

# Design og testing av en push-pull effektforsterker for en dobbel cubesat på 145 MHz

**Sindre Grimsbø Persen**

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2009

Hovedveileder: Odd Gutteberg, IET

Biveileder(e): Morten Olavsbråten, IET



# Oppgavetekst

Innenfor romfart og romkvalifisert utstyr stilles det strenge krav til pålitelighet og effektivitet. Sluttforsterkeren (effektforsterkeren) har i så måte en sentral rolle innenfor kommunikasjon og telemetri. Grunnet lite primær effekt tilgjengelig stilles det krav til forsterkerens effektivitet, samt at dette ikke påvirker påliteligheten til forsterkeren. Push-pullteknikken er en teknikk som har potensial til å oppfylle disse kravene. Spesielt fokus skal legges på denne teknikken i forhold til å designe og teste en effektforsterker for en dobbel Cubesat på 145 MHz. I den forbindelse vil det være nødvendig å sette seg inn i aktuelle verktøy for simulering, de ulike forsterkerklassene samt teorien til push-pullteknikken.

Oppgaven går ut på:

1. Optimalisere effektforsterkeren som ble designet i prosjektarbeidet høsten 2008 med tanke på høyere effektivitet og uteffekt.
2. Konstruere ulike push-pullforsterkere med ulike løsninger med tanke på tilpasningsnettverk.
3. Konstruere en 2 trinns push-pullforsterker samt designe et PCB utlegg.
4. Påtrykke ulike signaler (en tone, 2- tone og modulert signal) og sammenlign disse med de simulerte.

Oppgaven gitt: 15. januar 2009

Hovedveileder: Odd Gutteberg, IET





Design og testing av en push-pull  
effektforsterker for en dobbel cubesat på 145  
MHz

Sindre Grimsbø Persen

16. juni 2009

---

Design og testing av en push-pull effektforsterker for en dobbel  
cubesat på 145 MHz

---

## Forord

Denne rapporten er et resultat av masteroppgaven skrevet ved Institutt for Elektronikk og Telekommunikasjon våren 2009, og er en del av studentsatellittprosjektet ved NTNU.

Oppgaven omhandler hovedsaklig design og testing av en push-pull effektforsterker for en dobbel cubesat på 145 MHz. Hovedmålet har vært å lage en redundant forsterker med høy effektivitet. Mye av arbeidet har gått med til å sette seg inn i relevant teori og simuleringsverktøy.

Arbeidet med studentsatellitten har vært veldig lærerikt, og gjort oppgaven mer reell og interessant. Gjennom oppgaven har vi blant annet fått muligheten til reise på workshop hos ESA i Nederland og møte studenter fra hele verden som holder på med akkurat det samme.

I løpet av oppgaven har jeg dratt nytte av mange dyktige fagpersoner ved instituttet. Vil i den sammenheng rette en stor takk til veilederene mine Odd Gutteberg og Morten Olavsbråten for god veiledning og støtte. Vil også rette en spesiell stor takk til Terje Mathiesen for veldig mye hjelp i forbindelse med laboratoriearbeidet og fresing av PCB-kort. Marius Ubostad har også hjulpet meg med laboratoriearbeid samt veiledet meg underveis.

Trondheim 16. juni 2009

Sindre Grimsbø Persen



## Sammendrag

I prosjektet [1] høsten 2008 ble det designet en effektførsterker på 145 MHz for en dobbel cubesat. Arbeidet med forsterkeren fortsatte i denne oppgaven, der det har blitt designet tilpasningsnettverk henholdsvis for størst uteffekt og effektivitet. Tilgjengeligheten av storsignalmodell for Filtronixtransistoren brukt i prosjektet har gjort det mulig å optimalisere med tanke på effekt og effektivitet. Det ble oppnådd maks uteffekt på 32 dBm og maks effektivitet på 52% etter optimaliseringen og endring til en klasse B biasering.

For å øke redundansen til forsterkeren ble den satt inn i et push-pulldesign, slik at forsterkeren gikk fra en gren til to grener. Det ble prøvd ulike tilpasningsnettverk, og alternativet uten tilpasning rundt selve transistoren ble valgt. Det gav maks uteffekt på 32 dBm og en effektivitet på 30% ved 30 dBm ut.

Ved å inkludere en bufferforsterker i hver gren øker redundansen til systemet enda mer. Forsterkeren gav nå hele 37 dB forsterkning ved et inngangsnivå på -8 dBm. Maks uteffekt var fortsatt 32 dBm. Fra designet ble det laget et PCB-utlegg. Måleresultatene viste at S-parameterdataene til storsignalmodellen var feil, slik at nytt tilpasningsnettverk måtte designes. Effektmålingene gav maks uteffekt på 27,5 dBm og en effektivitet på 27,5%. Alle to-tone simuleringene og målingene var aldri høyere enn -20 dBc for 3. ordens intermodulasjonsprodukt.

For bruk i en satellitt blir en effektivitet på kun 27,5% for liten, og det må jobbes videre med å finne en løsning som gir høy nok effektivitet.



# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Teori</b>	<b>3</b>
2.1	Linkbudsjett . . . . .	3
2.2	GMSK . . . . .	5
2.3	Rom sertifisert . . . . .	8
2.4	Linearisering . . . . .	8
2.4.1	Amplitude forvregning . . . . .	8
2.4.2	Andre ordens forvregning . . . . .	9
2.4.3	Tredje ordens forvregning . . . . .	11
2.4.4	1dB Kompresjonspunkt . . . . .	13
2.4.5	AM-PM . . . . .	14
2.5	Måling av ulineære effekter . . . . .	15
2.5.1	To-tone test . . . . .	15
2.5.2	Adjacent Channel Power Ratio . . . . .	15
2.6	Effektivitet . . . . .	16
2.7	Forsterkerklasser . . . . .	17
2.7.1	Klasse A forsterker . . . . .	18
2.7.2	Klasse B forsterker . . . . .	19
2.7.3	Klasse AB forsterker . . . . .	19
2.7.4	Klasse C forsterker . . . . .	20
2.8	To-port analyse . . . . .	20
2.8.1	Forsterkningsdefinisjoner . . . . .	21
2.8.2	Tilpasning . . . . .	21
2.8.3	Stabilitet . . . . .	23
2.9	Push-pull . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Design og Simuleringer</b>	<b>29</b>
3.1	Bufferforsterker og transformator . . . . .	30
3.2	Optimalisering av prosjektet . . . . .	31

---

3.3	Push-pull simuleringer . . . . .	37
3.4	Utlegg . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Målinger</b>	<b>43</b>
4.1	Resultater . . . . .	44
<b>5</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>51</b>
5.1	Optimalisering av prosjektfosterker . . . . .	51
5.2	Push-pullfosterkeren . . . . .	52
5.3	Push-pull i rommet . . . . .	53
5.4	Videre eksistens . . . . .	54
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>57</b>
6.1	Videre arbeid . . . . .	58
<b>A</b>	<b>Beregning av intermodulasjonsprodukt</b>	<b>61</b>
<b>B</b>	<b>Design</b>	<b>63</b>
B.1	Filtronix fosterkeren med ulike tilpasninger . . . . .	63
B.2	Design av bufferfosterker . . . . .	66
B.3	Push-pulldesign . . . . .	66
<b>C</b>	<b>Simuleringsresultater for Push-pull fosterker</b>	<b>69</b>
<b>D</b>	<b>Testbenker</b>	<b>76</b>
D.1	1-tone effektsimuleringer . . . . .	76
D.2	To-tone simuleringer . . . . .	80
<b>E</b>	<b>Målerresultater</b>	<b>82</b>



# Figurer

2.1	Bitfeilsannsynlighet som funksjon av $E_b/N_0$ . . . . .	4
2.2	Impulsrespons for et Gausisk filter der $BT= 0,3$ og $0,5$ . . . . .	5
2.3	Forholdet mellom amplitude på signal og Hz/bit for GMSK og MSK, kilde: [2] . . . . .	6
2.4	a) Fasongen på signalet før og etter forsterkeren. b) Lineær sammenheng mellom inn- og ut-gangsspenningen . . . . .	9
2.5	a) Inn- og ut-gangsspenningen i tidsplanet b)Fasongen på signalet før og etter forsterkeren c) overføringsfunksjonen i frekvensplanet. . . . .	10
2.6	a) Inn- og ut-gangsspenningen i tidsplanet b)Fasongen på signalet før og etter forsterkeren c) overføringsfunksjonen i frekvensplanet. ( tatt utgangspunkt i likning . . . . .	12
2.7	1dB Kompresjonspunkt for en forsterker med overføringsfunksjon gitt av likning 2.6 [3] . . . . .	13
2.8	Intermodulasjons-resultat (IMD) av både AM-AM og AM-PM (a) IMD fra AM-AM. (b) IMD fra AM-PM. (c) IMD fra både AM-AM og AM-PM. . . . .	14
2.9	Sammenhengen mellom ledningsvinkel (forsterker klasse) og effektivitet . . . . .	17
2.10	Inngangs- og utgangs-signal for en klasse A forsterker . . . . .	18
2.11	Inngangs- og utgangs-signal for en klasse B forsterker . . . . .	19
2.12	Inngangs- og utgangs-signal for en klasse C forsterker . . . . .	20
2.13	To-port krets . . . . .	21
2.14	Genrell tilpasning av en enkel transistor . . . . .	22
2.15	A og A' er maks lineær effekt ut for henholdsvis Konjugert ( $S_{22}$ )- og effekt-tilpasning. B og B' er 1dB kompresjonspunktet for de samme tilpasningen. 2dB forbedring på 1dB kompresjonspunktet [4, side 19]. . . . .	22
2.16	Eksempel på load-pull data. $P_{opt}$ er da lasten for optimalisert effekt ut. . . . .	23

2.17	Utgangs stabilitetssirkler for en betinget stabil komponent. (a) $ S_{11}  < 1$ . (b) $ S_{11}  > 1$ [5, side 201]. . . . .	25
2.18	Audio push-pullforsterker, kilde: [4, side 373] . . . . .	26
2.19	Inngangsstrømmen og strømmen gjennom transistor A og B , kilde: [4, side 373] . . . . .	27
2.20	Push-pull forsterker med parallellkoblede transistorer, kilde: [4, side 376] . . . . .	27
2.21	Realiseringen av en push-pullforsterker i GHz område, kilde: [4, side 375] . . . . .	28
3.1	Valgt realisering for push-pullforsterker på 145 MHz . . . . .	29
3.2	Transformator med uttak på midten av sekundærspolen (center- tapped transformer) . . . . .	31
3.3	Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med sam- me forsterker optimalisert for størst effekt ut. Drain strømmen er her 50 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm . .	32
3.4	Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med sam- me forsterker optimalisert for størst effektivitet (PAE). Drain strømmen er her 50 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm . . . . .	34
3.5	Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med sam- me forsterker optimalisert for størst effekt ut. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm . .	35
3.6	Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med sam- me forsterker optimalisert for størst effektivitet (PAE). Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm . . . . .	36
3.7	Sammenligning av push-pullforsterkeren med og uten tilpas- ning på transistoren. Det er på begge inn- og ut-gangstilpasning på transformatoren. Drain strømmen er her 0 mA. Optimali- sert for en inngangseffekt på 9 dBm . . . . .	38
3.8	Simulerings resultat med 2-toner for både med og uten til- pasning rund transistorene. Det er inn- og ut-gangs tilpasning på transformatoren på begge. Figurene illustrerer hvor mye 3. IMD produktene er lavere i forhold til bærefrekvensen (dBc). Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangsef- fekt på 9 dBm . . . . .	39
3.9	Simulerings resultat med 2-toner for hele spektrumet samt i båndet for Push-pullforsterker uten tilpasning rundt transis- torene. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inn- gangseffekt på 9 dBm . . . . .	39

3.10	Simulerings resultat med 2-toner for hele spektrumet samt i båndet for Push-pullforsterker med tilpasning rundt transistorene. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm . . . . .	40
3.11	Simuleringsresultat for 2-trinns Push-pullforsterker som er optimalisert for en inngangseffekt på -8 dBm. Drain strømmen er 0 mA. . . . .	41
3.12	Resultat av 2-tone simulering for 2-trinns push-pullforsterker.	41
3.13	Utlegg til 2-trinns Push-pullforsterker . . . . .	42
4.1	Dette er en sammenligning av målte og simulerte S-parametermålinger for push-pullforsterkeren med kun tilpasning på inn- og utgang av transformatoren. Det er målt med en inngangseffekt på - 30 dBm. Støygulvet til nettverksanalysatoren ligger på ca -40dB. . . . .	45
4.2	Nytt tilpasningsnettverk for push-pullforsterkeren med 2 trinn i hver gren. Boksen (S-parameter blokk) i midten representerer forsterkeren til og med transformatorene. Nettverket er optimalisert for minst mulig $S_{11}$ og $S_{22}$ . . . . .	45
4.3	Dette er en sammenligning av målte og simulerte S-parametermålinger der det nå er nytt tilpasningsnettverk på den målte forsterkeren fra figur 4.1. Det er målt med en inngangseffekt på - 30 dBm. Støygulvet til nettverksanalysatoren ligger på ca -40 dB.	46
4.4	Resultat av målinger av uteffekt og forsterkning. Presentert som funksjon av inngangseffekt . . . . .	47
4.5	Målt uteffekt på 1. ,2. og 3. harmoniske. . . . .	48
4.6	Resultat av måling av effektivitet (PAE). Presentert som funksjon av uteffekt . . . . .	48
4.7	Resultat av målt 2-tone test med en frekvensseparasjon på 6 KHz. 3. IMD er referert i forhold til grunntone (dBc). . . . .	49
4.8	Spektrumet til et påtrykt GMSK signal med BT=0,3 og 9,8 KBaud. Påtrykt med en inngangseffekt på -10 dBm . . . . .	49
B.1	Designet av Filtronix forsterkeren med tilpasningsnettverk . . .	63
B.2	Ulike tilpasningsnettverk for en bias drain strøm på 50mA . . .	64
B.3	Ulike tilpasningsnettverk for en bias drain strøm på 0mA . . .	65
B.4	Designet av Filtronix forsterkeren uten tilpasningsnettverk . . .	65
B.5	Designet av bufferforsterkeren, ERA33SM+ . . . . .	66
B.6	Filtronixforsterkeren med tilpasning rundt transistorene i et push-pulldesign . . . . .	67

B.7	Filtronixforsterkeren uten tilpasning rundt transistorene i et push-pulldesign . . . . .	67
B.8	Filtronixforsterkeren uten tilpasning rundt transistorene satt sammen med en bufferforsterker i et push-pulldesign . . . . .	68
B.9	Ulike tilpasningsnettverk for 2-trinns push-pull forsterker. . . . .	68
C.1	Storsignal S-paramater simulering for et push-pulldesign der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer. . . . .	69
C.2	Storsignal S-paramater simulering for et push-pulldesign der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer. . . . .	70
C.3	Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer. . . . .	70
C.4	Resultat av 2-tone simulering for transducer effektförsterkning der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer. . . . .	71
C.5	Storsignal S-paramater simulering for et push-pulldesign der det kun er tilpasning på inn- og ut-gangen av transformatoren. . . . .	72
C.6	Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren. . . . .	73
C.7	Resultat av 2-tone simulering for transducer effektförsterkning der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren. . . . .	73
C.8	Storsignal S-paramater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Her er det kun tilpasning på inn- og ut-gangen av transformatoren. . . . .	74
C.9	Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt for 2-trinns push-pullforsterker, der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren. . . . .	75
C.10	Resultat av 2-tone simulering for transducer effektförsterkning for 2-trinns push-pullforsterker, der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren. . . . .	75
D.1	Testbenk for 1-tone effektsimuleringer samt storsignal S-parameter simuleringer. . . . .	76
D.2	Resultatoversikt for forsterkeren under test. . . . .	77

---

D.3	Resultatoversikt for forsterkeren under test sammenlignet med referanseforsterker. Tallene i databoksene er differansen mellom forsterkerene. . . . .	78
D.4	Ligninger brukt til å komme fram til resultatene i figur D.2 . . .	79
D.5	Testbenk for to-tone simuleringer. . . . .	80
D.6	Resultatoversikt for to-tone simuleringene. . . . .	81
E.1	S-paramater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Dette er en sammenligning av samme push-pullforsterkeren uten noe form for tilpasningsnettverk både simulert og målt. Det er målt med en inngangseffekt på - 30 dBm. Støygulvet til nettverksanalysatoren ligger på ca -40 dB. . . . .	82
E.2	S-paramater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Dette er en sammenligning av samme push-pullforsterkeren uten noe form for tilpasningsnettverk både simulert og målt. Det er målt med en inngangseffekt på - 30 dBm. Støygulvet til nettverksanalysatoren ligger på ca -40 dB. . . . .	83

# Tabeller

2.1	Forklaring av forkortelsen i likning 2.1 . . . . .	4
2.2	Linkbudsjett for nedlink, kilde [6, side 18] . . . . .	7
3.1	Kravspesifikasjonene for en to trinns effektforsterker i et push-pulldesign . . . . .	30
4.1	Utstyr brukt under laboratorium målinger . . . . .	44
A.1	Trigonometriske sammenhenger . . . . .	61
A.2	Beregning av 2-tone produkter opp til 5. orden . . . . .	62

## Liste over forkortelser

ADS - Agilent advanced Design System

ESA - European Space Agency

GMSK - Gaussian Minimum Shift Keying

MSK - Minimum Shift Keying

TT&C - Telemetry, Tracking and Command

RF - Radio Frekvens

PCB - Printed Circuit Board

EIRP - Equivalent Isotropically Radiated Power

IMD - Intermodulasjons forvrenging (Intermodulation distortion)

AM - AmplitudeModulasjon

PM - Fasemodulasjon (Phase Modulation)

PAE - Power Added Efficiency

ACPR - Adjacent Channel Power Ratio

BT - tids-båndbreddeprodukt

HP - Hewlett Packard

LNA - Low Noise Amplifier





# Kapittel 1

## Innledning

Denne masteroppgaven er en fortsettelse av prosjektoppgaven gjennomført høsten 2008 [1], og tar for seg designet av en effektførsterker på 145 MHz for en dobbel cubesat. Med utgangspunkt i forsterkeren designet i prosjektet skal den nå bli satt sammen med en bufferforsterker i et push-pulldesign for å øke redundansen. Oppgaven er todelt der første del er å sette seg inn teorien, gjøre seg kjent med ADS og designe forsterkeren. Del 2 blir gjennomført på laboratoriet i form av lodding, måling og videre optimalisering av kretsen.

Kravene til elektronikk i rommet er veldig strenge, og setter store krav til verifisering og testing. Klimaet i verdensrommet er ekstremt, da temperaturvariasjonene er store og det er mye kraftig stråling. En annen årsak til at pålitligheten må være stor er muligheten for vedlikehold. Prisen og riskoen for vedlikehold i rommet er enorm, og det er ofte billigere å skyte opp en ny satellitt enn å vedlikeholde den nåværende. Det er derfor viktig å designe redundante systemer som forhindrer et slikt scenario. Under design og tesing er det derfor nødvendig å se etter potensielle feil som kan sette hele satellitten ut av drift. Disse er også kjent som "single point of failure".

I en så liten satellitt som studentsatellitten (10x10x20 cm) er det begrenset med effekt tilgjengelig. Lite overflateareal til solceller, gjør det nødvendig med høy effektivitet for å utnytte effekten best mulig. Problemet med høy effektivitet er at det ofte forringer kvaliteten på signalet, og amplitudemodulerte signal kan bli vanskelig å demodulere. Ved å bruke modulasjonsteknikker med konstant envelope slik som GMSK er det mulig og bruke ulineære forsterkere med høy effektivitet. Det vil utnytte tilgjengelig effekt mye bedre samt at det blir avgitt lite varme. Varmetransport i rommet er vanskelig på grunn av mangelen på konveksjon.

For å oppfylle kravene om god effektivitet og redundans er det valgt og bruke push-pullteknikken. Dette er en forholdsvis enkel teknikk og med sine to grener vil den fungere selv om en gren måtte bli defekt. Ved å bruke en lav klasse AB eller klasse B forsterker er det mulig og oppnå god effektivitet samt at push-pullteknikken forbedrer lineæriteten. Klasse B forsterkeren passer spesielt godt sammen med push-pullteknikken på grunn av en ledningsvinkel på 180 grader.

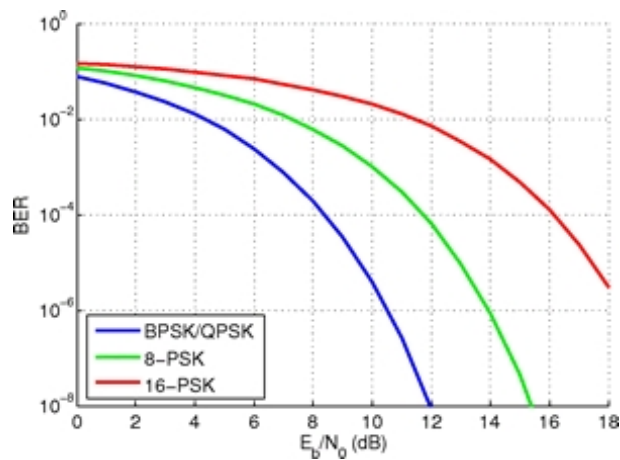
Første del av oppgaven vil ta for seg nødvendig bakgrunnsmateriale om transmisjon, verdensrommet og den valgte modulasjonsformen. Videre vil fokuset gå over på ulineariteter i forsterkere, måter å måle dette på, og to-port analyse. Det vil også bli sett på de ulike forsterkerklassene samt gitt en gjennomgang av push-pullteknikken. Andre del vil inneholde simulering- og måle-resultater samt måleoppsett. CAD-verktøyet Agilent advanced Design System (ADS) vil også bli presentert i denne delen.

# Kapittel 2

## Teori

### 2.1 Linkbudsjett

Mellom satellitten og bakkestasjonen er det veldig stor avstand. Dette betyr at radiosignalet blir kraftig dempet på sin ferd gjennom atmosfæren og rommet. For å få en oversikt over hvilken sendeeffekt, dimensjon på antenner (satellitten og bakkestasjonen) og modulasjon man trenger blir det satt opp et linkbudsjett. Linkbudsjettet inneholder en oversikt over alle tap, samt forsterkninger signalet møter fra kilden til mottakeren. For at mottakeren skal greie å detektere signalet må det ha en hvis kvalitet.  $E_b/N_0$  forteller hvor god denne kvaliteten er.  $E_b$  er energien per bit i signalet, mens  $N_0$  er effektettheten på støyen. Figur 2.1 illustrerer at ulike modulasjonsteknikker har ulike krav til nettopp  $E_b/N_0$ . En generell regel er at modulasjonsteknikker med høy spektraleffektivitet har høyere krav til  $E_b/N_0$  enn de med lav spektraleffektivitet

Figur 2.1: Bitfeilsannsynlighet som funksjon av  $E_b/N_0$ 

Linkmarginen i et linkbudsjett er viktig. Den sier noe om kvaliteten på tilbudet, og hvilket potensial den har. Tidsvariable dempinger som regn, kan slå ut en link hvis marginen er for liten. Det er ofte store variasjoner mellom "worst og best case scenario", og dette må tas høyde for i et linkbudsjett. Er marginen veldig stor er det kanskje mulig å redusere litt uteffekt til fordel for nyttelast feks. Slike problemstillinger kan et linkbudsjett gi svaret på. Likning 2.1 blir brukt for å finne linkmarginen. Den er hele linkbudsjettet sammenslått til en likning [7, Side 7- 28-29].

$$\frac{E_b}{N_0} = P_t G_t \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot \frac{1}{k} \cdot \frac{G_r}{T_r} \cdot \frac{1}{R} \cdot KG \cdot \frac{1}{L_0} \quad (2.1)$$

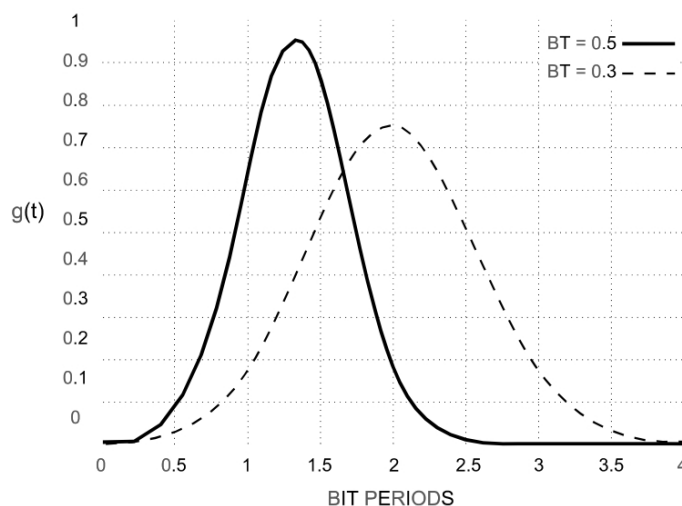
- $P_t G_t$  = Sendeeffekt og antennevinning sender
- $\lambda$  og  $d$  = bølgelengden til bærefrekvensen og avstanden ( $d$ ) fra sender til mottaker
- $kT_r = N_0$  = bolzmanns konstant og støytemperaturen mottaker
- $R$  = overført datahastighet
- $KG$  = kodegevinst (effektreduksjon) på grunn av feilkorrigerende coding
- $G_r/T_r$  = mottakerfølsomhet
- $L_0$  = Alle andre dempinger (regndemping feks)

Tabell 2.1: Forklaring av forkortelsen i likning 2.1

Linkbudsjettet for nedlinken til studentsatellitten er vist i tabell 2.2. Her er det både sett på beste og verste senario.

## 2.2 GMSK

Gausisk Minimum Shift Keying er en videreføring av Minimum skift keying (MSK). MSK er en kontinuerlig fase modulasjon teknikk der fasen har ingen diskontinuiteter. MSK er unik på sammenhengen mellom logisk null, en og frekvensskiftet. Frekvensdifferansen mellom logisk null og en er alltid halvparten av dataraten[2]. Dette gir en modulasjonsindeks for MSK på 0,5. MSK er derfor god der dataraten er lav i forhold til båndbredden. I dagens trådløse samfunn settes det større krav til spektraleffektivitet og MSKs store sidebånd er ugunstig i så måte (se figur 2.3). For at MSK skal kunne brukes på en RF-kanal må energien i øvre sidebånd reduseres. Et lavpassfilter med liten båndbredde og en skarp "cut-off" ville gjort MSK attraktiv. En gausisk filterkarakteristikk har disse egenskapene da den har en impulsrespons med den klassiske gausiske fasongen, som vist i figur 2.2.



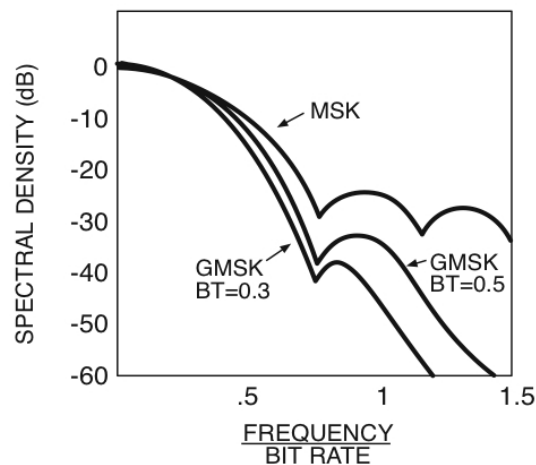
Figur 2.2: Impulsrespons for et Gausisk filter der  $BT = 0,3$  og  $0,5$

I figur 2.2 er det vist en impuls respons for et Gausisk filter med  $BT = 0,3$  og  $0,5$ .  $BT$  er relatert som likning 2.2 viser til filterets 3 dB båndbredde og dataraten. Så for en datarate på 9,6 Kbps og en  $BT$  på 0,3 blir filterets 3 dB "cut-off" frekvens på 2880Hz (studensatellitten har en symbolrate på 9,6 KBaud og  $BT=0,3$  for TT&C).

$$BT = \frac{f_{-3dB}}{BITRATE} \quad (2.2)$$

$BT = 0,3$  har en utstrekning på ca 3 bitperioder, mens  $BT = 0,5$  har ca 2 bitperioder (se figur 2.2). Dette betyr at intersymbol interferens (ISI) vil

inntreffe.  $BT = 0,3$  har større ISI enn  $BT = 0,5$ , og for GMSK med  $BT = \infty$  tilsvarer det MSK. Noe som betyr at MSK ideelt sett ikke har ISI. Høy ISI gir bedre spektraleffektivitet, mens demodulasjonen blir vanskeligere. Figur 2.3 illustrerer spektraleffektivitet til henholdsvis MSK, GMSK  $BT = 0,3$  og GMSK  $BT = 0,5$ . Her kommer det tydelig fram at sidelobene er kraftig redusert for GMSK (spesielt for  $BT = 0,3$ ) sammenlignet med MSK.



