

Dupleksfilter for militære radiolinjer

Kristian Bleken
Øystein Sagen

Master i elektronikk
Oppgaven levert: Juni 2006
Hovedveileder: Kjell Olav Aamo, IET
Medveileder(e): Gaute Haga Andersen, Kongsberg Defence
Communications AS

Oppgavetekst

En radiolinje er full dupleks, og trenger derfor et dupleksfilter for å skille signalet i senderetning og mottaksretning. I dagens radiolinjer er dette implementert med hulromsresonatorer.

Dupleksfilteret i militære radiolinjer kompliseres ytterligere ved at radiolinjen skal kunne utnytte hele det tildelte frekvensbånd, 1350 MHz til 2690 MHz. Dermed må filteret kunne stilles inn på ønsket frekvens. Et slikt mekanisk justerbart hulromsresonatorfilter med 5 eller 6 seksjoner er meget kostbart. Det er derfor ønskelig å finne en alternativ teknologi.

En mulighet er å svitsje mellom billigere mikrostripfiltre i en filterbank.

Oppgaven går ut på å;

- finne litteratur og sette seg inn i metoder for konstruksjon av båndpassfiltre, med spesiell vekt på mikrostriptechnologi og resonante elementer
- sette seg inn i designverktøyet Agilent ADS, og hvordan dette benyttes til konstruksjon av nevnte typer filtre
- komme fram til egnet filtertype ut fra de tentative spesifikasjoner gitt av Kongsberg DC, og erfaringer fra Agilent ADS- studier
- ut fra teoretiske studier og Agilent ADS- beregninger, konstruere prototyp av dupleksfilter for militære radiolinjer i NATO- bånd 3
- teste og verifisere filterprototypen i laboratoriet, og sammenligne med simulerte resultater

Oppgaven gitt: 16. januar 2006

Hovedveileder: Kjell Olav Aamo, IET

Forord

Diplomoppgaven for mastergradsstudiet har vi skrevet ved fakultetet for informasjonsteknologi, matematikk og elektronikk ved NTNU. Oppdragsgiver har vært Kongsberg Defence Communication (KDC).

Vi har jobbet med utvikling av et justerbart dupleksfilter for militært radiolinje-kommunikasjonsutstyr. Dette har vært en teoretisk oppgave, men har medført en del praktisk arbeid med framstilling av prototyper, og testing av disse underveis. Gjennom hele studiet har vi savnet en større kombinasjon av teori og praksis, derfor var det veldig bra å få berørt begge deler i denne oppgaven. Å sette teori ut i praksis og teste dette gjennom egne målinger, har vært svært engasjerende og spennende.

Oppgaven er tiltenkt lesere med elektronikkbakgrunn på høgsolenivå eller høyere. Andre spesielt interesserte innen radiokommunikasjon anbefales likevel å lese oppgaven. Den er hovedsakelig ment for de som skal konstruere et lignende filter, siden den er satt opp som en ”oppskrift” for hvordan dette gjøres.

Vi vil takke Gaute Andersen, Terje Mathiesen og Leif Malvik. Vår kontaktperson fra KDC, Gaute Andersen, har alltid vært lett å få tak i, og har kommet med utfyllende og gode svar på våre henvendelser. Avdelingsingeniør Terje Mathiesen har stilt opp ved eventuelle problemer og framstilt alle prototypene sammen med Leif Malvik.

En stor takk er også på sin plass til Hans Inderhaug, Randi Tollersrud og Thorild Løkkeberg Pedersen som har lest gjennom, og kommet med nyttig korrektur av den skriftlige rapporten vår. De har også kommet med verdifulle innspill på tvilsomme formuleringer og sammenhenger.

Sist, men ikke minst vil vi gjerne takke vår veileder Kjell Aamo som har vært til stor hjelp. Han har kommet med gode innspill underveis, og har også vært en dyktig diskusjonspartner med mange gode resonnement. I tillegg til dette har Aamo vært en stor inspirasjonskilde med sin solide faglige dyktighet.

Royal Electric Garden, Gløshaugen, NTNU, 12. juni 2006

Kristian Bleken

Øystein Sagen

Sammendrag

Radiolinjene som benyttes til militære formål består blant annet av et dupleksfilter. Filteret slipper gjennom ønsket signal. Det benyttes i dag et stort og tungt mekanisk justerbart hulromresonatorfilter. Et ønske om å få ned vekt, kompleksitet og pris på dette filteret, førte til denne oppgaven. Ved hjelp av programmet Agilent Advanced Design System er det foretatt simuleringer og beregninger på en alternativ teknologi.

Et hårnålsfilter basert på mikrostriptechnologi har blitt utviklet. Teoretiske beregninger ga grunnlag for et fjerdeordens filter. Filteret hadde smal båndbredde og lite passbåndsdempning, men for dårlig stoppbåndsdempning. Etter vurdering av hvilke krav som var mest viktige, ble sluttresultatet et filter av sjette orden. Filteret holder kravene som er gitt til stoppbånd, og har i tillegg noe lavere dempning enn det som ble teoretisk beregnet. Det viste seg at denne konstruksjonen hadde den mest stabile filterkarakteristikken ved elektrisk justering av senterfrekvensen.

Senterfrekvensen på filteret vi utviklet er 1410 MHz. Filteret benytter variable kapasitanser, varactordioder, for å justere senterfrekvensen, som gir et justeringsområde på $1410 \text{ MHz} \pm 4,3 \%$. Varactordiodene kontrolleres ved å variere en negativ forspenning mellom 10 og 29 volt.

Det er planlagt at dette filteret skal inngå i en filterbank av liknende filtre, med overlappende senterfrekvens mellom 1410 MHz og 2600 MHz. Det kreves i alt ni filtre for å dekke dette frekvensområdet.

Båndbredden og dempningen i passbåndet til den ferdige konstruksjonen ble større enn ønsket. Filteret vil fortsatt være aktuelt for radiolinjesystemer på grunn av størrelsen, robustheten og produksjonskostnaden.

Innholdsfortegnelse

Forord	4
Sammendrag	5
Figurliste	8
Tabelliste	9
1 Innledning	10
2 Oppgaven	11
3 Oppgavebegrensning	12
3.1 Kravspesifikasjon.....	12
4 Teoretisk grunnlag	14
4.1 Mikrostripteknologi	14
4.2 Filterteori – Resonante elementer for båndpasskarakteristikk.....	15
4.3 Varactordioder	22
5 Valg av filterkonstruksjon	23
5.1 Ulike mikrostrip filterkonstruksjoner	23
5.1.1 Kapasitivt koblede linjer	23
5.1.2 Parallellkoblet resonator	24
5.1.3 Hårnålsfilter	24
5.1.4 Comb-line filter.....	25
5.2 Vurdering	26
5.3 Konklusjon for valg av filterkonstruksjon	26
6 Filterdesign	27
6.1 Valg av filterkarakteristikk	27
6.2 Filterets orden	27
6.3 Matemeter av filteret.....	29
6.4 Beregning av filterets fysiske mål.....	30
6.5 Optimalisering.....	33
6.6 Implementering av variable kapasitanser.....	35
6.7 Valg av kapasitive dioder.....	36
6.8 Design av sjette ordens filter med T-mating.....	36
6.8.1 Matenettverk for tilføring av DC-spenning	38

7	Endelig konstruksjon.....	39
8	Realisering og testing.....	42
8.1	Prototyp I	42
8.2	Prototyp II.....	43
8.3	Diskusjon måleresultater.....	44
9	Konklusjon.....	45
9.1	Videre arbeid.....	46
	Kilder og referanser.....	47
	Kilder – faglitteratur	47
	Kilder – publikasjoner.....	47
	Referanser	47
	Vedlegg.....	48
A.	Skjemategninger	V2
B.	Simuleringsoppsett.....	V15
C.	Simuleringsresultater	V17
D.	Utlegg/Layouts.....	V27
E.	Måleresultater	V30
F.	Datablad Rogers RO4003 (Substrat)	V32
G.	Datablad Skyworks SMV1405-SMV1413 (Varactordioder).....	V36

Figurliste

Figur 4.1 Illustrasjon av mikrostrip (a) og dens elektromagnetiske strålingsfelt (b). (Hentet fra [4])	14
Figur 4.2 Blokkskjema for admittansinverter med kvartbølge transmisjonslinjer på hver side	16
Figur 4.3 Kaskadekobling av admittansinvertere	18
Figur 4.4 Ekvivalentkrets til tre kaskadekoblede admittansinvertere	19
Figur 4.5 Resulterende ekvivalentkrets for båndpassfilter med koblede linjer der $N=2$..	19
Figur 4.6 Varactordiodenes kapasitansrate er ofte fremstilt grafisk. Her for en serie ukapslede dioder fra Skyworks©	22
Figur 5.1 Utlegg av kapazitivt koblede linjer. (Hentet fra [3])	23
Figur 5.2 Utlegg av parallellkoblet resonator- filter. (Hentet fra [3])	24
Figur 5.3 Layout av hårnålsfilter (Hentet fra [10])	24
Figur 5.4 Layout av comb- line filter. (Hentet fra [6])	25
Figur 6.1 Dempning kontra normalisert frekvens for 0,5 dB lik rippel filter. (Hentet fra [4])	28
Figur 6.2 Utsnitt av utlegg med koblet mating	29
Figur 6.3 Utsnitt av utlegg med T-mating	29
Figur 6.4 Like- og oddemodus karakteristisk impedansskjema for mikrostriplinjer. (Hentet fra [4])	31
Figur 6.5 Enkel resonator der hvert resonatorben har ulik impedans.	33
Figur 6.6 Filterrespons for 4. ordens filter med a) T-mating og b) koblet mating. Utregnede verdier med tilpassede linjelengder	34
Figur 6.7 Filterkarakteristikk for optimalisert filter med T-mating, simulert i a) ADS og b) Momentum	34
Figur 6.8 Filterkarakteristikk av 4. ordens filter med ideelle kapasitanser ved hvert resonatorben	35
Figur 6.9 Filterkarakteristikk for 6. ordens filter etter optimalisering. a) ujusterbart filter, b) med kondensatorer på resonatorendene	37
Figur 6.10 Prinsippskisse for DC-mating av filterkretsen	38

Figur 7.1 Endelig filterkonstruksjon med matenettverk og varactordioder for Prototyp II	39
Figur 7.2 Simulert filterkarakteristikk for ferdig design med varierende forspenning på varactordiodene.....	39
Figur 7.3 Simulert inngangsimpedans til det ferdige designet ved forspenninger på a) 10 V, b) 17 V og c) 29 V. Verdiene er normaliserte.....	40
Figur 7.4 Simulert gruppetidsforsinkelse for ferdig design ved forspenninger på a) 10 V, b) 17 V og c) 29 V	41
Figur 8.1 Målt frekvenskarakteristikk for Prototyp I.....	42
Figur 8.2 ADS simulering av frekvensrespons for Prototyp II uten varactordioder.....	43
Figur 8.3 Momentumsimulering av frekvensrespons for Prototyp II uten varactordioder	43
Figur 8.4 Målt frekvenskarakteristikk for Prototyp II uten varactordioder	44
Figur 9.1 Foto av Prototyp II ferdig utlagt uten varactordiodene.....	46

Tabelliste

Tabell 1 Elementverdier for 0,5 dB lik rippel filterprototyper	31
Tabell 2 Utregnede verdier for et 4 ordens filter	32
Tabell 3 Utregnede verdier for et sjettede ordens filter med 0,5 dB rippel	36

1 Innledning

De fleste nye kommunikasjonssystemer for høyhastighets data- og lydoverføring er i dag digitale. Dette gjelder ikke bare systemene for sivilt bruk, men også for de militære. Nye systemer blir tatt i bruk og de har behov for kontinuerlig informasjon fra andre systemer for å fungere optimalt. Kommunikasjonsnettverk blir satt opp i felten for å koble disse systemene sammen. Disse nettverkene består av mindre mobile noder, som blir koblet sammen via radiolinjer.

De militære styrkene må være svært mobile for å kunne rømme unna og skjule seg for fienden. Dette stiller store krav til både personell og utstyr. Utstyret gjennomgår tøff behandling og blir utsatt for ekstreme påkjenninger. Det forventes likevel at utstyret skal fungere til enhver tid, og gjøre de mobile nodene operative. På grunn av dette må utstyret produseres etter militær standard, som setter krav til blant annet temperaturavhengighet og holdbarhet. Oppfylging av disse kravene går som regel på bekostning av kompleksiteten til det elektriske utstyret i systemene.

Et eksempel på slikt utstyr er nettopp radiolinjene. De benyttes i stor utstrekning i militære samband. Dupleksfilteret som blir brukt i radiolinjen for NATO bånd 3, har store fysiske mål, og er svært kostbart i produksjon.

I denne oppgaven vil muligheten for å kunne fremstille et dupleksfilter der det blir lagt fokus på rammefaktorer som fysiske mål, produksjonskostnad og selvfølgelig de radiotekniske egenskapene.

2 Oppgaven

Kongsberg Defence Communication er blant de ledende utviklingsbedrifter av radiolinjeeenheter for militære formål. Det benyttes i dag en fysisk stor og kostbar hulromresonator i mange av deres radiolinjesystemer. Dette hulromresonatorfilteret kan justeres over et bredt frekvensområde, fra 1350MHz til 2690MHz. For å kunne dekke dette området, er det delt inn i fem til seks seksjoner, der hver seksjon har sitt frekvensområde. Justering av senterfrekvensen blir gjort mekanisk av stempler som blir drevet inn og ut av seksjonene ved hjelp av en steppermotor. Fordelene med denne konstruksjonen er at den har svært lite innskuddstap og et smalt passbånd.

Dette er et avansert filter, som er dyrt å produsere. Et mekanisk hulromresonatorfilter er også fysisk stort og tungt med en vekt på nærmere 20 kg. På grunn av kostnaden, størrelsen og vekten til filteret, er det ønskelig å finne en alternativ teknologi. Det er ønskelig å redusere vekt og størrelse, men likevel opprettholde de radiotekniske egenskapene og samtidig ha muligheten til å justere filteret. Et alternativ er å svitsje mellom flere filtre i en filterbank laget av billigere filtre, som for eksempel stillbare mikrostripfiltre.

3 Oppgavebegrensning

Det skal designes et dupleksfilter for militære radiolinjer. Radiolinjen skal utnytte et stort frekvensområde, 1350 MHz – 2690 MHz, og filteret kan realiseres med en filterbank av justerbare mikrostripfiltre. Kongsberg DC benytter substratet Rogers RO4003 til mikrostripkonstruksjoner, og det er derfor ønskelig dette at også benyttes i konstruksjonen av filteret.

Oppgaven går ut på å designe og konstruere ett av filtrene i en slik filterbank. Kravene til dette filteret er gitt nedenfor.

3.1 Kravspesifikasjon

Filteret med lavest senterfrekvens i filterbanken skal ha følgende egenskaper:

- Senterfrekvens $f_0=1410\text{MHz}$
- Passbåndbredde $\geq 5\text{MHz}$
- Rippel i passbånd $\leq 0,5\text{ dB (bør)}$
 $\leq 1,0\text{ dB (skal)}$
- Stoppbåndbredde $\leq f_0 \pm 5\% \text{ (bør)}$
 $\leq f_0 \pm 8\% \text{ (skal)}$
- Stoppbåndsdempning $\geq 45\text{ dBc}$
- Innskuddstap i passbånd $\leq 5\text{ dB}$
- Gruppetidsvariasjon i passbånd $\leq 50\text{ ns (bør)}$
 $\leq 100\text{ ns (skal)}$
- Inngangseffekt, normal operasjon $+30\text{ dBm (bør)}$
 $+25\text{ dBm (skal)}$
- Inngangs-/utgangsimpedans 50Ω

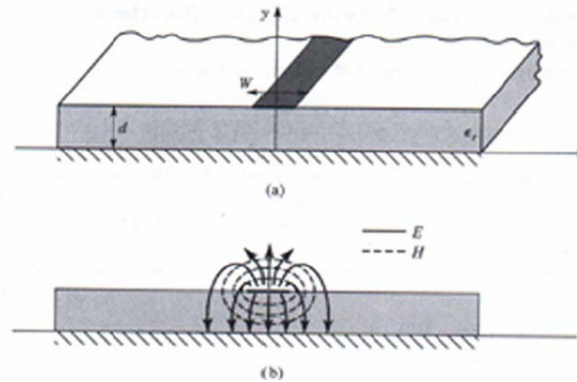
I tillegg er det ønskelig at filteret skal ha et justeringsområde på $f_0 \pm 4,3\%$.

Dagens filter er plassert i nærheten av sender/mottaker på grunn av dets fysiske mål og dette kan medføre store tap i koaksialkabelen mellom antennen og filteret. Et filter som kan plasseres nærmere antennen vil gi mindre tap. Konstrueres det et lite og lett filter, kan kravet om innskuddstap derfor senkes noe.

4 Teoretisk grunnlag

4.1 Mikrostripteknologi

Mikrostripkonstruksjoner kan freses med stor presisjon på relativt billige substrater¹, og er derfor svært godt egnet til RF-konstruksjoner.



Figur 4.1 Illustrasjon av mikrostrip (a) og dens elektromagnetiske strålingsfelt (b). (Hentet fra[4])

Etersom de elektromagnetiske feltene befinner seg delvis i substratet og delvis i luften, er det betydningsfullt å kjenne den effektive dielektriske konstanten, ϵ_{eff} , for et gitt substrat. ϵ_{eff} vil være noe lavere enn den relative dielektriske konstanten, ϵ_r , og er gitt av

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + \frac{12d}{W}}} \quad (4.1)$$

Der d er tykkelsen på substratet og W er bredden på transmisjonslinjen. ϵ_r oppgis i substratets datablad, og er bestemt av substratets sammensetning. Fasehastigheten til en elektromagnetisk bølge i et substrat er avhengig av substratets permittivitet;

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (4.2)$$

Siden bølgehastigheten i luft er høyere enn fasehastigheten i substratet, vil feltene i en mikrostriplinje utgjøre en hybrid TM-TE bølge. I praksis vil substratets tykkelse være vesentlig mindre enn bølgelengden, slik at en kan si at de elektromagnetiske feltene brer seg som kvasi-TEM bølger.

¹ Substrater for mikrostripkonstruksjoner finnes i flere ulike materialer med særegne egenskaper. De kan produseres i plast, keramiske materialer, glass eller krystall ettersom egenskaper med tanke på dielektrisk konstant, tapstangent, tykkelse, elektrisk ledning, termisk avhengighet og pris skal prioriteres.

Utbredelseskonstanten er da gitt som;

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (4.3)$$

der k_0 er bølgetallet $2\pi f_0/c$.

Den karakteristiske impedansen til en mikrostrip transmisjonslinje er avhengig av effektiv dielektrisitet og transmisjonslinjens bredde:

$$Z_0 = \left. \begin{array}{l} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{for } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \text{for } \frac{W}{d} \geq 1 \end{array} \quad (4.4)$$

4.2 Filterteori – Resonante elementer for båndpasskarakteristikk

Et båndpass- eller båndstoppfilter kan konstrueres på to måter; enten ved kaskadekopling av ett eller flere høypass- og lavpassfiltre, eller ved resonante elementer som for eksempel parallellkoblede resonatorer (se kapittel 5.1.2). Skal båndbredden være under 10 %, er den siste konstruksjonen å foretrekke. Benyttes resonante elementer, kan flere slike kobles i serie for å skape en bedre filterkarakteristikk med tanke på steilheten til flankene. Avstanden mellom resonatorene har betydning for den elektriske koblingen mellom dem, og har dermed innvirkning på blant annet plasseringen av filterets poler. Tette poler (smalt passbånd) krever stor avstand mellom resonatorene, men da blir også innskuddstapet stort.

For LC- resonatorer kan ikke Kurodaidentitetene² benyttes for å transformere L- og C- elementer til transmisjonslinjer. I stedet kan impedans- og admittansinvertere brukes. Impedans- og admittansinverterene fungerer slik at de konverterer en lasts impedans eller admittans til dets inverse.

² Kurodaidentitetene benyttes blant annet for å transformere kapasitanser og induktanser til åpne eller sluttede transmisjonslinjestubber, men er ikke egnet for LC- resonatorer. Se [3] og [4] for nærmere forklaring av Kurodaidentitetene.

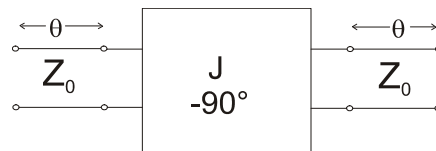
Ny impedans eller admittans er da gitt av

$$\begin{aligned} Z_{inn} &= \frac{K^2}{Z_{last}} \\ Y_{inn} &= \frac{J^2}{Y_{last}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

der K og J er inverteringskonstantene til henholdsvis impedanskonverteren og admittanskonverteren. Ved hjelp av inverterene kan en serie LC- resonator transformeres til en parallell LC- resonator og omvendt.

Kortsluttede kvartbølge transmisjonslinjestubber kan benyttes som parallellkoblede LC- resonatorer for båndpassfiltre, mens koblede linjer med en kvart bølgelengdes overlapping vil opptre som admittansinvertere. Med dette som utgangspunkt kan det realiseres et båndpassfilter som består utelukkende av parallellkoblede linjestubber. Linjene har to frihetsgrader; lengden, og den karakteristiske impedansen. Disse korresponderer til verdiene for L og C i en LC- resonator. I følge likning (4.4) har linjebredden til resonatorene innvirkning på filterets impedans. For å unngå refleksjonstap er det derfor viktig at filteret i sin helhet er tilpasset antennens og transceiverens impedans.

To parallellkoblede kvartbølgeresonatorer er ekvivalent med en admittansinverter omgitt av to kvartbølge- transmisjonslinjer, se Figur 4.2.



Figur 4.2 Blokkskjema for admittansinverter med kvartbølge transmisjonslinjer på hver side

ABCD parametrene for denne blir da

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{J} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left(JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} \right) \\ j \left(\frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) & \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.6)$$

der admittansinverteren er gitt som en kvartbølge- transmisjonslinje med karakteristisk impedans $1/J$. Speilimpedansen til ekvivalenten er gitt som;

$$\begin{aligned} Z_i &= \sqrt{\frac{AB}{CD}} \Rightarrow Z_i = \sqrt{\frac{B}{C}} \\ &= \sqrt{\frac{JZ_0^2 \sin^2 \theta - 1/J \cos^2 \theta}{\left(\frac{1}{JZ_0^2}\right) \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta}} \\ &= |JZ_0^2|_{\theta=\pi/2} \end{aligned} \quad (4.7)$$

og utbredelseskonstanten kan utledes til:

$$\cos \beta = A = \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \quad (4.8)$$

Speilimpedansen med hensyn til Z -parametrene er gitt som

$$\begin{aligned} Z_i &= \sqrt{Z_{11}^2 - \frac{Z_{11}Z_{13}^2}{Z_{33}}} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{(Z_{0l} - Z_{0o})^2 \csc^2 \theta - (Z_{0l} + Z_{0o})^2 \cot^2 \theta} \\ &= \left| \frac{1}{2} (Z_{0l} - Z_{0o}) \right|_{\theta=\pi/2} \end{aligned} \quad (4.9)$$

der Z_{0l} og Z_{0o} er karakteristisk impedans når strømkilden er i henholdsvis like- og oddemodus. Dette viser at Z_i er reell og positiv når $\theta \approx \pi/2$, men går mot $\pm j\infty$ når θ går mot 0 eller π , noe som vil fungere som et stoppbånd. Utbredelseskonstanten med hensyn til Z -parametrene er gitt som:

$$\cos \beta = \sqrt{\frac{Z_{11}Z_{33}}{Z_{13}^2}} = \frac{Z_{11}}{Z_{13}} = \frac{Z_{0l} + Z_{0o}}{Z_{0l} - Z_{0o}} \cos \theta \quad (4.10)$$

Innsetting av likningene for speilimpedans, (4.7) og (4.9), og utbredelseskonstant, (4.8) og (4.10), gir følgende likninger der det er antatt at θ ligger nær $\pi/2$ slik at $\sin\theta \approx 1$:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}(Z_{0l} - Z_{0o}) &= JZ_0^2 \\ \frac{Z_{0l} + Z_{0o}}{Z_{0l} - Z_{0o}} &= JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \\ \Downarrow & \\ Z_{0l} &= Z_0 \left[1 + JZ_0 + (JZ_0)^2 \right] \\ Z_{0o} &= Z_0 \left[1 - JZ_0 + (JZ_0)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

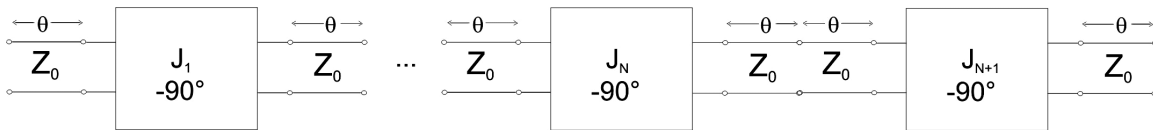
Hvis vi tar for oss en kaskadekobling av $N+1$ koblede linjer, vil ekvivalenten til kaskadekoblingen bli som i Figur 4.3. Linjene mellom admittansinverterene har nå lengden 2θ som tilsvarer en halv bølgelengde i senter av passbåndet. Ekvivalentkretsen til denne linja er en parallell LC- resonator i shunt. Admittansinverterene på endene er ekvivalent med en kvart bølgelengdes linje fulgt av en transformator med forholdet $1 : JZ_0$. ABCD matrisen for en transformator med forhold $1 : N$ i kaskade med en kvartbølgelinje er:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{N} & 0 \\ 0 & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -jZ_0 \\ \frac{-j}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-jZ_0}{N} \\ \frac{-jN}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Sammenliknet med ABCD matrisen for en admittansinverter,

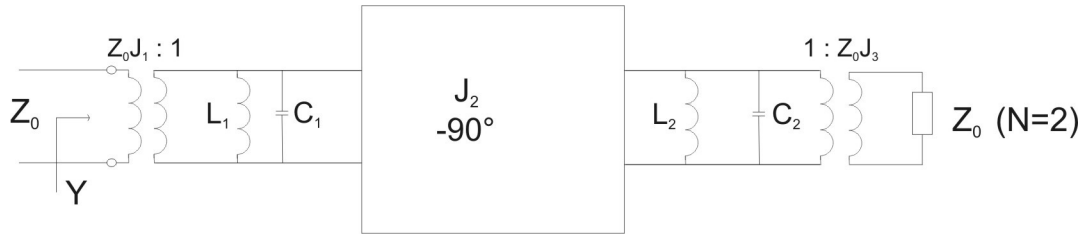
$$\begin{bmatrix} 0 & -j/J \\ -jJ & 0 \end{bmatrix},$$

ser vi at N må være JZ_0 . Kvartbølgelinjen skaper kun et faseskift og kan derfor ignoreres.



