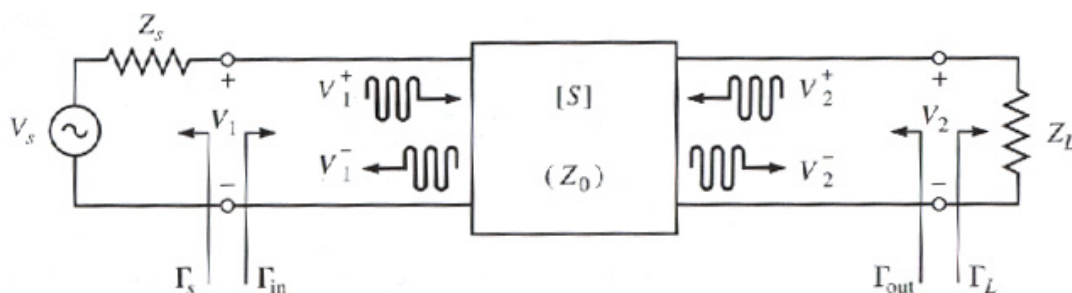
Transistor utgangseffekten er begrenset slik som i lign (3.1).

$$P_{ut} = \frac{V_{br} - V_k}{8Z_L} \quad (3.1)$$

Der  $V_{br}$  er breakdown spenningen,  $V_k$  er kne spenningen og  $Z_L$  er 50 ohm [6].

### 3.1.2 Definisjoner på en to-port effektforsterkning

Ligninger og figur er hentet fra [6]. I figur 3.2 er det vist en toport med refleksjonskoeffisientene;  $\Gamma_S$  som er refleksjon fra kilde impedansen,  $Z_S$  sett inn i kilden fra inngangen av toporten,  $\Gamma_{in}$  som er refleksjon inn i toporten,  $\Gamma_{ut}$  sett fra lasten på utgangen inn i toporten og  $\Gamma_L$  som er refleksjon i fra lasten  $Z_L$



Figur 3.2: To port nettverk

Virkelig effektforsterkning er definert som forholdet mellom effekten levert til lasten,  $P_L$ , og effekten på inngangen til forsterkeren,  $P_{inn}$ . Dette illustreres i lign (3.2).

$$G = \frac{P_L}{P_{inn}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{inn}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.2)$$

Tilgjengelig effekt er forholdet mellom den tilgjengelige effekten fra to porten og den tilgjengelige effekten fra kilden. Illustreres i lign (3.3).

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{ut}|^2)} \quad (3.3)$$

Transducer effektforsterkning er forholdet mellom effekten levert til lasten og effekten tilgjengelig på kilden. Illustreres i lign (3.4).

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_s|^2|1 - S_{22}\Gamma_s|^2} \quad (3.4)$$

Dersom utgangen er konjugert tilpasset er  $G = G_A = G_T$ .

### 3.1.3 Effektivitet

Effektforsterkere blir ofte designet for å gi best mulig effektivitet. Effektivitet kan defineres på flere måter. Den grunnleggende definisjonen for utgangseffektivitet er definert som i lign (3.5). [7]

$$\eta = \frac{P_l}{P_{dc}} \quad (3.5)$$

$P_l$  er effekten i lasten og  $P_{dc}$  er maksimaleffekten fra dc forsyningen. For de som designer er det viktig å ta i betraktning driftseffekten, som i en RF PA er ganske stor. Uttrykket for denne effekten er power added efficiency og er gitt i lign (3.6).

$$PAE = \frac{P_l - P_{inn}}{P_{dc}} \quad (3.6)$$

Hvis effektforsterkningen er mindre enn 10 dB vil driftseffektkravene ta veldig mye ut av draineffektiviteten eller utgangseffektiviteten.

Den totale effektiviteten er gitt i lign (3.7).

$$\eta_{total} = \frac{P_{ut}}{P_{dc} + P_{in}} \quad (3.7)$$

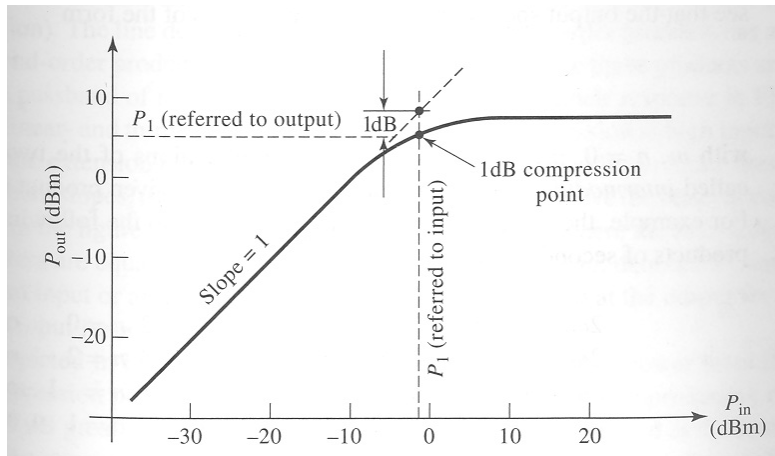
### 3.1.4 Linearitet og Distorsjon

Linearitet i forsterkere forteller i hvilket effektområde som forsterkeren er lineær. Det vil si der utgangseffekten er en funksjon av inngangseffekten som i lign (3.8). Ligninger og figurer er hentet fra [2] hvis ingen annen kilde er oppgitt.

$$P_{ut} = K_A * P_{inn} \quad (3.8)$$

I en effektforsterker kan linearitet og effektivitet avveies mot hverandre. Når lineariteten øker, synker effektiviteten og omvendt.

En forsterker er kun lineær i et lite område. Se figur 3.3. Når inngangssignalet begynner å nærme seg metningspunktet til forsterkeren vil forsterkningen avta. Da er et viktig parameter for en PA gitt ved 1dB-kompressjonspunktet som vist i figur 3.3. Dette punktet viser hvor forsterkningen har avtatt 1dB i forhold til en ideell lineær forsterkning og beskriver effekthåndteringsevnen.



Figur 3.3: 1-dB punktet

Definisjonen fra The Oxford English Dictionary på distorsjon (forvrengning) blir beskrevet som "Change in form of signal during transmission etc. usually with impairment of quality". Distorsjon er forandring av form på signal ved transmisjon etc. som kan føre til svekkelse av kvaliteten.

Alle forsterkere har evnen til å forvrengte signaler som de skal forsterke. Forvrengning og ulineariteter i audioforsterkere er ubehagelig for øret. Ved radiofrekvenser er det ikke bare audiokvaliteten til det sendte signalet som har noe å si, men også spektral effektiviteten, interferens mellom forskjellige bånd.

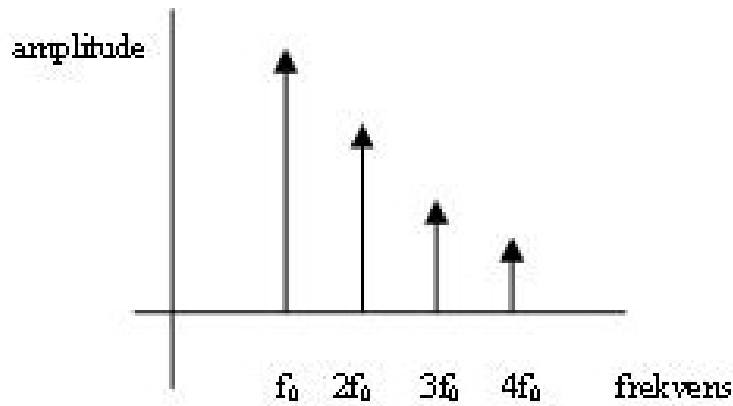
Ulineariteter i forsterkere kan forårsake distorsjon i det sendte signalet, som kan resultere i at det får komponenter utenfor frekvensområdet. Disse kan forårsake interferens med andre radiobrukere og minimaliseres slik at systemene kan operere sammen. Heldigvis er det mulig å fjerne disse komponentene med filtrering. I overføring er med konstant envelope går det bra med filtrering, men når man sender med variabel envelope vil det i tillegg produseres intermodulasjons distorsjon (IMD). IMD kan ikke fjernes med filtrering og må fjernes med andre lineariseringsmetoder.

Distorsjon kan deles opp i flere kategorier, men de viktigste for RF effektforsterkere er harmonisk distorsjon, AM til AM distorsjon, AM til PM distorsjon og intermodulasjonsdistorsjon.

### Harmonisk distorsjon

Effektforsterkere vil produsere harmonisk distorsjon, som oppstår ved forskjellige produkter av grunnfrekvensen. ( $2f_0$ ,  $3f_0$ ,  $4f_0$  osv). Figur 3.4 viser dette. [2]

De fleste forsterkere er ikke lineære. Dette gir en inngangs- og utgangsspenning som kan bli formulert ved å bruke standard potensrekke(rekkeutvikling) som i lign (3.9).



Figur 3.4: Harmonisk distorsjon

$$v_0 = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + a_4 v_i^4 + \dots \quad (3.9)$$

$v_0$  og  $v_i$  er små og tidsvarierende som representerer RF inngangs- og utgangssignaler. Lign (3.10) viser inngangssignalet som består av to like amplituder i samme bånd.

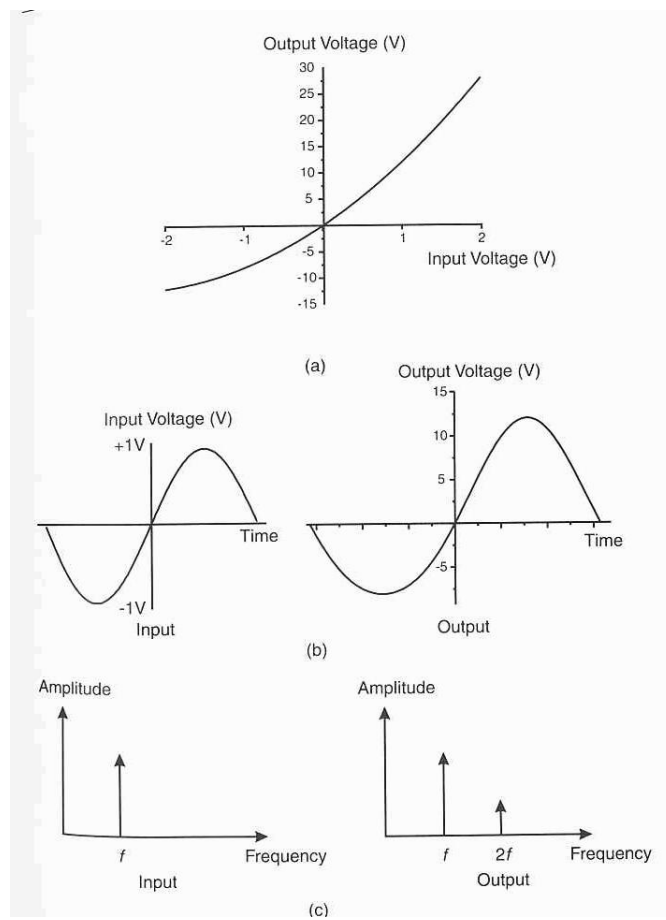
$$v_i(t) = v \cos(\omega_1 t) + v \cos(\omega_2 t) \quad (3.10)$$

Utgangspenningen blir da som i lign (3.11). Dette er de harmoniske komponentene til signalet.

$$\begin{aligned} v_0 = & a_1 v (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) \\ & a_2 v (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 \\ & a_3 v (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^3 \\ & a_4 v (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^4 + \dots \end{aligned} \quad (3.11)$$

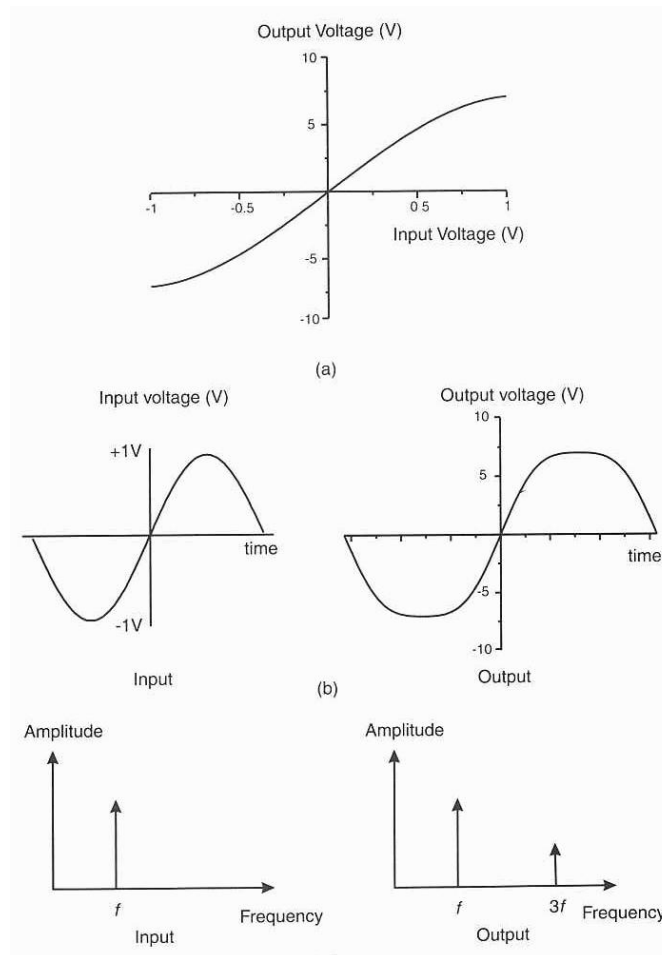
Hver linje representerer en grad signaldistorsjon og genererer et antall distorsjonsprodukter som enten har samme eller lavere orden. For eksempel andregradsproduktet produserer andreordenskomponenter ved  $2\omega_1$  og  $2\omega_2$ ,  $\omega_1 \pm \omega_2$ . Fjerdegradsuttrykket produserer fjerdeordensprodukter ved  $4\omega_1$  og  $4\omega_2$ ,  $2\omega_1 \pm 2\omega_2$  og  $3\omega_1 \pm \omega_2$  og i tillegg andreorden ved  $2\omega_1$  og  $2\omega_2$ ,  $\omega_1 \pm \omega_2$ .

Hvis det befinner seg bare andreordenskomponenter på signalet blir transferkarakteristikken, signalet i tidsplanet og i frekvensplanet til forsterkeren som vist i figur 3.5 a, b og c. Her er inngangssignalet en entone. Transferkarakteristikken er på formen  $V_{out} = 10V_{inn} + 2V_{inn}^2$ . Denne andreordenskomponenten som dannes kan lett filtreres bort fra utgangen til forsterkeren på grunn av at den ikke befinner seg i båndet til den fundamentale frekvensen.



Figur 3.5: (a) transfer karakteristikk, (b) effekten på en sinuskurve i tidsplanet og (c) frekvensplanet

Tredjeordensproduktene kan ikke filtreres bort fordi de befinner seg for nære den fundamentale frekvensen på grunn "inband" effekter. Figur 3.6 viser hvordan signalet på utgangen til en forsterker med transferkarakteristikk,  $V_{out} = 10V_{inn} - 3V_{inn}^3$ , blir påvirket av tredjeordensproduktet.

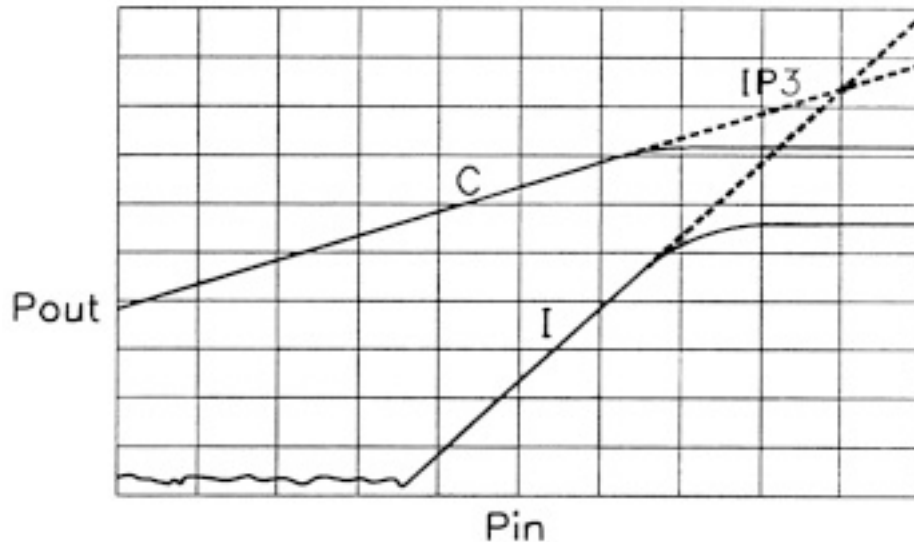


Figur 3.6: (a) Transferkarakteristikk, (b) effekten på et sinus signal i tidsplanet og (c) i frekvensplanet

Ved plotting av de lineære regionene til  $P_{ut}(f_2)$  og  $P_{ut}(2f_2 - f_1)$  blir det et krysningspunkt som kalles det tredjeordensinterceptpunktet. Figur 3.7 illustrere dette krysningspunktet.

### Amplitude ulineariteter

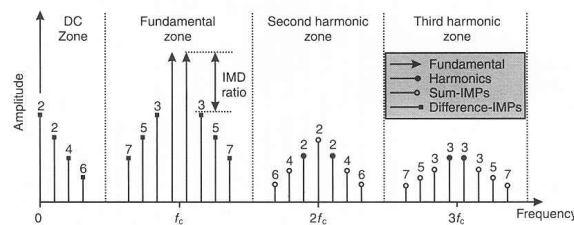
Amplitude ulineariteter er forholdet mellom inngangs- og utgangseffekten, og er til stede i alle praktiske forsterkere. Dette kalles AM-AM overføring siden det er en konvertering mellom amplitude modulasjon på inngangssignalet og den modifiserte modulasjonen på utgangssignalet. Dette er en form for distorsjon siden amplituden på utgangssignalet kan være lavere enn på inngangssignalet. AM-AM distorsjon er forholdet mellom amplitudemodulasjonssignalet på inngangen og på utgangen. Denne degradasjonen som blir på amplituden lager distorsjon. [2] Figur 3.9 a viser AM-AM distorsjon.



Figur 3.7: Tredje ordens interseptpunkt

### Fasedistorsjon

Fasedistorsjon er forvrengning som oppstår når forsterkeren har en ikkelineær fasekarakteristikk. Det vil si at forsterkeren forsinkes ikke alle amplitudene i inngangssignalet like mye. Overgangen fra amplitude modulasjon på inngangssignalet til en fasemodulasjon på utgangssignalet kalles AM-PM distorsjon. Figur 3.9 b viser am-pm og c viser en kombinasjon av AM-AM og AM-PM.



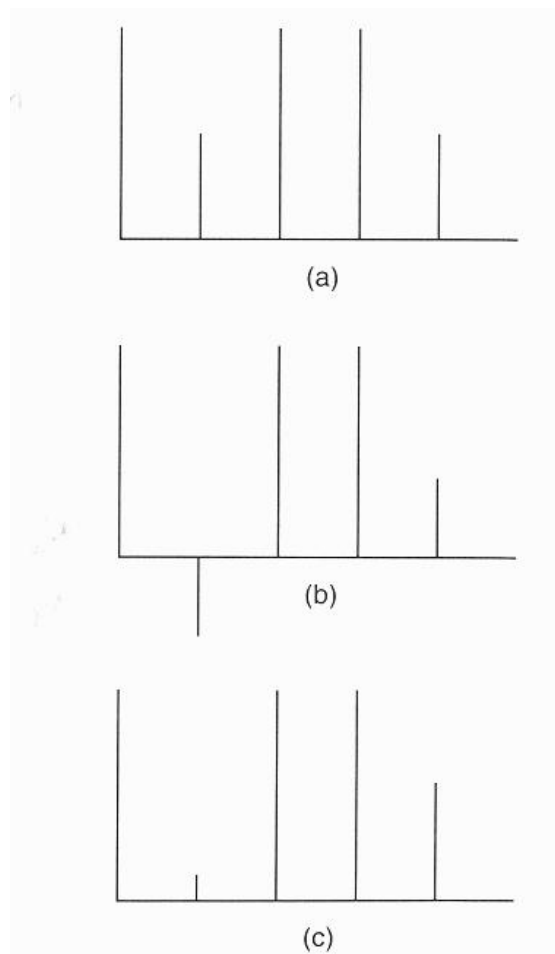
Figur 3.8: Frekvensrespons av en ikkelineær forsterker med en to-tone inngangssignal

### 3.1.5 Stabilitet

Stabilitet er et viktig begrep når det skal designes RF effektførsterkere. Ustabilitet kan forårsake oscillasjoner og dette kan få fatale følger for kretsen. En inngangs- eller utgangsimpedans med en negativ reell del kan forårsake oscillasjoner.  $\Gamma_{in} > 1$  eller  $\Gamma_{ut} > 1$ . Det finnes to typer stabilitet.[6]

- Ubetinget stabilitet: Nettverket er ubetinget stabilt hvis  $|\Gamma_{inn}| < 1$  og samtidig  $|\Gamma_{ut}| < 1$  for alle passive kilde- og lastimpedanser.
- Betinget stabilitet: Nettverket er betinget stabilt hvis  $|\Gamma_{inn}| < 1$  og samtidig  $|\Gamma_{ut}| < 1$





Figur 3.9: (a) AM-AM distorsjon, (b) AM-PM distorsjon og (c) en kombinasjon (a) og (b)

1 for et gitt område for kilde- og lastimpedanser.

I figur 4.9 man utlede  $\Gamma_{in}$  og  $\Gamma_{out}$  som i høyre side i lign (3.12) og (3.13). De totale ligningene gir betingelsene som må være tilfredsstillt av  $\Gamma_L$  og  $\Gamma_S$  for at forsterkeren skal være ubetinget stabil.

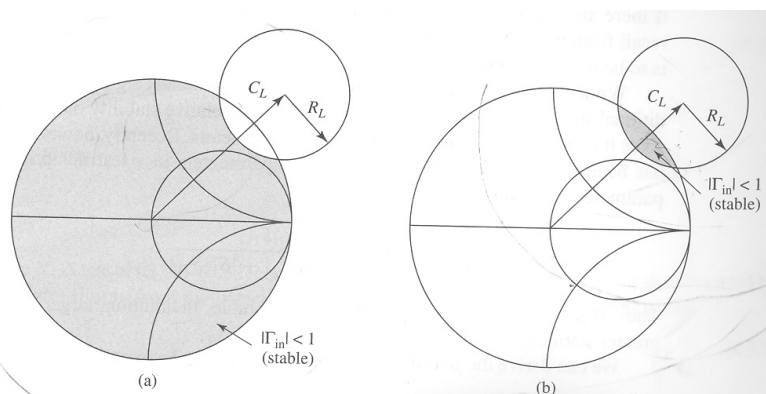
$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.12)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.13)$$

Ut ifra lign (3.12) og (3.13) kan det bestemmes to sett (utgangs- og inngangsstabilitet) med sirkler i Smith diagrammet der  $|\Gamma_{in}| = 1$  og  $|\Gamma_{out}| = 1$ . Disse sirklene kalles stabilitetssirkler og ut i fra disse kan det bestemmes om forsterkeren er betinget eller ubetinget stabil. Figur 3.10 viser hvilke områder som tilhører det betingede stabile område for forskjellige  $S_{11}$ . Hvis forsterkeren skal være ubetinget stabil må sirklene ligge utenfor eller omslutte hele Smithdiagrammet. For testing av ubetinget stabilitet må lign (3.14) og (3.15) være oppfylt. Dette kalles Rollet's betingelse. I praksis kan det settes en motstand (tap) på inngangen eller utgangen til transistoren for å lage et mer stabilt system. Det kan også brukes negativ tilbakekobling som vist i figur 3.11.

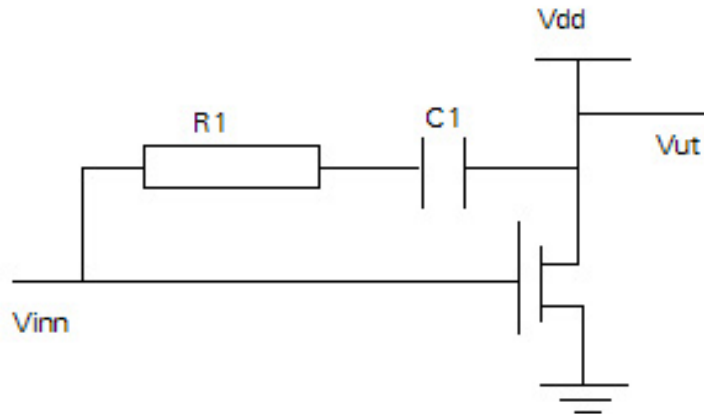
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.14)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (3.15)$$



Figur 3.10: Utgangstabilitetssirkler der (a)  $|S_{11}|$

Ustabilitet kan også komme av temperatur forandringer i transistoren. Det er et kjent faktum av transistorkarateristikken blir påvirket av temperaturen. Dette kan føre med seg termisk oscillasjon. For å rette på dette brukes det bedre kjølesystem for transistoren. Hvis kjølesystemet er stort nok, trengs bedre termisk overføring til kjøleribba.



Figur 3.11: Negativ tilbakekobling

### 3.1.6 Støy

En RF effektforsterker kan karakteriseres av dens ekvivalente støytemperatur  $T_e$  i Kelvin. I et system uten forsterkning med kun en hvit støykilde og en last, er den ekvivalente støytemperaturen gitt i lign (3.16) [6]. Der er  $N_o$  støyeffekten levert til lasten,  $k$  er Boltzmann-konstanten og  $B$  er båndbredden.

$$T_e = \frac{N_o}{kB} \quad (3.16)$$

I en effektforsterker med forsterkning,  $G$ , er den ekvivalente støytemperaturen gitt i lign (3.17).

$$T_e = \frac{N_o}{GkB} \quad (3.17)$$

Her blir da utgangsstøyen på effektforsterkeren  $N_o = GkT_eB$ . Støyfaktoren er definert som forholdet mellom  $\text{SNR}^1$  på utgangen og inngangen gitt i lign (3.18). SNR er signal-støy forholdet. Støyfaktoren er en måling av reduksjon i SNR.

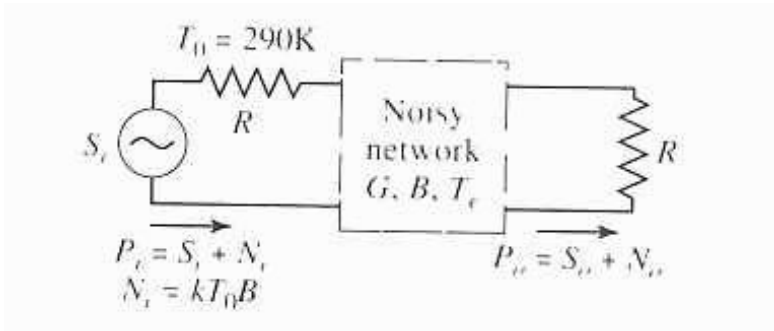
$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \geq 1 \quad (3.18)$$

Ved å bruke figur 3.12 kan utgangsstøyen skrives som i lign (3.19).

$$N_o = kGB(T_0 + T_e) \quad (3.19)$$

Signalet ut er  $S_o = GS_i$  altså forsterkningen multiplisert med signalet inn. Ved å bruke resultatet i lign (3.19) kan den støyfaktoren skrives som i lign (3.20).

<sup>1</sup>Signal to Noise Ratio

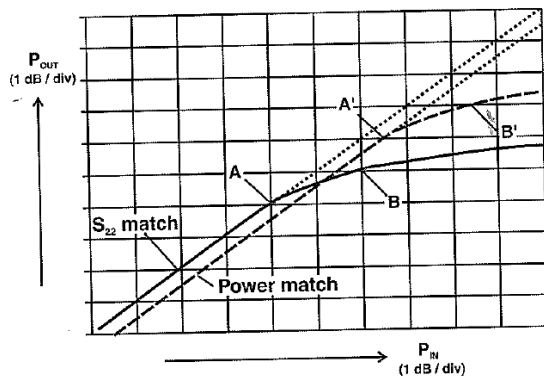


Figur 3.12: Sammenhengen mellom støyfaktoren og ekvivalente støytemp

$$F = \frac{S_i}{kT_0 B} \frac{kGB(T_0 + T_e)}{GS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \geq 1 \quad (3.20)$$

### 3.1.7 Gain match og Effekt match [1]

Figur 3.13 viser effekttransferkarakteristikken for en klasse A forsterker med to forskjellige utgangstilpasningsnettverk. Den heltrukne linja viser responsen for en forsterker som har en konjugert tilpasning. A og B referer til den maksimum lineære effekten og 1 dB punktet. Den prikkete linja viser transferkarakteristikken til en forsterker som er tilpasset med en type effekt tuning. Maks effektivitet og 1 dB kompresjonspunktet på den prikkete linja ligger nesten 2 dB over den konjugert tilpassede. Det vil si at ved å tune utgangsnettverket med hensyn på effekten ut er det mulig å forbedre effektiviteten betraktelig i forhold til lastlinje eller konjugert tilpasning. Dette kan gjøres ved å bruke load og source pull.

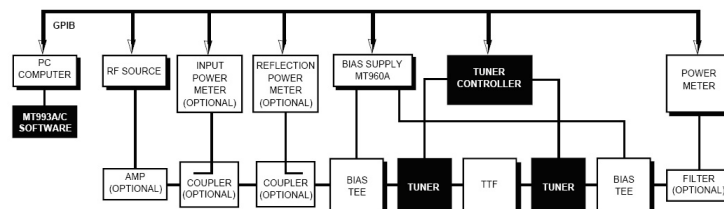


Figur 3.13: Kompresjonskarakteristikk for konjugert tilpasning (heltrukne kurven) og effekt tilpasning (prikkete kurven)

### 3.1.8 Load Pull /Source pull

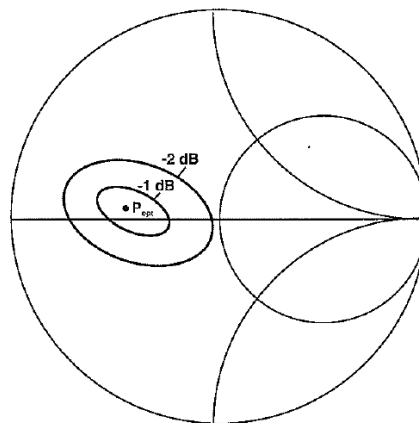
Grafene i figur 3.13 viser at det er en sammenheng mellom utgangseffekten og utgangstilpasningen. Det logiske da er å gjøre flere enn to målinger av effekten ut og tilpasningsnettverkene. Dette kalles load-pull måling. Den enkleste formen for en slik

måling er en transistor under testing og et form for tunebart utgangsnettverk. Inngangsnettverket kan også være tunebart. Når dette holdes fast og det tunes kun på utgangen kalles dette load-pull simuleringer. Lasten holdes fast og det tunes kun på inngangen kalles det source-pull. Utgangseffekten til en forsterker som bruker en type FET transistor er avhengig av hvordan inngangen er tilpasset. Load og source-pull brukes ofte hvis det ikke er tilgjengelig en ikke-lineær modell for transistoren. Oppsettet for dette er vist i figur 3.14.



Figur 3.14: Typisk oppsett av Load-source-pull analyse [8]

I CAD programmer er det også mulig og bruke load/source pull for å finne den optimale tilpasningsnettverkene til transistoren. ADS inneholder oppsett slik at det er enkelt å gjøre slike kalkulasjoner. Et typisk sett av load-pull data kan ses i figur 3.15. Et sånt type sett med data kan ta dager, timer eller minutter og sette sammen. Dette kommer an på kompleksiteten, kostnaden og tiden som er lagt i utstyret. Resultatet viser lukkede konturer/kurver som markerer grenser for spesifisert utgangseffektnivåer. De viktigste kurvene er 1dB og 2 dB konturene. Disse representerer nivåer relativt til maksimum eller optimal utgangseffekt til transistoren ved testfrekvensen.



Figur 3.15: Typisk load-pull data sett



## DESIGN AV EN EFFEKTFORSTERKER

---

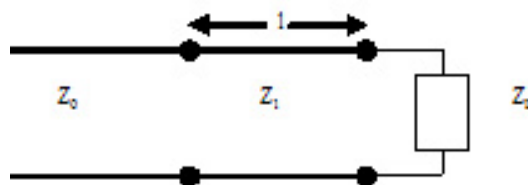
I de tidligere kapitlene har det vært sett på hvilke begreper som er viktig når det designes en RF effektførsterker. Dette kapitlet tar for seg hvordan det i praksis kan designes en effektførsterker. Biaseringen av transistoren sammen med tilpasning på inngangen og utgangen bestemmer hvilke egenskaper forsterkeren får. (Selvfølgelig også egenskapene til transistoren). Impedanstilpasning er det viktigste ved å bygge en effektførsterker for å oppnå best resultat. Maksimum effekt blir levert ved lasten når den er tilpasset matelinjen. Ved impedanstilpasning, blir SNR og dataraten til systemet forbedret i stor grad. I et sendersystem blir effekten som trengs for å sende et signal minimalisert. Dette fører til bedre batterikapasitet, altså mindre strømforbruk.

### 4.1 IMPEDANSTILPASNINGSNETTVERK

Det er flere typer impedanstilpasningsnettverk. Disse kan bestå av både "lumped" elementer og linjer. Ligninger og tegninger er hentet fra [6].

#### 4.1.1 Kwartbølgetransformator

Kwartbølgetransformasjon er en enkel måte å tilpasse en reell last med en transmisjonslinje. I figur 4.1 er det et eksempel på en kwartbølgetransformator.



Figur 4.1: Kwartbølgetransformator

Den karakteristiske impedansen for tilpasningen  $Z_1$  er gitt ved lign (4.1).

