

Konstruksjon av en Doherty effektforsterker på 2.4 GHz

Kristoffer Starheim

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2009

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Biveileder(e): Terje Mathiesen, IET

Oppgavetekst

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

Hovedtemaet i denne oppgaver er å konstruere en full Doherty effektforsterker for å oppnå høy DC-RF virkningsgrad - PAE (Power Added Efficiency).

Oppgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i bruk av simulatorverktøy for å utføre ulineære simuleringer.
- Sette seg inn i Doherty teknikken.
- Simulere og konstruere delforsterkerene og et ulinært dempeledd for en Doherty forsterker.
- Lage layout og produsere den fulle Doherty effektforsterkern
- Måle egenskapene til de konstruerte forsterkerne, og sammenligne med simuleringene.

Foreløpig spesifikasjon (Doherty konfigurasjon):

Frekvens: 2,4GHz

Båndbredde (1dB): >100MHz

Gain: >12dB

Utgangseffekt: >2W

S11 (dB):

Sammen drag

Denne masteroppgaven tar for seg en tottrinns Dohertyforsterker på 2.4 GHz. De to delforsterkerne er identiske klasse AB effektforsterkere, og «Auxillary»-forsterkerens påslag styres av et variabelt dempeledd. I tillegg til dempeleddet og delforsterkerne består systemet av en kobler, en envelopedetektor og en effektsplitter. Alle delkretsene er designet og produsert, og simuleringer og målinger på disse hver for seg er foretatt. Sammenkoblingen av alle delkretsene til det fullstendige systemet er ikke utført på grunn av tidsmangel og uforutsette komplikasjoner.

Utfyllende teori for Dohertyforsterkeren og delkretsene den består av er presentert, samt en detaljert beskrivelse av design-, produksjon- og målemetode.

Dempeleddet ble valgt til å ha π -konfigurasjon, og utifra måleresultatene konkluderes det med at konfigurasjonen muligens burde vært en annen. Det samme gjelder for envelopedetektoren som skal gi dempeleddet riktig styresignal; denne er trolig for enkel til å kunne benyttes i en god Dohertyforsterker.

Forord

Denne masteroppgaven er utarbeidet av Kristoffer Starheim for Institutt for Elektronikk og Telekommunikasjon ved NTNU. Under arbeidet med oppgaven ble det gitt svært god og hyppig veiledning fra veileder Morten Olavsbråten som det ønskes å rette stor takk til. Stor takk også til Terje Mathiesen for veiledning og produksjon av kretskort. Oppgaven har vært lærerik og full av utfordringer, og en liknende oppgave er absolutt å anbefale for fremtidige masterstudenter.

Innhold

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introduksjon | 1 |
| 2 | Teori | 3 |
| 2.1 | Klasse B forsterkerteori | 3 |
| 2.2 | Loadpull-teknikken | 4 |
| 2.3 | Dohertykonfigurasjonen | 5 |
| 2.3.1 | Loadpulleffekt og beregning av Z_T | 8 |
| 2.3.2 | Effektivitetsberegninger | 10 |
| 2.4 | Det totale systemet | 11 |
| 2.5 | Realisering av Doherty med variabelt dempeledd | 12 |
| 2.5.1 | π -dempeledd | 13 |
| 2.5.2 | Variabelt π -dempeledd | 13 |
| 2.5.3 | Redusert forsterkning for det totale systemet med tap i dempeleddet | 15 |
| 2.5.4 | Hva er tilstrekkelig demping ved $V_{max}/2$? | 18 |
| 2.6 | Effektsplitting | 19 |
| 2.7 | «Coupled Lines»-kobler | 21 |
| 2.8 | Envelopedetektor | 23 |
| 2.8.1 | Signalet som kommer fra kobleren | 24 |
| 2.8.2 | Hva slags diode burde benyttes? | 31 |
| 2.9 | Forsinkelseelement | 31 |
| 3 | Metode | 35 |
| 3.1 | Delforsterkeren | 35 |
| 3.2 | Dempeleddet | 38 |
| 3.2.1 | Dioden og diodemodellen | 38 |
| 3.2.2 | Valg av dempeleddets avkoblingskondensator | 39 |
| 3.2.3 | Simulering av dempeleddet i ADS | 43 |
| 3.2.4 | Produksjon og målinger av dempeleddet | 46 |
| 3.3 | Kobleren | 48 |
| 3.4 | Envelopedetektoren | 50 |
| 3.4.1 | Transistorløsningen | 50 |
| 3.4.2 | Diodeløsningen | 53 |
| 3.4.3 | Layout | 57 |
| 3.4.4 | Måling på labben | 57 |
| 3.5 | Effektsplitteren | 61 |
| 3.5.1 | Test-splitteren | 62 |
| 3.5.2 | Den endelige splitteren | 62 |
| 4 | Resultater | 67 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 5 | Diskusjon | 75 |
| 5.1 | Kobleren | 75 |
| 5.2 | Envelopedetektoren | 76 |
| 5.3 | Dempeleddet | 77 |
| 5.4 | Effekt-splitteren | 79 |
| 5.5 | Videre arbeid | 80 |
| 5.5.1 | Kompensasjon for forsinkelse i envelopedetektor og dempeledd | 80 |
| 5.5.2 | Offset-linjer | 80 |
| 6 | Konklusjon | 83 |
| | Liste over figurer | 85 |
| | Liste over tabeller | 88 |
| A | Delforsterkeren | 93 |
| B | Kildekode for polynomgeneratoren | 101 |

Kapittel 1

Introduksjon

Dagens trådløse verden byr på utfordringer for PA-designere. Den økende bruken av håndholdt bærbart kommunikasjonsutstyr har rettet oppmerksomhet mot metoder for å øke batterilevetiden, og basestasjoner for mobil kommunikasjon har strenge krav til effektforbruk og størrelsen på kjølesystemet [1]. I en mobiltelefon er det PA som belaster batteriet mest, og PA i basestasjoner står for mye av effektforbruket og krever mye kjøling. Å gjøre PA så effektiv som mulig vil derfor være svært gunstig.

Konvensjonelle PA-design gir maksimal effektivitet kun ved ett bestemt «drive level» som vanligvis er nær maksimal utgangseffekt for forsterkeren. Etterhvert som inngangseffekten senkes i forhold til dette punktet vil effektiviteten falle drastisk, og varmeproduksjonen kan til og med øke selvom utgangseffekten også synker [1]. Med dagens krav til høye datarater blir modulasjonsmetoder som WCDMA tatt i bruk som i basestasjoner har «peak-to-average-ratio» (PAR) på 10 dB og mer [7]. Dette gjør at en konvensjonell PA må kjøres med en gjennomsnittseffekt 10 dB lavere enn «peak envelope power» PEP, og den gjennomsnittelige effektiviteten blir følgelig drastisk redusert. I basestasjoner der kravene til undertrykking av stråling i naboknalene er svært strenge må ofte klasse A effektforsterkere benyttes med høy back-off, og effektiviteten er ofte nede i 5 % eller mindre. En økning i effektivitet på bare noen prosent vil sørge for enorme strømkostnadsreduksjoner og størrelsen og kostnaden på kjølesystemet vil bli vesentlig lavere. For håndsett er ikke effektiviteten fullt så lav (i størrelsesorden 20 %), men en økning på noen få prosent vil også her ha enormt å si for effektforbruket og batteriets levetid.

Det finnes mange teknikker for bedring av effektiviteten i en PA, og noen av dem kom allerede så tidlig som på 1930-tallet. Teknikken som skal studeres i dette studiet er Doherty-konfigurasjonen, oppfunnet i 1936 av amerikaneren William H. Doherty som et forsøk på å bedre effektiviteten i høy-effekts AM kringkastingssendere. Denne teknikken har fått voksende oppmerksomhet det siste tiåret grunnet det skrikende behovet for effektive PA-løsninger som kommer med den økende bruken av moderne modulasjonsnetoder.

I [6] rapporteres det om en «power-added-efficiency» (PAE) på 46 % ved P1dB og en PAE på 45 % ved 9 dB «output back-off» (OBO) for en «Extended Doherty» på 950 MHz. I tillegg ble det målt en effektivitet på minst 39 % for alle «drive-level» fra P1dB og ned til 12 dB OBO. Sammenlignet med en singel klasse B med samme forsterkning og P1dB hadde Dohertykonfigurasjonen 2.6 ganger høyere effektivitet ved 10 dB OBO og 3 ganger høyere effektivitet ved 20 dB OBO.

I likhet med mange andre effektiviseringsteknikker er Doherty en teknikk som virker svært lovende når teorien alene blir tatt i betraktning, men som ved implementering reiser mange «uforutsette» problemer. Dette har ført til en situasjon med mange forskningsrapporter, men få kommersielle produkter [1].

I denne masteroppgaven skal det forsøkes å designe og produsere en Dohertyforsterker som skal kunne forsterke et WCDMA-3GPP-signal. Denne forsterkeren skal bestå av to identiske delforsterkere, og det er måten forsterkerne arbeider sammen på som utgjør det unike med Dohertykonfigurasjonen. For å få dem til å samarbeide korrekt må de kobles sammen ved hjelp av flere mindre delkretser. Delforsterkerne ble designet i et prosjekt forut for denne masteroppgaven,

og det henvises til [12] for inngående informasjon om dette. Det som blir vektlagt i denne rapporten derimot er det totale systemet og delkretsene, og ikke så mye vektlegging på selve delforsterkerne. Rapporten er bygget opp slik at den starter med teori for Dohertykonfigurasjonen og delkretsene, etterfulgt av design-, produksjons- og måleprosess, og det avsluttes med resultater og diskusjon.

Kapittel 2

Teori

En Dohertykonfigurasjon bestående av klasse B delforsterkere bedrer effektiviteten betraktelig (to til tre ganger i forhold til en konvensjonell klasse B [7]) dersom signalet som forsterkes har nevneverdig PAR (i den teoretiske beskrivelsen av Dohertykonfigurasjonen som følger vil klasse B forsterkere benyttes for å gjøre beskrivelsen så enkel som mulig). Lineariteten derimot i en Doherty er helt avhengig av lineariteten til delforsterkerne som benyttes og kan ikke bli noe bedre enn dette (som regel er lineariteten i en klasse AB Doherty såvidt redusert i forhold til en standard totrinns klasse AB [3]). Det fine er at Dohertykonfigurasjonen ikke legger noe hinder for at lineariseringsteknikker kan benyttes i tillegg dersom det måtte være nødvendig.

Konseptet for en Doherty bygger på at en eller flere delforsterkere skal få operere i metning (og følgelig med maksimal effektivitet) over et effektområde som spenner fra systemets PEP og ned til en valgt back-off, mens en siste delforsterker skal ta seg av signaltoppene [7]. For å få en forsterker til å holde seg ved maksimal effektivitet i et dynamisk effektområde, og ikke bare ved én bestemt effekt, benyttes en svært enkel og elegant idé som baseres på prinsippet om at for hvert «drive level» finnes det en optimal last som vil gi maksimal effektivitet; dersom man kunne endret på lasten etterhvert som inngangssignalets amplitude varierte, ville man kunne opprettholde maksimal effektivitet hele tiden. Å realisere en slik variabel last er ikke særlig problematisk, men problemet er imidlertid at en slik dynamisk endring vil gjøre forsterkeren ulineær [1]. I stedet for å endre den fysiske lasten benytter Dohertyteknikken noe som i dag går under navnet «active load pulling», eller loadpull-effekt, der delforsterkere kobles sammen og endrer den tilsynelatende lasten hver og en delforsterker ser. I teorien kan et uendelig antall delforsterkere benyttes som vil resultere i at maksimal effektivitet oppnås for hele effektområdet fra 0 RF-inn og opp til systemets PEP, men tidligere eksperimenter viser at noe særlig fler enn tre forsterkere er vanskelig å få til å samarbeide [7].

Dette kapittelet omhandler all teorien, og det starter med en kort beskrivelse av klasse B forsterkerteori, etterfulgt av teori for load-pull-teknikken og Doherty-konfigurasjonen. Videre følger teori for de ulike delkretsene som skal utgjøre det totale systemet sammen med delforsterkerne.

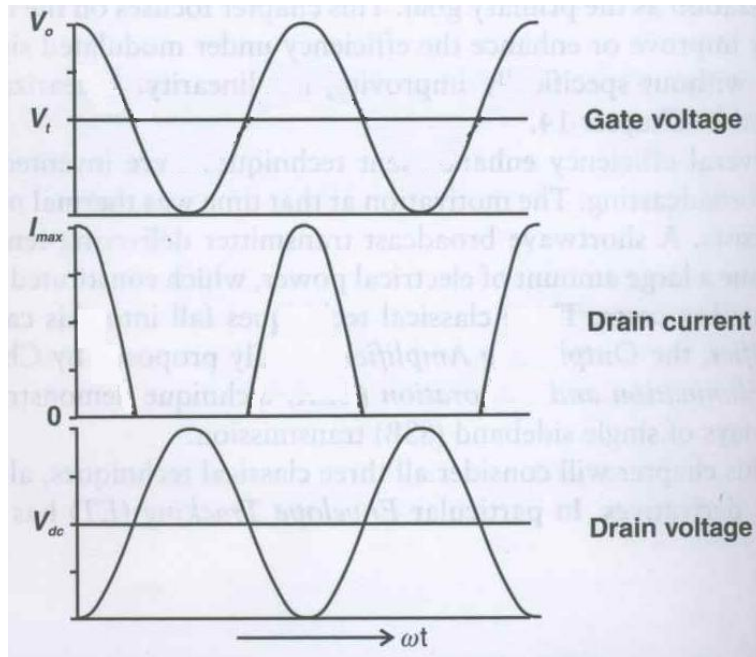
2.1 Klasse B forsterkerteori

Figur 2.1 på neste side viser gate-spenning, drain-strøm og drain-spenning for en klasse B effektforsterker med maksimal effektivitet; drain-spenningen svinger opp til to ganger DC-spenningen som er det spenningssvinget som kreves for å ha maksimal effektivitet på $\pi/4 = 78,5\%$.

Dette forutsetter en optimal last

$$R_{opt} = \frac{V_{load}}{I_{load}} = \frac{V_{dc}}{I_{max}/2} \quad (2.1)$$

der I_{max} er den maksimale strømmen i transistoren som fortsatt gir linearitet. En drain-strøm som vist i Figur 2.1 består av mange frekvenser, og den har en fundamentalkomponent $I_f = I_{max}/2$



Figur 2.1: Gate-spenning, drain-strøm og drain-spenning for en klasse B forsterker. Figuren er hentet fra [1]

(som ideelt sett er den eneste komponenten som når lasten, derav den andre likheten i (2.1)). For klasse B gjelder i tillegg

$$I_{dc} = \frac{2I_f}{\pi} \quad (2.2)$$

der I_{dc} er DC-strømmen forsterkeren trekker. Teorien i dette delkapittelet er hentet fra [1].

2.2 Loadpull-teknikken

Figur 2.2 på neste side viser to generatorer og en last. Dersom Gen 2 er satt til å gi $I_2 = 0$, vil Gen 1 se lasten Z_L . Dersom derimot $I_2 \neq 0$ vil spenningen V_L over lasten være gitt som

$$V_L = Z_L(I_1 + I_2) \quad (2.3)$$

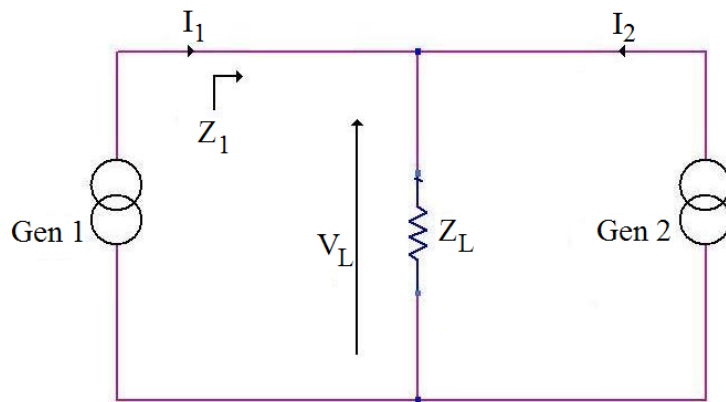
og følgelig vil impedansen sett fra Gen 1 være

$$Z_1 = \frac{V_L}{I_1} = \frac{Z_L(I_1 + I_2)}{I_1} = Z_L\left(1 + \frac{I_2}{I_1}\right) \quad (2.4)$$

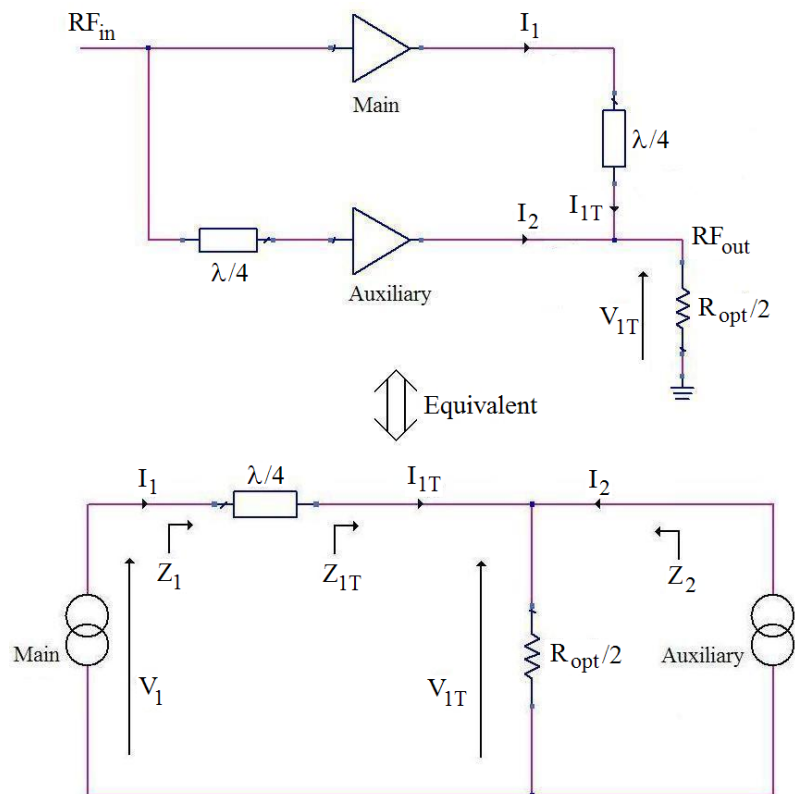
Dersom strømmene, spenningen og impedansen uttrykkes som komplekse visere, ser vi fra (2.4) at dersom I_2 er i fase med I_1 vil Z_1 øke med økende I_2 . Dette er prinsippet bak loadpullteknikken, og for Dohertykonfigurasjonen som studeres i neste avsnitt er generatorene Gen 1 og Gen 2 representert med to identiske forsterkere i klasse B. Teorien i dette delkapittelet er hentet fra [1].

2.3 Dohertykonfigurasjonen

De to delforsterkerne som inngår i denne tottrinns Dohertyforsterkeren kalles Main og Auxiliary (Aux) og er vist i Figur 2.3 på neste side.



Figur 2.2: Active loadpull ved hjelp av to signalgeneratorer

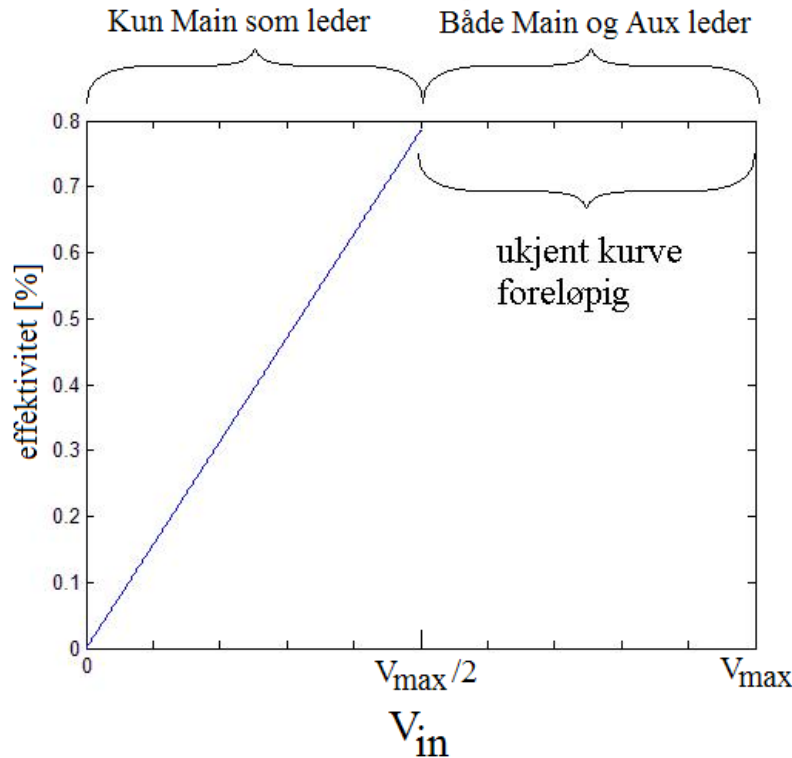


Figur 2.3: Forenklet skjema for en tottrinns Doherty

Spenningsene og strømmene i Figur 2.3 er de fundamentale RF-spenningene og RFstrømmene. Inngangseffekten splittes i en «power divider», forsterkes av Main og Aux for så å kombineres igjen i en «power combiner». Utgangseffekten blir derfor summen av effekten fra begge enhetene.

Ideen er at Main skal lede hele tiden og at Aux kun skal lede dersom «input back-off» er mindre enn 6 dB fra systemets PEP, altså for de høye inngangseffektene. For å realisere en Dohertyforsterker må en derfor kunne skru på Aux akkurat ved 6 dB «input back-off» (videre referert til som transisjonspunktet). En mye brukt metode er å la Aux operere i klasse C og biasere den slik at den begynner å lede ved denne inngangseffekten. I denne beskrivelsen derimot tar vi for oss tilfellet der Main og Aux er identiske klasse B forsterkere, slik at vi vil trenge kretskobling utover det som er vist i Figur 2.3 for å skru på Aux ved rett effekt. I dette avsnittet ser vi bort i fra dette, og antar at påslagsstyringen er triviell.

Main konstrueres slik at den når metning ved transisjonspunktet og følgelig har maksimalt spenningsving som gir den maksimale effektiviteten $p/4$. For lavere inngangseffekter enn ved transisjonspunktet er det kun Main som leder, og effektiviteten avtar lineært med inngangsspenningen, se Figur 2.4 på side 7. Denne figuren viser den foreløpige grafen for effektivitet som funksjon av inngangsspenning hvor kurveforløpet i det øvre spenningsområdet, der begge forsterkerne leder, foreløpig er ukjent.



Figur 2.4: Effektivitet som funksjon av inngangsspenning

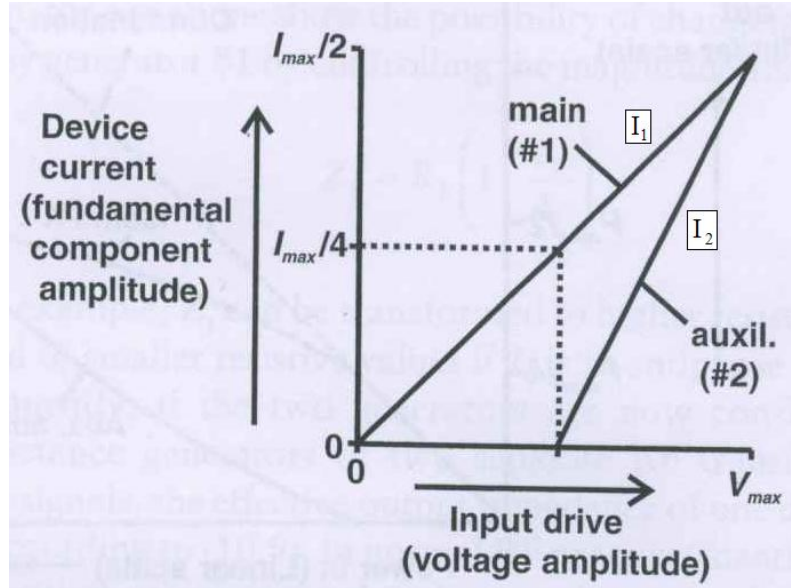
Siden forsterkerne er like antar vi at begge har det samme maksimale lineære strømsvinget på drain, I_{max} , og at amplituden for den fundamentale komponenten har maksimalverdi $I_{1,max} = I_{2,max} = I_{max}/2$. Figur 2.5 på side 7 viser de fundamentale strøamplitudene I_1 og I_2 for henholdsvis Main og Aux som funksjon av inngangsspenningen. De to kurvene kan uttrykkes på formen

$$I_1 = g_m v_{in} = \frac{\Delta I}{\Delta V} v_{in} = \frac{I_{max}}{2V_{max}} v_{in} \quad (2.5)$$

hvor $0 < v_{in} < V_{max}$ og

$$I_2 = 2g_m v_{in} - g_m V_{max} = 2 \frac{I_{max}}{2V_{max}} v_{in} - \frac{I_{max}}{2V_{max}} V_{max} = I_{max} \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} - 0.5 \right) \quad (2.6)$$

hvor $\frac{V_{max}}{2} < v_{in} < V_{max}$. I det øvre effektområdet kan I_1 og I_2 uttrykkes på formen



Figur 2.5: I_f som funksjon av inngangsspenningen for både Main og Aux. Figuren er hentet fra [1].

$$I_1 = \frac{I_{max}}{4}(1 + \xi) \quad (2.7)$$

$$I_2 = \frac{I_{max}}{2}\xi \quad (2.8)$$

der ξ har en verdi mellom 0 og 1, hvor 0 svarer til transisjonspunktet og 1 svarer til punktet for maks inngangsspenning.

2.3.1 Loadpulleffekt og beregning av Z_T

Når inngangsspenningen øker utover $V_{max}/2$, får vi en load-pull-effekt der den økende I_2 øker impedansen Z_{1T} i Figur 2.3. Kvartbølgetransformatoren transformerer Z_{1T} til Z_1 som derfor minker ettersom I_2 øker. (2.4) gir i dette tilfellet

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2}{I_{1T}} \right) \quad (2.9)$$

$$Z_2 = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_{1T}}{I_2} \right) \quad (2.10)$$

For maksimal inngangsspenning der $I_{1T} = I_2 = I_{max}/2$ ser vi at $Z_{1T} = Z_2 = R_{opt}$ slik at (2.1) fortsatt gjelder.

For kvartbølgetransformatoren gjelder kvartbølgeligningen

$$Z_1 = \frac{Z_T^2}{Z_{1T}} \quad (2.11)$$

og ved å benytte at effekt inn og ut av linja må være den samme kan vi med litt regning komme frem til at

$$I_{1T} = \frac{V_1}{Z_T} \quad (2.12)$$

$$I_1 = \frac{V_{1T}}{Z_T} \quad (2.13)$$

Innsatt i (2.9) gir dette

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right) \quad (2.14)$$

som innsatt i (2.11) gir

$$Z_1 = \frac{2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right)} \quad (2.15)$$

(2.15) kan nå benyttes for å finne fundamentalkomponenten til Mains drain-spenning, se Figur 2.3.

$$V_1 = I_1 Z_1 = \frac{I_1 2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1}\right)} \quad (2.16)$$

Ved å substituere I_1 og I_2 i (2.16) med I_1 og I_2 i (2.7) og (2.8) får vi

$$V_1 = \frac{Z_T^2 \left(\frac{I_{max}}{2}\right) (1 + \xi)}{R_{opt} \left(1 + \frac{\xi \left(\frac{I_{max}}{2}\right) Z_T}{v_1}\right)} \quad (2.17)$$

som med litt triksing blir

$$V_1 = \left(\frac{Z_T}{R_{opt}}\right) \left(\frac{I_{max}}{2}\right) [Z_T + \xi(Z_T - R_{opt})] \quad (2.18)$$

Ved å velge $Z_T = R_{opt}$ ser vi at (2.18) reduseres til

$$V_1 = R_{opt} \left(\frac{I_{max}}{2}\right) \quad (2.19)$$

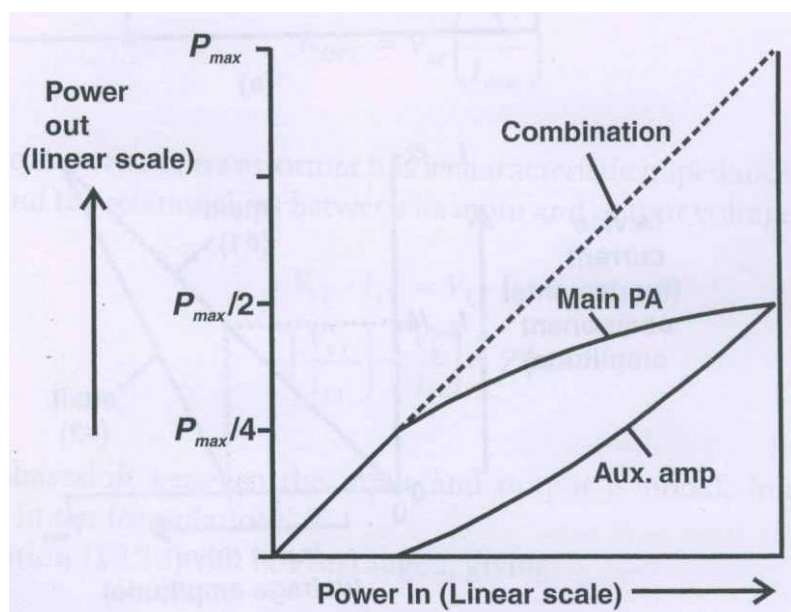
som er uavhengig av ξ og identisk med det optimale spenningsvinget for en klasse B med maks effektivitet, se (2.1). Den inverterte load-pull-effekten fra Aux og det økende strømsvinget (I_1 øker som nevnt lineært i hele dette området, se Figur 2.5) medfører altså at spenningsvinget på utgangen av Main holdes maksimalt og konstant i hele området fra transisjonspunktet og opp til maksimal inngangsspenning. Main har derfor en effektivitet på $p/4$ i hele dette området!

Fra (2.13) og det at vi velger $Z_T = R_{opt}$ får vi at RF-spenningen på utgangen av Aux er

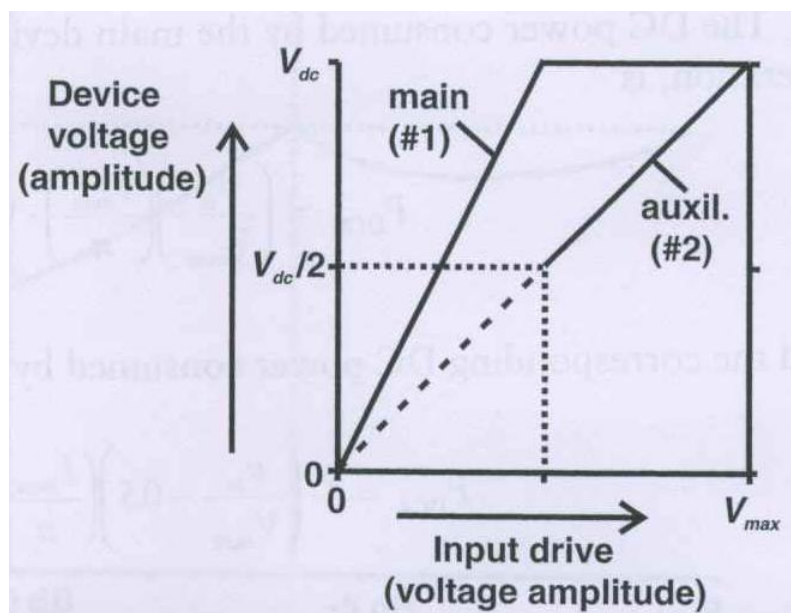
$$V_{1T} = I_1 R_{opt} \quad (2.20)$$

Fra Figur 2.5 vet vi at I_1 er en lineær funksjon av inngangsspenningen over hele effektområdet, og fra (2.20) må følgelig også V_{1T} være det. Hvis V_{1T} (utgangsspenningen til det totale systemet) er en lineær funksjon av inngangsspenningen, må også utgangseffekten til Dohertykonfigurasjonen være en lineær funksjon av inngangseffekten! Den gjensidige loadpull-effekten endrer altså lasten til hver av delforsterkerne slik at de begge er ulineære isolert sett, som nevnt tidligere, men ved å velge $Z_T = R_{opt}$ vil den summerte effekten på utgangen være en lineær funksjon av inngangseffekten, se Figur 2.6.

RF-spenningene på utgangen av Main og Aux er vist i Figur 2.7 på neste side. Ved å sette inn 0 og $I_{max}/2$ for I_1 i (2.20) og samtidig benytte (2.1) får vi at V_{1T} er henholdsvis 0 og V_{dc} slik Figur 2.7 viser.



Figur 2.6: Utgangseffekt som funksjon av inngangseffekt for Dohertykonfigurasjonen. Figuren er hentet fra [1].



Figur 2.7: Amplituden på RF-spenningssvinget på utgangen av Main og Aux. Figuren er hentet fra [1].

2.3.2 Effektivitetsberegninger

Under transisjonspunktet, der det kun er Main som leder, vil den totale effektiviteten til Dohertyforsterkeren være

$$\eta_{tot,undertr.pkt} = \frac{2v_{in}}{V_{max}} \left(\frac{\pi}{4}\right) \quad (2.21)$$

hvor $0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2}$. Over transisjonspunktet har vi

$$P_{RF,tot} = \frac{1}{2} \frac{V_{load}^2}{R_{load}} = \frac{1}{2} \frac{V_{1T}^2}{R_{opt/2}} = I_1^2 R_{opt} \quad (2.22)$$

Ved å substituere fra (2.1) får vi

$$P_{RF,tot} = \left(\frac{I_{max}}{2}\right) \left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right)^2 V_{dc} \quad (2.23)$$

DC-effekten konsumert av Main i området over transisjonspunktet kan finnes ved å benytte (2.2) og (2.5)

$$P_{dc,main} = I_{dc,main} V_{dc} = 2 \frac{I_{max} v_{in}}{2V_{max}} \frac{1}{\pi} V_{dc} = \left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) \left(\frac{I_{max}}{\pi}\right) V_{dc} \quad (2.24)$$

DC-effekten konsumert av Aux i det samme effektområdet kan finnes ved å benytte (2.2) og (2.6)

$$P_{dc,aux} = I_{dc,aux} V_{dc} = 2I_{max} \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} - 0.5\right) \frac{1}{\pi} V_{dc} \quad (2.25)$$

Den totale konsumerte DC-effekten er summen av (2.24) og (2.25)

$$P_{dc,tot} = \left(\frac{I_{max}}{\pi}\right) \left(3\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) - 1\right) V_{dc} \quad (2.26)$$

Den totale effektiviteten fås ved å kombinere (2.23) og (2.26)

$$\eta_{tot,overtr.pkt} = \frac{P_{RF,tot}}{P_{dc,tot}} = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right)^2}{3\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) - 1} \quad (2.27)$$

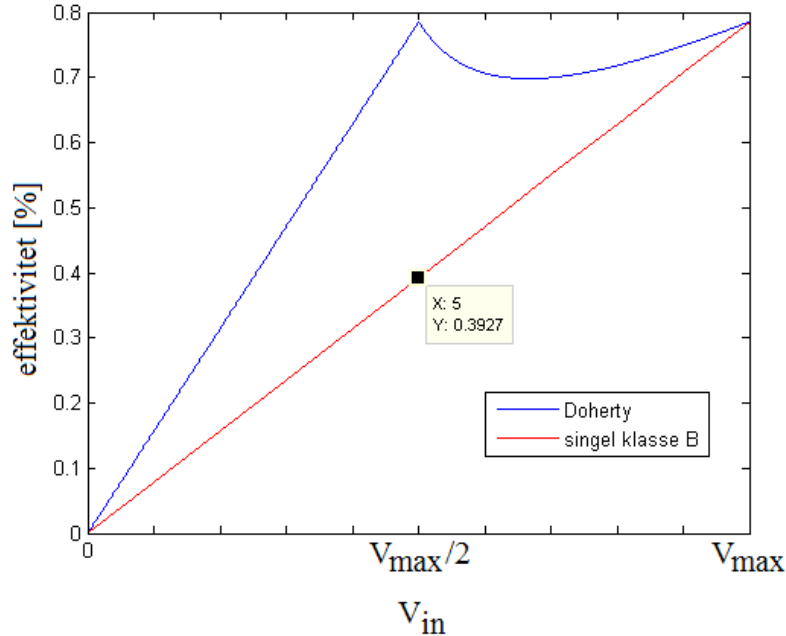
En fullstendigjølrelse av Figur 2.4 på side 7 kan nå presenteres i Figur 2.8. Effektiviteten for en singel klasse B er plottet i samme figur. Dohertyforsterkerens effektivitet er betraktelig høyere i hele effektområdet og ved transisjonspunktet er den det dobbelte av hva den er for klasse B.

Etter transisjonspunktet vil den lave effektiviteten i Aux trekke totaleffektiviteten nedover, men etter hvert som Aux også nærmer seg PEP vil totaleffektiviteten stige igjen. Idet Aux når PEP vil begge delforsterkerne ha den maksimale effektiviteten på $\pi/4$ i likhet med den totale konfigurasjonen.

I denne beskrivelsen ble transisjonspunktet satt til å være 6 dB lavere enn maksimal inngangseffekt. Dette trenger ikke være tilfelle. Transisjonspunktet kan velges fritt ut ifra hva som måtte passe best med modulasjonen som benyttes. Dersom transisjonspunktet plasseres ved større back-off vil effektivitetstoppen havne tilsvarende lavere i effekt, men dippen i det øvre effektområdet vil ligge på en lavere effektivitet enn for 6 dB back-off-tilfellet. Plasseres transisjonspunktet høyere vil dippen ligge høyere. Transisjonspunktet må derfor velges ut ifra applikasjonen. Teorien i dette delkapittelet er hentet fra [1].

2.4 Det totale systemet

For at Dohertykonseptet skal fungere må fundamentalstrømmene I_1 og I_2 følge grafene vist i Figur 2.5 på side 7. I avsnitt 2.3 blir det nevnt at en mye brukt metode er å la Aux operere i klasse C mens Main designes som klasse AB eller B. I [1] redgjøres det for alternative løsninger



Figur 2.8: Effektivitet som funksjon av inngangsspenning

til dette, og alternativet som blir viet størst oppmerksomhet tar for seg to like klasse B (eller AB) forsterkere med et variabelt dempeledd i Aux-greina. I dette prosjektet er det nettopp denne løsningen som skal studeres, og et blokkskjema for det totale systemet er vist i Figur 2.9 på neste side. I de etterfølgende avsnittene blir teorien for de ulike blokkene i denne figuren beskrevet i detalj.

Dempeleddet må sørge for at $I_2 = 0$ i området opp til transisjonspunktet og derifra dempe mindre og mindre slik at I_2 til slutt er like stor som I_1 ved V_{max} . Dette er nærmere beskrevet i delkapittelet 2.5. Dempeleddet må med andre ord «vite» effekten som til enhver tid ligger i RF-signalet slik at det hele tiden kan dempe passe mye. Dette realiseres ved å koble ut en liten del av RF-signalet i kobleren, la det passere en envelopedetektor hvor envelopen så forsterkes opp til et bestemt intervall som utgjør styrespenningen til dempeleddet. Teori for kobleren og envelopedetektoren er nærmere beskrevet i 2.7 og 2.8. Forsinkelseelementene som er tegnet inn i skal kompensere for eventuell forsinkelse av signalet som skjer i envelopedetektoren og dempeleddet og er nærmere beskrevet i 2.9. Splittingen av RF-signalet til Main- og Aux-greina er heller ikke triviell og er beskrevet i 2.6.

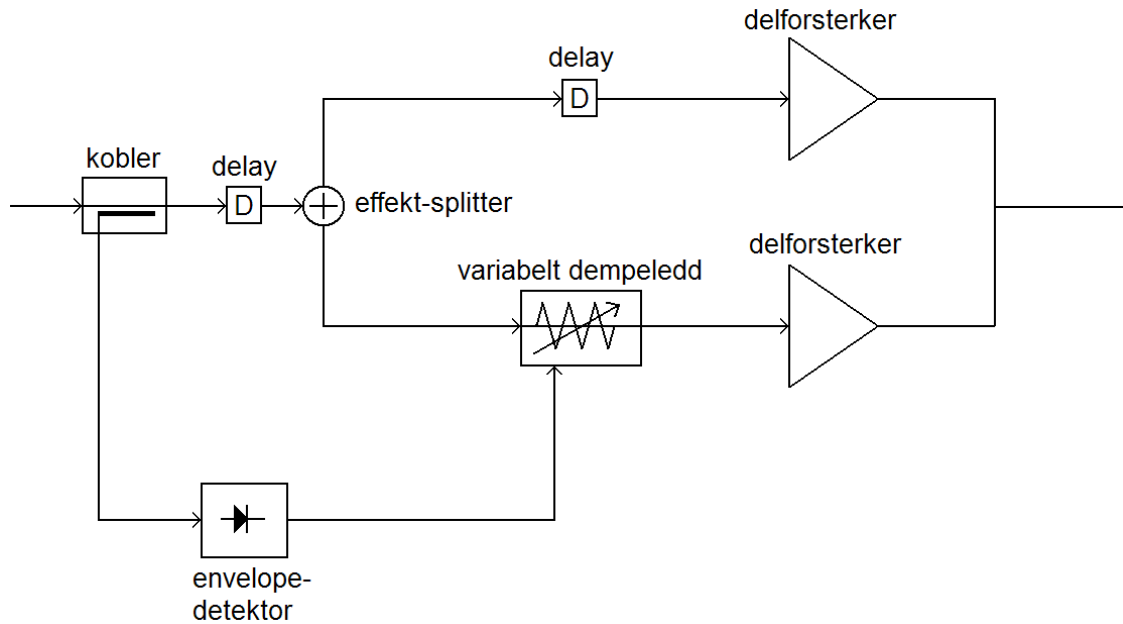
2.5 Realisering av Doherty med variabelt dempeledd

For at Dohertykonseptet skal fungere må fundamentalstrømmene I_1 og I_2 følge grafene vist i Figur 2.5. I avsnitt 2.3 blir det nevnt at en mye brukt metode er å la Aux operere i klasse C mens Main designes som klasse AB eller B. I [1] redgjøres det for alternative løsninger til dette, og alternativet som blir viet størst oppmerksomhet tar for seg to like klasse B (eller AB) forsterkere med et variabelt dempeledd i Aux-greina, se Figur 2.10 på neste side. Fra (2.6) har vi at

$$I_2 = \begin{cases} 2g_m v_{in} (1 - \frac{V_{max}}{2v_{in}}) & \text{hvis } \frac{V_{max}}{2} < v_{in} < V_{max} \\ 0 & \text{hvis } 0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2} \end{cases} \quad (2.28)$$

Vi har også sammenhengen

$$I_2 = g_{tot} v_{in} \quad (2.29)$$

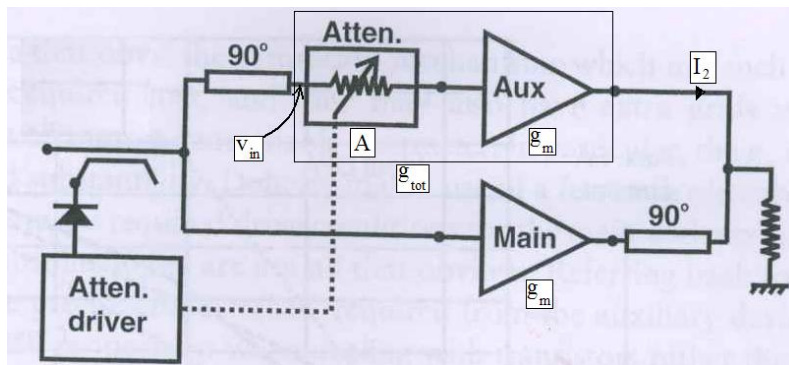


Figur 2.9: Blokkskjema for det totale systemet som utgjør Dohertykonfigurasjonen

der $g_{tot} = Ag_m$ (se Figur 2.10). Ved substitusjon av (2.29) i (2.28) ser vi at dempekararakteristikken dempeleddet må ha blir

$$A = 2\left(1 - \frac{V_{max}}{2v_{in}}\right) \quad , \quad \frac{V_{max}}{2} < v_{in} < V_{max} \quad (2.30)$$

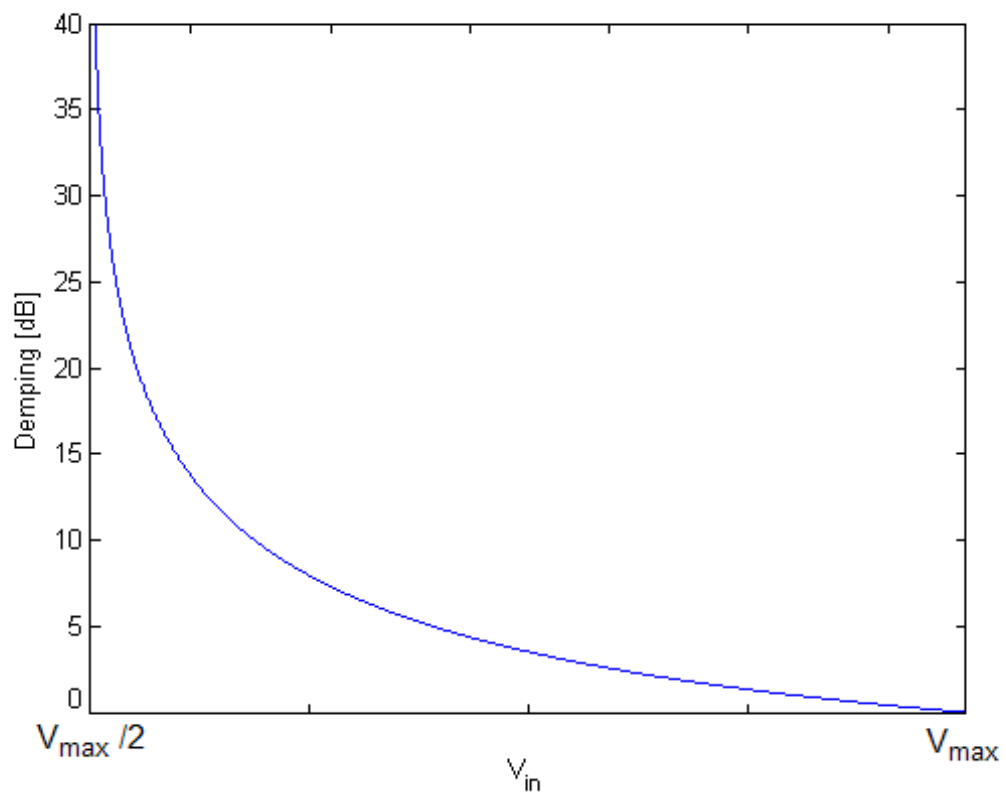
som gir $A = 0$ (uendelig stor demping) for $v_{in} = V_{max}/2$ og $A = 1$ (ingen demping) for $v_{in} = V_{max}$. Dempekararakteristikken er plottet i dB i Figur 2.11 på neste side.