Figur 2.3: Forholdet mellom amplitude på signal og Hz/bit for GMSK og MSK, kilde: [2]

Fordelen med bruk av GMSK er som nevnt lavere sidelobes, den har også konstant envelope. Siden GMSK er fasemodulert ligger det ingen informasjon i selve amplituden, derfor kan ulineære forsterkere brukes. Dette betyr høy effektivitet og et mye lavere effektforbruk. Dette er en stor fordel i små håndholdte enheter der batterikapasiteten er begrenset. GMSK er valgt som modulasjonsmetode for GSM, og med tanke på antall brukere av GSM-nettet er det lite tvil om dens pålitelighet og funksjonalitet[2].

Linkbudsjett Nedlink				
	"Best Case"		"Worst Case"	
Parameter	Verdi	Enhet	Verdi	Enhet
Elevasjon	90	[grader]	20	[grader]
Bane høyde	40000	[m]	80000	[m]
Største avstand	40000	[m]	1768700	[m]
<b>Sender: Satellitt</b>				
Sendt effekt	1	[W]	1	[W]
	0	[dBW]	0	[dBW]
Antenneforsterkning	2	[dB]	2	[dB]
Utsendt effekt (EIRP)	2	[dBW]	2	[dBW]
<b>Propagasjonstap</b>				
Frittromstap	127,1	[dB]	140,62	[dB]
Polariseringstap	3	[dB]	3	[dB]
Demping på grunn av Scintillasjon	5	[dB]	5	[dB]
<b>Mottaker: Bakken</b>				
Antenneforsterkning	20	[dB]	20	[dB]
Mottatt effekt (før antennen)	-113,71	[dBW]	-126,62	[dBW]
	-83,71	[dBm]	-96,62	[dBm]
	4,26E-12	[W]	2,18E-13	[W]
Mottatt C/N (ved antennekontakten)	42,29	[dB]	29,38	[dB]
Mottatt Eb/N0 (ved antennekontakten)	47,24	[dB]	34,33	[dB]
Minimum mottatt Eb/N0	10	[dB]	10	[dB]
<b>Nedlink fading margin</b>	<b>37,24</b>	<b>[dB]</b>	<b>24,33</b>	<b>[dB]</b>

Tabell 2.2: Linkbudsjett for nedlink, kilde [6, side 18]

## 2.3 Rom sertifisert

For å bli rom sertifisert settes det mange krav. Verdensrommet har et ekstremt klima, og setter derfor like ekstreme krav til elektronikken som skal fungere der. Det kan ikke være noe utgassing fra elektronikken. Vakuomet i verdensrommet gjør også varmetransport vanskelig. Bruk av kjølevifte vil ikke fungere på grunn av fraværet på varmekonveksjon. Det å lede vekk varme blir derfor en stor utfordring. I tillegg til problemet med for mye varme, vil det også bli veldig kaldt når solen ikke står på. Et temperatursving på -100 til 100 grader Celsius er normalt. Operasjonstemperaturen på elektronikk er 0 til 75 grader Celsius [8, side 87], noe som betyr at satellitten må ha sin egen termiske kontroll som sørger for at temperaturen til enhver tid er innenfor det intervallet. For en lavbane satellitt som skifter mellom sollys og mørke hvert 100 min [8, side 87] vil dette være en veldig påkjenning og utfordring for den termiske styringen. Solen treffer satellitten med en effekt på  $1,4\text{kW/m}^2$ , og i rommet er det ingen atmosfære som stopper den sterke strålingen. Strålingen setter sterke krav til isolering av elektronikken, slik at den skal bli mest mulig skjermet. Selve oppskytingen er også en utrolig påkjenning; og krefter opp til 80G er ganske vanlig (ubemannet ferd). Konstruksjonen må tåle veldig mye juling; og derav være veldig godt skrudd sammen. Siden verdensrommet utelukker så å si vedlikehold, settes det strenge krav til testing. Testprosessene er veldig kostbare, og er det som tar mesteparten av tiden under ferdigstillingen av en satellitt. På grunn av klimaet og ekstrem kostbar service er det viktig med redundans i systemet. Selv om en ting skulle feile (single point of failure), skal ikke dette sette hele satellitten ut av drift. I en satellitt er det nesten utstyr for to satellitter.

## 2.4 Linearisering

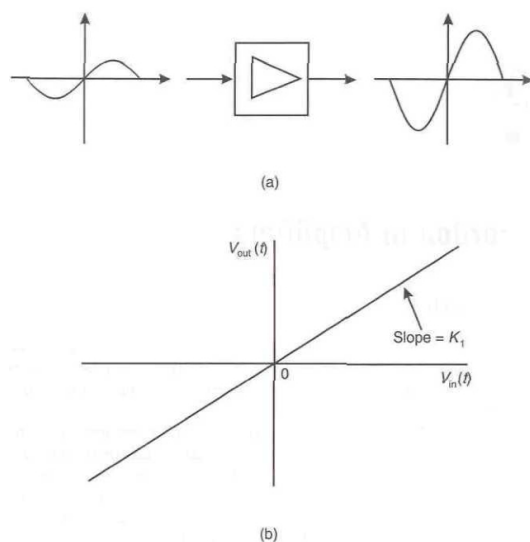
### 2.4.1 Amplitude forvregning

En ideell lineær forsterker har en lineær overføringsfunksjon (se likning 2.3, hentet fra [9, side 21]).

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) \quad (2.3)$$

Her blir hele signalet forsterket likt og har samme fasong på utgangen som på inngangen (se figur 2.4). Det vil heller ikke bli lagt til noen uønskede frekvenskomponenter.





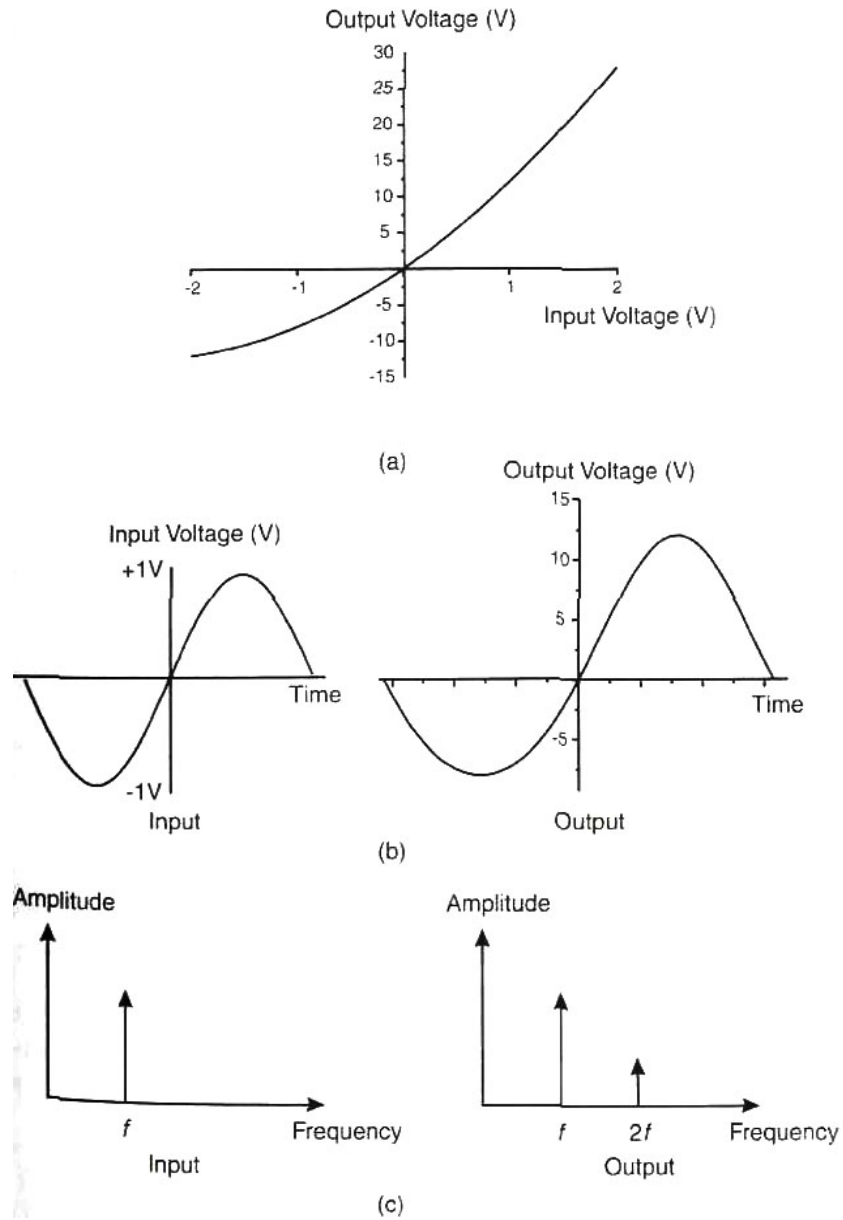
Figur 2.4: a) Fasongen på signalet før og etter forsterkeren. b) Lineær sammenheng mellom inn- og ut-gangsspenningen

## 2.4.2 Andre ordens forvregning

I en virkelig forsterker vil det alltid bli lagt til uønskede frekvenskomponenter på utgangen. Av likning 2.4 ser man at det har kommet til et annengrads ledd sammenlignet med likning 2.3, og derav navnet andre ordens forvregning.

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) \quad (2.4)$$

Figur 2.5 a og b viser sammenhengen mellom inngang og utgang ( $K_1 = 10$  og  $K_2 = 2$ ). Av samme graf ser man også at det har blitt innført et DC-ledd (utgangen er ikke lengre symmetrisk om X-aksen) på grunn av annenordens leddet. Figur 2.5 c viser innføringen av en frekvenskomponent på den doble frekvensen. Amplituden til den 2. harmoniske vil øke som kvadratet av inngangssignalet mens den fundamentale frekvensen bare vil øke lineært med forsterkningen  $K_1$ . Dette betyr at amplituden til annengradsleddet vokser mye raskere enn førsteordens leddet. Punktet der amplitudene er like store kalles "Second Order Intercept"punkt. Dette punktet blir brukt for å karakterisere lineæriteten på forsterkere. Fordelen med partalls harmoniske (2. 4. og 6. harmoniske osv) er at de ikke gir bidrag i selve båndet og kan derfor filtreres vekk [9, side 22-25].



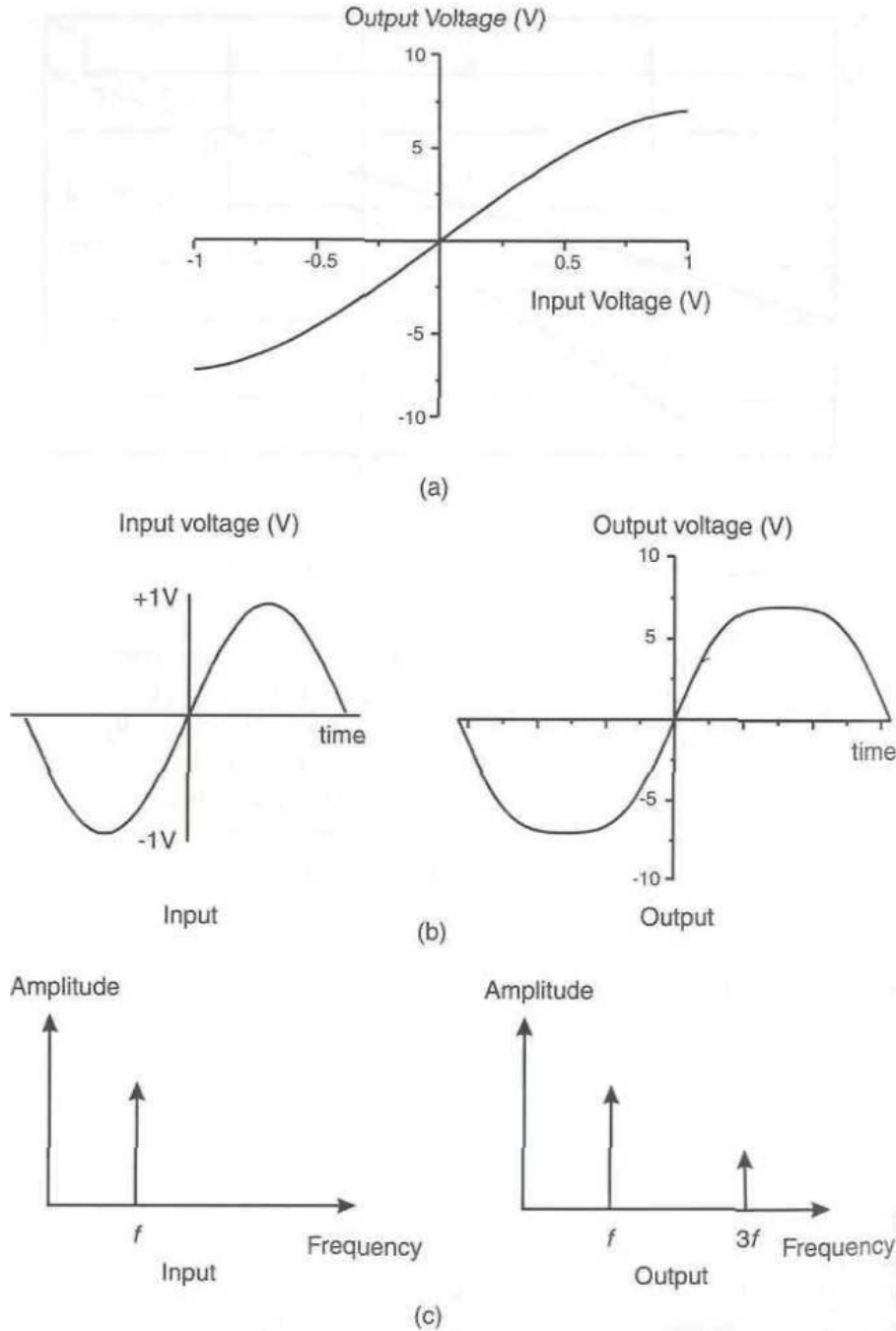
Figur 2.5: a) Inn- og ut-gangsspenningen i tidsplanet b) Fasongen på signalet før og etter forsterkeren c) overføringsfunksjonen i frekvensplanet.

### 2.4.3 Tredje ordens forvregning

Nye problem oppstår når tredje ordens ledd er inkludert i overføringsfunksjonen til forsterkeren (se likning 2.5).

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_3 V_{in}^3(t) \quad (2.5)$$

Overføringsfunksjonen til likning 2.5 er vist i figur 2.6 der  $K_1 = 10$  og  $K_3 = -3$ . På figur 2.6b har nå utgangen blitt symmetrisk om X-aksen og DC-leddet som var der for den annen harmoniske er borte. Figur 2.6c viser den nye frekvens komponenten på  $3f$  (3 ganger den fundamentale) og dens amplitude ved den gitte overføringsfunksjonen. Av dette kommer navnet tredje ordens forvregning [9, side 25 - 26].



Figur 2.6: a) Inn- og utgangsspenningen i tidsplanet b) Fasongen på signalet før og etter forsterkeren c) overføringsfunksjonen i frekvensplanet. ( tatt utgangspunkt i likning

En annen ting figur 2.6 viser er at utgangsgrafene er blitt komprimert i forhold til fassongen på inngangen.

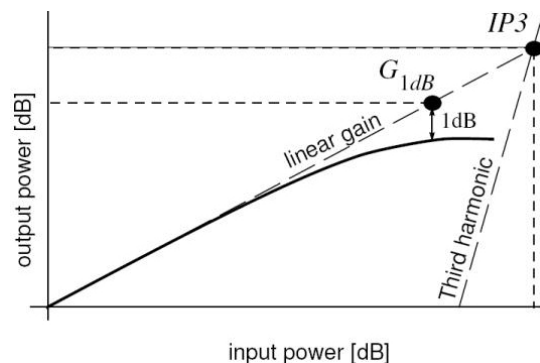
Setter inn  $V_{in}(t) = V_P \sin(\omega t)$  i likning 2.5 der  $K_1 = 10$  og  $K_3 = -3$ .

$$V_{out}(t) = 10V_P \sin(\omega t) - \frac{9V_P^3}{4} \sin(\omega t) + \frac{3V_P^3}{4} \sin(3\omega t) \quad (2.6)$$

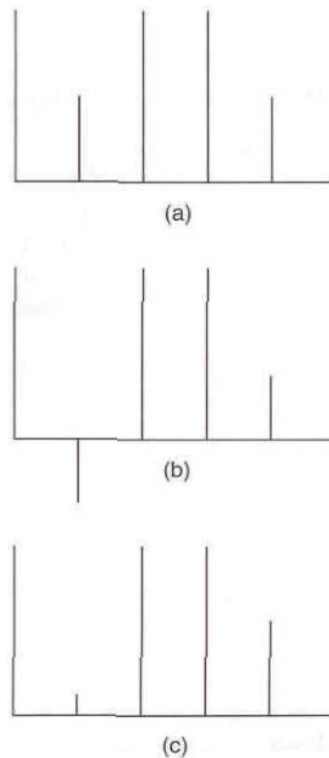
Av likning 2.6 ser man at det har kommet inn et negativt ledd som har samme frekvens som den fundamentale. Dette er et tredjeordens ledd og øker derfor raskt. Det er på grunn av dette leddet at figur 2.6 b har fått redusert forsterkning på utgangen. Dette er det store problemet med odde-ordens harmoniske (3., 5. og 7. harmoniske osv) at de gir bidrag på den fundamentale frekvensen og forårsaker kompresjon på utgangen. Det siste tredjeordens leddet ligger på  $3f$  og kan derfor filtreres bort.

#### 2.4.4 1dB Kompresjonspunkt

For sterke inngangssignaler begynner forsterkerne å komprimere. For å beskrive hvor sterke inngangssignaler forsterkeren tåler før den komprimerer har betegnelsen 1dB kompresjonspunkt blitt innført. Den sier for hvilken utgangseffekt utgangen er 1dB lavere enn det ideelle tilfellet. På figur 2.7 er dette vist for overføringsfunksjonen gitt av likning 2.6.



Figur 2.7: 1dB Kompresjonspunkt for en forsterker med overføringsfunksjon gitt av likning 2.6 [3]



Figur 2.8: Intermodulasjons-resultat (IMD) av både AM-AM og AM-PM (a) IMD fra AM-AM. (b) IMD fra AM-PM. (c) IMD fra både AM-AM og AM-PM.

### 2.4.5 AM-PM

AM-PM eller faseforvregning har oppstått når fasen på utgangen avviker fra fasen på inngangen. Modulasjonen har gått fra amplitudemodulasjon (AM) på inngangen til fasemodulasjon (PM) på utgangen og derav AM-PM. En ideell forsterker ville ha hatt en uendret fase på utgangen, men på grunn av ulineariteter endrer den seg. Det er vanlig at fasen endrer seg lineært opp til et bestemt punkt, og deretter endrer seg mer ulineært. Grunnen til dette er at forsterkeren forsinkes ulike frekvenskomponenter ulikt. I realiteten vil utgangen inneholde både amplitude- og faseforvregning (AM-AM og AM-PM). På grunn av superposisjonen av AM-AM og AM-PM kan det føre til at IMD-produktene blir asymmetriske, og kan føre til en forsterkning av produktene [9, side 62]. I figur 2.8 er IMD-produktene som kan oppstå på grunn av AM-AM og AM-PM illustrert. Faseforvregningen blir ofte målt ved 1 dB kompresjonspunktet til forsterkeren. AM-PM er ikke like enkel å generalisere slik det er med amplitudedeforvregning.

## 2.5 Måling av ulineære effekter

### 2.5.1 To-tone test

To-tone testen er en av de mest vanlige testene for å måle lineæritetsegenskapene til en effektförsterker. Ved å påtrykke to signal (derav to-tone) med lik amplitude, men ulik frekvens blir responsen målt på utgangen. Det er lagt til grunn at utgangs- og inngangs-spenningen kan uttrykkes på formen vist i likning 2.7. De ulike frekvensen må ligge i båndet og ha en frekvensavstand mye mindre enn RF frekvensen. To-tone testen kan illustrere fase- og amplitude-forvringning.

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) + K_4 V_{in}^4(t) + K_5 V_{in}^5(t) \dots \quad (2.7)$$

$$V_{in}(t) = v \cos(\omega_1 t) + v \cos(\omega_2 t) \quad (2.8)$$

Når 2.8 blir påtrykt på inngangen vil utgangen bli på formen 2.9

$$\begin{aligned} V_{in}(t) = & a_1 \cdot v \cdot (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + a_2 \cdot v^2 \cdot ((\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 \\ & + a_3 \cdot v^3 \cdot (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^3 + a_4 \cdot v^4 \cdot (\cos(\omega_1 t) \\ & + \cos(\omega_2 t))^4 + a_5 \cdot v^5 \cdot (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^5 + \dots \end{aligned} \quad (2.9)$$

Her vil hver (likning 2.9) orden representere en grad av forvringning. I tillegg A vises en tabell med trigonometriske sammenhenger samt produktene som oppstår ved en to-tone test. Ser man bare på de to første leddene i tabell A.2 har de komponenter enten ved ved grunnfrekvensen og annen harmoniske. Komponenter som  $\omega_2 \pm \omega_1$  er andre ordens intermodulasjons produkt som sjelden skaper noe problem siden de ligger utenfor båndet, og derfor enkel å filtrere bort. Dette gjelder også høyere like ordens ledd. Problemene oppstår på de odde ordens produkt og hovedsaklig tredje ordens produkt. Av tabell A.2 ser man at tredjeordens leddet gir bidrag som  $2\omega_2 - \omega_1$  og  $2\omega_1 - \omega_2$ . Disse produktene oppstår innen for båndet og vil derfor vær umulig å filtrere bort.

### 2.5.2 Adjacent Channel Power Ratio

Innenfor trådløs kommunikasjon er spektral effektivitet viktig for å utnytte båndbredden best mulig. For å kunne legge kanalene så nærme hverandre som mulig er man avhengig av at nabokanalen forstyrrer minst mulig. På grunn av

ulineariteter i forsterkeren vil signalet spre seg til nabokanalen. Dette kalles spektral oppgroing. ACPR er et mål på hvor mye effekt som ligger i båndet  $\Delta f$  større enn den tilhørende kanalen i forhold til den totale effekten i kanalen selv. ACPR kan derfor defineres som i likning 2.10 . Ulike signalstandarder har ulike krav til ACPR.  $\Delta f$  varierer også mellom standardene.

$$ACPR = \frac{P_{Adjacent-channel}}{P_{Main-channel}} \quad (2.10)$$

## 2.6 Effektivitet

En av de viktige karakteristikene av en forsterker er hvor effektiv den er. Effektiviteten sier noe om hvor godt den omformer DC effekten til RF utgangseffekt. I likning 2.11 er effektiviteten definert som forholdet mellom RF utgangseffekt og påtrykt DC effekt. Dette er også kjent som drain effektivitet [10].

$$\eta_{drain} = \frac{P_{RFout}}{P_{DC}} \quad (2.11)$$

“Power added efficiency”(PAE) er mye brukt i datablad og er den som er mest vanlig innenfor radiomiljøet. Her blir det tatt hensyn til den påtrykte RF-effekten (se likning 2.12). Ved veldig høy forsterkning(  $>30\text{dB}$ ) vil PAE bli tilnærmet lik drain-effektiviteten. PAE maks vil alltid falle for økende frekvens. Dette er fordi den maksimale forsterkningen avtar for økende frekvenser [10].

$$PAE = \frac{P_{RFout} - P_{RFin}}{P_{DC}} \quad (2.12)$$

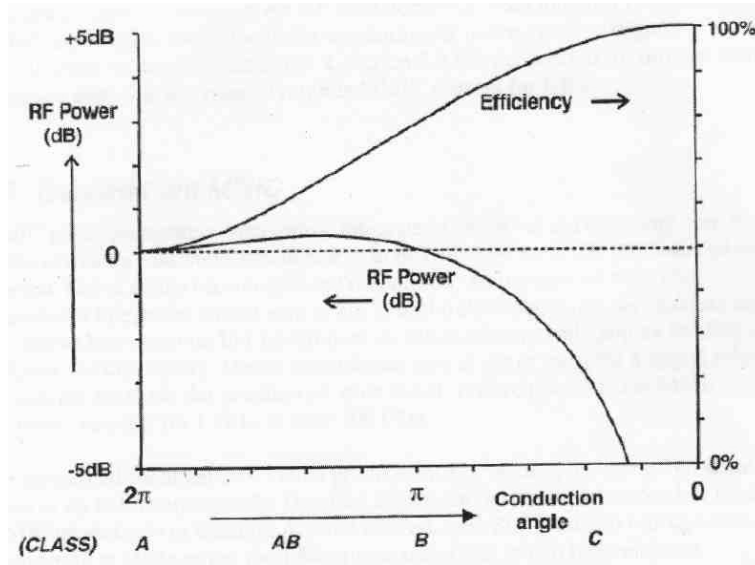
Det som kanskje uttrykker effektiviteten mest rett er likning 2.13. Den uttrykker utgangs RF-effekten i forhold til påtrykt DC- og RF-effekt.

$$\eta_{tot} = \frac{P_{RFout}}{P_{DC} + P_{RFin}} \quad (2.13)$$

Maks effektivitet oppnås for de fleste forsterkere ved den høyeste ut-effekten forsterkeren kan levere. I dette område er den også mest ulineær. For å øke



område med høy effektivitet og gode lineære egenskaper, blir effektiviserings- og lineariserings-metoder brukt.



Figur 2.9: Sammenhengen mellom ledningsvinkel (forsterker klasse) og effektivitet

## 2.7 Forsterkerklasser

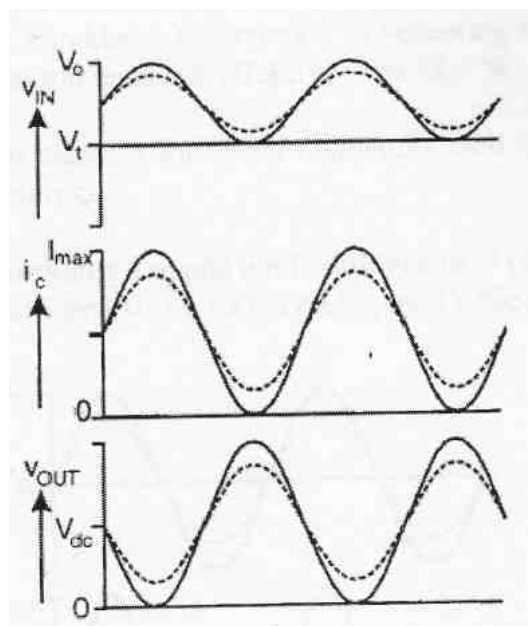
Det finnes ulike måter å konstruere forsterkere til RF applikasjoner. Ulike applikasjoner setter naturligvis ulike krav til forsterkeren. De forskjellige kravene dreier seg hovedsaklig om effektforbruk, varmeutvikling og grad av lineæritet. RF forsterkere kan primært sett deles opp i to hovedkategorier; lineære og ulineære forsterkere. Lineære forsterkere prøver å gjenskape det opprinnelige signalet uten og forvrengte det. Ulineære fortsterkere eller konstant envelope forsterkere gjør ingen forsøk på gjenskape inngangsignalet. Videre blir forsterkerene delt opp i ulike klasser, henholdsvis A, B, AB og C som er de mest vanlige typene.

Klasse A, AB og B er alle regnet som lineære forsterkere der klasse A er den mest lineære og B den minste av de tre. Det som kjennetegner disse er som navnet tilsier, de forvrenger signalet lite sammenlignet med sine ulineære konkurrenter.

Klasse C, D, E, F, G, H og S er ulike ulineære forsterkere som kjennetegnes av en veldig høy effektivitet og ulinearitet. Disse klassene er generelt mer komplekse å designe, men utbytte i form av lavt effektforbruk gjør de ettertraktet.