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.1)$$

Ved design frekvensen  $f_0$  er den elektriske lengden  $\lambda/4$ , men ved andre frekvenser oppfører linjen seg annerledes. Dette fører til at det ikke lenger er en perfekt tilpasning. Inngangsimpedansen er da gitt ved lign (4.2).

$$Z_{inn} = (Z_l) \frac{Z_L + jZ_l \tan(\beta l)}{Z_l + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.2)$$

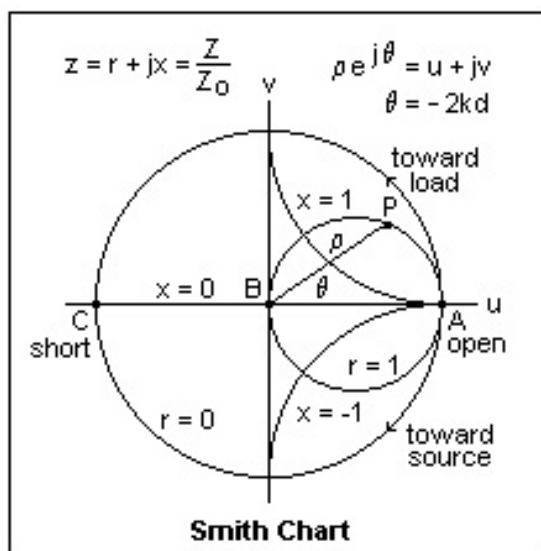
Ved  $l = \lambda/4$  kan lign (4.2) forenkles til lign (4.3).

$$Z_{inn} = \frac{Z_l^2}{Z_L} \quad (4.3)$$

Dette blir en kvartbølgetransformator fordi den har den virkningen at den transformerer lastimpedansen avhengig av den karakteristiske impedansen til linjen.

#### 4.1.2 L-nettverk

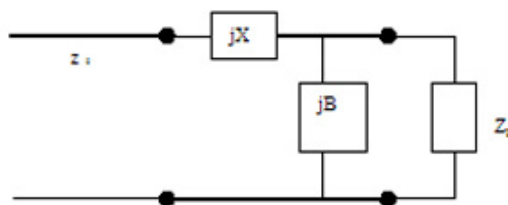
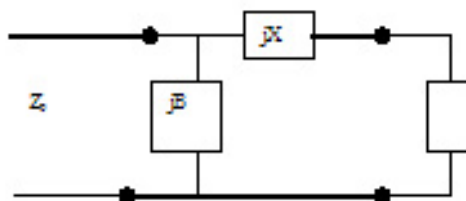
L-nettverk består av to reaktive elementer. Denne typen har en fordel over kvartbølgetransformatoren at lasten som det tilpasses til ikke trenger å være reell. Dette er en veldig effektiv måte å tilpasse nettverket ved relativt lave frekvenser. Det er to mulige konfigurasjoner ved bruk av L-nettverk. Hvilken som brukes avhenger av hvor i Smith-diagrammet den normaliserte lasten,  $z_L = Z_L/Z_0$ , befinner seg. Hvis den ligger inni en sirkel  $1 + jx$  se figur 4.2 [9] brukes figur 4.3, og hvis den er utenfor brukes figur 4.4.



Figur 4.2: Smith diagram med  $1+jx$  [9]

Ved relativt lave frekvenser er det mulig å bruke "lumped" elementer som spoler og kondensatorer, men ved høyere frekvens er det bedre å bruke transmisjonslinjer.



Figur 4.3: L-nettverk med  $Z_L$  inni  $1 + jx$  sirkelenFigur 4.4: L-nettverk med  $Z_L$  utenfor  $1 + jx$  sirkelen

### 4.1.3 Stub-nettverk

Stubnettverk brukes ved tilpasning ved høyere frekvenser. Teknikken går ut på å bruke en enkel åpen krets eller en kortsluttet lengde av en transmisjonslinje, tilkopleet enten i serie eller parallell med lasten. I enkel stubtuning forandres lengden på transmisjonslinjen for å tilpasse systemet.

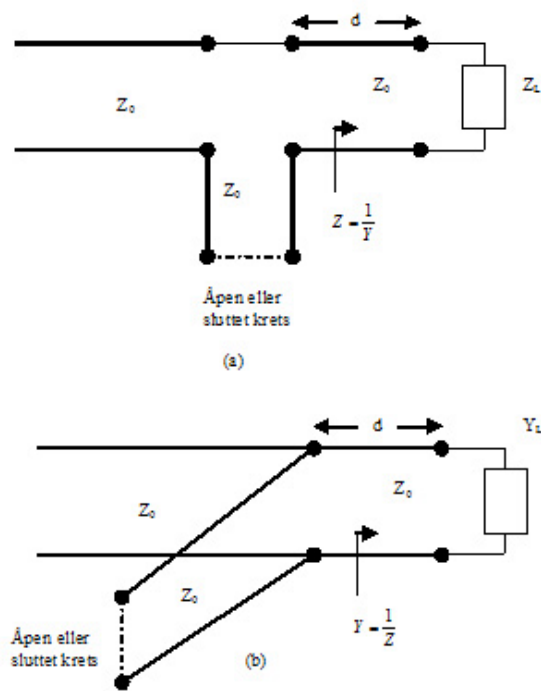
For en parallell stub velges  $d$  slik at admittansen,  $Y$ , sett inn i linjen på en lengde  $d$  fra lasten er på formen  $Y_0 + jB$ , hvor  $Y_0 = 1/Z_0$ . Stubsusceptansen blir da  $-jB$  for en tilpasning. I figur 4.5 b er det vist parallell stub. For serie stub blir lengden  $d$  valgt slik at impedansen,  $Z$ , sett inn i linjen på en lengde  $d$  fra lasten er på formen  $Z_0 + jX$ . Da blir stubreaktansen valgt til å være  $-jX$  for å tilpasse kretsen. I figur 4.5 a er det vist en serie stub.

For tuning brukes Smith diagram, der man tegner og beregner de forskjellige linje lengdene

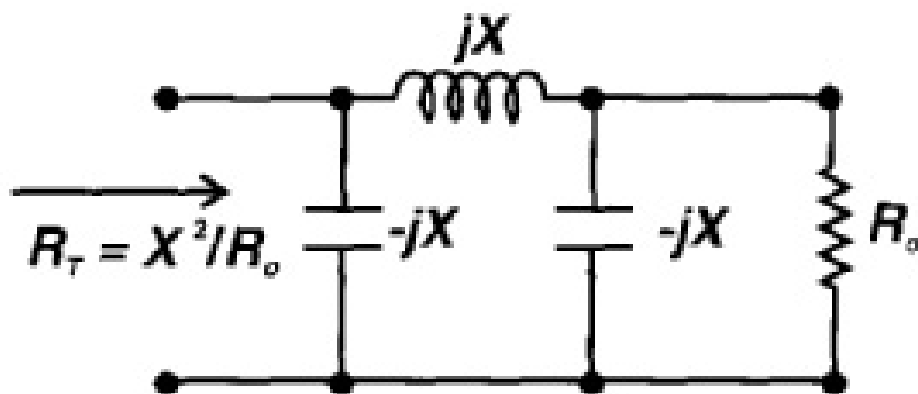
### 4.1.4 Pi-nettverk

Pi-tilpasningsnettverk er et bra alternativ i stedet for å bruke to L-nettverk i serie. Det kan fungere som en kvartbølgetransformator og i tillegg virke som en harmonisk kortslutning. Se figur 4.6. Designligningene er gitt i lign (4.4), der  $X_L = XC = X$  [1].

$$R_T * R_o = X^2 \quad (4.4)$$



Figur 4.5: (a) Serie stub (b) parallell stub



Figur 4.6:  $\pi$ -tilpasningsnettverk

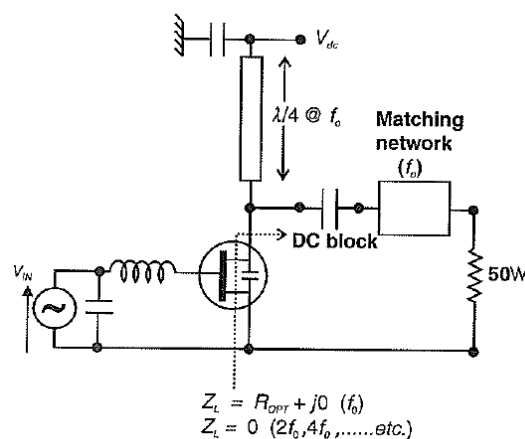
Ved designing av denne typen nettverk er det viktig å ta hensyn til utgangskapasitansen som blir ved høyere frekvenser. Ved å sette en stor kapasitans i parallell med den indre utgangskapasitansen til transistoren, vil det føre til at påvirkningen fra den indre kapasitansen dempes.

Båndbredden til forsterkeren ved bruk av en kvartbølgetransmisjonslinje begrenses til en frekvens. Pi-tilpasningsnettverk kan utvide båndbredden til forsterkeren betraktelig. Ved lavere frekvenser blir en kvartbølgetransmisjonslinje relativt lang og dette nettverket kan minske den totale størrelsen.

## 4.2 HARMONISK KORTSLUTNING

Tilpasningsnettverkene som er diskutert tidligere blir brukt til tilpasning ved den fundamentale lastimpedansen  $R_{opt}$ , som definert tidligere til  $50\Omega$ . Nødvendigheten for kortslutning ved de harmoniske frekvensene er et tilleggskrav som til å begynne med blir realisert med et separat nettverk. Ideelt skal ikke dette nettverket spille inn på den fundamentale tilpasningen. I praksis trengs det noen nye tilpasninger for at det skal bli bra. Det er viktig å notere seg at den mest viktige harmoniske å kortslutte er den andreharmoniske.

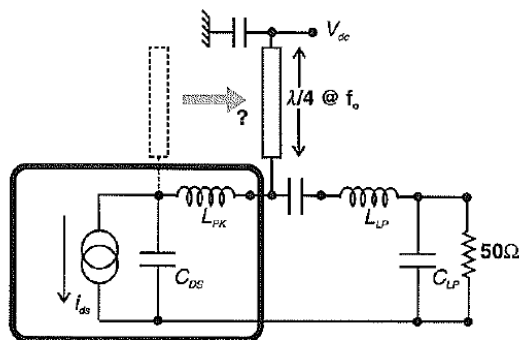
Den enkleste formen for en andreharmonisk kortslutning er en kvartbølge kortsluttet stub ved den fundamentale frekvensen. Dette har fordelen at den er en åpen ved den fundamentale og en kortslutning ved like harmoniske. Figur 4.7 viser at stubben kan brukes til å innføre biasspenning, hvis RF kortslutning blir laget med en kondensator. Denne typen krets kan by på to problemer. Det ene er plasseringen av den harmoniske kortslutningen og det andre er båndbredden.



Figur 4.7: Kvartbølge kortslutning som en like harmonisk kortslutning [1]

Plasseringen av resonatoren kan forårsake flere problemer. Figur 4.8 viser et skjema for en transistor med tilpasningsnettverk og en harmonisk resonator. Den harmoniske kortslutningen må være koblet til utgangen av transistoren, definert av dens indre strømgeneratorterminaler. Samme som med tilpasningsnettverket nærmest tappen til den pakkede transistoren. Avhengig av verdien for den pakkede reaktansen kan dette ha

en seriøs detuningeffekt på resonatoren, og kan gjøre den harmoniske kortslutningen vanskelig å realisere ved det korrekte punktet. Hvis ikke pakkede reaktansen er veldig liten sammenlignet med den serieinduktive tilpasningselementet, kan den ikke bli eliminert ved å tilpasse stublengden. En enkel utbedring for produsenten er å lage en separat, isolert, pin ut fra draintappen med den hensikt å skaffe den nødvendige kortslutningen.

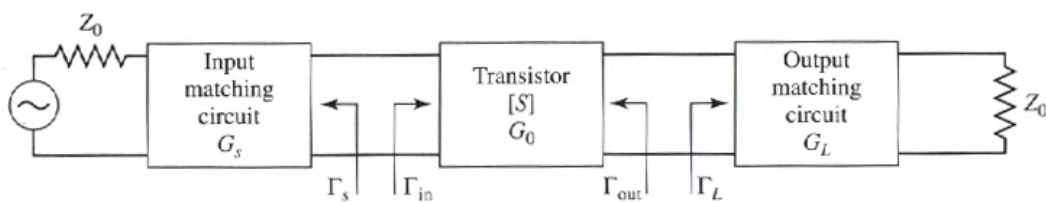


Figur 4.8: Kvartbølge kortsluttet stub plasserings problemer for pakkede transistorer

Uheldigvis er situasjonen slik at den kommer bare en stor tapp. Hvis det er et internt tilpasningsnettverk i tillegg blir transistorutgangen fjern og utilgjengelig for designeren. I disse nettverkene blir tilpasningsnettverket til ved loadpull målinger.

### 4.3 KONJUNGERT- OG LASTLINJETILPASNING

I tidligere kapittel er det beskrevet litt om effektforsterkning og effektivitet. Figur 4.9 beskriver systemet og ligningene (4.5) og (4.6) der  $\Gamma_{in}$  er inngangsimpedanstillpasningen og  $\Gamma_{out}$  er utgangsimpedanstillpasningen.

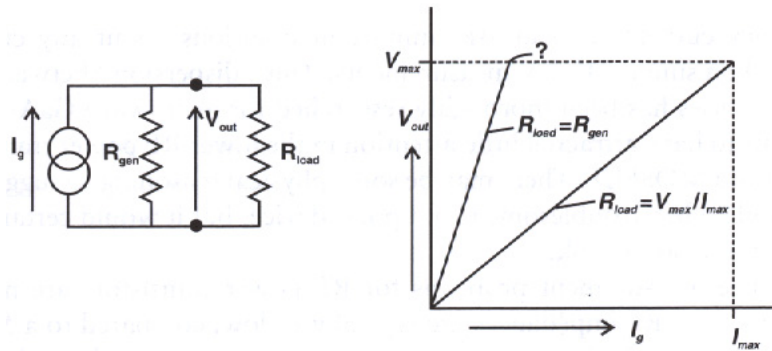


Figur 4.9: To port nettverk med tilpasning [6]

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \quad (4.5)$$

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_S}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_S} \quad (4.6)$$

For å få konjungert tilpasning blir  $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$  og  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ . Hvis det antas tapsfritt vil dette maksimalisere transducerforsterkningen (3.2). Dette gir en ny ligning for



Figur 4.10: Konjugert og lasttilpasning

$G_{Tmax}$  [6] gitt lign (4.7).

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.7)$$

I generelle tilfeller er  $S_{12} \neq 0$  da avhenger  $\Gamma_{ut}$  av  $\Gamma_{inn}$  og visa versa, så inngangs og utgangsimpedansen må tilpasset samtidig. Ved å bruke (4.5), (4.6) og betingelsene for konjugert last kan  $\Gamma_S^*$  og  $\Gamma_L^*$  bestemmes i (4.8) og (4.9) [6].

$$\Gamma_S^* = s_{11} + \frac{s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \quad (4.8)$$

$$\Gamma_L^* = s_{22} + \frac{s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_S}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_S} \quad (4.9)$$

Disse ligningene kan løses med hensyn på  $\Gamma_S$  og  $\Gamma_L$  for å finne verdiene for konjugert tilpasning. Dette gjelder for generelle forsterkere med  $S_{12} \neq 0$ , men for  $S_{12} = 0$  kan betingelsene forenkles en god del ved å sette  $\Gamma_{inn} = s_{11}^*$  og  $\Gamma_{ut} = s_{22}^*$ . Maksimum stabilt forsterkning oppnås ved at  $K = 1$ .

For å optimaliserer forsterkeren i forhold til effektivitet brukes det lastlinjetilpasning.  $R_{opt}$  er den optimale utgangsmotstanden til forsterkeren og kan defineres som forholdet mellom maksimal spenning som transistoren tåler og den maksimale strømmen. Ligning (4.10) beskriver dette. [1] Denne ligningen forutsetter at  $R_{gen} \gg R_{opt}$  hvis  $R_{gen}$  blir tatt med i beregningene, blir det nødvendig å løse lign (4.11).  $R_{gen}$  er generatormotstanden.

$$R_{opt} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (4.10)$$

$$\frac{R_{gen} \cdot R_{opt}}{R_{gen} + R_{opt}} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (4.11)$$

Kilde [1] beskriver konjugert tilpasningsteoremet som gjelder kun for et fullstendig ubegrenset tilfelle der strømmer og spenninger ved generatorterminalen er ubegrenset av fysiske restriksjoner. Lastlinjetilpasning er den praktiske fremgangsmåten der det er nødvendig å hente ut maksimum effekt fra RF transistorene og på samme tid holde spenningsvinget innen spesifiserte grenser og tilgjengelig spenning.

## 4.4 IKKE-LINEÆRE TRANSISTOR MODELLER TIL BRUK I CAD VERKTØY [1]

For å kunne konstruere en omfattende modell for en transistor, er det nødvendig og karakterisere både den svake og den sterke ikke lineære oppførselen. Uheldigvis kommer begge disse ikke-lineære trekkene i en enkelt transistor fra forskjellige deler av transistorens fysiske egenskaper. Dette er en stor utfordring for den som skal modellere transistorene, på grunn av mange ligninger med mange ukjente. I tillegg blir det vanskelig for brukeren som skal bruke denne transistoren hvis modellen ikke stemmer med virkeligheten.

Det er tre forskjellige kategorier som modellering av en transistor faller i:

- Fysiske modeller, der transistorenes fysiske egenskaper og fabrikkasjonsgeometri blir modellert fra bunn til topp
- Ekvivalente kretser, der transistorens fysikk blir overført til analoge kretselementer.
- Oppførselsmodeller, der et sett av ligninger blir tilpasset slik de passer til den treterminal DC karakteristikken.

Generelt bruker de fleste kategori to, med noe hjelp fra enten kategori en eller tre. De fleste modeller som ender opp i CAD verktøy er som regel ekvivalente kretser med mange lineære elementer og et antall ikke-lineære elementer. Disse elementene er i noen tilfeller fysiske motparter, men i mange tilfeller er de der fordi de har blitt bestemt empirisk. En negativ egenskap for denne metoden er at elementene har verdier som henger sammen, på grunn av empiriske verdier og ikke den fysiske egenskapen. Dette gjør at variasjoner i prosessen og i ytelsen vanskelig. Fysiske prosessvariasjoner trenger ekvivalente kretselementer som må forandres på.

Den tredje kategorien, oppførselsmodellering, har mottatt mye oppmerksomhet i det siste. Med nye matematiske verktøy er det nå mulig å formulere en matematisk funksjon som kan beskrive den oppførselen til en ikke-lineær transistor.

Det mest sentrale temaet i RF effekttransistormodellering er skalering. Nesten alltid blir den detaljerte modelleringen gjort i en mye mindre vareprøve av transistoren enn det som skal brukes. Disse modellene kan være nøyaktige. For å lage en større transistor blir disse skalert opp og det blir sjelden ideelt. Det kommer inn mange effekter som kan virke ødeleggende på resultatet. Enkle IV kurver og s-parameter verdier er meget vanskelig å få til med denne typen modellering.

Det jobbes iherdig med å få laget gode modeller som kan brukes i CAD verktøy. Et firma som har kommet langt på dette området er Modelithics Inc. Her modellerer de transistorer for forskjellige firmaer og selger og låner ut modeller til bruk i design av forsterkere. De har utstyr som kan måle nøyaktige IV karakteristikk, s-parametere, load pull og støy parametere over et stort bias område for transistorene.

# KAPITTEL 5

## KOPLERE

---

En viktig del av en Doherty konfigurasjon er hva slags koplinger som brukes på inngangene til de to forsterkerne. Dette kapitlet tar for seg hybrid koplere, direksjonale koplere og en type som heter Wilkinson koplere. Hensikten med 3dB hybrider er dele et signal i to signaler med lik amplitude og en konstant,  $90^\circ$  fase skift for kvadratur kombinerings eller utføre en summasjon. Alle figurer er hentet i fra [10]

### 5.1 GENERELT

Koplere og hybrider er innretninger der to transmisjonslinjer er nærme nok slik at energi som forplanter seg på den ene linjen kopler seg til den andre. En 3 dB  $90^\circ$  deler et inngangssignal i to like amplituder på utgangen.

### 5.2 KOBLERE

#### 5.2.1 $90^\circ$ Hybrid

$90^\circ$  hybrider eller hybridkoplere er generelt 3 dB koplere der fasen av de koblede utgangssignalet er  $90^\circ$  ut av fase.

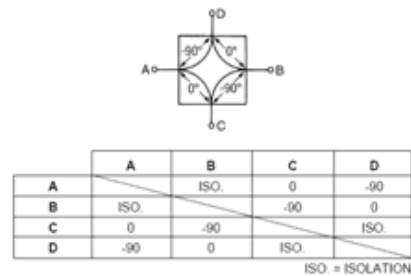
En 3 dB koplere deler effekten likt mellom utgangen og den koblede utgangen.  $90^\circ$  graders fasedifferansen mellom utgangene gjør hybridene nyttig i designet av en elektrisk variable attenuatorer, mikrobølge mikserer, modulatorer og Dohertyforsterkere med mer.

Figur 5.1 viser kretsdiagrammet og sannhetstabellen som brukes for å forklare hvordan RF frekvens  $90^\circ$  hybridene fungerer. Et signal injisert på hvilken som helst inngang vil resultere i to like signaler på utgangene som er  $90^\circ$  ut av fase. Port A og B og port C og D er isolert fra hverandre.

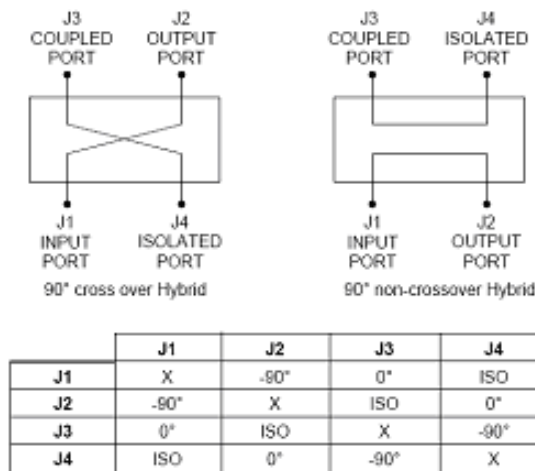
RF og mikrobølge frekvensenhetene bruker forskjellige konstruksjonsmetoder. Selv om den teoretiske responsen er identiske, blir port lokasjonen og formen annerledes. I figur

5.2 er "cross over" og "non crossover" versjoner vist for mikrobølgefrekvenser og den resulterende sannhetstabellen.

90° hybrider blir også kalt kvadratur hybrider på grunn fasen fra de to utgangene er en kvadrant fra hverandre. Det spiller ingen rolle hvilken inngang som blir brukt så lenge forholdet mellom portene blir det samme. Dette fordi de er elektrisk og mekanisk symmetriske rundt X og Y aksen.



Figur 5.1: RF frekvens 90° hybrid



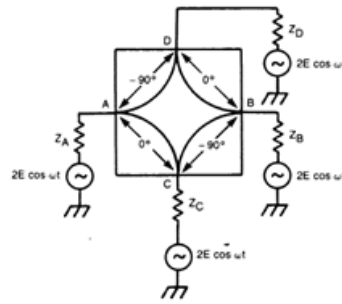
Figur 5.2: Mikrobølge 90° hybrid

Ved å sende inn et signal på portene i variable kombinasjoner kan resultatene på utgangen bestemmes. Figur 5.3 viser hvordan denne analyse blir satt opp. Bestemmer så hvordan hybridene fungerer som effekt deler og effektsummerer med alle termineringsimpedansene satt til  $Z_0$ .

90° hybrid fungerer som en effektdeler på den måten at det kommer to like amplituder på utgangen, når et signal blir sendt på en av portene. Disse utgangssignalene er i kvadratur som indikert i figur 5.4.

1. Bare en generator opererer om gangen.
2. For mikrobølge frekvenser 3 dB 90 grader hybrider: Port A=J1, Port B=J4, Port C=J2, Port D=J3





Figur 5.3: 90° hybrid med signalkilde

Input Signal	Input Port	Output Signals			
		Port A	Port D	Port C	Port B
Ecos $\omega t$	A	0	$\frac{E \cos(\omega t - 90^\circ)}{\sqrt{2}}$	$\frac{E \cos \omega t}{\sqrt{2}}$	0
	B	$\frac{E \cos(\omega t - 90^\circ)}{\sqrt{2}}$	0	0	$\frac{E \cos \omega t}{\sqrt{2}}$
	C	$\frac{E \cos \omega t}{\sqrt{2}}$	0	0	$\frac{E \cos(\omega t + 90^\circ)}{\sqrt{2}}$
	D	0	$\frac{E \cos \omega t}{\sqrt{2}}$	$\frac{E \cos(\omega t - 90^\circ)}{\sqrt{2}}$	0

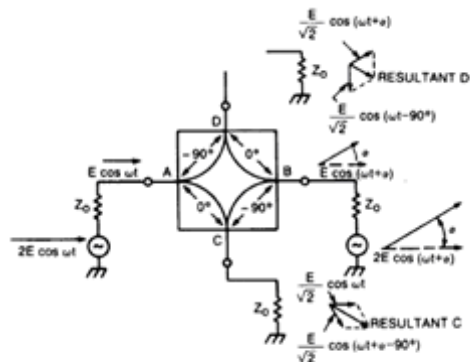
Table IV - 90° Hybrid as a Power Divider

Figur 5.4: 90° hybrid som effektdeler

Når en 90° hybrid blir definert som en effektsommerer er det enklest å se på et diagram som viser vektor sammenhengen til signalene på alle portene. Signalene på inngangene er to vilkårlige fasesignaler med samme amplitude og frekvens. Dette beskrives i figur 5.5, med signaler inn på port A og B. Amplituden på utgangen på port C og D varierer basert på fasen til inngangen, mens fasen på utgangen er alltid den samme. Dette kan være nyttig i noen applikasjoner siden den relative fasen av inngangssignalet kan bestemmes ved å måle den relative amplituden til utgangssignalet. Sammenhengen for en 90° hybrid med signaler på Port A og B eller C og D er vist i figur 5.6.

Figur 5.7 og 5.8 viser sammenhengen for analyse av VSWR og isolasjon i en 90° hybrid. Med to like utilpasninger på motsatte porter av hybridene, blir det et interessant resultat. Det reflekterte signalet vil dukke opp som normalt på den isolerte porten, men vil ikke være til stede på inngangen. Ved å sette et signal på port A og sette på like mismatches på port C og D og med Z0 som terminering på port B, vil den reflekterte komponenten fra utilpasningene være i fase på port B og 180° ut av fase ved port A. Isolasjonen mellom port A og B er redusert, men VSWR på port A er uforandret med tilstedeværelsen av utilpasning. Denne egenskapen tillater 90° hybrider til å brukes i applikasjoner som balanserte forsterkere, der to like impedanser med utilpassede forsterkertrinn blir kombinert. VSWR og isolasjon kan bestemmes basert på forholdet i figur 5.7 og 5.8.

1. To generatorer opererer samtidig
2. For mikrobølge frekvens enheter, Port A=J1, Port B=J4, Port C=J2 og Port D=J3



Figur 5.5: 90° hybrid med vektorer

Input Signal	Input Port	Port A	Output Ports		
			Port D	Port C	Port B
$E \cos \omega t$	A	/	$\sqrt{2}E \cos(-45^\circ - \alpha/2)$	$\sqrt{2}E \cos(45^\circ - \alpha/2)$	/
$E \cos(\omega t + \alpha)$	B		$ \cos(\omega t + \alpha/2 - 45^\circ) $	$ \cos(\omega t + \alpha/2 - 45^\circ) $	
$E \cos \omega t$	A	/	0	$\sqrt{2} E \cos \omega t$	/
$E \cos \omega t$	B				
$E \cos(\omega t + 90^\circ)$	A	/	$\sqrt{2} E \cos \omega t$		/
$E \cos \omega t$	B	/			/
$E \cos \omega t$	D	0	/	$\sqrt{2} E \cos \omega t$	/
$E \cos(\omega t + 90^\circ)$	C	/			/
$E \cos \omega t$	D	$\sqrt{2} E \cos \omega t$	/		0
$E \cos(\omega t + 90^\circ)$	C	/			/
$E \cos \omega_1 t$	B	/	$\frac{E}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t + \\ \cos(\omega_1 t - 90^\circ) \end{bmatrix}$	$\frac{E}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t + 90^\circ + \\ \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix}$	/
$E \cos \omega_2 t$	A	/			/

Table V - 90° Hybrid as a Power Summer

Figur 5.6: 90° hybrid som effektsummerer

Port Terminations				Port VSWR's			
A	B	C	D	Port A	Port D	Port C	Port B
$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	1:1	1:1	1:1	1:1
$Z_0$	$Z_0$	$Z_C$	$Z_0$	$1 + \frac{ P_{D-P} }{Z}$	1:1	1:1	$1 + \frac{ P_{D-P} }{Z}$
				$1 - \frac{ P_{D-P} }{Z}$			$1 - \frac{ P_{D-P} }{Z}$
$Z_A$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_B$	1:1	$1 + \frac{ P_{A-P} }{Z}$	$1 + \frac{ P_{A-P} }{Z}$	
					$1 - \frac{ P_{A-P} }{Z}$	$1 - \frac{ P_{A-P} }{Z}$	

Table VI - VSWR of 90° Hybrids

Figur 5.7: VSWR for en 90° hybrid

$$P = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

Terminations				Isolation (dB)	
A	B	C	D	Ports A to B	Ports C to D
$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	=	=
$Z_0$	$Z_0$	$Z_C$	$Z_0$	$6 + 20 \log \frac{1}{ P_{D-P} }$	=
$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	$6 + 20 \log \frac{1}{ P_{D-P} } = 6 + \text{return loss of } Z_0$	=
$Z_A$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_B$	=	$6 + 20 \log \frac{1}{ P_{B-A-P} }$
$Z_0$	$Z_0$	$Z_0$	$Z_B$	=	$6 + 20 \log \frac{1}{ P_{B-A-P} } = 6 + \text{return loss of } Z_B$

Table VII - Isolation for 90° Hybrids

Figur 5.8: Isolasjon for en 90° hybrid

### Ytelses parametere for 3 dB 90° Hybrid koblere

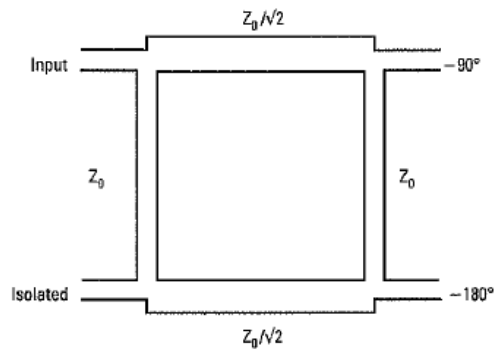
90° hybrid koplernes elektriske parametre er av prinsipiell viktighet for designere eller komponentingeniører. De blir som regel spesifisert av produsenter på følgende:

- Båndbredde - garantert riktig for enheten
- Innskuddsdemping - Hvor mye demping på inngangen mer enn det som tapes på delingen av signalet.
- Isolasjon - Isolasjon mellom to porter av en passiv enhet er den mengden av svekking som et signal fra en kilde med karakteristisk impedans  $Z_0$  påført en port opplever når det måles på den andre porten terminert i  $Z_0$ .
- Impedans - Den karakteristiske impedansen for enheten
- VSWR - Standbølgeforholdet er en måling av impedansen til en enhet relativt til  $Z_0$ . Det kan uttrykkes  $VSWR = (1 + |P|) / (1 - |P|)$  hvor  $|P|$  er absoluttverdien til refleksjonskoeffisienten på den frekvensen.
- Amplitude balanse - Forskjellen i svekking mellom to eller flere utgangssignaler matet fra en felles inngang generelt maksimum variasjon.
- Fase balanse - forskjellen i fase mellom to eller flere utganger matet fra en felles inngang generelt uttrykt som maksimum variasjon relativt til den nominelle fase differansen mellom veiene. Den nominelle fasedifferansen er som regel 0°, 90° eller 180°.

Noen avveininger mellom ytelsen kan gjøres mellom noen av parametrene. Den prinsipielle avveiningen er mellom båndbredde, innskuddsdempning og amplitude balanse for 90° hybrider. Mange forskjellige designmetoder kan brukes for kvadraturhybrider. Disse kan deles inn i smalbånds og bredbåndsbruk. For en enklere frekvensapplikasjon med 10% båndbredde kan designet oppnå veldig lav innskuddsdempning, mens amplitudebalansen vil synke drastisk fra senterfrekvensen. Oktave båndbredder har mer tap, men amplitude balansen blir opprettholdt over en større båndbredde. For denne type design, oppstår to overgangspunkt når utgangssignalene er like. Bredbåndsdesignet er normalt brukt bare der båndbredden trenger å være mer enn en dekode. Dette er et mer komplisert design som består av to 180° hybrider sammenkoblet med et par fasesøkende 90° all passgitterfilter nettverk. Dette vil som regel ha høyere innskuddsdemping på grunn av kompleksiteten. Som en generell regel vil enheten bli større ettersom båndbredden øker eller når senterfrekvensen synker.

### Microstrip 90° Hybrid

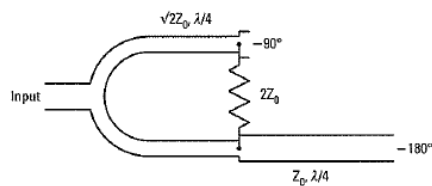
Å designe en 90° Hybrid med mikrostriplinjer kan gjøres slik som i figur 5.9. Den øvre og nedre veien består av en linje med impedansen  $Z_0/\sqrt{2}$  og lengde 90°. Mellom linjene er det en 90° linje med en impedanse som er lik  $Z_0$ . Den andre inngangen er terminert med  $Z_0$ . Denne type mikrobølgekopler tar mye plass og er ikke så bredbåndet, men det er ikke en tvil på hvilken fase som kommer ut på utgangene.