Figur 2.10: Dohertyforsterker der Aux er styrt av et dempeledd. Figuren er hentet fra [1].

2.5.1 π -dempeledd

Det finnes ulike typer dempeledd som er mer eller mindre egnet til ulike applikasjoner. En svært vanlig konfigurasjon er π -dempeleddet. Kretsen er vist i Figur 2.12 på neste side og ligningene for mostandsverdiene R_1 , R_2 og R_3 er



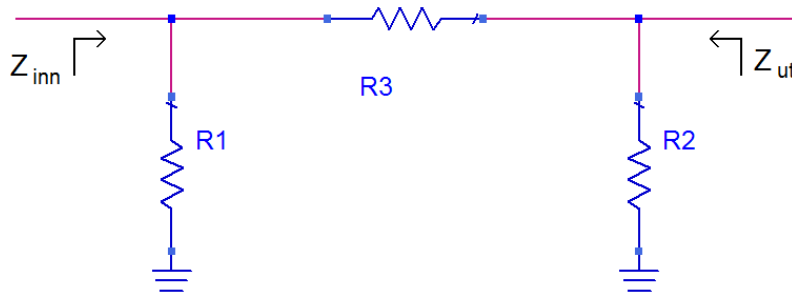
Figur 2.11: Dempekararakteristikken til dempeleddet

$$R1 = \frac{1}{\frac{10^{\frac{L}{10}} + 1}{Z_{inn}(10^{\frac{L}{10}} - 1)} - \frac{1}{R3}} \quad (2.31)$$

$$R2 = \frac{1}{\frac{10^{\frac{L}{10}} + 1}{Z_{ut}(10^{\frac{L}{10}} - 1)} - \frac{1}{R3}} \quad (2.32)$$

$$R3 = \frac{1}{2} (10^{\frac{L}{10}} - 1) \sqrt{\frac{Z_{inn} Z_{ut}}{10^{\frac{L}{10}}}} \quad (2.33)$$

der L er ønsket tap i dB, Z_{inn} er ønsket inngangsimpedans og Z_{ut} er ønsket utgangsimpedans. I Tabell 2.1 ser vi at med økende demping må R3 øke og R1 og R2 minke. Dette er intuitivt da signalet i større grad går mot jord med R1 og R2 små, og i mindre grad går gjennom en stor R3.



Figur 2.12: π -dempedeidd

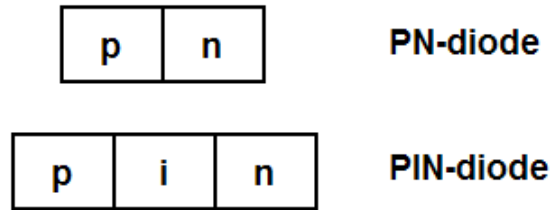
| L [dB] | 0 | 5 | 10 | 20 | 30 |
|-----------------|----------|-----|----|-----|-----|
| R1 [Ω] | ∞ | 178 | 96 | 61 | 53 |
| R2 [Ω] | ∞ | 178 | 96 | 61 | 53 |
| R3 [Ω] | 0 | 30 | 71 | 248 | 790 |

Tabell 2.1: Motstandsverdier for ulike dempeledd med $Z_{inn} = Z_{ut} = 50\Omega$

2.5.2 Variabelt π -dempedeidd

Dempedeiddet i avsnitt 2.5.1 har en fast demping bestemt av motstandsverdiene R1, R2 og R3. I vårt tilfelle er vi interessert i et variabelt dempeledd som varierer dempingen i forhold til styrken på RF-signalet. Ved å erstatte motstandene med PIN-dioder kan dette realiseres.

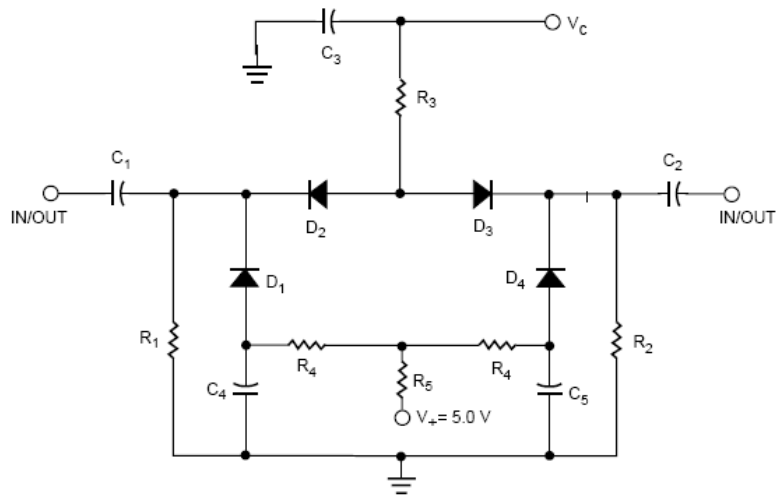
En PIN-diode er en diode med et ekstra mellomliggende lag i tillegg til det p- og n-dopede laget i en vanlig PN-diode, se Figur 2.13 på side 15. I en forover-biasert PIN diode vil dette ekstra laget motta elektroner fra det n-dopede laget, og hvis dette får pågå lenge nok vil elektronene strømme videre inn i det p-dopede laget. Dette kan sammenlignes med en bøtte som har et hull i siden i en viss høyde. Hvis man fyller vann i bøtta vil nivået til slutt overstige hullet og vann vil strømme ut. Dersom man slutter å helle i vann (fjerner spenningen over dioden) vil vannnivået synke til under hullet og det vil slutte å renne vann. Dersom vannnivået er noe høyere enn hullet og denne switchingen foregår raskt vil vannet aldri rekke å synke ned til hullets nivå og det vil renne vann uavbrutt selvom det er perioder der vann ikke etterfylles. Dersom switchingen foregår sakte vil derimot vannet rekke og synke så mye at strømmingen stanses. På samme måte vil en PIN-diode ved lave frekvenser oppføre seg som en vanlig PN-diode, mens den ved høye frekvenser (godt over dens egen cut-off-frekvens f_c) vil oppføre seg som en nesten perfekt strømstyrt variabel motstand [2].



Figur 2.13: PN-diode vs PIN-diode

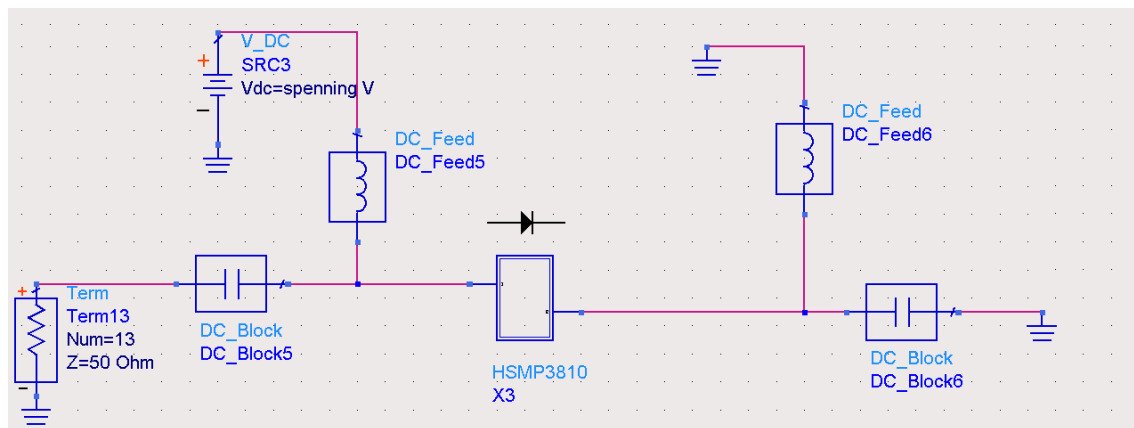
En løsning blir derfor å erstatte motstandene i Figur 2.12 med PIN-dioder. Ved å erstatte motstandene med en PIN-diode hver vil nettverket bli asymmetrisk, noe som vil resultere i et noe komplisert bias-nettverk. Det er flere fordeler knyttet til å erstatte R_3 med to PIN-dioder [10] med noe høyere «insertion loss» som eneste ulempen (mindre enn 0.5 dB ytterligere «insertion loss»). Dette vil medføre at dempingen ved V_{max} (som optimalt skal være 0) vil bli noe høyere.

En mye brukt konfigurasjon for et variabelt π -dempeledd er vist i Figur 2.14 på neste side hvor diodene er av typen HSMP-3810 [13]. En simulering på kretsene i Figur 2.15 på neste side, der en modell for denne dioden blir forspent med økende spenning, gir resultatene i Figur 2.16 på side 17 (situasjonen i a og b gir samme resultat). Vi kan se at med økende spenning reduseres impedansen. For lav V_c vil D_1 og D_4 være foroverspent på grunn av V_+ og derfor ha liten impedans, mens D_2 og D_3 vil være bakoverspent å ha høy impedans. Med andre ord vil dempingen være stor med lav V_c . Etterhvert som V_c øker og blir større enn V_+ vil situasjonen være motstatt; D_1 og D_4 vil ha høy impedans, mens D_2 og D_3 vil ha lav impedans. Dempingen vil altså bli liten for høy V_c . Ved å tune på V_+ og motstandene R_1 til R_5 kan dempekararakteristikken tilpasses for å bli mest mulig lik den i Figur 2.11.

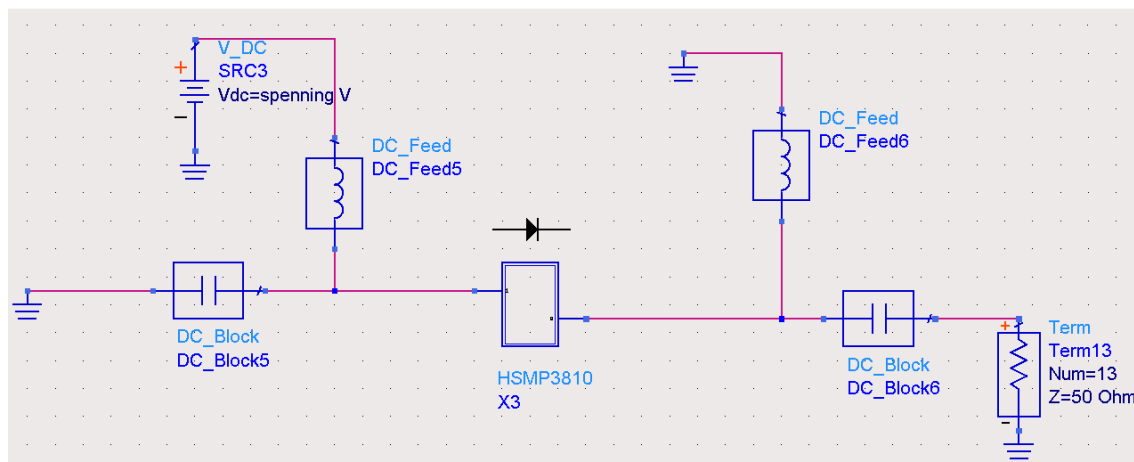


Figur 2.14: Kretsen for et mye brukt π -dempeledd. Figuren er hentet fra [10].

Spenningsområdet hvor diodens impedans endres mye er relativt smalt. Dette passer bra med kurveformen i Figur 2.11 som er svært bratt like over $V_{max}/2$. Det vil altså være gunstig å designe dempeleddet slik at dette smale forspenningsområdet inntreffer der dempekararakteristikken er brattest. Det er mulig å analysere seg frem til verdiene som realiserer dette, men det er både raskere å enklere å finne verdiene empirisk ved hjelp av tuning i simuleringstøytøy som ADS etc.

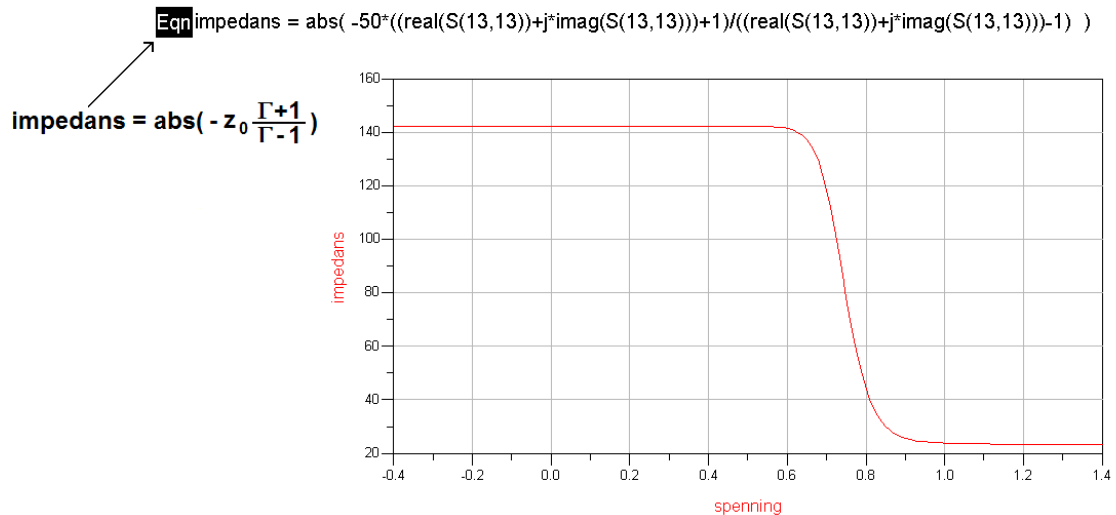
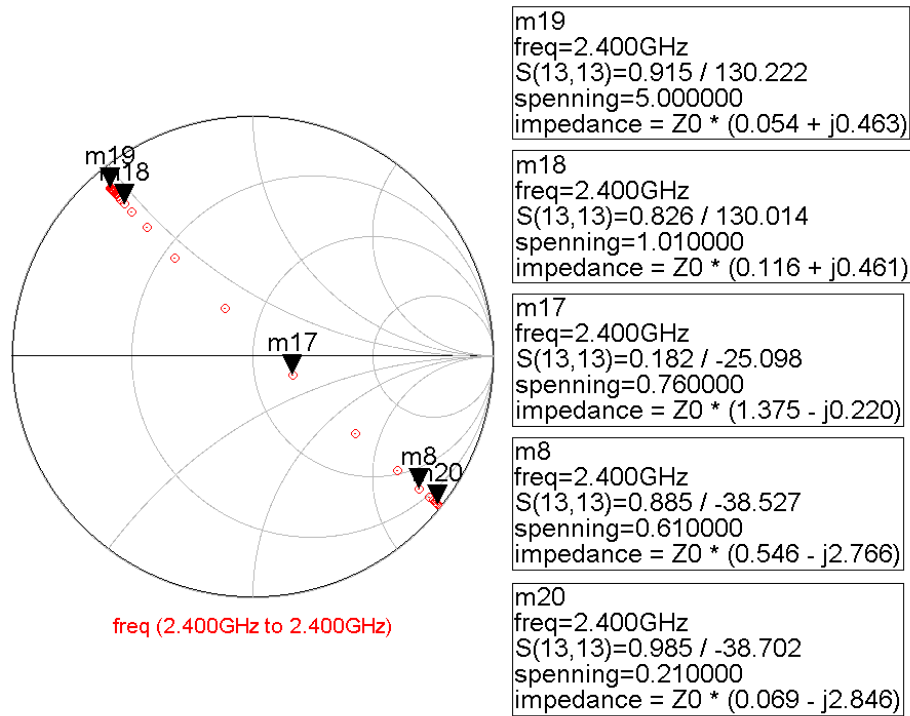


a



b

Figur 2.15: Testbenk for måling av diodeimpedans som funksjon av forspenning



Figur 2.16: Impedansen til PIN-dioden HSMP-3810 på 2.4 GHz som funksjon av forspenning

2.5.3 Redusert forsterkning for det totale systemet med tap i dempeleddet

Å få dempingen i dempeleddet helt ned til 0 dB ved V_{max} er svært vanskelig; det vil alltid være mer eller mindre tap i dempeleddet. Dette tapet er det svært viktig å ta hensyn til.

Når den totale effekten i RF-signalet splittes til Main- og Aux-greina kan dette gjøres på to måter: greinene kan få like mye effekt (symmetrisk splitt), eller den ene greina kan få mer enn den andre (usymmetrisk splitt). Dette er beskrevet nærmere i delkapittel 2.6. Dersom splitten er symmetrisk og dempeleddet har tap ved V_{max} vil Main ved denne effekten få servert et sterkere signal enn Aux. Dette vil forringe Dohertyeffekten som tar utgangspunkt i at Main og Aux ved PEP skal få tilført lik effekt. Dette kan løses med en usymmetrisk splitt som gir Main-greina x dB lavere effekt enn Aux-greina dersom dempeleddet demper x dB ved V_{max} , se Figur 2.17.

Systemets totale forsterkning vil selvsagt minke dersom det er tap i dempeleddet. I Figur 2.17 påtrykkes et signal på 0 dB en Dohertyforsterker som benytter et dempeledd som demper x dB ved V_{max} . Signalet splittes slik at Main- og Aux-greina får henholdsvis $P1$ og $P2$ dB. Følgende ligninger må være oppfylt

$$10^{\frac{P1}{10}} + 10^{\frac{P2}{10}} = 1 \quad (2.34)$$

$$P2 - x = P1 \quad (2.35)$$

Med litt regning gir dette følgende løsning

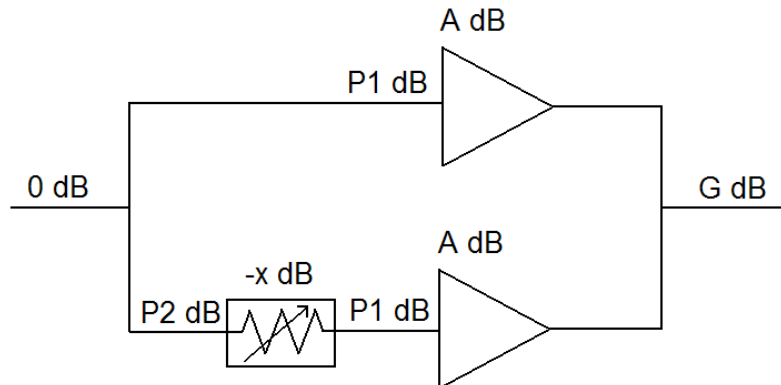
$$P2 = -10 \log(1 + 10^{-\frac{x}{10}}) \quad (2.36)$$

$$P1 = P2 - x \quad (2.37)$$

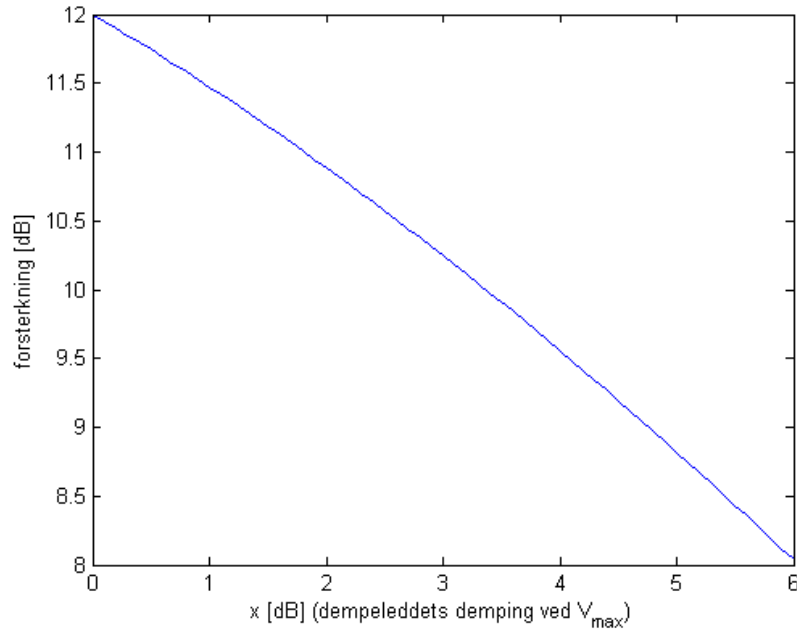
Systemets totale forsterkning som funksjon av dempeleddets demping ved V_{max} og delforsterkernes forsterkning blir

$$\begin{aligned} G &= P1 + A + 10 \log 2 \\ &= -10 \log(1 + 10^{-\frac{x}{10}}) - x + A + 10 \log 2 \end{aligned} \quad (2.38)$$

Det er verdt å merke seg at dersom dempeleddet er optimalt ($x = 0$) blir $G = A$. Et plot av systemets totale forsterkning (som benytter delforsterkere med 12 dB forsterkning) som funksjon av x er gjengitt i Figur 2.18 på neste side.



Figur 2.17: Systemets totale forsterkning



Figur 2.18: Systemets totale forsterkning som funksjon av dempeleddets demping ved V_{max}

2.5.4 Hva er tilstrekkelig demping ved $V_{max}/2$?

Ved $V_{max}/2$ skal optimal demping være uendelig stor. Dette lar seg selvsagt ikke realisere. Spørsmålet blir derfor om den realiserte dempingen ved $V_{max}/2$ er stor nok til å kunne approksimere Aux som «av».

Inngangseffekten ved $V_{max}/2$ ($P_{V_{max}/2}$) blir splittet til P_{main_grein} og P_{aux_grein} i en splitt på x dB som nevnt i avsnitt 2.5.3. Dette er også vist i Figur 2.19 på side 20. Disse effektene som funksjon av $P_{V_{max}/2}$ (alle effektene i Watt) blir med litt regning

$$P_{main_grein} = P_{V_{max}/2} \left(1 - \frac{1}{1 + 10^{-x/10}}\right) \quad (2.39)$$

$$P_{aux_grein} = \frac{P_{V_{max}/2}}{1 + 10^{-x/10}} \quad (2.40)$$

I denne situasjonen skal dempeleddet dempe maksimalt, men klarer i realiteten bare y dB slik at effektene på utgangen av Main og Aux blir

$$P_{main_ut} = P_{V_{max}/2} \left(1 - \frac{1}{1 + 10^{-x/10}}\right) 10^{A/10} \quad (2.41)$$

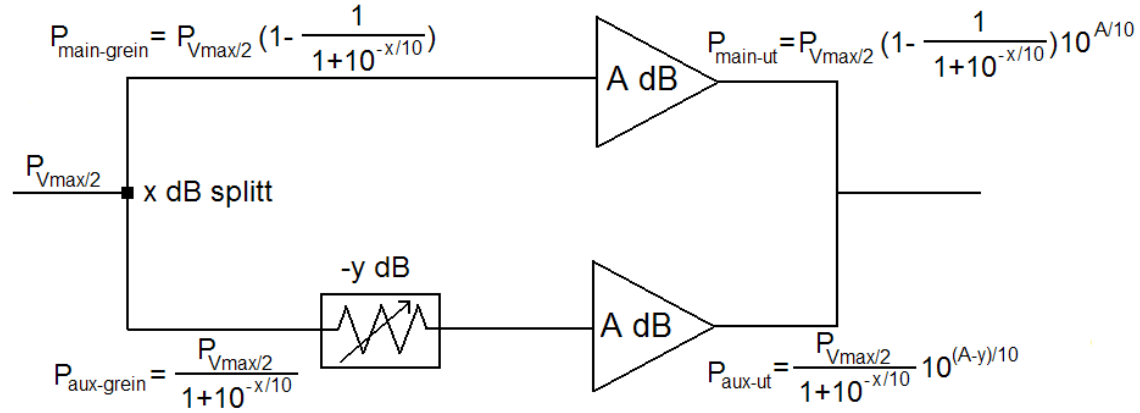
$$P_{aux_ut} = \frac{P_{V_{max}/2}}{1 + 10^{-x/10}} 10^{(A-y)/10} \quad (2.42)$$

Med litt regning forenkler forholdet mellom disse to effektene seg til

$$\frac{P_{aux_ut}}{P_{main_ut}} = 10^{\frac{x-y}{10}} \quad (2.43)$$

Et relativt «undervurdert» dempeleddet kan for eksempel ha $x = 5$ og $y = 25$ som gir et forhold på ca 1%, mens et realistisk oppnåelig resultat bør være minst $x = 4$ og $y = 30$ som gir et forhold på 2.5 %. Forholdet mellom strømmene I_{1T} og I_2 fra Figur 2.3 på side 6 blir tilsvarende stort,

så loadpull-effekten ved $V_{max}/2$ blir neglisjerbar. Det kan derfor enkelt forsvares å approksimere Aux som «av» selvom dempeleddet ikke har uendelig demping ved $V_{max}/2$.



Figur 2.19: Effektene (i Watt) i ulike noder i Dohertykonfigurasjonen ved $V_{max}/2$.

2.6 Effektsplitting

Det finnes flere måter å splitte effekt på. I dette delkapittelet blir det redgjort for en 90 graders hybrid (kalles også quadratur hybrid) og Figur 2.20 på neste side viser en slik splitter.

Et signal som kommer inn på port 1 vil splittes i to signaler (port 2 og 3) med innbyrdes 90° faseforskjell (derav navnet 90 graders hybrid) med den terminerte port 4 fullstendig isolert fra port 1 [8]. Siden linjene er kvartbølgerlinjer vil fasen på port 2 ligge -90° i forhold til port 1, mens den på port 3 vil ligge ytterligere -90° , altså -180° i forhold til port 1. Ønsket splitt oppnås ved å velge Z_{0A} og Z_{0B} som

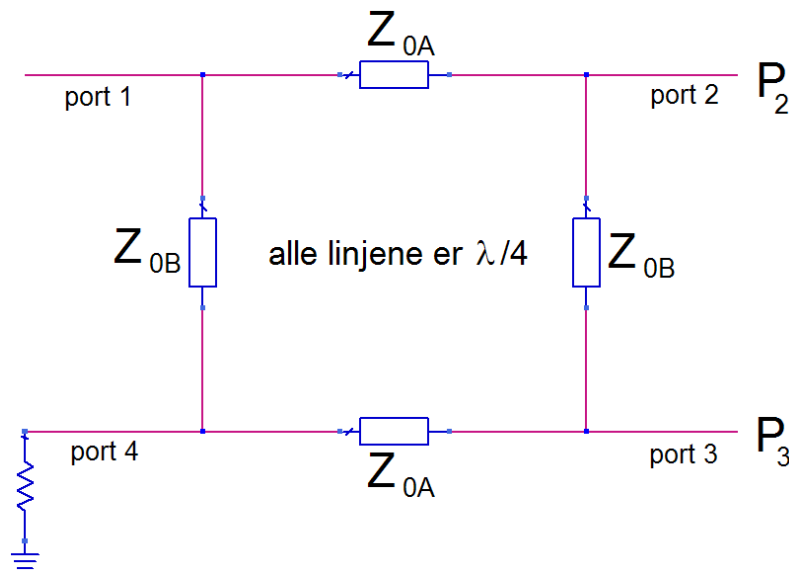
$$Z_{0A} = Z_0 \times \left(\frac{P_2}{P_3} \right)^{0.5} \quad (2.44)$$

$$Z_{0B} = Z_0 \times \left(\frac{P_2}{P_3} \right)^{0.5} \quad (2.45)$$

der P_2 og P_3 er effektene på port 2 og 3 i Watt.

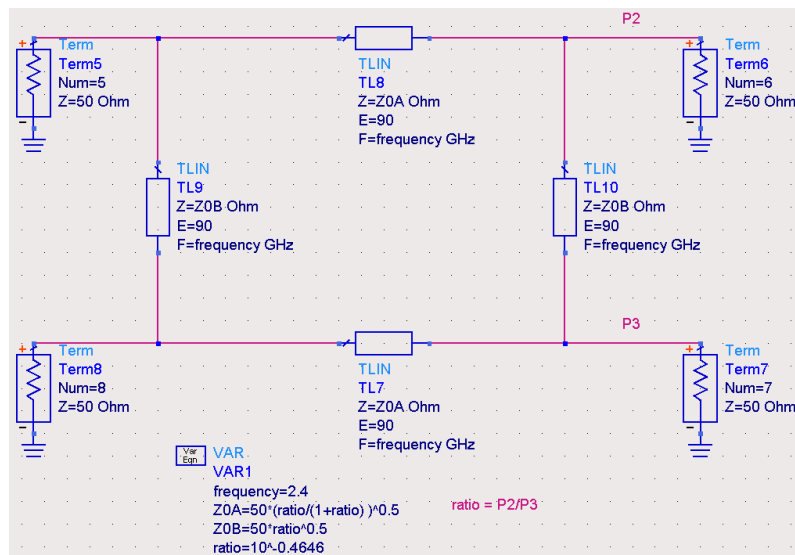
To varianter er mulig for hver splitt: $P_2 > P_3$ og $P_2 < P_3$. De to variantene gir opphav til ulike linjedimensjoner og ulik båndbredde. En simulering av kretsen i Figur 2.21, der det benyttes ideelle linjer, gir resultatene i Figur 2.22 på neste side. I Figur a er $P_2 > P_3$, og dette oppnås med variabelen $ratio = P_2/P_3 = 10^{0.4646}$. I Figur b er $P_2 < P_3$ og dette oppnås med $ratio = 10^{-0.4646}$. Splitten er altså i dette tilfellet på 4.646 dB. For $P_2 > P_3$ blir 1-dB-båndbredden 882 MHz og Z_{0A} og Z_{0B} blir henholdsvis 43 Ω og 85 Ω . Insatt i LineCalc, på substratet som blir brukt i dette prosjektet, og med elektrisk lengde på 90° gir dette linjebredder på henholdsvis 3.84 mm og 1.02 mm. For $P_2 < P_3$ blir 1-dB-båndbredden 436 MHz og Z_{0A} og Z_{0B} blir henholdsvis 25 Ω og 29 Ω . Dette gir linjebredder på 8.23 mm og 6.76 mm. Dette er svært brede linjer med tanke på at en 50 ohms linje på 2.4 GHz er 3.02 mm, så i dette eksemplet er det fordelaktig å velge $P_2 > P_3$ både med tanke på båndbredde og linjedimensjoner.

En fordel med å benytte denne splitteren i Dohertykonfigurasjoner er at det naturlig er 90° faseforskjell på port 2 og 3. På den måten kan kvartbølgerlinjen i Aux-greina unngås. Men dersom Dohertykonfigurasjonen benytter asymmetrisk splitt kan dette også bli en ulempe. Med symmetrisk splitt blir det effektmessig likegyldig hvilken grein som kobles på hvilken port, og da kobles Aux-greina naturligvis på port 3. Dersom splitten derimot er asymmetrisk er det ikke lenger likegyldig



Figur 2.20: 90 graders hybrid

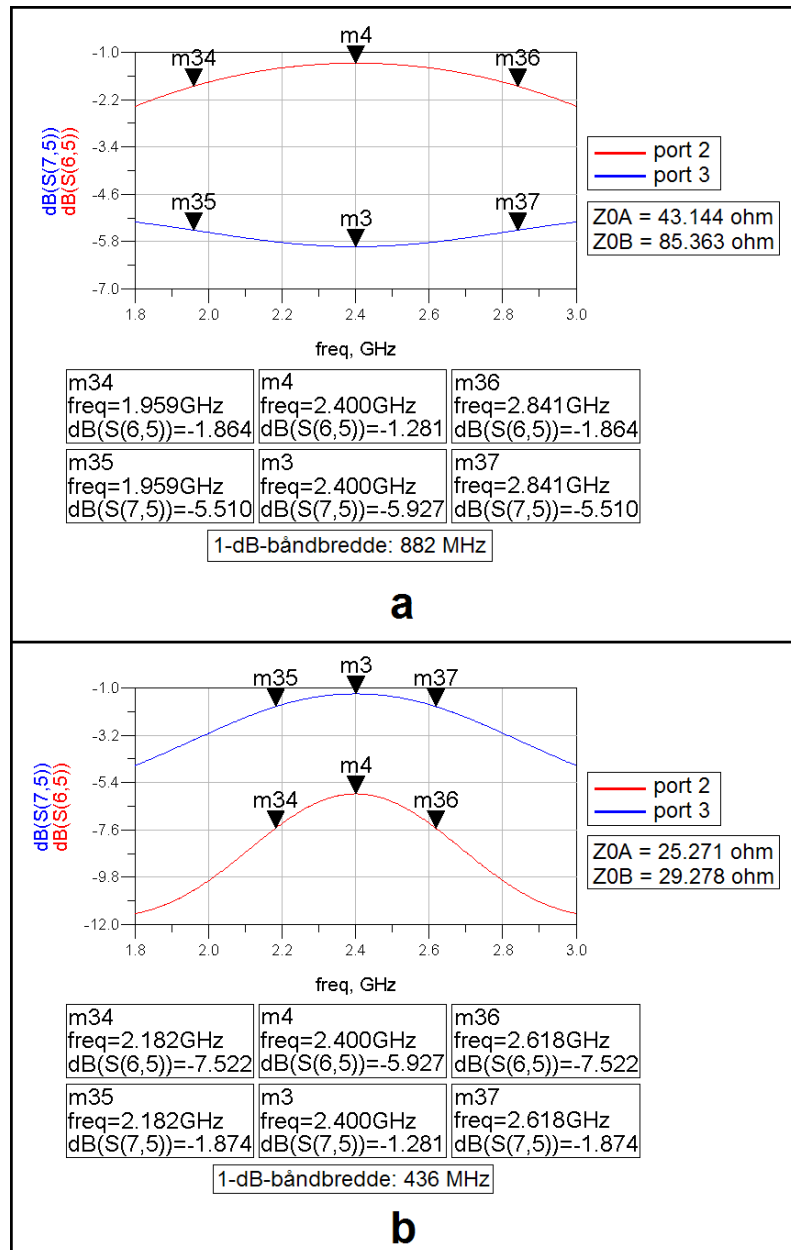
hvilken port som kobles hvor. I denne oppgaven skal Aux-greina få tilført større effekt enn Main-greina, slik at varianten $P_3 > P_2$ bør velges. Da kan de to linjene fra splitteren og inn på Main og dempeleddet være like lange (ser nå bort i fra delay-linjen i Main-greina som skal kompensere for eventuell forsinkelese i dempeleddet). Dersom varianten $P_2 > P_3$ likevel velges vil Aux-porten ligge 90° forran Main-porten, og for å få det korrekt må derfor linja mellom port 2 og dempeleddet være 270° lengre enn linja fra port 3 til Main.



Figur 2.21: 90 graders hybrid med ideelle linjer

2.7 «Coupled Lines»-kobler

Når to transmisjonslinjer (microstrip og/eller stripline) ligger nærme nok hverandre vil energi fra den ene linja overføres til den andre og omvendt. Dette utnyttes i en «Coupled Lines»-kobler som

Figur 2.22: Ideell usymmetrisk splitt på 4.646 dB der a) $P_2 > P_3$ og b) $P_2 < P_3$

er et fire-ports nettverk der inngangssignalet kommer inn på port 1 og splittes til port 2 og 3, se komponenten markert med rødt i Figur 2.23 på side 23. Port 4 er som regel terminert med systemimpedansen. Hvor stor del av signalet som havner på port 2 og 3 og hva fasen her vil være avhenger av koblerens geometri (avstanden mellom linjene, bredden på linjene og lengden på det området der linjene ligger parallelt).

Som regel er det ønskelig at eventuelt innkommende signal på port 2 (på grunn av refleksjoner som skjer lenger frem på transmisjonslinja) ikke skal kobles over på port 3; det som ligger på port 3 skal kun være et resultat av innfallende signal på port 1. I tillegg bør så lite som mulig av det innkommende signalet på port 1 kobles over på port 4 hvor det brennes opp i termineringen. På den måten vil mest mulig av signalet på port 1 som ikke kobles over til port 3 havne på port 2.

ADS har to komponenter «CLIN» og «MCLIN» som representerer kobleren markert med rødt i Figur 2.23 for henholdsvis ideelle og fysiske linjer. CLIN har parametrene Z_e , Z_o , E og F som står for henholdsvis «even mode characteristic impedance», «odd mode characteristic impedance», «Electrical Length» og «Frequency». De to første parametrene avhenger av koblerens geometri og ligningene er kompliserte, men uansett geometri gjelder

$$Z_0 = \sqrt{Z_e \cdot Z_o} \quad (2.46)$$

En simulering av kretsen i Figur 2.24 på neste side gir resultatet i Figur 2.25 på side 25. Her er elektrisk lengde 90° , og dersom det for eksempel er ønskelig å gi like mye effekt til port 2 og 3 må Z_e være 120.7Ω , se Figur a der port 2 og 3 får halve effekten hver. Med elektrisk lengde på en kvart bølgelengde blir også effektsplitten symmetrisk rundt senterfrekvensen på 2.4 GHz i tillegg til at fasen på port 2 og 3 blir henholdsvis -90° og 0° i forhold til signalet på port 1 (Figur c). Figur b viser at isolasjonen s_{41} og s_{32} er svært god med omtrent -300 dB. Disse er like hverandre siden kretsen er symmetrisk. På samme måte har vi $s_{42} = s_{31}$ og $s_{12} = s_{21}$ (Figur d).

I dette prosjektet skal det lages en kobler som henter ut -20 dB av det innkommende signalet på port 1. Med elektrisk lengde på 90° må Z_e være 55.3Ω og resultatet er vist i Figur 2.26 på side 26. s_{21} er -0.044 dB som tilsvarer 99 % av signalet på port 1.

Dersom det benyttes en geometri der elektrisk lengde er mindre enn 90° blir splitten rundt senterfrekvensen usymmetrisk, og fasen på port 2 og 3 blir forskjellig fra henholdsvis -90° og 0° . Faseforskjellen de to portene imellom er imidlertid den samme (90°). Dette er vist i Figur 2.27 på side 27 der elektrisk lengde er 10° og $Z_e = 86.7 \Omega$.

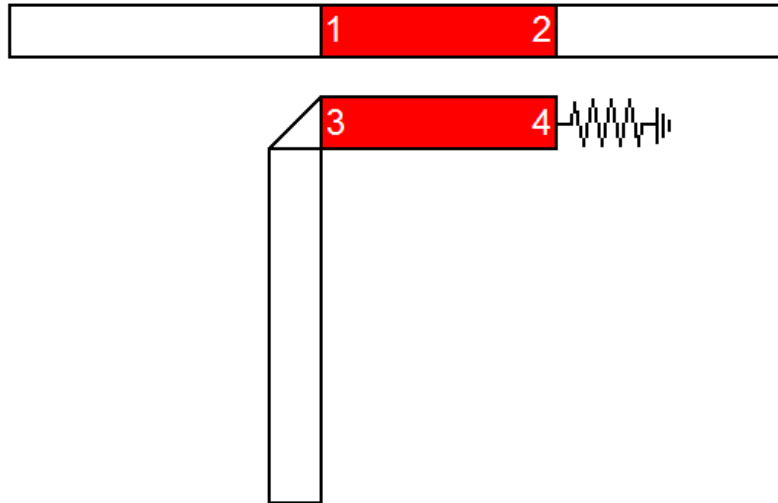
For å lage et design med en fysisk kobler benyttes «MCLIN». Her spesifiseres substratet, bredden og lengden på linjene samt avstanden mellom dem. Teorien i dette delkapittelet er hentet fra [9].

2.8 Envelopedetektor

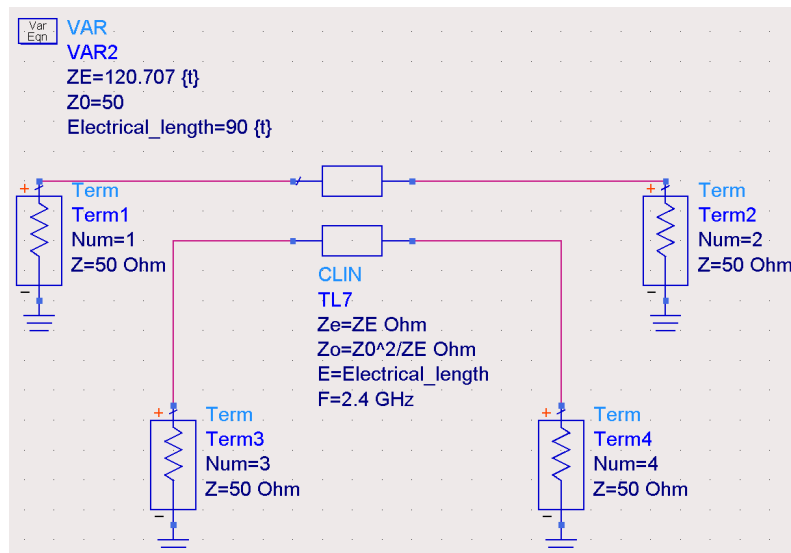
Envelopedetektering kan gjøres på flere måter, og i dette prosjektet ble to løsninger vurdert: transistorløsningen og diodeløsningen.

