

# Konstruksjon av klasse F effektforsterker

Øystein Jensen

Master i elektronikk  
Oppgaven levert: Juni 2006  
Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



# Oppgavetekst

I mange radiosystem er virkningsgraden til effektforsterkeren ekstremt viktig. Når en effektforsterker brukes i nærheten av maksimal utgangseffekt, vil det genereres flere overharmoniske frekvenskomponenter. En måte å øke virkningsgraden i forsterkeren på, er å utnytte disse overharmoniske komponentene. I en Klasse F (også kalt harmonisk tilpasset effektforsterker) justerer man impedansen til de harmoniske frekvenskomponentene på utgangen av forsterkeren. Dette vil forme strøm og spenningsforløpet slik at forsterkeren blir mest mulig effektiv.

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Studere prinsippene for klasse F effektforsterkere.
- Utføre målinger rundt 10MHz på klasse AB og klasse F forsterkeren som ble laget i prosjektet.
- Skrive artikkelforslag for publisering på RAWCOM (IEEE Radio & Wireless Symposium)
- Simulere og konstruere en diskret klasse F effektforsterker på 1,64Ghz vha. mikrobølgesimulatorprogram (ADS).
- Simulere og konstruere en klasse AB referanse effektforsterker på samme frekvens.
- Måle og sammenligne resultatene fra de to forsterkerne.

Oppgaven gitt: 16. januar 2006

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## **Forord**

Masteroppgaven ble gitt av NTNU, ved Morten Olavsbråten, og er en fortsettelse av fordypningsprosjektet, der det ble sett effektforsterkere ved 10MHz. Morten Olavsbråten har vært faglærer og hovedveileder. Terje Mathiesen har frest kretskort til prototyper, og gitt veiledning ved bruk av måleinstrumenter. Ved design av to effektforsterkere ved 1,64GHz har tilgang til gode passive komponenter vært av stor betydning. Johanson Technology, American Technincal Ceramics og Coilcraft har levert gratis vareprøver av passive komponenter, med gode modeller, tiltenkt applikasjoner i mikrobølgeutstyr. Disse komponentene ble hovedsakelig bruk ved konstruksjon av prototyper. Komponenter fra Omega Verksted har ved flere anledninger vært av stor betydning for konstruksjon av prototyper. Teleteknisk verksted har tilvirket passende kjøleribber til begge effektforsterkerne.

Trondheim, 9.6.2006

Øystein Jensen



## Sammenheng

Effektforsterkere er viktige komponenter i dagens telekommunikasjonsutstyr. I de fleste trådløse kommunikasjonssystemer står effektforsterkeren for en stor andel av det totale effektforbruket. Derfor er virkningsgraden, eller effektiviteten, til denne av stor betydning. Ved å redusere overlapp mellom strøm og spenning i transistor er det mulig å bedre effektiviteten til effektforsterkere betydelig. Dette er mulig ved å reflektere harmoniske frekvenser tilbake til transistoren med riktig fase. Dette gjøres i klasse F effektforsterkere, og gir vesentlig bedre effektivitet enn tilsvarende klasse AB og B effektforsterkere.

Ved design av en klasse F effektforsterker ble det sett på hvilke egenskaper denne har i forhold til en tilsvarende klasse AB design. Begge effektforsterkerne ble designet for bruk i et Inmarsat-bånd ved 1,64GHz. Det ble benyttet en GaAs MESFET-effekttransistor, beregnet for bruk i L-bånd, i design og konstruksjon av begge effektforsterkerne. I designen av klasse F effektforsterkeren var det hensiktsmessig å bruke parasittiske effekter i transistoren som en del av designen, for å oppnå ønsket refleksjon av andre- og tredjeharmonisk. Det ble benyttet diskrete passive komponenter, med små tap og gode modeller, til design og konstruksjon.

ADS-simuleringer viser at det er mulig å oppnå en effektivitetsgevinst på 10 prosentpoeng ved riktig refleksjon av andre- og tredjeharmonisk. Ved hjelp av simuleringer i ADS er den harmonisk tunede klasse F designen sammenlignet med en tilsvarende klasse AB effektforsterkerdesign. Her ser en at bedret effektivitet går på bekostning av båndbredde. Effektiviteten faller også raskere med økende avstand fra senterfrekvensen, enn hva som er tilfellet for klasse AB designen. Til tross for dette har klasse F designen tilsvarende lineære egenskaper som klasse AB designen. Etter hvert som størrelsen til de harmoniske vokser vil de bidra til en gradvis økning av effektiviteten, inntil klasse F kriteriet inntreffer når transistoren drives nær metning. Begge designene gir rundt 14dB forsterkning og leverer effekter i overkant av 1W. Simulert PAE er 55,1% for klasse F effektforsterkerdesignen, og 45,1% for tilsvarende klasse AB design.

Begge designene ble konstruert, og målte resultater ble sammenlignet med de simulerte. Dette viser at transistormodellen, som ble brukt ved simulering i ADS, gir et veldig konservativt estimat av forsterkning og effektivitet. Ved reduksjon av forsterkning var det mulig å oppnå tilstrekkelig stabilitet for klasse AB effektforsterkeren, der PAE ble målt til 55,3%. Det viser seg også at det er forskjeller mellom simulerte og virkelige S-parametere til transistoren.

Ved konstruksjon av klasse F effektforsterkeren er det essensielt andre og tredjeharmonisk ser riktig impedans fra transistorens strømkilde for å få riktig refleksjon. I tillegg må tilpassingsnettverket gi grunnharmonisk riktig impedans for høyest effektivitet. Uten god modell for transistor, og begrensede muligheter til å måle refleksjon av harmoniske, ble det med tilgjengelig tid ikke mulig å realisere den designede klasse F effektforsterkeren.

I forbindelse med skriving av en artikkel, som vil bli forsøkt publisert ved "Radio Wireless Week 2007" i Long Beach, ble det gjennomført utfyllende målinger på en klasse AB og en klasse F effektforsterker som ble konstruert i fordypningsprosjektet. Her ble det hovedsaklig sett på tredjeordens intermodulasjonsdistorsjon. Disse målingene styrker tidligere indikasjoner som tilsier at den konstruerte klasse F effektforsterkeren gir mer lineær forsterkning enn tilsvarende klasse AB effektforsterker.





# Innholdsfortegnelse

<b>1. INNLEDNING.....</b>	<b>1</b>
<b>2. TEORETISK BAKGRUNN.....</b>	<b>3</b>
2.1 EFFEKTFORSTERKERE .....	3
2.2 IMPEDANSTILPASNING .....	3
2.3 VIKTIGE PARAMETERE .....	3
2.3.1 PAE – effektivitet.....	3
2.3.2 Forsterkning.....	4
2.3.3 dBm .....	4
2.3.4 Båndbredde .....	4
2.3.5 Linearitet.....	4
2.3.6 1dB kompresjon.....	4
2.3.7 Distorsjon, og tredjeordens IMD og IP.....	4
2.3.8 Stabilitet .....	5
2.4 PARASITISKE EFFEKTER I DISKRETE GAAS-EFFEKTTRANSISTORER .....	6
2.5 KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER.....	6
2.6 FOURIERREKKER.....	7
2.7 KLASSE F EFFEKTFORSTERKER .....	7
2.7.1 Teoretisk klasse F effektforsterker .....	7
2.7.2 Ulike måter for design av klasse F effektforsterkere.....	8
<b>3. DESIGN OG KONSTRUKSJON .....</b>	<b>13</b>
3.1 GENERELT OM DESIGNET .....	13
3.1.1 Sammenligningskrets.....	13
3.1.2 Transistor .....	13
3.1.3 Passive komponenter.....	13
3.1.4 Kretskort.....	14
3.2 DESIGN AV KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER .....	14
3.3 DESIGN AV KRETSKORT TIL KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER .....	16
3.4 KONSTRUKSJON AV KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER.....	16
3.5 DESIGN AV KLASSE F EFFEKTFORSTERKER .....	18
3.6 DESIGN AV KRETSKORT TIL KLASSE F EFFEKTFORSTERKER .....	19
3.7 KONSTRUKSJON AV KLASSE F EFFEKTFORSTERKER .....	20
<b>4. SIMULERINGS- OG MÅLERESULTATER VED 1,64 GHZ.....</b>	<b>23</b>
4.1 SIMULERINGSRESULTATER FRA KLASSE AB EFFEKTFORSTERKERDESIGN.....	23
4.2 SIMULERINGSRESULTATER FRA KLASSE F EFFEKTFORSTERKERDESIGN .....	27
4.3 MÅLEINSTRUMENTER .....	29
4.4 TESTOPPSETT .....	29
4.5 DIELEKTRISITETSKONSTANT TIL FR4-KRETSKORT .....	29
4.6 MÅLERESULTATER FRA KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER .....	30
4.7 MÅLERESULTATER FRA KLASSE F EFFEKTFORSTERKER.....	33
<b>5. NYE MÅLINGER PÅ EFFEKTFORSTERKERE VED 10 MHZ.....</b>	<b>37</b>
5.1 MÅLT TREDJEORDENS IMD OG IP FOR KLASSE AB EFFEKTFORSTERKER.....	37
5.2 MÅLT TREDJEORDENS IMD OG IP FOR KLASSE F EFFEKTFORSTERKER.....	39
5.3 DISKUSJON.....	41
<b>6. DISKUSJON.....</b>	<b>43</b>
6.1 FEILKILDER.....	43
6.2 SAMMENLIGNING AV SIMULERT KLASSE AB OG KLASSE F FORSTERKER .....	44
6.3 AVVIK MELLOM SIMULERINGS- OG MÅLERESULTATER .....	45
6.4 SAMMENLIGNING AV MÅLERESULTATER .....	45
6.5 UTFORDRINGER VED DESIGN AV DISKRETE KLASSE F EFFEKTFORSTERKERE .....	48

<b>7. KONKLUSJON.....</b>	<b>49</b>
7.1 FREMTIDIG ARBEID .....	49
<b>8. REFERANSER.....</b>	<b>51</b>
<b>9. VEDLAGTE FIGURER.....</b>	<b>53</b>
<b>10. ARTIKKEL TIL RAWCOM.....</b>	<b>73</b>

# Figurliste

## Figurer i rapport:

Figur 1 Illustrasjon av tredjeordens IP .....	5
Figur 2 Parasittiske effekter i GaAs MESFET-effekttransistorer .....	6
Figur 3 Overlapp mellom strøm og spenning i ideell klasse F effektforsterker .....	8
Figur 4 Strøm og spenning i tredjeharmonisk peaking klasse F effektforsterker .....	9
Figur 5 Prinsippskisse av klasse F design med parallellresonatorer .....	9
Figur 6 Prinsippskisse av klasse F design med kvartbølgeresonator .....	10
Figur 7 Prinsippskisse av klasse F design, der drain-source kapasitansen bidrar til harmonisk tuning .....	10
Figur 8 Endelig prototyp av klasse AB effektforsterker .....	17
Figur 9 Endelig prototyp av klasse F effektforsterker .....	20
Figur 10 Simulert effekt levert til 50Ωs last til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	25
Figur 11 Simulert PAE til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	25
Figur 12 Simulert forsterkning til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	26
Figur 13 Simulert båndbredde til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	26
Figur 14 Simulert PAE over båndbredden til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	27
Figur 15 Målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse AB effektforsterker .....	31
Figur 16 Beregnet PAE fra måledata til klasse AB effektforsterker .....	31
Figur 17 Målt tredjeordens IMD til klasse AB effektforsterker .....	32
Figur 18 Målt tredjeordens IMD for ulike avstander mellom påtrykte frekvenser .....	33
Figur 19 Målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse F effektforsterker .....	35
Figur 20 Beregnet PAE fra måleresultater til klasse F effektforsterker .....	35
Figur 21 Måling av tredjeordens IMD for å finne IP til klasse AB effektforsterker .....	38
Figur 22 Målt tredjeordens IMD til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	38
Figur 23 Målt tredjeordens IMD, ved 1dB kompresjon, til klasse AB og F effektforsterker .....	39
Figur 24 Målt tredjeordens IMD for å finne IP til klasse F effektforsterker .....	40
Figur 25 Sammenligning av målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse AB og klasse F effektforsterker .....	46
Figur 26 Sammenligning av målt PAE til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	46
Figur 27 Sammenligning av målt PAE over båndbredden til klasse AB og klasse F effektforsterker .....	47

## Figurer i vedlegg:

Figur v 1 Forenklet kretsskjema til klasse AB effektforsterker.....	53
Figur v 2 Kretskortutlegg til klasse AB effektforsterker.....	54
Figur v 3 Artwork til 0603 komponenter .....	54
Figur v 4 Forenklet kretsskjema til klasse F effektforsterker.....	55
Figur v 5 Kretsskjema fra ADS for lavpassfilter LPF1 fra klasse F effektforsterkerdesignen.....	56
Figur v 6 Kretskortutlegg til klasse F effektforsterker .....	56
Figur v 7 Kretskortutlegg for test av lavpassfilter i klasse F effektforsterker.....	57
Figur v 8 Simuleringsoppsett for HB, LSSP og PAE.....	57
Figur v 9 Simuleringsoppsett brukt ved impedanstilpasning .....	58
Figur v 10 Simuleringsoppsett for å simulere K-faktor over et stort frekvensbånd .....	58
Figur v 11 Simulert storsignal $S_{11}$ til klasse AB og klasse F effektforsterker.....	59
Figur v 12 Simulert storsignal $S_{22}$ til klasse AB og klasse F effektforsterker.....	59
Figur v 13 Simulert K-faktor til klasse AB effektforsterker .....	60
Figur v 14 Simulert drain-source spenning til klasse AB effektforsterker.....	60
Figur v 15 Simulert drain strøm til klasse AB effektforsterker.....	61
Figur v 16 Simulert strømtrekk fra strømforsyning til klasse AB effektforsterker .....	61
Figur v 17 Simulert spenning over $50\Omega$ s last til klasse AB effektforsterker.....	62
Figur v 18 Simulert spekter til utgangssignalet ved 1dB kompresjon til klasse AB effektforsterker.....	62
Figur v 19 Simulert $S_{21}$ - filterrespons for lavpassfilter i klasse F effektforsterker.....	63
Figur v 20 Simulert $S_{11}$ - refleksjon sett inn i kretsen som kobles til drain i klasse F effektforsterker .....	63
Figur v 21 Simulert K-faktor til klasse F effektforsterker.....	64
Figur v 22 Simulert drain-source spenning til klasse F effektforsterker .....	64
Figur v 23 Simulert drain strøm til klasse F effektforsterker .....	65
Figur v 24 Simulert strømtrekk fra strømforsyning til klasse F effektforsterker.....	65
Figur v 25 Simulert spenning over $50\Omega$ s last til klasse F effektforsterker.....	66
Figur v 26 Simulert spekter til utgangssignalet ved 1dB kompresjon til klasse F effektforsterker.....	66
Figur v 27 Målt $S_{11}$ til klasse AB og klasse F effektforsterker.....	67
Figur v 28 Målt $S_{22}$ til klasse AB og klasse F effektforsterker.....	67
Figur v 29 Målt forsterkning til klasse AB effektforsterker.....	68
Figur v 30 Målt spekter til klasse AB effektforsterker.....	68
Figur v 31 Målt båndbredde til klasse AB effektforsterker.....	69
Figur v 32 Målt PAE over båndbredde til klasse AB effektforsterker .....	69
Figur v 33 Målt $S_{21}$ - filterrespons til lavpassfilter i klasse F effektforsterker.....	70
Figur v 34 Målt spekter til klasse F effektforsterker.....	70
Figur v 35 Målt forsterkning til klasse F effektforsterker .....	71
Figur v 36 Målt båndbredde til klasse F effektforsterker.....	71
Figur v 37 Målt PAE over båndbredde til klasse F effektforsterker .....	72
Figur v 38 Sammenligning av tredjeordens IMD ved ulike biaseringskretser .....	72

# 1. Innledning

For å vise hvordan riktig refleksjon av harmoniske frekvenser kan brukes til å bedre effektiviteten til effektførsterkere skal det designes en klasse F effektførsterker. Det vil være hensiktsmessig å begrense designen til tredjeharmonisk peaking, der kun andre- og tredjeharmonisk brukes til å bedre effektiviteten.

For å gi et bedre grunnlag å sammenligne egenskapene til klasse F effektførsterkeren med, skal det designes en tilsvarende klasse AB effektførsterker. Begge effektførsterkere skal designes rundt en GaAs MESFET effekttransistor tiltenkt applikasjoner i L-bånd, mellom 1GHz og 2GHz. Ved å velge et frekvensbånd i øvre del av L-bånd oppnår en tilstrekkelig forsterkning av tredjeharmonisk med den tilgjengelige effekttransistoren. For klasse F effektførsterkeren er dette nødvendig, siden tredjeharmonisk brukes til å bedre effektiviteten. Derfor skal begge effektførsterkerdesignene tilpasses forsterkning av et signal ved 1,64GHz. Her ligger det et bånd som brukes for uplink mot Inmarsat sine kommunikasjonssatellitter.

Begge effektførsterkerne skal designes ved hjelp av DAK-verktøyet ADS fra Agilent. Det er ønskelig at begge effektførsterkerne designes med tilsvarende komponenter, har lik biasering og forsyningsspenning, slik at sammenligningsgrunnlaget blir best mulig. Ved hjelp av Harmonic Balance (HB) og Large Signal S-Parameter (LSSP) skal det gjennomføres simuleringer for å se på egenskaper som effektivitet i form av PAE, forsterkning, utgangseffekt og båndbredde.

Fra begge effektførsterkerdesignene skal konstrueres prototyper. Det skal gjennomføres målinger for å sammenligne viktige egenskaper til de to effektførsterkerne. Her vil automatisk nettverksanalysator, signalgenerator, spektrumsanalysator og multimeter bli brukt for å måle PAE, forsterkning, utgangseffekt og båndbredde. Det skal også gjennomføres målinger av tredjeordens intermodulasjonsdistorsjon. Ved sammenligning av simulerte og målte egenskaper vil det bli sett på hvor godt samsvar det er mellom simulerte og målte verdier. Dette gjør det mulig å vurdere hvor godt komponentmodellene, brukt ved simulering, beskriver virkelig oppførsel.

Det skal skrives en artikkel om resultater oppnådd i fordypningsprosjektet. Denne vil bli forsøkt publisert på "Radio Wireless Week 2007" i Long Beach. I den forbindelse skal det gjennomføres utfyllende målinger på en klasse F og en klasse AB effektførsterker ved 10MHz. Disse ble designet og konstruert i fordypningsprosjektet, og det vil særlig bli sett på intermodulasjonsdistorsjon. Artikkelen er gjengitt i sin helhet som et vedlegg i kapittel 10.

For å gjøre rapporten mer lettlest er kun de viktigste figurene tatt med i selve rapporten. Mindre viktige figurer er plassert i vedlegg, der disse av praktiske grunner er kalt: figur v nummer, slik at for eksempel figur 12 i vedlegg omtales som figur v 12.



## 2. Teoretisk bakgrunn

### 2.1 Effektförsterkere

Effektförsterkere er i dag en viktig og kritisk komponent i dagens forbrukerelektronikk. I denne sammenhengen vil det være naturlig å begrense seg til effektförsterkere som försterker radio- og mikrobølgefrekvenser. Slike försterkere er svært viktige i moderne telekommunikasjon. Her er kritiske parametere som effektivitet og linearitet ofte vanskelig å kombinere. En effektiv försterker har ofte dårlig linearitet, mens effektiviteten faller dramatisk når lineariteten bedres. Effektiviteten til en effektförsterker har stor økonomisk betydning, mens lineariteten har betydning for feilprosenten i transmisjonssystemet. De fleste effektförsterkere som brukes i dag er basert på transistorer, ofte i form av integrerte kretser. Dette gir försterkere med kompakt design, lang levetid, enkel produksjon og muligheten for å operere ved lave forsyningsspenninger.

### 2.2 Impedanstilpasning

Dersom en ikke tilpasser impedansen mellom komponentene i et kommunikasjonssystem fører dette til unødvendige tap som følge av refleksjoner. I en effektförsterker er det derfor viktig at inngang og utgang er tilpasset henholdsvis kilde- og lastimpedans. Siden transistoren som benyttes sjelden er tilpasset kilde- og lastimpedans brukes et tilpasningsnettverk for å transformere transistorens impedans. Slike tilpasningsnettverk kan designes ved å benytte spoler og kondensatorer. Ved mikrobølgefrekvenser er det ofte hensiktsmessig å bruke transmisjonslinjer til impedanstilpasning. I dagens radiosystem er det vanlig å benytte en impedans på  $50\Omega$ .

### 2.3 Viktige parametere

Ved design av effektförsterkere er det viktig å ta hensyn til en del parametere. Her følger en liten innføring i noen viktige parametere. Teorien er hentet fra [1].

#### 2.3.1 PAE – effektivitet

Hensikten med effektförsterkere er å tilføre effekt til et eksisterende signal. Når de fleste effektförsterkere har liten försterkning blir effekten til inngangssignalet ofte betydelig. Derfor er det vanlig å beregne virkningsgraden til en effektförsterker ved å trekke inngangseffekten fra utgangseffekten. Dette betegnes som Power Added Efficiency (PAE) og beregnes slik:

$$PAE = (P_{ut} - P_{inn}) / P_{dc} \quad (1)$$

Her er  $P_{ut}$  effekt levert til lasten av effektförsterkeren.

$P_{inn}$  er effekt levert til effektförsterkerens inngang,

mens  $P_{dc}$  er effekten som försterkeren trekker fra strömforsyningen.

### 2.3.2 Forsterkning

En effektforsterker brukes til å øke effekten i et eksisterende signal. I en ideell effektforsterker vil det være følgende sammenheng mellom påtrykt signal og forsterket signal:

$$\text{Signal}_{\text{ut}} = A \cdot \text{Signal}_{\text{inn}} \quad (2)$$

Der forsterkningsfaktoren er  $A$ .

Forsterkning måles ofte i dB, som beregnes slik:

$$G = 10 \cdot \log(A) = 10 \cdot \log(P_{\text{ut}} / P_{\text{inn}}) \quad (3)$$

### 2.3.3 dBm

Det er vanlig å måle effekt i dBm, der 0dBm er referert til en effekt på 1mW.

Dette gir følgende sammenheng:

$$P_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log(P \cdot 1000) \quad (4)$$

Der  $P$  er effekt i watt.

### 2.3.4 Båndbredde

Vanligvis har signaler som skal forsterkes en viss båndbredde. Det er derfor viktig at effektforsterkeren har noenlunde lik forsterkning i signalets båndbredde. Et vanlig mål for båndbredde er -3dB båndbredde. Dette er det frekvensintervallet der forsterkerens utgangseffekt ikke faller mer enn 3dB fra effekten levert ved senterfrekvensen.

### 2.3.5 Linearitet

I en ideell effektforsterker vil effekten i utgangssignalet øke lineært med den påtrykte effekten. I praktiske applikasjoner vil forsterkeren gå i metning. Dette betyr at ved økende effekter vil forsterkningen avta, og forsterkeren er derfor ulineær.

### 2.3.6 1dB kompresjon

For en ideell effektforsterker vil utgangseffekt som funksjon av inngangseffekt, der begge gjengis i logaritmisk skala, være en rett linje. I praktisk realiserbare effektforsterkere avtar som nevnt forsterkningen, og dermed begrenses utgangseffekten. 1dB kompresjonspunktet er det punktet der virkelig utgangseffekt har falt 1dB i forhold til ideell utgangseffekt.

### 2.3.7 Distorsjon, og tredjeordens IMD og IP

Utgangssignalet  $v_o$  til en ulineær effektforsterker kan modelleres ved hjelp av en Taylor rekke:

$$v_o = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (5)$$

Dette er en enkel modell for hvordan transistoren genererer harmoniske frekvenskomponenter når den drives nær metning. Ved forsterkning av et sinusformet signal vil denne distorsjonen enkelt kunne filtreres bort siden de uønskede harmoniske frekvensene ligger langt utenfor frekvensbåndet som forsterkes. Modulerte signaler har derimot en viss båndbredde. Ved forsterkning av slike signal vil det genereres mikseprodukter mellom harmoniske frekvenser. Ved å se på intermodulasjonsdistorsjon (IMD) i det enkleste tilfellet, med to nærliggende frekvenser, er det mulig å vise hvordan dette gir mikseprodukter. Ligning 6 representerer et signal med to nærliggende frekvenser  $\omega_1$  og  $\omega_2$ .

$$v_i = V_0(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \quad (6)$$

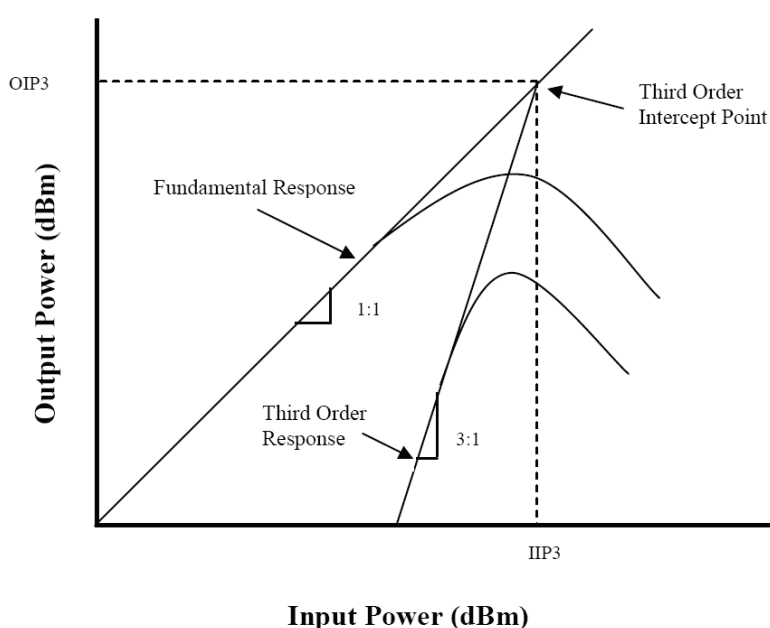


Når ligning 6 settes inn i ligning 5 kommer en frem til ligning 7.

$$v_o = a_0 + a_1 V_0(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) + a_2 V_0^2(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)^2 + a_3 V_0^3(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)^3 + \dots \quad (7)$$

Resultatet av dette blir en rekke nye frekvenskomponenter. Av disse mikseproduktene gir leddet av tredje orden opphav til frekvenser som ligger ved  $2\omega_1 - \omega_2$  og  $2\omega_2 - \omega_1$ . Disse ligger ofte i det frekvensbåndet som forsterkeren skal dekke, og er derfor vanskelig å fjerne uten å påvirke det forsterkede signalet. Siden denne typen IMD vokser med  $V_0^3$ , kalles den tredjeordens intermodulasjonsprodukt.

Third order Intercept Point (IP) er definert som det hypotetiske krysningpunktet mellom den lineære forsterkningen, som har stigningstall 1, og den lineære stigningen til tredjeordens intermodulasjonsproduktet med stigningstall 3. Dette er illustrert av figur 1, som er hentet fra [2]. Ved design av effektforsterkere er IP et viktig mål på linearitet.



Figur 1 Illustrasjon av tredjeordens IP

### 2.3.8 Stabilitet

For å unngå at en effektforsterker går i selvsving, som en oscillator, er det viktig å sørge for at den er stabil. En effektforsterker kan være betinget- eller absolutt stabil. En betinget stabil effektforsterker er kun stabil for et utvalg lastimpedanser. En absolutt stabil effektforsterker vil være stabil for alle passive lastimpedanser. Absolutt stabilitet kan testes ved hjelp av K- $\Delta$  testen. Dersom K-faktoren er større enn 1 er forsterkeren absolutt stabil. Videre følger det at  $\Delta$  er mindre enn 1.

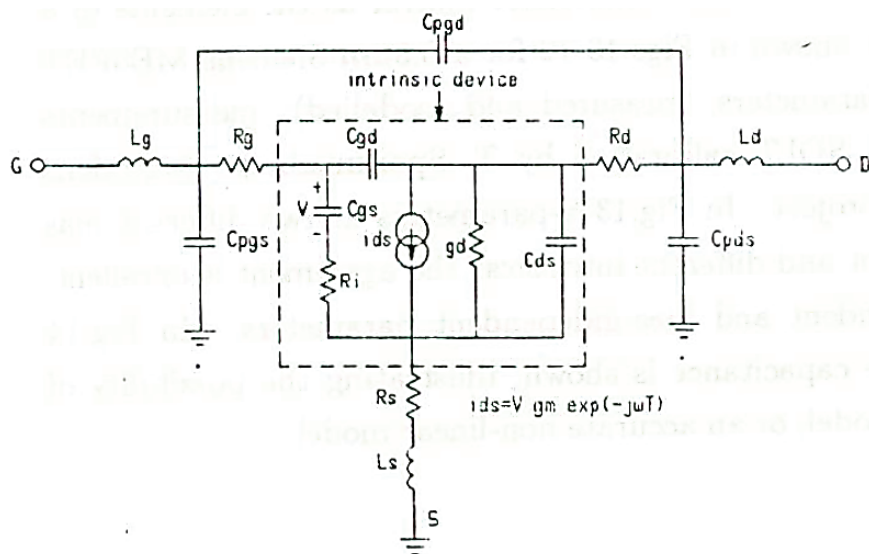
$$K = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2) / (2|S_{12}S_{21}|) \quad (8)$$

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

Her er  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  og  $S_{22}$  effektforsterkerens S-parametre.

## 2.4 Parasittiske effekter i diskrete GaAs-effekttransistorer

Ved bruk av virkelige komponenter er det viktig å være klar over de parasittiske effektene som gjør seg gjeldende. Ved design av begge effektforsterkerne ble det benyttet en diskret GaAs MESFET-effekttransistor, beregnet for applikasjoner i L-bånd. Figur 2 er hentet fra [3] og viser en enkel modell av en diskret GaAs MESFET. Her er representert komponentene innenfor den stiplede linjen parasittiske effekter internt på selve transistorbrikken, mens komponentene utenfor representerer parasittiske effekter i pakken. Ved design av klasse F effektforsterkere ved mikrobølgefrekvenser vil det være nødvendig å inkludere parasittiske effekter som en del av designen. Her vil særlig drain-source kapasitansen  $C_{ds}$ , og induktanser i transistorpakken, ha impedanser ved de harmoniske frekvensene som er sammenlignbare med impedansen til komponenter i resten av designen. Dette betyr at spenninger og strømmer ikke har samme form internt i transistorens strømkilde  $I_{ds}$ , som ved transistorens tilkoblingspinner.



Figur 2 Parasittiske effekter i GaAs MESFET-effekttransistorer

## 2.5 Klasse AB effektforsterker

I en klasse AB effektforsterker er transistoren biasert slik at den leder i mellom  $180^\circ$  og  $360^\circ$  av en periode. Denne vinkelen kalles ledningsvinkel. Til sammenligning leder en transistor i en klasse A forsterker hele tiden, altså  $360^\circ$ , mens en transistor i en klasse B forsterker leder i  $180^\circ$ . Ved å biasere transistoren slik at den leder i noe mer enn  $180^\circ$  sier en at effektforsterkeren opererer i dyp klasse AB.

En klasse B forsterker har en maksimal teoretisk effektivitet på 78%. Etter hvert som en beveger seg gjennom klasse AB til klasse A faller effektiviteten til 50%. I praktisk realiserbare klasse B applikasjoner, der en har ivare tatt hensynet til linearitet, er det ikke uvanlig med effektivitet opp mot 65%. For klasse AB ligger effektiviteten i praktiske applikasjoner et sted mellom 50% og 60%. For klasse A synker effektiviteten gjerne til 25% til 30% i praktiske applikasjoner [1] og [4].

## 2.6 Fourierrekker

Et hvilket som helst periodisk signal  $f(x)$ , med periode  $2\pi$ , kan dekomponeres til en uendelig rekke av sinus og cosinus funksjoner med ulike amplituder. En slik uendelig rekke kalles en fourierrekke. Ligning (10) viser det matematiske uttrykket for en fourierrekke [5]:

$$f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)) \quad (10)$$

Her er  $n$  et naturlig tall.

Amplituden bestemmes av fourierkoeffisientene  $a_0$ ,  $a_n$  og  $b_n$ .

## 2.7 Klasse F effektforsterker

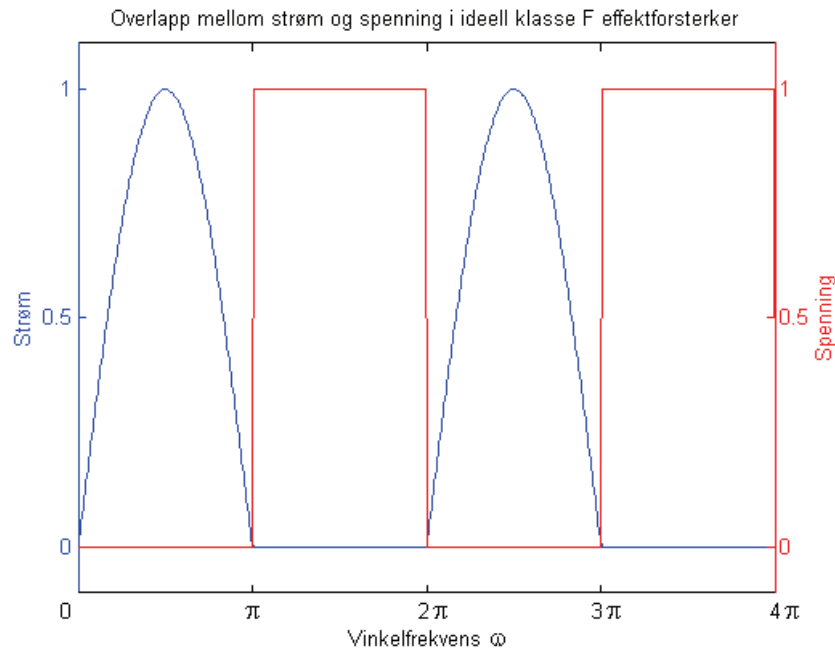
Transistorer er ulineære komponenter som genererer harmoniske frekvenskomponenter når de drives nær metning. Det er mulig å bruke disse harmoniske frekvensene til å redusere overlapp mellom strøm og spenning i transistoren. Dette gjøres i klasse F effektforsterkere, der transistoren biaseres i klasse B eller dyp klasse AB for god effektivitet. Ved hjelp av harmonisk tuning er det dermed mulig å oppnå en lineær effektforsterker, med vesentlig bedre effektivitet enn tilsvarende klasse B eller AB effektforsterkere. Teori om klasse F effektforsterkere er hentet fra [6], [7], [8] og [9].

### 2.7.1 Teoretisk klasse F effektforsterker

Klasse F forsterkere kan i teorien oppnå en effektivitet på 100%. Dette er mulig hvis det ikke er overlapp mellom strøm og spenning i transistorens interne strømkilde. De ideelle formene til strøm og spenning er illustrert i figur 3. Hvis transistoren biaseres i klasse B oppnår en den ønskede halvbølgerettede formen på strømmen. Siden transistoren har en ledningsvinkel på  $180^\circ$  er det ønskelig at spenningen er maksimal i den andre halvperioden. Ved å forme spenningen til en firkantpuls unngår en overlapp mellom strøm og spenning. Siden transistoren ikke bidrar til effekttap, vil det uten tap i de resterende komponentene være mulig å oppnå en teoretisk effektivitet på 100%.

Det er mulig å se på de harmoniske frekvenskomponentene som fourierkoeffisienter. Ved å summere et uendelig antall odde harmoniske med riktig amplitude og fase er det mulig å forme spenningen til den ønskede firkantpuls. På tilsvarende måte er det mulig å summere like harmoniske for å oppnå en halvbølgerettet sinus. Ved å sørge for at harmoniske reflekteres tilbake til transistoren med riktig amplitude og fase er det mulig å oppnå de ønskede formene på strøm og spenning.

I en klasse F forsterker med oddeharmonisk peaking brukes nettopp odde harmoniske til å forme spenningen til den ønskede firkantpuls. Det er også mulig å benytte like harmoniske for å forme spenningen til en halvbølgerettet sinus. Dette omtales som likeharmonisk peaking, der strømmen formes til en firkantpuls for å unngå overlapp med spenning. Med et begrenset antall harmoniske vil oddeharmonisk peaking gi best effektivitet. Det er derfor naturlig å se litt nærmere på hvordan strøm og spenning formes i en ideell klasse F forsterker med oddeharmonisk peaking.



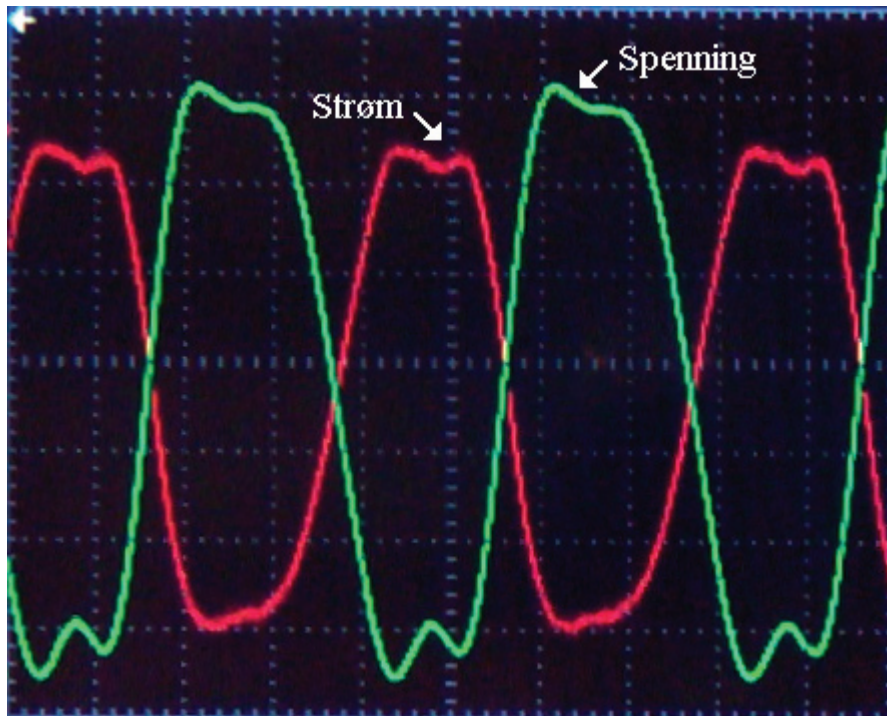
**Figur 3 Overlapp mellom strøm og spenning i ideell klasse F effektforsterker**

For å ha tilgang til et uendelig antall harmoniske trengs en ideell transistor. Her kan en tenke seg en felteffekttransistor med uendelig båndbredde, der parasittiske effekter ikke påvirker refleksjon av harmoniske frekvenser. Ved å la alle odde harmoniske se en uendelig høy impedans fra drain vil disse reflekteres tilbake med en faseforskjell på  $180^\circ$  i forhold til grunnharmonisk. Dette gir spenningen den ønskede formen dersom amplituden til de odde harmoniske er riktig. For å unngå at like harmoniske bidrar i formingen av spenningen må disse se en kortslutning fra drain. Ved å kortslutte disse til jord sørger en for at reflekterte like harmoniske strømbølger bidrar til å opprettholde den ønskede formen til drainstrømmen. På samme måte som like harmoniske ikke påvirker drain-source spenningen vil heller ikke odde harmoniske påvirke drainstrømmen. Dermed unngår en overlapp mellom strøm og spenning, og det er folgelig heller ikke effekttap i transistoren.