Figur 5.9: Kvartbølgedeler [11]

### Wilkinson kopler

En annen type kvadraturkopler er en Wilkinson kopler vist i figur 5.10. Denne bruker en ifasedeler med en kvartbølgelinje som tillegg på den ene utgangen for å få 90 grader faseforskyving. Kretsen gir en god impedanstilpasning over en rimlig stor båndbredde, men fasebalansen er forskjellig fra kvadraturen på hver sin side av senterfrekvensen. Fase ytelsen er den begrensende faktoren for dette designet.



Figur 5.10: Wilkinson deler [11]

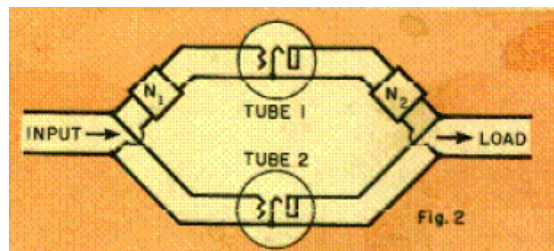
## DOHERTY FORSTERKER

---

### 6.1 LITT HISTORIE

William H. Doherty ble født i Cambridge, Massachusetts, 21. august, 1907. I 1927 fikk han sin Bachelor of Science grad fra Harvard, og året etter fullførte han Master in Electrical Communication Engineering. I 1929 ble han medlem av radioutviklingsavdelingen ved Bell telefonlaboratoriet, hvor han tilbrakte resten av karrieren for å utvikle høyeffektssendere i transoceanisk radiotelefon og kringkasting.

Dohertykretsen ble første gang kringkastet i en publikasjon i 1936 og var en revolusjon innen radiokringkasting. Da den første Doherty forsterkeren ble utviklet var dette med radorør som kan ses i figur 6.1. Disse høyeffekts radorørene genererte titalls kilowatt.



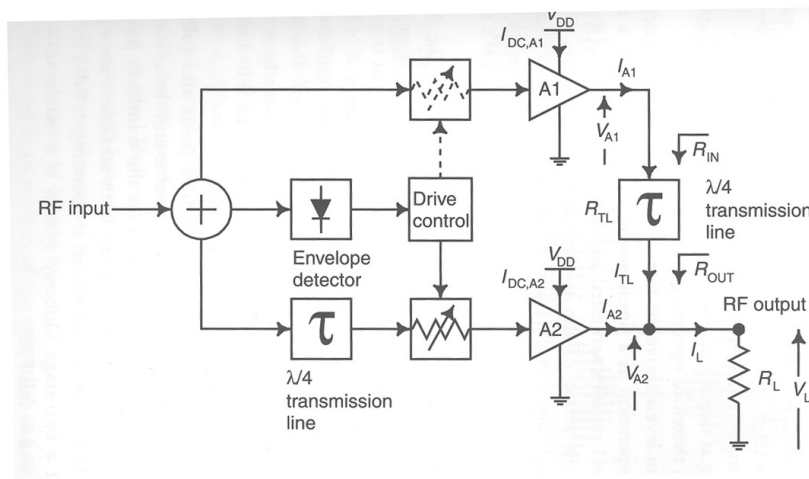
Figur 6.1: Klassisk Doherty med radorør [12]

### 6.2 DOHERTYMETODEN

Dohertymetoden er ikke lineariseringsmetode som sådan, men en effektforbedringsmetode som bedrer effekten til konvensjonelle forsterkere over et større dynamisk område. Det er lenge siden denne metoden ble tatt i bruk første gang, men i disse dager har det kommet nye typer modulasjon, som gjør Dohertykonfigurasjonen verdt å utforske. I opplink i håndsett eller mobile sendersystem med signal med variabel envelope, kan Dohertyteknikken utnyttes. Vinningen i effektivitet kan være så stor som to eller tre ganger en konvensjonell klasse B PA når det opereres under PEP<sup>1</sup>. 6 dB back-off punktet til forsterkeren kan få så mye som 30% bedre effektivitet enn en klasse B. Implementeringen av en to trinns Dohertyforsterker er vist i 6.2. Impedansinverteringsnettverket av utgangen av hovedforsterkeren A1 er vist som kvartbølgeinje, men

<sup>1</sup>PeakEnvelopePower = PeakEnvelopeEffekt

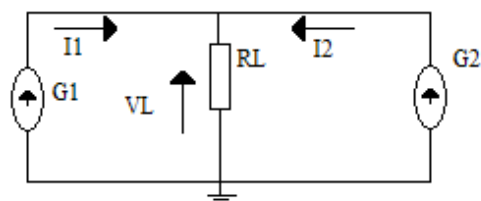
kan også være en standard komponent med ikke noe tap i funksjonalitet. Det er utallige bestemmelser for designet av effektforsterkerne A1 og A2. De må ikke generere signaler i den harmoniske delene av bærefrekvensen og vil derfor ofte bli implementert som klasse B push and pull forsterkere. De undertrykker likeordensharmoniske komponenter. Andre lineære forsterkere kan også brukes. De aktive komponentene må være tilstrekkelige klassifisert slik at de tåler å operere i kompresjonsområde uten å bli skadet.



Figur 6.2: Doherty forsterker

### 6.3 AKTIV LAST-TUNING

Doherty konfigurasjonen bruker aktiv last-tuning for å kunne utnytte to forsterkere. [1] Resistansen eller reaktansen til en RF-last kan modifiseres ved å påtrykke strøm fra en annen fasekoherent kilde. Ved å ta utgangspunkt i figur 6.3 kan prinsippet forklares.



Figur 6.3: Aktiv last-tuningskrets

Hvis G2 er satt til å levere null strøm vil G1 se  $R_L$ . Dersom G1 leverer en strøm  $I_1$  og G2 leverer en strøm  $I_2$  vil spenningen  $V_L$  over  $R_L$  være gitt i lign (6.1)

$$V_L = R_L(I_1 + I_2) \quad (6.1)$$

På terminalene til G1 vil impedansen bli som vist i lign (6.2).

$$Z_1 = \frac{V_L}{I_1} = R_L \frac{I_1 + I_2}{I_1} \quad (6.2)$$

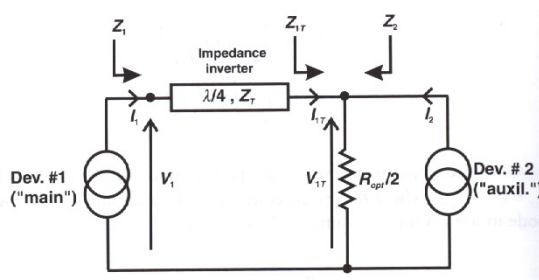
G2 ser på samme måte på sine terminaler gitt i lign (6.3).

$$Z_2 = \frac{VL}{I_2} = RL \frac{I_1 + I_2}{I_2} \quad (6.3)$$

Fra ligningene (6.2) og (6.3) vises det at impedansen den ene generatoren ser, kan forandres av den andre. Ved å sette inn en kvartbølge linje mellom G1 og lasten, endres impedansen sett fra G1. I figur 6.4 er det vist en slik krets. Faseforskjellen mellom G1 og G2 må være 90 grader. Ved å sette inn for impedansen for transmisjonslinjen i lign (6.2) kan sammenhengen ses i lign (6.4) der  $Z_1$  er gitt i figur 6.4.

$$Z_1 = \frac{Z_0^2}{Z_2} = \frac{Z_0^2 I_1}{RL(I_1 + I_2)} \quad (6.4)$$

Lign (6.4) beskriver Dohertykonfigurasjonens viktigste egenskap, at impedansen sett fra G1 avtar med økende strøm fra G2.



Figur 6.4: Aktiv last-tuningkrets med impedansinverter [1]

## 6.4 VIRKEMÅTE

Konseptet for en Dohertyforsterker er å la en hovedforsterker operere i PEP område, og derfor med maksimum effektivitet, mens en peakforsterker tar seg av modulasjonstoppe. Ved lave envelopenivåer tar hovedforsterkeren seg av forsterkningen mens peakforsterkeren er slått av.

Virkemåten til forsterkeren i figur 6.2 er delt opp i tre steg; Ved lave inngangseffekter, over overgangspunktet og ved full effekt. [2].

Ved lave inngangseffekter er A2 skrudd av, enten ved fjerning av driftssignalet eller ved en passende forandring av biasnivået. A1 mottar hele inngangssignalet og opererer i sitt lineære område. Impedansen som den ser ved utgangen, på grunn av impedanstransformasjonen utført av kvartbølgetransmisjonslinjen, sørger for at A1 når metning på et nivå langt lavere en PEP. Dette nivået er kjent som overgangspunktet. I en to trinns DPA<sup>2</sup> er dette punktet ved halve utgangseffekten. A1 opererer med maksimum effektivitet og A2 slått av.

<sup>2</sup>Doherty Power Amplifier

Når utgangseffekten overstiger overgangspunktet, starter A2 å forsterke som en lineær forsterker, og virker som en kontrollert strømkilde. A1 er fortsatt i metning og opererer derfor som en kontrollert spenningskilde. Oppgaven til kvartbølgetransmisjonslinjen er å konvertere A1 til å virke som en kontrollert strømkilde ved punktet der utgangssignalene skal kombineres.

Laststrømmen fra A2 øker RF utgangsspenningen fra den totale forsterkeren og impedansen sett av kvartbølgen blir større enn den egentlige lastimpedansen. Lastimpedansen som A1 ser minker, samtidig som forsterkningen fra A2 øker. Når A1 ser en mindre impedans øker strømmen fra denne forsterkeren. Derfor vil utgangseffekten fra begge forsterkerne øke med økende signalnivå inntil de når full PEP. Strømmen fra A1 øker på grunn av at utgangsmotstanden blir mindre. I regionen mellom overgangspunktet og full PEP, vil effektiviteten til A1 være maks, og A2 sin effektivitet vil variere fra halve til hele.

Det variable dempeleddet før A2 har to funksjoner. For det første slår det av inngangen til A2 ved lave envelopenivåer og forsikrer seg om at A2 ikke bidrar til det generelle RF utgangen. Dette kan også oppnås ved å forandre biasen til A2 eller ved å bruke en PIN diodesvitsj. For det andre er det nødvendig å forsyne forsterkning tilpasset med driftsnivået, basert på transkonduktans karakteristikkene til A2. Dette er en meget ulineær funksjon, for eksempel for en FET kan dette oppnås ved look up tabell innenfor et DSP.

Det er ikke helt nødvendig å kontrollere inngangsnivået til A1 for korrekt operasjon for et ideelt dohertysystem. En fordel med å gjøre dette er å unngå ulineariteter i A1 med forandring av driftsnivået. Denne kan også bli styrt av et dempeledd som vist figur 6.2.

#### 6.4.1 Bestemme den karakteristiske impedansen til kvartbølgetransformatoren

Impedanstransformasjonen av kvartbølgetransformasjonslinjen er gitt av lign (6.5). Som er det samme som i foregående kapittel.

$$R_{TL} = \sqrt{R_{in}R_{out}} \quad (6.5)$$

Forholdet mellom effektforsterkerens matespenninger bestemmer transformasjonsforholdet,  $T$ , for transformasjonslinjen i lign (6.6)

$$V_{DD,A1} = TV_{DD,A2} \quad (6.6)$$

Hvis denne lijn er tapsfri blir strømmen levert til lasten fra A1 gitt ved lign (6.7).

$$I_{TL} = \frac{V_{A1}}{R_{TL}} \quad (6.7)$$

$\lambda/4$  transmisjonslinjen fungerer som en spenningsstransformator med en transmisjonsfaktor  $T$  og denne er gitt av lign (6.8)

$$T = \frac{V_{A1}}{V_{out}} \quad (6.8)$$



Ved å sette dette inn i (6.6) og (6.7) gir dette lign (6.9) og (6.10).

$$I_{TL} = \frac{TV_{out}}{R_{TL}} \quad (6.9)$$

$$V_{ut} = I_{TL}R_{out} \quad (6.10)$$

Ved å kombinere (6.9) og (6.10) dannes (6.11).

$$T = \frac{R_{TL}}{R_{out}} \quad (6.11)$$

Det er vanlig at begge forsterkerne har samme matespenning og derfor en  $T = 1$  dette gir sammenhengen i (6.12)

$$V_{DD,A1} = V_{DD,A2} = V_{DD} \quad (6.12)$$

Av lign (6.12) kan det lett ses at  $R_{TL} = R_{out}$ . For en Doherty forsterker med like matespenninger for to klasse B forsterkere som opererer inn i en  $50\Omega$  last er den nødvendige impedansen for kvartbølgetransformasjonslinjen også  $50\Omega$ .

### Impedansen sett av forsterkerne

Impedansen som de forsterkerne ser, avhenger av delingen av utgangsstrømmen mellom lasten og transmisjonslinjen. Dette delingsforholdet er definert i lign (6.13)

$$\alpha = \frac{I_L}{I_{TL}} \quad (6.13)$$

der  $0 < \alpha < 1$

Effekten inn i lasten er derfor summen av effektene fra forsterkerene gitt i lign (6.14)

$$P_L = P_{A1} + P_{A2} = (1 + \alpha)P_{A1} \quad (6.14)$$

Impedansen sett av utgangen av transmisjonslinjen er gitt lign (6.15)

$$R_{out} = \frac{V_L}{I_{TL}} = R_L(1 + \alpha) \quad (6.15)$$

Impedansen ved utgangen til A2 er gitt av lign (6.16)

$$R_{A2} = R_L\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) \quad (6.16)$$

Impedansen ved utgangen av A1 er den karakteristiske impedansen til  $\lambda/4$  linjen i annen,  $Z_T^2$  delt på impedansen ved utgangen av transmisjonslinjen gitt i lign (6.17)

$$R_{A1} = \frac{R_{TL}^2}{R_{out}} = \frac{R_{TL}^2}{R_L(1 + \alpha)} \quad (6.17)$$

Impedansen til kvartbølgetransformatoren settes til  $2R_L$ . For lave inngangssignal sørger kvartbølgelinjen for at A1 sin utgangsimpedanse er  $4R_L$  (altså  $\alpha = 0$ ). På denne

måten kan hovedforsterkeren være effektiv på lave inngangseffektsignal. Så snart hovedforsterkeren når sitt kompresjonspunkt og inngangseffekten går over ledeterskelen til peakforsterkeren, begynner den å bidra til utgangseffekten. Ved utgangen til A2 er nå utgangskombinereren utilpasset, dette resulterer i en virtuell økning av lasten for begge forsterkerne. Når A2 er ved PEP (altså  $\alpha = 1$ ), vil impedansen A1 og A2 ser, bli  $2R_L$ . Dette fører til at A1 kan være i metning når inngangseffekten øker. På denne måten opererer forsterkeren med maksimale effektivitetsbetingelser.

### 6.4.2 Effektivitet til en Doherty forsterker

Når forsterkeren drifter under transisjonspunktet sitt, er det bare A1 som forsyner utgangseffekt. En ideell klasse B forsterker vil ha en peakeffektivitet ved transisjonspunktet som vist i lign (6.18).

$$\eta = \frac{\pi}{4} \quad (6.18)$$

A1 er i metning når den tilfører halvparten av systemets maksimale utgangseffekt, som er bestemt av delingsforholdet. (vanligvis 0.5 for en totrinns symmetrisk Dohertyforsterker). Spenningen til lasten blir da gitt av lign (6.19).

$$V_L = \alpha V_{DD} \quad (6.19)$$

$\alpha$  er effekt delings forholdet ved PEP. Under dette nivået,  $V_L < \alpha V_{DD}$  og effektiviteten er gitt av lign (6.20).

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi V_L}{4\alpha V_{DD}} \quad (6.20)$$

### Over transisjonspunktet

A1 er i metning og opererer som en spenningskilde og A2 drifter som en lineær strømkilde. Strømmen fra A1 levert til lasten er forhåpentligvis konstant. Utgangsstrømmen er gitt av lign (6.21).

$$I_{out,m} = \frac{\alpha V_{DD}}{R_L} \quad (6.21)$$

Resten av utgangsstrømmen må bli levert av A2 for å oppnå den utgangsspenningen som trengs over lasten,  $V_L$  gitt i lign (6.22).

$$I_{A2} = I_L - I_{out,m} = \frac{V_L - \alpha V_{DD}}{R_L} \quad (6.22)$$

Transformasjonen utført av kobleren i den regionen gitt av lign (6.23).

$$T = \frac{V_{DD}}{V_L} \quad (6.23)$$

For  $T = 1$  og  $V_{DD} = V_L$  er utgangstrømmen av A1 kan lign (6.21) til lign (6.24)

$$I_{A1} = I_{out,m} = \frac{\alpha V_L}{R_L} \quad (6.24)$$

Den totale inngangsstrømmen til Dohertyforsterkeren i den medium effektregionen blir summen av bidragene fra A1 og A2 gitt i lign (6.25).

$$I_{DC} = I_{A1} + I_{A2} = \frac{2V - L(1 + \alpha) - 2\alpha V_{DD}}{\pi R_L} \quad (6.25)$$

Effektiviteten i medium effektregionen blir da gitt i lign (6.26).

$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi V_L^2}{4V_{DD}(V_L + \alpha V_L - \alpha V_{DD})} \quad (6.26)$$

### Ved full effekt

Ved peakeffekten er  $V_L = V_{DD}$  da kan lign (6.26) gjøres om til (6.27).

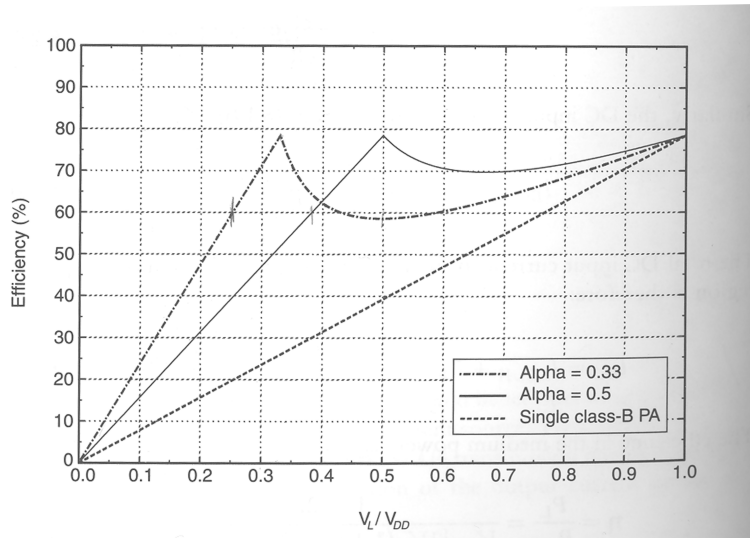
$$\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi V_L^2}{4V_{DD}(V_{DD} + \alpha V_{DD} - \alpha V_{DD})} = \frac{\pi}{4} \quad (6.27)$$

### Det totale effektiviteten

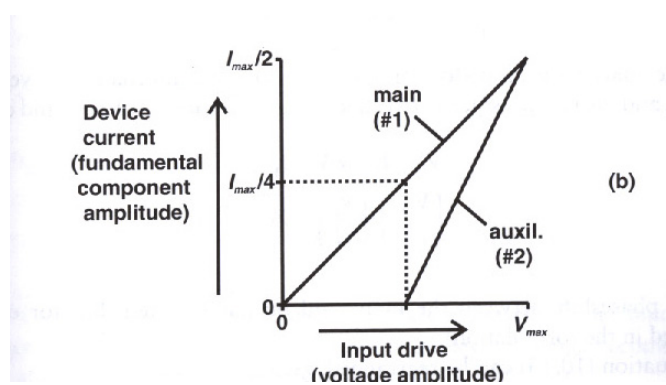
Den totale effektivitet over hele spekteret fås ved å tegne grafen fra lign (6.20) og (6.26). Den kan ses i figur 6.5 der  $\alpha$  er effektdelingsforholdet. Kurven viser at for drift ved lave effekter stiger kurven raskt lineært til full effekt. Over transisjonspunktet synker effektiviteten litt, men stiger raskt igjen til full effekt der begge forsterkeren blir i metning. Lik effektfordeling er vist med den heltrukne linja. Hvis bidraget fra hovedforsterkeren til utgangseffekten minker flyttes transisjonspunktet til venstre.

## 6.5 REALISERING AV EN DOHERTYFORSTERKER

Det er ønskelig for en ideell Doherty forsterker at peakforsterkeren slår seg på nøyaktig i transisjonspunktet. I figur 6.6 er det vist det ideelle strømforløpet til forsterkerne. [1]



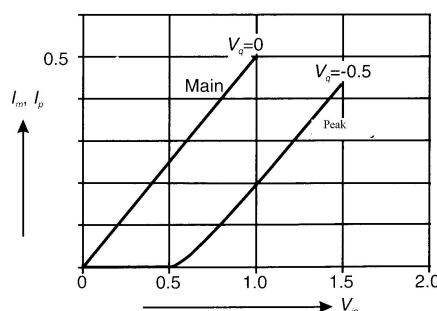
Figur 6.5: Den samlede effektiviteten for en Doherty forsterker [2]



Figur 6.6: Doherty forsterkerens strømforløp

Kurven viser at strømmen øker lineært over hele området, mens i det peakforsterkeren slås på øker denne dobbelt så fort som hovedforsterkeren. Dette kan oppnås ved å ha en større transistor i peakforsterkeren.

For å realisere en Dohertyforsterker er det normalt å biasere peakforsterkeren i klasse C. Dette for å kunne slippe unna ekstra kretser for påslag. I klasse C vil peakforsterkeren starte å levere strøm ved et mye høyere inngangseffektnivå enn hovedforsterkeren. Figur 6.7 viser at det oppstår problemer når det brukes to like transistorer. Peakforsterkeren vil levere lavere effektforsterkning enn hovedforsterkeren. En løsning er å skalere opp omkretsen til transistoren. Dette krever en skalering med en faktor på 2.5 [1]



Figur 6.7: Bruker en klasse C biasert peakforsterker [1]

Ideelle strømforløp som figur 6.6 er umulig i praksis. Det ligger vanskeligheter både i påslag og linearitet. Alternative løsninger for påslag finnes, sånn som adaptiv biasering eller andre biaseringskontrollenheter. Dette gjør kretsen mer kompleks noe som ikke er ønskelig.

## 6.6 FORDELER OG ULEMPER MED DOHERTY

Potensielle fordeler ved Doherty teknikken. [2]

- Lav kompleksitet
- Den trenger ikke egen høyeffektmodulator og modulasjonsforsterker
- Graden av kontroll som trengs er relativt liten og ikke så krevende
- Tilleggslinearisasjon kan oppnås med konvensjonelle metoder

Potensielle ulemper

- Bruken av  $\lambda/4$  transmisjonslinjer og kravet for nøyaktig fasematching mellom de to veiene begrenser Dohertyforsterkeren til en enkelt frekvens

- Operasjon inn til antenner med dårlig VSWR vil forstyrre driften av Dohertysystemet og samtidig effektiviteten. Dette kan løses ved å bruke en isolator
- IMD ytelsen av et Dohertysystem alene i relativt dårlig, og i tillegg vil et lineariseringsystem øke systemets kompleksitet
- Klasse B PAer brukt i en Dohertysystem må bli designet slik at de kan håndtere med variable last impedansen, uten å ta skade eller tap av ytelse

## 6.7 DOHERTYLØSNINGER I DAG

Dohertyteknikken har først de siste årene kommet ordentlig til sin rett. De nye modulasjonsmetodene som ble tatt i bruk ved innføring av 3G, krever forsterkere med høye peakeffektverdier og samtidig veldig god effektivitet over et stort dynamisk område. Ved bruk av mobiltelefoner på 3G nettet synker batterikapasiteten drastisk i forhold til bruk i GSM nettet. For CDMA er effektnivået under 20dBm [13]. Effektfosterkere drifter som regel da i laveffektivitetsområde.

I en artikkel skrevet i 2005 blir Dohertylastmodulasjon brukt for å øke batterikapasiteten. For å få en mest kompakt håndsett ble det brukt et passiv høy-pass  $\pi$ -nettverk i stedet for kvartbølgelinjen. Det viste seg at effektiviteten ble forbedret med nesten 20% i forhold til en ren klasse B forsterker. Tester viste at strømforbruket til forsterkeren sank med 58% – 64% sammelignet med en standard PA.

I en annen artikkel [14] er samme prinsippet brukt i en basestasjon. For å øke lineariteten er det brukt feedforward metode. Siden basestasjoner krever høyeffektsforsterkere ble det brukt en LDMOS FET som tåler mye effekt. Det ble oppnådd en forbedring på 22% i strømmbruken i forhold til en standard klasse AB feedforward forsterker.

Dette er bare to artikler av mange som forteller at å bruke Doherty konfigurasjonen fungerer i praksis også. Det er også i nyere forskning brukt klasse E og F for å forbedre effektiviteten. Dette er det muligheter å jobbe med videre. [15]

### 6.7.1 Bruk av Load-pull metoden for å lage en transistor modell

For å designe Dohertyforsterker i CAD verktøy trengs det god stor-signalmodell for transistoren som skal brukes. For å kunne gjøre storsignalsimuleringer trengs en slik modell. Artikkelen [16] bruker load-pull metoden for å hente ut stor-signalparametre. Disse parametrene ble satt i en modell i ADS slik at det kunne utføres lineær og ulineær analyse av systemet. Parametrene som ble hentet ut er gitt i lign (6.28). Høyre side av lingningen er de gitte verdiene, mens den venstre er de målte. Dette er en meget krevende metode og tar lang tid.

$$\begin{pmatrix} P_{out} \\ I_{DS} \\ |G_{comp}| \\ \angle G_{comp} \\ \Gamma_{in} \\ \Gamma_{out} \end{pmatrix} = F((P_{in}, \Gamma_S, \Gamma_L, I_{DQ})^t) \quad (6.28)$$





For å velge transistor er det viktig at transistoren har en ikkelineær/storsignal- modell, som kan brukes til simuleringer i ADS.

### 7.1 INNLEDENDE

I starten var transistorvalget klart der det var meningen at det skulle brukes en 1W Pakket Power PHEMT, FPD1000AS, laget av Filtronic. I databladet i vedlegg B står spesifikasjonene som er testet for 1.8 GHz.

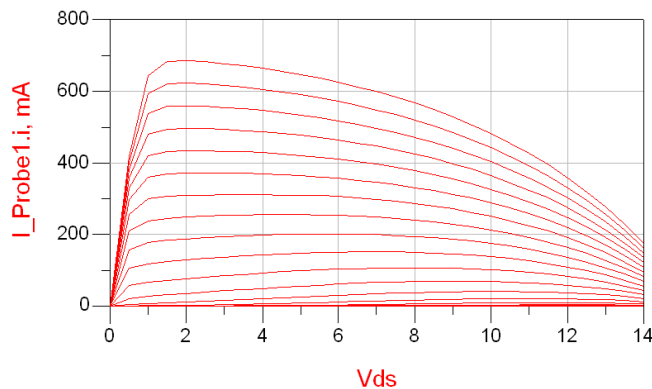
- 31 dBm Utgangseffekt (P1dB)
- 15 dB Effektförsterkning (G1dB)
- 43 dBm Ut IP3
- -42 dBc WCDMA ACPR ved 21 dBm PCH
- 10V  $V_{DD}$
- 50% Power-Added Efficiency

Noen maksspesifikasjoner for transistoren:

- $V_{DS,max} = 12V$
- $I_{DSS} = 650mA$
- $I_{DSS,max} = 1100mA$
- $V_{GS,max} = -3V$

- $P_{inn,max} = 575mW$

For at denne skulle kunne brukes videre i et design av en Dohertyforsterker var det viktig at det var tilgjengelig en storsignalmodell. Det ble laget en slik modell for ADS på en masteroppgave som foregikk vår og høst 06. Denne modellen hadde en IV-karakteristikk som vist i figur 7.1. Karakteristikken viser at den blir veldig dårlig når biaseringen begynner å nærme seg maks verdien for  $V_{dd}$ . For å prøve å holde seg i det område som virket mest korrekt i forhold til den karakteristikken som er oppgitt i databladet, ble det valgt å biasere transistoren i et lavt område.



Figur 7.1: IV-karakteristikk for FPD1000AS

Ved å prøve litt forskjellige bias punkter og prøve på impedanstilpasninger i ADS, viste det seg at transistormodellen var meget ustabil. Tilpasningen kunne gå greit for en  $V_g = 2.2$ , mens for en spenning på 2.3 var det umulig. Dette gjorde at det ikke var muligheter til å bruke denne videre i designet.

## 7.2 NY TRANSISTOR

Siden FPD1000AS ikke var mulig å bruke til videre design måtte det da brukes tid på å finne en ny transistor som hadde en bra storsignalmodell. Modelithics [17] er et firma som driver med utlån av modeller for forskjellige RF komponenter til bruk i ADS. Dette firma hadde en storsignalmodell for en transistor som kunne brukes til en Dohertyforsterker. I følge referanse [18] en artikkel som beskriver et design av en klasse AB forsterker til bruk på 1.5 GHz, er denne transistormodellen veldig nære det resultatet som oppnås i virkelige målinger. Transistoren var en 10W GaAs FET fra Fujitsu som heter FLL120MK. Databladet finnes i vedlegg A Ved å kontakte dette firmaet gikk det fort å få tak i modellen og starte på nye simuleringer og design. Leverandøren av transistoren til Norge kunne skaffe den i løpet av 3 uker, så derfor falt valget på denne transistoren.

### 7.2.1 Transistorspesifikasjoner

FLL120MK er en L-Band medium og høy effekts GaAs FET transistor. Noen av spesifikasjonene fra databladet i vedlegg A, beskrives under er for en frekvens på 2.3 GHz,  $V_{DS} = 10V$  og  $I_{DS} = 0.55 * I_{DSS}$ :

- 40 dBm Utgangseffekt (P1dB)
- 10 dB Effektförsterkning (G1dB)
- 40% Power-Added Efficiency

Noen maksimum spesifikasjoner er gitt under:

- $V_{DS,max} = 15V$
- $I_{DSS} = 4A$
- $I_{DSS,max} = 6A$
- $V_{GS,max} = -5V$



DESIGN OG SIMULERING AV  
HOVEDFORSTERKER

---

## 8.1 SPESIFIKASJONER

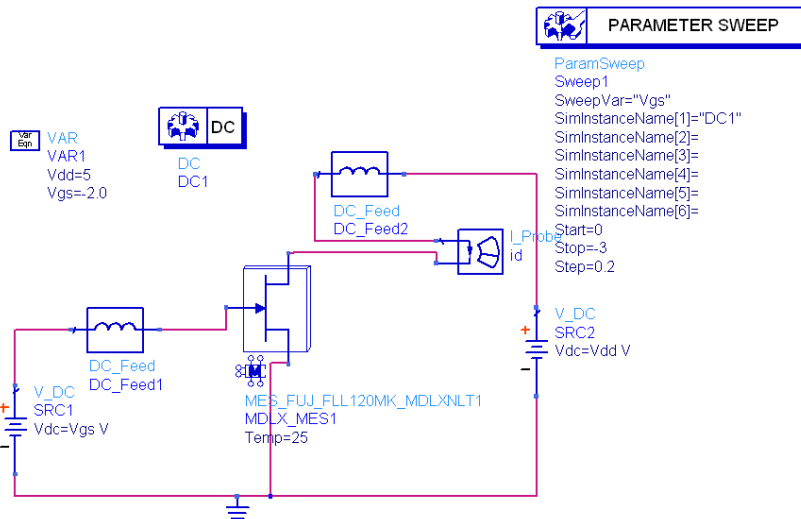
Hovedforsterkeren skal ha best mulig linearitet og effektivitet. Derfor velges biaseringen i klasse AB område. Hovedforsterkerens spesifikasjoner er:

- Transistor: FLL120MK
- Klasse AB
- $P_{1dB} = 19dBm$  inneffekt
- $gain = 11dBm$
- $PAE_{maks} = minimum40\%$

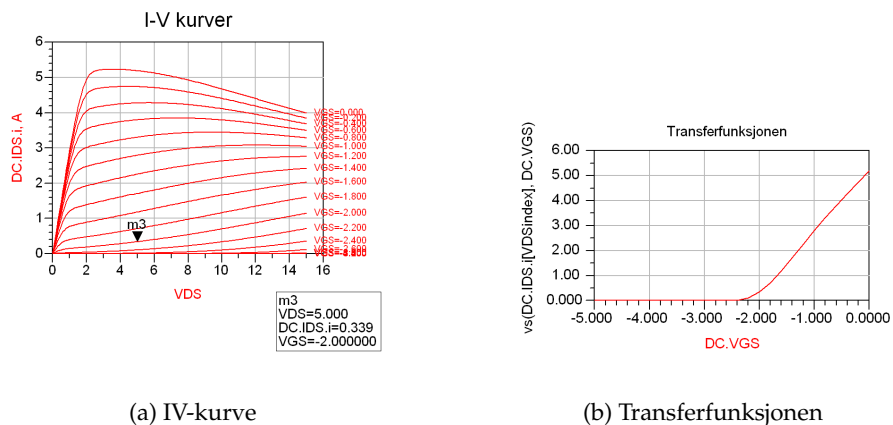
## 8.2 BIASERING

Biaseringen blir bestemt av IV-karakteristikken til transistoren. Oppsettet for å finne IV-karakteristikken til denne transistoren blir vist i figur 8.1. I-V kurvene kan ses i figur 8.2 (a). Transistorens makseffekt ut er på 40 dBm. For å få en maks uteffekt på 30 dBm må drainspenningen senkes. Velger en drain spenning på 5 V og ser på overføringskarakteristikken for dette biaseringspunktet i figur 8.2 (b). Figuren viser at gate spenningen må bli -2.0V for at transistoren skal kunne operere i klasse AB område.

Spesifikasjonene er utarbeidet på grunnlag av en artikkel [18]. Denne beskriver et design av en klasse AB effektforsterker men den ikkelineære modellen til FLL120MK. Senterfrekvensen var på 1.489 MHz, en PAE på 50%, gain på 14 dBm og en utgangseffekt i P1dB på 38 dBm.