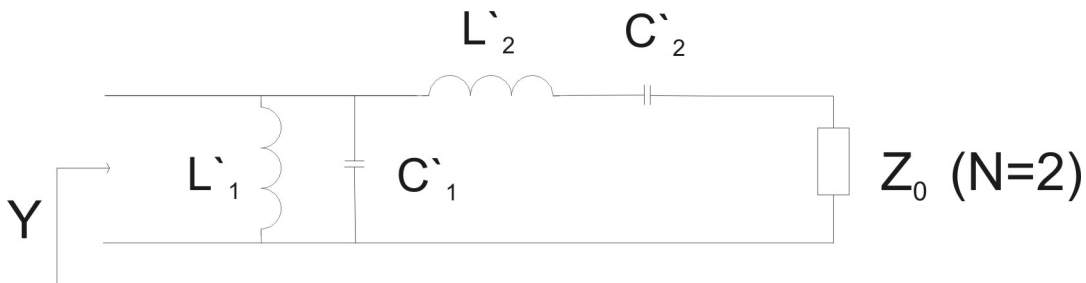
Figur 4.3 Kaskadekobling av admittansinvertere

Vi skal nå se på et tilfelle hvor $N=2$ hvor vi dermed har tre kaskadekoblede admittansinvertere (parallellkoblede resonatorer).



Figur 4.4 Ekvivalentkrets til tre kaskadekoblede admittansinvertere

Figur 4.4 viser ekvivalentkretsen til kaskadekoblingen med $N=2$. Når vi da vet at admittansinverteren omgjør en parallell LC- resonator i shunt til en serie LC- resonator i serie, vil resulterende ekvivalentkrets bli som i Figur 4.5.



Figur 4.5 Resulterende ekvivalentkrets for båndpassfilter med koblede linjer der $N=2$

Admittansen til høyre for J_2 i Figur 4.4 kan regnes ut når vi vet at $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$:

$$\begin{aligned}
 Y' &= j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_1} + Z_0 J_3^2 \\
 &= \left(j\omega C_2 \frac{\omega_0}{\omega} + \frac{1}{j\omega L_1} \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0 J_3^2 \\
 &= \left(j \frac{\omega}{\omega_0 \sqrt{LC}} C_2 - j \frac{\omega_0}{\omega L} \sqrt{LC} \right) + Z_0 J_3^2 \\
 &= j \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0 J_3^2
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

J_3 er her kvadrert siden transformatoren skalerer lastadmittansen med transformasjonsforholdet kvadrert.

Admittansen som nå sees inn i filteret er:

$$\begin{aligned}
 Y &= \frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \left[j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + J_2^2 Z' \right] \\
 &= \frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \left[j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} + \frac{J_2^2}{j\sqrt{C_2/L_2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0 J_3^2} \right] \\
 &= \frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \left[j\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{J_2^2}{j\sqrt{C_2/L_2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0 J_3^2} \right]
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Admittansen som sees inn i kretsen i Figur 4.5 kan nå finnes og har samme form som (4.14):

$$\begin{aligned}
 Y &= j\omega C_1' + \frac{1}{j\omega L_1'} + \frac{1}{j\omega L_2' + 1/j\omega C_2' + Z_0} \\
 &= j\sqrt{\frac{C_1'}{L_1'}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{1}{j\sqrt{L_2'/C_2'} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + Z_0}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Kretsene i Figur 4.4 og Figur 4.5 vil være ekvivalente dersom følgende betingelser er oppfylt:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{J_1^2 Z_0^2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} &= \sqrt{\frac{C_1'}{L_1'}} \\
 \frac{J_1^2 Z_0^2}{J_2^2} \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} &= \sqrt{\frac{L_2'}{C_2'}} \\
 \frac{J_1^2 Z_0^2 J_3^2}{J_2^2} &= Z_0
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

[4] gir likningene for L_n' og C_n'

$$\begin{aligned}
 L_1' &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_1} \\
 C_1' &= \frac{g_1}{\Delta \omega_0 Z_0} \\
 L_2' &= \frac{g_2 Z_0}{\Delta \omega_0} \\
 C_2' &= \frac{\Delta}{\omega_0 g_2 Z_0}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

der Δ er filterets båndbredde i forhold til senterfrekvensen, ω_0 . g_1 og g_2 er lavpass prototypverdier som finnes fra tabeller i [3] og [4]. Nå kan inverteringskonstantene løses ut fra (4.16):

$$\begin{aligned}
 J_1 Z_0 &= \sqrt[4]{\frac{C_1' L_1'}{L_1 C_1'}} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} \\
 J_2 Z_0 &= J_1 Z_0^2 \sqrt[4]{\frac{C_2' C_2'}{L_2 L_2'}} = \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_1 g_2}} \\
 J_3 Z_0 &= \frac{J_2}{J_1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_2}}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Dette gir inverteringskonstantene for tilfellet der $N=2$. Generelle likninger for $N+1$ koblede linjer, finnes også:

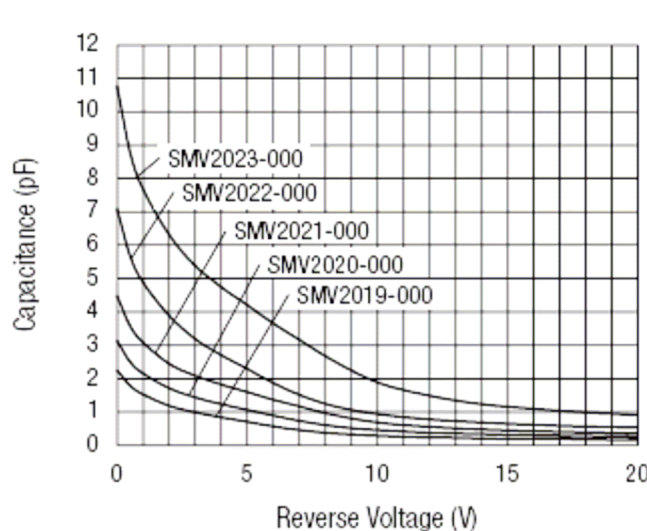
$$\begin{aligned}
 Z_0 J_1 &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_1}} \\
 Z_0 J_n &= \frac{\pi \Delta}{2 \sqrt{g_{n-1} g_n}} \quad \text{for } n = 2, 3, \dots, N \\
 Z_0 J_{N+1} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2 g_N g_{N+1}}}
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Karakteristisk impedans, Z_0 , for odde- og likemodus er nå gitt av (4.11).

Gitte formler i kapittel 4.1 og 4.2, er hentet fra [3] og [4].

4.3 Varactordioder

Alle dioder og transistorer (halvlederkomponenter) har en viss grad av kapasitans (junction capacitance, C_J). Dette kommer av at utarmingsområdet (sjiktet mellom p- og n-dopet) fungerer som et dielektrisk skille mellom anoden og katoden. Så lenge forspenningen er mindre enn energiforskjellen mellom p- og n-dopet, vil elektroner samle seg i sjiktet mellom katoden og anoden, og dette gir en kapasitiv virkning. Størrelsen på utarmingsområdet (antallet elektroner som samler seg i sjiktet) varierer med forspenningen, og dermed vil kapasitansen variere deretter. Kapasitansen varierer også med temperaturen. [1]



Figur 4.6 Varactordiodenes kapasitansrate er ofte fremstilt grafisk. Her for en serie ukapslede dioder fra Skyworks©.

En varactordiode er designet for et større variasjonsområde for diodens kapasitans enn andre diodetyper [11], og egner seg derfor spesielt til radioapplikasjoner hvor det er nødvendig å kunne justere resonansfrekvensen hos sender og mottaker. Varactordiodene karakteriseres ved hjelp av diodens kapasitansrate, som er forholdet mellom diodens kapasitans ved minimum og maksimum forspenning. Kapasitansraten presenteres gjerne grafisk, der kapasitans er gitt som funksjon av negativ forspenning. Dette er vist i Figur 4.6.

5 Valg av filterkonstruksjon

For å tilfredsstille kravspesifikasjonen til filteret som skal utvikles, er det hovedsakelig fire filtertyper som egner seg. Det er kapasitivt koblede resonatorer, parallellkoblet resonator, hårnålsfilter, og comb- line filter.

Forkortelser brukt i dette kapittelet:

ω_0 = senterfrekvens for passbånd

ω_{2PB} = senterfrekvens for andre passbånd

w = båndbredde/senterfrekvens. $5/1410 = 0,0035$

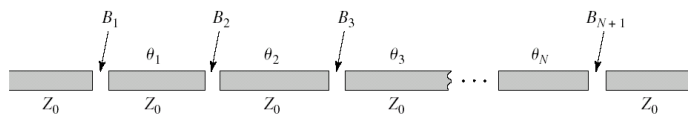
λ_0 = bølgelengde ved ω_0 .

l = lengde av resonator.

5.1 Ulike mikrostrip filterkonstruksjoner

5.1.1 Kapasitivt koblede linjer

Dette filteret er formet ved at linjer er kapasitivt koblet etter hverandre ved hjelp av de kapasitive endeeffektene til hver enkelt linje. Linjene er omtrent 180 grader lange, altså en halv bølgelengde, men de elektriske endeeffektene i linjene gjør at resonatorene blir litt kortere. Dette er også noe som fører til økt båndbredde. Ulempen med dette filteret, er at kapasitansene mellom linjene blir for store til å realiseres som et gap når båndbredden økes noen få prosent. Siden frekvensen er så lav som 1410 MHz for vår konstruksjon, vil dette filteret bli fysisk stort. Dette er faktorer som gjør at denne type filter egner seg best for høyere frekvenser.

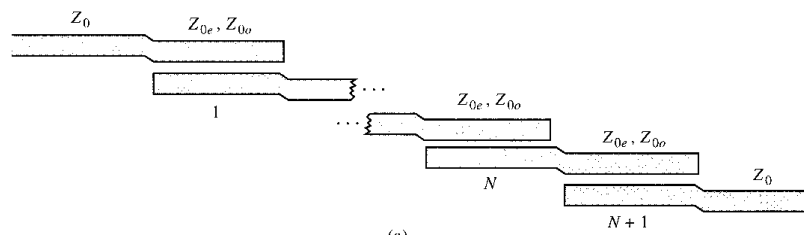


Figur 5.1 Utlegg av kapasitivt koblede linjer. (Hentet fra [3])

Når det gjelder senterfrekvensen og det andre harmoniske er omtrent ved $2\omega_0$. Dette egner seg bra for filter med w lavere enn 0,20. [2]

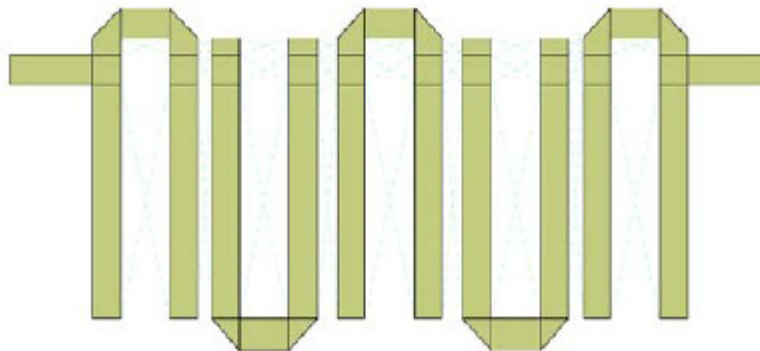
5.1.2 Parallellkoblet resonator

Parallellkoblede resonatorer har større resonatorer og større kobling enn kapasitivt koblede linjer. Dette fordi resonatorene ligger med siden mot hverandre og det oppnås større koblingsflate mellom hver enkelt linje. Den totale lengden av filteret blir også forkortet. Her er andreharmoniske omtrent ved $3\omega_0$. Filteret egner seg bra for konstruksjoner med w lavere enn 0,15. Som striplinekonstruksjon kan dette filteret gjøres justerbart ved hjelp av skruer. Linjene blir ikke elektrisk forkortet hos dette filteret, men derimot forlenget. Dette fører til at senterfrekvensen til filteret blir forandret. En mulig måte å kompensere for dette, er å fysisk lage linjene kortere enn 180 grader. Ved økt båndbredde blir avstanden mellom linjene mindre, noe som kan føre til vanskeligheter for produksjonen hvis avstanden blir for liten. Ved økt impedans i resonatorene trengs også økt avstand dem imellom. Å benytte mating med linje liggende på langs av første resonator kan medføre økt inngangsimpedans, og dermed minsket båndbredde. Derfor kan direktekoblede matelinjer (T- mating) være en fordel, fordi de er direkte tilkoblet på første og siste resonator. [2]



Figur 5.2 Utlegg av parallellkoblet resonator-filter. (Hentet fra [3])

5.1.3 Hårnålsfilter



Figur 5.3 Layout av hårnålsfilter (Hentet fra [10])

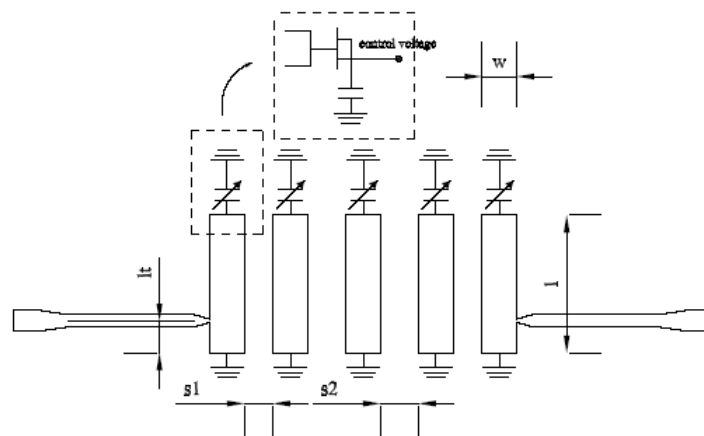
Hårnålsfilteret har store likheter med parallellkoblet resonator, men på hårnålsfilteret er linjene avbøyd som i en hestesko. Dette gjør at filteret får mindre fysiske mål, men opprettholder stort sett samme grad av kobling mellom resonatorene. Det vil dermed få den samme filterkarakteristikken som tilsvarende parallellkoblet resonatorfilter.

Hårnålsfilteret har en skaleringsfaktor, SF. Dette er en benevnelse på antall grader hver koblede seksjon blir flyttet i forhold til resonatorens senter. Normalt er SF 0 for parallellkoblede resonatorfiltere. Denne reduserer lengden av koblingsflaten mellom resonatorene, og dermed reduseres båndbredden og rippelen i passbåndet. Dette kan kompenseres for ved å redusere avstanden mellom, og justere linjebredden til resonatorene. Senterfrekvensen til filteret påvirkes også ved innsetting av to bend i hver resonator.

Utstrålt energi er mindre fra hårnålsfilteret enn fra det parallellkoblede resonatorfilteret. Matematisk er dette filteret likt det parallellkoblede, bortsett fra skaleringsfaktoren og bendene. Båndbredden økes ved å bruke direkte tilkobling til enderesonatorene (T-mating). [5]

5.1.4 Comb-line filter

For comb-line filteret er $\omega_{2PB} \approx \omega_0 \lambda_0 / (2l)$. Dette vil si at filteret kan bli designet for et veldig bredt øvre stoppbånd. Det mest spesielle med dette filteret er at det kan lages uten dielektrikum. Den elektriske lengden på linjene er en kvart bølglengde, men siden endene er koplet med kondensatorer vil de fysiske målene bli mindre. Vanligvis velges kapasitansene så store at linjene blir kortere enn en åttendedels bølglengde. Den største ulempen med dette filteret er produksjonskompleksiteten i forhold til vanlige mikrostripkonstruksjoner.[2]



Figur 5.4 Layout av comb-line filter. (Hentet fra [6])

5.2 Vurdering

Ettersom et filter med relativt liten w og størst mulig avstand til eventuelle andrepassbånd er ønskelig, for å få minst mulig påvirkning, vil de fleste filtertypene listet ovenfor være aktuelle. Kapasitivt koblede linjer har et noe nærmere andrepassbånd enn de øvrige, og dette filteret vil bli større i fysisk utstrekning. Parallellkoblet resonator vil være å foretrekke framfor kapasitivt koblede linjer. Dette har et høyere andrepassbånd og nesten halvparten så stor fysisk utstrekning³, siden resonatorene ligger om hverandre. Det er dokumentert at filteret kan lages justerbart [2], og dette vil være en stor fordel. Hårnålsfilteret likner på parallellkoblet resonator i oppbygning og virkemåte, og siden dette filteret får mindre fysiske mål ved samme senterfrekvens vil det egne seg bedre til vårt formål. Hårnålsfilteret er noe mer komplekst enn parallellkoblet resonator med tanke på utregning av dimensjoner og plasseringen til de enkelte resonatorene i forhold til hverandre. Siden parallellkoblet resonator kan gjøres justerbart, er det også muligheter for at hårnålsfilteret kan det. Et comb- line filter ville vært et godt alternativ til hårnålsfilteret på grunn av dets høye andrepassbånd og små dimensjoner. Utviklingen av et slikt filter er dyrere og mer komplisert enn de øvrige filterne. Muligheten for å få utført de målingene som behøves for å få bekreftet simuleringsresultatene blir derfor liten.

5.3 Konklusjon for valg av filterkonstruksjon

På grunnlag av vurderingen, viser det seg at den filtertypen som vil tilfredsstillere kravene best er hårnålsfilteret. Denne konstruksjonen vil mest sannsynlig kunne tilfredsstillere alle kravene til filtrering samtidig som det er et av de mest arealbesparende av de vurderte filtertypene. Utgangspunktet er parallellkoblet resonatorfilter, siden dette er svært likt hårnålsfilteret. Nødvendig utstyr for fremstilling av dette filteret, finnes tilgjengelig på skolen. Dette gjør at det kan framstilles prototyper underveis, og dermed foreta kontroller på hvor store avvik det er mellom teoretiske beregninger, datasimuleringer og praksis. Det blir dermed muligheter for å kvalitetssikre arbeidet underveis.

³ Avhenger av filterets orden.

6 Filterdesign

6.1 Valg av filterkarakteristikk

Dette dupleksfilteret vil som tidligere beskrevet, bli delt opp i flere seksjoner som hver vil ha sin del av det totale frekvensområdet. Innenfor hver seksjon er det igjen ønskelig å kunne dele inn i flere kanaler. Hver av disse kanalene har i henhold til kravspesifikasjonen et behov for 5 MHz båndbredde. Stoppbåndet skal være $f_0 \pm 8\%$, men bør helst være $f_0 \pm 5\%$, og ved disse grensene skal filteret ha en minimumsdempning på 45 dB. Passbåndet på 0,35 % og stoppbåndet på 5 % tilsier at filteret vil ha et veldig smalt passbånd og svært steile flanker.

Et annet krav som er gitt (kapittel 3.1), er at rippelen i passbåndet ikke skal være for stor. Dette for å unngå at signalet blir forvrengt. Denne rippelen kan derfor maksimalt være på 1 dB. For å imøtekomme kravene til passbåndrippel samtidig som kravene til stoppbånd er oppfylt, er Butterworth (maksimalt flat respons) eller Chebyshev med 0,5 dB rippel å foretrekke. Filterets passbåndrespons må velges i samspill med filterets orden, slik at en oppnår et resultat med lav rippel og samtidig lite innskuddstap.

6.2 Filterets orden

Båndbredden på 5 MHz tilsvarer at den skal være større eller lik 0,35 % av senterfrekvensen f_0 . Som nevnt bør filteret ha en stoppbåndsdempning på 45 dB ved $f_0 \pm 5\%$. Filterets nødvendige orden må først beregnes for å oppfylle disse kravene. Et høyere ordens filter vil ha steilere flanker og større dempning i stoppbåndet enn et med lavere orden. Dette vil gå på bekostning av dempningen i passbåndet i et ikke-ideelt filter. Denne dempningen er en viktig faktor i enkelte konstruksjoner, og da spesielt i denne for å unngå tap av signaleffekt.

Ved design av et båndpassfilter ved hjelp av innskuddstapsmetoden, [3] og [4], skal det først designes en lavpassprototyp med normalisert cut- off frekvens, $\omega_c = 1$, og et gitt innskuddstap ved ω (stoppbåndet). ω transformeres til normalisert lavpassform ved

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_o}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right), \quad (6.1)$$

der ω_1 og ω_2 angir nedre og øvre grense for 3 dB-passbåndet og

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o}. \quad (6.2)$$

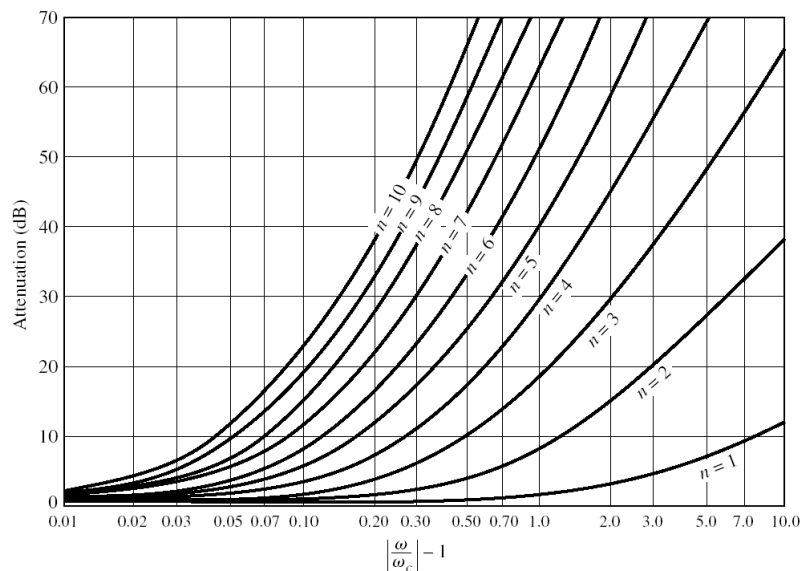
5 % stoppbånd og 5 MHz passbåndbredde gir:

$$\omega = \frac{1}{0,0035} \left(\frac{1339,5}{1410} - \frac{1410}{1339,5} \right) = -29,3$$

Verdien på horisontal akse i Figur 6.1 blir da:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = |-29,3| - 1 = 28,3$$

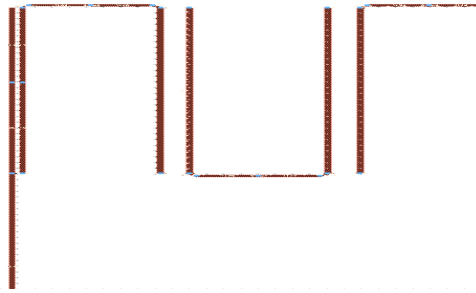
Dette gir en verdi som er utenfor figurens dekningsområde, men med interpolering av kurvene kan det tenkes at et filter med $n = 3$ skal gi tilstrekkelig dempning i stoppbåndet for 0,5 dB- rippel filteret. Siden filteret skal operere i full dupleks, må det være symmetrisk, og dermed må n være et liketall. Settes $n = 4$ skal det også være mulig å konstruere et filter med flatt passbånd, noe som vil være fordelaktig med tanke på gruppetidsvariasjon.



Figur 6.1 Dempning kontra normalisert frekvens for 0,5 dB lik rippel filter. (Hentet fra [4])

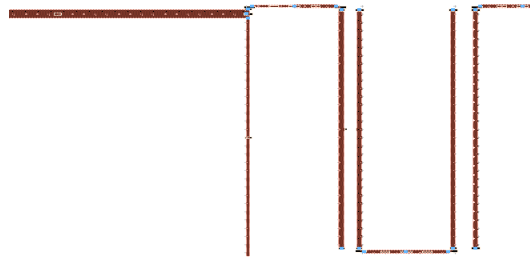
6.3 Matemeter av filteret

Det finnes to måter å få signalet inn i filteret på; koblet mating og T-mating. Parameterne for $n = 1$ og $n = 5$ som er beregnet i Tabell 2, angir mellomrommet mellom matelinje og første resonator for koblet mating. Figur 6.2 viser et eksempel på koblet mating, hvor matepunktet er nederst til venstre i figuren.



Figur 6.2 Utsnitt av utlegg med koblet mating

Figur 6.3 viser et T- matet filter. Matelinjen (til venstre) er her koblet rett inn på første resonator.



Figur 6.3 Utsnitt av utlegg med T-mating

6.4 Beregning av filterets fysiske mål

Filteret skal ha en inngangsimpedans på 50Ω . Matelinjene skal i utgangspunktet ikke ha innvirkning på filterets impedans, og skal derfor ha en karakteristisk impedans på 50Ω . Dette utledes fra formel (4.4):

$$W = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} d & \text{for } W/d < 2 \\ \frac{2d}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } W/d > 2 \end{cases} \quad (6.3)$$

der

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

For det gjeldende substratet (vedlegg F) er $\epsilon_r = 3,38$ og $d = 0,508$ mm, slik at for $W > 1,016$ vil den andre likningen gjelde, og for $W < 1,016$ vil den første likningen gjelde:

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{3.38 + 1}{2}} + \frac{3.38 - 1}{3.38 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{3.38} \right) = 1.37588$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot 50 \sqrt{3.38}} = 6.44218$$

$$W_1 = \frac{8e^{1.37588}}{e^{2 \cdot 1.37588} - 2} \cdot 0.508 = 1.177 \text{ mm}$$

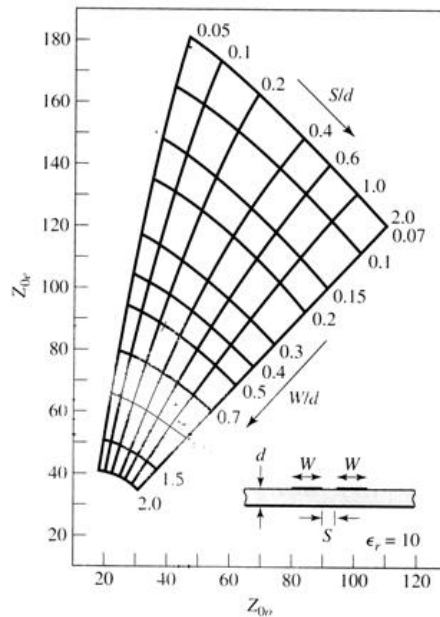
$$W_2 = \frac{2 \cdot 0.508}{\pi} \left[6.44218 - 1 - \ln(2 \cdot 6.44218 - 1) + \frac{3.38 - 1}{2 \cdot 3.38} \left\{ \ln(6.44218 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.38} \right\} \right] = \underline{1.176 \text{ mm}}$$

Matelinjene skal altså teoretisk være 1,176 mm brede for at de skal ha en karakteristisk impedans på 50Ω .

