

Opinnäytetyö (AMK)

Elektroniikan koulutusohjelma

Elektroniikkasuunnittelu

2016

Alex Anttila

KAISTANPÄÄSTÖSUODATTIMEN SUUNNITTELU JA TOTEUTUS MIKROLIUSKOILLA


TURKU AMK
TURKU UNIVERSITY OF
APPLIED SCIENCES

OPINNÄYTETYÖ (AMK) | TIIVISTELMÄ

TURUN AMMATTIKORKEAKOULU

Elektroniikan koulutusohjelma | Elektroniikkasuunnittelu

2016 |30

Ohjaajat: Lehtori Henry Gylén, Yliopettaja Reijo Ekman

Alex Anttila

KAISTANPÄÄSTÖSUODATTIMEN SUUNNITTELU JA TOTEUTUS MIKROLIUSKOILLA

Tämän opinnäytetyön tavoitteena oli suunnitella ja toteuttaa kaistanpäästösuodatin käyttäen mikroliuskarakennetta sekä FR4-piirilevymateriaalia. Työhön sisältyi AWR-suunnitteluohjelman käyttöä suodattimen suunnittelussa ja toteutuksessa. Työ tehtiin Turun ammattikorkeakoulun radiolaboratoriossa Tekesin CORE++ -projektia varten.

Suodattimen suunnittelussa pohdittiin sopivaa rakennetta, käytettiin perinteistä synteesimenetelmää ja näistä saatujen tulosten pohjalta suunniteltiin, simuloitiin, optimoitiin ja toteutettiin kokeellinen suodatin. Kokeellinen suodatin tuotettiin piirilevylle, koteloitiin ja sen läpäisy- ja heijastuskertoimet mitattiin taajuusalueella 50 MHz — 8,5 GHz.

Lopputuloksena saatiin aikaiseksi kompakti suodatin, joka toimii tyydyttävästi annetulla taajuusalueella.

ASIASANAT:

mikroliuska, kaistanpäästösuodatin, siirtolinja, radiotaajuus, FR4

BACHELOR'S THESIS | ABSTRACT

TURKU UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

Electronics | Electronics design

2016 | 30

Instructors: Senior lecturer Henry Gylén, Principal lecturer Reijo Ekman

Alex Anttila

DESIGN AND CREATION OF A BAND-PASS FILTER USING MICROSTRIPS

The objective of this thesis was to design and create a compact band-pass filter for the Turku radio laboratory using FR4 circuit board material and microstrip structure. To assist the design and fabrication process, the thesis includes the use of AWR design software. The thesis was done in the Radio Laboratory of the Turku University of Applied Sciences in an R&D project for Tekes, the Finnish funding agency for technology and innovation.

In the design process a suitable microstrip structure for the filter was considered. A traditional method for creating microstrip filters was used. Based on the results of the synthesized filter, an experimental filter was designed, simulated and optimized. The experimental filter was manufactured on a printed circuit board, encased and its S-parameters were measured in the frequency range of 50 MHz — 8.5 GHz.

As a result, a compact filter that worked in the required manner in the specified frequency spectrum, was obtained.

KEYWORDS:

microstrip, band-pass filter, transmission line, radio frequency, FR4

SISÄLTÖ

| | |
|---|-----------|
| KÄYTETYT LYHENTEET JA SYMBOLIT | VI |
| 1 JOHDANTO | 1 |
| 2 HALUTUN RF-SUODATTIMEN VAATIMUSMÄÄRITTELYT | 2 |
| 3 MIKROLIUSKA | 4 |
| 3.1 Rakenne | 4 |
| 3.2 Käyttäytyminen | 5 |
| 3.3 Kytkeyt johdot | 6 |
| 4 SUUNNITTELU | 7 |
| 4.1 Prototyypisuodatin | 7 |
| 4.2 Prototyypisuodattimen siirto mikroliuskamuotoon | 9 |
| 4.3 Simulaatio AWR-ohjelmalla | 12 |
| 4.4 Välijohtopäätökset | 14 |
| 4.5 Uusi suunnitelma | 15 |
| 5 TOTEUTUS JA MITTAUS | 18 |
| 5.1 Alustava mittaus | 18 |
| 5.2 Mittauksen pohjalta piiriin tehdyt muutokset | 19 |
| 5.3 Uusintamittaus | 20 |
| 6 TULOKSET JA POHDINTA | 27 |
| 6.1 Olennaisimmat mittaustulokset | 27 |
| 6.2 Pohdinta | 28 |
| 7 YHTEENVETO | 29 |
| LÄHTEET | 30 |