Figur 8.1: IV oppsett i ADS



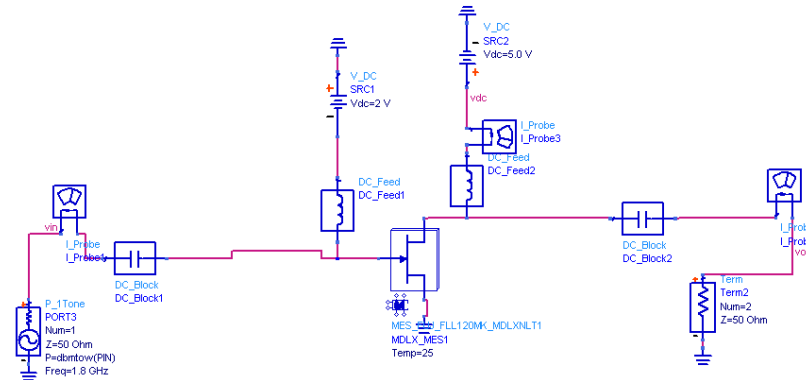
(a) IV-kurve

(b) Transferfunksjonen

Figur 8.2: IV kurver og Transferfunksjonen for Hovedforsterkeren

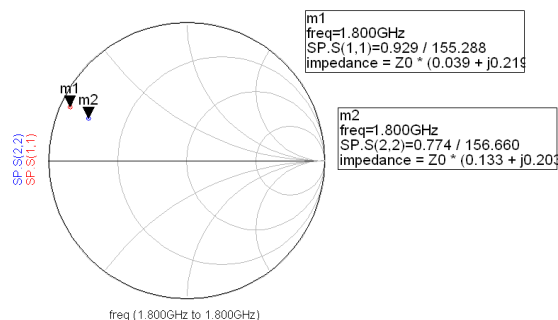
### 8.3 SMÅ SIGNAL ANALYSE

Design av tilpasningsnettverk med load-pull analyse i ADS, krever en småsignal analyse for å finn S-parametrene for biaspunktet. Oppsettet blir som figur 8.3.



Figur 8.3: S-parameter simulerings oppsett

$S_{11}$  og  $S_{22}$  for en frekvens på 1.8 GHz er vist i figur 8.4.  $S_{12}$  og  $S_{21}$  i dB er vist i figur 8.5

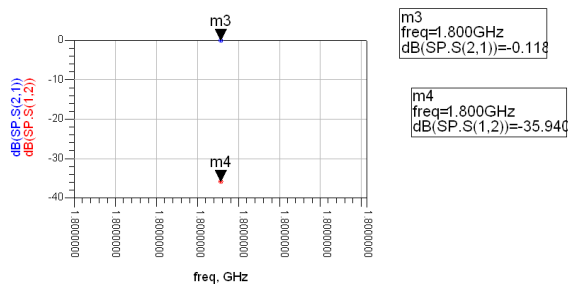


Figur 8.4:  $S_{11}$  og  $S_{22}$  i Smithdiagram

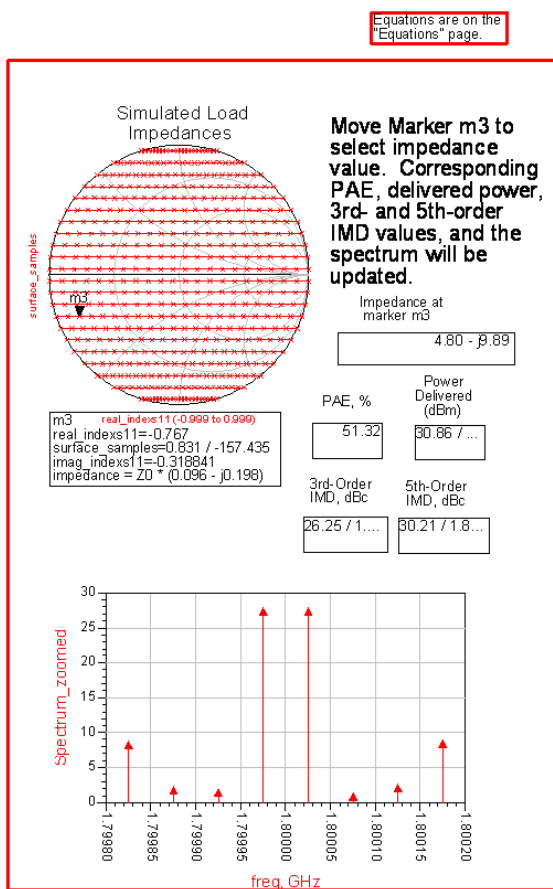
### 8.4 LOAD/SOURCE-PULL ANALYSE

Load/source-pull analyse finner den impedansen som gir best effektivitet og gain. Disse simuleringene bruker et standard oppsett som er tilgjengelig i ADS. I fila HB2Tone\_Loadpull og HB2Tone\_Sourcepull. Inngangsimpedans på den første load pull simuleringen er den konjugerte tilpasningen til transistoren.  $S_{11}$  har en verdi på  $1.95 + j * 10.95$ , den konjugerte tilpasningen blir da  $S_{11}^*$  med impedans verdien  $1.95 - j * 10.95$ . Resultatet av load-pull simuleringen settes inn som utgangsimpedans i source-pull simuleringen. Dette repeteres helt til resultatet ikke kan forbedres. Et skjermbilde fra resultatene for utgangs- og inngangs- impedansen er vist i figur 8.6 og 8.7.

Figur 8.6 og 8.7 viser at det er mulig å oppnå en PAE på 51% og P1dB på 30 dBm

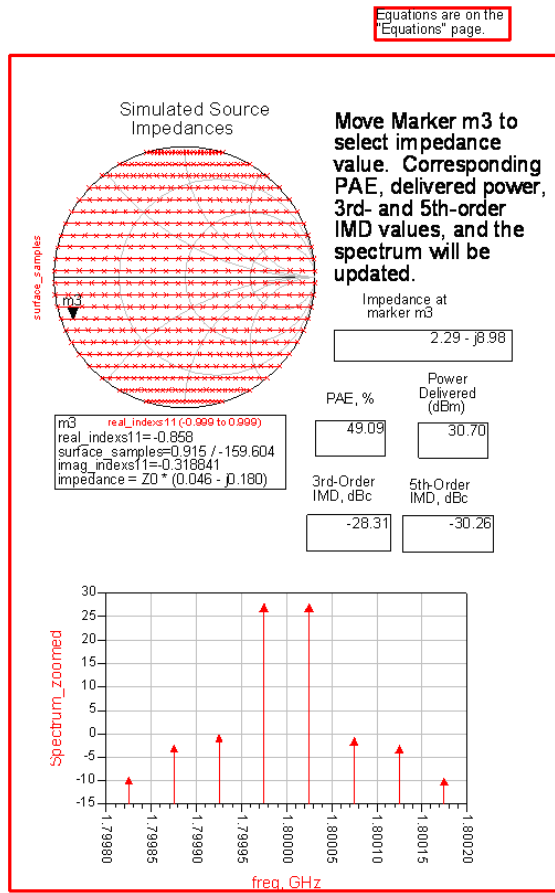


Figur 8.5:  $S_{12}$  og  $S_{21}$  i dB



Figur 8.6: Load pull resultat



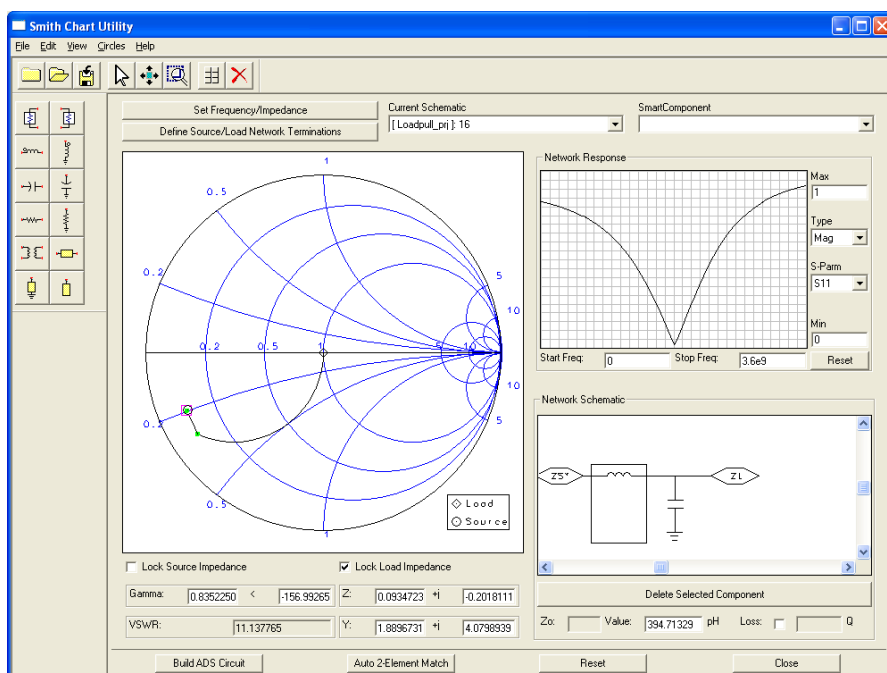


Figur 8.7: Source-pull resultater

utgangseffekt. Impedansverdiene blir da  $Z_L = 4.80 - j * 8.90$  og  $Z_S = 2.29 - j * 8.98$ . Tilpasningen av dette gjøres i kapittel 8.5.

## 8.5 DESIGN AV TILPASNINGSNETTVERK

Tilpasningsnettverket ble funnet ved hjelp av ADS verktøyet Smithtool. I figur 8.8 er  $Z_S^*$  representert som impedansen fra load-pull simuleringen og  $Z_L$  er  $50\Omega$ .  $Z_L$  representerer i figur 8.9 impedansen fra source-pull simuleringen. Utgangsnettverket ble en liten spole i serie og en stor kondensator i parallell, som vist i figur 8.8. Samme type inngangsnettverk, vist i figur 8.9.

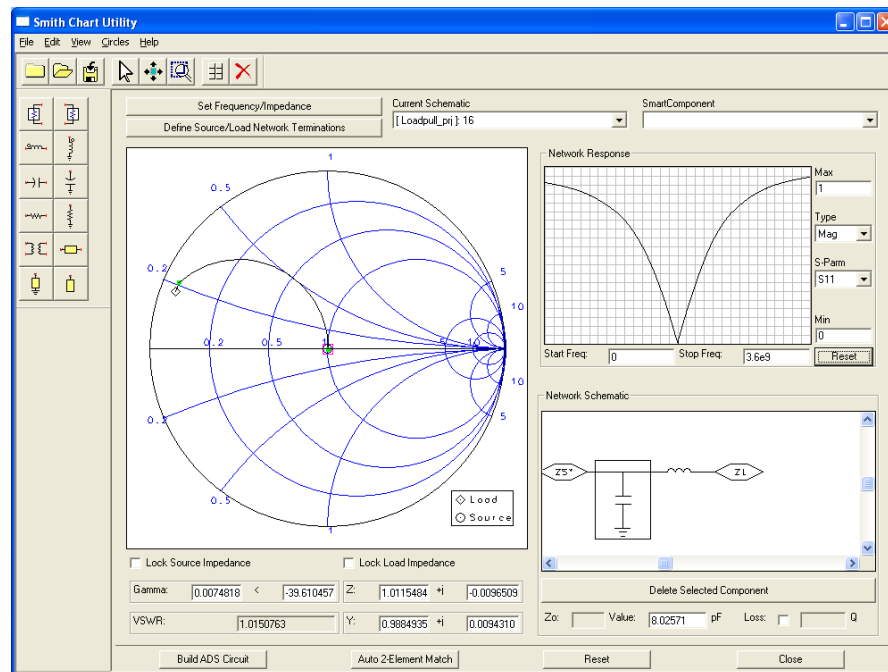


Figur 8.8: Utgangstilpasningen i SmithChart tool

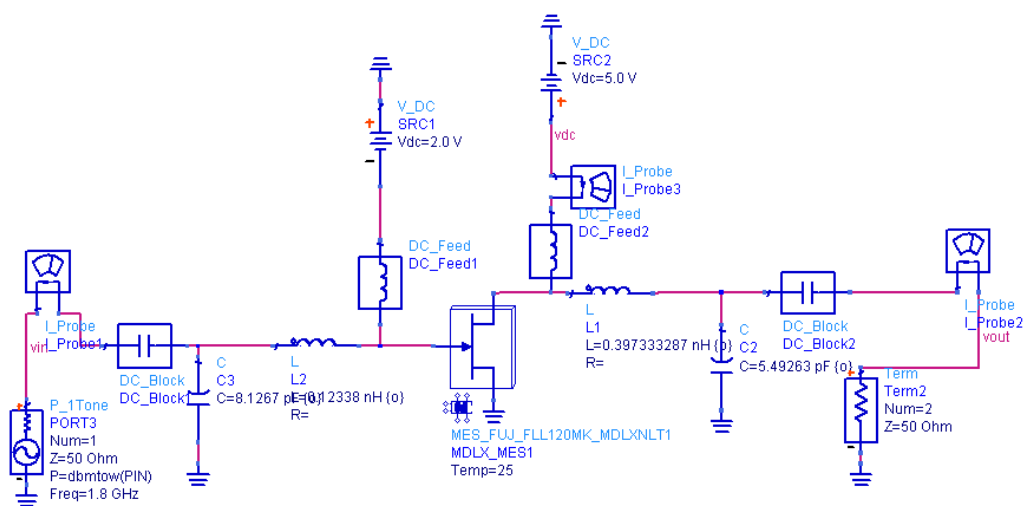
Disse figurene realiseres i ADS og verdiene settes inn. Den tilpassede forsterkeren med lumped elementer er vist i figur 8.10. Figur 8.11 viser storsignalsimuleringer for den tilpassede forsterkeren med lumped elementer. P1dB ligger på 21 dBm inn eller 33 dBm ut. Dette gir et gain på 12 dBm på P1dB og en PAE på 56%. Resultatet er med ideelle komponenter og det vil forandre seg litt når det legges inn linjer med tap.

## 8.6 LINJETILPASNING

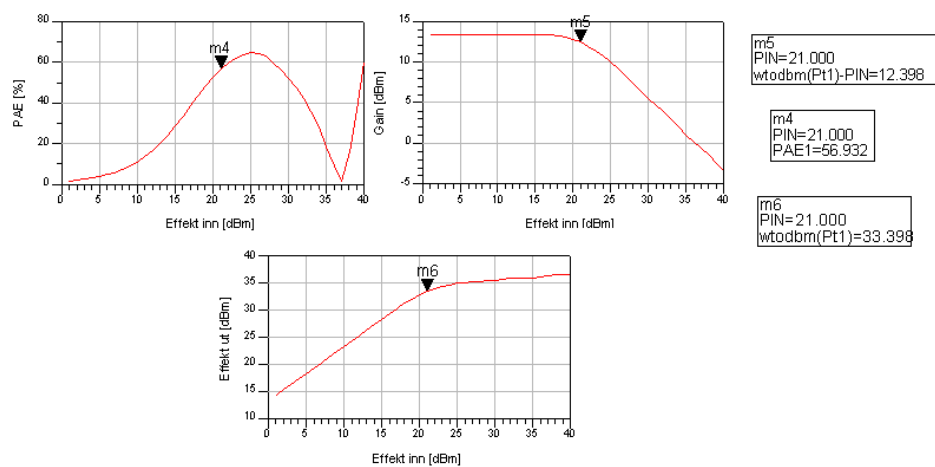
Ved 1.8 GHz er det vanskelig å forutsi hvordan lumped komponenter oppfører seg i praksis. Derfor brukes linjer i tilpasningsnettverket for disse stemmer godt overens med det som skjer i praksis. Smithtool kan også brukes til tilpasning med linjer. Linjetilpasningene vises i figur 8.12 og 8.13. En kort linje nærme transistoren med en lang stub var det som klarte å tilpasse impedansen til  $50\Omega$ .



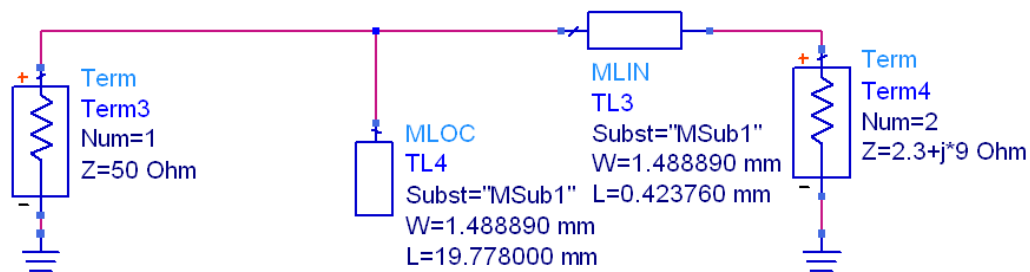
Figur 8.9: Inngangstilpasning i Smithchart tool



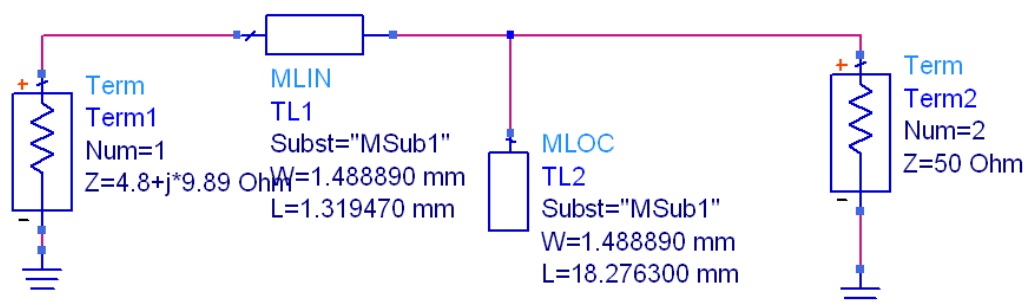
Figur 8.10: Tilpasset AB forsterker med lumped elementer



Figur 8.11: Storsignal simuleringresultater med ideelle komponenter

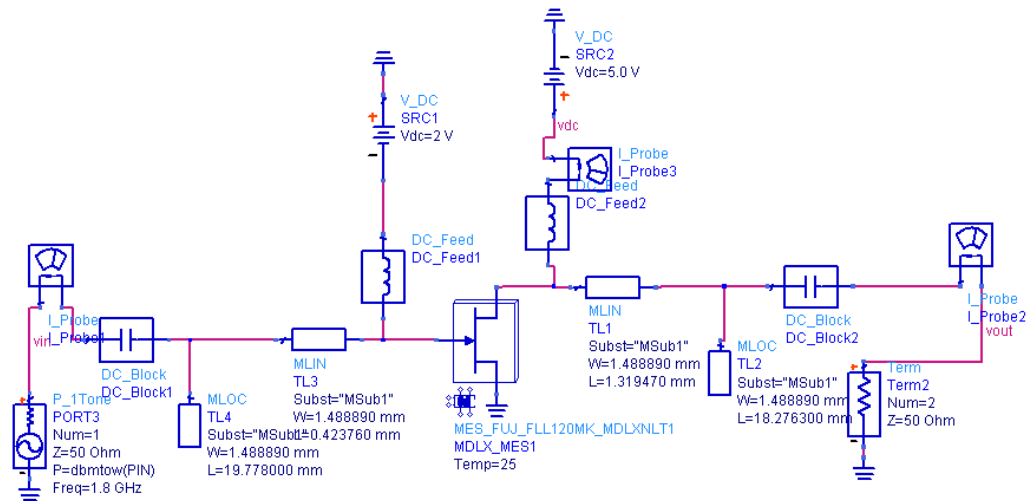


Figur 8.12: Inngangstilpasning av hovedforsterkeren

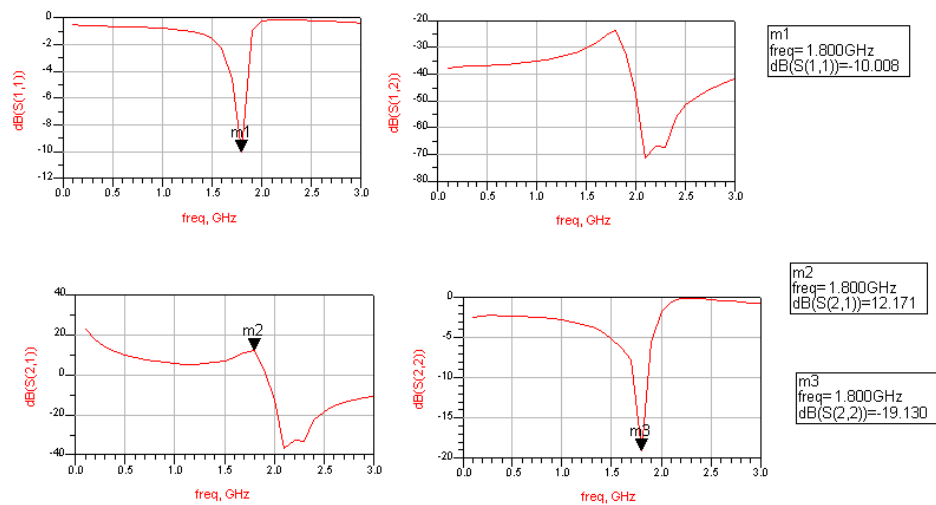


Figur 8.13: Utgangstilpasning av hovedforsterkeren

Hovedforsterkeren med linjetilpassningsnettverk er vist i figur 8.14. Denne tilpassningen er gjort med  $50\Omega$  linjer. Små signal s-parametrene er vist i figur 8.15.



Figur 8.14: Hovedforsterker med linjetilpassning

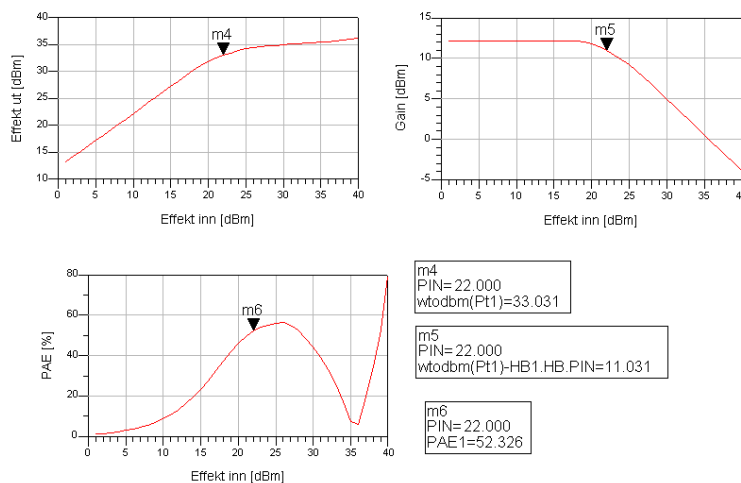


Figur 8.15: Småsignal S-parametrene for linjetilpassningen

De ulineære simuleringene er vist i figur 8.16. P1dB har økt til 22 dBm, gainet er på 11 og PAE er 52%. Dette optimaliseres videre i kapittel 8.9

## 8.7 STABILITET

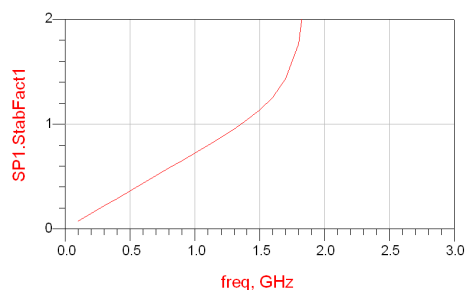
Stabilitetsfaktoren brukes for å bestemme om forsterkeren er ubetinget stabile eller betinget stabil. Betinget stabilitet kan føre til oscilleringer i den ferdige forsterkeren.



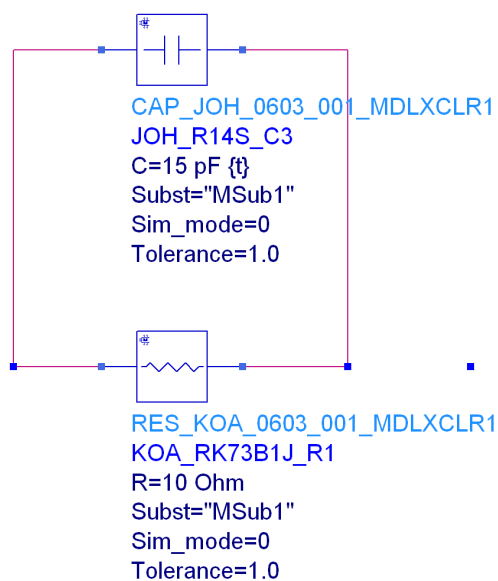
Figur 8.16: P1dB punktene for hovedforsterkeren med linjetilpassningsnettverk

I følge teorien er en forsterker ubetinget stabil dersom  $K > 1$ . Hvis forsterkeren ikke er ubetinget stabil må det settes inn et stabiliseringsnettverk som skal sørge for at  $K$  blir større enn 1.

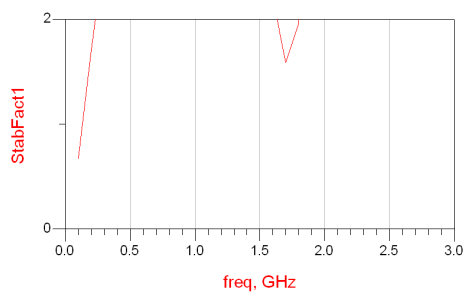
I område 0 Hz til 1 GHz er  $K$ -faktoren under 1, som vist i figur 8.17. For å stabilisere forsterkeren ble det valgt et nettverk som har liten innvirkning på hvordan tilpasningen blir på 1.8GHz. En kondensator og en motstand i parallell på inngangen skal sørge for at  $K$  blir større enn 1. Motstanden fungerer som et tap på de lave frekvensene og flytter  $K$ -faktoren. Kondensatoren sørger for å kortslutte motstanden på 1.8GHz slik at ingen av forsterkeregenskapene forringes. Nettverket med verdier kan ses i figur 8.18. Den nye stabilitetsfaktoren kan ses i figur 12.5. Hvis  $K$ -faktoren plottes med hensyn på effekten inn viser det ubetinget stabilitet i figur 8.20.



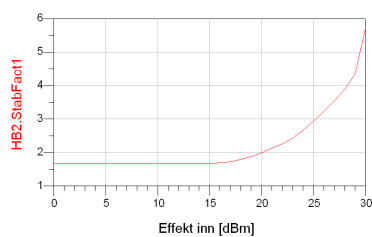
Figur 8.17: Stabilitetsfaktoren til hovedforsterkeren



Figur 8.18: Stabiliseringsnettverk



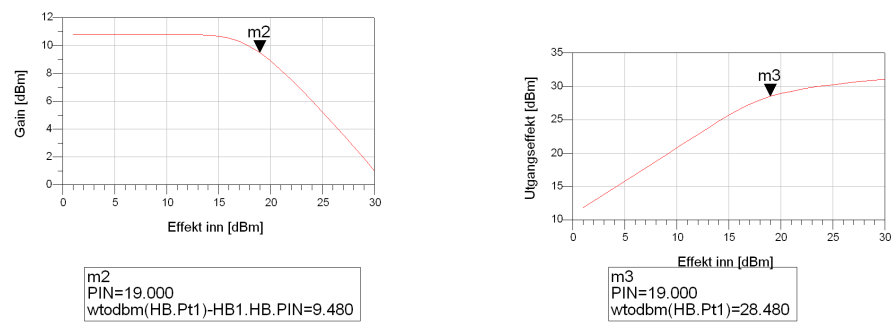
Figur 8.19: Stabilitetsfaktor for en stabilisert hovedforsterker



Figur 8.20: Stabilitetsfaktoren som funksjon av effekten inn

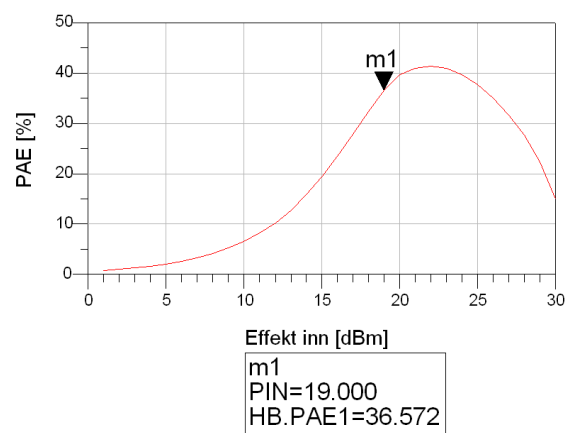






(a) Gain

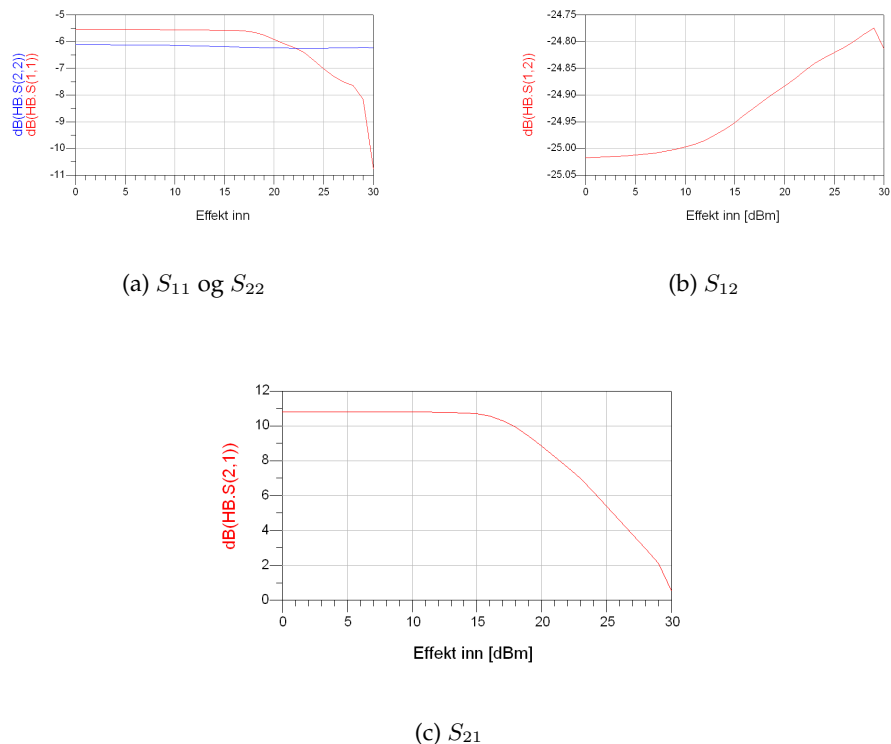
(b) Effekt ut



(c) PAE

Figur 8.23: Gain, effekten ut og PAE som funksjon av effekten inn

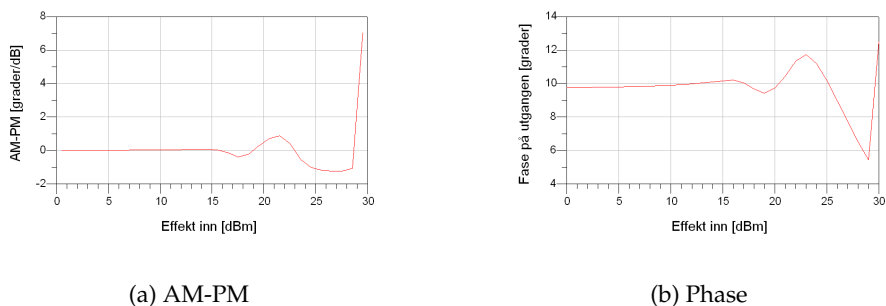
å se på de ulineære effektene i forsterkeren ble det foretatt en storsignal s-parameter simulering ved frekvensen 1.8 GHz. I figur 8.24 vises storsignal s-parametrene for den totale kretsen.



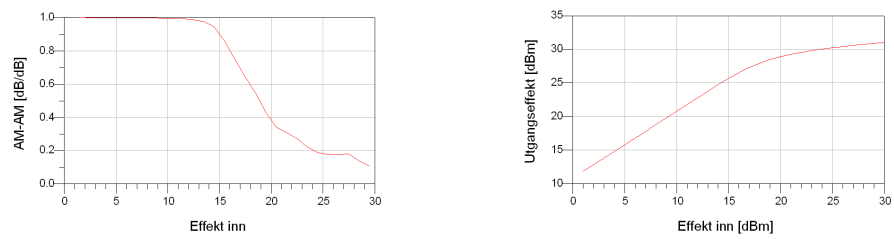
Figur 8.24: Storsignal s-parametrene for kretsen

### 8.9.1 Linearitet

Linearitet er en viktig parameter for forsterkeren. Når forsterkeren går over P1dB punktet blir det en god del ulineariteter i forsterkeren. Dette måles i AM-PM og AM-AM distorsjon. Figur 8.25 og 8.26 viser AM-PM og AM-AM distorsjonen.



Figur 8.25: AM-PM karakteristikk for forsterkeren



(a) AM-AM

(b) Effekt ut som funksjon av effekten inn

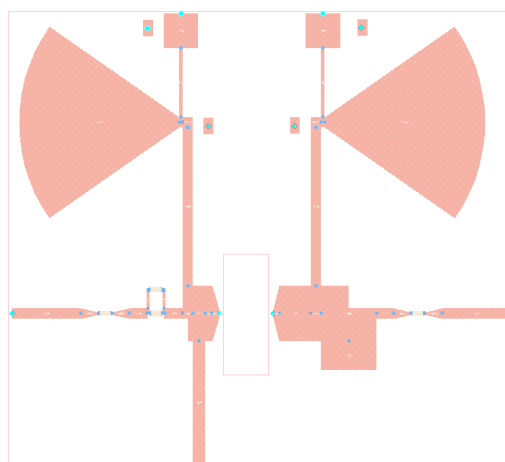
Figur 8.26: AM-AM karakteristikk for forsterkeren

## 8.10 UTLEGG

Det totale designet med alle linjer kan ses i vedlegg C. Realiseringen skjedde på FR4 substrat med verdier:

- $H = 0.8$
- $E_r = 4.4$
- $T = 36\mu m$
- $TanD = 0.01$

Figur 8.27 viser utlegget for det totale hovedforsterkeren.