Tabell 1 Elementverdier for 0,5 dB lik rippel filterprototyper

0,5 dB rippel											
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0,6986	1,00									
2	1,4029	0,7071	1,9841								
3	1,5963	1,0967	1,5963	1,00							
4	1,6703	1,1926	2,3661	0,8419	1,9841						
5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,00					
6	1,7254	1,2479	2,6064	1,3137	2,4758	0,8696	1,9841				
7	1,7372	1,2583	2,6381	1,3444	2,6381	1,2583	1,7372	1,00			
8	1,7451	1,2647	2,6564	1,3590	2,6964	1,3389	2,5093	0,8796	1,9841		
9	1,7504	1,2690	2,6678	1,3673	2,7239	1,3673	2,6678	1,2690	1,7504	1,00	
10	1,7543	1,2721	2,6754	1,3725	2,7392	1,3806	2,7231	1,3485	2,5239	0,8842	1,9841

Linjebredden og resonatoravstandene i filteret skal nå beregnes. Fra Tabell 1 finnes elementverdier for en lavpass prototyp der $N = 4$, og fra formel (4.19) finnes verdiene for Z_{0J_n} . Fra formel (4.11) beregnes Z_{0l} og Z_{0o} og fra Figur 6.4 kan forholdene S/d og W/d leses av. De ferdig beregnede verdiene for filter med $N = 4$ er listet opp i Tabell 2.



Figur 6.4 Like- og oddemodus karakteristisk impedansskjema for mikrostripliner. (Hentet fra [4])

Tabell 2 Utregnede verdier for et 4 ordens filter

n	g_n	$Z_0 J_n$	$Z_{0l} [\Omega]$	$Z_{0o} [\Omega]$	W[mm]	S[mm]
1	1,6703	0,057372	53,03	47,30	0,503	0,965
2	1,1926	0,003895	50,20	49,81	0,508	1,016
3	2,3661	0,002373	50,12	49,81	0,508	1,016
4	0,8419	0,003895	50,20	49,81	0,508	1,016
5	1,9841	0,057370	53,03	47,30	0,503	0,965

De avleste verdiene i Figur 6.4 er svært upresise og må kun regnes som en veiledning. Optimalisering og fininnstilling av verdiene må foretas med dataverktøy. De to ytterverdiene for resonatoravstanden S_1 og S_5 er avstanden til matelinjen når det benyttes koblet mating (se kapittel 6.3). Ved T-mating blir kun S_{n+1} til S_N brukt.

Resonatorlengdene skal være $\theta = 180^\circ$ slik at den fysiske lengden blir

$$\theta = \beta l = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot l$$

der

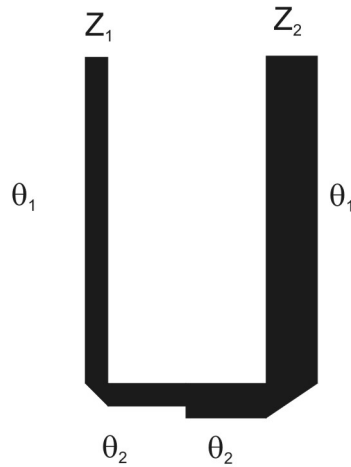
$$\epsilon_{eff} = \frac{3.38+1}{2} + \frac{3.38-1}{2\sqrt{1+12 \cdot 0.508/0.508}} = 2.52$$

↓

$$l = \frac{\theta c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{\pi}{180^\circ} \right) = \frac{180 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3.14 \cdot 1.41 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2.52}} \left(\frac{3.14}{180} \right) = 6.70 \text{ cm}$$

for W_2 , W_3 og W_4 . Endene på hver resonator skaper som tidligere nevnt, en kapasitiv effekt som gjør at den elektriske lengden blir noe lengre enn den fysiske. Den fysiske lengden må justeres ned ved simuleringer.

Skaleringsfaktoren angir hvor stor del av hver resonator som ikke er elektrisk koblet til neste resonator. En resonator deles i to hvor hver del ofte har ulik impedans, se Figur 6.5. $\theta_1 + \theta_2$ er da 90° og skaleringsfaktoren er θ_2 grader. Det finnes lite litteratur på skaleringsfaktorens betydning for filterkarakteristikken, slik at simulering og optimalisering blir nødvendig for å finne en ideell verdi for denne.

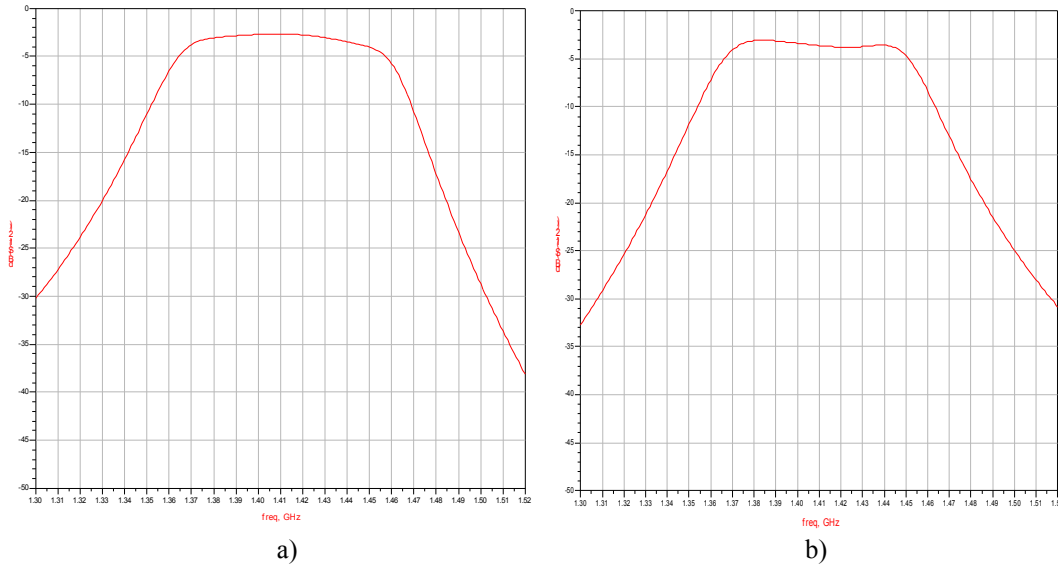


Figur 6.5 Enkel resonator der hvert resonatorben har ulik impedans.

Merk at siden hver resonator har ulik impedans i hvert resonatorben, vil W_1 kun gjelde for ytterste resonatorben i første og siste resonator. W_2 gjelder da for andre resonatorben i første resonator og første resonatorben i andre resonator med mellomrommet S_2 mellom dem.

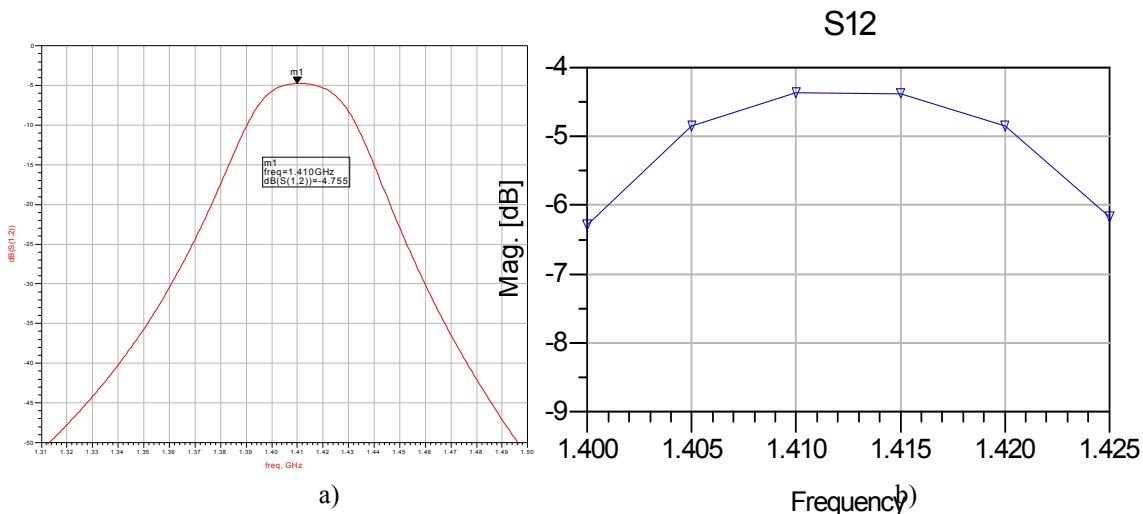
6.5 Optimalisering

Med de utregnede målene for fjerdeordens filter, ble det laget skjemattegning (se vedlegg B) i programmet Agilent Advanced Design System (ADS). Programmet simulerte frekvensresponsen for filteret. Figur 6.6 viser simuleringsresultatene med a) T-mating, og b) koblet mating. Det er ønskelig at filteret skal ha en passbåndbredde på rundt 24 MHz ved $f_0 = 1410$ MHz [12], og simuleringsresultatene for den første utregningen av filterets dimensjoner er utilstrekkelige. Etter justering av verdiene ble båndbredden smalere når det ble benyttet koblet mating, men dempningen ble tilsvarende større. I tillegg ble avstanden, S_1 , mellom matelinjen og den første resonatoren så liten at den ville medføre problemer for realiseringen av selve filteret. Det ble derfor valgt å utelate alternativet med koblet mating, og heller konsentrere oppgaven om filter med T-mating.



Figur 6.6 Filterrespons for 4. ordens filter med a) T-mating og b) koblet mating. Utregnede verdier med tilpassede linjelengder

I Agilent ADS finnes et verktøy som gjør det mulig å fininnstille de enkelte parameterne underveis, og samtidig få fram den nye frekvensresponsen. Et annet verktøy gir muligheten til å oppgi krav til filterresponsen, og la simuleringsverktøyet finne de beste målene på filteret ut fra de gitte kravene. En kombinasjon av disse optimaliseringsverktøyene viste seg å være det mest gunstige for å oppnå det beste resultatet på filterdesignet. Det ble vist at en skaleringsfaktor på 10^0 var ideelt. Etter optimalisering ble filterkarakteristikken til filteret med T-mating som vist i Figur 6.7 a). Passbåndet er nå vesentlig smalere og kravet til stoppbåndsdempningen er marginalt innfridd. Agilent ADS har også verktøy for design av filterets utlegg og kan samtidig simulere filterkarakteristikken ut fra analyse av utlegget. Denne simuleringsmetoden, som kalles Momentum, skal gi et mer reelt resultat enn simuleringer med komponentmodeller [11], men er også mye mer tid- og ressurskrevende. Resultatet av Momentumsimuleringen er vist i Figur 6.7 b).

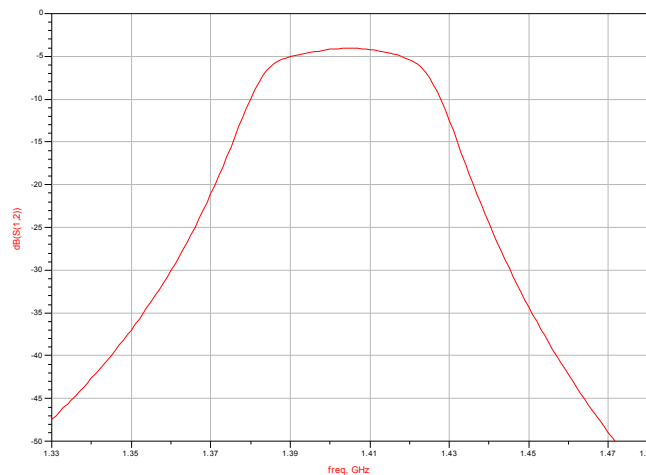


Figur 6.7 Filterkarakteristikk for optimalisert filter med T-mating, simulert i a) ADS og b) Momentum

6.6 Implementering av variable kapasitanser

For å gjøre senterfrekvensen til filteret justerbar, er det nødvendig å kunne variere resonatorenes lengde, eller resonansfrekvens. Hårnålsfilteret har fire avbøyde resonatorer som alle må justeres likt. En metode for å justere disse, er å implementere variable kapasitanser i endene av hver resonator. Kapasitansene fungerer som elektriske forlengelser av linjene slik at resonansfrekvensen endres. Ettersom resonatorene er avbøyde, med en viss skaleringsfaktor, er det viktig at endekapasitansene er like store på begge ender av resonatorene. Hvis ikke dette tas hensyn til, kan det bli ulik grad av kobling mellom resonatorene, noe som vil påvirke filterets egenskaper i stor grad. Dette realiseres ved å koble en kapasitiv diode på hvert resonatorben i hele konstruksjonen.

I ADS kan dette simuleres ved å koble en ideell kondensator eller SPICE- modellen til diodene på hvert resonatorben. Fordelen med å bruke ideelle kondensatorer er at en omtrentlig filterkarakteristikk kan lages uten at det behøves matenettverk til DC-forsyningen av varactordiodene. Figur 6.8 viser at kondensatorene førte til et bredere passbånd uten at flankene ble brattere. Det viste seg også at filterkarakteristikken endret seg når C varierte. Ved innføring av ikke- ideelle dioder som krever matenettverk, kan passbåndkarakteristikken forverres ytterligere. Diodene skal også loddes på resonatorbenene, slik at det kan oppstå uønskede kapasitanser i loddepunktene. Filterresponsen til dette filteret med $n = 4$ holder seg marginalt innenfor kravene som er gitt i kapittel 3.1. Siden variasjoner i komponenter og i produksjonen kan føre til at flere utgaver av filteret havner utenfor kravspesifikasjonen, vil det være hensiktsmessig å designe et filter av sjette orden for å ha et lite slingringsmonn.



Figur 6.8 Filterkarakteristikk av fjerde ordens filter med ideelle kapasitanser ved hvert resonatorben

6.7 Valg av kapasitive dioder

Filteret skal ha et justeringsområde på $f_0 \pm 4,3\%$, og dermed skal resonansfrekvensen justeres tilsvarende. Dette innebærer en svært liten endring i lengden på resonatorene. For å klare så små og likevel nøyaktige elektriske justeringer av lengden, behøves det variable kapasitanser med liten kapasitansrate og stor forspenningsrate.

Skyworks Solutions, Inc. produserer kapslede og ukapslede varactordioder for RF- bruk, og har lagt ut SPICE- modeller av diodene på internett. Hovedargumentet for å benytte kapslede dioder, er at de vil gjøre produksjonen av filteret mindre kostbart. Montering av diodene vil være noe enklere, da de kapslede diodene er fysisk større. Dessuten har de ukapslede diodene en større indre resistans, som vil redusere filterets Q- verdi.

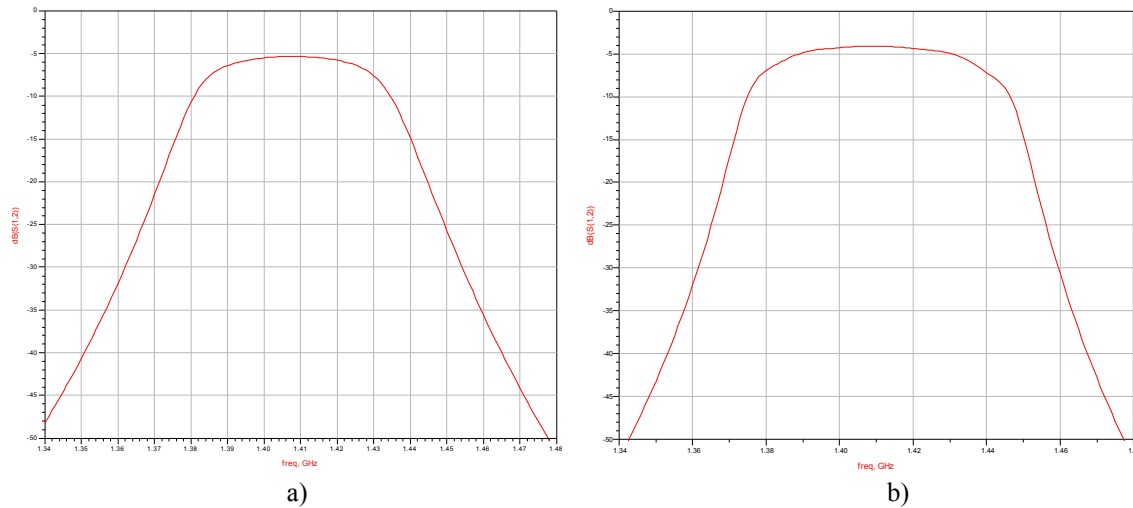
SMV1405-SMV1413 serien fra Skyworks består av varactordioder med relativt lav kapasitansrate innenfor et stort forspenningsområde. Det er ønskelig at kapasitansen skal ligge innenfor området 0,7-1,5 pF for å oppnå størst mulig utbytte samtidig som forvrengningen minimaliseres. SMV1405 ligger innenfor dette området for negative forspenninger mellom 4 og 30 volt, og har en relativt liten kapsling (1,7 x 0,9 mm) (se vedlegg G). Ved å kjøre dioden med forspenninger over 4 volt, vil kapasitansen være tilnærmet en lineær funksjon av forspenningen, og en unngår dessuten store temperaturavhengige endringer i kapasitansen ved lave temperaturer. Skjemategning for SPICE- modellen til SMV1405 finnes i vedlegg A.

6.8 Design av sjette ordens filter med T-mating

Fremgangsmåten for design av n'te ordens filter er beskrevet i kapittel 6.4. De utregnede verdiene for et sjette ordens filter er gitt i Tabell 3, og filterkarakteristikken etter optimalisering og finjustering er vist i Figur 6.9 a). Simuleringen viser at filteret med $n = 6$ har et litt bredere passbånd enn filteret med $n = 4$, men har bedre demping i stoppbåndet. Filteret har også større demping i passbåndet, og klarer dermed ikke det opprinnelige kravet på 5 dB.

Tabell 3 Utregnede verdier for et sjette ordens filter med 0,5 dB rippel

n	g_n	Z_{0J_n}	$Z_{0I} [\Omega]$	$Z_{0o} [\Omega]$	W[mm]	S[mm]
1	1,7254	0,056448	52,98	47,34	0,508	1,067
2	1,2479	0,003747	50,19	49,81	0,457	1,016
3	2,6064	0,003048	50,15	49,85	0,457	1,016
4	1,3137	0,002979	50,15	49,85	0,457	1,016
5	2,4758	0,003048	50,15	49,85	0,457	1,016
6	0,8696	0,003747	50,19	49,81	0,457	1,016
7	1,9841	0,056449	52,98	47,34	0,508	1,067

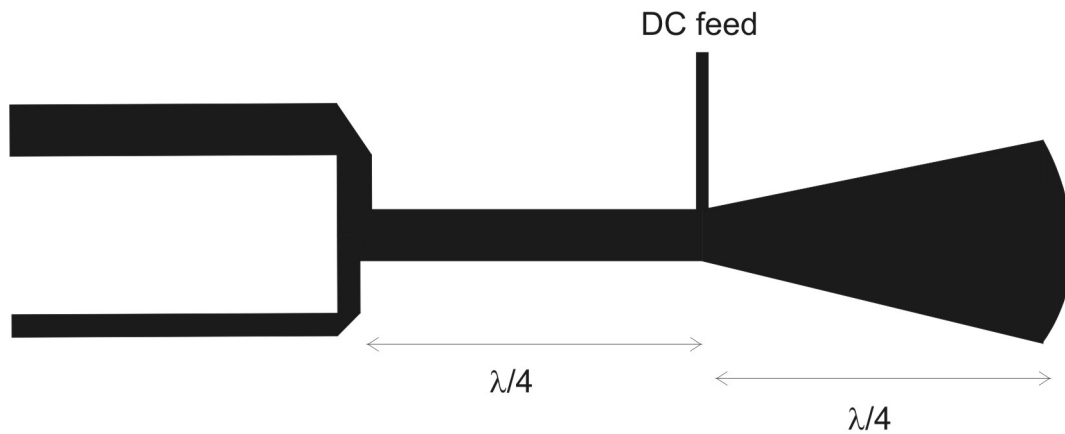


Figur 6.9 Filterkarakteristikk for sjettedens filter etter optimalisering. a) ujusterbart filter, b) med kondensatorer på resonatorendene.

Etter implementering av ideelle kondensatorer i resonatorendene ble passbåndet noe bredere, men med mindre demping. Stoppbåndsdempningen ble litt dårligere, men karakteristikken viste seg å være svært stabil når kondensatorverdiene ble endret for å justere senterfrekvensen (se kapittel 7).

6.8.1 Matenettverk for tilføring av DC-spenning

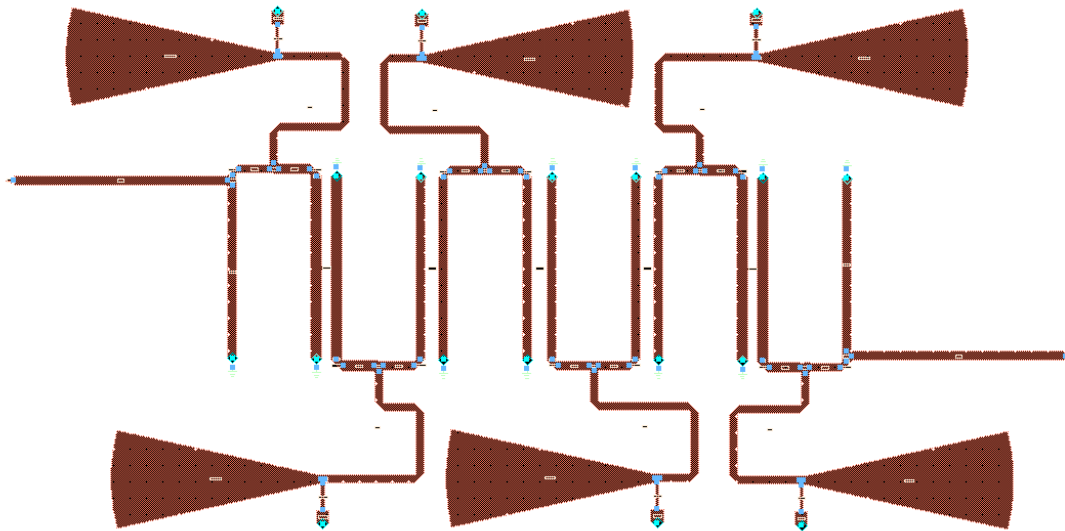
De kapasitive diodene kan reguleres ved å variere en negativ forspenning. For å mate kretsen med likespenning uten å oppnå tap av signalet, er plasseringen av matepunktet på resonatoren av stor betydning. Minst mulig påvirkning oppnås ved å plassere matepunktet der signalspenningen er minst. Så lenge resonatorene justeres med like kapasitanser i begge endene (lik elektrisk lengde), vil punktet med null signalspenning alltid befinne seg på midten av resonatorene (liten spenning, stor strøm [4]). I matepunktet er det plassert en halvølgeresonator som gjør at RF- signalet ikke brer seg i matekretsen. På denne resonatoren tilføres DC-spenning på midten, altså en kvart bølgelengde ut fra kretsen. For at halvølgeresonatoren skal ha minst mulig innvirkning for alle resonansfrekvensene til filteret, er siste kvartbølge utformet som en vifte (se Figur 6.10).



Figur 6.10 Prinsippkisse for DC-mating av filterkretsen

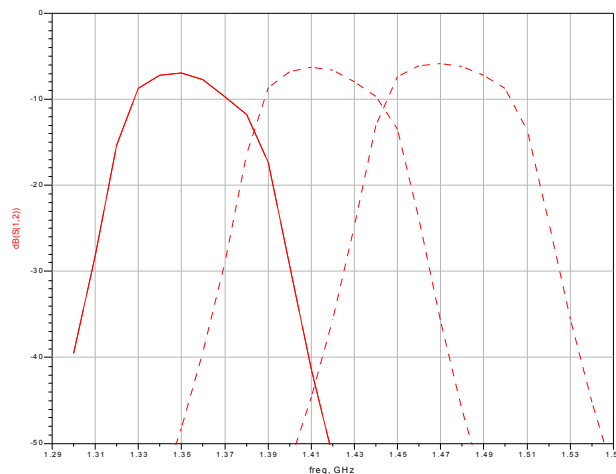
7 Endelig konstruksjon

Figur 7.1 viser den endelige filterkonstruksjonen til Prototyp II. Denne har matenettverk for tilføring av DC til styring av varactordiodene, samt at den har en varactordiode på hvert av resonatorbenene. Matenettverkene er avbøyd for å redusere størrelsen på konstruksjonen. Signalmatingen er koblet direkte på første og siste resonator (T-mating). De fysiske mål på filterets enkelte komponenter står oppført i Vedlegg A. Filterets størrelse ble på 10,0 x 5,8 cm.

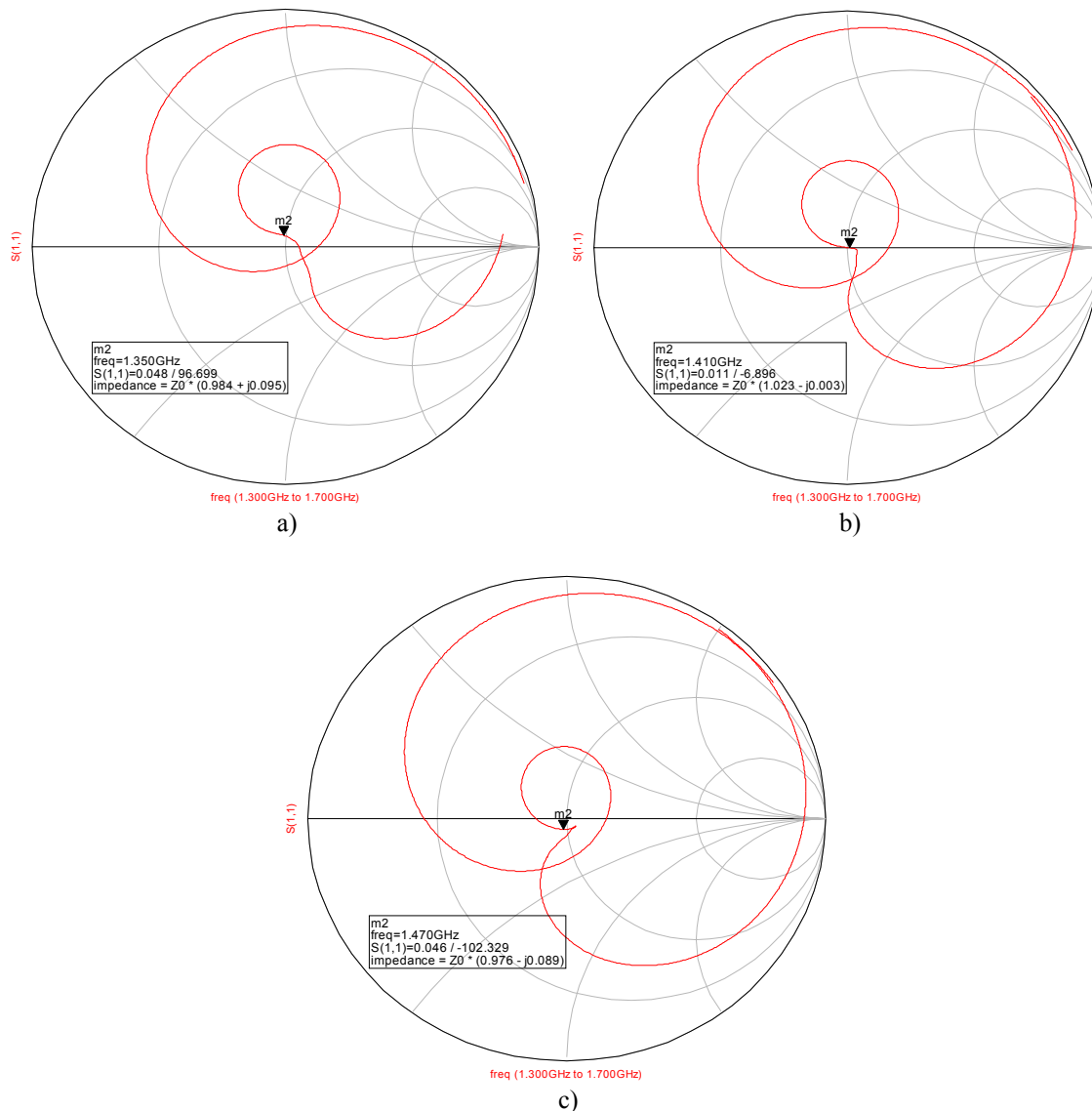


Figur 7.1 Endelig filterkonstruksjon med matenettverk og varactordioder for Prototyp II

Med matenettverk og varactordioder satt inn i konstruksjonen, ble tapet i passbåndet noe større enn tidligere. Filteret innfrir kravene til stoppbåndsdempningen for alle senterfrekvenser i justeringsområdet, og som Figur 7.2 viser, er passbåndsdempningen på ca. 7dB.