Transistorløsningen gikk ut på å benytte en transistor for likeretting av RF-signalet etterfulgt av et filter for midling. Figur 2.28 på side 28 viser prinsippet for denne løsningen. Ved å biasere transistoren som klasse B og plassere en motstand (R_1) mellom Drain og V_d blir spenningen på Drain liggende på V_d i halvperioden transistoren ikke leder og invertert og forsterket i den andre halvperioden. Dette signalet blir så filtrert av R_2 og C_3 slik at signalets middelværdi går videre til opampen hvor det blir forsterket til dempeleddets V_c .

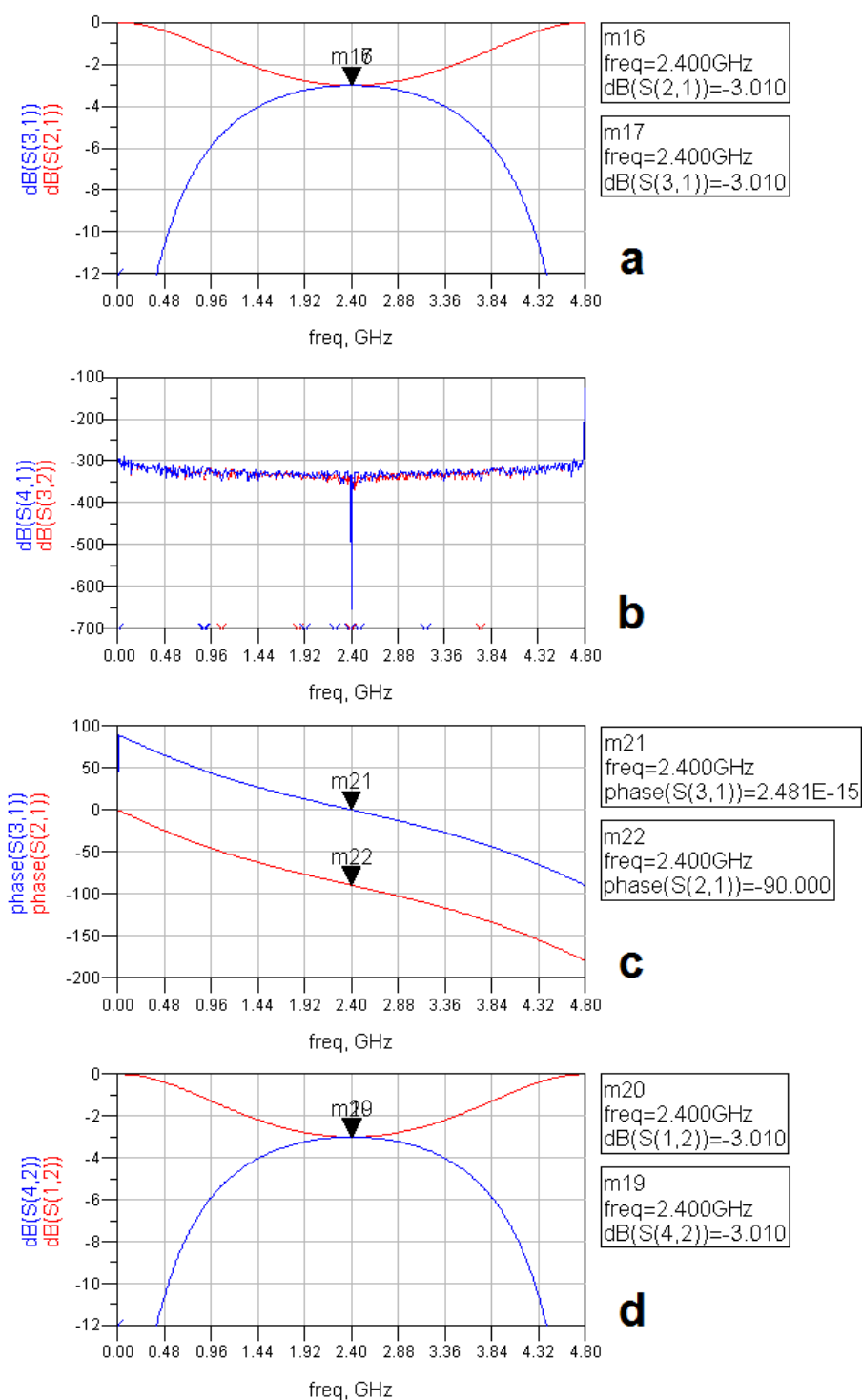
Diodeløsningen gikk ut på å benytte en klassisk envelopedetektorkrets bestående av en diode for likeretting etterfulgt av et filter for å hente ut envelopen, se Figur 2.29 på side 28. Når bærebølgespenningen er lavere enn spenningen over kondensatoren vil kondensatoren lade seg ut i motstanden, og hvor rask denne utladningen er avhenger av filterets tiskonstant gitt som $\tau = RC$. Når bærebølgespenningen er på vei opp igjen og kommer på nivå med kondensatorspenningen vil kondensatoren lades opp og følge bærebølgespenningen



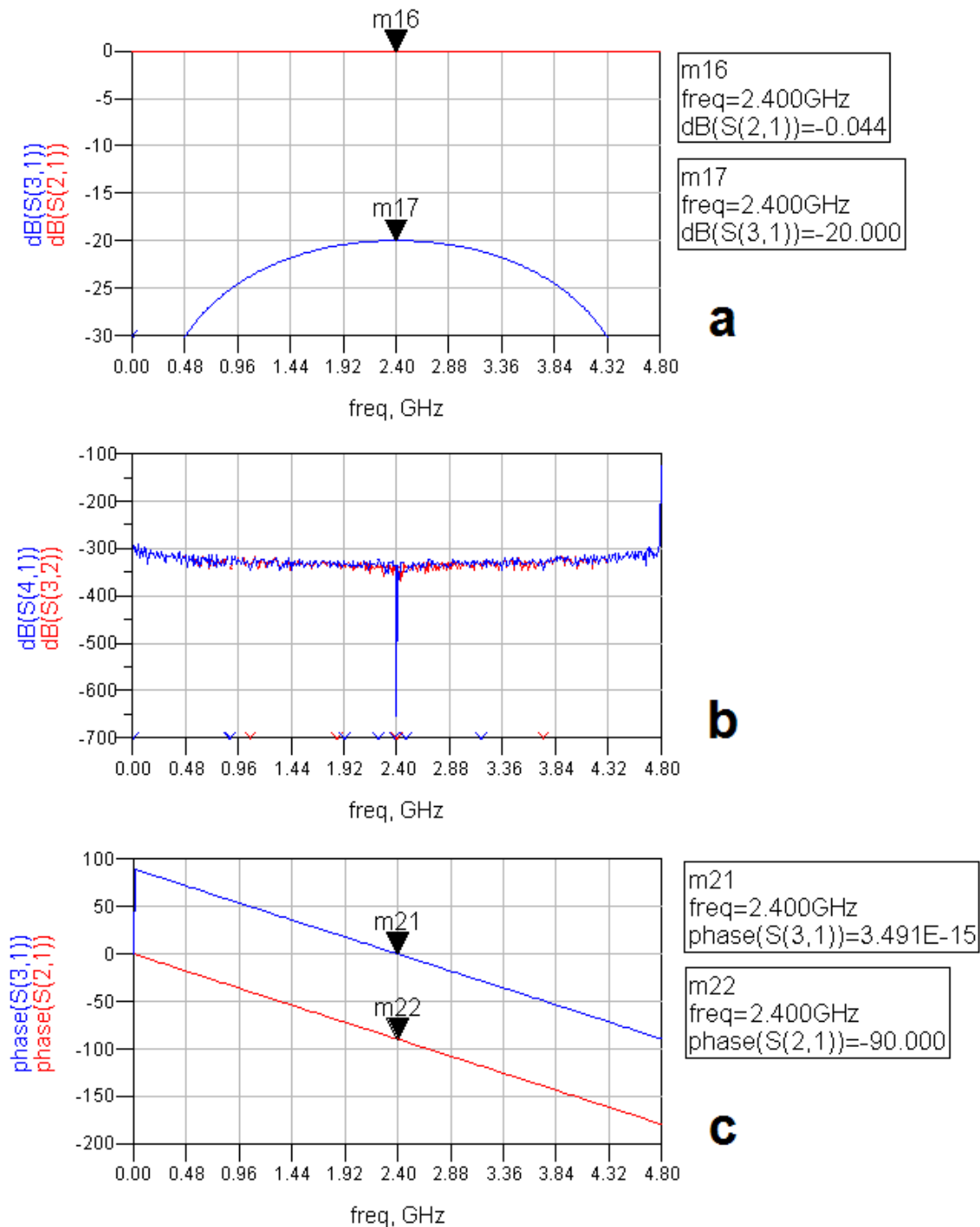
Figur 2.23: To koblede transmisjonslinjer. Linjedelene markert med rødt utgjør komponenten "Coupled Lines" i ADS



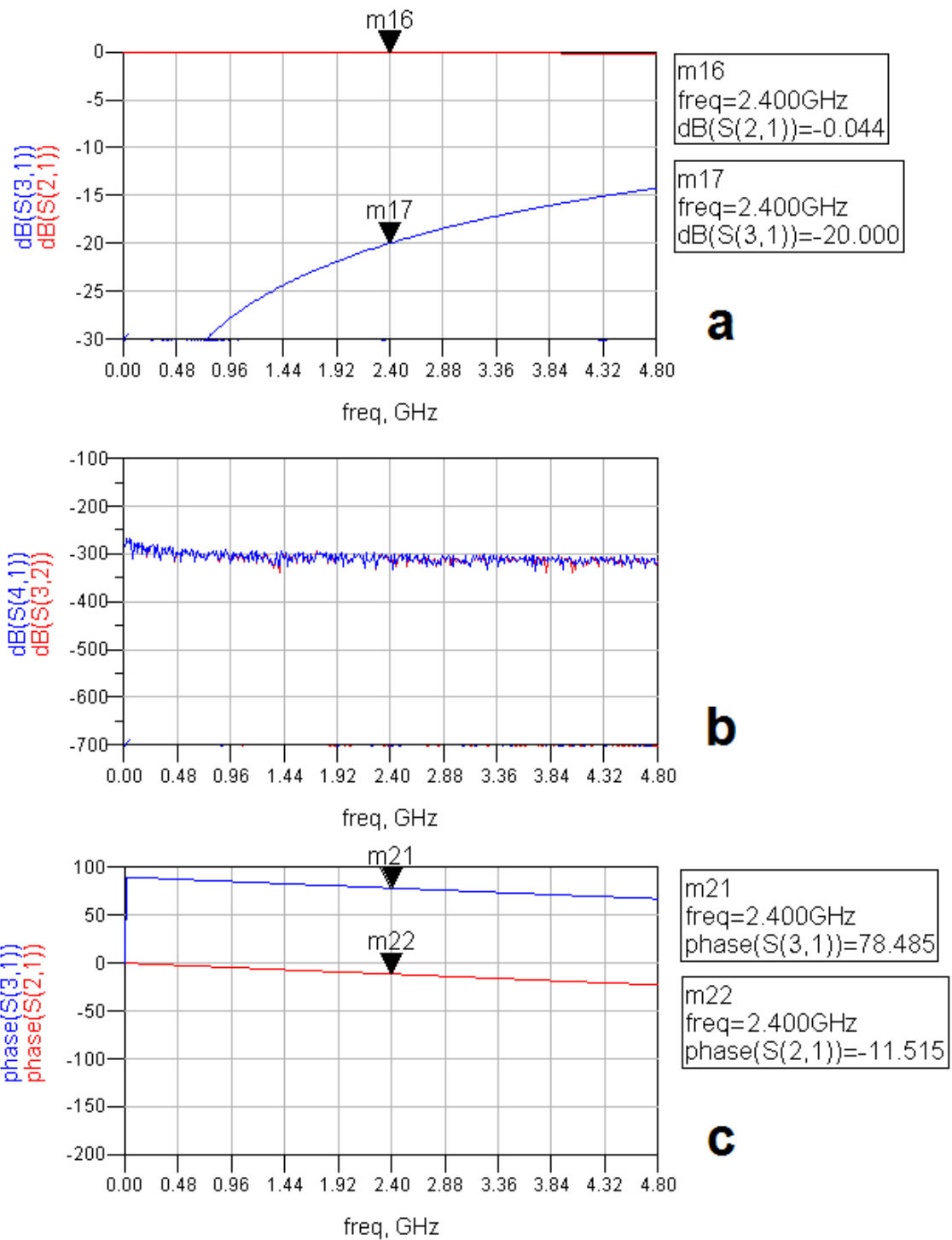
Figur 2.24: Simulering av en ideell kobler i ADS



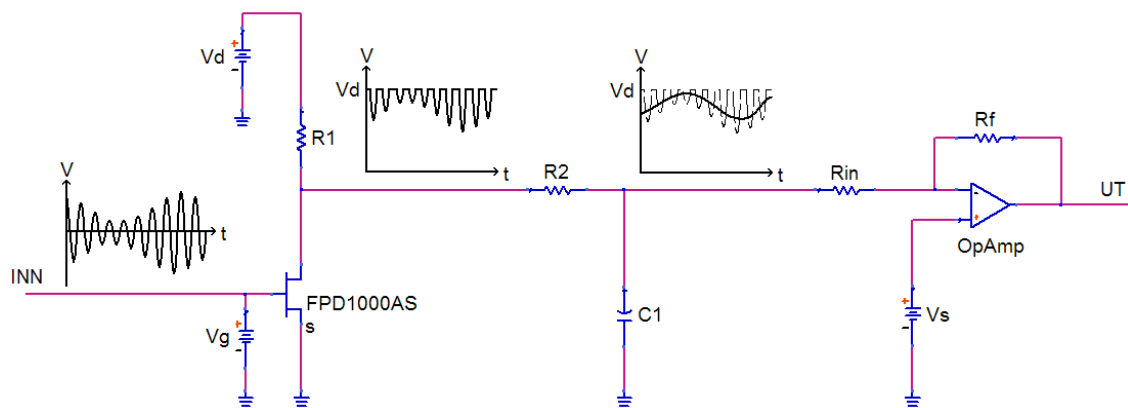
Figur 2.25: Ulike s-parametre til en ideell kobler med symmetrisk splitt og elektrisk lengde på 90° . $Z_e = 120.7 \Omega$



Figur 2.26: Ulike s-parametre til en ideell kobler med $s_{31} = -20$ dB og elektrisk lengde på 90° . $Z_e = 55,3 \Omega$

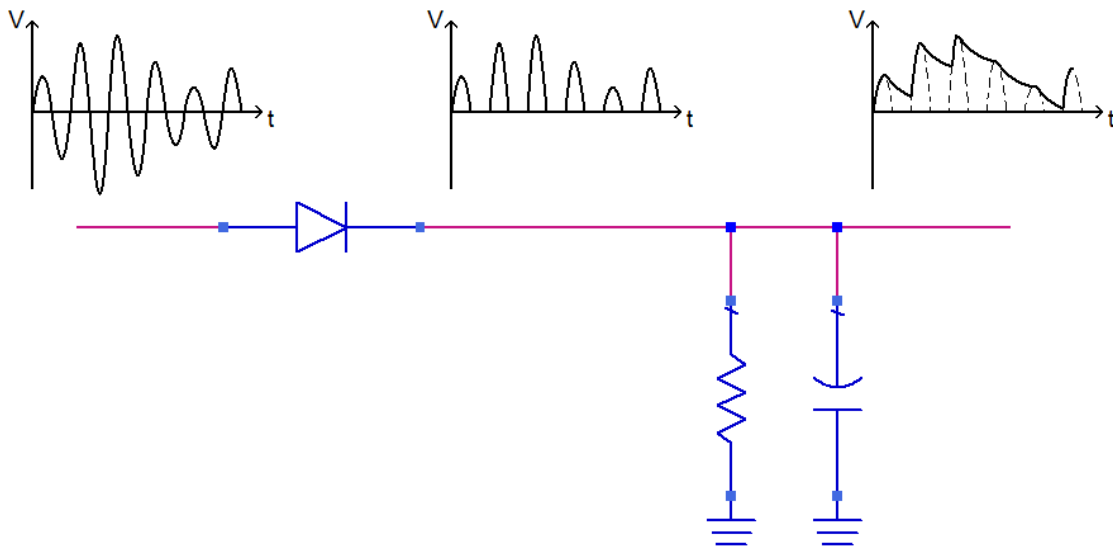


Figur 2.27: Ulike s-parametre til en ideell kobler med $s_{31} = -20$ dB og elektrisk lengde på 10° . $Z_e=86,7 \Omega$



Figur 2.28: Prinsippet for transistorløsningen av envelope-detektoren

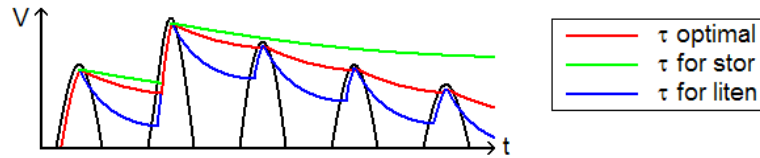
med en liten offset tilsvarende spenningsfallet over dioden. Dette er vist i Figur 2.30 på side 28. Dersom tidskonstanten er for stor vil ikke filteret klare å følge envelope når envelope minker, og dersom tidskonstanten er for liten vil rippelen bli unødvendig stor. Rippelens frekvens vil være lik frekvensen til bærebølgen, og dersom denne er i GHz-området vil rippelen filtreres vekk i den etterfølgende opampen og ikke synes i dempeleddets styrespenning. Siden det var denne løsningen som til slutt ble realisert i praksis i dette prosjektet er det denne løsningen som blir gjennomgått i detalj i de neste avsnittene.



Figur 2.29: Prinsippet for diodeløsningen av envelope-detektoren

2.8.1 Signalet som kommer fra kobleren

Det er tenkt at Dohertyforsterkeren skal kunne håndtere et WCDMA-3GPP-signal. Dette signalet er det mest brukte i UMTS-familien og har en båndbredde på 5 MHz. For å ha et signal å påtrykke envelope-detektoren i designprosessen i ADS benyttes det et amplitudemodulert signal med bærebølge på 2.4 GHz og envelope på 5 MHz (og lavere). For å lage et amplitudemodulert signal med bærebølge på 2.4 GHz og envelope på E Hz kan to sinuser med frekvensene $(2.4 \cdot 10^9 \pm E/2)$ Hz adderes. Disse sinusene vil adderes i fase og motfase med en periode på $1/E$. Spenningsamplituden



Figur 2.30: Betydningen av valget av tidskonstanten τ

til envelopen vil ha maksimal- og minimalverdi tilsvarende henholdsvis summen og differansen av spenningsamplituden til de to sinusene.

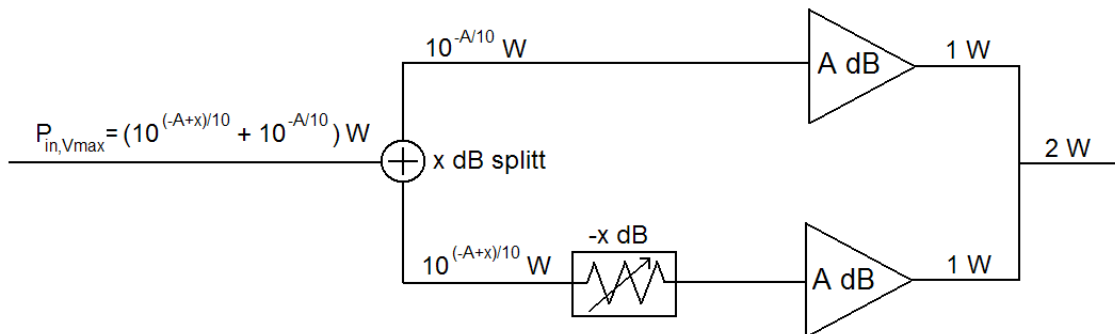
Styrken

Det er viktig å vite styrken på signalet som kommer fra kobleren for å blant annet se hvilke krav som må stilles til opampen. Ved å anta at det ligger 2 W på utgangen av hele systemet ved V_{max} (det er dette som er kravet) vil det ligge 1 W på utgangen av hver delforsterker, se Figur 2.31. På inngangen av hver delforsterker vil det ligge $10^{-A/10}$ W når hver av delforsterkerne har A dB forsterkning. På inngangen av dempeleddet vil det ligge $10^{(-A+x)/10}$ W og summen av disse effektene vil ligge i noden før splitteren, altså

$$P_{in,Vmax} = 10^{-\frac{A}{10}} (10^{\frac{x}{10}} + 1) W \tag{2.47}$$

Effekten i samme node ved $V_{max}/2$ vil være en fjerdedel av dette

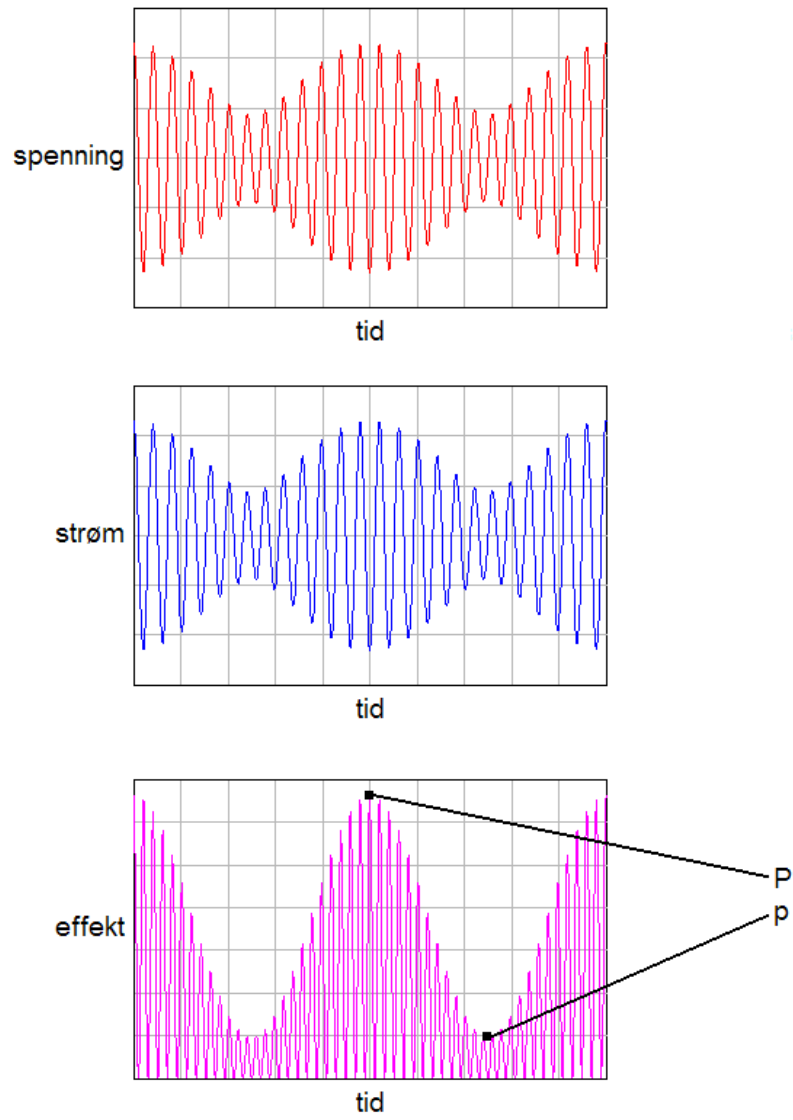
$$P_{in,Vmax/2} = \frac{10^{-\frac{A}{10}} (10^{\frac{x}{10}} + 1)}{4} W \tag{2.48}$$



Figur 2.31: Effektene i ulike noder i systemet ved V_{max}

Konstruksjon av signalet i ADS

I ADS finnes det en effektkilde «PnTone» der summen av n bærebølger utgjør signalet. I vårt tilfelle vil vi benytte to bærebølger nært i frekvens for å lage et amplitudemodulert signal. Parametrene til denne kilden er frekvensene og effektene i dBm til hver av de n bærebølgene. Man kan altså ikke definere maksimal- og minialeffekten til det modulerte signalet direkte, og det er derfor en fordel å ha et uttrykk for effekten som må ligge i hver bærebølge for å få ønsket maksimal- og minialeffekt. Dersom vi sier at maksimal- og minialeffekt er henholdsvis P dBm og p dBm (se Figur 2.32 på neste side), kan følgende to likninger settes opp:



Figur 2.32: Signal bestående av to bærebølger nært i frekvens

$$\frac{(xV + V)^2}{2R} = 0.001 \cdot 10^{\frac{P}{10}} \quad (2.49)$$

$$\frac{(xV - V)^2}{2R} = 0.001 \cdot 10^{\frac{P}{10}} \quad (2.50)$$

der V er spenningen til den ene bærebølgen og R er impedansen. Den andre bærebølge har spenning x ganger større enn den første. Ved å løse dette ligningssettet får vi

$$x^2 = \frac{(1 + 10^{\frac{P-P}{20}})^2}{(1 - 10^{\frac{P-P}{20}})^2} \quad (2.51)$$

$$V^2 = \frac{R \cdot 0.001 \cdot 10^{\frac{P}{10}} (1 - 10^{\frac{P-P}{20}})^2}{2} \quad (2.52)$$

Med litt regning kan effektene i dBm til hver av bærebølgene uttrykkes som

$$P_{carrier1} = 10 \log\left(1000 \frac{V^2}{2R}\right) = 10 \log\left(\frac{10^{\frac{P}{10}} - 2 \cdot 10^{\frac{P+P}{20}} + 10^{\frac{P}{10}}}{4}\right) \quad (2.53)$$

$$P_{carrier2} = 10 \log\left(1000 \frac{(xV)^2}{2R}\right) = 10 \log\left(\frac{10^{\frac{P}{10}} + 2 \cdot 10^{\frac{P+P}{20}} + 10^{\frac{P}{10}}}{4}\right) \quad (2.54)$$

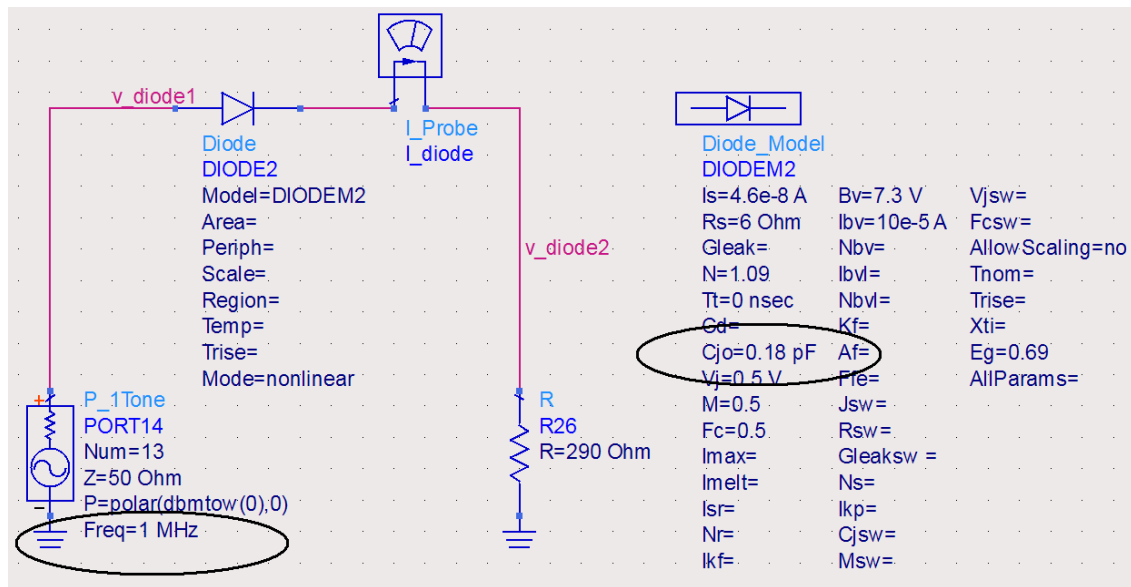
2.8.2 Hva slags diode burde benyttes?

Det er hovedsaklig to egenskaper dioden i Figur 2.29 på side 28 må inneha. For det første må den ha et lavt spenningsfall da signalet som kommer fra kobleren er svært svakt, og for det andre må den ha høy svitsjehastighet da dette signalet ligger på 2.4 GHz. En diode som innehar begge disse egenskapene er Schottky-dioden. Disse diodene har spenningsfall i området 0.15 - 0.45 V ved forroverstrøm på 1 mA, og de har mye lavere «junction capacitance» enn vanlige PN-dioder som sørger for høye svitsjehastigheter. Dette gjør dem mye brukt i høyhastighets- og RF-kretser [14].

En simulering i ADS på kretsen i Figur 2.33 der frekvensen og parameteren C_{jo} («zero-bias junction cap») varieres gir resultatene i Figur 2.34 på neste side. I Figur a er $C_{jo} = 0.5$ pF og frekvensen er bare 1 MHz. Dioden likeretter signalet perfekt. I Figur b er frekvensen 1 GHz mens C_{jo} er uforandret, og nå blir likerettingen fullstendig ødelagt fordi frekvensen er for høy. I Figur c er frekvensen fortsatt 1 GHz, men C_{jo} er senket til 0.1 pF, og dette bedrer situasjonen. I Figur d er C_{jo} satt til 0 og dioden likeretter perfekt igjen.

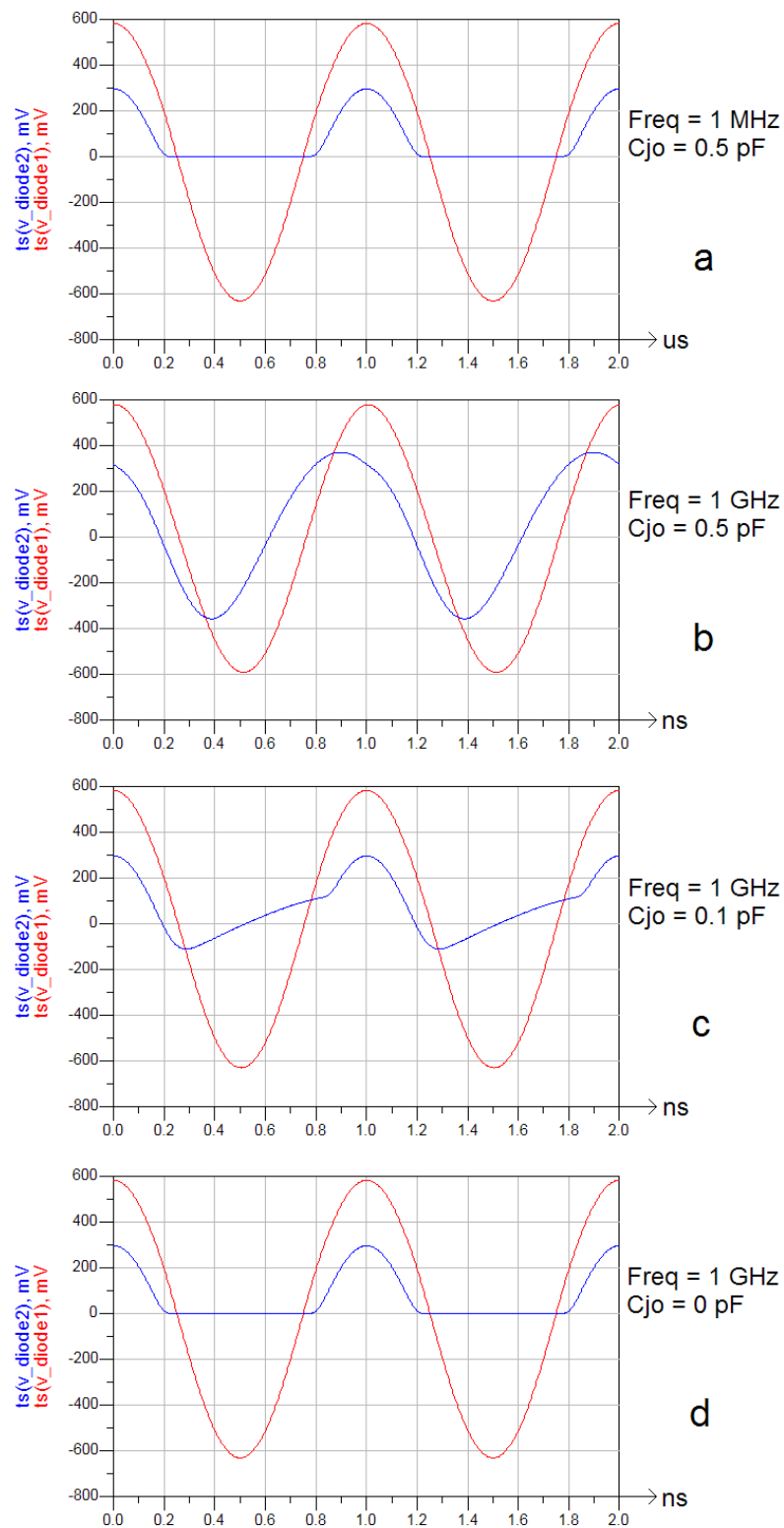
2.9 Forsinkelseselement

Et signal vil bruke litt tid på å passere envelopedetektoren og dempeleddet. Dette må tas hensyn til, og i dette delkapittelet vil problemet illustreres ved hjelp av et svært forenklet eksempel. Vi tenker oss at hvert tidsrom t_1 , t_2 og t_3 varer en viss tid Δ . I disse tidsrommene har RF-signalet en viss styrke s_1 , s_2 og s_3 , se Figur 2.35 på side 33. s_1 , s_2 og s_3 vil bruke en neglisjerbar tid på å propagere bort til dempeleddet slik at her vil signalene s_1' , s_2' og s_3' ligge ved de samme tidene t_1 , t_2 og t_3 . s_1' , s_2' og s_3' er skalerte versjoner av s_1 , s_2 og s_3 etter at signalet har blitt splittet i splitteren. Signalet som kobles ut i kobleren må passere envelopedetektoren, og for enkelthets skyld tenker vi oss at denne har forsinkelsen Δ . Det som havner på utgangen av envelopedetektoren er envelopestyrkene e_1 , e_2 og e_3 som hører til henholdsvis s_1 , s_2 og s_3 . Problemet er bare at e_1 , e_2 og e_3 er blitt forsinket med Δ . Disse envelopestyrkene styrer dempeleddet, og dempeleddet vil nå dempe s_2' med den dempingen som «tilhører» s_1' og s_3' med dempingen som tilhører s_2' osv. Ved å plassere et forsinkelseselement før splitteren, som vist i Figur 2.9 på side 12, med lik forsinkelse som envelopedetektoren vil problemet løses. Det samme må sannsynligvis gjøres for dempeleddet,

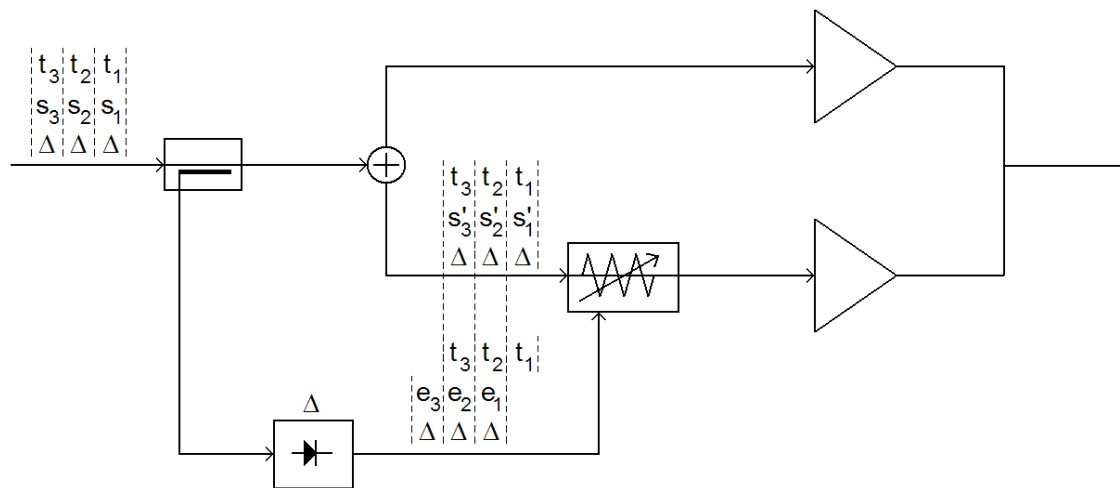


Figur 2.33: En enkel krets for å studere effekten av diode-parameteren «zero-bias junction capacitance». Frekvensen og C_{jo} varieres.

som er illustrert i Figur 2.9 ved forsinkelseelementet i Main-greina. Et forsinkelseelement kan for eksempel være en transmisjonslinje med en bestemt lengde.



Figur 2.34: Inngangs- og utgangsspenning på dioden i Figur 2.33 for ulike frekvenser og verdier på «zero-bias junction capacitance».



Figur 2.35: Forenklet situasjon som illustrererer hva som vil skje uten å ta hensyn til tidsforsinkelsen i envelopedetektoren.

Kapittel 3

Metode

I dette kapittelet presenteres selve arbeidet som er blitt gjort. Det er gjort rede for design-, produksjons- og måleprosessen til delforsterkeren og de fire delkretsene i hvert sitt delkapittel. Delresultater, i form av figurer og tabeller, er presentert for mange av prosessstegene da dette følte naturlig å ta med for å lette forklaringen på hvorfor ting ble gjort. Hovedresultater er plassert i kapittel 4 «Resultater».

3.1 Delforsterkeren

I prosjektet som innledet denne masteroppgaven ble det designet en effektførsterker som skulle benyttes som delforsterkerne Main og Aux i den endelige Dohertykonfigurasjonen. Tillegg A gjengir simulerings- og måleresultater for denne delforsterkeren. I Figur A.3 på side 95 observeres det at den målte forsterkningen bare var 11.2 dB. Kravet for det totale systemets forsterkning er 12 dB. Hvis dempeleddet i tillegg fikk tap ville systemets totale forsterkning bli langt lavere enn 12 dB (som nevnt avsnitt 2.5.3) dersom disse delforsterkerne ble benyttet. Det ble derfor besluttet å designe en ny delforsterker der forbedringspotensialet fra prosjektet ble frigjort.

Størstedelen av forbedringspotensialet lå i å korte ned linjene benyttet i matchnettverket da disse var unødvendig lange. Det fantes en teori om at de relativt store avvikene fra simulering og måling kunne tilskrives måten fresingen av kretskortets kobberbaner ble gjort på. Fresen freser vekk litt av substratet som ligger helt i kanten av kobberet, slik at den effektive ϵ her avviker noe fra den optimale verdien som blir antatt i simuleringen. Jo lengre linjene er, jo større blir den akkumulerte feilen.

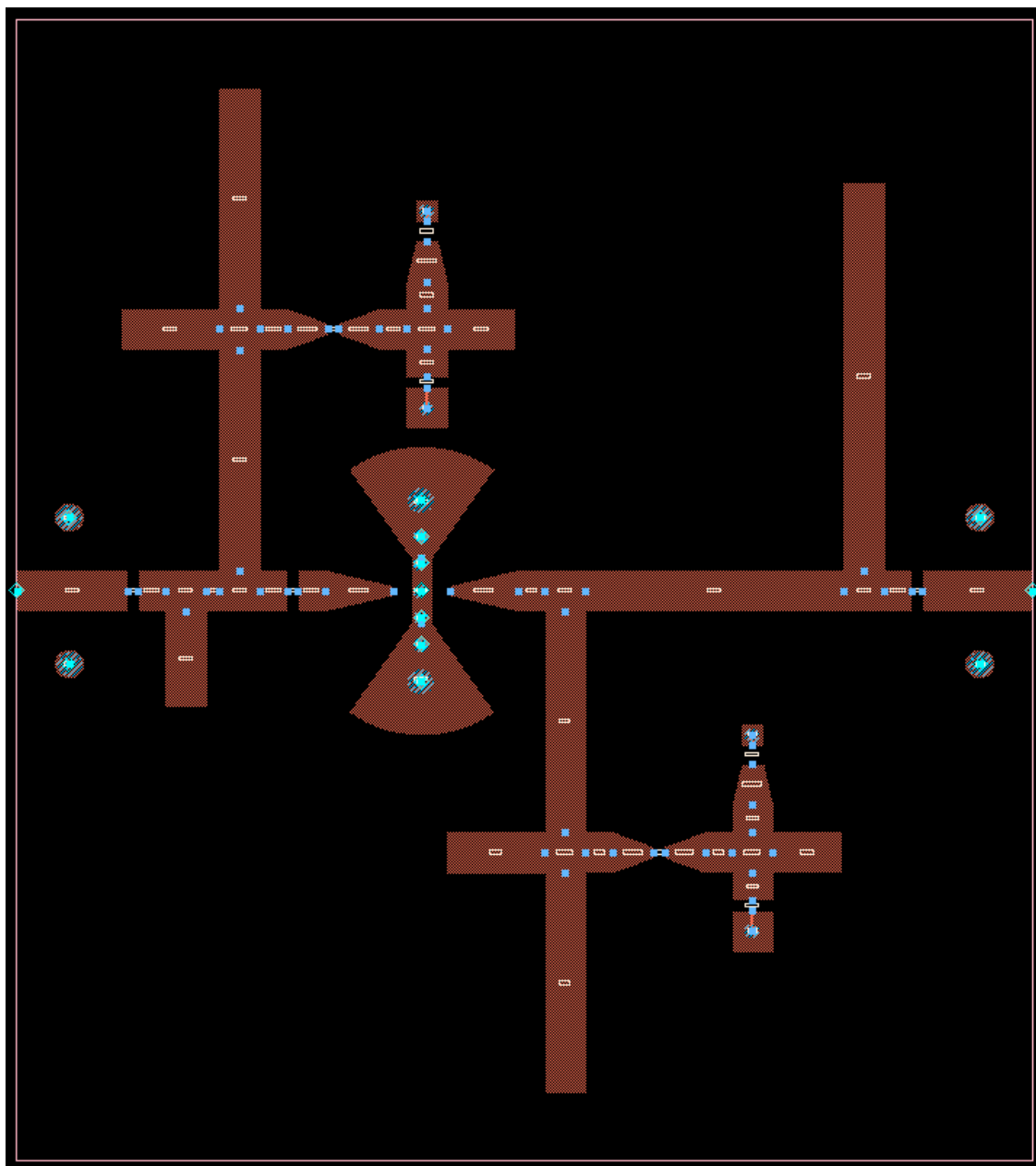
I stabiliseringsnettverket lå det også forbedringspotensiale da det i prosjektet ble benyttet en designteknikk som medførte at dette ikke ble helt optimalt med tanke på forsterkning. Dette er nærmere beskrevet i [12].

Bortsett fra disse to tingene ble den nye delforsterkeren designet på samme måte som den gamle, og det henvises til [12] for en detaljert beskrivelse av designprosessen.

