

# Konstruksjon av dualband/ rekonfigurerbar lavstøyforsterker i GaAs MMIC teknologi for WLAN.

**Arne Marius Langen**

Master i elektronikk  
Oppgaven levert: Mai 2008  
Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



# Oppgavetekst

GaAs MMIC teknologi benyttes i stadig større grad i komponenter som ligger nær antenne i en radioenhet - både i infrastruktur-utstyr og på brukersiden. Dette fordi GaAs-teknologien har god ytelse både i lavstøy- og effekt-forsterkere og i antenne-switcher (høy isolasjon). Etter hvert som høyere frekvenser tas i bruk i nye trådløse tjenester antas bruken av GaAs teknologi å øke, og kunnskaper om design av utstyrsspesifikke komponenter vil bli etterspurt.

Oppgaven er todelt og vil gå ut på å:

Del 1:

- Lage ferdig utlegg av forsterkeren som ble konstruert i prosjektoppgaven, for produksjon hos Triquint
- Måle og karakterisere denne når den kommer tilbake fra produksjon.

Del 2:

- Konstruere en lavstrøms lavstøyforsterker for 2,4GHz, basert på konstruksjonen som ble laget i prosjektoppgaven.
- Vurdere løsninger for rekonfigurasjon "on-chip" for bruk i flere bånd; 2,4GHz og 5,8GHz
- Lage en full rekonfigurerbar/dualband LNA med gainkontroll

Oppgaven gitt: 17. januar 2008

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET



## Forord

Denne masteroppgaven er skrevet som avsluttende oppgave ved NTNU, og markerer slutten for mine 5 år ved Gløshaugen. Oppgaven er en fortsettelse på arbeidet gjort i prosjektoppgaven høst 2007, som ble foreslått av Morten Olavsbråten.

Rapporten tar for seg design av en dualband lavstøysforsterker for bruk i 2,4 GHz- og 5,8 GHz-båndene. Simuleringsresultater med modeller av reelle komponenter fra TriQuint Semiconductors bibliotek blir presentert. I tillegg blir ferdig layout av kretser fra prosjektoppgaven ferdigstilt, og målinger på fysiske kretser gjort. Forsiden viser bilde av fysisk chip (trinn 1 opp til høyre, trinn 2 midt på til høyre, og ferdig forsterker ned til venstre).

Jeg vil takke Morten Olavsbråten for veiledning og hjelp til evaluering av resultater, Marius Ubostad for hjelp til måling av S-parametre og effekt, og Terje Mathiesen for hjelp til måling av støy.

Trondheim, 30. Mai

Arne Marius Langen

## Sammendrag

Lavstøyforsterkeren anses ofte som en av de mest kritiske komponentene i en mobil enhet, da den skal sørge for at det mottatte signalet fra antennen blir tatt best mulig vare på og forsterket uten å legge til støy. Dagens trådløse elektronikkprodukter benytter seg gjerne av flere frekvensbånd (GSM, WLAN, WiMAX etc.) og trenger derfor forsterkere som kan operere på flere enn én frekvens. Tradisjonelt har dette vært løst ved å bruke flere forskjellige forsterkere. Denne oppgaven hadde derimot som formål å finne en forsterker som kunne operere på to bånd, 2,4 GHz (WLAN, Bluetooth etc.) og 5,8 GHz (ekspansjon av 2,4 GHz-båndet).

I denne oppgaven har det blitt gjort simuleringer i Agilent ADS (Advanced Design System) på hvorvidt nettverk kan tunes/rekonfigureres ved hjelp av transistorer, eller om passive nettverk matchet til flere frekvensbånd er bedre egnet. Resultatene viste at passive nettverk ga lavest støyfaktor og var minst plasskrevende på fysisk chip, ved minst mulig bruk av tid på design. Jobbing med rekonfigurerbarhet var mer tidkrevende siden en hele tiden må ta hensyn til to forskjellige styrespenninger på transistor, noe som gjorde optimalisering for to forskjellige frekvenser vanskelig. Det ble derfor besluttet å designe en dualband forsterker.

Den ferdige tottrinns forsterkeren oppnådde til slutt en forsterkning på 34,4 dB ved 2,4 GHz og 27,8 dB ved 5,8 GHz, med støyfaktorer på 1,22 dB ved 2,4 GHz og 1,37 dB ved 5,8 GHz. Mellom trinnene ble det satt inn et dempeledd, med mulighet for å dempe opp til 10 dB (i steg på 1 dB) i begge frekvensbåndene. Totalt trakk forsterkeren en strøm på oppunder 50 mA. Med en forsyningspenning på 2 V betyr det at effektforbruket holdt seg under 100 mW.

I tillegg til å designe en dualbandforsterker ble det lagd DRC (Design Rule Check)-godkjent layout av forsterkeren (og de individuelle trinnene) fra prosjektoppgaven. Etter ferdig produksjon ble det gjort målinger, som igjen ble sammenlignet med simuleringene. Resultatene viste et noe større enn forventet avvik fra simuleringer, med en forflytning av maksimal forsterkning opp i frekvens, og ca 10 dB lavere forsterkning enn simulert ved 2,4 GHz. Maksimal forsterkning var ca 26,4 dB ved 2,7 GHz. Støymålingene var, til tross for gjentatte forsøk og med forskjellige støykilder, mislykkede.

<b>1. INNLEDNING</b>	<b>2</b>
<b>2. TEORI</b>	<b>3</b>
2.1. IMPEDANSMATCHING	3
2.1.1. MATCHING FOR MAKSIMAL EFFEKTOVERFØRING	3
2.1.2. MATCHING FOR OPTIMAL STØYFAKTOR	3
2.2. S-PARAMETRE	3
2.3. STABILITET	4
2.4. MMIC	4
<b>3. DESIGN</b>	<b>9</b>
3.1. REDUKSJON AV STRØMFORBRUK	9
3.2. TRANSISTOR	10
3.2.1. STØRRELSE 1 (25 $\mu\text{M}$ BREDDE, 3 FINGRE)	10
3.2.2. STØRRELSE 2 (30 $\mu\text{M}$ BREDDE, 5 FINGRE)	10
3.3. REKONFIGURERBARHET/SWITCHING AV TRANSISTOR	11
3.3.1. TRANSISTOREGENSKAPER	11
3.3.2. INNGANGSNETTVERK	12
3.3.3. STØYEGENSKAPER	13
3.4. DUALBAND-MATCHING, TIDLIGE VERSJONER	14
3.4.1. VERSJON 1	14
3.4.2. VERSJON 2	15
3.4.3. ENDELIG VERSJON	15
3.5. TRINN 1, ENDELIG DESIGN	16
3.6. DEMPELEDD	17
3.7. TRINN 2	17
3.7.1. TRANSISTOR OG FORSPENNING	17
3.7.2. INNGANGSNETTVERK	18
3.7.3. UTGANGSNETTVERK	19
3.7.4. STABILITET	19
3.8. PROSJEKTOPPGAVE	19
<b>4. RESULTATER OG VURDERING</b>	<b>20</b>
4.1. REKONFIGURERBARHET/SWITCHING AV TRANSISTOR	20
4.2. DUALBAND-MATCHING, TIDLIGE VERSJONER	21
4.2.1. VERSJON 1	21
4.2.2. VERSJON 2	22
4.2.3. ENDELIG VERSJON	23
4.3. TRINN 1, ENDELIG DESIGN	24
4.3.1. STØY	25

4.3.2.	FORSTERKNING	26
4.3.3.	INNGANGS- OG UTGANGSMATCH	26
4.3.4.	LINEARITET/EFFEKT	28
4.3.5.	STABILITET	29
<b>4.4.</b>	<b>DEMPELEDD</b>	<b>29</b>
<b>4.5.</b>	<b>TRINN 2</b>	<b>31</b>
4.5.1.	STØY	32
4.5.2.	FORSTERKNING	32
4.5.3.	INNGANGS- OG UTGANGSMATCH	33
4.5.4.	LINEARITET/EFFEKT	34
4.5.5.	STABILITET	35
<b>4.6.</b>	<b>FERDIG FORSTERKER (SAMMENKOBLET)</b>	<b>35</b>
4.6.1.	STØY	37
4.6.2.	FORSTERKNING	38
4.6.3.	INNGANGS- OG UTGANGSMATCH	38
4.6.4.	LINEARITET/EFFEKT	40
4.6.5.	STABILITET	41
4.6.6.	MED DEMPNING	41
<b>4.7.</b>	<b>LAYOUT (PROSJEKTOPPGAVEN)</b>	<b>45</b>
<b>4.8.</b>	<b>MÅLINGER (PROSJEKTOPPGAVEN)</b>	<b>48</b>
4.8.1.	S-PARAMETRE OG STABILITET	48
4.8.2.	STØY	59
4.8.3.	EFFEKT/LINEARITET	61
<b>5.</b>	<b>KONKLUSJON/OPPSUMMERING</b>	<b>65</b>
<b>6.</b>	<b>LITTERATURREFERANSER</b>	<b>66</b>
<b>7.</b>	<b>VEDLEGG</b>	<b>67</b>
<b>7.1.</b>	<b>MÅLINGSUTSTYR</b>	<b>67</b>
7.1.1.	S-PARAMETRE	67
7.1.2.	STØY/EFFEKT	67
<b>7.2.</b>	<b>MÅLINGSRESULTATER</b>	<b>67</b>
7.2.1.	S-PARAMETRE	67
7.2.2.	EFFEKT	70



# 1. Innledning

Denne masteroppgaven er skrevet som en fortsettelse på prosjektoppgave utført høst 2007 [1] ved institutt for elektronikk og telekommunikasjon ved Norges teknisk-naturvitenskaplige universitet. Oppgaven er todelt, hvor det i den første delen designes en lavstrøms lavstøyforsterker for to frekvensbånd, 2,4 GHz og 5,8 GHz, og det i den andre delen ferdigstilles en ferdig layout av arbeidet fra prosjektoppgaven og det deretter blir gjort målinger på fysisk chip produsert av TriQuint Semiconductor.

Lavstøyforsterkere er viktige komponenter i alt utstyr som mottar svake signaler, som for eksempel mobiltelefoner, GPS og bærbare pcer. De plasseres helst nær antennen for å unngå at signalet blir svakere før forsterkning, og for å gjøre støyfaktoren i mottakeren minst mulig (i henhold til Friis' formel, se [2] s. 189). Viktige egenskaper er derfor liten egenstøy i tillegg til høy forsterkning, og utgjør hovedproblemene i designdelen av denne oppgaven. I tillegg er det ønskelig å ha et lavest mulig strømforbruk, siden lavstøyforsterkeren først og fremst er beregnet for mobile enheter med begrenset batterikapasitet.

Rapporten starter med en innledende teoridel med de mest grunnleggende målene for design og karakterisering av lavstøyforsterkere. Deretter følger beskrivelse av designprosessen, med enkelte resultater av simulering med ideelle komponenter for å vise begrensningene i designarbeidet. Som en naturlig fortsettelse kommer resultater fra simuleringer på designarbeidet og måleresultater av fysisk chip, hvor alt blir kommentert og vurdert fortløpende. Etter resultatdelen kommer en kort konklusjon av arbeidet gjort i masteroppgaven, etterfulgt av litteraturreferanser og vedlegg.

## 2. Teori

### 2.1. Impedansmatching

I design av lavstøysforsterkere er impedansmatching et viktig tema. Inngangs- og utgangsimpedans må tilpasses komponentene som skal bruke forsterkeren, av en eller flere grunner:

- Forhindre refleksjoner. Er ikke komponentene matchet mot hverandre kan potensielt ødeleggende refleksjoner mellom dem oppstå.
- Maksimere effektoverføring.
- Minimere støyfaktor.
- Maksimere maksimal effekt ut, med andre ord linearisere (her er det som regel snakk om mismatching og ikke matching).
- Øke/minke båndbredde. Matchenettverk kan brukes for å gi impedansmatch over større (eller mindre) frekvensbånd.

#### 2.1.1. Matching for maksimal effektoverføring

Maksimal effektoverføring fra signalkilde til last oppnås hvis inngangsimpedansen på forsterkeren er lik den kompleks konjugerte av impedansen i kilden (dvs. komponenten som er koblet til inngangen), se [3] s. 205:

$$Z_{inn} = Z_{kilde}^*$$

#### 2.1.2. Matching for optimal støyfaktor

Generelt er ikke inngangsimpedansen for optimal effektoverføring den samme som for optimal støyfaktor. I stedet finnes en impedans  $Z_{opt}$  som transistoren bør se på inngangen (gate) for å få minimum støyfaktor,  $F_{min}$ . Støyfaktoren til et forsterkertrinn er gitt ved (se [2] s. 190):

$$F = F_{min} + 4R_n \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|)^2 |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

hvor  $R_n$  er forsterkertrinnets ekvivalent støyesistans,  $\Gamma_S$  er refleksjonsfaktoren transistoren ser på inngangen (dvs. kilde og eventuelt matchenettverk) og  $\Gamma_{opt}$  er refleksjonsfaktoren ved den optimale inngangsimpedansen  $Z_{opt}$ . Det vil si minimal støyfaktor oppnås ved å lage et tilpasningsnettverk på inngangen, slik at  $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ .

Støyfaktoren til en forsterkerkjede er gitt ved Friis' formel ([2] s. 189), forutsatt

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

hvor  $F_n$  er støyfaktoren, og  $G_n$  er forsterkningen til komponent n i kjeden. Dette kan utnyttes i design av flertrinns lavstøysforsterkere, ved å lage første trinn med lavest mulig støyfaktor og høyest mulig forsterkning (dvs. holde en gunstig balanse mellom dem).

## 2.2. S-parametre

For et 2-ports nettverk er S-matrisen definert som ([3] s. 50)

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

Hvor  $V_n^-$  er reflektert og  $V_n^+$  er innkommende bølge på port n. Enkelt forklart er  $S_{11}$  refleksjonsfaktor på inngangen,  $S_{22}$  refleksjonsfaktor på utgangen,  $S_{21}$  forsterkning og  $S_{12}$  et mål på tilbakekobling (for en forsterker).

## 2.3. Stabilitet

### K-faktoren

Ubetinget stabilitet er en viktig egenskap for alle forsterkere. Et mål på stabilitet er K-faktoren ([3] s. 202), definert som

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

hvor  $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$ .

Hvis både  $K > 1$  og  $|\Delta| < 1$  (Rollets betingelse) er oppfylt, er forsterkeren ubetinget stabil.

### $\mu$ -faktoren

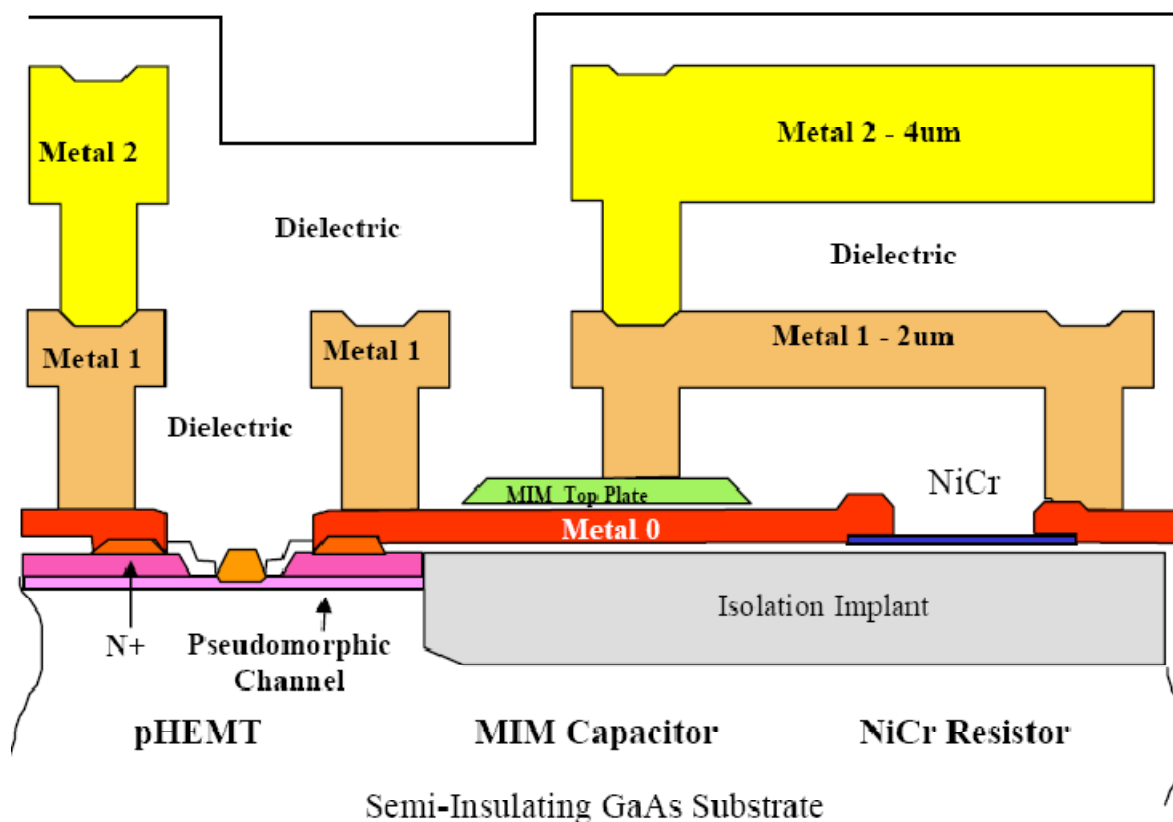
For å få et enklere mål på ubetinget stabilitet, med bare en betingelse, ble  $\mu$ -faktoren utregnet. Kort forklart går det enten ut på å regne ut avstanden fra senter av smith-kartet til nærmeste stabilitetssirkel på utgangen eller nærmeste ustabile stabilitetssirkel på inngangen. På denne måten blir de to kriteriene ved K-faktoren kombinert til en enkel kriterie. Definisjonen sier at hvis ([4] s. 617)

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|}$$

er større enn 1 er forsterkeren ubetinget stabil.

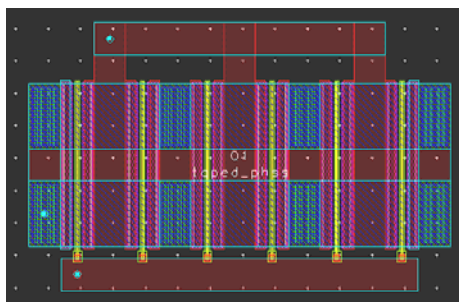
## 2.4. MMIC

Her finnes en oversikt over alle komponenter som er brukt i designet.



Figur 1: Triquint MMIC lag

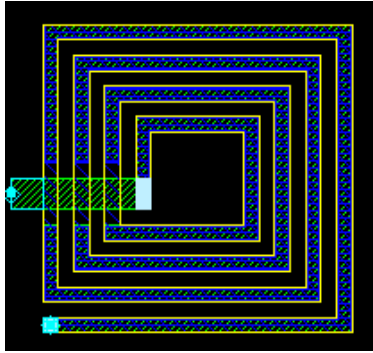
## Transistor



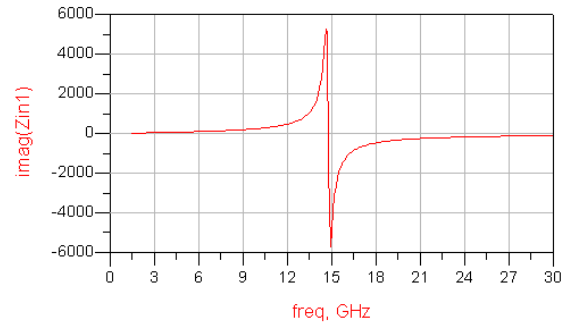
Figur 2: D-mode transistor i layout

Nederst til venstre på Figur 1 er tverrsnittet av en pHEMT transistor. For forklaring av virkemåte, se [2] s. 33. Figur 2 viser et overblikksbilde av en depletion mode pHEMT fra layout (enhancement mode transistor ser helt lik ut, med unntak at den har grønne fingre i stedet for gule). Gate er den røde linja nederst (metall 0), Source er blå (8 rektangulære biter, i metall 1 og 2) og Drain er den øverste røde linja (metall0). Transistoren har forsterking helt opp til 90 GHz. Se Vedlegg i [1] for detaljer og prosessinformasjon.

## Spole



Figur 3: Spole i layout

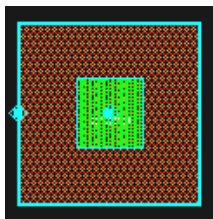


Figur 4: Imaginær impedans i realistisk spole

Spolene er firkantede spiralspoler, se Figur 3. Metallene 0, 1 og 2 kan brukes. Metall 2 har maksimal strømtetthet  $18 \text{ mA}/\mu\text{m}$  (bredde), metall 1 har  $9 \text{ mA}/\mu\text{m}$  og metall 0 har  $1,5 \text{ mA}/\mu\text{m}$ . Bruk av flere lag for å lage spiralene øker Q-verdien av spolen, siden resistansen da vil minke.

Spolen er for øvrig den komponenten som innehar de største parasittene, og legger begrensning på hvor lav støyfaktor en lavstøysforsterker kan ha (ved bruk på gate). En viktig egenskap er at realistiske spoler har en egenresonansfrekvens, hvor spolen brått øker i induktans og deretter går over til å bli kapazitiv. Dvs. spolens induktans er ikke lik for alle frekvenser. Figur 4 viser imaginærdelen av impedansen til spolen i Figur 3 (som er  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$  stor, med linjebredde og linjeavstand  $10 \mu\text{m}$ ), og viser tydelig at resonansfrekvensen er ca 15 GHz. Dette er viktig å huske på ved design av kretser med spoler, da de potensielt kan føre til ustabilitet. Spoler som brukes i design må ha resonansfrekvens som ligger langt under (flere GHz) resonansfrekvensen.

## Kondensator



Figur 5: Kondensator i layout

Kondensatorene er MIM (Metal-Insulator-Metal) kondensatorer, og lages ved bruk av metall 0 (mørk rød farge i Figur 5) og metall 1 (grønn) med et spesielt dielektrisk lag mellom dem.

## Resistans



Figur 6: Resistans i layout

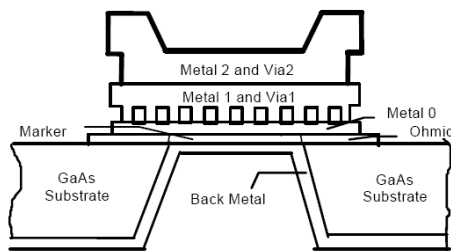
NiCr

NiCr-resistanser er høypresisjons tynn-film resistanser (se Figur 6) med en resistans på 50  $\Omega$ /kvadrat. Kontaktplatene (rød) ligger i metall 0. Maksimal strømtetthet er oppgitt til 1 mA/ $\mu$ m bredde. Minimum lengde og bredde er 2  $\mu$ m, og maksimal bredde 250  $\mu$ m.

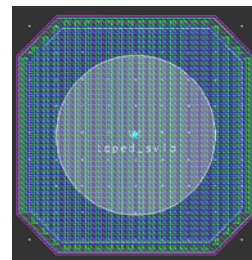
### HVR (High Value Resistor)

HVR-resistanser er høy motstands tynn-film resistanser med en resistans på 1000  $\Omega$ /kvadrat. Maksimal strømtetthet er oppgitt til 0,15 mA/ $\mu$ m. Bredden må være mellom 3 og 250  $\mu$ m, og lengden minimum 6  $\mu$ m.

### Via



Figur 7: Tverrsnitt av via

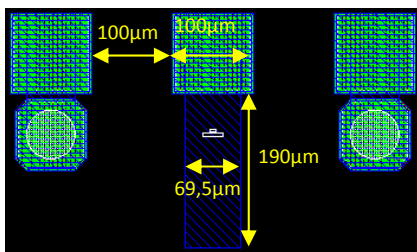


Figur 8: Substrat via i layout

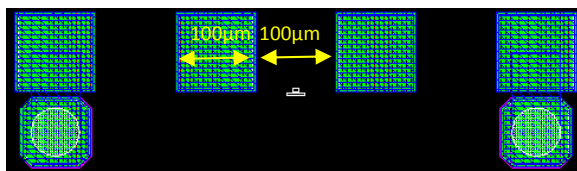
De mulige via-hullene er vist i Figur 7. Det er 3 typer: Via 1 (kobler sammen metall 0 og metall 1), Via 2 (kobler sammen metall 1 og metall 2), og Substrat via (kobler sammen alle metallagene helt ned til substratet og jord). Substrat via opptar et område på 90x90  $\mu$ m<sup>2</sup> på den fysiske brikken (se Figur 8). Via 1 må minst være 2x2  $\mu$ m<sup>2</sup> og Via 2 minst 3x3  $\mu$ m<sup>2</sup>. Maksimal strømtetthet i via hullene er 3,5 mA/ $\mu$ m<sup>2</sup>.

### Probe- og DC-innføringspad'er

Dette er ikke standardkomponenter i MMIC, men nødvendige komponenter for å kunne måle på den fysiske brikken. Pad'ene kan bare plasseres i retningene nord, øst, sør og vest. Dvs. bare 4 prober kan brukes samtidig ved måling. Det er to typer: probe og DC-innføring. De to typene er vist i Figur 9 og Figur 10. Platene som er koblet til substrat via er jord, og de andre er signalplater (den lange utløperen i probepad'ene er der for at probene skal få mest mulig riktig referanseplan ved måling på brikke).



Figur 9: Probepad i layout



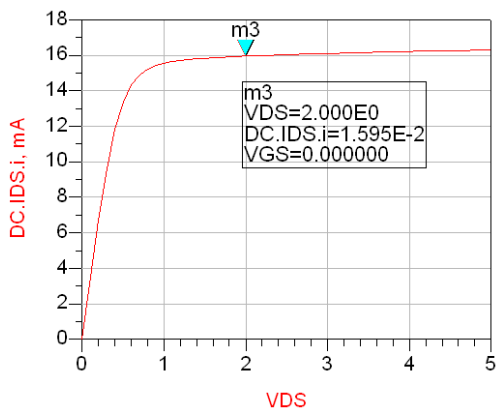
Figur 10: DC-innføringspad i layout

### 3. Design

Her beskrives designprosessen og viktige resultater funnet med ideelle komponenter. Det legges i mange av delkapitlene vekt på støyegenskapene til designene, mens forsterkning ikke blir nevnt i samme grad pga at designene gjerne ikke er stabile og komponentverdiene bare illustrative. Begge trinn er matchet mot  $50 \Omega$  både på inngang og utgang pga at det mellom dem skulle lages et dempeledd, som ville være enklest å lage matchet til  $50 \Omega$ .

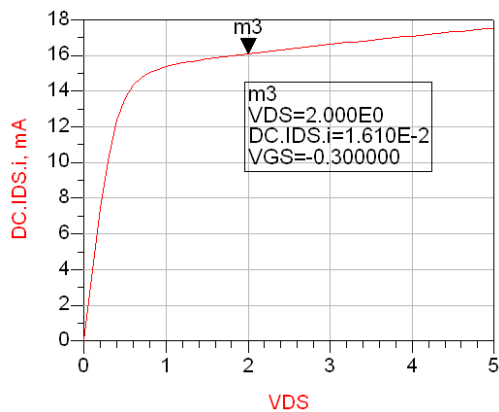
#### 3.1. Reduksjon av strømforbruk

Med utgangspunkt i resultatene i prosjektoppgaven [1] skulle forsterkerens strømforbruk reduseres. Det ble derfor bestemt å redusere total DC-strøm med ca en fjerdedel av hva den var i det ferdige designet i prosjektoppgaven. På grunn av de gode resultatene fra prosjektoppgaven med jordet gate til forspenning, var det også ønskelig å bruke denne enkle metoden i masteroppgaven. For å redusere strømforbruket ble derfor transistoren (pHEMT depletion mode) i trinn 1 redusert til en fjerdedel av arealet i trinn 1 i prosjektet, til  $25 \mu\text{m}$  bredde og 3 fingre. Dette ga en DC-strøm i trinn 1 på ca  $16 \text{ mA}$  med en drainspenning på  $2 \text{ volt}$ , se Figur 11.



Figur 11: IV-kar. D-mode transistor,  $25 \mu\text{m}$  bredde og 3 fingre, jordet gate

Det viste seg derimot senere at denne transistorkonfigurasjonen var meget vanskelig å matche støymessig (se kapittel 4), så det ble derfor brukt en transistor med  $30 \mu\text{m}$  bredde og 5 fingre. For å få lav nok strøm i trinnet ble gatespenningen senket til  $-0,3 \text{ V}$ . IV-kurven ble da som vist i Figur 12.



Figur 12: IV-kar. D-mode transistor,  $30 \mu\text{m}$  bredde og 5 fingre, negativ gatespenning

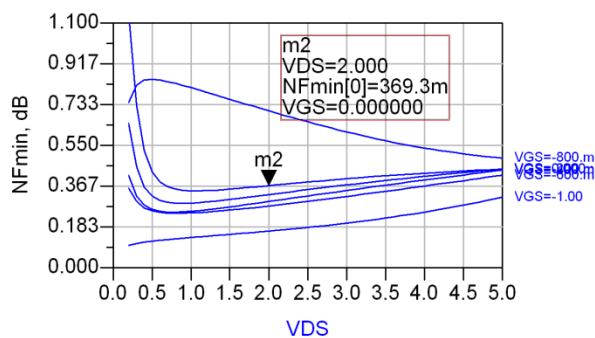


## 3.2. Transistor

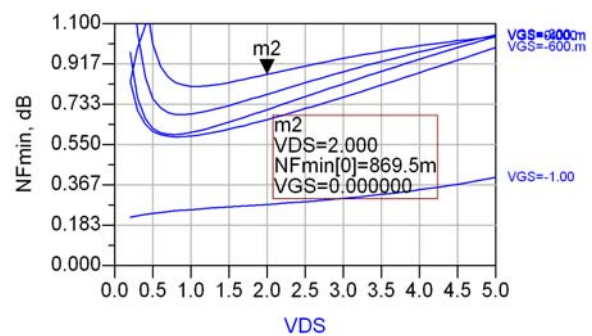
Her oppsummeres noen viktige egenskaper for de to forskjellige transistorstørrelsene som er blitt simulert i trinn 1 av lavstøysforsterkeren. Transistorene er begge pHEMT depletion mode transistorer.

### 3.2.1. Størrelse 1 (25 $\mu\text{m}$ bredde, 3 fingre)

Kurver for minimum støyfaktor vs. gate- og drainspenning ved 2,4 GHz og 5,8 GHz er gitt i Figur 13 og Figur 14. Med en jordet gate og en drainspenning på 2 volt er minimum støyfaktor ca 0,37 dB ved 2,4 GHz og 0,87 dB ved 5,8 GHz.

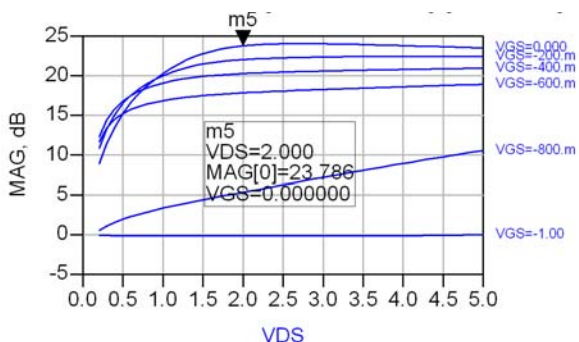


Figur 13: Min. støyfaktor ved 2,4 GHz, liten transistor

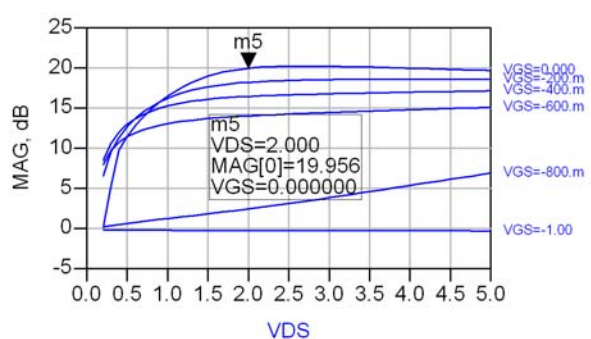


Figur 14: Min. støyfaktor ved 5,8 GHz, liten transistor

Kurver for maksimum forsterkning vs. gate- og drainspenning ved 2,4 GHz og 5,8 GHz er gitt i Figur 15 og Figur 16. Jordet gate og drainspenning på 2 V gir maks. forsterkning på 23,8 dB ved 2,4 GHz og 20,0 dB ved 5,8 GHz.