Figur 7.2 Simulert filterkarakteristikk for ferdig design med varierende forspenning på varactordiodene.

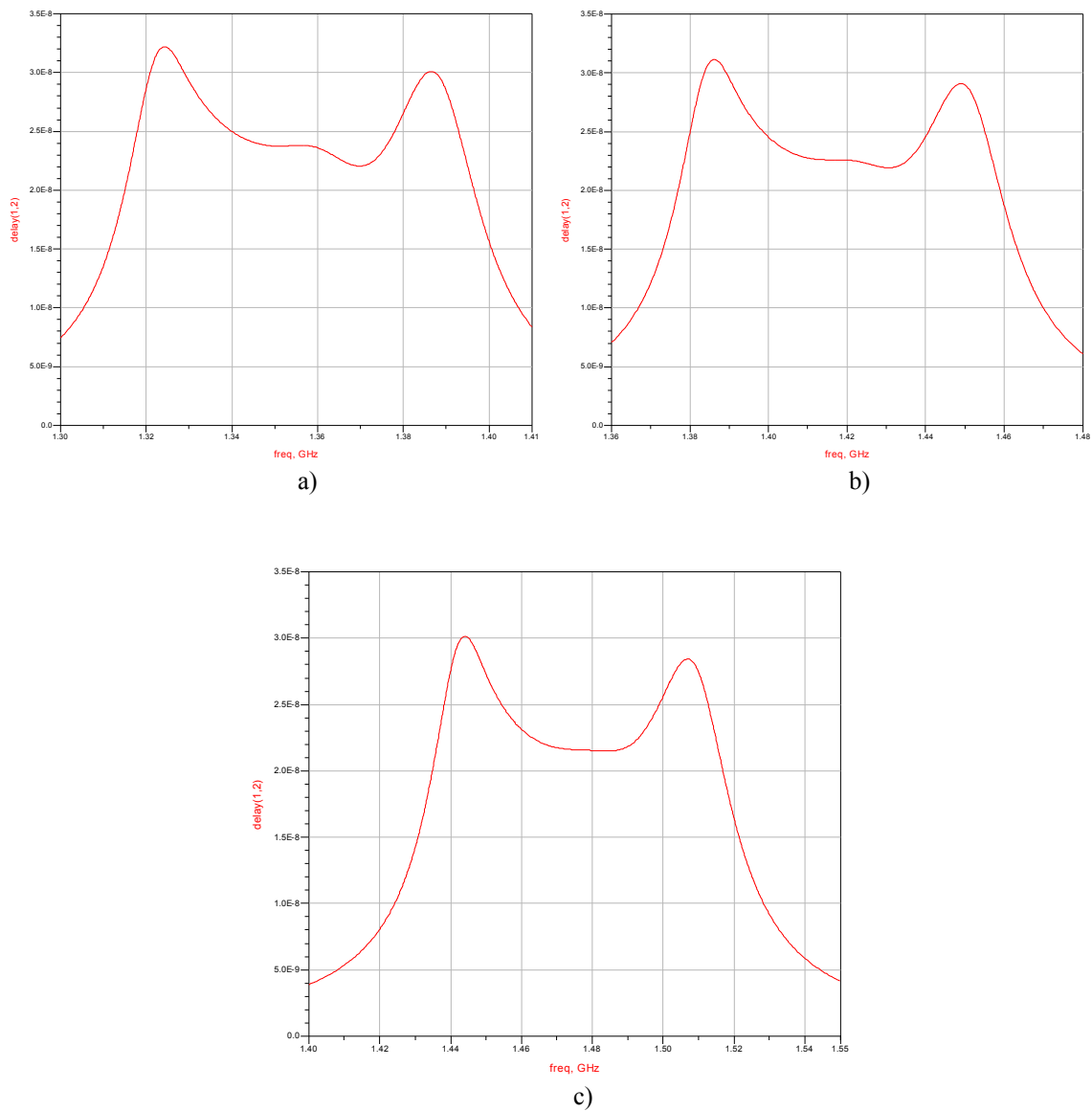


Figur 7.3 Simulert inngangsimpedans til det ferdige designet ved forspenninger på a) 10 V, b) 17 V og c) 29 V. Verdiene er normaliserte.

Filteret er designet for en inngangsimpedans på $(50 + j0)\Omega$ ved senterfrekvensen. Justering av den elektriske lengden til resonatorene fører til endret impedans i hver resonator, slik at det ikke er mulig å lage et justerbart filter med konstant inngangsimpedans ved hjelp av denne konstruksjonen. Simulert inngangsimpedans ved filterets yttergrenser er vist i Figur 7.3, der markeringen 'm2' angir senterfrekvensen ved gitt forspenning. Realdelen til impedansen ligger innenfor 3 % av ønsket verdi.

Gruppetidsforsinkelsen varierer noe mot øvre og nedre cut-off frekvens i passbåndet. Siden filterkarakteristikken er tilnærmet Butterworth (maksimalt flatt), er gruppetidsforsinkelsen stabil innenfor 3dB-båndbredden. Gruppetidsvariasjonen i hele

passbåndet er mindre enn 0,1ns for hele justeringsområdet. Dette er vist i Figur 7.4 nedenfor:



Figur 7.4 Simulert gruppetidsforsinkelse for ferdig design ved forspenninger på a) 10 V, b) 17 V og c) 29 V

8 Realisering og testing

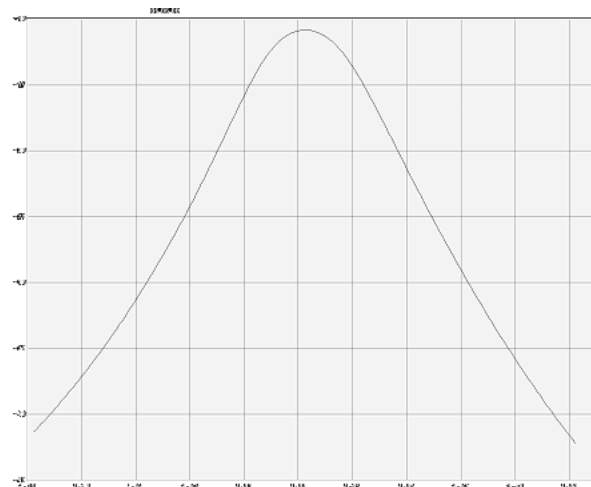
Det ble produsert to filterprototyper, av henholdsvis fjerde og sjette orden. Prototyp I er et fjerde ordens filter uten justeringsmuligheter. Filteret ble designet ut fra teoretiske beregninger, og optimaliseringsrutiner. For å kontrollere sammenhengen mellom datasimuleringer og praksis, var det nødvendig å produsere et eksemplar av filteret og gjøre målinger på dette.

Prototyp II er utlegget av det endelige filterdesignet. Designet består av en grunnleggende mikrostripkonstruksjon med varactordioder på hver resonatorende og et nettverk ved hver resonator for mating av varactordiodenes forspenning. Varactordiodene var ikke ankommet ved prosjektslutt, og det ble derfor gjennomført målinger på filteret uten varactordiodene. Dette ble gjort for å kvalitetssikre simuleringresultatene for mikrostripkonstruksjonen.

8.1 Prototyp I

Figur 6.7 a) viser at ADS simuleringen av Prototyp I gir en god filterkarakteristikk. Kravet til maksimalt 5 dB dempning i passbåndet er innfridd, og båndbredden er tilfredsstillende ($BB_{3dB} < 30$ MHz).

Simuleringsresultatet fra Momentum i Figur 6.7 b), viser at dempningen i passbåndet er mindre enn resultatet fra ADS simuleringen.

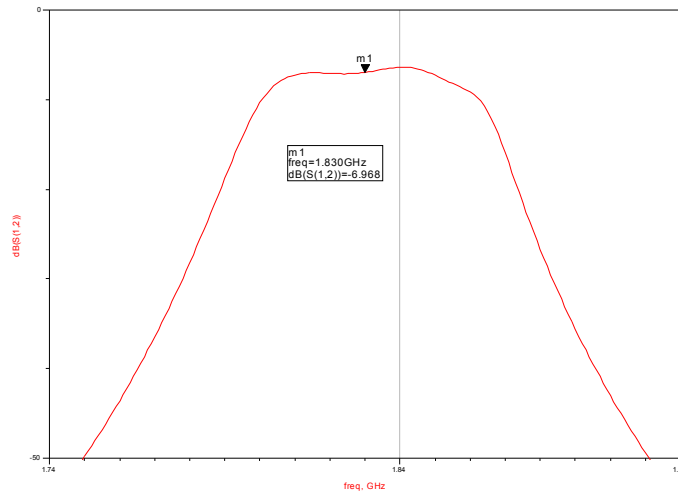


Figur 8.1 Målt frekvenskarakteristikk for Prototyp I

Den målte passbåndkarakteristikken til Prototyp I er ikke like bra. Figur 8.1 viser at dempningen er dobbelt så stor som i simuleringresultatet i Figur 6.7 a) selv om proporsjonene til passbåndet er uendret i forhold til simuleringresultatet.

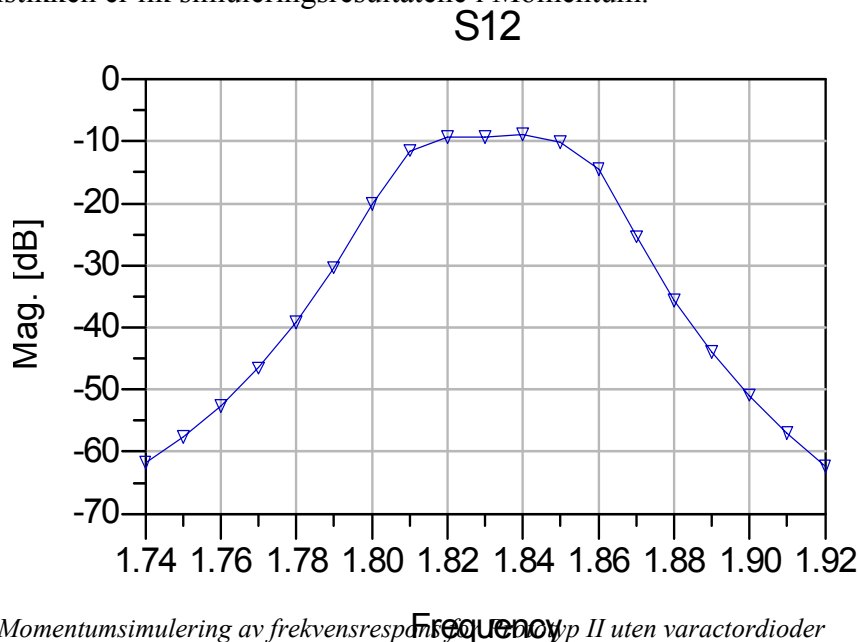
8.2 Prototyp II

Figur 8.2 viser simuleringresultatet i ADS til Prototyp II. Siden varactordiodene ikke er tilkoblet resonatorendene, er resonansfrekvensen høyere enn designet skulle tilsi. Senterfrekvensen for filteret uten varactordioder er 1830 MHz. Filtertapet i passbåndet er 7 dB, som er omtrent det samme som med varactordiodene implementert (jmf. Figur 7.2).

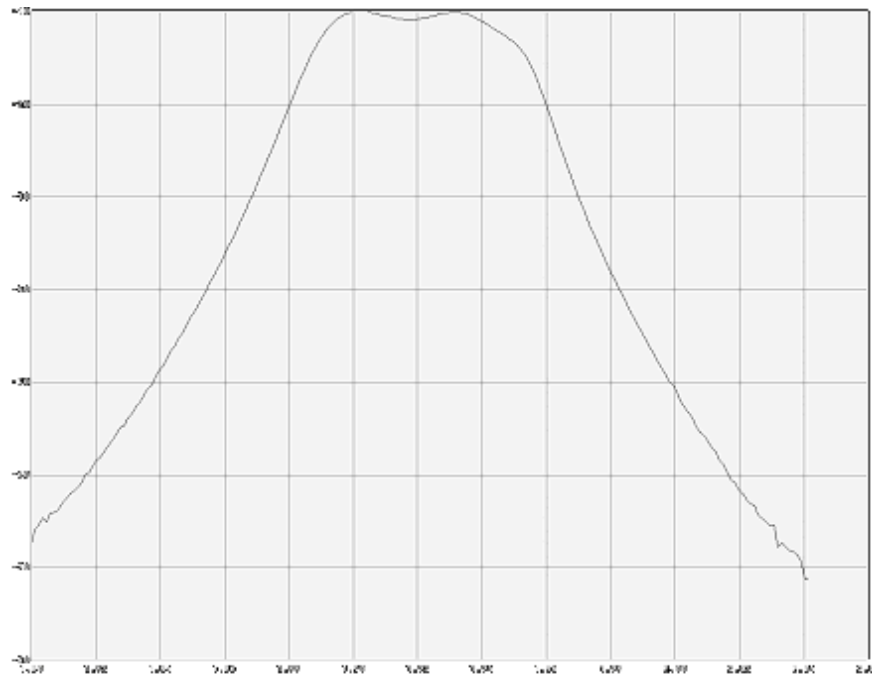


Figur 8.2 ADS simulering av frekvensrespons for Prototyp II uten varactordioder

Ved gjennomføring av simulering i Momentum, viste det seg at tapet i passbåndet var større enn for ADS simuleringen. Bortsett fra tapet er frekvenskarakteristikken lik simuleringresultatet fra ADS. Figur 8.4 viser måleresultatet for Prototyp II. Den målte karakteristikken er lik simuleringresultatene i Momentum.



Figur 8.3 Momentumsimulering av frekvensrespons for Prototyp II uten varactordioder



Figur 8.4 Målt frekvenskarakteristikk for Prototyp II uten varactordioder

8.3 Diskusjon måleresultater

Simuleringene og de praktiske målingene varierer i enkelte tilfeller. Det er stor forskjell mellom de simulerte og praktiske målingene for Prototyp I, mens simuleringresultatene i ADS og Momentum varierer for Prototyp II. Ved utfresing av Prototyp I ble det benyttet et konet fresebor, slik at linjebredden på mikrostripbanene ble unøyaktig ved varierende fresedybde. Unøyaktigheter i resonatorbreddene førte til at utlegget fikk en annen impedans enn det teoretiske designet. Mistilpasning i impedans fører til større refleksjonstap, og kan være årsaken til at Prototyp I hadde større innskuddstap enn forventet.

I simuleringverktøyet ble det tatt hensyn til parameterene for substratet og ledningsevnen til kobberbanene som er oppgitt i databladet. Mulige ulikheter mellom de oppgitte og de faktiske parameterene kan ha ført til at designet ikke var optimalt i forhold til det benyttede substratet.

Simuleringen i ADS tar ikke hensyn til den elektriske koblingen mellom nærliggende linjer dersom det ikke oppgis i komponentmodellene. Momentum analyserer filterets utlegg, og tar høyde for hele kretsens påvirkning til frekvensresponsen. Dette kan forklare ulikheten mellom de to simuleringmetodene for Prototyp II, når DC-matenettverket er implementert. Forklaringen forsterkes av at måleresultatet stemte med resultatet fra Momentum. Fresedybden gjorde at substratet ble tynnere i nærheten av transmisjonslinjene. I henhold til Figur 4.1, kan dermed bølgeegenskapene ha blitt endret.

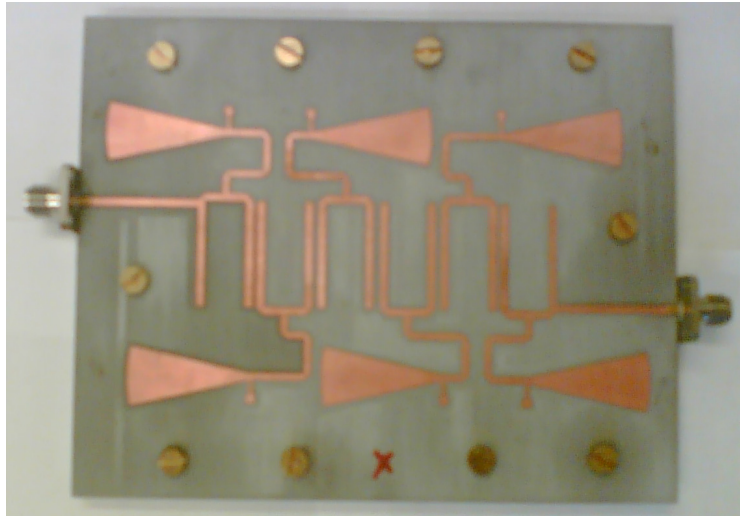
9 Konklusjon

Det ferdigstilte filterdesignet er et sjettedordens hårnålsfilter med T-koblet signalmating i mikrostripkonstruksjon. T-mating er valgt for å redusere innskuddstapet i kretsen. Varactordioder av typen SMV1405 er koblet på hver resonatorende for justering av filterets senterfrekvens. Varactordiodenes kapasitans styres med en forspenning fra en DC-forsyning. Kapasitansendringen i varactordiodene fører til at resonatorene endrer resonansfrekvens, og resonansfrekvensendringen er tilnærmet proporsjonal med negativ forspenning. DC-matenettverkene er utformet som halvbølgeresonatorer med vifteform på siste kvartbølge, og plassert i senter av hver filterresonator for at de skal gi minst mulig påvirkning på RF-signalet.

Filteret har passbåndbredde, BB_{3dB} , på ca. 50 MHz ved $f_0 = 1410$ MHz, og passbåndsdempning på 7 dB. Passbåndskarakteristikken kan betraktes som maksimalt flatt, og seks filterelementer sørger for en stoppbåndsdempning ($f_0 \pm 5\%$) på over 45 dB. Filteret kan justere senterfrekvensen fra 1350 MHz til 1470 MHz med en forspenning på -10 til -29 volt.

Etter mye prøving og feiling med flere simuleringer har vi kommet fram til et resultat vi er fornøyde med. Vi har ikke klart å holde filteret innenfor alle kravene i kravspesifikasjonen (les passbåndsdempning), men vi har designet et filter med små dimensjoner og som kan produseres med lave kostnader. Mye av innskuddstapet, som er 5 dB høyere enn dagens hulromsresonator, kan vinnes ved å plassere filteret nærmere antennen enn det som er mulig med hulromsresonatoren. Kabelen mellom antennen og selve radioenheten står for et relativt stort tap i dagens løsning.

Vi har framstilt en prototyp uten varactordioder. Prototypen har vist seg å ha gode egenskaper i forhold til simuleringresultatene. Mikrostripkonstruksjoner er sensitive for ytre påvirkninger, slik at en god innkapsling av filteret vil være nødvendig for å unngå distorsjon av signalet. Siden varactordiodene ikke er implementert i prototypen, har vi ikke kontrollert innvirkningen av disse i praksis.



Figur 9.1 Foto av Prototyp II ferdig utlagt uten varactordiodene.

9.1 Videre arbeid

Filterets følsomhet for varactordiodene er ukjent, og må derfor testes før filteret kan settes i produksjon. Mulighetene for presis og stabil lodding av diodene må også studeres. Loddepunktene kan fungere som små kapasitanser, slik at resonatorlengdene må justeres.

Valg av substrat med høyere dielektrisitetskonstant vil gi en høyere utbredelseskonstant, og dermed kortere fysisk resonatorlengde ved en gitt resonansfrekvens. På denne måten kan størrelsen til filteret reduseres.

Det er mulig å redusere antall nødvendige filtere i filterbanken ved å øke justeringsområdet til hvert filter. Varactordioder med større kapasitansrate kan vurderes, men det anbefales at forspenningsraten økes tilsvarende. Stor kapasitansrate og lav forspenningsrate vil gjøre at senterfrekvensen til filteret vil bli svært følsom for variasjoner i den tilførte forspenningen.

For å lage et komplett dupleksfilter for militære radiolinjer, må alle filterene i filterbanken realiseres. Vi har beskrevet framgangsmåten for å lage et filter med ønsket senterfrekvens og rapporten kan dermed brukes som mal for framstilling av de øvrige filterene i filterbanken. Simulering og optimalisering av disse, må utføres. Med et justeringsområde på $f_0 \pm 4,3\%$ på hvert av filterene, behøves ni filtre for å dekke frekvensbandet i NATO band 3 (1350 MHz til 2690 MHz). En løsning for kompakt sammensetning av disse filterene må finnes. Et alternativ kan være en smørbrødkonstruksjon der filtere med nærliggende senterfrekvens har felles jordplan. Omkopling mellom filterene og styringen av varactordiodenes forspenning kan gjøres med en enkel mikrocontroller.

Kilder og referanser

Kilder – faglitteratur

- [1] Tony R. Kuphaldt, *All About Circuits*, www.allaboutcircuits.com (elektronisk fagbok), 1996 –
- [2] G.L. Matthaei, L. Young og E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching networks and Coupling Structures*, Artech House, USA 1980
- [3] David M. Pozar, *Microwave and RF Wireless Systems*, John Wiley & Sons Inc, USA, 2001
- [4] David M. Pozar, *Microwave Engineering 2nd edition*, John Wiley & Sons Inc, USA, 1998
- [5] Randall W. Rhea, *HF Filter Design and Computer Simulation*, Noble Publishing Corporation, USA, 1994

Kilder – publikasjoner

- [6] José I. Alonso, Gustavo López-Risueño, Germán Torregrosa-Penalva, *A Simple Method to Design Wideband Electronically Tunable Compline Filters*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001
- [7] H. Barakawi og Y. Yousef, *Microwave Filter Design*, Jordan University of Science and Technology, Januar 2005
- [8] Dana Brady, *The Design, Fabrication and Measurement of Microstrip Filter and Coupler Circuits*, High Frequency Electronics, Summit Technical Media, Juli 2002
- [9] J-S. Hong, M.J. Lancaster, D. Jedamzik og R.B. Greed, *On the Development of Superconducting Microstrip Filters for Mobile Communications Applications*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 9, september 1999
- [10] M.A. Imparato, R.C. Groulux og R. Matarazzo, *Design of a Microstrip Bandpass Filter using Advanced numerical Models*, High Frequency Electronics, Summit Technical Media, Mars 2004

Referanser

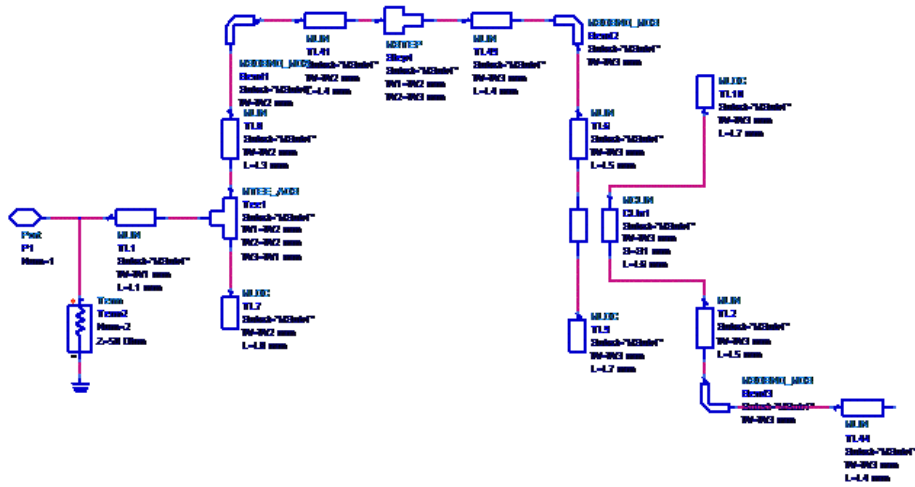
- [11] *Kjell Aamo*, Førstemanuensis, Fakultet for informasjonsteknologi, matematikk og elektroteknikk, Institutt for elektronikk og telekommunikasjon, Gruppe for radioteknikk, Norges Teknisk Naturvitenskapelige Universitet, Trondheim, Norge
- [12] *Gaute Haga Andersen*, Senior RF and Analog Designer, Kongsberg Defence Communications AS, Billingstad, Norge

Vedlegg

- A. Skjemategninger
 - B. Simuleringsoppsett
 - C. Simuleringsresultater
 - D. Utlegg/Layouts
 - E. Måleresultater
 - F. Datablad Rogers RO4003 (Substrat)
 - G. Datablad Skyworks SMV1405-SMV1413 (Varactordioder)
-