LIITTEET

Liite 1. Käytetty piirilevymateriaali

KUVAT

| | |
|--|----|
| Kuva 1. Esivalitsin radiovastaanottimessa. | 2 |
| Kuva 2. Mikroliuskajohdon yleinen rakenne. | 4 |
| Kuva 3. Mikroliuskajohdon tehollinen permittiivisyys ϵ_{reff} taajuuden funktiona. [3] | 5 |
| Kuva 4. Kytettyjen mikroliuskajohtojen E- ja H-kentät. [2] | 6 |
| Kuva 5. Suodattimen asteluvun määrittäminen halutun vaimennuksen avulla. [4] | 8 |
| Kuva 6. Kytettyjen mikroliuskajohtojen synteesikäyrät. [5] | 11 |
| Kuva 7. Syntetisoitu piiri siirrettynä AWR-ohjelmaan. | 12 |
| Kuva 8. Syntetisoidun suodattimen simuloidut läpäisy- ja heijastusarvot. | 13 |
| Kuva 9. Optimoitujen leveyksien tuottama simuloitu vaste. | 14 |
| Kuva 10. Uuden piirin malli. 50 Ω :n portit osoitettu P1- ja P2-merkinnöillä. | 15 |
| Kuva 11. Uuden piirin simuloitu läpäisy- ja heijastusvaste. | 16 |
| Kuva 12. Muunneltu versio uudesta piiristä. | 17 |
| Kuva 13. Muunnellun piirin optimoitu vaste. | 17 |
| Kuva 14. Valmistettu suodatin koteloimattomana (vas. kuva) ja koteloituna, kansi auki (oik. kuva). | 18 |
| Kuva 15. Alustavasti mitatun suodattimen läpäisy S_{21} ja heijastus S_{11} . 50 MHz — 3 GHz. | 19 |
| Kuva 16. Simuloitu vaste uusilla ϵ_r :n ja $\tan\delta$:n arvoilla. | 20 |
| Kuva 17. Mitattu läpäisy S_{21} ja heijastus S_{11} . 50 MHz — 3 GHz. | 21 |
| Kuva 18. Tarkennus päästökaistaan. 2 GHz — 2,5 GHz. | 22 |
| Kuva 19. Tarkennus muiden järjestelmien taajuuksiin. 800 MHz — 3 GHz. | 23 |
| Kuva 20. Suodattimen muut resonanssipisteet. 50 MHz — 8,5 GHz. | 24 |
| Kuva 21. Suodattimen paluuhäviöt S_{22} ja S_{11} . 50 MHz — 8,5 GHz. | 25 |
| Kuva 22. Suodattimen läpäisy molempiin suuntiin S_{21} ja S_{12} . 50 MHz — 8,5 GHz. | 26 |

TAULUKOT

| | |
|--|----|
| Taulukko 1. Kaistanpäästöalueen vaatimusmäärittelyt. | 2 |
| Taulukko 2. Kaistanestoalueen vaatimusmäärittelyt. | 3 |
| Taulukko 3. Prototyypisuodattimen g-arvot. | 9 |
| Taulukko 4. J-kääntäjien admittanssit ja parilliset sekä parittomat impedanssit. | 10 |
| Taulukko 5. Yksittäisten liuskojen impedanssit sekä leveyksien suhde substraatin korkeuteen. | 11 |
| Taulukko 6. Kytkeytyneiden linjojen leveyksien ja rakojen suhde substraatin korkeuteen. | 12 |
| Taulukko 7. Optimoidut leveydet. | 14 |
| Taulukko 8. Kaistanpäästöalueen mittaustulokset. | 27 |
| Taulukko 9. Kaistanestoalueen mittaustulokset. | 27 |