### 2.7.1 Klasse A forsterker

Her blir det valgt et arbeidspunkt slik at det går strøm gjennom drain til enhver tid. Da vil transistoren operere i sitt lineære område og det vil være minimalt med forvrengning av signalet. For at det skal kunne gå strøm gjennom drain hele tiden må ledningsvinkelen være 360 grader. Det vil si at hele perioden til RF-signalet går gjennom uten noen form for klipping. Figur

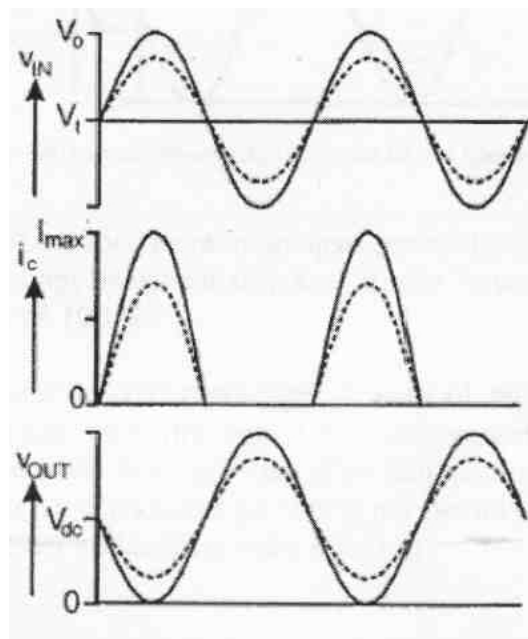


Figur 2.10: Inngangs- og utgangs-signal for en klasse A forsterker

2.10 viser tydelig at det er lineær sammenheng mellom inngang- og utgangssignalet. Dette vil derfor gjøre den god for envelopemodulerte signal. Den store svakheten til en klasse A forsterker er effektiviteten. Siden det hele tiden går strøm igjennom transistoren vil den brenne av effekt hele tiden. På grunn av all den brente effekten vil en klasse A forsterker utvikle mye varme. Det er derfor nødvendig å tenke på kjøling. Den teoretiske effektiviteten til en klasse A forsterker er 50%, den realistiske effektiviteten er betydelig mindre.

### 2.7.2 Klasse B forsterker

Ved å endre arbeidspunktet til "cut-off", vil det kun gå strøm gjennom drain i halve perioden. Dette gir en ledningsvinkel på 180 grader. Selv om det er bare halve perioden som kommer igjennom regnes den fortsatt som en lineær forsterker. Signalet vil inneholde forvrengning, men ved hjelp av filter på utgangen vil mye av forvrengningen forsvinne. Klasse B forsterkeren har en teoretisk effektivitet på hele 78,5% .



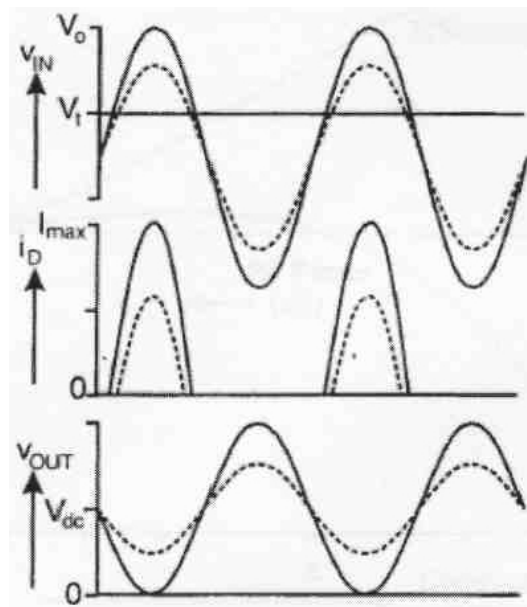
Figur 2.11: Inngangs- og utgangs-signal for en klasse B forsterker

### 2.7.3 Klasse AB forsterker

Som navnet tilsier er dette en forsterker som er en mellomting mellom klasse A og B. Den har en ledningsvinkel større enn 180 grader, men mindre enn 360 grader. Den vil ha mindre forvrengning enn klasse B, men mer enn klasse A. Lineæriteten vil være bedre sammenlignet med klasse B, men dårligere i forhold til klasse A. Effektiviteten til klasse AB forsterkere vil variere etter hvor arbeidspunktet blir satt, men den teoretiske effektiviteten ligger en plass mellom 78,5% og 50% .

### 2.7.4 Klasse C forsterker

For en klasse C forsterker er ledningsvinkelen mindre enn 180 grader. Det vil si at transistoren får mindre enn halvparten av inngangssignalet å jobbe med. Det vil derfor bli kraftige forvrengninger av inngangssignalet, og forsterkeren er blitt veldig ulineær. Den egner seg derfor dårlig til applikasjoner som krever lineær forsterkning.

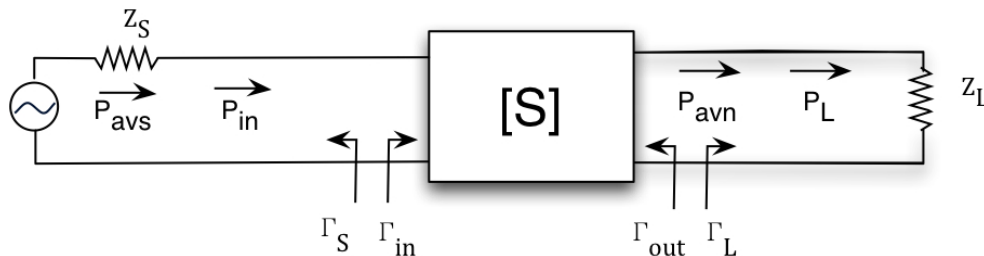


Figur 2.12: Inngangs- og utgangs-signal for en klasse C forsterker

## 2.8 To-port analyse

For å få en fungerende og optimalisert forsterker er det viktig med tilpasset nettverk rundt inn- og ut-gang. Dette er det flere måter å gjøre på, og er avhengig hva det blir optimalisert for. Ofte er det ønskelig med høy effekt ut, mens i andre tilfeller er maks forsterkning hovedmålet. I begge tilfeller er det viktig at forsterkeren er stabil. På figur 2.13 er det vist en enkel to-port krets som illustrerer hvilke impedanser det blir tilpasset med hensyn på. Alle uttrykk i dette delkapittelet er kun gyldig for en lineær to-port, men er sett på som en god tilnærming da uønskede oscillasjoner hovedsaklig oppstår i det lineære område.

### 2.8.1 Forsterkningsdefinisjoner



Figur 2.13: To-port krets

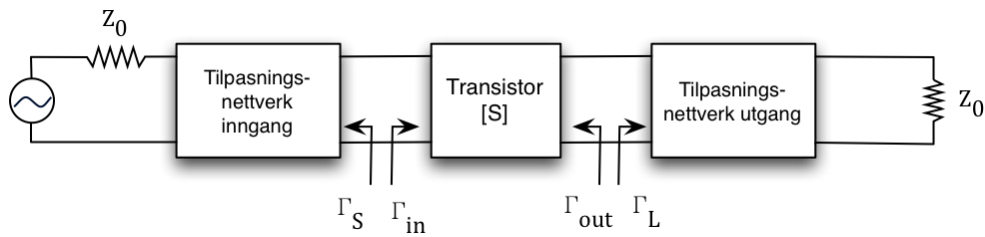
Innen RF-verdenen er det ulike måter å definere forsterkning på. Det som skiller de, er måten to-porten er tilpasset kilden og lasten på. I Pozar [5, side 195] er de definert på følgende måte:

- Effektforsterkning  $G = \frac{P_L}{P_{in}}$ : er forholdet mellom effekten dissipert i lasten  $Z_L$  og effekten levert til inngangen på to-port netverket. Denne definisjonen er uavhengig av kilde impedansen  $Z_S$
- Tilgjengelig forsterkning  $G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}}$ : er forholdet mellom effekt tilgjengelig fra to-porten og effekten tilgjengelig fra kilden. Dette forutsetter konjugert tilpassning både på kilden og lasten. Tilgjengelig forsterkning er avhengig av kilde impedansen  $Z_S$ , men uavhengig av lasten  $Z_L$
- Transducer effektforsterkning  $G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$ : er forholdet mellom effekt levert til lasten og effekten tilgjengelig fra kilden. Den er avhengig av både  $Z_S$  og  $Z_L$

Når både inngangen og utgangen er konjugert tilpasset to-porten vil forsterkningen være størst. For dette tilfelle er  $G = G_A = G_T$ .

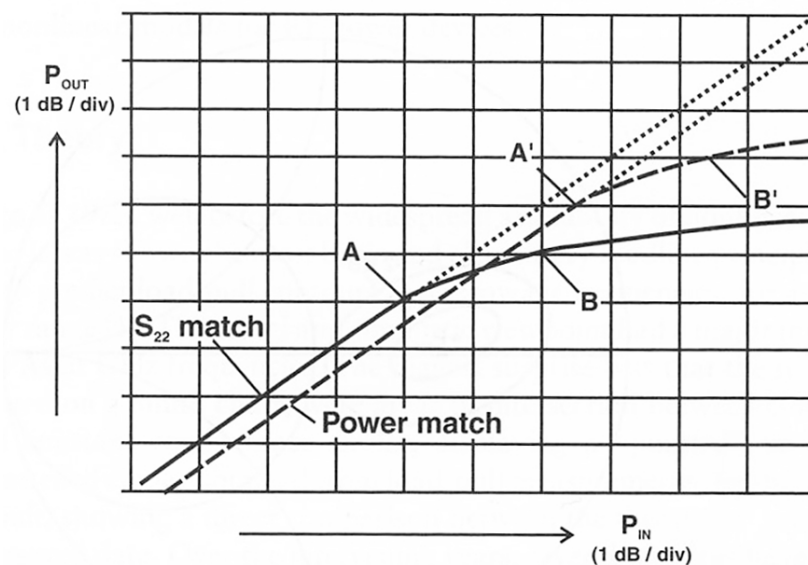
### 2.8.2 Tilpassning

For at så mye av den påtrykte effekten ikke skal bli reflektert tilbake til kilden er det viktig med god tilpassning på inngangen. Når det gjelder tilpassningen av utgangen er det forskjellige alternativer. I forrige avsnitt ble det sagt at maks forsterkning oppnås ved konjugert tilpassning på både inn- og ut-gang. Dette gjelder primært små signal. Under tilpassningsprosessen er det vanlig å simulere med svake signal, selv om forsterkeren skal operere på langt høyere inngangssignal. I figur 2.15 illustreres en overføringskaraktrestikk av en klasse



Figur 2.14: Genrell tilpasning av en enkel transistor

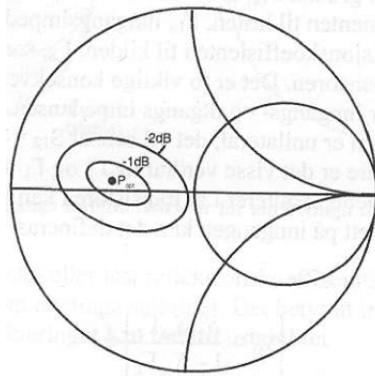
A forsterker med ulik tilpasning. Den heltrukne linjen er konjugert tilpassning mens stiplet linje er effektilpassning. Av grafen kan en se at både 1dB kompresjonspunktet og maksimum lineær effekt er høyere for effektilpassningen kontra konjugert tilpassning. For småsignal vil det høyst sannsynlig føre til 1dB lavere forsterkning [4, side 19] kontra konjugert, men økt 1dB kompresjonspunkt er mer ønskelig. Her kommer det tydelig fram forskjellen mellom tilpasset for maks forsterkning og størst effekt ut.



Figur 2.15: A og A' er maks lineær effekt ut for henholdsvis Konjugert ( $S_{22}$ )- og effekt-tilpassning. B og B' er 1dB kompresjonspunktet for de samme tilpassningen. 2dB forbedring på 1dB kompresjonspunktet [4, side 19].

Load-Pull målinger er en annen måte å tilpasse for størst effekt ut. Kort fortalt fungerer den slik at utgangen blir belastet med ulike laster for å finne den lasten som gir størst effekt ut. Dette innebærer ofte mange målinger og

kan være en tidkrevende prosess. Dette blir også brukt for å lage storsignalmodeller av komponenter som feks transistorer. Figur 2.16 er et eksempel på hvordan en slik måling kan se ut.



Figur 2.16: Eksempel på load-pull data.  $P_{opt}$  er da lasten for optimalisert effekt ut.

### 2.8.3 Stabilitet

Det hjelper lite med høy forsterkning vis forsterkeren oscillerer og er ustabil. Oscillasjonene oppstår når enten inn- eller ut-gangsimpedansen har negativ realdel, noe som impliserer at  $|\Gamma_{in}| > 1$  eller  $|\Gamma_{out}| > 1$ . Siden  $\Gamma_{in}$  og  $\Gamma_{out}$  er avhengig av kilde og last tilpasningene (se figur 2.14 og likning 2.14) er stabiliteten til forsterkeren avhengig av  $\Gamma_S$  og  $\Gamma_L$  [5, side 199]. Det kan derfor defineres to typer stabilitet:

- Ubetinget stabil: Nettverket er ubetinget stabilt hvis  $|\Gamma_{in}| < 1$  og  $|\Gamma_{out}| < 1$  for alle passive kilde- og last-impedanser ( $|\Gamma_S| < 1$  og  $|\Gamma_L| < 1$ )
- Betinget stabil: Nettverket er betinget stabilt hvis  $|\Gamma_{in}| < 1$  og  $|\Gamma_{out}| < 1$  for kun et bestemt utvalg av passive kilde- og last-impedanser. Dette er også kjent som potensielt ustabilitet.

Det er et vanlig krav at forsterkeren skal være ubetinget stabil, og siden stabilitet er frekvensavhengig må stabiliteten ses over et bredt frekvensbånd. Med utgangspunkt i figur 2.14 og betingelsene for ubetinget stabilitet kan man utlede uttrykk for både  $\Gamma_{in}$  og  $\Gamma_{out}$ :

$$|\Gamma_{in}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_S}| < 1 \quad (2.14a)$$

$$|\Gamma_{out}| = |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_L}| < 1 \quad (2.14b)$$

Er transistoren unilateral ( $S_{12} = 0$ ) blir likning 2.14 forenklet til kun å omhandle  $S_{11}$  og  $S_{22}$ . Dette er dog ikke et reelt tilfelle selv om  $S_{12}$  ofte er veldig liten. Dette betyr at det finnes et datasett med kilde- og last-impedanser som gjør forsterkeren ustabil. For å visualisere hvilke impedanser som gir ustabilitet kan stabilitetssirkler brukes. Sett fra inngangen kan det utledes en grensebetingelse fra likning 2.14a:

$$|S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}| = 1 \quad (2.15)$$

Ved videre utledning kan denne ligningen skrives om til et uttrykk for radiusen ( $R_L$ ) og sentrum ( $C_L$ ) til utgangs stabilitetssirkelen i Smith diagrammet:

$$R_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.16a)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.16b)$$

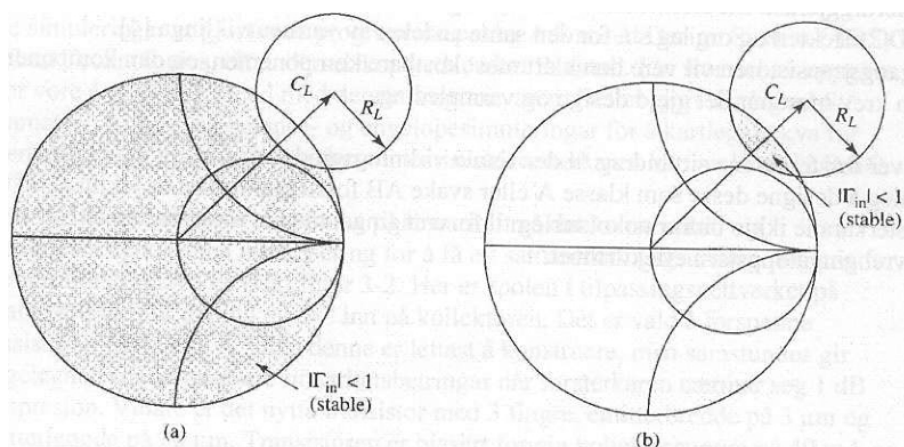
der  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Stabilitetssirklene kan ligge utenfor, delvis inni eller omslutte hele Smith diagrammet, og viser hvilket område ulike laster gir stabilitet og ustabilitet. Figur 2.17 illustrerer stabilitetssirkelen for to ulike scenarioer -  $|S_{11}| < 1$  og  $|S_{11}| > 1$ . Det betyr at sentrum av Smith diagrammet må undersøkes for å finne ut om det stabile område ligger henholdsvis innefor eller utenfor sirkelen. Det samme kan gjøres for å finne inngangs stabilitetssirkler. Når ingen kilde- eller last-impedanser kan gi ustabilitet er forsterkeren ubetinget stabil. Er det mulig å akseptere et design som ikke gir maks forsterkning, er dette som regel oppnåelig [5, side 202].

En praktisk test som er mye brukt innen RF-verden er Rollets betingelse:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|^2} > 1 \quad (2.17)$$





Figur 2.17: Utgangs stabilitetssirkler for en betinget stabil komponent. (a)  $|S_{11}| < 1$ . (b)  $|S_{11}| > 1$  [5, side 201].

$$|\Delta| < 1 \quad (2.18)$$

Hvis  $K$  er større enn 1 er transistoren ubetinget stabil, og er den mindre enn 1 er stabiliteten avhengig av hvor kilde- og last-impedansene ligger i forhold til stabilitetssirklene. Det er ikke noe poeng å ha for høye  $K$ -verdier, da det ikke nødvendigvis gjør den noe mer stabil.  $K$ -verdier større enn 1 gir som regel reduksjon i forsterkning.

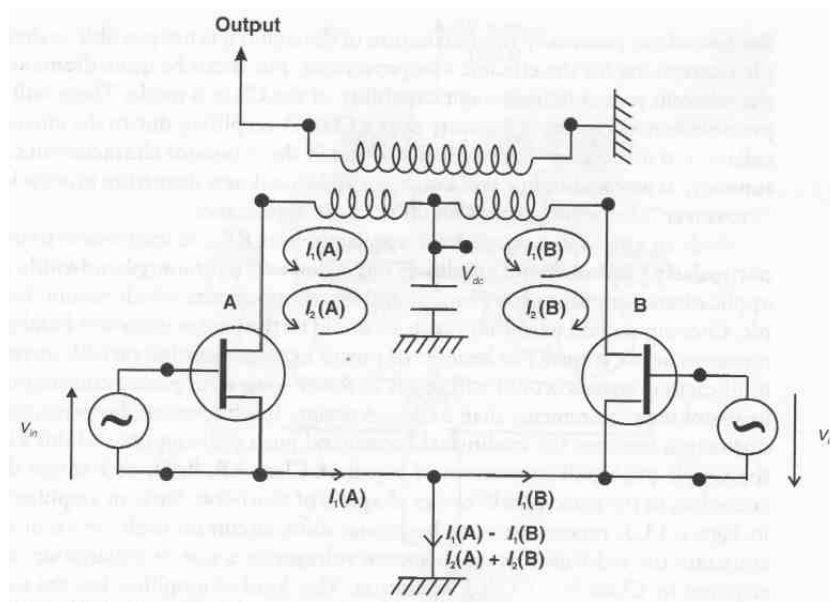
## 2.9 Push-pull

Høy effektivitet samt god lineæritet er drømmen for de fleste RF-designere. Som vist tidligere er dette vanskelig (om ikke umulig) å oppnå. Utfordringen blir derfor å finne en teknikk som ivaretar utgangssignalet samt har høy effektivitet. Push-pull er i så måte en teknikk som kan brukes.

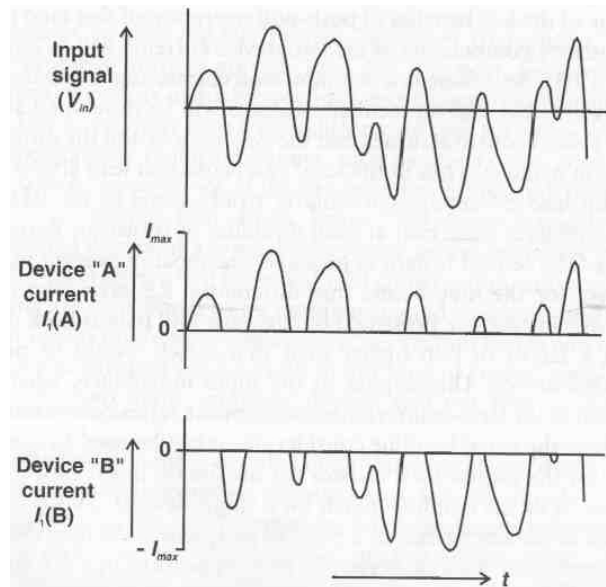
Innenfor audio er lineæritet alfa omega og kravene for et tilnærmet perfekt gjenskapt utgangssignal er store. Det blir derfor ofte brukt klasse A forsterkere i slike sammenhenger. Klasse A forsterkeren har en teoretisk effektivitet på 50%, mens den i realiteten er mye mindre. Det betyr mye varme og stort strømtrekk. Motivasjonen for push-pull var derfor effektiviteten til en klasse B forsterker med lineæriteten til en klasse A.

En mulig realisering av en push-pullforsterker er to transistorer biasert som klasse B i parallell. Ved å splitte inngangssignalet til to grener samt forsinke

den ene grenen med en halv periode er det mulig å gjenvinne hele inngangssignalet på utgangen. Da vil hver transistor få hver sin halvdel av signalet, og man greier å utnytte effektiviteten til klasse B samt ivareta en god lineæritet på utgangen. Figur 2.19 illustrerer dette for en push-pull audioforsterker (figur 2.18). Lineæriteten vil faktisk kunne bli bedre sammenlignet med en klasse A på grunn av kanselleringene av annenharmoniske. Det oppstår riktignok "crossover"støy som utligner fordelene litt. Effektiviteten til en push-pullforsterker med klasse B biaserte transistorer er umulig å beregne på grunn av signalets tilfeldighet, men den ligger en plass mellom klasse A og B [4, side 374]. Siden de ulike grenene er faseforskyvet 180 grader vill de uønskede komponentene være inverterte i forhold til hverandre, og ideelt sett kansellere hverandre når de blir til ett signal. For at denne fordelene skal utnyttes best mulig er det viktig at signalet blir holdt mest mulig uforandret. Det vil derfor være ugunstig med tilpasningsnettverk rundt komponenter inne i grenene. Disse vil endre signalets komponenter og forringe kanselleringen. Harmonisk optimalisering er derfor lite utbredt innenfor grenene. Tilpasningsnettverk før og etter splitting og sammenslåing av signalet er derfor å anbefale.

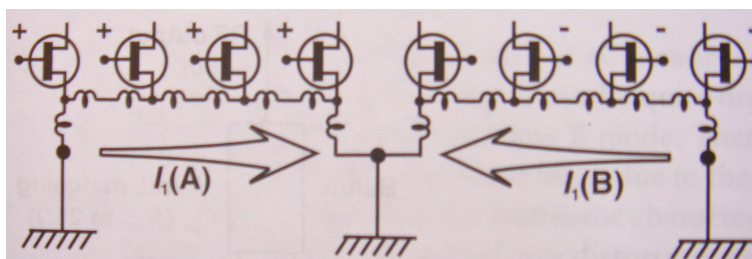


Figur 2.18: Audio push-pullforsterker, kilde: [4, side 373]



Figur 2.19: Inngangsstrømmen og strømmen gjennom transistor A og B , kilde: [4, side 373]

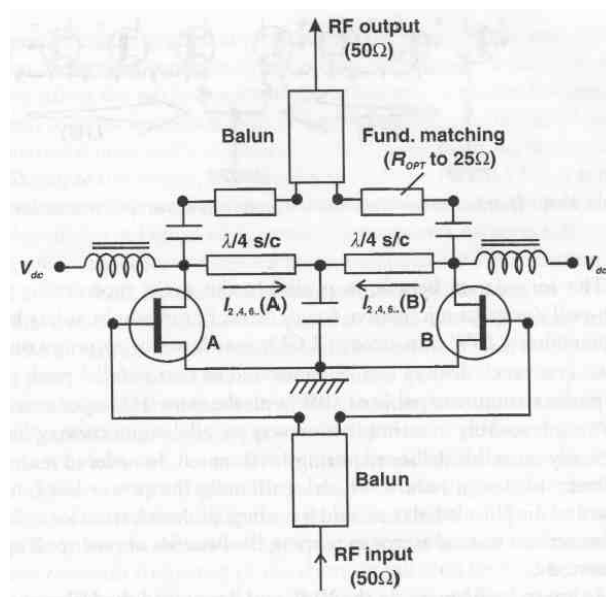
For å lage forsterkere for høy effekt ( $> 3\text{W}$ ) er det vanlig og parallellkoble transistorene. Det er ganske vanlig at de har impedanser ned mot  $1\ \Omega$ , og når de blir koblet i parallell blir denne redusert med antallet i parallell. Det å tilpasse en forsterker med feks impedans på  $\frac{1}{4}\ \Omega$  (4 transistorer i parallell) er vanskelig, om ikke umulig. Ved å gjøre dette med push-pullteknikken gir det en impedans på de opprinnelige  $1\ \Omega$ , og tilpasning blir mye enklere. På figur 2.20 er dette vist for en løsning med 4 transistorer i hver gren. Utfordringen videre blir å designe balunere som tåler effekten, fase og amplitude balansering, samt ha neglisjerbar "insertion loss".



Figur 2.20: Push-pull forsterker med parallellkoblede transistorer, kilde: [4, side 376]

Push-pullforsterkere er mye brukt på RF-frekvenser opp til 500 MHz. For så

lave frekvenser er det enkelt å splitte og gjenvinne signalet. Transformatorer er gode til nettopp dette, og er mye brukt for lave frekvenser. Realiseringen i figur 2.18 bruker transformatorer. Innenfor RF kan tilgjengeligheten av transformatorer som tåler mer enn 1 W være begrenset, og det kan være behov for å se på andre realiseringer. Koblere med innlagt faseforskyving kan da evt brukes. Det er også mulig å forsinke signalet med bruk av linjer eller passive komponenter. For lave frekvenser blir linjer veldig plasskrevende, og en realisering av passive komponenter vil være å anbefale.



Figur 2.21: Realiseringen av en push-pullforsterker i GHz område, kilde: [4, side 375]

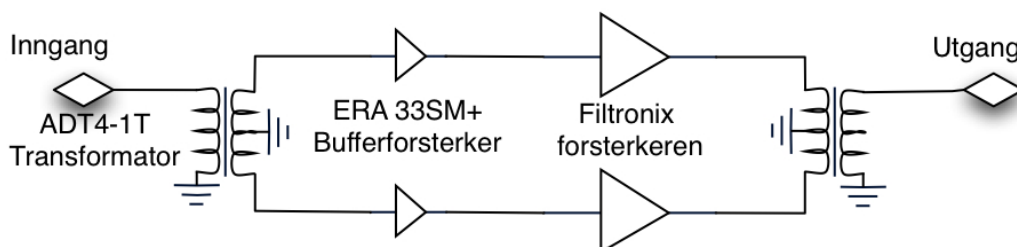
For høyere frekvenser er det vanskeligere å realisere push-pullforsterkere på grunn av innføringen av baluner. Kanselleringen av annenharmoniske er også vanskeligere på frekvenser i GHz område ved hjelp av push-pullmetoden. Figur 2.21 viser hvordan en push-pullforsterker kan realiseres i GHz område ved hjelp av kvartbølgelinjer og baluner.

Redundans er veldig viktig for elektronikk som skal brukes i rommet. Ved bruk av push-pull vil man innføre ønsket redundans på grunn av at man bruker to transistorer isteden for en. Innføring av push-pull på effektforsterkeren til telemetri og kontroll nedlinken vil gjøre det mulig å motta status fra satellitten selv om den ene transistoren er ødelagt.