A. Skjemategninger

Sjetteordens filter uten justeringsmulighet

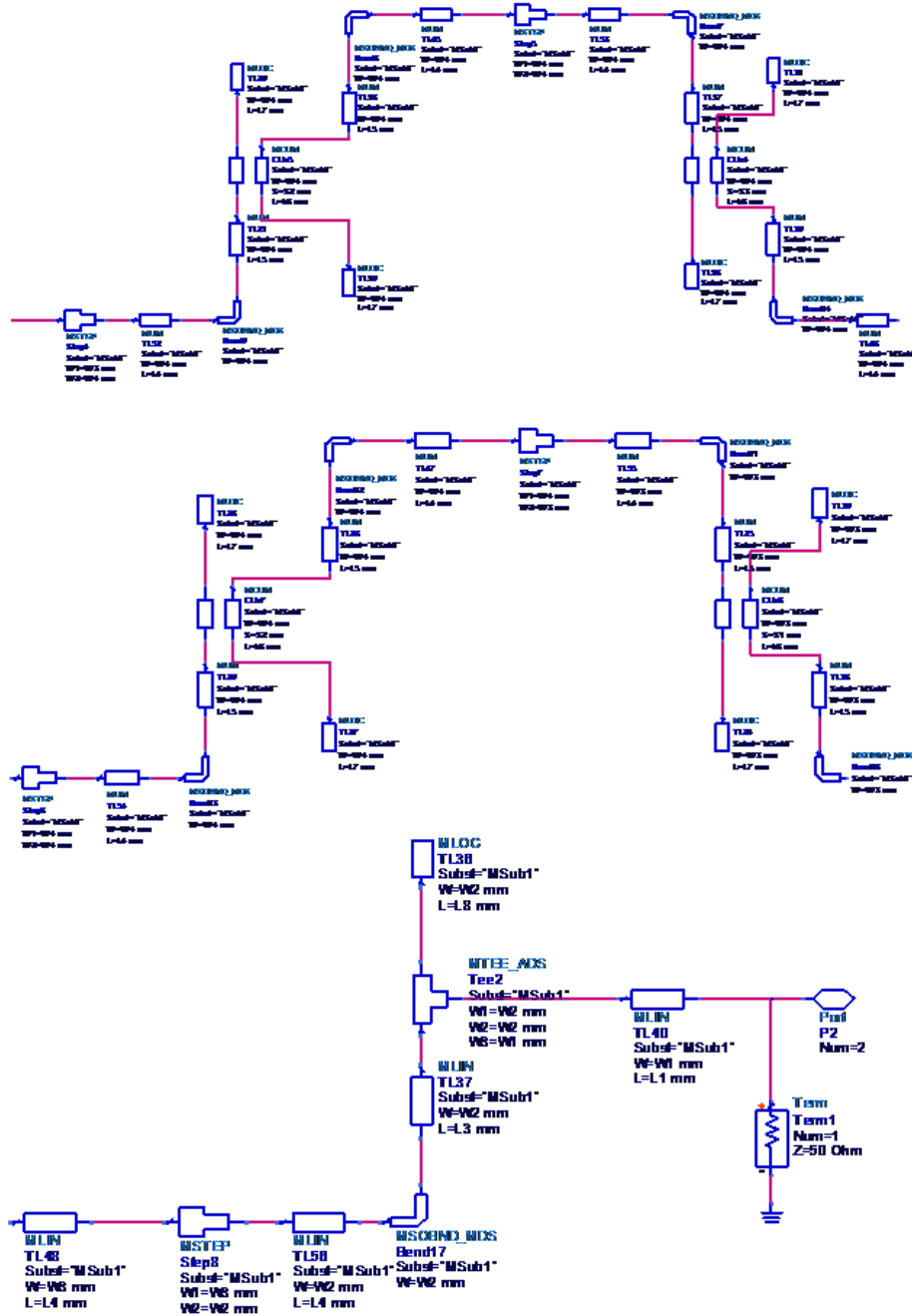


MSub
MSUB
MSub1
 Er=3.38
 TanD=0.0027

S-PARAMETERS
 S_Param
 SP1
 Start=1.32 GHz
 Stop=1.50 GHz
 Step=0.001 GHz

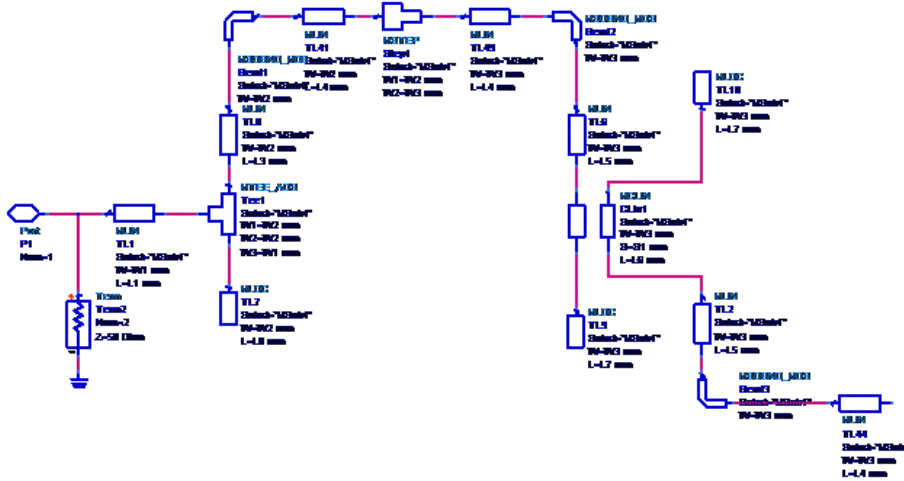
VAR
VAR1
 S1=0.802956 (n) {0} W4=1.38988 (n) {0}
 S2=1.39065 (p) {0}
 S3=1.44367 (p) {0}
 L1=31.1757 (n) {0}
 L2=L1/90*(90-SF)-W1
 L3=L1/90*0
 L4=L1/90*SF
 L5=0
 L6=L1/90*80
 L7=0 (n)
 L8=L2+L7
 SF=10 (p)
 W1=1.68 (p)
 W2=1.21675 (p) {0}
 W3=1.38726 (p) {0}

Skjemategning 1 Sjetteordens filter uten justeringsmulighet del 1



Skjemategning 2 Sjetteordens filter uten justeringsmulighet del 2

Prototyp I, fjerdeordens filter uten justeringsmulighet



S-PARAMETERS

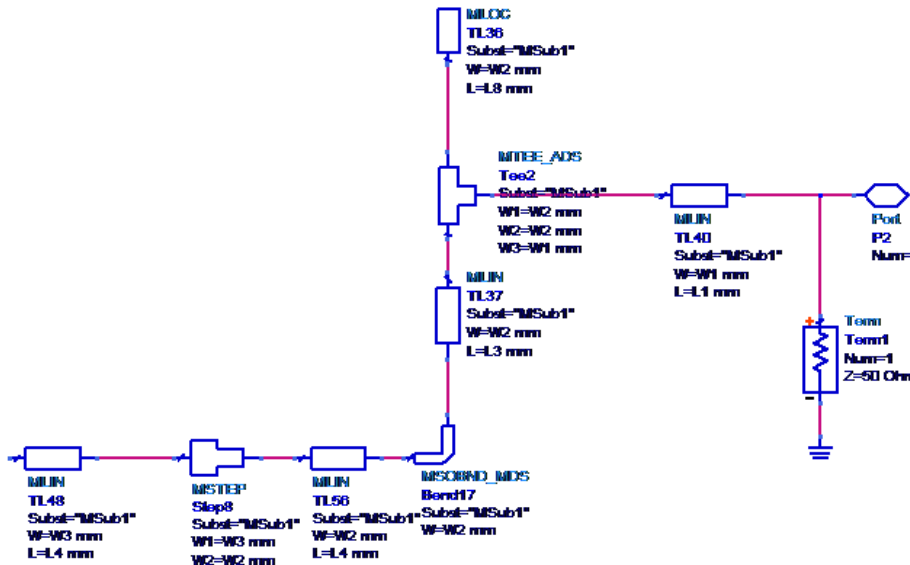
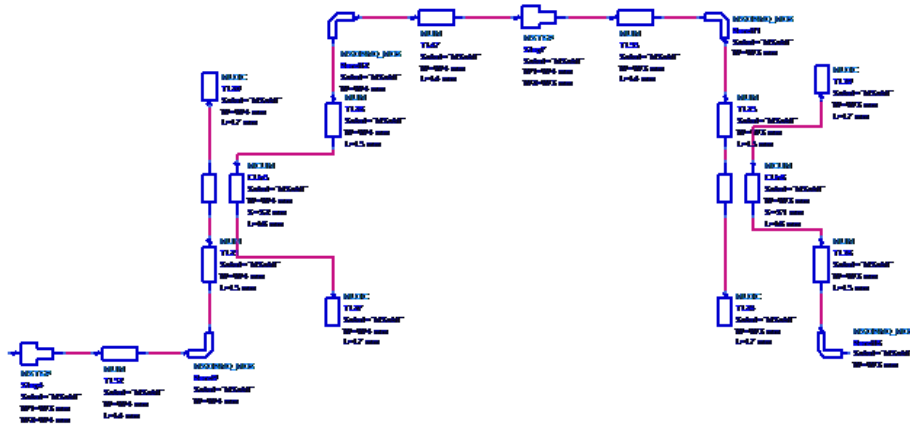
S_Param
 SP1
 Start=1.34 GHz
 Stop=1.48 GHz
 Step=0.001 GHz

MSub

MSUB
 MSub1
 H=H mil
 E=ER
 T=T um
 TanD=TD

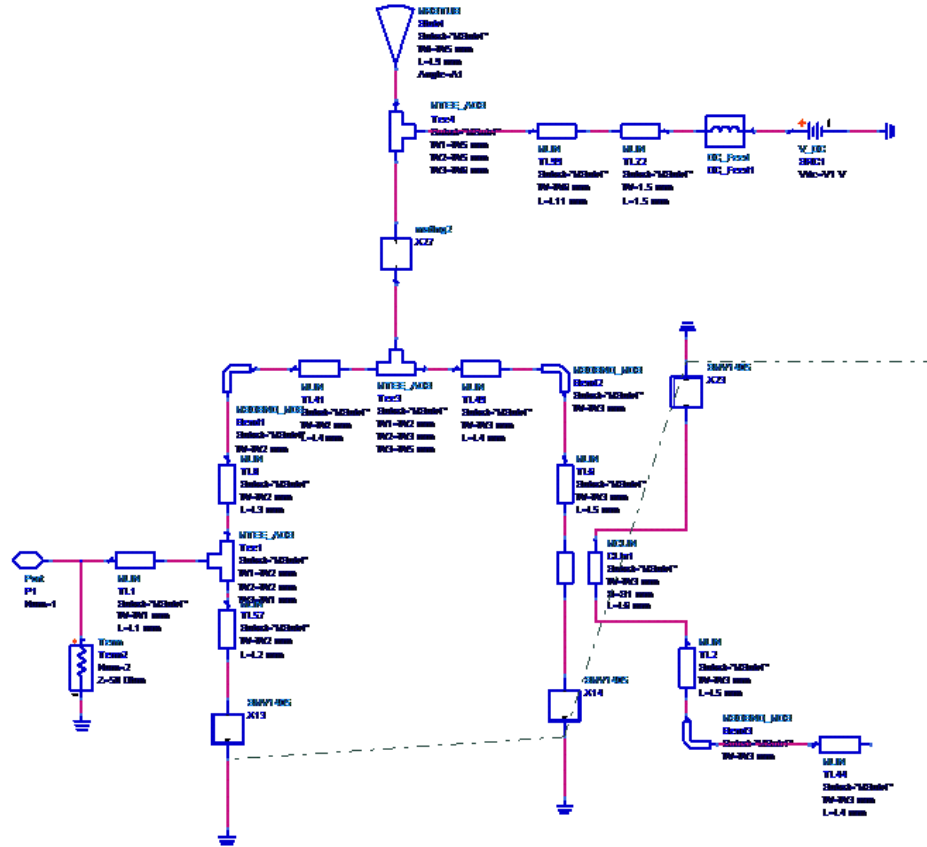
VAR

VAR1
 S1=1.201 {} ER=3.38 {}
 S2=3.03 {} TD=0.0027 {}
 L1=31.355 {} H=20 {}
 L2=L1/90*(90-SF)*W1 T=35 {}
 L3=L1/90*0
 L4=L1/90*SF
 L5=0
 L6=L1/90*00
 L7=0 {}
 L8=L2+L7
 SF=10 {}
 W1=1.463 {}
 W2=1.176 {}
 W3=1.491 {}
 W4=1.238 {}



Skjemategning 4 Prototyp 1 del 2

Prototyp II, sjetteordens filter med justeringsmulighet



VAR
VAR1
 S1=0.88 {o}
 S2=1.38 {o}
 S3=1.68 {o}
 A1=25 {o}
 V1=17 {o}
 L1=23.6 {o}
 L2=L1/90*(90-SF)-W1
 L3=L1/90*0
 L4=L1/90*SF
 L5=0
 L6=L1/90*(90-SF)
 L8=L2
 L9=L1-W5/2
 L10=L1/4
 L11=L1/8

R2=180*LS/(120*pi)
 R1=180*LS/(50*pi)
 R3=2*LS/pi
 SF=13 {o}
 W1=1.13 {o}
 W2=1.0895 {o}
 W3=1.33 {o}
 W4=1.13 {o}
 W5=1.01 {o}
 W6=0.5 {o}

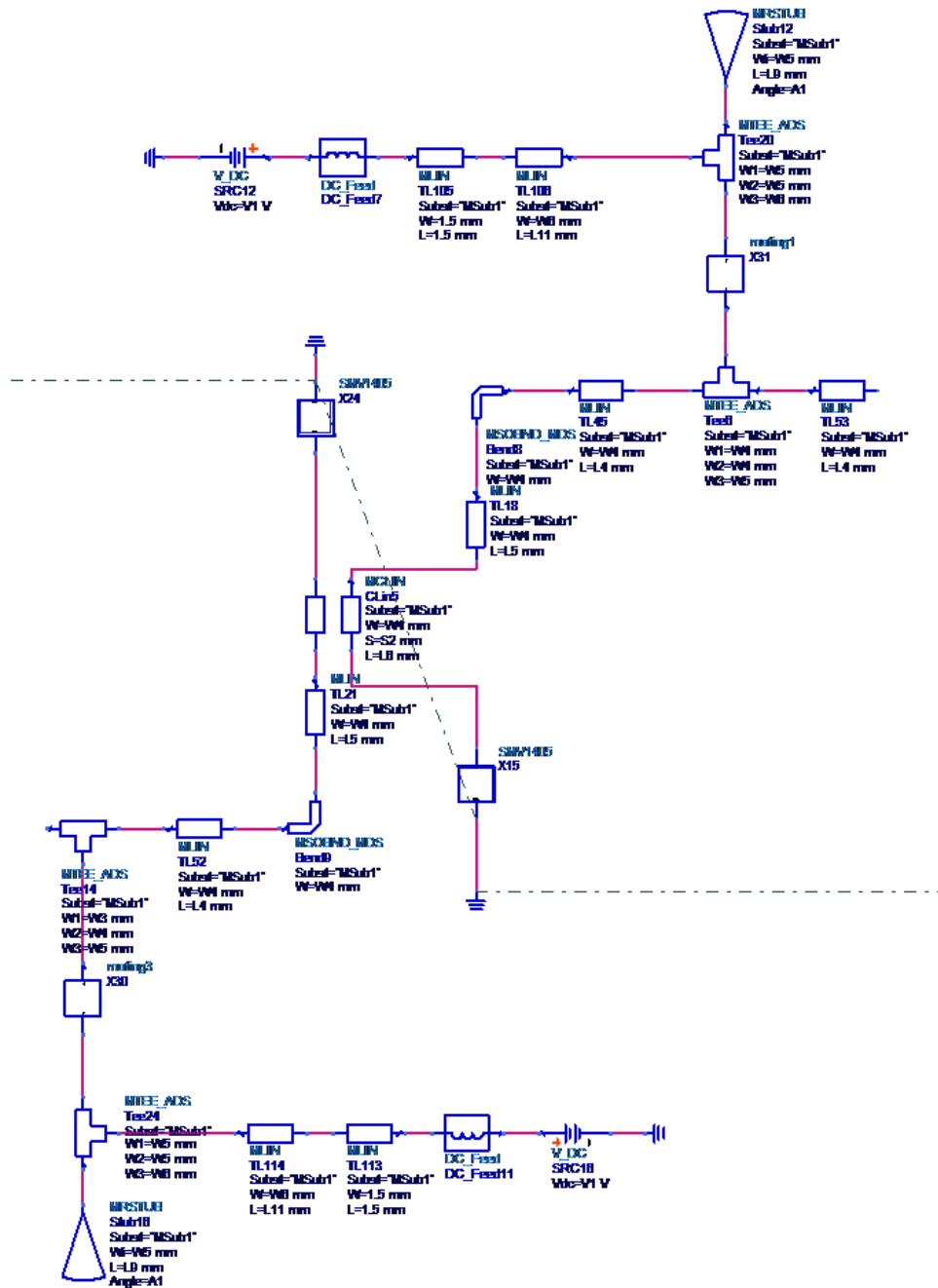
S-PARAMETERS

S_Param
SP1
 Start=1.3 GHz
 Stop=1.7 GHz
 Step=0.01 GHz

MSub

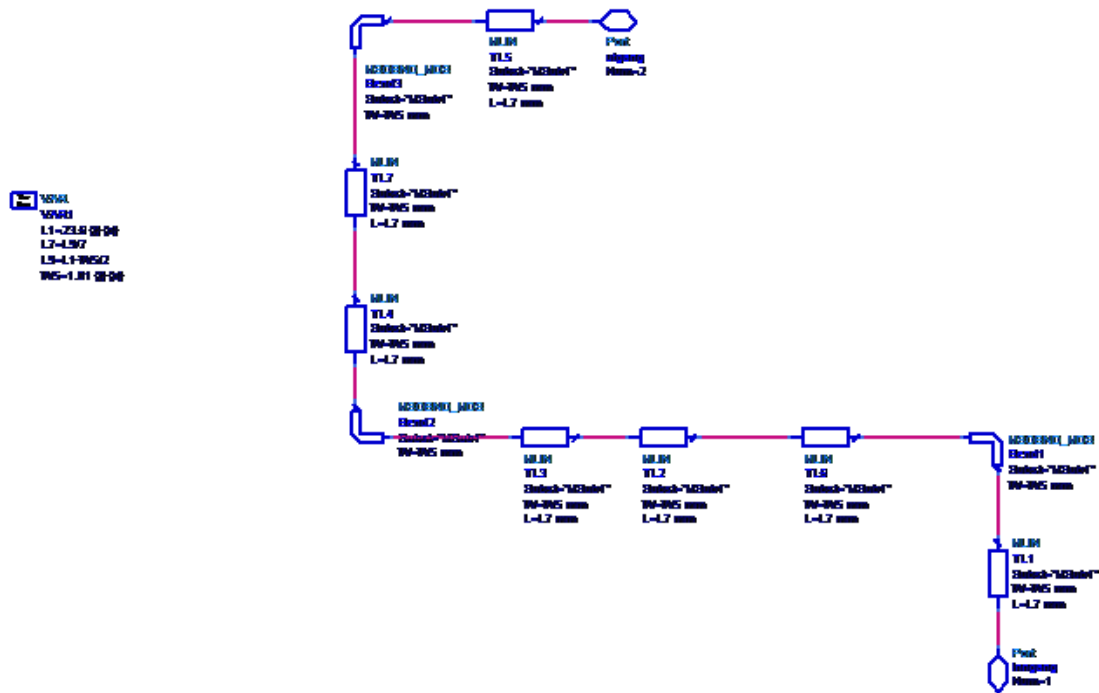
MSUB
MSub1
 Er=3.38
 TanD=0.0027

Skjemategning 5 Prototyp II del 1



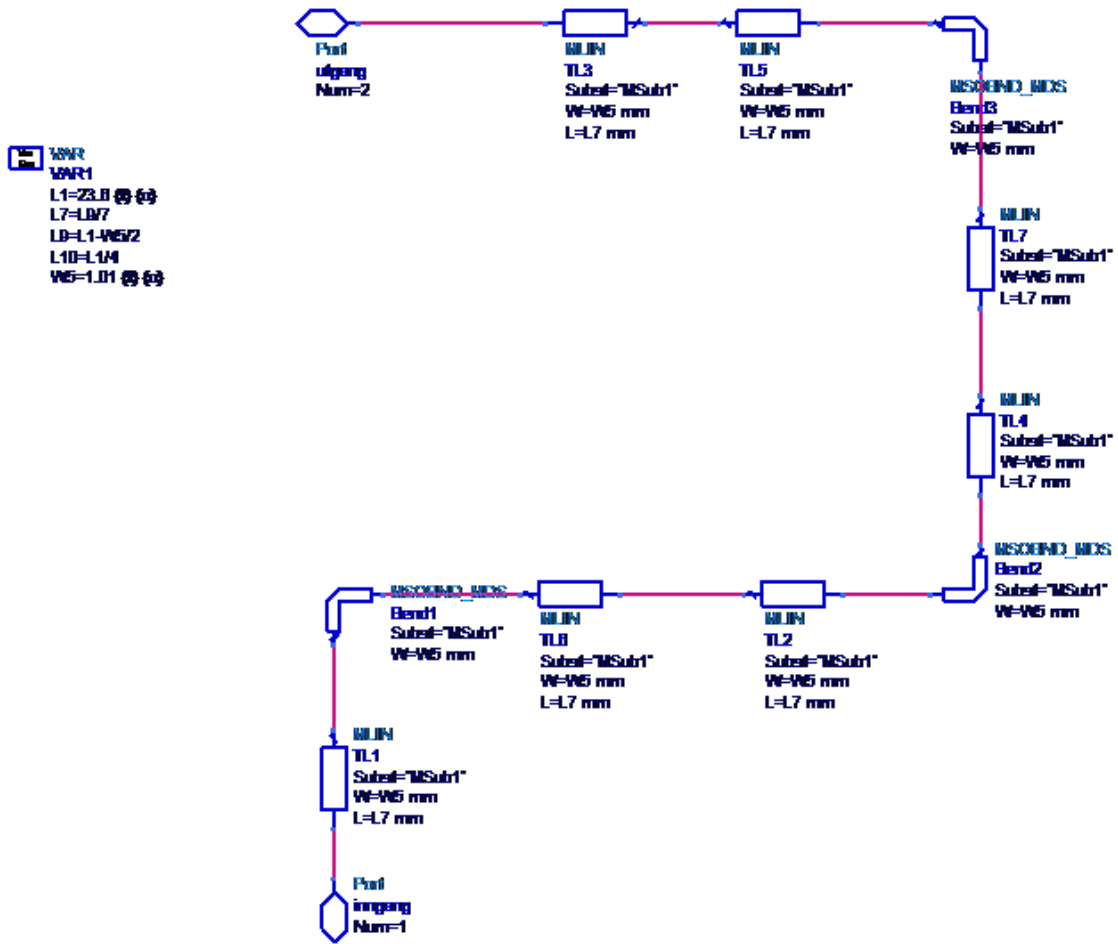
Skjemategning 6 Prototyp II del 2

Mating 1



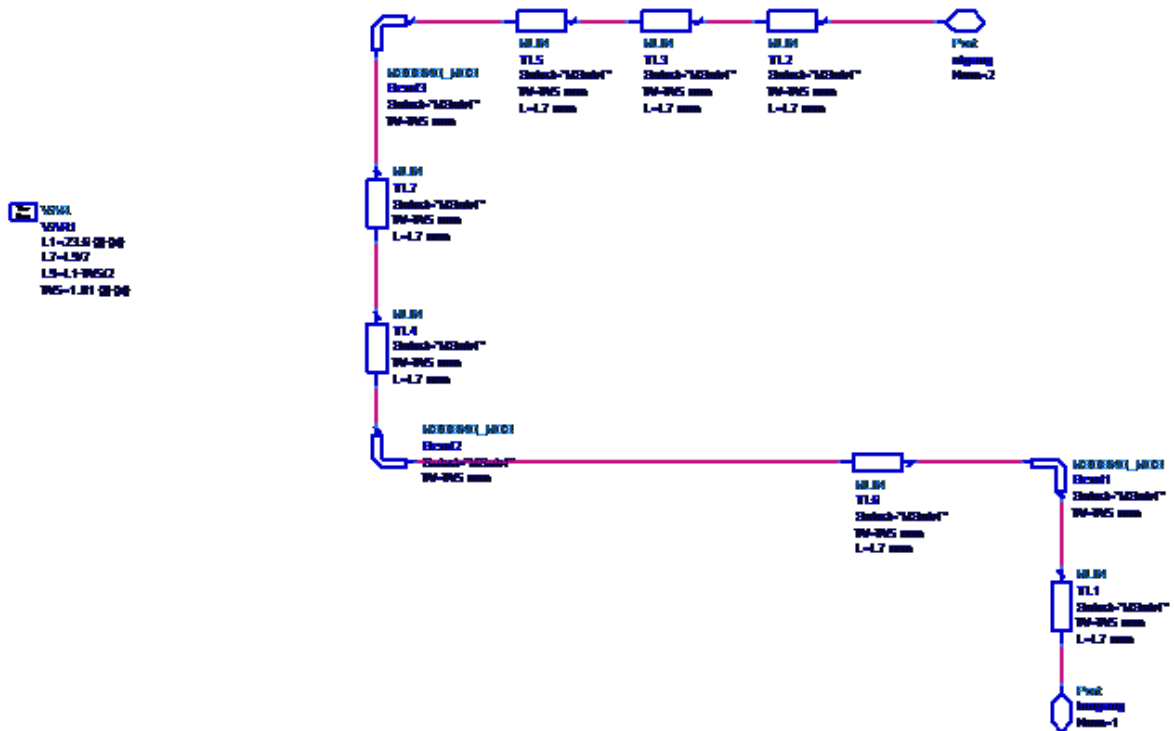
Skjemategning 10 Matenettverk 1 til Prototyp II

Mating 2



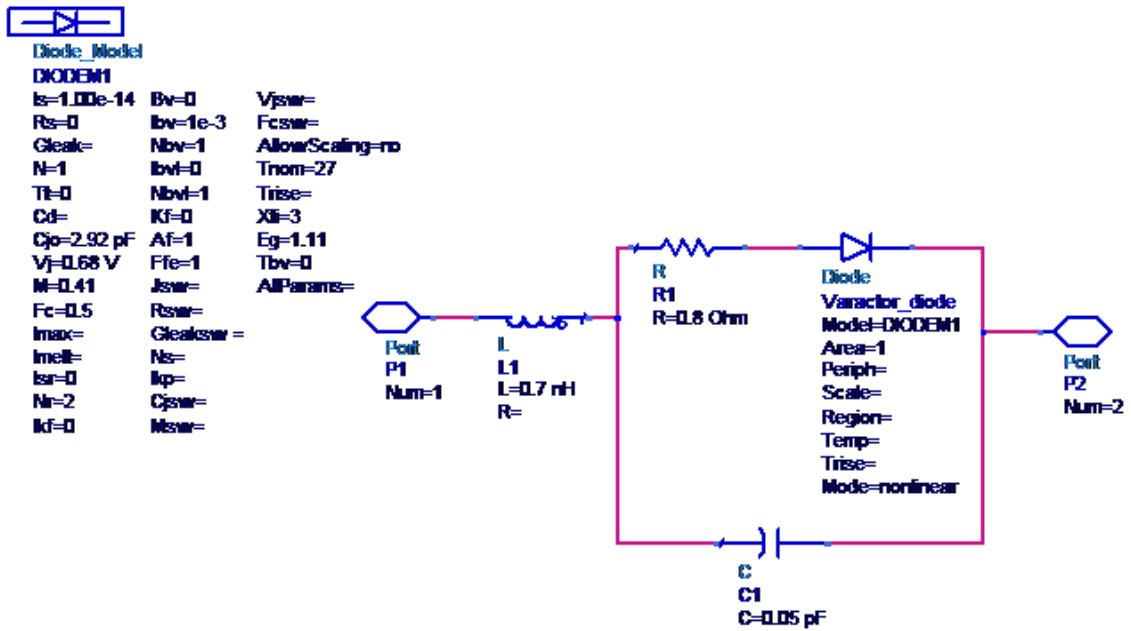
Skjemategning 11 Matenettverk 2 til Prototyp II

Mating 3



Skjemategning 12 Matenettverk 3 til Prototyp II

SMV1405



Skjemategning 13 SPICE- modell til varactordiode SMV1405

B. Simuleringsoppsett

Optimalisering av filterdesignet er utført av ADS etter følgende parametere:



Optim
Optim1
 Optimize=Gradient SaveCurrentEF=no
 MaxIters=1000
 DesiredError=0.0
 StatusLevel=4
 FinalAnalysis="None"
 NormalizeGoals=no
 SelfBestValues=yes
 SaveSols=yes
 SaveGoals=yes
 SaveOptimVars=no
 UpdateDataset=yes
 SaveNominal=no
 SaveAllIterations=no
 UseAllOptVars=yes
 UseAllGoals=yes



Goal
OptimGoal6
 Expr="dB(SP.S(1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=-100
 Max=80
 Weight=
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1409500000
 RangeMax[1]=1410500000



Goal
OptimGoal1
 Expr="dB(SP.S(2,1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=0
 Max=
 Weight=2
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1409800000
 RangeMax[1]=1410100000



Goal
OptimGoal2
 Expr="dB(SP.S(2,1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=
 Max=-45
 Weight=
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1270000000
 RangeMax[1]=1350000000



Goal
OptimGoal3
 Expr="dB(SP.S(2,1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=
 Max=-45
 Weight=
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1470000000
 RangeMax[1]=1550000000



Goal
OptimGoal4
 Expr="dB(SP.S(2,1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=
 Max=-8
 Weight=
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1280000000
 RangeMax[1]=1380000000



Goal
OptimGoal5
 Expr="dB(SP.S(2,1))"
 SimInstanceName="SP1"
 Min=
 Max=-8
 Weight=
 RangeVar[1]="freq"
 RangeMin[1]=1430000000
 RangeMax[1]=1550000000

Etter optimalisering ble variablene finjustert manuelt for å oppnå ønsket karakteristikk. Variablene ble justert innenfor et begrenset intervall gitt av tabell. Minimums- og maksimumsverdiene er satt etter begrensninger i programvaren. W1 er inn- og utgangslinjene til filteret og skal derfor ha karakteristisk impedans $Z_0 = 50\Omega$.