Figur 15: Maks tilgjengelig forsterkning ved 2,4 GHz, liten transistor

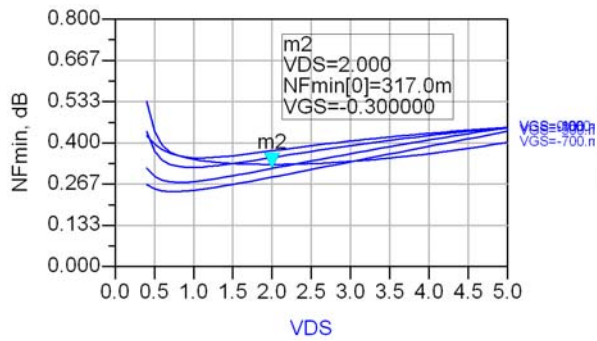


Figur 16: Maks tilgjengelig forsterkning ved 5,8 GHz, liten transistor

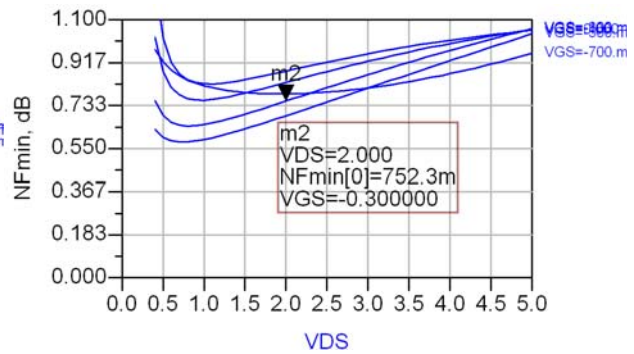
Av kurvene ovenfor sees det at ved å redusere gatespenningen kunne en oppnådd lavere støyfaktor, spesielt ved 5,8 GHz, men at dette ville ført til en reduksjon i maksimal forsterkning. Siden transistoren var beregnet for bruk i trinn 1 skulle en tro at det ville være larest å få lavest mulig støyfaktor, men siden det kommer et trinn 2 etterpå er det også veldig viktig med forsterkning.

### 3.2.2. Størrelse 2 (30 $\mu\text{m}$ bredde, 5 fingre)

Kurver for minimum støyfaktor vs. gate- og drainspenning ved 2,4 GHz og 5,8 GHz er gitt i Figur 17 og Figur 18. Med en gate- og drainspenning på hhv -0,3V og 2V er minimum støyfaktor på 0,32 dB ved 2,4 GHz og 0,75 dB ved 5,8 GHz. Altså noe lavere enn ved den mindre transistoren.

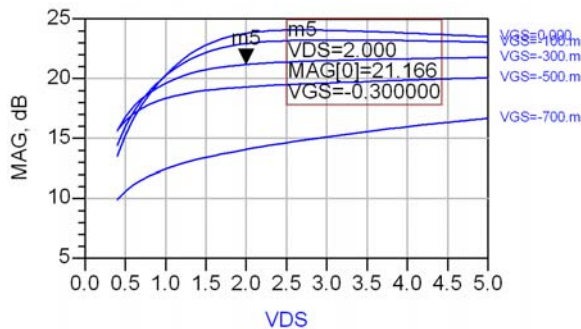


Figur 17: Min. støyfaktor ved 2,4 GHz, stor transistor

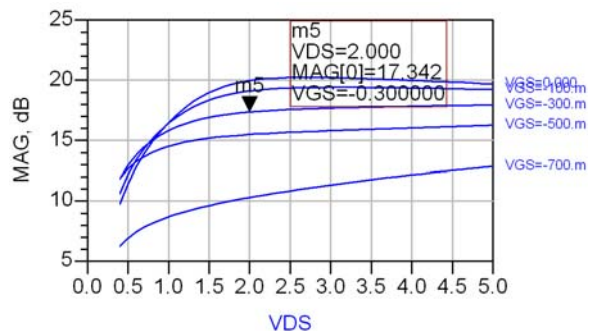


Figur 18: Min. støyfaktor ved 5,8 GHz, stor transistor

Kurver for maksimum forsterkning vs. gate- og drainspenning ved 2,4 GHz og 5,8 GHz er gitt i Figur 19 og Figur 20. Gatespenning på -0,3V og drainspenning på 2V fører til at maks. forsterkning ved 2,4 GHz er 21,2 dB og 17,3 dB ved 5,8 GHz. Dette er noe lavere enn tilsvarende tall for den mindre transistoren.



Figur 19: Maks tilgjengelig forsterkning ved 2,4 GHz, stor transistor

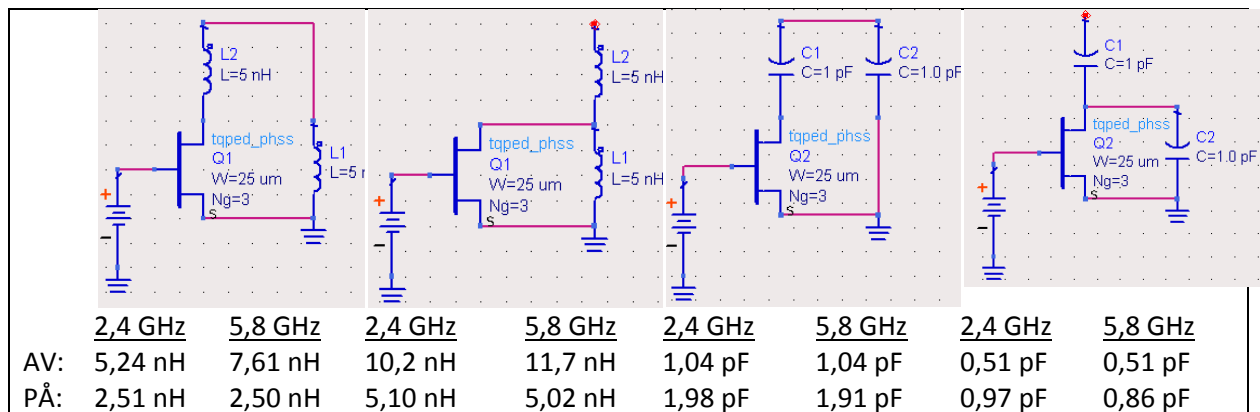


Figur 20: Maks tilgjengelig forsterkning ved 5,8 GHz, stor transistor

### 3.3. Rekonfigurerbarhet/switching av transistor

#### 3.3.1. Transistoregenskaper

En viktig del av oppgaven var å undersøke om transistorer kunne brukes som switcher for å endre et matchnettverks inngangs- og utgangsimpedans for bruk på flere frekvenser. Det ble derfor gjort simuleringer på transistorer i parallell og serie med spoler/kondensatorer, for å se om transistorene kunne brukes til å endre induktans eller kapasitans (basert på det at parallellkobling av spoler og seriekobling av kondensatorer gir redusert induktans/kapasitans, mens seriekobling av spoler og parallellkobling av kondensatorer gir økt induktans/kapasitans). De forskjellige konfigurasjonene er vist i Figur 21 med ideelle komponenter (bortsett fra transistor). Under de forskjellige figurene er den ekvivalente induktansen/kapasitansen gitt ved 2,4 GHz og 5,8 GHz med transistoren på (+1V på gate) og av (-2V på gate).



Figur 21: Induktanser og kapasitanser for div. spole- og kondensatorkonfigurasjoner

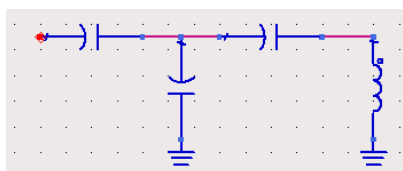
Man ser klart av tallene ovenfor at transistoren ikke fungerer som en ideell bryter. Spesielt godt ser en dette da transistoren er av ved spole-konfigurasjonene, og på ved kondensator-konfigurasjonene. Dette har en enkel forklaring, og det er at transistoren er (svak) kapasitiv. Når transistoren er på, dvs. har en gatespenning på 1 volt, så har den en ekvivalent kapasitans mellom drain og source på 0,50 pF ved 2,4 GHz. Når den er av, dvs. gatespenningen er -2 volt, er ekvivalent kapasitans 0,04 pF ved 2,4 GHz. Dette betyr for spolekonfigurasjonene at det dannes parallell- og serieresonanser som her får resonansfrekvenser ikke langt over 5,8 GHz, og derfor blir resultatet økt induktivitet ved 5,8 GHz. For kondensatorkonfigurasjonene blir det feil da transistoren er på, dvs. gatespenningen er 1 volt, fordi transistorens ekvivalente kapasitans blir av avgjørende størrelse.

Det bør også nevnes at transistoren er ganske resistiv (for størrelsen i dette eksempelet er resistansen ca 11 ohm når transistoren er på).

Ved å endre transistorstørrelse kan egenskapene ovenfor endres. I eksempelet ovenfor er en ganske liten transistor brukt, og disse kjennetegnes gjerne ved liten kapasitans mot jord og høy resistans i kanalen (virker bra når de er av). Ved å bruke en større transistor kan resistansen minkes, mens kapasitansen derimot vil øke (virker bra når de er på). Dette blir en avveiningssak.

### 3.3.2. Inngangsnettverk

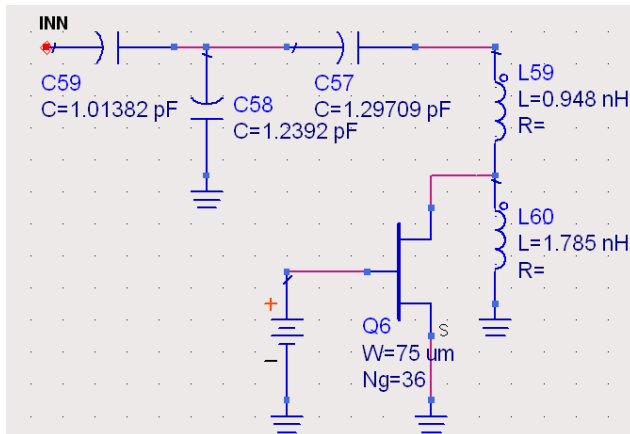
Den store utfordringen ved å finne et godt rekonfigurerbart inngangsnettverk var å finne en nettverkstopologi som passet begge frekvenser, og kunne endres ved bare å endre induktansen eller kapasitansen til færrest mulig spoler og kondensatorer. En struktur som viste seg noenlunde brukbar er gitt i Figur 22. Det lyktes i å finne et nettverk der to av komponentene hadde like verdier (de to kondensatorene i midten) i de optimale nettverkene for de to forskjellige frekvensene.



Figur 22: Mulig inngangsstruktur, trinn 1

Den største forskjellen i komponentverdier lå i spolen, og det er ofte spolen som lager problemer i inngangsnettverket (støymessig), så det ble derfor først forsøkt å få til en rekonfigurerbar induktans.

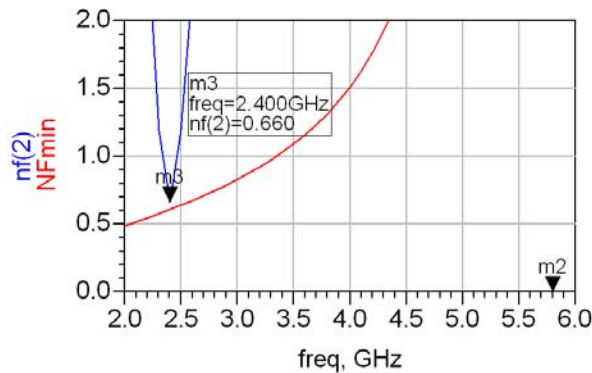
Kondensatoren mot inngangen ble satt til en mellomverdi av hva som var optimalt for de to forskjellige frekvensene.



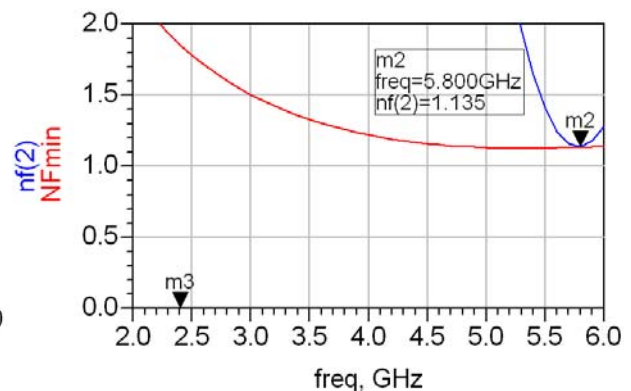
Figur 23: Ideelt rekonfigurerbart inngangsnettverk med tilfredsstillende egenskaper

Et inngangsnettverk som viste seg å gi tilfredsstillende resultater med ideelle spoler er vist i Figur 23. Ideelt skal transistoren her enten være en kortslutning, dvs. på, eller en åpen krets, dvs. av. Siden ingen transistor viste seg å fungere godt i begge tilfeller (se på side 11), ble det valgt en mellomting. Transistoren er ikke spesielt god i noen av tilstandene, men virker slik at begge frekvensbåndene vil tape like mye i ytelse. Fysisk i layout har switche-transistoren Q6 en størrelse på ca 700x130  $\mu\text{m}^2$ , og er derfor meget plasskrevende.

### 3.3.3. Støyegenskaper



Figur 24: Støyfaktor ved bruk av rekonfigurerbart inngangsnettverk, ved 2,4 GHz

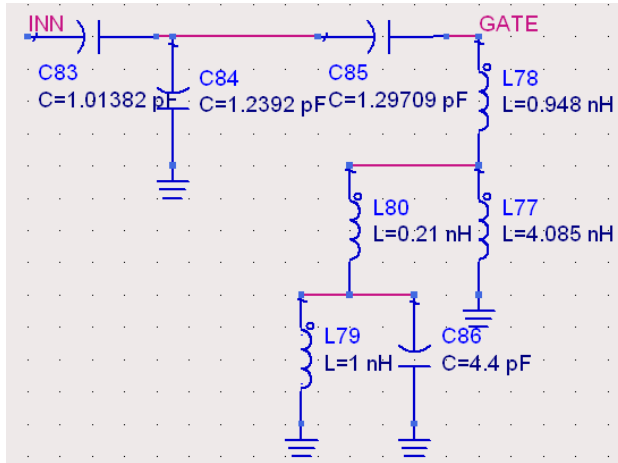


Figur 25: Støyfaktor ved bruk av rekonfigurerbart inngangsnettverk, ved 5,8 GHz

For å se på støyegenskapene til inngangsnettverket ble det simulert mot en transistor med bredde 25  $\mu\text{m}$  og 3 fingre, med ideell RF-blokk for innføring av 2V på drain og ideell DC-blokk mot utgangen. Resultatet er vist i Figur 24 og Figur 25, hvor minimum støyfaktor er gitt ved rød kurve, mens oppnådd støykurve er gitt i blått. Det sees av figurene at støymatchen ser ut til å bli veldig smal (skyldes nok hovedsaklig at det her er simulert med ideelle komponenter), og at transistoren legger til over 0,2 dB i minimum støyfaktor sammenlignet med forsterkningstransistoren alene. Ikke nødvendigvis et dårlig resultat, siden antall spoler er lavt (spoler er gjerne en stor støysynder i inngangsnettverk).

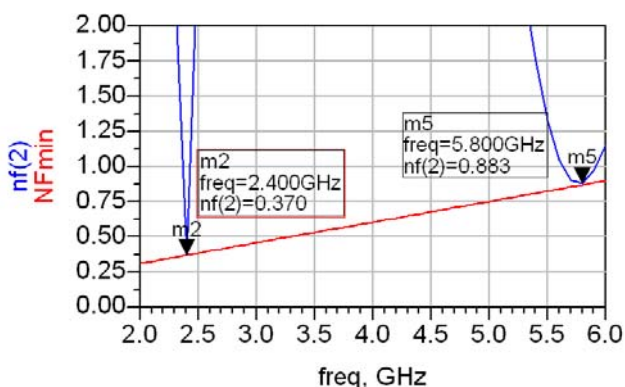
## 3.4. Dualband-matching, tidlige versjoner

### 3.4.1. Versjon 1



Figur 26: Ideelt dualband inngangsnettverk, versjon 1

Med utgangspunkt i inngangsnettverket funnet i kapittel 3.3.2 ble det lagd en enkel lignende versjon som i stedet for å bruke transistor som switch, brukte parallell- og serieresonanser til å lage kortslutning/åpen krets for ønskede frekvenser. Et resulterende inngangsnettverk er vist i Figur 26. Spolene L80 og L79, sammen med kondensatoren C86, skal her fungere slik at delnettverket (bestående av disse komponentene) er åpent ved 2,4 GHz og kortsluttet ved 5,8 GHz. På denne måten kan nettverket enkelt finjusteres ved å endre spolen L77 ved 2,4 GHz og ved å endre spolen L80 ved 5,8 GHz, uten at disse endringene ødelegger matchen ved den andre frekvensen. Et stort minus er likevel at det krever veldig mange spoler (her: 4), noe som gjerne betyr mye støy. Spole L77 har også en veldig høy induktans, noe som kan være vanskelig og kanskje umulig å lage slik at egenresonansen ikke blir for lav.

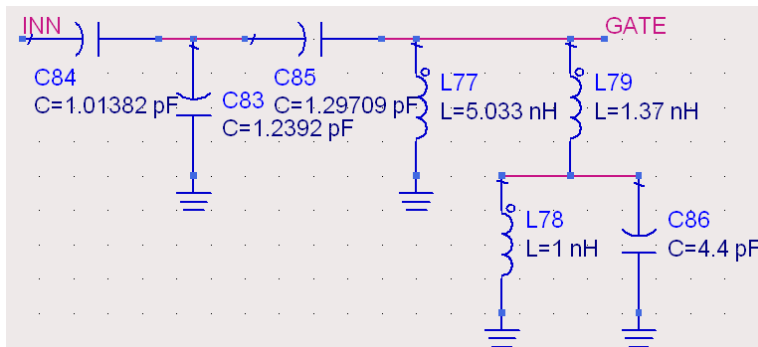


Figur 27: Støyfaktor ideelt inngangsnettverk, dualband versjon 1

Støyeegenskapene med dette nettverket på inngangen er vist i Figur 27 (med samme betingelser som i kapittel 3.3.3). Det sees at støymatchen er veldig smal (spesielt ved 2,4 GHz), som i kapittel 3.3.3, men at den potensielt kan gi lavere støyfaktor enn ved innswitching med transistor. Dette skyldes i

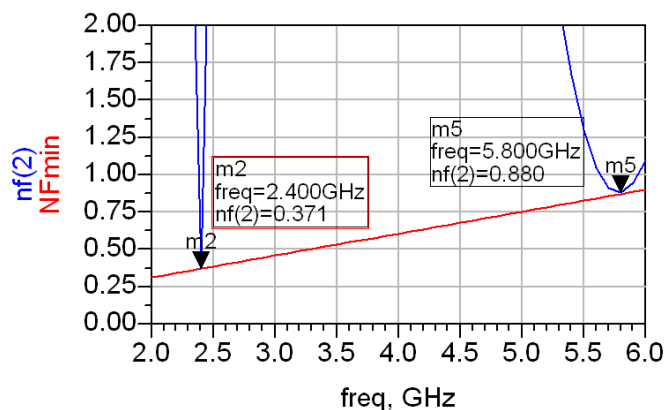
hovedsak at transistoren er reell, og at det her bare er brukt ideelle komponenter. Støyfaktor var forventet å stige betraktelig ved bruk av reelle spoler.

### 3.4.2. Versjon 2



Figur 28: Ideelt dualband inngangsnettverk, versjon 2

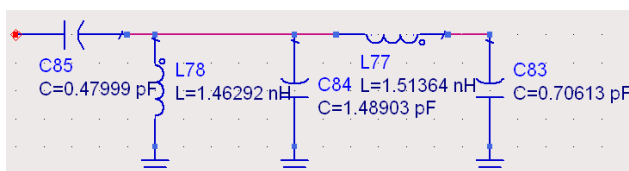
En annen versjon som var basert på den samme nettverksstrukturen, men på parallellkobling av spoler i stedet for seriekobling, ble også lagd. Denne er vist i Figur 28. Det sees at den ene spolen har en induktans over 5 nH, noe som ikke ville være en god løsning da den mest sannsynlig ville hatt en ganske lav egenresonans og derfor ikke ville være til å stole på ved 5,8 GHz. Det ble likevel simulert, for å se om det utgjorde noen stor forskjell sammenlignet med den første versjonen.



Figur 29: Støyfaktor ideelt inngangsnettverk, dualband versjon 2

Støykurven for inngangsnettverket er vist i Figur 29. Også her kan vi se at matchen er ekstremt smal ved 2,4 GHz, og at den er så godt som identisk med den første versjonen.

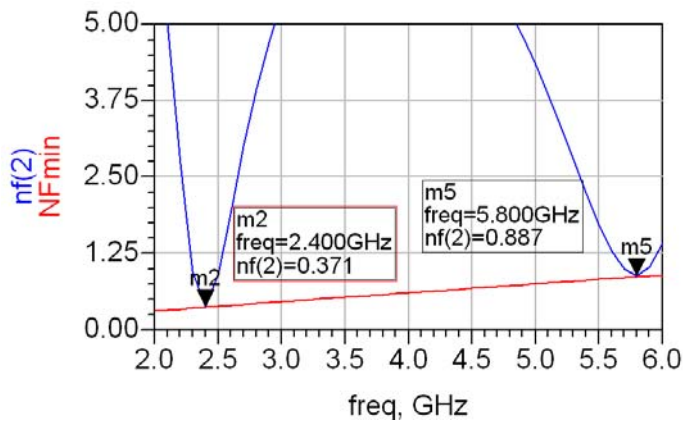
### 3.4.3. Endelig versjon



Figur 30: Ideelt dualband inngangsnettverk, endelig versjon

En siste løsning ville være å prøve å finne et inngangsnettverk som ga støymatch i begge båndene, og da var det bare å prøve seg frem ved å sette en kondensator eller spole enten mot jord eller i serie og

optimalisere mot minimum støyfaktor. Dette arbeidet var også tidkrevende, men samtidig mye enklere da det var mulig å bruke optimalisering for å finne de beste komponentverdiene. Inngangsnettverket som viste seg å fungere for match ved begge frekvensene er vist i Figur 30.

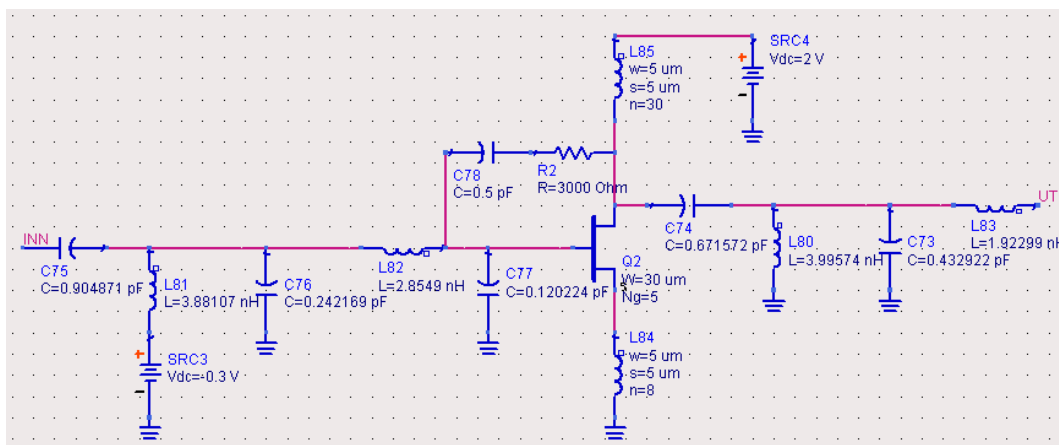


Figur 31: Støyfaktor ideelt inngangsnettverk, dualband endelig versjon

Nettverkets støykurve er gitt i Figur 31. Den skiller seg lite ut fra støykurvene for de andre dualbandnettverkene, men det kan sees at matchen er noe bredere. Dette kommer antageligvis av at det her ikke er brukt resonanser, og i tillegg har færre komponenter (5, mot 7 og 8 i de andre versjonene).

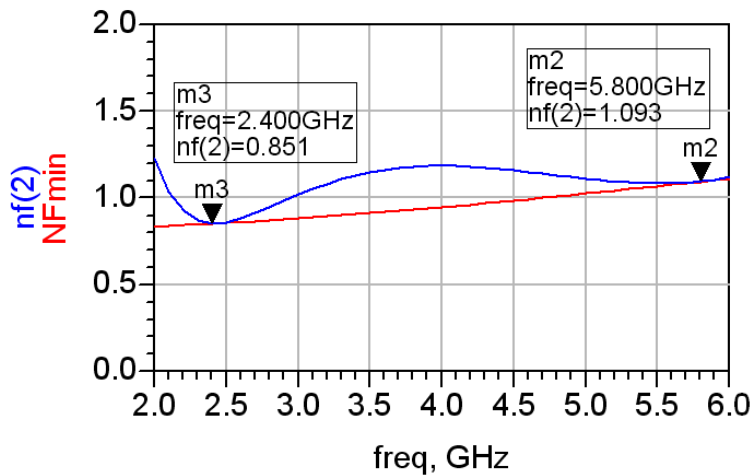
### 3.5. Trinn 1, endelig design

Det ble til slutt oppdaget at den minste transistoren lagde en del problemer (se kapittel 4) og var vanskelig å matche støymessig. Derfor ble en større transistor tatt i bruk, og forspent med lavere gatespenning (se kapittel 3.2.2). En elementær forskjell fra de to andre inngangsnettverkene var her at det også ble brukt en svak feedback fra drain til gate. Grunnen til dette var at det var ønskelig å redusere tapet av gain ved 5,8 GHz, som blir større enn ved 2,4 GHz ved bruk av spole i source (for stabilitet) pga reelle spolers økte tap og induktans ved 5,8 GHz. Ved å bruke feedback var målet altså å få en flattere kurve for maksimal forsterkning, men det førte også til problemer. Siden feedbacken var resistiv ble også minimum støyfaktor en del høyere, men det viste seg at spolene på inngangen derimot ikke fikk en like avgjørende rolle (som ved uten bruk av feedback).



Figur 32: Endelig trinn 1, ideelle komponenter

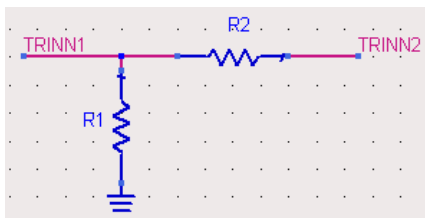
Utgangen ble matchet for forsterkning ved begge frekvenser. En ideell versjon av det ferdige trinnet er vist i Figur 32. Komponentverdier er bare illustrative.



Figur 33: Støyfaktor trinn 1, ideelle komponenter

Med designet ovenfor ble støyeegenskapene som vist i Figur 33. Det går klart frem av figuren at støymatchen er mye bredere enn i de to andre typene inngangsnettverk, noe som antageligvis skyldes feedbacken. Minimum støyfaktor er derimot høyere ved 2,4 GHz sammenlignet med begge de andre typene, mens den er lavere enn transistorswitchet ved 5,8 GHz.

### 3.6. Dempeledd



Figur 34: Enkelt dempeledd

Etter at trinn 1 var ferdig ble det lagd et enkelt dempeledd av to transistorer som skulle fungere som variable motstander. Den grunnleggende tanken er vist i Figur 34, hvor transistorene fungerer som ideelle motstander. Dette skulle dempe signalet ut av trinn 1 ved høyere effekter på inngangen.

### 3.7. Trinn 2

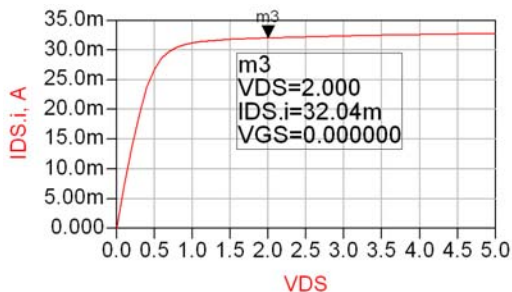
Det andre og siste trinnet ble designet med vekt på både forsterkning og lav støyfaktor. Siden det første trinnet fikk moderat forsterkning, (spesielt ved 5,8 GHz, se kapittel 4.3.2) kunne støyfaktoren i trinn 2 få betydning. I tillegg kan støyfaktoren bli ganske dårlig ved matching for maksimal forsterkning, samtidig som det gir en liten økning i forsterkning i forhold til match for minimal støyfaktor. Det ble derfor gjort en avveining, med lik vekt på lav støyfaktor og høy forsterkning.

#### 3.7.1. Transistor og forspenning

Det ble valgt å bruke samme transistor som i den endelige versjonen i trinn 1, dvs. en depletion mode transistor med 30  $\mu\text{m}$  bredde og 5 fingre, da transistoren hadde gode egenskaper. For å kunne

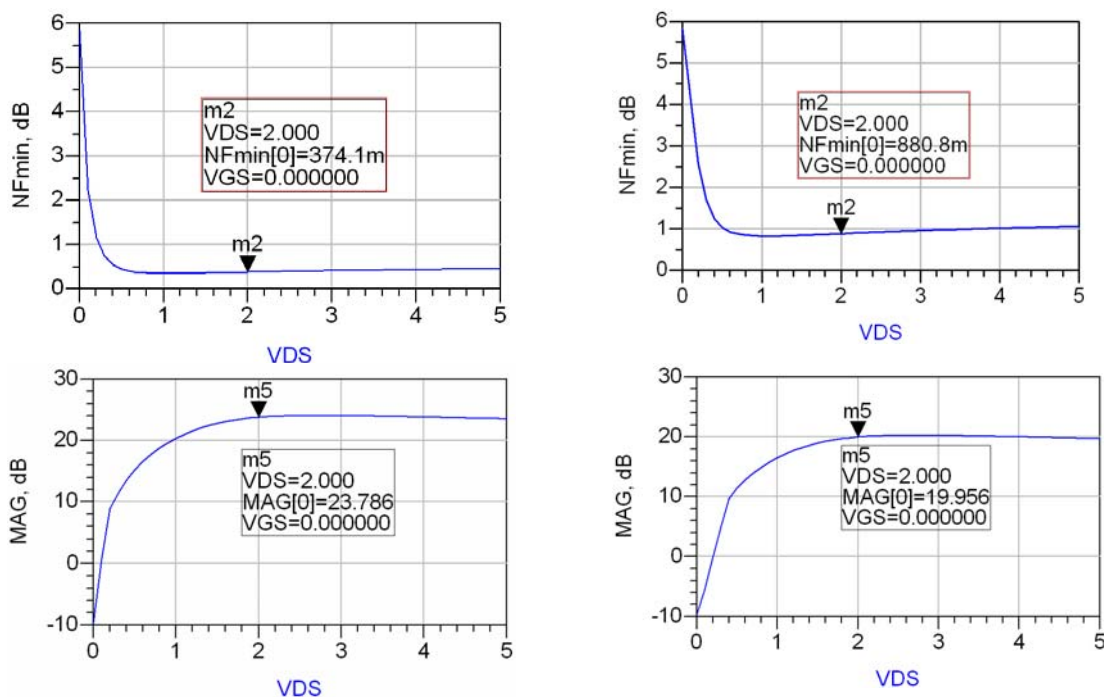


få høyest mulig forsterkning, men samtidig lav støyfaktor (se transistorens støy- og forsterkningsegenskaper i kapittel 3.2.2), ble transistoren forspent med jordet gate. Dette er en enkel løsning, men kan ha negative følger i et trinn nummer to siden innsignalet kan være høyt og gjøre at trinnet går i metning. På en annen side skulle forsterkeren designes med et dempeledd mellom trinnene, slik at høye signaler ut fra trinn 1 ville bli dempet og dermed ikke skape problemer.



Figur 35: IV-karakteristikk, transistor trinn 2

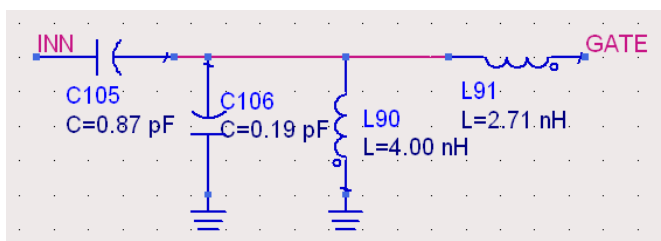
Figur 35 viser IV-kurven til transistoren. Transistoren fikk en DC-strøm på ca 32 mA med en drainspenning på 2 volt, noe som skulle gi en totalstrøm i forsterkeren på under 50 mA.



Figur 36: Støy- og forsterkningskurver for transistor i trinn 2

Støy- og forsterkningskurver er gjengitt i Figur 36. Disse viser at trinnet optimalt kan oppnå en støyfaktor på ca 0,37 dB og en forsterkning på ca 23,8 dB ved 2,4 GHz, mens tallene er hhv 0,88 dB og 20,0 dB ved 5,8 GHz.

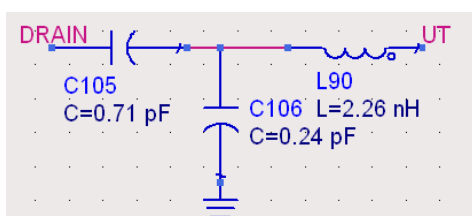
### 3.7.2. Inngangsnettverk



Figur 37: Inngangsnettverk trinn 2, ideelt

For å få en best mulig balanse mellom lav støyfaktor og høy forsterkning viste det seg at samme type inngangsnettverk som ble brukt i trinn 1 var godt egnet. Dette nettverket ga også en enkel innføring av jord til gate. Det ble som i det første trinnet brukt feedback mellom drain og gate for ikke å kompromittere forsterkningen i 5,8 GHz båndet. Nettverket, uten feedback, er vist i Figur 37.