KÄYTETYT LYHENTEET JA SYMBOLIT

| | |
|--|--|
| A | vaimennus (Attenuation) |
| c | valon nopeus tyhjiössä ($2,998 \cdot 10^8$ m/s) |
| dB | desibeli |
| E | sähkökenttä |
| f, f_0, f_2, f_1 | taajuus, keskitaajuus, päästökaistan ylä- ja alarajataajuudet |
| H | magneettikenttä |
| Hz | hertsi, taajuuden yksikkö |
| h | substraatin korkeus |
| $J_{n,n+1}$ | admittanssi-invertteriparametrit |
| N | suodattimen asteluku |
| rad | radiaani |
| $S_{11,12,21,22}$ | sirontaparametrit |
| t | mikroliuskan paksuus |
| v | aallon nopeus |
| w | mikroliuskan leveys |
| Y | admittanssi |
| Z, Z_0, Z_{0e}, Z_{0o} | impedanssi, ominaisimpedanssi, parillisen ja parittoman muodon impedanssit |
| δ | suhteellinen kaistanleveys |
| θ | sähköinen pituus |
| $\epsilon_0, \epsilon_r, \epsilon_{ref}$ | tyhjiön permittiivisyys ($8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m), suhteellinen permittiivisyys, tehollinen suhteellinen permittiivisyys |
| μ_0 | tyhjiön permeabiliteetti ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) |
| Ω | ohmi, resistanssin yksikkö |
| $\omega, \omega_c, \omega'_i$ | kulmataajuus, rajakulmataajuus, vaimennettava kulmataajuus |
| $\tan \delta$ | piirilevyn häviötangentti |

| | |
|--------|--|
| 3G | yleisnimitys kolmannen sukupolven matkapuhelinteknologi- oille (Third Generation) |
| AWR | käytetty lyhenne ohjelmistosta (Applied Wave Research) |
| BPF | kaistanpäästösuodatin (Band-Pass Filter) |
| BW | kaistanleveys (Bandwidth) |
| FBW | suhteellinen kaistanleveys (Fractional Bandwidth) |
| FR4 | piirilevymateriaali (Flame Retardant) |
| Gerber | vektoritiedostoformaatti 2D-kuville |
| GSM | maailmanlaajuinen matkapuhelinjärjestelmä (Global System for Mobile communications) |
| IF | välitaajuus (Intermediate Frequency) |
| IL | väliinkytkemisvaimennus (Insertion Loss) |
| LO | paikallisoskillaattori (Local Oscillator) |
| LTE | edistynyt 3G-tekniikka (Long Term Evolution) |
| RF | radiotaajuus (Radio Frequency) |
| RL | paluuhäviö (Return Loss) |
| TEM | sähkömagneettisen aallon etenemismuoto (Transverse Electric and Magnetic field) |
| UHF | mikroaaltojen taajuusalue välillä 0,3 GHz — 3 GHz |
| WLAN | langaton lähiverkkotekniikka (Wireless Local Area Network) |

1 JOHDANTO

Radiotekniikassa käytettävät vapaat taajuudet ovat harvassa. Radiotaajuuksia on jaettu eri käyttötarkoituksia varten Viestintäviraston toimesta [1]. Käytettyjen kaistojen väleihin voi kuitenkin mahtua taajuusalueita, joita voi käyttää suhteellisen vapaasti. Tämä työ perustuu sellaisen vapaahkon kaistan käyttöönottoon, jossa Tekesin CORE++ -projektia varten kehitetty kaistanpäästösuodatin on osallisena. Tämä kaista on 2,2 – 2,3 GHz.