Figur 8.27: Utlegget til hovedforsterkeren



# 9

## KAPITTEL

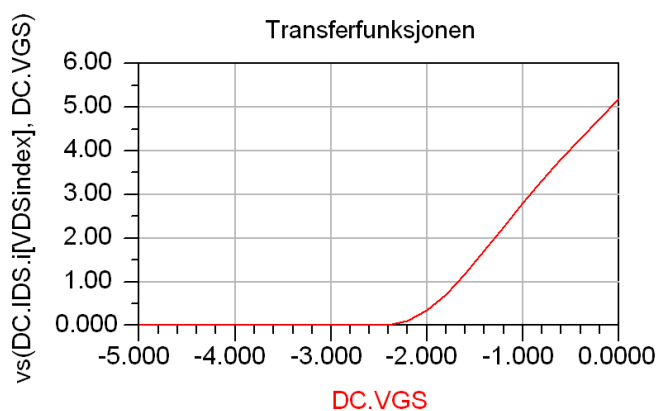
# DESIGN OG SIMULERING AV PEAKFORSTERKER

For å designe en peakforsterker til en Dohertykonfigurasjon er det viktig å tenke på at denne skal slå seg på i det hovedforsterkeren går i metning. Dette gjøres ved å biasere peakforsterkeren i klasse C område, som nevnt tidligere i teorien. Hovedforsterkeren har et P1dB punkt på 19 dBm inn derfor skal peakforsterkeren ha et påslag på 19 dBm.

Denne forsterkeren skal bruke den samme transistoren som hovedforsterkeren, så da sier teorien at omkretsen til transistoren skal skaleres opp med 2.5. Velger å i første omgang å designe en peakforsterker med som er skalert opp med en faktor på 2.

## 9.1 BIASERING

IV-karakteristikken for transistoren er den samme som i kapittel 8 og figur 8.2 (a). For å kunne biasere transistoren i klasse C blir transferfunksjonen plottet for drain spenning på 10V i figur 9.1. Figuren viser at  $V_G = -3.6V$  gir en klasse C biasering.



Figur 9.1: Transferfunksjonen til FLL120MK

## 9.2 TILPASNINGSNETTVERK

Et ferdiglaget prosjekt i ADS som heter HarmZopt1tone brukes for å finne impedansene som gjør at forsterkeren får best mulig PAE og gain på 1.8GHz. Dette programmet fungerer på lik måte som source/load pull bare her foregår dette samtidig på både inngang og utgang. Figur 9.2 viser verdiene for PAE, utgangseffekt og den optimale effekten fra kilden med de optimaliserte tilpasningsimpedansene. De optimaliserte impedansene er vist i figur 9.3.

Power-Added Efficiency, %	Power Delivered to Load, dBm	Power Delivered to Load, Watts
64.013	37.030	5.046
Power Available from Source, dBm	Power at Fundamental Frequency Delivered to the device, dBm	
25.999	25.439	25.439
Operating power gain (power delivered to load/ power delivered to device) dB		
11.591	11.591	

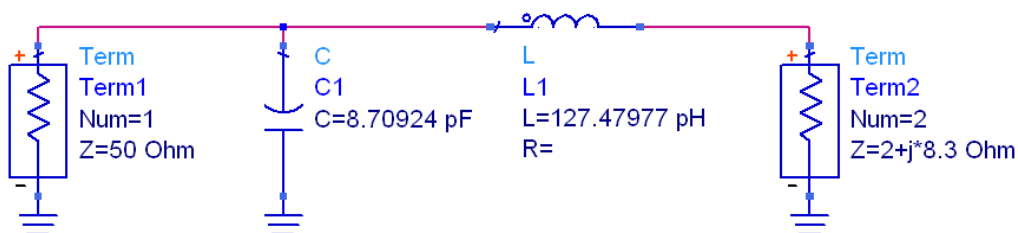
Figur 9.2: PAE, Utgangseffekt og optimal effekt fra kilden med optimaliserte tilpasningsverdier

ZSourceFund	ZLoadFund
2.000 - j8.253	4.746 - j8.124

Figur 9.3: Optimalisert kilde og lastimpedans for peakforsterkeren

### 9.2.1 Inngangstilpasning med ideelle komponenter

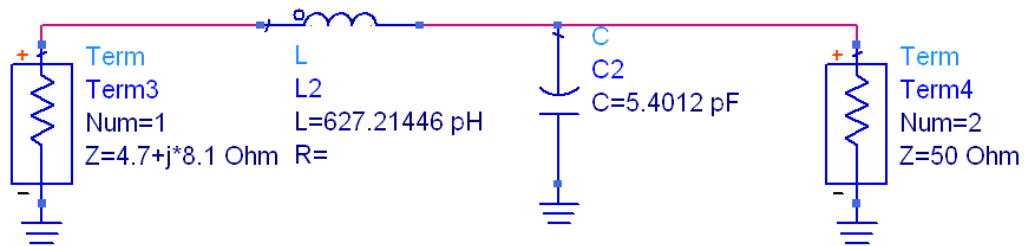
Tilpasningsnettverket på inngangen designes ved hjelp av Smithchart tool som i kapittel 8. I figur 9.4 viser verdier og tilpasningsnettverk med ideelle komponenter.



Figur 9.4: Inngangstilpasning for peakforsterkeren med ideelle komponenter

### 9.2.2 Utgangstilpasning med ideelle komponenter

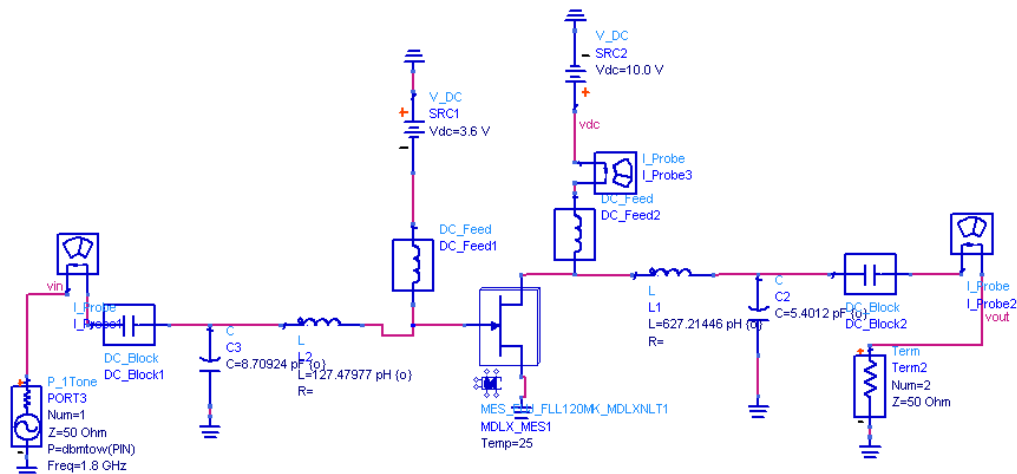
Smithchart tool brukes til tilpasningen av den optimale utgangsimpedansen i figur 9.3 til  $50\Omega$ . Figur 9.5 viser dette nettverket med verdier.



Figur 9.5: Utgangstilpasning for peakforsterkeren med ideelle komponenter

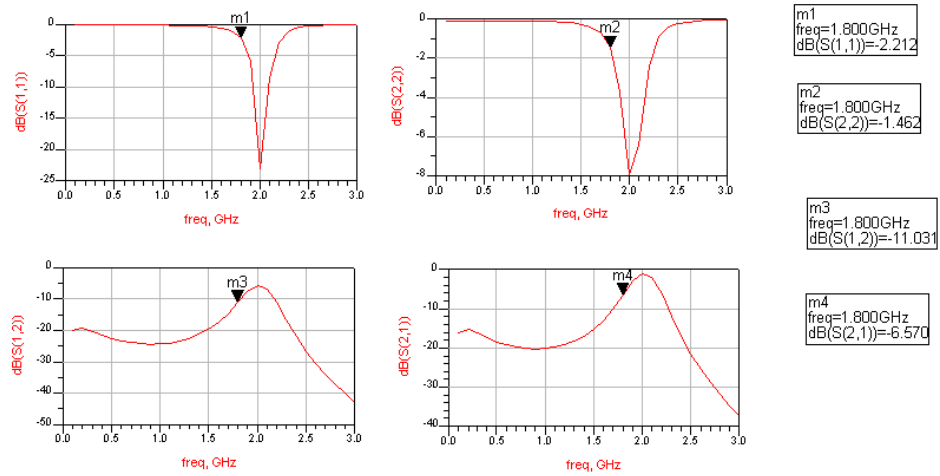
### 9.2.3 Simulering av peakforsterker med ideellt tilpasningsnettverk

Figur 9.6 viser kretsskjemaet for klasse C forsterkeren med ideelle komponenter. Små signal s-parametrene plottes i figur 9.7. Dette vil forandre seg når det kommer effekt inn på kretsen, da er det viktig å se på storsignal s-parametere og K-faktor.

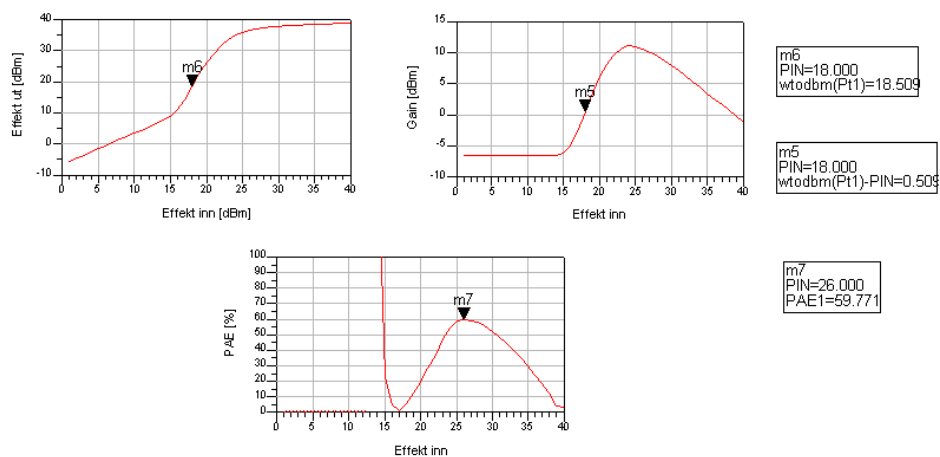


Figur 9.6: Kretsskjema for en klasse C forsterker med tilpasset utganger

Effektiviteten og påslaget finnes ved storsignalanalyse av kretsen. Verdiene for PAE, gain og uteffekt plottes i figur 9.8. Påslaget for gainet og effekten ut er markert av på figuren. På PAE kurven er det markert av maks effekt på 59% noe som er litt lavt for en forsterker i klasse C område men stemmer overens med den optimaliserte verdien i figur 9.2.



Figur 9.7: S-parametere for peakforsterker med ideell komponenter

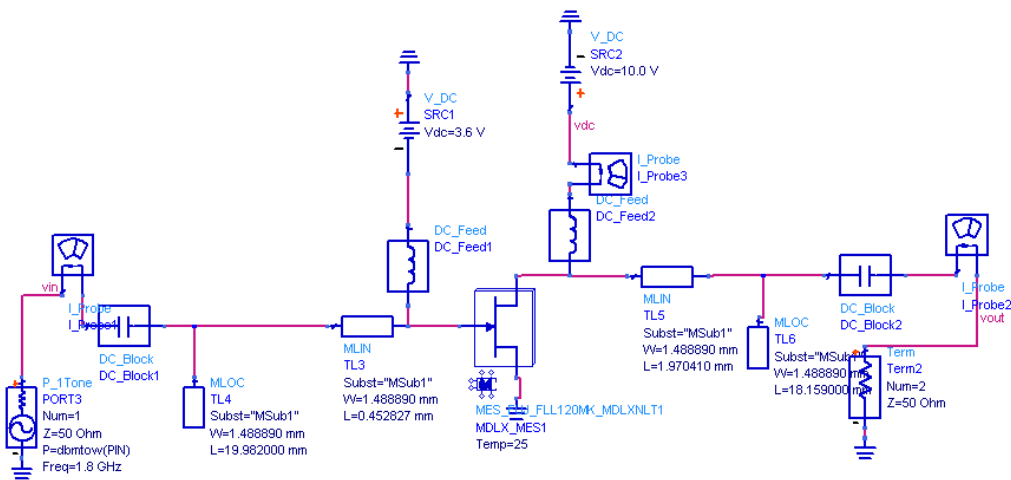


Figur 9.8: Gain, effekt ut og PAE for peakforsterkeren med ideelle komponenter

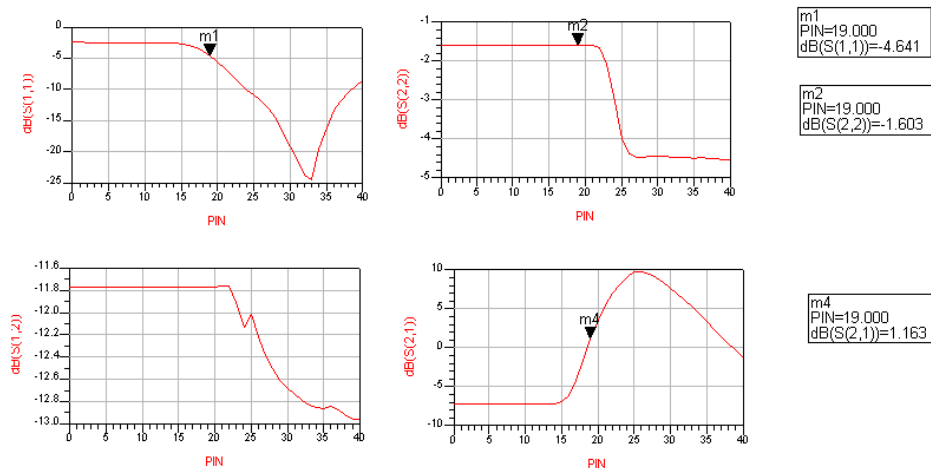


## 9.2.4 Impedanstilpasning med linjer

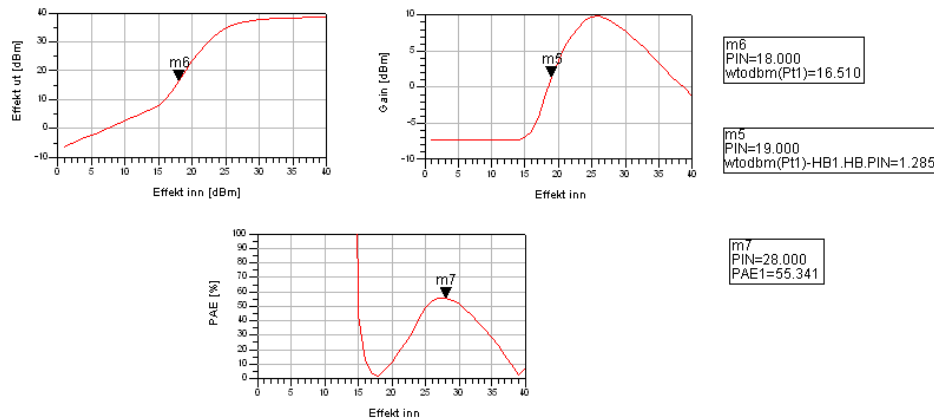
Fremgangsmåten for designet impedanstilpasningen er samme som i 8. Linjebreddene er satt til  $50\Omega$  med et FR4 substrat som er 0.8 mm tykt. Figur 9.9 viser kretsen med optimaliserte verdier for linjelengdene. Optimaliseringsprosessen skulle sørge for at påslagspunktet ble 19 dBm. Dette gjøres ved å sørge for at  $S_{21}$  er 0 ved 19 dBm. Storsignal s-parametrene er vist i figur 9.10. Effekt ut, gain og PAE er vist i figur 9.11, med markeringer på påslagspunktet for gain og effekt ut og maks PAE.



Figur 9.9: Peakforsterker med linjetilpasning



Figur 9.10: Storsignal S parameter for peakforsterkeren



Figur 9.11: Effekt ut, gain og PAE til den impedanstilpassede peakforsterkeren med linjer

### 9.3 BIASERINGSNETTVERK

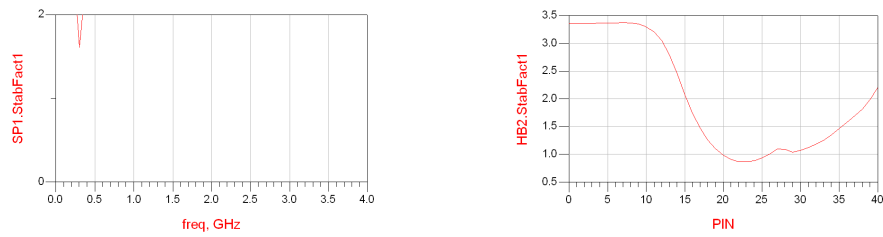
Biaseringsnettverket fikk samme form som i figur 8.21. Kvartbølgelinje med en kvartbølgevitte i enden. DC innføringen foregår med en tynn linje inn mellom disse to. Kondensatorene som er koplet fra dc-innføringen til jord er med på å stabilisere forsterkeren samtidig som den kortslutter andre harmoniske.

### 9.4 STABILITET

Figur 9.12 (a) viser at peakforsterkeren er ubetinget stabil over hele frekvensspekteret siden  $K > 1$ . Dette er for en inngangseffekt på 0 dBm. Stabilitetsfaktoren forandres etter som effekten inn øker over påslagpunktet. I figur 9.12 (b) viser at  $K$ -faktoren er mindre enn 1 ved alle effektene som forsterkeren skal operere i. Stabilisering av forsterkeren gjøres ved å sette inn samme stabiliseringsnettverk som klasse AB designet med en kondensator på 1.2pF. Dette kan ikke full stabilitet. Ved å tune kondensatorene på biasnettverket, ble forsterkeren stabil. Den nye  $K$ -faktoren er vist i figur 9.13. Verdier for kondensatorene og motstanden kan ses i figur 9.16.

### 9.5 OPTIMALISERT DESIGN

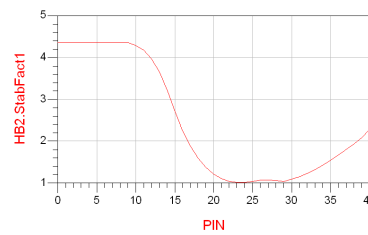
Det er viktig for et Dohertydesign at peakforsterkeren slår seg på i rett tid. Helst skal gainet være null helt til P1dB til hovedforsterkeren, for så å gå kjapt opp til maks gain, men dette er i praksis umulig. I figur 9.11 er verdien for gainet ved 19 dBm lik 1.2 dBm.



(a) K-faktor som funksjon av frekvensen

(b) K-faktor som funksjon av effekten inn

Figur 9.12: Stabiliseringsfaktorer for peakforsterkeren



Figur 9.13: K-faktor for peakforsterkeren med stabiliseringsnettverk

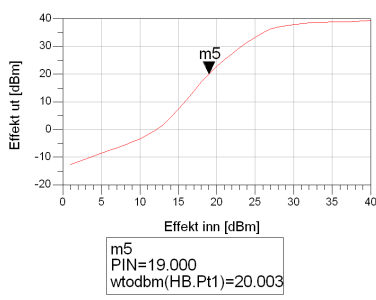
Når det legges på linjer, for å kunne lage utlegg, vil denne verdien for gainet forandre seg. Det er da mulig å optimalisere dette i ADS ved at  $S_{21}$  settes lik null for 19 dBm i en optimaliseringsprosess. Figur 9.14 (a) og (b) viser at gainet på 19 dBm ligger på 1.0. Dette er akseptabelt i forhold til å få slått på forsterkeren i dette punktet. PAE i figur 9.14 c viser at makseffekten har sunket litt da alle linjene ble lagt på. Dette er forventet siden mer linjer innfører mer tap i kretsen.

De ulineære effektene som blir når effekten øker i forsterkeren vises under en storsignal s-parametersimulering. Disse er vist i figur 9.15. I figur 9.14 er gain, effekt ut og PAE vist som funksjon av effekten inn.

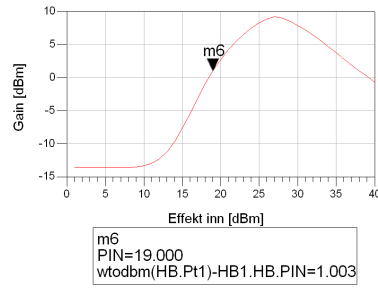
Det optimaliserte designet med stabiliseringsnettverk vises i figur 9.16.

### 9.5.1 Linearitet

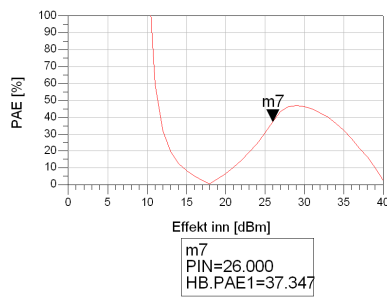
Lineariteten til en klasse C forsterker er veldig dårlig. Dette kan ses ut av AM-PM og AM-AM karakteristikken i figur 9.17 og 9.18.



(a) Effekt ut

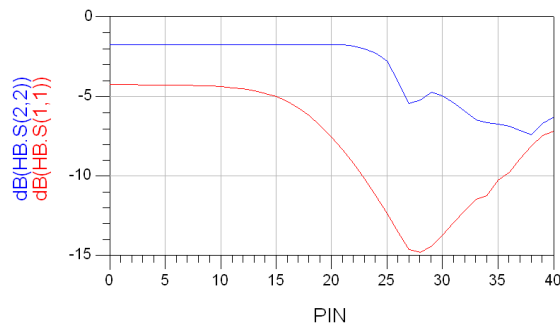


(b) Gain

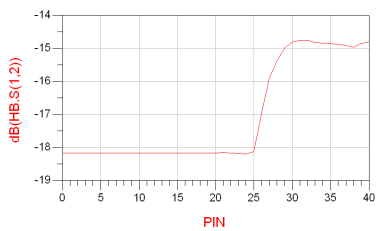


(c) PAE

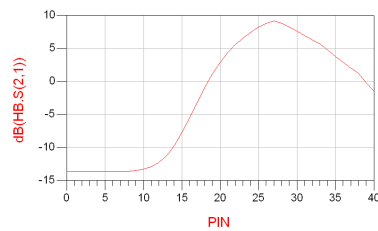
Figur 9.14: Effekt ut, gain og PAE som funksjon av effekten inn



(a)  $S_{11}$  og  $S_{22}$



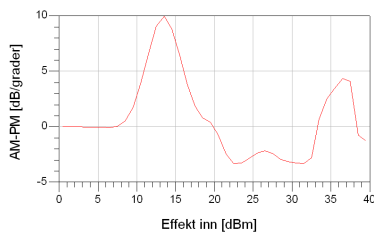
(b)  $S_{12}$



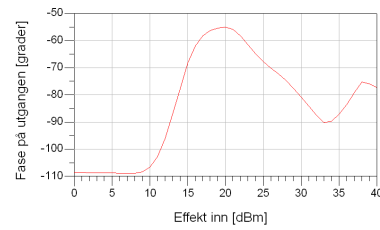
(c)  $S_{21}$

Figur 9.15: Storsignal S-parametere



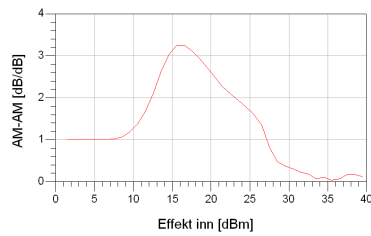


(a) AM-PM

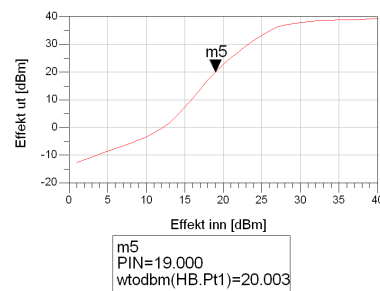


(b) Fase

Figur 9.17: AM-PM karakteristikk for forsterkeren



(a) AM-AM

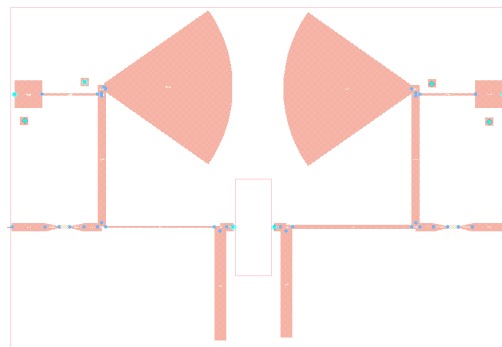


(b) Effekt ut som funksjon av effekten inn

Figur 9.18: AM-AM karakteristikk for forsterkeren

## 9.6 UTLEGG

Utlegget blir laget på sammen substratet som i kapittel 8.10. Peakforsterkerdesignet kan ses i vedlegg D. Det genererte utlegget i ADS er tegnet i figur 9.19.



Figur 9.19: Layout til Peakforsterkeren

# KAPITTEL 10

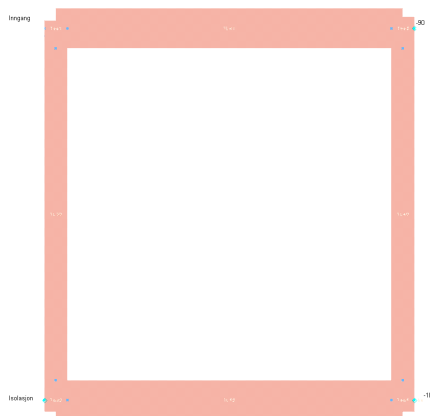
## DESIGN AV INNGANGSDELEREN

---

I valget av inngangsdeler til Dohertykonfigurasjonen blir det lagt vekt på to kriterier. Det ene er faseforskjellen og det andre er størrelse og tilpasning til resten av designet.

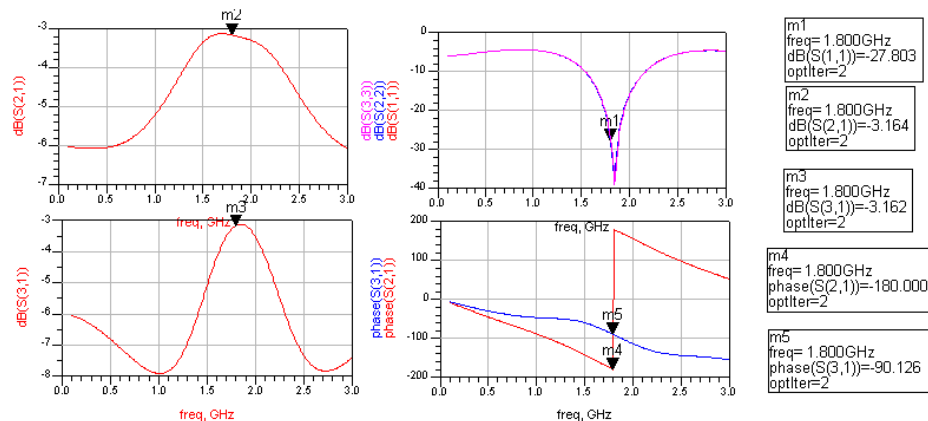
### 10.1 KVADRATURKOPLER

Kvadraturkopleren består som nevnt tidligere av 4 linjer som vist i figur 5.9. De to linjene som skal ha en impedans på  $\sqrt{2} * Z_0 \Omega$  og en lengde på  $90^\circ$ , får en bredde på 2.606920 mm og en lengde på 22.318100 mm. De andre standard kvartbølgelinjene har en lengde på 22.947300 mm og en bredde på 1.488890 mm. Layouten vises i figur 10.1. Simuleringsresultatet kan ses i figur 10.2. m1 er tilpasningen på inn og utgang i forhold til 50 ohm,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  og  $S_{33}$ . m2 og m3 er tapet gjennom kopleren som skal være ca 3 dB og m4 og m5 er faseforskjellen.



Figur 10.1: Layout for en  $90^\circ$  hybridkopleren

Figur 10.2 viser at signalet på utgangene har  $90^\circ$  faseforskjell og helt lik demping. Tilpasningen er også rimlig bra på 1.8 GHz som er senterfrekvensen. Det at dempingen er helt lik på hver av utgangene, er en stor fordel for Dohertykonfigurasjonen.



Figur 10.2: Tap, faseforskjell og tilpasning i hybridkoplere

## 10.2 WILKINSONDELER

Wilkinsondeleeren består av to kvartbølgelinjer med en impedans på  $\sqrt{2} * Z_0$ . Mellom disse linjene er det en impedans på  $2 * Z_0$ . Kvartbølgelinje med impedans  $Z_0$  på en utgangene, som gir en  $90^\circ$  faseforskjell. Figur 5.10 viser en Wilkinsondeleer. Kvartbølgelinja har en lengde lik 23.634200 og bredde lik 0.765905 med substratet som brukes. Layouten for denne linja kan ses i figur 10.3. Figur 10.4 viser det hvordan faseforskjellen m1 og m2 ble, tilpasningen ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$  og  $S_{33}$ ) og tapet m3 og m4. Disse resultatene viser at det var vanskelig og få likt tap på de to utgangene. Tilpasningen viser at deleeren er mer bredbåndet enn kvadraturkoplere.

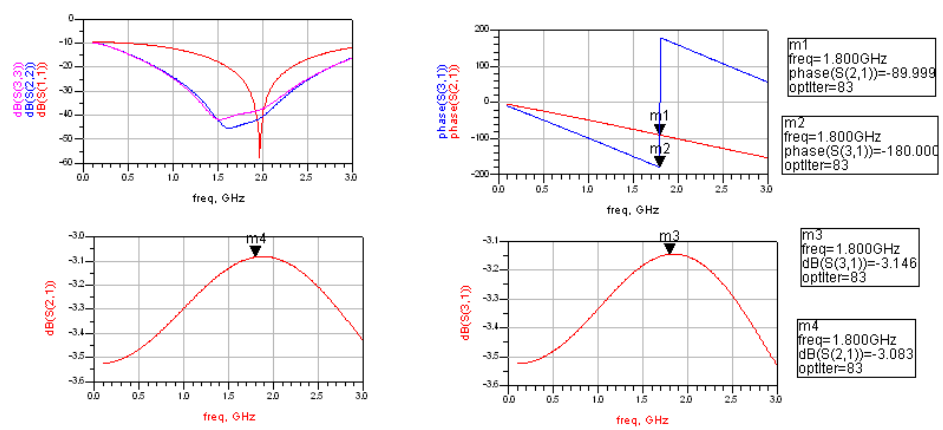


Figur 10.3: Layout i ADS for en Wilkinson koplere

## 10.3 HVILKEN DELER VELGES

Den deleeren som velges er kvadraturkoplere. Grunnen er at den passer en god del bedre inn i designet av Dohertykonfigurasjonen. Selv om den er større er den lettere å tilpasse. Wilkinsonkoplere er mindre og kunne sikkert gjort det totale designet mindre, men den hadde litt for stor forskjell i tap på utgangene. I tillegg blir den nesten dobbelt så lang som kvadraturkoplere.





Figur 10.4: Faseforskjell, tilpasning og tap gjennom Wilkisondiveren



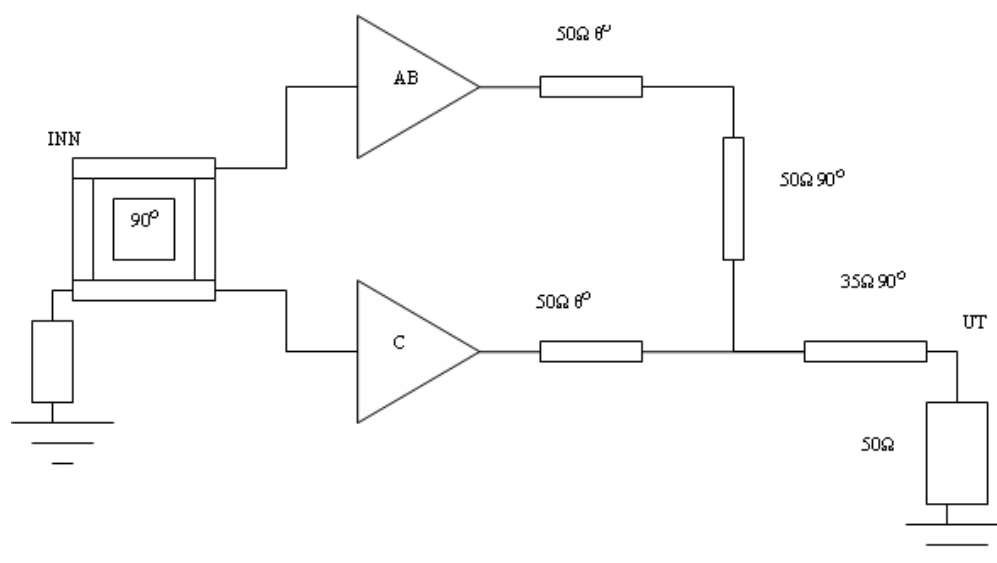
# KAPITTEL 11

## DESIGN OG SIMULERING AV DOHERTYFORSTERKER

For å få litt mer innsikt i hvordan det er å designe alle typer forsterkere ble det valgt først å designe en klasse AB, deretter en klasse C, så en kopler for til slutt å sette dette sammen til en Dohertykonfigurasjon. Selve Dohertykonfigurasjonen blir da enklere å designe og vil ikke ta så mye plass.