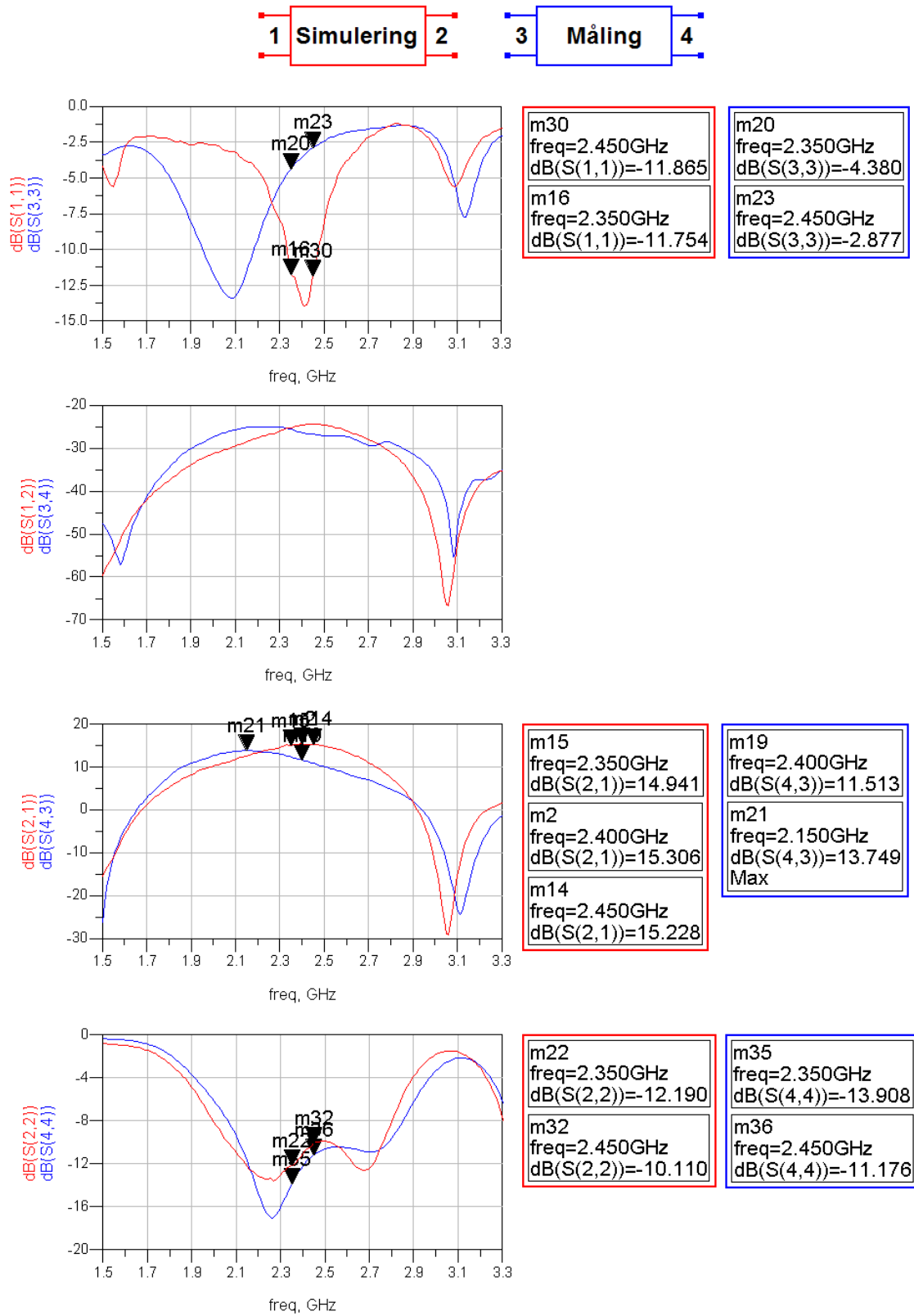
Layout for den nye delforsterkeren er vist i Figur 3.1 på neste side, og det kan observeres at linjene er vesentlig kortere enn for det opprinnelige designet, se Figur A.1 på side 93. De simulerte og målte s-parametrene for den nye delforsterkeren er vist i Figur 3.2 på side 37.

Det observeres at målingene bommer svært mye i frekvens og at de ulike s-parametrene ikke bommer likt. s11 er verst med over 300 MHz nedover i frekvens på den største dippen og 40 MHz oppover på den minste. Dette gjør at s11 \geq -4.4 dB i hele designbåndet hvor kravet er $<$ -10 dB. s21 bommer ikke like mye, men toppen på 13.8 dB ligger på 2.15 GHz. På 2.4 GHz er forsterkningen sunket til 11.5 dB. s22 bommer nesten ikke i det hele tatt (kun en liten forskyving oppover i frekvens) og oppfyller kravet i hele designbåndet. Nøkkeldata for den opprinnelige og nye delforsterkeren er samlet i Tabell 3.1.

Det ble konkludert med at forsterkningen var drastisk forbedret i det nye designet, men at den grove forskyvingen i frekvens medførte kun minimal forbedring på 2.4 GHz. Forskyvingen medførte



Figur 3.1: Layout for den nye delforsterkeren



Figur 3.2: Simulerte og målte s-parametre for den nye delforsterkeren

| | opprinnelig | ny |
|-------------------------------|---------------------|---------------------|
| s_{21} @ 2.4 GHz | | |
| simulering | 15.0 dB | 15.3 dB |
| måling | 11.2 dB | 11.5 dB |
| $s_{21_{max}}$ | | |
| simulering | 15.0 dB @ 2.40 GHz | 15.3 dB @ 2.39 GHz |
| måling | 11.4 dB @ 2.36 GHz | 13.8 dB @ 2.15 GHz |
| $s_{11_{max}}$ i designbåndet | | |
| simulering | -10.2 dB @ 2.45 GHz | -11.8 dB @ 2.35 GHz |
| måling | -11.0 dB @ 2.45 GHz | -2.9 dB @ 2.45 GHz |
| $s_{22_{max}}$ i designbåndet | | |
| simulering | -10.2 dB @ 2.45 GHz | -10.1 dB @ 2.45 GHz |
| måling | -10.0 dB @ 2.45 GHz | -11.2 dB @ 2.45 GHz |

Tabell 3.1: Nøkkeldata for ny og gammel delforsterker

også at s_{11} ble svært høy i designbåndet. Det beste ville vært å designe delforsterkeren en tredje gang og plassere den simulerte forsterkningstoppen litt over 2.4 GHz og håpe at forskyvingen ville flytte både s_{11} og s_{21} innenfor kravene. Dette ble det dessverre ikke tid til. Det ble derfor besluttet å benytte den opprinnelige forsterkeren som delforsterkerne Main og Aux selvom dette ville medføre at kravet til forsterkning ikke ble oppfylt.

3.2 Demepeleddet

Demepeleddet ble ansett som den viktigste delkretsen i hele systemet. I teorien vil kvaliteten på loadpull-effekten være svært avhengig av likheten mellom den optimale og faktiske dempekarakteristikken, og i tillegg vil det totale systemets forsterkning være direkte avhengig av hvor lav dempingen blir ved V_{max} . Arbeidet med dempeleddet skulle vise seg å bli svært tidkrevende, spesielt fordi simuleringer og målinger ikke stemte godt nok overens.

3.2.1 Dioden og diodemodellen

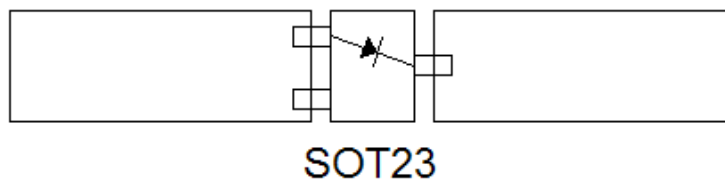
Designet av dempeleddet tok utgangspunkt i «application note 1048» [10], og kretsen i Figur 2.14 på side 16 viser dempeleddet presentert her. Dette dempeleddet benytter PIN-diodene HSMP-3810 [13], så for å kunne simulere et design måtte en modell for denne dioden anskaffes. Dette viste seg å være svært vanskelig. SPICE-modeller for PIN-dioder eksisterer nemlig ikke da SPICE ikke tar høyde for parameteren «carrier lifetime» som er en vesentlig parameter for PIN-dioder. Etter mye leting ble det til slutt opprettet kontakt med en bruker av Agilents diskusjonsforum som var i besittelse av en modell for den aktuelle dioden, og denne ble overlevert på e-mail.

For å teste modellens troverdighet ble det designet et testkort for å gjøre målinger på PIN-dioden som så skulle sammenlignes med tilsvarende simuleringer av diodemodellen. Figur 3.3 på neste side viser layouten for dette testkortet, og dioden ble montert som vist i Figur 3.4. Transmisjonslinjene er på 50 Ω , og lengden på linjene er litt i overkant av en kvart bølgelengde på 2.4 GHz. Transmisjonslinjene var kun med for å få litt avstand mellom dioden og referenseplanet til nettverksanalytoren.

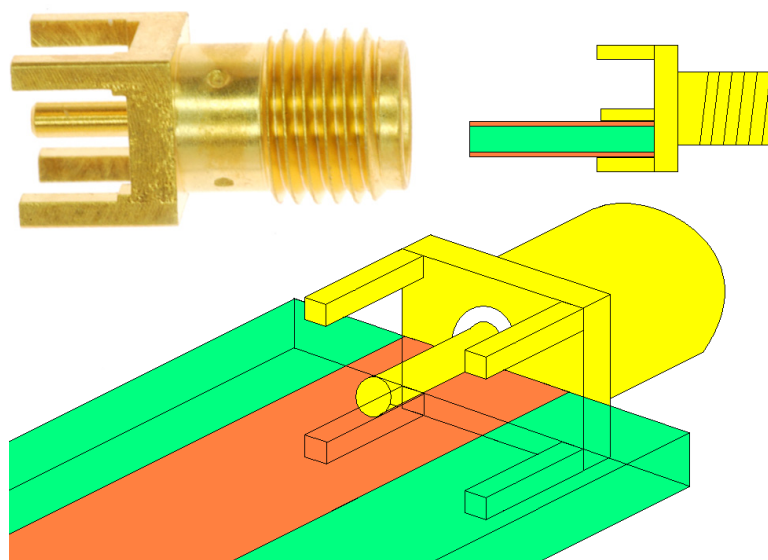
Sma-kontaktene som ble benyttet og hvordan de ble montert er vist i Figur 3.5 på side 40. Denne typen sma-kontakt er ikke ment å monteres slik, men tilfeldigvis var substrattykkelsen på 1.6 mm akkurat stor nok til at kretskortet kunne presses inn mellom senterlederen og to av beina på kontakten og deretter loddes fast.



Figur 3.3: Layout for testkortet brukt for å måle på diodene



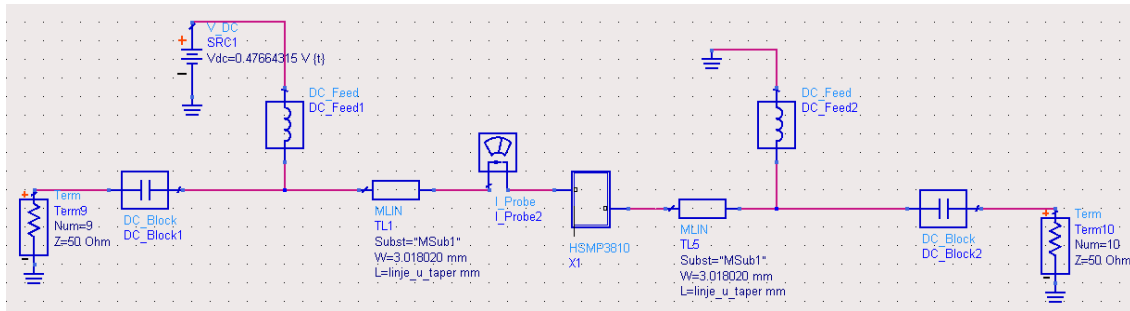
Figur 3.4: Montering av dioden



Figur 3.5: sma-kontakt

Det ble foretatt målinger med «forward bias current» på 100mA, 50mA, 10mA, 5mA, 1mA, 0.1mA og 0.01mA. «Forward bias current» ble satt ved å koble DC-spenning til ANAs «port1 bias connect»-terminal og måle strømmen ut fra kilden med et multimeter. ANAs «port2 bias connect»-terminal ble jordet.

Testbenken i ADS der diodemodellen ble simulert er vist i Figur 3.6 på neste side. Her er de samme transmisjonslinjene som for det fysiske testkortet benyttet, og «forward bias current» ble satt ved å tune på spenningen til strømmen ble lik den tilhørende målingen. I Figur 3.7 på side 41 vises målinger og simuleringer for «forward bias current» på henholdsvis 0.01 mA, 1 mA og 100 mA. Det observeres at målingene og simuleringene ikke er helt identiske, men de ble vurdert «like nok» til at denne diodemodellen kunne benyttes i designprosessen.



Figur 3.6: Diode testbenk i ADS

3.2.2 Valg av dempeleddets avkoblingskondensator

C_3 i Figur 2.14 på side 16 er en avkoblingskondensator som skal kortslutte RF slik at RF ikke blander seg med styrespenningen V_c . V_c er utgangen av opampen i envelopedetektoren, og ved å kortslutte RF med C_3 spiller det også mindre rolle hvordan transmisjonslinjen mellom opampen og dempeleddet blir sendes ut.

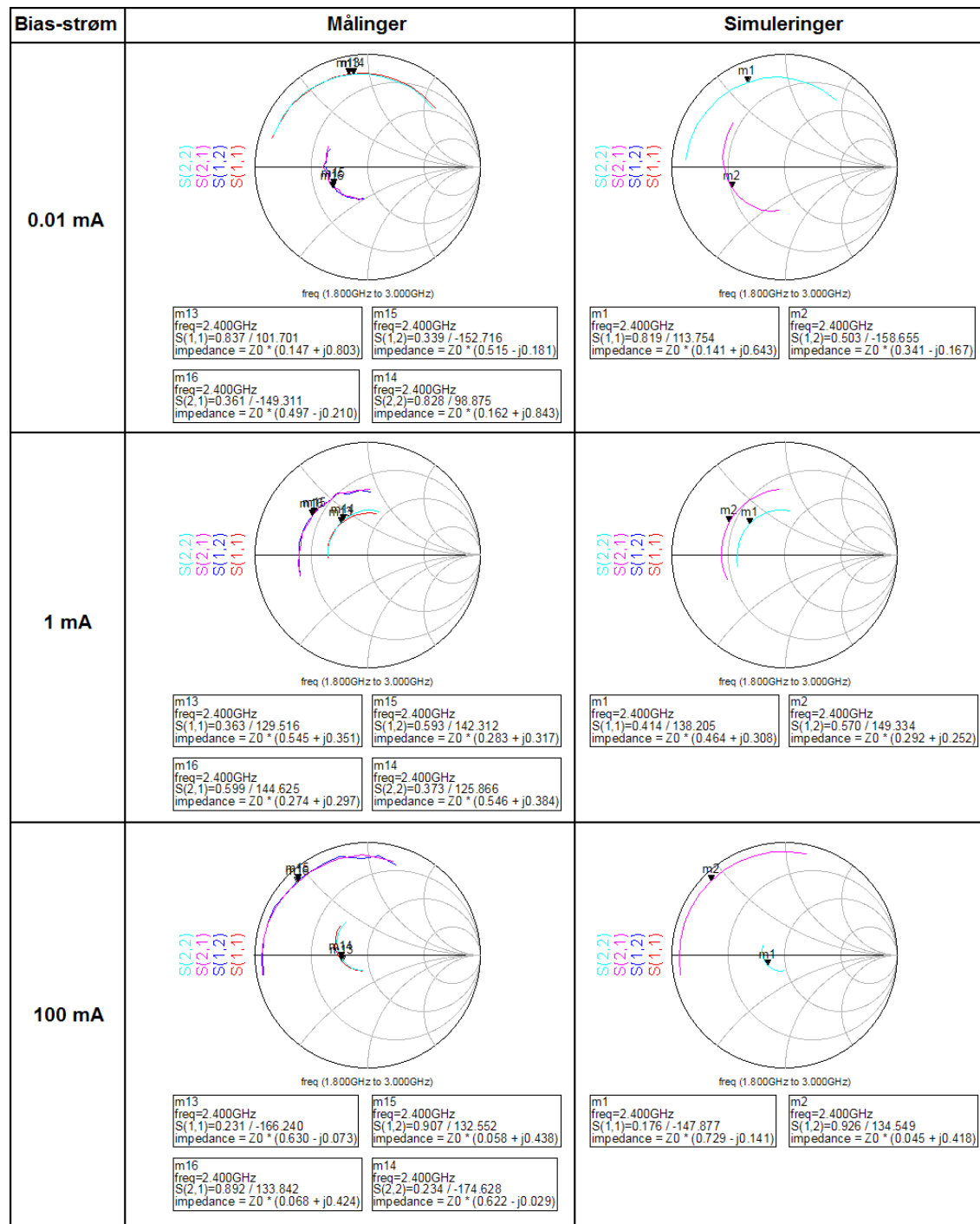
V_c ville typisk ha en båndbredde på 5 MHz, så det var viktig at C_3 ikke kortsluttet denne frekvensen. Det ble valgt å benytte Johanson-kondensatorer fra biblioteket JTI0603SeriesCAPS og disse ble simulert i testbenken vist i Figur 3.8 på side 42. Det ble besluttet å benytte to kondensatorer på 2.7 pF i parallell og en på 47 pF. I Tabell 3.2 er impedans ved 5 MHz og 100 MHz samt resonansfrekvens for de to kondensatorene listet opp. Begge kondensatorene har høy impedans på 5 MHz, men allerede på 100 MHz er kondensatoren på 47 pF nede i 33.9 Ω . Denne har resonansfrekvens allerede på 1 GHz, så dobbeltkondensatoren er med for å kortslutte frekvensene over 1 GHz.

| Kondensator | Z @ 5 MHz | Z @ 100 MHz | Resonansfrekvens |
|-------------|---------------|---------------|------------------|
| 2 x 2.7 pF | 7441 Ω | 325 Ω | 4 GHz |
| 47 pF | 900 Ω | 33.9 Ω | 1 GHz |

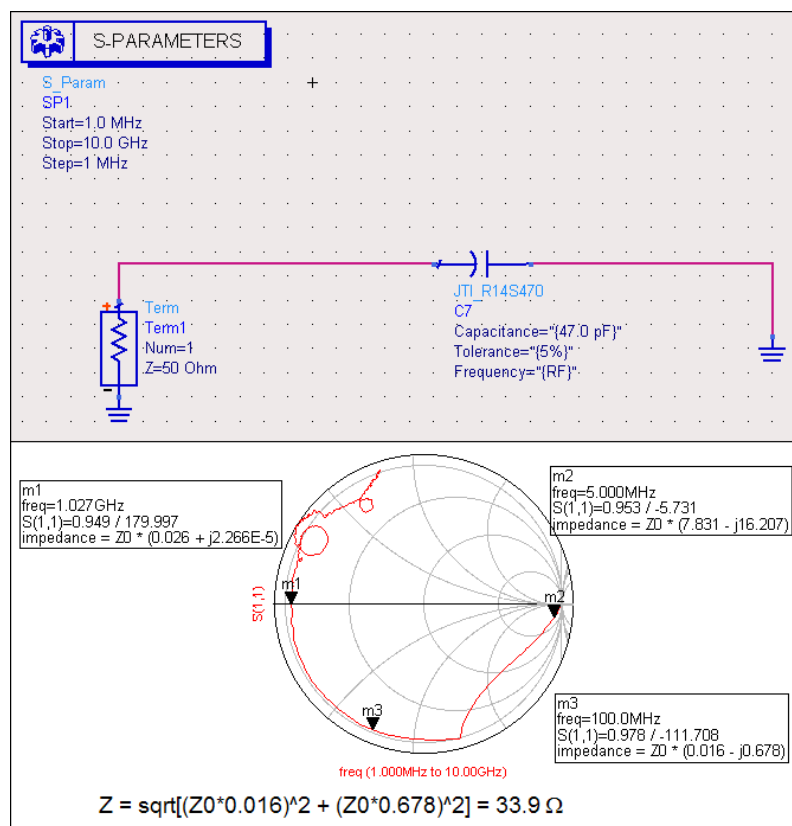
Tabell 3.2: Avkoblingskondensatorene som ble benyttet i dempeleddet

3.2.3 Simulering av dempeleddet i ADS

For å finne det omtrentlige spenningsintervallet V_c burde ha ble kretsen i Figur 2.14 på side 16 implementert som et design i ADS (bare komponentene ideelt sammenkoblet, ingen linjer foreløpig). Det ble tunet på komponentverdiene med et sveip på V_c til dempekarakteristikken lignet grovt på kurveformen i Figur 2.11 på side 14. Det viste seg at V_c burde gå fra 0 til omtrent 15 V. For å kunne tune skikkelig måtte den optimale dempekarakteristikken da først plottes som en funksjon av V_c med $0V < V_c < 15V$.



Figur 3.7: Målinger og simuleringer av dioden og diodemodellen for «forward bias current» på 0.01 mA, 1 mA og 100 mA



Figur 3.8: Testbenk for dempeleddets avkoblingskondensatorer.

(2.30) og Figur 2.11 opererer med $\frac{V_{max}}{2} < V_c < V_{max}$ så en mapping av dette spenningsintervallet måtte nå utføres. (2.30) ble først plottet i Matlab med $V_{max} = 2V$. $V_{max}/2$ var dermed 1 V. Dette var kun et «dummy-intervall» som ble benyttet i mappe-prosessen. Dempingen ved 1.1 V, 1.2 V, 1.3 V, ... , 1.9 V og 2.0V ble notert i tillegg til dempingen ved 1.005 V. Disse dempeverdiene ble så mappet over på sine respektive verdier i intervallet 0-15 V ved hjelp av forholdet

$$V_{ny} = (V_{dummy} - 1)15V \quad (3.1)$$

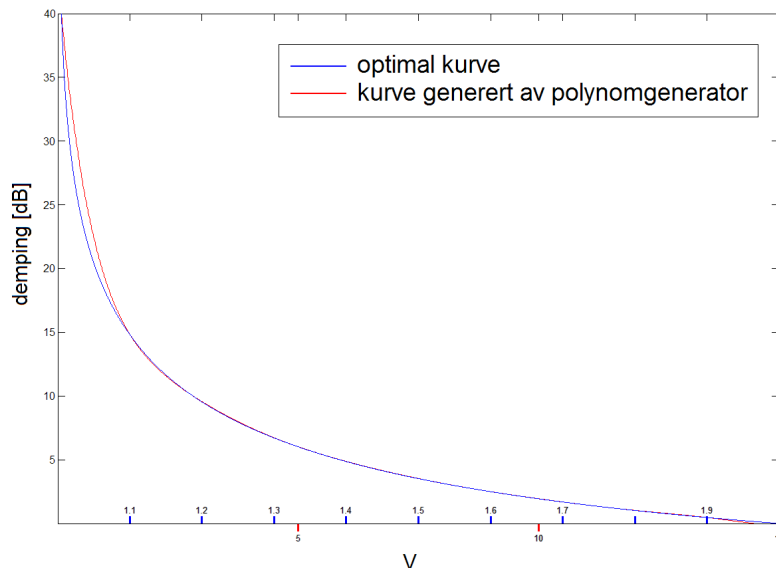
Resultatet er vist i Tabell 3.3.

Vektorene «Demping» og «Ny range» ble brukt som input i Matlabskriptet «polynomgenerator.m» (kildekoden for dette skriptet er vedlagt i Tillegg B). Dette skriptet returnerer ligningen for et polynom som går igjennom kordinatene som inputvektorene utgjør. Figur 3.9 på neste side viser to kurveformer med hver sin x-akse. Den blå kurven er den optimale dempekararakteristikken med $V_{max} = 2$ V, og denne har en x-akse som går fra 1 - 2 V. Den røde kurven er kurven fra polynomgeneratoren, og denne har en x-akse som går fra 0 - 15 V. Kurvene ble ansett som like nok til at ploynomet kunne benyttes i designprosessen.

I plot-vinduet i ADS ble det så plassert en «marker» på 15 V på den faktiske dempekararakteristikken. Det ble opprettet en funksjon «*funk = polynom + marker*» (der «polynom» er polynomet fra polynomgenerator.m) som ble plottet i det samme plottet som dempekararakteristikken til dempeleddet. *funk* viste nå hvordan optimal dempekararakteristikk skulle se ut, medberegnet den demping på V_{max} som den faktiske dempekararakteristikken til enhver tid hadde.

| | | | | | | | | | | | |
|-------------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| dummy-range | 1.005 | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 1.4 | 1.5 | 1.6 | 1.7 | 1.8 | 1.9 | 2.0 |
| Demping | 39.87 | 14.83 | 9.56 | 6.73 | 4.87 | 3.53 | 2.50 | 1.69 | 1.03 | 0.47 | 0 |
| Ny range | 0.075 | 1.5 | 3.0 | 4.5 | 6.0 | 7.5 | 9.0 | 10.5 | 12.0 | 13.5 | 15.0 |

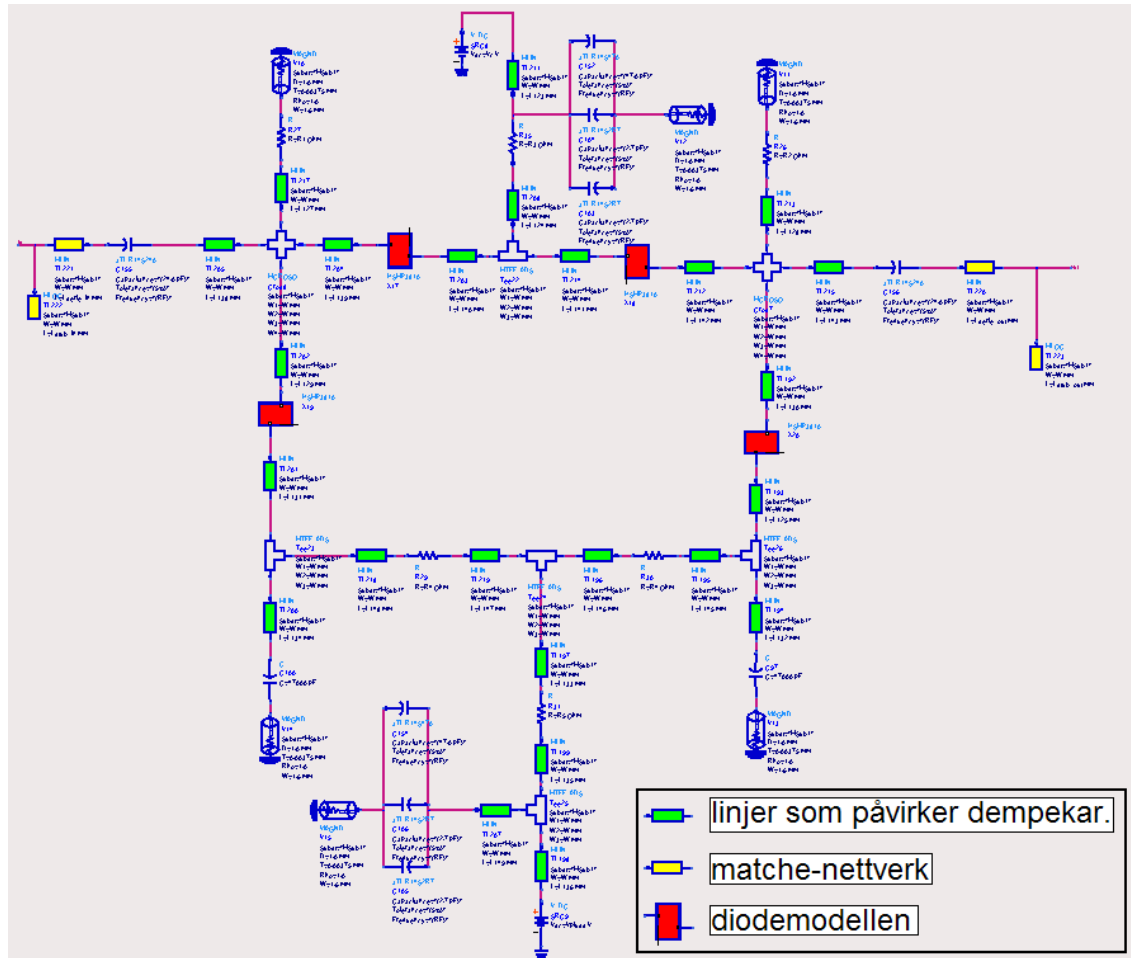
Tabell 3.3: Mapping av spenningsintervallet i dempekararakteristikken



Figur 3.9: Kurveformen generert av polynomgeneratoren og den ekte optimale kurveformen

Det ble nå plassert linjer, t-ledd og kryss-ledd mellom komponentene som vist i Figur 3.10 på neste side. Linjene markert med gult er matche-nettverk for å matche dempeleddets inn- og utgang til 50Ω , og linjene markert med grønt er linjene mellom komponentene som i større eller mindre grad påvirker dempekararakteristikken. De røde firkantete boksene er symbolet for diodemodellen.

Det ble benyttet tuning fremfor optimalisering da det var en kurveform som skulle perfektioneres og ikke bare én bestemt verdi. Det som hadde størst innvirkning på kurveformen var motstandsverdiene og V_+ . Linjelengdene, linjebredden, C_1 , C_2 , C_4 og C_5 hadde stort sett den effekt at de flyttet hele karakteristikken like mye opp eller ned ved alle styrespenninger. I tillegg hadde alle parametrene mer eller mindre innvirkning på dempeleddets s_{11} og s_{22} .



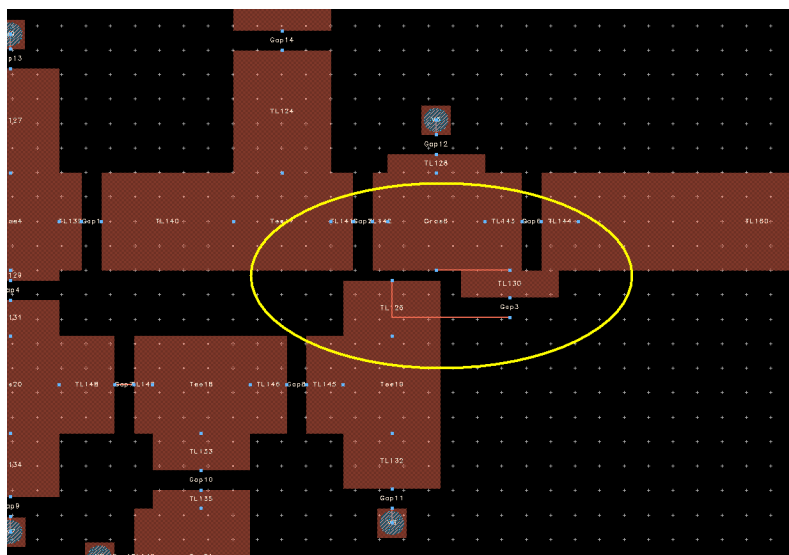
Figur 3.10: ADS-skjema for dempeleddet

Etter at det best mulige dempeleddet var funnet ved tuning ble motstands- og kondensatorverdiene endret til de nærmeste verdiene som var å oppdrive på labben. Dette forringet ikke karakteristikken nevneverdig. Komponentverdiene som ble benyttet er vist i Tabell 3.4 (komponent L_1 er foreløpig ikke nevnt, men vil bli omtalt senere). Komponentene ble erstattet med gaps (dioder med 2.1 mm og motstandene og kondensatorene med 0.8 mm) og linjelengdene måtte nå tilpasses slik at layouten ble sammenhengende; de optimale linjelengdene gjorde at linjer lå oppå hverandre flere steder i designet (et eksempel på dette er vist i Figur 3.11 på side 45). Linjelengdene som hadde minst innvirkning på karakteristikken og s-parametrene ble endret slik at layouten var realiserbar.

Selvom det ikke er tatt med i dempeleddet presentert i «application note 1048» [10] ble det forsøkt å plassere en spole (L_1) mellom R_3 og diodene D_2 og D_3 for å hindre RF i å lekke ut gjennom R_3 . Dette ville selvsagt gjøre avkoblingskondensatoren C_3 mindre viktig. Det ble først simulert med en ideel spole, og det viste seg at dette hadde positiv effekt på dempekaraktistikken; dempingen ved V_{max} ble lavere. Spoler fra Johanson-biblioteket JTI0603INDUCTORS ble simulert på samme måte som kondensatorene i Figur 3.8, og resultater for de fire beste kandidatene er vist

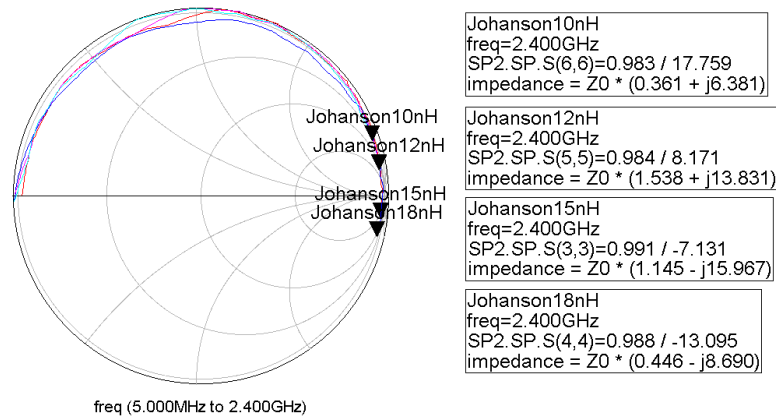
| Komponent | Verdi |
|-----------|-----------------------|
| R_1 | 470 Ω |
| R_2 | 470 Ω |
| R_3 | 240 Ω |
| R_4 | 10 k Ω |
| R_5 | 620 Ω |
| C_1 | 24 pF |
| C_2 | 24 pF |
| C_3 | 47 pF 2.7 pF 2.7 pF |
| C_4 | 68 pF 68 pF 68 pF |
| C_5 | 68 pF 68 pF 68 pF |
| L_1 | 18 nH |
| V_+ | 6.3 V |

Tabell 3.4: Komponentverdiene benyttet i simuleringen av dempeleddet



Figur 3.11: Dempeleddets linjer lå oppå hverandre flere steder i layouten

i Figur 3.12. En spole med uendelig impedans ved 2.4 GHz var naturligvis mest optimalt, og det observeres at 15 nH var nærmest å realisere dette. Denne spolen ga også best resultat i simuleringen av dempeleddet. På laben fantes kun 10 og 18 nH og simulering viste at 18 nH ble best av disse.



Figur 3.12: s11 for fire Johanson-spoler

Simulering viste også at resultatet ble best dersom C_4 og C_5 var relativt store. Den største Johanson-kondensatoren som var å oppdrive på labben var 68 pF, og det ble forsøkt å plassere disse i parallell for å øke verdien ytterligere. Simulering viste at flere i parallell ga lavere demping ved V_{max} .

Dempekarakteristikker for dempeleddet er presentert i Figur 4.2 på side 68 i resultat-delen. Fire kurver er presentert:

1. BLÅ: tilfellet der spolen på 18 nF er utelatt, og $C_4 = C_5 = 68pF$
2. GRØNN: tilfellet der spolen på 18 nF er med, og $C_4 = C_5 = 68pF$
3. CYAN: tilfellet der spolen på 18 nF er med, og $C_4 = C_5 = 68pF || 68pF || 68pF$
4. RØD: den optimale karakteristikken hevet med 3.476 dB (optimal for kurve 3)

Det observeres at kurve 3 (spolen inkludert og tre kondensatorer i parallell) ble best. Her ble dempingen 26.942 dB ved $V_c = 0V$ og 3.476 dB ved $V_c = 15V$. Kurveformen ble også svært lik den optimale. s11 og s22 for dempeleddet som ga kurve 3 er vist i samme figur. s11 og s22 var begge lavere enn -10 dB allerede ved $V_c = 1.3V$.

Ved å benytte teorien fra avsnitt 2.5.3 og 2.5.4 ville dette dempeleddet redusere systemets totale forsterkning fra 11.2 dB (system med optimalt dempeledd og delforsterkere med 11.2 dB forsterkning) til 9.1 dB og gi forholdet $P_{aux_ut}/P_{main_ut} = 4.5\%$. Dette ble ansett som godt nok og designet ble ansett som ferdig.

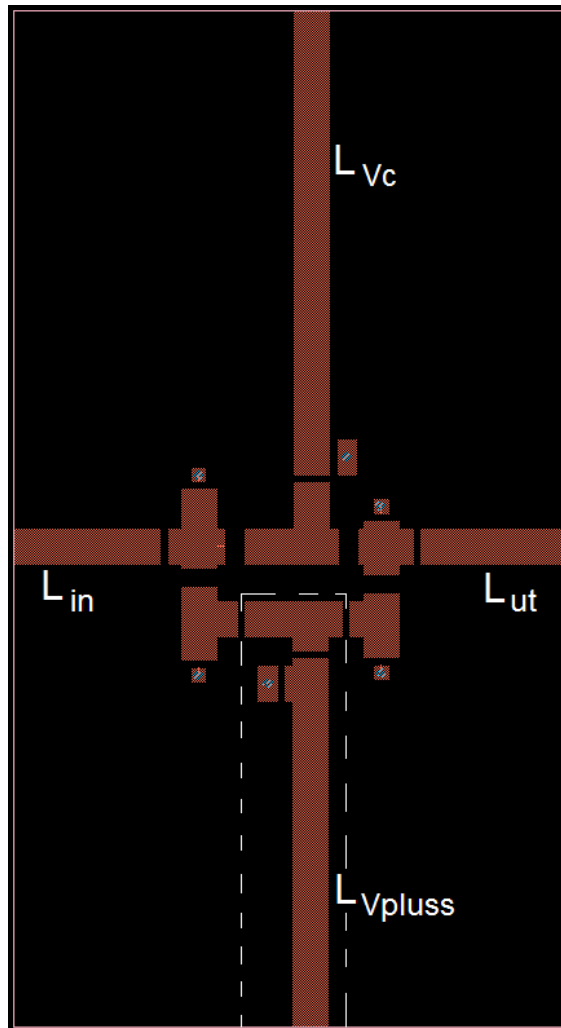
3.2.4 Produksjon og målinger av dempeleddet

| Apparat | Fabrikant | Artikkelnr | Antall |
|---------------------|-----------------|------------|--------|
| Network Analyzer | Hewlett Packard | 8510C | 1 |
| Triple Power Supply | TTI | EL302Tv | 2 |

Tabell 3.5: Utstysliste

Det ble laget et testkort for å måle på dempeleddet, og layouten er vist i Figur 3.13 på neste side (den delen av layouten som er markert med stiptet hvit firkant blir omtalt senere i dette avsnittet).

Det ble montert sma-kontakter på enden av linjene L_{in} og L_{ut} på samme måte som for diode-testkortet, og ledninger ble loddet på i enden av linjene L_{Vc} og L_{Vpluss} slik at spenningskilder kunne kobles på. Demepeleddet ble montert med komponentene fra simuleringen, og s-parametrene ble målt med nettverksanalysatoren. De målte dempekaraktistikene er vist i Figur 4.3 på side 69 i resultat-delen. Det ble forsøkt med og uten spolen på 18 nH for å se om den hadde like mye å si i praksis som i simulering. Det observeres at den utgjorde en forskjell på 1.66 dB ved V_{max} . Det ble i tillegg forsøkt og benytte både 1 og tre 68 pF kondensatorer i parallell for C_4 og C_5 . Dette hadde mindre innvirkning med en forskjell på 0.29 dB ved V_{max} . Den beste kandidaten for det endelige dempeleddet av disse tre ble vurdert til å være tilfellet med spolen inkludert og tre kondensatorer i parallell. Dette dempeleddet ble kalt kandidat A.



Figur 3.13: Layout til dempeleddet.

Det som ikke var så oppløftende var hvordan selve kurveformen til kandidat A så ut. For det første lå den altfor lavt i området $2V < V_c < 10V$, og i tillegg var dempingen ved V_{max} mye høyere enn den simulerte med en verdi på 4.3 dB kontra 3.476 dB.

DC-strømmen gjennom R_3 ble målt til 30 mA ved $V_c = 15 V$, med andre ord en effekt på 216 mW. 0603-komponenter tåler typisk 1/16 W så dette var langt mer enn hva komponenten var dimensjonert for. 30 mA gjennom R_3 medførte 15 mA i hver R_1 -motstand så her var effekten 106 mW, også dette alt for høyt. Disse motstandene ble derfor erstattet med 250 mW motstander, men dempekaraktistikken forble den samme.

Det ble gjort svært mange forsøk på å tune på kurveformen ved å bytte ut de ulike motstandene og kondensatorene og variere V_{pluss} uten videre hell. Motstander som hevet kurven i området der den var for lav medførte også en betraktelig heving ved V_{max} . Det ble også forsket på om 0-15 V egentlig var det beste intervallet, og lenge så det ut til at 0-30 V muligens var et bedre intervall. Til slutt ble det forsøkt å erstatte C_4 og C_5 med spoler på 47 nH, og dette ga faktisk oppløftende resultater dersom R_3 ble endret til 910 Ω . Dette medføre DC-kortslutning av anodene til D_1 og D_4 slik at i teorien ville nå R_4 , R_5 , V_+ og linjene mellom være uvesentlige. Dette bekreftes i Figur 4.4 på side 69 der dempekararakteristikken for de to tilfellene der R_4 -motstandene var til stede og ikke er plottet. Dette ville resultere i et ekstremt mye mindre areal for dempeleddet da alt innenfor den stiplede firkanten i Figur 3.13 kunne fjernes. Dempeleddet uten R_4 -motstandene og med spoler i stedet for C_4 og C_5 ble kalt kandidat B, og dette hadde en demping ved V_{max} på 5.055 dB.

s11 og s22 for noen verdier for V_c for kandidat A og kandidat B er plottet i Figur 4.5 på side 70. Det observeres at kandidat A ikke uventet hadde best match, men kandidat B ble likevel vurdert som den beste kandidaten til det endelige dempeleddet på grunn av sin likhet med den optimale dempekararakteristikken og den plassbesparende layouten.

3.3 Kobleren

For å designe den fysiske kobleren ble det tatt utgangspunkt i den ideelle kobleren som ga resultatet vist i Figur 2.26 på side 26. Den ideelle CLIN-komponenten ble erstattet med den fysiske MCLIN-komponenten, og term 4 ble erstattet med en 50 ohms motstand i serie med en via, se Figur 3.14 på neste side. L (koblerens lengde) ble valgt til en kvart bølgelende (17.0544 mm) og det ble deretter tunet på s (avstanden mellom linjene) til s31 = -20 dB var nådd. Det viste seg at dette inntraff med s = 2.04 mm, men s32 ble samtidig ikke lavere enn -24.39 dB (i motsetning til i det ideelle tilfellet hvor s32 var ca. -300 dB). Ved tuning så det ut til at mindre s med dertil passe L ga lavere s32. I delkapittel 2.7 ble det funnet ut at $L \neq \lambda/4$ ville gi usymmetrisk splitt rundt senterfrekvens (at koblingsfaktoren ikke er lik ved for eksempel 2.39 GHz og 2.41 GHz), men forhåpentligvis ville dette være neglisjerbart i det lille båndet fra 2.35 til 2.45 GHz som Dohertyforsterkeren skulle operere i.