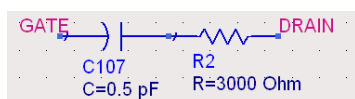
### 3.7.3. Utgangsnettverk



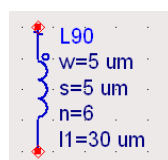
Figur 38: Utgangsnettverk trinn 2, ideelt

På samme måte som i trinn 1 ble det brukt en innføringspole for DC til drain, med samme verdier/størrelse. I tillegg ble det brukt et matchnettverk mellom drain og utgangen for å få høyest mulig forsterkning. Med ideelle komponenter ble nettverket som vist i Figur 38.

### 3.7.4. Stabilitet



Figur 39: Feedback, trinn 2



Figur 40: Stabilitetsspole ved source, trinn 2

Det ble som nevnt i kapittel 3.7.2 ovenfor brukt feedback mellom drain og source. Denne er vist i Figur 39. I tillegg var det nødvendig med en liten spole i source, vist i Figur 40.

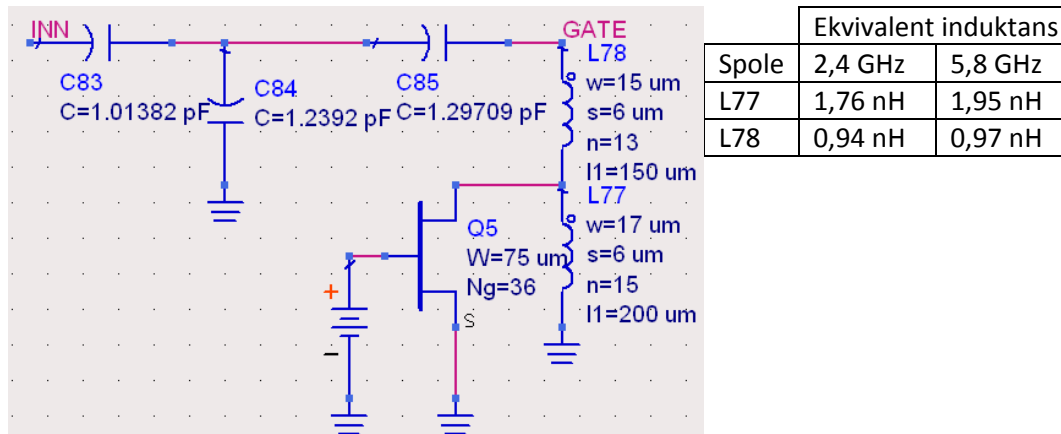
## 3.8. Prosjektoppgave

En del av oppgaven var også å få ferdig en DRC (Design Rule Check)-godkjent layout av arbeidet som ble gjort i prosjektoppgaven (totrinns forsterker ved 2,4 GHz i MMIC), slik at dette kunne sendes inn til produksjon og etter hvert måles på. Dvs. det skulle lages to trinn hver for seg, og de to trinnene satt sammen til én forsterker. I tillegg skulle disse kretsene måles på etter ferdig produksjon. Ferdig layout og målingsresultater er gitt i kapittel 4.7 og 4.8. For mer detaljer rundt designet og simulerte verdier, se [1].

## 4. Resultater og vurdering

Her presenteres alle resultater oppnådd ved simuleringer av design med reelle komponenter, og praktiske målinger gjort på fysisk chip. Alle reelle spoler som er brukt i designene er kvadratiske.

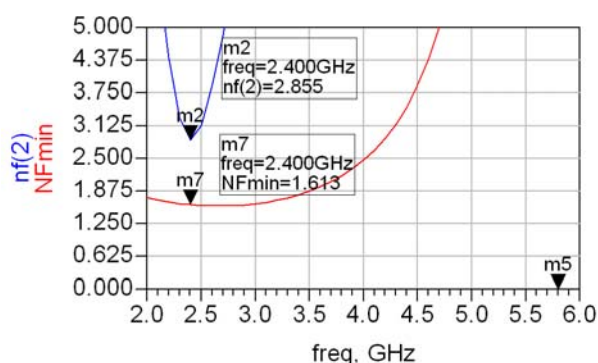
### 4.1. Rekonfigurerbarhet/switching av transistor



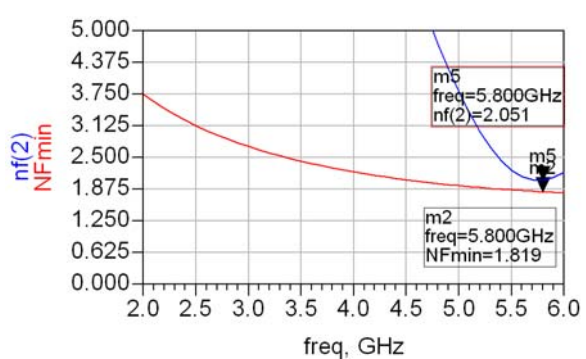
Figur 41: Rekonfigurerbart inngangsnettverk, reelle komponenter

Det ble designet reelle spoler (bredde  $l_1$ , antall viklinger  $n$ , linjebredde  $w$  og linjeavstand  $s$ ) for bruk i inngangsnettverket beskrevet i designdelen kapittel 3.3.2, se Figur 41. I tillegg ble også andre typer innsitching så vidt utprøvd med reelle komponenter, dvs. innsitching av spole i serie og kondensator i serie/parallell, men ingen ga like gode resultater som det som presenteres her. Det må likevel presiseres at det var svært tidkrevende å finne egnede nettverksstrukturer, og at transistoren i ettertid viste seg å være vanskelig med tanke på støymatching, slik at resultatene som her gjengis ikke bør sees på som noen fasit for om rekonfigurerbarhet er egnet eller ikke.

Inngangsnettverket ble simulert med samme betingelser som ved ideelle komponenter, i kapittel 3.3.3.



Figur 42: Støyfaktor for rekonfigurerbart inngangsnettverk, ved 2,4 GHz



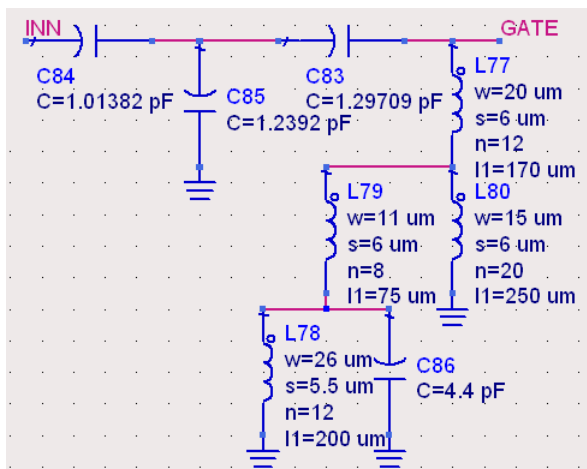
Figur 43: Støyfaktor for rekonfigurerbart inngangsnettverk, ved 5,8 GHz

Støykurver er vist i Figur 42 og Figur 43 for transistor Q5 hhv AV (gatespenning  $-2$  V) og PÅ (gatespenning  $+1$  V). Det går klart frem at minimum støyfaktor har steget ganske mye etter innsetting av reelle spoler (se kapittel 3.3.3); nesten 1 dB ved 2,4 GHz og 0,7 dB ved 5,8 GHz. (Mange forskjellige geometrier ble prøvd ut på spolene, men det lyktes ikke å finne bedre spoler med rimelig

størrelse.) Figurene viser også at matchen er ganske dårlig, spesielt ved 2,4 GHz. Dette kommer av at reelle spoler er ganske forskjellige fra ideelle spoler, og når en samtidig arbeider ved to frekvenser som en i tillegg ikke kan simulere samtidig (da det er to forskjellige spenninger for switchingen) så blir det en meget vanskelig oppgave å få god match. Endrer en på én komponent for å få bedre egenskaper ved én frekvens, så er det meget sannsynlig at dette ødelegger for den andre frekvensen. Men kurvene viser ca hvor lav støyfaktor det kunne være mulig å oppnå med denne typen rekonfigurerbart nettverk (de andre typene ga dårligere resultater), og sammenlignet med dualband-matching var dette ikke konkurransedyktig.

## 4.2. Dualband-matching, tidlige versjoner

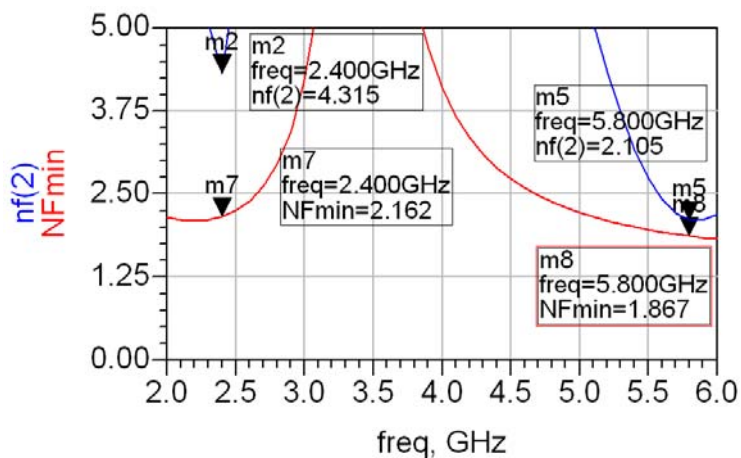
### 4.2.1. Versjon 1



Spole	Ekvivalent induktans	
	2,4 GHz	5,8 GHz
L77	0,91 nH	0,94 nH
L78	1,00 nH	1,05 nH
L79	0,21 nH	0,21 nH
L80	4,01 nH	6,06 nH

Figur 44: Dualband inngangsnettverk, versjon 1 med reelle komponenter

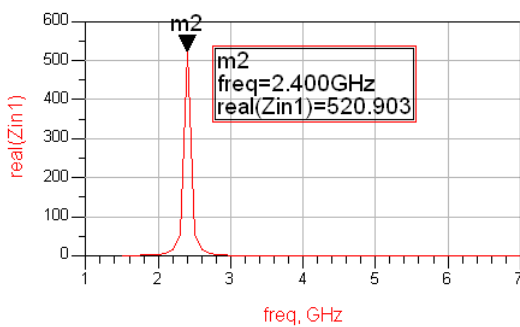
Figur 44 viser inngangsnettverket med reelle spoler. Observer at disse er veldig plasskrevende, da det er snakk om 3 spoler som er  $170 \times 170 \mu\text{m}^2$  eller større. Denne løsningen er likevel mindre plasskrevende enn ved det rekonfigurerbare nettverket, hvor switche-transistoren alene krevde et areal på  $130 \times 700 \mu\text{m}^2$ . Legg merke til spole L80, som har farlig høy induktans (stor forskjell mellom 2,4 og 5,8 GHz).



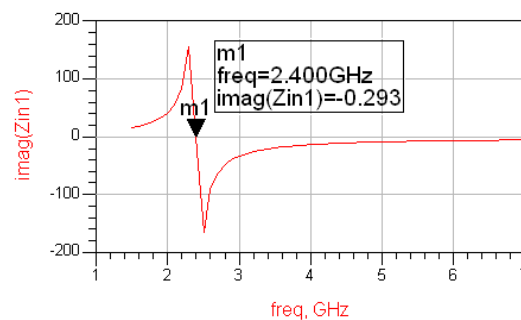
Figur 45: Støyfaktor for dualband inngangsnettverk, versjon 1

Støykurven for inngangsnettverket er vist i Figur 45. Resultatet er lite oppmuntrende, da minimum støyfaktor ligger nær 2 dB ved begge frekvensene. Sammenlignet med det rekonfigurerbare nettverket er dette en del dårligere, spesielt ved 2,4 GHz.

Som ved den rekonfigurerbare versjonen er det også her stor mismatch ved 2,4 GHz. Det virket som om dette skyldtes parallellresonansen bestående av L78 og C86, hvor resonansfrekvensen er 2,4 GHz. Grunnen kan nok være at en resonans med en reell spole er i realiteten en ganske dårlig resonans, da den reelle spolen innfører en del tap. Dette kan sees i Figur 46 og Figur 47, hvor resonansens real- og imaginærdel er vist. Mens ideelle komponenter ville gitt uendelig stor imaginærdel og 0 i realdelen, blir her imaginærdelen ca 0 samtidig som resonansen går fra å være induktiv til kapazitiv. Realdelen er derimot stor, men ikke uendelig, og legger muligens til støy i stedet for å fungere som en god parallellresonans. Det ble ikke lagt mer arbeid i å finne en bedre match, da det ble funnet nettverk som ga betraktelig bedre ytelse.

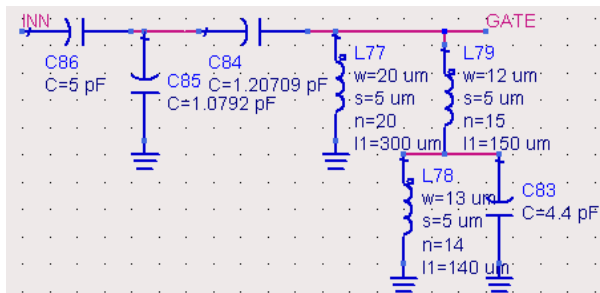


Figur 46: Resistans i parallellresonans L78 og C86



Figur 47: Reaktans i parallellresonans L78 og C86

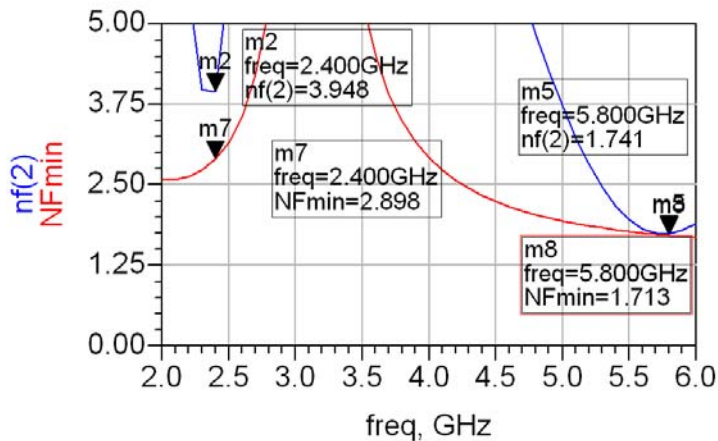
#### 4.2.2. Versjon 2



Figur 48: Dualband inngangsnettverk, versjon 2 med reelle komponenter

Spole	Ekvivalent induktans	
	2,4 GHz	5,8 GHz
L77	5,03 nH	11,8 nH
L78	1,03 nH	1,06 nH
L79	1,37 nH	1,44 nH

I Figur 48 er det satt inn reelle spoler i designet fra kapittel 3.4.2, og noen kondensatorverdier har blitt endret for bedre match.



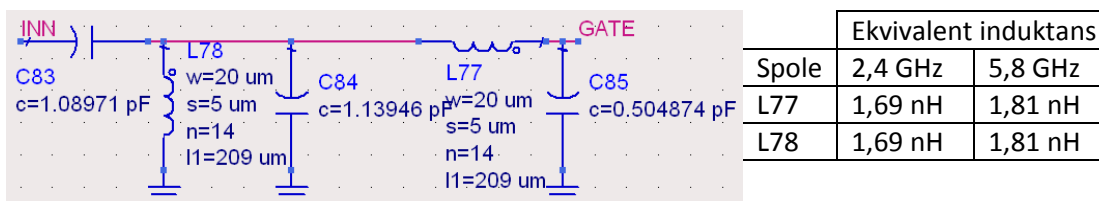
Figur 49: Støyfaktor for dualband inngangsnettverk, versjon 2

Støykurven for inngangsnettverket er vist i Figur 49. Forskjellen fra resultatet for den første versjonen er at minimum støyfaktor har blitt ca 0,7 dB høyere ved 2,4 GHz, mens den ved 5,8 GHz har gått ned litt over 0,1 dB ved 5,8 GHz. Det er også tydelig at støymatchen ved 5,8 GHz er god, mens den ved 2,4 GHz er ganske dårlig. Dette er uansett resultater som er ganske dårlige og dårligere enn den første versjonen, med tanke på minimum støyfaktor. I praksis vil heller ikke nettverket være en god løsning da spole L77 har alt for lav egenresonansfrekvens (ca 7,3 GHz) og derfor får svært forskjellig induktans ved de to frekvensene, se Figur 50.



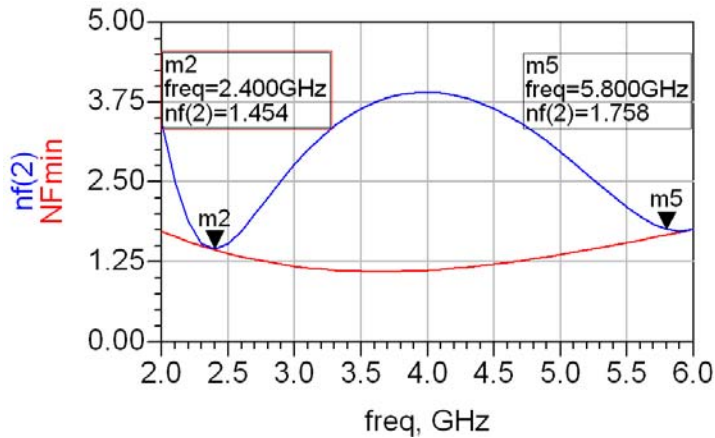
Figur 50: Reaktans i spole L77

### 4.2.3. Endelig versjon



Figur 51: Dualband inngangsnettverk, endelig versjon med reelle komponenter

Med reelle spoler ble inngangsnettverket som i Figur 51, hvor også kondensatorene er noe endret for best mulig match.

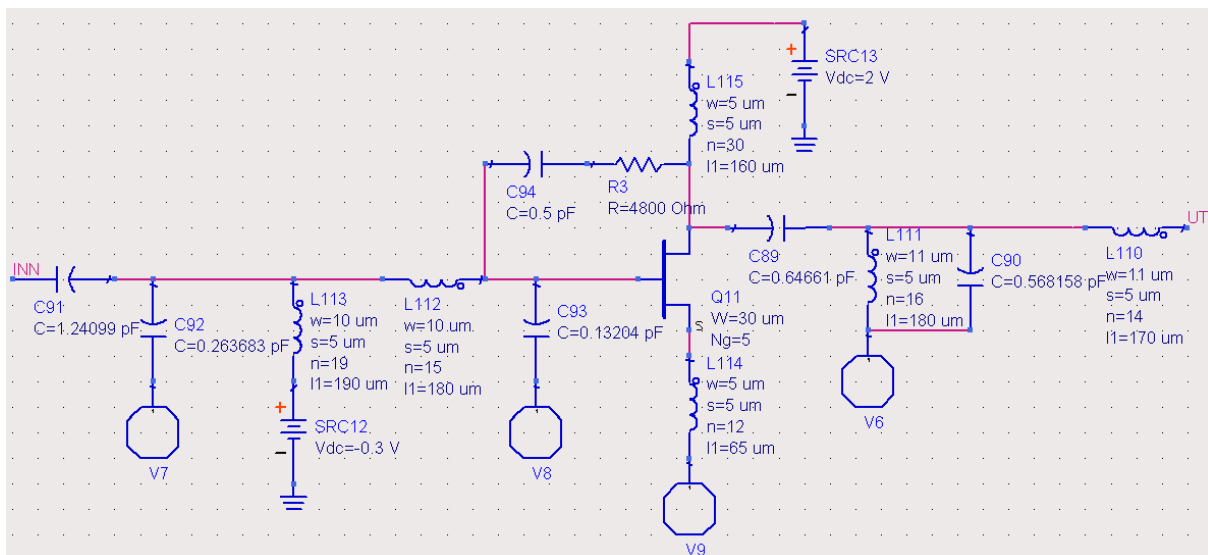


Figur 52: Støyfaktor for dualband inngangsnettverk, endelig versjon

Støykurven er gitt i Figur 52, og vi ser nå at resultatene er betydelig bedre enn ved de andre inngangsnettverkene. Det eneste nettverket som har bedre resultat er versjon 2 i kapittel 4.2.2, og det er bare ved 5,8 GHz (og marginalt). Støyegenskapene ved 2,4 GHz er derimot mye bedre med dette designet, samtidig som det bare inneholder 2 spoler (!). Det rekonfigurerbare nettverket hadde riktignok bare 2 spoler, men der var det også brukt en veldig stor transistor.

Det ble med grunnlag i resultatene i dette kapittelet, og enkelheten ved designmetoden, besluttet å bruke denne typen matching i det videre designet av forsterkeren. Det var en enorm fordel å kunne optimalisere nettverk på en enkel måte, og da switche-transistoren i seg selv var meget plasskrevende og støyende ble det besluttet å ikke legge inn rekonfigurerbarhet.

### 4.3. Trinn 1, endelig design



	Ekvivalent induktans	
Spole	2,4 GHz	5,8 GHz
L110	1,91 nH	2,03 nH
L111	2,37 nH	2,70 nH
L112	2,44 nH	2,67 nH
L113	3,25 nH	3,96 nH
L114	0,36 nH	0,36 nH

L115	4,66 nH	5,78 nH
------	---------	---------

Figur 53: Endelig trinn 1, med reelle komponenter

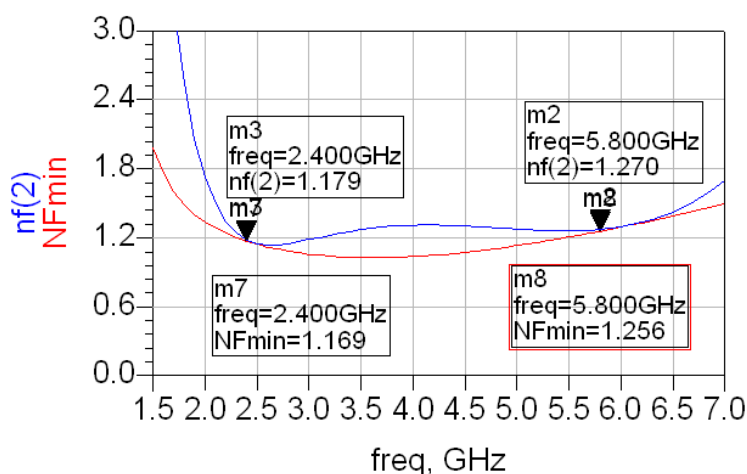
Som nevnt i designdelen kapittel 3.1 viste den mindre seg transistoren å være dårlig støymessig i møtet med reelle spoler, slik at det ble i stedet brukt en større transistor med lavere gatespenning. Transistoren brukt til forsterkning ble forstørret til 30  $\mu\text{m}$  og 5 fingre, mens den ble forspenning med en gatespenning på -0,3V. Det ble også lagt inn feedback og en liten spole ved source for å øke stabilitet uten å tape unødvendig forsterkning ved 5,8 GHz (som forklart i kapittel 3.5). Utgangen ble matchet med tanke på forsterkning. Endelig design av trinn 1, matchet til begge frekvensbåndene, er vist i Figur 53. Merk at forspenningen av transistoren skjer på en enkel måte ved innføring gjennom to spoler inngangsnettverket, og at feedbacken er ganske svak (OBS: I figuren er ikke resistans R3 reell. Det er derimot simulert med en resistans av typen High Value, med bredde 11  $\mu\text{m}$ .)

Tabell 1: Spesifikasjoner, trinn 1

	2,4 GHz	5,8 GHz
NF (støyfaktor)	1,18 dB	1,27 dB
Forsterkning (S21)	16,9 dB	12,6 dB
1 dB kompresjonspunkt (inneffekt)	-10,7 dBm	-3,2 dBm
Strømtrekk	15,7 mA	
DC forsyningsspenning	2,0 V	
3 dB bånd	2-3 GHz	<6,7 GHz
S11	-8,27 dB	-12,2 dB
S22	-12,6 dB	-17,2 dB
S12	-23,6 dB	-20,2 dB
Ubetinget stabil		
$K_{\min}$ (min. stab. faktor)	1,06	

Tabell 1 oppsummerer trinnets egenskaper for de to frekvensene.

#### 4.3.1. Støy



Figur 54: Minimum og oppnådd støyfaktor, trinn 1

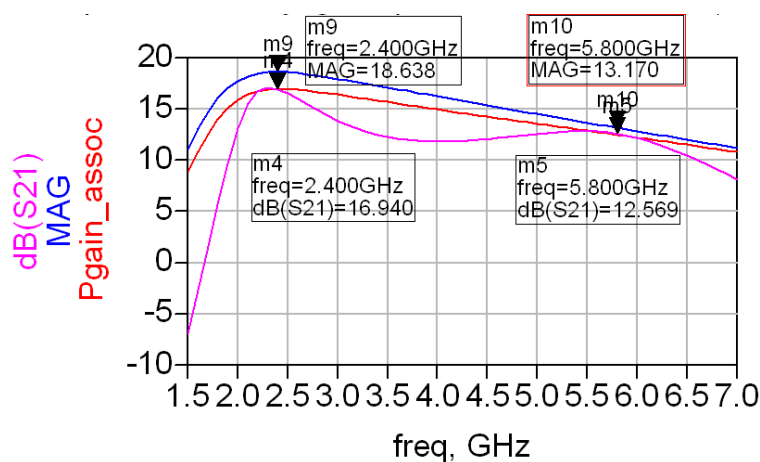
Designets støykurve er gitt i Figur 54. Den viser at støyfaktoren ved begge frekvenser er bedret med ca 0,3 dB ved 2,4 GHz og ca 0,5 dB ved 5,8 GHz, sammenlignet med støykurven ved bruk av den



mindre transistoren (se kapittel 4.2.3). Figuren viser videre at støyfaktoren er 0,010dB og 0,014 dB høyere enn minimum ved hhv 2,4 GHz og 5,8 GHz. Dette er en meget god match med tanke på at det er en dualband forsterker med reelle komponenter. Det går også tydelig frem av figuren av støymatchen holder seg brukbart lav over et stort frekvensbånd, fra 2 GHz til over 7 GHz.

Sammenlignet med tallene for minimum støyfaktor i selve transistoren, som er gitt i kapittel 3.2.2, er derimot tallene ikke like gode. Støyfaktoren er ved 2,4 GHz nesten 0,9 dB og ved 5,8 GHz over 0,5 dB høyere enn minimum støyfaktor gitt av transistoren. Dette har to hovedgrunner. En åpenbar grunn er selvsagt feedbacken, hvor en resistans blir koblet til gate på transistoren. Den andre hovedgrunnen er som ved alle reelle design at det er brukt spoler i inngangsnettverket, siden ingen reelle spoler har null resistans.

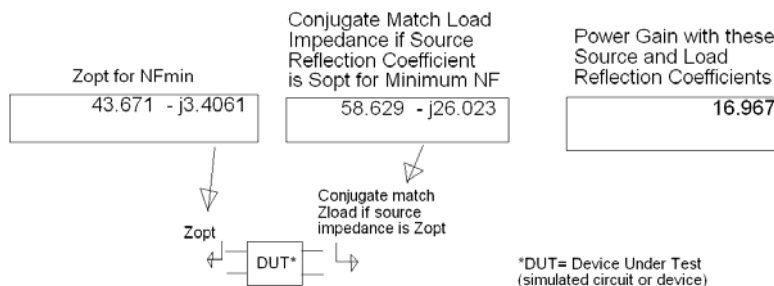
### 4.3.2. Forsterkning



Figur 55: Forsterkningskurver, trinn 1

Figur 55 viser aktuelle forsterkningskurver for trinn 1. Den rosa kurven er oppnådd forsterkning, blå kurve er maksimalt tilgjengelig forsterkning og rød kurve er maksimalt tilgjengelig forsterkning ved minimum støyfaktor (dvs. ved støymatch). Som figuren viser så er forsterkningen ved 2,4 GHz ca 1,7 dB lavere enn maksimal forsterkning, mens den ved 5,8 GHz bare er ca 0,6 dB lavere. Pga. god støymatch er også rosa og rød kurve ganske like ved de to frekvensene. Det som derimot bør merkes er at trinnet har forsterkning over et veldig stort frekvensområde; forsterkningen er over 10 dB fra litt under 2 GHz til så vidt over 6,5 GHz. Dette kunne potensielt bli et problem for forsterkeren, men det ble løst i trinn 2.

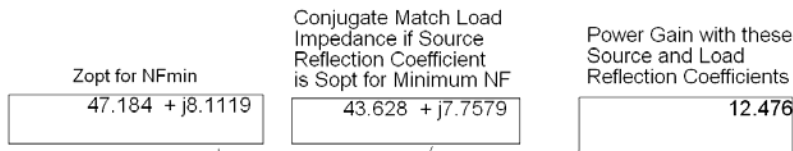
### 4.3.3. Inngangs- og utgangsmatch



Figur 56: Kilde- og lastimpedans ved minimum støyfaktor, ved 2,4 GHz, trinn 1

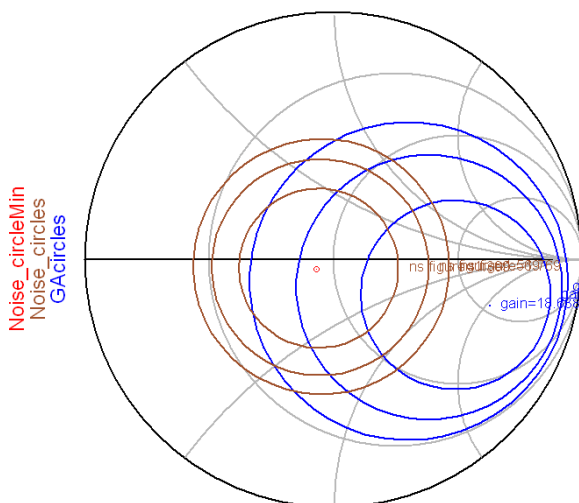
Figur 56 viser noen tall som gir en indikasjon på hvor god inngangs- og utgangsmatchen ved 2,4 GHz er. Boksen til venstre viser optimal kildeimpedans, dvs. kildeimpedans for minimum støyfaktor, og skulle ideelt vært 50 Ω. Det er likevel et ganske lite avvik, noen som også bekreftes ved støykurven.

Boksen midt i viser optimal lastimpedans, forutsatt at kildeimpedansen er optimal, og skulle også ideelt vært 50 Ω. Helt til høyre vises hvor høy forsterkning som ville vært oppnåelig ved optimal kilde- og lastimpedans, og vi ser at forskjellen fra oppnådd forsterkning (kapittel 4.3.2) er veldig liten (ca 0,03 dB).

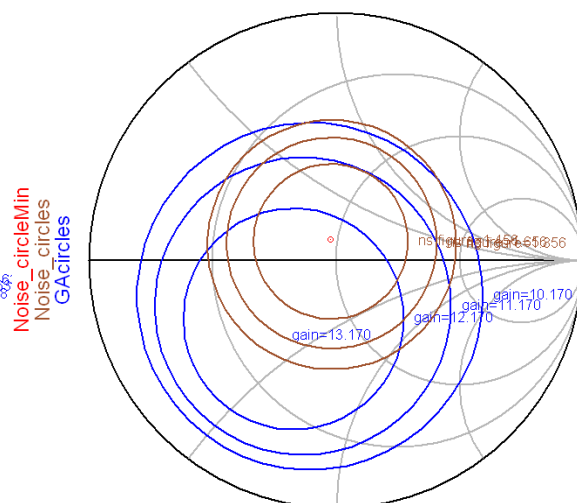


Figur 57: Kilde- og lastimpedans ved minimum støyfaktor, ved 5,8 GHz, trinn 1

Figur 57 viser tilsvarende tall for 5,8 GHz, og vi ser også her at det er relativt god støymatch mot 50 Ω. Det kan likevel observeres at faktisk forsterkning er høyere enn maks forsterkning ved perfekt støymatch (ca. 0,1 dB).



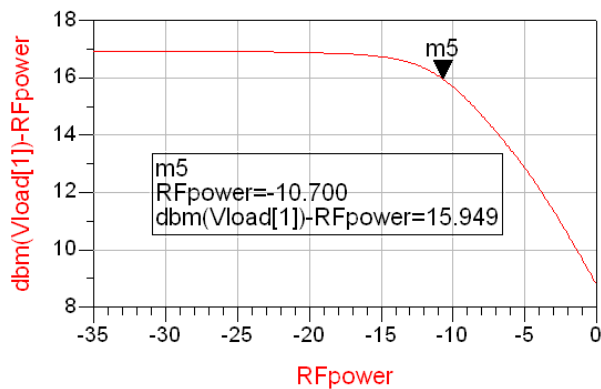
Figur 58: Støy- og forsterknings sirkler i smithkartet, ved 2,4 GHz, trinn 1



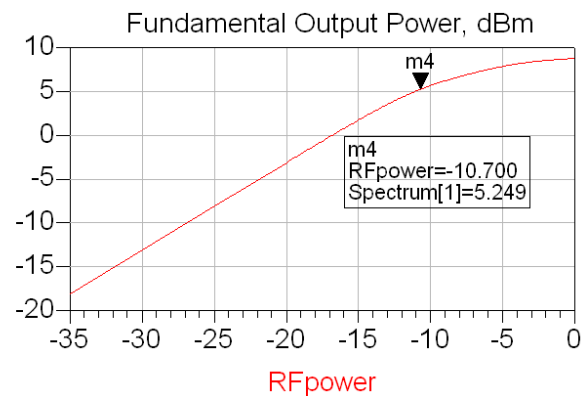
Figur 59: Støy- og forsterknings sirkler i smithkartet, ved 5,8 GHz, trinn 1

Figur 58 og Figur 59 viser hvordan støy og forsterkning ligger i smith-kartet med tanke på kildeimpedans for hhv 2,4 GHz og 5,8 GHz. Det røde punktet er optimal kildeimpedans, de brune sirklene viser hvordan støyfaktoren endrer seg (0,2 dB for hver sirkel) når kildeimpedansen endres, mens de blå sirklene viser tilsvarende for forsterkningen (1 dB per sirkel). Figurene viser at optimal kildeimpedans for støy ved de to forskjellige frekvensene ligger veldig nær hverandre (og 50 Ω, som ligger ved krysningen mellom den nest minste grå sirkelen og reallinja ca midt i smithkartet).