### 11.1 PRAKTISK KONFIGURASJON

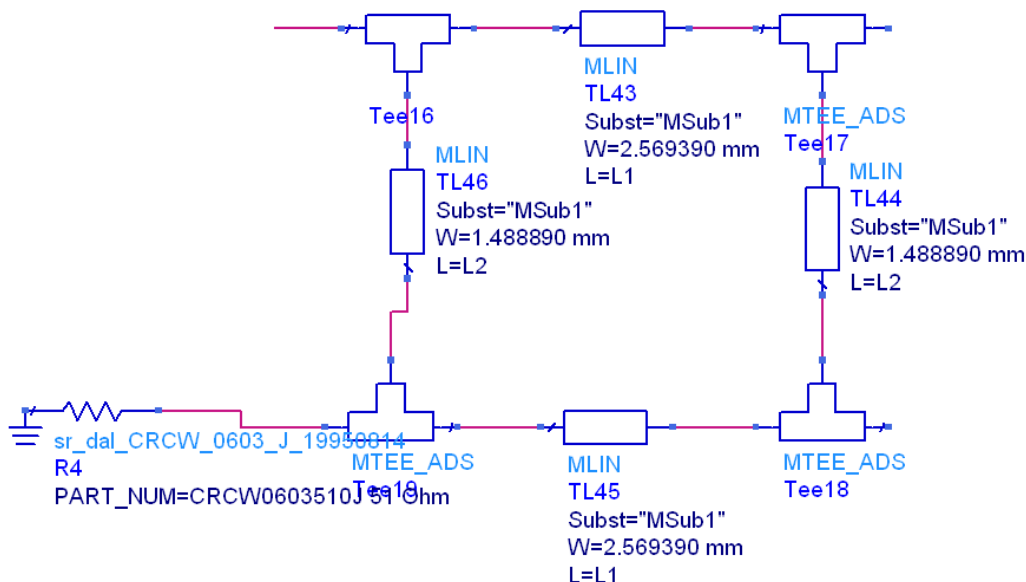
Dohertykonfigurasjonen i praksis trenger en liten forskjell fra det som teorien beskriver. I figur 11.1 viser et blokkskjema over oppkoblingen til forsterkeren. En  $90^\circ$  hybrid på inngangen kopler de to forsterkerne sammen. På utgangen av hovedforsterkeren er det en kvartbølgetransformator som gjør at hovedforsterkeren kan fortsette å levere effekt selv om den er i metning. Dohertyforsterkere krever nøyaktig fasetilpasning mellom stiene og dette begrenser frekvensen veldig. For å få en nøyaktig fasetilpasning brukes to offset linjer med verdi  $50\Omega \angle \theta^\circ$ .



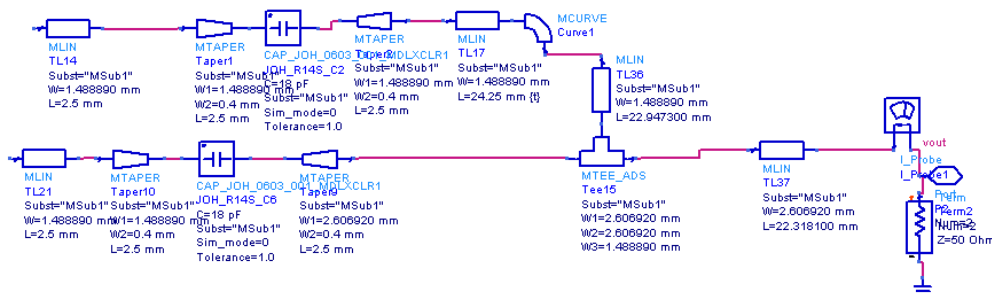
Figur 11.1: Dohertykonifurasjon

## 11.2 DESIGN

Figur 11.2 er inngangsdeleren slik den ble i ADS. Utgangen på forsterkerne blir koblet sammen med kretsen i figur 11.3. På utgangen er det laget en linje med lengde på  $90^\circ$  med en impedans på  $35\Omega$ , som beskrevet i figur 11.1.



Figur 11.2: Hybridkopler på inngangen til Dohertyforsterkeren

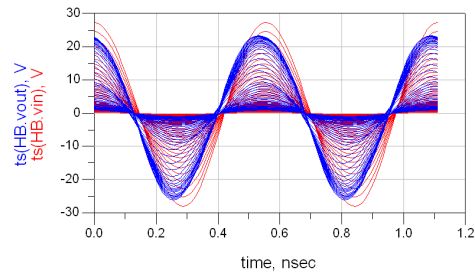


Figur 11.3: Utgangskonfigurasjon til Dohertyforsterkeren

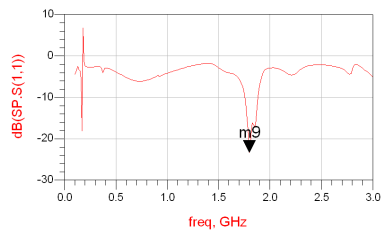
For å optimalisere Dohertydesignet slik at det blir en nøyaktig fasetilpasning mellom de to stiene, blir det brukt tuning funksjonen på offsett linja på utgangen til hovedforsterkeren. I figur 11.4 viser spenningene på inngangen og utgangen. De beste verdiene for PAE og gain ble observert når grafen var i fase.

## 11.3 SIMULERINGER

Småsignal s-parametrene er vist i figur 11.5.

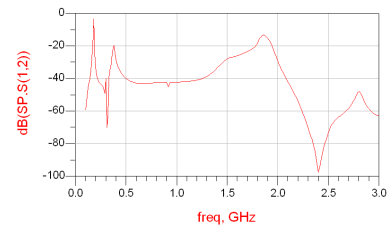


Figur 11.4: Spenningen på inngangen og utgangen som funksjon av tida

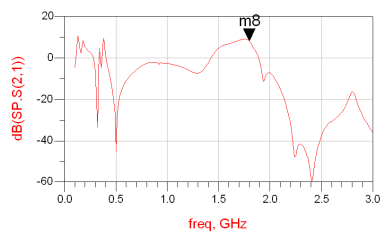


m9  
freq=1.800GHz  
dB(SP.S(1.1))=-23.308

(a)  $S_{11}$

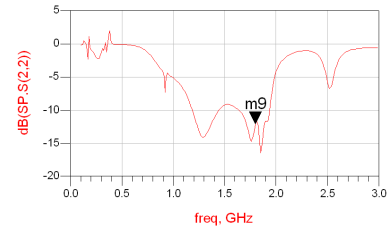


(b)  $S_{12}$



m8  
freq=1.800GHz  
dB(SP.S(2.1))=8.220

(c)  $S_{21}$



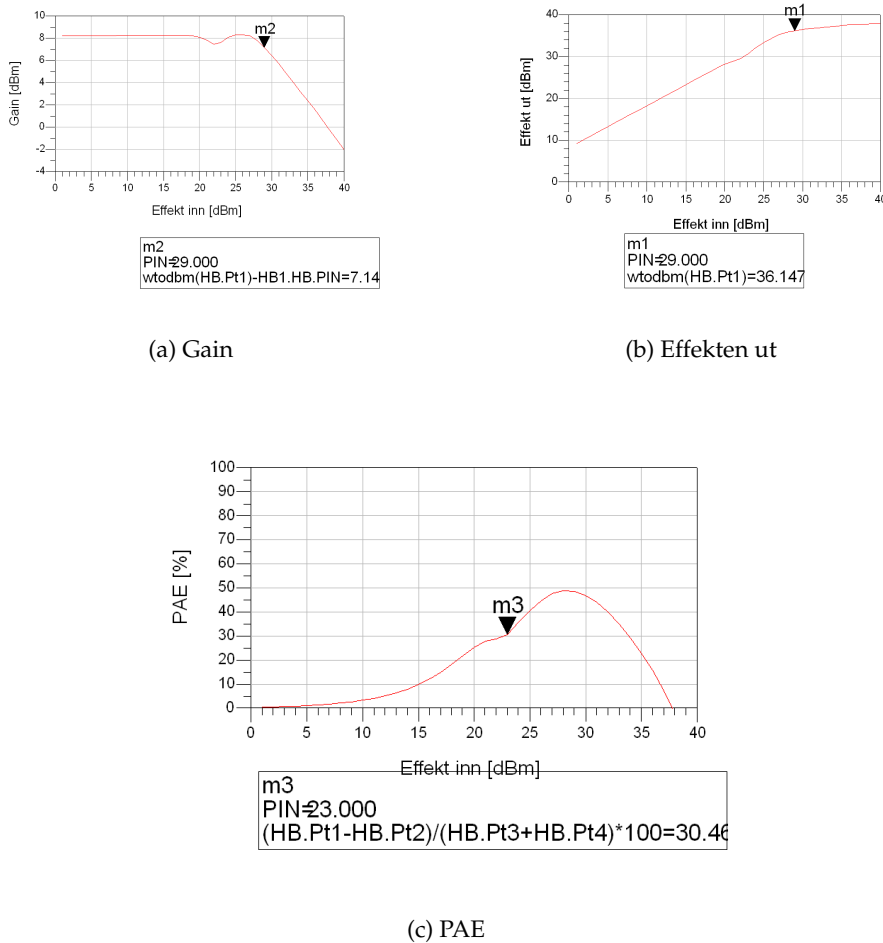
m9  
freq=1.800GHz  
dB(SP.S(2.2))=-12.060

(d)  $S_{22}$

Figur 11.5: Småsignal s-parametere

### 11.3.1 Effektanalyse

Den optimaliserte forsterkeren gir PAE, gain og effekt ut som i figur 11.6. Avmerket på figur 11.6 (a) og (b) er P1dB. Dette ble på 29 dBm inn med gain på 7 dBm. På figur 11.6 (c) er 6 dB backoff område avmerket. PAE er i 6 dB backoff området på 30%. Ser av figuren at maks effekt ligger på nær 50%.

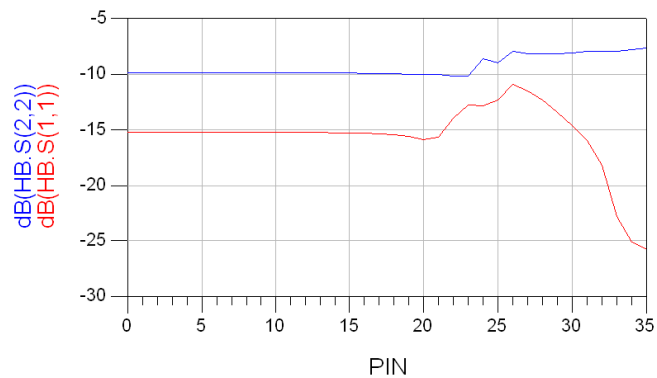


Figur 11.6: Gain og effekt ut som funksjon effekten inn

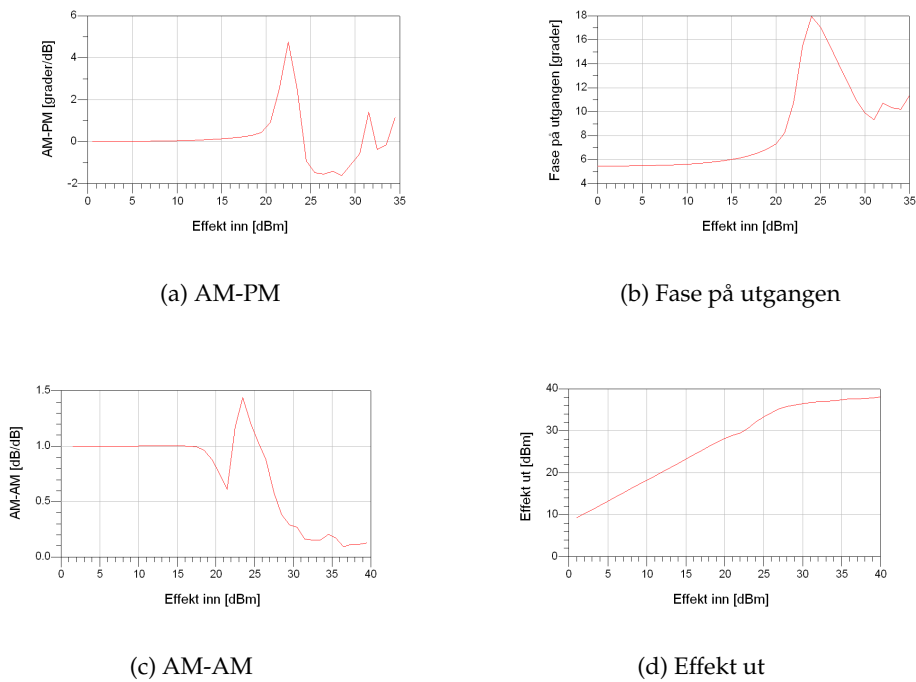
Figur 11.7 viser storsignal s-parametrene til Dohertyforsterkeren.

### 11.3.2 Linearitet

AM-PM og AM-AM brukes til å beskrive lineariteten til forsterkeren. Figur 11.8 viser grafene. De ulineære effektene begynner å inntre i det klasse C forsterkeren begynner å bidra til utgangseffekten, men forsterkeren er fortsatt rimelig lineær.



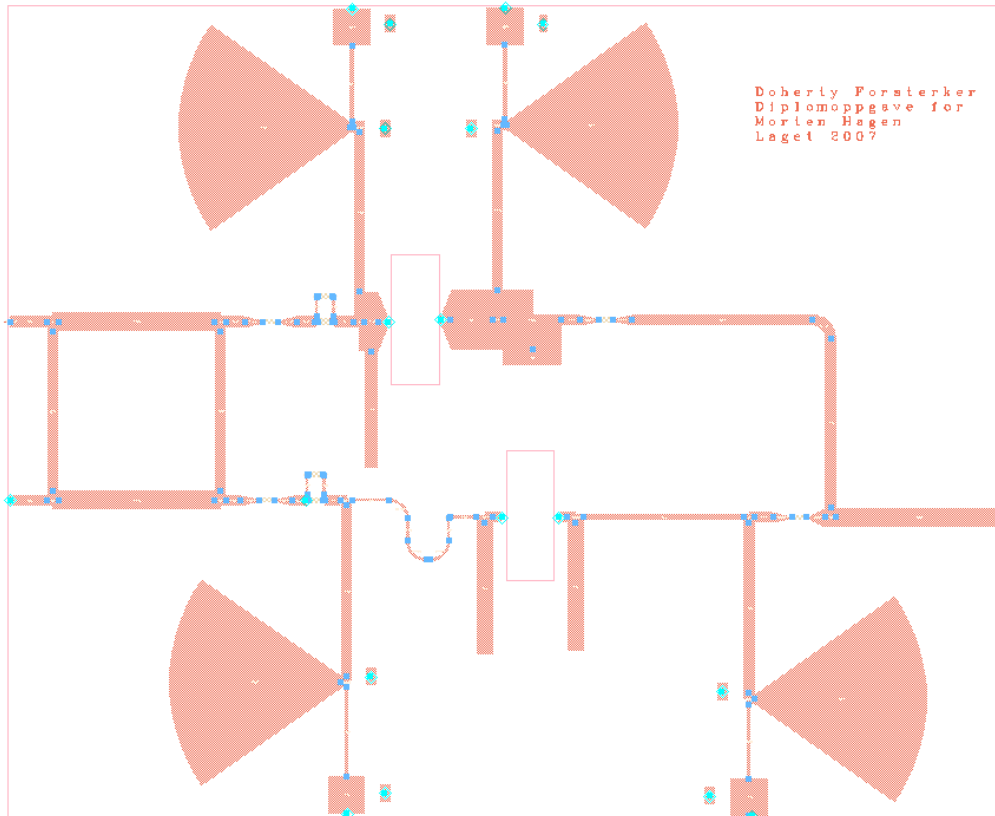
Figur 11.7:  $S_{11}$  og  $S_{22}$  med hensyn på effekten inn



Figur 11.8: Linearitet

### 11.3.3 Praktisk realisering

Realiseringen av denne forsterkeren ble realisert på et samme type substrat som i hoved og peakforsterkeren. Layout er vist i figur 11.9.



Figur 11.9: Layout til Dohertyforsterkeren



# KAPITTEL 12

## MÅLINGER OG RESULTATER

---

### 12.1 OPPSETT

Målinger av forsterkerne ble gjort med oppsettet i figur 12.1. Utstyret som blir brukt for målinger er:

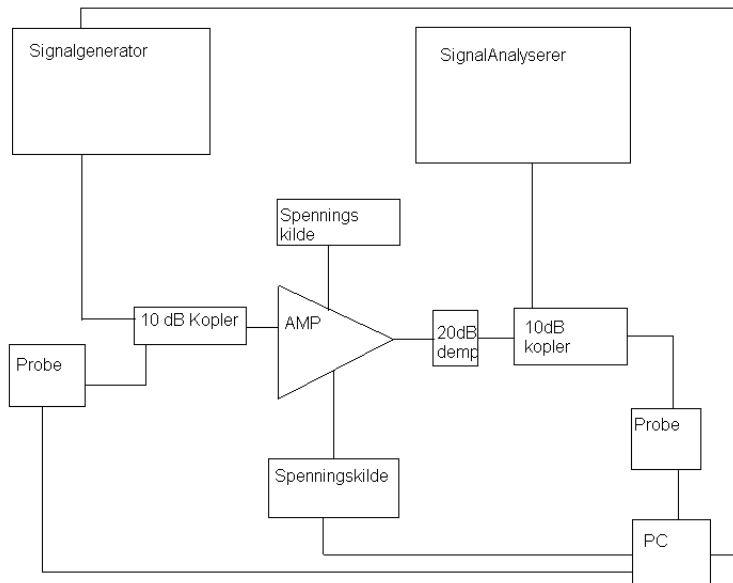
- Signalgenerator: Rohde&Schwarz AMU 20 A Vector Signal Generator
- Signal Analyserer: Rohde&Schwarz FSQ 40 Signalanalyser 20Hz..40GHz
- Multimeter og Spenningsforsyner Fluke 8840A
- Prober: Anritsu ML2438A Powermeter
- PC med prog Winpower og WinCCMT
- 10 dB koplere og 20 dB dempeledd

Dette oppsettet måler effekten ut, gain og PAE som funksjon av effekten inn. Et PC program løser likninger og beregner grafenene.

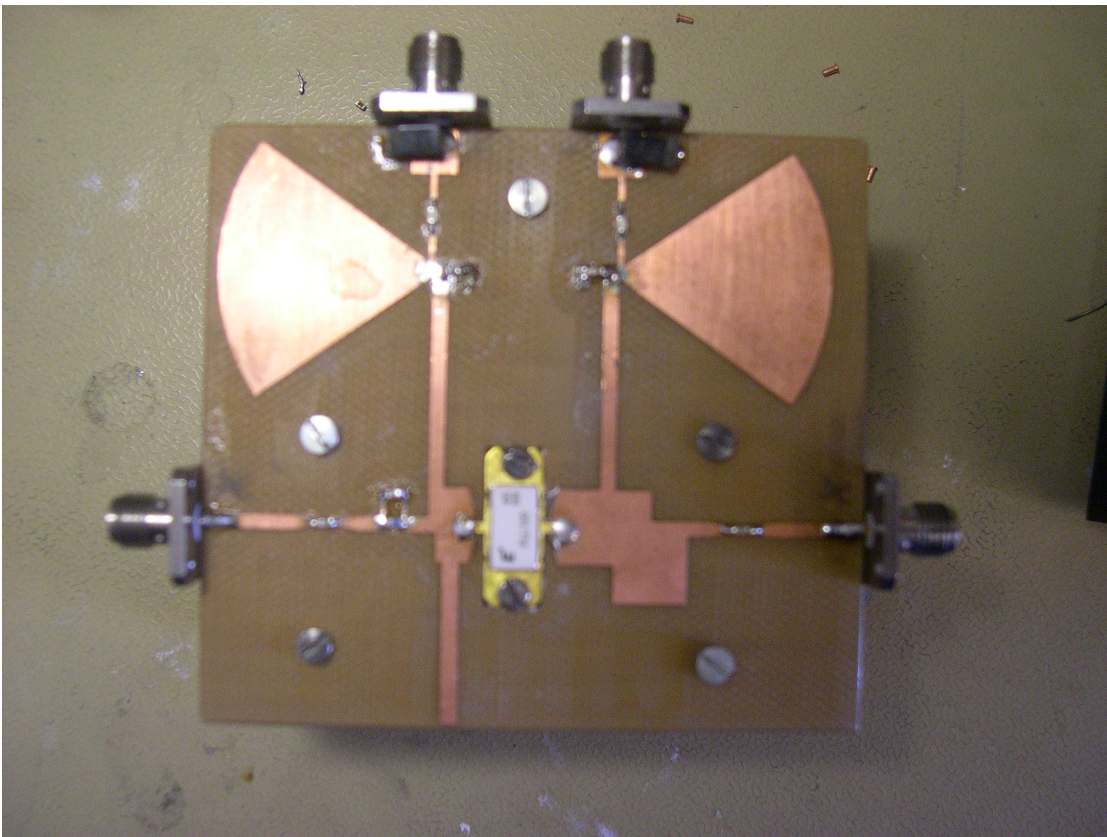
### 12.2 HOVEDFORSTERKER

Den realiserte hovedforsterkeren kan ses i figur 12.2. Det er loddet på kondensatorer på dc-innføringen, for å kortslutte signalet slik at det ikke ødelegger biaseringen. Verdien på disse kondensatorene er 15 uF.

Korrekte målinger krever at den realiserte forsterkeren er stabil. Det første som blir gjort er å koble opp og se på utgangsspektrumet til forsterkeren uten inngangssignal.



Figur 12.1: Blokk-skjema over oppsett for målinger av forsterkeren

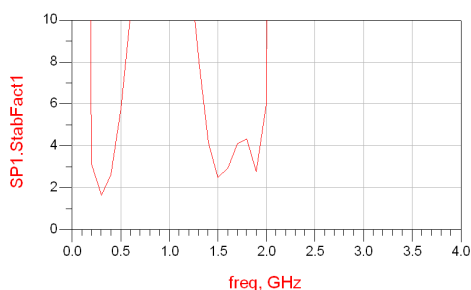


Figur 12.2: Bilde av den realiserte hovedforsterkeren

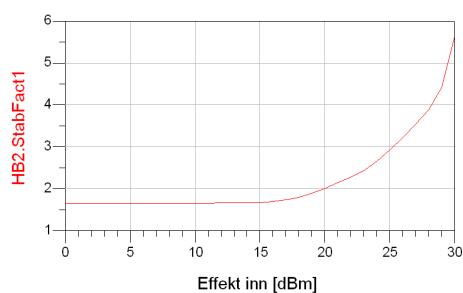
### 12.2.1 Stabilitet i målinger

Hovedforsterkeren ble koblet inn i oppsettet som vist i figur 12.1 og sett på hvordan stabiliteten ble. Spektrumsanalysatoren viste at den hadde noen oscillasjoner ved 240MHz. Ved å forandre en litt på verdier på kondensatorene i biasnettverket ble forsterkeren stabilisert. Ser av figur 12.3 at det er potensiale for ustabilitet ved 240 MHz. Grafen gjør en betydelig dipp ved dette punktet og med litt forandringer i s-parameter verdiene kan stabilitetsfaktoren gå under 1 ved 240 MHz og skape ustabilitet i den ferdig forsterkeren. Stabilitetsfaktoren, i figur 12.4, som en funksjon av effekten inn viser at forsterkeren er ubetinget stabil.

Forandring av kondensatoren i biasnettverket til 47 pF og i stabilitetsnettverket til 6.4pF førte til at den nye stabilitetsfaktoren ble som i figur 12.5.



Figur 12.3: Mulig ustabilitet med en kondensator på 3.6 pF

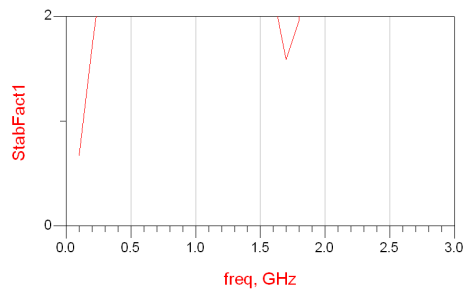


Figur 12.4: Stabilitetsfaktor med hensyn inngangseffekt

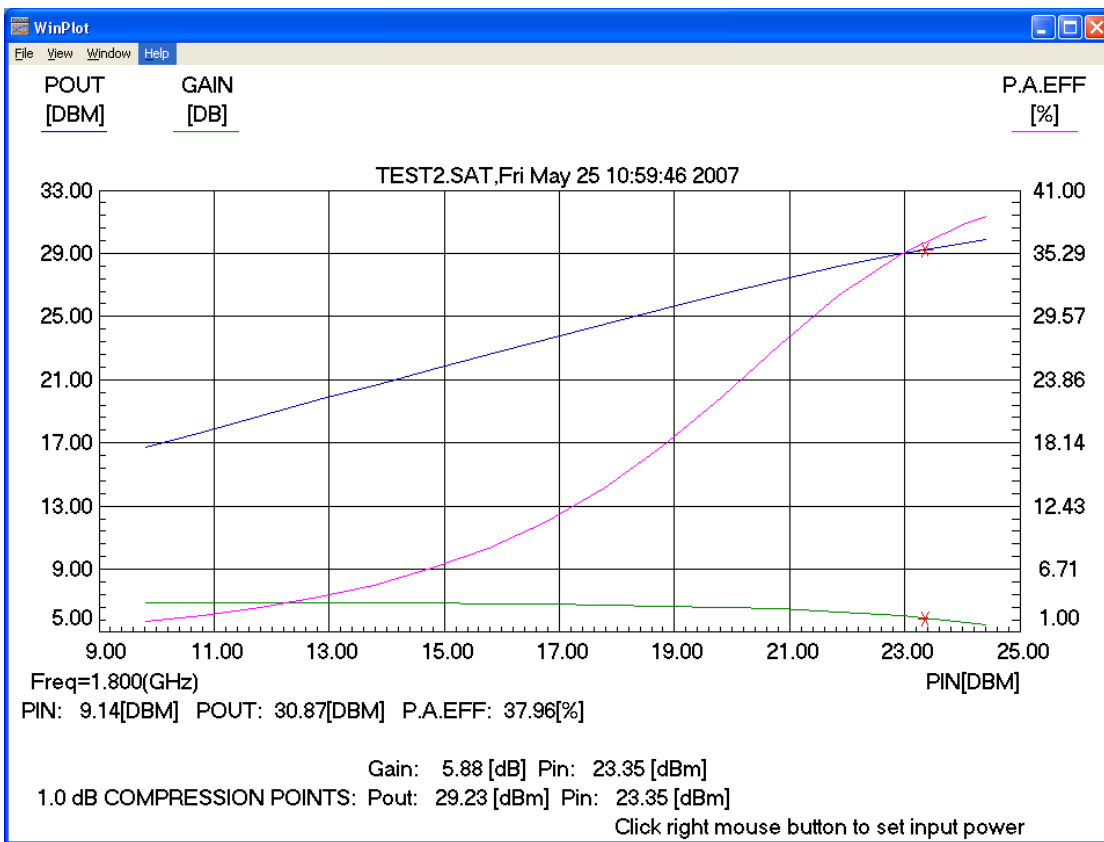
### 12.2.2 Måleresultater

Resultatene av målingene av effekten ut, gain og PAE er vist i figur 12.6. Ser av figuren at P1dB ligger på ca 23.5 dB inn med et gain på 5.88 og en effektivitet på 38%.

Små-signal s-parametrene ble målt på en Automatisk Nettverksanalysator. Resultatene av de målte småsignal s-parametrene er gitt i figur 12.7. Ser av verdien for  $S_{21}$  at verdien

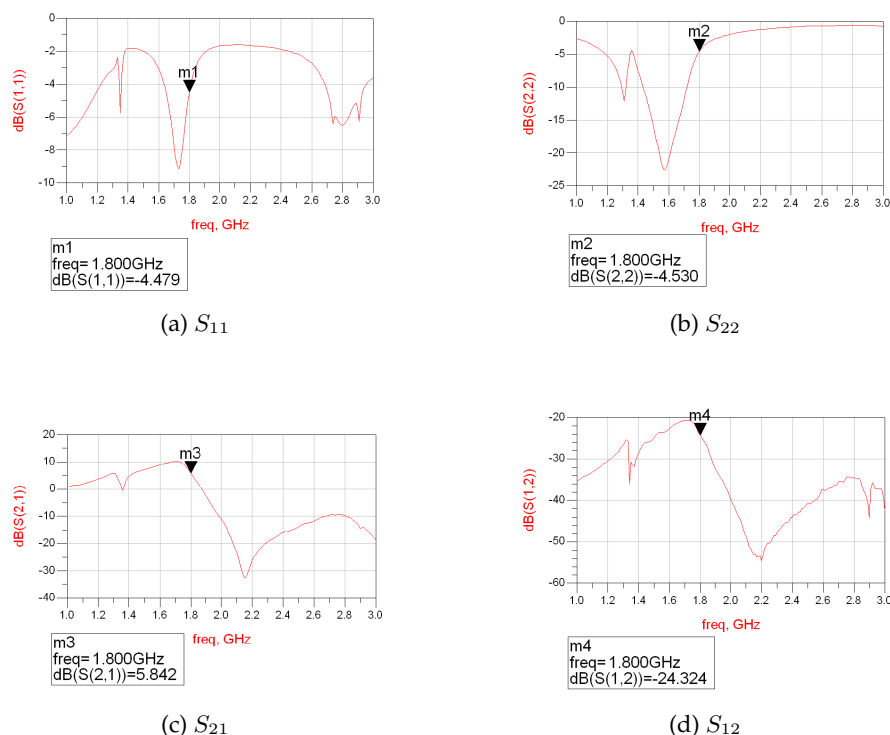


Figur 12.5: Stabilitetsfaktor for en stabilisert hovedforsterker



Figur 12.6: Målte resultater for et biaspunkt på 413mA

er den samme som ble målt for gainet i storsignalanalysen. Den totale tilpasningen virker som har forskjøvet seg litt mot venstre i frekvensspekteret.



Figur 12.7: Målte s-parametere for Hovedforsterkeren

## 12.3 PEAKFORSTERKER

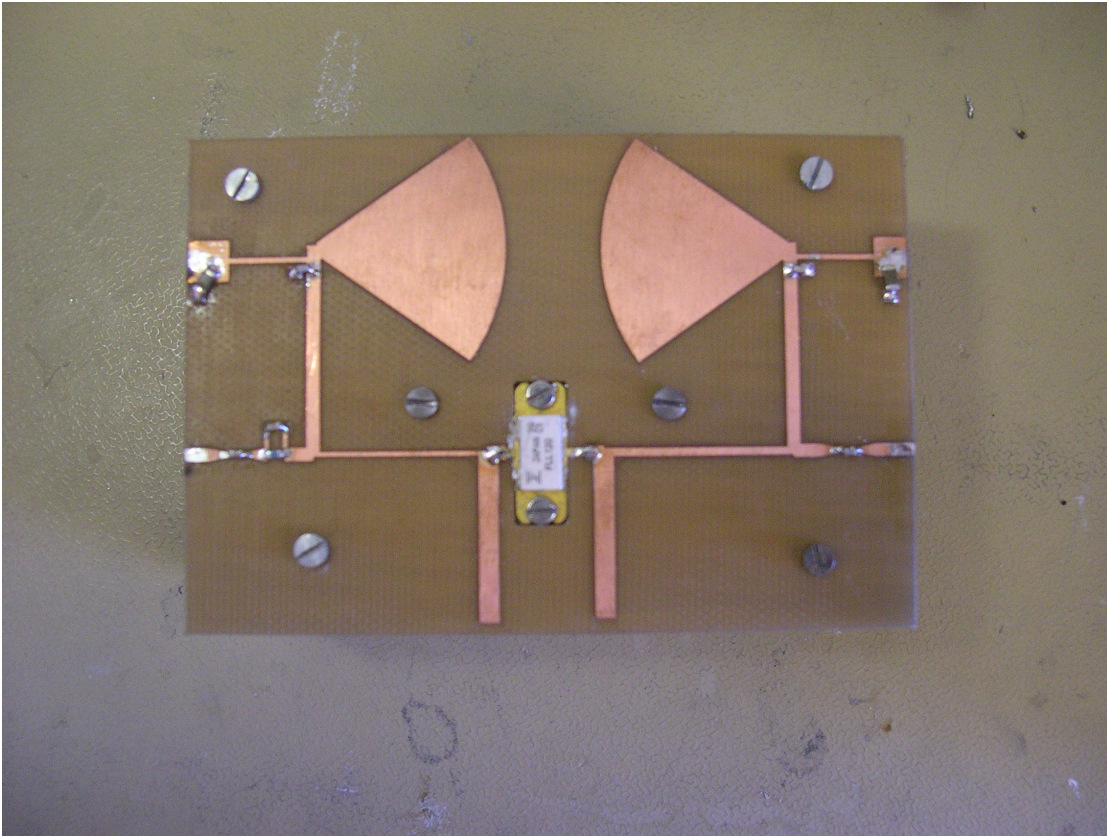
Den fysisk realiserte peakforsterkeren er vist i figur 12.8. Det er loddet på en kondensator ved dc-innføringene for å kortslutte ac-signalet til jord slik at det ikke ødelegger biaseringen. Verdiene på disse kondensatorene er 1 $\mu$ F.

Et av målene for denne forsterkeren var at den skulle slå seg på ved 19dBm. Påslagspunktet var 19 dBm, men den viste seg å være ustabil. I figur 12.9 er oscillasjonene som grodde opp i det forsterkeren slo seg på. Dette gjorde at det var meget vanskelig å måle noe korrekt effekt ut, gain eller PAE.