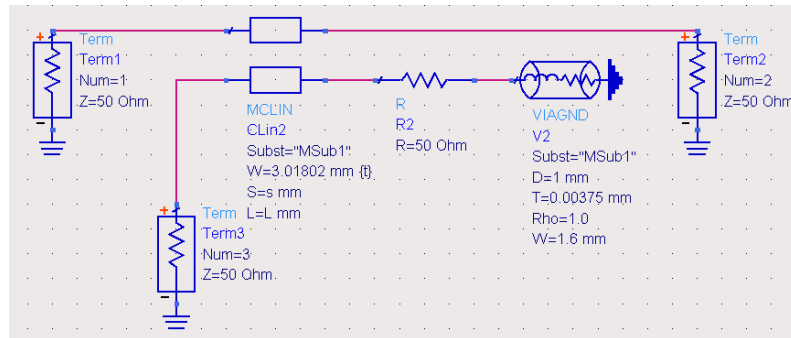
Minste mulige s som kretskortfresen klarte å lage var 0.4 mm. Det ble valgt å sette minste tillatte s lik 0.5 mm for å ha litt sikkerhetsmargin, og det ble deretter optimalisert på s og L med optimaliseringsmålene vist i Tabell 3.6 på side 50. Optimaliseringen ga s = 0.5 mm og L = 4.36 mm, noe som bekreftet teorien om at s burde være så liten som mulig. Resultatet er vist i Figur 3.15 på neste side hvor det observeres at s32 er redusert til -35.965 dB. Vi ser også at koblingsfaktoren som forventet er noe usymmetrisk, med -20.177 dB og -19.828 dB i ytterkantene av båndet. Det ble konkludert med at gevinsten i redusert s32 var vesentlig større en ulempen med å innføre en neglisjerbart usymmetrisk koblingsfaktor. Grunnet lavere L er fasene på port 2 og 3 ikke lenger -90° og 0° , men innbyrdes faseforskjell er ca 90° som teorien i 2.7 beskriver.

| GOAL1 (2.4 GHz) | GOAL2 (2.4 GHz) |
|---------------------|---------------------|
| Expr = «dB(S(3,1))» | Expr = «dB(S(3,2))» |
| Min = -20 | Max = -40 |
| Max = -20 | |
| Weight = 1000 | |

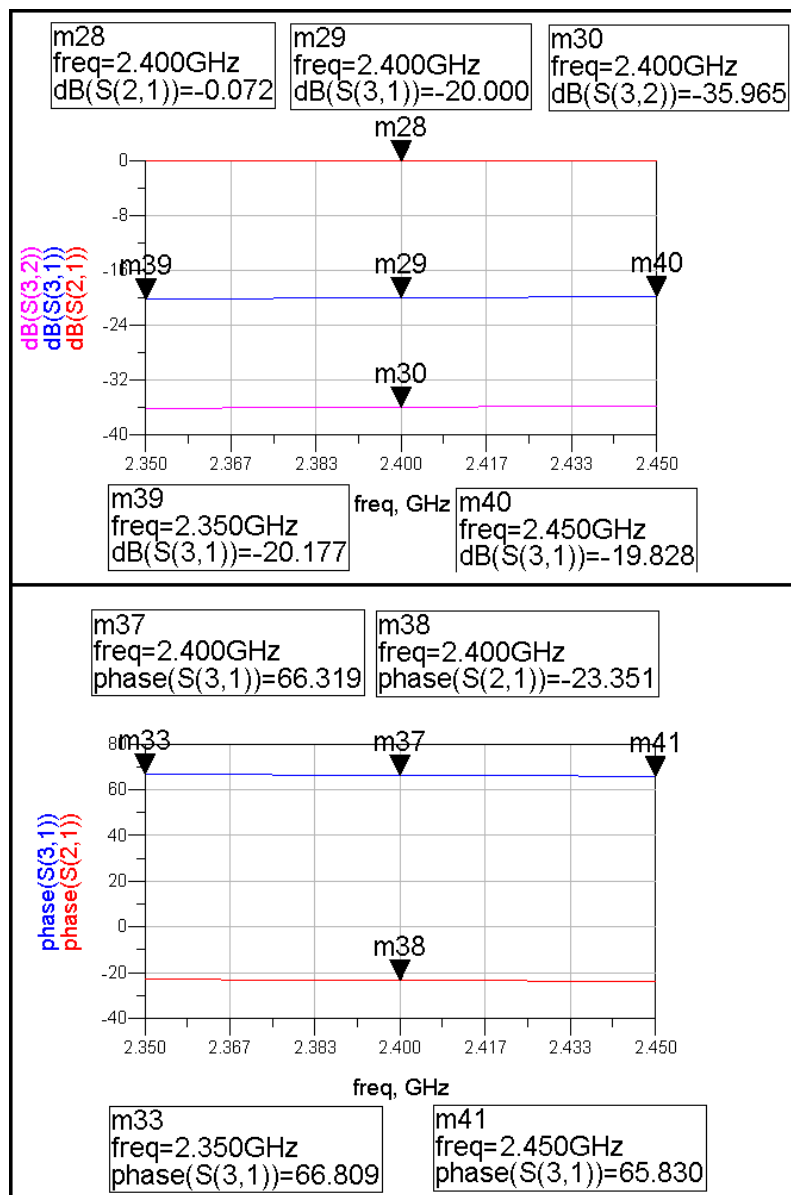
Tabell 3.6: Optimaliseringsmål for den fysiske kobleren

Det ble besluttet å lage et testkort av denne kobleren. Det ble da plassert linjer på port 1, 2 og 3, og mellom port 3 og dens linje ble det plassert en MSOBNB-komponent fra «T-lines microstrip»-biblioteket i ADS, se Figur 3.16 på side 50. Dette endret koblingsfaktoren noe slik at tuning på L måtte til for å gjenopprette en koblingsfaktor på -20 dB. Ny lengde på L ble 4.57 mm.

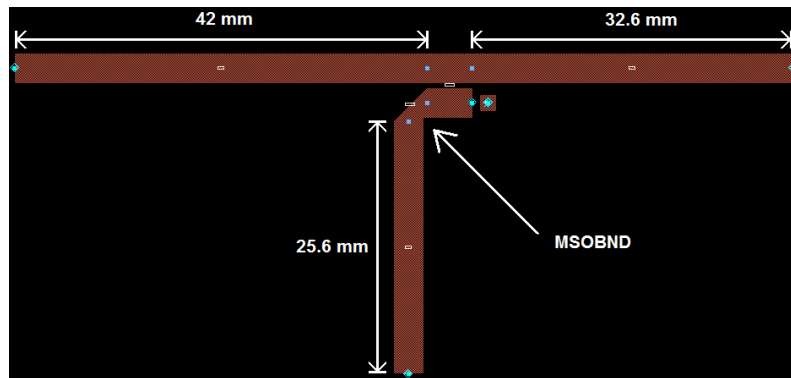
Det ble gjort målinger av testkortets s21, s31 og s32 på labben, og disse resultatene samt resultatene fra simulering er vist i Figur 4.1 i resultat-delen. Resultatet ble ansett som godt nok, og det ble besluttet og benytte denne kobleren i det endelige produktet.



Figur 3.14: Fysisk kobler med fysisk terminering av port 4.



Figur 3.15: Resultatet av optimaliseringen av den fysiske kobleren.



Figur 3.16: Layout av kobleren med linjer og 90 graders avkuttet hjørne.

3.4 Envelopedetektoren

Ved å benytte ligningene (2.47) og (2.48) fra avsnitt 2.8.1 med $A = 11.2$ dB og $x = 5.055$ dB ble $P_{in,Vmax}$ og $P_{in,Vmax/2}$ henholdsvis 25.04 og 19.01 dBm. Effektene i noden foran kobleren ble derfor 25.93 og 19.90 dBm. Signalet på koblerens port 3 ville komme til å ligge 19.21 dB lavere enn dette slik at det amplitudemodulerte signalet som skulle påtrykkes dempeleddet i designprosessen skulle ha maksimal- og minimaleffekter på henholdsvis 6.72 og 0.69 dBm.

3.4.1 Transistorløsningen

Transistorløsningen fra avsnitt 2.8 var den første løsningen som ble vurdert. Transistoren som ble benyttet var den samme som ble brukt i delforsterkerne (FPD1000AS), og en storsignalmodell for denne ble plassert i et design i ADS, se Figur 3.17 på neste side. Drainspenningen ble satt til 10 V og transistoren ble biasert i klasse B ved å tune på Gate-spenningen. Et passende filter ble plassert på utgangen for å midle Drain-spenningen. Effekter på 0.69 og 6.72 dBm ble påtrykt Gatens, og spenningen på Drain og på utgangen av filteret er vist i Figur 3.18 på side 52.

Det observeres at spenningsvinget på utgangen av filteret bare ble 232 mV. For å forsterke dette opp til ett sving på 15 V måtte den etterfølgende opampen ha en forsterkning på 65 V/V. Denne forsterkningen måtte den ha helt opp til 5 MHz, og en slik opamp skal man lete lenge etter. Det ble derfor forsøkt å la RF-signalet først gå inn på et forsterkertrinn der samme transistor ble benyttet, se Figur 3.19 på side 53. Resultatene er vist i Figur 3.20 på side 54. Spenningsvinget ble nå 2.44 V som enkelt ville være mulig å forsterke med en opamp til et sving på 15 V. Problemet var bare at transistorene måtte biaseres, stabiliseres og tilpasses, og med to av dem ville den endelige envelopedetektoren bli relativt kompleks og oppta mye plass. Det ble derfor besluttet og å gå for diodeløsningen i stedet.

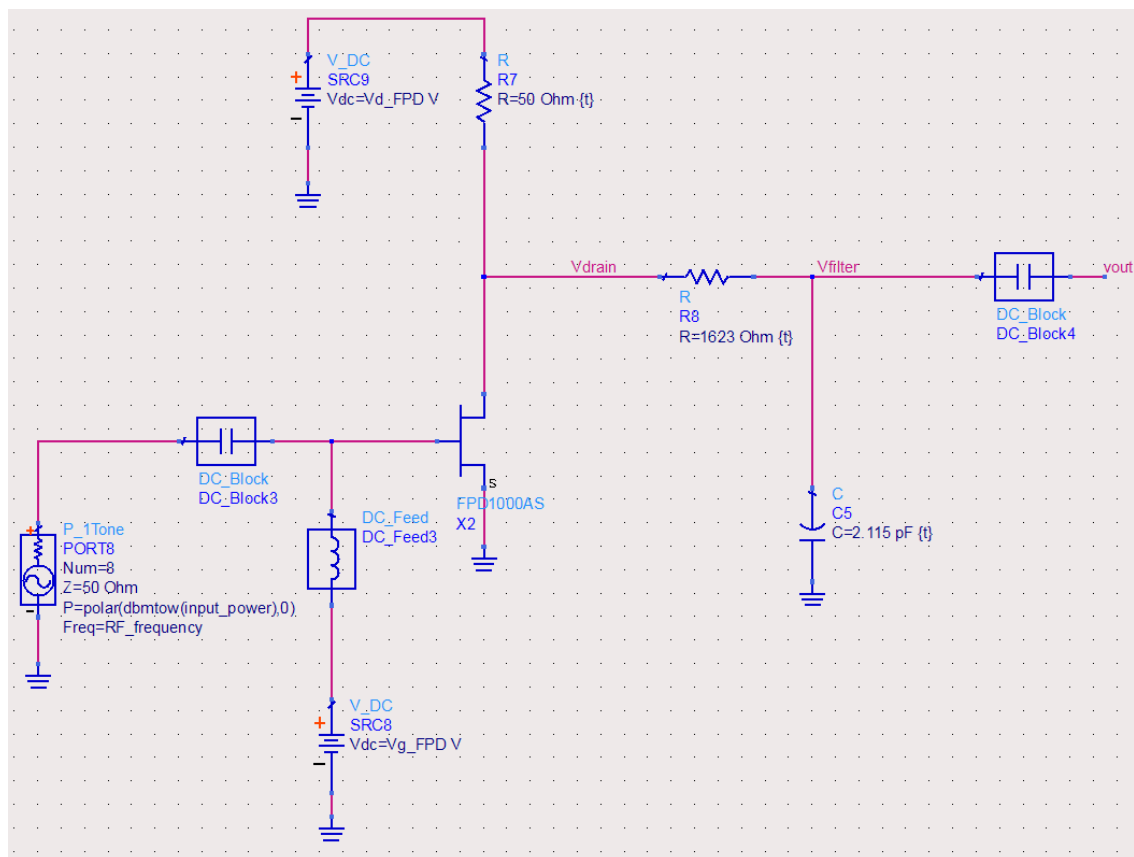
3.4.2 Diodeløsningen

Konstruksjon av signalet fra kobleren

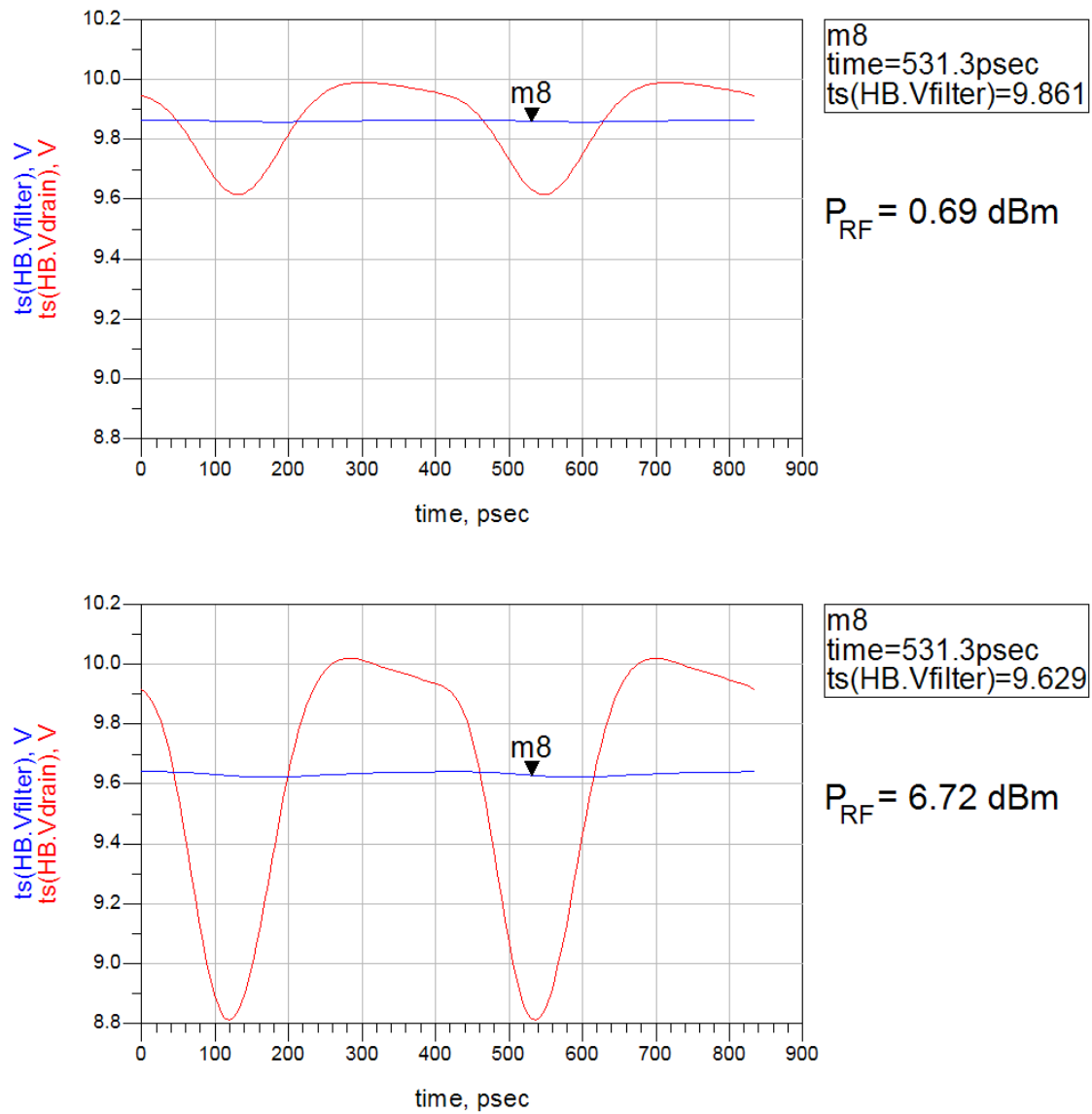
Som nevnt i avsnitt 2.8.1 kan kilden «PnTone» benyttes til å lage et amplitudemodulert signal. Ved bruk av (2.53) og (2.54) og effektene funnet i starten av dette delkapittelet ble bærebølgeeffektene beregnet til 4.218093036 dBm og -5.311809902 dBm, og dette ble lastet inn i kilden. Ved å sende signalet inn på en 50 ohms motstand ble det kontrollert at signalet var korrekt, se Figur 3.21 på side 55.

Valg av diode

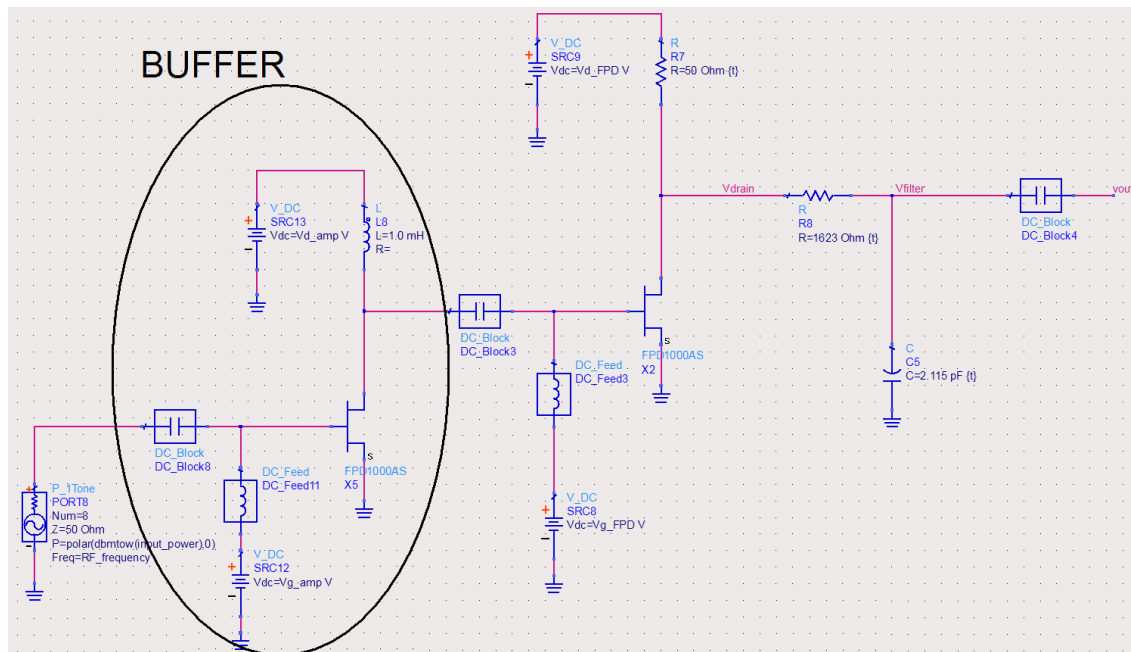
Før designprosessen kunne begynne måtte det tas en beslutning i forhold til hvilken diode som skulle benyttes. I avsnitt 2.8.2 blir det nevnt at dioden burde ha lavt spenningsfall og lav «junction



Figur 3.17: Kretsen som først ble satt opp i ADS for transistorløsningen. Signalet fra kobleren rett inn på Gate.



Figur 3.18: Spenningen på Drain og utgangen av filteret for $P_{RF} = -5dBm$ og $P_{RF} = 1dBm$ i situasjonen der RF-signalet gikk rett inn på Gate



Figur 3.19: Transistorløsningen med en bufferforsterker mellom kobleren og envelopedetektoren.

capacitance». Etter litt leting ble det besluttet å gå for schottky-dioden HSMS-8101 [11]. Denne hadde et spenningsfall på 250 - 350 mV og en $C_{jo} = 0.18$ pF. I databladet er SPICE-parametrene listet opp, og disse ble lastet inn i diodemodellen DIODEM1.

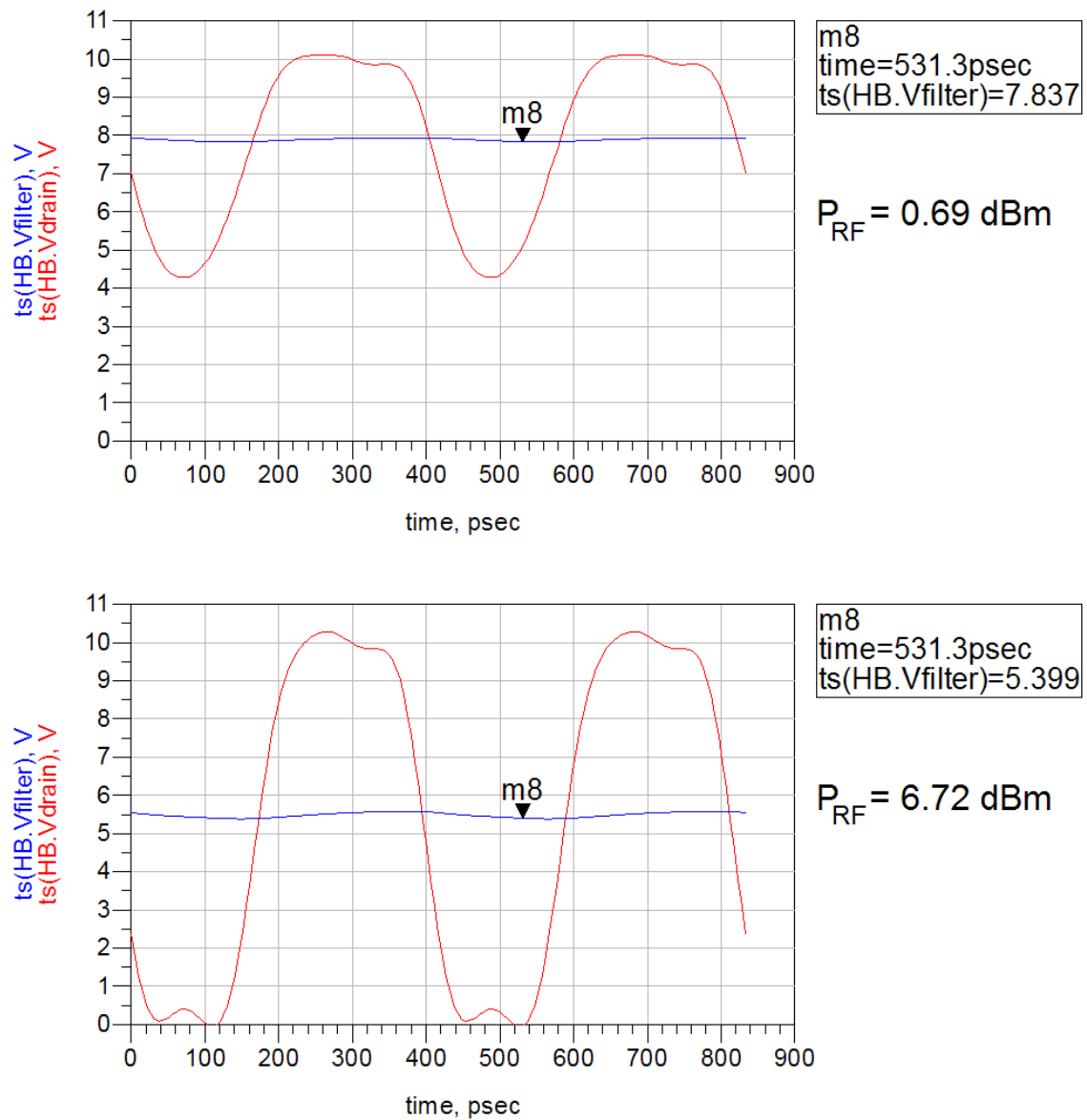
Designprosessen i ADS

Krets 1 i Figur 3.22 på side 56 ble satt opp i ads, og det ble tunet på motstanden og kondensatoren til envelopen var tydelig på utgangen av filteret. Det ble også forsøkt med en spole i serie (krets 2 i Figur 3.22) for å få et høyereordens filter som trolig ville glatte ut den hakkete rippelen. Inngangssignalet og filterets utgangsspenning for krets 1 og 2 er vist i Figur 3.24 a, b og c. Det viste seg at den største fordelene med å ha spolen til stede var at svinget på utgangen av filteret ble høyere. Kombinasjonene av komponentverdier ga varierende gode envelopedetektorer, og det ble besluttet å ikke bruke for mye tid på å finne ut hva som ble best i ADS. Sannsynligheten for at dette uansett måtte tunes på i praksis ble ansett som høy.

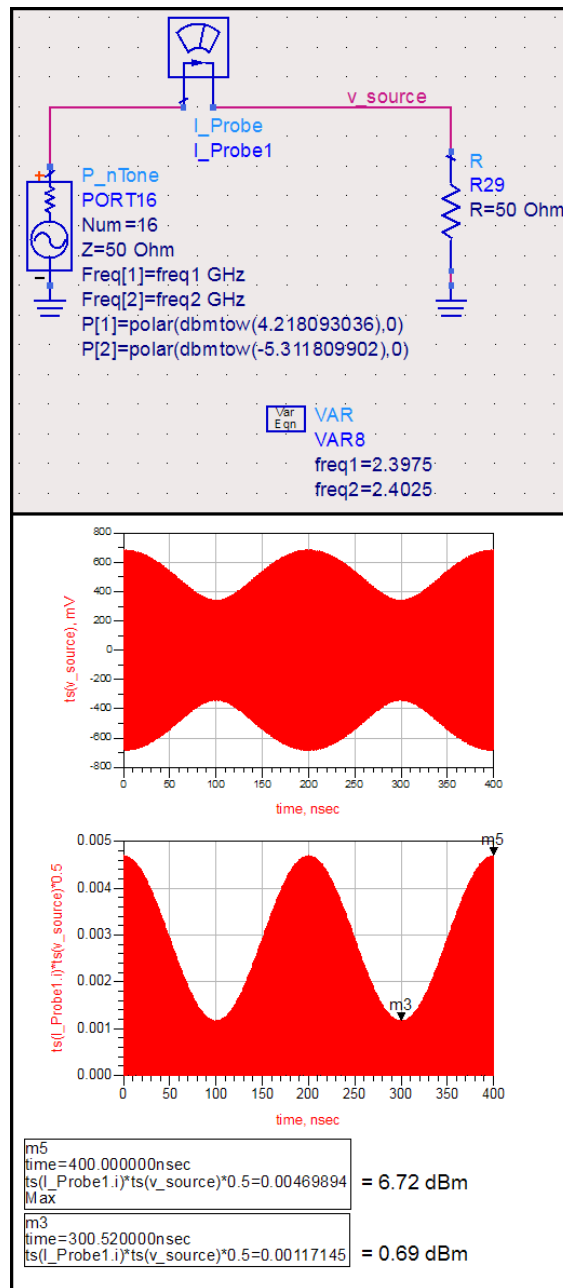
Det ble besluttet og lage to layouts: en layout der filteret besto av motstand og kondensator, og en layout der filteret besto av spole, motstand og kondensator. Krets 3 og 4 i Figur 3.23 på side 57 ble derfor designet i ADS. Linjelengdene og linjebreddene i mm er vist (der bredden ikke er vist er det implisitt at det er en 50 ohms linje på 2.4 GHz, 3.018 mm). Linjen på 3 mm i krets 3 var 0.9 mm bred fordi spolen var 0.8 mm bred. På denne måten kunne spolen enkelt loddes på. Lengden på 3 mm ble funnet ved tuning; det var denne lengden som ga best resultat. Den bakerste linjen i krets 3 og 4 var 0.4 mm bred. Dette var fordi den skulle inn på det ene av opampens åtte loddepunkter som er i denne størrelsesorden for overflatemonterte opamper. Her er også frekvensen filtrert ned til bare 5 MHz, så bredden på linjene spiller liten rolle. Utgangsspenningen på krets 3 og 4 er vist i Figur 3.24 d og e.

Valg av opamp og simulering av opamp

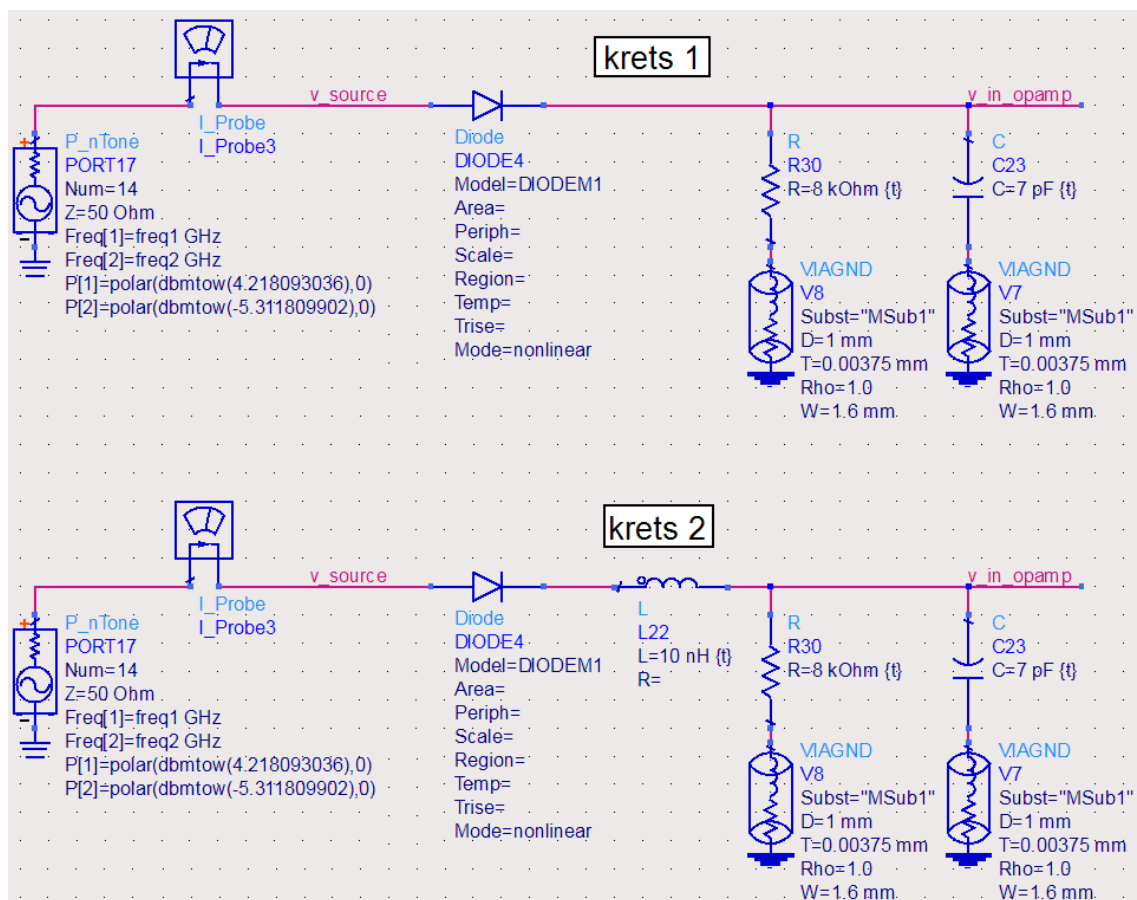
Fra Figur 3.24 d og e ble det klart at opampen måtte klare en forsterkning et sted mellom 15 og 30 V/V for å gi et utgangssving på 15 V. 15 V sving på 5 MHz tilsvarer en slew rate på omtrent 150 V/ μ s. Etter litt leting ble det besluttet å gå til innkjøp av tre ulike opamper. THS3001ID



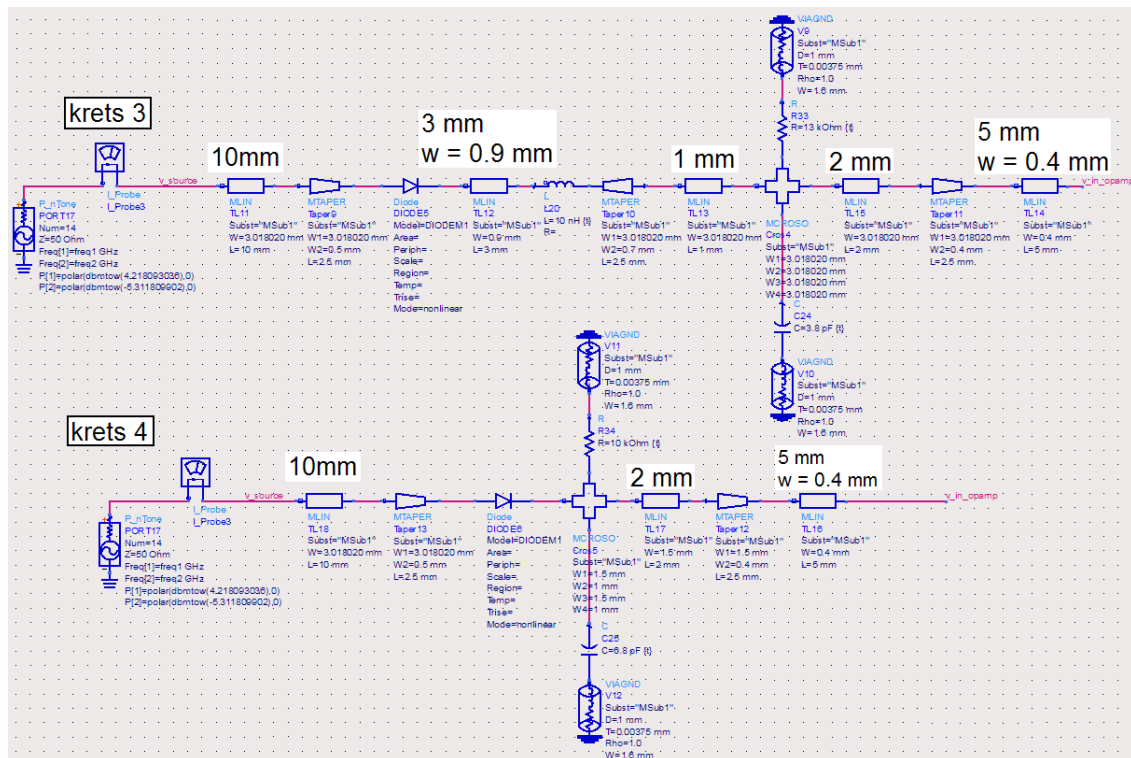
Figur 3.20: Spenningen på Drain og utgangen av filteret for $P_{RF} = -5 \text{ dBm}$ og $P_{RF} = 1 \text{ dBm}$ i situasjonen der RF-signalet først gikk gjennom et forsterkertrinn



Figur 3.21: Konstruksjon av det amplitudemodulerte testsignalet som skulle inn på envelope-
tektoren.



Figur 3.22: To konfigurasjoner av dioden og envelopefilteret med ideelle koblinger. Krets 1 benytter en motstand og en kondensator og Krets 2 inkluderer i tillegg en serieinduktans.

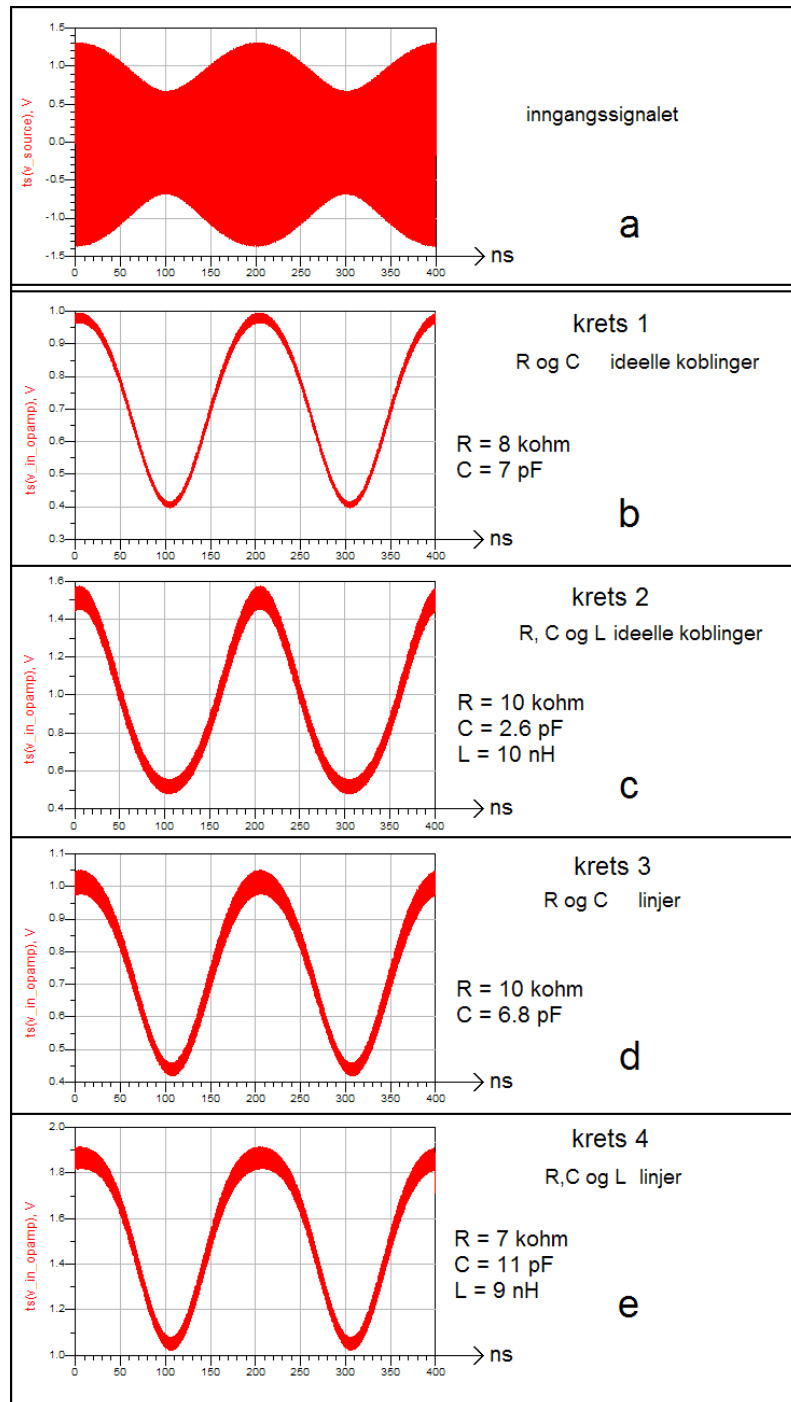


Figur 3.23: De samme konfigurasjonene for envelopedetektoren som i Figur 3.22, men med linjer i stedet for ideelle koblinger.

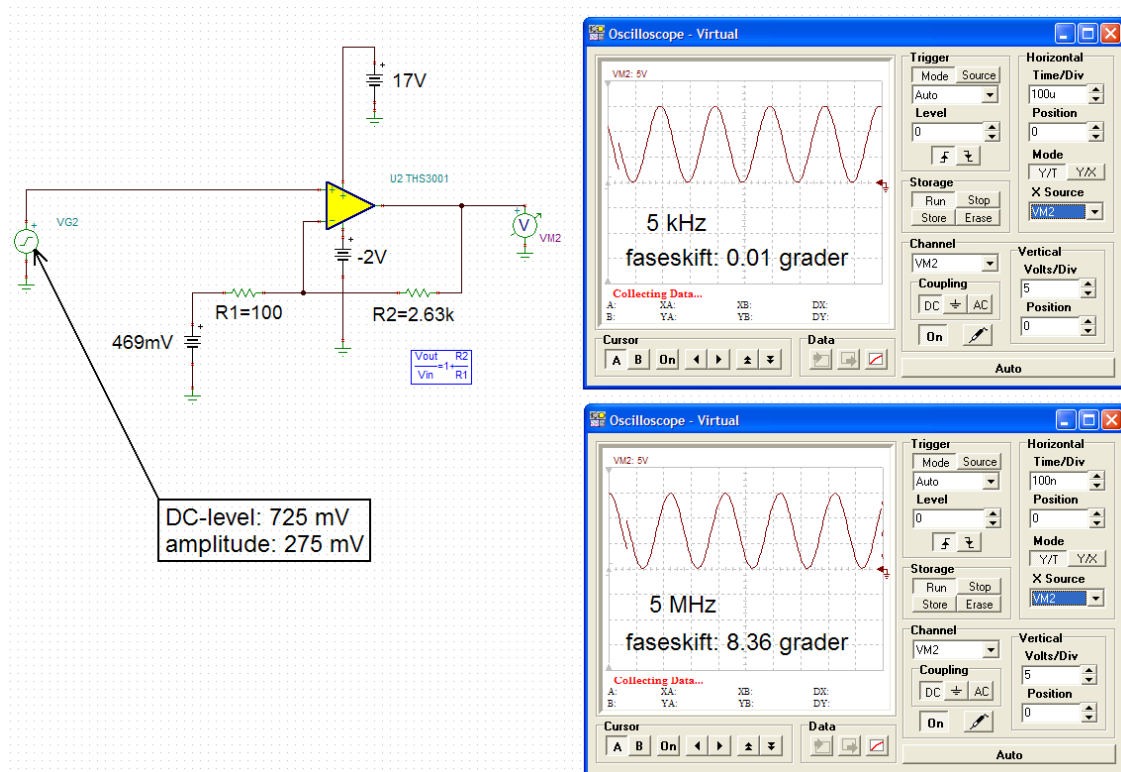
var førstevalget, og OPA847IDG4 og LM7171BIM/NOPB ble kjøpt inn i tilfelle det ble noen uforutsette problemer med den første. THS3001ID har 420 MHz båndbredde ($G = 1, -3\text{dB}$), slew rate på $6500 \text{ V}/\mu\text{s}$ og $\pm 33 \text{ V VCC}$. Ytterligere informasjon er å finne i databladet [4]. Denne opampen var fra Texas Instruments som tilbød et gratis simuleringsprogram, «Tina-TI», der modell for denne opampen var inkludert. I dette programmet ble det koblet opp en standard ikke-inverterende konfigurasjon, se Figur 3.25 på side 59. Kilden ble satt til å ha DC-level på 725 mV og en amplitude på 275 mV for å representere filterutgangen fra tilfellet vist i Figur 3.24 d. Frekvensen ble først satt til 5 kHz og R1, R2 og spenningskilden mellom R1 og jord ble justert til utgangssignalet svingte mellom 0 og 15 V (det øverste oscilloscop-vinduet i Figur 3.25). Deretter ble frekvensen økt til 5 MHz for å se om forsterkningen fortsatt var like stor noe den var (det nederste oscilloscop-vinduet). Figur 3.24 e har større sving enn situasjonen i d, slik at dette ville fungert her også.