### 2.7.2 Ulike måter for design av klasse F effektforsterkere

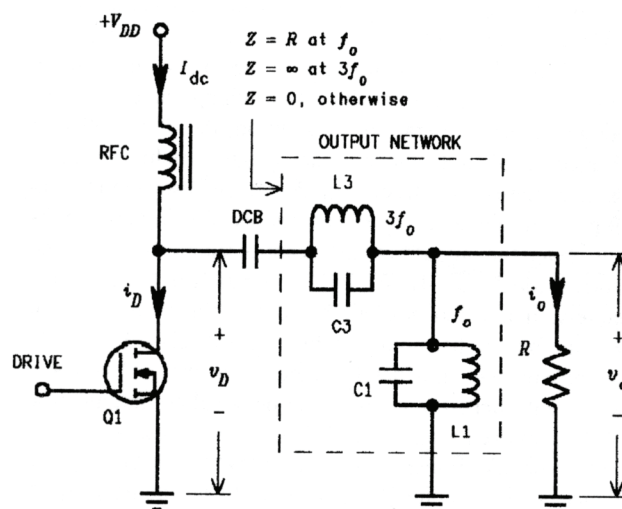
Ved design av realiserbare klasse F effektforsterkere er det ikke mulig å benytte et uendelig antall harmoniske. Dette kommer først og fremst av at virkelige transistorer ikke genererer uendelig mange harmoniske. Det er heller ikke praktisk mulig å sørge for at et uendelig antall harmoniske ser den nødvendige impedansen som skal til for å gi riktig harmonisk tuning. Amplituden til harmoniske avtar raskt med økende orden, slik at høyere ordens harmoniske bidrar lite til bedret effektivitet. For å gi riktig refleksjon av flere harmoniske er det nødvendig med flere komponenter. Tap i disse betyr at en større og mer kompleks krets tilfører mer tap, slik at det er lite effektivitet å hente ved å reflektere mange harmoniske frekvenser i klasse F effektforsterkere.

I en klasse F forsterker med tredjeharmonisk peaking bruker en tredjeharmonisk for å forme drain-source spenningen i retning av en firkantpuls. Her er det faktisk mulig å oppnå en teoretisk effektivitet på  $90,7\%$ . Dette kommer av at tredjeharmonisk er vesentlig større enn de resterende odde harmoniske. Figur 4 viser overlapp mellom drain-source spenning og drainstrøm for en klasse F effektforsterker med tredjeharmonisk peaking. Den grønne kurven viser hvordan spenningen tydelig bærer preg av tredjeharmonisk. Dette gir kortere stige- og falltid, sammenlignet med en sinusform, og overlapp med drainstrømmen reduseres.



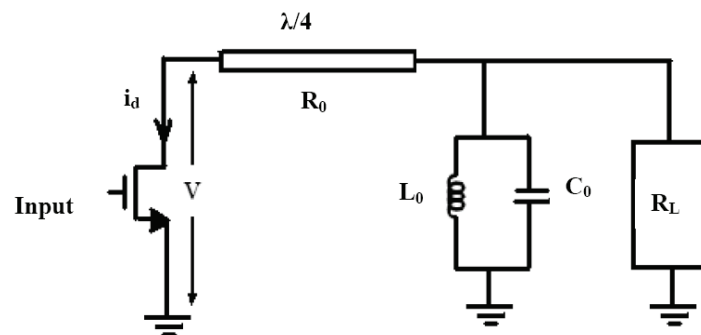
Figur 4 Strøm og spenning i tredjeharmonisk peaking klasse F effektførsterker

Ved lave frekvenser er det hensiktsmessig å benytte parallellresonatorer for å gi ønsket refleksjon av harmoniske. En resonator med spole og kondensator i parallell har høyest impedans ved resonansfrekvensen. En typisk design for tredjeharmonisk peaking med parallellresonatorer er vist i figur 5, som er hentet fra [7]. L3 og C3 i parallell gir høyest impedans for tredjeharmonisk. Dette fører til at tredje harmonisk reflekteres tilbake til drain med riktig fase. L1 og C1 sørger for at alle andre frekvenser enn grunnharmonisk ser en lav impedans til jord. Fra drain ser dermed andreharmonisk en kortslutning, tredjeharmonisk ser en høy impedans, mens øvrige harmoniske ser en kortslutning. Ved seriekobling av flere resonatorer er det mulig å unngå kortslutning av femte, sjuende og øvrige odde harmoniske. I praksis gir komponenttap og økt kompleksitet som regel for liten bedring av effektivitet til at dette kan forsvares.



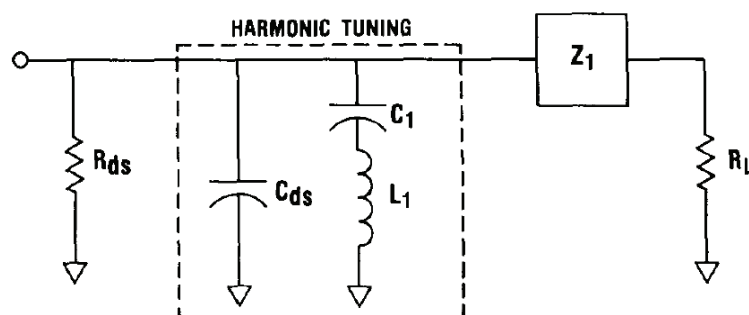
Figur 5 Prinsippskisse av klasse F design med parallellresonatorer

For mikrobølgefrekvenser er det mulig å benytte transmisjonslinjer for å oppnå ønsket refleksjon av odde harmoniske. En mulig design med kvartbølgetransformator er vist i figur 6, som er hentet fra [2]. Her sørger resonatoren til jord for kortslutning av alle harmoniske. For like harmoniske vil mikrostriplinja, som er en kvart bølgelengde for grunnharmonisk, være multiple lengder av en halv bølgelengde. Dermed ser like harmoniske fortsatt en kortslutning fra drain. For odde harmoniske vil mikrostriplinja være en kvartbølgelengde pluss multiple lengder av en halv bølgelengde. En kvartbølgetransformator vil transformere en kortslutning til en høy impedans. Dermed ser odde harmoniske den nødvendige høye impedansen fra drain. For at dette skal være mulig i praksis må en benytte en svært ideell transistor. Ellers vil parasittiske effekter i transistoren gi stadig større endring av impedansen mellom drain og den interne strømkilden i transistoren. Siden dette problemet øker med frekvensen vil det heller ikke her være mulig å gi riktig impedans for mange harmoniske.



Figur 6 Prinsippkisse av klasse F design med kvartbølgeresonator

Når frekvensen blir høy nok vil virkelige transistorer ofte ha betydelige parasittiske effekter allerede ved andre- og tredjeharmonisk. Dette fører til at de harmoniske kan se helt andre impedanser fra transistorens interne strømkilde, enn den de ser fra tilkoblingspinnen til drain. Under slike betingelser må transistorens parasittiske effekter inkluderes i kretsen som sørger for harmonisk tuning. En mulig løsning er skissert i figur 7, som er hentet fra [9]. Her utnytter en drain-source kapasitansen til å lage en parallellresonator for tredjeharmonisk. Ved å legge en serieresonator i parallell med drain-source kapasitansen danner dette en parallellresonator som gjør at tredjeharmonisk ser en høy impedans fra transistorens strømkilde. For å gi kortslutning av andreharmonisk brukes verdier for  $C_1$  og  $L_1$  som gir resonans og lav impedans for andreharmonisk. For å sikre refleksjon av tredjeharmonisk må  $Z_1$ , som er tilpasningsnettverket for grunnharmonisk, i tillegg være et lavpassfilter.



Figur 7 Prinsippkisse av klasse F design, der drain-source kapasitansen bidrar til harmonisk tuning

For alle tilfeller av harmonisk tuning kreves det at de harmoniske har den riktige amplituden for at klasse F kriteriet er oppfylt. I praksis betyr dette at transistoren må drives nær metning for å få tilstrekkelig størrelse på de harmoniske. For en effektforsterker med tredjeordens peaking vil drain-source spenningen være maksimalt flat når amplituden til den tredje harmoniske spenningen er  $1/9$  av amplituden til grunnharmonisk. Dette gir en teoretisk effektivitet på 88,4%. Dersom amplituden til tredjeharmonisk økes til  $1/6$  gir dette noe mindre overlapp mellom strøm og spenning, og teoretisk effektivitet blir da 90,7%.

Ved bruk av klasse F effektforsterkere vil det ofte være ønskelig å bedre forsterkerens lineære egenskaper. Ved å øke transistorens ledningsvinkel noe over  $180^\circ$  bedres lineariteten på bekostning av effektiviteten. Klasse F effektforsterkere vil i mange tilfeller gi samme linearitet som tilsvarende klasse AB forsterkere. Med vesentlig bedre effektivitet er de et godt alternativ til klasse AB effektforsterkere. Den største utfordringen ligger i å finne en måte å gi de harmoniske den riktige impedansen uten at kompleksitet og komponentkostnader blir for store. Det bør også nevnes at det også er nødvendig å legge inn et tilpasningsnettverk for grunnharmonisk, slik at all generert effekt kan overføres til lasten uten refleksjoner.





## 3. Design og konstruksjon

### 3.1 Generelt om designet

Harmonisk tuning forutsetter at transistoren har tilstrekkelig forsterkning på de harmoniske frekvensene. Den valgte transistoren er tiltenkt bruk i L-bånd, mellom 1GHz og 2GHz. Med tilstrekkelig forsterkning ved 5GHz ble det funnet en passende anvendelse i øvre del av L-bånd. Her falt valget på frekvensbåndet som brukes til uplink i Inmarsat sine kommunikasjonssatellitter. Her er det satt av 60MHz fra 1,61GHz til 1,67GHz.

#### 3.1.1 Sammenligningskrets

For å gi et bedre grunnlag for vurdering av PAE til en klasse F effektforsterker ble det valgt å designe og konstruere en tilsvarende klasse AB effektforsterker. Parasittiske effekter i transistoren gir et betydelig bidrag til impedansen som, sett fra transistorens strømkilde, skal gi riktig refleksjon av harmoniske frekvenser. Dette betyr at selv om strøm og spenning har de formene som kjennetegner klasse F forsterkere ved drain, så kan disse være svært forskjellige fra strøm- og spenningsformer over transistorens strømkilde. Den tilgjengelig transistormodellen har ikke mulighet til å vise overlapp mellom strøm og spenning over transistorens interne strømkilde.

En klasse F forsterker vil ha smalere båndbredde enn tilsvarende klasse AB forsterker. Ved sammenligning av båndbredde og effektivitet opp mot en klasse AB effektforsterker vil dette gi en god indikasjon på om en klasse F effektforsterker faktisk har bedret effektivitet som følge av harmonisk tuning.

For best mulig sammenligningsgrunnlag ble samme transistor, med identisk biasering og forsyningsspenning, brukt for begge designene. Det ble benyttet tilsvarende komponenter til design av biaseringsnettverk, DC-blokk og tilpasningsnettverk for begge effektforsterkerne.

#### 3.1.2 Transistor

Det ble benyttet en GaAs MESFET-effekttransistor beregnet for L-bånd til konstruksjon av begge effektforsterkerdesignene. Med tidligere kjennskap til FLL357ME fra Eudyna, og lager av denne, ble den et naturlig valg. Ved design i ADS ble det benyttet en tilgjengelig storsignalmodell for FLL351ME. FLL357ME, som ble benyttet ved konstruksjon av effektforsterkeren, er erstatningshalvleder til FLL351ME. Storsignalmodellen er trolig basert på en av de enkleste GaAs MESFET-modellene i ADS, og tilpasset design av klasse A effektforsterkere i L-bånd. Det har vist seg at modellen er alt for konservativ med tanke på PAE og forsterkning. Det var tenkt at Morten Olavsbråten skulle lage en ny og bedre storsignalmodell for FLL357ME, men dette har vist seg å ta mye lengre tid enn først antatt. Datablad er tilgjengelig fra [10] og [11]. Disse har identiske data, med unntak av S-parameterne, der det er en liten forskjell mellom  $S_{11}$ , og en betydelig forskjell mellom  $S_{22}$ .

#### 3.1.3 Passive komponenter

Ved 1,64GHz vil heller ikke passive komponenter oppføre seg i nærheten av ideelle komponentmodeller. Det ble derfor brukt betydelig tid på å finne gode passive komponenter med små tap og gode modeller. Det viser seg at Coilcraft, Johanson Technology og American Techninical Ceramics (ATC) sender gratis vareprøver av gode mikrobølgekomponenter. Et passende utvalg av enkeltkomponenter, beregnet på bruk i mikrobølgeapplikasjoner, ble bestilt tidlig, for å ha tilgang til disse ved senere konstruksjon effektforsterkerdesignene. Datablad til disse kan finnes gjennom [12], [13] og [14]. Spoler i 0603-pakker, med gode

S-parameterfiler, ble levert av Coilcraft. Kondensatorer i 0603-pakker ble levert av ATC og Johanson Technology. Kondensatorene fra Johanson Technology hadde gode S-parameterfiler, mens kondensatorene fra ATC hadde ADS-modeller for en sammenlignbar serie fra ATC.

Ved valg av komponenter ble det tatt hensyn til resonansfrekvens, toleranse, samt krav til arbeidsspenning og maksimal strømføring. For en kompakt og enkel design ble det benyttet passive komponenter i 0603-pakker. For å kunne måle strømtrekket til effektforsterkerne med et multimeter viste det seg å være nødvendig å legge inn en spole på  $100\mu\text{H}$  i serie med forsyningsstrømmen. Dette var også nødvendig for å sikre stabilitet. Selv om denne spolen har resonansfrekvens så lavt som 55MHz, så indikerer målinger at den gir høy impedans selv ved flere GHz. Av praktiske hensyn ble denne likevel lagt utenfor biaseringsnettverket, noe som også reduserer faren for uheldige endringer av effektforsterkerdesignen.

### 3.1.4 Kretskort

Ved realisering av kretsene ble det benyttet 0,5mm FR4-kretskort med  $35\mu\text{m}$  kobbersjikt. FR4 ble valgt for å vise at det dielektriske tapet ikke gir dramatiske tap av effektivitet, utgangseffekt og forsterkning ved 1,64 GHz. Ved simulering i ADS viste det seg at modellen for mikrostriplinj gir advarsler, som indikerer problemer med dimensjonene til viahull til jordplan, når tykkelsen til kretskortsubstratet er 1,6mm. For å unngå advarslene var det nødvendig å redusere kretskorttykkelsen. Med mulighet til å benytte 0,5mm FR4-kretskort ble dette valgt som grunnlag for begge effektforsterkerdesignene.

På et tynnere kretskortlaminat vil mikrostriplinjjer få lavere karakteristisk impedans. Dette gjør det mulig å redusere virkningen av dielektriske tap, siden mikrostriplinjene blir smalere, og det elektriske feltet dermed går gjennom mindre kretskortlaminat. Det bør også nevnes at det med tynnere linjer var enklere å komme frem til en kompakt design, der de små 0603-komponentene passet veldig bra inn.

Dielektrisitetskonstanten til glassfiberlaminatet i FR4-kretskort varierer med frekvens og ulike produksjonsprosesser. Siden dielektrisitetskonstanten er en viktig parameter ved design av mikrostriplinjjer ble det laget et testkort for å bestemme denne. Basert på dette ble dielektrisitetskonstanten funnet til 4,0. Det dielektriske tapet til FR4-kretskort er betydelig, og  $\tan\delta$  ligger typisk på 0,015. Siden denne verdien ikke er kritisk ved design ble det ikke brukt tid på nærmere fastsettelse av denne.

## 3.2 Design av klasse AB effektforsterker

ADS fra Agilent ble brukt til design av klasse AB effektforsterkeren. Denne ble designet for å oppnå best effektivitet ved 1,64GHz som ligger midt i Inmarsat-båndet. Impedanstilpasning av inngang og utgang til  $50\Omega$  ble implementert, på enkleste måte, med to mikrostriplinjjer. Dette gir relativt smal båndbredde, men design av et tilpasningsnettverk med vesentlig større båndbredde er svært tidkrevende, og var derfor ikke mulig med tilmålt tid.

Med tanke på effektivitet ble transistoren biasert med drainstrøm på 60mA. Dette er 5% av IDSS, og betegnes som dyp klasse AB. For å finne den forsyningsspenningen som gir best effektivitet ble forsyningsspenningen lagt inn som variabel i ADS, og sveipt fra 5V til 10V. Her er 10V den høyeste anbefalte forsyningsspenningen i følge databladet til transistoren. Dette viser at den mest hensiktsmessige forsyningsspenningen er 7,20V. Ved å senke forsyningsspenningen ytterligere ned mot 6V kan PAE bedres marginalt. Siden dette viste seg å gi dårligere stabilitet, og konvergensproblemer i ADS simuleringer, var det naturlig å sette forsyningsspenningen til 7,20V.

Det ble vurdert å benytte spoler og kondensatorer til impedanstilpasning. Dette viste seg å være problematisk, både med tanke spesielle komponentverdier, og toleransen til disse, som ikke er tilgjengelig som hylleware. Siden bølgelengden FR4-kretskort er 9,1cm ved 1,64GHz er det mer hensiktsmessig å bruke mikrostriplinjer til impedanstilpasning. For å ha mulighet til å endre på tilpassningsnettverket i etterkant av kretskortproduksjon ble det benyttet mikrostriplinjer med åpen ende. Disse kan kuttes ned med skalpell og forlenges ved å lodde på kobbertape.

Ved design av klasse AB effektforsterkeren ble det benyttet modeller for alle passive komponenter. S-parameterfiler fra Coilcraft og Johanson Technology ble lagt inn som 2 port datafiler i designen. For å modellere serie-600 kondensatorene fra ATC ble det benyttet ADS modeller for serie-700, som er en nærliggende serie fra samme firma. Det ble benyttet mikrostrip-komponenter for å designe et kretskortutlegg, som lar seg simulere i ADS. Nevnte verdier for FR4-kretskort ble lagt inn i MSUB-komponenten som ADS bruker for å simulere mikrostriplinjer. For å modellere via-til-jord ble mikrostrip-komponenten VIAGND brukt. Her ble dimensjonene til de tilgjengelige viapluggene lagt inn.

I designen av realiserbare biaseringsnettverk ble det en utfordring å finne spoler med tilstrekkelig induktans, uten at serieresonansfrekvensen (SRF) blir for lav. Ved SRF vil den parasittiske kapasitansen mellom viklingene i spolen ha samme impedans som den ønskede induktansen noe som kan være problematisk. Tidlige simuleringer indikerer at induktanser under 100nH vil gi unødvendige tap som følge av RF-lekkasje ut til strømforsyningen. Den mest hensiktsmessige komponenten viste seg å være en keramisk 68nH 0603-spole fra Coilcraft. Selv om den typiske induktansen ved 200MHz ikke er mer enn 68nH, så stiger denne til typisk 168nH ved 1,7GHz. ADS simuleringer bekrefter at forskjellen mellom en ideell spole på 168nH og den aktuelle S-parametermodellen er minimal. Med laveste SRF på 1,7GHz er dette helt klart en av de største induktansene som kan benyttes i en design som skal realiseres.

Til avkobling av DC-kildene ble det benyttet 0603-kondensatorer fra ATC på 8,2pF til jord. For bedre filtrering av harmoniske ble det i tillegg benyttet en kondensator på 1,0pF til jord etter en spole på 2,2nH ved drain. Ved gate ble det lagt inn en ekstra spole på 2,2nH.

Det viste seg å være en utfordring å finne et tilpassningsnettverk, der en av komponentene er en åpen mikrostriplinje, samtidig som stabiliteten ble ivaretatt. Når transistormodellen drives nær metning er det vanskelig å unngå oscillering på en eller flere harmoniske frekvenser. Den manglende stabiliteten gir konvergensproblemer, og tydelige innslag av harmoniske på drain-source spenning og forsyningsstrøm.

For å stabilisere designen ble det vurdert å legge inn tap, men ved 1,64GHz er impedansen til gate og drain nær reell, og henholdsvis i størrelsesorden  $2\Omega$  og  $10\Omega$ . Ved å legge inn det nødvendige tapet i shunt til jord vil strømtrekket øke enormt, med fallende effektivitet som resultat. Å legge inn tap i serie med gate ble vurdert, men her viste det seg at tilgjengelig hylleware av SMD motstander var på  $0,1\Omega$  og  $1,0\Omega$ . Her gir førstnevnte ikke tilstrekkelig tap, mens sistnevnte gir alt for store tap. Den mest hensiktsmessige løsningen ble å legge inn en høyimpedant mikrostriplinje til jord rett etter DC-blokk ved drain. Lengden på denne ble justert til de harmoniske ikke lenger ser en impedans som ligger i et potensielt ustabil område i Smith-diagrammet.

Den endelige designen er gjengitt, i en noe forenklet utgave, i figur v 1. Dette ble gjort for bedre oversikt og lesbarhet. Ved simulering i ADS ble selvsagt den komplette designen benyttet. I designen ble det benyttet eksterne S-parameterfiler som modeller for de passive komponentene. For bedre oversikt er disse erstattet med symboler for spole og kondensator i den forenklete utgaven. Ellers er komponenter som STEP, mellom ulike linjebredder, og alle mikrostriplinjer, som knytter de ulike komponentene sammen, tatt bort for å bedre oversikten.

### 3.3 Design av kretskort til klasse AB effektforsterker

Her ble det lagt vekt på en kompakt og oversiktlig design. Som nevnt er bølgelengden i kretskortet ikke mer enn 9,1cm ved 1,64GHz. Dette fører til en del utfordringer ved design av kretskort til en velfungerende prototyp. Av mekaniske hensyn må transistor og SMA-kontakter festes med skruer i kjøleribbe. For god kontakt mellom jordplanet til kretskortet, og jord i SMA-kontakter og transistor, via kjøleribben er det benyttet skruer. Plasseringen av disse er gjengitt som blå sirkler på kretskortutlegget i figur v 2. Den fysiske avstanden mellom jord i SMA-kontakter og transistor via kjøleribben til nærmeste skrue er gjort så liten som mulig. Skruene er ikke plassert nærmere mikrostriplinjene enn 3mm for å redusere kapazitiv kobling til jord.

For enkel integrering av passive komponenter i 0603-pakker ble det laget egne designere av "footprint" til disse i ADS. Topports datafiler krever en tredje port til referanse mot jord. Derfor er det i tillegg til designen laget for ADS-modeller med to porter, laget en design med tre porter til datafilene. De to designene, gjengitt i figur v 3, ble laget i tråd med anbefalinger fra datablad til komponenter i 0603-pakker. Ved å legge denne inn som "artwork" til modellene ble nødvendige linjer for innlodding av 0603-pakker inkludert i det endelige kretskortutlegget på en enkel og funksjonell måte.

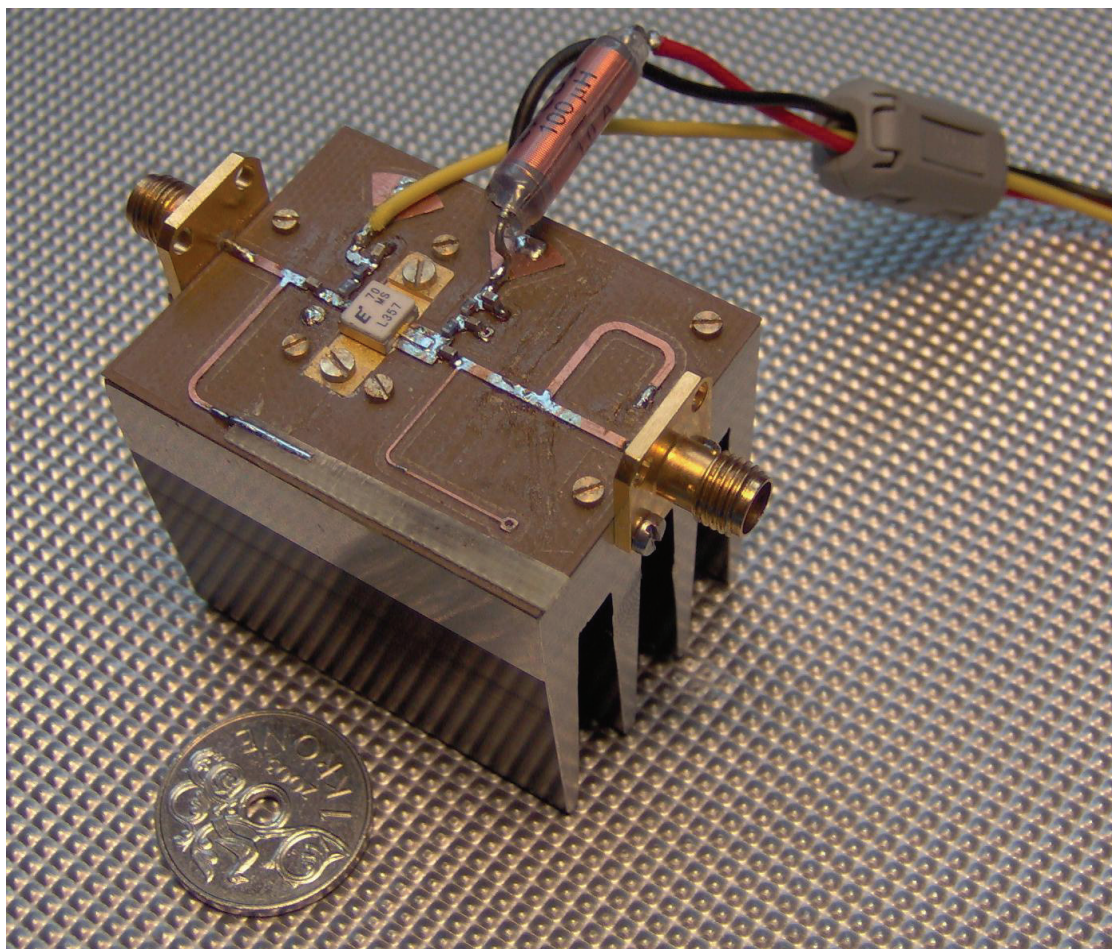
Sammenligning av S-parametrene til FLL351ME og FLL357, i tilhørende datablad, indikerer at det er noe forskjell mellom transistorene. Det største avviket finner en for  $S_{22}$ . For å ta høyde for dette ble mikrostriplinjene som går ut fra drain forlenget med 2mm. Dette tilsvarer en korreksjon på 8 grader i riktig retning, og ble sett på som en tilstrekkelig stor korreksjon. Lengden til TL3 og TL10 ble forlenget med 4mm, for i etterkant å kunne kutte disse ned til riktig lengde. Den endelige designen av kretskortet ble frest ut på 0,5mm FR4-kretskort. Dimensjonene på dette kortet ble ikke større enn 35x45mm.

### 3.4 Konstruksjon av klasse AB effektforsterker

Transistoren som ble benyttet har tilkobling for gate og drain som typisk ligger 1,6mm over bunnen av transistorens ME-pakke. Siden kretskortet ikke er tykkere enn 0,5mm ble det nødvendig å finne en måte å senke transistoren på. Det ble derfor frest ut en passende grop i kjøleribben for å senke transistoren de nødvendige 1,1mm for å gi best mulig montering av transistor, kjøleribbe og kretskort. Tilkobling av source ligger i metallsokkelen til transistoren. Her sørger skruer for god kontakt mellom jord i kjøleribbe og source. Transistor, kretskort og 3,5mm SMA-kontakter ble festet til en passende stor kjøleribbe med skruer. Deretter ble transistor og passive komponenter loddet fast på kretskortet. For tilkobling av strømforsyning ble det loddet på passende ledninger.

Ved fresing av kretskort viser det seg at fresen går alt for dypt ned i glassfiberlaminatet. Med et kretskort som ikke er tykkere enn 0,5mm har det store konsekvenser når så mye som halvparten glassfiberlaminatet freses bort. Spreddefeltet til linjene går dermed gjennom mer luft enn ved simulering. Dette gir reduksjon av den totale dielektrisitetskonstanten, som resulterer i at den elektriske lengden til mikrostriplinjene blir kortere enn de skal være. Dette er særlig et problem for tynne mikrostriplinjene, der spreddefeltet står for en større andel av det totale elektriske feltet, enn hva som er tilfellet for bredere linjer.

Tilgjengelige viapluggere var beregnet på 1,6mm kretskort. For å oppnå tilsvarende geometri som ved simulering, ble disse montert på følgende måte. Den flate enden ble loddet fast på baksiden av jordplanet til kretskortet. Dette gir en sylinder som stikker opp gjennom



**Figur 8 Endelig prototyp av klasse AB effektforsterker**

viahullet på andre siden av kretskortet. Denne ble loddet fast og filt ned til samme høyde som kobbersjiktet.

Ved testing av forsterkeren viste det seg at den hadde store stabilitetsproblemer. Med inngang koblet til  $50\Omega$ , og utgang koblet til spektrumsanalysator, viste det seg at effektforsterkeren oscillerte på 140MHz, og harmoniske av denne opp til flere GHz. Dette ble løst ved å legge inn en spole på  $100\mu\text{H}$  i serie med ledningen som leverer forsyningsspenningen til forsterkeren. Det ble også lagt inn en ekstra kondensator på  $220\text{pF}$  i parallell med C5. Nå var effektforsterkeren stabil uten påtrykk av effekt.

Ved å justere lengden på de to åpne transmisjonslinjene var det nå mulig å oppnå god tilpasning til  $50\Omega$ . Dette ble gjort ved måling av småsignal  $S_{11}$  og  $S_{22}$  ved hjelp av automatisk nettverksanalysator. Ved påtrykk av signal fra signalgenerator viser det seg at forsterkeren har en forsterkning på over 17dB. Dette er en økning på 3,5dB i forhold til simulering. De praktiske konsekvensene av dette er en effektforsterker som oscillerer, på nærliggende frekvenser av den påtrykte frekvensen, ved visse effekter. For å bedre stabiliteten ble det nødvendig å senke forsterkningen ved at tilpasningsnettverket gir tilstrekkelig refleksjon av påtrykt effekt.

Videre testing indikerer at impedansen sett inn mot transistoren fra både inngang og utgang driver med påtrykt effekt. Derfor ble  $S_{11}$  og  $S_{22}$  justert for å gi best effektivitet i nærheten av 1,64GHz ved 1dB kompresjon. Figur 8 viser den konstruerte prototypen av klasse AB effektforsterkeren.

### 3.5 Design av klasse F effektførsterker

Ved design av klasse F effektførsterkeren ble det tydelig hvor stor innvirkning transistorens parasittiske effekter har på refleksjon av de harmoniske frekvensene. Som nevnt er det overlapp mellom strøm og spenning i transistorens interne strømkilde som må reduseres for å bedre effektiviteten. Den tilgjengelige storsignalmodellen har dessverre ikke mulighet til å vise hvordan overlapp mellom strøm og spenning er over transistorens interne strømkilde. Derfor er det nødvendig å se hvordan PAE og båndbredde er sammenlignet med tilsvarende klasse AB design, for å avgjøre om klasse F designen har riktig refleksjon av harmoniske frekvenser.

Ved andre- og tredjeharmonisk, henholdsvis ved 3,28GHz og 4,92GHz vil selv små mikrostriplinjene bidra betydelig til impedansen som de harmoniske frekvensene ser fra transistoren. Ved sammenkobling av de diskrete komponentene som er en del av designen bidrar mikrostriplinjene betydelig til impedansen, som skal gi riktig refleksjon av de harmoniske. Dette øker utfordringen med å finne en realiserbar krets som gir den ønskede refleksjonen av andre- og tredjeharmonisk.

Flere kretser og filtre som skal gi tredjeharmonisk peaking ble forsøkt implementert i en klasse F effektførsterkerdesign. Det var i de fleste tilfeller mulig å oppnå de ønskede formene til spenning og strøm, uten at dette gav ønsket bedring av effektivitet. Det ble også gjennomført simuleringer med loadpull, der det ble sørget for riktig tilpasning for grunnharmonisk, samtidig som andre- og tredjeharmonisk så henholdsvis kortslutning og uendelig høy impedans fra drain. Heller ikke nå var det mulig å oppnå den ønskede bedringen i effektivitet. Det ble videre forsøkt med nærliggende impedanser for de harmoniske uten at dette førte frem. Dette indikerer at transistorens parasittiske effekter påvirker impedansen de harmoniske frekvensene ser fra transistorens strømkilde dramatisk.

For å oppnå den ønskede bedringen i effektivitet ble det nødvendig å bruke transistorens parasittiske effekter som en del av designen for å oppnå riktig refleksjon av andre- og tredjeharmonisk. Det ble tatt utgangspunkt i en tidligere omtalt design som benytter transistorens drain-source kapasitans til å danne en parallellresonator for tredjeharmonisk. Forsøk med ideelle komponenter uten tap, eller fysisk utstrekning, koblet til drain viste seg å gi en form for harmonisk tuning, og ønsket bedringen av effektivitet. Med utgangspunkt i denne kretsen ble det designet en realiserbar krets med modeller av tilgjengelige komponenter og mikrostriplinjene. En forenklet utgave av den endelige designen er gjengitt i figur v 4.

Her danner C3 i serie med TL4 den nødvendige resonatoren for å kortslutte andreharmonisk. TL4 brukes som en induktans for å oppnå riktig resonansfrekvens for serieresonatoren. Når serieresonatoren kobles i parallell med transistorens drain-source kapasitans danner dette trolig den ønskede parallellresonatoren, som gir en tilstrekkelig høy impedans for tredjeharmonisk. TL7 er nødvendig for å kompensere for de omliggende transmisjonslinjene som er nødvendig for sammenkobling av kretsen, samtidig som den trolig også kompenserer for andre parasittiske effekter i transistor og passive komponenter.

For å gi tilstrekkelig refleksjon av tredjeharmonisk er det nødvendig med et lavpassfilter etter denne kretsen. Dette må gi god transmisjon av grunnharmonisk, samtidig som andre- og tredjeharmonisk ikke ser biaseringskrets, tilpassningsnettverk og lasten på 50Ω. Det ble gjort flere forsøk på å bruke mikrostriplinjene til å designe et distribuert lavpassfilter, men ved bruk av FR4-kretskort viste det seg at tapene ble alt for store. Derfor ble det nødvendig å designe et filter med spoler og kondensatorer. Med begrenset tilgang til komponentverdier av gode spoler og kondensatorer med gode modeller ble dette en utfordring. Likevel var det mulig å oppnå et fjerde ordens lavpassfilter med svært gode egenskaper. Den endelige designen til LPF1 er i sin helhet gjengitt i figur v 5. Her bør det

nevnes at det for L1, L2, C1 og C2 ble benyttet S-parameterfiler under simulering, men for å bedre oversikten er disse byttet ut med symboler for spole og kondensator i figuren.

Etter lavpassfilteret ligger biaseringsnettverket for innførsel av forsyningsspenning til drain. Her sørger L3, C4 og L4 for at grunnharmonisk ser en høy impedans, mens en DC-strøm slipper gjennom med små tap. C5 fungerer som DC-blokk uten at dette påvirker filterkarakteristikken til lavpassfilteret nevneverdig for grunnharmonisk. Ut over dette er design av biaseringsnettverk og impedanstilpasning gjort på tilsvarende måte som for klasse AB effektforsterkerdesignen.

### 3.6 Design av kretskort til klasse F effektforsterker

Den endelige kretskortdesignen er gjengitt i figur v 6. Her er plasseringen av hull til skruer også lagt til steder der det er viktig med liten elektriske legde fra jordplanet til kretskortet til andre jordtilkoblinger. Passive komponenter i 0603-pakker ble plassert i kretskortdesignen ved hjelp av samme "artwork" som ble benyttet for klasse AB designen.

Ved andre- og tredjeharmonisk er bølgelengden i FR4-kretskortet henholdsvis 4,6cm og 3,0cm. Som nevnt tidligere er det vesentlige forskjeller i  $S_{22}$  mellom transistormodellen og den brukte transistoren. I den endelige designen av kretskort til klasse AB effektforsterkeren ble mikrostriplinja ut fra drain forlenget med 2mm. Det ville vært ønskelig med tilsvarende justering her, men et tillegg for å korrigere grunnharmonisk vil ikke gi ønsket korreksjon for andre- og tredjeharmonisk. Derfor ble det ikke gjort noen endringer i forhold til den simulerte designen

For å sammenligne filterkarakteristikken til det simulerte lavpassfilteret med et virkelig filter ble det laget et lite testkort til dette formålet. Dette er gjengitt i figur v 7, og er identisk med designen som ble brukt ved simulering av  $S_{21}$  til lavpassfilteret. Her er det i tillegg til selve lavpassfilteret tatt med biaseringsnettverk og DC-blokk, for å vise at dette ikke ødelegger den endelige filterkarakteristikken. Ved design av selve lavpassfilteret ble det tydelig hvor følsom filterresponsen er for endringer i lengder på mikrostripliner. For å oppnå den ønskede filterresponsen ble de passive komponentene plassert så tett som det er praktisk mulig å lodde de på. I tillegg viste det seg at avstanden fra kondensatorene til via-til-jord var kritisk for filterresponsen.