Tab B.1 Intervaller for filtervariabler

Variabel	Min. verdi	Maks. verdi	Δ
S1	0,3	5,08	4,78[mm]
S2	0,3	5,08	4,78[mm]
S3	0,5	5,08	4,58[mm]
A1	20	120	100[°]
SF	5	30	25[°]
W1	1,13	1,13	0,00[mm]
W2	0,9	1,39	1,49[mm]
W3	0,9	1,39	1,49[mm]
W4	0,9	1,39	1,49[mm]
W5	0,01	2	1,99[mm]
W6	0,01	1,39	1,38[mm]

C. Simuleringsresultater

Sjette ordens filter uten justeringsmulighet

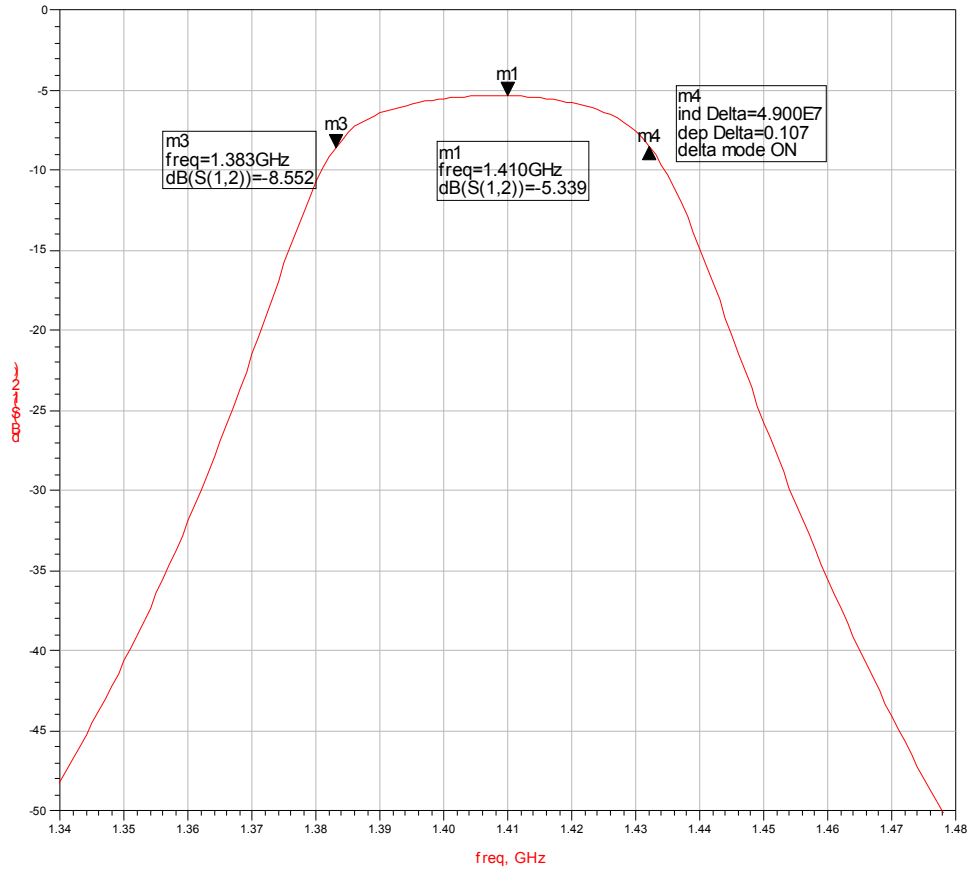


Fig. C.1 Frekvensrespons(S1.2) 6. ordens filter uten justeringsmulighet

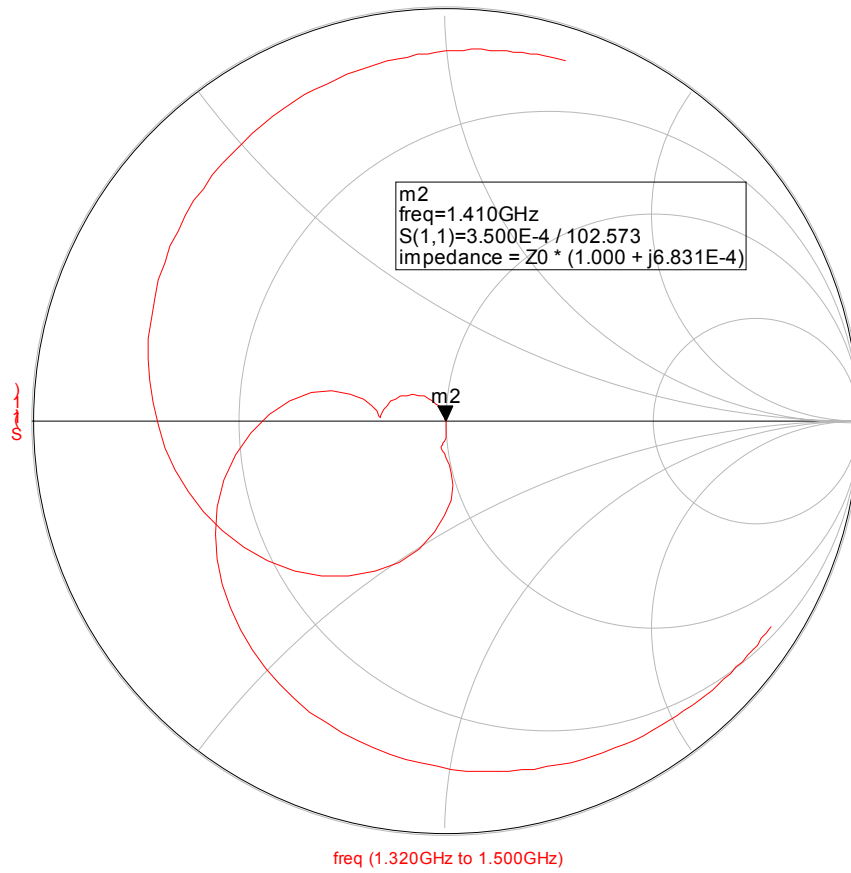


Fig. C.2 Impedanstilpasning(S1.1) 6. ordens filter uten justeringsmulighet

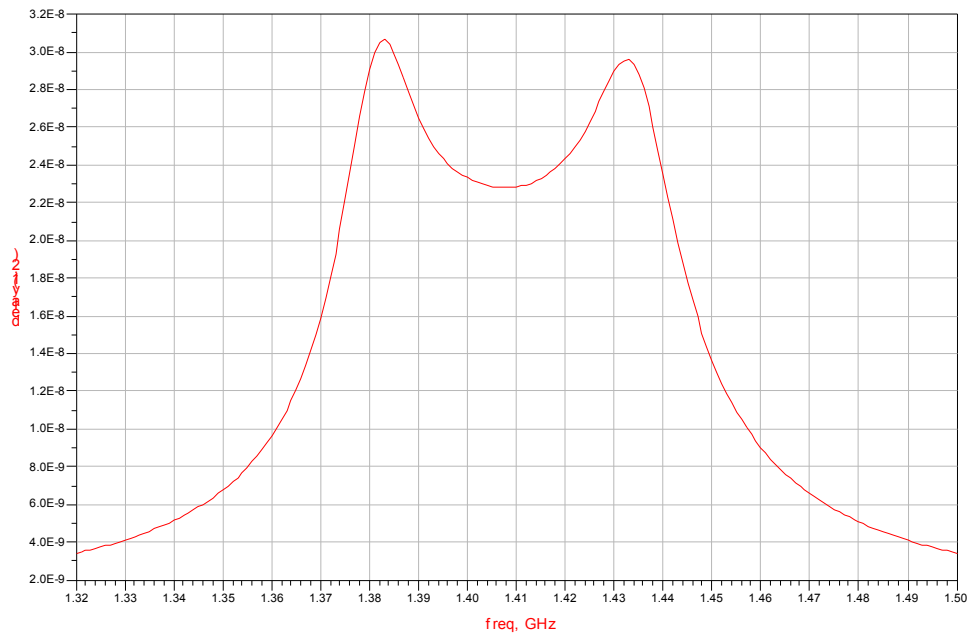


Fig. C.3 Gruppetidsforsinkelse(S1.2) 6. ordens filter uten justeringsmulighet

Prototyp I

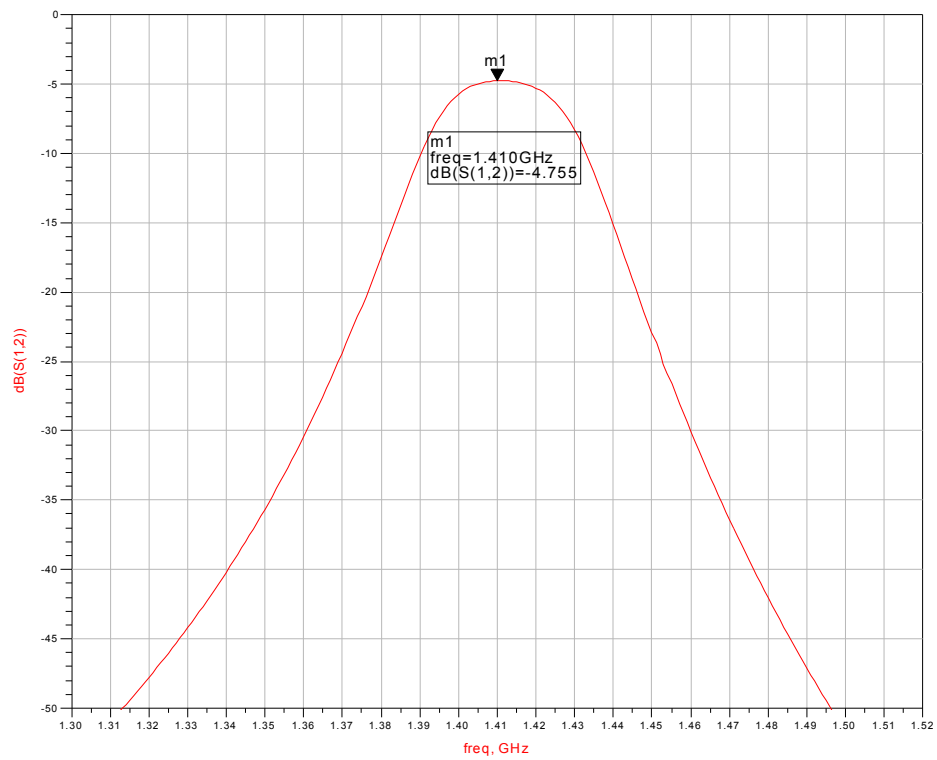


Fig. C.4 Frekvensrespons (S1.2) Prototyp I

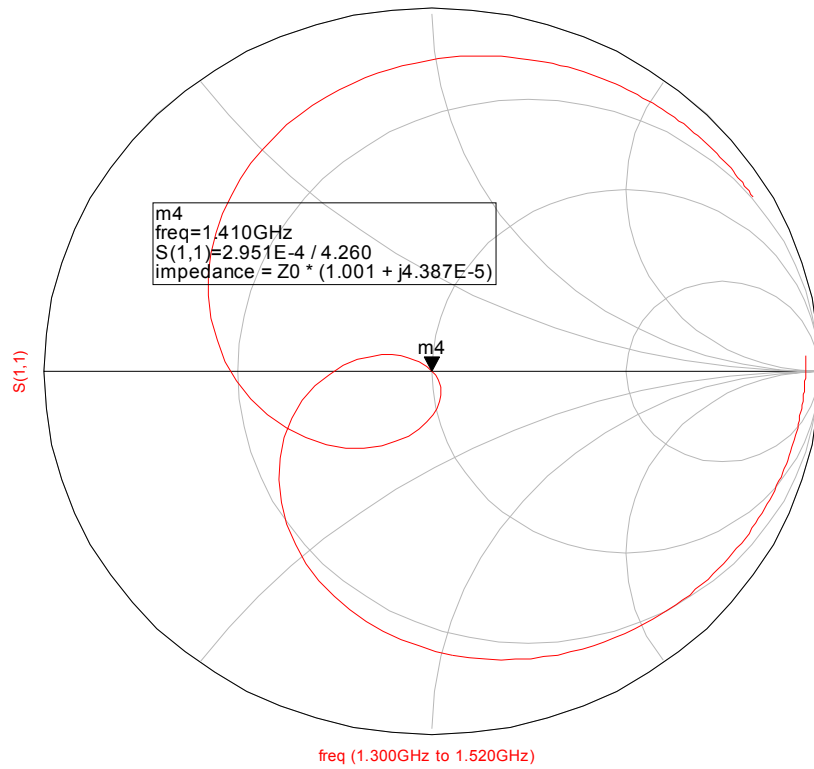


Fig. C.5 Impedanstillpassning (S1.1) Prototyp I

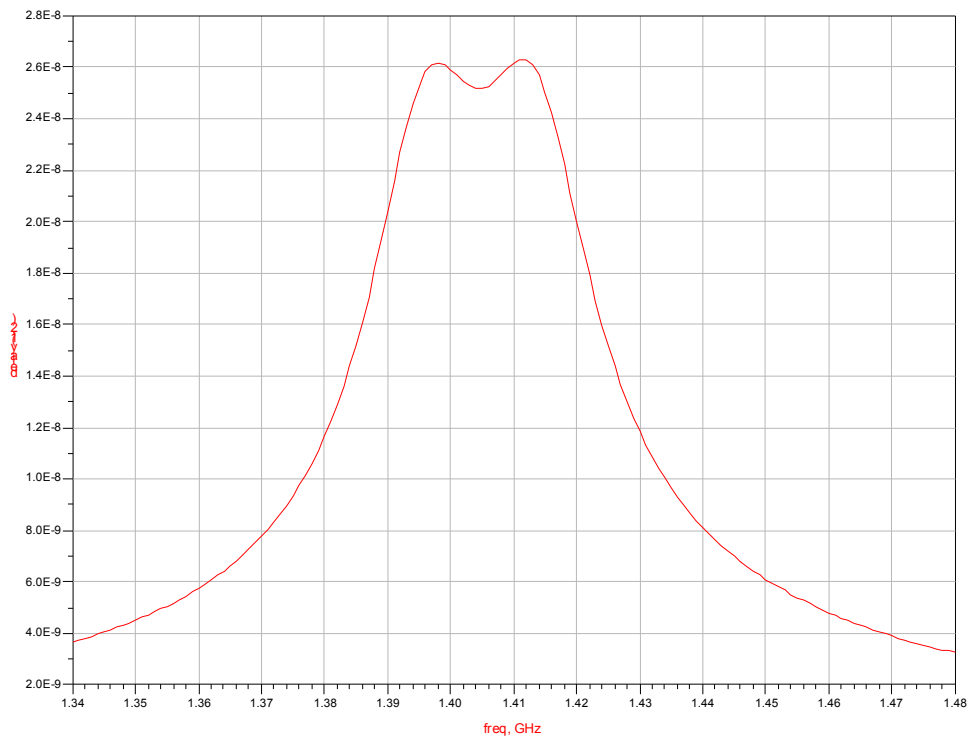


Fig. C.6 Gruppetidsforsinkelse (S1.2) Prototyp I

Prototyp II

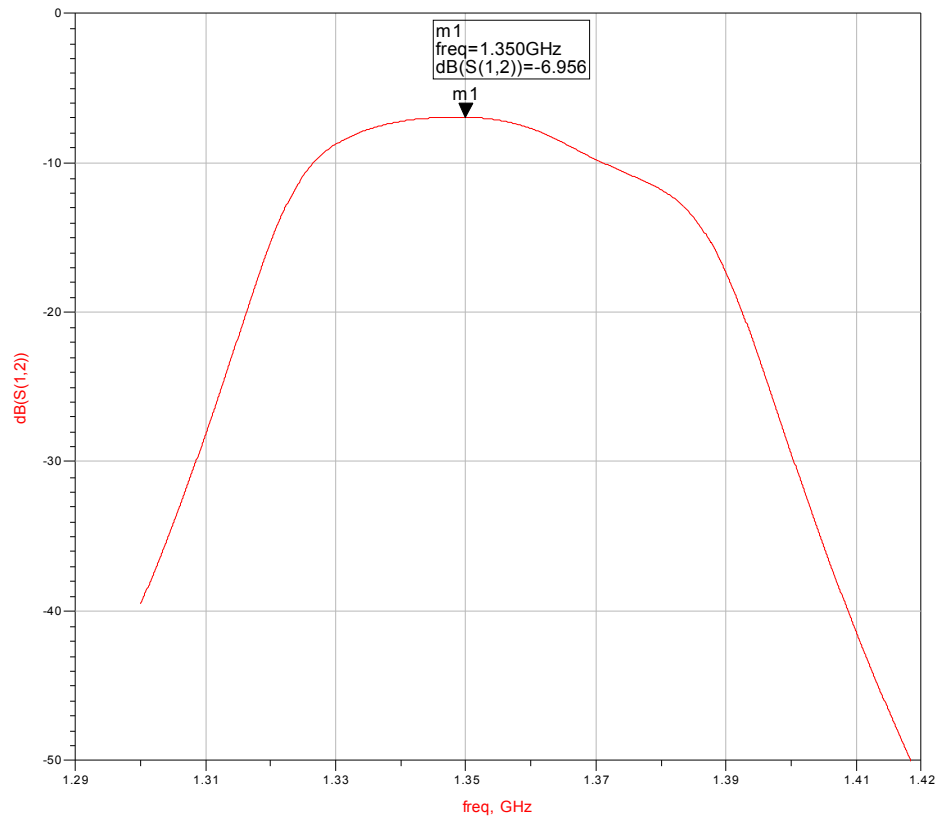


Fig. C.7 Passbåndkarakteristikk Prototyp II ved $v_r=10V$

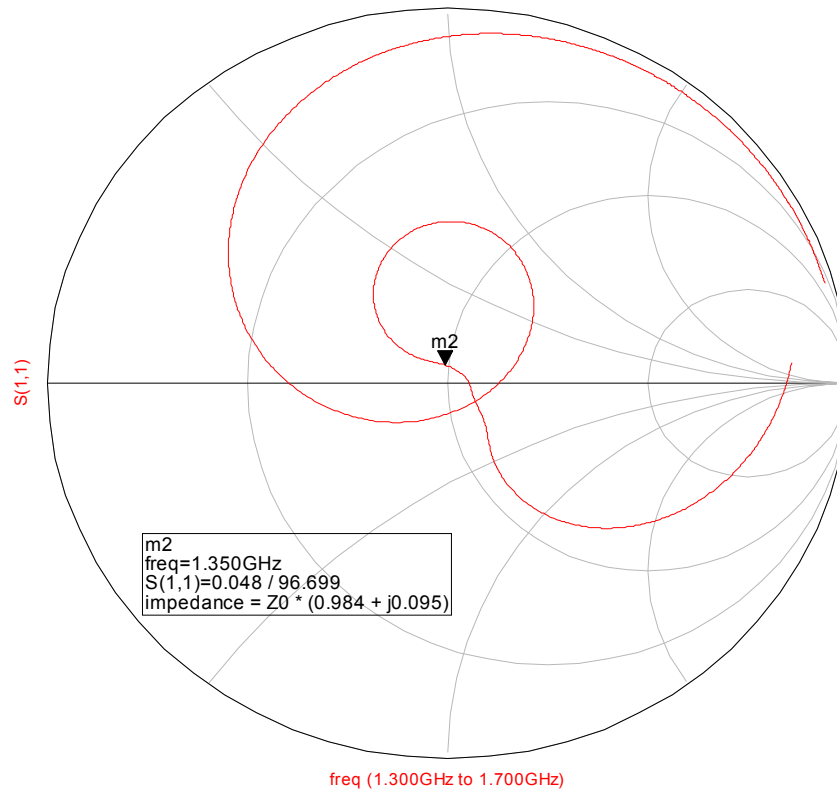