3.4.3 Layout

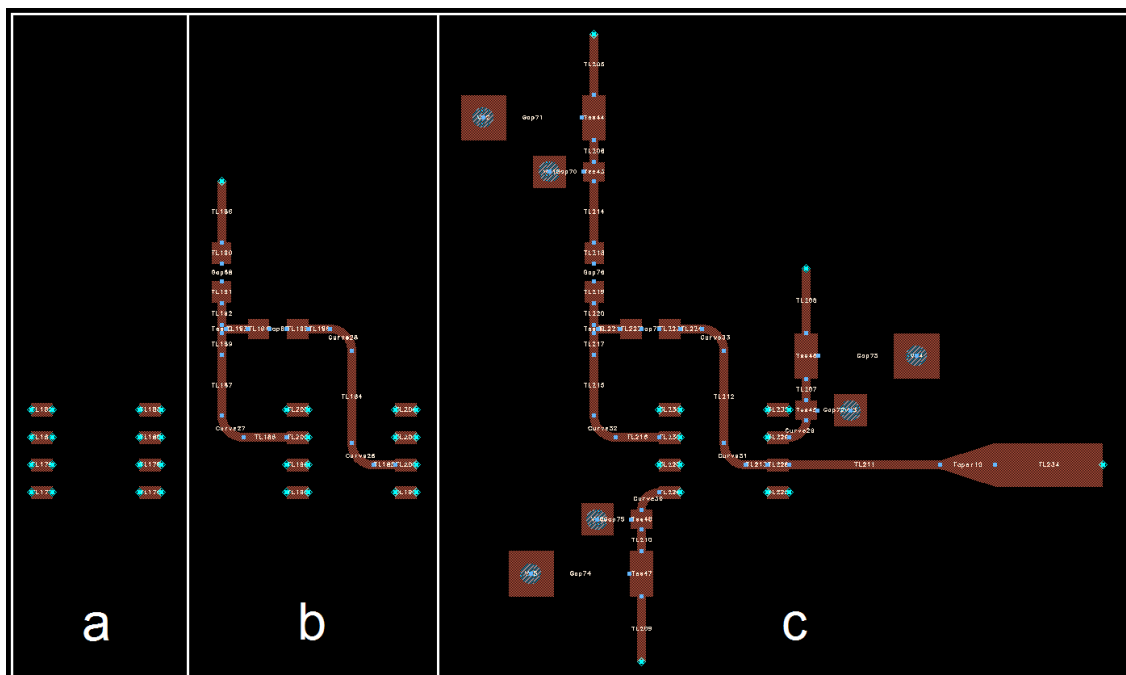
Opampens «footprint» er vist i databladet, og åtte linjer i ADS med riktig størrelse og avstand ble brukt som loddepunkter, se Figur 3.26 a. Kobberbanen for tilbakekoblingsnettverket ble trukket, og loddepunkter for motstandene ble plassert, se Figur b. Der det var behov for 90 graders svinger ble «Mcurve»-linjer benyttet. I Figur c er er tilkoblingspunkter for supply-spenningene på plass med avsatt plass til avkoblingskondensatorer. Den innerste avkoblingskondensatoren ble valgt til 100 nF og den ytterste til 10 μF . Linjen som går ut fra opampens pinne 6 (nest nederst til høyre) er opampens utgang, og denne ble bredere i enden for å kunne montere en sma-kontakt. Krets 3 og 4 fra Figur 3.23 ble så lagt til i layouten med hver sin opampkrets, se Figur 3.27 på side 60.



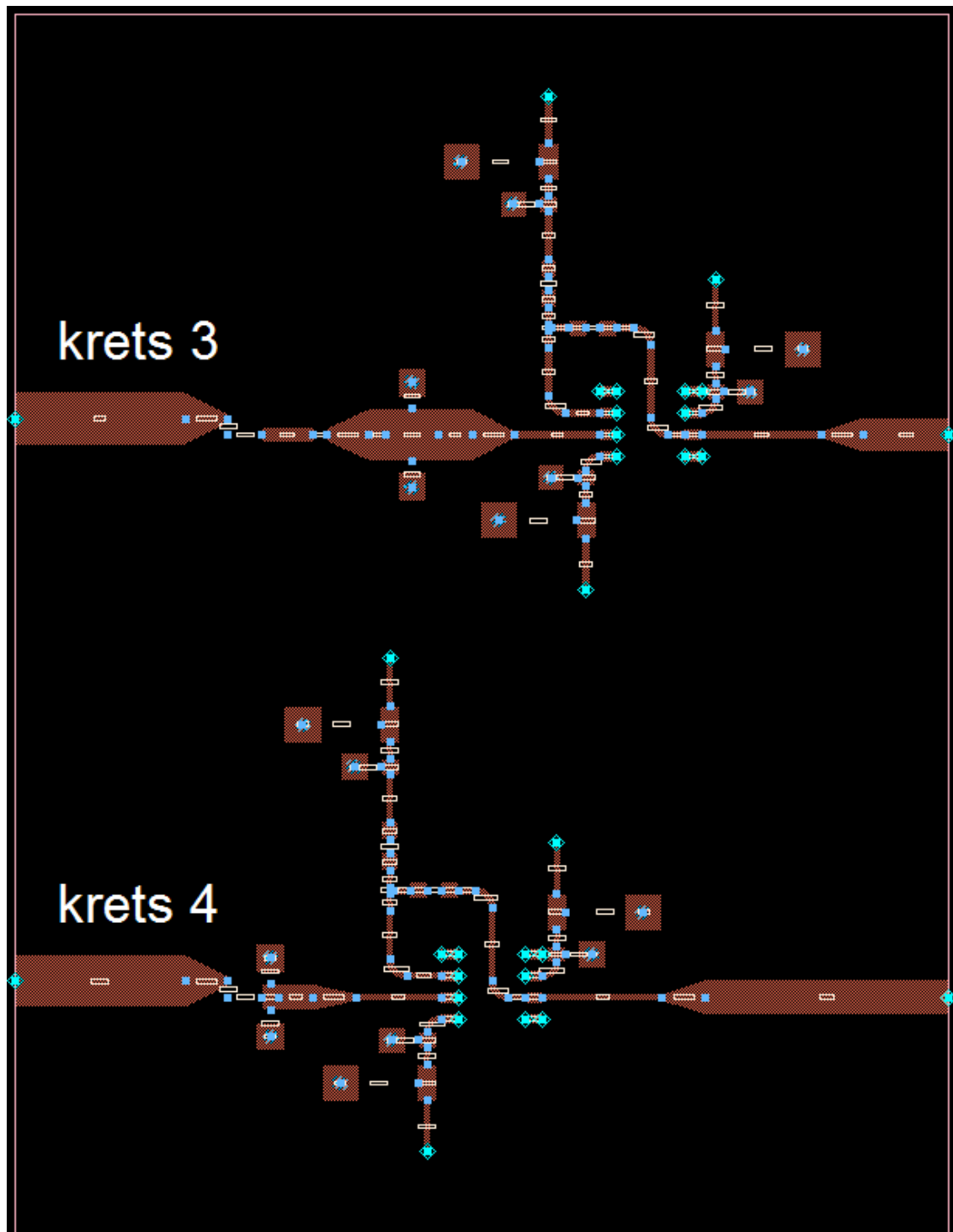
Figur 3.24: a) Inngangssignalet og b-e) utgangsspenningen for ulike envelopefiltere.



Figur 3.25: Simulering av THS3001 i simuleringsverktøyet TINA TI fra Texas Instruments.



Figur 3.26: Layout for opampdelen av envelope-detektoren.



Figur 3.27: Layout for hele envelopedetektoren, både krets 3 og krets 4 fra Figur 3.23.

3.4.4 Måling på labben

| Apparat | Fabrikant | Artikkelnr | Antall |
|-------------------------|----------------------|------------|--------|
| Vector Signal Generator | Rohde & Schwarz | SMU200A | 1 |
| Signal Analyzer | Rohde & Schwarz | FSQ40 | 1 |
| Triple Power Supply | TTI | EL302Tv | 2 |
| Oscilloskop | Agilent Technologies | DS06034A | 1 |

Tabell 3.7: Utstyrliste

Det ble først forøkt å sende en éntone på 5 MHz inn på opampen mens utgangen ble målt med et oscilloskop. Skopet viste bare støy. Etter mye feilsøking ble det oppdaget at opampen var nødt til å ha en $50\ \Omega$ motstand ned til jord på inngangen. Dette var svært uforutsett, og det ville komme til å ødelegge envelopefilteret da dette benyttet motstander i $k\Omega$ -området. De to andre reserveopampene oppførte seg uheldigvis akkurat likt. Etter mye prøving og feiling ble nødløsningen å plassere en mindre bredbåndig opamp (CA3140 [5]) mellom filteret og THS3001ID, og koble denne med «unity-gain». Det ble sjekket at den klarte å holde «unity-gain» helt opp til 5 MHz, og det viste seg at det var først ved omtrent 7 MHz at forsterkningen begynte å synke. På denne måten kunne THS3001ID ha $50\ \Omega$ inngangsmotstand uten at envelopefilteret ble påvirket.

For å generere det amplitudemodulerte inngangssignalet ble signalgeneratoren tatt i bruk. To toner med de samme effektene som funnet i avsnitt 3.4.2 ble påtrykt. I Figur 3.28 vises spekteret til dette inngangssignalet for tilfellet med 5 MHz envelope. Det ble også påtrykt et signal med 500 kHz envelope, og måleresultater for begge frekvensene er presentert i Figur 4.6 og 4.7 på side 71 og 72 i resultat-delen.

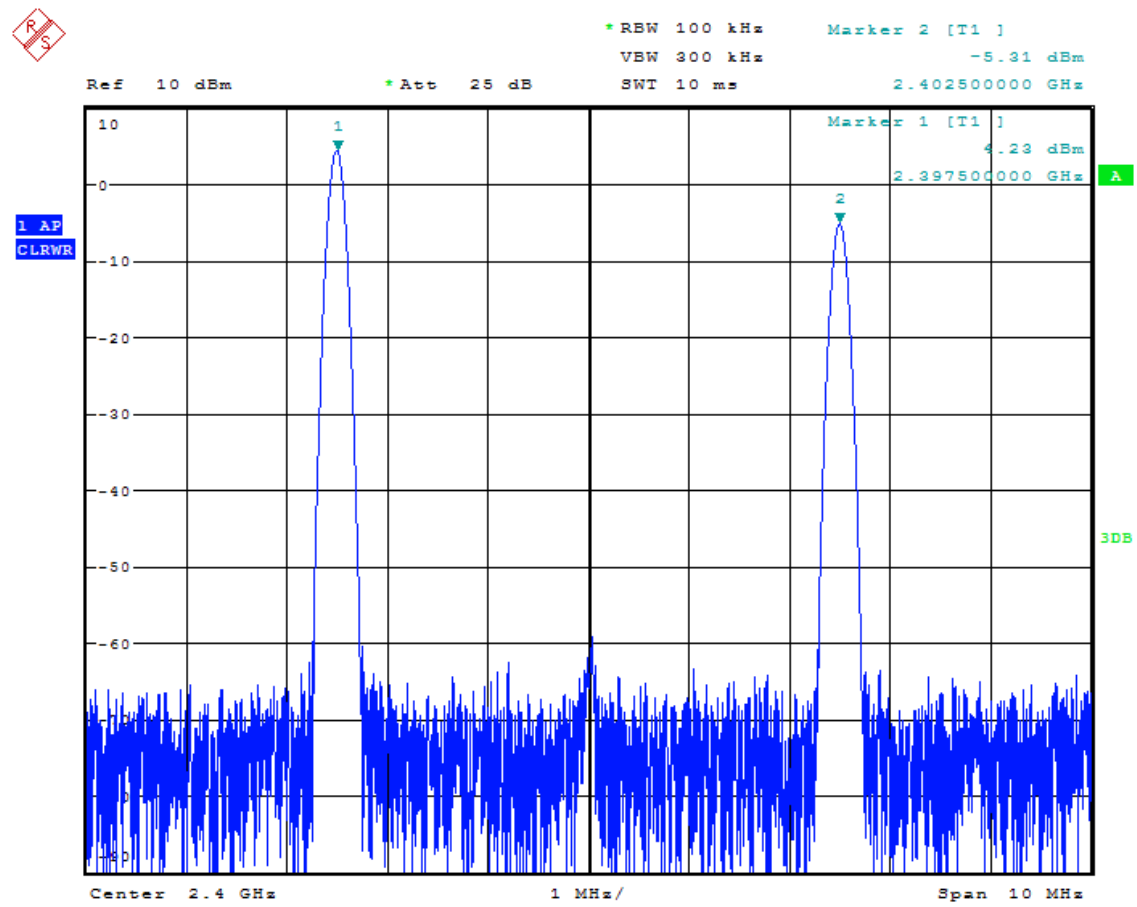
Filteret som ble benyttet var et RC-filter med en motstand på $R = 3\ k\Omega$ og en Johansonkondensator på $5.6\ pF$. Opampen hadde $R_2 = 3.3\ k\Omega$ og $R_1 = 110$ (atså en forsterkning på 31). Dette var helt andre verdier enn hva som ble simulert med, og grunnen til det var all feilsøkingen som hadde foregått i forkant av målingene. Disse målingene ble foretatt helt mot slutten av oppgaven, og tiden var svært knapp. Det ble derfor ikke tid til å eksperimentere med ulike filter og dertil egnet opamp-forsterkning, men målingene som ble gjort illustrerer ting godt. Dette er omtalt i avsnitt 5.2.

3.5 Effektsplitteren

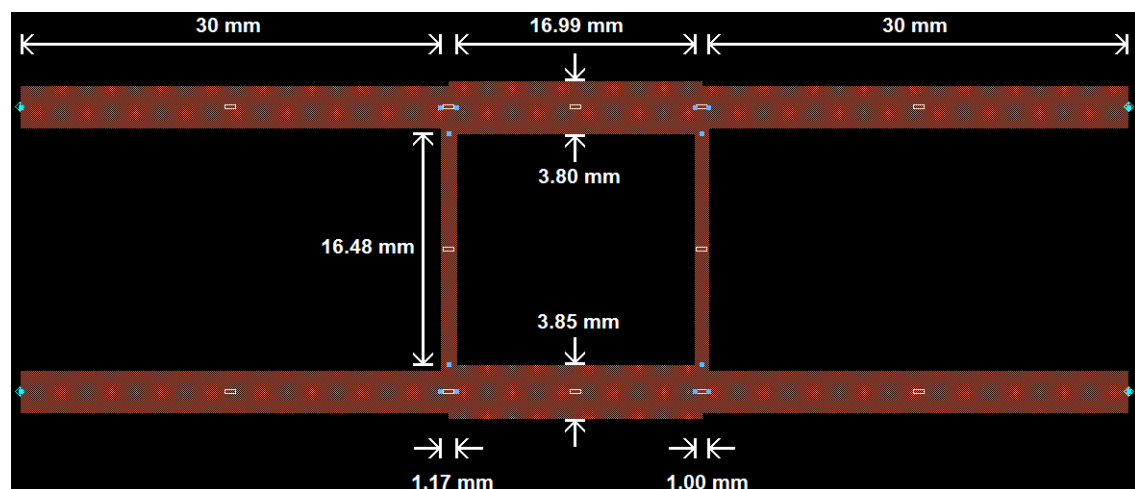
Splitteren kunne ikke designes før dempeleddets faktiske demping ved V_{max} var kjent. Da dette tallet lot vente på seg ble det designet og produsert en «test-splitter» med en splitt i det området den endelige splitteren sannsynligvis ville ende opp med. Dette ble gjort for å se hvor godt teori, simulering og praksis stemte overens. Tanken var at dette ville være nyttig kunnskap når den endelige splitteren skulle designes; hvis det viste seg at simuleringer og målinger ikke stemte helt overens kunne justeringer gjøres i det endelige designet for å forhåndskompensere og forhåpentligvis bedre splitten i virkeligheten.

3.5.1 Test-splitteren

Detaljert fremgangsmåte for designet av test-splitteren blir ikke beskrevet her da detaljer om designet av den endelige splitteren er beskrevet i avsnitt 3.5.2 og dette foregikk på samme måte. Layouten for test-splitteren er vist i Figur 3.29, og det ble montert sma-kontakter på hver port som vist i Figur 3.5 på side 40. Målinger ble foretatt ved å montere 50 ohms termineringer på de to portene som ikke ble målt. Simulerings- og måleresultater er vist i Figur 4.8 på side 73.



Figur 3.28: Spekteret for det amplitudemodulerte inngangssignalet i tilfellet med 5 MHz envelope.



Figur 3.29: Layout for test-splitteren

3.5.2 Den endelige splitteren

Ved å sammenligne målingene og simuleringene for test-splitteren observeres det at den virkelige splitten er 0.362 dB mindre enn den simulerte. Ved å designe splitten litt større enn akkurat lik dempingen ved V_{max} var håpet at bommen skulle bli mindre. Det ble mistenkt at noe av feilen i splitten kunne komme av overgangen fra transmisjonslinje til koaks i sma-kontakten. I det endelige designet ville ikke sma-kontaktene være der, så det ble besluttet å designe splitten 0.3 dB større enn dempingen ved V_{max} som var 5.055 dB. Splitten som skulle designes var derfor 5.355 dB.

En splitt på 5.355 dB ga impedansene og linjedimensjonene vist i Tabell 3.8 på neste side. På grunn av linjebredden ble det besluttet å velge varianten $P_2 > P_3$, selv om dette ville innebære en ekstra 270° linje mellom port 2 og dempeleddet (dette blir omtalt i delkapittelet 2.6). Disse linjene ble plassert i ADS, se Figur 3.30 a, og en simulering ga resultatet i Figur 3.31 a. Det observeres at splitten er på 5.356 dB, isolasjonen er god og fasene er -90° og -180° . Da T-ledd ble inkludert (Figur 3.30 b) ble resultatet som vist i Figur 3.31 b. Her er splitten endret til 5.491 og isolasjonen er foskjøvet noe ned i frekvens. Fasene er ikke lenger -90° og -180° , men den innbyrdes faseforskjellen er fortsatt 90° .

| Variant | Impedans | lengde [mm] | bredde [mm] |
|-------------|-----------------------|-------------|-------------|
| $P_2 < P_3$ | Z0A = 23.751 Ω | 16.1369 | 8.92682 |
| | Z0B = 26.991 Ω | 16.2754 | 7.5449 |
| $P_2 > P_3$ | Z0A = 43.999 Ω | 16.8788 | 3.72093 |
| | Z0B = 92.623 Ω | 17.9531 | 0.82061 |

Tabell 3.8: LineCalc-verdier på kvartbølgelinjene i effektsplitteren

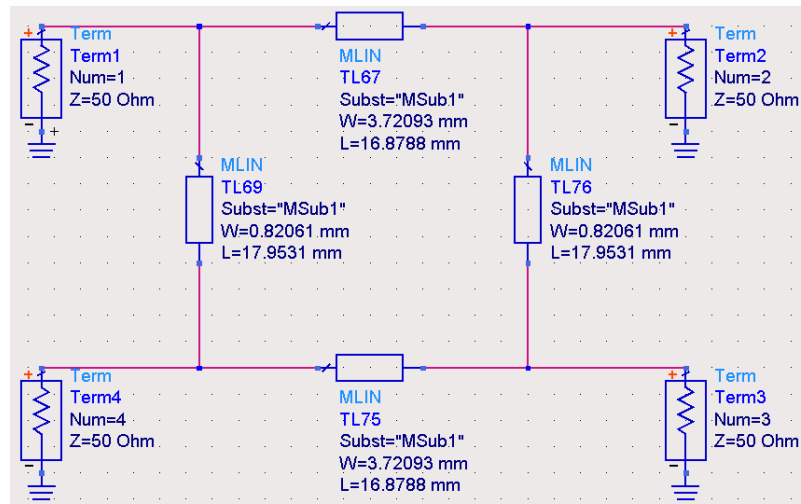
Det ble nå opprettet fire variable: W_A , L_A , W_B og L_B som ble erstattet med de opprinnelige linjedimensjonene. Fire optimaliseringsmål ble satt, og disse er vist i Tabell 3.9 på side 64. Optimaliseringen fant linjedimensjonene presentert i Tabell 3.10 på side 65, og simuleringresultatene er vist i Figur 4.9 på side 74. Det ble desverre ikke rullet å produsere den endelige splitteren, så fysiske måleresultater for denne eksisterer ikke.

| GOAL1 (2.4 GHz) | GOAL2 (2.4 GHz) | GOAL3 (2.4 GHz) | GOAL4 (2.4 GHz) |
|---|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Expr = «dB(S(2,1))-dB(S(3,1))» Min = 5.355 Max = 5.355 | Expr = «mag(S(1,1))» Max = 0 | Expr = «mag(S(2,2))» Max = 0 | Expr = «mag(S(3,3))» Max = 0 |

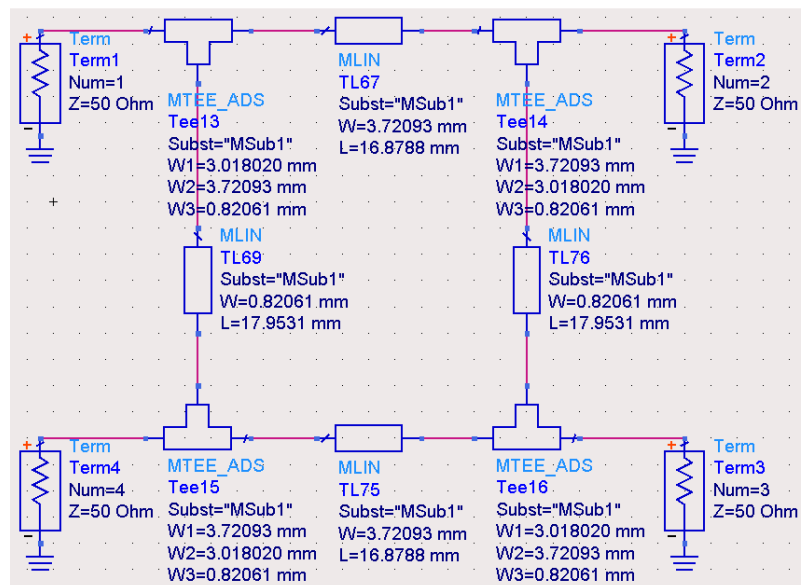
Tabell 3.9: Optimaliseringsmål for den endelige splitteren

| Variabel | mm |
|----------|-------|
| W_A | 3.68 |
| W_B | 0.82 |
| L_A | 16.34 |
| L_B | 18.75 |

Tabell 3.10: Linjedimensjoner på den endelige splitteren

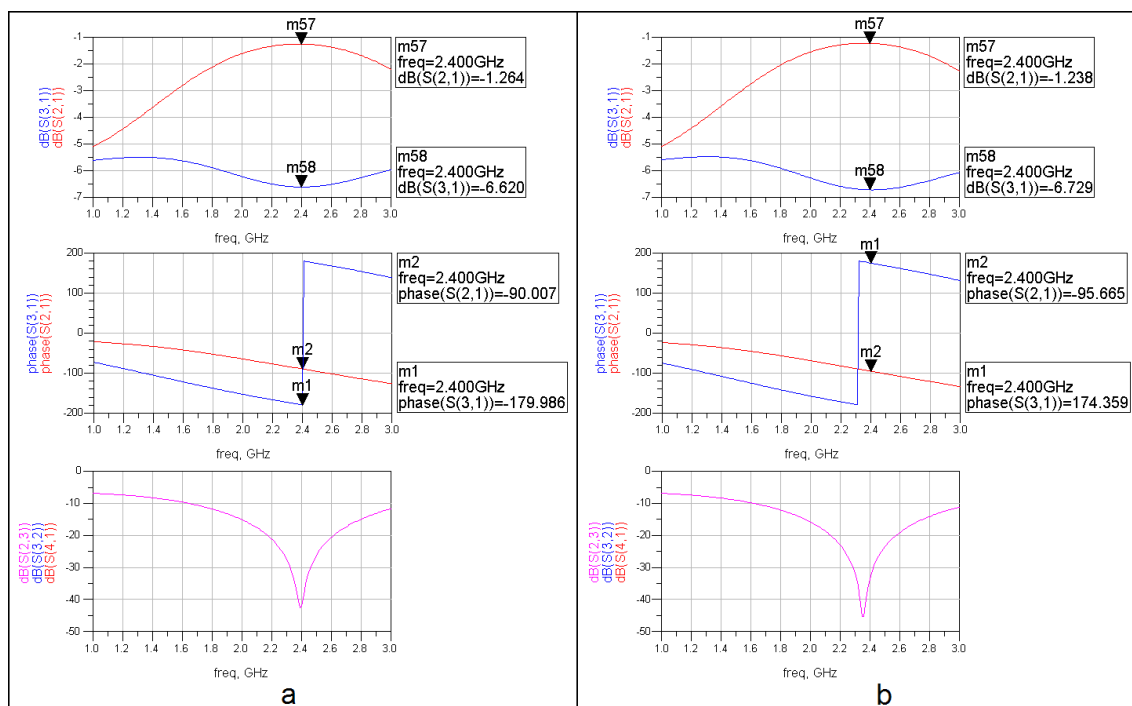


a



b

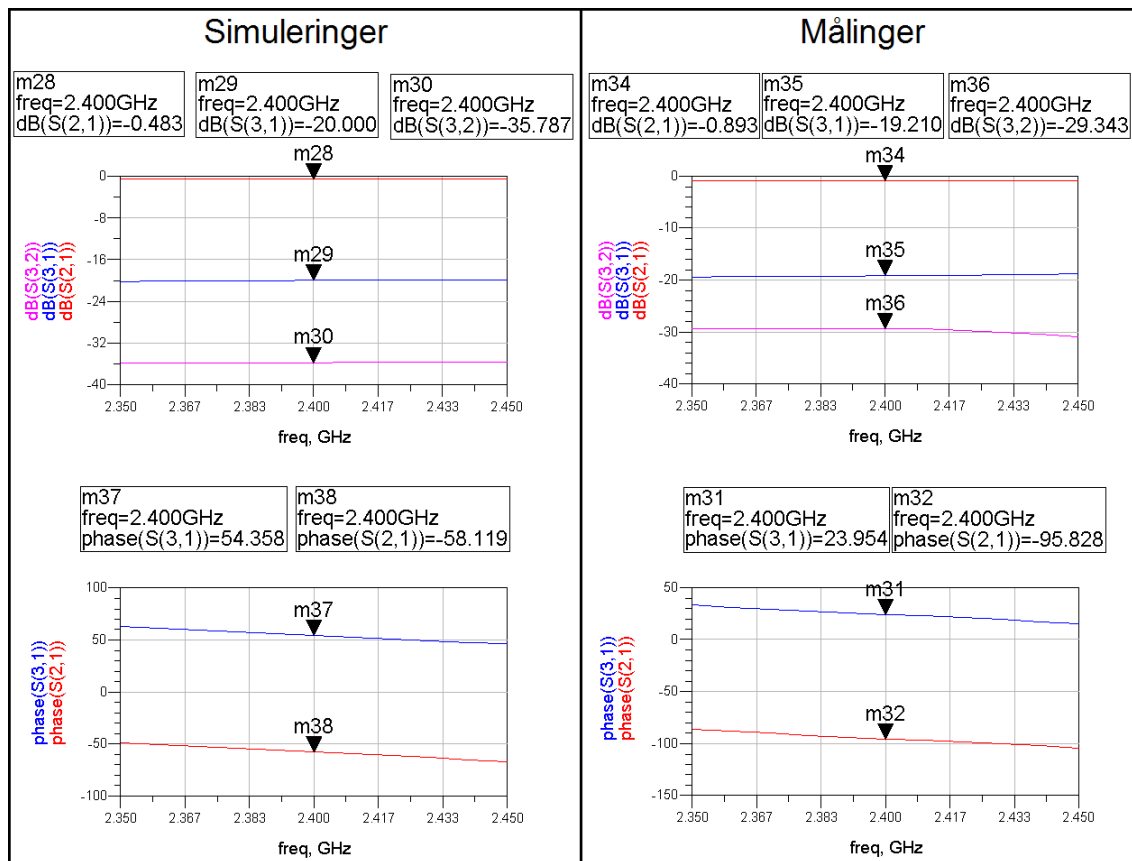
Figur 3.30: Effektsplitteren med reelle linjer. I b) er t-ledd inkludert.



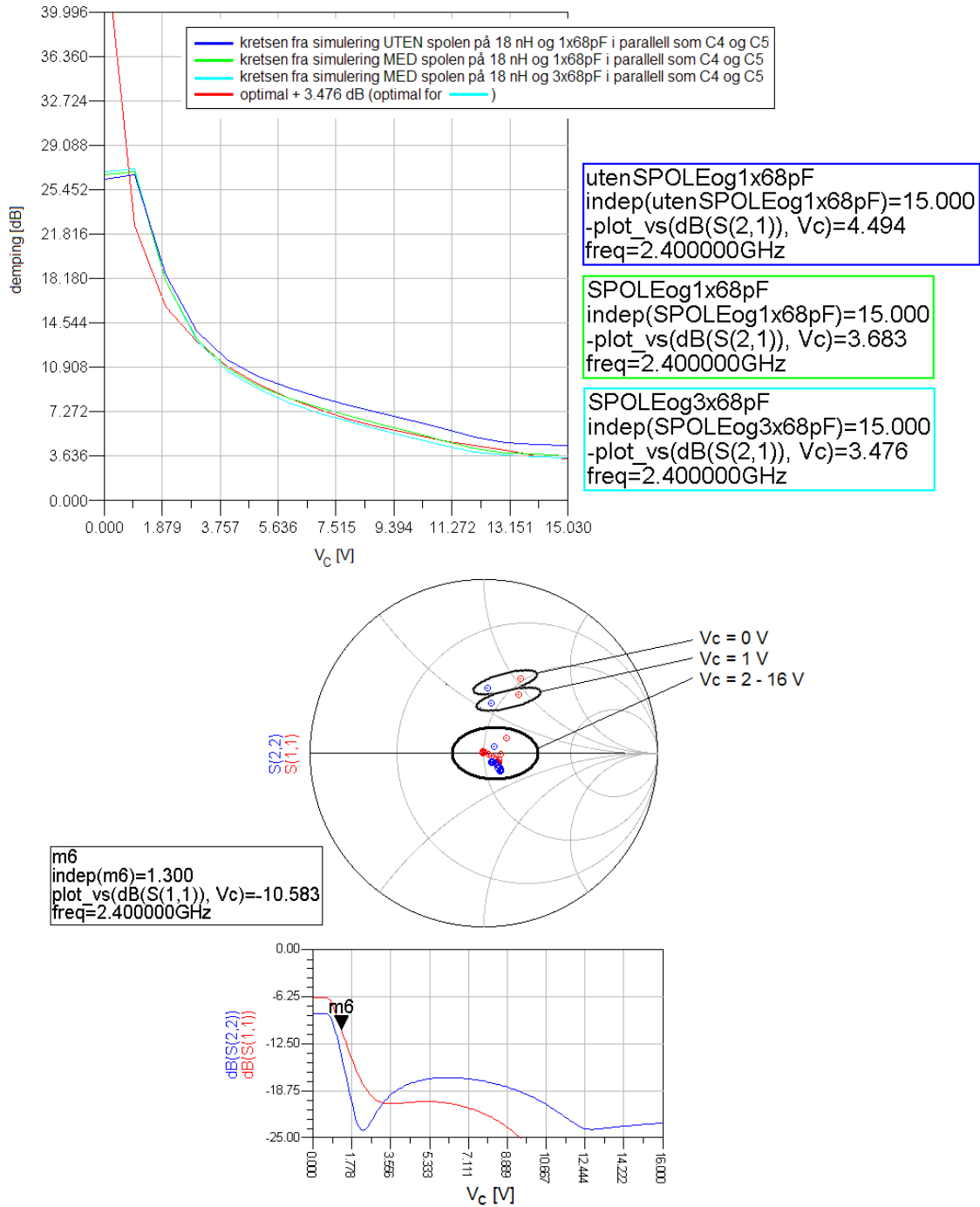
Figur 3.31: Resultatene fra simulering av splitterene i Figur 3.30. a) T-ledd ikke inkludert. b) T-ledd inkludert.

Kapittel 4

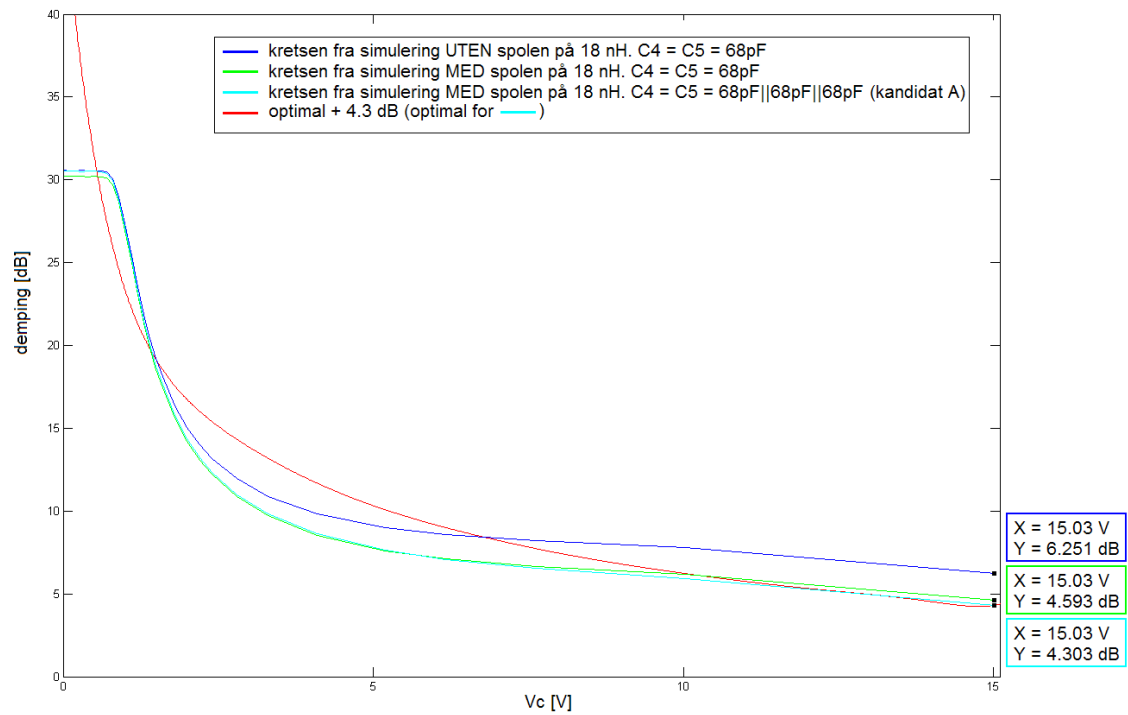
Resultater



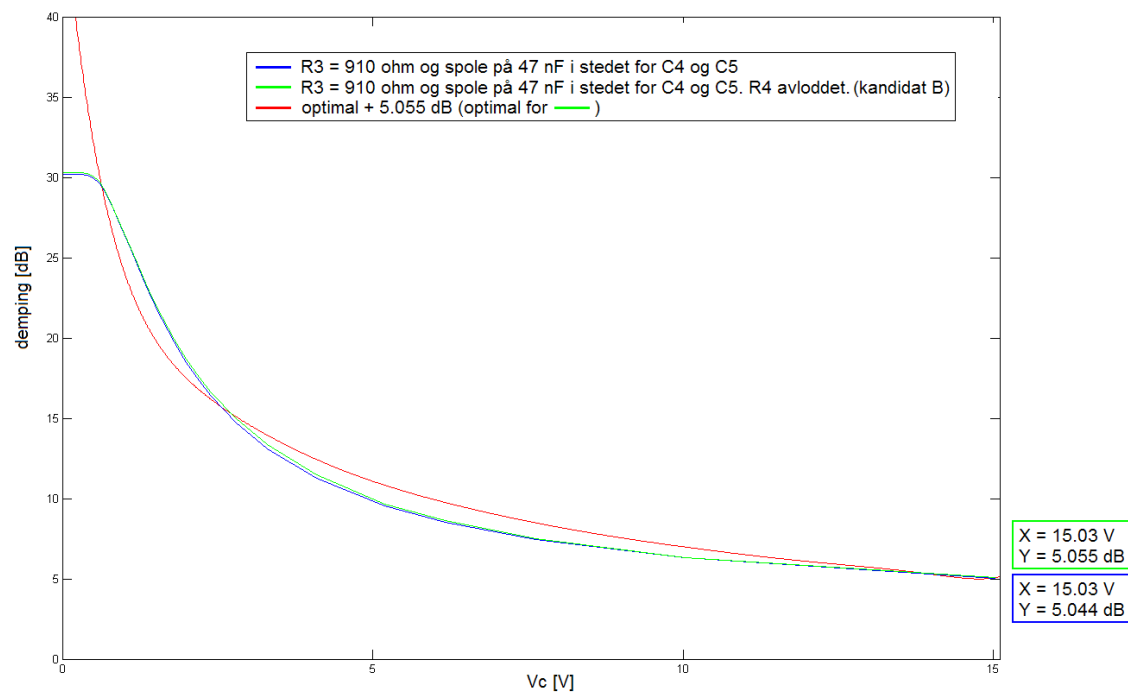
Figur 4.1: Simuleringer og målinger på koblere.



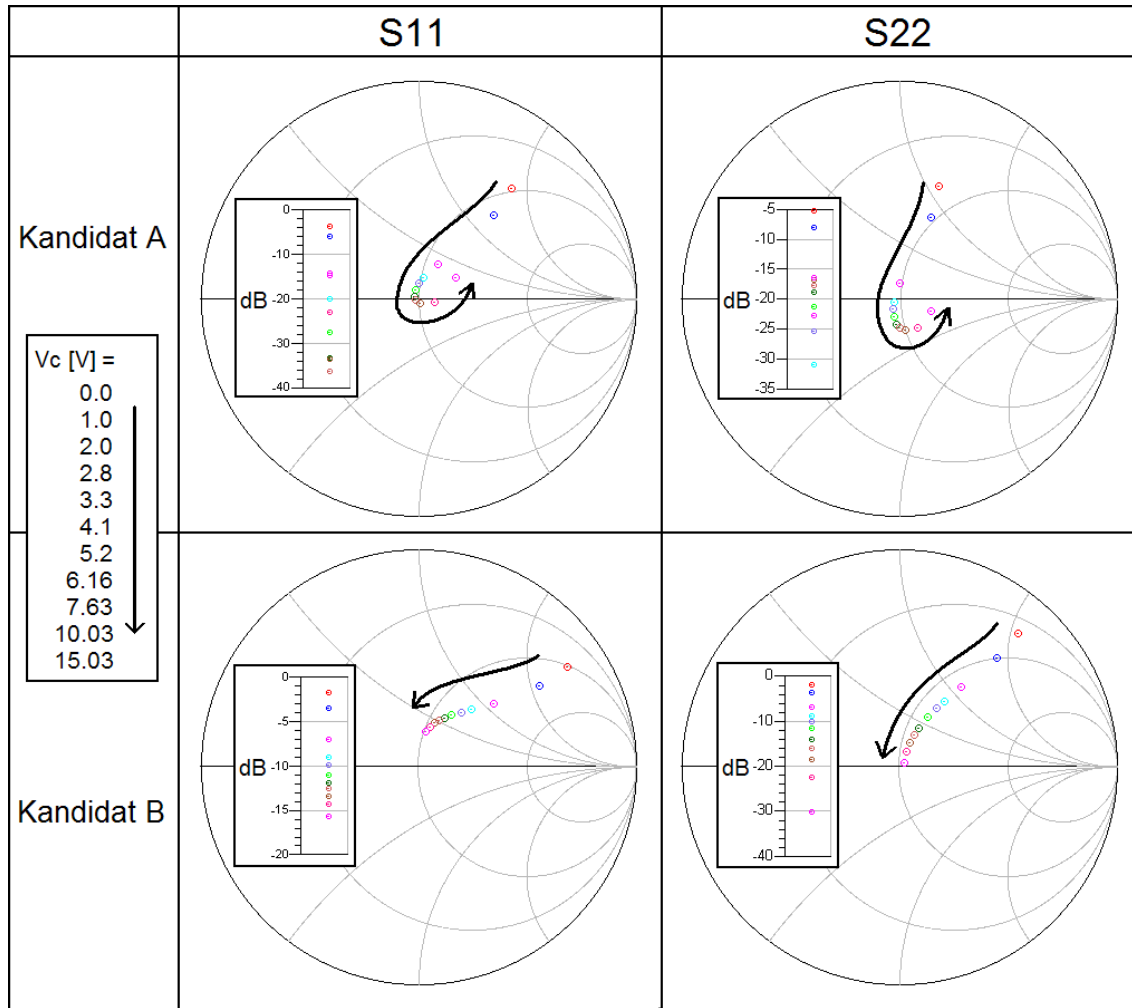
Figur 4.2: Simuleringer av dempeleddet i ADS.



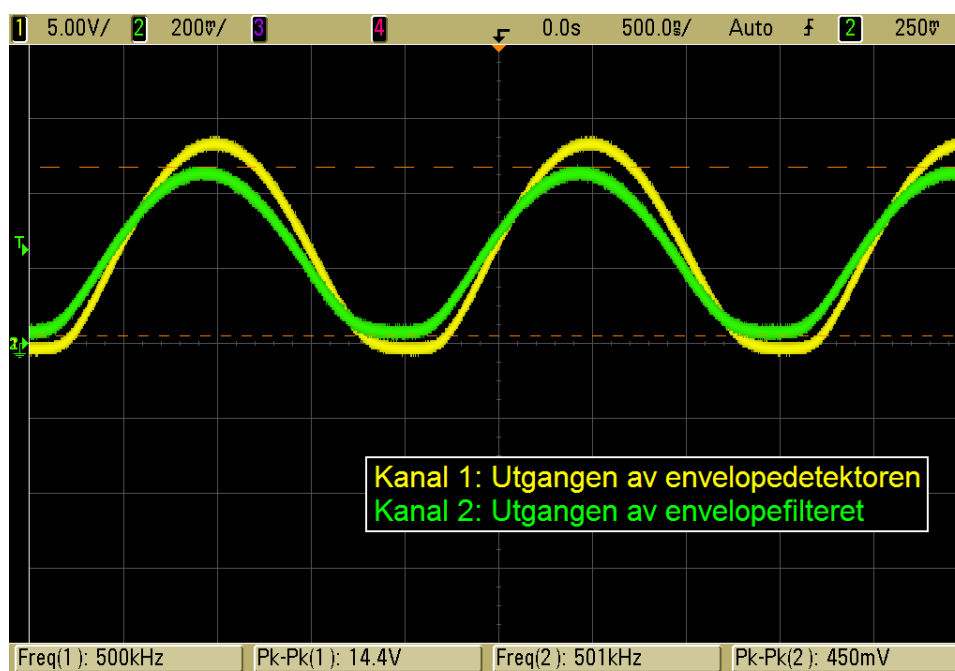
Figur 4.3: Målinger på dempeleddet. De samme konfigurarasjonene som ble simulert i ADS fra Figur 4.2.



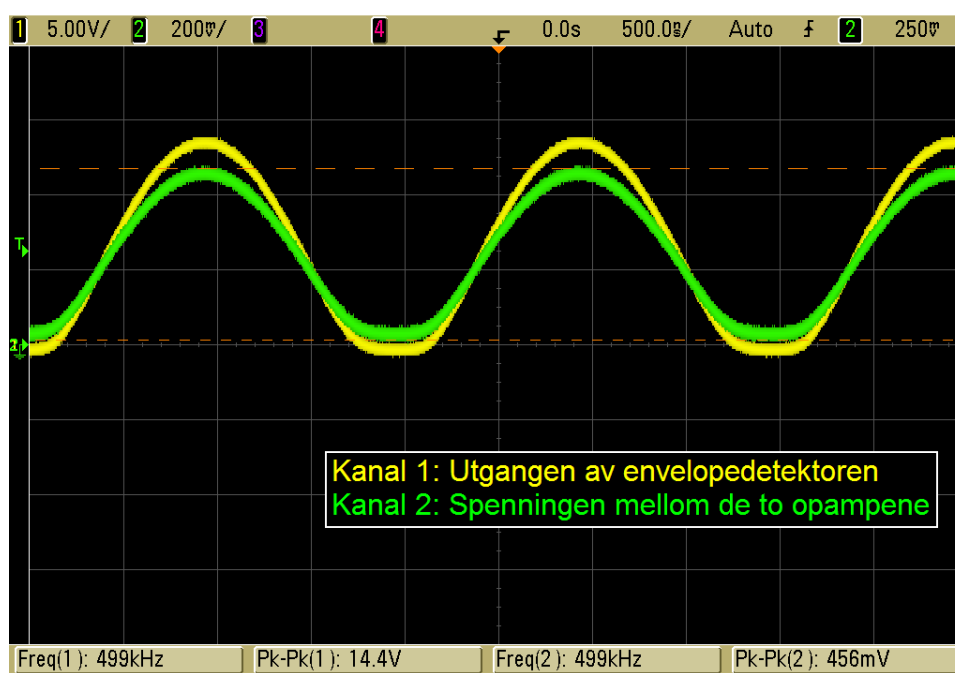
Figur 4.4: Målinger av dempeleddet med C4 og C5 erstattet med 47 nH.