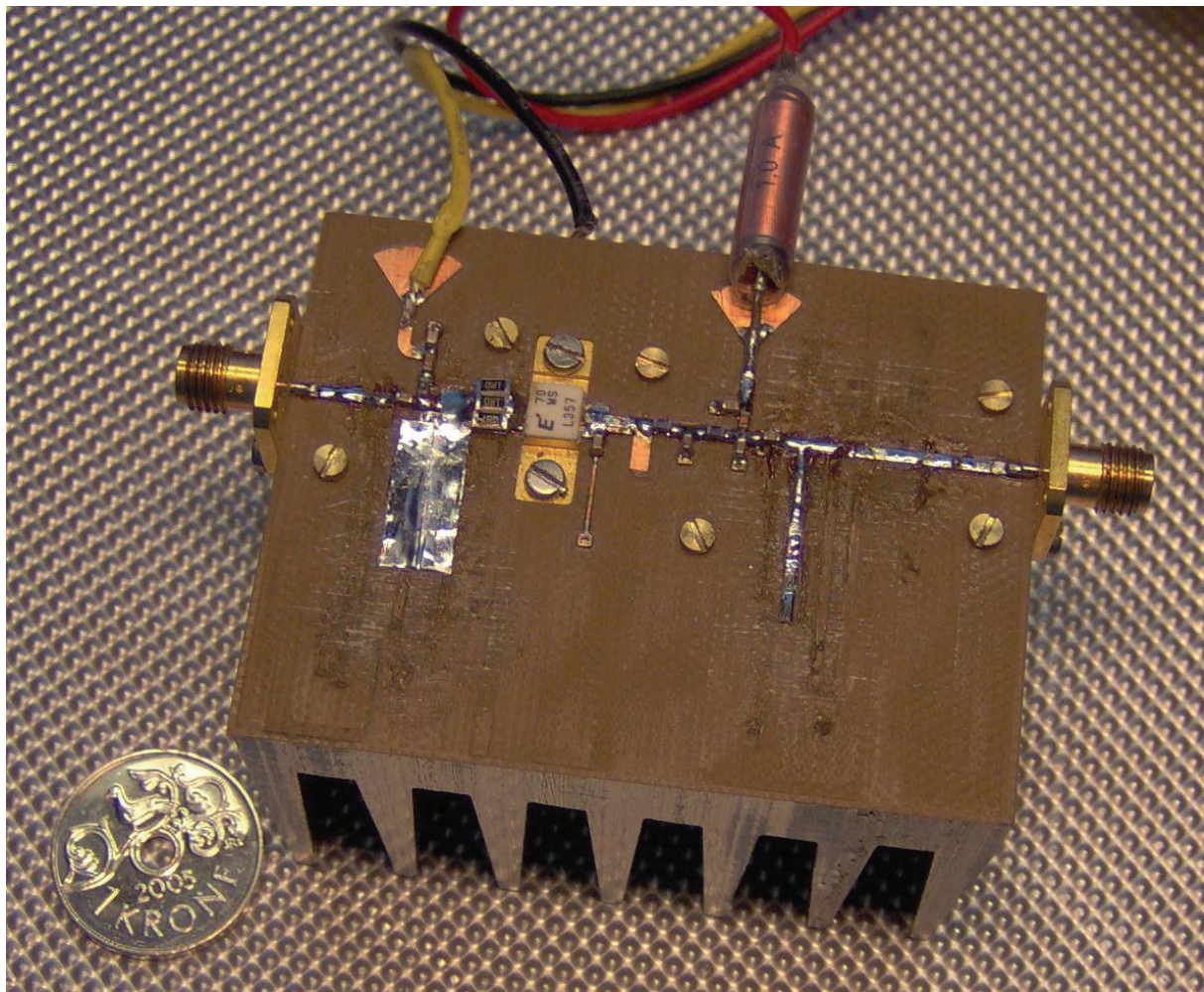
Før fresing av kretskort ble lengden til TL1 og TL9 forlenget med 4mm. Det ble også tatt høyde for at TL4, med en bredde på 0,2mm, burde forlenges noe for å kompensere for bortfresing av omliggende glassfiberlaminat. For å ha mulighet til å legge til nye mikrostripliner med kobbertape ble det lagt 10mm og 15mm 50Ωs mikrostripliner fra SMA-kontaktene til tilpasningsnettverk ved henholdsvis inngang og utgang. Kretskortet ble også gjort større enn nødvendig for å ha nødvendig plass til å gjøre nødvendige korreksjoner uten å måtte bytte kjøleribbe. Dette gav det endelige kortet en størrelse på 50x65mm, selv om selve kretsen ikke er vesentlig større enn kretskortet til klasse AB forsterkeren.

### 3.7 Konstruksjon av klasse F effektforsterker

Ved konstruksjon av klasse F effektforsterkeren ble det benyttet samme teknikk for å senke transistor i kjøleribben. Transistor, kretskort og 3,5mm SMA-kontakter ble som tidligere festet til passende stor kjøleribbe med skruer. Viaplugger ble montert på samme måte som for klasse AB forsterkeren. Deretter ble transistor og passive komponenter loddet fast på kretskortet.

Også her viser det seg at fresen går veldig dypt ned i glassfiberlaminatet. Etter å ha sammenlignet flere kort virker det som ulike freser går med ulik dybde, og det er variasjoner i hvor dypt de går fra gang til gang. I de verste tilfellene er det bulker i kobbersjiktet som danner jordplanet. Med kretskorttykkelse på 0,5mm er det helt klart et problem som gir dramatiske konsekvenser for frekvenser opp mot 5GHz.

Simulering av klasse F designen indikerer noe mer forsterkning enn for klasse AB designen. Ved tilpasning av impedans for grunnharmonisk viser det seg at det er hele 19dB forsterkning ved påtrykk av små effekter. Dette gir enda større stabilitetsproblemer. Her vil det også være vanskelig å senke forsterkningen ved å endre impedanstilpasningen, siden dette også påvirker refleksjon av harmoniske frekvenser. Ved å legge inn seks 1,0Ωs motstander i parallell så tett opp til gate som mulig var det mulig å senke forsterkningen til 14,5dB. Dette var tilstrekkelig for å stabilisere effektforsterkeren.



Figur 9 Endelig prototyp av klasse F effektforsterker



Ved hjelp av skalpell, loddebolt og kobbertape ble det prøvd å komme frem til det tilpasningsnettverket som gav den beste effektiviteten. Det viser seg at parametrene som er benyttet for transistor og kretskort under simuleringer ikke er tilstrekkelig nærme de virkelige parametrene. Uten kjennskap til, og mulighet til å måle hvilken refleksjon de harmoniske har, er det med tilgjengelig tid ikke mulig å realisere klasse F effektforsterkerdesignen. Til det er forskjellene mellom transistormodellen brukt ved design og virkelig transistor for store. I tillegg hjelper det ikke at kretskortene freses feil i forhold til hvordan de er simulert. Derfor er det ikke mulig å oppnå den ønskede effekten av harmonisk tuning i praksis, som ble vist under simuleringen. Effektforsterkeren ble likevel tilpasset maksimal effektivitet ved senter av Inmarsat-båndet ved 1,64GHz. Den endelige effektforsterkeren er vist i figur 9.



## 4. Simulerings- og måleresultater ved 1,64 GHz

Agilents ADS versjon 2005A ble brukt for å simulere de endelige designene. Her ble det hovedsakelig benyttet Harmonic Balance (HB) og Large Signal S Parameter (LSSP). Dette simuleringsoppsettet er gjengitt i figur v 8. I tillegg ble OPTIM brukt sammen med småsignal S-parameter (SP) simulering ved tilpasning av inn- og utgangsimpedans til  $50 \Omega$ . Dette simuleringsoppsettet er gjengitt i figur v 9. Ved simulering av passive nettverk ble det også benyttet SP. Her ble det lagt inn passende frekvenser for å dekke det til enhver tid aktuelle området. Det ble også benyttet SP simulering ved testing av K-faktor over et større frekvensområde. Dette simuleringsoppsettet er gjengitt i figur v 10. Ved bruk av HB og LSSP viste det seg å være hensiktsmessig å sette ”order”, som begrenser antall harmoniske som tas med ved simulering til 7.

For å gi et best mulig sammenligningsgrunnlag ble begge effektforsterkerdesignene gitt samme biasering og forsyningsspenning. Biasert i dyp klasse AB, med drainstrøm på 60mA og forsyningsspenning på 7,20V, er begge designene optimalisert for god effektivitet. Begge designene ble påtrykt effektsveip fra -15dBm til 23dBm, ved 1,64GHz som er senterfrekvensen i Inmarsat-båndet. For å se på strøm- og spenningskurver ble det påtrykt effektsveip fra -6dBm til 18dBm med effekthopp på 3dB. Frekvensen ble sveipt fra 1,56GHz til 1,72GHz ved en effekt på 18dBm for å se på båndbredden ved 1dB kompresjon i det aktuelle Inmarsat-båndet.

Begge prototypene ble koblet til signalgenerator og spektrumsanalysator. Her ble det gjennomført tilsvarende sveip av effekt og frekvens som under simulering. For å beregne effektivitet ble strømtrekket fra strømforsyningen målt med multimeter. Det ble også målt småsignal S-parametere ved hjelp av Automatisk NettverksAnalysator (ANA). Måledata ble lagt inn i Matlab 7.0 for enkel grafisk fremstilling. Matlab ble også benyttet for å regne ut PAE og forsterkning fra de tilgjengelige måledataene. I den grafiske fremstillingen av simulerte og målte resultater er det benyttet ulike farger for kurvene til det to effektforsterkerne. Her ble det benyttet rødt for klasse AB og blått for klasse F.

### 4.1 Simuleringsresultater fra klasse AB effektforsterkerdesign

For å se hvor mye  $S_{11}$  og  $S_{22}$  driver i løpet av effektsveip, ble det lagt inn et effektsveip i LSSP. Her bør det nevnes at transistormodellen har diskontinuiteter i de deriverte, noe som gir sprang i resultatene fra LSSP simuleringene ved visse påtrykte effekter. Simulert  $S_{11}$  er gjengitt i figur v 11. Ved en påtrykt effekt lik 18dBm viser den røde markøren at klasse AB effektforsterkeren er tilpasset en kildeimpedans på  $72,7\Omega + j11,4\Omega$  ved 1,64GHz. Simulert  $S_{22}$  er gjengitt i figur v 12. Her viser den røde markøren en impedanstilpasning til  $51,6\Omega + j7,8\Omega$ . Her ser en tydelig at modellen har kontinuitetsproblemer for påtrykte effekter over 19dBm, der markøren er satt.

Den røde kurven i figur 10 viser simulert effekt levert til  $50\Omega$ s last som funksjon av påtrykt effekt. Klasse AB effektforsterkerdesignen leverer maksimalt 31,25dBm eller 1334mW til en last på  $50\Omega$ . Ved 1dB kompresjon faller dette til 29,94dBm som tilsvarer 986,3mW. Simulert PAE er gjengitt i figur 11 som funksjon av påtrykt effekt. Her viser den røde kurven at klasse AB effektforsterkerdesignen har maksimal effektivitet på 45,1%. Ved 1dB kompresjon faller dette til 42,4%. Her er det dielektriske tapet i form av  $\tan\delta$  satt til 0,015 som er en typisk verdi for FR4-kretskort. For å vise hvordan dette påvirker effektivitet og effekt levert til last ble det gjennomført en tilsvarende simulering med  $\tan\delta$  lik 0,0022, som er en typisk verdi for mikrobølgesubstrat. Med vesentlig mindre dielektrisk tap viser det seg at

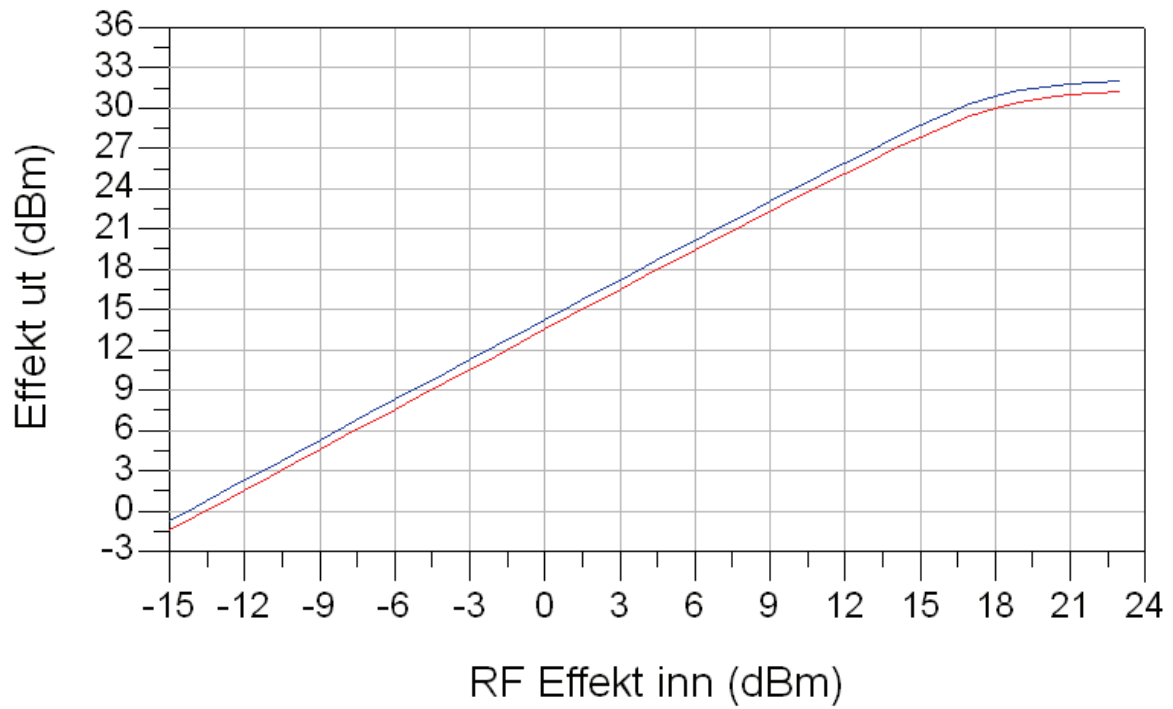
den maksimale effekten levert til  $50\Omega$ s last stiger til 31,56dBm, mens maksimal PAE stiger til 48,5%.

Den røde kurven i figur 12 viser at klasse AB effektforsterkerdesignen har en maksimal forsterkning på 13,6dB. Klasse AB effektforsterkere har en ledningsvinkel på  $360^\circ$  for små signalpåtrykk. Dette gir flat forsterkning når transistoren drives i klasse A. Ved overgang til klasse AB vil forsterkningen avta lineært frem mot kompresjon. Det blir dermed naturlig å bruke avvik fra denne lineære kurven med 1dB som 1dB kompresjon. Derfor ligger forsterkningen ved 1dB kompresjon på 11,9dB, og ikke 12,6 som ville vært naturlig for en klasse A forsterker.

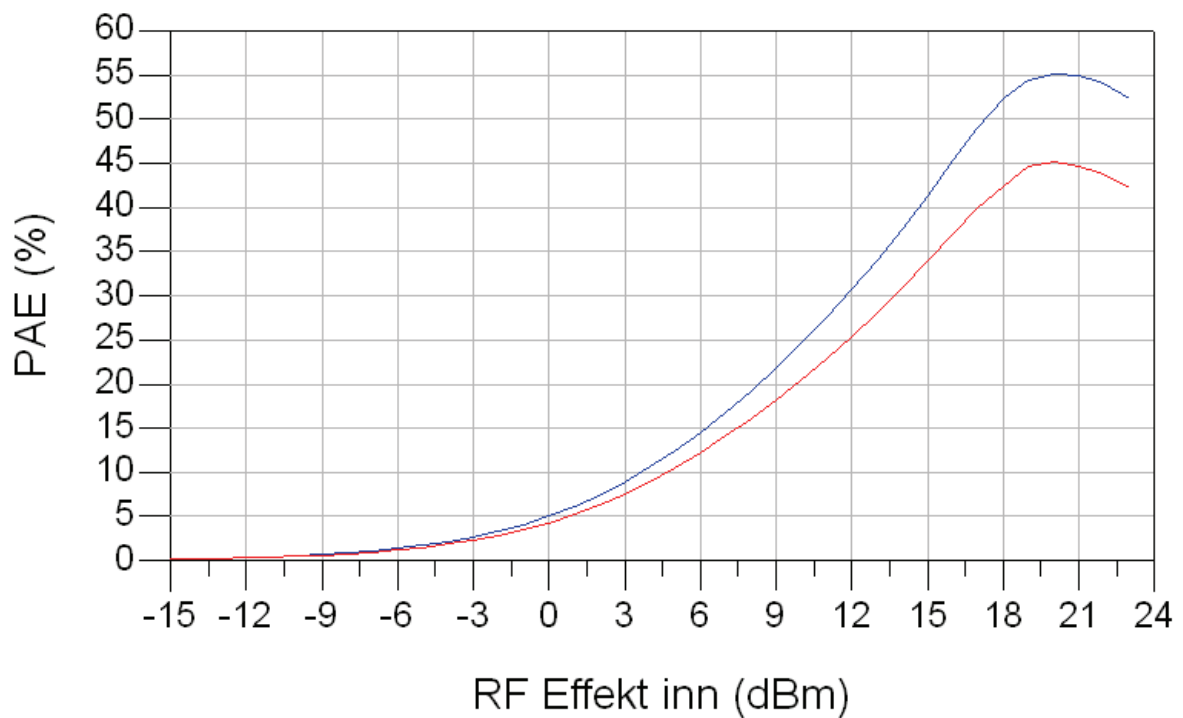
Båndbredde, og PAE over denne, ble simulert ved 1dB kompresjon. Den røde kurven i figur 13 viser at effekt levert til en  $50\Omega$ s last reduseres med i overkant av 1dB opp mot 1,67GHz. Som nevnt ble designen optimalisert for best effektivitet i midten av Inmarsat-båndet. Det viser seg at maksimal PAE er noe forskjøvet mot høyere frekvenser i forhold til maksimal utgangseffekt. I figur 14 viser den røde kurven hvordan effektiviteten reduseres opp mot 5 prosentpoeng ved 1,67GHz, i forhold til senter av båndet.

På grunn av praktiske problemer med å legge inn tap på en fornuftig måte ble det ikke mulig å oppnå en design som er absolutt stabil ved alle frekvenser. Derfor ble det fokusert på å oppnå en design som ikke er potensielt ustabil i det aktuelle frekvensbåndet, og for harmoniske av disse frekvensene. Figur v 13 viser simulert K-faktor fra 1MHz til 7GHz. Ved simulering av den endelige designen var det ingen stabilitetsproblemer ved de aktuelle frekvensene.

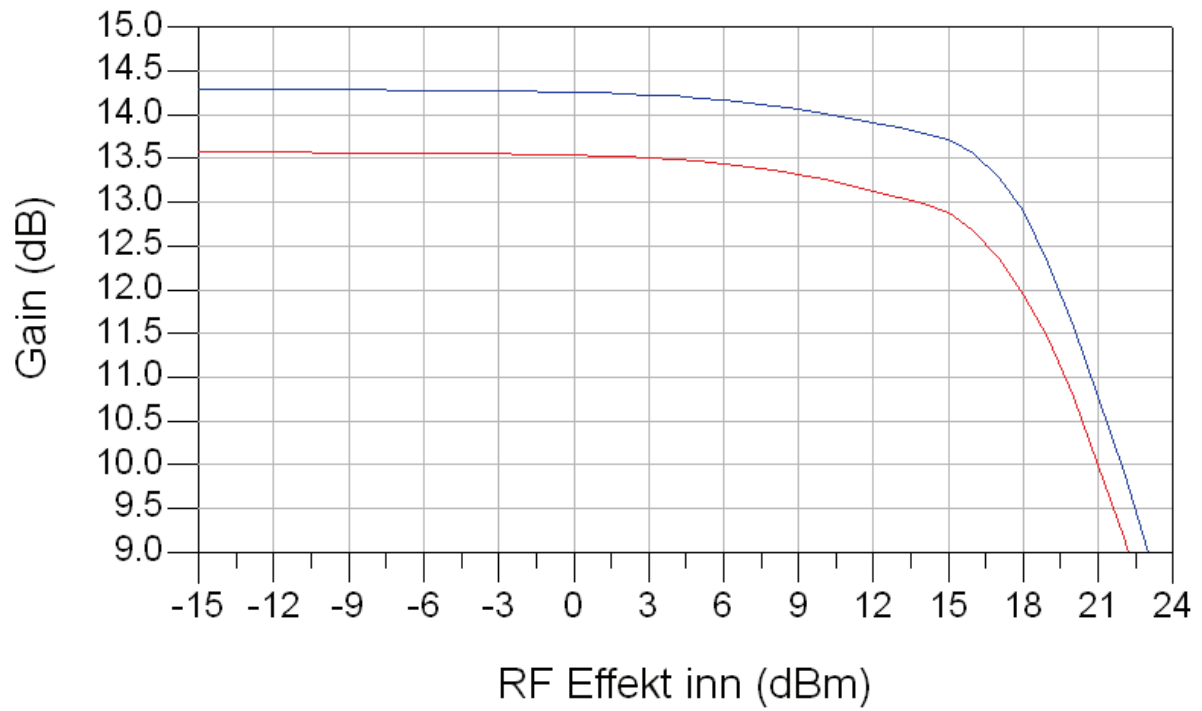
Ved hjelp av HB er det mulig å se på strøm- og spenningsformer til transistor og last som funksjon av tid. Figur v 14 viser simulert drain-source spenning ved økende påtrykt effekt. Figur v 15 viser drainstrømmen ved økende påtrykt effekt. Figur v 16 viser hvordan forsyningsstrømmen ikke har vesentlig innhold av RF-effekt, noe som indikerer at dette stoppes effektivt av biaseringsnettverket. Figur v 17 viser spenning over lasten, mens innholdet av harmoniske ved 1dB kompresjon er vist i figur v 18. Dette indikerer at innholdet av harmoniske frekvenser er betydelig, og disse vil ved praktiske anvendelser av effektforsterkeren måtte filtreres bort for å unngå forstyrrelser i andre frekvensbånd.



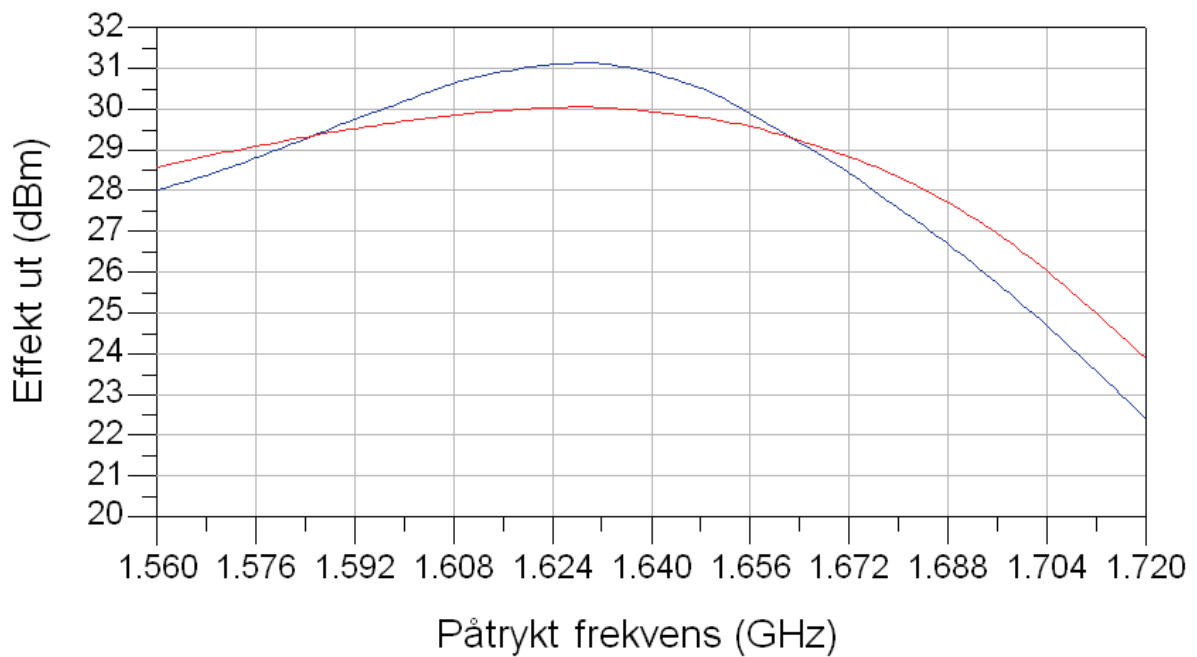
Figur 10 Simulert effekt levert til 50Ωs last til klasse AB og klasse F effektførsterker



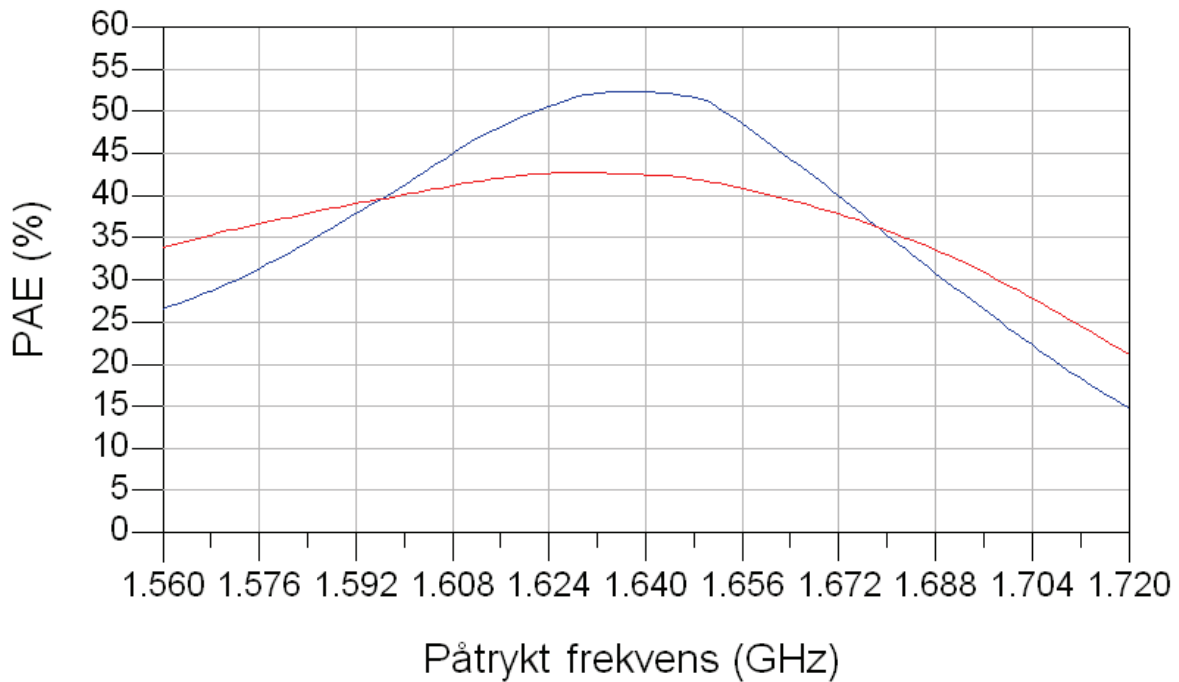
Figur 11 Simulert PAE til klasse AB og klasse F effektførsterker



Figur 12 Simulert forsterkning til klasse AB og klasse F effektforsterker



Figur 13 Simulert båndbredde til klasse AB og klasse F effektforsterker



Figur 14 Simulert PAE over båndbredden til klasse AB og klasse F effektførsterker

## 4.2 Simuleringsresultater fra klasse F effektførsterkerdesign

For å oppnå riktig refleksjon av harmoniske frekvenser var det som nevnt nødvendig å bruke transistorens parasittiske effekter som en del av designen. For at dette skal virke er det avgjørende at lavpassfilteret hindrer andre- og tredjeharmonisk i å se biaseringskrets, tilpasningsnettverk og lasten som forsterkeren skal drive. Det ble derfor i en egen simulering sett på filteret sin transmisjon av frekvenser fra 1GHz til 6GHz. Her ble det benyttet småsignal S-parameter simulering med lineært sveip av frekvensen. Figur v 19 viser simulert  $S_{21}$ , som viser at grunnharmonisk ved 1,64GHz slippes gjennom med minimale tap og refleksjoner, mens andre- og tredjeharmonisk, på henholdsvis 3,28GHz og 4,92GHz, ikke slippes gjennom som følge av refleksjon. Dette viser at det designede lavpassfilteret virker som ønsket.

Ved tredjeharmonisk peaking skal strømkilden i transistoren se kortslutning for andreharmonisk og høy impedans for tredjeharmonisk. Figur v 20 viser simulert  $S_{11}$  sett inn i kretsen koblet til drain. Her er markør 1 satt ved grunnharmonisk, mens markør 2 og 3 henholdsvis viser andre- og tredjeharmonisk. Denne kretsen gir ved simulering helt klart en form for harmonisk tuning som bedrer PAE betydelig. Det er derfor naturlig å anta at fasen til andre- og tredjeharmonisk dreies betydelig av parasittiske effekter i transistoren. Uten tilgang til en god modell for transistorens parasittiske effekter er det likevel vanskelig å si om det er snakk om tredjeharmonisk peaking.

For klasse F effektførsterkerdesignen ble det gjennomført tilsvarende LSSP simulering av  $S_{11}$  og  $S_{22}$ . Som for klasse AB designen ser en også her at transistormodellen har problemer med diskontinuerlige deriverte. Figur v 11 viser  $S_{11}$ , der den blå markøren viser en tilpasning til en kildeimpedans på  $47,7\Omega + j6,35\Omega$  ved en påtrykt effekt lik 18dBm. Simulert  $S_{22}$  er gjengitt i figur v 12, der den blå markøren viser en impedanstilpasning til  $68,8\Omega - j12,9\Omega$  ved

en påtrykt effekt på 16dBm. Her ser en at det ved påtrykk av effekter over 16dBm blir betydelige sprang i kurven som beskriver  $S_{22}$ .

Figur 10 viser simulert effekt levert til en last på  $50\Omega$  som funksjon av påtrykt effekt. Den blå kurven viser at Klasse F effektforsterkeren leverer maksimalt 31,99dBm eller 1581mW til en  $50\Omega$ s last. Ved 1dB kompresjon faller dette til 30,89dBm som tilsvarer 1227mW. Simulert PAE er gjengitt i figur 11 som funksjon av påtrykt effekt. Den blå kurven viser hvordan klasse F effektforsterkerdesignen, med økende refleksjon av genererte harmoniske frekvenser, gir bedre effektivitet sammenlignet med klasse AB designen. Maksimal PAE er 55,1% og ved 1dB kompresjon faller denne til 52,3%. Det ble også gjennomført en tilsvarende simulering med lavere dielektrisk tap, for å vise hvor mye tap en tilfører ved å bruke FR4-kretskort. Når  $\tan\delta$  settes til 0,0022, som er typisk for mikrobølgesubstrat, finner en også her en økning i effektivitet og utgangseffekt. Maksimal utgangseffekt stiger til 32,35dBm, mens maksimal PAE stiger til 59,3%.

Figur 12 indikerer at klasse F effektforsterkerdesignen har noe mer forsterkning. Den blå kurven viser en maksimal forsterkning på 14,3dB. Siden transistoren i klasse F designen er biasert i klasse AB vil også forsterkning ved 1dB kompresjon ligge mer enn 1dB under maksimal forsterkning. Ved 1dB kompresjon er forsterkningen redusert til 12,9dB.

Simulert båndbredde til klasse F designen er gjengitt i den blå kurven i figur 13. Klasse F designen har vesentlig smalere båndbredde ved 1dB kompresjon sammenlignet med tilsvarende klasse AB design. Ved 1,67GHz har utgangseffekten falt med over 2,5dB i forhold til senter av frekvensbåndet. Effekten av harmonisk tuning blir enda tydeligere når en sammenligner PAE over den simulerte båndbredden. Den blå kurven i figur 14 viser hvordan den simulerte effektiviteten til klasse F forsterkeren faller raskere med større avstand fra senter i båndet, enn effektiviteten til tilsvarende klasse AB forsterker. Ved 1,67GHz er PAE redusert med 12 prosentpoeng.

Med noe mer forsterkning viser det seg at stabilitetsproblemene til klasse F forsterkeren er noe større. Simulering av K-faktor fra 1MHz til 7GHz er gjengitt i figur v 21. Selv om designen er potensielt ustabil over et større område, så er den absolutt stabil for alle frekvenser i det tiltenkte båndet og de harmoniske til disse. Designen lar seg også simulere uten at det er tegn til ustabilitet ved  $50\Omega$ s last.

Det ble også sett på strøm- og spenningsformer i klasse F effektforsterkerdesignen som funksjon av tid. Her er det viktig å være klar over at det ikke er overlapp mellom strøm og spenning ved transistorens draintilkobling som er avgjørende for effektiviteten. Simulert drain-source spenning er gjengitt i figur v 22. Sammenlignet med klasse AB forsterkeren er det tydelig mer harmoniske frekvenser som påvirker formen, men hvordan spenningsformen forandres av parasittiske effekter i transistoren er vanskelig å si. Figur v 23 viser drainstrømmen til transistoren. Strømtrekket fra strømforsyningen er gjengitt i figur v 24 og indikerer at det er minimal lekkasje av RF til strømforsyningen. Siden klasse F forsterkeren har noe mer forsterkning, og dermed leverer mer effekt, er det ikke unaturlig at strømtrekket er noe større sammenlignet med klasse AB. Figur v 25 i vedlegg viser simulert spenning over last ved økede effektpåtrykk. Figur v 26 viser innholdet av harmoniske i utgangssignalet ved 1dB kompresjon. Siden de harmoniske frekvensene reflekteres tilbake til transistoren i en klasse F forsterker, vil det være vesentlig mindre harmonisk distorsjon i det forsterkede signalet..



### 4.3 Måleinstrumenter

Det ble benyttet følgende utstyr ved måling:

Strømforsyning:	FC-4156 og FC-4158
Automatisk NettverksAnalysator (ANA):	HP 8753E, HJ-4921
Kalibreringskit til ANA:	HP85052D, HJ-4019
Signalgenerator:	Rohde & Schwarz SMU 200A, AE-4022
Spektrumsanalysator:	Rohde & Schwarz FSQ 40 Signal Analyzer
Oscilloskop:	Tektronix TDS 2014, KA-4265
Multimeter:	GR-2077
Signalkabel:	0,3 og 0,5 m Suhner Sucoflex SMA kabel
Dempeledd:	10dB

### 4.4 Testoppsett

Ved måling av funksjonalitet og nøkkelparametere ble forsterkeren koblet mellom signalgenerator og spektrumsanalysator, med korte koaksialkabler med 3,5mm SMA-kontakter. Her er kilde og lastimpedans til henholdsvis signalgenerator og spektrumsanalysator  $50\Omega$ . Tilgjengelig spektrumsanalysator tåler ikke påtrykk av effekter over 1W. Siden begge effektforsterkerne har potensial til å generere mer enn 1W, ble det benyttet et dempeledd på 10dB som tåler 5W. Dette ble skrudd direkte på inngangen til spektrumsanalysatoren. Signalgeneratoren skal være godt kalibrert fra produsenten og ble et naturlig valg som referanse for målt effekt. Kabeltap, toleranse til dempeledd og unøyaktighet i spektrumsanalysator ble kalibrert bort. Dette ble gjort ved å koble kabel med dempeledd, som ble brukt for å koble forsterkeren til spektrumsanalysator, til spektrumsanalysator for sammenligning av påtrykt og målt effekt.

To strømforsyninger ble koblet i serie for å gi negativ spenning til biasering av gate og positiv forsyningsspenning. For måling av DC-strømtrekk ble et multimeter koblet mellom strømforsyning og effektforsterker. Forsyningsspenningen ble satt til 7,20V, mens gatespenning ble justert til ønsket biasering på 60mA.

Det ble benyttet ANA til å måle småsignal S-parametere. Her ville det vært ønskelig å kunne måle storsignal S-parametere, men siden ANAen ikke tåler mer 15dBm og dempeledd ikke løser problemet, blir dette vanskelig. Derfor ble inngang koblet til  $50\Omega$  for måling av  $S_{22}$  mens det ved måling av  $S_{11}$  ble benyttet tilsvarende last på utgangen.

### 4.5 Dielektrisitetskonstant til FR4-kretskort

For å få best mulig samsvar mellom simulerte og målte resultater er det nødvendig å kjenne dielektrisitetskonstanten til glassfiberlaminatet i FR4-kretskortet som ble benyttet. For å bestemme denne ble det frest et kretskort med to mikrostriplinjener med en åpen ende, og den andre enden loddet til en 3,5mm SMA-kontakt. Begge linjene ble designet med en karakteristisk impedans i nærheten av  $50\Omega$ . Ved å bruke to identiske mikrostriplinjener med ulik lengde er det mulig å finne hvilken faseforskjell den ekstra lengden gir for refleksjonskoeffisienten ved måling av  $S_{11}$ .

Den korteste mikrostriplinjener på 7,5mm ble brukt til å forskyve referanseplanet, ved måling av  $S_{11}$  med ANA, til enden av mikrostriplinjener. Deretter er det mulig å måle

faseforskjellen som følge av at den andre mikrostriplinjen er 25,0mm lengre. På denne måten er både SMA-kontakter og spreddefelt i enden av de åpne linjene likt for begge målingene. Dermed kommer den ekstra fasegangen som følge av den ekstra lengden på 25,0mm. Det ble målt en faseforskjell på  $171,3^\circ$ . Dette betyr at 25,0mm tilsvarer en elektrisk lengde på  $85,65^\circ$ , siden en måler refleksjon, og det påtrykte signalet går frem og tilbake på mikrostriplinjen.

Ved å legge inn de fysiske dimensjonene i linecalc i ADS er det mulig å justere dielektrisitetetskonstanten til den karakteristiske impedansen blir  $50\Omega$ . Dette gir en dielektrisitetetskonstant på 4,0 ved 1,64GHz som er en rimelig verdi.