Fig. C.8 Impedanstillpasning Prototyp II ved $v_r=10V$

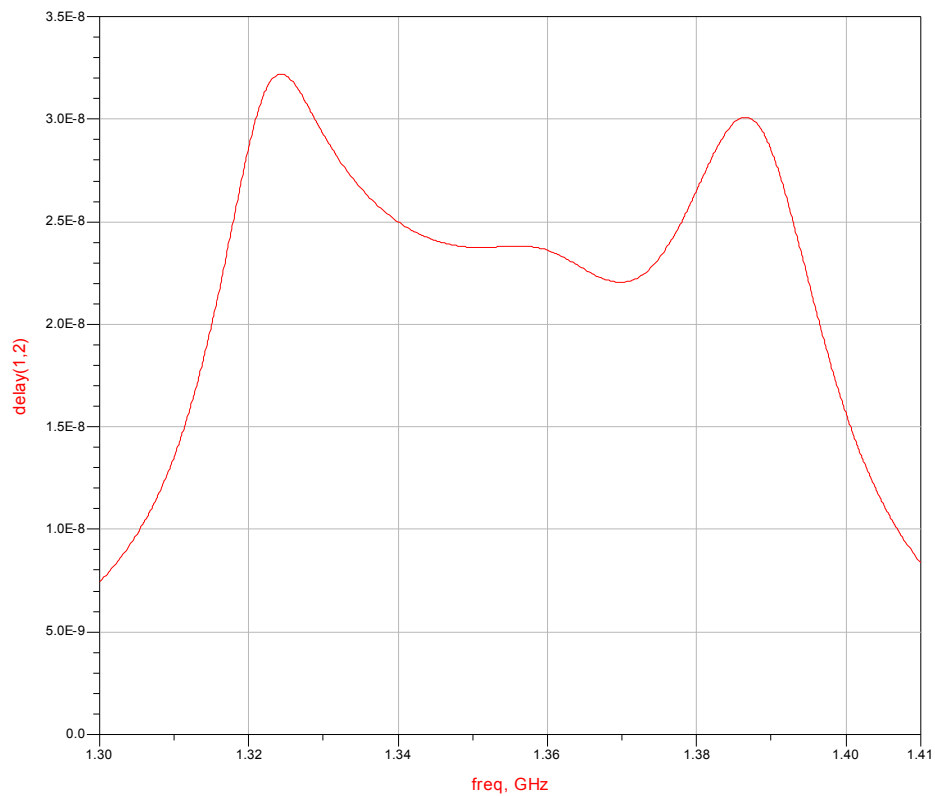


Fig. C.9 Gruppetidsforsinkelse Prototyp II ved $v_r=10V$

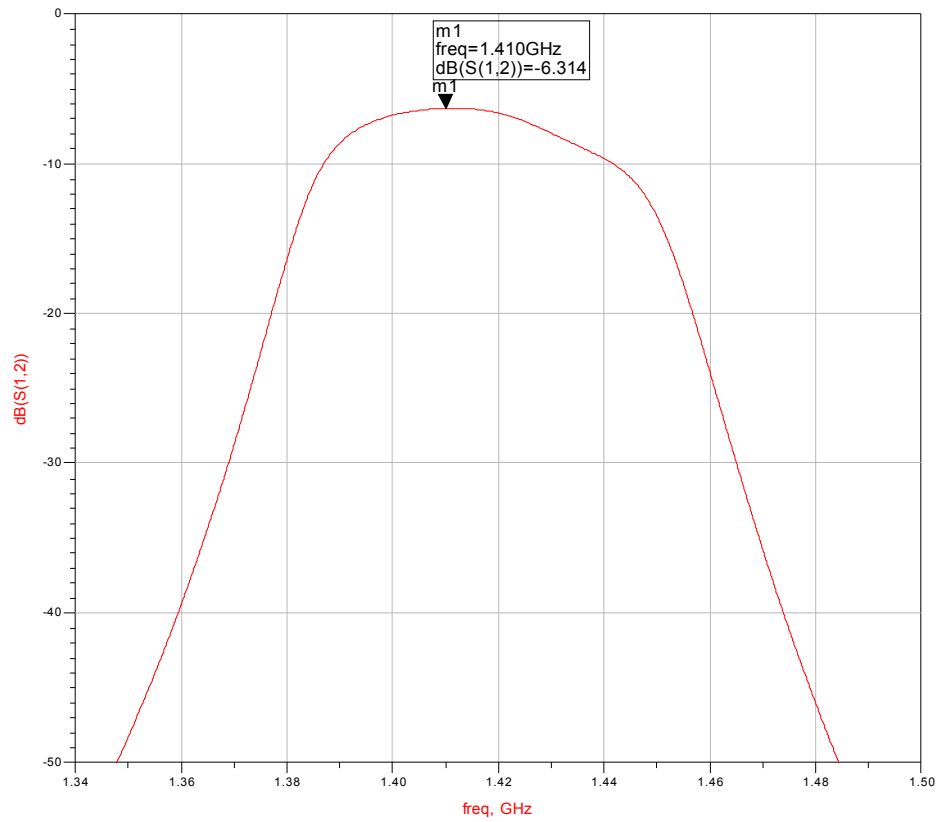


Fig. C.10 Passbåndkarakteristikk Prototyp II ved $v_r=17V$

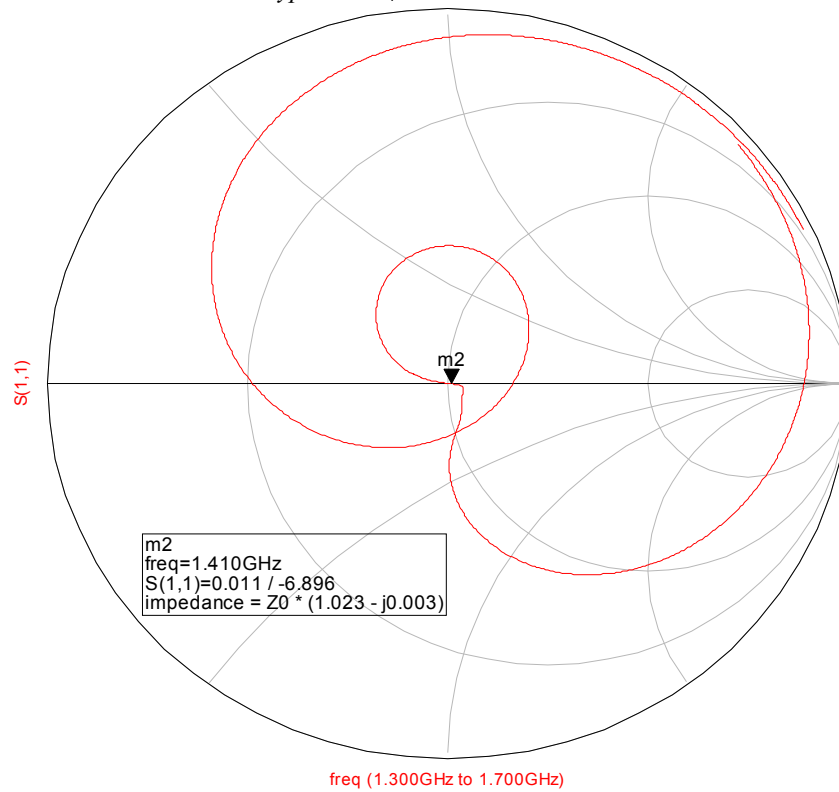


Fig. C.11 Impedanstilpasning Prototyp II ved $v_r=17V$

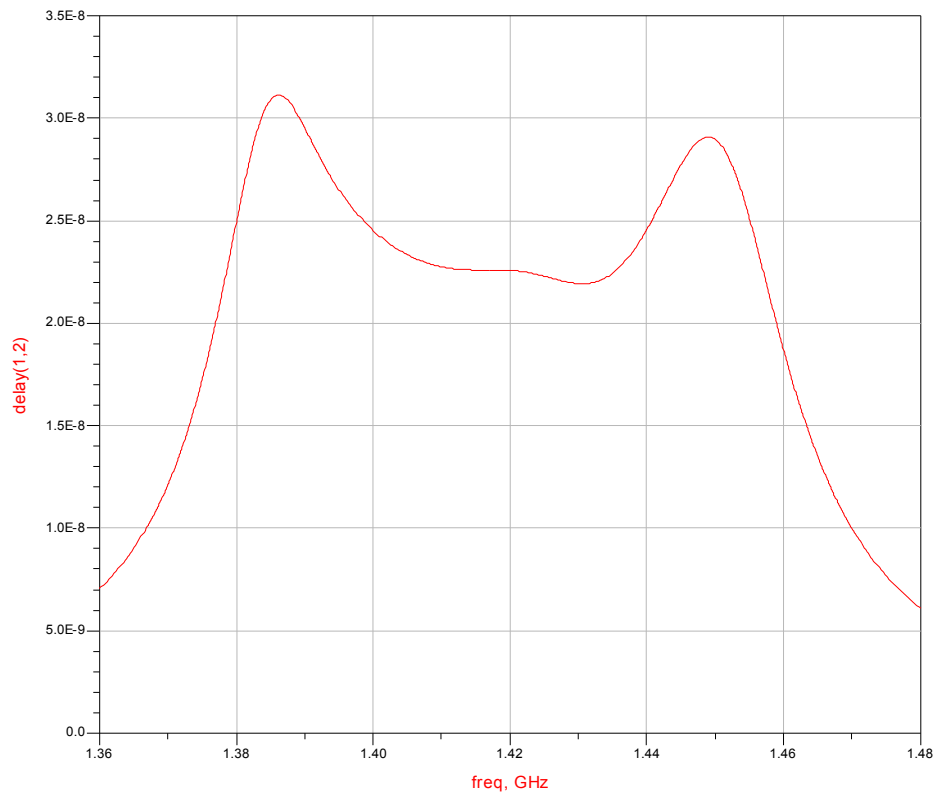


Fig. C.12 Gruppetidsforsinkelse Prototyp II ved $v_r=10V$

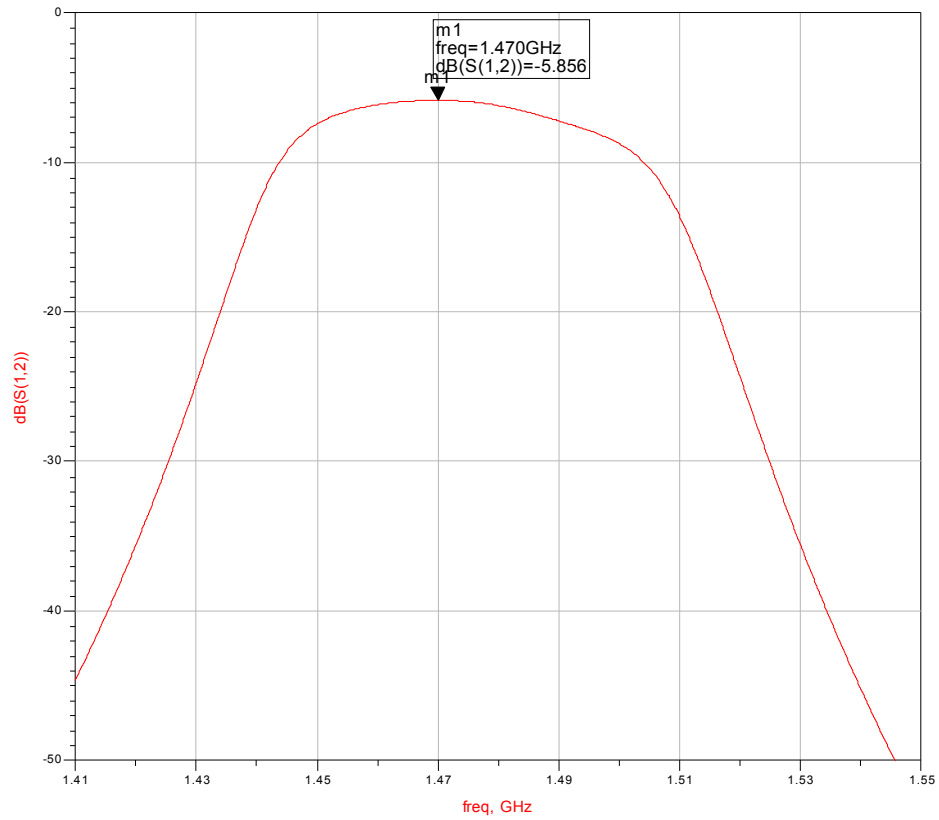


Fig. C.13 Passbåndkarakteristikk Prototyp II ved $v_r=29V$

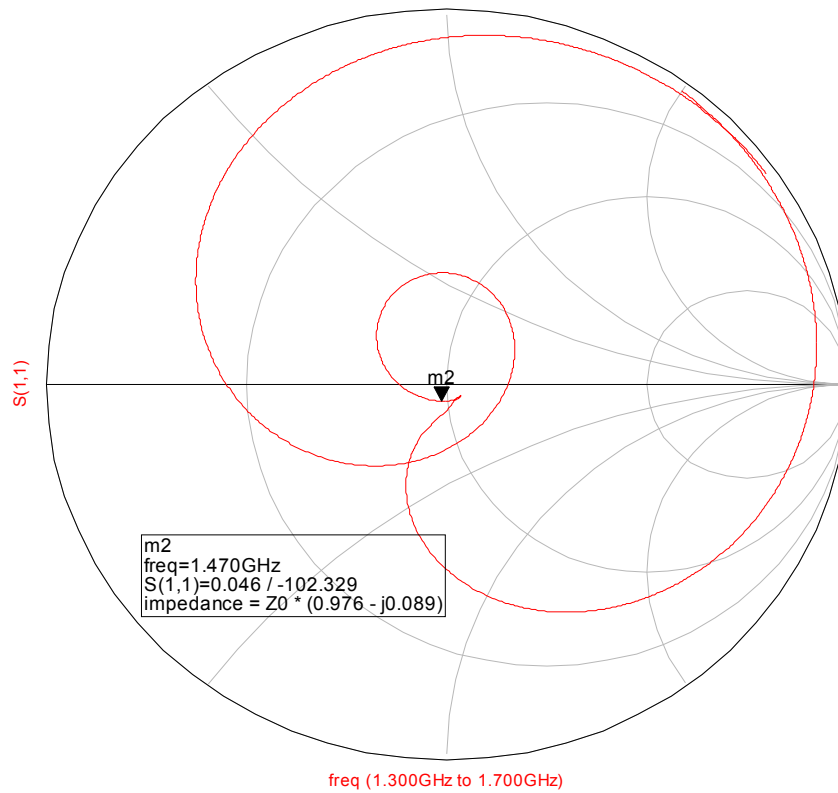


Fig. C.14 Impedanstillpasning Prototyp II ved $v_r=29V$

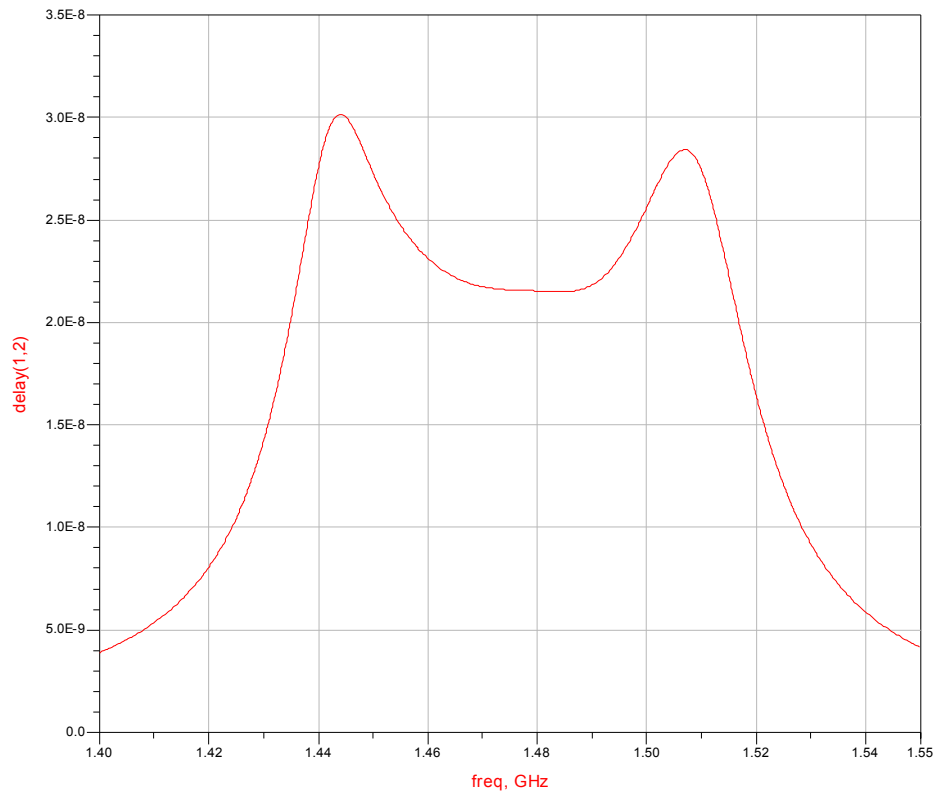


Fig. C.15 Gruppetidsforsinkelse Prototyp II ved $v_r=29V$

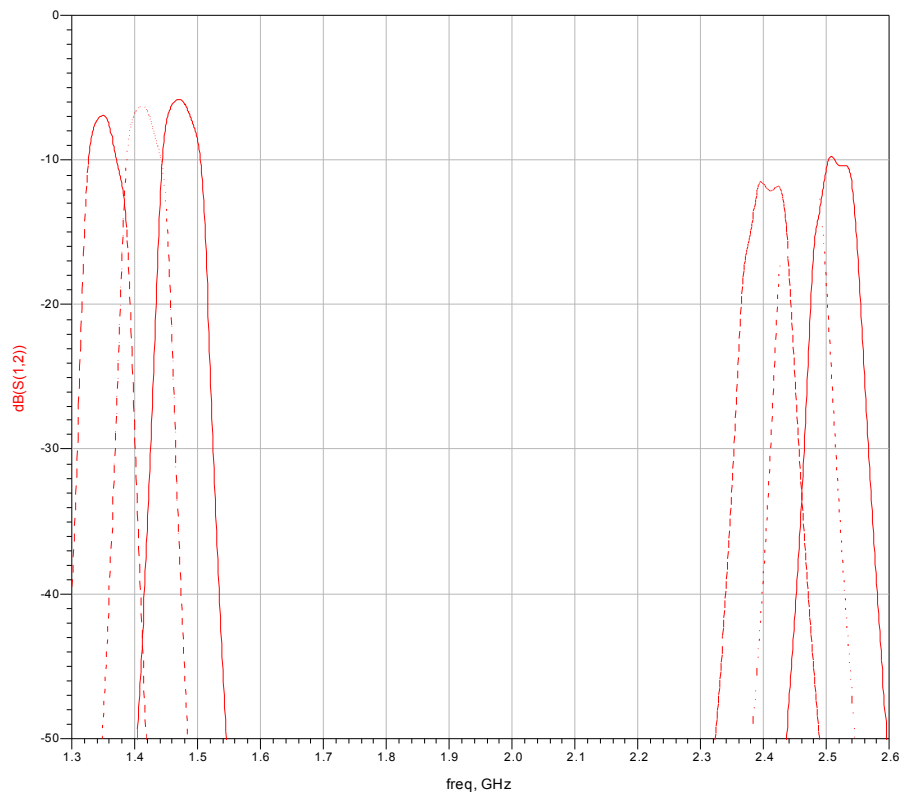


Fig. C.16 Respos for Prototyp II med øvre passbånd

D. Utlegg/Layouts

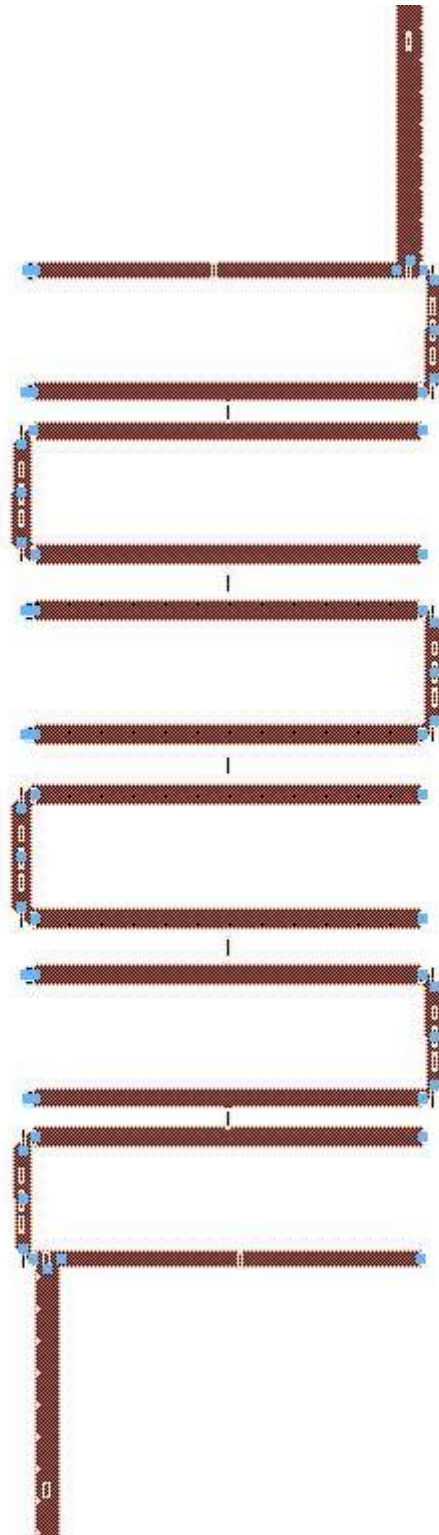


Fig. D.1 Utlegg av 6. ordens filter

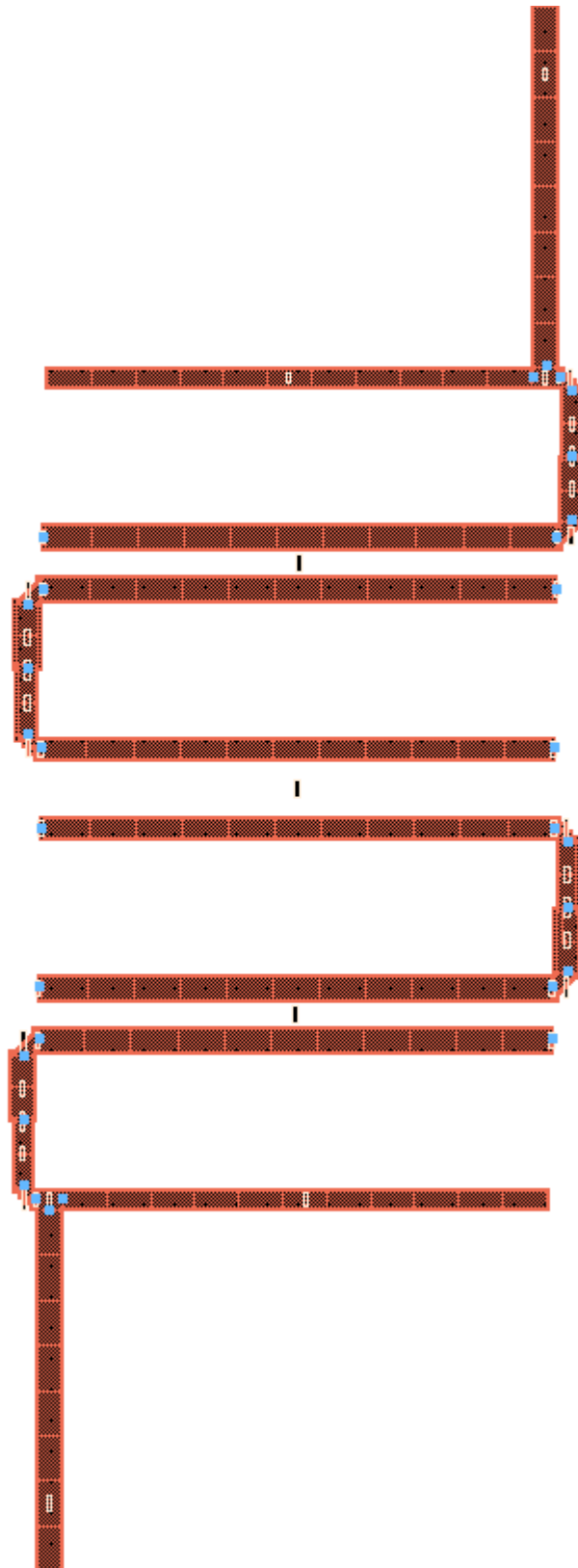


Fig. D.2 Utlegg av Prototyp I

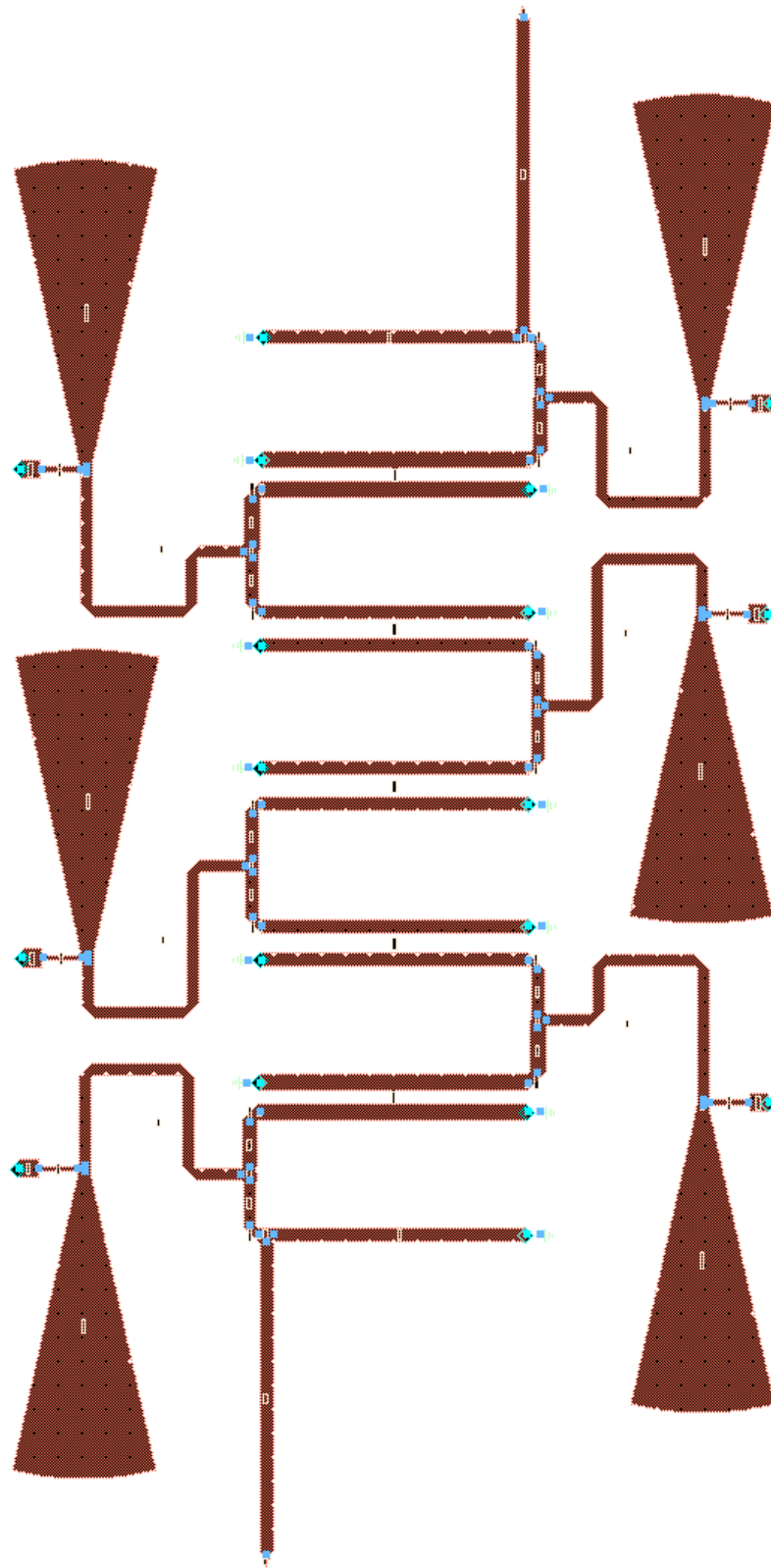


Fig. D.3 Utlegg av endelig konstruksjon, Prototyp II med matenettverk for DC, men uten varactordioder