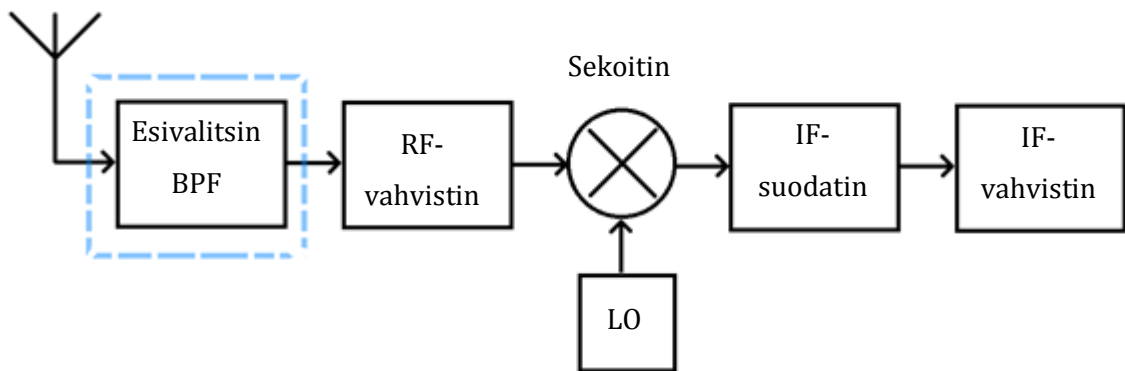
Radiotekniikassa on tyypillistä, että käytetyt materiaalit ja komponentit toimivat eri tavalla radiotaajuuksilla, minkä takia tyypillisten komponenttien käyttö ei ole järkevää, koska haasuureet alkavat hallita komponenttien käyttäytymistä. Toisaalta suuremmilla taajuuksilla voidaan alkaa käyttää komponentteja, joiden käyttö muuttuu houkuttelevaksi taajuuden kasvaessa. Yksi tällainen komponentti, tai oikeastaan rakenne, on mikroliuska, jolla voidaan luoda niin eri impedansseja kuin resonaattorirakenteitakin. Mikroliuska on hyvin suosittu rakenne ylemmän UHF-alueen suodattimissa, koska se on kustannustehokas ja usein myös kompakti ratkaisu: se ei vaadi ylimääräisiä komponentteja ja suodatin valmistuu levyllä yhtä helposti kuin mikä tahansa muukin piirikuviot. [2]

Mahdollisuus säästää kustannuksista paitsi komponenteista, löytyy myös itse piirilevymateriaalin valinnassa. Piirilevymateriaalina käytettiin tässä työssä FR4-tyypin kaksipuolista piirilevyä, joka on suurempihäviöisempää kuin radiotekniikassa usein käytetyt alumiinioksidia (alumiinioksidia) ja safiirilevyt (yksikiteinen alumiinioksidia). [6]

Johtuen käytetystä materiaalista yhtenä työn haasteena oli sopivan tasapainon löytäminen päästökaistanvaimennuksen sekä kaistanleveyden väliltä.

2 HALUTUN RF-SUODATTIMEN VAATIMUSMÄÄRITTELYT

Suunniteltavan ja toteutettavan suodattimen paikka määriteltiin radiovastaanottimen esivalitsimeen. Esivalitsimen tehtävä on vaimentaa antennin vastaanottamia ei-haluttuja signaaleja riittävästi. Halutut signaalit pääsevät tällöin (ideaalisesti vaimentamattomina) eteenpäin RF-vahvistimelle (kuva 1).



Kuva 1. Esivalitsin radiovastaanotuksessa.