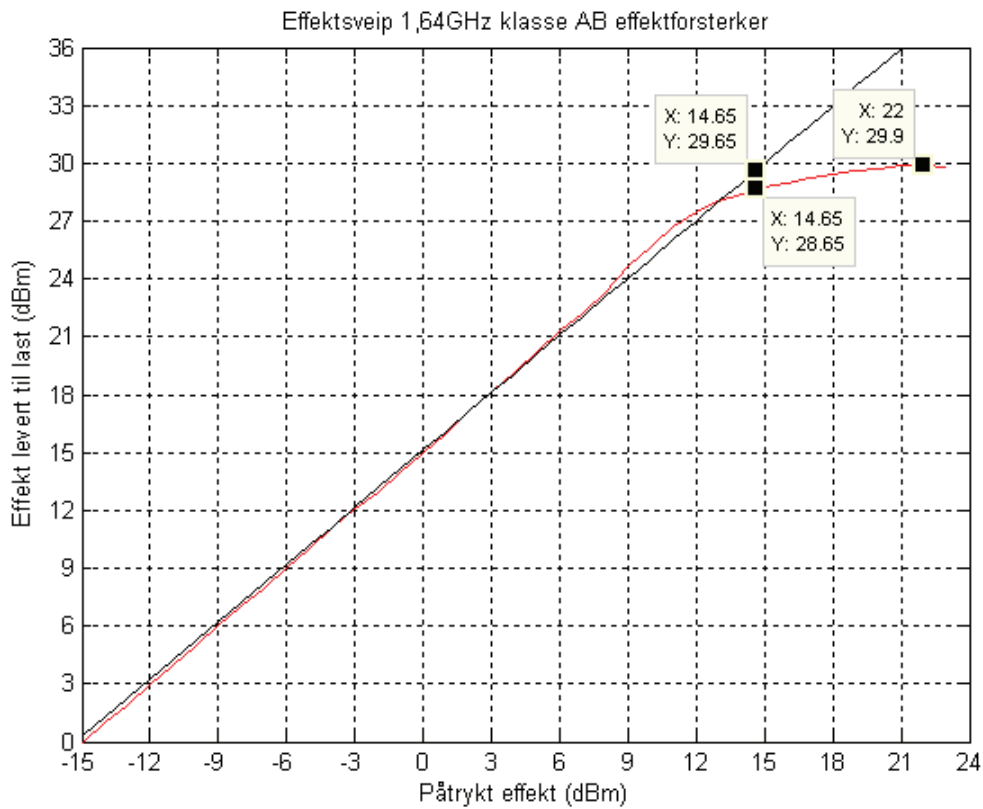
## 4.6 Måleresultater fra klasse AB effektförsterker

Småsignal  $S_{11}$  og  $S_{22}$  ble målt med ANA for frekvenser fra 1,56GHz til 1,72GHz. Det ble benyttet midling over 32 målinger for å fjerne støy. Målingen lagret ved hjelp av ANAUT-programmet og konvertert til touchstone-format, som gjør det mulig å bruke ADS for enklere presentasjon. Den røde kurven i figur v 27 viser målt  $S_{11}$ . Her er den røde markøren satt på 1,64GHz, der inngangen er tilpasset en kildeimpedans på  $61,9\Omega + j51,5\Omega$  ved små signal. Tilsvarende viser den røde kurven i figur v 28 målt småsignal  $S_{22}$ . Ved 1,64GHz viser den røde markøren at utgangen er tilpasset en lastimpedans på  $58,0\Omega - j33,8\Omega$ . Her bør det nevnes at  $S_{11}$  med hensikt er brukt for å redusere försterkningen, siden effektförsterkeren ikke ble stabil ved tilpasning til  $50\Omega$ . For å få tilstrekkelig utgangseffekt, og effektivitet, var det nødvendig å legge  $S_{22}$  noe fra tilpasning til  $50\Omega$ s last. Dette indikerer at det er vesentlig forskjell mellom små- og storsignal S-parametere.

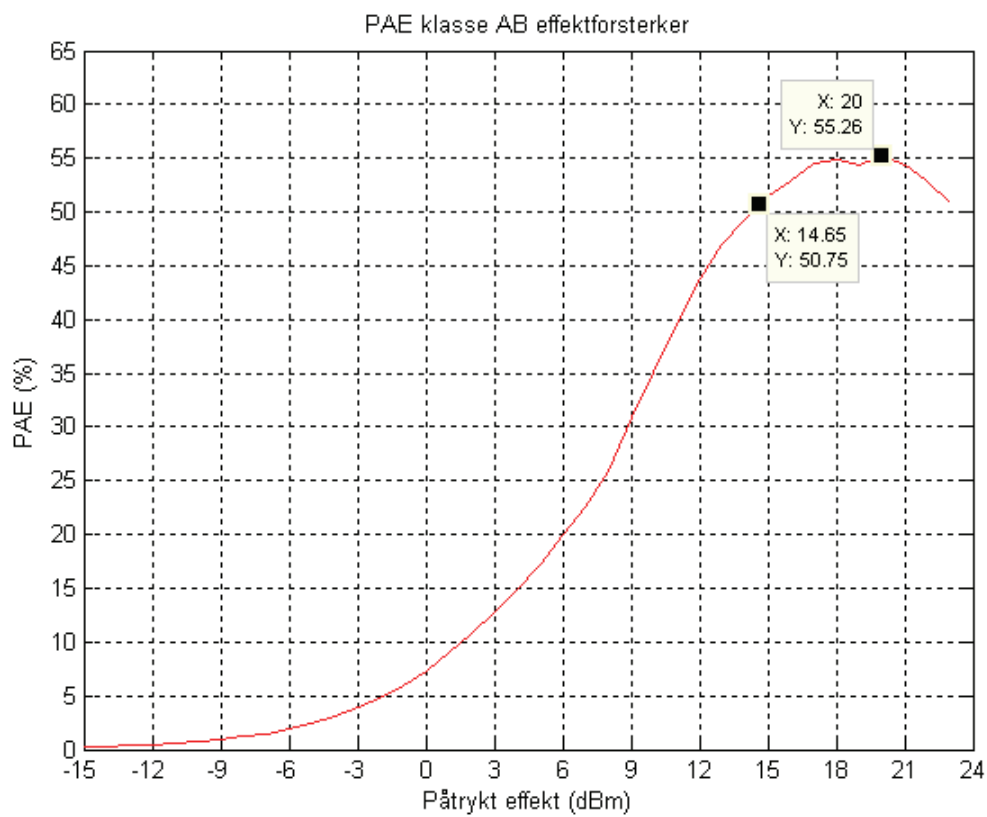
Signalgenerator, spektrumsanalysator og multimeter ble brukt for å måle effekt levert til  $50\Omega$ s last sammen med strømtrekket til klasse AB effektförsterkeren. Det ble påtrykt et signal ved 1,64GHz med effekter fra -15dBm til 23dBm. Disse måledataene gjør det mulig å regne ut försterkning og PAE. Figur 15 viser effekt levert til  $50\Omega$ s last som funksjon av påtrykt effekt. Her følger den rette linjen den lineære delen av kurven, og denne er brukt for å finne 1dB kompresjon. Klasse AB effektförsterkeren leverer maksimalt 29,90dBm eller 977mW til en  $50\Omega$ s last. 1dB kompresjon inntreffer ved en påtrykt effekt på 14,65dBm, der det leveres 28,65dBm eller 732mW til lasten.

Måling av effekt indikerer at försterkningen øker noe, og da særlig ved påtrykk av 9dBm. Her viser målinger av effekt levert fra signalgeneratoren at denne ikke i seg selv er kilden. Det ble gjort en tilsvarende måling av försterkning, der effekten ble sveip, med et dempeledd på 6dB koblet inn mellom signalgenerator og inngangen til effektförsterkeren. Dette gir en vesentlig reduksjon av problemet noe som indikerer at reflektert effekt fra effektförsterkeren påvirker impedanstilpasningen mellom signalgenerator og försterker med noe økt försterkning som resultat.

Figur 16 viser PAE som funksjon av påtrykt effekt. Dette viser at påtrykk av 20dBm gir best effektivitet med PAE lik 55,3%. Ved 1dB kompresjon er effektiviteten nede i 50,8%. Försterkning som funksjon av påtrykt effekt er gjengitt i figur v 29. Ved påtrykk av små signal er försterkningen 15,0dB. Her ser en tydeligere hvordan försterkningen øker med 0,75dB før transistoren i effektförsterkeren begynner å gå i metning. Ved 1dB kompresjon er försterkningen 14,0dB. Det ble også sett på innhold av harmoniske frekvenser i det försterkede signalet. Målinger av disse er gjengitt i figur v 30 og viser at størrelsen til de harmoniske er betydelig sammenlignet med grunnharmonisk.



**Figur 15 Målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse AB effektforsterker**

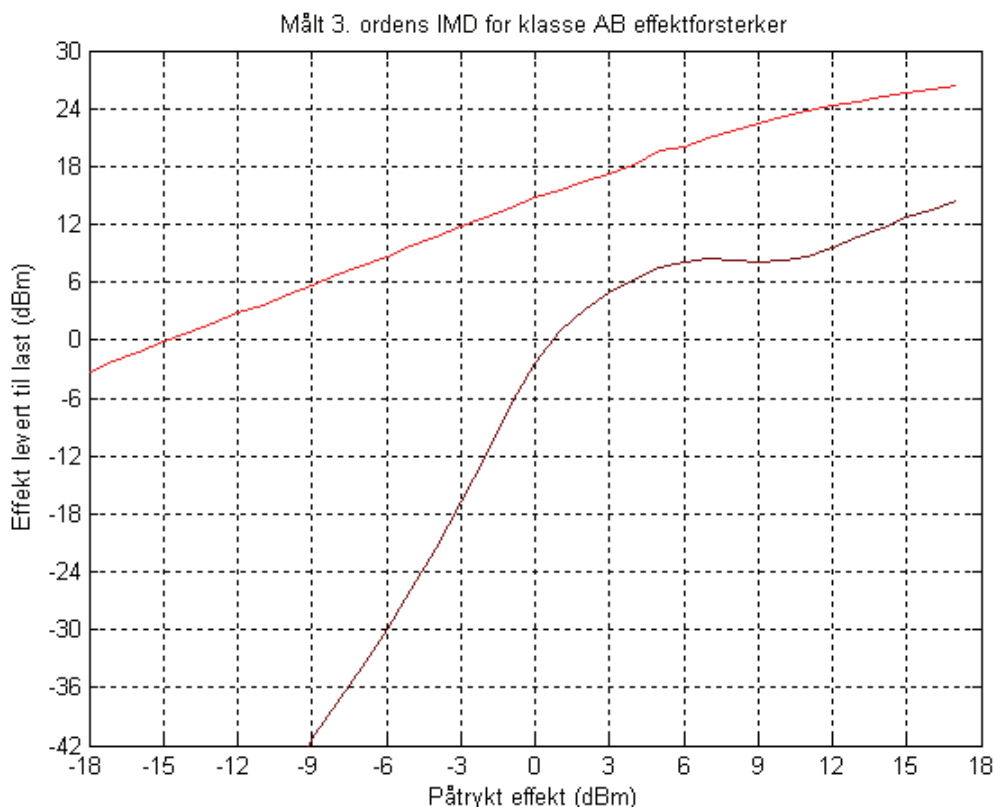


**Figur 16 Beregnet PAE fra måledata til klasse AB effektforsterker**

Ved 1dB kompresjon ble det gjennomført en måling for å se på båndbredden til klasse AB effektforsterkeren. Her ble frekvensen sveipt over et tilstrekkelig stort bånd for å finne -3dB båndbredden. Figur v 31 viser hvor godt tilpasningsnettverket treffer senter av Inmarsat-båndet. Til tross for dette er tilpasningsnettverket smalbåndet og gir en -3dB båndbredde på 50MHz. Ved samtidig å måle strømtrekket er det også mulig å finne effektiviteten over båndbredden. Figur v 32 viser PAE som funksjon av frekvens ved 1dB kompresjon. Dette viser hvordan effektiviteten avtar dramatisk for frekvenser med økende avstand til senterfrekvensen.

For å se på linearitet ved forsterkning av et signal med båndbredde ble det gjennomført målinger for å se på tredjeordens IMD. Her ble det påtrykt to frekvenser med lik effekt, og innbyrdes avstand på 1MHz, sentrert om 1,64GHz. Summert effekt til de to frekvensene ble sveipt fra -18dBm til 17dBm. Ved hjelp av spektrumsanalysator ble effekten, levert av klasse AB effektforsterkeren, ved begge frekvensene målt. Effekten til de to tredje ordens intermodulasjonsproduktene ble målt på tilsvarende måte. Her bør det nevnes at disse vil være noe forskjellige som følge av termiske effekter i transistoren.

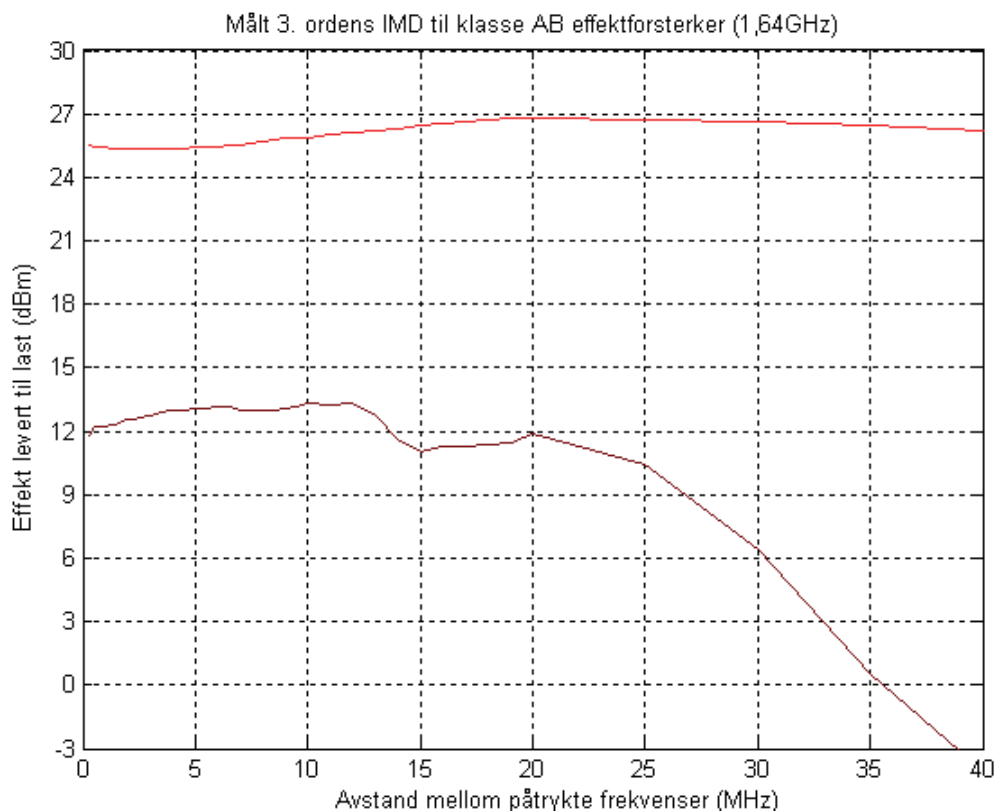
I figur 17 er effekten til de to frekvensene summert og gjengitt som funksjon av påtrykt effekt i den røde kurven. Den mørkerøde kurven viser hvordan tredjeordens intermodulasjonsprodukter vokser som funksjon av påtrykt effekt. Her er målt effekt til disse også summert. Her bør det nevnes at klasse AB effektforsterkere har såkalte sweet-spots, der veksten i intermodulasjonsproduktene flater ut og avtar før de fortsetter å stige, til også de utsettes for kompresjon. Dette ser en tydelig av den mørkerøde kurven ved en påtrykt effekt på 9dBm.



**Figur 17 Målt tredjeordens IMD til klasse AB effektforsterker**

Det bør nevnes at stigningstallet til intermodulasjonsproduktene krummer oppover og gir et stigningstall i overkant av fire. På grunn av støy viste det seg å være vanskelig å måle IMD under -50dBm, som trolig ville gitt stigningstall i nærheten av tre. Det ble også her benyttet dempeledd på 10dB. Stigningstallet til intermodulasjonsproduktene er sammenlignet med den lineære stigningen til forsterkeren for å finne tredjeordens IP. Dette ligger ved en utgangseffekt på 26,67dBm som ligger langt under 1dB kompresjon, siden stigningstallet til intermodulasjonsproduktene følger de målte verdiene.

Den røde kurven i figur 18 viser hvordan avstanden mellom de to frekvensene påvirker forsterkningen av disse. En ser også at nivået til intermodulasjonsproduktene i den mørkerøde kurven varierer med avstanden mellom frekvensene, selv før båndbredden virker inn og gir betydelig demping. Målingen ble gjennomført ved samlet påtrykt effekt på 14,65dBm. Her er effekten summert på samme måte som ved effektsveipet. Ved avstand over 1MHz blir forsterkningen av de to frekvensene stadig mer ulik. Dette gjelder også intermodulasjonsproduktene. Derfor ble det valgt å bruke en avstand på 1MHz i effektsveipet.



Figur 18 Målt tredjeordens IMD for ulik avstand mellom påtrykte frekvenser

## 4.7 Måleresultater fra klasse F effektførsterker

For å kontrollere at lavpassfilteret i klasse F forsterkeren virker som det skal ble  $S_{21}$  til filteret målt med ANA. Kretsen som ble konstruert med tanke på måling av filterresponsen er gjengitt i figur v 7. Her ble det loddet på 3,5mm SMA-kontakter for tilkobling av ANA. Målingene ble tatt fra 100MHz til 6GHz for å få med innvirkningen fra DC-blokk kondensatoren på 8,2pF som gir et båndpassfilter. Måling av  $S_{21}$  er gjengitt i figur v 33, og sammenlignet med simulering av tilsvarende krets i figur v 19 ser en at det er godt samsvar mellom simulert og

målt filterrespons. Innholdet av harmoniske frekvenser i det forsterkede signalet, ved 1dB kompresjon, er gjengitt i figur v 34. Her ser en at filteret gir betydelig demping av de harmoniske, sammenlignet med tilsvarende måling fra klasse AB forsterkeren.

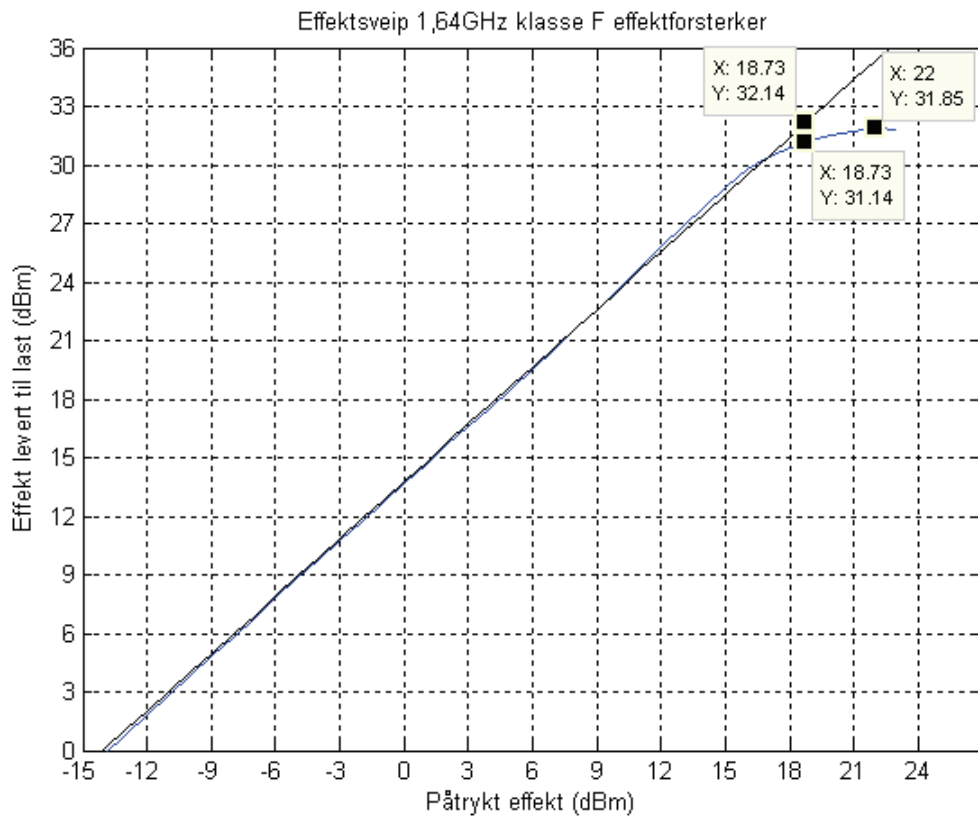
Ved fresing av kretskort viser det seg at kretskortfresen fjerner for mye av glassfiberlaminatet. Dette gir en vesentlig endring av de elektriske egenskapene til mikrostriplinjene, noe som betydelig endrer refleksjon av de harmoniske i forhold til simuleringen. Målinger på utgangsnettverket viser store avvik fra de simulerte verdiene. Når det i tillegg ble benyttet kobbertape for å endre designen av klasse F forsterkeren for å prøve å oppnå harmonisk tuning er det ikke mulig å oppnå tilsvarende krets for måling av  $S_{11}$  sett inn i kretsen som drain kobles til.

Det ble gjennomført tilsvarende målinger av småsignal  $S_{11}$  og  $S_{22}$  parametere av klasse F effektførsterkeren. Den blå kurven i figur v 27 viser målt  $S_{11}$ , der den blå markøren er satt ved 1,64GHz, og viser en inngangsimpedans på  $64,2\Omega + j37,8\Omega$ . I figur v 28 viser den blå kurven tilpasning til en lastimpedans på  $73,8\Omega - j63,8\Omega$ . Her er ble  $S_{11}$  i utgangspunktet lagt til  $50\Omega$  ved 1,64GHz, men ved endring av  $S_{22}$ , for å oppnå bedre effektivitet, endret  $S_{11}$  seg noe.

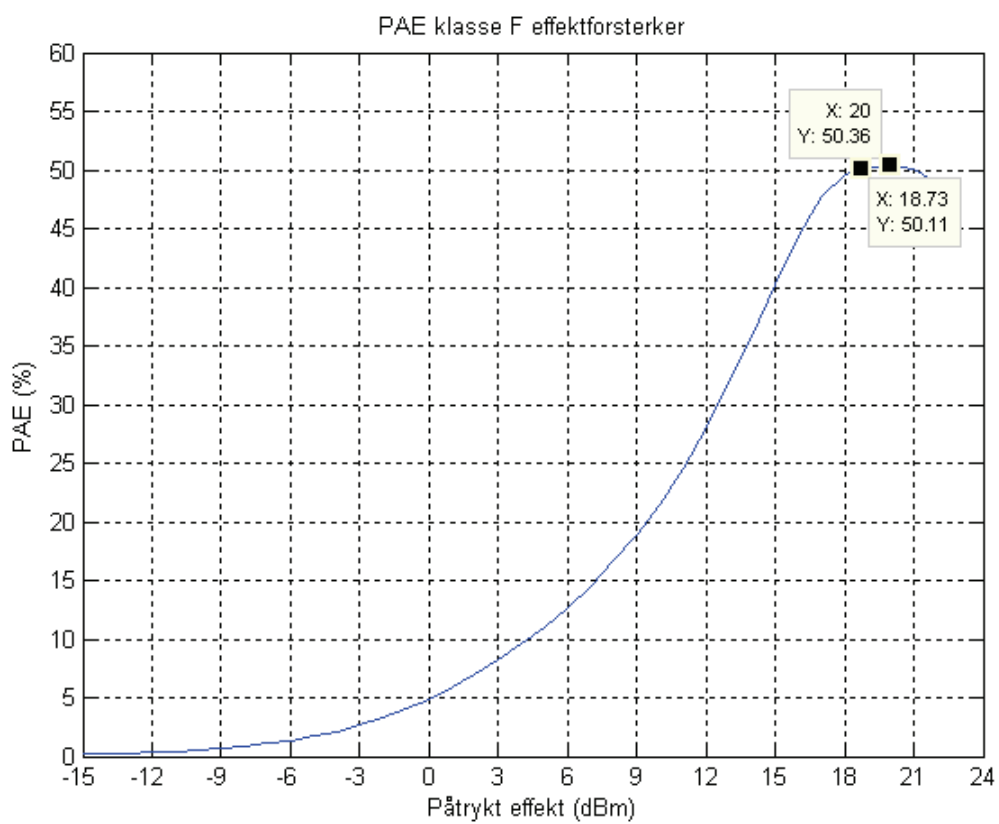
Som nevnt var det på grunn av begrenset tid, og ingen praktisk måte å vite hvordan de harmoniske reflekteres, ikke mulig å oppnå den ønskede harmoniske tuningen, som tydelig gir bedring av effektivitet ved simulering. Til tross for dette viser målinger en effektivitet i nærheten av klasse AB effektførsterkeren. Det ble likevel gjennomført måling av utgangseffekt, PAE og båndbredde for å se om det var mulig å se tegn til harmonisk tuning ved nærliggende frekvenser. For å forenkle omtalen av det som skulle vært en klasse F effektførsterker, men som av nevnte grunner ikke er det, er den likevel omtalt som klasse F i figurer og tekst.

Målinger av klasse F effektførsterkeren ble utført under samme betingelser, og på samme måte som klasse AB forsterkeren. Figur 19 viser effekt levert til  $50\Omega$ s last som funksjon av påtrykt effekt. Som tidligere er 1dB kompresjon funnet ved å legge inn en linje langs den lineære delen av kurven. Maksimal utgangseffekt til levert av klasse F effektførsterkeren er 31,85dBm eller 1531mW. Ved 1dB kompresjon er dette redusert til 31,14dBm som tilsvarer 1300mW. Figur 20 viser PAE som funksjon av påtrykt effekt. Klasse F effektførsterkeren har maksimal PAE på 50,4%, mens PAE ved 1 dB kompresjon er 50,1%. Forsterkningen til klasse F forsterkeren er gjengitt i figur v 35. Her ser en at samme fenomen gjør seg gjeldende som for klasse AB, men de er noe mindre siden bedre impedanstilpasning gir mindre refleksjon av det påtrykte signalet. Forsterkning for små signal er 13,8dB mens dette faller til 12,4dB ved 1dB kompresjon.

Båndbredden til klasse F forsterkeren ble målt ved 1dB kompresjon, og er gjengitt i figur v 36. Her ser en at forsterkeren gir størst utgangseffekteffekt ved en frekvens som er noe lavere enn 1,64GHz. Dette viste seg å være nødvendig for å oppnå best effektivitet ved 1,64GHz. -3dB båndbredden er 93MHz, noe som bekrefter at de harmoniske ikke reflekteres riktig for bedret effektivitet. Figur v 37 viser hvordan PAE endrer seg med frekvensen ved 1dB kompresjon. Maksimal effektivitet ligger ved 1,648GHz men det er ingenting som tyder på at en er i nærheten av den ønskede bedringen i effektivitet som ble oppnådd under simulering. Derfor er det ikke valgt å gjøre målinger av tredjeordens IMD og IP.



Figur 19 Målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse F effektförsterker



Figur 20 Beregnet PAE fra måleresultater til klasse F effektförsterker





## 5. Nye målinger på effektforsterkere ved 10 MHz

I forbindelse med en artikkel, om resultater oppnådd med en klasse AB og en klasse F effektforsterker ved 10MHz, var det nødvendig med noen utfyllende målinger. Med begrenset plass til detaljer i artikkelen er disse målingene gjengitt mer utfyllende her. For å se nærmere på forsterkernes lineære egenskaper ble tredjeordens IMD målt og IP funnet. Det ble sett på hvordan avstand mellom de påtrykte frekvensene påvirker intermodulasjonsproduktene. Det viser seg også at mikseprodukter, som ligger i kHz-området nær DC, ser den lave impedansen til strømforsyningen gjennom biaseringsnettverket. Dette påvirker dermed tredjeordens intermodulasjonsprodukter. Det ble derfor foretatt endringer i biaseringsnettverket for å bekrefte dette.

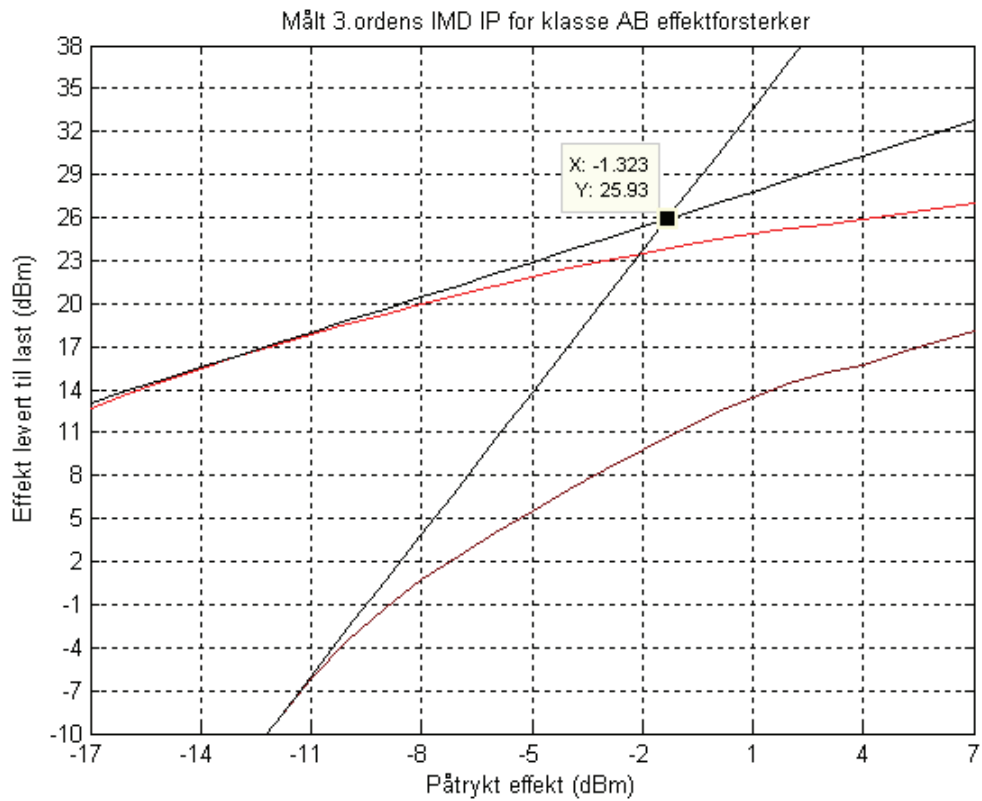
For å vise overlapp mellom strøm og spenning ble det loddet inn en  $0,1\Omega$ s motstand like etter drain i klasse F effektforsterkeren. Ved måling av spenningsdifferanse over denne er det mulig å vise drainstrømmen som funksjon av tid på et oscilloskop. Det ble benyttet et 100MHz digitalt oscilloskop med fire kanaler for å vise overlapp mellom strøm og spenning. To kanaler ble brukt for å vise spenningsdifferansen over motstanden, mens en tredje kanal ble brukt for å vise drain-source spenningen. Et bilde av dette er gjengitt i figur 4. Ved 1dB kompresjon viser det seg at formen til strøm og spenning ligner mest på de ideelle formene som kjenner seg ved tredjeharmonisk peaking.

Siden dette er en oppfølging av effektforsterkere konstruert i fordypningsprosjektet er det valgt å diskutere resultatene senere i kapittel 5.

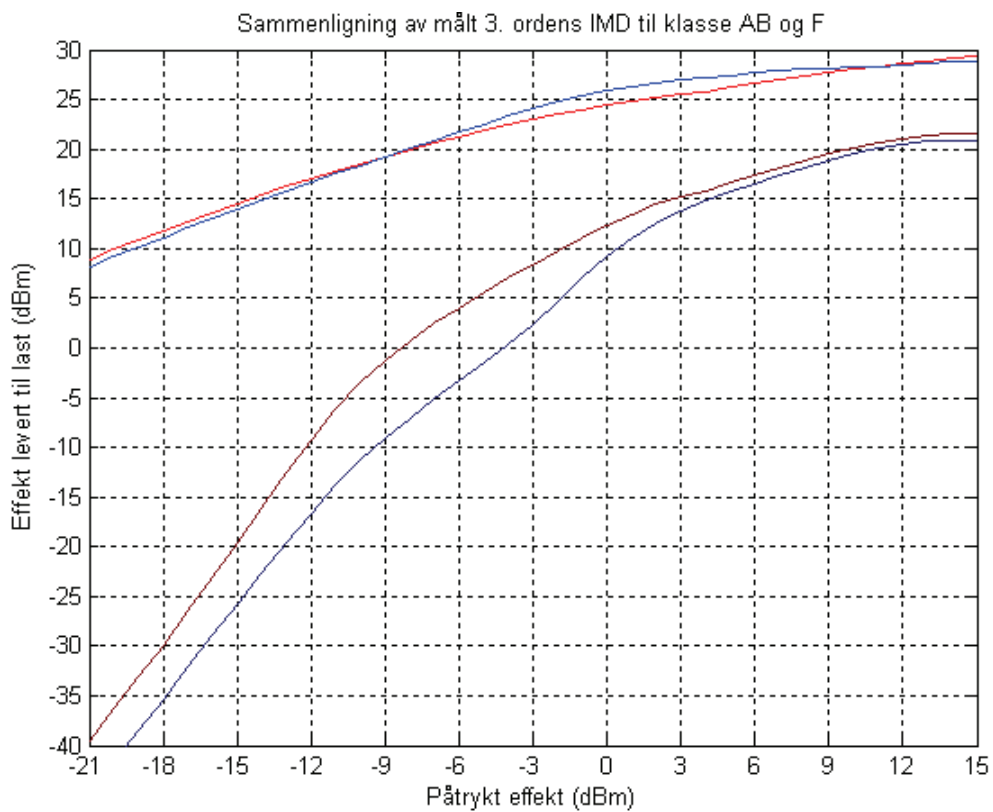
### 5.1 Målt tredjeordens IMD og IP for Klasse AB effektforsterker

Ved hjelp av signalgeneratoren er det mulig å generere et signal med to frekvenser, med lik effekt, og variabel avstand mellom disse. Det ble valgt å sentrere de to frekvensene om 10MHz. Klasse AB effektforsterkeren ble påtrykt et effektsveip, der den summerte effekten til de to frekvensene ble sveipt fra  $-30\text{dBm}$  til  $15\text{dBm}$ . Det ble benyttet en avstand mellom frekvensene på 1,5MHz. Et utsnitt av målingen er gjengitt i figur 21, og brukt til å bestemme tredjeordens IP. Her bør det nevnes at forsterkeren hadde 30dB forsterkning og generatoren også genererer noe IMD, slik at denne også vil ha noe innvirkning på målingene. Fra figur 21 ser en at IP ligger ved en teoretisk lineær utgangseffekt på  $25,93\text{dBm}$ . Til sammenligning er teoretisk lineær utgangseffekt ved 1dB kompresjon  $28,52\text{dBm}$ . Vanligvis ligger krysningspunktet noe over 1dB kompresjon, men her er det omvendt. Dette kan trolig forklares med at generatoren bidrar med IMD, som forsterkes opp av effektforsterkeren.

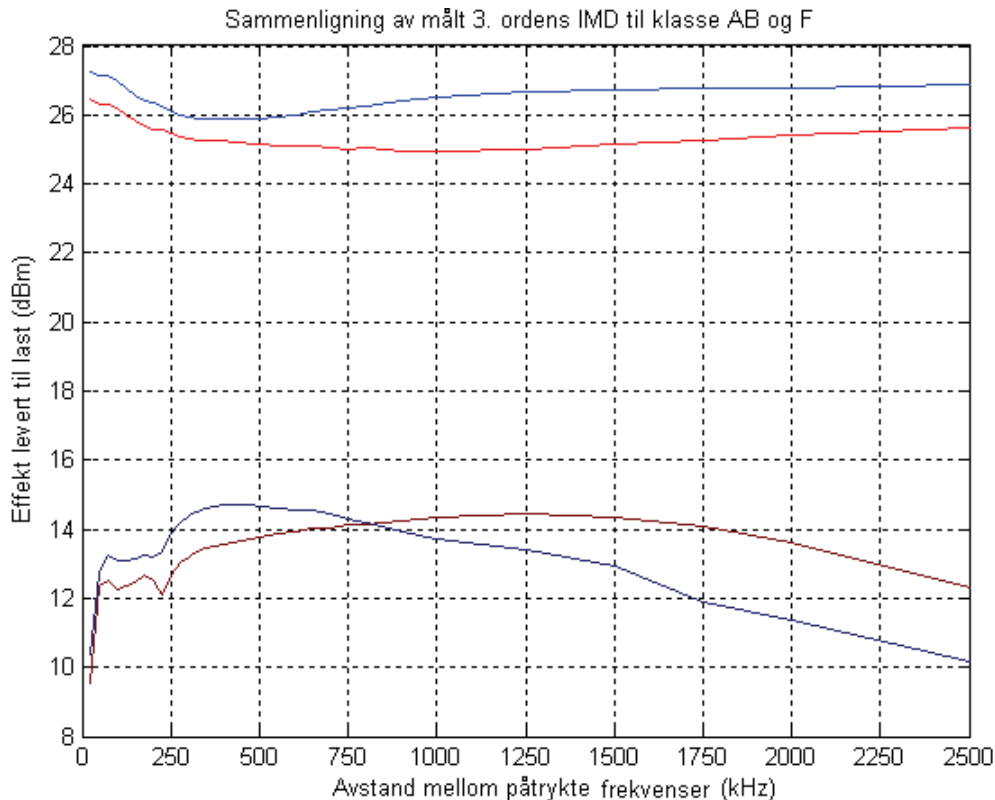
Et større utsnitt av målingen er gjengitt i figur 22, der den røde kurven viser effekten til de to forsterkede frekvensene summert. Den mørkerøde kurven viser tilhørende tredjeordens intermodulasjonsprodukter summert. Det ble også sett på hvordan avstanden mellom frekvensene påvirker IMD. Den røde kurven i figur 23 viser hvordan forsterkningen påvirkes når avstanden mellom frekvensene økes fra 25kHz til 2,5MHz. Her ble det påtrykt en effekt som summert tilsvarer påtrykt effekt ved 1dB kompresjon. Den mørkerøde kurven viser hvordan intermodulasjonsproduktene forandrer seg med avstanden mellom frekvensene. Tredje ordens intermodulasjonsproduktene vil normalt bli større med redusert avstand mellom frekvensene. Likevel viser målingene at størrelsen til intermodulasjonsproduktene avtar markant når avstanden mellom frekvensene blir mindre enn 0,5MHz.