E. Måleresultater

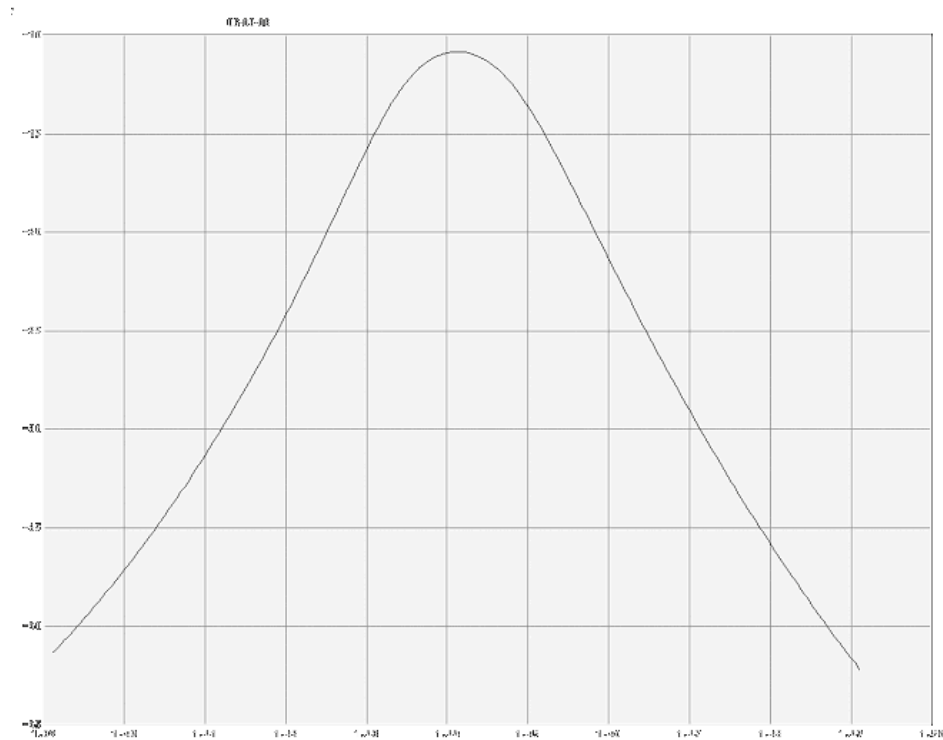


Fig. E.1 Målt filterrespons (S1.2) for Prototyp I

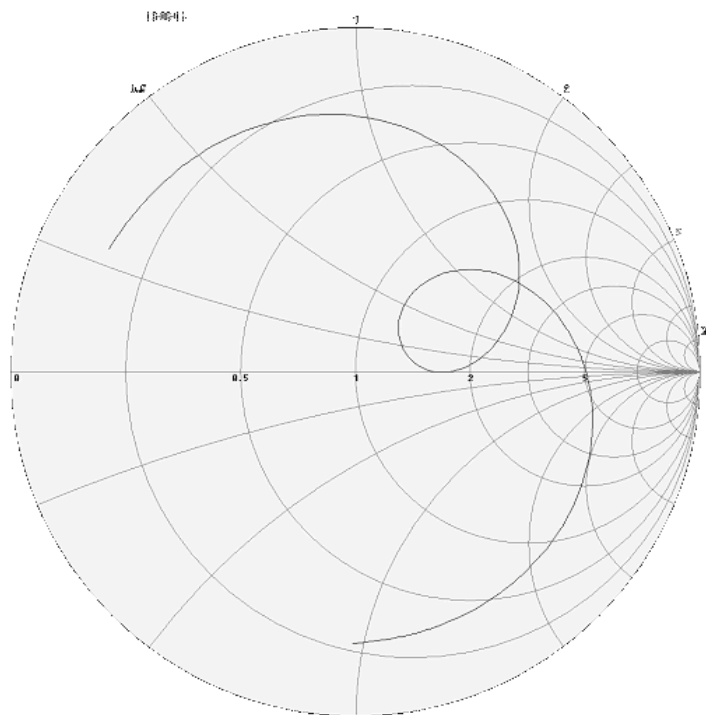


Fig. E.2 Målt impedanstilpasning (S1.1) for Prototyp I

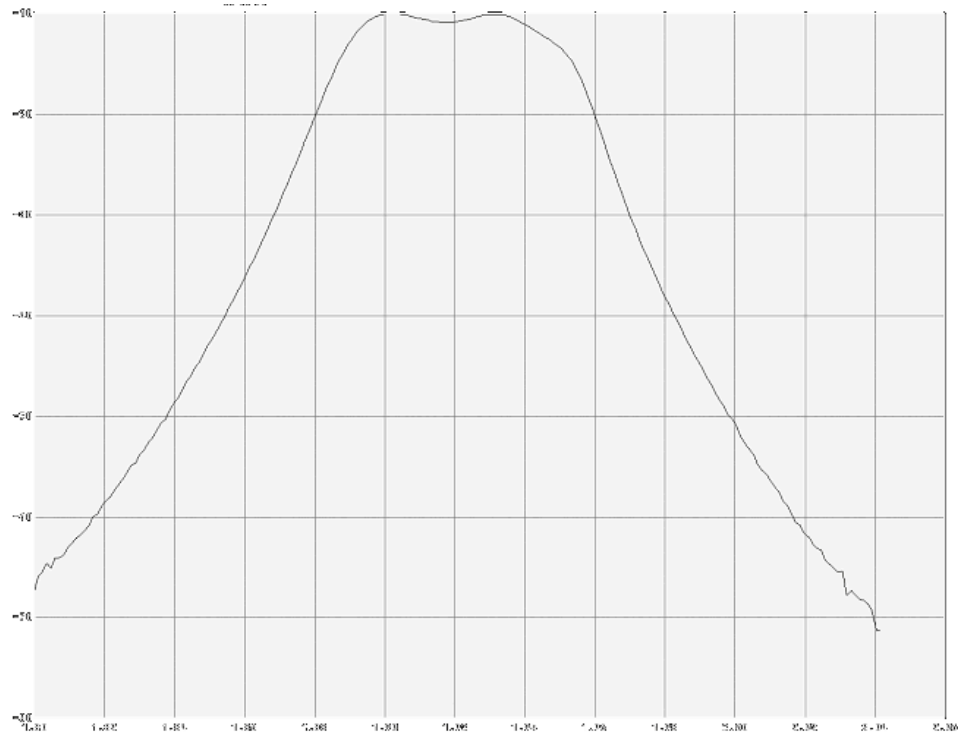


Fig. E.3 Målt filterkarakteristikk (S1.2) for Prototyp II uten varactordioder

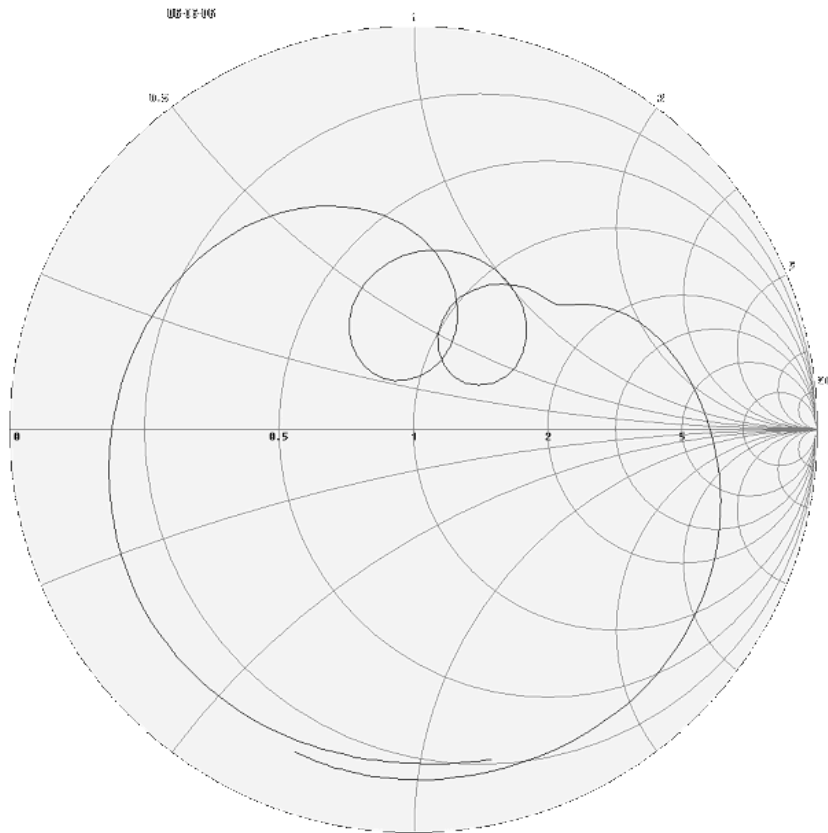


Fig. E.4 Målt impedanstilpasning (S1.1) for Prototyp II uten varactordioder

F. Datablad Rogers RO4003 (Substrat)



Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorporation.com

Data Sheet

RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

Features:

- Non-PTFE
- Excellent high frequency performance due to low dielectric tolerance and loss
- Stable electrical properties versus frequency
- Low thermal coefficient of dielectric constant
- Low Z-Axis expansion
- Low in-plane expansion coefficient
- Excellent dimensional stability
- Volume manufacturing process

Some Typical Applications:

- LNB's for Direct Broadcast Satellites
- Microstrip and Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- Spread Spectrum Communications Systems
- RF Identifications Tags

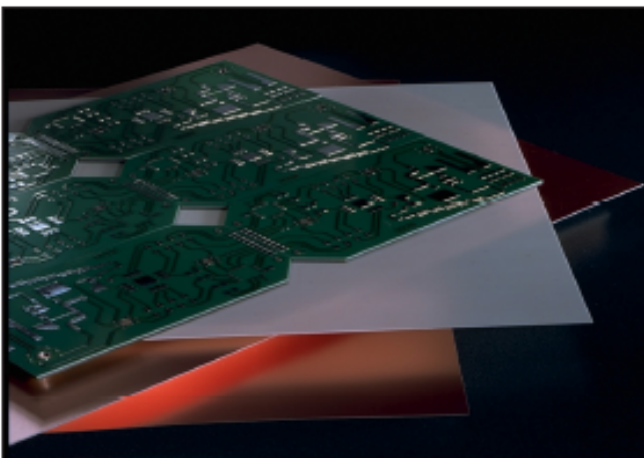
RO4000® Series High Frequency Circuit Materials are glass reinforced hydrocarbon/ceramic laminates (Non-PTFE) designed for performance sensitive, high volume commercial applications.

RO4000 laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits. Stable electrical properties over environmental conditions allow for repeatable design of filters, matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), making it ideal for temperature sensitive applications. RO4000 materials exhibit a stable dielectric constant over a broad frequency range (Chart 2). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multilayer board constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series



laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4000 laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Responding to the need for higher Relative Thermal Index (RTI) values than 105°C, we have developed the RO4350B™ laminate, which exhibits RTI values as high as 150°C. Specifically designed as a drop-in replacement for RO4350™ material, RO4350B laminate is the standard flame retardent product in the RO4000 product line. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C™ and /11 for RO4350B.

Chart 1: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Temperature

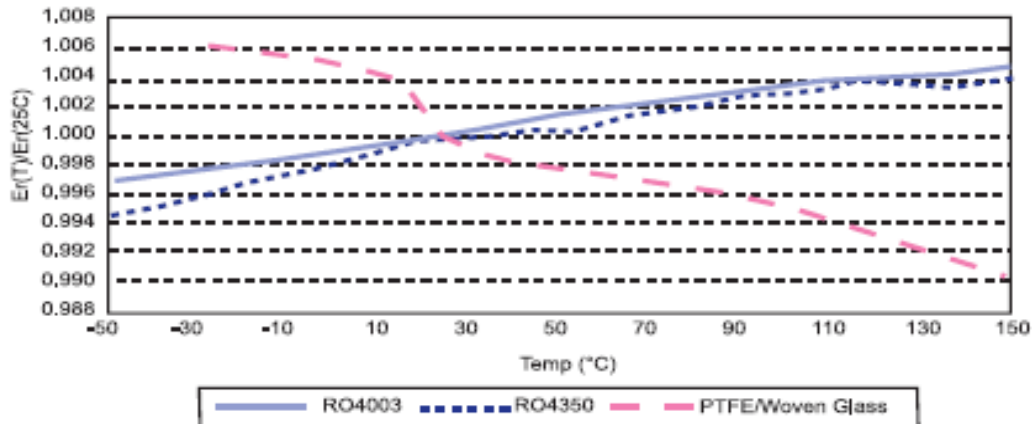


Chart 2: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Frequency

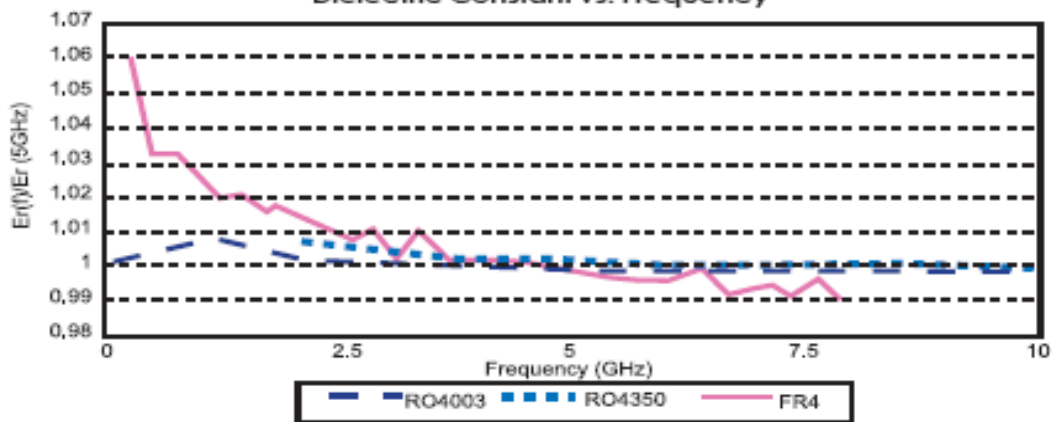
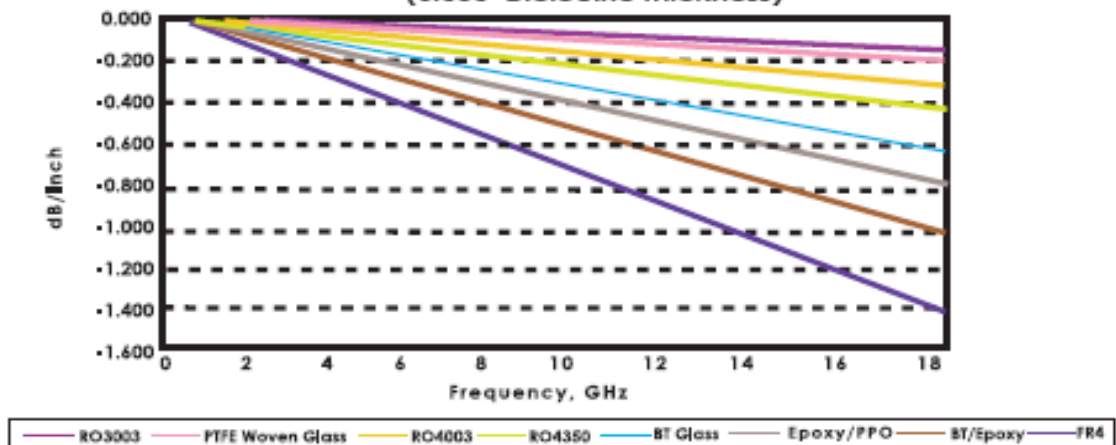


Chart 3: Microstrip Insertion Loss (0.030" Dielectric Thickness)



TYPICAL VALUES

RO4003C™, RO4350B™ High Frequency Laminates

PROPERTY	TYPICAL VALUE		DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
	RO4003C	RO4350B ⁽¹⁾				
Dielectric Constant, ϵ_r	3.38±0.05	3.48±0.05 ⁽²⁾	Z	–	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	–	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-100°C to 250°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁰	1.2 X 10 ¹⁰		M Ω *cm	CONDA	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹		M Ω	CONDA	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	26,889 (3900)	11,473 (1664)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	141 (20.4)	175 (25.4)	Y	MPa (kpsi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)	-	MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	14 16 50	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.1.41
Tg	>280	>280	-	°C	A	TMA IPC-TM-650 2.4.24C
Td	425	390	-	°C		TGA ASTM D 3850
Thermal Conductivity	0.64	0.62	-	W/m/°K	100°C	ASTM F433
Moisture Absorption	0.04	0.04	-	%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86	-	gm/cm ³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	94V-0				UL
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

STANDARD THICKNESS:

RO4003C:

0.008" (0.203mm), 0.012 (0.305mm),
0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm),
0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm)

RO4350B:

0.004" (0.101mm), 0.0066" (0.168mm),
0.010" (0.254mm), 0.0133 (0.338mm),
0.0166 (0.422mm), 0.020" (0.508mm),
0.030" (0.762mm), 0.060" (1.524mm)

STANDARD PANEL SIZE:

12" X 18" (305 X 457 mm)
24" X 18" (610 X 457 mm)
24" X 36" (610 X 915 mm)
48" X 36" (1.224 m X 915 mm)

STANDARD COPPER CLADDING:

½ oz. (17µm), 1 oz. (35µm) and
2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil.

(1) Dielectric constant and loss tangent are reported based on IPC-TM-2.5.5.5 @ GHz (stripline resonator). Departure from this test method or frequency may yield different values. It has been reported that in some microstrip applications, a Delta (Δ) of 0.2 in dielectric constant has been observed for both RO4003 and RO4350B based on actual circuit measurement and circuit modeling comparisons. It is up to the user to determine which value best fits the application and modeling software used during the design process while Rogers ensures the repeatability of the product received.

(2) Dielectric constant typical value does not apply to 0.004 (0.101mm) laminates. Dielectric constant specification value for 0.004 RO4350B material is 3.36 ± 0.05.

CONTACT INFORMATION:

USA:	Rogers Advanced Circuit Materials - ISO 9000:2000 certified	Tel: 480-961-1382	Fax: 480-961-4533
Belgium:	Rogers NV - Gent - ISO 9000:2000 certified	Tel: +32-9-2353611	Fax: +32-9-2353658
Japan:	Rogers Japan Inc.	Tel: 81-3-5200-2700	Fax: 81-3-5200-0571
Taiwan:	Rogers Taiwan Inc.	Tel: 886-2-86609056	Fax: 886-2-86609057
Korea:	Rogers Korea Inc.	Tel: 82-31-716-6112	Fax: 82-31-716-6208
Singapore:	Rogers Technologies Singapore Inc.	Tel: 65-747-3521	Fax: 65-747-7425
China:	Rogers (Shanghai) International Trading Co., Ltd	Tel: 86-21-63916088	Fax: 86-21-63915060

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

RO4000, RO4003, RO4350, RO4350B and RO4003C are licensed trademarks of Rogers Corporation.
 © 1995, 1996, 1997, 1999, 2002, 2005 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved.
 Revised 12/16/05, 0720-0305-0.5CC, Publication #92-112

G. Datablad Skyworks SMV1405-SMV1413 (Varactordioder)



DATA SHEET

SMV1405–SMV1413: Hyperabrupt Junction Tuning Varactors

Features

- High Q
- Low series resistance for low phase noise
- Multiple packages: SOT-23, SC-70 and SC-79
- Available lead (Pb)-free and RoHS-compliant MSL-1 @ 250 °C per JEDEC J-STD-020
- Designed for high-volume commercial applications
- SPICE models are available

Description

The SMV1405–SMV1413 series of silicon abrupt junction varactor diodes is designed for use in VCOs requiring tight capacitance tolerances. The low resistance of these varactors makes them appropriate for high Q resonators in wireless system VCOs to frequencies beyond 2.5 GHz. The devices are characterized for capacitance over temperature. SPICE models are provided.

NEW Skyworks offers lead (Pb)-free, RoHS (Restriction of Hazardous Substances)-compliant packaging.







Absolute Maximum Ratings


Characteristic	Value
Reverse voltage (V_R)	30 V
Forward current (I_F)	20 mA
Power dissipation (P_{D1})	250 mW
Storage temperature (T_{ST})	-55 °C to +150 °C
Operating temperature (T_{OP})	-55 °C to +125 °C
ESD human body model	Class 0

Performance is guaranteed only under the conditions listed in the specifications table and is not guaranteed under the full range(s) described by the Absolute Maximum specifications. Exceeding any of the absolute maximum/minimum specifications may result in permanent damage to the device and will void the warranty.

CAUTION: Although this device is designed to be as robust as possible, ESD (Electrostatic Discharge) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD precautions must be employed at all times.

DATA SHEET • SMV1405-SMV1413

			
Single	Single	Common Cathode	Common Cathode
SC-79	SOT-23	SOT-23	SC-70
SMV1405-079 Marking: Cathode			SMV1405-074 Marking: BE3
SMV1405-079LF Marking: Cathode			SMV1405-074LF Marking: GE3
	SMV1408-001 Marking: W1		
	SMV1408-001LF Marking: DV1		
SMV1413-079 Marking: Cathode	SMV1413-001 Marking: AR1	SMV1413-004 Marking: AR3	
SMV1413-079LF Marking: Cathode	SMV1413-001LF Marking: ER1	SMV1413-004LF Marking: ER3	
$L_S = 0.7 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$

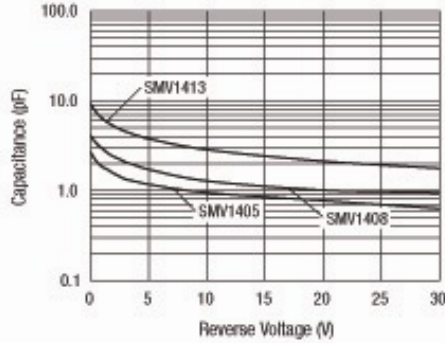
 LF denotes lead (Pb)-free, RoHS-compliant packaging option as an alternative to our standard tin/lead (Sn/Pb) packaging.

Electrical Specifications at 25 °C

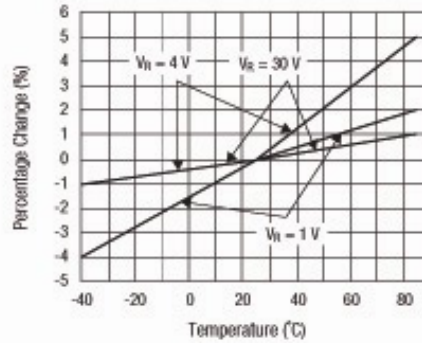
Part Number	C_T @ 0.5 V (pF)	C_T @ 1 V (pF)	C_T @ 4 V (pF)		$\frac{C_T @ 0 \text{ V}}{C_T @ 30 \text{ V}}$ (Ratio)	R_S @ 4 V 500 MHz (Ω)	Q @ 4 V 50 MHz
	Typ.	Typ.	Min.	Max.	Min.	Max.	Typ.
SMV1405	2.1	1.8	1.21	1.45	4.1	0.8	3200
SMV1408	3.4	2.9	1.75	2.11	4.1	0.6	2900
SMV1413	7.4	6.4	3.64	4.42	4.2	0.35	2400

Reverse Voltage V_R ($I_R = 10 \mu\text{A}$): 30 V minimum.
Reverse Current I_R ($V_R = 24 \text{ V}$): 20 nA maximum.

Typical Performance Data

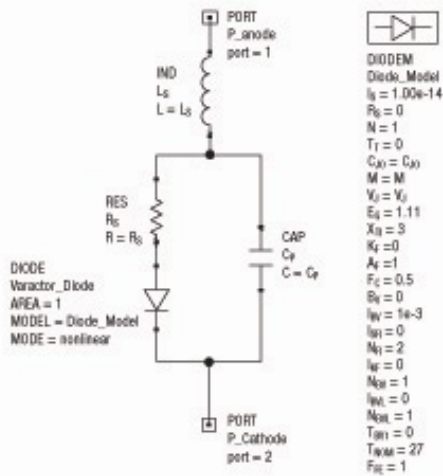


Capacitance vs. Reverse Voltage



Relative Capacitance Change vs. Temperature

SPICE Model



Typical Capacitance Values

V _R (V)	SMV1405 C _T (pF)	SMV1408 C _T (pF)	SMV1413 C _T (pF)
0	2.67	4.08	9.24
0.5	2.12	3.36	7.39
1	1.84	2.94	6.37
1.5	1.7	2.6	5.71
2	1.55	2.38	5.22
2.5	1.44	2.24	4.85
3	1.34	2.08	4.55
4	1.25	1.88	4.1
5	1.17	1.72	3.77
10	0.95	1.28	2.85
20	0.77	1.01	2.12
30	0.63	0.95	1.77

Recommended Solder Reflow Profiles

Refer to the "Recommended Solder Reflow Profile" Application Note.

Tape and Reel Information

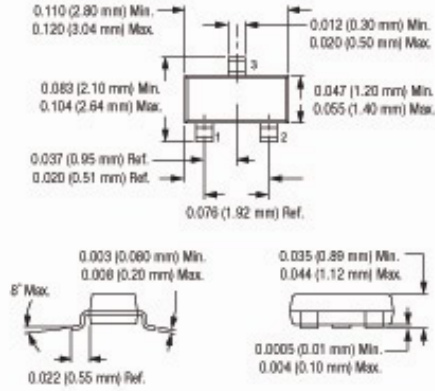
Refer to the "Discrete Devices and IC Switch/Attenuators Tape and Reel Package Orientation" Application Note.

Part Number	C _{J0} (pF)	V _J (V)	M	C _P (pF)	R _S (Ω)
SMV1405	2.92	0.68	0.41	0.05	0.8
SMV1408	3.7	0.8	0.48	0.13	0.6
SMV1413	9.2	0.79	0.45	0.13	0.35

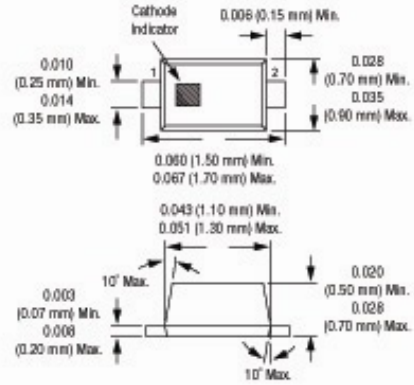
Values extracted from measured performance.
 For package inductance (L_s) refer to package type.
 For more details refer to the "Varactor SPICE Models for RF VCO Applications" Application Note.

DATA SHEET • SMV1405-SMV1413

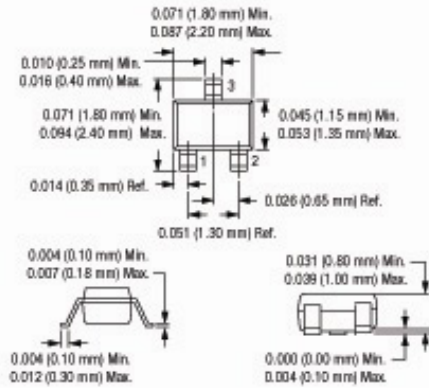
SOT-23



SC-79



SC-70



DATA SHEET • SMV1405-SMV1413

Copyright © 2002, 2003, 2004, 2005, Skyworks Solutions, Inc. All Rights Reserved.

Information in this document is provided in connection with Skyworks Solutions, Inc. ("Skyworks") products or services. These materials, including the information contained herein, are provided by Skyworks as a service to its customers and may be used for informational purposes only by the customer. Skyworks assumes no responsibility for errors or omissions in these materials or the information contained herein. Skyworks may change its documentation, products, services, specifications or product descriptions at any time, without notice. Skyworks makes no commitment to update the materials or information and shall have no responsibility whatsoever for conflicts, incompatibilities, or other difficulties arising from any future changes.

No license, whether express, implied, by estoppel or otherwise, is granted to any intellectual property rights by this document. Skyworks assumes no liability for any materials, products or information provided hereunder, including the sale, distribution, reproduction or use of Skyworks products, information or materials, except as may be provided in Skyworks Terms and Conditions of Sale.

THE MATERIALS, PRODUCTS AND INFORMATION ARE PROVIDED "AS IS" WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND, WHETHER EXPRESS, IMPLIED, STATUTORY, OR OTHERWISE, INCLUDING FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR USE, MERCHANTABILITY, PERFORMANCE, QUALITY OR NON-INFRINGEMENT OF ANY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT. ALL SUCH WARRANTIES ARE HEREBY EXPRESSLY DISCLAIMED. SKYWORKS DOES NOT WARRANT THE ACCURACY OR COMPLETENESS OF THE INFORMATION, TEXT, GRAPHICS OR OTHER ITEMS CONTAINED WITHIN THESE MATERIALS. SKYWORKS SHALL NOT BE LIABLE FOR ANY DAMAGES, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ANY SPECIAL, INDIRECT, INCIDENTAL, STATUTORY, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, INCLUDING WITHOUT LIMITATION, LOST REVENUES OR LOST PROFITS THAT MAY RESULT FROM THE USE OF THE MATERIALS OR INFORMATION, WHETHER OR NOT THE RECIPIENT OF MATERIALS HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.

Skyworks products are not intended for use in medical, lifesaving or life-sustaining applications, or other equipment in which the failure of the Skyworks products could lead to personal injury, death, physical or environmental damage. Skyworks customers using or selling Skyworks products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Skyworks for any damages resulting from such improper use or sale.

Customers are responsible for their products and applications using Skyworks products, which may deviate from published specifications as a result of design defects, errors, or operation of products outside of published parameters or design specifications. Customers should include design and operating safeguards to minimize these and other risks. Skyworks assumes no liability for applications assistance, customer product design, or damage to any equipment resulting from the use of Skyworks products outside of stated published specifications or parameters.

Skyworks, the Skyworks symbol, and "Breakthrough Simplicity" are trademarks or registered trademarks of Skyworks Solutions, Inc., in the United States and other countries. Third-party brands and names are for identification purposes only, and are the property of their respective owners. Additional information, including relevant terms and conditions, posted at www.skyworksinc.com, are incorporated by reference.