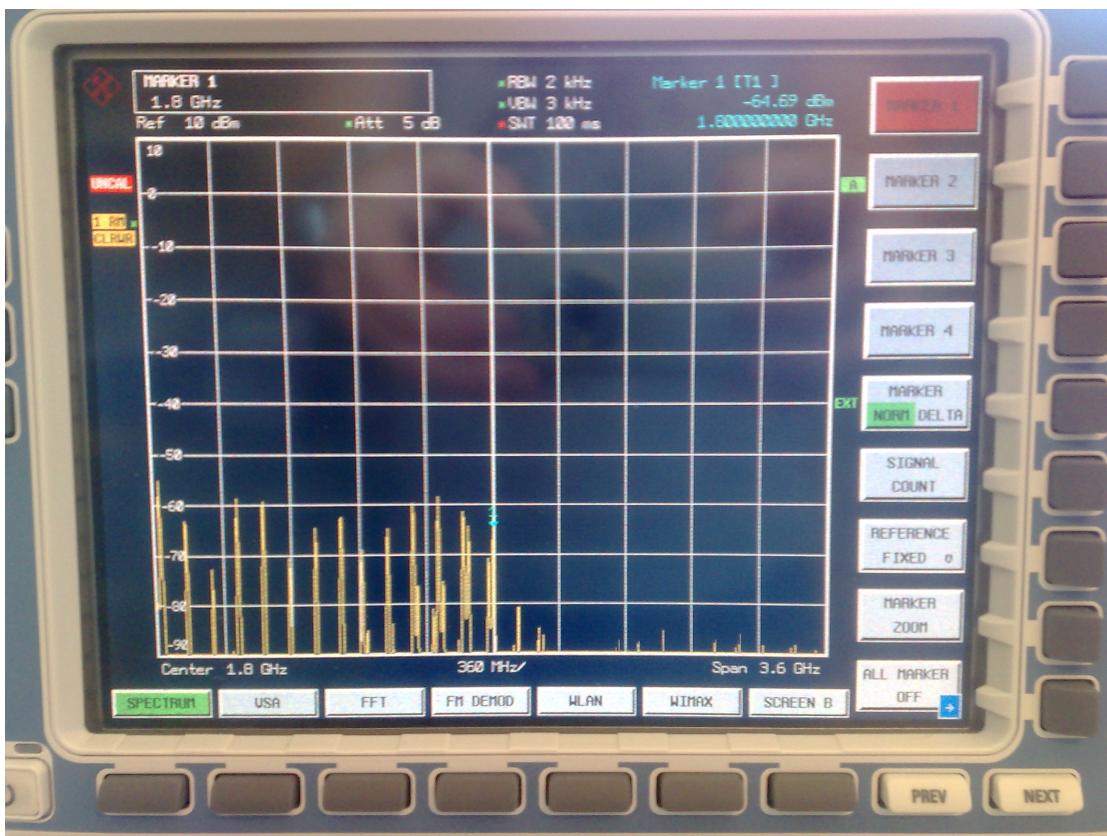
For å finne ut om det var muligheter å stabilisere denne forsterkeren, ble det forsøkt utallige utskiftninger av komponentverdier. Ved å skifte ut komponentverdier, flyttet kun oscillasjonspunktet seg i frekvens.

"Fingermetoden" ble brukt for å finne ut hvor forsterkeren var følsom i forhold til å innføre tap slik at den ble stabil. Det viste seg at forsterkeren forandret lite på oscillasjonspunktet når den ble tatt på. Viftene på biaseringen viste seg å være meget følsomme da det gjaldt berøring. På grunn av knapp tid ble dette ikke utforsket mer. Ingen effektsweep ble gjort på denne forsterkeren på grunn av at den var meget ustabil. Flere





Figur 12.8: Bilde av fysisk realisert peakforsterker



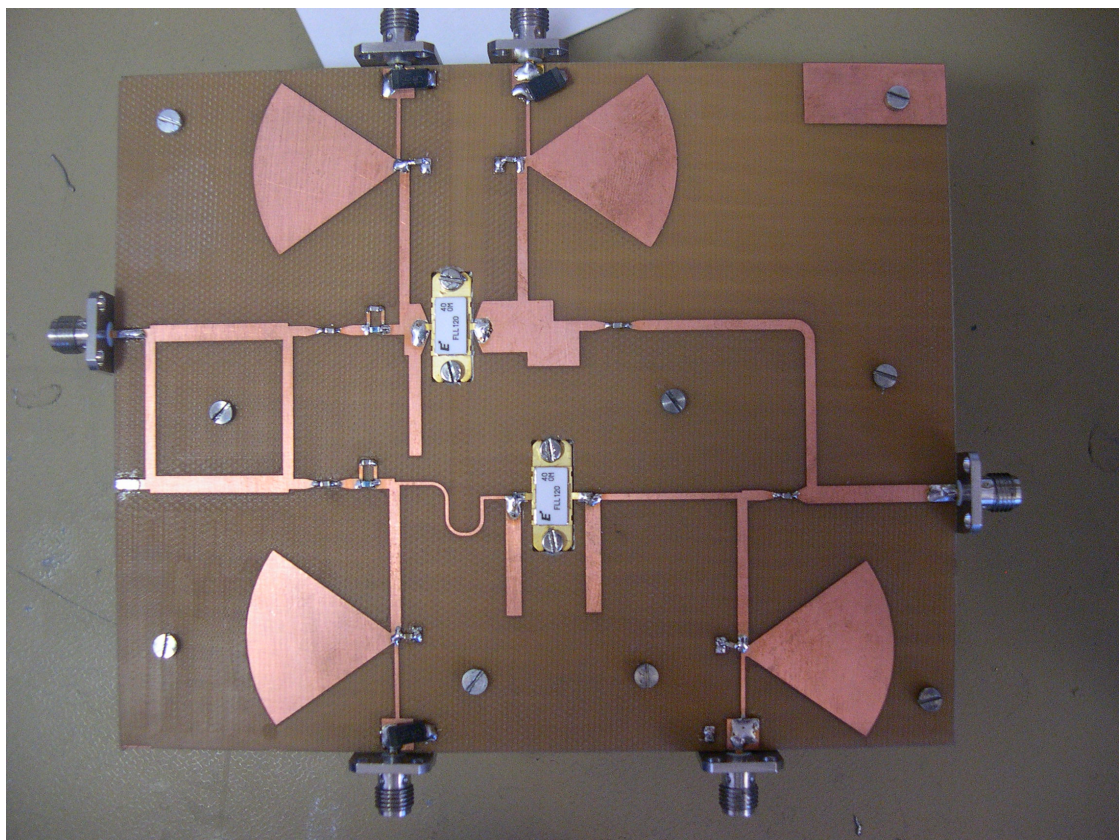
Figur 12.9: Oscillasjoner for peakforsterker ved 160 MHz



kondensatorer på biaseringen ble ødelagt på grunn av at det ble et spenningsving på gaten.

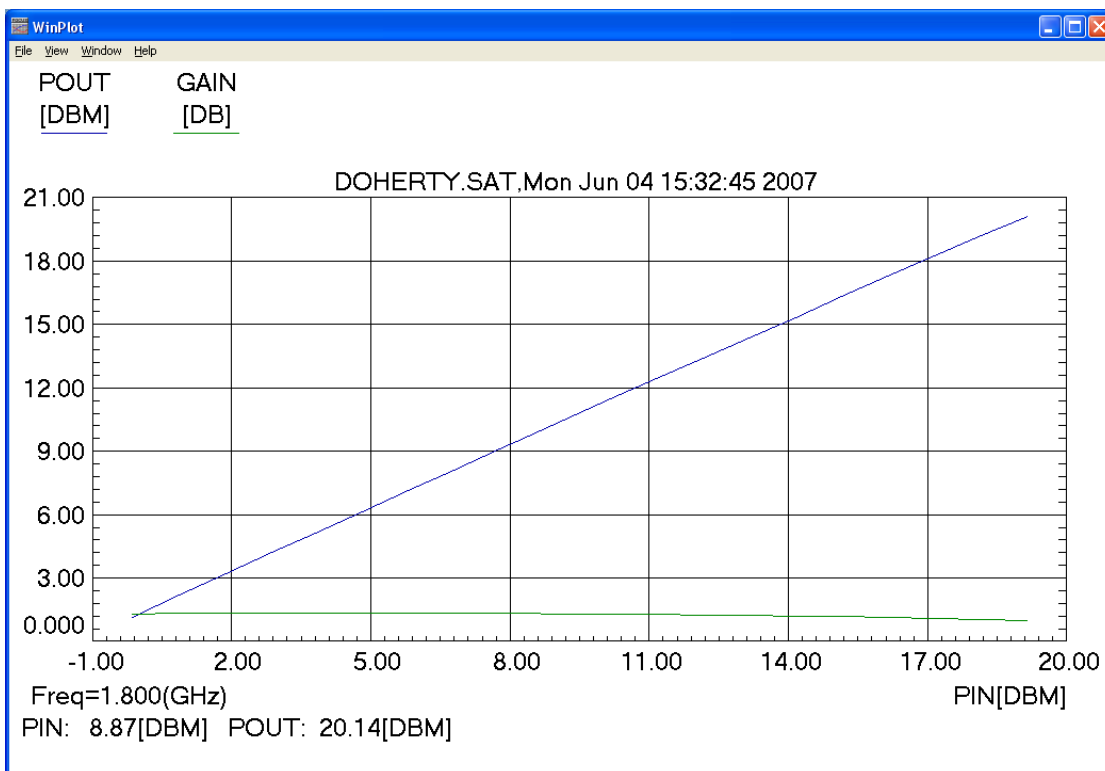
## 12.4 DOHERTYFORSTERKEREN

I figur 12.10 er det bilde av den fysiske realiserte forsterkeren. Oppkoblingen blir den samme som i figur 12.1. Det trengs to strømforsynere som skal forsyne peakforsterkeren, så datamaskinen klarer ikke å beregne PAE. På pcen blir da kun gain og effekt ut målt. PAE må beregnes senere ved å legge sammen effektene i strømforsyningen til forsterkerne.



Figur 12.10: Bilde av den realisert Dohertyforsterkeren

Det er et dårlig utgangspunkt for Dohertyforsterkeren at peakforsterkeren ikke er fullstendig stabil. Dette viste seg også på oscilloskopet. Peakforsterkeren skapte også en god del problemer her også. Ved å kjøre et effekt sweep viste det seg i punktet der peakforsterkeren slo seg på startet Dohertyforsterkeren å oscillere. Ser av frekvenssweepet opp til der klasse C forsterkeren begynner å oscillere i figur 12.11 at forsterkeren er stabil og lineær fram til dette punktet. Gainet er på 1.5 dBm ved 19 dBm inn. Dette resultatet er vanskelig å dra noe nytte av på grunn av oscillasjoner som dukket opp da C forsterkeren slo seg på. Oscillasjonene hadde samme frekvens som vist i figur 12.9.



Figur 12.11: Målinger på Dohertyforsterkeren



# KAPITTEL 13

## DISKUSJON

---

I diskusjonen blir det reflektert om feilkilder, simuleringer og målinger.

### 13.1 FEILKILDER

Det er ikke til å unngå i praktiske prosjekter at det kommer inn feilkilder som er med på å forringe det ønskelige resultatet. Alle kabler og instrumenter er med på å lage støy for forsterkerne under testing. Dette er nok den største feilkilden i forhold til sammenlignende simuleringer og praktiske målinger.

Komponentene som blir brukt som avkoblingskondensatorer ved biasinngangene er egentlig ikke beregnet for høy frekvens og kan skape trøbbel. En feilkilde som ble oppdaget underveis var at den ene kondensatoren på klasse C biaseringsinngang fikk overslag når det ble kjørt effekt på forsterkeren. Kondensatoren skal tåle 16V og spenningen på drain var kun 10V. Det som kan ha skjedd er at det blir en peak i spenningen i det forsterkeren begynner å oscillere, som gjør at spenningen stiger over 16V.

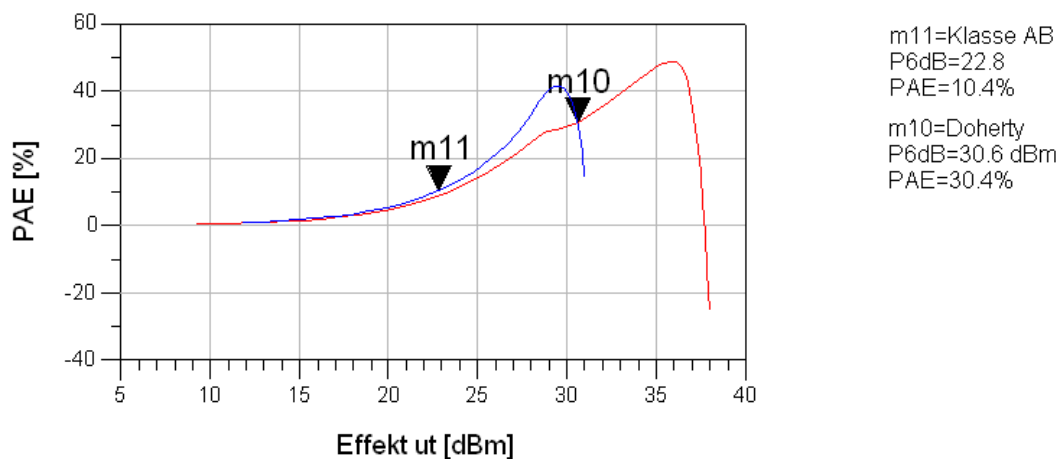
Biaseringen kan også skape problemer. Oppsettet som ble brukt for å måle på forsterkerne hadde datastyrt strømforstyrer. Det er da veldig viktig å sørge for at gatespenningen blir slått på før drainspenningen. Observasjoner under testing av den første forsterkeren viste at hvis spenningene ble slått på samtidig skapte dette oscillasjoner på 360 MHz. Problemet ble løst ved å skru på en tidsforsinkelse på drain spenningen.

Koblinger mellom linjer og vifter på layouten er en feilkilde som er verdt å nevne. Det er det ingen mulighet å forutse med simuleringene i ADS. Trenger da en elektromagnetisk simulering, men det var ikke tid til.

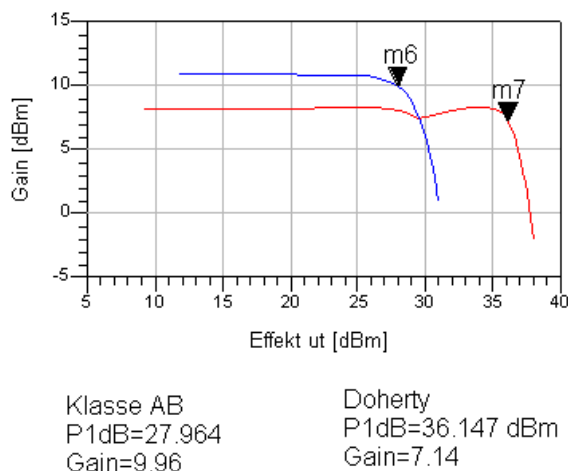
## 13.2 SAMMENLIGNINGER AV SIMULERINGSRESULTATER

### 13.2.1 Klasse AB og Doherty simulerings sammeligninger

I figur 13.1 vises Klasse AB forsterkerens og Dohertyforsterkerens PAE. På figuren er det merket av 6 dB backoff punkt til hver av de to forsterkerene. Forbedringen med Dohertykonfigurasjonen er på 20%. Dette er bra selv om teorien sier at det er mulig med 30%. Gainet til Dohertyforsterkeren synker litt i forhold til klasse AB som forventet. P1dB øker med hele 9 dBm som vist i figur 13.2. Den blå kurven representerer klasse AB simuleringene og den røde kurven er Dohertykonfigurasjonen. Resultatet viser at hvis det er mulig å gjennomføre i praksis kan det være en meget god løsning å lage en Dohertyforsterker med denne typen konfigurasjon.



Figur 13.1: PAE til Doherty og Klasse AB forsterkeren



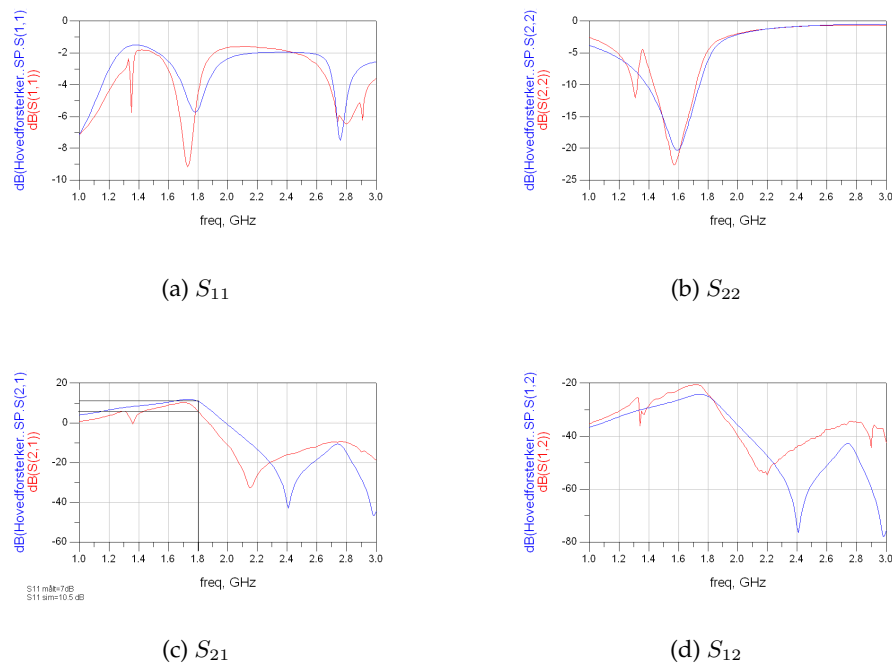
Figur 13.2: Sammenligning av gain til Klasse AB og Dohertyforsterkeren

## 13.3 SAMMENLIGNING AV SIMULERINGER OG PRAKTISKE MÅLINGER

### 13.3.1 Klasse AB

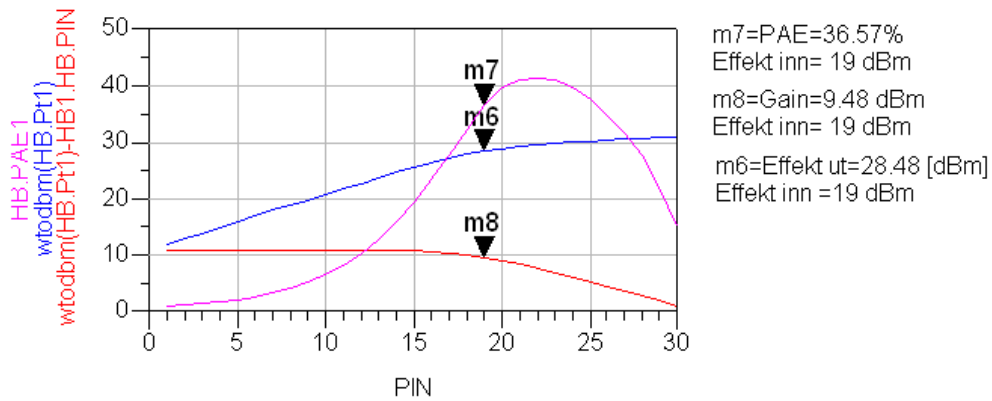
Hovedforsterkeren var den eneste stabile forsterkeren og altså det eneste sammenligningsgrunnlaget som ble.  $I_{dss}$  ble forskjellig fra det som var målt i simuleringene. Med en gate spenning på 2V ble  $I_{dss}$  340 mA i simuleringene men på det praktiske målingene ble strømmen 411 mA ved den samme biaseringen. Forsterkeren var også meget følsom for justering av gatespenningen og meget vanskelig å treffe nøyaktig på dette biaseringspunktet. Det ble valgt å bruke disse målingene med denne biasen fordi dette ga en mer stabil forsterker enn det ble med 340 mA.

Småsignal- simuleringene og målingene er vist i figur 13.3. Kurveformene for de målte verdiene stemmer bra overens med det som er simulert, men små avvik er det alltid i praktiske målinger på grunn av feilkildene. Det er en forskjell på  $S_{21}$  på 3.5 dB mellom målingene og simuleringene ved 1.8 GHz, som gjør at gainet blir forskjellig.

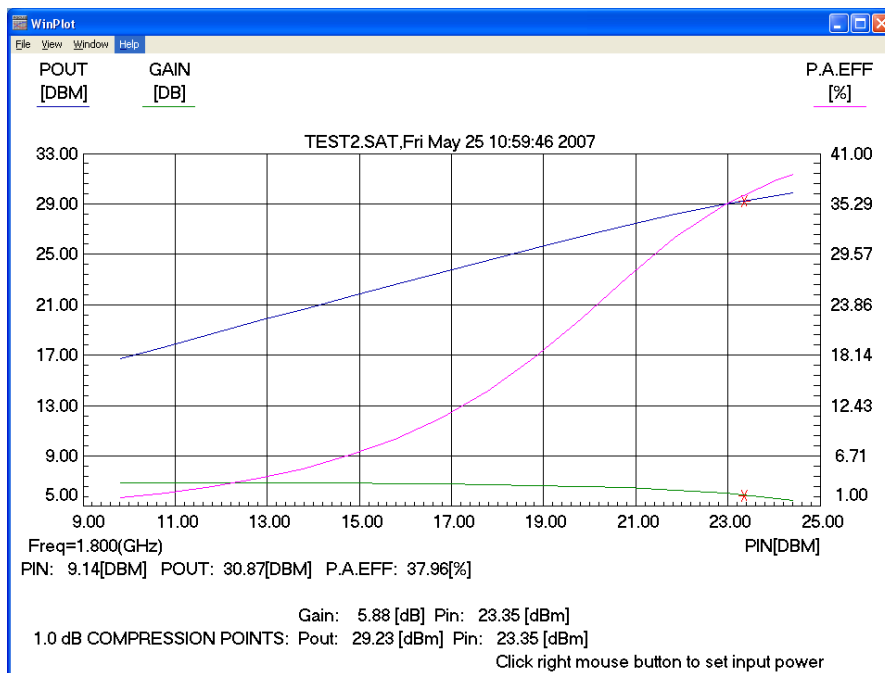


Figur 13.3: Sammenligninger av småsignal s-parameter simuleringer

Resultatene for simuleringen og målingen forventes da å være litt forskjellige. Det er også vist i figur 13.4. P1dB har flytte seg fra 19dBm inn i simuleringene til 23 dBm inn i målingene. PAE ble i simuleringene 36.5%, mens i målingene ble det 38%. Dette stemmer bra overens. Gainet fikk som forventet et avvik på 3.5 dBm. I simuleringene var gainet i P1dB på 9.5 dBm og i målingene på 5.9 dBm.



(a) Simulert Gain, Effekt ut og PAE



(b) Målt Gain, Effekt ut og PAE

Figur 13.4: Sammenligning av simulering- og måle- resultater

### Avvik mellom simuleringer og målinger

Forskjellen i småsignal  $S_{21}$  gjør at gainet i figur 13.4 ligger 3.5 dBm under det som ble simulert. En forklaring på dette er at hver eneste transistor har forskjellige egenskaper. Biaspunktet er forskjellig fra det som ble gjort i simuleringene. Alle transistorer har i virkeligheten ulike egenskaper når det sendes inn effekt på den. Dårlig varmeoverføring kan føre til ustabilitet i forsterkeren og dertil forandring av egenskapene.

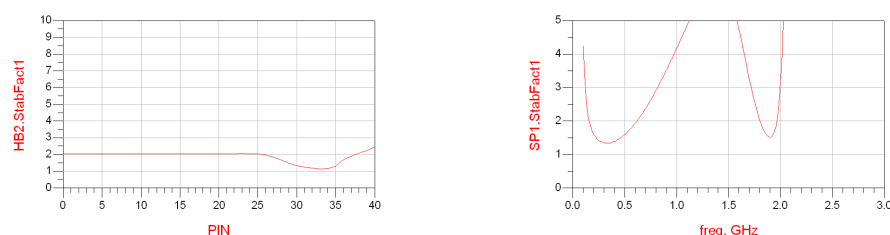
## 13.4 ÅRSAKER TIL OSCILLASJONER

Alle stabilitetsfigurer viser at K-faktoren er større enn 1 for alle frekvenser. På samme måte som med hovedforsterkeren så forandres verdiene for s-parameterene i fra simuleringen til den praktiske målingen. K-faktoren kan da synke under 1 for noen frekvenser som gjør at det blir oscillasjoner.

Ved å bruke fingermetoden og ta på "viftene" på layouten, forandret dette egenskapene til forsterkeren noe og kunne til og med gjøre forsterkeren stabil en liten periode. En forklaring på dette er at det er en kobling mellom linjer som gjør forsterkeren til en oscillator ved en frekvens, men når det påføres et lite tap et øyeblikk kan dette forandre egenskapene til forsterkeren slik at den blir stabil. En elektromagnetisk simulering kunne ha påvist slike koblinger, men det ble det ikke tid til.

## 13.5 FORSLAG TIL FORBEDRINGER

Siden peakforsterkeren er den forsterkeren som ble ødeleggende for Dohertykonfigurasjonen er forbedringspotensialet stort. Ting som kan gjøre denne forsterkeren bedre er for eksempel å sette stabilitetsnettverket nærmere transistoren, og lage et nytt tilpasningsnettverk. I figur 13.5 er det vist hvordan de nye K-parametrene blir med et stabilitetsnettverk nærme transistoren. Her er det brukt et tilpasningsnettverk med samme verdier som gjorde den stabil tidligere.



(a) Storsignal K-parameter

(b) Småsignal K-parameter

Figur 13.5: Forbedrede K-parameter

Biasnettverket til forsterkerne har mye å si for hvordan den oppfører seg. En kvartbøl-  
gelinje som biasinnføring er muligens ikke ideellt for denne transistoren. Muligheter  
ligger i å bytte ut vifteformen og kvartbølgeinjen til et biasnettverk med spoler. Dette  
kan også skape litt problemer. Forsterkerdesignet i artikkelen i kilde [18], som bruker  
FLL120MK, bruker lumped komponenter på biasnettverket. Dette kan ha vært med  
på å skape en mer stabil forsterker, siden det ikke nevnes noen form for stabiliser-  
ingsnettverk som er brukt i designet deres og heller ikke om problemer med ustabilitet.

# KAPITTEL 14

## KONKLUSJON

---

Dette har vært en avsluttende diplomoppgave våren 2007. Diplomoppgaven omhandler design av en Dohertyforsterker på frekvensen 1.8GHz, ulineære simuleringer i ADS og testing og måling på de designede forsterkerne.

Innledningsvis var det mye problemer med å bestemme om den ikkelineære modellen for transistoren FPD1000AS oppførte seg som den skulle da den ble sendt effekt gjennom. Konklusjonen ble å finne en ny transistor med en ikkelineær modell som kan fungere på 1.8GHz. Valget falt på en L-band medium og høy effekts GaAs Fet transistoren FLL120MK. Maks utgangseffekt på denne var 10W og det passet fint siden hovedforsterkeren og peakforsterkeren må levere forskjellig utgangseffekt.

Den ikkelineære modellen til transistoren ble levert av Modelithics, Inc. Denne ikke-lineære modellen ble brukt til å lage tre forsterker design i ADS. En klasse AB forsterker, en klasse C forsterker og Dohertyforsterker, som bruker klasse AB som hovedforsterker og klasse C som peakforsterker.

Klasse AB forsterkeren fikk ved hjelp av load-pull simuleringer et P1dB på 19 dBm inn, 28.5 dBm ut, maks gain på 10.6 dBm og maks PAE på 41%. Siden transistoren kan maks levere 40 dBm ut er det fornuftig at hovedforsterkeren går i metning på dette punktet. Klasse C forsterkeren fikk ett påslagspunkt ved 19dBm inn, gain i P1dB på 9.48 dBm og PAE på 36.5%. Doherty forsterkeren fikk et P1dB på 29 dBm inn og 36.147 dBm ut. Et P1dB gain på 7.1 dBm og maks PAE ved P1dB på 48.5%. Når det sammenligner klasse AB forsterkeren og Dohertyforsterkeren er det mulig å se at i 6dB backoff området til Dohertyforsterkeren ligger den 20% over 6 dB backoff punktet til klasse AB forsterkeren. Teorien sier at det skal være mulig å oppnå en forbedring på 30%, men en forbedring på 20% er meget bra resultat. Kan konkludere med at dette resultatet stemmer bra overens med teorien.

Målingene for klasse AB forsterkeren stemmer meget bra overens med det som er simulert. Kurveformene er like, men har noen avvik som kan forklares med feilkildene som det alltid er i praktiske prosjekter. Det virker som den lineære modellen for transistoren stemmer godt overens med det som er i praksis. Problemene ligger mulig i designet av biasnettverk og stabiliseringsnettverk. Transistormodellen i ADS stemmer meget bra overens med hvordan transistoren oppfører seg i praksis. Diverse feilkilder førte til at det ble noen forringelser i resultatet.

Det viste seg at klasse C forsterkeren viste seg at ikke fungerte så bra i praksis. Den hadde oscillasjoner på 160 MHz. Dette kom også fram ved testingen av Dohertyforsterkeren.

eren. På grunn av dårlig tid var det ikke muligheter for å lage noen flere kort for å kunne stabilisere disse forsterkerne. Et forslag til videre arbeider er og lage et nytt kort med nytt biaseringsnettverk og stabiliseringsnettverk.

Diplomoppgaven våren 2007 har vært et meget spennende, lærerik og tidkrevende oppgave. For nestemann som prøver seg på å designe en Dohertyforsterker er det viktig å finne en ikkelineær transistormodell som stemmer godt overens med virkeligheten før det bestemmes hvilken transistor som skal brukes i designet. Dette sparer mye tid.



# Bibliografi

- [1] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communication*. Artech House, 2006.
- [2] Peter B. Kennington. *High-Linearity RF amplifier design*. Artech House Microwave library, 2000.
- [3] Steve C. Cripps. *Advanced Techniques in RF Power*. Artech House, 2002.
- [4] Wikipedia. <<http://en.wikipedia.org/>>.
- [5] Reinhold Ludwig og Pavel Brechko. *RF Corcuit Design: Theory and Applications*. Prentice Hall Inc, 2000.
- [6] David M. Pozar. *Microwave and RF design of Wireless Systems*. John Wiley and Sons Inc., 2001.
- [7] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communication*. Artech House, 1999.
- [8] Mario A. Maury. Theory of load and source pull measurement. Maury Microwave Corp, <[www.maurymw.com/support/pdfs/5C-041.pdf](http://www.maurymw.com/support/pdfs/5C-041.pdf)>, 1999.
- [9] Dr James B. Calvert. The smith chart. <<http://www.du.edu/jcalvert/tech/-smith.htm>>, 2003.
- [10] Macom Company. Rf directional couplers and 3db hybrids overview, application note m560. <[www.macom.com](http://www.macom.com/Application%20Notes/pdf/m560.pdf)>, <<http://www.macom.com/Application%20Notes/pdf/m560.pdf>>, 2007.
- [11] David Andrews. *Lumped Element Quadrature Hybrids*. Artech House, 2006.
- [12] William H Doherty. *The Doherty Amplifier*. Bell Telephone Laboratory, 1942.

- [13] Joongjin Nam med fler. A handset power amplifier with high efficiency at a low level using load-modulation technique. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 53, 53(8), 2005.
- [14] Kyoung-Joon Cho med fler. A highly efficient doherty feedforward linear power amplifier for w-cdma base-station applications. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 53, 53(1), 2005.
- [15] Seiki Goto med fler. Efficiency enhancement of doherty amplifier with combination of class-f and inverse class-f schemes for s-band base station application. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 53, 53(1), 2004.
- [16] Jerome Sirois med fler. A robust modeling and design approach for dynamically loaded and digitally linearized doherty aplifiers. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 53, 53(9), 2005.
- [17] Modelithics Inc. <[www.modelithics.com](http://www.modelithics.com)>, 2007.
- [18] Dr. Larry Dunleavy Sonoko Akamatsu, Charles Baylis. Accurate simulation models yield high efficiency power amplifier design. *IEEE Microwave Magazine*, 6(4), 2005.

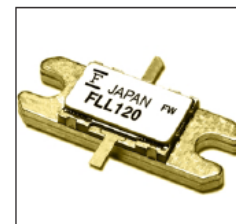
## DATABLAD FOR FLL120MK

### **FLL120MK**

*L-Band Medium & High Power GaAs FET*

#### FEATURES

- High Output Power:  $P_{1dB} = 40.0dBm$  (Typ.)
- High Gain:  $G_{1dB} = 10.0dB$  (Typ.)
- High PAE:  $\eta_{add} = 40%$  (Typ.)
- Proven Reliability
- Hermetically Sealed Package



#### DESCRIPTION

The FLL120MK is a Power GaAs FET that is specifically designed to provide high power at L-Band frequencies with gain, linearity and efficiency superior to that of silicon devices. The performance in multitone environments for Class AB operation make them ideally suited for base station applications.

Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ C$ )

Item	Symbol	Condition	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$		15	V
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$		-5	V
Total Power Dissipation	$P_T$	$T_C = 25^\circ C$	37.5	W
Storage Temperature	$T_{stg}$		-65 to +175	$^\circ C$
Channel Temperature	$T_{ch}$		175	$^\circ C$

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage ( $V_{DS}$ ) should not exceed 10 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 28.8 and -5.8 mA respectively with gate resistance of 50 $\Omega$ .
3. The operating channel temperature ( $T_{ch}$ ) should not exceed 145 $^\circ C$ .