## Kapittel 3

# Design og Simuleringer

I prosjektet [1] ble det designet en effektførsterker på 145 MHz for TT&C delen av studentsatellitten. Denne forsterkeren skal nå kombineres med en bufferforsterker i et push-pulldesign (se figur 3.1). Motivasjonen for å bruke push-pull er for og øke redundansen til systemet. Det er også derfor bufferforsterkeren er tatt med, da en enkeltstående bufferforsterker vil være en potensiell "single point of failure".



Figur 3.1: Valgt realisering for push-pullforsterker på 145 MHz

Det å designe en effektførsterker med kun småsignalmodell er vanskelig med tanke på å få god effektivitet og høy effekt ut. Til forskjell fra prosjektoppgaven [1] var det nå til rådighet en storsignalmodell for Filtronixtransistoren. Det var derfor naturlig å starte med og optimalisere forsterkeren fra prosjektet med hensyn på effekt ut og effektivitet (PAE). Fra teorien om push-pull teknikken og det å gjenvinne signalet på utgangen var det ønskelig og sammenligne resultatene med og uten tilpasning på inn- og ut-gang av transistoren. Til slutt ble det designet en 2 trinns forsterker i et push-pulldesign. I tabell 3.1 er spesifikasjonene for designet gitt. Grunnet god margin i linkbudsjettet (tabell 2.2) vil det bli lagt størst vekt på å få effektiviteten så høy som mulig.

Parameter	Verdier	Enhet
Frekvens	145	MHz
Båndbredde	12480	Hz
Forsterkning	36	dB
Uteffekt	28 - 30	dBm
Effektivitet	$\geq 45$	%
Systemimpedans	50	$\Omega$

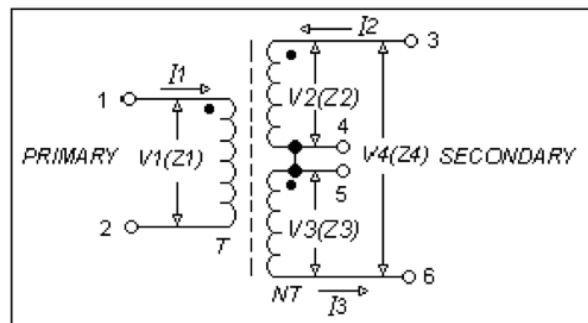
Tabell 3.1: Kravspesifikasjonene for en to trinns effektforsterker i et push-pulldesign

Agilent advanced Design System eller bedre kjent som ADS er programmet som har blitt brukt til design, simuleringer og utlegg. Dette er et kraftig designprogram for alle typer RF-applikasjoner, og er vidt utbredt innen industrien. Mye av tiden har derfor godt med til å sette seg inn i programvaren. For å analysere forsterkeren er det gjort småsignal S-parametersimuleringer og storsignal S-parametersimuleringer. For optimalisering av effekt ut og effektivitet ble det laget en en-tone testbenk (Tillegg D, figurD.1), samt en to-tone testbenk (Tillegg D, figurD.5) for måling av harmoniske. For optimalisering mot ulike mål (maks PAE eller maks effekt ut feks) ble OPTIM funksjonen i ADS mye brukt. Der setter du ønsket mål (GOALS) og optimaliserer komponentverdiene for å nå dette på best mulig måte. Det er også mulig å ha flere mål slik at feks forsterkningen ikke blir fordårlig når man optimaliserer med ønske om bedre effektivitet. Utlegget ble også designet i ADS, og det ble generert en Gerberfil som fresen bruker når kortet skal freses ut.

### 3.1 Bufferforsterker og transformator

Totalt på de to trinnene er det nødvendig med 36 dB forsterkning, og da kommer 14-15 dB fra bufferforsterkeren. Den skal forvrengne signalet minimalt, og for å ivarta envelopen best mulig må den ha 1dB kompresjonspunkt ca 3dB høyere enn uteffekten som vil gå igjennom den i bruk. Det gir 1dB kompresjonspunkt på ca 11 dBm. Mini-Circuits sin ERA 33SM+ [11] tilfredstiller disse kravene, og har blitt valgt som bufferforsterker til designet. Arbeidspunktet som ble valgt var en biaseringsstrøm på 32 mA og spenning på 9V. Dette var ett gitt arbeidspunkt fra S-parameterfilen, men også et arbeidspunkt som passet til bruken her.

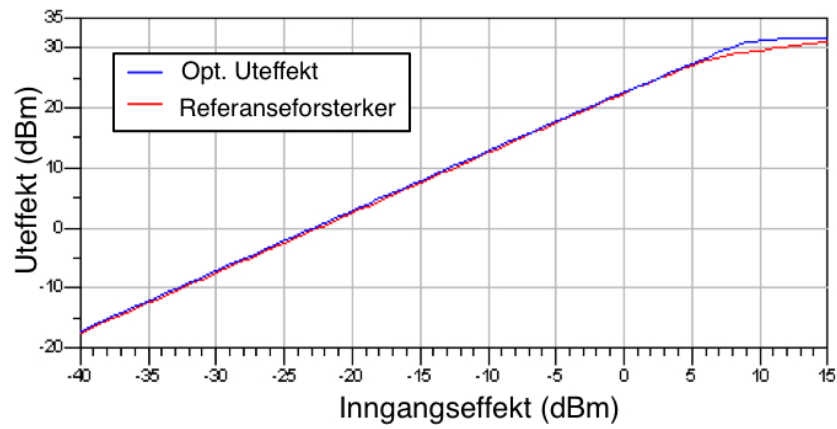
En annen sentral komponent som måtte skaffes var transformatoren. For at ene halvdel av signalet skal faseforskyves må det være uttak på midten av sekundærspolen (center-tapped transformer, se figur 3.2). Ved å definere jord på midten, blir den ene strømmen invertert og 180 grader faseskift er oppnådd. Transformatoren må også tåle en effekt på 1W. Mini-Circuits sin ADT4-1T [12] oppfylder begge disse kravene, samt at den har lite tap.



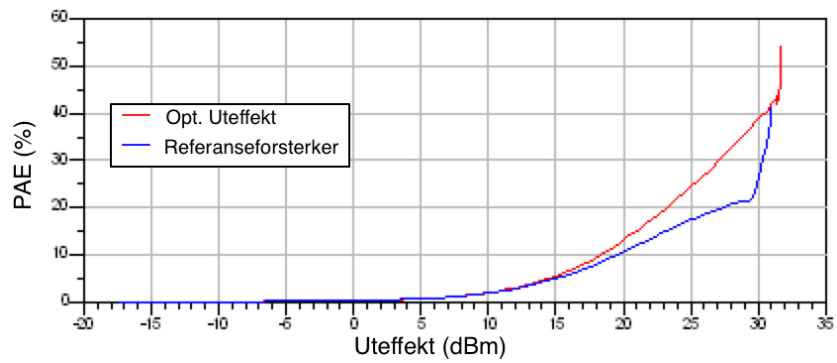
Figur 3.2: Transformator med uttak på midten av sekundærspolen (center-tapped transformer)

## 3.2 Optimalisering av prosjektet

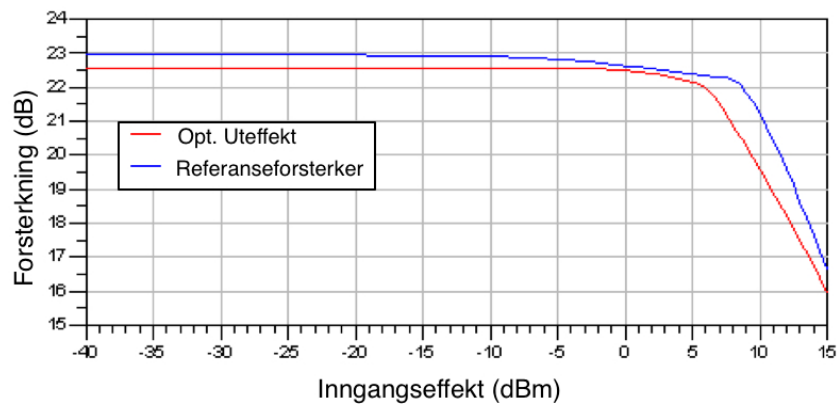
På grunn av mangel på storsignalmodell under prosjektet [1] var det naturlig først å se på forbedringspotensialene den hadde med tanke på effekt ut og effektivitet. Arbeidspunktet den hadde i prosjektet var en dyp klasse AB, og med storsignalmodell var det nå muligheter å teste ulike arbeidspunkt. Til et push-pulldesign er klasse B brukt mye på grunn av en ledningsvinkel på 180 grader, samt at det ville gi ønskede forbedringer i effektivitet. Arbeidspunktet på  $V_d=10V$  og  $I_d = 50 \text{ mA}$  ble derfor beholdt samt at arbeidspunktet med  $I_d = 0 \text{ mA}$  ble tatt med. Optimaliserings prosessen var delt i to der ene delen gikk på å få størst effekt ut, mens den andre delen gikk på å få høyest mulig effektivitet (PAE). Selve designet med tilhørende tilpasningsnettverk kan ses på i vedlegg B. For å tydeliggjøre forskjellene på forsterkeren designet i prosjektet og den optimaliserte forsterkeren ble prosjektforsterkeren brukt som referanseforsterker i alle optimaliserings plot. Fra signal nivå eksemplet til Birkeland [6, Side 24] ble det beregnet at et inngangssignal på 9 dBm ville være høyst sannsynlig. Forsterkeren ble derfor optimalisert for dette nivået på inngangen.



(a) Uteffekt



(b) Effektivitet (PAE)



(c) Forsterkning

Figur 3.3: Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med samme forsterker optimalisert for størst effekt ut. Drain strømmen er her 50 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm

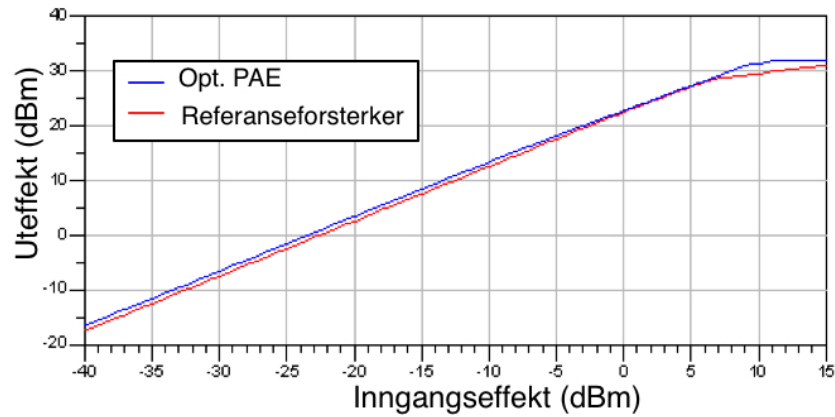


Når det ble optimalisert for størst effekt ble det oppnådd en forbedring på 0,7dB på maks effekt ut (figur 3.3(a)), og en forbedring på 1 dB kompresjonspunkt for uteffekt på 2,2 dB. Det ble også en forbedring på 0,4 dB på maks forsterkning. Av figur 3.3(b) ser man en tydelig forbedring av effektivitet over hele det aktive område.

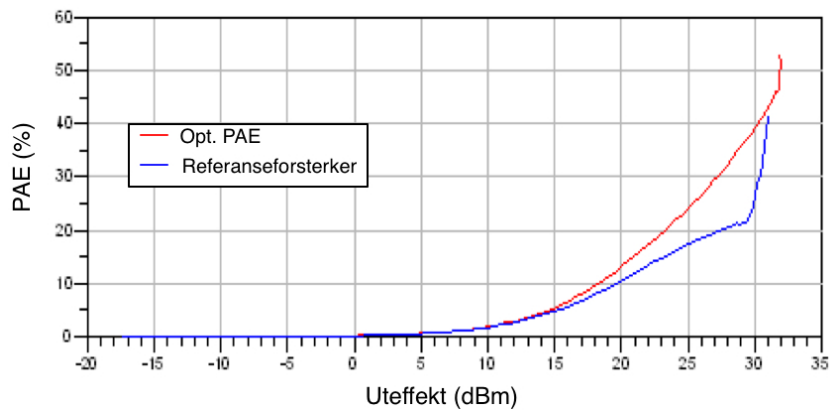
Når forsterkeren ble optimalisert for størst effektivitet (PAE) ble det oppnådd 0,9 dB bedre maks effekt ut (figur 3.4(a)). Det er en forbedring på 0,2 dB i forhold til den som ble optimalisert for størst effekt ut. Dette viser litt tilfeldigheten i en slik optimaliserings prosess. 1dB kompresjonspunkt ligger nå 2,8 dB under nivået til referanseforsterkeren, og viser at de lineære egenskapene har bli redusert for høyere effektivitet. Av figur 3.4(b) kommer det frem at effektivitet ligger jamt over høyere over hele det aktive området, og har fått høyere maksverdi jamfør forsterkeren som var optimalisert for maks effekt ut (figur 3.3).

For å forbedre effektiviteten enda litt mer samt gjør den mer passende for et push-pulldesign ble de samme optimaliseringen gjort for en klasse B biasert forsterker ( $i_d = 0$  mA). Referanseforsterkeren er også biasert som klasse B, selv om kretsen er designet for en biasstrøm på 50 mA. Her ble det også først optimalisert for størst effekt ut. Av figur 3.5(a) ser man at maks effekt ut har økt med 0,9 dB i forhold til referanseforsterkeren. Dette tyder på at designet til referanseforsterkeren holder mål også for lavere arbeidspunkt. Nivået på uteffekten har heller ikke svekket seg noe i forhold til 50 mA biassrøm. På forsterkningsfiguren (figur 3.5(c)) har det skjedd tydelige forandringer. Det har nå blitt 1 dB rippel for høyere inngangsnivå. Dette gir en del lavere 1 dB kompresjonspunkt og forringer lineæriteten. Effektiviteten har blitt noe høyere grunnet lavere arbeidspunkt, og ligger rett i overkant av 40% for 30 dBm ut.

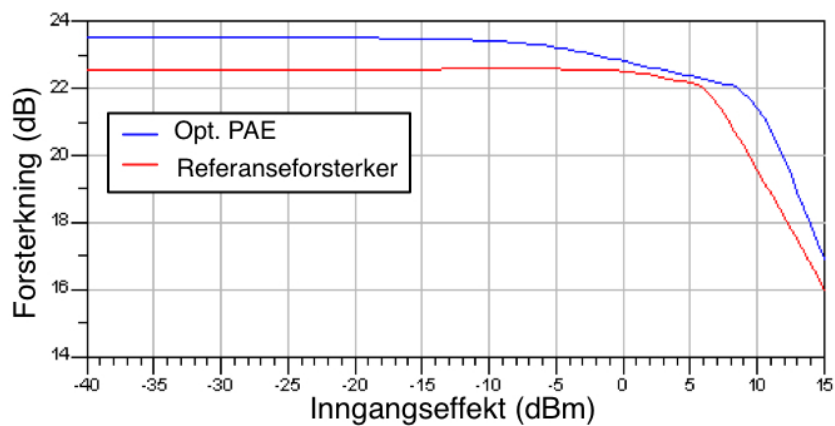
Når forsterkeren ble optimalisert for maks PAE ble uteffekten noe lavere på maks effekt ut, men ikke nevneverdig. Rippelen på forsterkningen har nå blitt litt mindre, og har derav forbedret lineæriteten. Effektiviteten har nå forbedret seg noen nye prosent, og er ca 43% ved 30 dBm ut.



(a) Uteffekt

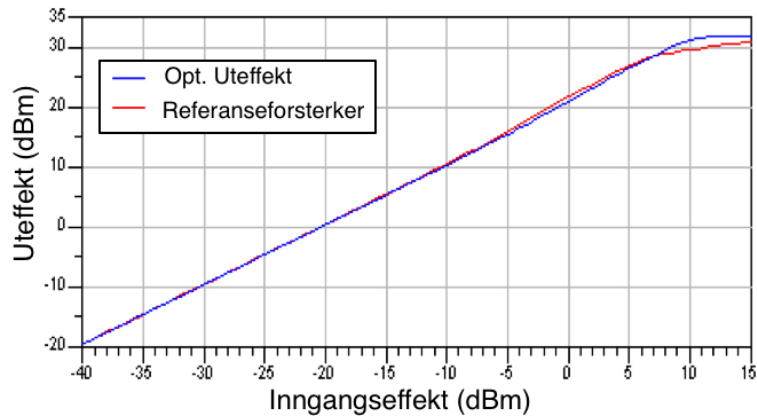


(b) Effektivitet (PAE)

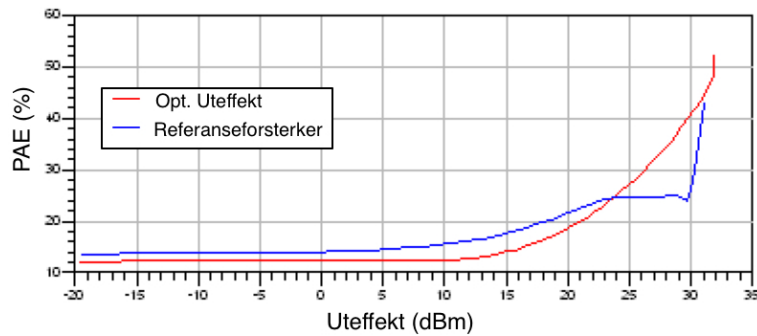


(c) Forsterkning

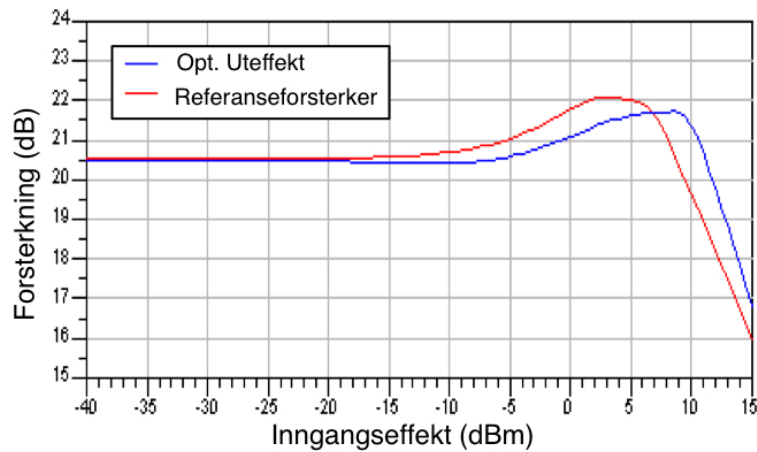
Figur 3.4: Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med samme forsterker optimalisert for størst effektivitet (PAE). Drain strømmen er her 50 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm



(a) Uteffekt

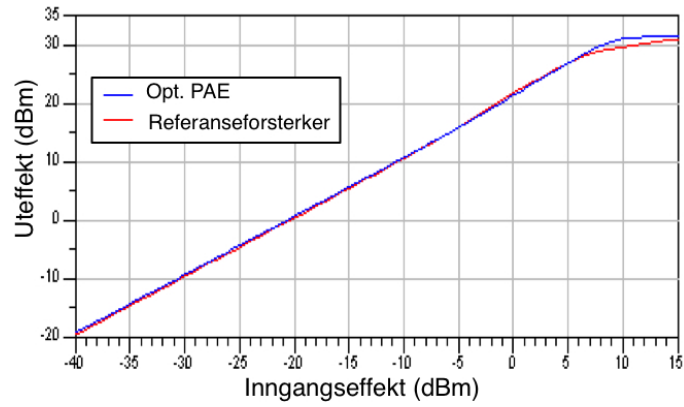


(b) Effektivitet (PAE)

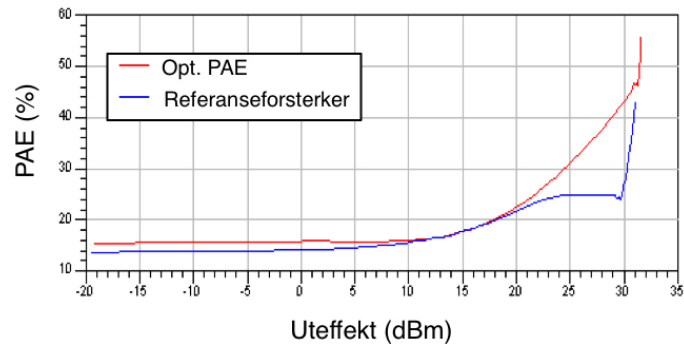


(c) Forsterkning

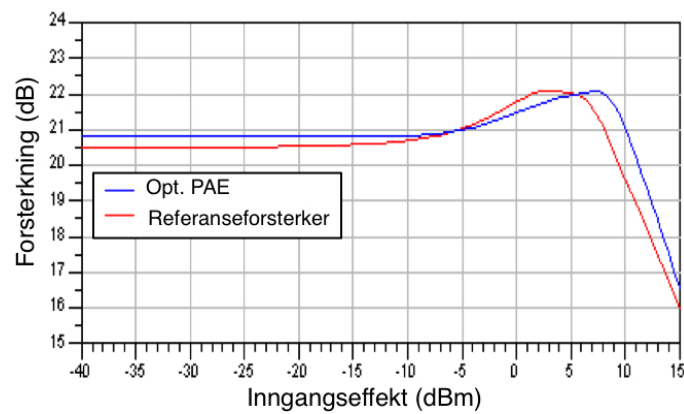
Figur 3.5: Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med samme forsterker optimalisert for størst effekt ut. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm



(a) Uteffekt



(b) Effektivitet (PAE)



(c) Forsterkning

Figur 3.6: Sammenligning av forsterkeren designet i prosjektet med samme forsterker optimalisert for størst effektivitet (PAE). Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm

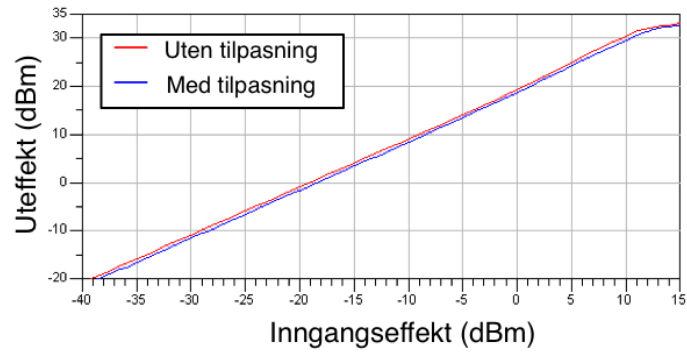
### 3.3 Push-pull simuleringer

Simuleringsresultatene av Filtronixtransistoren gav bedre effektivitet for en klasse B biasering enn lav AB. Arbeidspunktet med biasstrøm på 0 mA ble derfor beholdt. Av teorien for push-pullforsterkere er det gitt at harmonisk optimalisering og endringer av signalets form er ugunstig for å gjenvinne signalet etter transformatoren. Det ble derfor laget to design for Filtronix forsterkeren i push-pull. Det ene designet har tilpasningsnettverk på inn- og ut-gang av transistoren, samt inn- og ut-gang av transformatoren. Det andre designet har kun tilpasningsnettverk ved transformatoren.

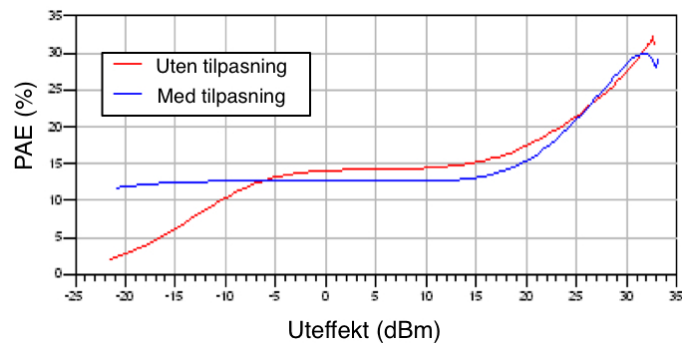
Av figur 3.12 kan man se at resultatene er meget lik med og uten tilpasning. Forsterkningen ligger ca 1 dB lavere med tilpasning, men har mindre rippel slik at lineæriteten er bedre. Når det gjelder effektivitet har den minsket med ca 12% i forhold til den enkle Filtronix forsterkeren. Her ligger versjonen uten tilpasning høyere for utgangsnivåer opp til 25 dBm, derfra og opp til ca 32 dBm har versjonen med tilpasning høyst effektivitet.

I figur 3.8 blir 3. ordens intermodulasjonsproduktet illustrert for de to ulike alternativene. Begge tonene følger hverandre tett, og er tilnærmet lik for begge alternativene. Begge ligger 20 dB under bærefrekvensen ved 30 dBm uteffekt.

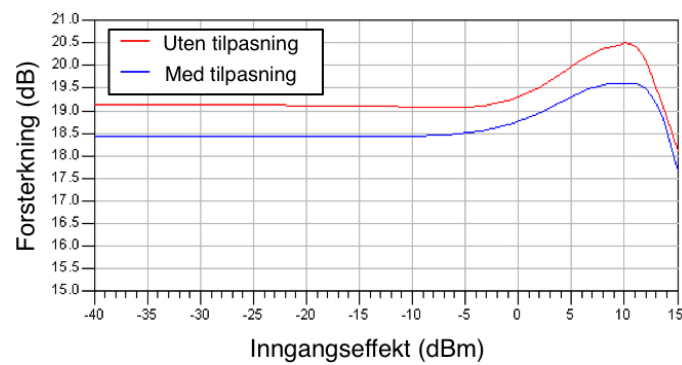
Ideelt sett skal en push-pullforsterker kansellere 2.,4, og 6. harmoniske. Av figur 3.9(a) kan man se at dette ikke er tilfelle for denne forsterkeren. Sammenlignet med figur 3.10(a) ligger de høyere harmoniske lavere med tilpasning enn uten. Selve spektrumet i båndet er lik for begge (figur 3.9(b) og 3.10(b))



(a) Uteffekt

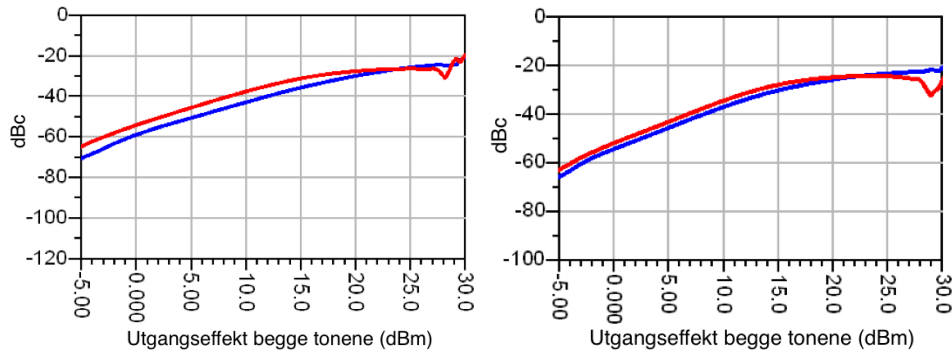


(b) Effektivitet (PAE)



(c) Forsterkning

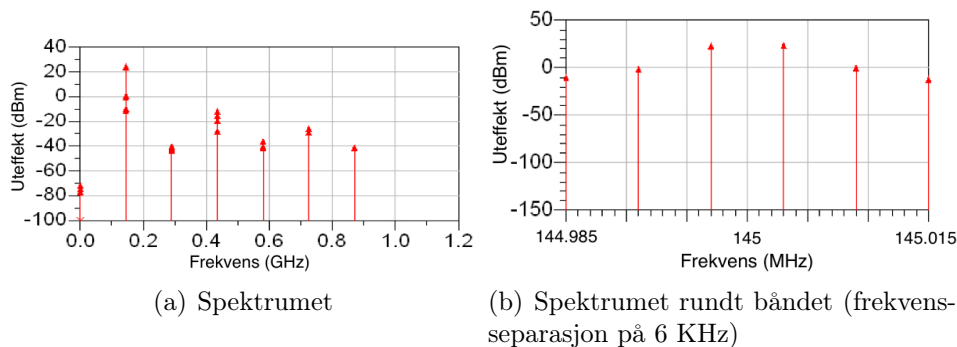
Figur 3.7: Sammenligning av push-pullforsterkeren med og uten tilpasning på transistoren. Det er på begge inn- og ut-gangstilpasning på transformatoren. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm



(a) 3. ordens intermodulasjonsprodukt for forsterker uten tilpasning.

(b) 3. ordens intermodulasjonsprodukt for forsterker med tilpasning.