Figur 21 Måling av tredjeordens IMD for å finne IP til klasse AB effektförsterker



Figur 22 Målt tredjeordens IMD til klasse AB og klasse F effektförsterker

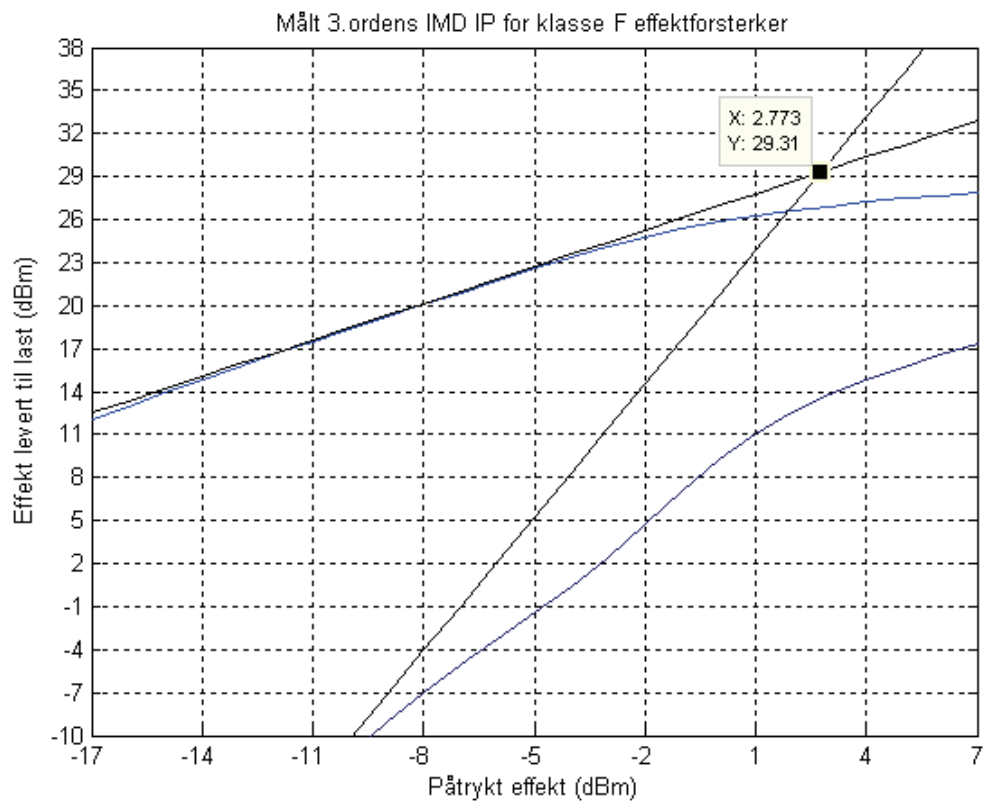


Figur 23 Målt tredjeordens IMD, ved 1dB kompresjon, til klasse AB og F effektførsterker

## 5.2 Målt tredjeordens IMD og IP for klasse F effektførsterker

Det ble gjennomført tilsvarende målinger for klasse F effektførsterkeren. Figur 24 viser et utsnitt av målingen fra effektsveipet, der avstanden mellom frekvensene er 1,5MHz og effektene er summert. Her ser en at tredjeordens IP ligger ved en lineær teoretisk uteffekt på 29,31dBm. Til sammenligning ligger 1dB kompresjon ved en lineær teoretisk uteffekt på 29,71dBm. Et større utsnitt er gjengitt i figur 22. Her viser den blå kurven summert utgangseffekt som funksjon av påtrykt summert effekt. Den mørkeblå kurven viser summert tredjeordens intermodulasjonsprodukt til klasse F effektførsterkeren som funksjon av påtrykt effekt.

Det ble også sett på hvordan avstand mellom de påtrykte frekvensene påvirker forsterkning av de to frekvensene, og størrelsen på intermodulasjonsproduktene. Her ble det påtrykt en samlet effekt som tilsvarer effekten som gir 1dB kompresjon. Denne målingen er gjengitt i figur 23, der den blå kurven viser summert utgangseffekt til de to frekvensene som funksjon av påtrykt effekt. Den mørkeblå kurven viser summert intermodulasjonsprodukt som funksjon av påtrykt effekt. Her ser en at størrelsen til disse avtar når avstanden mellom frekvensene blir mindre enn 0,4MHz.



Figur 24 Målt tredjeordens IMD for å finne IP til klasse F effektforsterker

## 5.3 Diskusjon

En mulig årsak til reduksjon av intermodulasjonsprodukter ved liten avstand mellom frekvensene kan som nevnt være mikseprodukter nær DC. Når disse ser lave impedanser inn i biaseringsnettverket vil dette kunne påvirke størrelsen til intermodulasjonsproduktene. Når avstanden mellom frekvensene i det påtrykte signalet økes vil de lavfrekvente mikseproduktene bevege seg opp i frekvens. Derfor vil en halvering av induktansen i biaseringskretsen ved drain gi en tilsvarende lav impedans mikseprodukter også for høyere frekvenser. Dette vil gi utslag på intermodulasjonsproduktene, selv ved større avstand mellom frekvensene enn 0,5MHz.

For å teste denne teorien ble induktansen i biaseringskretsen ved drain til klasse AB effektforsterkeren halvert ved parallellkobling av to spoler på  $100\mu\text{H}$  i forhold til en spole på  $100\mu\text{H}$ . Det ble gjort en tilsvarende måling, som er gjengitt i den grønne kurven i figur v 38, der den er sammenlignet med den opprinnelige målingen. Intermodulasjonsproduktene i den grønne kurven avtar når avstanden mellom frekvensene blir mindre enn 1,0MHz. Dette er markant tidligere og bekrefter dermed teorien. Dette viser hvilken innvirkning biaseringsnettverket kan ha på egenskapene til effektforsterkere.

Ved sammenligning av tredjeordens intermodulasjonsprodukter i figur 23 ser en at effekten til disse er mindre for klasse F effektforsterkeren når avstanden mellom frekvensene er større enn 0,8MHz. Ved en frekvensdifferanse på 1,5MHz, som ble benyttet i effektsveipet gjengitt i figur 22, ser en at klasse F effektforsterkeren har lavere intermodulasjonsprodukter. Dette kommer trolig av lavere båndbredde til klasse F effektforsterkeren. 1,5MHz ble likevel et naturlig valg for avstanden mellom frekvensene siden effekter fra biaseringsnettverket blir små, samtidig som forsterkningen av de to frekvensene var likest ved denne frekvensdifferansen.

Disse målingene viser at klasse F effektforsterkere faktisk kan være mer lineære enn sammenlignbare klasse AB effektforsterkere. Dette viser også målinger av 1dB kompresjon, som inntreffer ved høyere effekter for klasse F enn for klasse AB. Som en kan se av figur 22 har klasse F effektforsterkeren mer lineær forsterkning og mindre intermodulasjonsprodukter.



## 6. Diskusjon

### 6.1 Feilkilder

Ved måling av effekt ble det benyttet spektrumsanalysatordelen til en signal analyser fra Rhode & Schwartz. Som nevnt ble signalgeneratoren brukt som effektreferanse for å kalibrere bort tap i kabel, og toleranse til dempeledd. Med spektrumsanalysatoren innstilt på en båndbredde på 1MHz, og videobåndbredde på 50kHz, måler en 10,2dB dempning gjennom kabel og dempeledd ved et effektsveip fra signalgeneratoren. Derfor er 10,2dB lagt til de målte verdiene i etterkant ved hjelp av Matlab. Målte effekter avhenger da av nøyaktigheten til generatoren, som skal være nylig kalibrert fra produsenten, og er den beste effektreferansen som er tilgjengelig. For konsekvente måleresultater ble alle SMA tilkoblinger trukket til med momentnøkkel.

Ved effektsveip ble det sørget for at forsyningsspenningen er konstant 7,20V ved at det er kompensert for spenningsfall i ledninger. Særlig for klasse AB effektførsterkeren viser det seg at store utgangseffekter gir betydelig oppvarming av transistor og kjøleribbe. Dette vil ha noe innvirkning på biaseringen av effektførsterkeren. Det viser seg også at spenningen i strømforsyningen driver noe med tiden. Målinger viser at en forskjell på få mV i gatespenningen er nok til å gi vesentlige endringer av biaseringen. Siden dette påvirker strømforbruket til forsterkeren vil det være noe forskjell mellom målte verdier av effektivitet fra gang til gang. Derfor er det ved sammenligning av effektivitet ved 1dB kompresjon noe forskjell mellom effektivitet fra effektsveipet, og måling av effektivitet over båndbredden.

Det ble sørget for at begge effektførsterkerne ble biasert med nøyaktig 60mA DC strømtrekk, og en forsyningsspenning på 7,20V, før måleserier ble påbegynt. Ved måling av DC-strøm sørger en spole på 100 $\mu$ H for at RF-effekt ikke påvirker måleinstrumentet betydelig. Ved å benytte samme testoppsett og lik biasering og forsyningsspenning for begge effektførsterkerne, er det forsøkt å oppnå måleresultater som påvirkes likt av feilkildene.

De passive komponentene som ble benyttet ved konstruksjon av effektførsterkerne har som nevnt gode modeller i ADS. Toleransen til spolene er 2%, mens kondensatorene fra 1,0pF til 8,2pF har toleranse på 0,1pF. Dette betyr at det skal være godt samsvar mellom simulert og virkelig oppførsel. Transistormodellen har derimot store svakheter. Den er trolig basert på den enkleste GaAs MESFET-modellen som er tilgjengelig i ADS. Modellen viser seg å være for enkel til å kunne gjengi riktige DC-verdier og S-parametere, med transistoren biasert i dyp klasse AB, under simulering. Som nevnt tidligere er modellen trolig tilpasset design av klasse A effektførsterkere i L-bånd. I tillegg viser det seg at det er noe forskjell mellom de målte S-parametere til transistoren det er modell for, og transistoren som ble benyttet ved konstruksjon av effektførsterker.

Det viser seg å være vanskelig å få kretskortfresen til bare å ta bort kobbersjiktet på kretskortet. Siden den jevnt over tar bort halvparten av glassfiberlaminatet gir dette store forskjeller mellom simulert og virkelig virkemåte til mikrostriplinjene på kretskortet. Som nevnt gir dette en total dielektrisitetskonstant som avhenger av bredden til mikrostriplinjene, og dette er ikke mulig å legge inn i ADS. I tillegg varierer det fra gang til gang hvor dypt fresen går ned i glassfiberlaminatet. Dette fører til vesentlige avvik mellom målte og simulerte resultater for de to effektførsterkerne. Siden det i klasse F designen er vesentlig flere parametere som må stemme, er det også naturlig at avvikene mellom simulering- og måleresultatene er størst for denne.

## 6.2 Sammenligning av simulert klasse AB og klasse F forsterker

Med tilgjengelige modeller av transistor og mikrostriplinj har det med tilmålt tid ikke vært mulig å oppnå ønsket refleksjon av harmoniske, og dermed vesentlig bedre effektivitet med klasse F effektforsterkeren i praksis. Det vil derfor være mest hensiktsmessig å sammenligne de simulerte egenskapene til de to effektforsterkerne.

Ved sammenligning av simulert effektsveip i figur 10 ser en at klasse F designen har noe mer forsterkning. Likevel viser det seg at forsterkningen ikke bare er større ved små signal. Dette gir en klasse F effektforsterkerdesign som totalt leverer 0,74dB mer effekt enn tilsvarende klasse AB design, og tilsvarer en prosentvis økning på 18,6%. Noe av dette kan komme av forskjeller i impedanstilpasningen, men klasse F effektforsterkere har som følge av harmonisk tuning ofte større evne til å levere mer effekt ved samme betingelser, enn tilsvarende klasse AB effektforsterkere.

Ved sammenligning av PAE i figur 11 ser en at klasse F designen har tydelige tegn til bedre effektivitet som følge av gradvis større harmoniske når transistoren drives nærmere metning. Dette er en klar indikasjon på at en har lykket med å oppnå ønsket refleksjon av andre- og tredjeharmonisk i den simulerte klasse F designen. Maksimal PAE har en prosentvis økning på 22,2% som følge av redusert overlapp mellom strøm og spenning i transistorens strømkilde. Ved 1dB kompresjon en den prosentvise økningen 23,3%. Ved sammenligning av effektivitet ned i det lineære området ser en at det fortsatt er en effektivitetsgevinst ved riktig refleksjon av de harmoniske.

Sammenligning av forsterkning i figur 12 viser tydelig at klasse F designen har noe større forsterkning. Forskjellen ved små signal er 0,7dB, mot 1dB ved 1dB kompresjon. Forskjellen i forsterkning kommer trolig av forskjeller i kretsene som henger på drain i de to effektforsterkerdesignene. Likevel virker det som om kompresjonsknekken til klasse F designen er noe bråere enn for klasse AB designen. Dette tyder på noe mer lineær forsterkning for klasse F designen.

Simulert båndbredde er gjengitt i figur 13, der en tydelig ser at klasse F designen har smalere båndbredde. Dette kommer av at båndbredden til kretselementene, som gir harmonisk tuning, er forholdsvis smal. Dette gjør at fasen til de reflekterte harmoniske endres med økende avstand fra senterfrekvensen, og dermed øker også overlapp mellom strøm og spenning over transistorens strømkilde. Ved sammenligning av PAE over båndbredden i figur 14 ser en at klasse F designen faktisk har bedre effektivitet over hele Inmarsat-båndet enn tilsvarende klasse AB design. Her er det også tydelig at toppen til PAE kommer for noe høyere frekvenser enn toppen i simulert effekt levert til  $50\Omega$ s last. Dette kommer trolig av at refleksjonen av de harmoniske treffer bedre ved en noe høyere frekvens enn tilpasningen av impedansen for grunnharmonisk ved utgangen.

Ved sammenligning av spekteret til spenningen over lasten i figur v 18 og figur v 26 ser en tydelig at innholdet av harmoniske frekvenser er dramatisk redusert for klasse F designen. Disse er reflektert tilbake til drain og dermed filtrert bort fra utgangssignalet. Dette er en heldig sideeffekt ved at de harmoniske brukes til å bedre effektiviteten i en klasse F effektforsterker.

For å bekrefte at en er i nærheten av maksimal effektivitet for klasse AB designen ble det gjort enkle forsøk med loadpull. Dette bekreftet at den endelige designen er i nærheten av det som er mulig med den tilgjengelige transistormodellen. Når en ser dette i sammenheng med gradvis bedret PAE ved økende størrelse på de harmoniske, og den smalere båndbredden, er dette en veldig god indikasjon på at klasse F designen har bedre effektivitet som følge av harmonisk tuning, og ikke som en følge av en mer heldig impedanstilpasning av grunnharmonisk.



## 6.3 Avvik mellom simulerings- og måleresultater

Ved testing av den konstruerte klasse AB effektforsterkeren viser det seg at transistormodellen har en svært konservativ prognose for forsterkning og effektivitet. Ved god impedanstilpasning viser det seg at en oppnår over 3dB større forsterkning. Dette har en uheldig innvirkning på en design som i utgangspunktet ikke er absolutt stabil med tilstrekkelig god margin. Derfor er det ikke unaturlig at en dobling av forsterkning gir stabilitetsproblemer.

Etter å ha senket forsterkningen tilstrekkelig ved å endre impedanstilpasningen, viser det seg at effektiviteten fortsatt er vesentlig bedre enn simulert. PAE måles til 55,3% som er vesentlig bedre enn simulert. Dette kommer trolig av at transistormodellen ikke gjengir strøm og spenningskarakteristikken til transistoren godt nok. Derfor blir strømtrekket noe større under simulering, enn hva som er tilfelle for den virkelige transistoren.

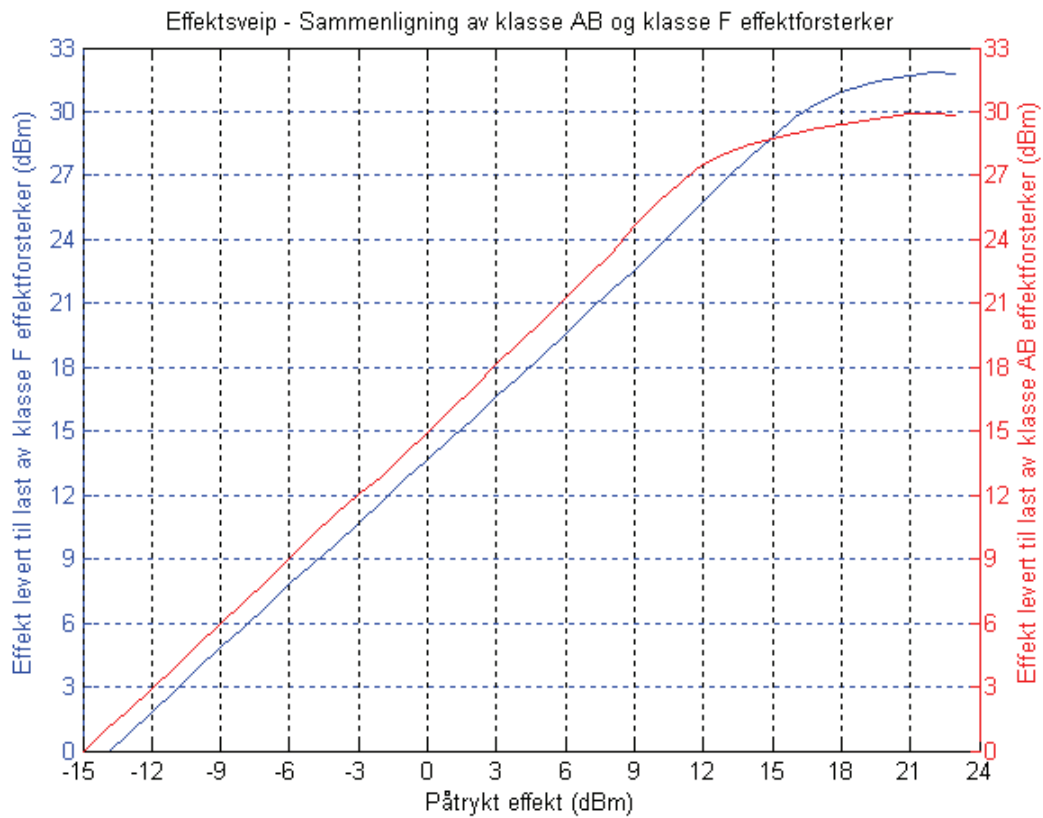
Ved sammenligning av S-parametere i datablad viser det seg at det også er vesentlige forskjeller mellom transistoren det er modell av i ADS og erstatningshalvlederen som ble brukt ved realisering av designene. Dette var mulig å kompensere for ved endring av impedanstilpasningen for klasse AB effektforsterkeren. Her trenger en bare å ta hensyn til grunnharmonisk og ved hjelp av ANA var det mulig å justere denne.

Ved konstruksjon av klasse F designen må en i tillegg sørge for riktig refleksjon av andre- og tredjeharmonisk. Dette er vanskelig å oppnå siden det viser seg å være vesentlige forskjeller mellom simulerte og virkelige parametere for transistor og mikrostriplinj. Det er heller ikke enkelt å gjøre endringer, og måle disse på en fornuftig måte, som ikke påvirker kretsen for mye ved de høye frekvensene som er involvert. Derfor ble det ikke mulig å oppnå vesentlig bedre effektivitet. Økningen i utgangseffekt kommer trolig av at impedanstilpasningen til utgangen er noe bedre med tanke på effekt for klasse F effektforsterkeren.

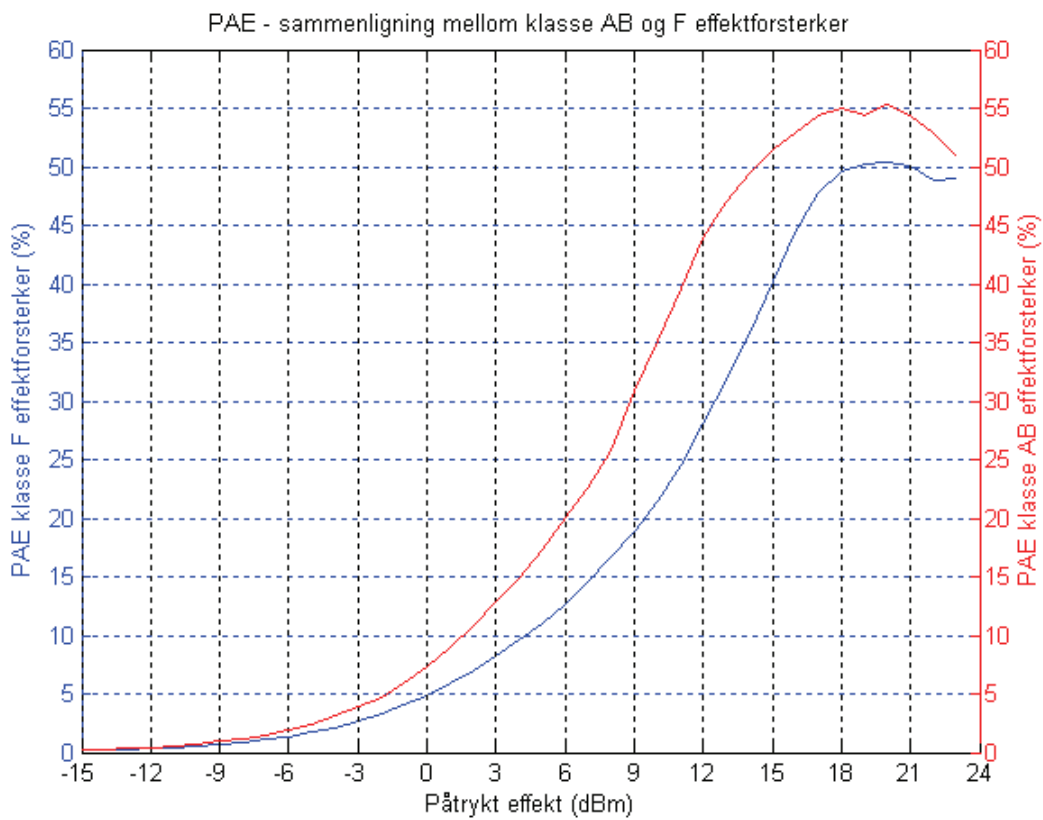
## 6.4 Sammenligning av måleresultater

Målt effekt levert til last, som funksjon av påtrykt effekt, fra klasse AB og klasse F effektforsterkeren er gjengitt i figur 25. Her ser en av den blå kurven at klasse F forsterkeren har noe mindre forsterkning. Til gjengjeld leverer den mer effekt og har 1dB kompresjon ved høyere uteffekt. Ved sammenligning av målt PAE i figur 26 er det tydelig at det ikke har vært mulig å oppnå ønsket refleksjon av de harmoniske. Likevel var det mulig å oppnå en effektivitet ved 1dB kompresjon som er marginalt mindre enn for klasse AB forsterkeren. Når en tar tap i filter i klasse F effektforsterkeren i betraktning er effektivitetene sammenlignbare.

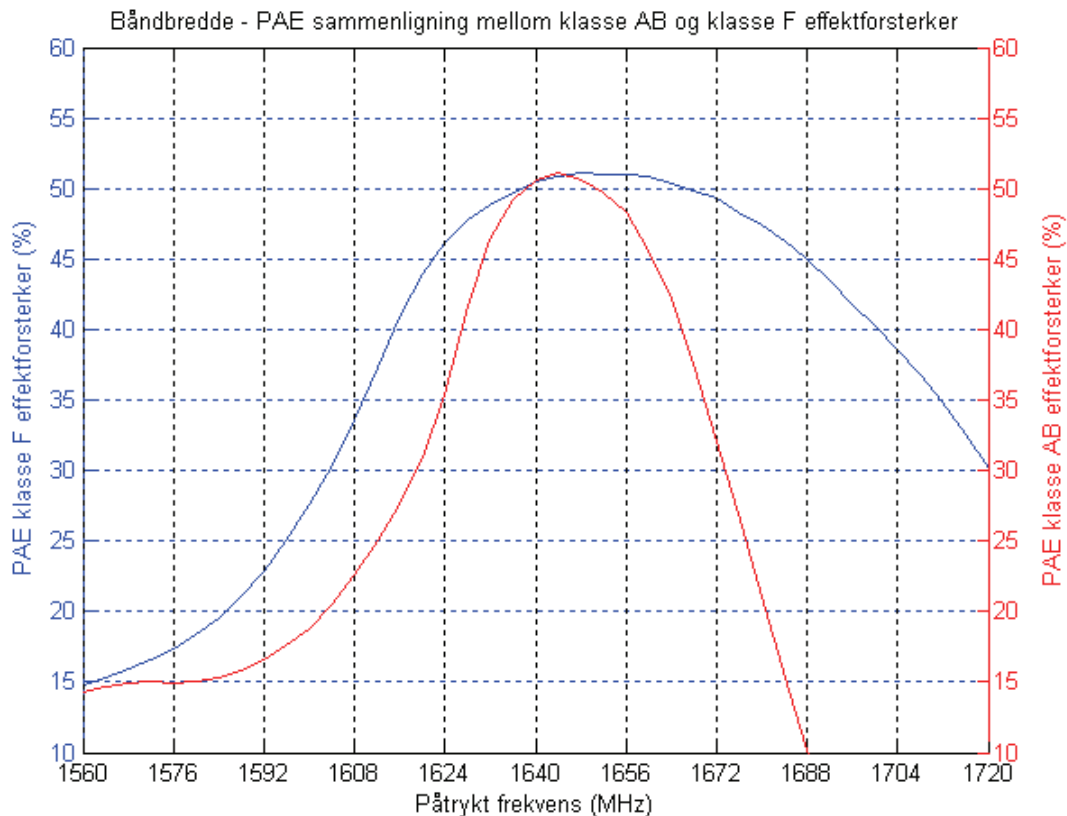
Ved sammenligning av båndbredde viser det seg at klasse F forsterkeren har vesentlig større -3dB båndbredde. Denne er bare 50 MHz for klasse AB effektforsterkeren, mot 93MHz for klasse F forsterkeren. Forklaringen er trolig at det endelige tilpasningsnettverket, som er endret vesentlig i forhold til kretskortutlegget, gir den ekstra båndbredden. Det er heller ingen effekt av harmoniske som ville gitt en smalere båndbredde. Siden båndbredden ble målt ved 1dB kompresjon er nivået på effekten levert av klasse F forsterkeren vesentlig høyere slik at sammenligning av disse i samme figur ikke er hensiktsmessig.



Figur 25 Sammenligning av målt effekt levert til 50Ωs last fra klasse AB og klasse F effektforsterker



Figur 26 Sammenligning av målt PAE til klasse AB og klasse F effektforsterker



**Figur 27 Sammenligning av målt PAE over båndbredden til klasse AB og klasse F effektforsterker**

Ved sammenligning av PAE over den målte båndbredden er det hensiktsmessig å vise forskjellen. Den blå kurven i figur 27 viser effektiviteten til klasse F forsterkeren. Denne har vesentlig bedre effektivitet over et større frekvensbånd ved 1dB kompresjon enn klasse AB forsterkeren.

Dette viser hvilke forskjeller det kan være mellom ulike klasse AB effektforsterkere. Båndbredde, effektivitet, uteffekt og forsterkning varierer med ulik impedanstilpasning av grunnharmonisk. I tillegg vil tilpasningsnettverket gi en viss refleksjon av harmoniske, som kan bedre eller forverre effektiviteten til en effektforsterker, avhengig av hvilken amplitude og fase disse reflekteres med. Derfor vil klasse AB effektforsterkere med lik biasering og forsyningsspenning ha ulik effektivitet etter hvordan de harmoniske reflekteres av tilpasningsnettverk og filtre som kommer etter transistoren. Ved design av klasse AB effektforsterkere vil det derfor være hensiktsmessig med en impedanstilpasning der en sørger for en hensiktsmessig refleksjon av de harmoniske.

Den realiserte klasse F effektforsterkeren er dermed en klasse AB effektforsterker med bedre linearitet og større båndbredde. I tillegg sørger et filter for å filtrere bort harmoniske frekvenser fra utgangssignalet.

## 6.5 Utfordringer ved design av diskrete klasse F effektforsterkere

Ved konstruksjon av diskrete klasse F effektforsterkere har en ofte ikke mulighet til å bruke komponenter som er ideelle nok. Ved mikrobølgefrekvenser er ideelle transistorer svært dyre og dermed må en finne måter å inkludere de parasittiske effektene i designen. Dette er en utfordring siden det sjelden er tilgjengelig gode modeller som gir den nødvendige informasjonen om størrelsen til de parasittiske effektene i transistoren.

For å treffe riktig frekvens med filtre og kretser som skal gi den riktige harmoniske tuningen er det nødvendig med små toleranser. Dette betyr at det, sammenlignet med en klasse AB effektforsterker, må brukes flere komponenter, der det stilles større krav til toleranse. Dette gir dyrere løsninger, der en større andel av produksjonsserien vil ha problemer med å treffe riktig frekvens ved harmonisk tuning. Dette gir kostnader som ikke nødvendigvis kan forsvares med økt effektivitet.

Hvis en derimot lykkes med å implementere en klasse F design på en integrert krets vil en ha en krets med noe større areal enn tilvarende klasse AB design. Dette vil gi nærmest identiske klasse F effektforsterkere, som kan masseproduseres uten vesentlig økning av produksjonskostnad.

## 7. Konklusjon

Simulering i ADS viser at det er mulig å oppnå bedret effektivitet ved riktig refleksjon av andre- og tredjeharmonisk. Sammenlignet med en tilsvarende klasse AB design, ble det for en klasse F effektførsterkerdesign oppnådd en prosentvis økning i PAE på 22,2%. Sammenlignet med klasse AB effektførsterkere gir en klasse F effektførsterker tilsvarende linearitet, og gradvis økning av effektivitet når transistoren drives nærmere metning. For å lykkes med diskrete mikrobølge klasse F effektførsterkere er det nødvendig å ha svært gode modeller for transistor, og passive komponenter som benyttes for å gi riktig refleksjon av harmoniske frekvenser. Dette vil gi effektivitetsgevinster i trådløse system, der effektførsterkeren kan drives i nærheten av 1dB kompresjon, slik at de harmoniske frekvensene er tilstrekkelig store. Ved bruk av ideelle komponenter er det, som vist i artikkel i kapittel 10, mulig å oppnå en vesentlig økning i PAE ved hjelp av harmonisk tuning. Her ble det oppnådd PAE på 75,5%, ved 1dB kompresjon, for en klasse F effektførsterker, mot 57,5% for en tilsvarende klasse AB effektførsterker.

### 7.1 Fremtidig arbeid

For å oppnå den ønskede refleksjonen av andre- og tredjeharmonisk i en diskret klasse F effektførsterker ved 1,64GHz, er det nødvendig å utvikle en svært god modell av transistoren som skal brukes i designen. Det vil være ønskelig å bruke en transistor med mindre forsterkning og bedre stabilitet i designen. Her vil det være nødvendig å finne en måte å produsere kretskort på, som gir bedre samsvar mellom simulerte og virkelige mikrostripliner.

Det vil videre være hensiktsmessig å se på design av klasse F effektførsterkere på integrerte kretser. Her er modeller ofte gode, og når en først har fått en integrert klasse F effektførsterker til å virke har en mulighet til å trykke denne opp i et stort antall. Med tanke på bedret effektivitet over et større dynamisk område vil det være inntresant å se på en integrert klasse F Doherty effektførsterker.



## 8. Referanser

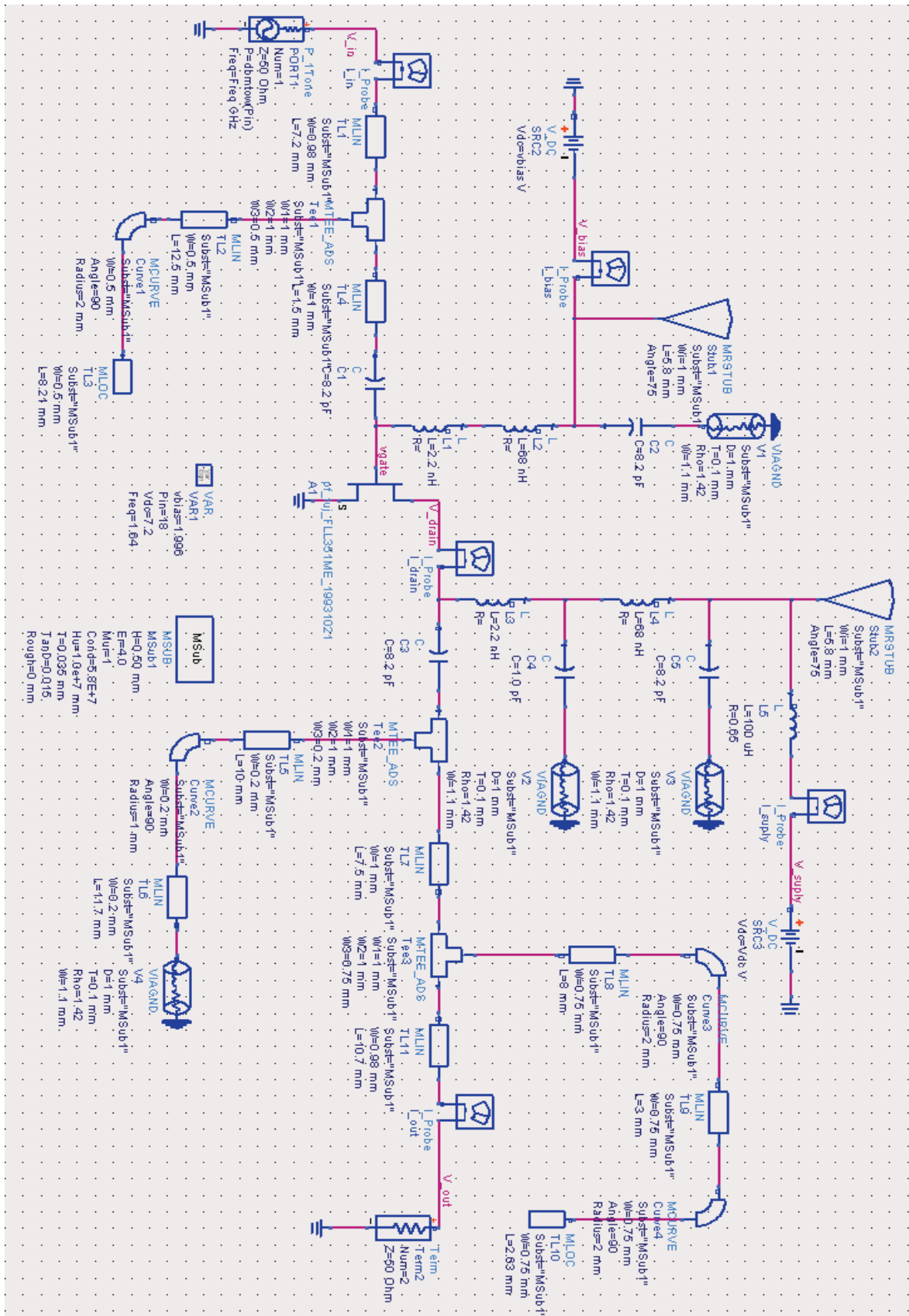
- [1] David M. Pozar, *“Microwave and RF Design and Wireless Systems”*, John Wiley & Sons, INC, 2001.
- [2] Muthuswamy Venkataramani, *“Efficiency Improvement of WCDMA Base Station Transmitter using Class-F power amplifiers”*, [http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05062004-142557/unrestricted/Venkataramani\\_Thesis.pdf](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05062004-142557/unrestricted/Venkataramani_Thesis.pdf)
- [3] G. Leuzzi et al., *“Bias conditions for accurate parasitics evaluation of microwave MESFETs up to mm-wave frequencies”*, [http://amsacta.cib.unibo.it/archive/00001927/01/GAAS\\_92\\_020.pdf](http://amsacta.cib.unibo.it/archive/00001927/01/GAAS_92_020.pdf)
- [4] Dana George Reed, *“The ARRL Handbook for radio amateurs 2002”*, ARRL The national association for amateur radio, 2001.
- [5] Erwin Kreyszig, *“Advanced Engineering Mathematics”*, John Wiley & Sons, INC, 1999.
- [6] Alan Siu Kei Poon, *“RF Power Amplifiers”*, [www.eecg.toronto.edu/~kphang/papers/2001/poon\\_RFamps.pdf](http://www.eecg.toronto.edu/~kphang/papers/2001/poon_RFamps.pdf)
- [7] Fredric H. Raab, *“Class F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 45, No. 11, November 1997.
- [8] Fredric H. Raab, *“Maximum Efficiency and Output of Class F Power Amplifiers”*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 49, No. 6, June 2001.
- [9] William S. Kopp et al., *“High efficiency power amplification for microwave and millimeter frequencies”*, Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International
- [10] FLL351ME: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/100699/FUJITSU/FLL351ME.html>
- [11] FLL357ME: [http://www.eudyna.com/us/products\\_e/wireless\\_e/koufet/FLL357ME.pdf](http://www.eudyna.com/us/products_e/wireless_e/koufet/FLL357ME.pdf)
- [12] 0603-spoler fra Coilcraft <http://www.coilcraft.com/0603cs.cfm>
- [13] 0603-kondensatorer fra American Technical Ceramics <http://www.atceramics.com/products/600s.asp>
- [14] 0603-kondensatorer fra Johanson Technology <http://www.johansontechnology.com/products/ssc/>