#### 4.3.4. Linearitet/effekt

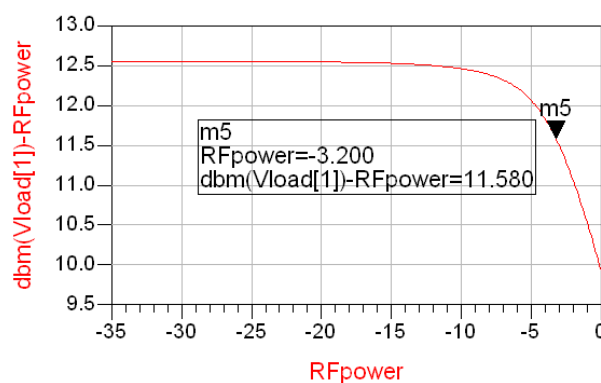


Figur 60: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, trinn 1

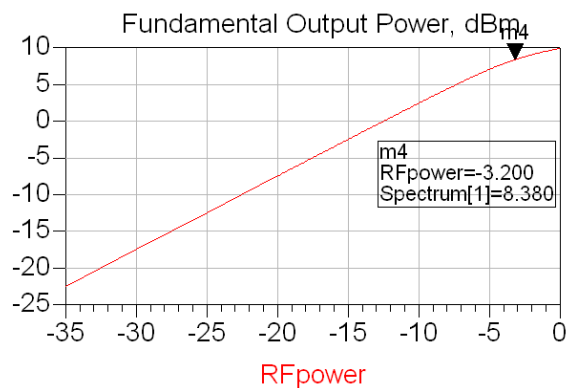


Figur 61: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, trinn 1

Figur 60 og Figur 61 viser at trinnet ved 2,4 GHz har 1 dB kompresjonspunkt ved -10,7 dBm inneffekt, og at utgangseffekten da er 5,2 dBm. Det ble ikke stilt noen krav til linearitet for forsterkeren, så resultatene er bare informative.



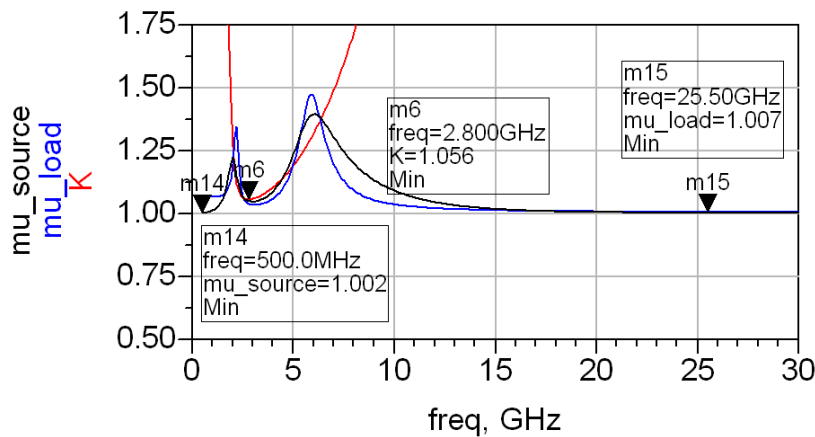
Figur 62: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, trinn 1



Figur 63: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, trinn 1

Ved 5,8 GHz er 1 dB kompresjon ved -3,2 dBm inneffekt (se Figur 62 og Figur 63), og uteffekten er da ca 8,4 dBm. Altså er trinnet noe mer lineær ved 5,8 GHz enn ved 2,4 GHz, men har til gjengjeld tilsvarende lavere forsterkning.

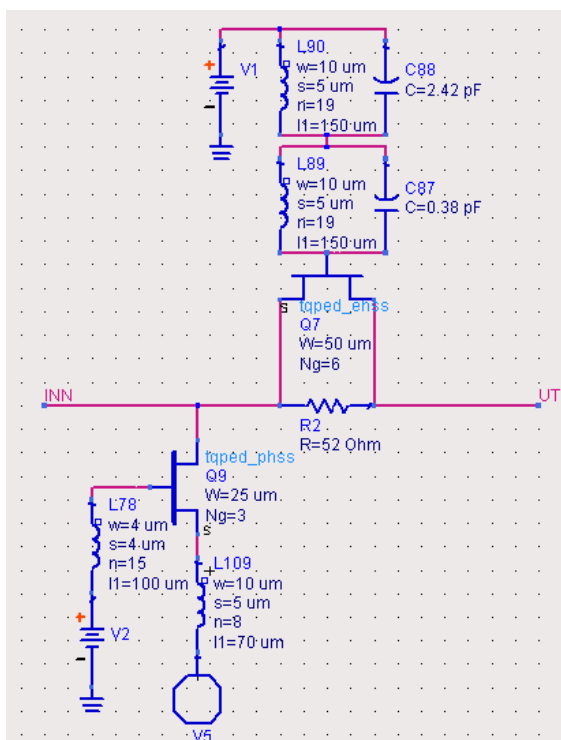
### 4.3.5. Stabilitet



Figur 64: K-faktor,  $\mu$ (source) og  $\mu$ (load) for trinn 1

Figur 64 viser viktige stabilitetskurver for trinn 1. Det sees av figuren at både K,  $\mu$ (source) og  $\mu$ (load) er større enn 1 mellom 0,5 GHz og 30 GHz, noe som tyder på at designet er stabilt. K-faktoren har et minimum ved 2,8 GHz, hvor den er ca 1,06. Det kan se ut som trinnet kan bli ustabil for lave frekvenser (<0,5 GHz) og veldig høye frekvenser (>30 GHz), men siden trinnet har meget stor demping i disse tilfellene (>60 dB) er det rimelig å anta stabilitet.

### 4.4. Demepeledd



Figur 65: Justerbart dempeledd, med reelle komponenter

	Ekvivalent induktans	
Spole	2,4 GHz	5,8 GHz
L78	1,42 nH	1,47 nH
L89	1,76 nH	1,88 nH
L90	1,76 nH	1,88 nH
L109	0,21 nH	0,21 nH

Det ferdige dempeleddet er vist i Figur 65. Det består prinsipielt av to regulerbare resistanser. Den ene står i serie og utgjøres av en enhancement mode transistor (Q7) i parallell med en resistans (R2). Den andre står mot jord og består av en depletion mode transistor (Q9) i serie med en spole (L109),

som har til hensikt å motvirke kapasitans i transistor Q9. Det går tydelig frem av figuren at det er koblet to parallellresonanser til gate på transistor Q7. Disse har resonansfrekvenser på 2,4 GHz og 5,8 GHz, og er nødvendig for å forhindre RF-lekkasje gjennom transistoren og ned til jord gjennom spenningskilden V1. Spole L78 har en tilsvarende funksjon for transistor Q9, men er langt fra like avgjørende (gir bedre match ved alle dempenivåer). Transistor Q9 kan anses som AV ved -2V og på ved 0V, mens transistor Q7 kan anses som AV ved -1 V og PÅ ved +0,9V.

Tabell 2 gir en oversikt over mulige dempenivåer ved forskjellige spenninger på kildene V1 og V2. Minimum dempning er ca 0,6 dB ved 2,4 GHz og ca 0,4 dB ved 5,8 GHz, mens maksimal dempning er ca 10,7 dB ved 2,4 GHz og ca 10,0 dB ved 5,8 GHz.

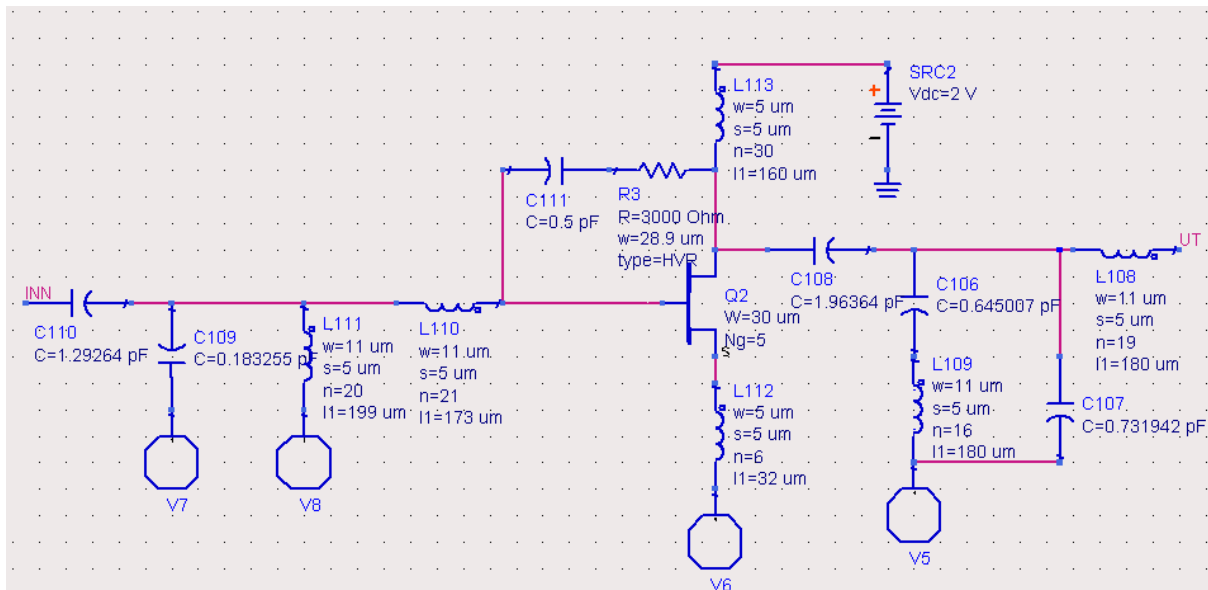
**Tabell 2: Styrespenninger og dempningsnivåer for dempeledd**

Styrespenning (V)		Dempning (dB)		S11 (dB)		S22 (dB)	
V1	V2	2,4 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	5,8 GHz
+0,9	-2	0,64	0,43	-50,9	-31,8	-48,5	-31,8
+0,5	-2	1,70	1,43	-19,6	-17,8	-19,6	-17,8
+0,5	-0,6	2,44	2,19	-32,9	-25,6	-25,1	-22,2
+0,5	-0,5	3,47	3,24	-20,0	-20,9	-39,4	-35,2
+0,5	-0,4	4,52	4,28	-13,9	-14,5	-23,7	-25,8
+0,5	-0,3	5,45	5,17	-11,0	-11,4	-19,1	-20,4
+0,5	-0,1	6,95	6,52	-8,0	-8,5	-15,2	-16,1
+0,4	-0,3	7,75	7,15	-13,2	-13,6	-17,4	-16,5
+0,4	-0,2	8,63	7,95	-10,6	-11,1	-18,8	-17,6
-1	-0,2	9,33	8,76	-11,0	-11,5	-15,3	-14,8
-1	0	10,74	9,97	-8,2	-8,8	-16,7	-16,0

Det går tydelig frem av tabellen at det er noe dårlig matching til 50  $\Omega$ , spesielt ved høyere demping. Da de to trinnene selv ikke har perfekt match til 50  $\Omega$ , trenger ikke dette bety at matchen blir dårlig i den ferdige forsterkeren.

Dempeleddet har et lite strømtrekk fra spenningskilden V1, men det er snakk om mindre enn 0,4 mA for alle styrespenninger.

## 4.5. Trinn 2



	Ekvivalent induktans	
Spole	2,4 GHz	5,8 GHz
L108	2,55 nH	2,75 nH
L109	2,37 nH	2,70 nH
L110	2,34 nH	2,47 nH
L111	3,41 nH	4,27 nH
L112	0,06 nH	0,06 nH
L113	4,66 nH	5,78 nH

Figur 66: Trinn 2, med reelle komponenter

Ferdig design for trinn 2 er vist i Figur 66. Merk spesielt at utgangsnettverket er forskjellig fra nettverket beskrevet i kapittel 3.7.3. Det er lagt inn en serieresonans i parallell med en kondensator, mot jord. Grunnen til dette er at det var nødvendig å dempe responsen i frekvensbåndet mellom 2,4 GHz og 5,8 GHz. Begge trinnene ble først for bredbåndet, slik at forsterkeren nesten kunne fungert som en UWB-forsterker. Serieresonansen (med resonansfrekvens på ca 4 GHz) fungerer derfor slik at frekvenser mellom båndene dempes mest mulig, uten å kompromittere 2,4 GHz og 5,8 GHz i særlig grad.

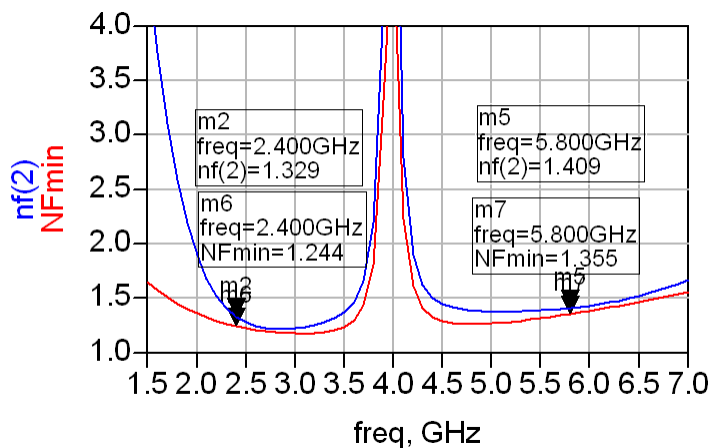
Tabell 3: Spesifikasjoner, trinn 2

	2,4 GHz	5,8 GHz
NF (støyfaktor)	1,33 dB	1,41 dB
Forsterkning (S21)	18,4 dB	15,6 dB
1 dB kompresjonspunkt (inneffekt)	-10,7 dBm	-8,9 dBm
Strømtrekk	31,7 mA	
DC forsyningsspenning	2,0 V	
3 dB bånd	1,9-2,9 GHz	5,3-6,4 GHz
S11	-10,6 dB	-7,56 dB
S22	-24,8 dB	-18,3 dB
S12	-24,1 dB	-23,0 dB

Ubetinget stabil	
$K_{\min}$ (min. stab. faktor)	1,13

Tabell 3 oppsummerer trinnets viktigste egenskaper.

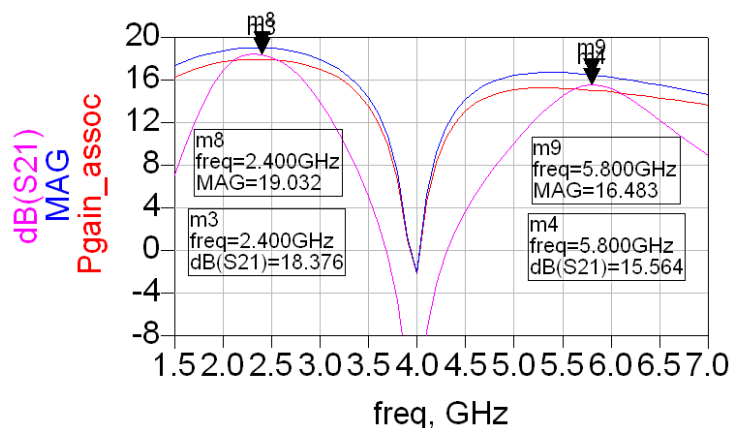
#### 4.5.1. Støy



Figur 67: Minimum og oppnådd støyfaktor, trinn 2

Figur 67 viser oppnådd støykurve og minimum støykurve for trinnet. Støyfaktoren er relativt god, selv om det ble lagt større vekt på forsterkning, og er mindre enn 0,2 dB høyere for hver frekvens sammenlignet med trinn 1. Pga. serieresonansen mot jord i utgangsnettverket går ikke overraskende støyfaktoren kraftig opp ved ca 4 GHz.

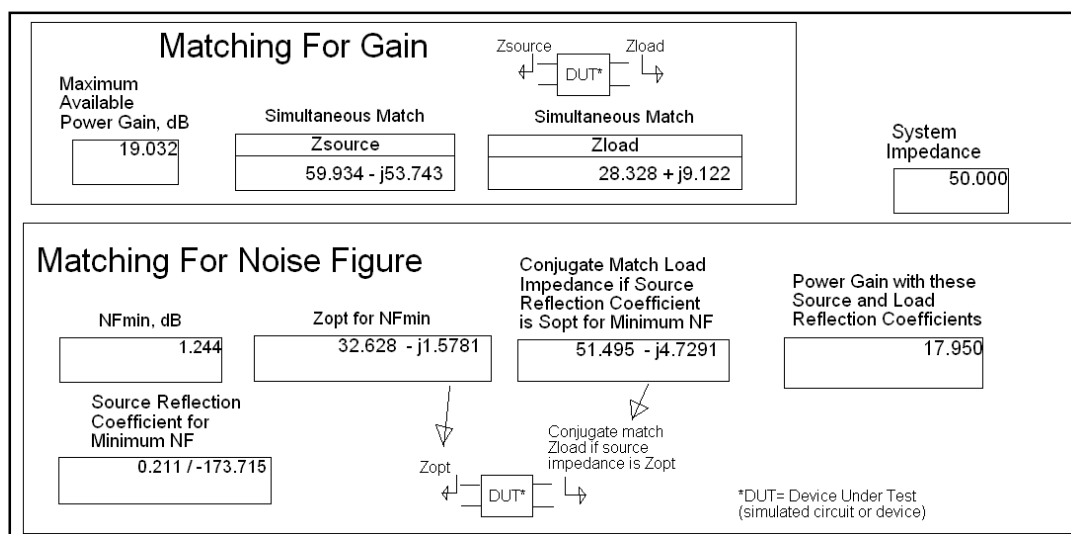
#### 4.5.2. Forsterkning



Figur 68: Forsterkningskurver, trinn 2

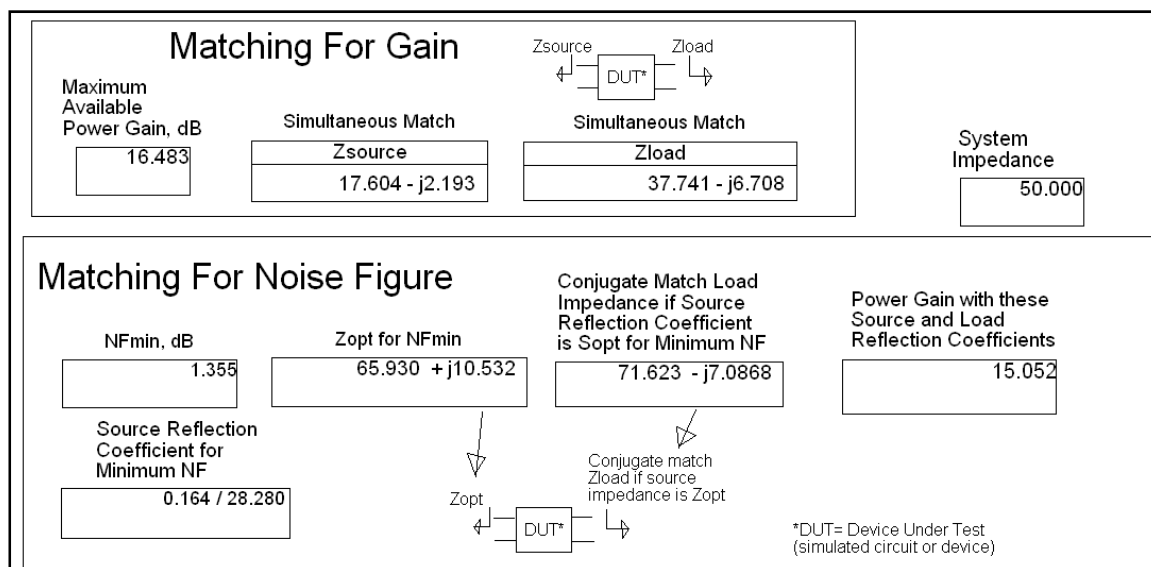
Figur 68 viser trinnets forsterkningskurver. Oppnådd forsterkning er ikke langt under maksimal forsterkning (mindre enn 1 dB for begge frekvenser), og ligger høyere enn oppnåelig forsterkning ved støymatch. Man ser her tydelig virkningen av serieresonansen i utgangsnettverket, da frekvenser rundt 4 GHz dempes kraftig (dempning ved 4 GHz er ca 15 dB).

### 4.5.3. Inngangs- og utgangsmatch



Figur 69: Kilde- og lastimpedans for minimum støyfaktor og forsterkning, ved 2,4 GHz, trinn 2

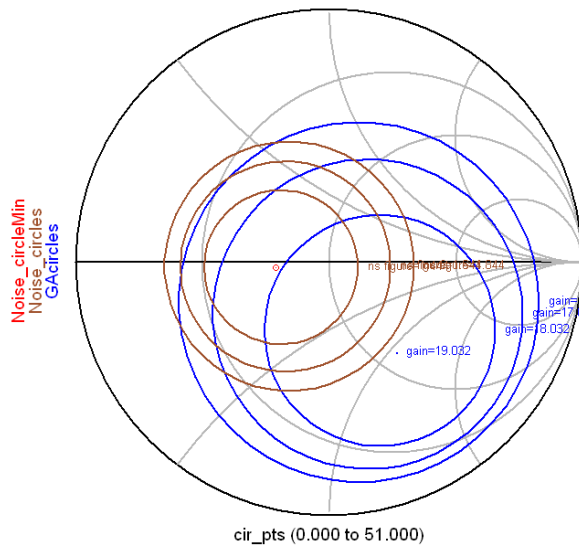
Figur 69 gir en indikasjon på hvordan inngangs- og utgangsmatchen er ved 2,4 GHz. Man ser at maksimal forsterkning ved støymatch er ca 18 dB, og at maksimal forsterkning er 19 dB. Dvs. det er bare 1 dB forskjell, noe som kan tyde på at støy- og forsterkningsmatch ligger nær hverandre i smithkartet. Hadde de vært på samme punkt og trinnet hatt perfekt match både på inngang og utgang ville de fire samsvarende komplekse verdiene i figuren vært nøyaktig 50 Ω.



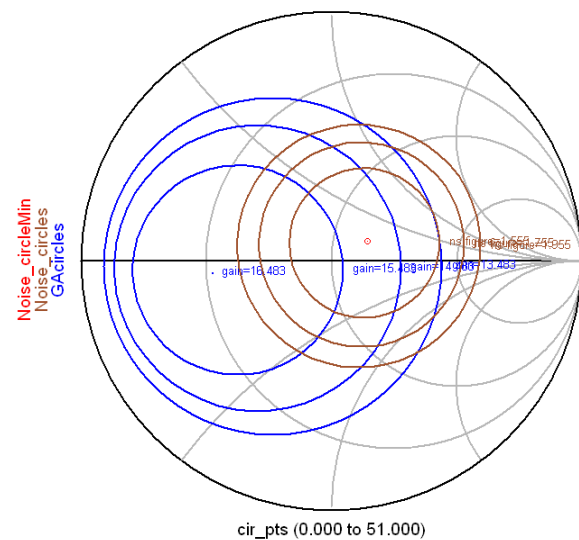
Figur 70: Kilde- og lastimpedans for minimum støyfaktor og forsterkning, ved 5,8 GHz, trinn 2

Figur 70 viser tilsvarende tall for 5,8 GHz. Det er her en litt større forskjell mellom maksimal forsterkning og forsterkning ved støymatch, men forskjellen er også her ganske liten (1,5 dB).





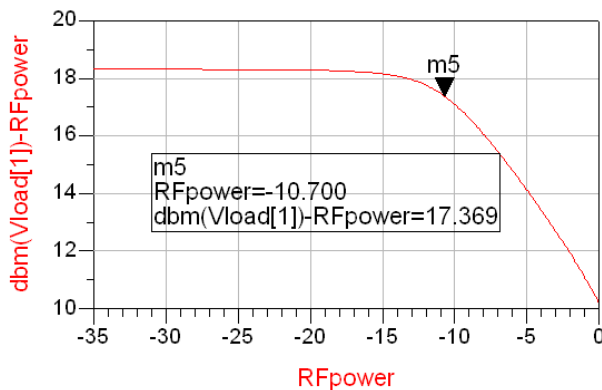
Figur 71: Støy- og forsterknings sirkler i smithkartet, ved 2,4 GHz, trinn 2



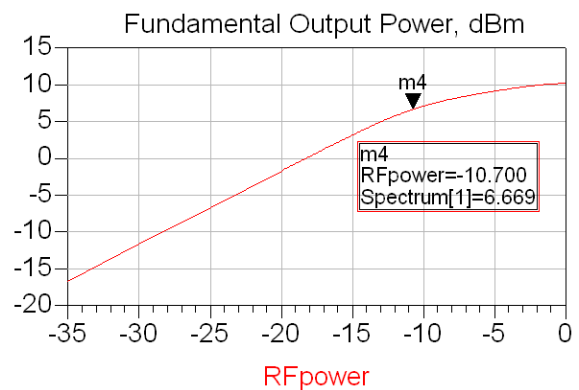
Figur 72: Støy- og forsterknings sirkler i smithkartet, ved 5,8 GHz, trinn 2

Figur 71 og Figur 72 viser hvordan inngangsmatchen ligger i smithkartet, i forhold til støy og forsterkning. Avstanden mellom hver støysirkel (brun) utgjør 0,2 dB, mens avstanden mellom forsterkningssirklene (blå) er 1 dB.  $50 \Omega$  ligger i punktet hvor den nest minste grå sirkelen krysser reallinja (reaktans=0), ca midt i smithkartet. Figurene viser at for begge frekvensene ligger  $50 \Omega$  nærmere minimum støy enn maksimal forsterkning, men at det er en ganske god balanse mellom lav støy og forsterkning (som ønsket).

#### 4.5.4. Linearitet/effekt

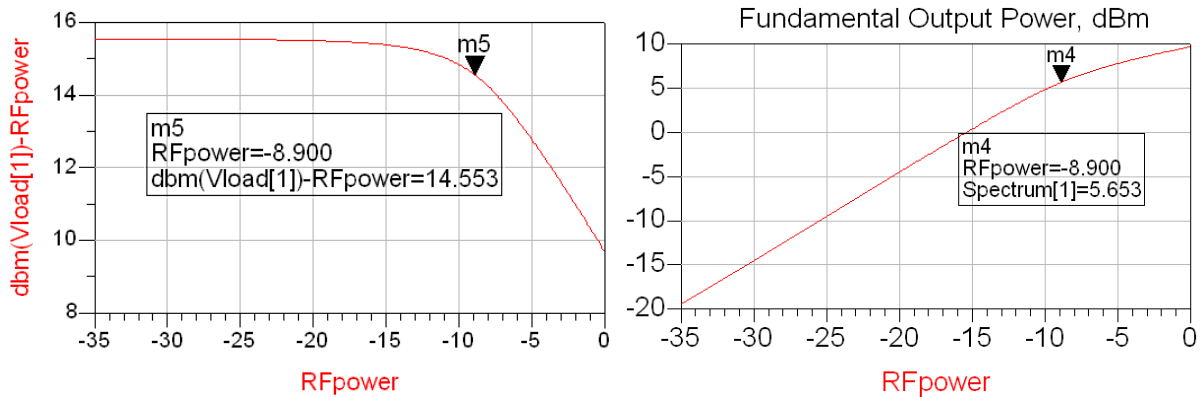


Figur 73: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, trinn 2



Figur 74: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, trinn 2

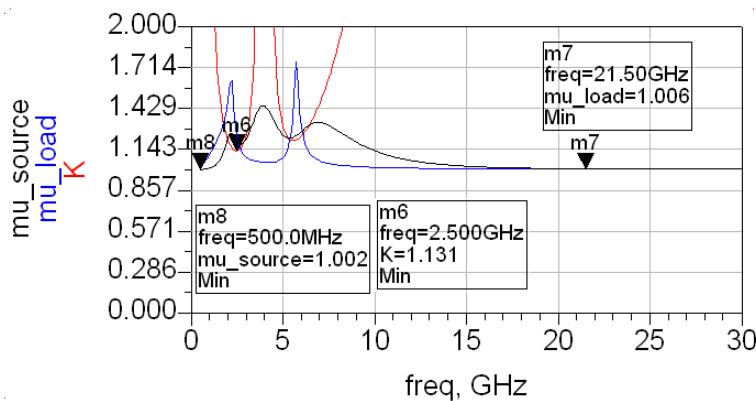
Figur 73 og Figur 74 viser at trinnet ved 2,4 GHz har 1 dB kompresjonspunkt ved -10,7 dBm inneffekt, og at utgangseffekten da er 6,7 dBm. Dette er samme inneffekt som i trinn 1, men (selvsagt, da trinnet har høyere forsterkning) noe høyere uteffekt. Dette ville vanligvis kunne bli et problem, siden trinn 2 ville gått fort i metning. I denne forsterkeren er det derimot et dempningsledd nettopp for å dempe ved høy effekt på inngangen, slik at dette ikke skulle bli et problem.



Figur 75: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, trinn 2      Figur 76: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, trinn 2

Figur 75 og Figur 76 viser at trinnet ved 5,8 GHz har 1 dB kompresjon ved -8,9 dBm inneffekt og 5,7 dBm uteffekt. Altså er inneffekten noe høyere enn ved 2,4 GHz, mens uteffekten er lavere.

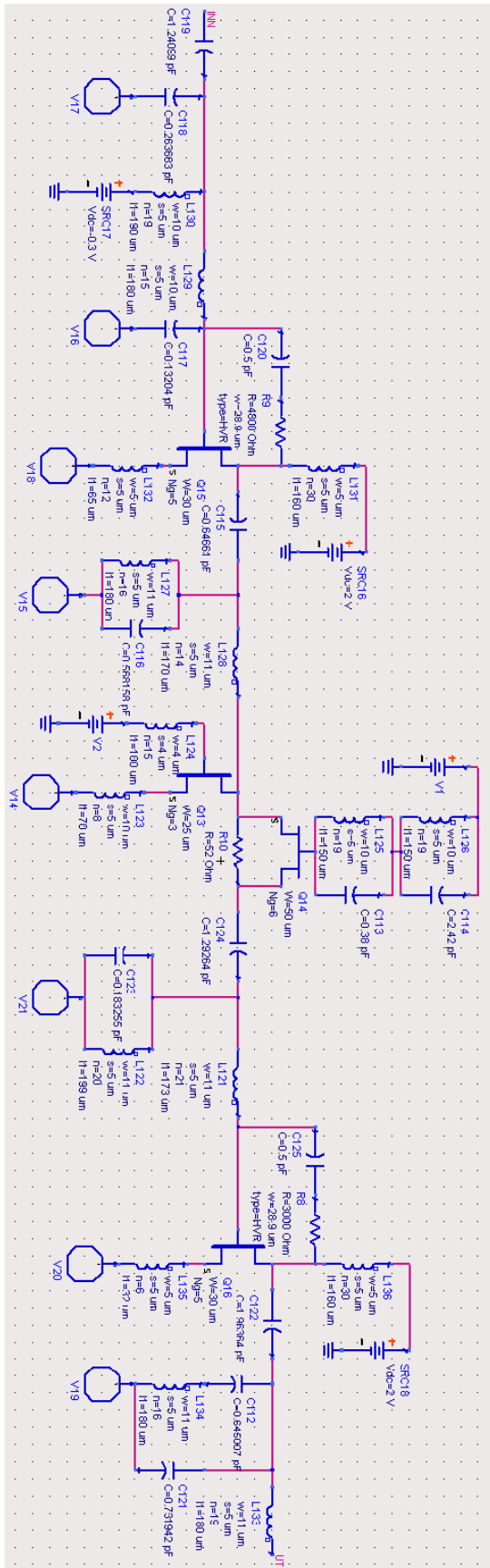
#### 4.5.5. Stabilitet



Figur 77: K-faktor,  $\mu(\text{source})$  og  $\mu(\text{load})$  for trinn 2

Figur 77 viser at  $\mu(\text{source})$ ,  $\mu(\text{load})$  og K-faktoren er alle over 1 i intervallet 0,5-30 GHz.  $\mu(\text{source})$  har et minimum i den lave enden av intervallet, hvor den er bare så vidt over 1.  $\mu(\text{load})$  har et minimum ved ca 21,5 GHz, hvor også den er bare så vidt over 1. K-faktoren har derimot et minimum på 1,13, ved 2,5 GHz. Utenfor båndet 0,5-30 GHz er dempingen større enn 33 dB, slik at det er rimelig å anta ubetinget stabilitet.