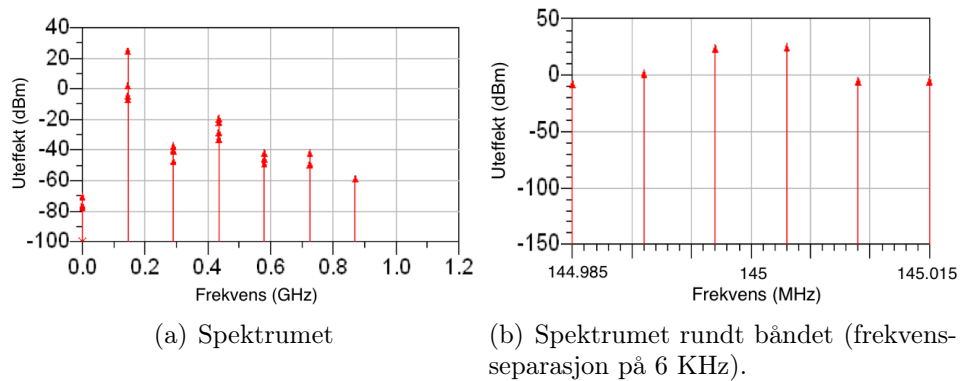
Figur 3.8: Simulerings resultat med 2-toner for både med og uten tilpasning rundt transistorene. Det er inn- og utgangs tilpasning på transformatoren på begge. Figurene illustrerer hvor mye 3. IMD produktene er lavere i forhold til bærefrekvensen (dBc). Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm



(a) Spektrumet

(b) Spektrumet rundt båndet (frekvensseparasjon på 6 KHz)

Figur 3.9: Simulerings resultat med 2-toner for hele spektrumet samt i båndet for Push-pullforsterker uten tilpasning rundt transistorene. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm



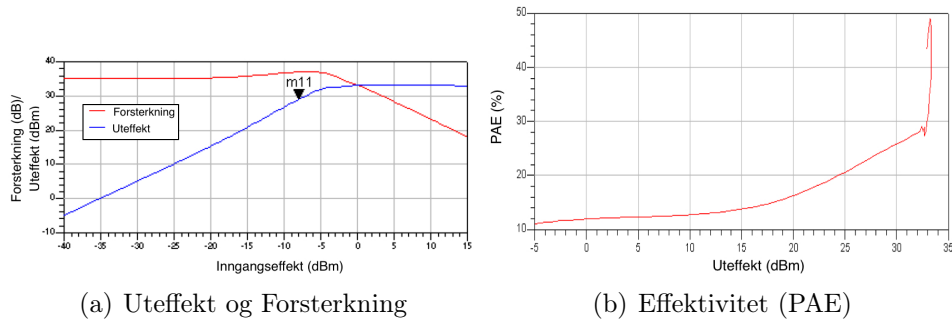
Figur 3.10: Simulerings resultat med 2-toner for hele spektrumet samt i båndet for Push-pullforsterker med tilpasning rundt transistorene. Drain strømmen er her 0 mA. Optimalisert for en inngangseffekt på 9 dBm

For designet av en to trinns push-pullforsterker var det kun til rådighet en småsignalmodell av bufferforsterkeren. Det betyr at effektmålingene ikke blir fullgode, spesielt gjelder dette effektiviteten da det er ingen DC-effekt som blir dissipert. En bufferforsterker skal hverken bruke spesielt mye effekt eller forringe signalet spesielt mye. Resultatene som blir oppnådd med en småsignalmodell kan derfor ses på som ønsket resultat, men helt reelle blir de ikke. Med utgangspunkt i resultatene med og uten tilpasning ble det besluttet kun å gå videre med løsningen uten tilpasning. Resultatene med og uten var veldig like, kretsen blir enklere, samt at teorien støtter mer opp for et design uten tilpasning. I Birkeland [6, Side 24] sitt signalnivå eksempel ble det antatt ett inngangsnivå på bufferforsterkeren på -8 dBm. Designet er derfor optimalisert for et inngangsnivå på -8 dBm. Figur C.8 i tillegg C illustrerer en storsignal S-parameter simulering for forsterkeren. Av den kommer det fram at inn- og utgangstilpasningen holder seg relativ lik for alle inngangsnivå (simulert til 7 dBm).

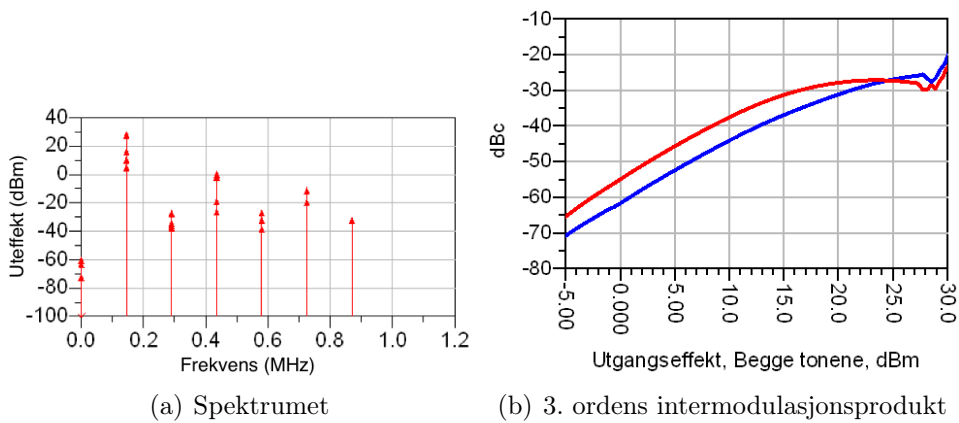
Figur 3.11(a) viser at forsterkeren har en forsterkning på 37 dB og en uteffekt på 29 dBm ved et inngangsnivå på -8 dBm. Ved tilhørende uteffekt er effektiviteten 25%.

Figur 3.12 viser at de ulineære bidragene kommer fra storsignalmodellen, og bufferforsterkeren kun løfter nivået på alle komponentene.





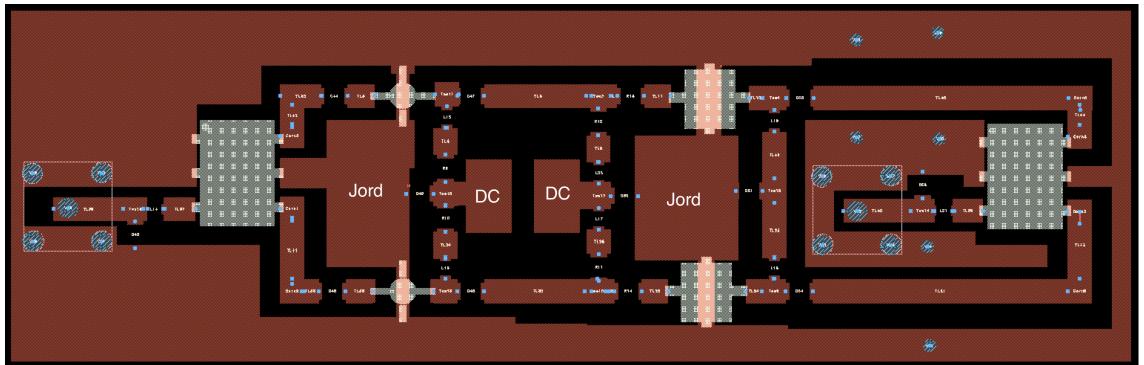
Figur 3.11: Simuleringsresultat for 2-trinns Push-pullforsterker som er optimalisert for en inngangseffekt på -8 dBm. Drain strømmen er 0 mA.



Figur 3.12: Resultat av 2-tone simulering for 2-trinns push-pullforsterker.

### 3.4 Utlegg

Av designet til push-pullforsterkeren med to trinn ble det designet et tilhørende utlegg (figur 3.13). Inngangen på forsterkeren er sirkelen i midten av de fem til venstre på utlegget. Mellom inngangen og transformatoren (den store grå firkanten) er det et enkelt tilpasningsnettverk. På utgangene av transformatoren har signalet blitt delt i to grener. Det er viktig at grenene er like lange, slik at faseforskjellen blir minst mulig. Videre går det inn på bufferforsterkeren og så filtronix transistoren før det ender opp i transformatoren og blir slått sammen til ett signal. De store områdene i midten av utlegget er enten brukt jording eller innføring av DC. Ved utgangen er det lagt inn noen hull i utlegget for legge inn tre jordsløyfer ut til jordplanet som omkranser kretsen. Dette var for å forsikre god jording. Alle de grå områdene er fysiske modeller av komponentene som har blitt brukt. De er kun tegnet opp for å forenkle designprosessen av utlegget. De er med andre ord ikke med i den genererte Gerber-filen som fresen bruker.



Figur 3.13: Utlegg til 2-trinns Push-pullforsterker

# Kapittel 4

## Målinger

Det er en kjent sak at teori og praksis ikke nødvendigvis har samme utfall. Den teoretiske verden er ofte mer ideell og gjør ofte forenklinger som ikke tar hensyn til alle parameterene. Før det overhode kunne gjøres noen målinger måtte selve kretsen loddes opp, og nødvendige DC-innføringer og kontakter settes på.

Gode målinger krever godt utstyr, og for at utstyret skal fungere optimalt er det viktig at det er kalibrert. En nettverksanalysator trenger å bli kalibrert for det område (i frekvens) og effekten den skal bli brukt til. Til målingene som skulle bli foretatt ble den kalibrert for et frekvensområde fra 45 MHz - 2 GHz og en påtrykt effekt på -30 dBm. Analysatoren tåler kun 17 dBm, og med potensielt 37 dB forsterkning i forsterkeren er -30 dBm et fornuftig valg. Kalibreringskittet 85052d fra Hewlett Packard (HP) ble brukt til kalibreringen. Selve kalibreringen ble gjort fra PC ved hjelp av programmet WinCal (Versjon 3.2.2.6). Til effektmålingen var det viktig å huske på at transformatorene kun tåler 30 dBm slik at det ikke er mulig å drive forsterkeren alt for hardt. Til å generere signalet til effektmålingen ble det brukt en signalgenerator fra Rhode & Schwarz. Det samme gjorde spektrumsanalysatoren. I tabell 4.1 er det en oversikt over utstyret som ble brukt til målingene.

Utstyr	Modell
Nettverksanalysator	HP-8510C
Kalibreringskitt	85052d fra HP
Programvare	WinCal 3.2.2.6 og Matlab
Strøm og Spenningsforsyninger	TTi sin EL302Tv (S-parametermålinger) og Agilent Technologies sin E5270A (effektmålinger)
Signalgenerator	Rhode & Schwarz SMU 200A
Spektrumsanalysator	Rhode & Schwarz FSQ 40

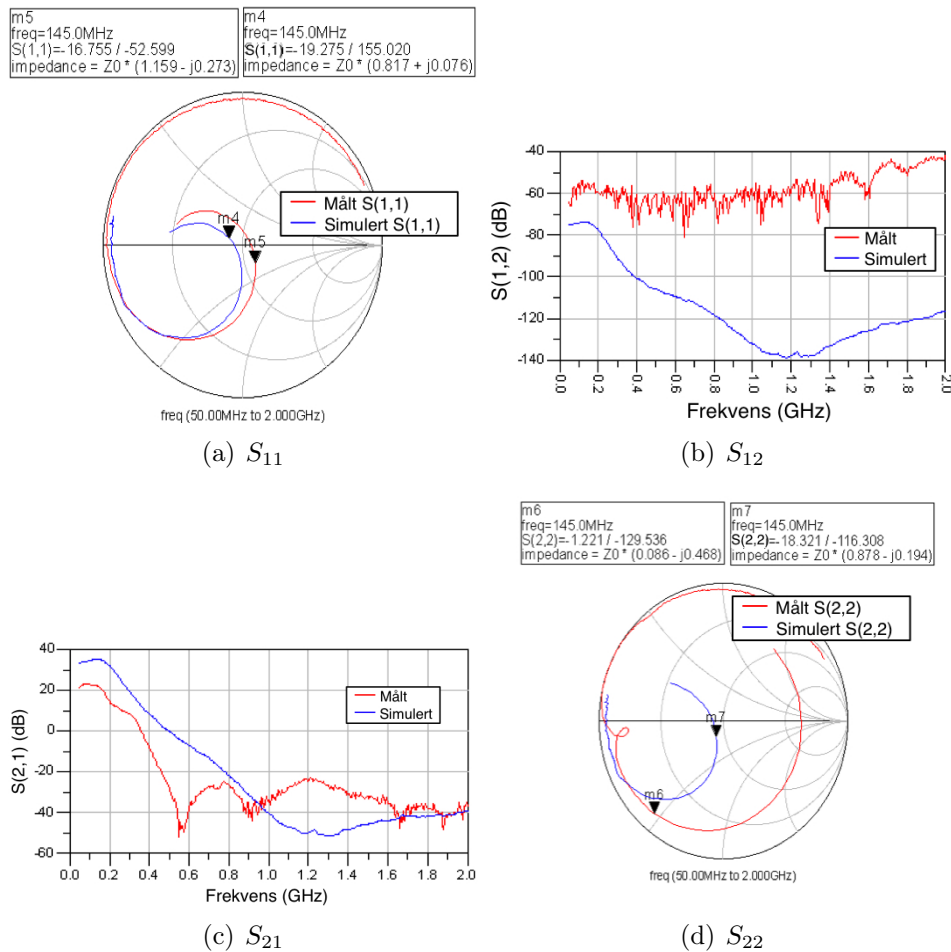
Tabell 4.1: Utstyr brukt under laboratorium målinger

## 4.1 Resultater

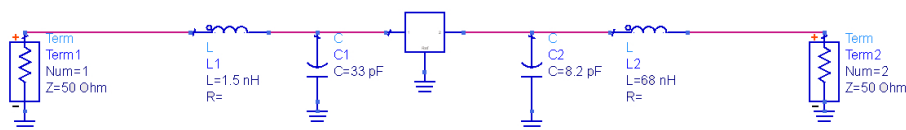
For å se at forsterkeren ikke hadde noen uønskede oscillasjoner ble den biasert og terminert med 50 Ohm på inn- og ut-gang. Biaseringspunktet var stabilt og det var mulig å gå videre til målingene. Figur 4.1 viser en sammenligning av S-parameter målt og simulert. Der kommer det tydelig fram at det er store forskjeller på de ulike impedansene ( $S_{11}$  og  $S_{22}$ ). Forsterkningen er på kun 22 dB; 15 dB mindre enn simulert. Den dårlige utgangstilpasningen har noe av skylden, men ikke 15 dB. For å kunne designe ett nytt tilpasningsnettverk var det ønskelig å måle forsterkeren uten tilpasning. I figur E.2 er det en sammenligning av S-parameterdata der ingen av de to har tilpasningsnettverk. Her kom det også tydelig fram at det var forskjell i impedans på de to.

S-paramerterdataene fra målingene uten tilpasning ble lagret som en S2P-fil og lastet inn i ADS. Det var nå mulig å simulere forsterkeren med ulike tilpasninger. Siden det nå kun dreide seg om S-parameterdata var det umulig å optimalisere med tanke på effekt. Det ble derfor optimalisert for minst mulig  $S_{11}$  og  $S_{22}$ . I figur 4.2 vises resultatet av optimaliseringen i form av et nytt tilpasningsnettverk.

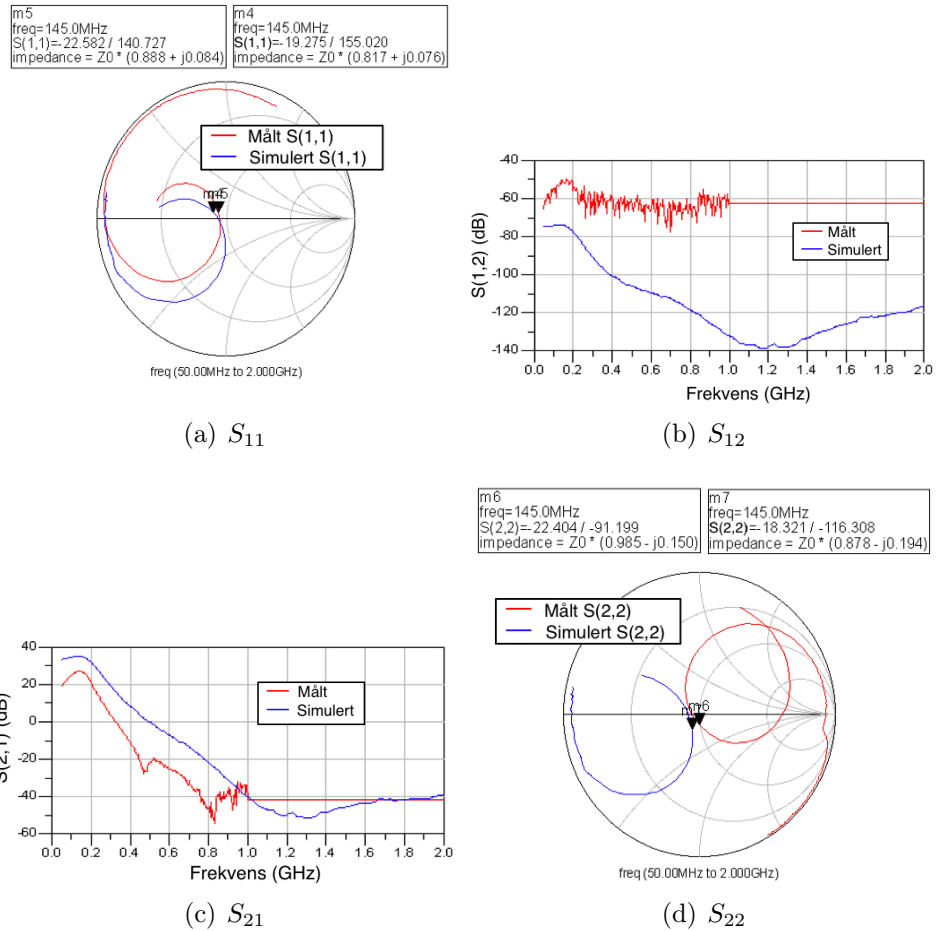
Figur 4.3 viser en sammenligning av målte og simulerte resultater med nytt tilpasningsnettverk på den målte forsterkeren. Som på de tidligere figureren er  $S_{11}$  relativt lik, mens nå har verdien for  $S_{22}$  blitt ca lik for 145 MHz. Dette har gitt en forbedring av  $S_{21}$  på 5 dB fra figur 4.1(c). Målingene av S-parametrene er gjort med en påtrykt effekt på - 30 dBm.



Figur 4.1: Dette er en sammenligning av målte og simulerte S-parametermålinger for push-pullforsterkeren med kun tilpasning på inn- og ut-gang av transformatorene. Det er målt med en inngangseffekt på -30 dBm. Støygulvet til nettverksanalytoren ligger på ca -40dB.



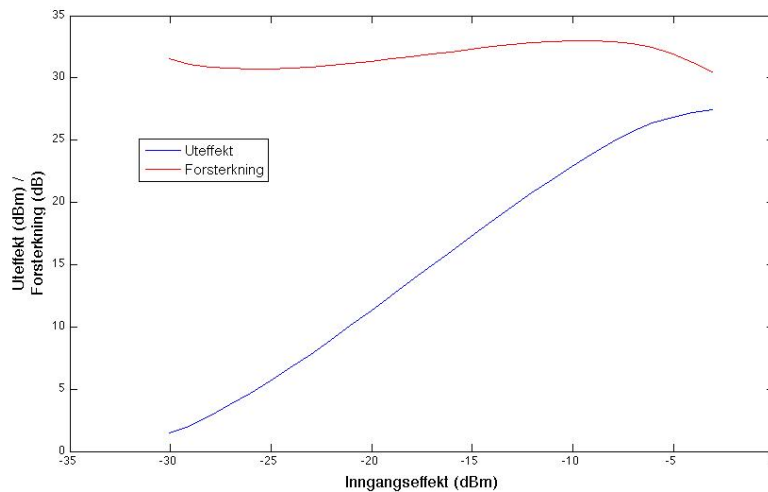
Figur 4.2: Nytt tilpasningsnettverk for push-pullforsterkeren med 2 trinn i hver gren. Boksen (S-parameter blokk) i midten representerer forsterkeren til og med transformatorene. Nettverket er optimalisert for minst mulig  $S_{11}$  og  $S_{22}$



Figur 4.3: Dette er en sammenligning av målte og simulerte S-parametermålinger der det nå er nytt tilpasningsnettverk på den målte forsterkeren fra figur 4.1. Det er målt med en inngangseffekt på -30 dBm. Støygulvet til nettverksanalytoren ligger på ca -40 dB.

Ved effektmålinger blir ofte forsterkeren presset godt inn i metning for å gi et godt bilde på hvordan den oppfører seg ved store effekter. Transformatorene som er brukt i dette designet tåler kun 30 dBm (1W) og av den grunn blir det ikke påtrykt sterkere signal enn - 3 dBm.

I figur 4.4 er forsterkningen og uteeffekten presentert som funksjon av inngangseffekten. Ved et inngangsnivå på -8 dBm har den en forsterkning på 32 dB og en uteeffekt på 24 dBm. Den greier å gi en utgangseffekt på 27,5 dBm på maks. Figur 4.5 illustrerer uteeffekten for 1. , 2. og 3. harmoniske som funksjon av inngangseffekten.

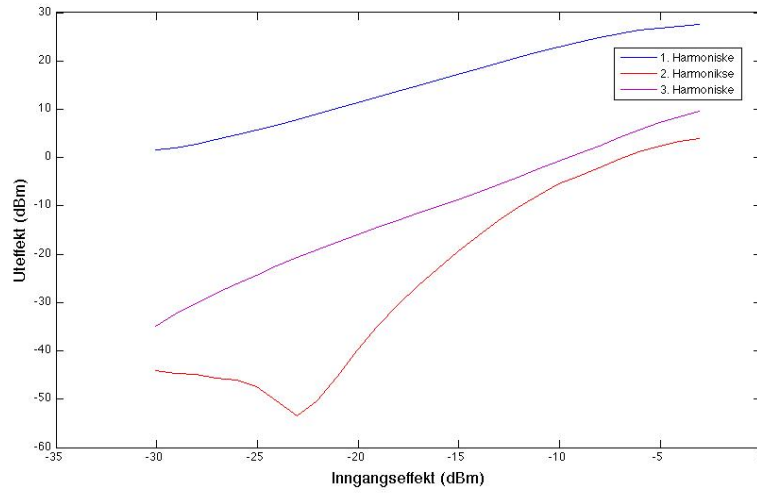


Figur 4.4: Resultat av målinger av uteffekt og forsterkning. Presentert som funksjon av inngangseffekt

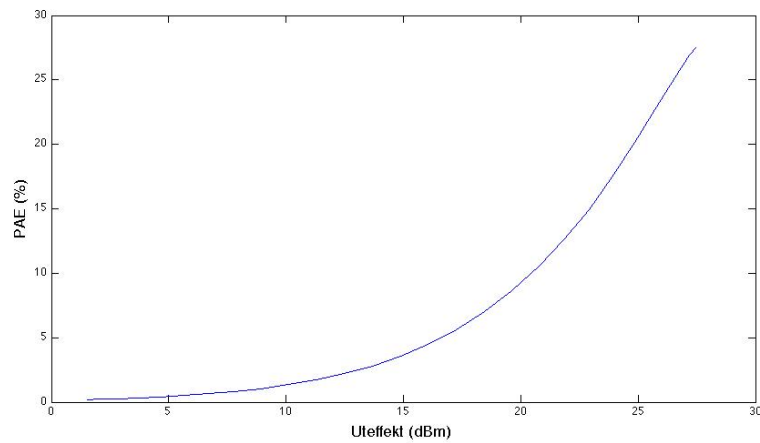
Av figur 4.6 kan man se at en uteffekt på 27,5 dBm gir en effektivitet på 27,5 %. Her er alle DC-strømmene med i beregningene for effektivitet. For et inngangsnivå på -8 dBm er effektiviteten på 20 %.

Det ble også gjennomført en 2-tone test på laboratoriet. Resultatet ble meget likt det simulerte. Av figur 4.7 kan man se at ved 24 dBm (det som tilsvarer et inngangsnivå på -8 dBm) har den en knekk slik at 3. imd ligger 30 dB lavere enn grunntonen. Ved 27,5 dBm ut ligger den ca 20 dB lavere enn grunntonen. Det er også her brukt 6 KHz frekvensseparasjon.

Siden det er GMSK modulert signal som skal brukes på forsterkeren var det naturlig å påtrykke et GMSK-signal. Det ble derfor påtrykt et GMSK signal med  $BT = 0,3$  og med en symbolrate på 9,8 KBaud med en effekt på - 10 dBm. Dette er også en alternativ måte å se på linearitetsegenskapene til

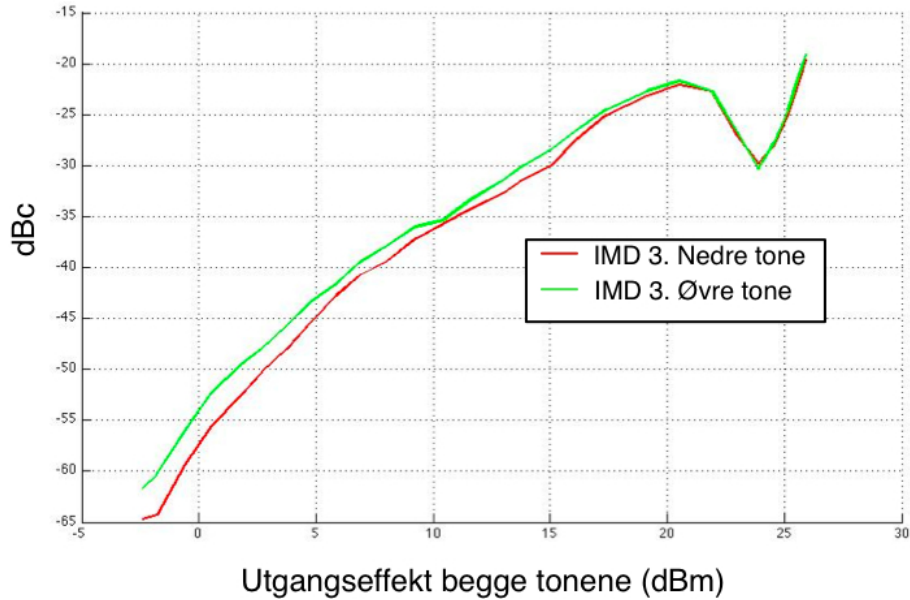


Figur 4.5: Målt uteffekt på 1. ,2. og 3. harmoniske.

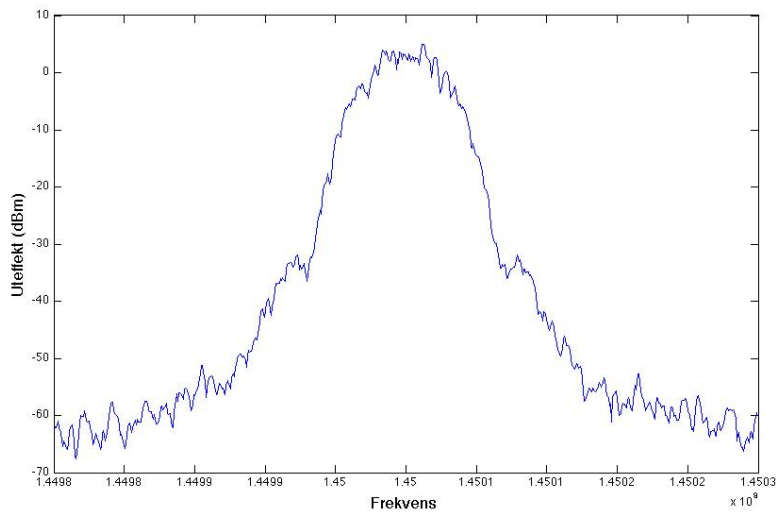


Figur 4.6: Resultat av måling av effektivitet (PAE). Presentert som funksjon av uteffekt





Figur 4.7: Resultat av målt 2-tone test med en frekvensseparasjon på 6 KHz. 3. IMD er referert i forhold til grunntone (dBc).



Figur 4.8: Spektrum til et påtrykt GMSK signal med  $BT=0,3$  og  $9,8$  KBaud. Påtrykt med en inngangseffekt på  $-10$  dBm

forsterkeren ved å se på oppgroing av sidebånd. Sidenbåndene ligger i dette tilfelle på ca -35 dB.