<O>

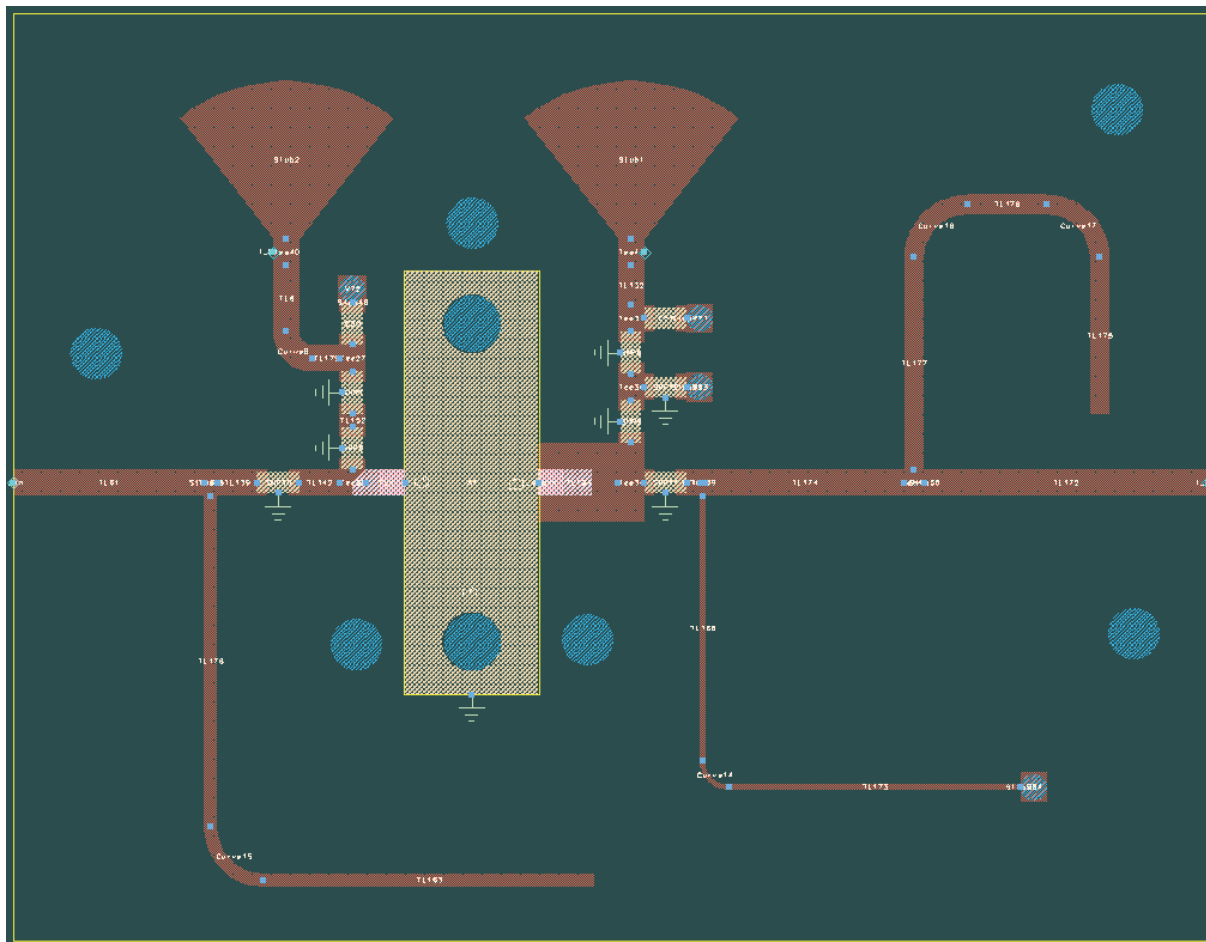




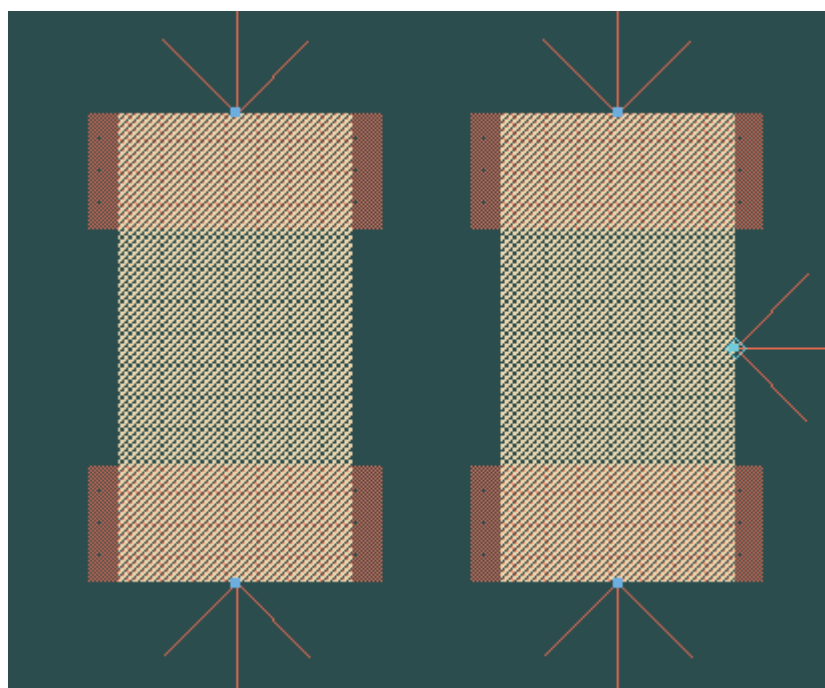
## 9. Vedlagte figurer



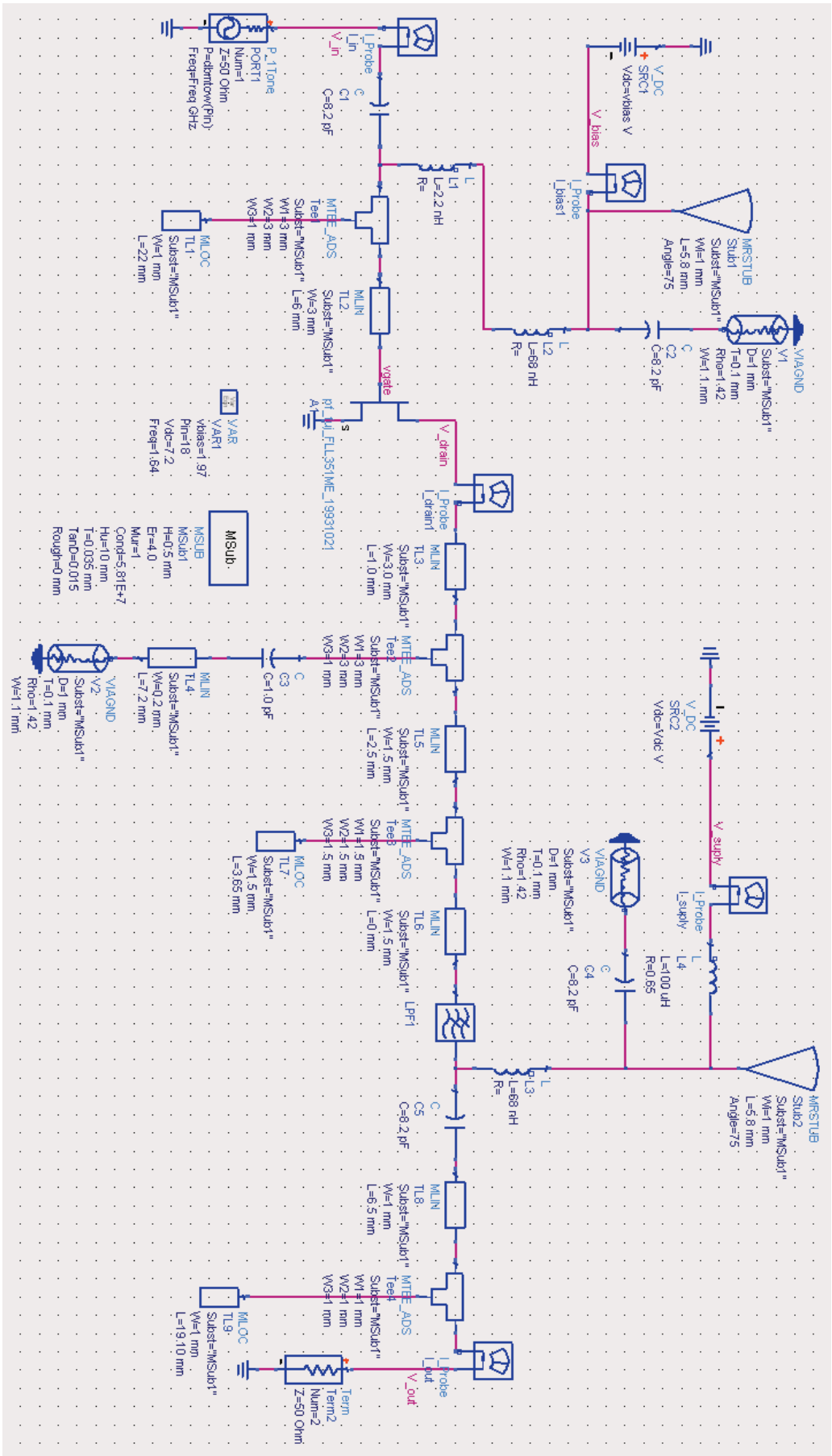
Figur v 1 Forenklet kretsskema til klasse AB effektforsterker



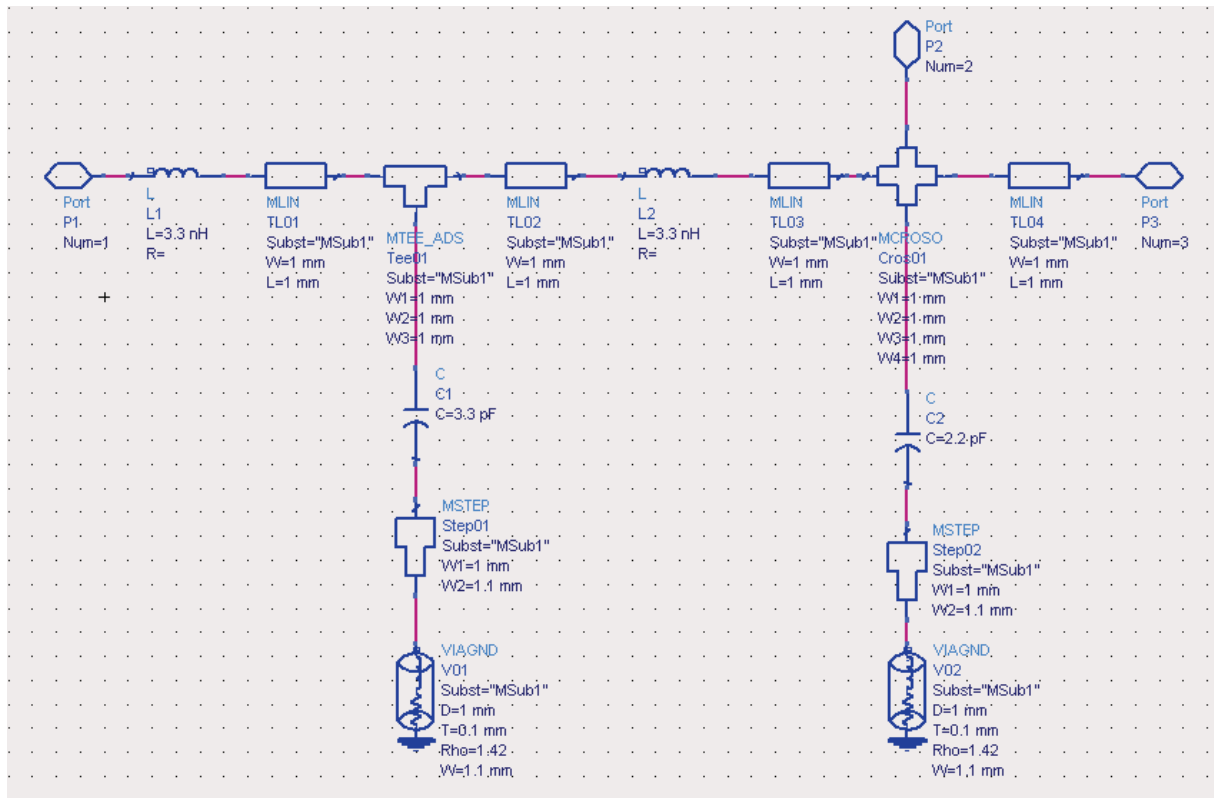
Figur v 2 Kretskortutlegg til klasse AB effektforsterker



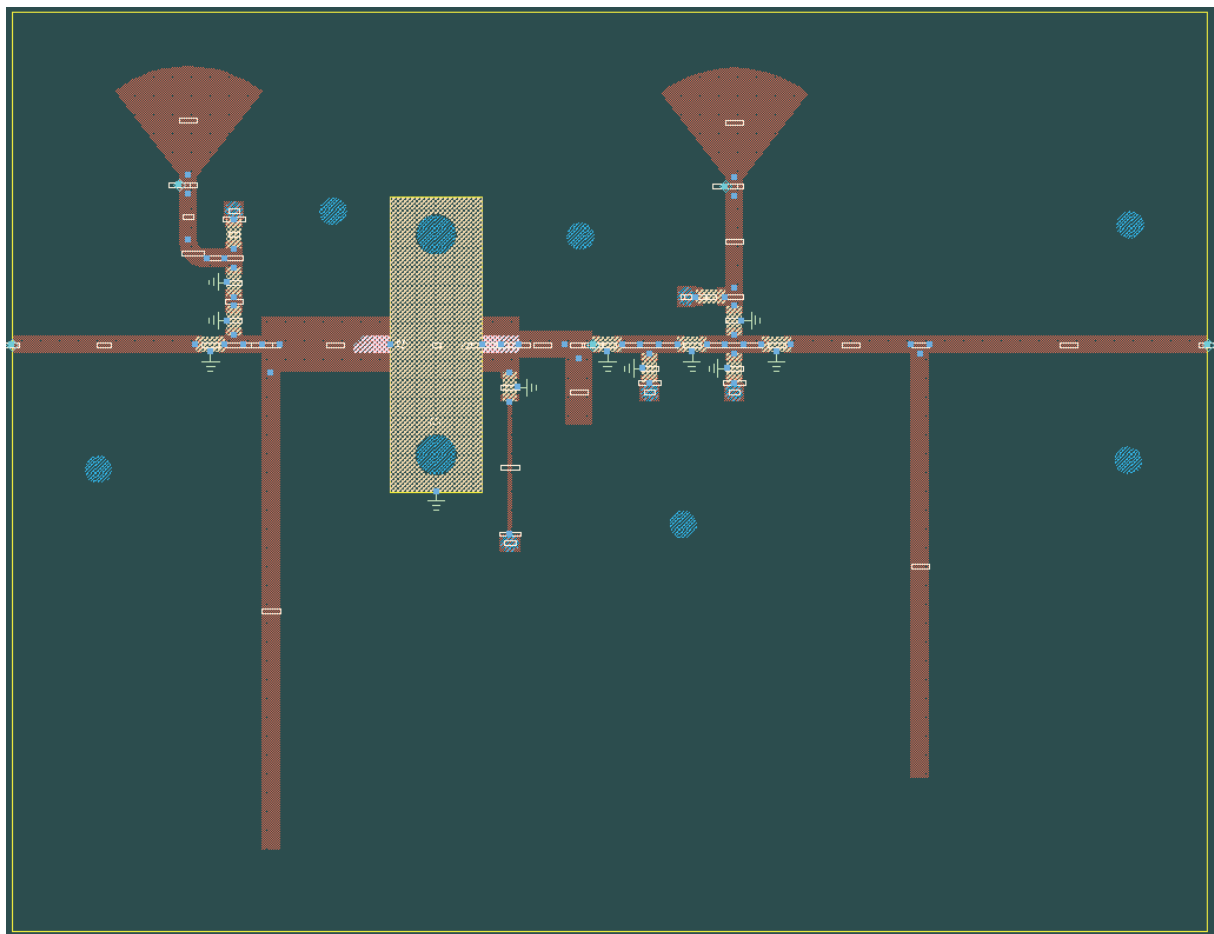
Figur v 3 Artwork til 0603 komponenter



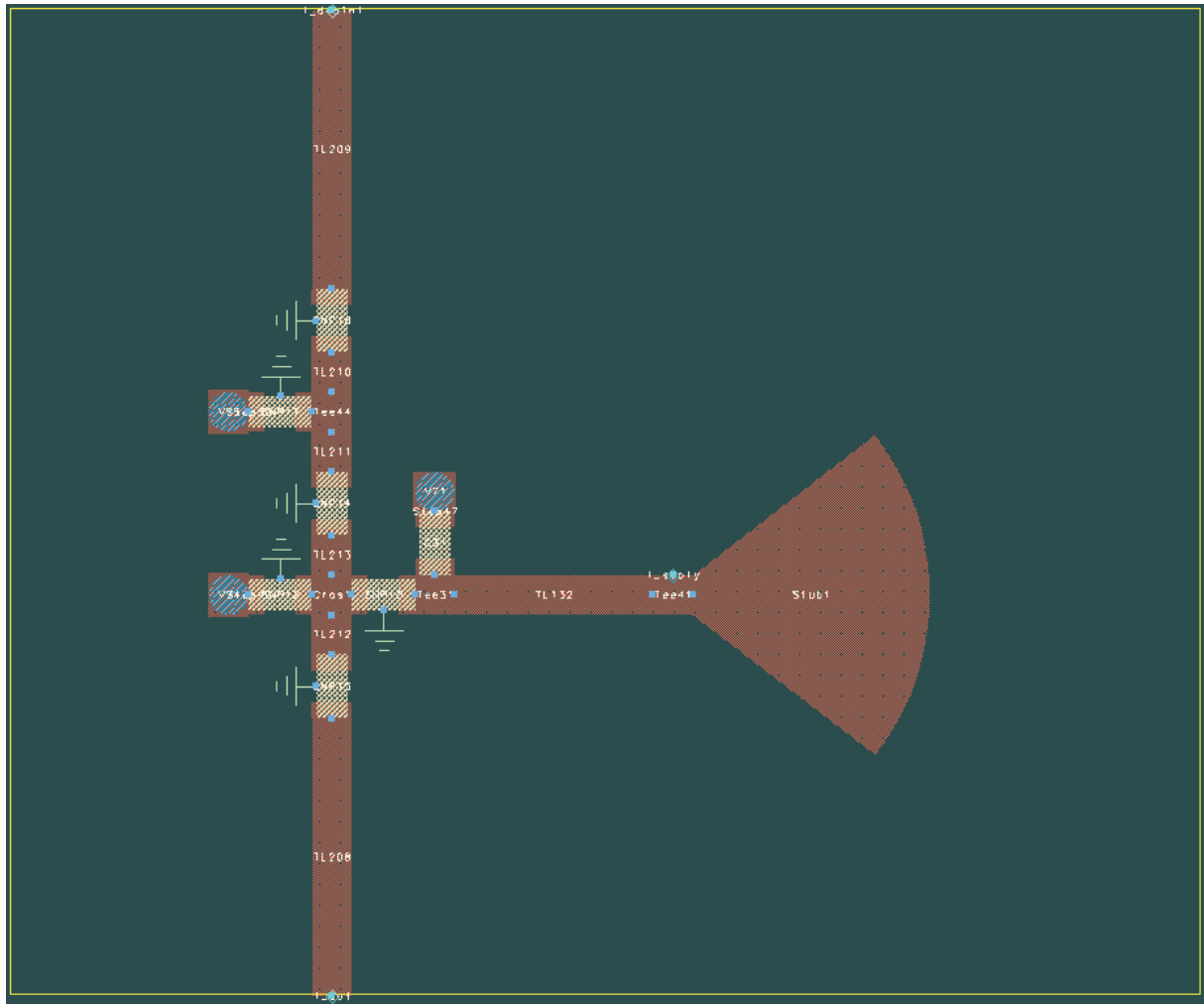
Figur v 4 Forenklet kretsskema til klasse F effektforsterker



Figur v 5 Kretsskjema fra ADS for lavpassfilter LPF1 fra klasse F effektforsterkerdesignen



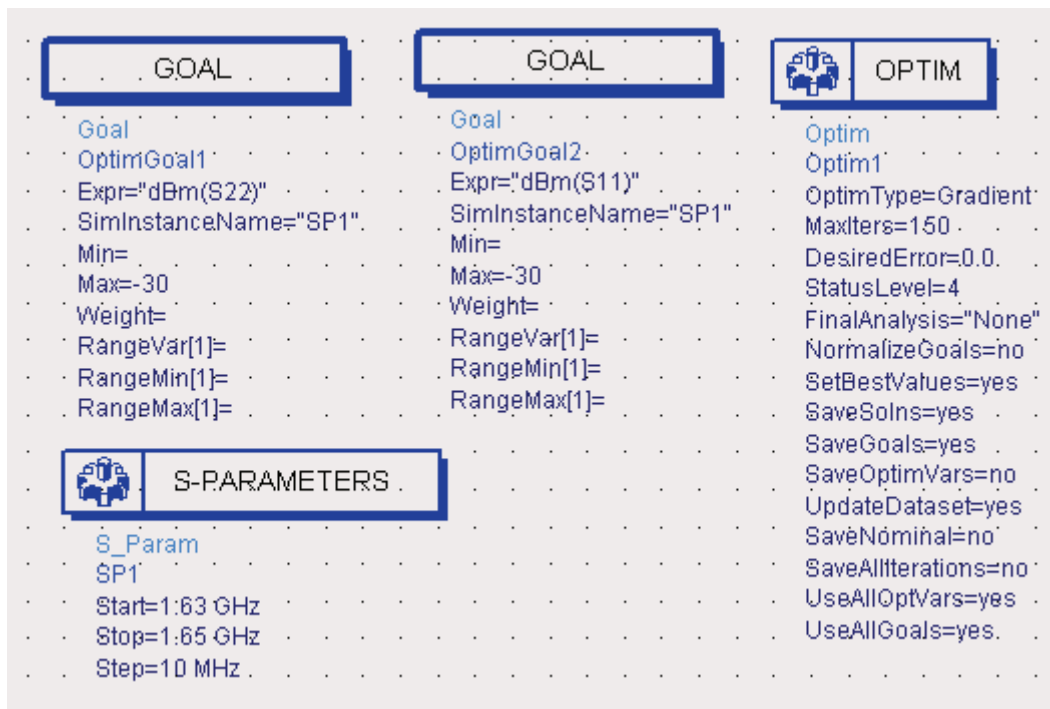
Figur v 6 Kretskortutlegg til klasse F effektforsterker



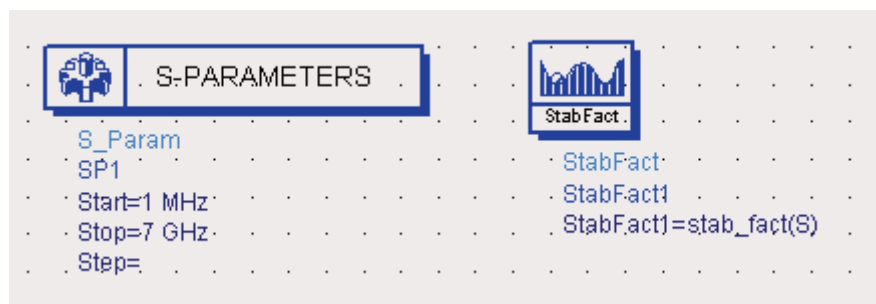
Figur v 7 Kretskortutlegg for test av lavpassfilter i klasse F effektforsterker

<p><b>HARMONIC BALANCE</b></p>	<p><b>VAR VAR1</b> Freq=1.64</p>	<p><b>LSSP</b></p>
<ul style="list-style-type: none"> <li>· HarmonicBalance</li> <li>· HB1</li> <li>· Freq[1]=Freq GHz</li> <li>· Order[1]=7</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>· LSSP</li> <li>· HB3</li> <li>· Freq[1]=Freq GHz</li> <li>· Order[1]=7</li> <li>· LSSP_FreqAtPort[1]=Freq GHz</li> <li>· LSSP_FreqAtPort[2]=Freq GHz</li> </ul>
<p><b>PAE</b></p>		<p><b>Stab Fact</b></p>
<ul style="list-style-type: none"> <li>· PAE</li> <li>· PAE1</li> <li>· PAE1=pae(V_out,0,V_in,0,V_suply,0,I_out,i,I_in,i,I_suply,i,{1},{1})</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>· StabFact</li> <li>· StabFact1</li> <li>· StabFact1=stab_fact(S)</li> </ul>

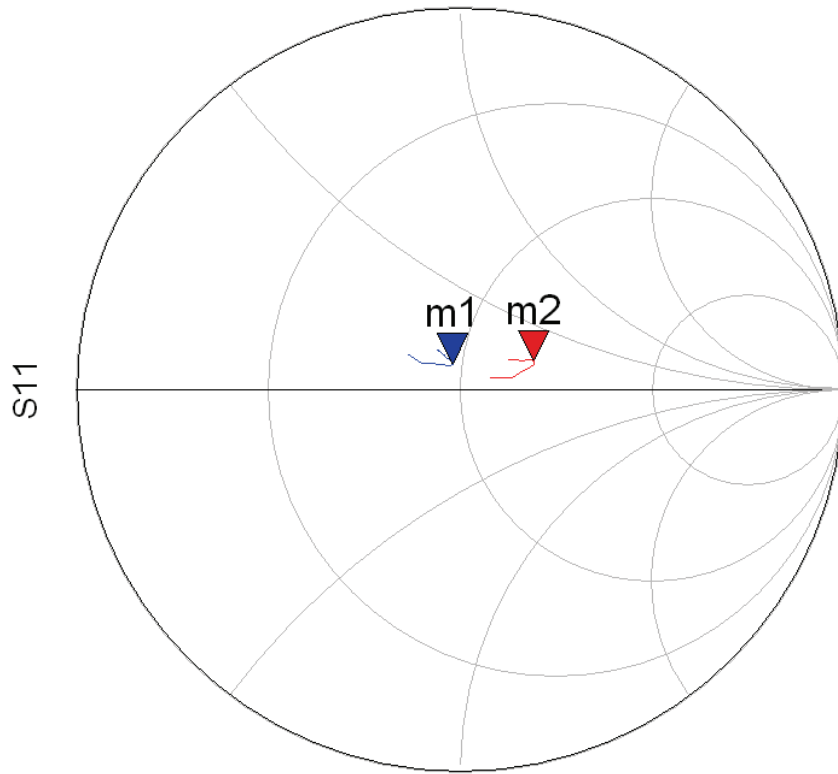
Figur v 8 Simuleringsoppsett for HB, LSSP og PAE



Figur v 9 Simuleringsoppsett brukt ved impedanstilpassing

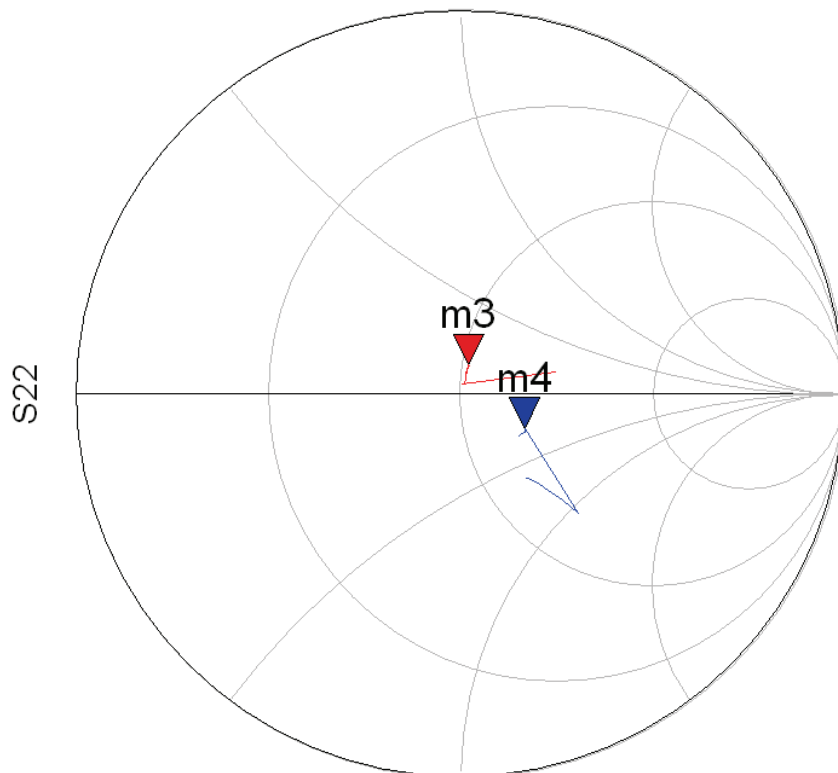


Figur v 10 Simuleringsoppsett for å simulere K-faktor over et stort frekvensbånd



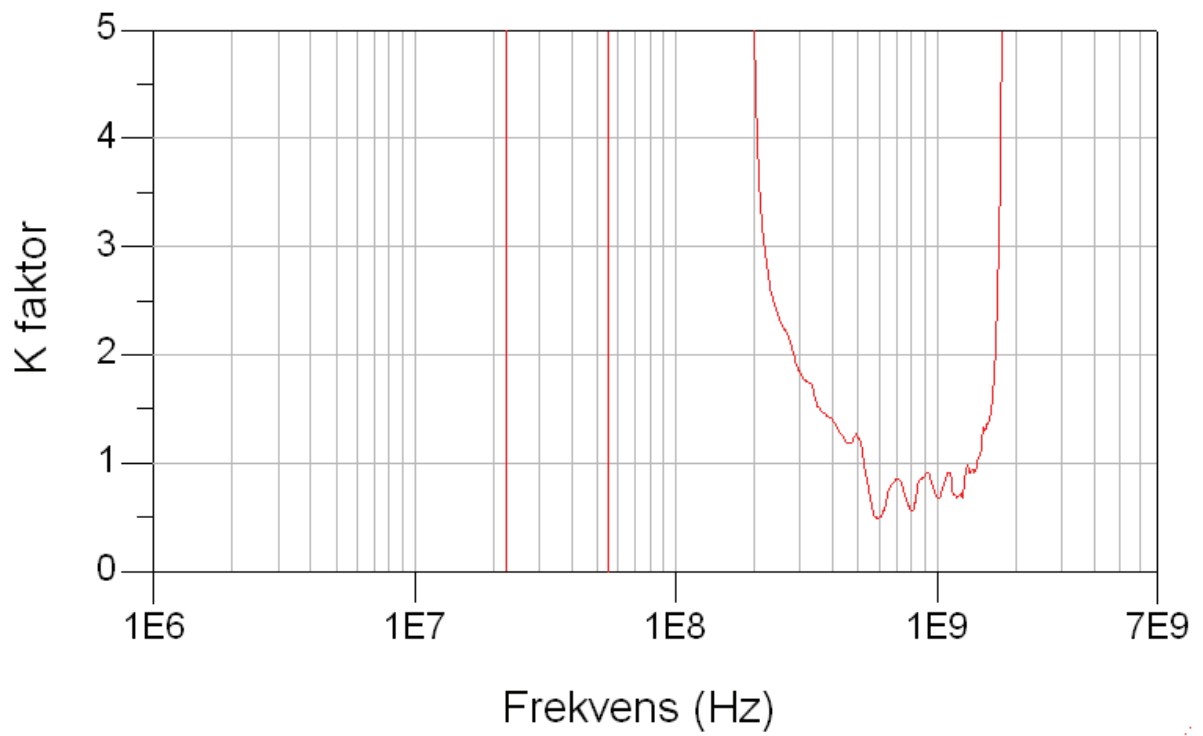
Pin (-15.000 to 23.000)

Figur v 11 Simulert storsignal  $S_{11}$  til klasse AB og klasse F effektforsterker

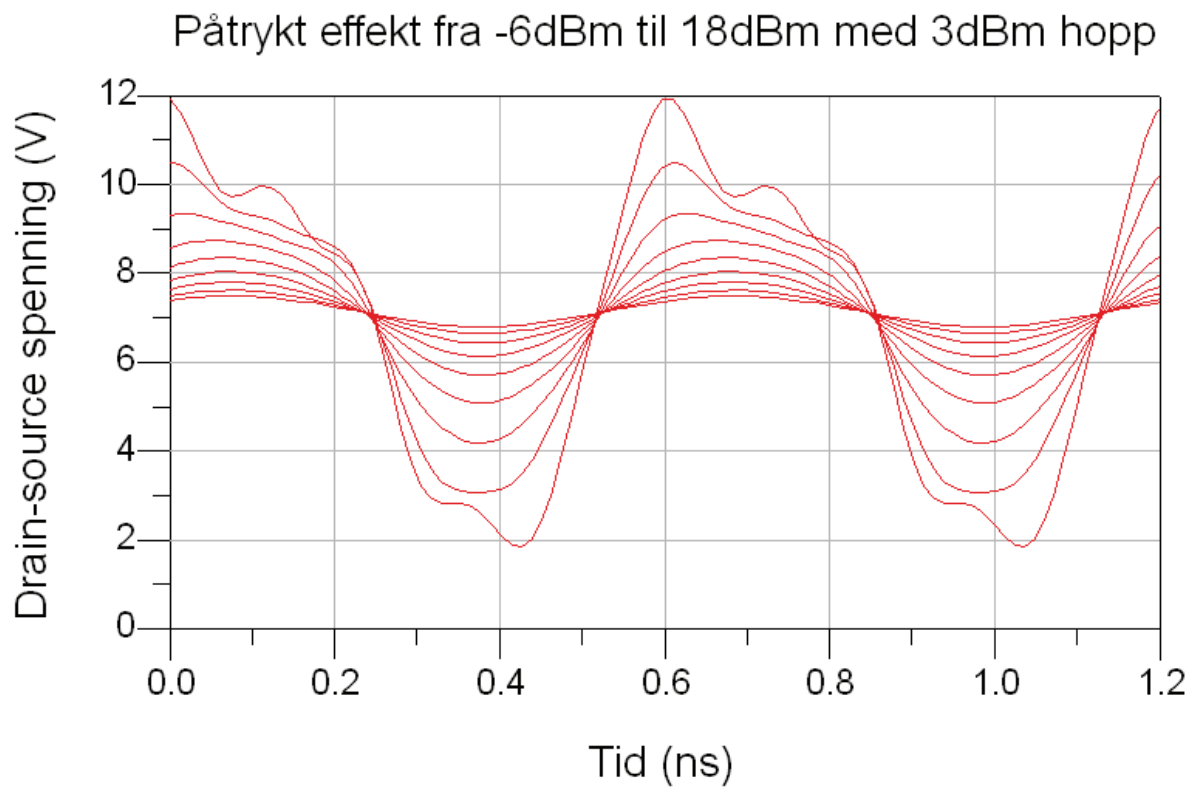


Pin (-15.000 to 23.000)

Figur v 12 Simulert storsignal  $S_{22}$  til klasse AB og klasse F effektforsterker