Suodattimelle on asetettu tietyt vaatimusmäärittelyt, jotka kuvaavat halutun suodattimen toimintaa ja selkeyttävät suunnittelun tavoitteita. Nämä on koottu taulukkoon 1. Suodattimen päästökaistan keskitaajuus f_0 määrittelee päästökaistan keskikohdan, jossa sovitus voi olla parhaimmillaan. Kaistanleveys (3 tai 10 dB) määrittelee, kuinka laajalta taajuusalueelta signaalin taso saa korkeintaan määrätyn vaimennuksen. Väliinkytkemisvaimennus (Insertion Loss, IL) kertoo, kuinka paljon signaalin taso vähintään heikkenee kulkiessaan suodattimen läpi, kun suodatin on kytketty järjestelmään. Heijastusvaimennus (Return Loss, RL) kertoo, kuinka hyvin laitteet on sovitettu.

Taulukko 1. Kaistanpäästöalueen vaatimusmäärittelyt.

| | |
|------------------------------------|-----------|
| Keskitaajuus f_0 | 2250 MHz |
| Kaistanleveys 3 dB | > 100 MHz |
| Kaistanleveys 10 dB | < 400 MHz |
| Väliinkytkemisvaimennus | < 4 dB |
| Heijastusvaimennus päästökaistalla | > 10 dB |

Yleensä ei riitä, että määrittelee kaistanpäästöalueen vaimennuksen ja olettaa, että vaimennus muualla vasteessa olisi riittävä. Suodattimen tulisi vaimentaa riittävästi mahdollisia häiriöitä aiheuttavia taajuuksia, jotka ovat yleensä muiden radiojärjestelmien käyttämiä.

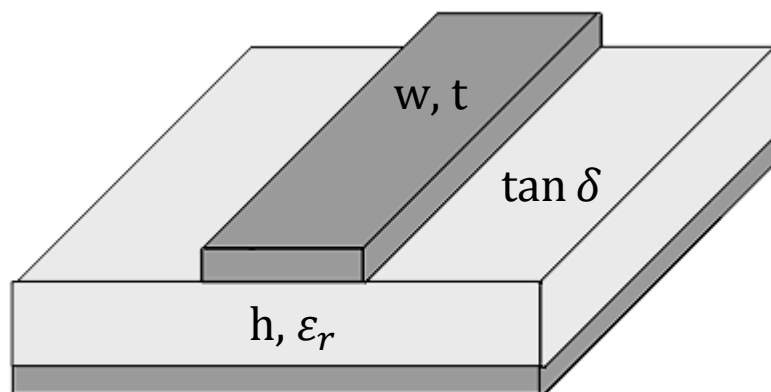
Taulukko 2. Kaistanestoalueen vaatimusmäärittelyt.

| Taajuus (MHz) | Radiojärjestelmä | Läpäisyn vaimennus (dB) |
|---------------|------------------|-------------------------|
| 900 | GSM | > 40 |
| 1800 | GSM | > 30 |
| 2100 | 3G | > 10 |
| 2450 | WLAN | > 10 |
| 2600 | LTE | > 20 |

3 MIKROLIUSKA

3.1 Rakenne

Mikroliuskarakenne koostuu kahdesta johtavasta tasosta, joiden välissä on sähköisenä eristeenä ja mekaanisena tukena toimiva substraatti (kuva 2). Johtavat tasot ovat yleensä hyvin sähköä johtavia metalleja ja substraatti on tyypillisesti muovia tai keraamista materiaalia. Mikroliuskarakenteessa määritellään tyypillisesti eristeen korkeus h , liuskan leveys w ja paksuus t , joiden lisäksi määritellään myös eristeen suhteellinen permittiivisyys ϵ_r ja rakenteen häviötangentti $\tan \delta$. Mikroliuskarakenteen muut ominaisuudet, kuten ominaisimpedanssi ja vaimennuskerroin määritellään edellä mainittujen fyysisten ominaisuuksien avulla. Substraatin häviöt ovat erityisen tärkeitä huomioida, sillä suurin osa aallon energiasta etenee substraatissa. [3]



Kuva 2. Mikroliuskajohdon yleinen rakenne.