Figur 4.5: Målinger av dempeleddets s11 og s22 for ulike verdier av V_c for de to kandidatene A og B. Det er målinger for 11 ulike verdier for V_c , og disse er oppgitt til venstre. Ved å følge i pilens retning vil den første målingen være for $V_c = 0.0$ V og den andre for $V_c = 1.0$ V osv. dB-verdien for hver måling er også oppgitt. For kandidat A blir det litt vanskelig å se hvilke prikker som hører til hverandre etterhvert som de faller inn motsentrum, men dette er styrespenninger som uansett er godt matchet.

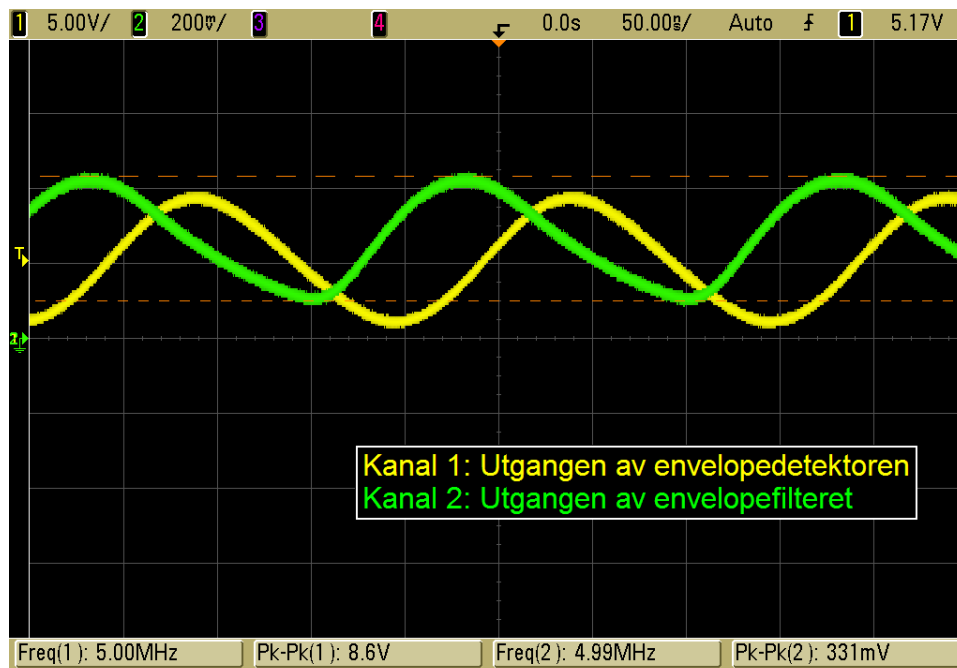


a

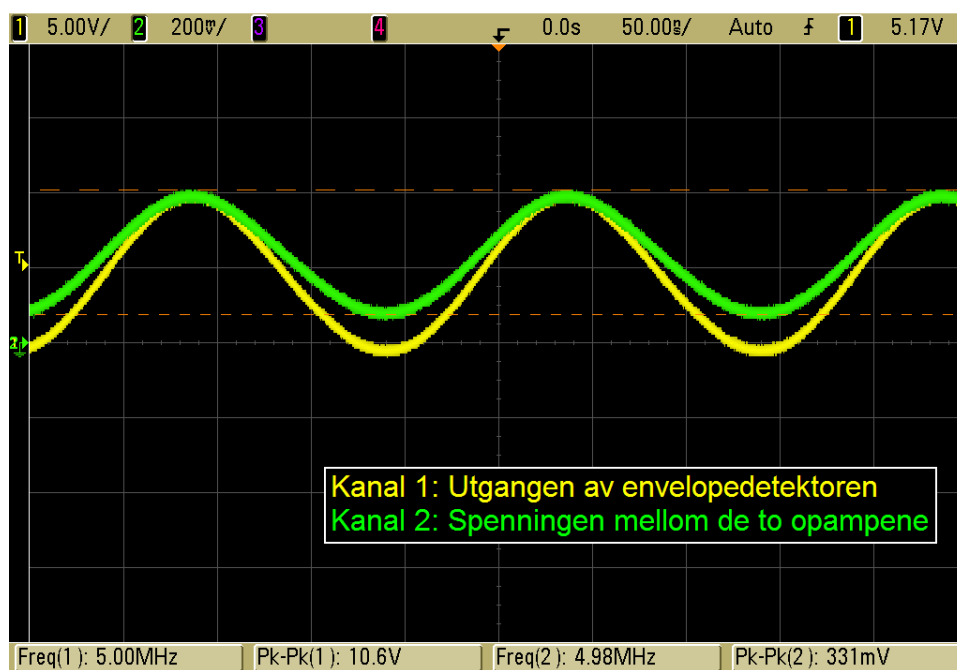


b

Figur 4.6: Måling på envelopedetektoren der inngangssignalet har envelope på 500 kHz. a) Utgangen og filterutgangen. b) Utgangen og noden mellom de to opampene.

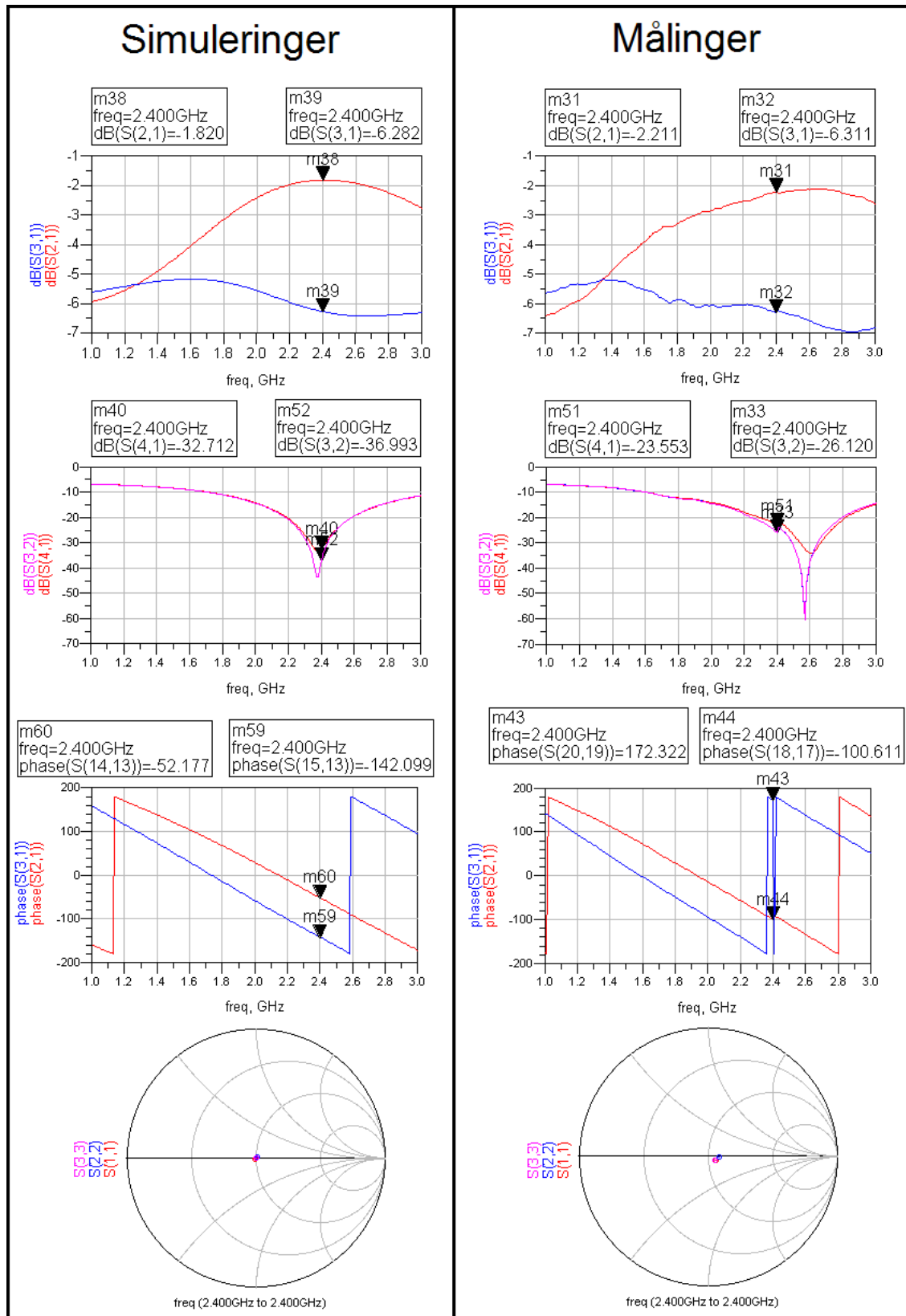


a

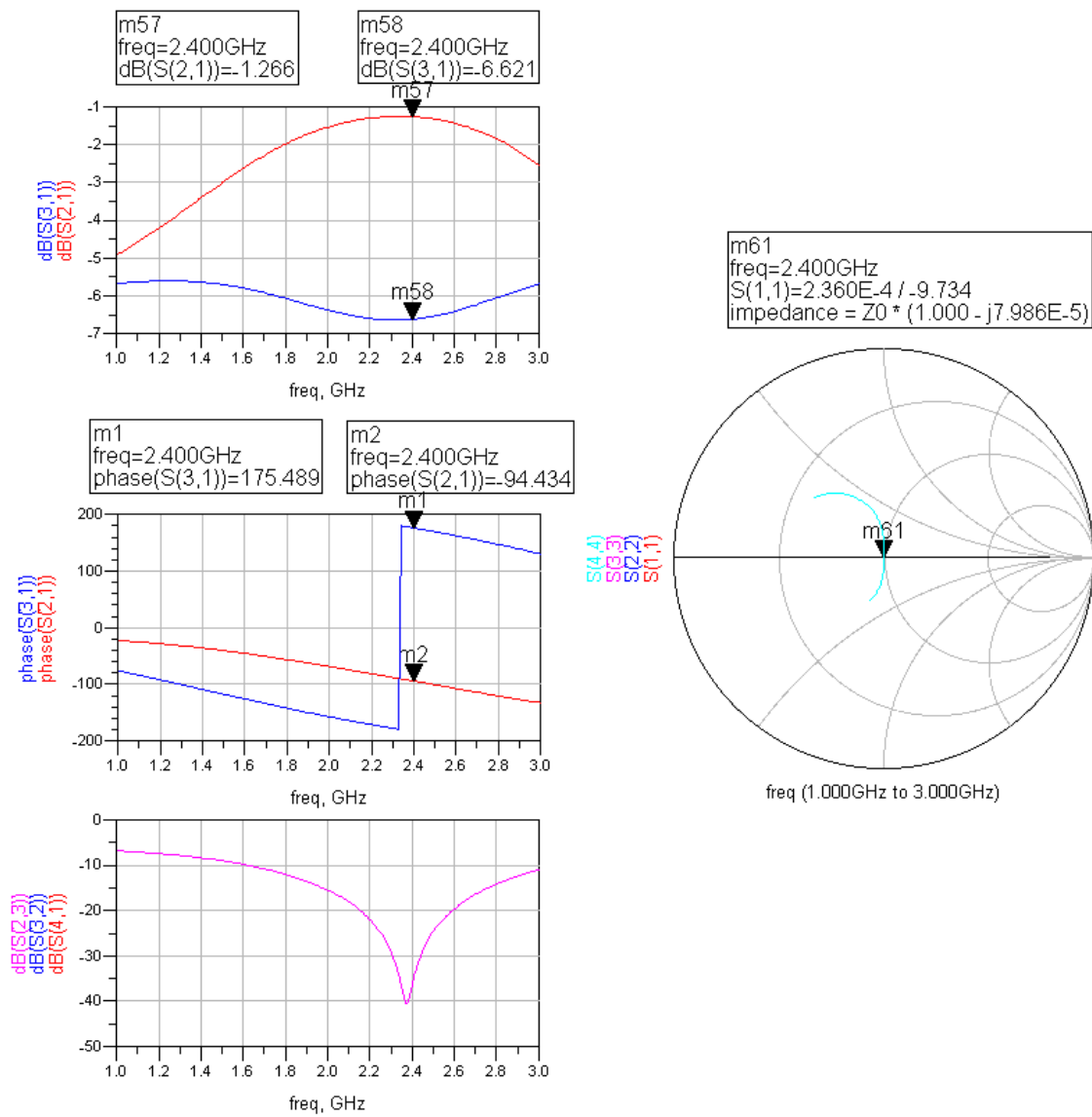


b

Figur 4.7: Måling på envelopedetektoren der inngangssignalet har envelope på 5 MHz. a) Utgangen og filterutgangen. b) Utgangen og noden mellom de to opampene.



Figur 4.8: Simulerte og målte s-parametre for test-splitteren



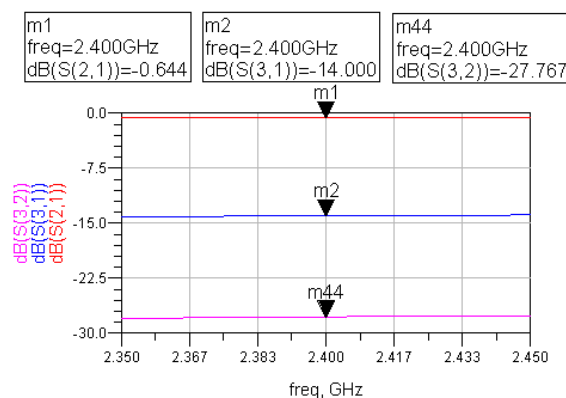
Figur 4.9: Simuleringsresultater til den endelige splitteren.

Kapittel 5

Diskusjon

5.1 Kobleren

Kobleren skulle hente ut -20 dB av RF-signalet. Dette tallet ble valgt litt på måfå, og burde muligens vært ofret større oppmerksomhet. Lengden på kobleren som ble designet var 4.57 mm, og dette ga simulert koblingsfaktor på -20 dB, $s_{21} = -0.48$ dB og $s_{32} = -35.79$ dB. Ved å endre lengden til 10.64 mm ville koblingsfaktoren blitt -14 dB, $s_{21} = -0.64$ dB og $s_{32} = -27.77$ dB (se Figur 5.1). Med andre ord et betydelig sterkere utkoblet signal ved å ofre litt på s_{21} og isolasjonen i bakoverretning. Dette ville kanskje medført at transistorløsningen kunne blitt benyttet uten den ekstra bufferforsterkeren.

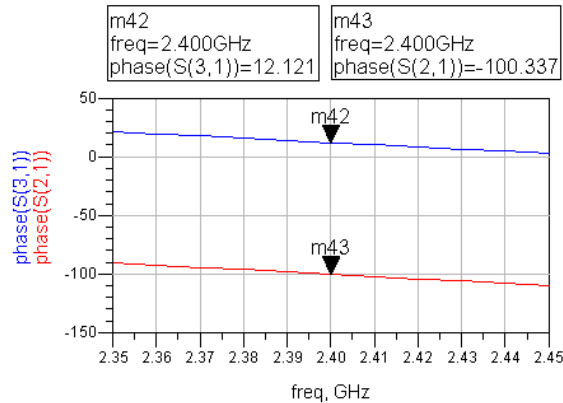


Figur 5.1: Den samme kobleren men med $L = 10.64$ mm.

Tapet til en linje på 79.16 mm (summen av koblerens lengde og linjene på port 1 og 2) ble simulert til 0.43 dB i ADS. Koblerens simulerte s_{21} er -0.48 dB slik at i teorien er det ekstra tapet som følge av koblingsfaktoren svært lite. Den målte verdien er på hele -0.89 dB, og dette begynner å bli et nevneverdig tap. s_{32} og s_{31} er også mindre gunstige i målingene enn i simuleringene. I delkapittel 3.5.2 som omhandler splitteren blir det nevnt at forskjellene i målte og simulerte s.parametre kan komme av overgangen fra transmisjonslinje til koaks i sma-kontaktene. Dette kan være tilfelle for kobleren også, men dette er usikkert. For å sjekke om unøyaktigheter i substratet også kunne være en årsak ble det simulert med andre verdier for ϵ , men dette så ikke ut til å være tilfelle.

Det ble simulert med linjer på 1-5 mm på utsiden av linjene på hver port for å modellere den ekstra elektriske lengden sma-kontaktene bidrar med. Dette hadde liten innvirkning på dB-verdiene, så de målte avvikene kunne ikke tilskrives dette. Fasen på port 2 og 3 derimot ble svært påvirket av lengre linjer, og i Figur 5.2 på neste side vises den simulerte fasen på de to portene når linjene

på hver port er forlenget med 4 mm. Disse fasene ligner mer på de målte verdiene.



Figur 5.2: Ved å addere 4 mm linje på hver port på kobleren for å modellere sma-kontaktene blir de simulerte fasene på port 2 og 3 mer lik de målte.

Uansett er verdiene for den målte kobleren oppløftende (kanskje med unntak av s21). Dersom det hadde blitt tid til å produsere hele Dohertykonfigurasjonen ville det muligens vært en idé og designe koblingsfaktoren på -20.8 dB for å kompensere for avviket som tydeligvis er til stede mellom simuleringer og målinger.

5.2 Envelopedetektoren

Figur 4.7 a viser utgangen på envelopefilteret og utgangen på den siste opampen ved 5 MHz. Tidligere ble det nevnt at det aldri ble tid til å perfektionere envelopefilteret, og i denne figuren observeres det at 3 k Ω og 5.6 pF gir en for stor tidskonstant. Når envelopen er synkende avtar filterutgangen med den karakteristiske eksponentielle kurveformen gitt av $e^{-\frac{t}{\tau}}$ i stedet for å følge envelopen. I Figur 4.6 a vises samme situasjon men ved 500 kHz, og her følges envelopen også på vei ned. Det er altså behov for en større tidskonstant.

Det observeres at maksimalspenningen på utgangen av envelopefilteret er større ved 500 kHz enn for tilfellet ved 5 MHz. Dette er svært negativt for envelopedetektoren da den umulig kan klare å produsere et likt utgangssving for de ulike frekvensene. Jo større forsterkning opampen må ha, jo større konsekvenser vil dette få, så det vil derfor være viktig å få spenningsvinget på utgangen av envelopefilteret så stort som mulig for å begrense skadevirkningene. Utifra Figur 3.24 på side 58 kan det se ut som det ville vært gunstig med en serie-induktans før RC-leddet for å få til dette, men som sagt ble det aldri tid til å tune på envelopefilteret. Det kan være effekter i dioden som gjør at maksimalspenningen på filterutgangen er forskjellig ved ulike frekvenser, men akkurat hva som skjer er uvisst.

I Figur 4.6 b og 4.7 b vises spenningen mellom de to opampene og spenningen på utgangen av den siste opampen for henholdsvis 500kHz og 5 MHz. Det observeres at forsterkningen til den bakerste opampen er henholdsvis 31.6 og 32. Forskjellen på 0.4 må trolig tilskrives oscilloskopets unøyaktighet. Peak-to-peak-verdiene hoppet opp og ned med relativt store variasjoner, så disse øyeblikksbildene er ikke 100% nøyaktige. Forsterkningen ble altså målt til omtrent 31 både på 500 kHz og 5 MHz som bekrefter at opampens båndbredde var stor nok.

I Figur 4.6 a observeres det at filterutgangen ikke er sinusformet i bunnen. Dette skyldes trolig at envelopen her er lavere enn diodens spenningsfall, slik at det kurven viser er kondensatoren som svært sakte lader seg ut i motstanden. I en fullstendig Doherty ville dette medført noe feil demping ved $V_{max}/2$ og i et lite spenningsintervall like ovenfor. Figur 3.24 viser at filteret som inkluderer en serie-induktans kunne vært gunstig også for utbedringen av dette. Denne konfigurasjonen løfter hele envelopen flere hundre mV i forhold til tilfellet i Figur 3.24 d der kun et RC-filter benyttes.

Spolen ble opprinnelig inkludert i designet som et forsøk på å glatte rippelen, men at den ville ha denne funksjonen i tillegg var helt uventet. Hva som forårsaker dette er uvisst.

I Figur 3.25 på side 59 oppgis det simulerte faseskiftet gjennom opampen THS3001ID ved 5 kHz og 5 MHz. I Tabell 5.1 er disse verdiene gjort om til transmisjonslinjelengder på 2.4 GHz, og det observeres at de to frekvensene resulterer i betydelig ulike linjelengder, samt at linjelengdene for begge frekvensene blir svært lange. I Figur 4.7 b observeres det med øyemål et lite faseskift mellom de to kanalene. Dette faseskiftet måtte ha blitt målt nøyaktig både for den laveste envelopefrekvensen og 5 MHz, og en linjelengde et sted i mellom disse ytterverdiene måtte blitt valgt som et kompromiss. En fast forsinkelse som en transmisjonslinje gir ville selvsagt forringet Loadpull-effekten. Figur 4.7 a og 4.6 a viser en faseforskjell mellom kanal 1 og 2 på svært mye mer enn bare noen få nanosekunder, og dette skyldes den første opampen som overhodet ikke er dimensjonert for for å benyttes i dette prosjektet.

| Frekvens | Faseskift | Skift i tid | Faseskift på 2.4 GHz | Lengde på 50 Ω transmisjonslinje |
|----------|-----------|-------------|----------------------|---|
| 5 kHz | 0.01° | 5.56 ns | 4800° | 910 mm |
| 5 MHz | 8.36° | 4.64 ns | 4013° | 760 mm |

Tabell 5.1: Det er ulik tidsforsinkelse gjennom THS3001ID på 5 kHz og 5 MHz.

Det kan oppsummeres med at envelopedetektoren ville trenge en del forbedringer for å kunne bli benyttet i denne Dohertyforsterkeren. Mye ville kanskje blitt løst ved å fin-tune på filteret og ved å finne en bredbåndig opamp som ikke krever 50 ohms inngangsimpedans for å være stabil, men det kan også være at en så simpel envelopedetektor som denne klassiske diode-løsningen ikke er tilstrekkelig i et så sensitivt system som en Dohertyforsterker.

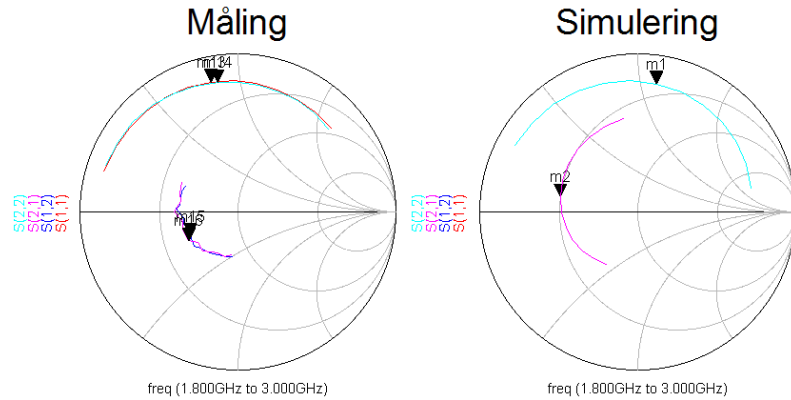
5.3 Demepeleddet

Demepeleddet ble ansett som den mest innflytelsesrike delkretsen for det totale systemets yteevne; dersom dempekararakteristikken avviker fra den optimale vil loadpull-effekten degraderes, og dempingen ved V_{max} vil påvirke den totale forsterkningen direkte. Det viste seg at det måtte bli en «trade-off» mellom disse to tingene, og kandidat B med bedre formlikhet i dempekararakteristikken ble valgt for å ha et håp om å observere Dohertyeffekten i et eventuelt ferdigstilt produkt. Et annet argumentet for dette valget var at det ved V_{max} tydeligvis ville være relativt stor demping uansett (selv med kandidat A), så ved å velge kandidat A blitt ville dempeleddet både hatt stor demping ved V_{max} og avvikende dempekararakteristikk. Dempingen ved V_{max} for kandidat A og B ble målt til 4.30 dB og 5.06 dB. Dette ville medføre en reduksjon i systemets totale forsterkning fra 11.2 dB til henholdsvis 8.54 dB og 7.97 dB ifølge (2.38). Det må legges til at kandidat A hadde bedre match mot 50 Ω enn kandidat B, men virkningen av dette ble det ikke rukket å teste ut.

Simuleringen av dempeleddet var mye mer oppløftende enn målingene. Årsaken til dette er uvisst, men den sterkeste teorien er at modellen for PIN-diodene ikke var god nok. Figur 3.7 på side 41 viser måling på dioden og simulering med modellen for «ulike forward bias currents». Her observeres det at feilen er størst for de lave strømmene. Dette stemmer godt overens med at det var for de lave styrespenningene dempekararakteristikken for kandidat A avvek mest fra simuleringen. Ved å addere 4 mm ekstra lengde i simuleringen på diodetestbenken for å modellere sma-kontaktene blir feilen enda større, se Figur 5.3 på neste side.

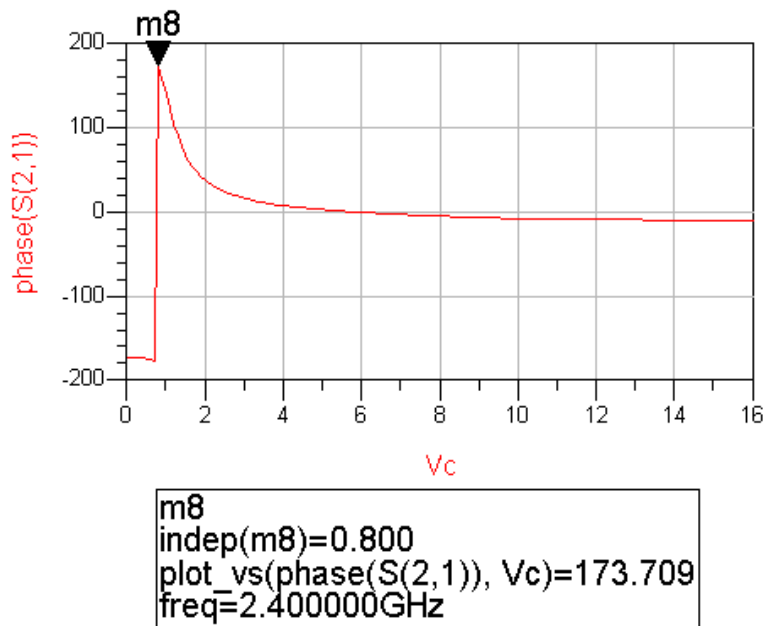
Spolen i serie med R_3 viste seg både i simuleringer og målinger å være svært effektiv med tanke på å senke dempingen ved de høye styrespenningene. Dette er intuitivt da den hindrer RF i å lekke opp i R_3 , men i stedet tvinger RF ut til utgangen. Hvorfor denne spolen ikke er inkludert i [10] er uvisst.

Den simulerte fasen på utgangen av dempeleddet i forhold til inngangen som funksjon av styrespenning er vist i Figur 5.4 på neste side. I likhet med forsinkelsen i envelopedetektoren er denne forsinkelsen variabel, men her er variasjonen en funksjon av effekten som ligger i RF-signalet og ikke frekvensen til envelopen. Til forskjell fra forsinkelsen i envelopedetektoren er denne



Figur 5.3: Måling med dioden og simulering med modellen for «forward bias current» på 0.01 mA med 4 mm ekstra lengde på linjene i simuleringen for å modellere den ekstra linjelengden sma-kontaktene bidrar med.

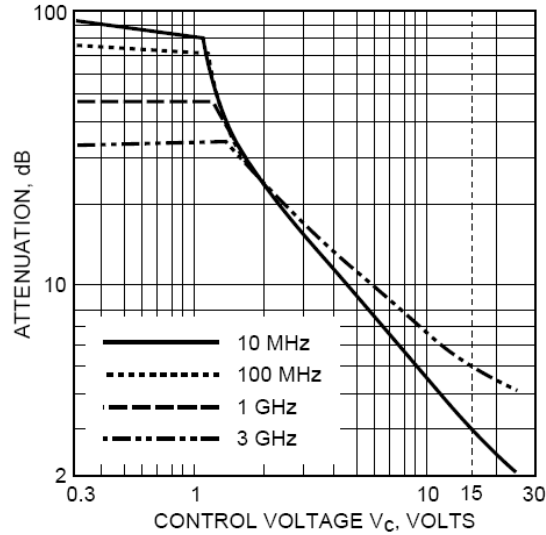
forsinkelesen under en bølgelengde på 2.4 GHz, så transmisjonslinjer på over en halv meter ville ikke vært nødvendig her.



Figur 5.4: Den simulerte fasen på utgangen av dempeleddet i forhold til inngangen som funksjon av V_c .

I simuleringene er dempingen ved V_{max} 3.48 dB. Hvor godt dette er, sammenlignet med hva som er mulig å få til med andre dempeledds-konfigurasjoner, er usikkert. Det kan godt være at beslutningen i begynnelsen av prosjektet om å gå for et pi-dempeledd ikke var så god. I «application note 1048» [10] er det en figur som viser dempekarakteristikken som funksjon av styrespenning for ulike frekvenser, og figuren er vist her i Figur 5.5 på neste side. Tilfellet for 3 GHz har 5 dB demping ved 15 V og vil angivelig treffe litt under 4 dB ved 30 V. Tilfellet for 10 MHz har 3 dB demping ved 15 V og vil synke bratt videre for styrespenninger oppover mot 30 V. Tilfellet for 100 MHz og 1 GHz er også illustrert, men det er vanskelig å se om disse sammenfaller med 10 MHz-

eller 3 GHz-kurven. Utifra denne figuren burde muligens planen om å gå for dette dempeleddet blitt skrinlagt.



Figur 5.5: Dempekarakteristikk for ulike frekvenser. Figuren er hentet fra [10].

Effekten som gikk i R_3 ved 15 V var så høy som 216 mW. Dette ble lenge antatt å være årsaken til de store avvikene, men da høy-effekts motstander ble benyttet ble dette avkreftet. Det som likevel må diskuteres angående denne høye effekten er dette dempeleddets mulighet for å bli benyttet i en effektivitetsforbedrende Dohertykonfigurasjon. Det kan forsvares i dette prosjektet der hovedmålet var å få teste Dohertyprinsippet, men i en virkelig applikasjon vil et dempeledd som brenner av en effekt på over 1/10 av det totale systemets utgangseffekt neppe bli godkjent.

5.4 Effekt-splitteren

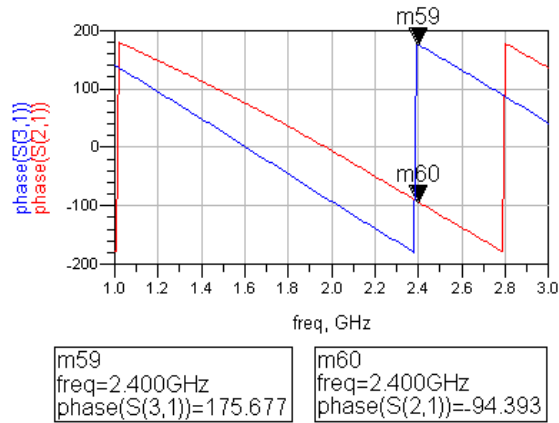
Det observeres at målingene bommer litt i frekvens i forhold til simuleringene. Dette er tydeligst på s41 og s32 der den målte dippen ligger omtrent 200 MHz for høyt i frekvens. Denne bommen medfører også at den målte splitten avviker noe fra simulering (4.1 dB ved måling mot 4.462 dB simulert). Som nevnt i delkapittel 3.5.2 kan noe av årsaken til fekvensforskyvingen ligge i overgangen som skjer i sma-kontaktene fra transmisjonslinje til koaks, men dette vites ikke.

Det ble også simulert med linjer på 1-5 mm på utsiden av de 30 mm lange linjene for å modellere den ekstra elektriske lengden sma-kontaktene bidrar med. Dette resulterte kun i lavere verdier for alle s-parametrene ved alle frekvenser slik at splitten forble uendret. Med andre ord kunne ikke frekvensbommen tilskrives dette. Fasen på port 2 og 3 derimot ble svært påvirket av lengre linjer, og i Figur 5.6 på neste side vises den simulerte fasen på de to portene når linjene på hver port er forlenget med 4 mm. Det observeres at disse fasene er svært like de målte.

Det observeres at den målte fasen på port 3 gjør et tilsynelatende «stygt» hopp ved omtrent 2.4 GHz. Dette er heldigvis ikke så dramatisk som det ser ut som. Det kommer av at fasen beveger seg fra -180° til $+180^\circ$, og i et rektangulært plot som ADS benytter for å plote fase kan dette se oppsiktsvekkende ut.

5.5 Videre arbeid

Det som det ikke ble tid til i dette prosjektet var fin-tuning av envelopedetektoren og sammenkobling av alle delkretsene til en fullstendig Dohertykonfigurasjon. Fin-tuningen av

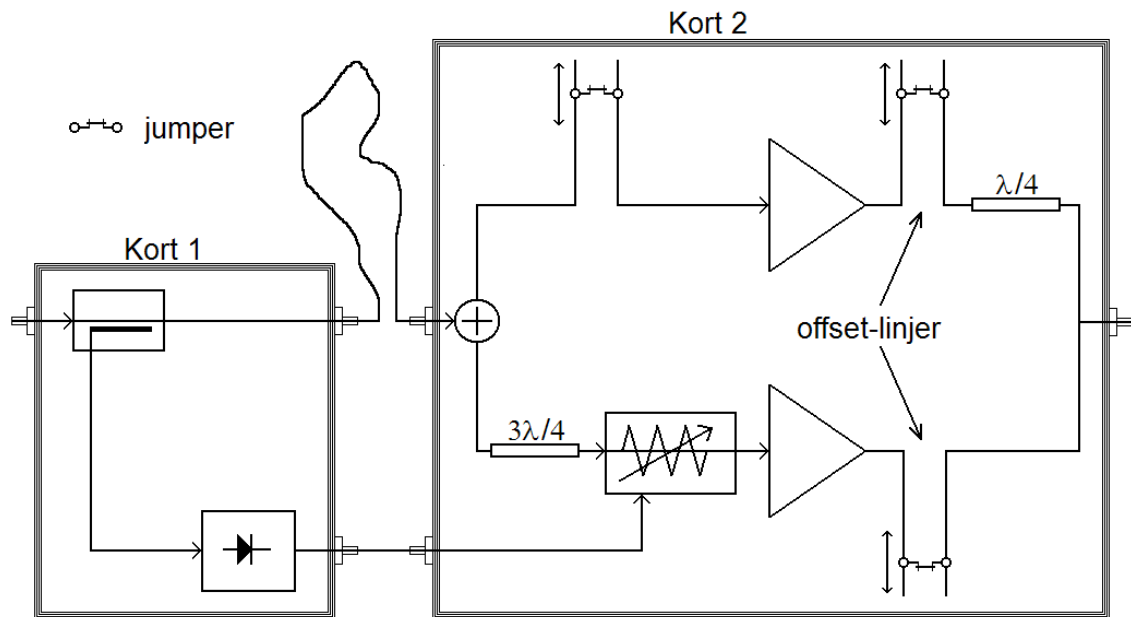


Figur 5.6: Ved å addere 4 mm linje på hver port på splitteren for å modellere sma-kontaktene blir de simulerte fasene på port 2 og 3 mer lik de målte.

envelopedetektoren er beskrevet i 5.2 så i dette delkapittelet vil sammenkoblingen diskuteres.

5.5.1 Kompensasjon for forsinkelse i envelopedetektor og dempeledd

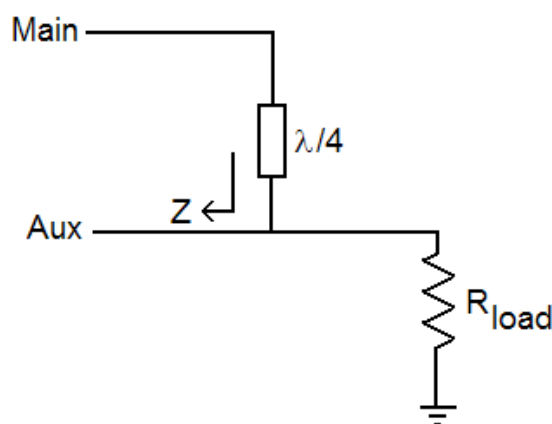
For å kunne legge inn en lang koaks som kompensasjon for forsinkelsen i envelopedetektoren måtte det totale systemet ha bestått av to kretskort som vist i Figur 5.7 på neste side. Kompensasjon for tidsforsinkelsen i dempeleddet kunne blitt tunet på ved å plassere to parallelle linjer tett inntil hverandre og loddet på en 0 ohms motstand som forbindelse. Det ville vært hensiktsmessig og starte helt ytterst, foreta måling, flytte null-ohms-motstanden litt lenger inn, måle på nytt osv. Etterhvert som motstanden ble flyttet inn måtte linjelengdene på utsiden bli fult vekk da disse ville fungert som «shunt stubs». Ulempen med denne teknikken er at man ikke kan gå tilbake når linjen etterhvert blir fult vekk. Løsningen ville blitt å ta korte steg og stoppet når målingene begynte å degraderes.



Figur 5.7: Den fullstendige Dohertykonfigurasjonen.

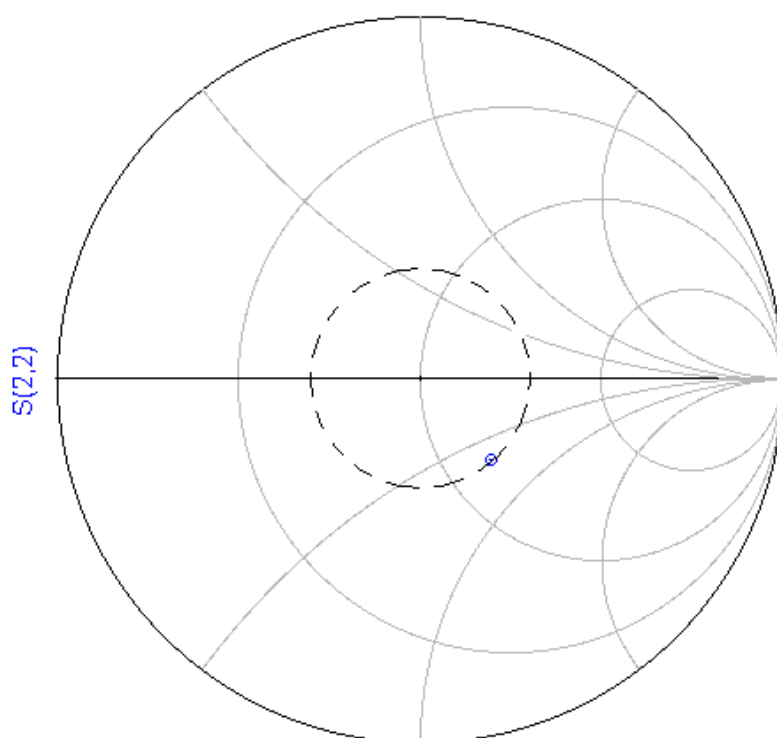
5.5.2 Offset-linjer

I svært mange publikasjoner som dreier seg om Dohertyforsterkere er det plassert såkalte «offset-linjer» på utgangen av både Main og Aux, og det er disse som er tegnet inn i Figur 5.7 på utgangen av delforsterkerne. Disse må være like lange for å gjøre gangveien i de to greiene lik. Grunnen til at disse linjene ofte inkluderes har å gjøre med impedanstilpasningen på utgangen der loadpulleffekten skal foregå, og dette er nærmere beskrevet i [15]. Spesielt ved lave effekter, da Aux skal være «av», er det ønskelig at Main ser en uendelig impedans inn i Aux-greina (se Figur 5.8 på neste side), og dette vil normalt ikke være tilfelle. I [15] hevdes det at mikrobølgeforsterkere med optimal effektilpasning ofte har lav og kapazitiv utgangsimpedans, og at dette enkelt kan transformeres til en høy impedans med korrekt lengde på offset-linja.



Figur 5.8: Impedansen Main ser inn i Aux-greina bør være så stor som mulig.

I Figur 5.9 på side 82 vises den målte utgangsimpedansen til delforsterkeren i dette prosjektet. Den er matchet mot 50Ω (kun med en liten overløst mismatch for å klare båndbreddekravet på 100 MHz). Det erkjennes i etterkant at dette muligens ikke er heldig med tanke på muligheten til å transformere denne impedansen til nær uendelig impedans med en offset-linje, og kanskje burde tilpasningsnettverket til delforsterkeren vært endret.



Figur 5.9: Den målte utgangsimpedansen til delforsterkeren.

Kapittel 6

Konklusjon

I dette studiet skulle Dohertyforsterkeren og dens effektivitetsforbedrende egenskaper undersøkes. Den skulle bestå av to identiske klasse AB delforsterkere, og et variabelt dempeledd skulle sørge for riktig påslag av «Auxillary»-forsterkeren. For å få til dette måtte dempeleddets styrespenning være proporsjonal med RF-effekten på inngangen. Dette ble løst ved at en liten del av inngangssignalet ble hentet ut med en kobler og sendt inn på en envelopedetektor som transformerte effekten opp til riktig styrespenning. Dempeleddet hadde tap og dette måtte tas hensyn til i splittingen av RF-signalet til de to forsterkergeinene.

Målet var at Dohertykonfigurasjonens PAE skulle sammenlignes med PAE for en av delforsterkerne alene for å studere eventuell effektivitetsforbedring som følge av Dohertykonfigurasjonen. Dessverre ble det ikke nok tid til å få Dohertyforsterkeren ferdigstilt, så denne sammenligningen ble ikke foretatt. Det som derimot ble utført var design og produksjon av kobleren, envelopedetektoren, dempeleddet og effektsplitteren. Delforsterkeren ble designet og produsert i et prosjekt forut for dette studiet. Simuleringer på disse kretsene i ADS og målinger på labben ble foretatt.

Kobleren skulle hente ut -20 dB av inngangssignalet, og i simuleringen ble dette oppfylt. Målinger viste at den fysiske versjonen hentet ut -19.21 dB.

Envelopedetektoren ble designet mot slutten av prosjektet og ville trenge en del mer arbeid og finjusteringer for å kunne fungere godt i det totale systemet. Den opprinnelige kretsen bestod av en Schottky-diode for likeretting etterfulgt av et enkelt filter og en høyhastighets opamp. Simuleringer viste at opampen forsinket signalet relativt mye for et system på 2.4 GHz, og kompensering for dette ville innebære transmisjonslinjer på ca 800 mm. I tillegg ble forsinkelsen ulik ved ulike envelopefrekvenser som ville komme til å forringe loadpull-effekten. Det ble konkludert med at prinsippet fungerte, men at envelopedetektoren muligens var for enkel til å tilfredstille kravene til en praktisk Dohertyforsterker.