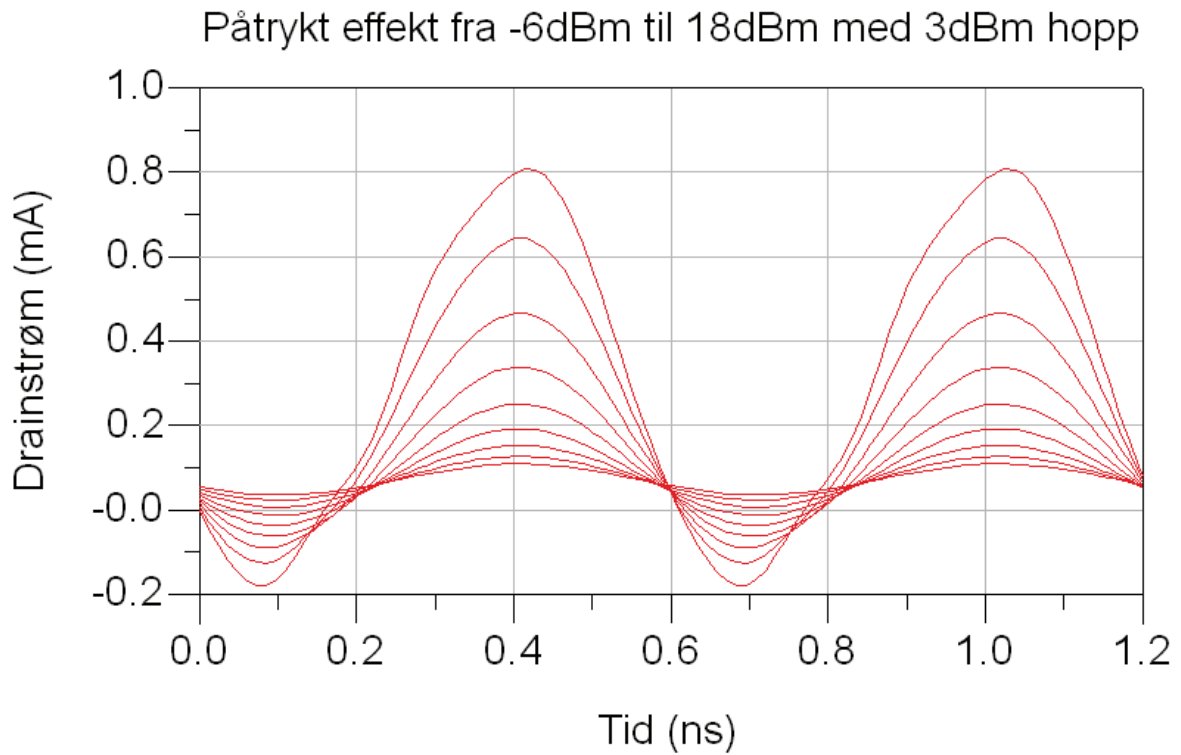


Figur v 13 Simulert K-faktor til klasse AB effektførsterker

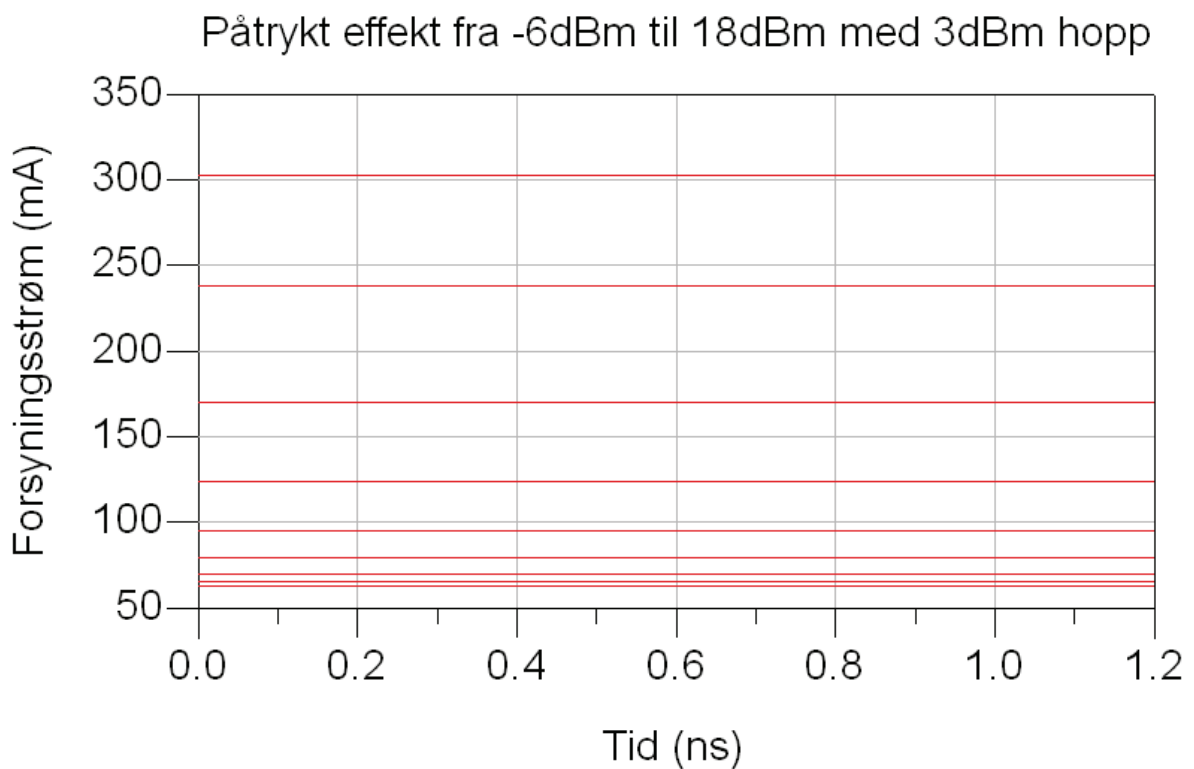


Figur v 14 Simulert drain-source spenning til klasse AB effektførsterker

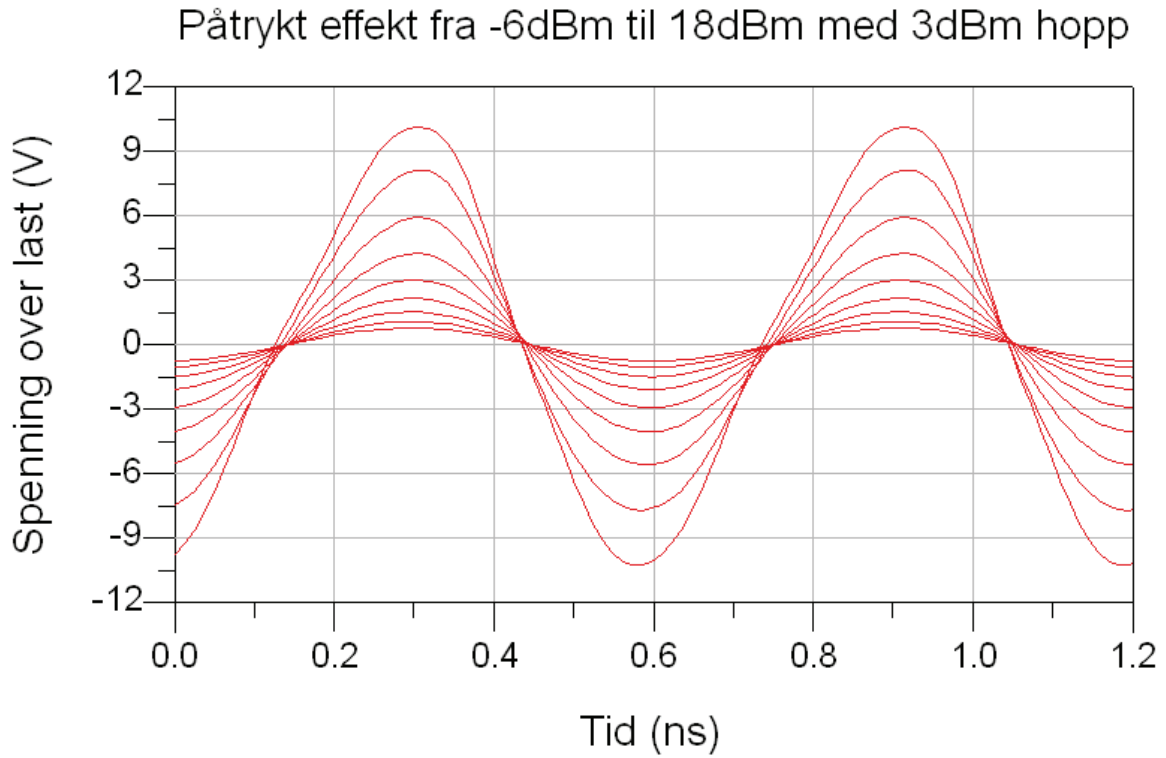




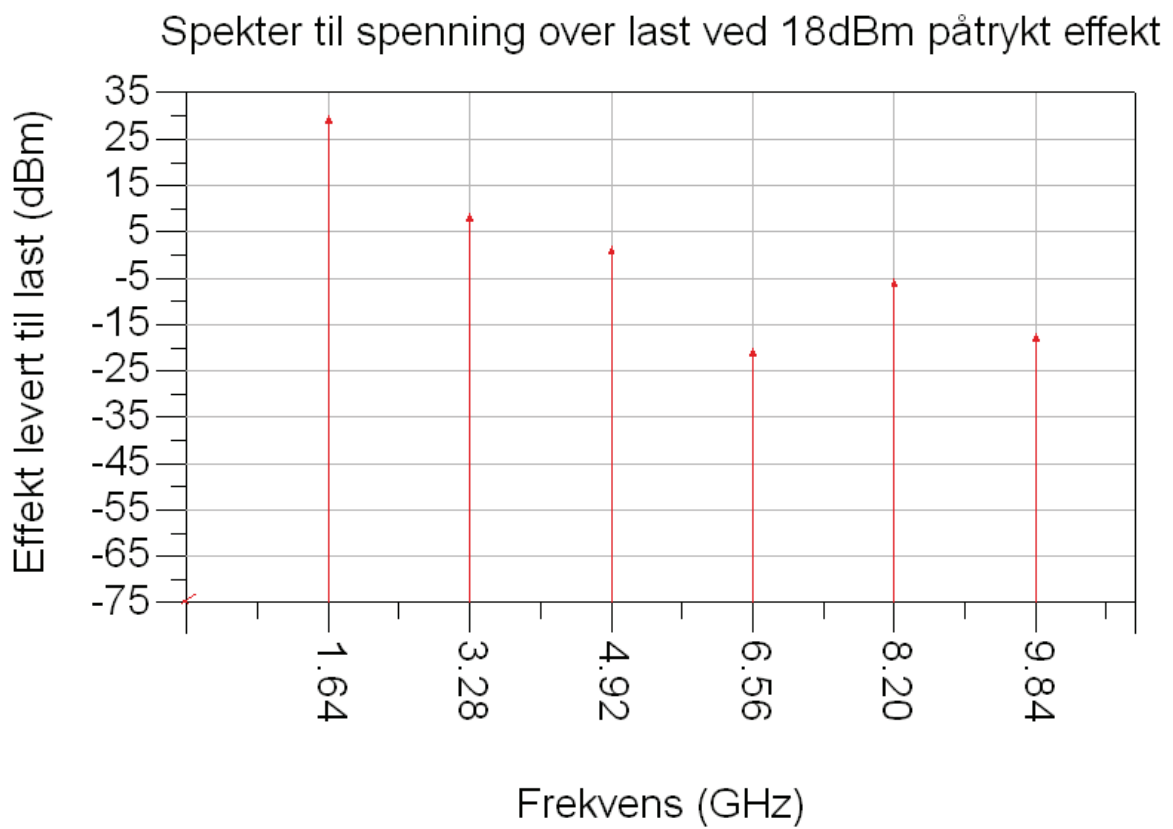
Figur v 15 Simulert drain strøm til klasse AB effektførsterker



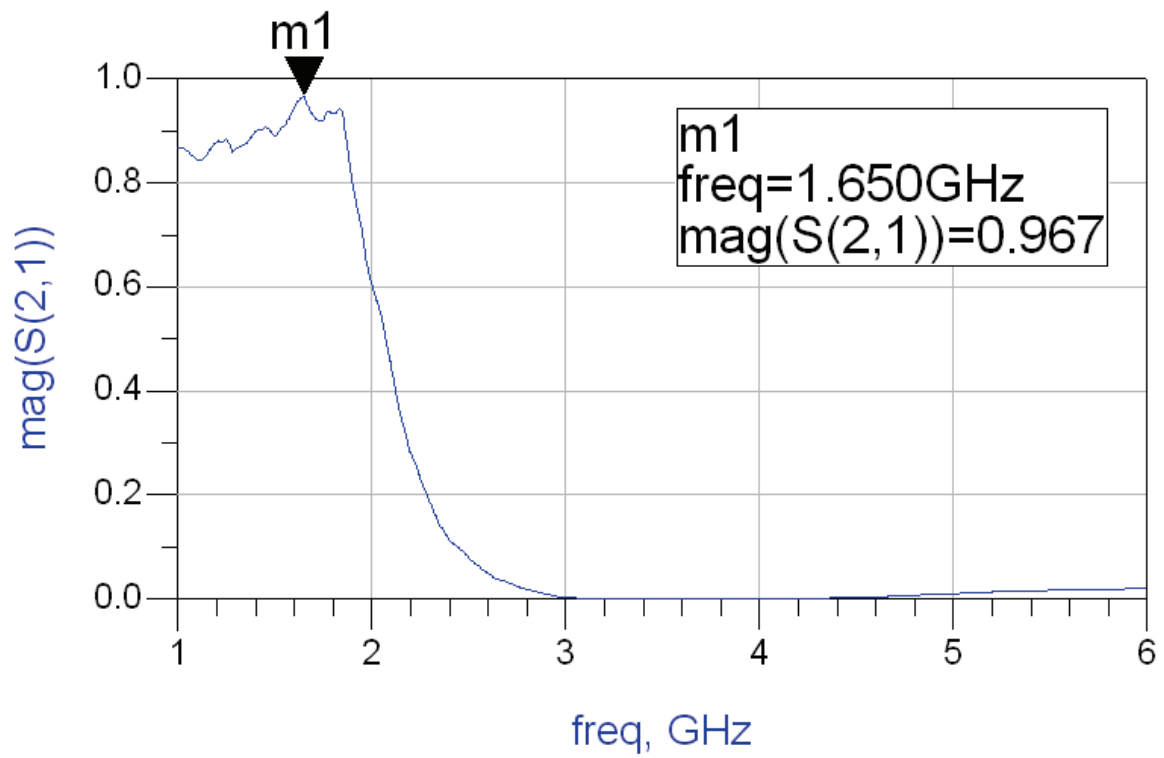
Figur v 16 Simulert strømtrekk fra strømforsyning til klasse AB effektførsterker



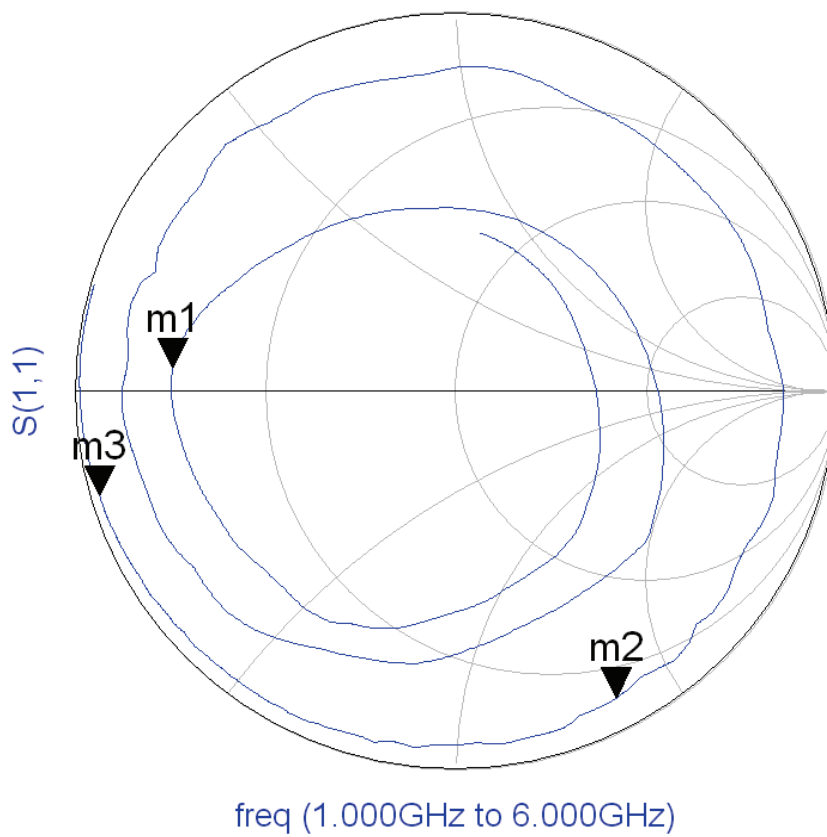
Figur v 17 Simulert spenning over 50Ωs last til klasse AB effektforsterker



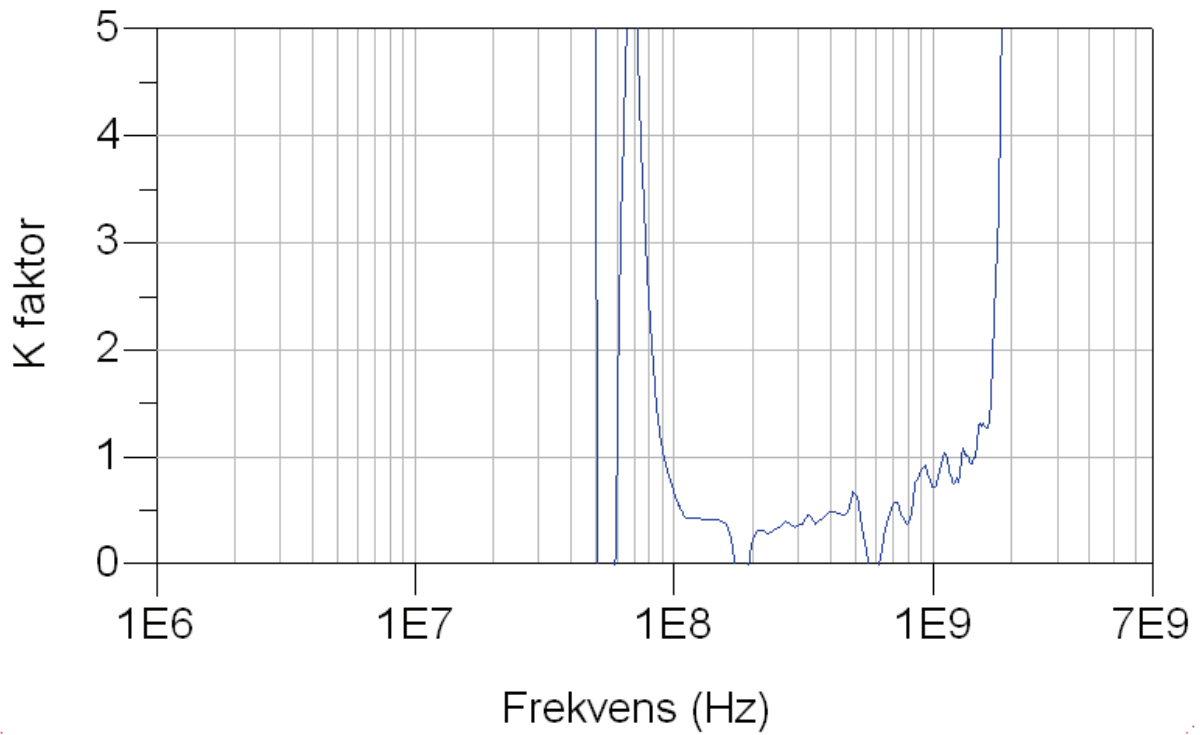
Figur v 18 Simulert spekter til utgangssignalet ved 1dB kompresjon til klasse AB effektforsterker



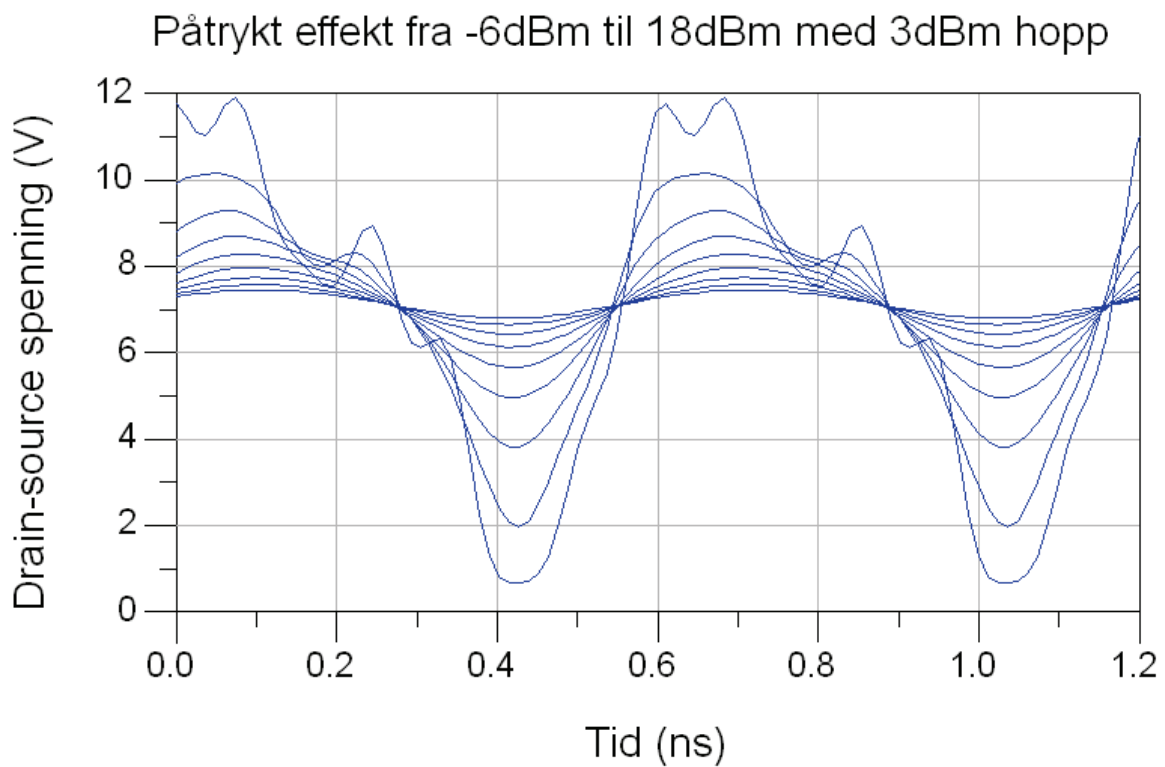
Figur v 19 Simulert  $S_{21}$  - filterrespons for lavpassfilter i klasse F effektforsterker



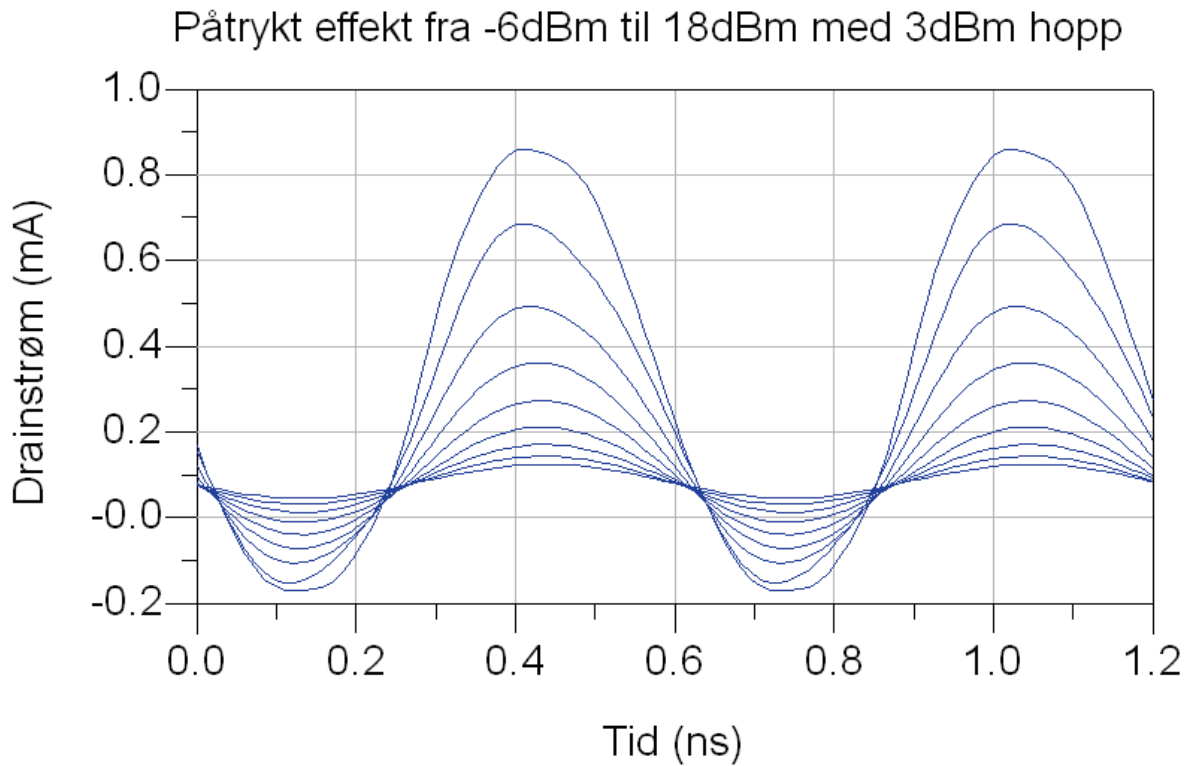
Figur v 20 Simulert  $S_{11}$  - refleksjon sett inn i kretsen som kobles til drain i klasse F effektforsterker



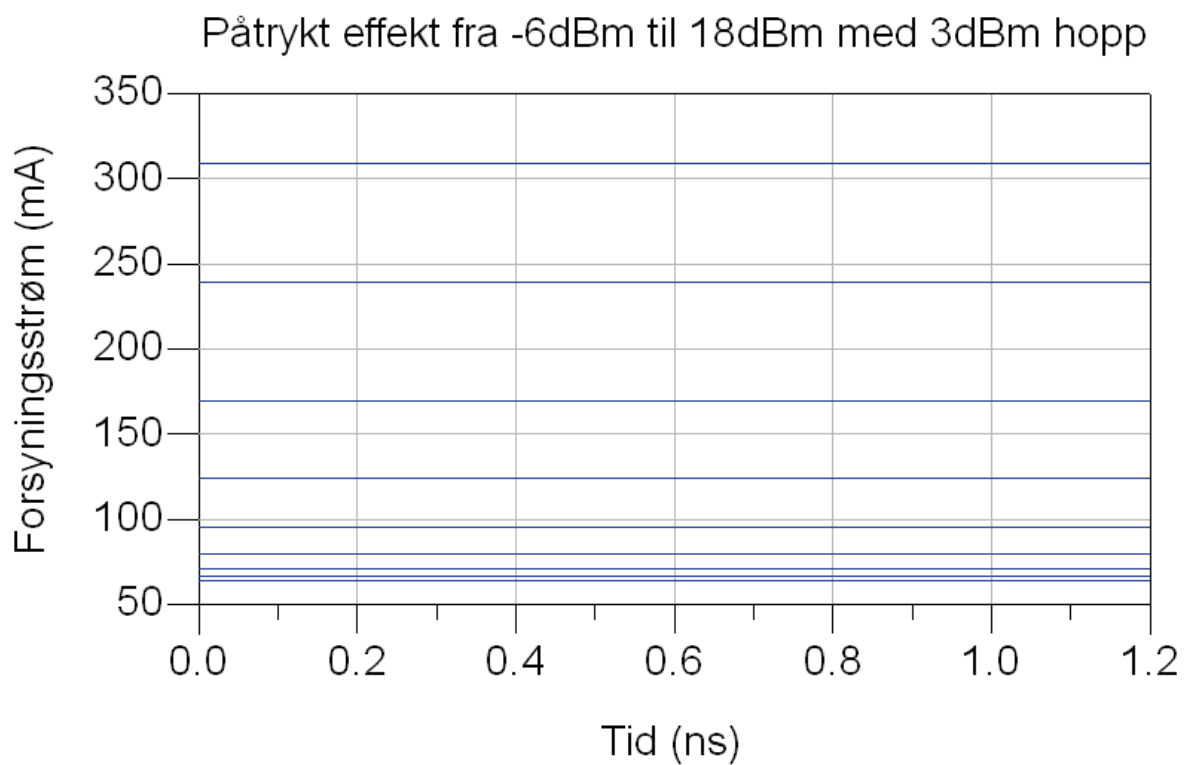
**Figur v 21 Simulert K-faktor til klasse F effektforsterker**



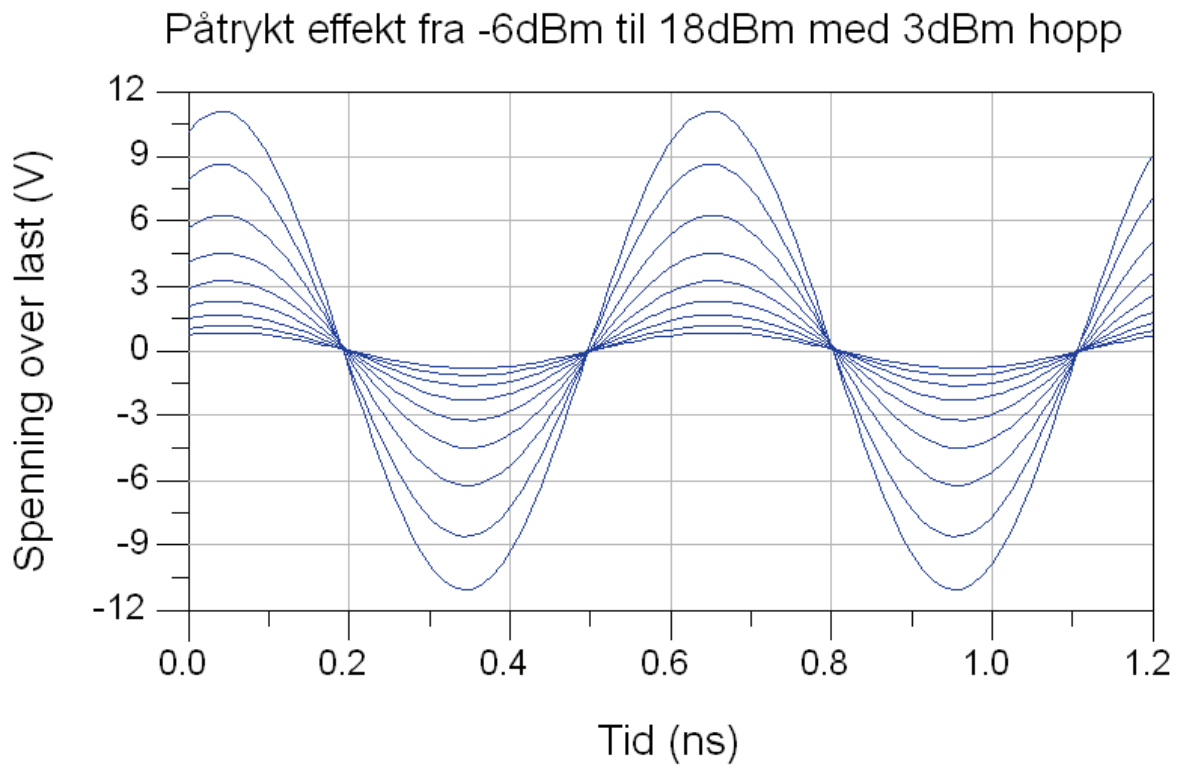
**Figur v 22 Simulert drain-source spenning til klasse F effektforsterker**



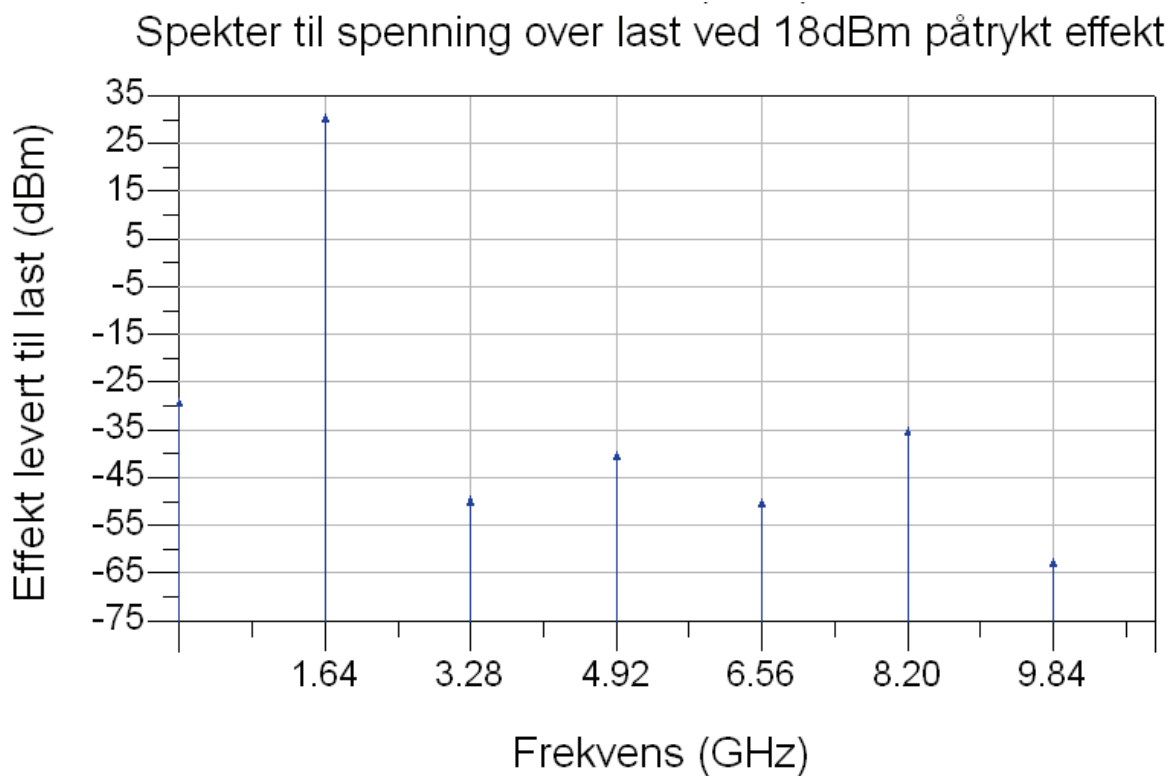
Figur v 23 Simulert drain strøm til klasse F effektførsterker



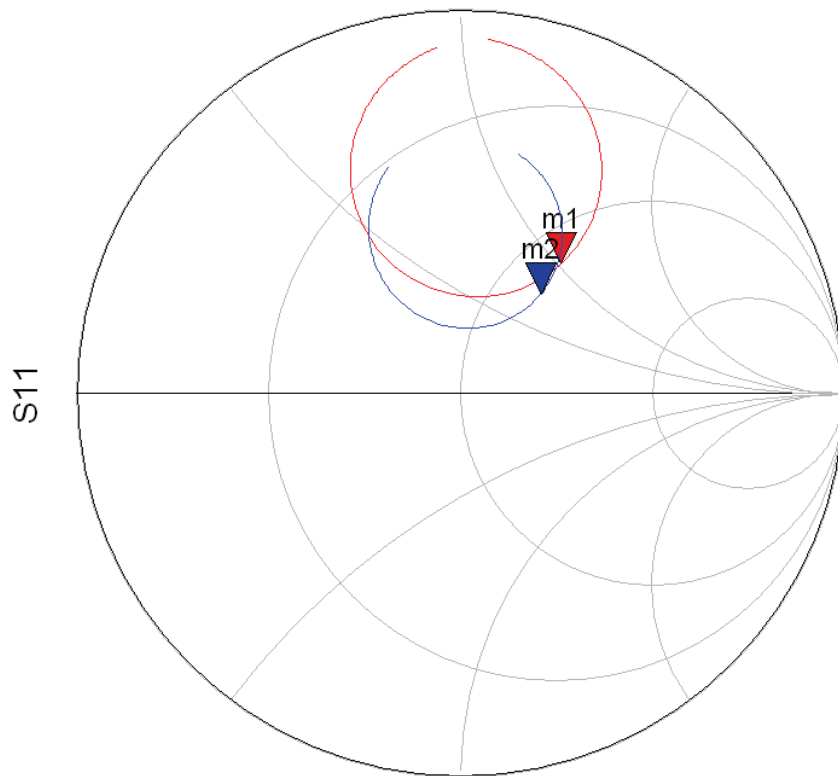
Figur v 24 Simulert strømtrekk fra strømforsyning til klasse F effektførsterker



Figur v 25 Simulert spenning over 50Ωs last til klasse F effektförsterker

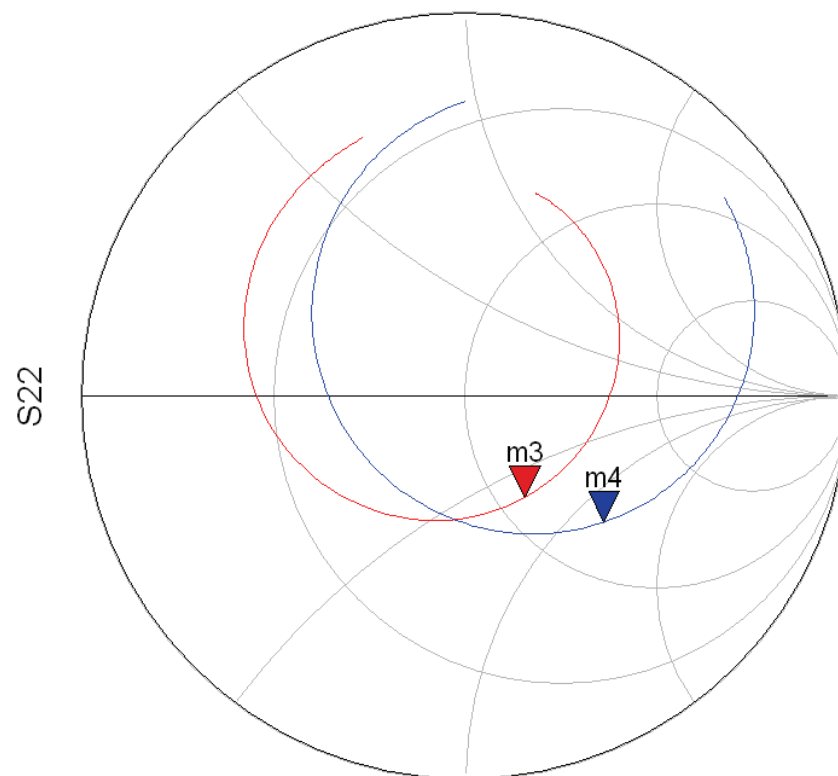


Figur v 26 Simulert spekter til utgangssignalet ved 1dB kompresjon til klasse F effektförsterker



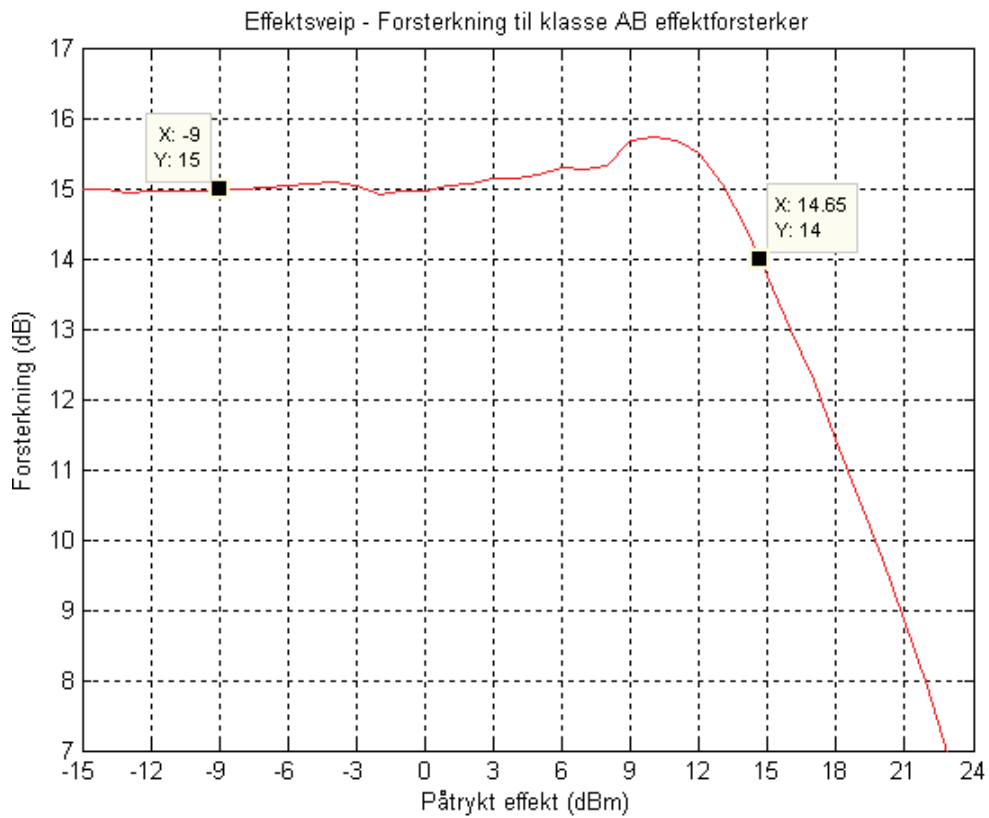
freq (1.560GHz to 1.720GHz)