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ C$ )

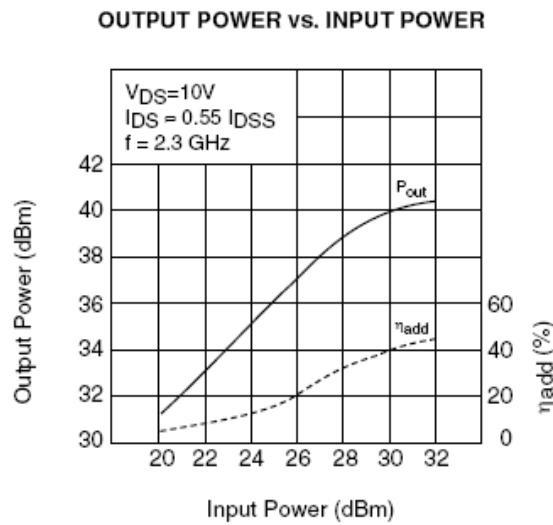
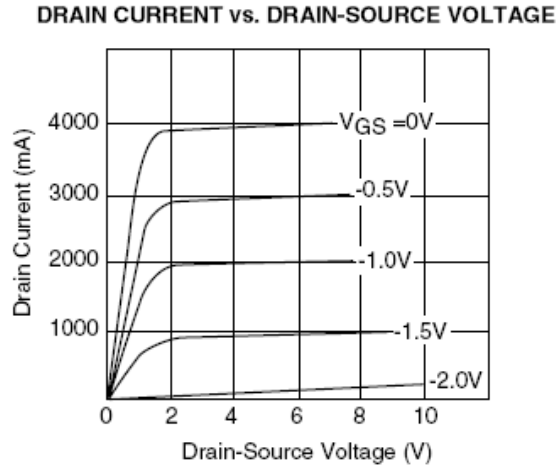
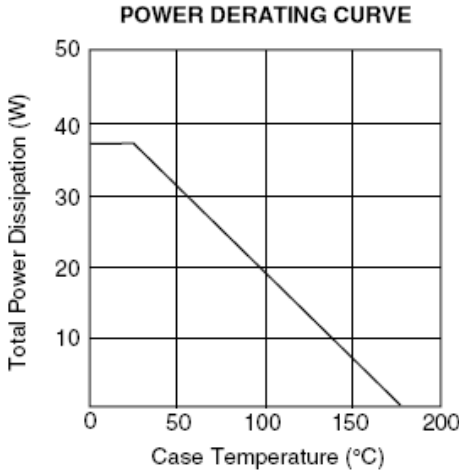
Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 5V, V_{GS} = 0V$	-	4000	6000	mA
Transconductance	$g_m$	$V_{DS} = 5V, I_{DS} = 2400mA$	-	2000	-	mS
Pinch-off Voltage	$V_p$	$V_{DS} = 5V, I_{DS} = 240mA$	-1.0	-2.0	-3.5	V
Gate Source Breakdown Voltage	$V_{GSO}$	$I_{GS} = -240\mu A$	-5	-	-	V
Output Power at 1dB G.C.P.	$P_{1dB}$	$V_{DS} = 10V$ $I_{DS} = 0.55 I_{DSS}$ (Typ.), $f = 2.3GHz$	39.5	40.0	-	dBm
Power Gain at 1dB G.C.P.	$G_{1dB}$		9.0	10.0	-	dB
Power-added Efficiency	$\eta_{add}$		-	40	-	%
Thermal Resistance	$R_{th}$		Channel to Case	-	3.3	4.0

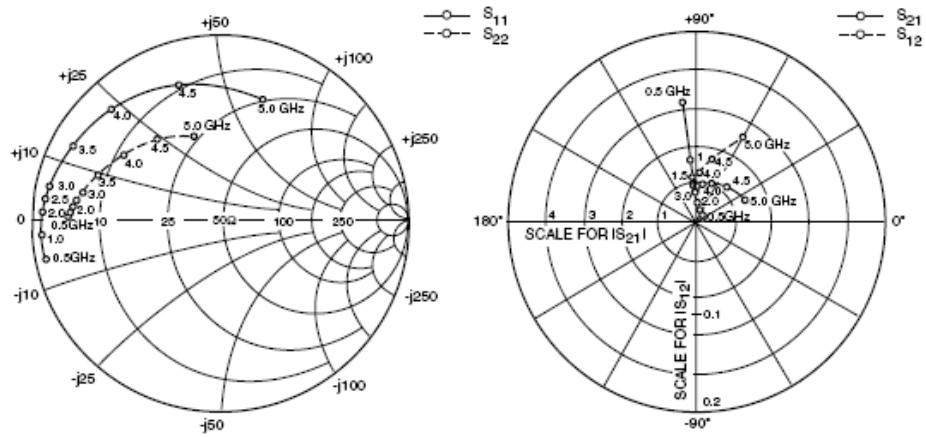
CASE STYLE: MK

G.C.P.: Gain Compression Point

# FLL120MK

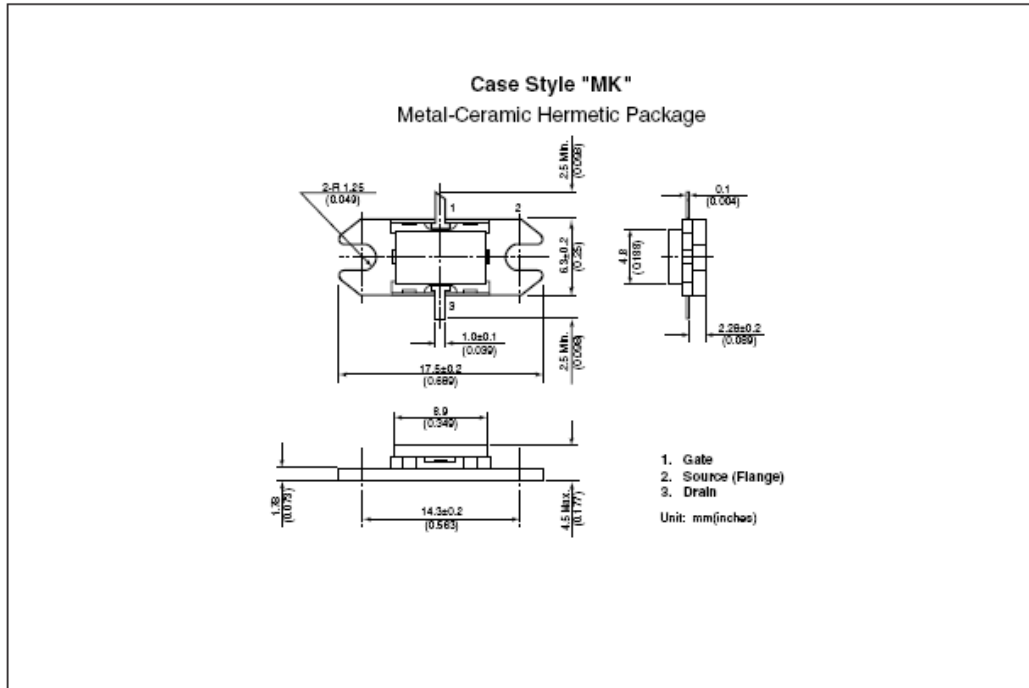
L-Band Medium & High Power GaAs FET



**FLL120MK****L-Band Medium & High Power GaAs FET****S-PARAMETERS** $V_{DS} = 10V, I_{DS} = 2200mA$ 

FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
500	.959	-168.4	3.136	95.8	.008	31.0	.824	179.4
1000	.953	-176.0	1.617	94.1	.010	45.7	.813	178.8
1500	.953	-179.6	1.170	93.8	.011	64.3	.810	177.7
2000	.951	177.0	.978	92.3	.014	82.4	.792	176.5
2500	.939	172.6	.927	91.4	.021	89.1	.778	174.0
3000	.914	165.1	.936	88.0	.024	93.2	.739	168.3
3500	.885	152.7	.990	80.6	.033	94.6	.695	158.9
4000	.836	134.0	1.106	67.1	.051	88.1	.633	145.1
4500	.766	107.3	1.239	48.2	.067	77.3	.559	128.0
5000	.690	71.6	1.415	23.9	.103	60.5	.477	107.3

[Download S-Parameters, click here](#)

**FLL120MK****L-Band Medium & High Power GaAs FET**

**For further information please contact:**

**FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.**  
2355 Zanker Rd.  
San Jose, CA 95131-1138, U.S.A.  
Phone: (408) 232-9500  
FAX: (408) 428-9111  
www.fcsi.fujitsu.com

**FUJITSU MICROELECTRONICS, LTD.**  
Compound Semiconductor Division  
Network House  
Norreys Drive  
Maidenhead, Berkshire SL6 4FJ  
Phone: +44 (0)1628 504800  
FAX: +44 (0)1628 504888

**CAUTION**

Fujitsu Compound Semiconductor Products contain gallium arsenide (GaAs) which can be hazardous to the human body and the environment. For safety, observe the following procedures:

- Do not put these products into the mouth.
- Do not alter the form of this product into a gas, powder, or liquid through burning, crushing, or chemical processing as these by-products are dangerous to the human body if inhaled, ingested, or swallowed.
- Observe government laws and company regulations when discarding this product. This product must be discarded in accordance with methods specified by applicable hazardous waste procedures.

Fujitsu Limited reserves the right to change products and specifications without notice. The information does not convey any license under rights of Fujitsu Limited or others.

© 1998 FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.  
Printed in U.S.A. FCSI0598M200

**FUJITSU**

# B

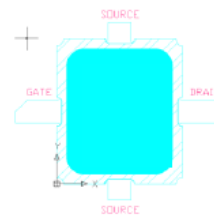
## KAPITTEL

# DATABLAD FOR FPD1000AS



**FPD1000AS**  
1W PACKAGED POWER PHEMT

- PERFORMANCE (1.8 GHz)
  - ◆ 31 dBm Output Power ( $P_{1dB}$ )
  - ◆ 15 dB Power Gain ( $G_{1dB}$ )
  - ◆ 43 dBm Output IP3
  - ◆ -42 dBc WCDMA ACPR at 21 dBm  $P_{CH}$
  - ◆ 10V Operation
  - ◆ 50% Power-Added Efficiency
  - ◆ Evaluation Boards Available
  - ◆ Design Data Available on Website
  - ◆ Suitable for applications to 5 GHz



SEE PACKAGE OUTLINE FOR MARKING CODE

- DESCRIPTION AND APPLICATIONS

The *FPD1000AS* is a packaged *depletion mode* AlGaAs/InGaAs pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (pHEMT), optimized for power applications in L-Band. The surface-mount package has been optimized for low parasitics.

Typical applications include drivers or output stages in PCS/Cellular *base station* transmitter amplifiers, as well as other power applications in WLL/WLAN amplifiers.

- ELECTRICAL SPECIFICATIONS AT 22°C

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>RF SPECIFICATIONS MEASURED AT <math>f = 1.8</math> GHz USING CW SIGNAL</b>						
Power at 1dB Gain Compression	$P_{1dB}$	$V_{DS} = 10V; I_{DS} = 200$ mA $\Gamma_S$ and $\Gamma_L$ tuned for Optimum IP3	30	31		dBm
Power Gain at dB Gain Compression	$G_{1dB}$	$V_{DS} = 10V; I_{DS} = 200$ mA $\Gamma_S$ and $\Gamma_L$ tuned for Optimum IP3	13.5	15.0		
Maximum Stable Gain $S_{21}/S_{12}$	MSG	$V_{DS} = 10$ V; $I_{DS} = 200$ mA $P_{IN} = 0$ dBm, 50 $\Omega$ system		20		dB
Power-Added Efficiency at 1dB Gain Compression	PAE	$V_{DS} = 10V; I_{DS} = 200$ mA $\Gamma_S$ and $\Gamma_L$ tuned for Optimum IP3		50		%
3 <sup>rd</sup> -Order Intermodulation Distortion $\Gamma_S$ and $\Gamma_L$ tuned for Optimum IP3	IM3	$V_{DS} = 10V; I_{DS} = 200$ mA $P_{OUT} = 19$ dBm (single-tone level)		-46		dBc
Saturated Drain-Source Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 1.3$ V; $V_{GS} = 0$ V	480	650	800	mA
Maximum Drain-Source Current	$I_{MAX}$	$V_{DS} = 1.3$ V; $V_{GS} \cong +1$ V		1100		mA
Transconductance	$G_M$	$V_{DS} = 1.3$ V; $V_{GS} = 0$ V		720		mS
Gate-Source Leakage Current	$I_{GSO}$	$V_{GS} = -3$ V		20	50	$\mu$ A
Pinch-Off Voltage	$V_P$	$V_{DS} = 1.3$ V; $I_{DS} = 2.4$ mA	0.7	0.9	1.4	V
Gate-Source Breakdown Voltage	$V_{BDGS}$	$I_{GS} = 2.4$ mA	6	8		V
Gate-Drain Breakdown Voltage	$V_{BDGD}$	$I_{GD} = 2.4$ mA	20	22		V
Thermal Resistivity (channel-to-case)	$\Theta_{CC}$	See Note on following page		25		$^{\circ}$ C/W



## FPD1000AS

1W PACKAGED POWER PHEMT

- RECOMMENDED OPERATING BIAS CONDITIONS
  - Drain-Source Voltage: From 5V to 10V
  - Quiescent Current: From 25%  $I_{DSS}$  to 55%  $I_{DSS}$

- ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Max	Units
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	$-3V < V_{GS} < +0V$		12	V
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$0V < V_{DS} < +8V$		-3	V
Drain-Source Current	$I_{DS}$	For $V_{DS} > 2V$		$I_{DSS}$	mA
Gate Current	$I_G$	Forward / Reverse current		+20/-20	mA
RF Input Power <sup>2</sup>	$P_{IN}$	Under any acceptable bias state		575	mW
Channel Operating Temperature	$T_{CH}$	Under any acceptable bias state		175	°C
Storage Temperature	$T_{STG}$	Non-Operating Storage	-40	150	°C
Total Power Dissipation	$P_{TOT}$	See De-Rating Note below		6.0	W
Gain Compression	Comp.	Under any bias conditions		5	dB
Simultaneous Combination of Limits <sup>3</sup>		2 or more Max. Limits		80	%

<sup>1</sup> $T_{Ambient} = 22^{\circ}C$  unless otherwise noted      <sup>2</sup>Max. RF Input Limit must be further limited if input VSWR > 2.5:1

<sup>3</sup>Users should avoid exceeding 80% of 2 or more Limits simultaneously

**Notes:**

- Operating conditions that exceed the Absolute Maximum Ratings will result in permanent damage to the device.
- Total Power Dissipation defined as:  $P_{TOT} = (P_{DC} + P_{IN}) - P_{OUT}$ , where:
  - $P_{DC}$ : DC Bias Power
  - $P_{IN}$ : RF Input Power
  - $P_{OUT}$ : RF Output Power

- Total Power Dissipation to be de-rated as follows above 22°C:
 
$$P_{TOT} = 3.5 - (0.04W/^{\circ}C) \times T_{PACK}$$
 where  $T_{PACK}$  = source tab lead temperature above 22 °C  
 (coefficient of de-rating formula is the Thermal Conductivity)

Example: For a 55°C source lead temperature:  $P_{TOT} = 6.0 - (0.04 \times (55 - 22)) = 4.68W$

- For optimum heatsinking, metal-filled through (Source) via holes should be used directly below the central metallized ground pad on the bottom of the package.
  - Note on Thermal Resistivity: The nominal value of 25°C/W is measured with the package mounted on a large heatsink with thermal compound to ensure adequate (unsoldered) contact. The package temperature is referred to the Source leads.
- HANDLING PRECAUTIONS
 

To avoid damage to the devices care should be exercised during handling. Proper Electrostatic Discharge (ESD) precautions should be observed at all stages of storage, handling, assembly, and testing. This product has been tested to Class 1A (> 250V but < 500V) using JESD22 A114, Human Body Model, and to Class A, (< 200V) using JESD22 A115, Machine Model.

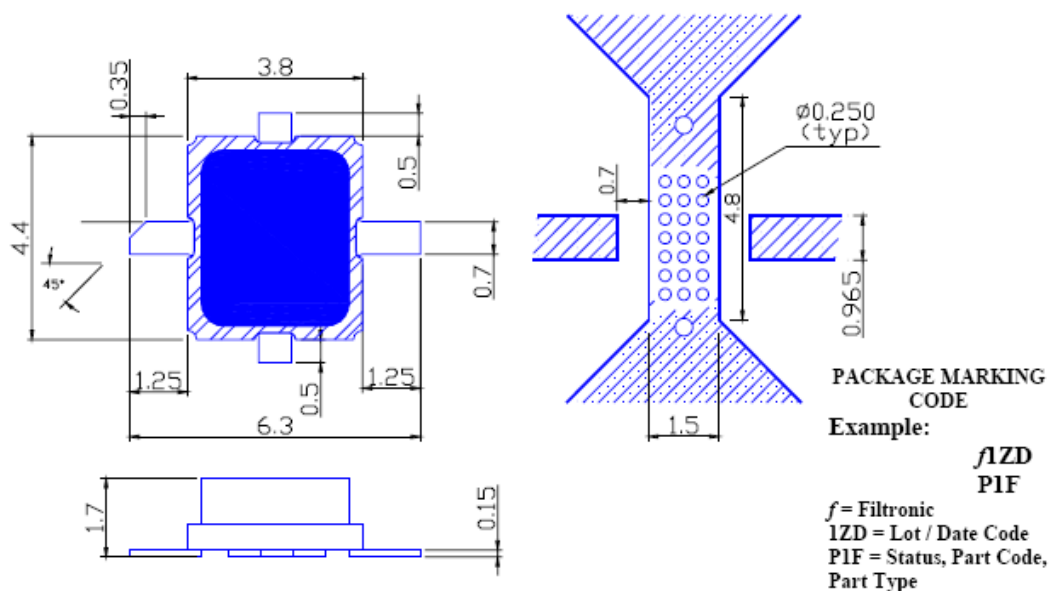




## FPD1000AS

1W PACKAGED POWER PHEMT

- **BIASING GUIDELINES**
  - Active bias circuits provide good performance stabilization over variations of operating temperature, but require a larger number of components compared to self-bias or dual-biased. Such circuits should include provisions to ensure that Gate bias is applied before Drain bias, otherwise the pHEMT may be induced to self-oscillate. Contact your Sales Representative for additional information.
  - Dual-bias circuits are relatively simple to implement, but will require a regulated negative voltage supply for depletion-mode devices such as the FPD1000AS.
  - Self-biased circuits employ an RF-bypassed Source resistor to provide the negative Gate-Source bias voltage, and such circuits provide some temperature stabilization for the device. A nominal value for circuit development is  $3.25 \Omega$  for the recommended 200mA operating point.
  - The recommended 200mA bias point is nominally a Class AB mode. A small amount of RF gain expansion prior to the onset of compression is normal for this operating point.
  
- **PACKAGE OUTLINE AND RECOMMENDED PC BOARD LAYOUT**  
(dimensions in millimeters – mm)



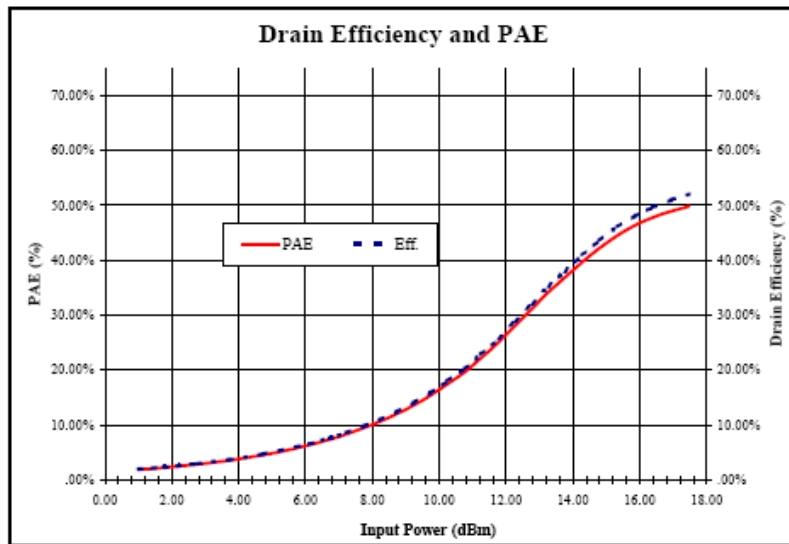
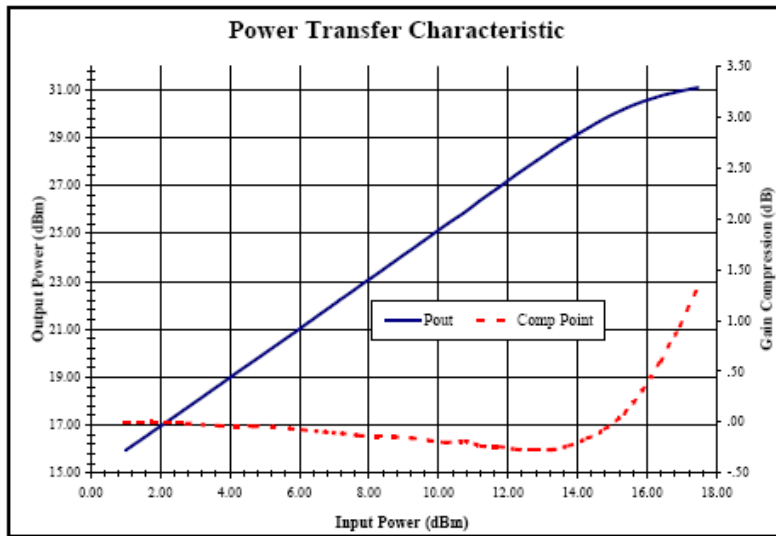
All information and specifications subject to change without notice.



**FPD1000AS**

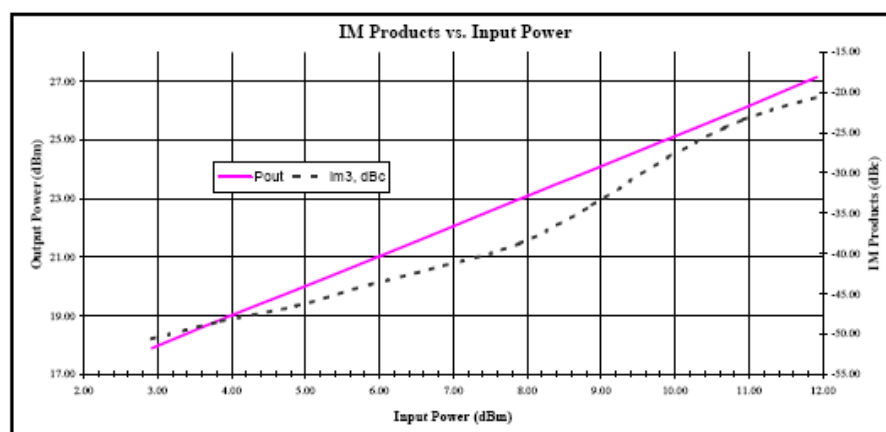
1W PACKAGED POWER PHEMT

- TYPICAL RF PERFORMANCE ( $V_{DS} = 10V$   $I_{DS} = 200mA$   $f = 1800$  MHz):

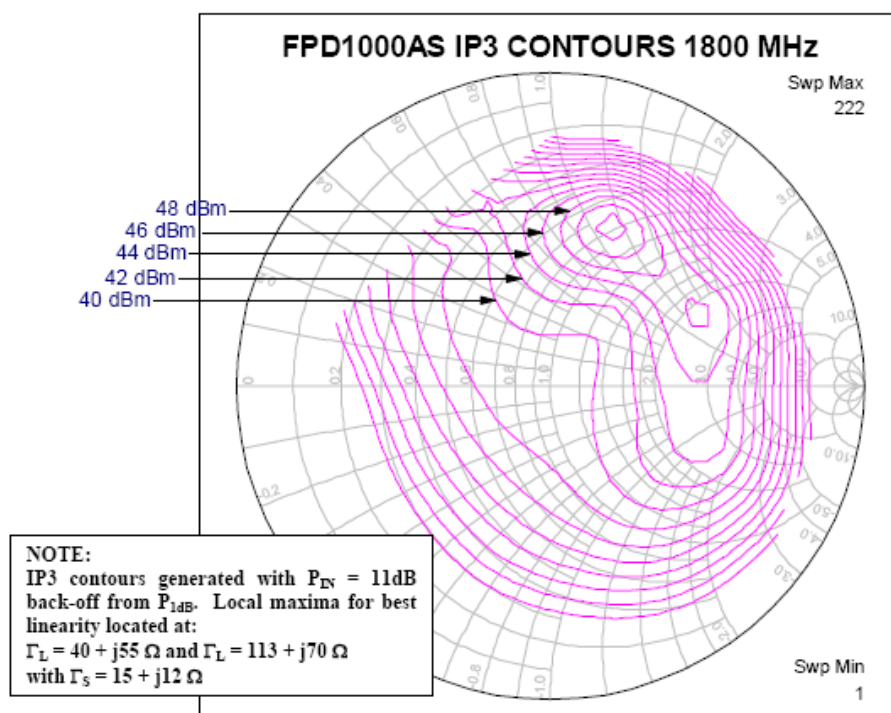




**FPD1000AS**  
1W PACKAGED POWER PHEMT

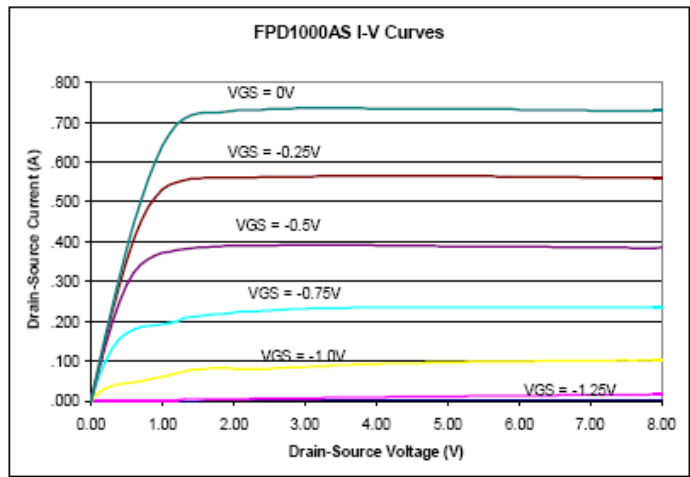
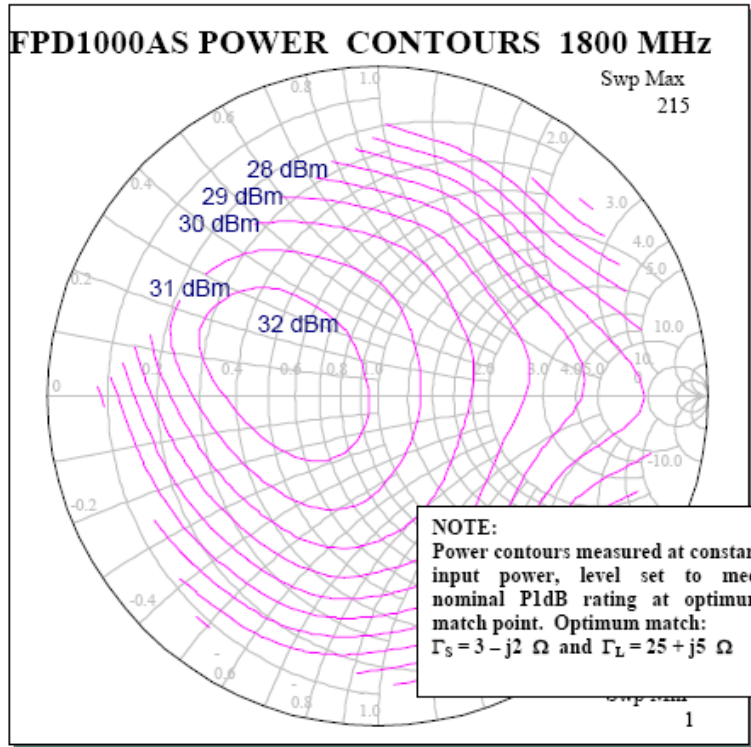


Note: Graph above shows Input and Output power as single carrier or single-tone levels.





**FPD1000AS**  
1W PACKAGED POWER PHEMT

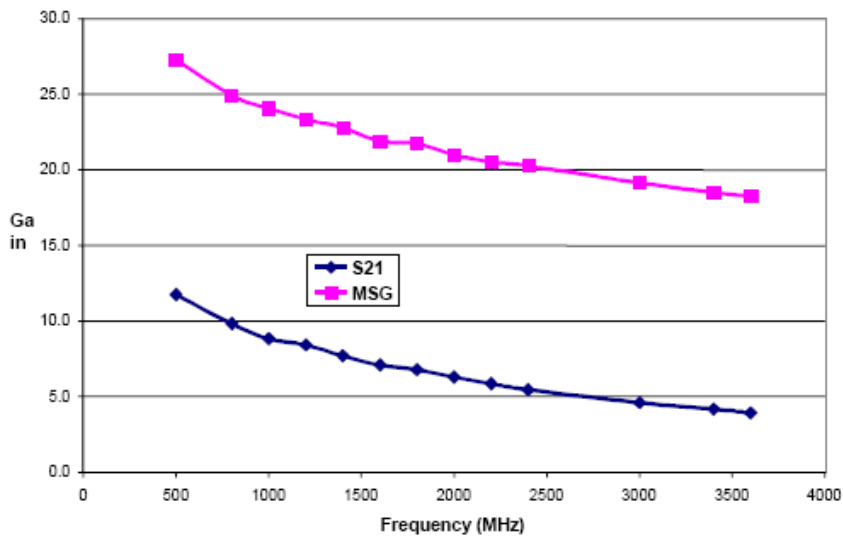




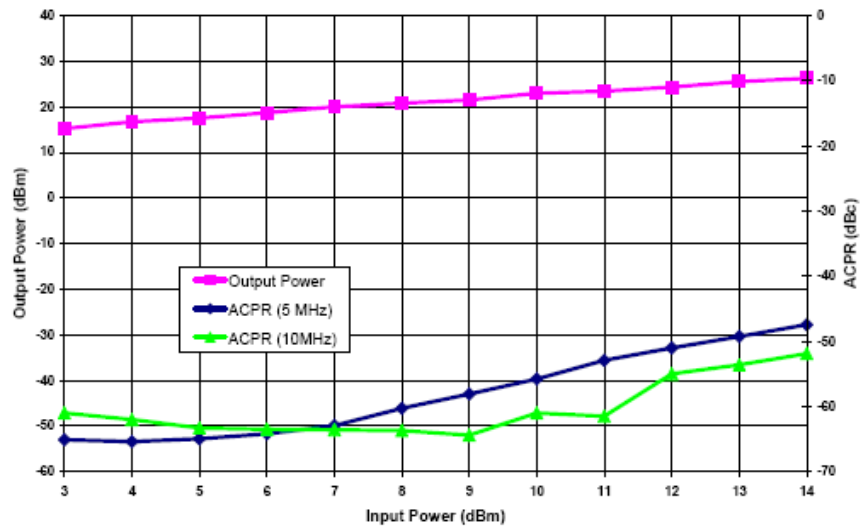
**FPD1000AS**  
1W PACKAGED POWER PHEMT

- RF PERFORMANCE OVER FREQUENCY:

FPD1000AS at VDS = 10V and IDS = 200mA



FPD1000AS WCDMA ACPR 1900 MHz  
DOWNLINK Pk/Avg = 9dB 0.01%

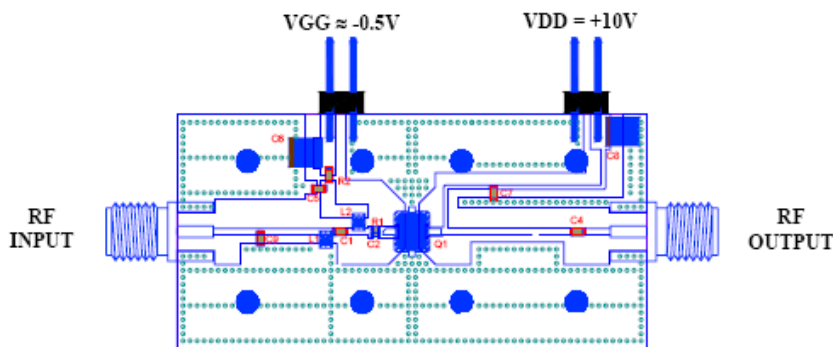




## FPD1000AS

1W PACKAGED POWER PHEMT

- STANDARD EVALUATION BOARD (1.70–1.85 GHz):  
See Website for complete list of Evaluation Boards



**NOTE:** AutoCAD™ drawing available on Website. (Model EL-BD-000011-006-A)

### BILL OF MATERIALS

Designator	Manufacturer's Part Number	Description	Quantity
C1	ATC600S3R9CW250	Capacitor, 3.9 pF, 0603, ATC 600, tol. $\pm 0.25$ pF	1
C2	ATC600S5R6CW250	Capacitor, 5.6 pF, 0603, ATC 600, tol. $\pm 0.25$ pF	1
C3		Deleted	
C4	ATC600S330JW250	Capacitor, 33 pF, 0603, ATC 600, tol. $\pm 5\%$	1
C5	ATC600S330JW250	Capacitor, 33 pF, 0603, ATC 600, tol. $\pm 5\%$	1
C6	T491B105M035AS7015	Capacitor, 1 mF, SMD-B, Kemet, tol. $\pm 20\%$	1
C7	ATC600S680JW250	Capacitor, 68 pF, 0603, ATC 600	1
C8	T491B105M035AS7015	Capacitor, 1 mF, SMD-B, Kemet, tol. $\pm 20\%$	1
C9	ATC600S2R0BW250	Capacitor, 2 pF, 0603, ATC 600, tol. $\pm 0.1$ pF	1
L1	0604HQ-1N1	Inductor, 1.1 nH, Coilcraft High Q Surface	1
L2	0604HQ-1N1	Inductor, 1.1 nH, Coilcraft High Q Surface	1
R1	RCI-0402-27R0J	Resistor, 27 W, 0402, IMS, tol. $\pm 5\%$	1
R2	RCI-0603-12R0J	Resistor, 12 W, 0603, IMS, tol. $\pm 5\%$	1
Q1	FPD1000AS	1w Packaged Power pHEMT, Filtronics	1
	PC-SP-000010-006	PCB, Rogers R04003, 0.012"(0.3mm), 0.5oz. Cu	1
	TF-SP-000012	Carrier	1
	142-0711-841	Connector, RF, SMA End Launch, Jack Assy,	2
	AMP-103185-2	Connector, DC, 0.100 on center, 0.025 sq. posts,	2
	TF-SP-000003	Center Block for P100 Package	1
		Screw, #0-80	8

NOTE: 10-12 mil (0.3mm) plated thru vias used; vias under Q1 should be filled with Dupont CB100 conductive via plugging material in order to achieve optimal heatsinking.