#### 4.6. Ferdig forsterker (sammenkoblet)



Figur 78: Ferdig forsterker, med reelle komponenter

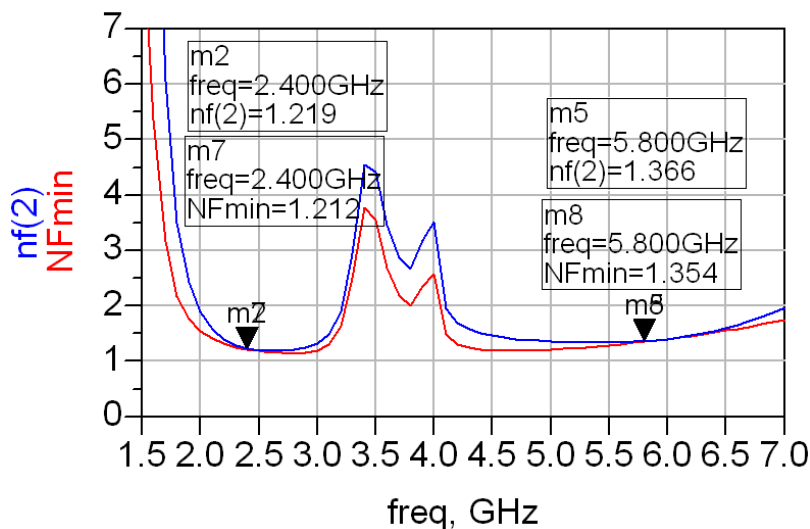
Figur 78 viser begge trinnene koblet sammen med dempeleddet mellom. Alle resultater som presenteres er, hvis ikke annet er presisert, med dempeleddet i AV-modus (med de følger dette medfører, se kapittel 4.4).

Tabell 4: Spesifikasjoner for ferdig forsterker

	2,4 GHz	5,8 GHz
NF (støyfaktor)	1,22 dB	1,37 dB
Forsterkning (S21)	34,4 dB	27,8 dB
1 dB kompresjonspunkt (inneffekt)	-26,7 dBm	-21,0 dBm
Strømtrekk	47,4 mA	
DC forsyningspenning	2,0 V	
3 dB bånd	2,2-2,8 GHz	5,4-6,3 GHz
S11	-11,0 dB	-8,36 dB
S22	-17,0 dB	-20,5 dB
S12	-48,6 dB	-43,5 dB
Ubetinget stabil		
$K_{\min}$ (min. stab. faktor)	2,22	

Tabell 4 oppsummerer forsterkerens viktigste egenskaper. Strømtrekk i dempeleddet er ikke inkludert, men dette er uansett lite (<0,4 mA) og eksisterer ved lav spenning (<1 V).

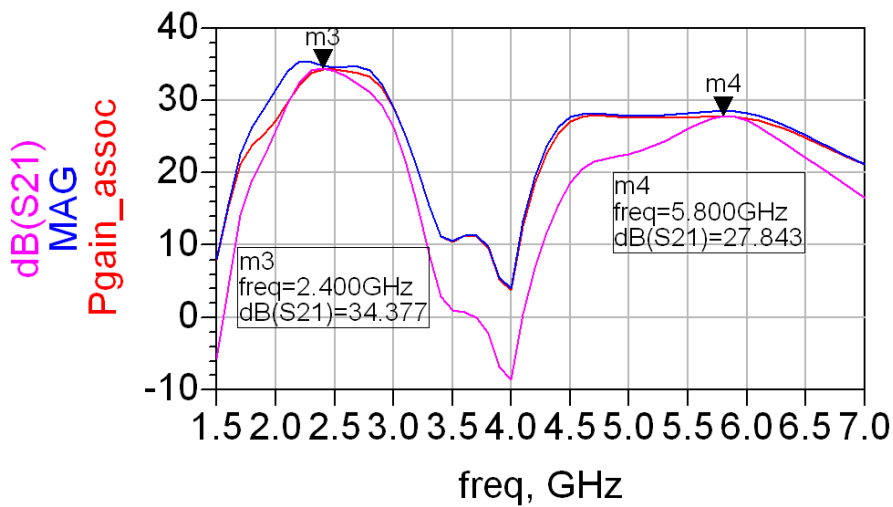
#### 4.6.1. Støy



Figur 79: Minimum og oppnådd støyfaktor for endelig forsterker

Støykurve og minimum støykurve er gitt i Figur 79. Det oppnås en støyfaktor på ca 1,22 dB ved 2,4 GHz og 1,37 dB ved 5,8 GHz, noe som må sies å være et godt resultat med tanke på resultatene fra tidlig i arbeidet (med rekonfigurerbarhet/dualband) hvor støyfaktor bare i første trinn gjerne var nær 2 dB eller høyere. Ved sammenkobling av de to trinnene og dempeleddet øker også støyfaktoren med mindre enn 0,1 dB ved begge frekvensene, sammenlignet med støyfaktoren i trinn 1 alene. Figuren viser også at støymatchen er veldig god ved begge frekvenser, da forskjellen mellom oppnådd støyfaktor og minimum støyfaktor er meget liten (0,007 dB ved 2,4 GHz og 0,012 dB ved 5,8 GHz).

#### 4.6.2. Forsterkning

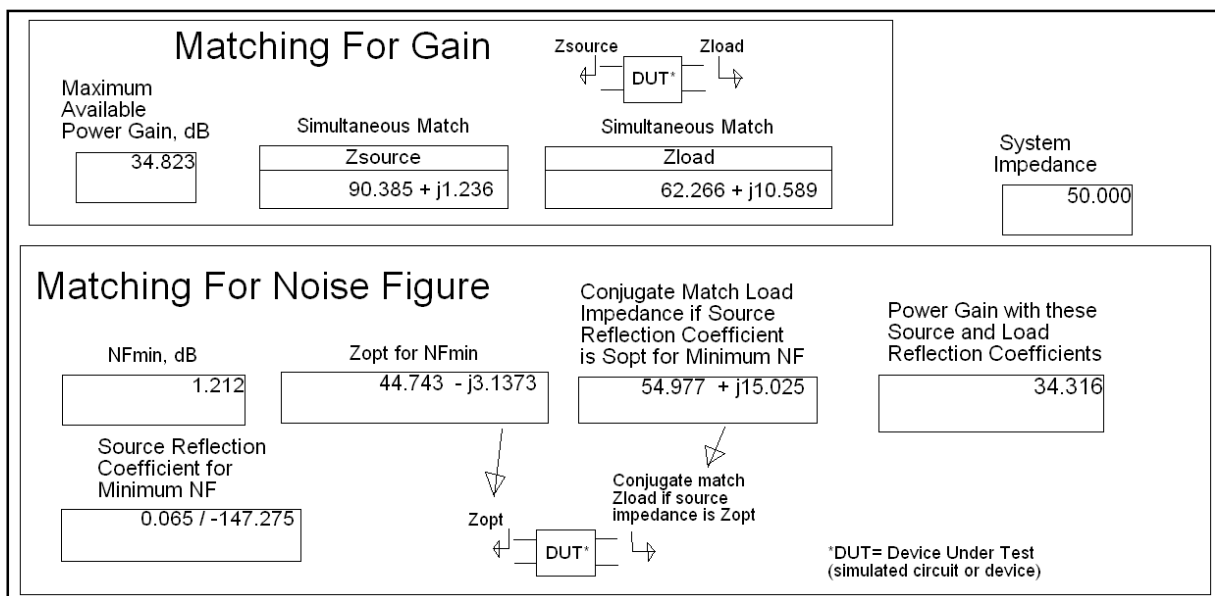


Figur 80: Forsterkningskurver for endelig forsterker

Kurver for forsterkning, maksimal forsterkning og oppnåelig forsterkning ved minimum støyfaktor er gitt i Figur 80. En ser her at forsterkeren oppnår en forsterkning på 34,4 dB ved 2,4 GHz og 27,8 dB ved 5,8 GHz. Forsterkeren har en noe bred karakteristikk rundt 5,8 GHz, med forsterkning på over 20 dB fra 4,6 GHz til 6,7 GHz, men dette skal ikke være problematisk. Ved 2,4 GHz er 3dB båndbredden ca 0,6 GHz, mens den ved 5,8 GHz er ca 0,9 GHz.

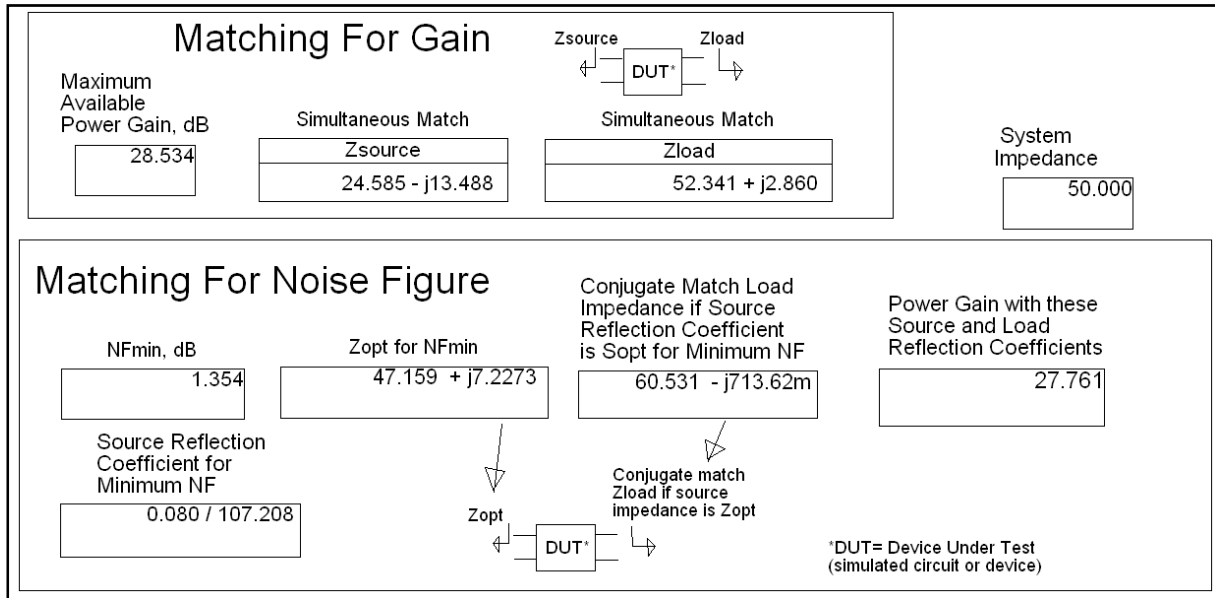
#### 4.6.3. Inngangs- og utgangsmatch

Matchingsegenskaper på inngang og utgang vil hovedsakelig være gitt av inngangsegenskapene til trinn 1 og utgangsegenskapene til trinn 2, med mindre avvik pga mismatch mellom trinnene og dempeleddet. For å vise at det er små endringer ved sammenkobling, gjengis likevel resultatene her.



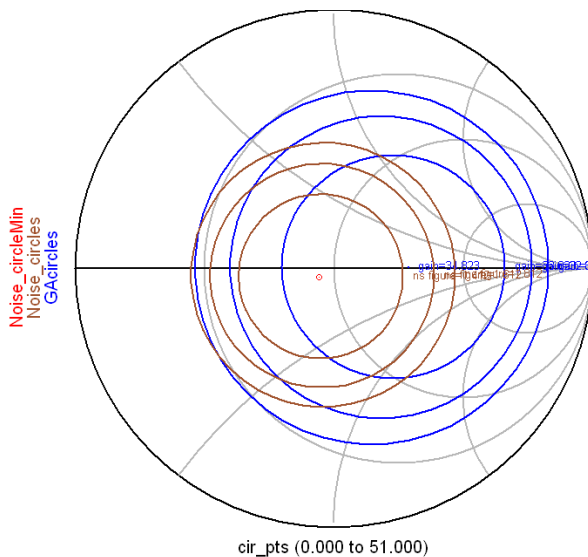
Figur 81: Kilde- og lastimpedans for minimum støyfaktor og forsterkning, ved 2,4 GHz, endelig forsterker

Figur 81 viser noen tall for matching ved 2,4 GHz. Ikke overraskende er optimal kildeimpedans for lav støyfaktor ganske nær  $50 \Omega$ , da trinn 1 ble matchet for støy. Sammenlignes denne optimale kildeimpedansen med den funnet i trinn 1 sees det at forskjellen er svært liten, og at den optimale kildeimpedansen har kommet litt nærmere  $50 \Omega$ . De optimale utgangsimpedansene (for støy og forsterkning) er derimot ikke de samme som for trinn 2, noe som antageligvis skyldes mismatch mellom trinnene.

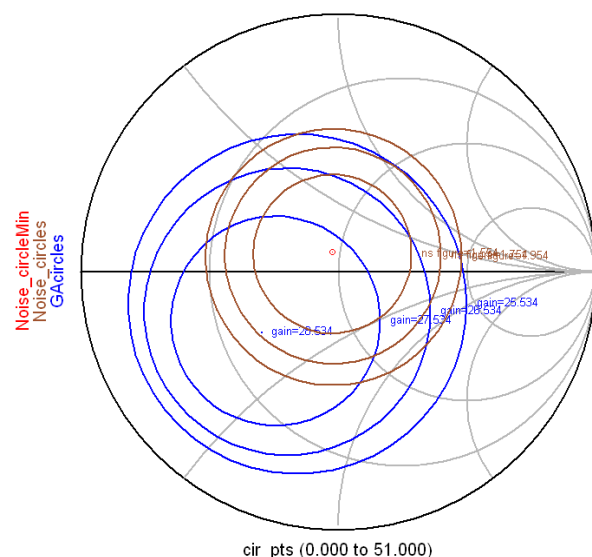


Figur 82: Kilde- og lastimpedans for minimum støyfaktor og forsterkning, ved 5,8 GHz, endelig forsterker

Figur 82 viser tilsvarende tall for 5,8 GHz, og man ser også her at forskjellen fra trinn 1 (i optimal kildeimpedans for støy) er veldig liten. Figuren viser også at utgangen er ganske nær match for forsterkning, og at det også her er avvik fra tallene for utgangen i trinn 2.



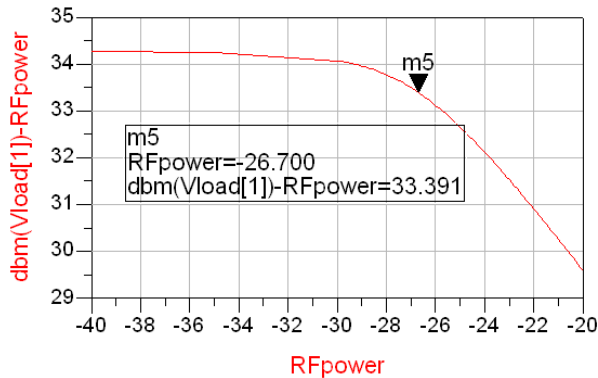
Figur 83: Støy- og forsterkningssirkler i smithkartet, ved 2,4 GHz, endelig forsterker



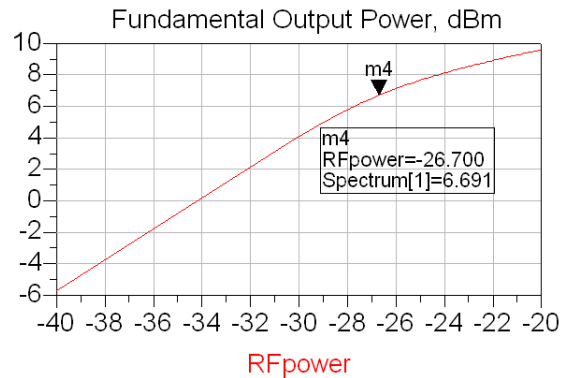
Figur 84: Støy- og forsterkningssirkler i smithkartet, ved 5,8 GHz, endelig forsterker

Figur 83 og Figur 84 viser hvordan inngangsmatchen ligger i smithkartet, for hhv 2,4 GHz og 5,8 GHz. Sammenlignet med resultatene fra trinn 1 er det ganske tydelig at støysirklene er ganske så like. Forsterknings-sirklene har derimot flyttet seg. Ved begge frekvensene har optimal kildeimpedans for forsterkning flyttet seg og kommet nærmere optimal kildeimpedans for støy.

#### 4.6.4. Linearitet/effekt

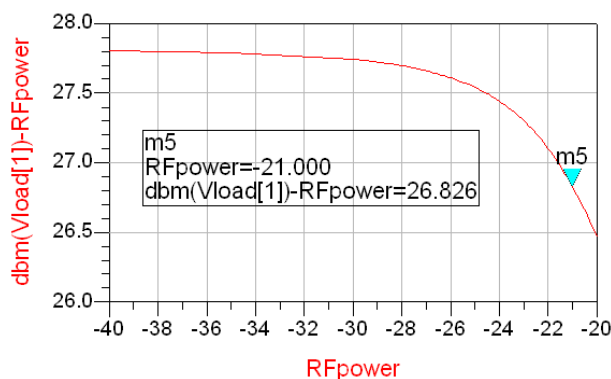


Figur 85: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, endelig forsterker

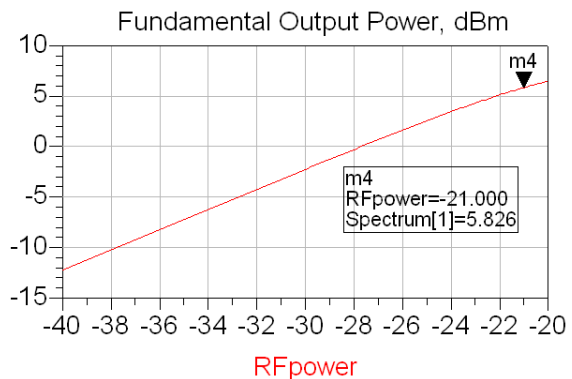


Figur 86: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 2,4 GHz, endelig forsterker

Figur 85 og Figur 86 viser at den komplette forsterkeren ved 2,4 GHz har 1 dB kompresjon ved -26,7 dBm inneffekt og at uteffekten da er 6,7 dBm. Dette er ikke et godt resultat, men som beskrevet tidligere ble det ikke stilt noe krav til linearitet. I tillegg er dette en lavstrøms (<50 mA totalt med 2V spenningskilde) lavstøysforsterker, så det er begrenset hvor stor effekt den kan klare å håndtere. Demepeleddet har også til hensikt å dempe ved store innsignaler.



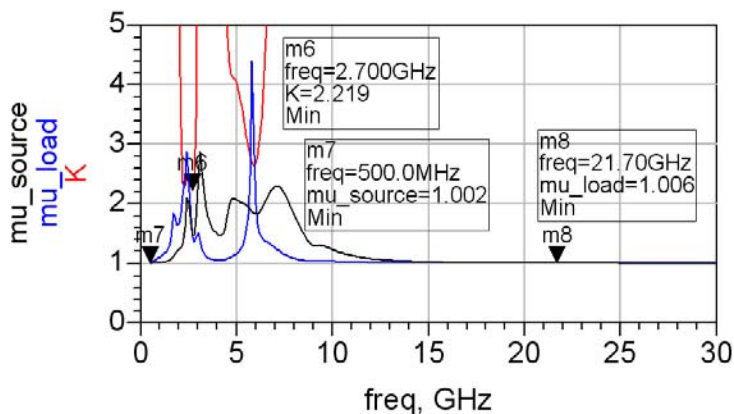
Figur 87: Forsterkning vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, endelig forsterker



Figur 88: Utgangseffekt vs. inngangseffekt ved 5,8 GHz, endelig forsterker

Figur 87 og Figur 88 viser at forsterkeren har et noe høyere 1 dB kompresjonspunkt ved 5,8 GHz (ikke overraskende da forsterkningen er lavere), med -21 dBm inneffekt og 5,8 dBm uteffekt.

#### 4.6.5. Stabilitet



Figur 89: K-faktor,  $\mu(\text{source})$  og  $\mu(\text{load})$  for endelig forsterker

K-faktoren,  $\mu(\text{source})$  og  $\mu(\text{load})$  er alle større enn 1 i frekvensintervallet 0,5-30 GHz. Utenfor dette intervallet er dempingen i forsterkeren større enn ca 100 dB. Det antas derfor ubetinget stabilitet.

#### 4.6.6. Med dempning

Her gis en oversikt over forsterkerens ytelse ved forskjellige dempningsnivåer. For informasjon om dempeleddet, se kapittel 4.4.

Tabell 5: Styrespenninger og tilsvarende forsterkningsnivåer for endelig forsterker

Styresp. (V)		S21 (dB)		NF (dB)		S11 (dB)		S22 (dB)	
V1	V2	2,4 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	5,8 GHz	2,4 GHz	5,8 GHz
+0,9	-2	34,4	27,8	1,22	1,37	-11,0	-8,36	-17,0	-20,5
+0,5	-2	33,6	26,3	1,24	1,40	-11,5	-10,4	-15,8	-16,9
+0,5	-0,6	32,8	25,8	1,25	1,42	-10,1	-9,92	-17,7	-18,2
+0,5	-0,5	31,6	25,0	1,26	1,48	-8,65	-9,22	-20,7	-19,8
+0,5	-0,4	30,4	24,2	1,29	1,54	-7,60	-8,59	-24,4	-21,5
+0,5	-0,3	29,4	23,5	1,32	1,62	-6,89	-8,09	-27,8	-22,9
+0,5	-0,1	27,7	22,5	1,40	1,77	-6,03	-7,42	-28,4	-24,1
+0,4	-0,3	27,6	20,7	1,57	2,04	-7,02	-9,34	-17,5	-16,0
+0,4	-0,2	26,6	20,0	1,67	2,20	-6,50	-8,72	-18,3	-16,4
-1	-0,2	26,0	18,9	1,82	2,49	-6,53	-8,88	-16,3	-14,9
-1	0	24,4	17,9	2,10	2,86	-5,86	-8,06	-17,2	-15,3

Tabell 5 viser noen viktige spesifikasjoner, og hvordan de utvikler seg ved endringer i dempeleddet. Det går tydelig frem at dempeleddet klarer maksimalt en demping på ca 10 dB, og at støyfaktoren øker mer for 5,8 GHz (1,5 dB) enn for 2,4 GHz (0,9 dB). Kanskje viktigere informasjon er hvordan inngangs- og utgangsmatchen endrer seg, og det er tydelig at inngangsmatchen (mot 50  $\Omega$ ) blir en del dårligere ved 2,4 GHz. Utgangsmatchen holder seg derimot litt mer stabil og blir bare bedre ved de større avvikene, mens 5,8 GHz får noe dårligere match ved større demping.



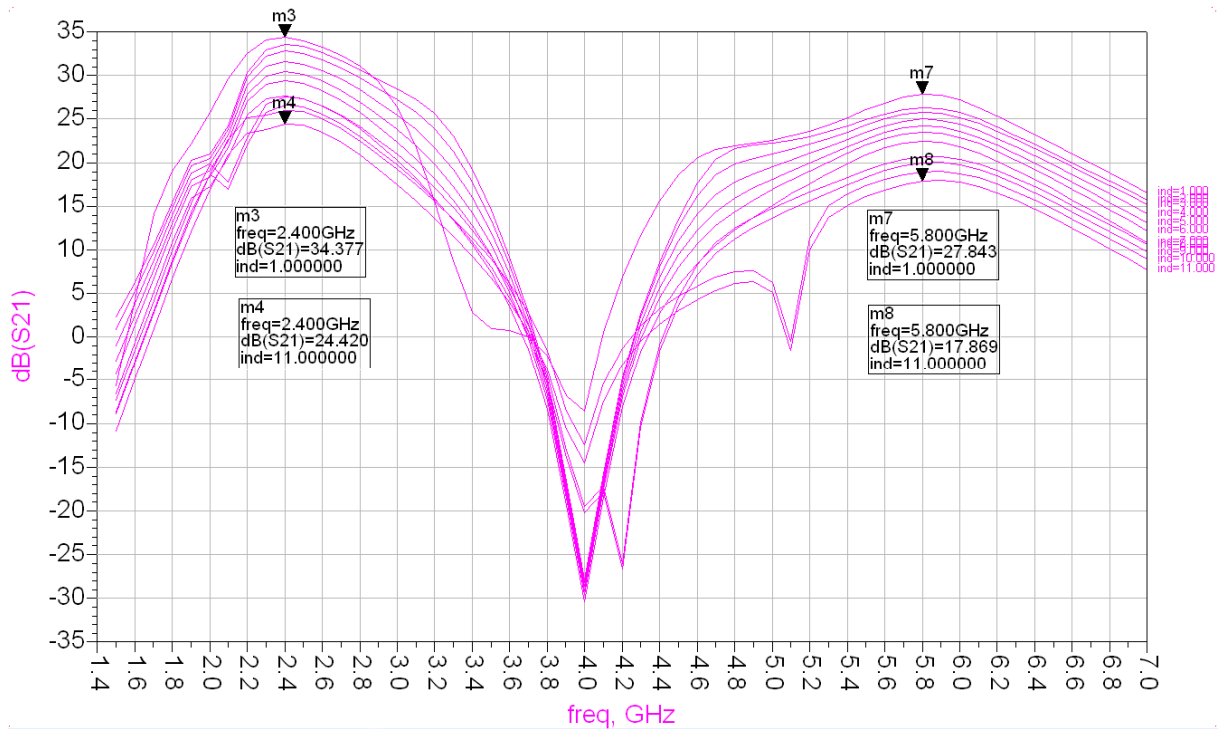
Ved observasjon av de forskjellige dempenivåene kan det spesielt legges merke til styrespenning  $V1=+0,4V$ ,  $V2=-0,3 V$ . Av tabellen for dempeleddet gitt i kapittel 4.4 skulle en forvente en større dempning ved 2,4 GHz og en mindre dempning ved 5,8 GHz. I stedet for å dempe i området 0,5-1 dB ekstra i forhold til forrige trinn får forsterkeren bare 0,1 dB ekstra dempning ved 2,4 GHz, og nesten hele 2 dB ved 5,8 GHz. Dette skyldes nok at inngangs- og utgangsimpedansene endrer seg på en slik måte at matchen ikke lenger er den samme. Tallene i tabellen for dempeleddet alene er forutsatt 50  $\Omega$  på inn- og utgang, mens utgangen på trinn 1 og inngangen på trinn 2 ikke er 50  $\Omega$ . Vi ser da dette resultatet fordi dempeleddet plutselig får en annen inngangs- og utgangsimpedans (som gir mer dempning for 5,8 GHz og mindre for 2,4 GHz), noe som er tydelig av S11 og S22 i Tabell 2.

**Tabell 6: Styrespenninger og tilsvarende 1 dB kompresjonspunkt for endelig forsterker**

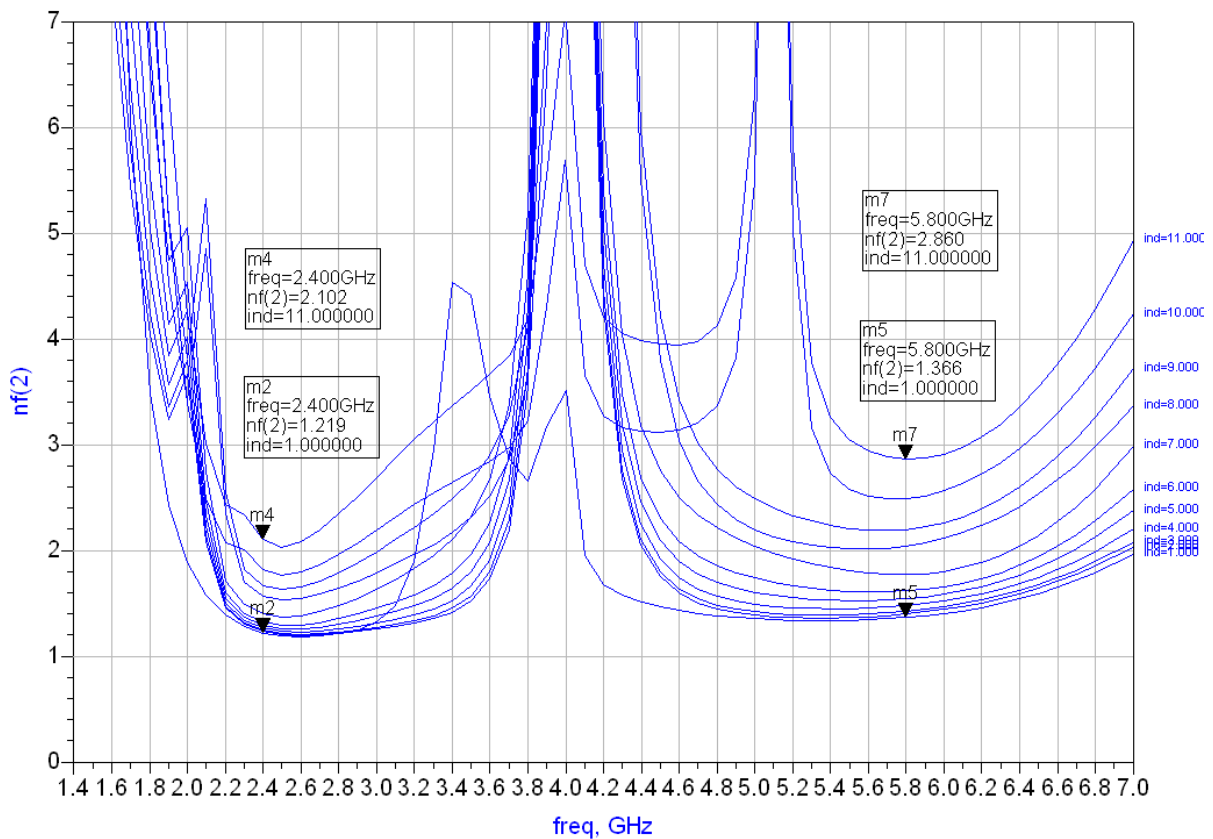
Styrespenning (V)		1 dB kompresjon, inneffekt (dBm)	
V1	V2	2,4 GHz	5,8 GHz
+0,9	-2	-26,7	-20,9
+0,5	-2	-25,7	-18,9
+0,5	-0,6	-26,3	-19,5
+0,5	-0,5	-25,1	-18,6
+0,5	-0,4	-23,7	-17,5
+0,5	-0,3	-22,6	-16,5
+0,5	-0,1	-20,6	-15,4
+0,4	-0,3	-20,1	-13,3
+0,4	-0,2	-18,9	-12,3
-1	-0,2	-19,5	-12,9
-1	0	-17,5	-11,5

Tabell 6 viser hvordan 1 dB kompresjonspunktet endrer seg etter som dempningen blir større. Ved maksimal dempning (10 dB ved 2,4 GHz og 9,9 dB ved 5,8 GHz) har 1 dB kompresjonspunktet økt med 9,2 dB ved 2,4 GHz og 9,4 dB ved 5,8 GHz. Dvs. forsterkeren klarer større effekt på inngangen ved dempning, men at den ikke tjener like mye på linearitet som den taper i forsterkning. Det kan også sees at 1 dB kompresjonspunktet i enkelte tilfeller blir lavere selv om dempningen blir større, og at det skjer ved store endringer i styrespenningene. Dette skyldes antageligvis endringer i inngangs- og utgangsimpedanser i dempeleddet.

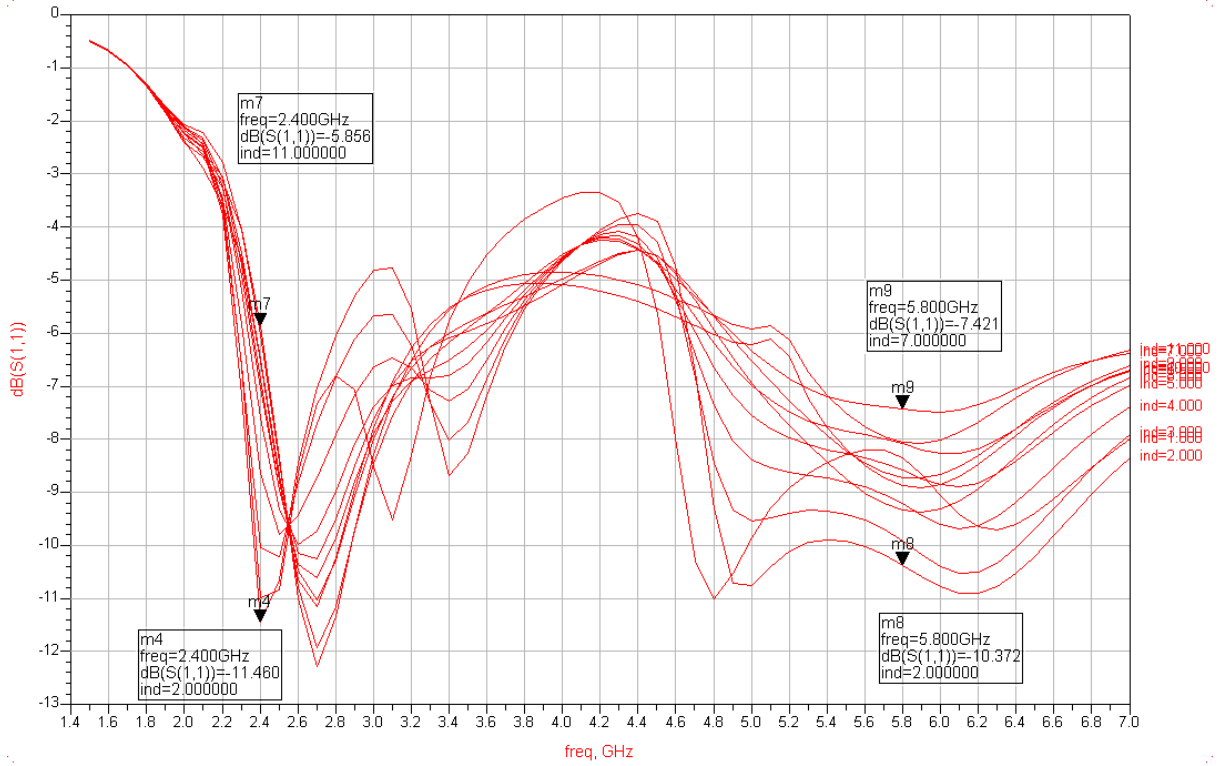
For å prøve å gi et bedre bilde av hvordan forsterkeren oppfører seg ved de forskjellige dempenivåene er kurver for forsterkning, støy, S11, S22 og stabilitet (K-faktor) gitt i Figur 90 til og med Figur 94. Parameteren "ind" indikerer dempningsnivå i henhold til tidligere tabeller, hvor dempningsnivå øker med økende "ind" (ind=1 er uten dempning).