**Figur v 27** Målt  $S_{11}$  til klasse AB og klasse F effektførsterker

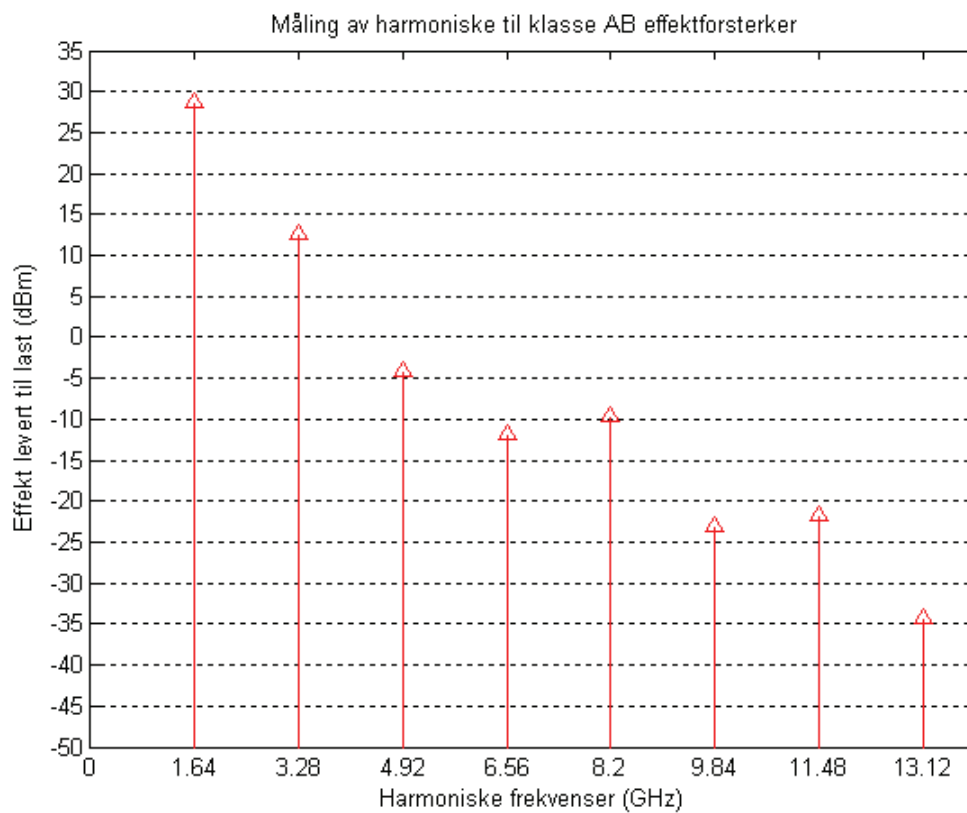


freq (1.560GHz to 1.720GHz)

**Figur v 28** Målt  $S_{22}$  til klasse AB og klasse F effektførsterker

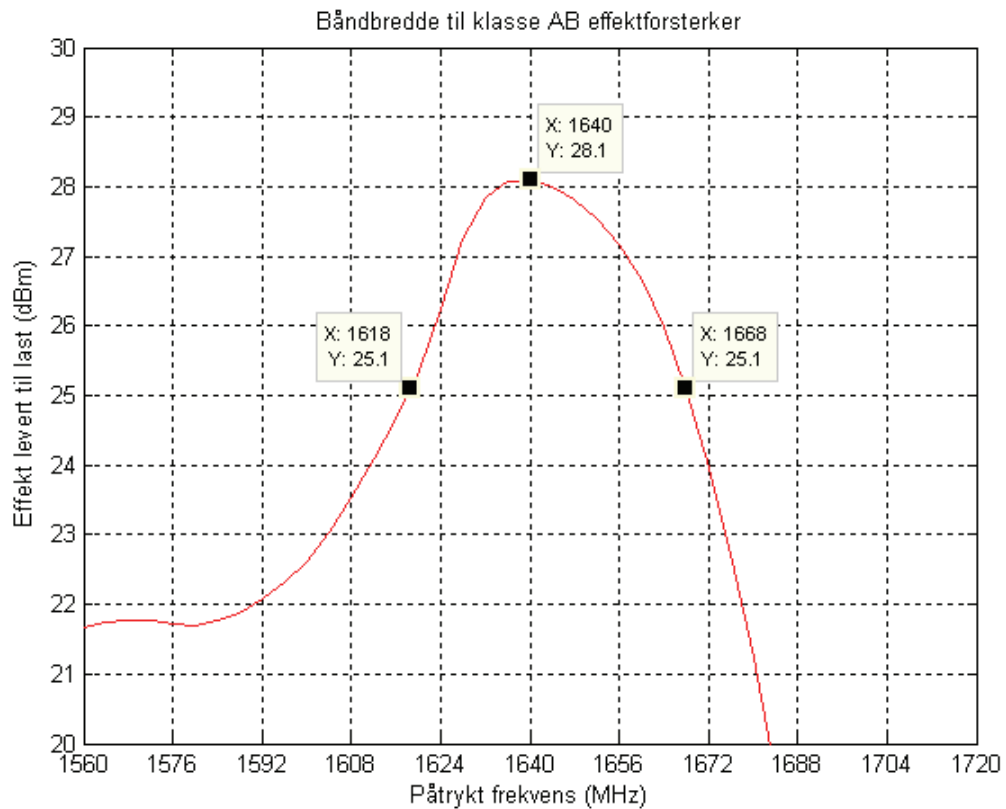


**Figur v 29 Målt forsterkning til klasse AB effektforsterker**

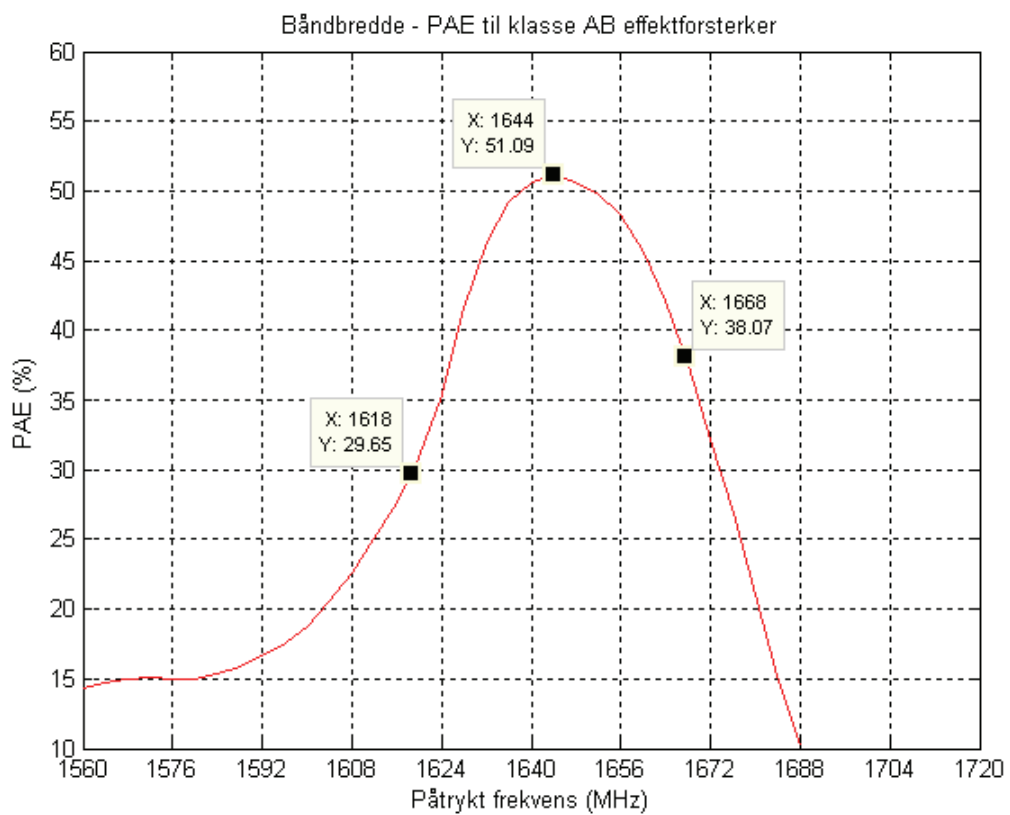


**Figur v 30 Målt spekter til klasse AB effektforsterker**

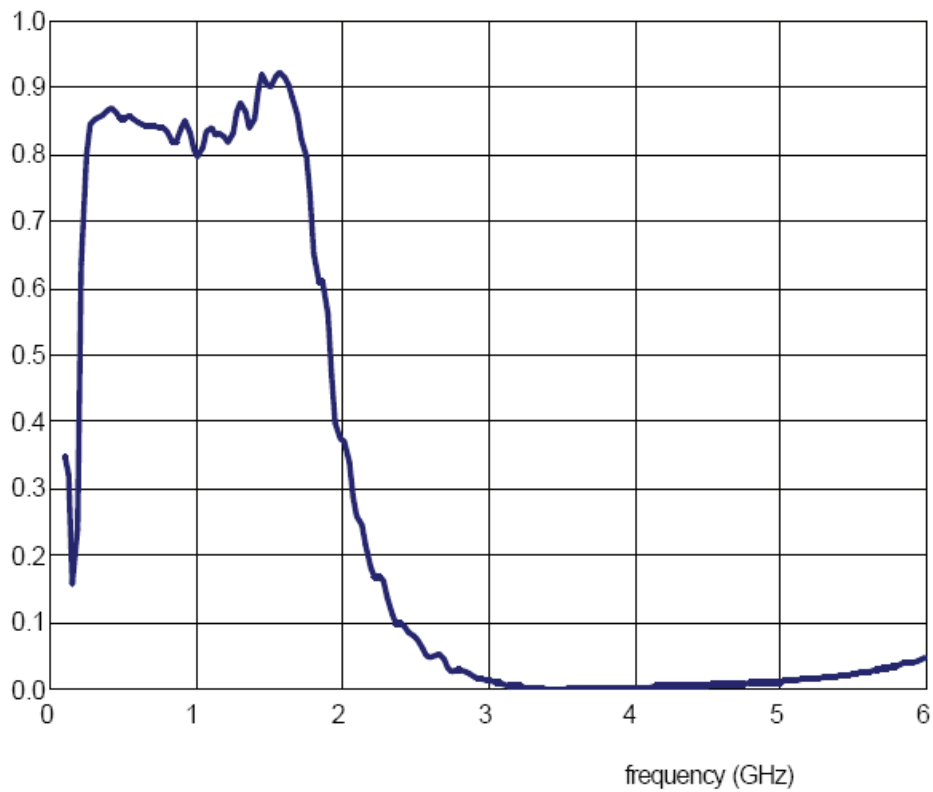




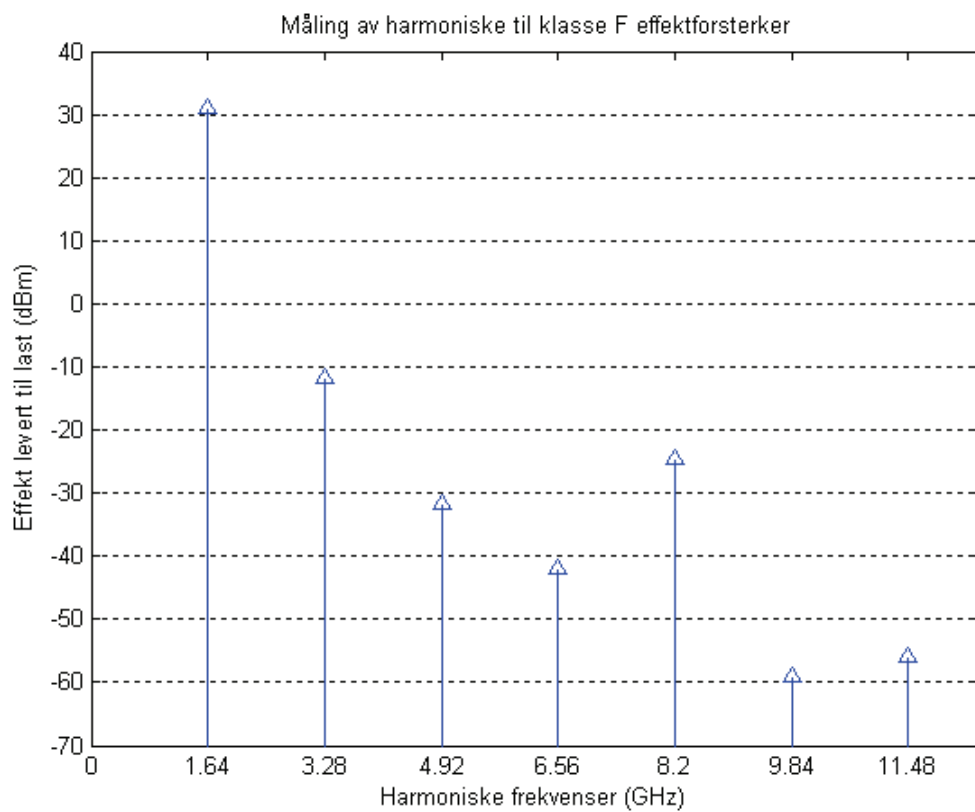
**Figur v 31 Målt båndbredde til klasse AB effektforsterker**



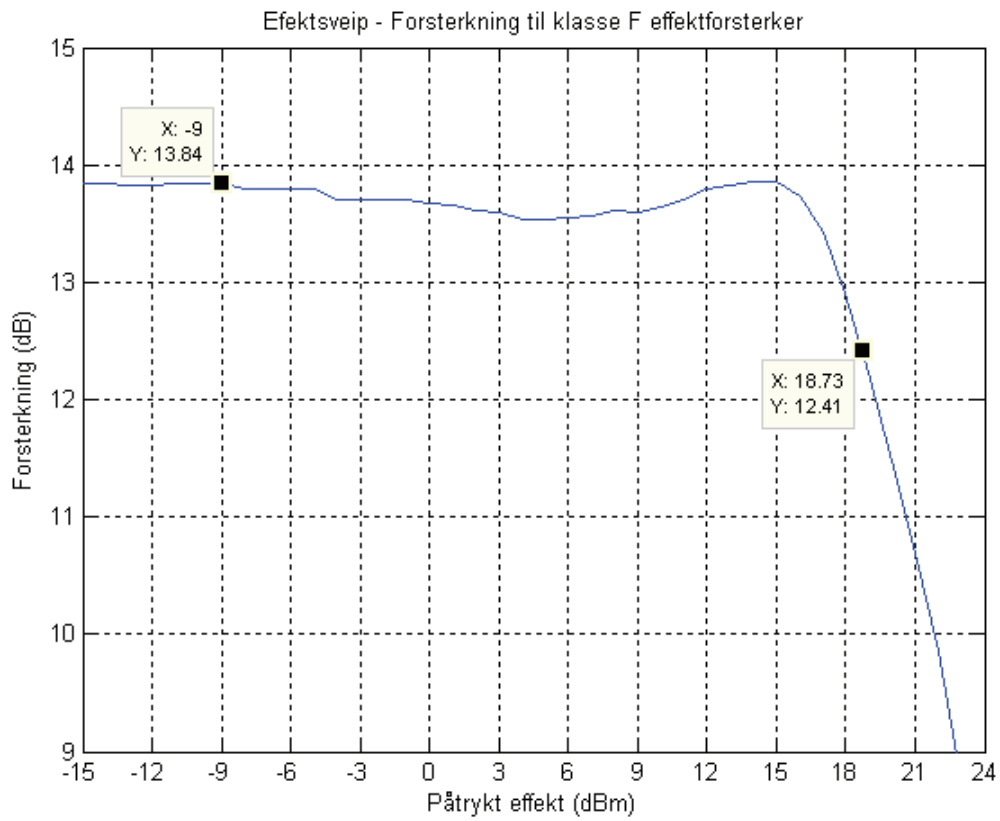
**Figur v 32 Målt PAE over båndbredde til klasse AB effektforsterker**



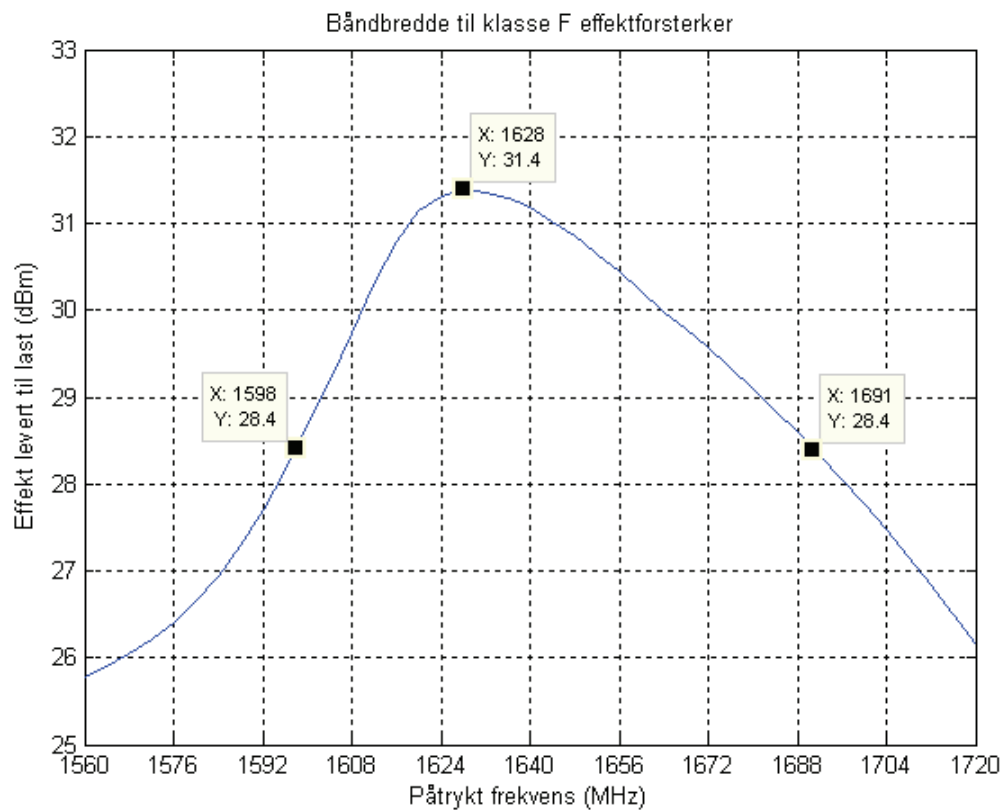
Figur v 33 Målt  $S_{21}$  - filterrespons til lavpassfilter i klasse F effektførsterker



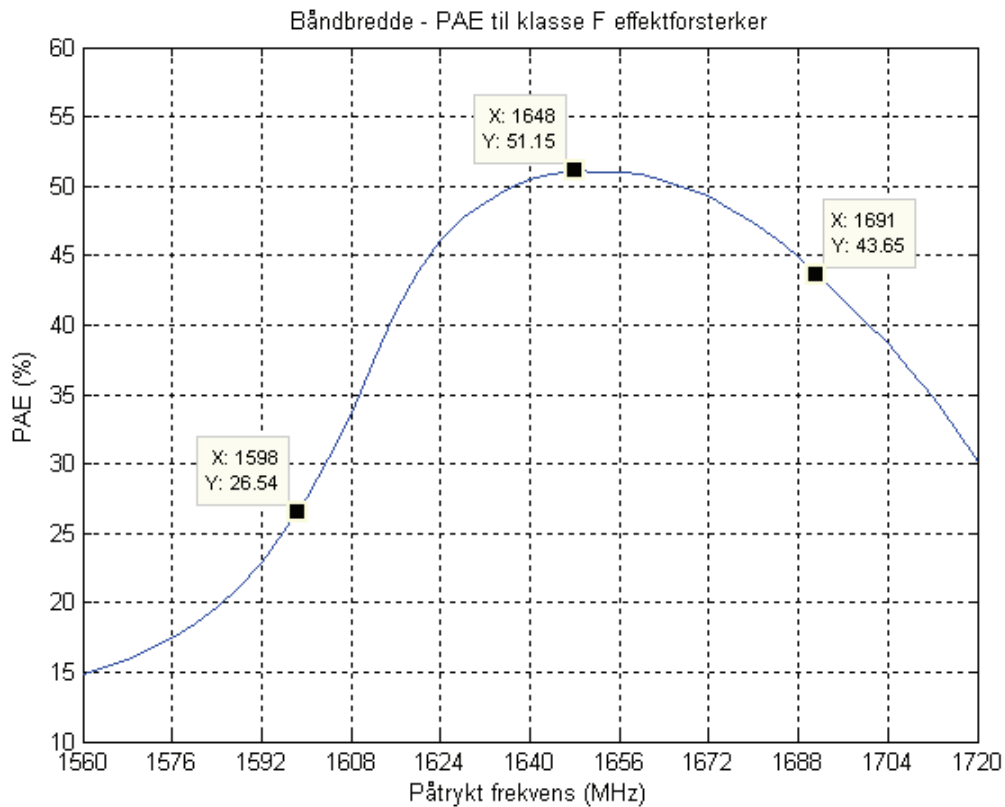
Figur v 34 Målt spekter til klasse F effektførsterker



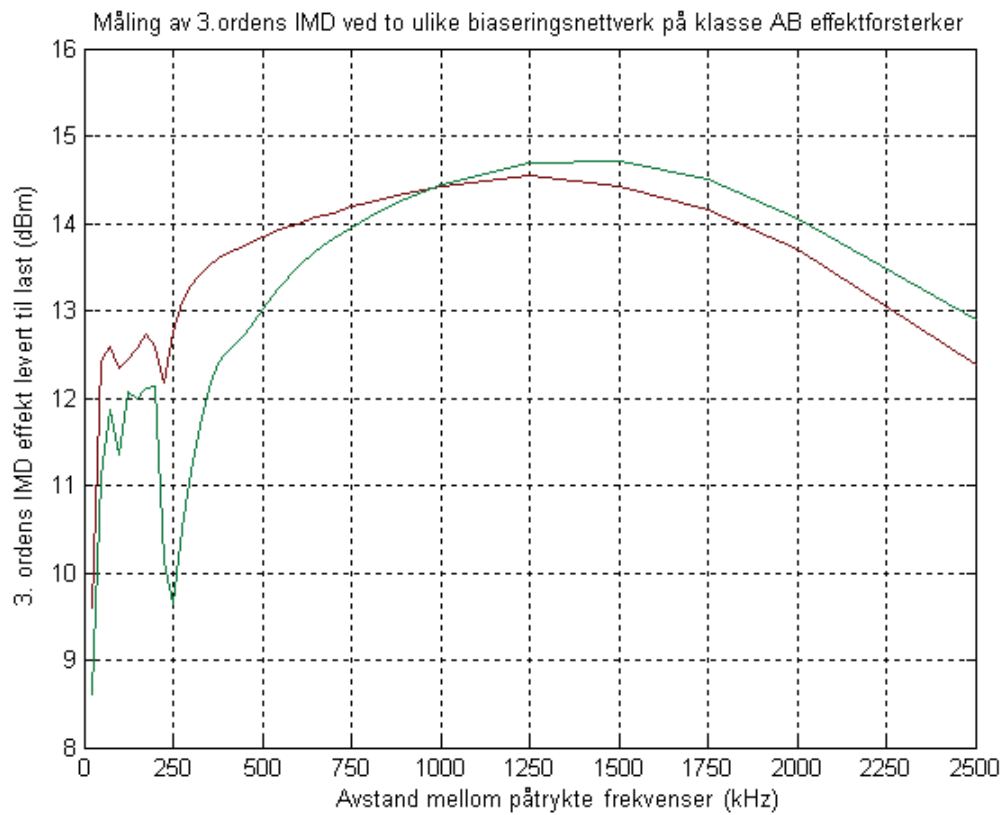
**Figur v 35 Målt forsterkning til klasse F effektforsterker**



**Figur v 36 Målt båndbredde til klasse F effektforsterker**



**Figur v 37 Målt PAE over båndbredde til klasse F effektforsterker**



**Figur v 38 Sammenligning av tredjeordens IMD ved ulike biaseringskretser**

## 10. Artikkel til RAWCOM

# High Efficiency 10MHz third harmonic peaking Class F Power Amplifier

Øystein Jensen<sup>1</sup>, Morten Olavsbråten<sup>2</sup>  
Norwegian University of Science and Technology (NTNU),  
[oysteije@stud.ntnu.no](mailto:oysteije@stud.ntnu.no)<sup>1</sup>, [morten.olavsbraten@iet.ntnu.no](mailto:morten.olavsbraten@iet.ntnu.no)<sup>2</sup>

**Abstract** – This contribution presents a 10MHz third harmonic peaking class-F Power Amplifier (PA) with a maximum Power Added Efficiency (PAE) of 80.4%. This class-F PA is shown to be more linear than the equivalent class-AB PA. When operated at 1-dB compression ( $P_{1-dB}$ ) the PAE is 75.5% compared to 57.5% for the class-AB equivalent.

### 1. Introduction

In modern communication equipment for wireless applications it becomes more and more important to have power amplifiers with high efficiency. Use of spectral efficient signal modulation and a demand of increasing battery lifetime for battery operated applications are driving the development. Even for non battery operated equipment, the need for highly efficient PA's are evident, i.e. reduced weight, size and cost.

In a class-F power amplifier the output impedance for the harmonics are tuned until the drain current and voltage are out of phase, thereby increasing the efficiency. The ideal class-F PA with efficiency at 100% is theoretically possible when an infinite number of harmonics are applied to remove overlap between voltage and current in the transistor. For practical applications it is usually not practical to provide the correct impedance for more than a few harmonic frequencies. When class-B biasing is applied to the transistor, third harmonic peaking will provide an theoretical efficiency improvement from 78.5% to 90.7% [1]. Third harmonic peaking is accomplished with a short for second harmonic and an open for third harmonic. Additionally power match is applied at the fundamental frequency.

The basic operation of third harmonic peaking class-F PA, based on a single FET design architecture, is

illustrated in Figure 1. The parallel resonator at  $3f_0$  provides high impedance at the third harmonic thereby giving the necessary reflection, that flatten the drain source voltage. The parallel resonator at  $f_0$ , short the remaining harmonic frequencies. The Output Matching Network (OMN) provides the fundamental power match. In addition to improved efficiency the class-F design architecture also provides excellent filtering of the output signal.

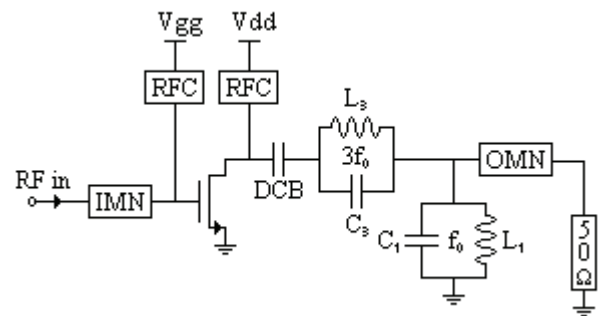


Figure 1 Class F power amplifier design architecture

A detailed description on the operation of a class F PA, can be found in [1], [2] and [3]

## 2. Class-F PA Design

This class-F PA prototype was constructed using the FLL357ME GaAs MESFET from Eudyna [4]. Initial design was simulated in Agilent's Advanced Design Systems (ADS). Harmonic Balance and Large Signal S-Parameter simulations were used. Impedance matching, and the class-F resonators, were realized by lumped components. Tuneable inductors were applied for practical tuning of resonator and OMN. The complete class-F PA is shown in figure 2.

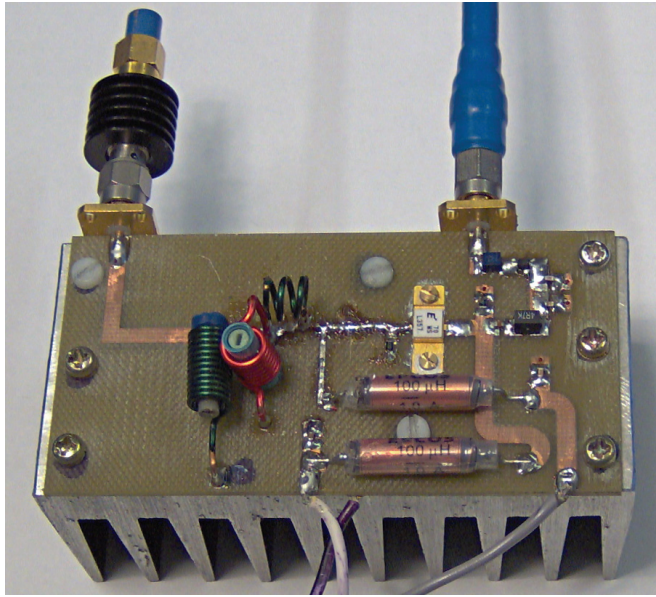


Figure 2 Photograph of the complete class-F PA

The fundamental frequency  $f_0$  for the PA was chosen as low as 10MHz. This provides the benefit of nearly ideal components that gives excellent performance. Another advantage is the possibility to study voltage and current waveforms with an oscilloscope. The supply voltage is set to 7.4V, and bias current is set as low as 60mA, which is 5% of  $I_{DSS}$ . Biasing the transistor in deep class AB was chosen to accomplish high efficiency, while still provide good linear properties.

## 3. Class-F PA Performance

Power output and third order intermodulation product were measured. The results are plotted as a function of input power at 10MHz in figure 3.

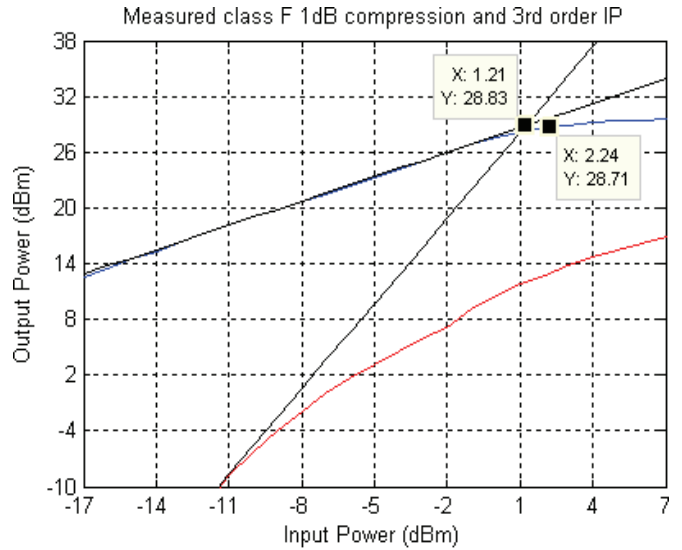


Figure 3 Class F 1dB compression and third order Intercept Point

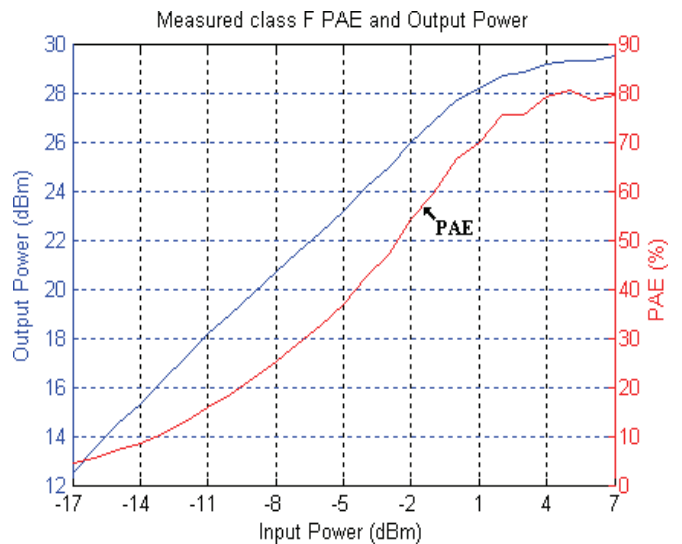


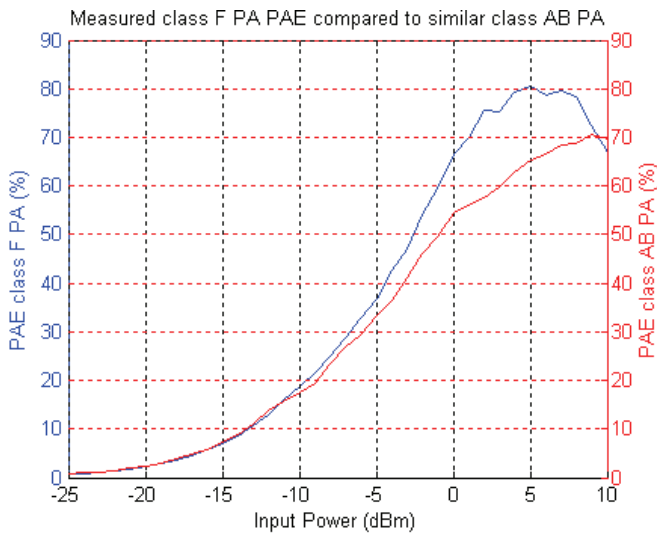
Figure 4 Class F PAE and output Power

The 1dB compression point  $P_{1-dB}$  occurs at 2.24dBm input power, when the amplifier deliver 28.7dBm to the 50Ω load. Third order Intercept Point occurs at 28.8dBm theoretical output power.

For better overview, the measured output power is shown in a more convenient scale, and compared with measured PAE in figure 4. Both parameters are measured at 10MHz and presented as a function of input power measured in dBm. Maximum measured PAE at is 80.4%, while this only drops to 75.5% at  $P_{1-dB}$ .

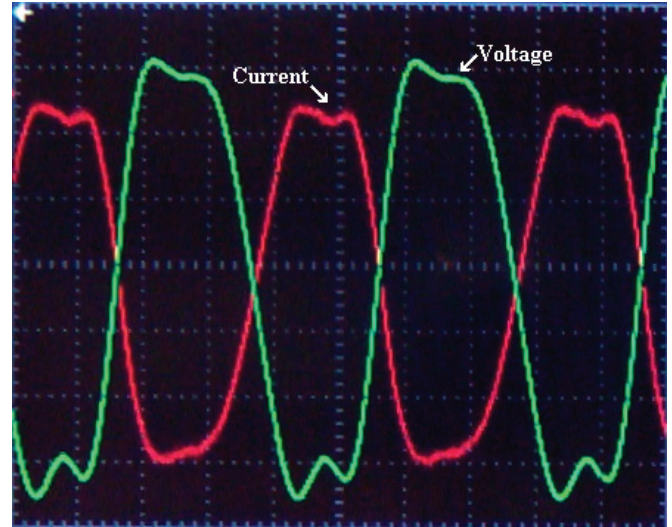
In the attempt to provide better comparison of the class-F PA performance there was also constructed a similar conventional class-AB amplifier. The same supply voltage and deep class-AB biasing where applied for good similarity. Both amplifiers where constructed using similar components in bias circuits and input and output matching network.

The performance of both amplifiers is summarized in table 1. To illustrate how increasingly growing harmonic frequencies gradually improves class-F PAE, the PAE comparison between class F and class AB is shown in figure 5. This confirm that class-F amplifiers still give good efficiency improvement compared to similar class-AB PA, while providing linear amplification.



**Figure 5 PAE comparison with similar class AB PA**

In order to provide some explanation to the high efficiency, figure 6 show the overlap between drain source voltage and drain current. This measurement illustrates the transistor voltage and current waveforms at  $P_{1-dB}$ .



**Figure 6 Overlap between voltage and current in transistor**

Third harmonic voltage clearly provides shorter rise and fall time at the drain source voltage, compared to a fundamental sinusoidal waveform. The drain current is clearly out of phase compared to the drain source voltage, thus reducing overlap and power loss in the transistor. This improves the efficiency, and combined with high gain, PAE is very close to drain efficiency.

Parameter	Class F	Class AB
S11	60.9Ω + j9.70Ω	59.4Ω + j8.57Ω
S22	49.4Ω - j1.29Ω	49.9Ω - j3.19Ω
Max power	30.5dBm output	31.0dBm output
Power at $P_{1-dB}$	28.7dBm output	27.5dBm output
Max PAE	80.4%	70.6%
PAE at $P_{1-dB}$	75.5 %	57.5 %
Max gain	29.5dB	30.2dB
Gain at $P_{1-dB}$	26.5dB	25.5dB
third order IP	28.8dBm output	26.5dBm output
-3dB BW at $P_{1-dB}$	5.61MHz	10.4MHz
Centre frequency	10MHz	
Supply Voltage	7.4V	
Bias Current	60mA	

**Table 1 Summarized class-F and equivalent class AB PA Performance**

The input impedance match represented in S11 indicates a small, but nearly identical mismatch due to limited values in available lumped components. The comparison of S22 reveals good and nearly identical power match at fundamental frequency.

When comparing output power it is clear that the class-F PA provide less maximum power. Due to the increasing amount of third harmonic beyond the ideal flattening of the drain source voltage the output power drops. Output power measured  $P_{1-dB}$  show higher class-F PA output power.

When comparing linear properties, both  $P_{1-dB}$  and third order IP indicate more linear amplification from the class-F PA. Class-F PA Bandwidth is naturally narrower compared to the class-AB PA, due to narrow banded resonators in the class-F PA design architecture.

#### 4. Conclusion

The provided measurements clearly shows the benefits of class-F PA, compared to the more conventional class-AB PA. Class-F provides far better efficiency (31% increase) and more output power (30% increase) at  $P_{1-dB}$ . The linearity aspect of the class-F PA is actually better than the class-AB PA, shown by the  $P_{1-dB}$  and third order IP. The class-F PA Provides high efficiency with PAE as high as 80.4 %, very high gain 29.5dB, and delivers sufficient amount of output power with 30.5dBm.

#### Acknowledgement

The authors want to thank Institute of Electronics and Telecommunication (IET) for providing facilities and equipment. We also want to thank Terje Mathiesen who helped out in fabrication of the PCB used. He has also provided good guidance in the use of the provided equipment. The authors also want to thank WIWIC II, financed by the Norwegian Research Council), and TARGET supported by the Information Society Technologies Programme of the EU under contract IST-1-507893-NOE, [www.target-net.org](http://www.target-net.org)

#### References

- [1] Fredric H. Raab, "Maximum Efficiency and Output of Class F Power Amplifiers", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 49, No. 6, June 2001.
- [2] Fredric H. Raab, "Class F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 45, No. 11, November 1997.
- [3] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, "HF Class F Design Guidelines", "15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications", MIKON-2004, Volume 1, Page(s):27 - 37 Vol.1, May 2004
- [4] FLL357ME:  
[http://www.eudyna.com/us/products\\_e/wireless\\_e/koufet/FLL357ME.pdf](http://www.eudyna.com/us/products_e/wireless_e/koufet/FLL357ME.pdf)