# Kapittel 5

## Diskusjon

Siden forsterkeren skal fungere i en satellitt flere hundre km ute i rommet har det vært fokusert på redundans og gjøre den så enkel som mulig. Ved å gjøre kretsen så enkel som mulig var tanken at det ville øke robustheten; da antall komponenter som potensielt kunne feile ble redusert. Levetiden til satellitten er anslått til å være ca 3 måneder, og derav har ikke fokuset vært så stort på å finne romkvalifiserte komponenter. Disse er veldig dyre, og kan være vanskelig å få tak i. Det ble derfor besluttet og hovedsaklig bruke komponenter som allerede var tilgjengelig på skolen.

Til bruk under design og simuleringer er programmet ADS brukt. Dette er et veldig kraftig program med utrolig mange muligheter. Det er derfor brukt mye tid på å lære seg og bruke dette best mulig. OPTIM-funksjonen i ADS var spesielt hendig og effektiviserte designprosessen betraktelig. Det var dog ikke alltid OPTIM-funksjonen gav ønsket resultat, og da var TUNE-funksjonen god å ha.

### 5.1 Optimalisering av prosjektforsterker

Utgangspunktet for å få en mer effektiv forsterker var nå mye bedre enn i prosjektet [1] med tanke på tilgjengeligheten av storsignalmodell. Ved å endre tilpasningsnettverket økte uteffekten med 0,9 dBm, mens effektiviteten ble økt mellom 10 og 15 % ved 30 dBm ut. Ved å endre biaseringen til en klasse B var det mulig å ta ut 3 % mer i effektivitet ved maks uteffekt. At gevinsten ikke ble større enn 3% bekrefter at 50 mA biaseringsstrøm tilsvarer en lav klasse AB. Effektiviteten var også markant høyere for lavere utgangseffekter

etter optimalisering. Maks effektivitet ble oppnådd for klasse B forsterkeren optimalisert for maks effektivitet. Det ble da oppnådd en effektivitet (PAE) på 52 %. I Tillegg B vises de ulike tilpasningsnettverkene, og tross ulike optimaliseringsmål er de veldig like. Noe som tyder på at optimal impedans for uteffekt og effektivitet ligger nære hverandre i Smith-diagrammet.

## 5.2 Push-pullforsterkeren

Resultatene i figur 3.12 viser at det er lite forskjell på resultatene med og uten tilpasning rundt transistoren. Ideelt sett skulle de harmoniske hvert lavere for kretsen uten tilpasning. Dette tyder på at tilpasningsnettverket rundt transistoren endrer signalets form minimalt; og holder det likt alternativet uten tilpasning. Ved et inngangsnivå på 9 dBm gir begge alternativene 32 dBm ut, og har en effektivitet på 30 %. Grunnet høyere forsterkning for kretsen uten tilpasning har den også høyere maks PAE. Som teorien tilsier ligger effektiviteten lavere enn en enkel klasse B selv om begge transistorene er biasert som klasse B. Maks PAE er nå på kun 33 %, og er gått under målet om 45 %. Resultatene fra to-tone testen gav også ca samme resultat. Det var derfor liten tvil om at alternativet uten tilpasning ble satset på videre.

Målet for to trinn var en forsterkning på 36 dB og mellom 28-30 dBm uteffekt. Av figur 3.12 kommer det fram at det ble oppnådd en forsterkning på 37 dB og maks effekt ut på 33,3 dBm. Ved det forventede inngangsnivået på -8 dBm ble oppnådd en uteffekt på 29 dBm. Den oppfyller derfor kravene for forsterkning og uteffekt. Effektiviteten er naturligvis fortsatt for lav i forhold til målsetningen, og er på kun 25 % ved et inngangsnivå på - 8 dBm. Av figuren kan man se at maks PAE er på nesten 50% noe som høyst sannsynlig representere delaktigheten av bufferforsterkeren. Den er kun en S-parameterblokk og dissiperer ingen DC-effekt. Det er også derfor resultatene må ses på med et lite forbehold. Av databladet til bufferforsterkeren opererer den innenfor sitt lineære område, og vil derfor forringe signalet minimalt. To-tone resultatene bør og er derfor like forsterkeren med bare ett trinn i hver gren.

De første S-parametermålingen på laboratoriet viste store avvik. Spesielt på utgangstilpasningen. Det kunne tyde på at det var en S-parameter modell som ikke stemte overens med faktiske verdier, og siden det var på utgangen vill det være naturlig å tro at det var storsignalmodellen som var feil. For å avkrefte at det ikke var feil verdier på nåværende nettverk ble det simulert uten tilpasningsnettverk. Av figur 4.2 kan man se at det fortsatt er tydelige

forskjeller på  $S_{22}$ , og det ser ut som ulike modeller er brukt. Selv om S-parameterdata på modellen er feil, ser det ut som selve resultatene i form av effektivitet og uteffekt er reelle.

Med utgangspunkt i de målte s-parametrene gav det nye tilpasningsnettverket gode resultater både for  $S_{11}$  og  $S_{22}$ . Selv om det nå ble optimalisert for minst mulig  $S_{11}$  og  $S_{22}$  ble resultatet at impedansen ble relativt lik impedansen til nettverket optimalisert for maks PAE. I frykt for å ødelegge den kostbare nettverksanalysatoren ble effektnivået satt til -30 dBm. Ulempen med dette er at en klasse B som er biasert ved cut-off trenger et vist inngangsnivå for å forsterke samt at støygulvet til nettverksanalysatoren inntreffer ganske tidlig. Ved S-parametermålingene vises dette tydelig på  $S_{12}$  og  $S_{21}$  der signalet inneholder veldig mye støy ved henholdsvis -60 og -40 dB. Ulempen med svakt inngangssignal kommer også fram når  $S_{21}$  resultatene i figur 4.3(c) blir sammenlignet med forsterkningen i figur 4.4. Ved å drive forsterkeren hardere gav det en forbedring på 5 dB i forsterkning i forhold til  $S_{21}$  målingen.

Ved -8 dBm inn gir den kun ut 0,25 W (24 dBm). Uteffekten burde vært 3 dB høyere med samme inngangsnivå, men på grunn av veldig god margin i linkbudsjettet (tabell 2.2) vil det fortsatt bli vellykket transmisjon. Maks uteffekt for forsterkeren er 27,5 dBm. Denne samt uteffekten ved - 8 dBm kunne nok ha vært noe høyere vis det var mulig å optimalisere for uteffekt. Resultatene fra optimaliseringen av forsterkeren designet i prosjektet viser at en forbedring på 1 dB i uteffekt kan forventes. Reduksjonen i forsterkning skapte også en reduksjon på effektiviteten, med kun 27,5% ved maks uteffekt. Ved - 8 dBm er den helt nede på 20 %, og vil bety mye overskuddsvarme og tapt effekt.

For to-tonetesten inntreffer det et interessant fenomen for tredje ordens intermodulasjonsprodukt (figur 4.7). Ved en utgangseffekt på 24 dBm dropper grafen plutselig. Dette er kjent som såkalt "sweet spot" og kan oppstå i en klasse B eller AB når de ulike ulineære effektene kansellerer hverandre.

## 5.3 Push-pull i rommet

Push-pullteknikken har vist seg som en veldig enkel og pålitelig teknikk. På en så lav frekvens som 145 MHz er det enkelt å lage gode tilpasningsnettverk (ihvertfall så lenge modellene er reelle), og ved bruk av transformatorer er det enkelt å splitte og faseforskyve signalet. Teknikken har utvilsomt forbed-

ret redundansen fra en enkel to trinnsforsterker, og av den grunn gjort seg mer aktuell for bruk i rommet. Designet har en stor svakhet når det gjelder redundansen til transformatoren. Skulle en av de to transformatorene feile vill hele forsterkeren feile. Sannsynligheten for at det er transformatorene som feiler er heldigvis mye mindre enn at en av de aktive komponentene gjør det. Transformatoren som ble brukt tåler kun 1W og kan i så måte leve litt i faresonen. På inngangen er det ikke noe problem, men på utgangen er risikoen større. Det bør derfor vurderes en transformator som tåler større effekt til bruk på utgangen.

Utfordringen til dette prosjektet var uten tvil å få høy nok effektivitet. Det viste seg og være vanskelig når utgangspunktet var en klasse B forsterker. Målet ble nådd for et enkelt klasse B trinn, men som teorien tilsier går denne ned i et push-pulldesign. Med en så lav effektivitet som 20% vil den være ugunstig å bruke i en satellitt med stramt effektbudsjett. Overskuddsvarmen vil også skape utfordringer med tanke på mangelen på konveksjon i rommet. Svitsjer er mye brukt innenfor romindustrien for å øke redundansen. Slik at hvis en gren feiler, blir det automatisk svitsjet over til en tilsvarende gren. Da vil man kunne opprettholde en høyere effektivitet, og slipper at det blir effekt som går til spille når to grener er aktiv samtidig. Så lenge moduleringen tillater det, kan høyere forsterkerklasser bli tatt i bruk. Klasse F og C går fint å bruke til GMSK, og vil gi god effektivitet.

## 5.4 Videre eksistens

Det har i år vært 3 masterstudenter som har jobbet med studentsatellittprosjektet. Alle oppgavene har vært snevre, noe som betyr lite progresjon på helheten. Et slikt prosjekt trenger kontinuitet og bred oppslutning fra studentene. Studentene kan gjerne komme fra ulike studieretninger, da ulik fagekspertise er nødvendig. Skal det noensinne bli noen oppskyting av satellitten må det rekrutteres mange flere studenter. En ny innfallsvinkel i forhold til bygging av satellitten må også vurderes. NTNU har til nå hatt som mål å bygge alle deler selv, og ikke kjøpe noe ferdig. Det er i dag selskap som lever av å selge cubesatdeler. Ved å benytte seg av et slikt selskap er det mulig og redusere byggetiden betraktelig.

Radiodelen på en cubesat er veldig vanlig å kjøpe ferdig. Grunnen til dette er at en fullverdig radiomodul tar lang tid å utvikle, samt at dette er en veldig essensiell modul som bør fungere. I denne oppgaven er det blitt designet og testet en effektfosterker til TT&C delen av satellitten, og bekrefter at en

slik modul tar lang tid å utvikle. Ved og eventuelt kjøpe en slik modul kan ressurser frigjøres til andre deler av satellitten, og man er sikker på at man har en radiomodul som fungerer og allerede har flere vellykkede implementasjoner i rommet bak seg. Selv om en del blir kjøpt ferdig, er det ikke bare "plugg & play". Integrering av modulene og testing er omfattende arbeid som tar mye tid. Det er selvfølgelig ikke nødvendig å kjøpe alle modulene slik at all egenutvikling opphører, men å kjøpe de mest tidkrevende modulene for og sikre progresjon i prosjektet. Etter deltakelse på ESAs Cubesat Workshop (januar 2009) gikk det igjen hos de fleste prosjektene (bla budsjett på 1 million euro og 70 personer som aktiv jobbet med prosjektet) at de hadde kjøpt radiomodulen ferdig. For videre progresjon av cubesatprosjektet på NTNU må muligens ambisjonsnivået om 100% egenproduksjon reduseres litt hvis det noesinne skal bli skutt opp en satellitt. Ett sterkere samarbeid med andre universitet og høyskoler bør også vurderes.





# Kapittel 6

## Konklusjon

Det ble oppnådd gode forbedringer på forsterkeren fra prosjektet med tanke på effektivitet. Ved å endre forsterkerklasse fra AB til B ble effektiviteten enda 3% bedre uten at det gikk på bekostning av uteffekt eller forsterkningen. Resultatene ved å fjerne tilpasningsnettverket rundt transistoren ble et enklere design med mindre komponenter samt at de målbare resultatene (forsterkning, uteffekt og effektivitet) holdt seg uendret. Det var en merkbar reduksjon i effektivitet fra ett enkelt effekttrinn til push-pullrealiseringen. Effektiviteten (PAE) var nå 33 % på maks, og gått under kravet om 45%.

Ved å inkludere bufferforsterkeren i designet ble systemet i sin helhet mer redundant, og oppfylte kravet med 36 dB med sine 37 dB forsterkning. Effektiviteten var uforandret. Etter de første målingen på laboratoriet viste det seg at s-parametrene til storsignalmodellen var feil, og derav hadde gitt feil tilpasningsnettverk. Det nye nettverket gav god tilpasning for  $S_{11}$  og  $S_{22}$ , men var ikke lengre optimalisert for maks effektivitet og høy uteffekt. Dette forårsaket en reduksjon i effektivitet samt lavere uteffekt. Det kan forventes en forbedring på 1-2 dBm i uteffekt samt 3-4% i effektivitet ved optimalisering med henhold til effekt og effektivitet. For alle to-tone simuleringer og målinger kom ikke 3. IMD høyere enn -20 dBc.

Push-pullteknikken er helt klart en løsning som øker redundansen til systemet, og så lenge høy effektivitet ikke er et krav kan teknikken helt klart anbefales. Den er veldig enkel å implementere og derav mindre som kan gå galt. I denne sammenhengen skal push-pullforsterkeren fungere i en satellitt der effekt tilgjengelig er begrenset og varmetransport vanskelig. Ved maks uteffekt hadde den 27,5 dBm og en effektivitet på 27,5%. Det betyr at 2,1W må til for å gi denne uteffekten. Skulle det bli så mye effekt til rådighet

kan forsterkeren brukes med kun hensyn til effekt tilgjengelig. Marginen i linkbudsjettet er god, og tåler fint en reduksjon på 0,5 W i uteffekt. Konklusjonen blir allikevel å se etter en løsning som gir bedre effektivitet slik at minst mulig effekt går med til sending. Det vil da være mer effekt tilgjengelig for nyttelast og andre deler av satellitten.

For å komme i havn med radiomodulen må mulighetene for å kjøpe en ferdig modul snart vurderes. Dette er den andre oppgaven, og mye arbeid gjenstår enda på modulen. Det mangler fortsatt bla en LNA og testing av modulene. Disse må tilslutt implementeres i et nytt design slik at det blir plass til den i satellitten. Siden det er et fåtall studenter som har jobbet med prosjektet de siste par årene er det vanskelig å oppnå framgang på grunn av mangelen på kontinuitet. Det må rekrutteres betydelig flere studenter, og en mer systembasert innfalsvinkel må vurderes. Ved å kjøpe ferdige moduler vil utviklertiden reduseres, og tiden kan brukes til og sette samme de ulike modulene samt teste de. Høyskolen i Narvik har gjort det på denne måten med en ferdig satellitt som resultat.

Dette har i sin helhet vært en veldig lærerik oppgave. Det å utvikle en forsterker for et faktisk prosjekt har gjort oppgaven mye mer reell og motiverende. Selv om resultatene av oppgaven kunne ha vært bedre ble det designet en godt fungerende forsterker som nesten oppfylte de ganske strenge spesifikasjonen. Oppgaven har helt klart gitt nyttig erfaring og skapt ny forståelse for design og testing av effektforsterkere.

## 6.1 Videre arbeid

Erfaringer fra denne oppgaven er at det er vanskelig å oppnå høy effektivitet med Push-pullteknikken. Høy effektivitet i en satellitt er viktig, og bør derfor vies stort fokus. Redundante design med høy effektivitet vil derfor være ønskelig. Det kunne vært interessant å se en realisering ved bruk av svitsjer med en klasse F forsterker på effekttrinnet. Dette er løsning som gir god redundans og høy effektivitet. For å sikre prosjektets videre eksitens og progresjon bør det sterkt vurderes ferdige radiomoduler. Det vil gi en mer systembasert oppgave, og bør fatte interesse for de som har valgt retningen Radiosystemer.

# Bibliografi

- [1] S. G. Persen, Prosjektrapport TTT4540 - Effektforsterker for en dobbel cubesat på 145 MHz. NTNU, 2008.
- [2] "Radio-Electronics.com." [www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pm-phase-modulation/what-is-gmsk-gaussian-minimum-shift-keying-tutorial.php](http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pm-phase-modulation/what-is-gmsk-gaussian-minimum-shift-keying-tutorial.php), 2008.
- [3] "Vyycore." [www.vyycore.com/why\\_predistorter](http://www.vyycore.com/why_predistorter), 2008.
- [4] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers For Wireless Communication. Artech House, Inc., second ed., 2006.
- [5] D. M. Pozar, Microwave and RF Design of Wireless Systems. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [6] R. Birkeland, Study of a 145 MHz Tranceiver. NTNU., 2007.
- [7] P. Berlin, Satellite Platform Design. Department of Space Science Universities of Luleå and Umeå Kiruna, Sweden, 2005.
- [8] C. B. . J. A. Timothy Pratt, Satellite Communications. John Wiley & Sons, Inc., second ed., 2003.
- [9] P. B. Kenington, High-Linearity RF Amplifier Design. Artech House, Inc., 2000.
- [10] "Microwaves101.com." [www.microwaves101.com/encyclopedia/efficiency.cfm](http://www.microwaves101.com/encyclopedia/efficiency.cfm), 2007.
- [11] "Datablad for bufferforsterker - Mini-Circuits ERA-33SM+ ." <http://www.minicircuits.com/pdfs/ERA-33SM+.pdf>.
- [12] M.-C. A.-T. datablad, "Datablad for transformator - Mini-Circuits ADT4-1T." <http://www.minicircuits.com/pdfs/ADT4-1T.pdf>.



# Tillegg A

## Beregning av intermodulasjonsprodukt

$$\sin(A \pm B) = \sin(A)\cos(B) \pm \cos(A)\sin(B)$$

$$\cos(A \pm B) = \cos(A)\cos(B) \mp \sin(A)\sin(B)$$

$$\sin(A) + \sin(B) = 2\sin\left(\frac{A+B}{2}\right)\cos\left(\frac{A-B}{2}\right)$$

$$\sin(A) - \sin(B) = 2\cos\left(\frac{A+B}{2}\right)\sin\left(\frac{A-B}{2}\right)$$

$$\cos(A) + \cos(B) = 2\cos\left(\frac{A+B}{2}\right)\cos\left(\frac{A-B}{2}\right)$$

$$\cos(A) - \cos(B) = -2\sin\left(\frac{A+B}{2}\right)\sin\left(\frac{A-B}{2}\right)$$

$$\cos(A)^2 = \frac{1}{2}(1 + \cos(2A))$$

$$\cos(A)^3 = \frac{1}{4}(3\cos(A) + \cos(3A))$$

$$\sin(A)^2 = \frac{1}{2}(1 - \cos(2A))$$

$$\sin(A)^3 = \frac{1}{4}(3\sin(A) - \sin(3A))$$

$$\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}(\cos(A - B) + \cos(A + B))$$

Tabell A.1: Trigonometriske sammenhenger

Tillegg A. Beregning av intermodulasjonsprodukt

---

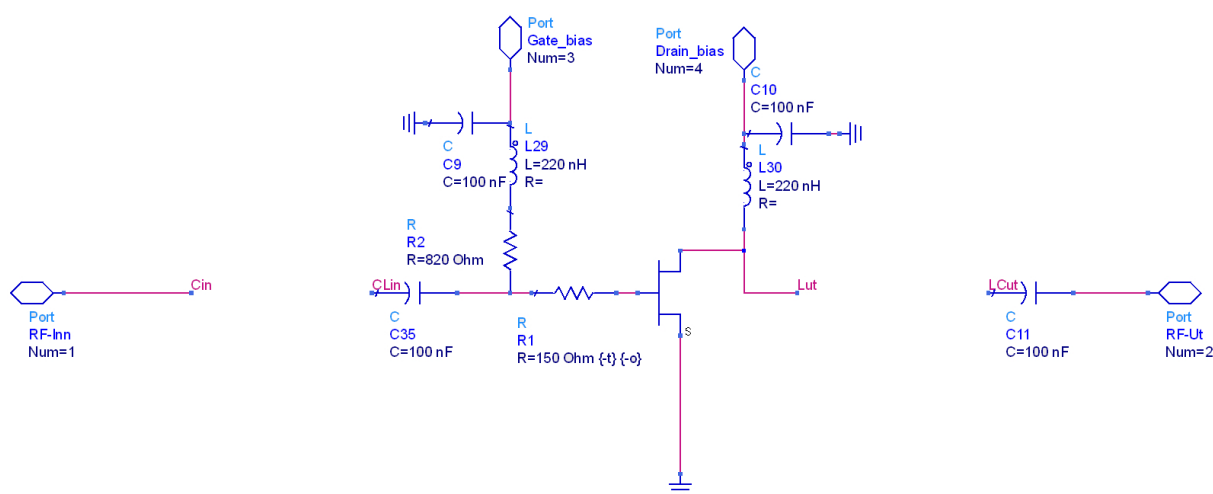
	$K_1 * V$	$K_2 * V^2$	$K_3 * V^3$	$K_4 * V^4$	$K_5 * V^5$
1 (DC)		1		9/4	
$\omega_1$	1		9/4		25/4
$\omega_2$	1		9/4		25/4
$2\omega_1$		1/2		2	
$2\omega_2$		1/2		2	
$\omega_1 \pm \omega_2$		1		3	
$2\omega_1 \pm \omega_2$			3/4		25/8
$2\omega_2 \pm \omega_1$			3/4		25/8
$3\omega_1$			1/4		25/16
$3\omega_2$			1/4		25/16
$3\omega_2 \pm \omega_1$				3/4	
$2\omega_1 \pm 2\omega_2$				1/2	
$3\omega_1 \pm \omega_2$				1/2	
$4\omega_1$				1/8	
$4\omega_2$				1/8	
$3\omega_1 \pm 2\omega_2$					5/8
$3\omega_2 \pm 2\omega_1$					5/8
$4\omega_1 \pm \omega_2$					5/16
$4\omega_2 \pm \omega_1$					5/16
$5\omega_1$					1/16
$5\omega_2$					1/16