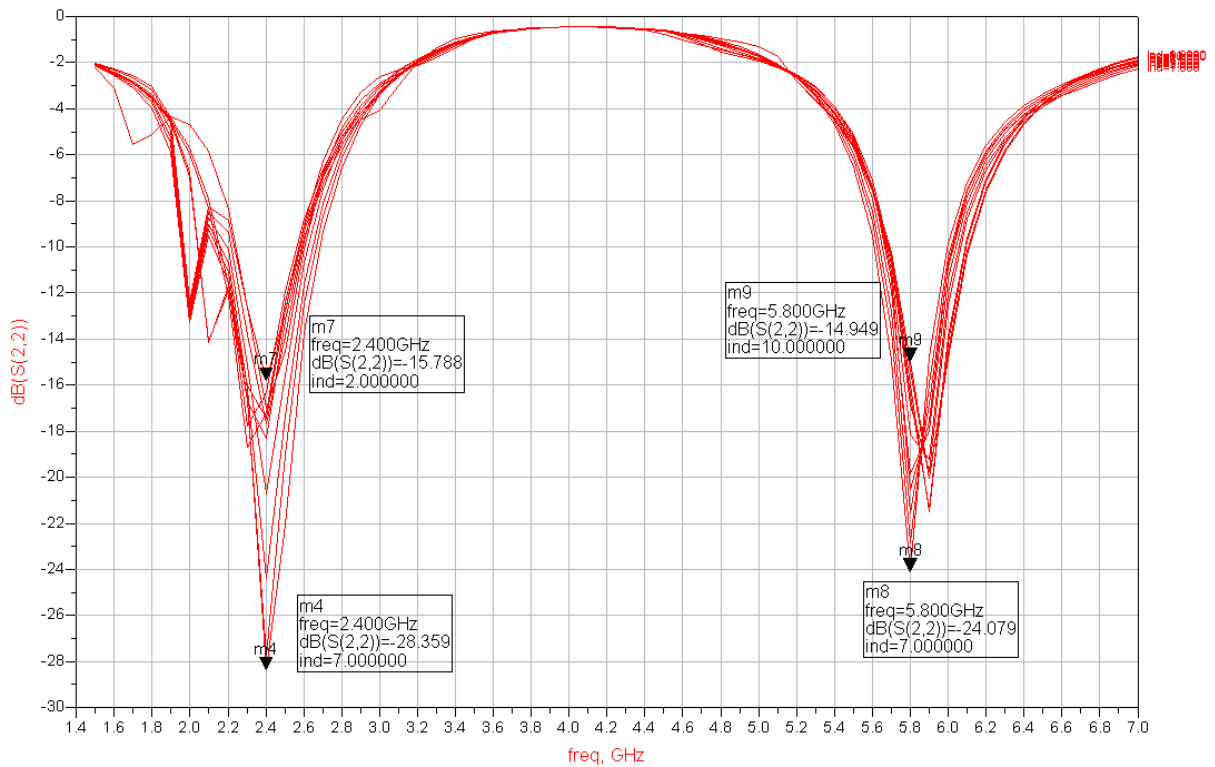
Figur 90: Forsterkningskurver for endelig forsterker ved spesifiserte dempenivåer



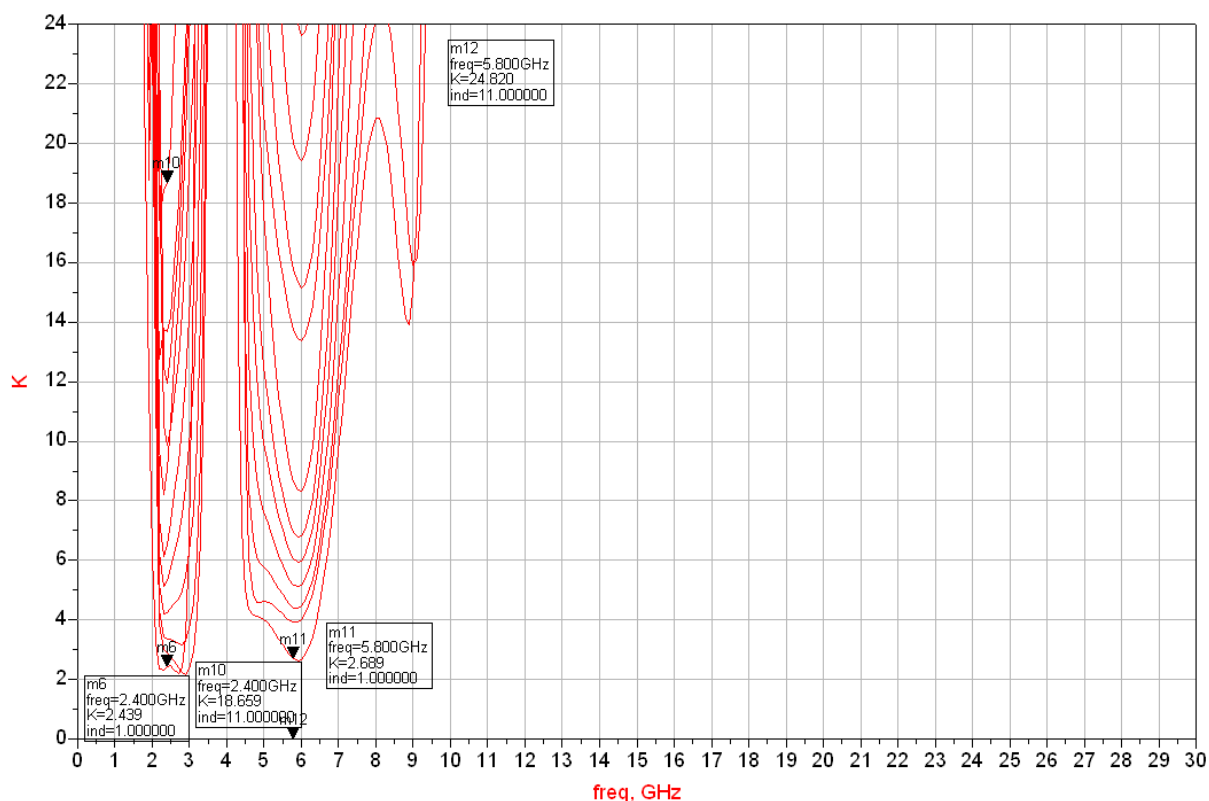
Figur 91: Støykurver for endelig forsterker ved spesifiserte dempenivåer



Figur 92: S11 for endelig forsterker ved spesifiserte dempenivåer



Figur 93: S22 for endelig forsterker ved spesifiserte dempenivåer



Figur 94: K-faktor for endelig forsterker ved spesifiserte dempenivåer

Figurene ovenfor bekrefter tallene i Tabell 5, men viser også noen interessante egenskaper utenfor frekvensbåndene. For eksempel blir forsterkningen bredere ved 2,4 GHz med dempning, da dempningen for lavere frekvenser blir noe større, men samtidig dempningen ved høyere frekvenser blir mindre. Samtidig får forsterkningskurven ved de to høyeste dempningsnivåene et lite lokalt minimum ved ca 5,1 GHz, noe som kanskje skyldes at det dannes en serieresonans mot jord (simulering viste at resistansnettverket i serie hadde en resonans ved ca 5,8 GHz).

Når det gjelder støykurvene er det ikke så veldig store endringer, bortsett fra at de to høyeste dempningsnivåene får et lokalt maksimum ved ca 5,1 GHz. Dette er i samsvar med resultatet i forsterkning.

Kurvene for S11 viser at beste match ved 2,4 GHz flytter seg noe i frekvens, og nærmer seg 2,7 GHz etter som dempningen øker. For 5,8 GHz er det mer tilfeldig. Merk at matchen mot 50 Ω er bedre (S11 lavere) ved første dempningstrinn enn uten dempning. Dette er også tilfellet ved flere dempningsnivåer ved 5,8 GHz.

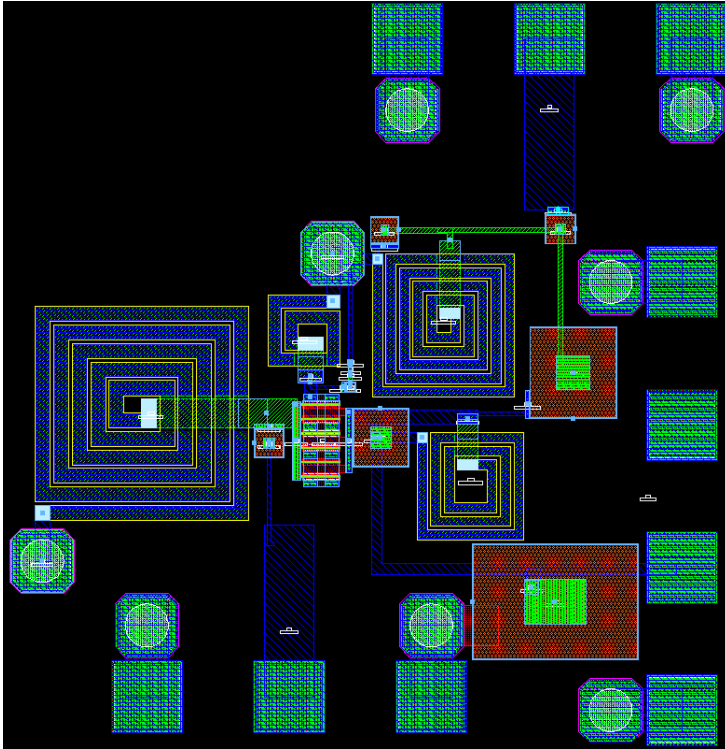
S22 viser liten endring i form, men får noe forskyvning av lokale minima.

Kurvene for K-faktor bekrefter det en kan forvente, stabiliteten øker med økt dempning (større tap => økt stabilitet).

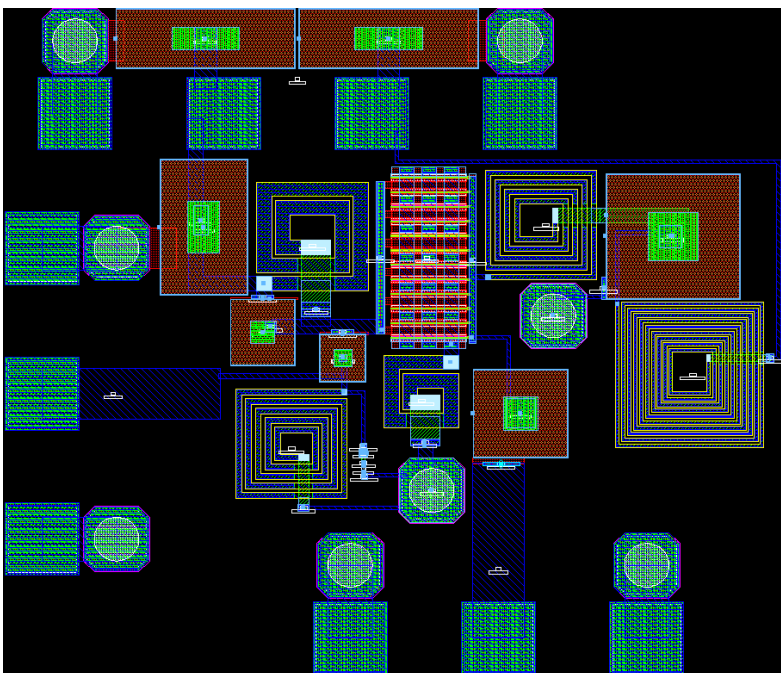
#### 4.7. Layout (prosjektoppgaven)

Ferdig DRC-godkjent layout av trinn 1, trinn 2 og ferdig forsterker er gitt i hhv Figur 95, Figur 96 og Figur 97. De største endringene fra arbeidet med layout under prosjektoppgaven er:

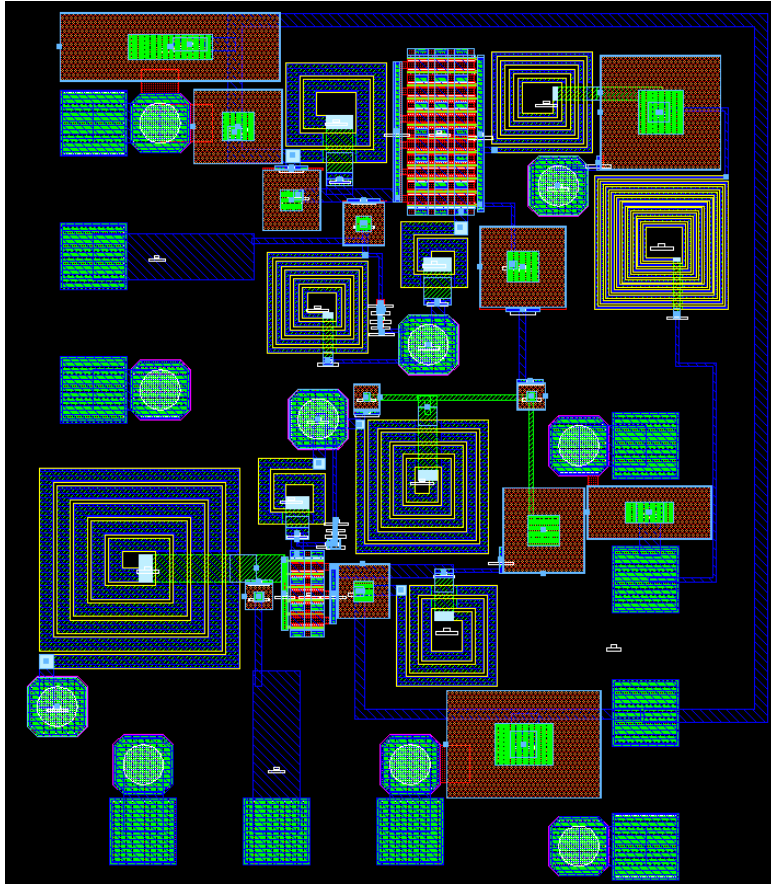
- En innføringspad for DC har blitt fjernet (av praktiske årsaker, og samtidig for å effektivisere chipareal)
- Flere kondensatorer mot jord (de fleste er rektangulære) har blitt lagt til ved DC-innføringspad'ene, for å sikre best mulig RF-jord ved DC-innføring
- Mange småting, for eksempel avstand fra linje til viahull og plassering av viahull til topplate på kondensator, har blitt endret slik at designene ikke bryter designregler



Figur 95: Ferdig layout av trinn 1



Figur 96: Ferdig layout av trinn 2



Figur 97: Ferdig layout av sammensatt forsterker

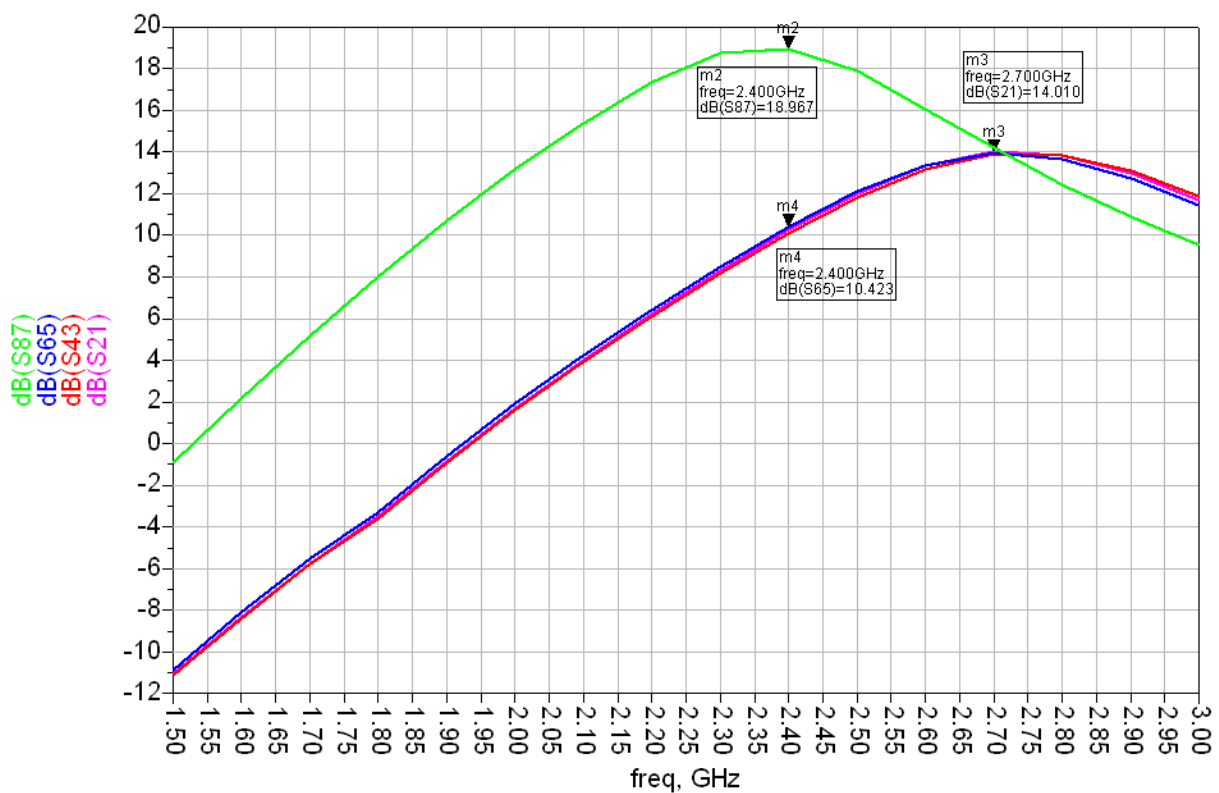
## 4.8. Målinger (prosjektoppgaven)

Her presenteres de viktigste resultatene fra målinger gjort på fysisk(e) chip(er). Før målinger på S-parametre ble utstyr kalibrert med LRRM (Line Reflect Reflect Match)-metoden, for å flytte referanseplanet helt ut til enden av probepadene.

### 4.8.1. S-parametre og stabilitet

Det ble for alle tre forsterkerne (trinn 1, trinn 2 og sammensatt forsterker) målt på tre forskjellige chiper.

#### Trinn 1

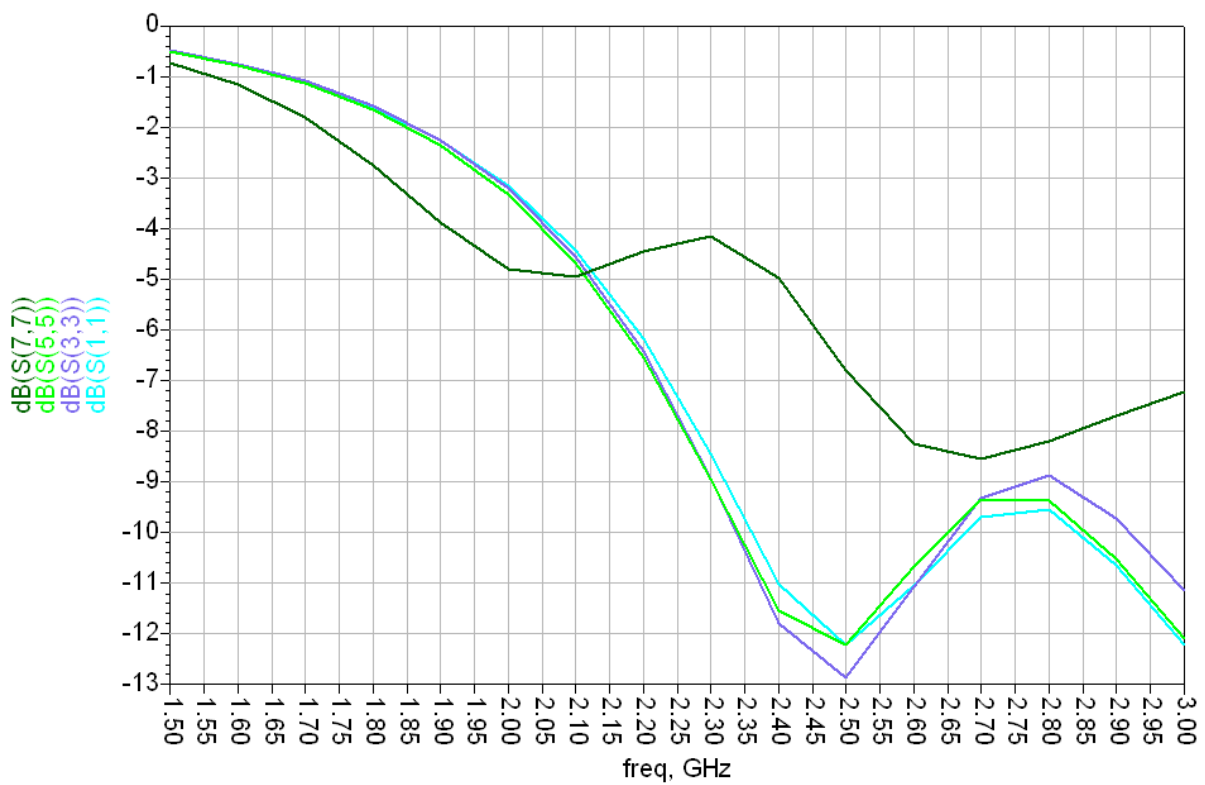


Figur 98: Simulert og målt forsterkning, trinn 1

Figur 98 viser forsterkning (S21) for trinn 1, med simulert verdi i grønn og de tre målte chipene i blå, rød og rosa. Det går tydelig frem av figuren at trinnet bommer i frekvens, med maksimum ved 2,7 GHz på ca 14 dB. Forsterkningen ved 2,4 GHz er så vidt over 10 dB, og er derfor nesten 9 dB lavere enn simulert forsterkning. Det er derimot lite forskjell mellom de målte resultatene.

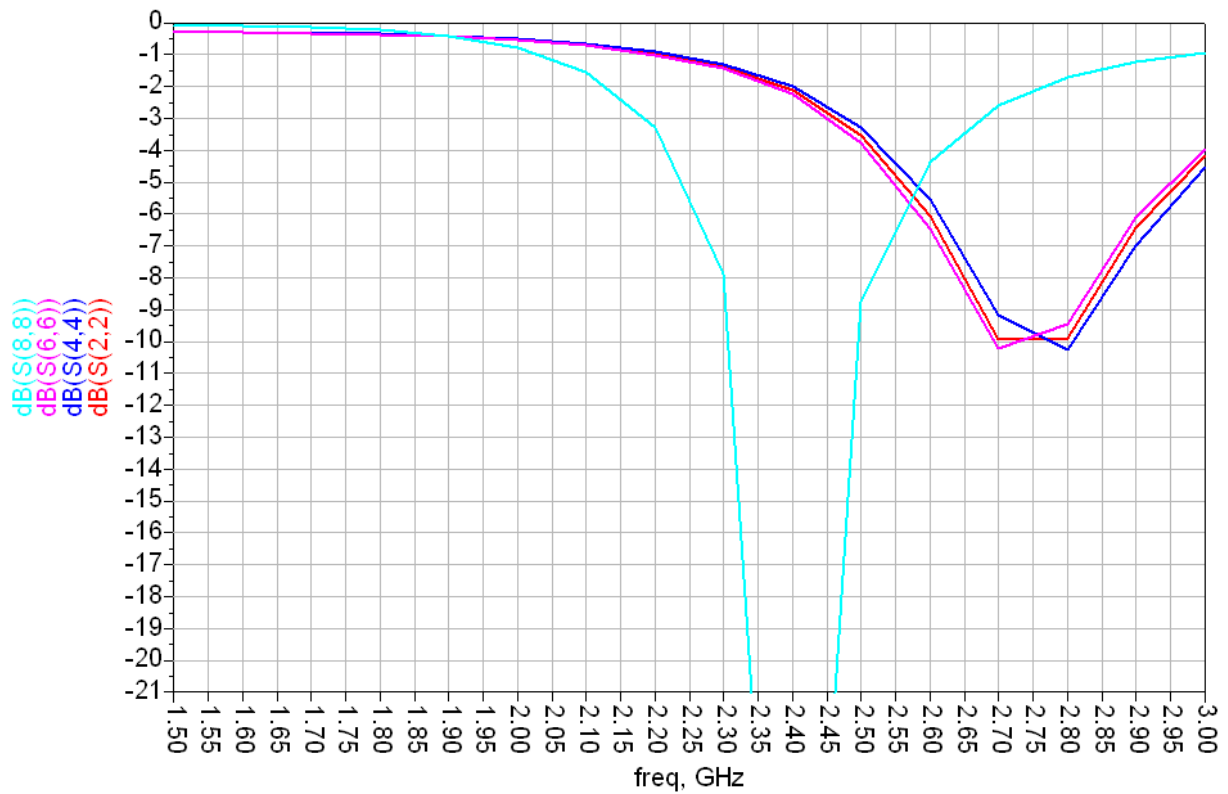
Resultatene i forsterkning har flere mulige grunner. Det ble ikke tatt hensyn til elektromagnetiske effekter mellom komponenter og linjer i simuleringene, og det må også nevnes at kondensatorenes toleranse ikke ble vurdert ( $\pm 10\%$ ). I tillegg var transistoren i trinn 1 forspent med jordet gate, og det ble målt noe avvik i DC-strøm (20 % lavere strøm enn simulert, se vedlegg). Dette kan tyde på forskjeller mellom fysisk transistor og modellen brukt i simuleringene. En annen grunn kan også være at spolemodellen fra TriQuint ikke er god nok, og at inngangsspolen og parallellresonansene ved

drain (se resultater for trinn 1 i [1]) på denne måten vil ødelegge i matchenettverkene. Hva som gjør størst utslag på forsterkningen kan en bare spekulere i, men det er rimelig å anta at kondensatorenes toleranse ikke er et stort problem siden forskjellene mellom de målte resultatene er små.



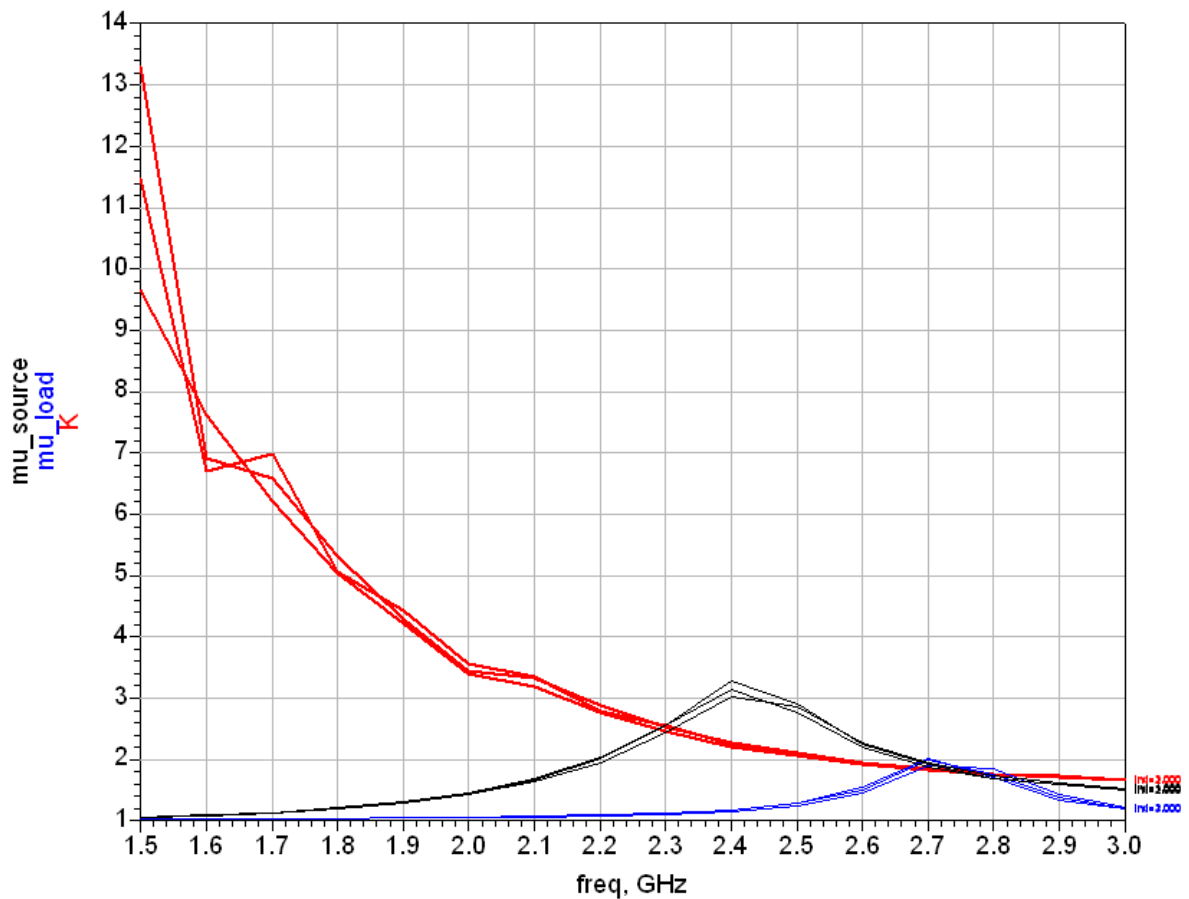
Figur 99: Simulert (mørk grønn) og målt S11, trinn 1





Figur 100: Simulert (turkis) og målt S22, trinn 1

Figur 99 (simulert kurve i mørk grønn) og Figur 100 (simulert kurve i turkis) viser hhv S11 og S22 for simulering og målt på de tre chipene. Forskjellen mellom de målte verdiene er relativt små, mens forskjellen mellom simulert og målt verdi derimot er større. Spesielt nevneverdig er forskjellene for S22. Man ser av figuren at simulert S22 er meget god ved 2,4 GHz, mens de målte verdiene er mye dårligere (ca -2 dB (!)). Ved 2,7 GHz blir derimot målt S22 mye bedre, noe som også gjør at forsterkningen blir høyere.