Dempeleddet ble valgt til å være et π -dempeledd med PIN-dioder som variable strømstyrte motstander. De øvrige komponentverdiene ble optimalisert ved å sammenligne dempekaraktistikken med den teoretisk optimale. Det simulerte dempeleddets dempekaraktistikk ble svært lik den optimale, og dempingen ved maksimal RF-effekt (som optimalt skulle være 0 dB) ble simulert til 3.48 dB. Målinger på det fysiske dempeleddet avvok veldig fra simuleringene, og dette kan skyldes unøyaktighet i modellen for PIN-diodene som ble benyttet i designprosessen. For å få best mulig dempekaraktistikk måtte dempingen ved maksimal RF-effekt ofres, og denne ble målt til 5.06 dB. En så stor demping ville medføre en reduksjon i totalsystemets forsterkning fra 11.2 dB til 7.97 dB. Det ble konkludert med at dempeledd-konfigurasjonen muligens burde vært endret for å bedre dette. Dempeleddet trakk 30 mA og medførte 216 mW i en av motstandene. I en forsterker som har som mål å bedre effektiviteten vil ikke dette kunne forsvares.

Effektsplitteren var en quadratur hybrid, og ble designet utifra dempingen ved maksimal RF-effekt. En test-splitter ble designet på forhånd med en splitt på 4.462 dB, og den fysiske versjonen ble målt til å ha en splitt på 4.1 dB. Det ble mistenkt at litt av avviket skyldtes overgangen fra transmisjonslinje til koaks i sma-kontaktene på testkortet. Det ble forsøkt å kompensere for avviket i designet av den endelige splitteren ved å legge splitten 0.3 dB høyere enn det den ideelt

sett skulle ende opp med. Den simulerte versjonen hadde derfor en splitt på 5.36 dB. Det ble dessverre ikke tid til å produsere denne splitteren, så målinger eksisterer ikke.

Arbeidet med dette studiet viser at Dohertykonfigurasjonen, som prinsipielt er svært enkel, kan være vanskelig å realisere i praksis. Det viser seg vanskelig å designe delkretsene rundt delforsterkerne optimalt både med tanke på funksjonalitet og effektivitet. Det var synd det ikke ble tid til ferdigstillelse av det totale systemet slik at teori og praksis kunne sammenlignes.

Figurer

| | | |
|------|---|----|
| 2.1 | Gate-spenning, drain-strøm og drain-spenning for en klasse B forsterker. Figuren er hentet fra [1] | 4 |
| 2.2 | Active loadpull ved hjelp av to signalgeneratorer | 5 |
| 2.3 | Forenklet skjema for en totrinns Doherty | 6 |
| 2.4 | Effektivitet som funksjon av inngangsspenning | 7 |
| 2.5 | I_f som funksjon av inngangsspenningen for både Main og Aux. Figuren er hentet fra [1]. | 7 |
| 2.6 | Utgangseffekt som funksjon av inngangseffekt for Dohertykonfigurasjonen. Figuren er hentet fra [1]. | 9 |
| 2.7 | Amplituden på RF-spenningssvinget på utgangen av Main og Aux. Figuren er hentet fra [1]. | 10 |
| 2.8 | Effektivitet som funksjon av inngangsspenning | 11 |
| 2.9 | Blokkskjema for det totale systemet som utgjør Dohertykonfigurasjonen | 12 |
| 2.10 | Dohertyforsterker der Aux er styrt av et dempeledd. Figuren er hentet fra [1]. | 13 |
| 2.11 | Dempekararakteristikken til dempeleddet | 14 |
| 2.12 | π -dempeledd | 14 |
| 2.13 | PN-diode vs PIN-diode | 15 |
| 2.14 | Kretsen for et mye brukt π -dempeledd. Figuren er hentet fra [10]. | 16 |
| 2.15 | Testbenk for måling av diodeimpedans som funksjon av forspenning | 16 |
| 2.16 | Impedansen til PIN-dioden HSMP-3810 på 2.4 GHz som funksjon av forspenning | 17 |
| 2.17 | Systemets totale forsterkning | 18 |
| 2.18 | Systemets totale forsterkning som funksjon av dempeleddets demping ved V_{max} | 19 |
| 2.19 | Effektene (i Watt) i ulike noder i Dohertykonfigurasjonen ved $V_{max}/2$. | 20 |
| 2.20 | 90 graders hybrid | 20 |
| 2.21 | 90 graders hybrid med ideelle linjer | 21 |
| 2.22 | Ideell usymmetrisk splitt på 4.646 dB der a) $P_2 > P_3$ og b) $P_2 < P_3$ | 22 |
| 2.23 | To koblede transmisjonslinjer. Linjedelene markert med rødt utgjør komponenten "Coupled Lines" i ADS | 23 |
| 2.24 | Simulering av en ideell kobler i ADS | 24 |
| 2.25 | Ulike s-parametre til en ideell kobler med symmetrisk splitt og elektrisk lengde på 90° . $Z_e = 120,7 \Omega$ | 25 |
| 2.26 | Ulike s-parametre til en ideell kobler med $s_{31} = -20$ dB og elektrisk lengde på 90° . $Z_e = 55,3 \Omega$ | 26 |
| 2.27 | Ulike s-parametre til en ideell kobler med $s_{31} = -20$ dB og elektrisk lengde på 10° . $Z_e = 86,7 \Omega$ | 27 |
| 2.28 | Prinsippet for transistorløsningen av envelopedetektoren | 28 |
| 2.29 | Prinsippet for diodeløsningen av envelopedetektoren | 28 |
| 2.30 | Betydningen av valget av tidskonstanten τ | 28 |
| 2.31 | Effektene i ulike noder i systemet ved V_{max} | 29 |
| 2.32 | Signal bestående av to bærebølger nært i frekvens | 30 |
| 2.33 | En enkel krets for å studere effekten av diode-parameteren «zero-bias junction capacitance». Frekvensen og C_{jo} varieres. | 31 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.34 | Inngangs- og utgangsspenning på dioden i Figur 2.33 for ulike frekvenser og verdier på «zero-bias junction capacitance» | 32 |
| 2.35 | Forenklet situasjon som illustrerer hva som vil skje uten å ta hensyn til tidsforsinkelsen i envelopedetektoren. | 33 |
| 3.1 | Layout for den nye delforsterkeren | 36 |
| 3.2 | Simulerte og målte s-parametre for den nye delforsterkeren | 37 |
| 3.3 | Layout for testkortet brukt for å måle på diodene | 39 |
| 3.4 | Montering av dioden | 39 |
| 3.5 | sma-kontakt | 40 |
| 3.6 | Diodetestbenk i ADS | 40 |
| 3.7 | Målinger og simuleringer av dioden og diodemodellen for «forward bias current» på 0.01 mA, 1 mA og 100 mA | 41 |
| 3.8 | Testbenk for dempeleddets avkoblingskondensatorer. | 42 |
| 3.9 | Kurveformen generert av polynomgeneratoren og den ekte optimale kurveformen | 44 |
| 3.10 | ADS-skjema for dempeleddet | 44 |
| 3.11 | Dempeleddets linjer lå oppå hverandre flere steder i layouten | 45 |
| 3.12 | s11 for fire Johanson-spoler | 46 |
| 3.13 | Layout til dempeleddet. | 47 |
| 3.14 | Fysisk kobler med fysisk terminering av port 4. | 49 |
| 3.15 | Resultatet av optimaliseringen av den fysiske kobleren. | 49 |
| 3.16 | Layout av kobleren med linjer og 90 graders avkuttet hjørne. | 50 |
| 3.17 | Kretsen som først ble satt opp i ADS for transistorløsningen. Signalet fra kobleren rett inn på Gate. | 51 |
| 3.18 | Spenningen på Drain og utgangen av filteret for $P_{RF} = -5dBm$ og $P_{RF} = 1dBm$ i situasjonen der RF-signalet gikk rett inn på Gate | 52 |
| 3.19 | Transistorløsningen med en bufferforsterker mellom kobleren og envelopedetektoren. | 53 |
| 3.20 | Spenningen på Drain og utgangen av filteret for $P_{RF} = -5dBm$ og $P_{RF} = 1dBm$ i situasjonen der RF-signalet først gikk gjennom et forsterkertrinn | 54 |
| 3.21 | Konstruksjon av det amplitudemodulerte testsignalet som skulle inn på envelope-detektoren. | 55 |
| 3.22 | To konfigurasjoner av dioden og envelopefilteret med ideelle koblinger. Krets 1 benytter en motstand og en kondensator og Krets 2 inkluderer i tillegg en serieinduktans. | 56 |
| 3.23 | De samme konfigurasjonene for envelopedetektoren som i Figur 3.22, men med linjer i stedet for ideelle koblinger. | 57 |
| 3.24 | a) Inngangssignalet og b-e) utgangsspenningen for ulike envelopefiltere. | 58 |
| 3.25 | Simulering av THS3001 i simuleringstøytøyet TINA TI fra Texas Instruments. | 59 |
| 3.26 | Layout for opampdelen av envelopedetektoren. | 59 |
| 3.27 | Layout for hele envelopedetektoren, både krets 3 og krets 4 fra Figur 3.23. | 60 |
| 3.28 | Spekteret for det amplitudemodulerte inngangssignalet i tilfellet med 5 MHz envelope. | 61 |
| 3.29 | Layout for test-splitteren | 62 |
| 3.30 | Effektsplitteren med reelle linjer. I b) er t-ledd inkludert. | 63 |
| 3.31 | Resultatene fra simulering av splitterene i Figur 3.30. a) T-ledd ikke inkludert. b) T-ledd inkludert. | 64 |
| 4.1 | Simuleringer og målinger på kobleren. | 67 |
| 4.2 | Simuleringer av dempeleddet i ADS. | 68 |
| 4.3 | Målinger på dempeleddet. De samme konfigurasjonene som ble simulert i ADS fra Figur 4.2. | 69 |
| 4.4 | Målinger av dempeleddet med C4 og C5 erstattet med 47 nH. | 69 |

| | | |
|-----|--|-----|
| 4.5 | Målinger av dempeleddets s_{11} og s_{22} for ulike verdier av V_c for de to kandidatene A og B. Det er målinger for 11 ulike verdier for V_c , og disse er oppgitt til venstre. Ved å følge i pilens retning vil den første målingen være for $V_c = 0.0$ V og den andre for $V_c = 1.0$ V osv. dB-verdien for hver måling er også oppgitt. For kandidat A blir det litt vanskelig å se hvilke prikker som hører til hverandre etterhvert som de faller inn motsentrum, men dette er styrespenninger som uansett er godt matchet. . . . | 70 |
| 4.6 | Måling på envelopedetektoren der inngangssignalet har envelope på 500 kHz. a) Utgangen og filterutgangen. b) Utgangen og noden mellom opampene. | 71 |
| 4.7 | Måling på envelopedetektoren der inngangssignalet har envelope på 5 MHz. a) Utgangen og filterutgangen. b) Utgangen og noden mellom opampene. | 72 |
| 4.8 | Simulerte og målte s-parametre for test-splitteren | 73 |
| 4.9 | Simuleringsresultater til den endelige splitteren. | 74 |
| 5.1 | Den samme kobleren men med $L = 10.64$ mm. | 75 |
| 5.2 | Ved å addere 4 mm linje på hver port på kobleren for å modellere sma-kontaktene blir de simulerte fasene på port 2 og 3 mer lik de målte. | 76 |
| 5.3 | Måling med dioden og simulering med modellen for «foreward bias current» på 0.01 mA med 4 mm ekstra lengde på linjene i simuleringen for å modellere den ekstra linjelengden sma-kontaktene bidrar med. | 78 |
| 5.4 | Den simulerte fasen på utgangen av dempeleddet i forhold til inngangen som funksjon av V_c | 78 |
| 5.5 | Dempekarakteristikk for ulike frekvenser. Figuren er hentet fra [10]. | 79 |
| 5.6 | Ved å addere 4 mm linje på hver port på splitteren for å modellere sma-kontaktene blir de simulerte fasene på port 2 og 3 mer lik de målte. | 80 |
| 5.7 | Den fullstendige Dohertykonfigurasjonen. | 81 |
| 5.8 | Impedansen Main ser inn i Aux-greina bør være så stor som mulig. | 81 |
| 5.9 | Den målte utgangsimpedansen til delforsterkeren. | 82 |
| A.1 | Layout for delforsterkeren som benyttes for Main og Aux | 93 |
| A.2 | Målt s_{11} og s_{22} for delforsterkeren | 94 |
| A.3 | Simulerte og målte s-parametre for delforsterkeren | 95 |
| A.4 | Resultater fra én-tone-test. a) Forsterkning b) Drain-strøm c) P_{ut} d) PAE som funksjon av P_{in} | 96 |
| A.5 | Normalisert effektspekter for et WCDMA-3GPP-signal for ulike inngangseffekter | 97 |
| A.6 | Effekten i øvre og nedre nabokanal i forhold til effekten i hovedbåndet som funksjon av P_{in} for et WCDMA-3GPP-signal | 98 |
| A.7 | Utgangseffekt som funksjon av inngangseffekt for et WCDMA-3GPP-signal | 99 |
| A.8 | PAE for en én-tone-test som funksjon av P_{in} . Inngangseffekten for CDMA-limit er markert og dette gir en PAE på 41.87 %. | 100 |

Tabeller

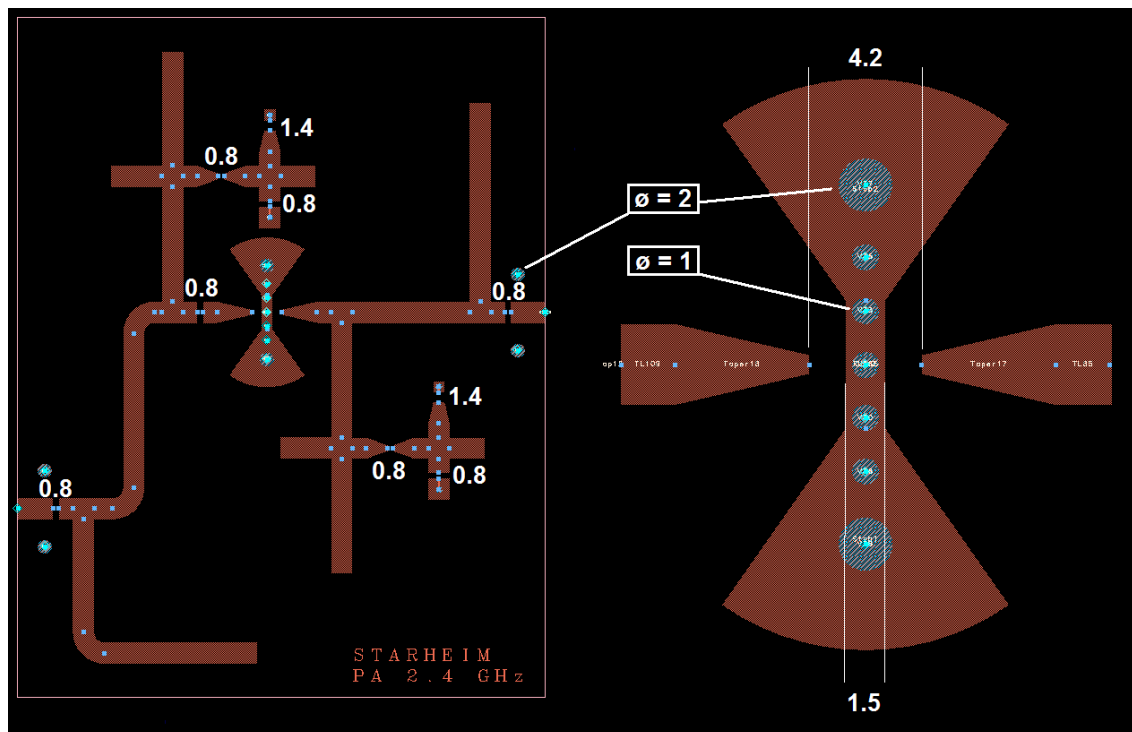
| | | |
|------|--|----|
| 2.1 | Motstandsverdier for ulike dempeledd med $Z_{inn} = Z_{ut} = 50\Omega$ | 13 |
| 3.1 | Nøkkeldata for ny og gammel delforsterker | 38 |
| 3.2 | Avkoblingskondensatorene som ble benyttet i dempeleddet | 40 |
| 3.3 | Mapping av spenningsintervallet i dempekarakteristikken | 43 |
| 3.4 | Komponentverdiene benyttet i simuleringen av dempeleddet | 45 |
| 3.5 | Utstyrliste | 47 |
| 3.6 | Optimaliseringsmål for den fysiske kobleren | 50 |
| 3.7 | Utstyrliste | 58 |
| 3.8 | LineCalc-verdier på kvartbølgelinjene i effektsplitteren | 63 |
| 3.9 | Optimaliseringsmål for den endelige splitteren | 64 |
| 3.10 | Linjedimensjoner på den endelige splitteren | 65 |
| 5.1 | Det er ulik tidsforsinkelse gjennom THS3001ID på 5 kHz og 5 MHz. | 77 |

Bibliografi

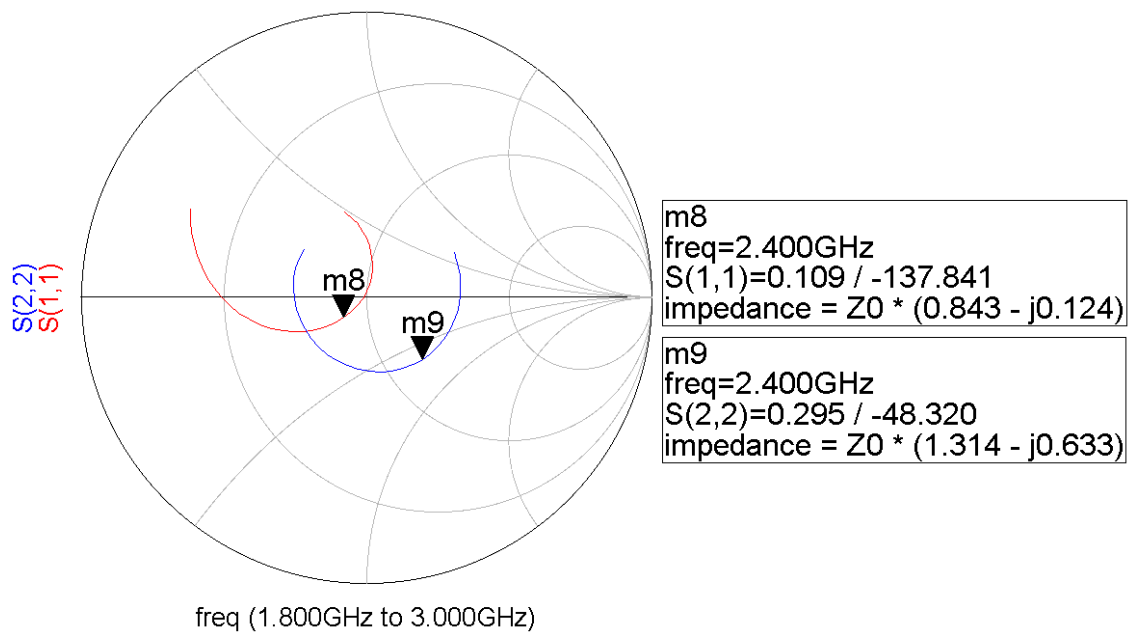
- [1] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House microwave library, 2006.
- [2] Bill Doherty. Pin diode fundamentals.
<http://www.microsemi.com/micnotes/701.pdf>.
- [3] RF Division Freescale Semiconductor. The doherty amplifier: New after 70 years.
<http://www.mpdigest.com/issue/Articles/2007/aug/freescale/Default2.asp>.
- [4] Texas Instruments. *420-MHz HIGH-SPEED CURRENT-FEEDBACK AMPLIFIER*.
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/th3001.pdf>.
- [5] Intersil. *4.5MHz, BiMOS Operational Amplifier with MOSFET Input/Bipolar Output*.
<http://www.intersil.com/data/fn/fn957.pdf>.
- [6] M. Iwamoto, A. Williams, A.G. Metzger P. Chen, L.E. Larson, and P.M. Asbeck. An extended doherty amplifier with high efficiency over a wide power range. *IEEE Microwave Theory Tech.*, 49(12):2472–2479, 2001.
- [7] Peter B. Kenington. *High-Linearity RF Amplifier Design*. Artech House microwave library, 2000.
- [8] Microwaves101.com. Branchline couplers.
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Branchline_couplers.cfm.
- [9] Microwaves101.com. Coupled-line couplers.
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/coupled_line_couplers.cfm.
- [10] Hewlett Packard. *A Low-Cost Surface Mount PIN Diode π Attenuator, Application Note 1048*.
- [11] Hewlett Packard. *Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes*.
http://www.hp.woodshot.com/hprfhel/4_downld/products/diodes/hsms8101.pdf.
- [12] Kristoffer Starheim. Design av to like klasse AB effektforsterkere til bruk i en tottrinns Dohertykonfigurasjon på 2.4 GHz. 2008.
- [13] Agilent Technologies. *Surface Mount RF PIN Low Distortion Attenuator Diodes*.
<http://www.datasheetarchive.com/download/?url=http%3A%2F%2Fwww.datasheetarchive.com%2Fpdf-datasheets%2FDatasheets-305%2F76368.pdf>.
- [14] Kent Walters and Bob Werner. Surface mount microwave schottky mixer diodes.
<http://www.microsemi.com/micnotes/401.pdf>.
- [15] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim. A fully matched n-way doherty amplifier with optimized linearity. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 51(3):986–993, March 2003.

Tillegg A

Delforsterkeren



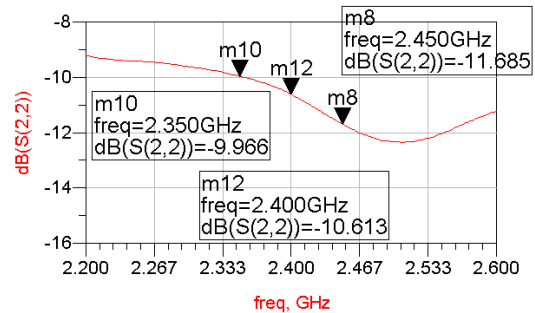
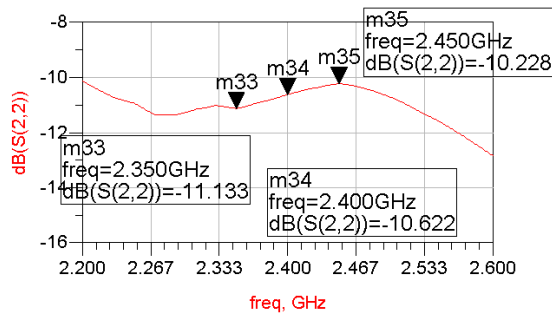
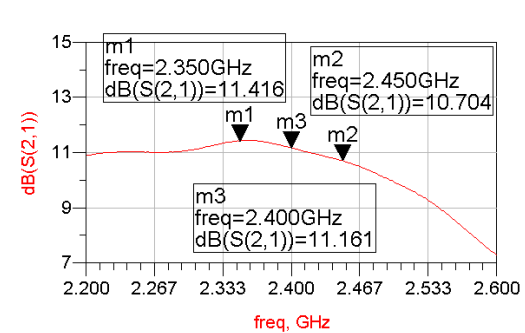
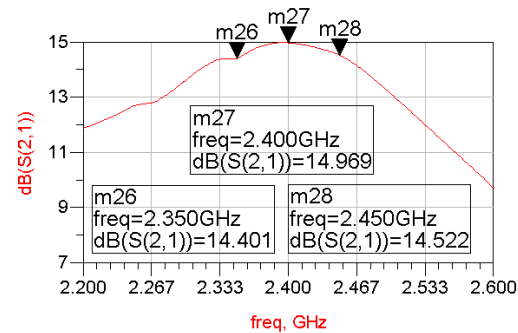
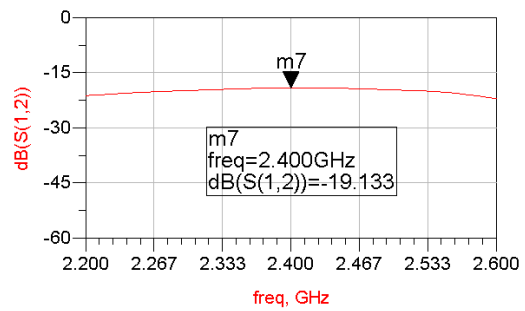
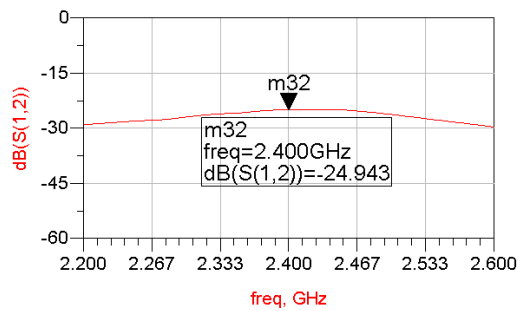
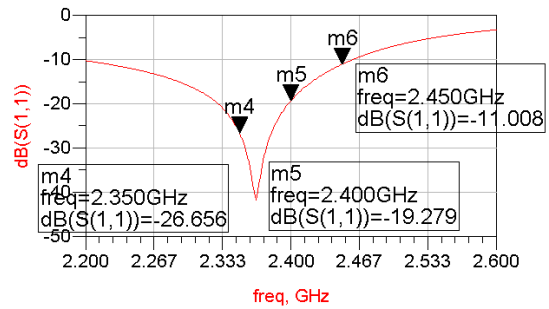
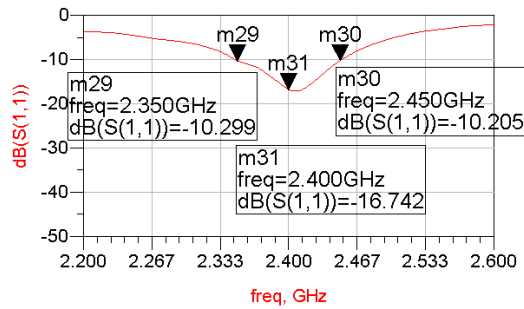
Figur A.1: Layout for delforsterkeren som benyttes for Main og Aux



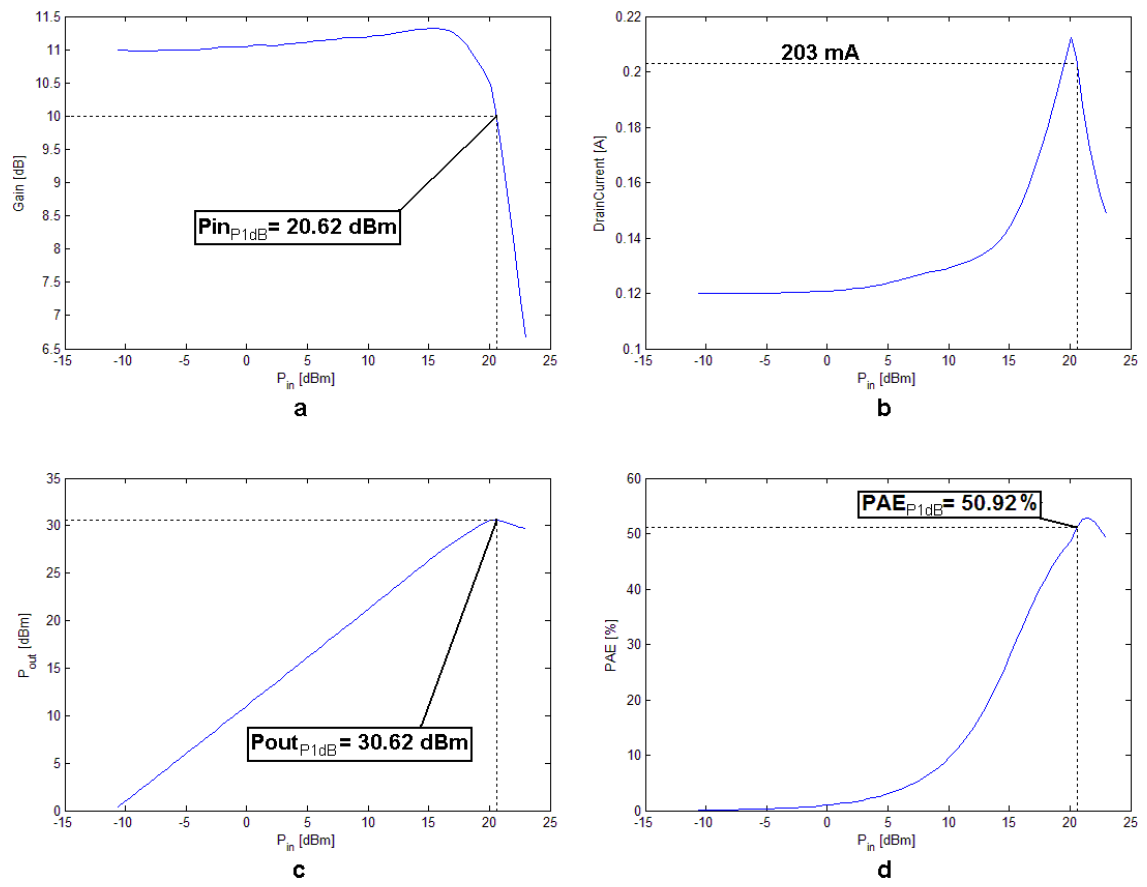
Figur A.2: Målt s11 og s22 for delforsterkeren

Simuleringer

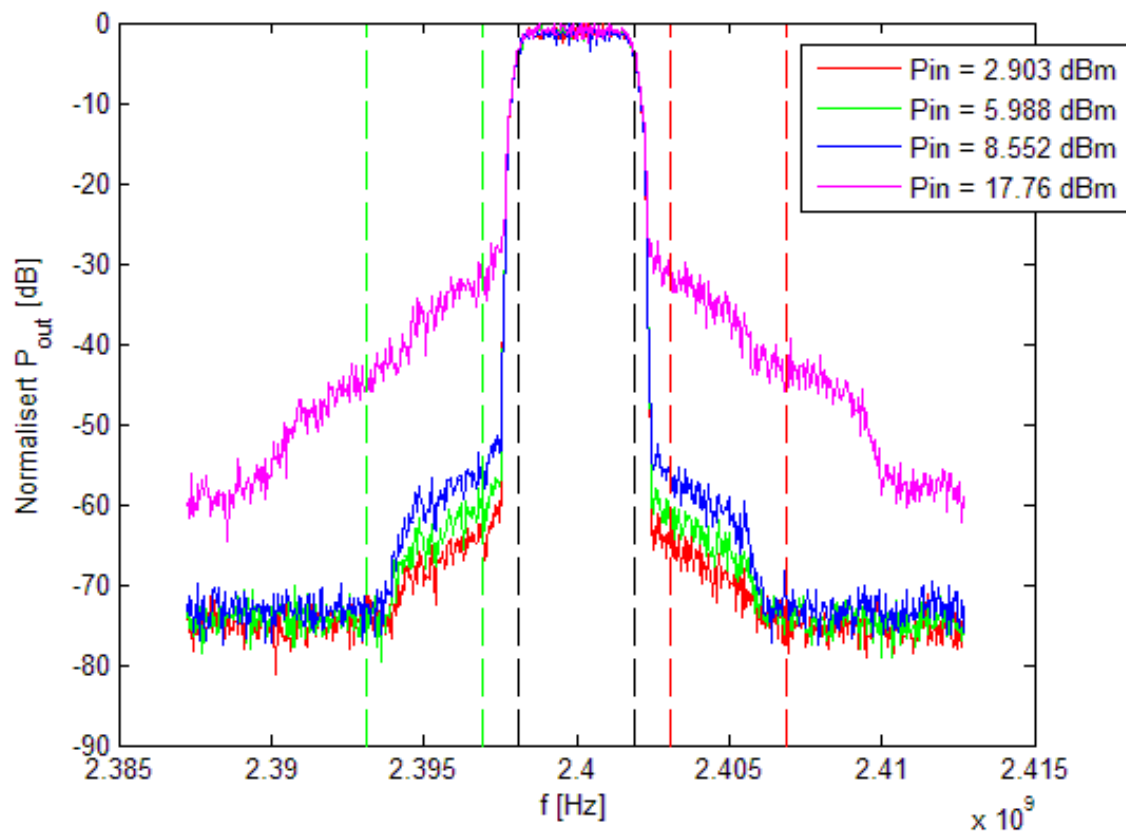
Målinger



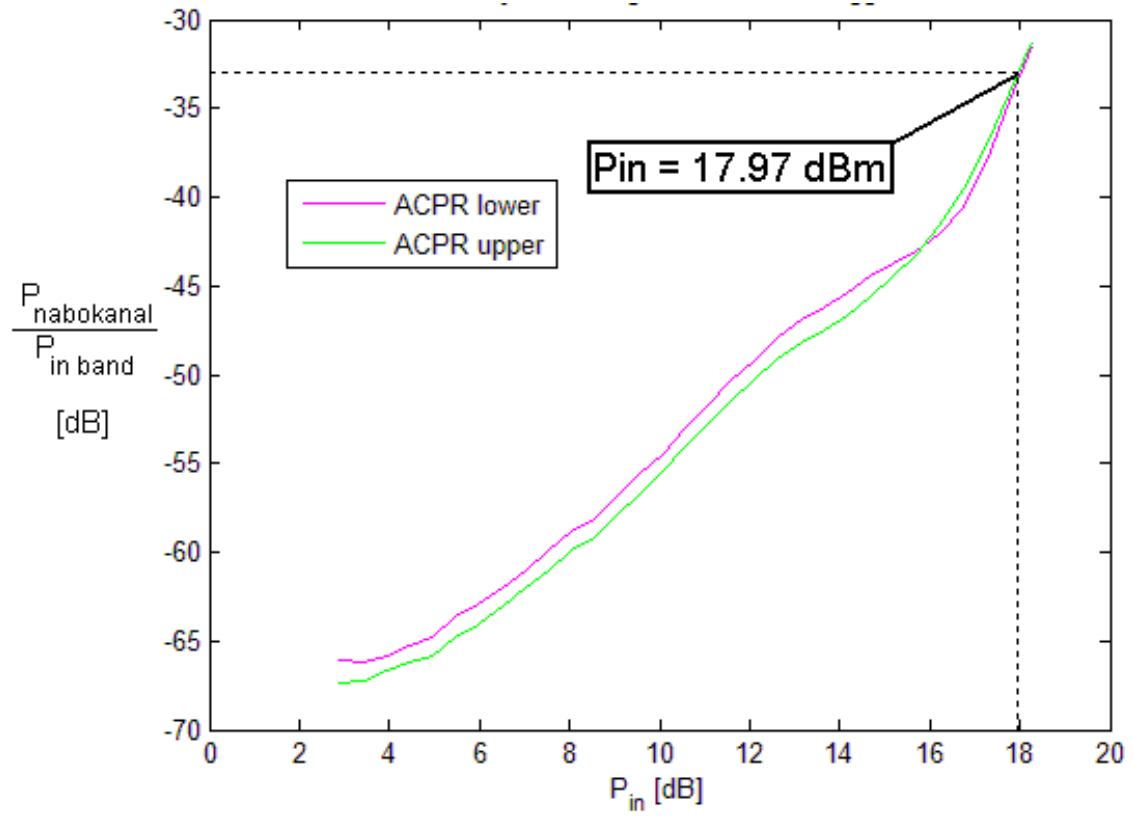
Figur A.3: Simulerte og målte s-parametre for delforsterkeren



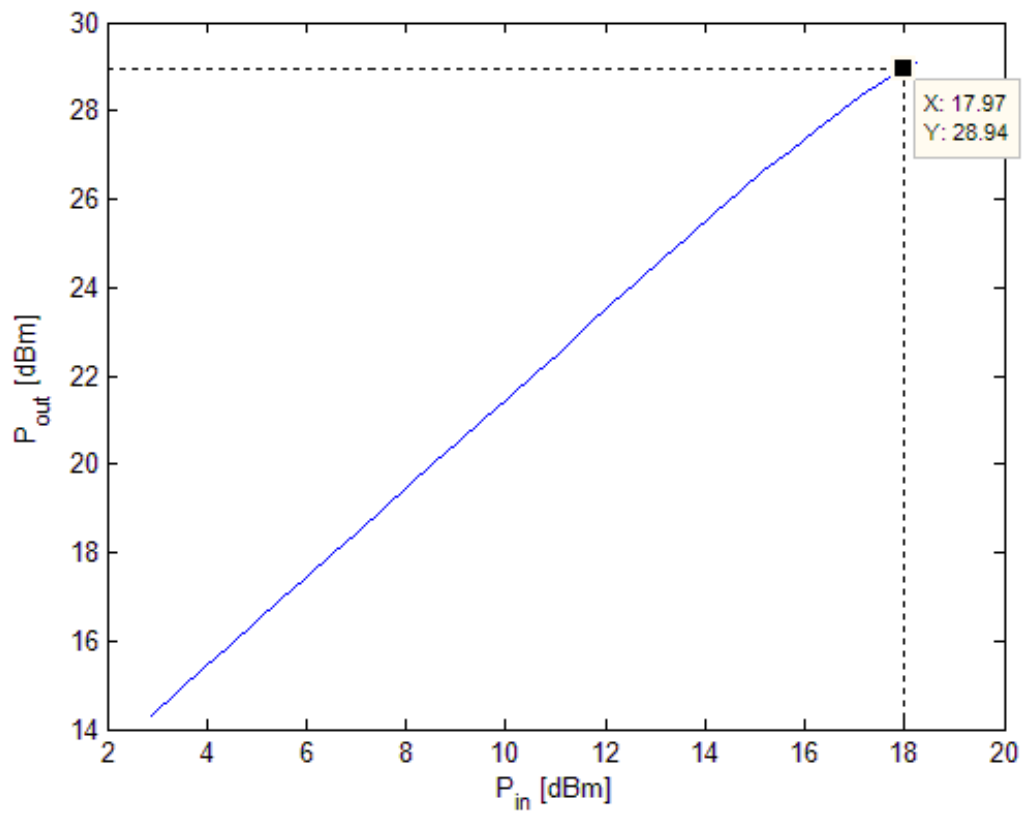
Figur A.4: Resultater fra én-tone-test. a) Forsterkning b) Drain-strøm c) P_{ut} d) PAE som funksjon av P_{in}



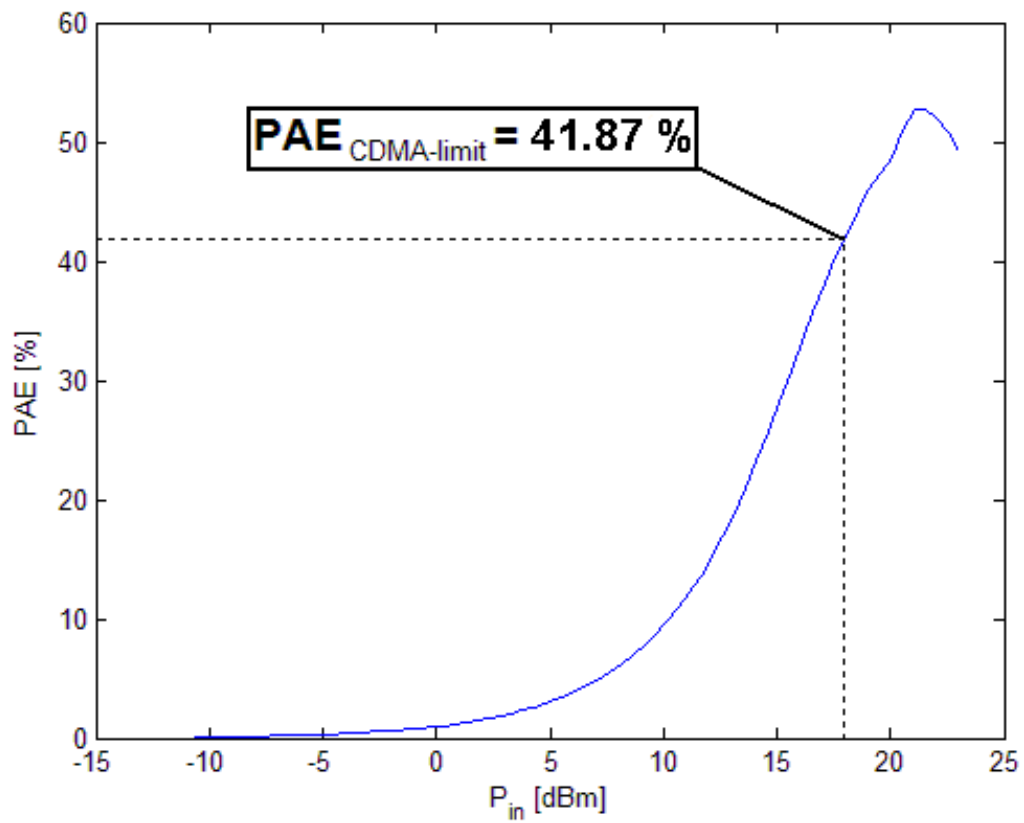
Figur A.5: Normalisert effektspekter for et WCDMA-3GPP-signal for ulike inngangseffekter



Figur A.6: Effekten i øvre og nedre nabokanal i forhold til effekten i hovedbåndet som funksjon av P_{in} for et WCDMA-3GPP-signal



Figur A.7: Utgangseffekt som funksjon av inngangseffekt for et WCDMA-3GPP-signal



Figur A.8: PAE for en én-tone-test som funksjon av P_{in} . Inngangseffekten for CDMA-limit er markert og dette gir en PAE på 41.87 %.

Tillegg B

Kildekode for polynomgeneratoren

```
1 | % Author: Rasmus Bauck
2 |
3 | clear all
4 | x = input('X = ');
5 | y = input('Y = ');
6 |
7 |
8 | xspan = [(min(x)-1):0.01:(max(x)+1)];
9 |
10 | if length(x) == length(y) && length(y) > 1
11 |     disp(' ')
12 |     disp('Beregner koeffisienter...')
13 |     disp(' ')
14 |
15 |     yout = y;
16 |
17 |     for n = 2:(length(y))
18 |         yold = yout;
19 |         for i = n:length(y)
20 |             yout(i) = (yout(i) - yold(i-1))/(x(i)-x(i-n+1));
21 |         end
22 |     end
23 |
24 |     disp('Beregner funksjonsverdier...')
25 |     disp(' ')
26 |     for i = 1:length(xspan)
27 |         polynom(i) = yout(1);
28 |         for n = 2:length(yout)
29 |             xledd = 1;
30 |             for j = 1:(n-1)
31 |                 xledd = xledd*(xspan(i)-x(j));
32 |             end
33 |             polynom(i) = polynom(i) + yout(n)*xledd;
34 |         end
35 |     end
36 |
37 |     disp('Plotter grafene i eget vindu...')
38 |     disp(' ')
39 |
40 |     figure;
41 |     plot(xspan, polynom, 'r');
42 |     hold on
43 |     stem(x, y);
44 |
45 |     disp('Polynomet som ble brukt til å interpolere datasettet, er på formen:')
46 |     utskrift = ['p(x) = ' num2str(yout(1))];
47 |     for i=2:length(x);
48 |         if yout(i)<0
```

```

49     nyttledd = [ ' - ' num2str(abs(yout(i)))];
50     else
51     nyttledd = [ ' + ' num2str(yout(i))];
52     end
53     for n=1:(i-1)
54         if x(n)<0
55             nyttledd = [nyttledd '*(x+' num2str(abs(x(n))) ')'];
56         else
57             nyttledd = [nyttledd '*(x-' num2str(x(n)) ')'];
58         end
59     end
60     utskrift = [utskrift nyttledd];
61     end
62     disp(utskrift)
63     clear all
64 elseif length(x) == length(y) && length(y) == 1
65     disp('Du har kun et punkt i datasettet ditt. Dette blir ikke noe moro!
66         Vennligst oppgi flere målepunkter. ')
67     disp(' ')
68 else
69     disp('X-vektoren og Y-vektoren er av ulik lengde. Sjekk inntastingen av
70         datasettet!')
71     disp(' ')
71 end

```