Tabell A.2: Beregning av 2-tone produkter opp til 5. orden

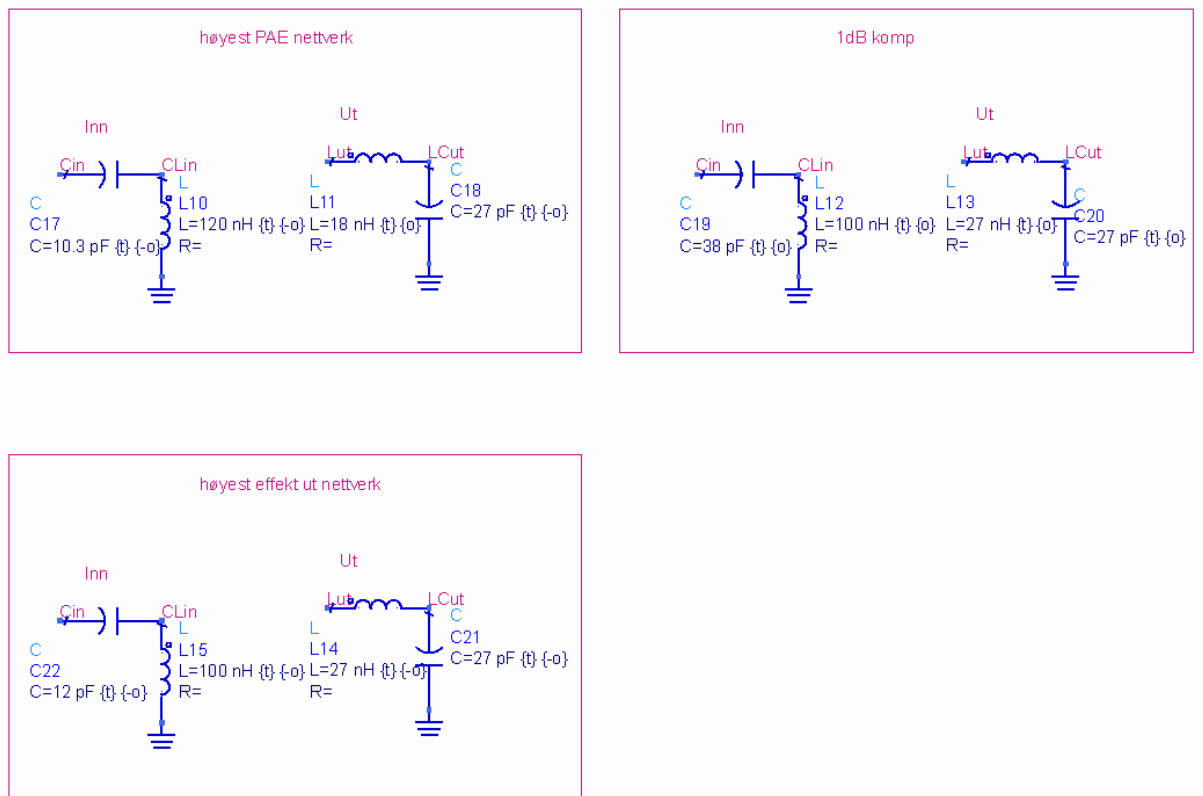
# Tillegg B

## Design

### B.1 Filtronix forsterkeren med ulike tilpasninger

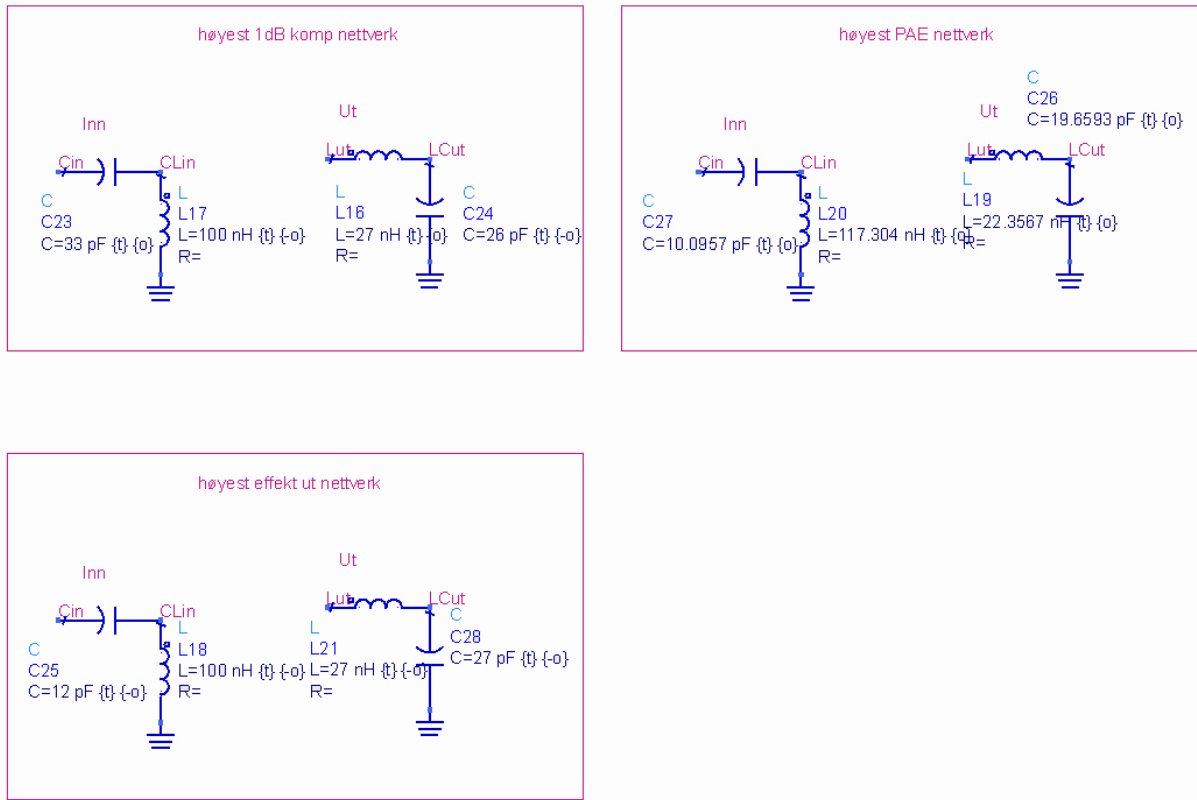


Figur B.1: Designet av Filtronix forsterkeren med tilpasningsnettverk

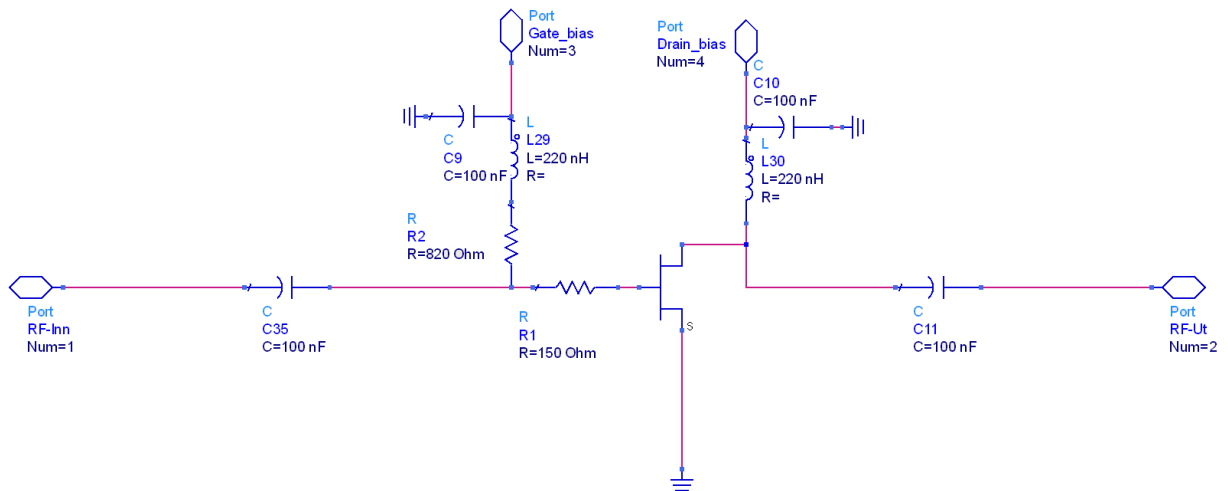


Figur B.2: Ulike tilpasningsnettverk for en bias drain strøm på 50mA



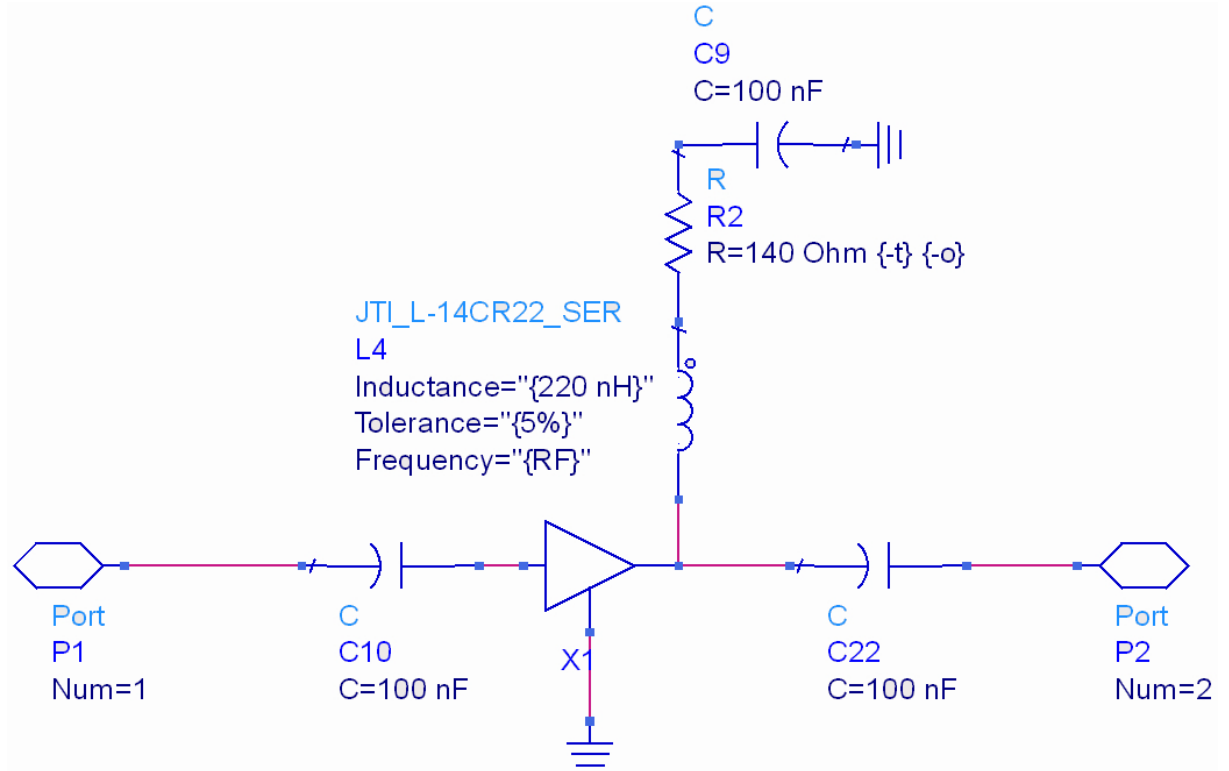


Figur B.3: Ulike tilpasningsnettverk for en bias drain strøm på 0mA



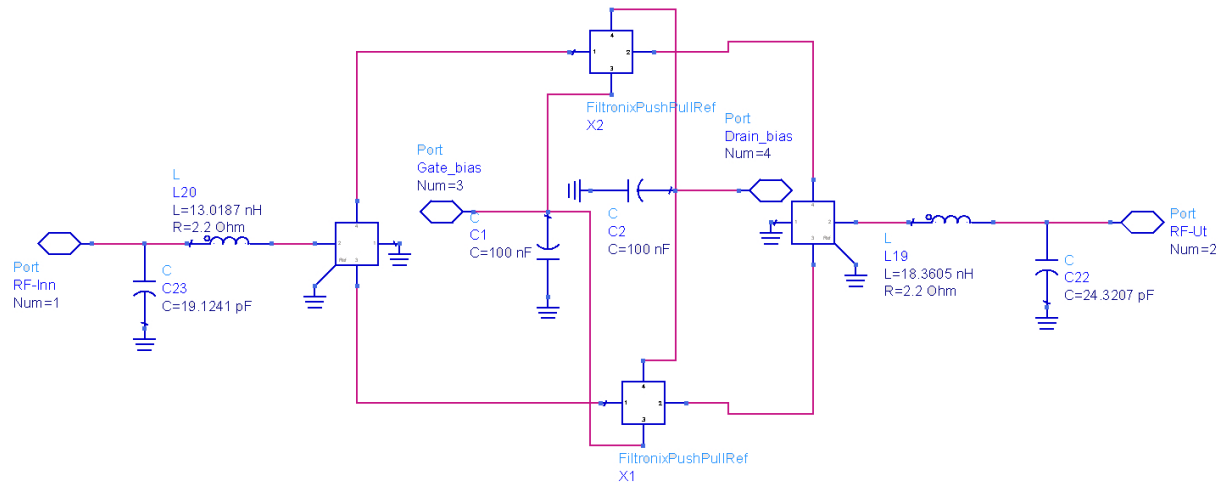
Figur B.4: Designet av Filtronix forsterkeren uten tilpasningsnettverk

## B.2 Design av bufferforsterker

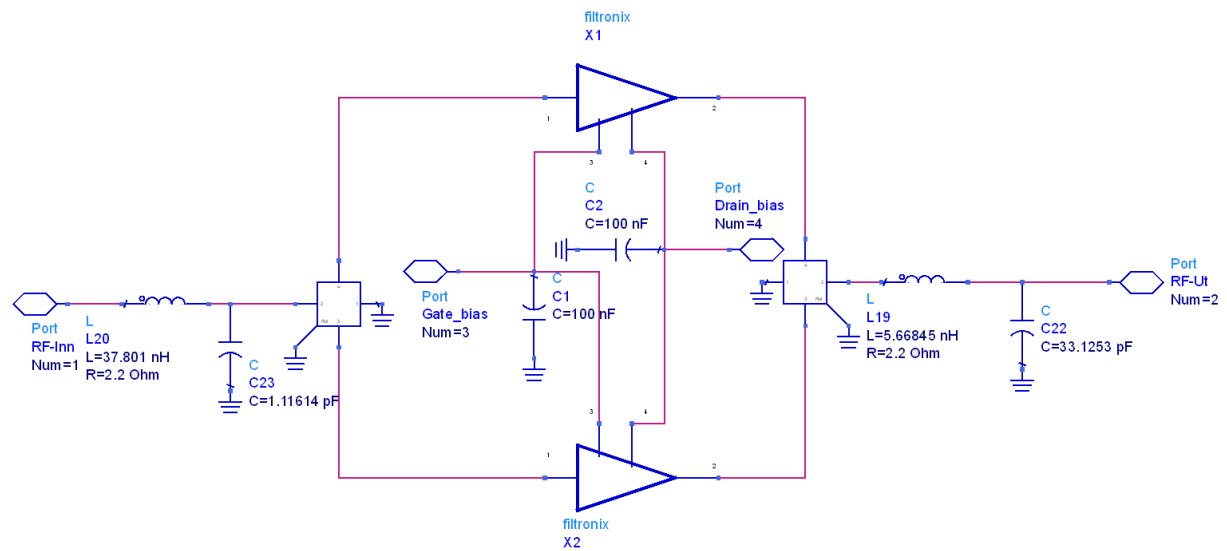


Figur B.5: Designet av bufferforsterkeren, ERA33SM+

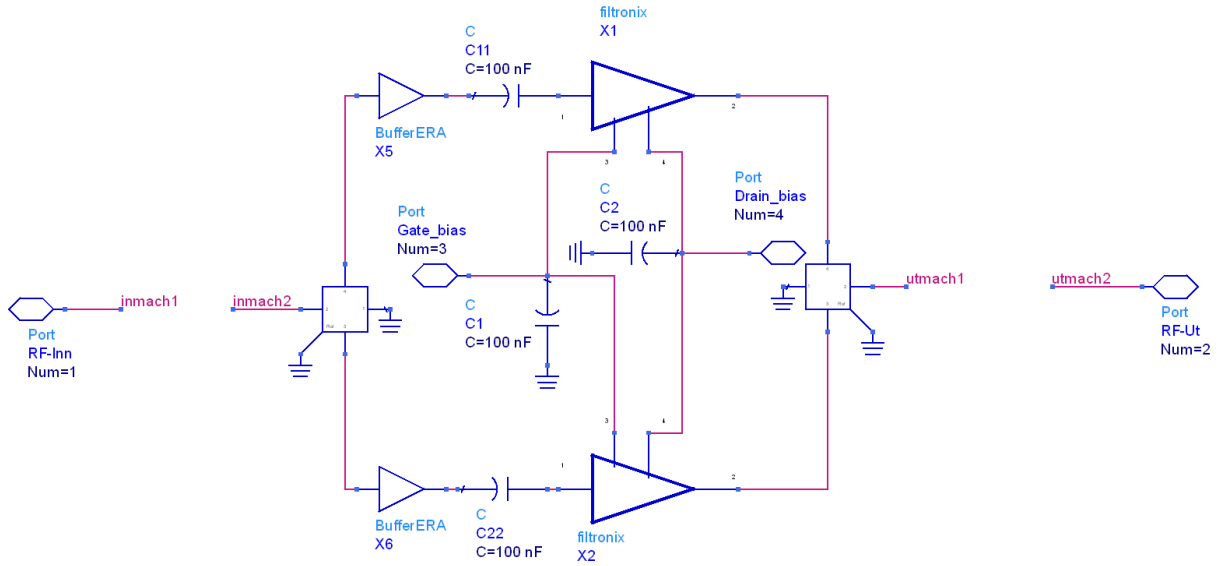
## B.3 Push-pulldesign



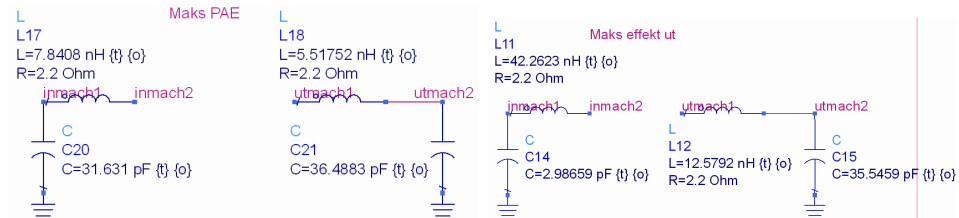
Figur B.6: Filtronixforsterkeren med tilpasning rundt transistorene i et push-pulldesign



Figur B.7: Filtronixforsterkeren uten tilpasning rundt transistorene i et push-pulldesign

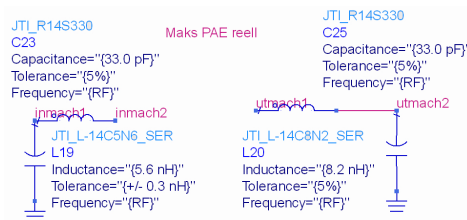


Figur B.8: Filtronixforsterkeren uten tilpasning rundt transistorene satt sammen med en bufferforsterker i et push-pulldesign



(a) Maks PAE

(b) Størst uteffekt

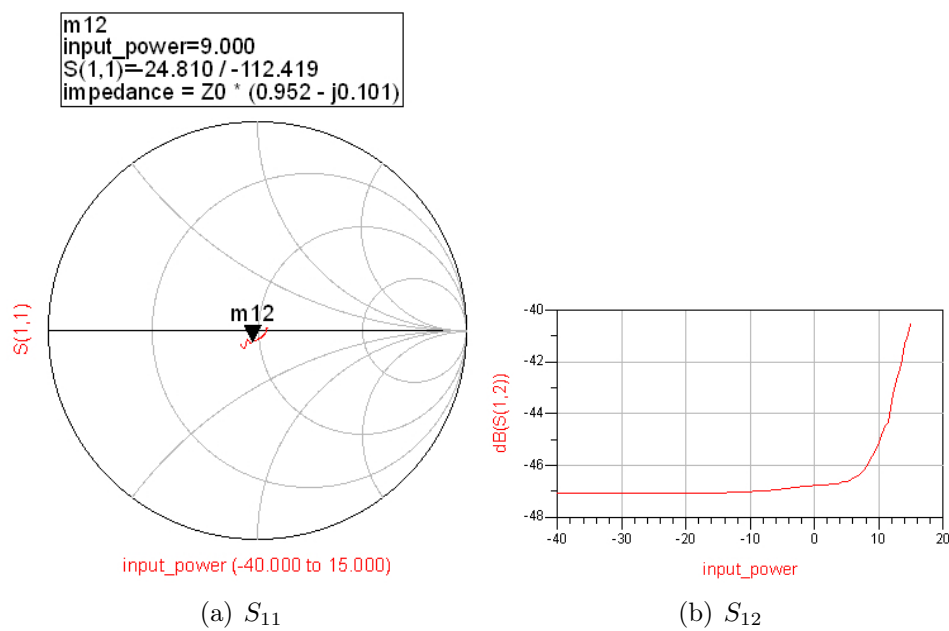


(c) Maks PAE med reelle komponenter

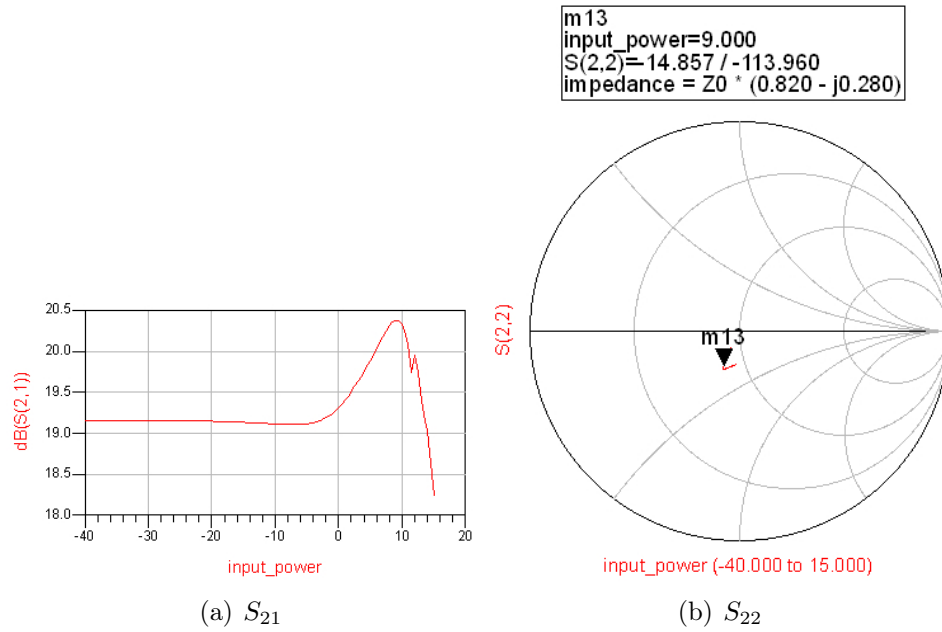
Figur B.9: Ulike tilpasningsnettverk for 2-trinns push-pull forsterker.

# Tillegg C

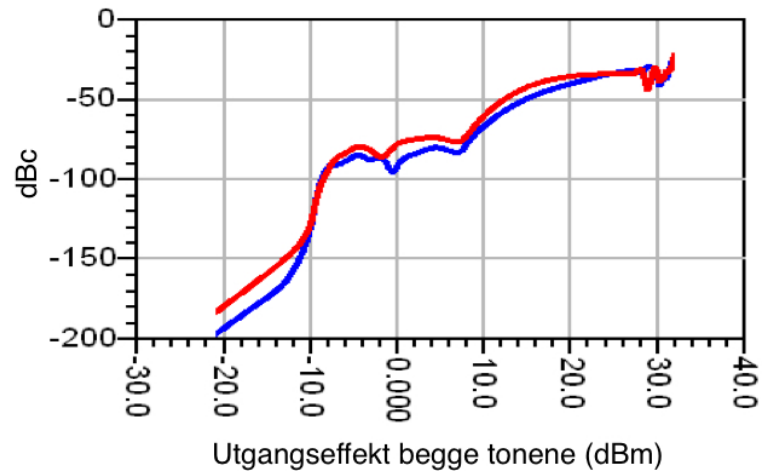
## Simuleringsresultater for Push-pull forsterker



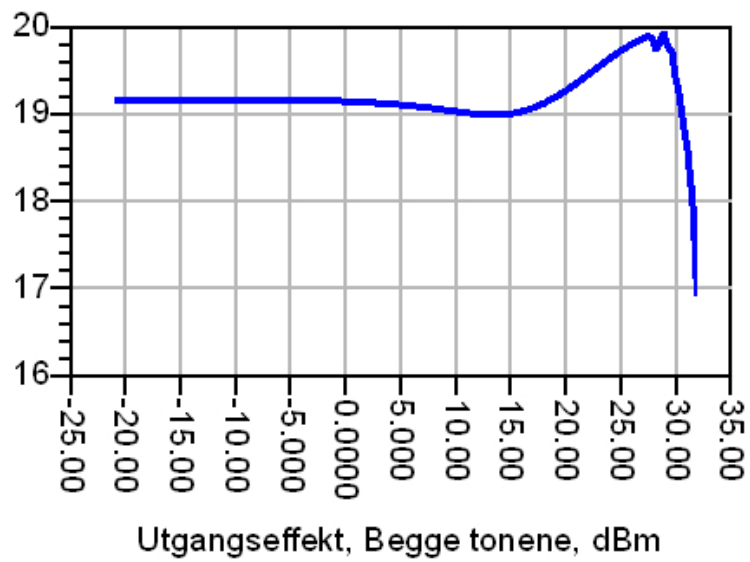
Figur C.1: Storsignal S-paramater simulering for et push-pulldesign der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer.



Figur C.2: Storsignal S-paramter simulering for et push-pulldesign der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer.

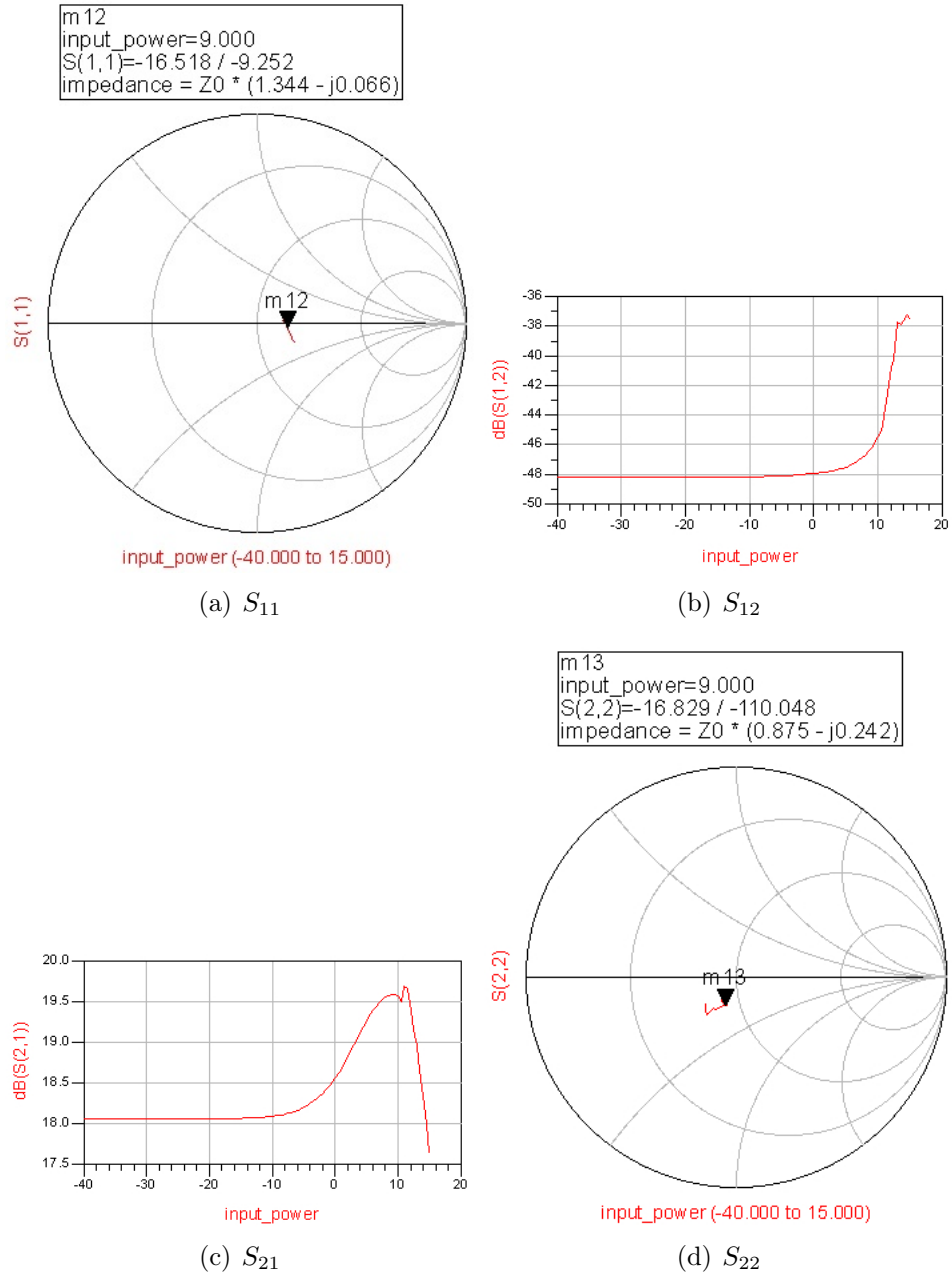


Figur C.3: Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer.



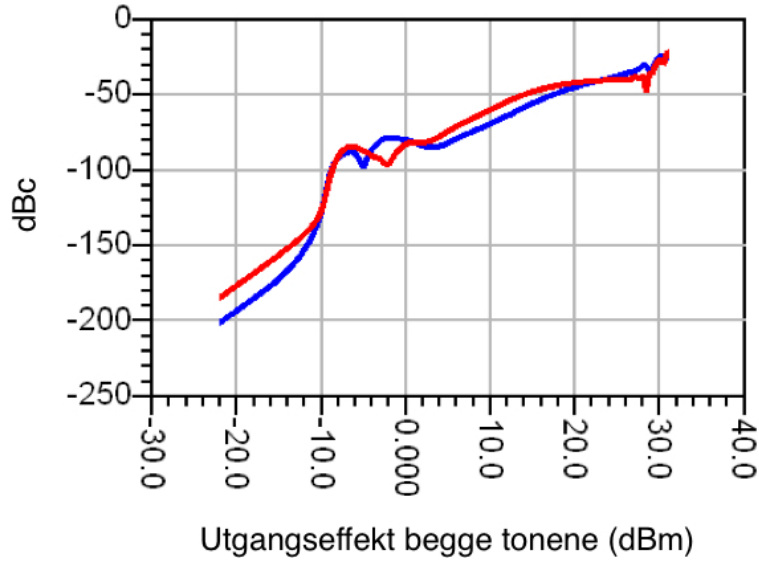
Figur C.4: Resultat av 2-tone simulering for transducer effektforsterkning der det er tilpasning på både inn- og ut-gang på transformator og transistorer.

Tillegg C. Simuleringsresultater for Push-pull forsterker

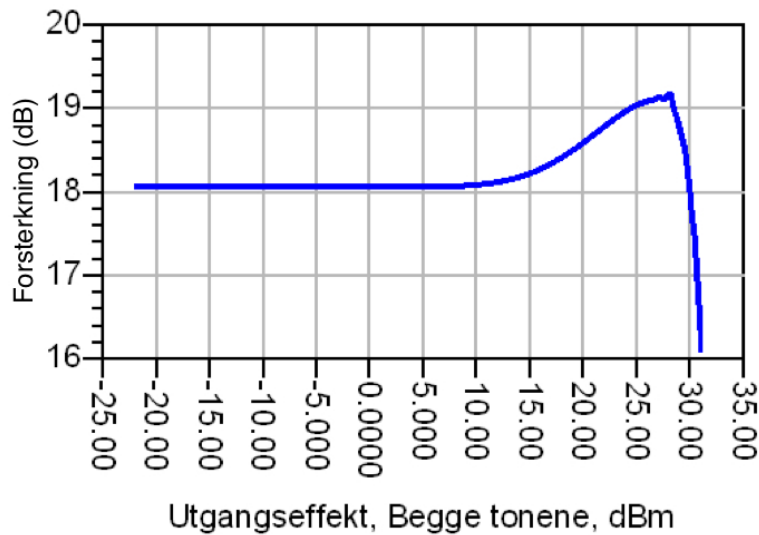


Figur C.5: Storsignal S-paramter simulering for et push-pulldesign der det kun er tilpasning på inn- og ut-gangen av transformatoren.