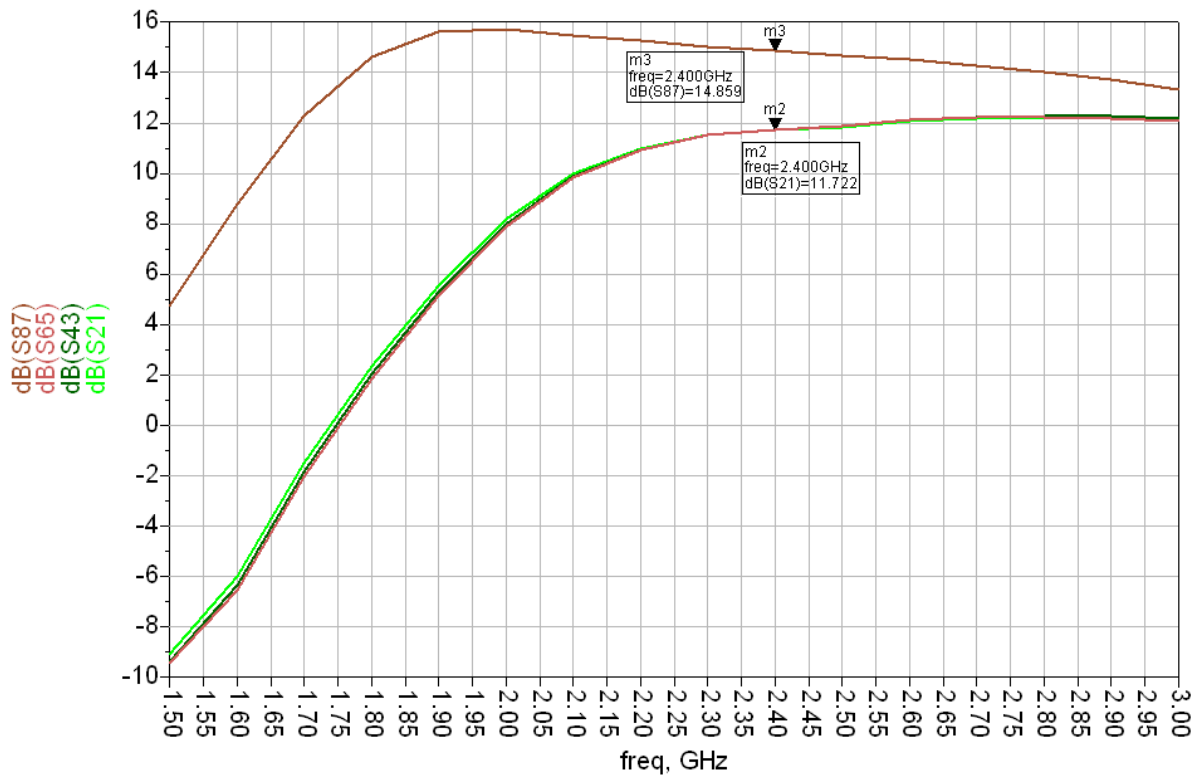


Figur 101: Målte stabilitetskurver for trinn 1

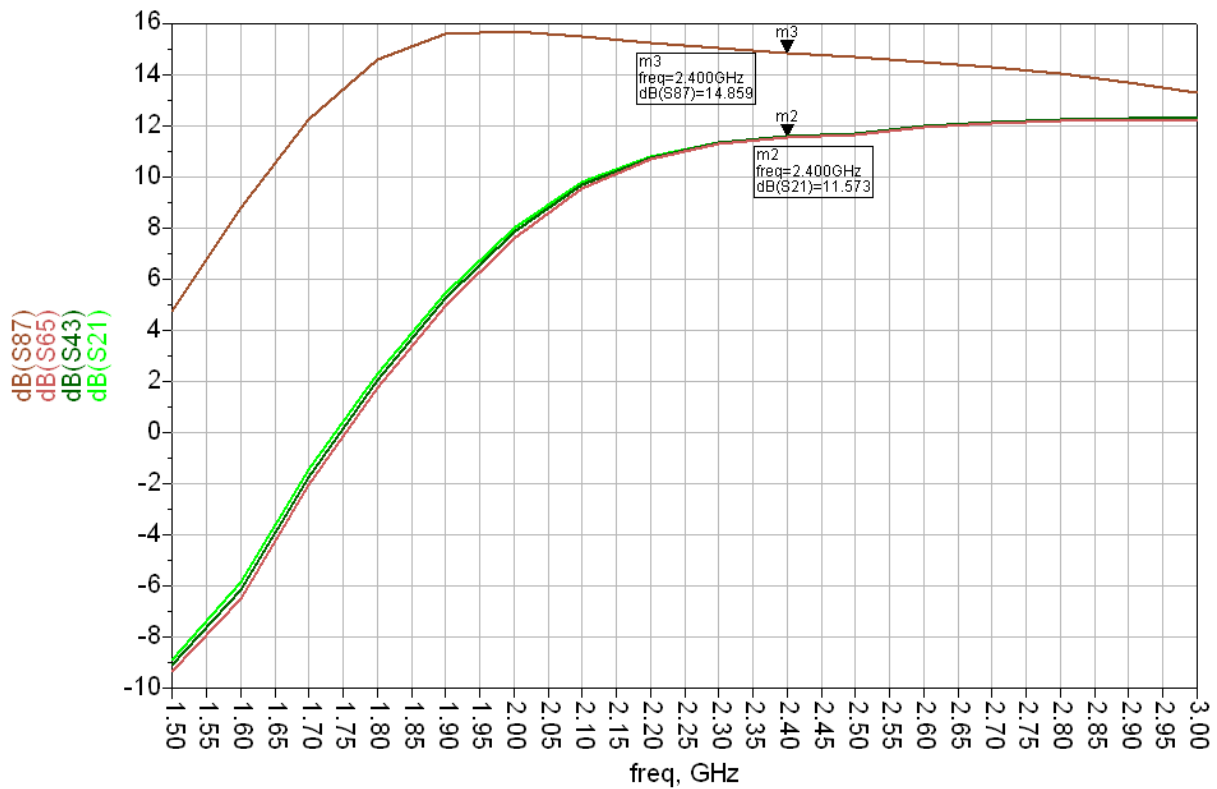
Figur 101 viser målte stabilitetskurver for de tre chipene, og forsterkeren ser dermed ut til å være stabil mellom 1,5 og 3 GHz.

### Trinn 2

I trinn 2 ble målt DC-strøm (ved bruk av simulerte spenninger) omtrent 30 % lavere enn simulert (se vedlegg). Gatespenningen ble derfor økt noe for å få simulert DC-strøm, men forskjellen i resultat var liten (selv om DC-strømmen økte mye). Trinnet ble målt med jordet gate for å vise hvor liten forskjellen i S-parametrene var, og at forsterkeren kunne brukes med jordet gate, selv om DC-strømmen økte betraktelig (fra ca 100 mA til ca 190 mA).



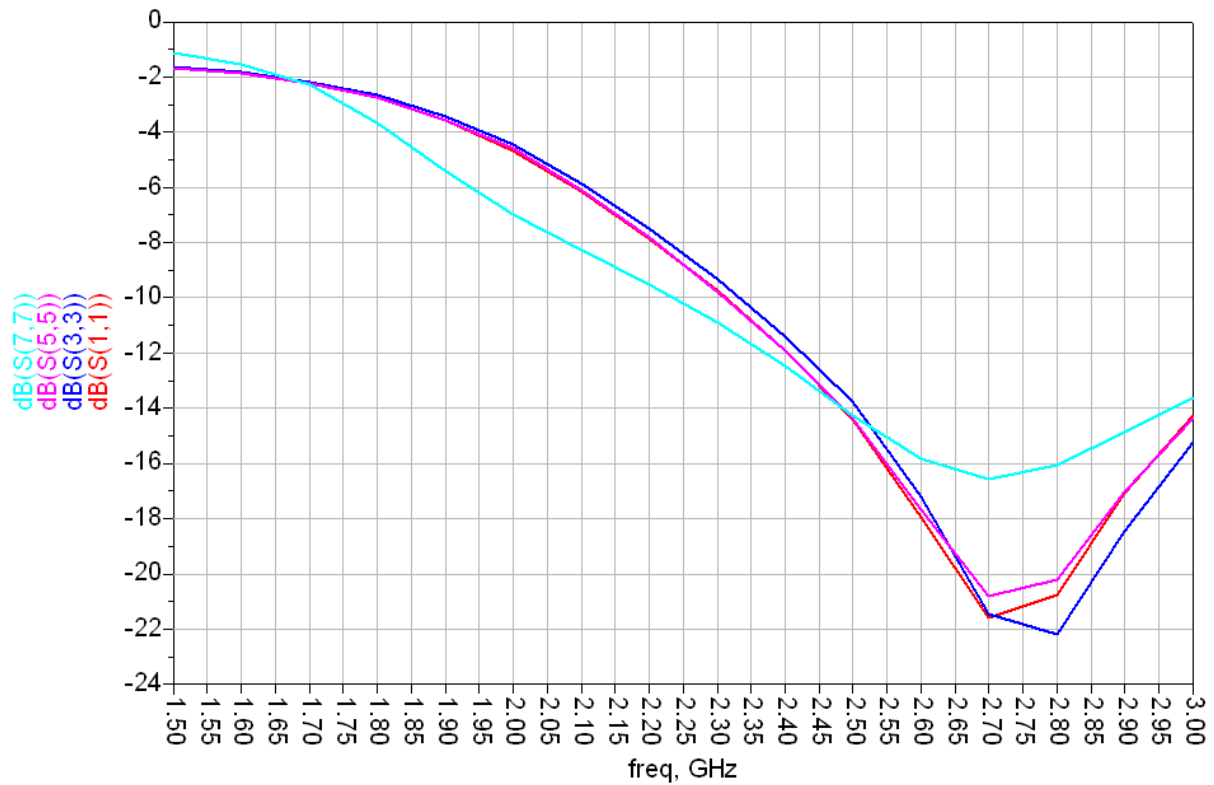
Figur 102: Simulert (mørk brun) og målt forsterkning, trinn 2



Figur 103: Simulert (mørk brun) og målt forsterkning med jordet gate, trinn 2

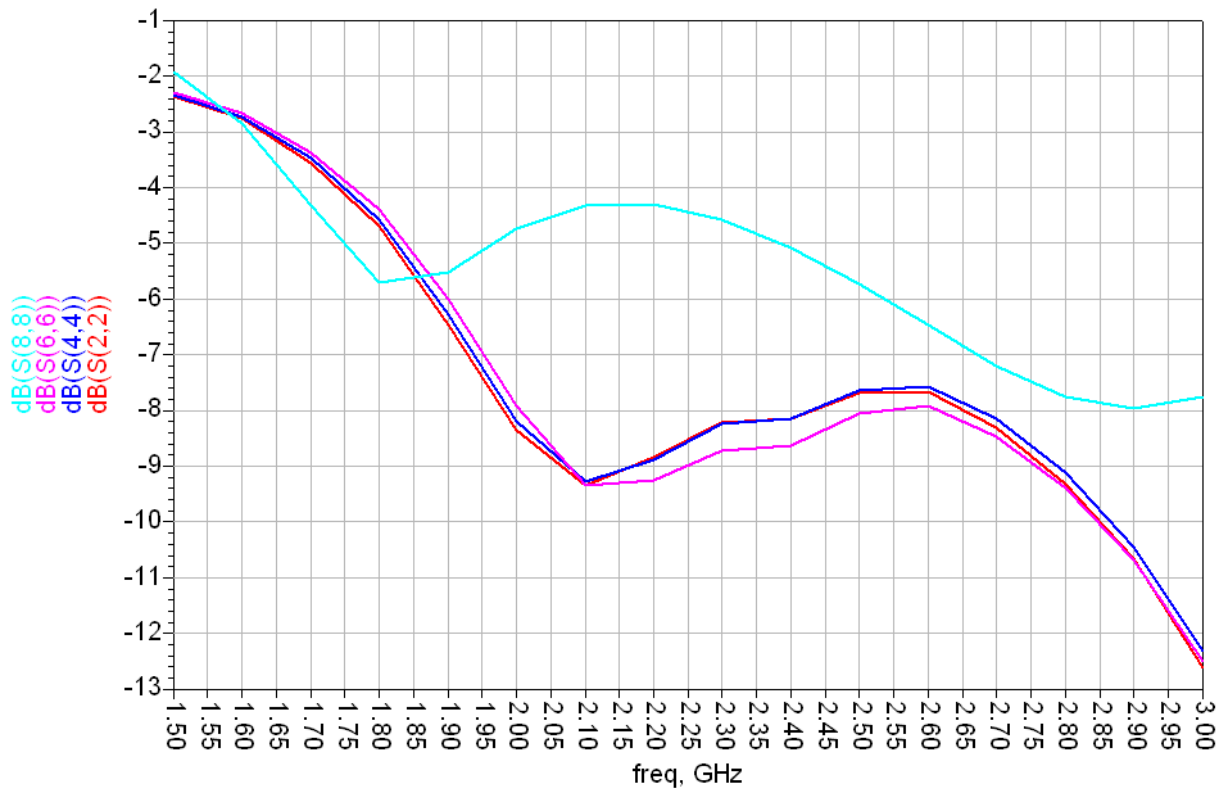
Figur 102 og Figur 103 viser simulert (brun kurve) og målt forsterkning i trinn 2 med hhv simulert og jordet gatespenning. Det sees at forsterkningen er omtrent 3 dB lavere enn simulert, altså en del

bedre enn resultatet i trinn 1, hvor forsterkningen var ca 9 dB lavere enn forventet. Av figurene ovenfor er det også tydelig at forskjellen mellom å kjøre trinnet med jordet gate eller med negativ gatespenning er liten, og at trinnet derfor ikke trenger styrespenningen på gate. Dette resultatet tyder på at DC-strømmen ikke er et problem som nevnt under trinn 1. Jording av gaten vil derimot øke effektforbruket betraktelig (ca  $90\text{mA} * 2\text{V} = 180\text{mW}$  økning).



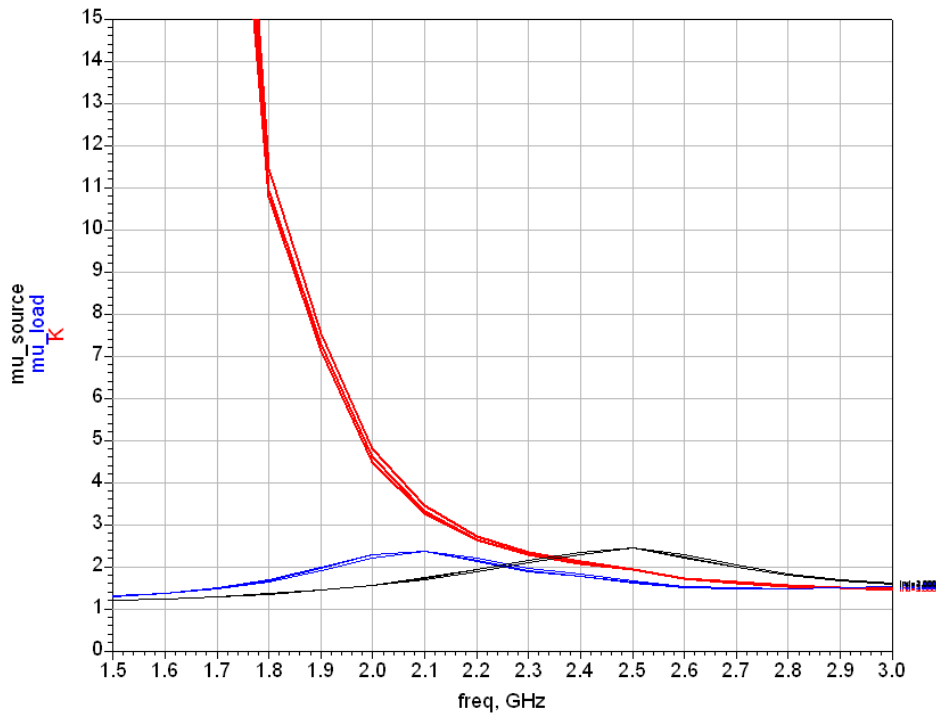
Figur 104: Simulert (turkis) og målt S11, trinn 2

Figur 104 viser simulert (turkis kurve) og målt S11 i dB for trinn 2, med negativ gatespenning på -0,23 V (som simulert). Vi ser at kurvene har ganske lik form, med en liten dal ved ca 2,7 GHz, men at målt S11 er noe lavere ved frekvenser over 2,5 GHz. Kurver for S11 med jordet gate finnes som vedlegg.



Figur 105: Simulert (turkis) og målt S22, trinn 2

Figur 105 viser simulert (turkis) og målt S22 i dB for trinn 2. Forskjellen mellom målte og simulert kurve(r) er større enn for S11. Kurvene ser ut til å ha lignende former, men har blitt noe forskjøvet i frekvens og verdi. Målt S22 er lavere enn simulert for frekvenser over ca 1,9 GHz, dvs. forsterkeren er nærmere 50 Ω på utgangen ved disse frekvensene enn simulert. Kurver for S22 med jordet gate finnes som vedlegg.

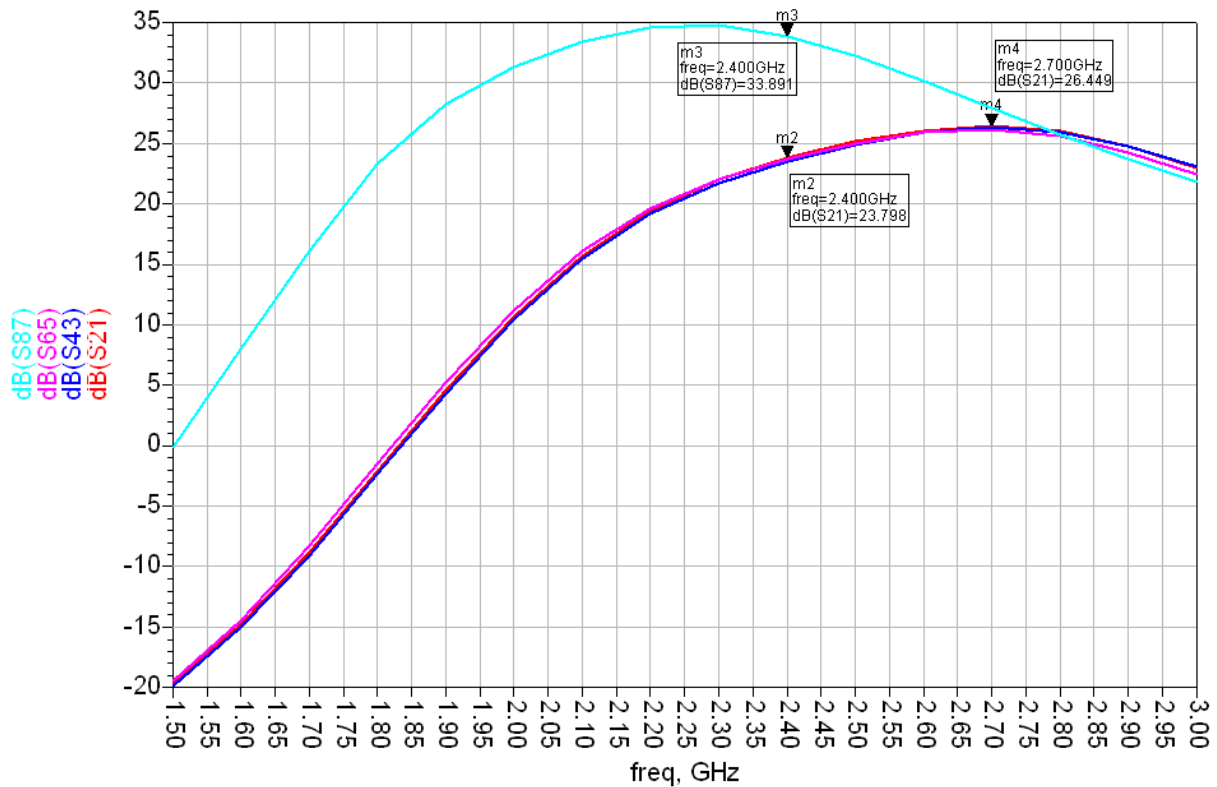


Figur 106: Stabilitetskurver for trinn 2

Figur 106 viser stabilitetskurver for de tre målte chipene. Alle kurvene holder seg godt over 1 i målt frekvensbånd, og er derfor å anse som stabil.

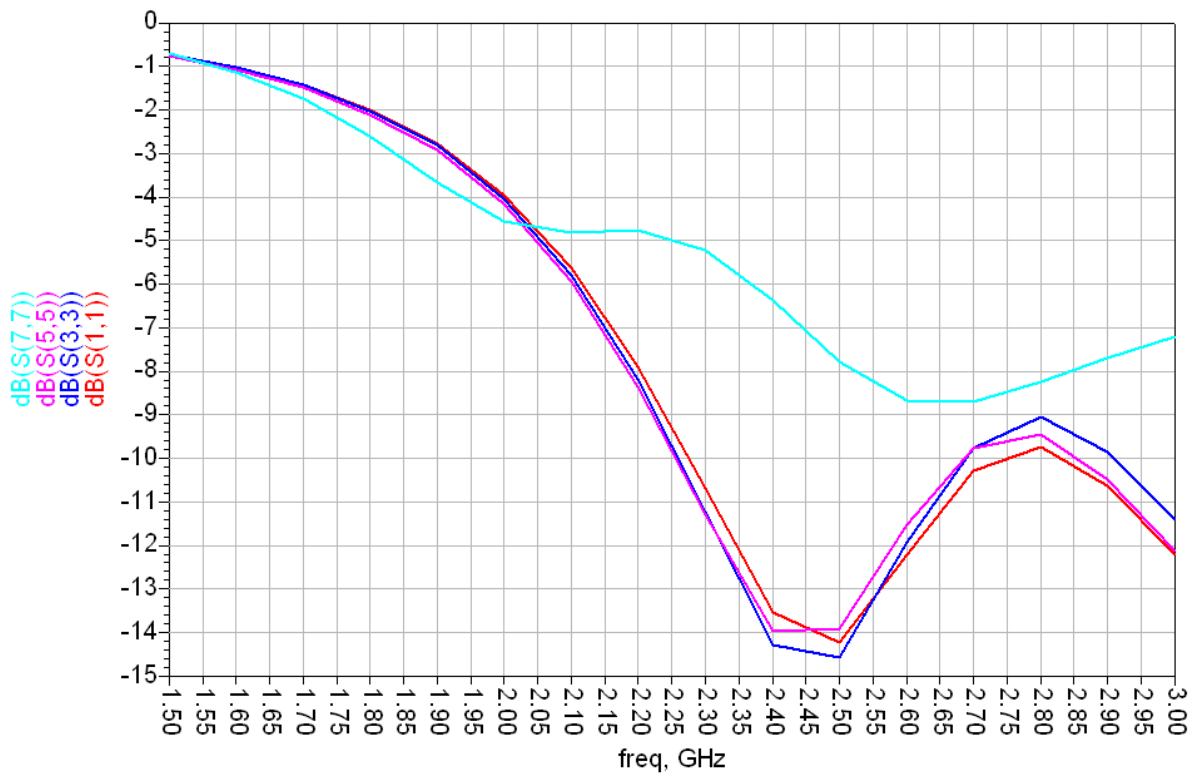
### Sammensatt forsterker

Ved målinger på forsterkeren med begge trinnene sammenkoblet ble DC-strømmen en del lavere enn simulert pga at begge trinnene hadde lavere strøm, og ble i overkant av 150 mA (mot ca 210 mA simulert). Det ble også her forsøkt å justere gatespenningen i trinn 2, for å se om det gjorde noen forskjell. Med jordet gate i trinn 2 ble total DC-strøm i forsterkeren ca 230 mA, altså 80 mA høyere enn ved simulert gatespenning.



Figur 107: Simulert (turkis) og målt forsterkning, sammensatt forsterker

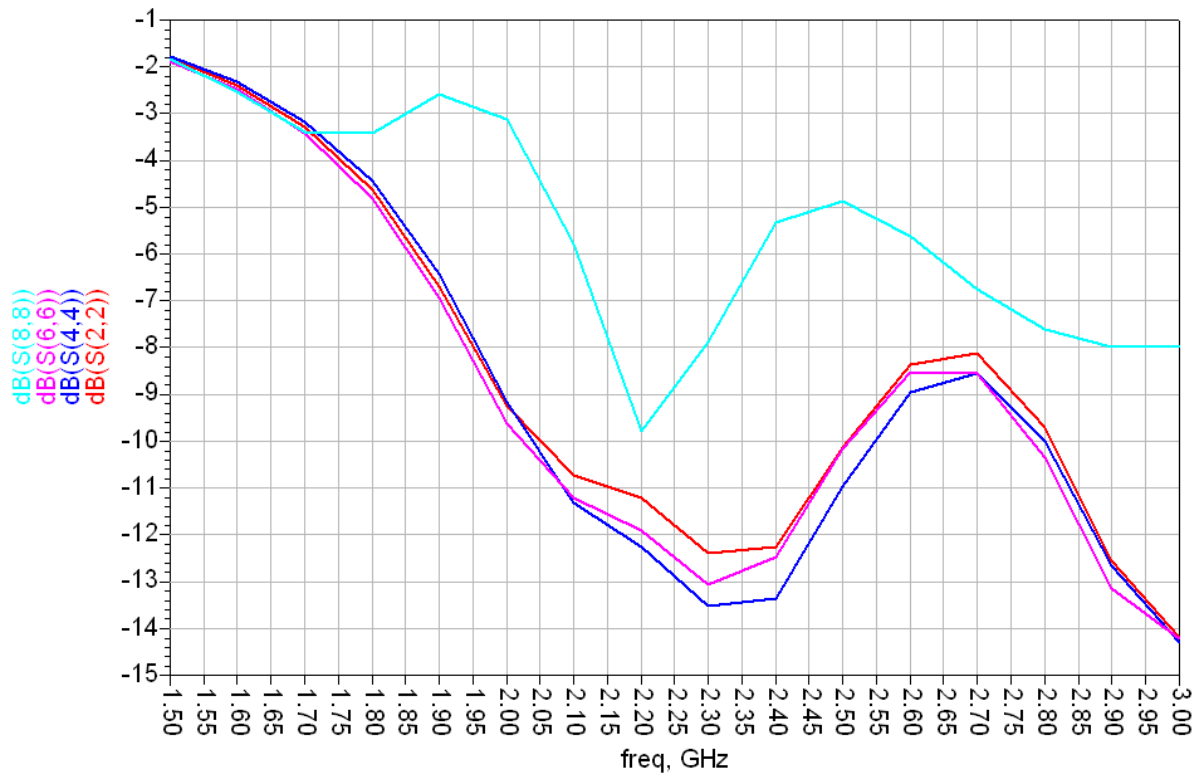
Figur 107 viser simulert (turkis) og målt forsterkning for sammensatt forsterker. Av figurene går det klart frem at den målte forsterkeren har omtrent 10 dB lavere forsterkning ved 2,4 GHz sammenlignet med den simulerte forsterkeren, og at forsterkningen da er ca 23,8 dB. Maksimal forsterkning er 26,4 dB ved 2,7 GHz. For kommentar til forskjeller mellom simulert og målt kurve, se resultatene for trinn 1. Se vedlegg for forsterkning med jordet gate i trinn 2.



Figur 108: Simulert (turkis) og målt S11, sammensatt forsterker

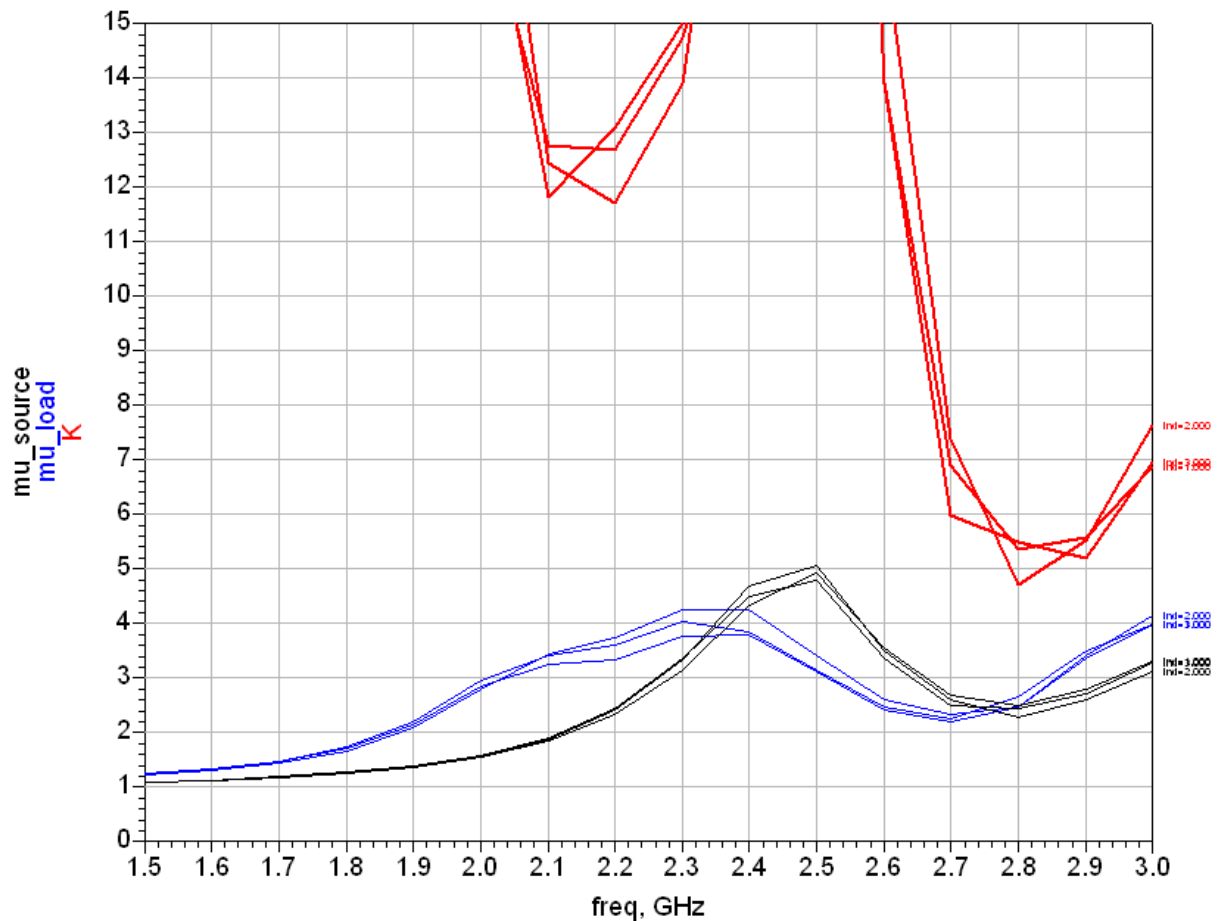
Figur 108 viser simulert (turkis) og målt S11 for den ferdige forsterkeren ved simulert gatespenning (se vedlegg for S11 med jordet gate). Ikke overraskende er kurvene svært like kurvene fra målingene på S11 fra trinn 1, da inngangsegenskapene i hovedsak bestemmes av det første trinnet.





Figur 109: Simulert (turkis) og målt S22, sammensatt forsterker

Figur 109 viser simulert (turkis) og målt S22 for sammensatt forsterker. Målingene viser at S22 er en del lavere enn simulert for frekvenser over ca 1,9 GHz, dvs. utgangen er nærmere 50 Ω, og at målingene viser en dal (som simulert, om enn noe høyere i frekvens) ved ca 2,3 GHz.

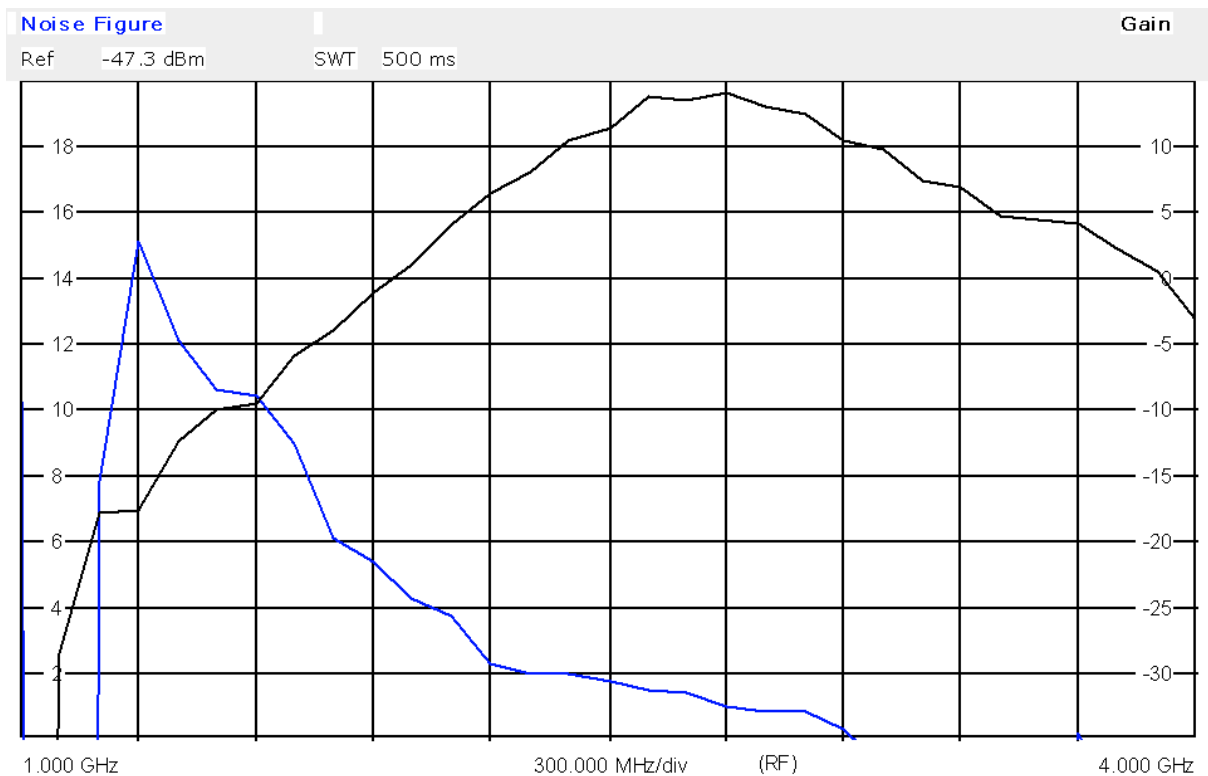


Figur 110: Stabilitetskurver for sammensatt forsterker

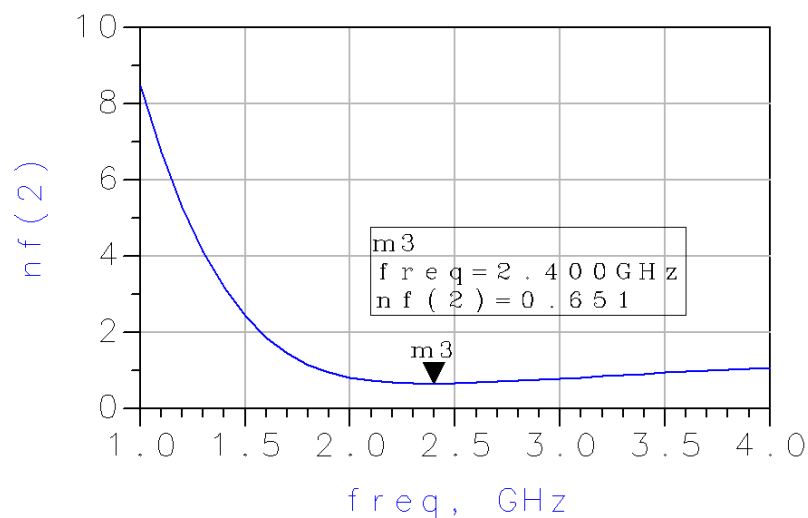
Figur 110 viser stabilitetskurvene for de tre målte chipene. Alle ligger trygt over 1, og forsterkeren er derfor å se på som stabil.