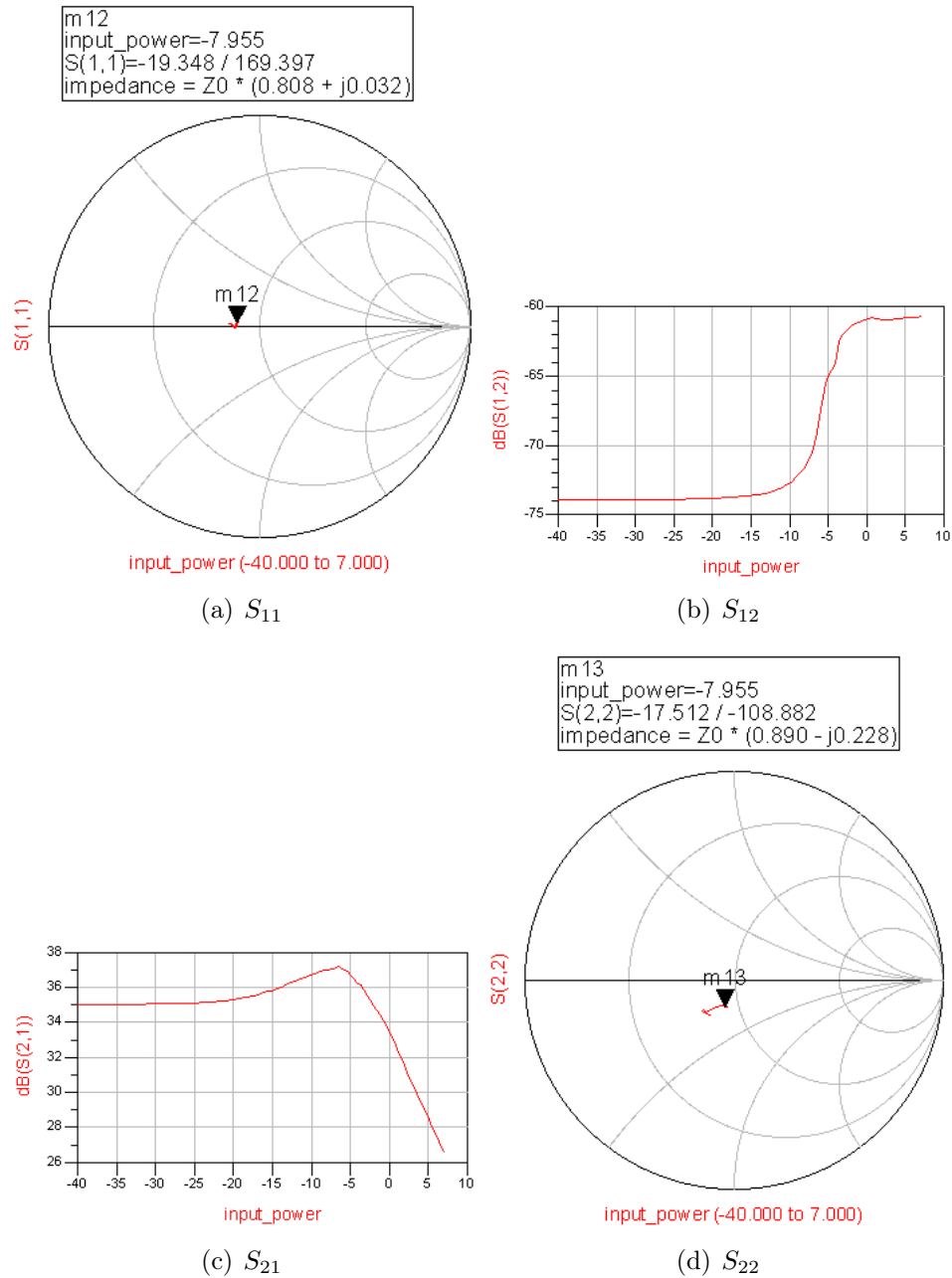




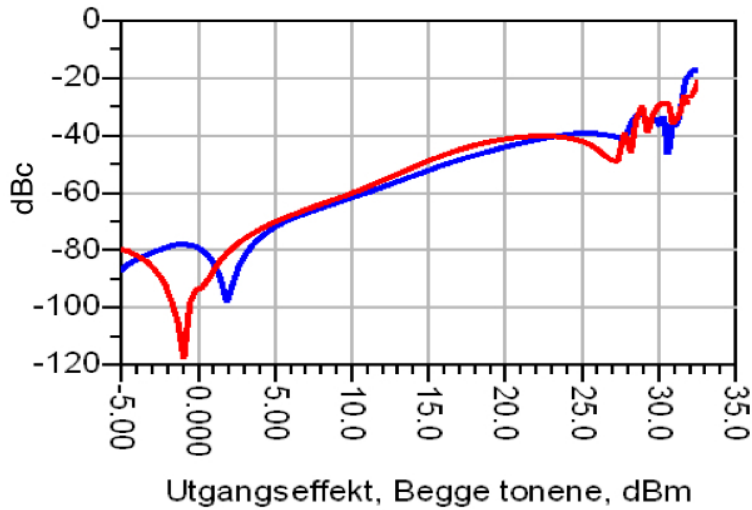
Figur C.6: Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren.



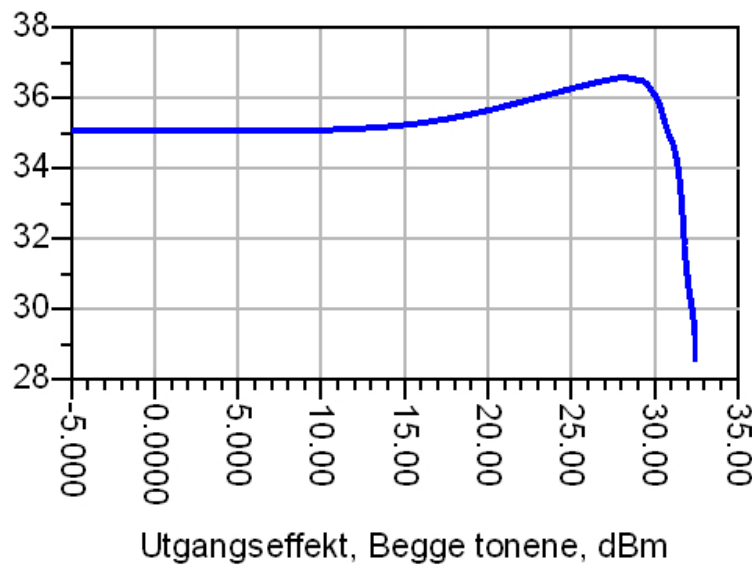
Figur C.7: Resultat av 2-tone simulering for transducer effektforsterkning der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren.



Figur C.8: Storsignal S-paramater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Her er det kun tilpasning på inn- og ut-gangen av transformatoren.



Figur C.9: Resultat av 2-tone simulering for 5. ordens intermodulasjonsprodukt for 2-trinns push-pullforsterker, der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren.

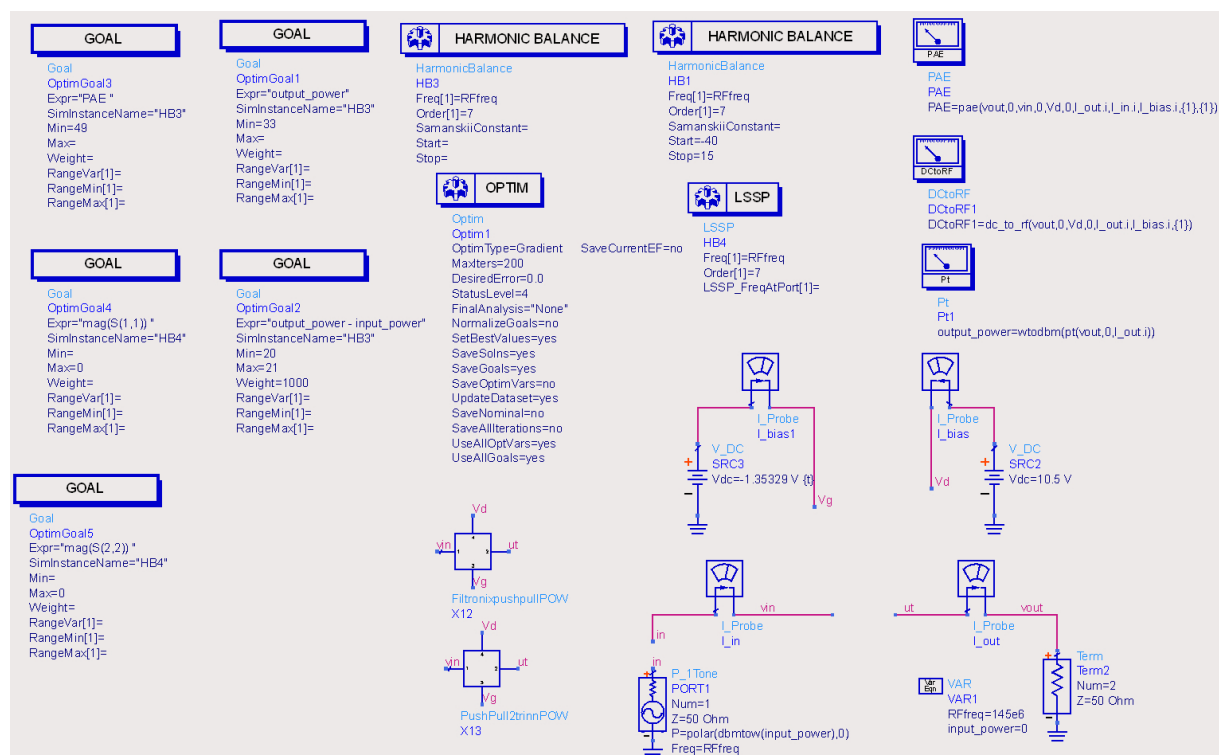


Figur C.10: Resultat av 2-tone simulering for transducer effektførsterkning for 2-trinns push-pullforsterker, der det kun er tilpasning på både inn- og ut-gang av transformatoren.

# Tillegg D

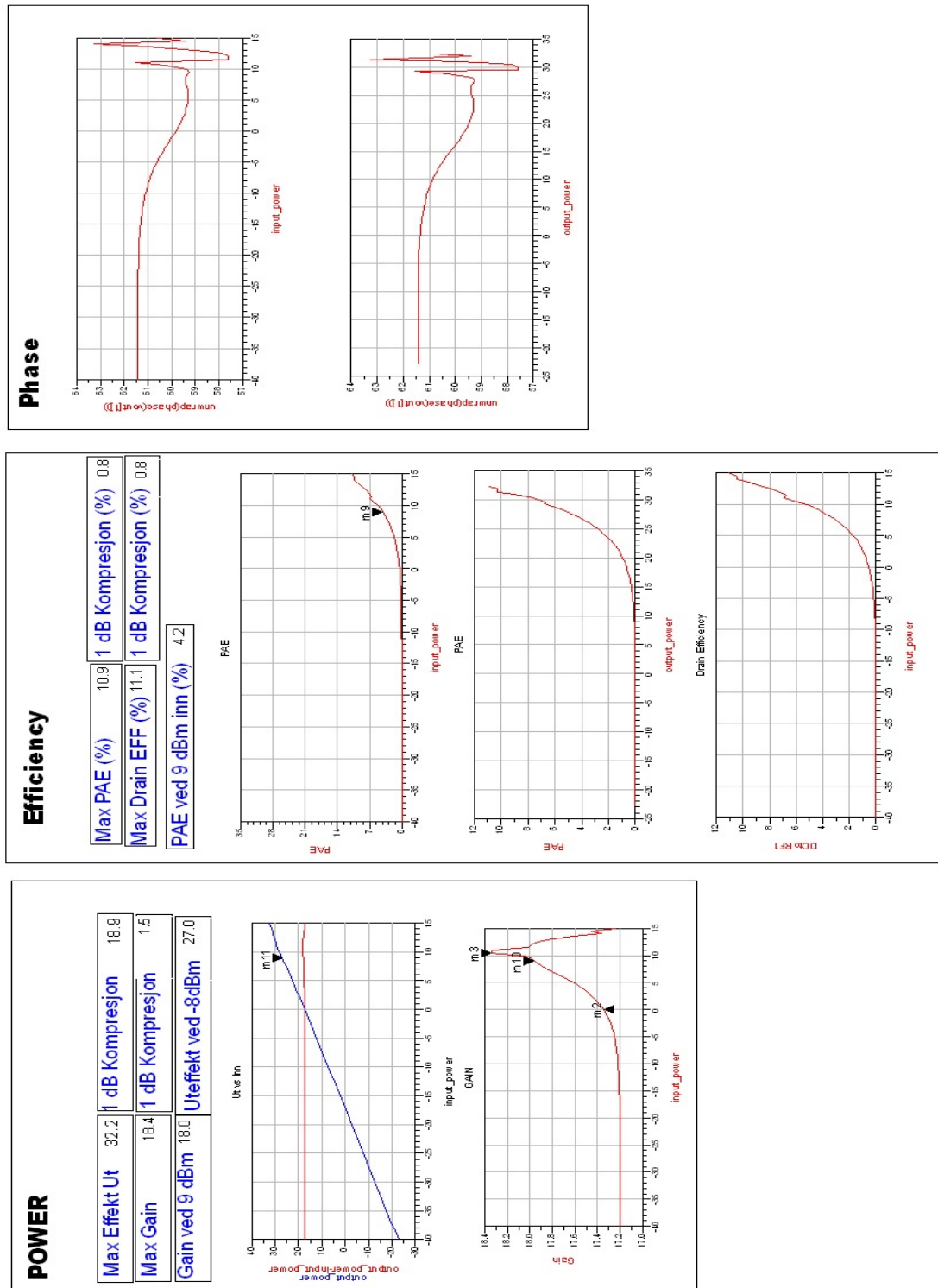
## Testbenker

### D.1 1-tone effektsimuleringer



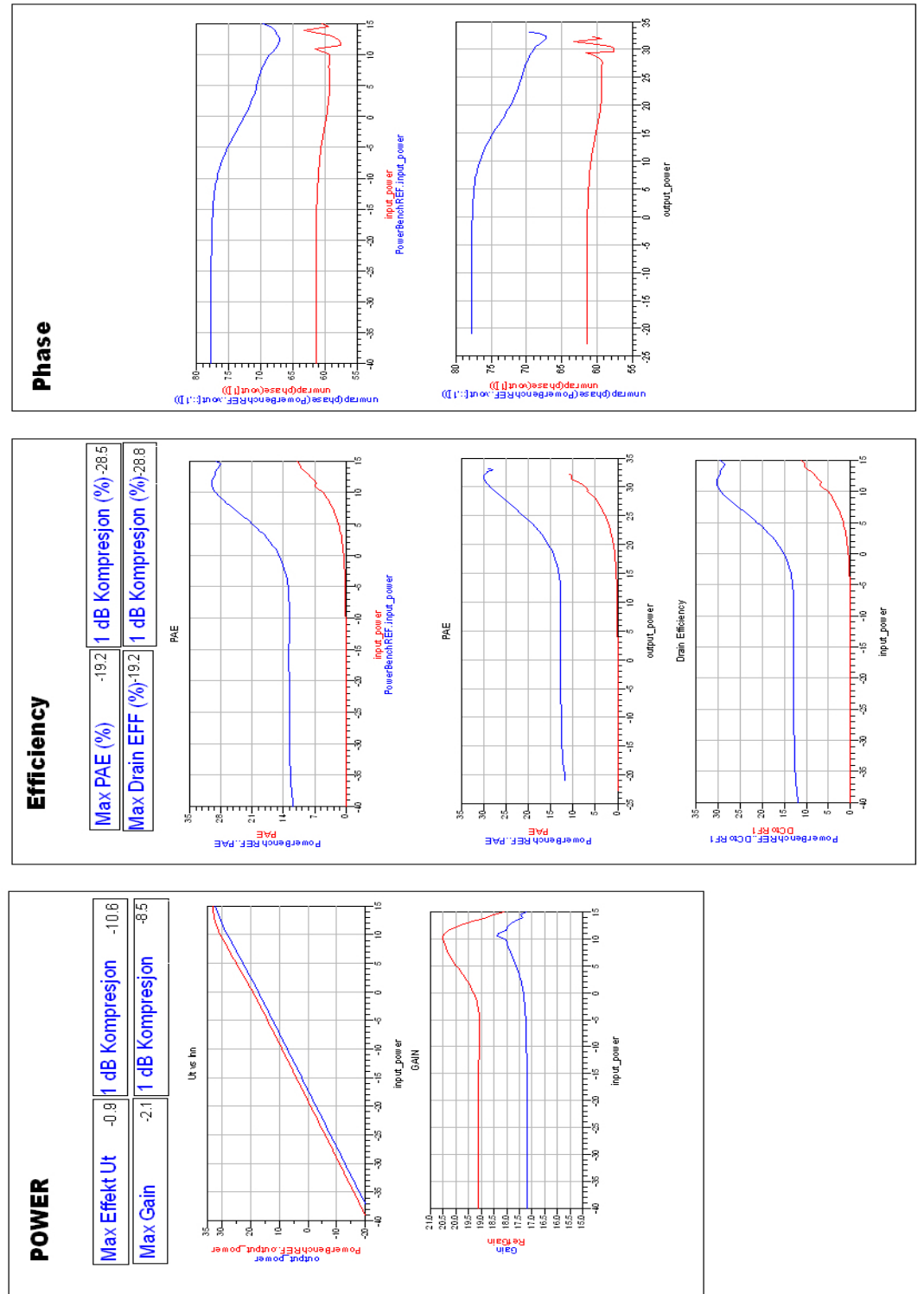
Figur D.1: Testbenk for 1-tone effektsimuleringer samt storsignal S-parameter simuleringer.

# Hovedforsterker



Figur D.2: Resultatoversikt for forsterkeren under test.

# Forbedring Ny vs. referanse



Figur D.3: Resultatoversikt for forsterkeren under test sammenlignet med referanseforsterker. Tallene i databoksene er differansen mellom forsterkerene.

$$\text{Eqn Gain} = \text{output\_power} - \text{input\_power}$$

$$\text{Eqn Forsterkning\_ved\_1dB\_kompresjon} = m2 - 1$$

$$\text{Eqn Ut1dB} = \text{Inngangseffekt\_ved\_1dB\_kompresjon} + \text{Forsterkning\_ved\_1dB\_kompresjon}$$

$$\text{Eqn Inngangseffekt\_ved\_1dB\_kompresjon} = \text{indep}(m2) + \text{indep}(m1)$$

$$\text{Eqn PAE1db} = \text{PAE}[\text{find\_index}(\text{input\_power}, \text{Inngangseffekt\_ved\_1dB\_kompresjon})]$$

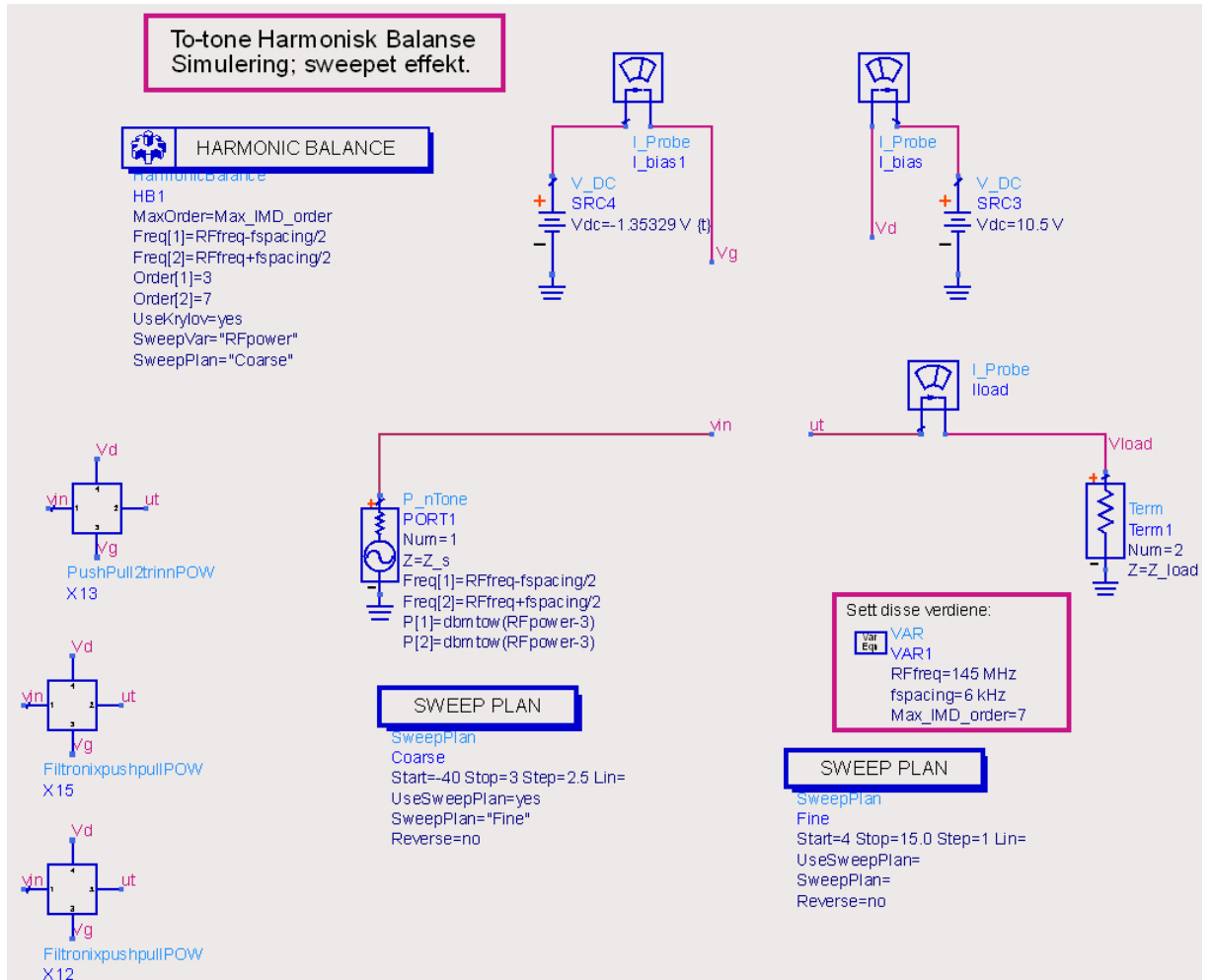
$$\text{Eqn DCtoRF1db} = \text{DCtoRF1}[\text{find\_index}(\text{input\_power}, \text{Inngangseffekt\_ved\_1dB\_kompresjon})]$$

$$\text{Eqn MaxEFFut} = \text{max}(\text{output\_power})$$

$$\text{Eqn MaxGain} = \text{max}(\text{Gain})$$

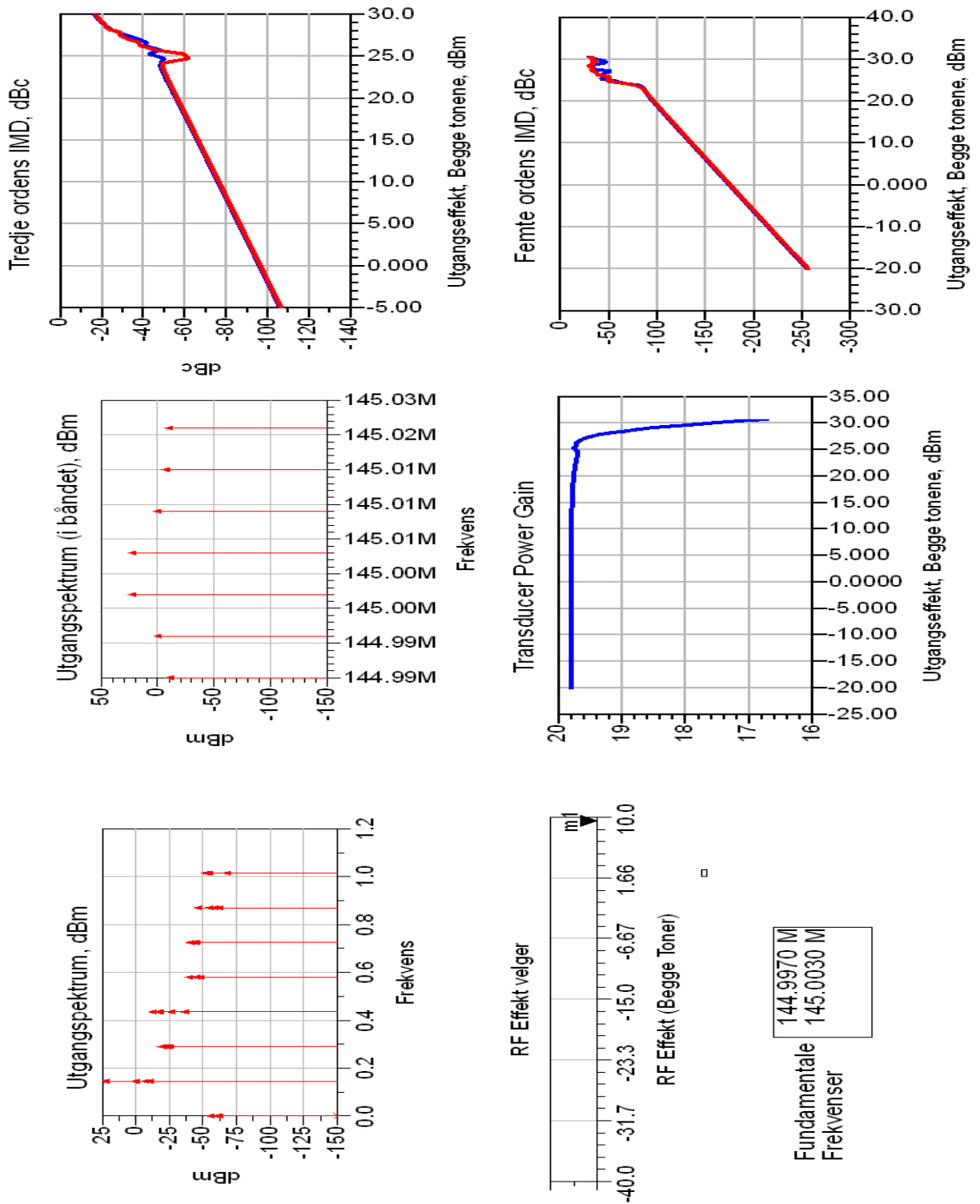
Figur D.4: Ligninger brukt til å komme fram til resultatene i figur D.2

## D.2 To-tone simuleringer



Figur D.5: Testbenk for to-tone simuleringer.

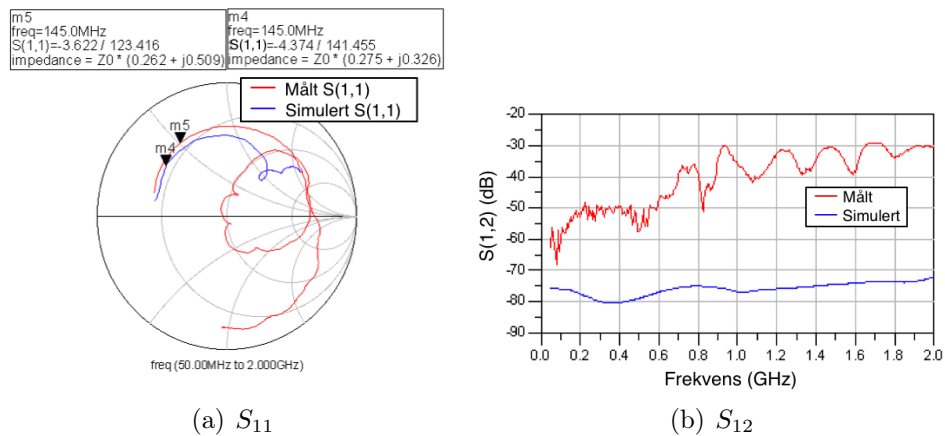




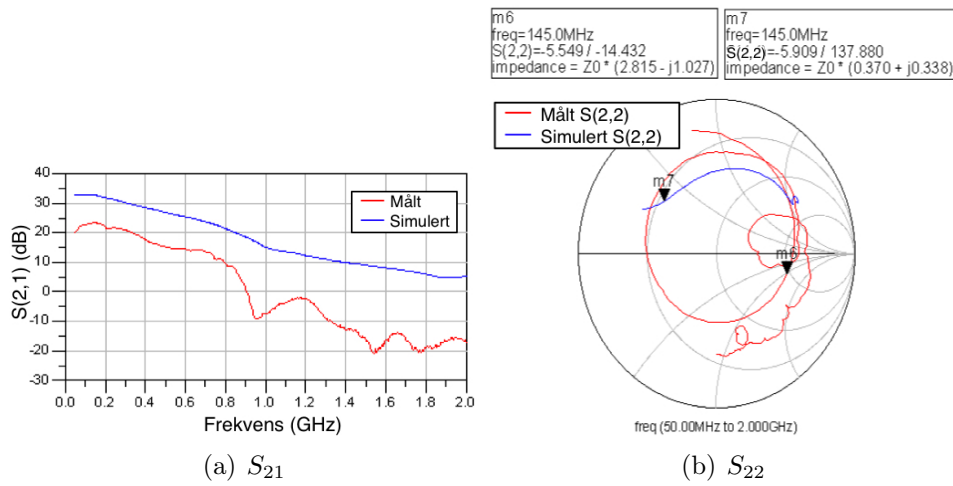
Figur D.6: Resultatoversikt for to-tone simuleringene.

# Tillegg E

## Måleresultater



Figur E.1: S-paramater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Dette er en sammenligning av samme push-pullforsterkeren uten noe form for tilpasningsnettverk både simulert og målt. Det er målt med en inngangseffekt på - 30 dBm. Støygulvet til nettverksanalyatoren ligger på ca -40 dB.



Figur E.2: S-parmater simulering for push-pulldesign med 2 trinn i hver gren. Dette er en sammenligning av samme push-pullforsterkeren uten noe form for tilpasningsnettverk både simulert og målt. Det er målt med en inngangseffekt på -30 dBm. Støygulvet til nettverksanalyseren ligger på ca -40 dB.