#### 4.8.2. Støy

Det ble gjort flere forsøk på å måle støy, med to forskjellige støykilder, men til tross for slavisk følgning av brukermanualer og hjelp av kyndig personale ved NTNU var rimelige resultater ikke oppnåelige. Målingene viste på høyere frekvenser (dvs. lavere støynivåer) negativ støyfaktor, noe som er fysisk umulig, slik at de ikke kunne stoles på. Det kunne likevel virke som om målingene var noenlunde realistiske ved høyere støyfaktorer, og at problemet derfor lå i måleutstyret. Støykildene som ble brukt hadde støynivåer på ca 20 dB og 14 dB ved 2,4 GHz, noe som kunne bety at den meget lave støyfaktoren i forsterkeren rett og slett ble for lav til å kunne måles. Målinger med en svakere støykilde hadde vært ønskelig, men en slik kilde var ikke å oppdrive.



Figur 111: Målt støyfaktor (blå) og forsterkning, trinn 1



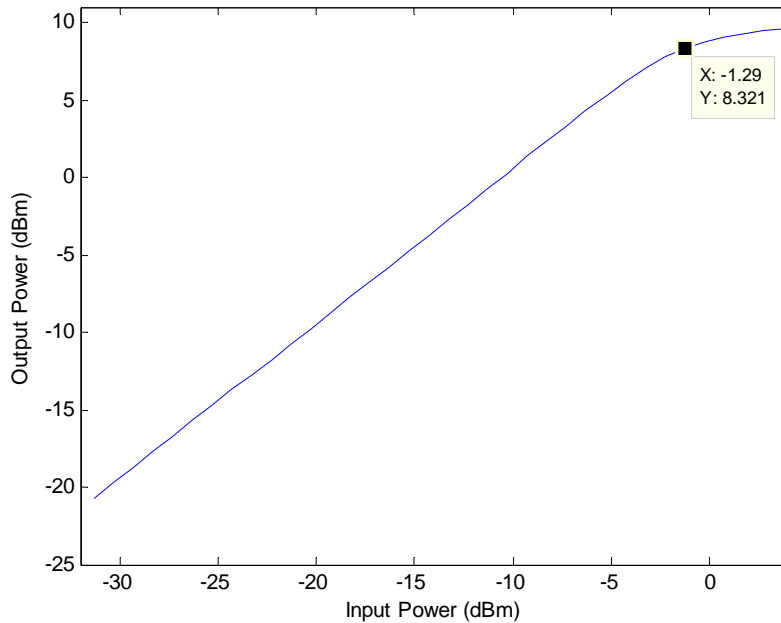
Figur 112: Simulert støyfaktor, trinn 1

Figur 111 og Figur 112 viser hhv målt og simulert støyfaktor for trinn 1. Som figurene viser er målt støyfaktor ugyldig når frekvensen er høyere enn ca 3 GHz, da støyfaktoren er negativ. Men kurvene har likevel noenlunde lik form opp til denne frekvensen, om enn noe forskjøvet, så det er mulig målingene her er noenlunde brukbare. På grunn av resultatet ved frekvenser over 3 GHz bør en derimot ikke stole på noen av verdiene. Forsterkningskurven stemmer derimot omtrent med målte verdier i kapittel 4.8.1.

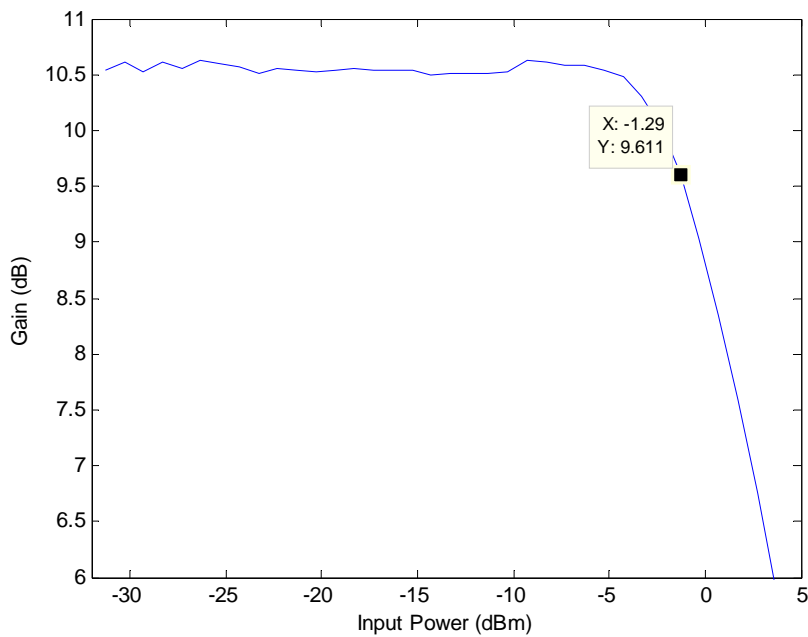
### 4.8.3. Effekt/linearitet

På grunn av de små forskjellene i S-parametermålingene gjort på de tre chipene, ble det under effektmålingene bare målt på en chip. Tap i kabler mellom måleinstrumenter og prober ble målt og kompensert for i måleresultatene (tap gjennom begge kablene, gjennom en "through" på chip, ble målt til 2,58 dB ved 2,4 GHz og er derfor ca 1,29 dB i én kabel).

#### Trinn 1



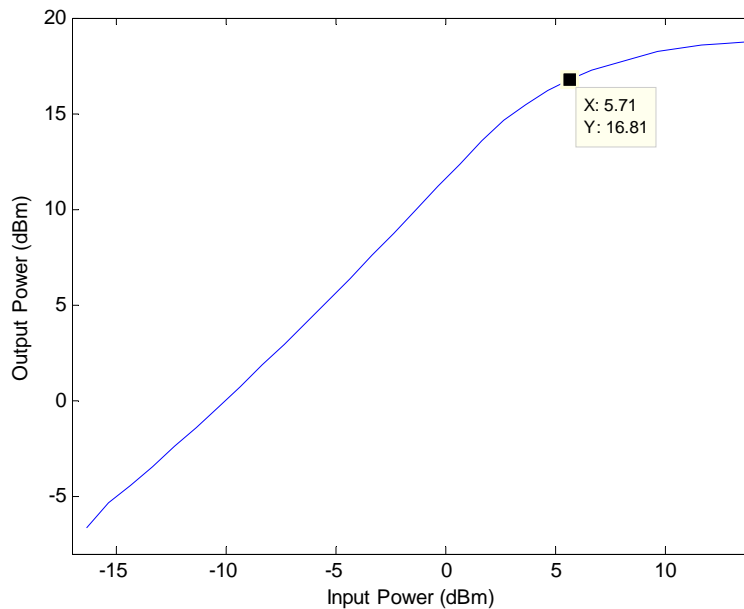
Figur 113: Målt utgangseffekt vs. inngangseffekt, trinn 1



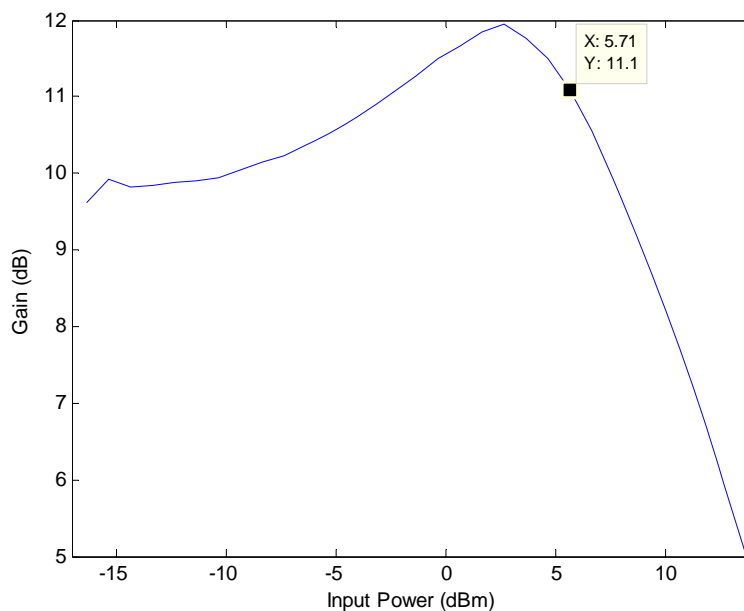
Figur 114: Målt forsterkning vs. inngangseffekt, trinn 1

Figur 113 og Figur 114 viser at trinn 1 har 1 dB kompresjonspunkt ved ca -1,3 dBm inneffekt, og at utgangseffekten da er 8,3 dBm. Dette er ca 9 dB høyere inneffekt enn simulert, men omtrent samme utgangseffekt, og kommer av at trinnet ikke oppnår simulert forsterkning (nesten 9 dB lavere forsterkning enn simulert ved 2,4 GHz).

## Trinn 2



Figur 115: Målt utgangseffekt vs. inngangseffekt, trinn 2

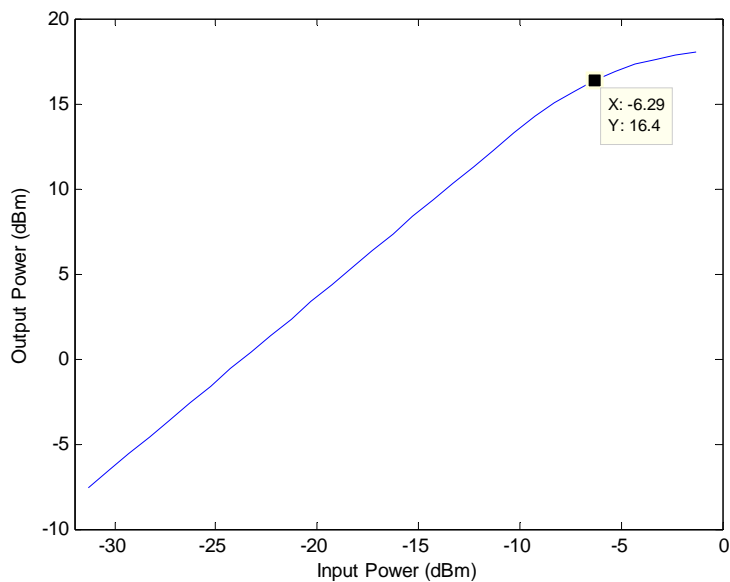


Figur 116: Målt forsterkning vs. inngangseffekt, trinn 2

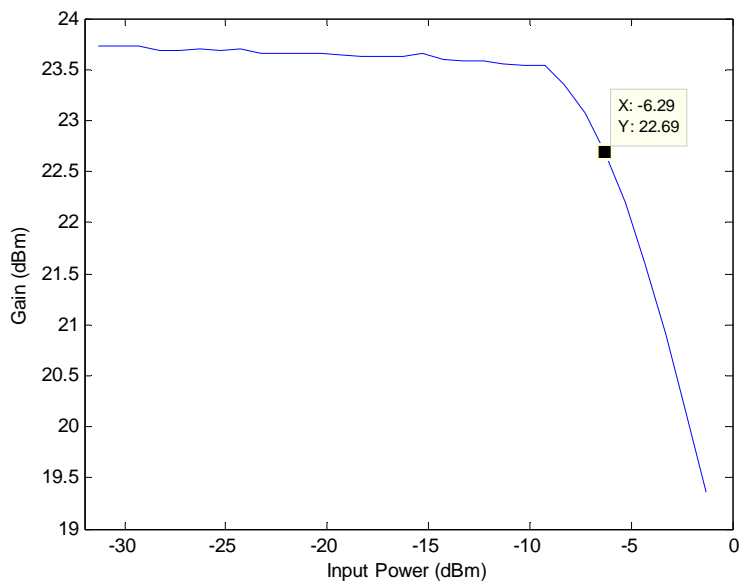
Figur 115 og Figur 116 viser at trinnet ikke har samme form på effektkurven som trinn 1. Dette kommer av at trinnet er i en annen klasse, siden transistoren er forspent med en negativ

gatespenning. Ved å jorde gaten ville dette problemet antageligvis ha forsvunnet, men da ville en selvsagt også ha en forsterker i en annen klasse (med de følger dette medfører). 1 dB kompresjonspunktet (relativt til maksimal effekt ut) er ved ca 5,8 dBm inneffekt, og da er uteffekten ca 17 dBm. Dette er en noe dårligere utgangseffekt sammenlignet med simulert verdi (ca 1,8 dBm lavere). En mulig grunn til dette kan være at målt DC-strøm var over 30 % lavere.

### Sammensatt forsterker



Figur 117: Målt utgangseffekt vs. inngangseffekt, sammensatt forsterker



Figur 118: Målt forsterkning vs. inngangseffekt, sammensatt forsterker

Figur 117 og Figur 118 viser at forsterkeren har 1 dB kompresjonspunkt ved ca -6,3 dBm inneffekt (simulert: -15 dBm), og at uteffekten da er ca 16,4 dBm (simulert: 18 dBm). Det kan se ut som at den

høyere inneffekten skyldes hovedsakelig trinn 1, mens den lavere uteffekten skyldes trinn 2 (altså en sum av resultatene fra trinn 1 og trinn 2).

## 5. Konklusjon/oppsummering

Det har i denne rapporten blitt sett på muligheten for rekonfigurerbarhet i en lavstøysforsterker (i MMIC) beregnet for bruk i to forskjellige frekvensbånd. Resultatene viste at matching ved bruk av passive komponenter ga lavere støyfaktor selv om det medførte økt bruk av spoler og komponenter, og at det ville være mer plasskrevende på fysisk chip å bruke aktive komponenter for rekonfigurerbarhet enn å lage passive dualband matchenettverk. Som følge av disse resultatene ble derfor den ferdige tottrinns lavstøysforsterkeren laget for dualband operasjon, med passive komponenter på inngang og utgang i hvert trinn.

I tillegg ble det lagt inn et dempeledd i forsterkeren, slik at forsterkning kan justeres ned i steg på omtrent 1 dB, med ca 10 dB maksimal reduksjon av forsterkning. Med de forskjellige dempenivåene fulgte også endringer i inngangs- og utgangsimpedanser som det ved eventuell bruk av forsterkeren er nødvendig å ta hensyn til.

Strømforbruket i den ferdige forsterkeren ble senket til en fjerdedel av strømmen i forsterkeren fra prosjektoppgaven, som for øvrig bare opererte på ett enkelt bånd (2,4 GHz), samtidig som simulert forsterkning økte med 0,5 dB ved 2,4 GHz (til 34,4 dB). Ved 5,8 GHz oppnås en forsterkning på 27,8 dB. Støyfaktoren ved 2,4 GHz økte til 1,22 dB, en økning på 0,56 dB i forhold til simulert forsterker fra prosjektoppgaven. Ved 5,8 GHz endte støyfaktoren på 1,37 dB, noe som ikke er dårlig med tanke på transistorenes økte støy i forhold til ved 2,4 GHz.

Forsterkeren fikk ved 2,4 GHz, som følge av lavere strømforbruk og prioriteringer i designet, et lavere 1 dB kompresjonspunkt ved -26,7 dBm inneffekt, hele 11,7 dB lavere enn i forsterkeren fra prosjektoppgaven. 1 dB kompresjonspunktet havnet ved 5,8 GHz ved -21,0 dBm inneffekt.

Det ble også gjort målinger på fysiske chiper av designet fra prosjektoppgaven. Målingene viste dårligere forsterkning enn simulert og en forskyvning opp i frekvens. I trinn 1 ble forsterkning målt til 10,4 dB ved 2,4 GHz (reduksjon på nesten 9 dB i forhold til simulert forsterkning), med maksimum på 14,0 dB ved 2,7 GHz. Trinn 2 hadde en forsterkning på 11,7 dB ved 2,4 GHz, en reduksjon på ca 3 dB. Den ferdige forsterkeren fikk en reduksjon på ca 10 dB ved 2,4 GHz, redusert fra 33,9 dB ved simuleringer til 23,8 dB målt. Forskjellen i reduksjon i forsterkning på den ferdige forsterkeren og de to trinnene summert tydet på at trinnene ikke hadde samme inngangs- og utgangsimpedanser som simulert (dvs. trinnene var ikke matchet mot 50  $\Omega$  og derfor ikke hverandre, noe som førte til annen forsterkning i sammenkoblingen av de to trinnene).

Støymålinger ble forsøkt gjort, men på grunn av umulige verdier i enkelte av målingene var disse målingene ikke til å stole på og fikk derfor ingen tillit. Det hadde vært ønskelig å gjøre målinger med måleinstrumenter beregnet for lavstøysmålinger, men dette lot seg dessverre ikke gjøre.

1 dB kompresjonspunktet ble, som følge av lavere forsterkning, målt til en høyere verdi enn simulert og havnet ved ca -1,3 dBm inneffekt i trinn 1 (økning på nesten 9 dB), 5,8 dBm inneffekt i trinn 2 (økning på 0,7 dB) og -6,3 dBm inneffekt i den ferdige forsterkeren (nesten 9 dB økning).



## 6. Litteraturreferanser

- [1] Arne M. Langen, "Konstruksjon av 2,4 GHz lavstøysforsterker i GaAs MMIC", NTNU, 2007
- [2] Robertson ID, "MMIC Design", The Institution of Electrical Engineers, 1995
- [3] Pozar DM, "Microwave and RF Design of Wireless Systems", John Wiley & Sons, 2001
- [4] Pozar DM, "Microwave Engineering 2<sup>nd</sup> Edition", John Wiley & Sons, 1998

## 7. Vedlegg

### 7.1. Målingsutstyr

#### 7.1.1. S-parametre

- HP 8510C Network Analyzer
- HP 83651B Synthesized Sweeper
- HP 8517B S-parameter Test Set
- Cascade Microtech Summit 9000 Analytical Probe Station

#### 7.1.2. Støy/effekt

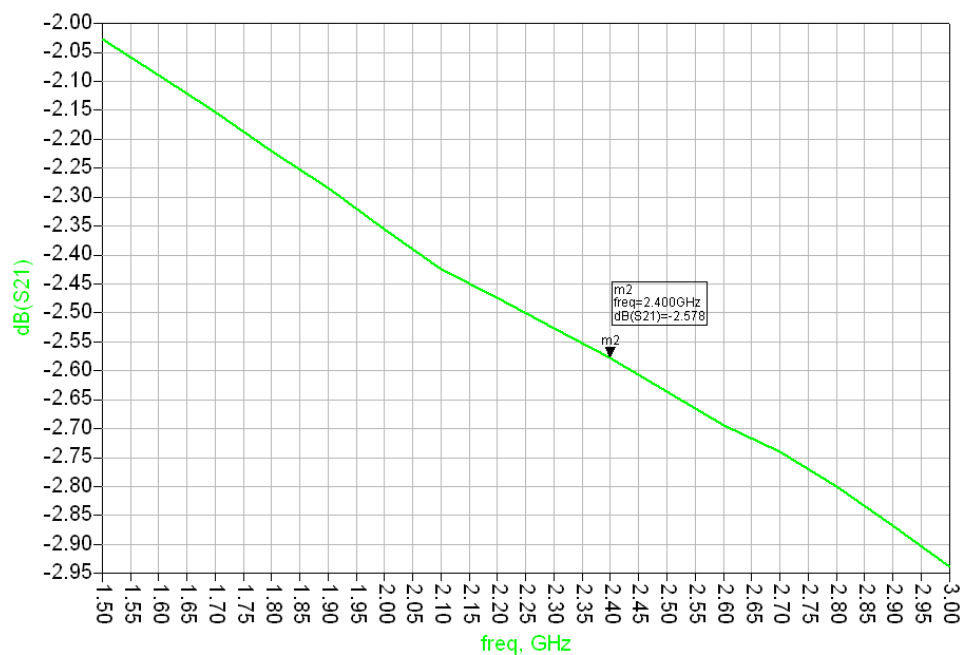
- Rohde & Schwarz SMU 200A Vector Signal Generator
- Rohde & Schwarz FSQ 40 Signal Analyzer
- HP 346B Noise Source, HP 346C-K01 Noise Source

### 7.2. Målingsresultater

#### 7.2.1. S-parametre

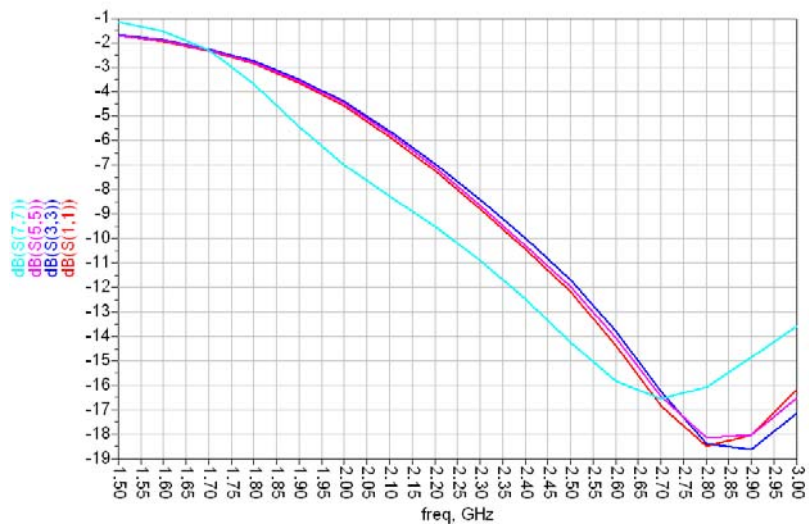
Tabell 7: DC-strømmer ved S-paramettermålinger

	DC-strømmer (og med jordet gate), omtrent verdi		
	Chip 1	Chip 2	Chip 3
Trinn 1	49 mA	54 mA	51 mA
Trinn 2	100 mA (188 mA)	94 mA (182 mA)	111 mA (200 mA)
Sammensatt	150 mA (220 mA)	147 mA (232 mA)	162 mA (250 mA)

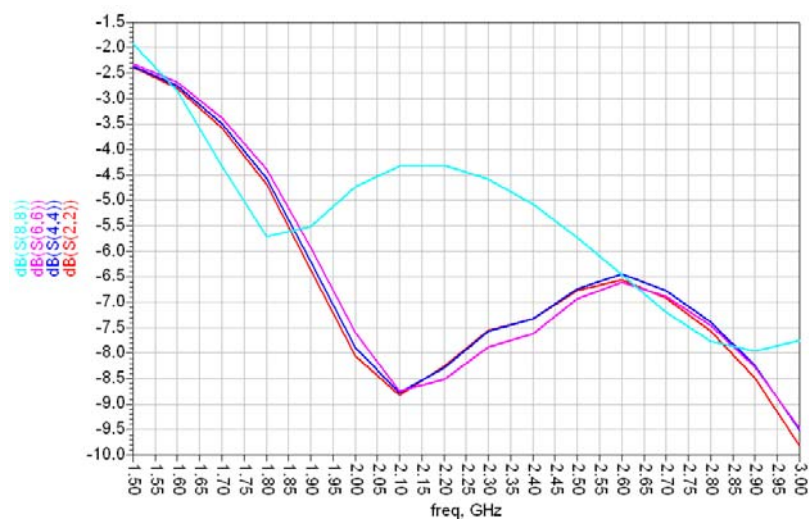


Figur 119: S21 gjennom kabler gjennom "through" på chip (kabel inn + kabel ut)

Trinn 2

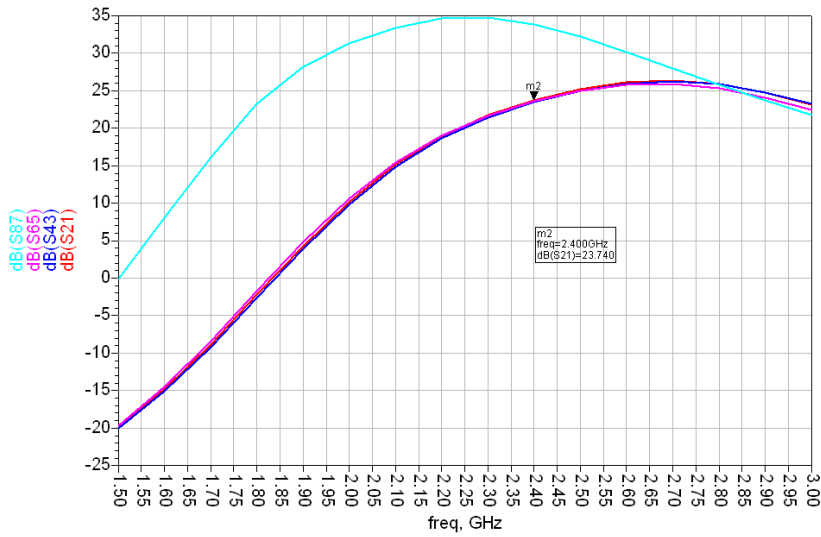


Figur 120: S11 (simulert i turkis) med jordet gate, trinn 2

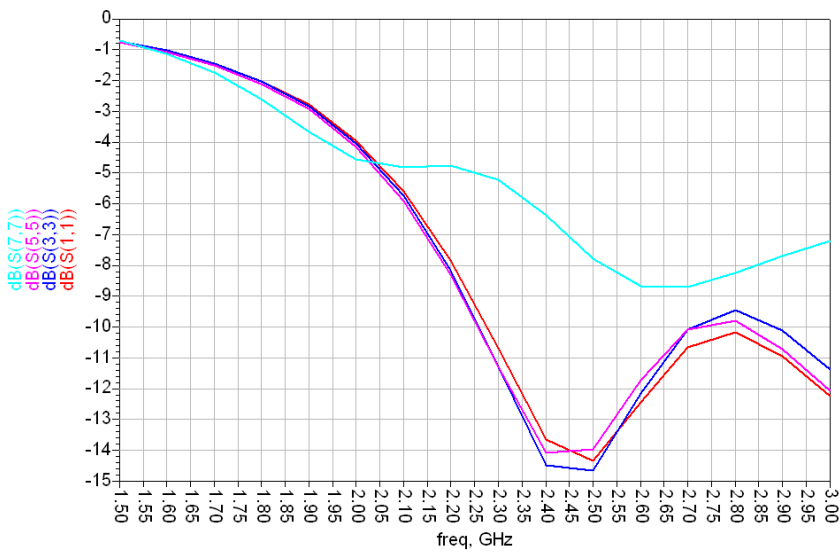


Figur 121: S22 (simulert i turkis) med jordet gate, trinn 2

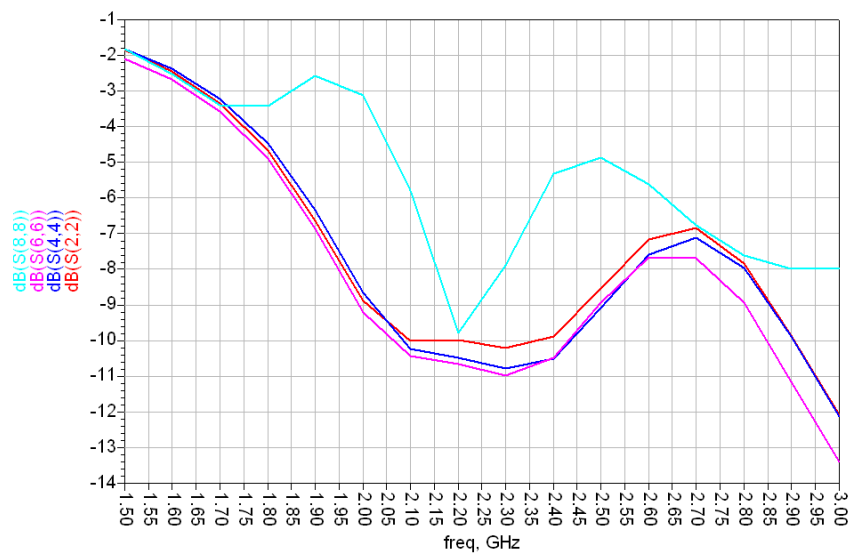
*Sammensatt forsterker*



Figur 122: S21 (simulert i turkis) med jordet gate, sammensatt forsterker



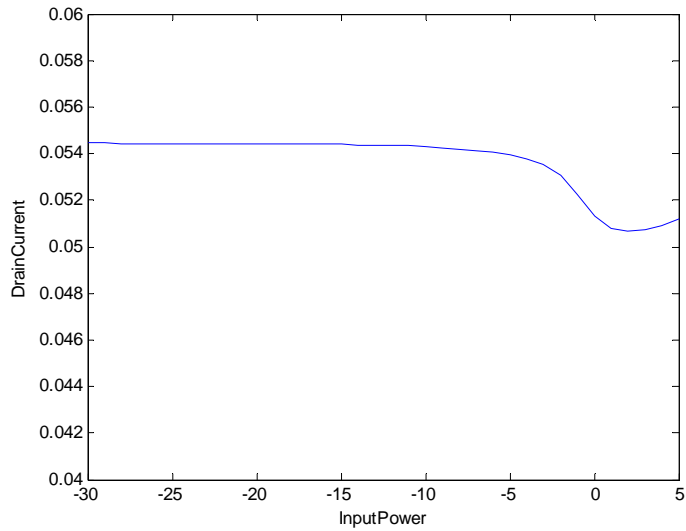
Figur 123: S11 (simulert i turkis) med jordet gate, sammensatt forsterker



Figur 124: S22 (simulert i turkis) med jordet gate, sammensatt forsterker

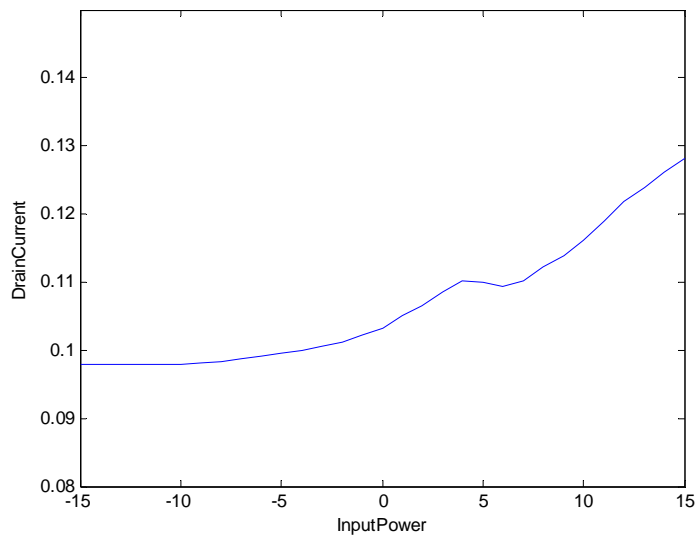
## 7.2.2. Effekt

### Trinn 1



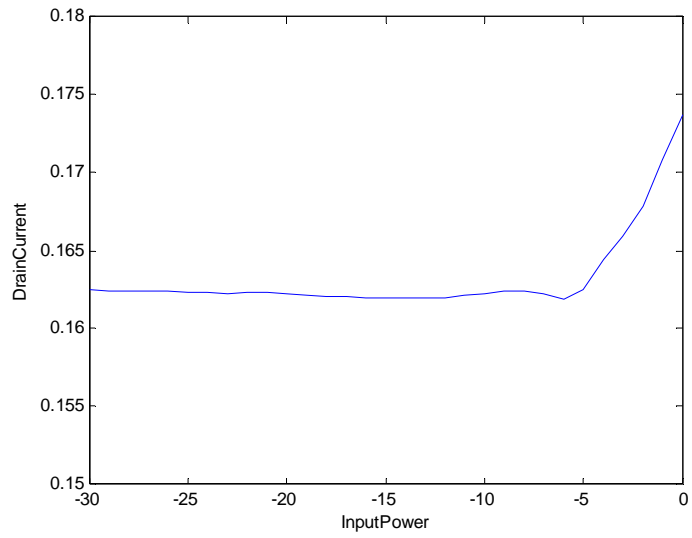
Figur 125: DC-strøm vs. inngangseffekt, trinn 1

### Trinn 2



Figur 126: DC-strøm vs. inngangseffekt, trinn 2

### Sammensatt forsterker



Figur 127: DC-strøm vs. inngangseffekt, sammensatt forsterker