3.2 Käyttäytyminen

Vaikka mikroliuskarakenne on yksinkertainen, sen tarkka analysointi on monimutkaista. Mikroliuskarakenne muodostaa siirtolinjan, jossa sähkömagneettinen aalto etenee osittain eristeessä ja osittain ilmassa kvasi-TEM (Transverse Electric and Magnetic field) -muodossa eri nopeuksilla. Vaikka aalto eteneekin kahdessa väliaineessa, voi aallon etenemisnopeuden v , ominaisimpedanssin Z_0 ja tehollisen suhteellisen permittiivisyyden ϵ_{reff} approksimoida kaavoilla:

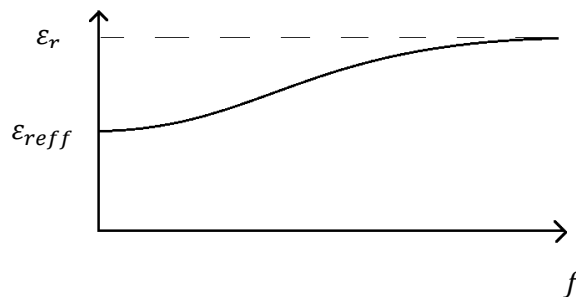
$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \epsilon_0 \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{(0,989u + 1,796)(0,994u + 5,8)}{u(u + 1,269)} \right] \Omega \quad (2)$$

$$\text{ja } \epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12,166/u}} + 0,0508(1 - u)^2 \exp(-0,2346\epsilon_r u) \right], \quad (3)$$

$$\text{joissa } u = \frac{w}{h}. [3]$$

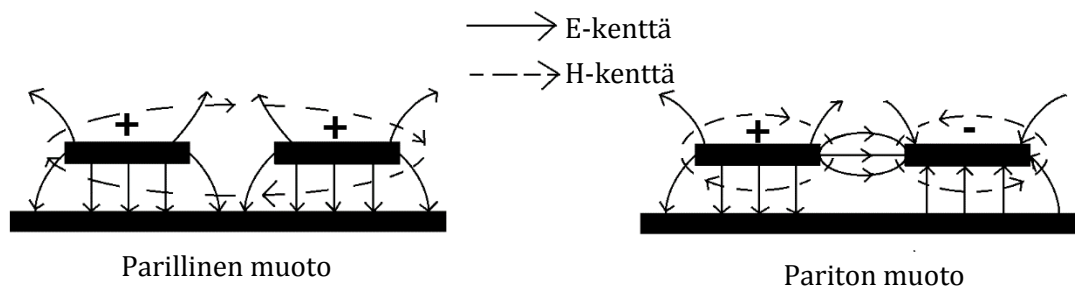
Mikroliuskaajohtojen avoimet päät ja reunat kasvattavat tehollisesti johdon leveyttä johduen liuskan paksuudesta t , jolloin kentät ulottuvat leveämmälle alueelle. Tehollinen suhteellinen permittiivisyys ϵ_{reff} on tyypillisesti hieman pienempi kuin ϵ_r , mutta suuremmilla taajuuksilla (kenttien keskittyessä enemmän substraattiin) lähestyy ϵ_r :n arvoa (kuva 3). Kuitenkin ϵ_r on itsessään taajuusriippuvainen ja tyypillisesti pienenee taajuuden kasvaessa. [3]



Kuva 3. Mikroliuskaajohdon tehollinen permittiivisyys ϵ_{reff} taajuuden funktiona. [3]

3.3 Kytkeyt johdot

Kun mikroliuskajohdot ovat yhdensuuntaisia ja lähellä toisiaan, tehoa siirtyy johdosta toiseen, jolloin johdot ovat kytkettyjä. Siirretty teho on suurimmillaan, kun kytkettyjen johtojen sähköiset pituudet θ ovat neljäsosa-aallon pituisia. Aaltomuoto voi edetä kahdella tavalla kytketyissä johdoissa: parillisella tai parittomalla aaltomuodolla (kuva 4). Parillisella aaltomuodolla johtimissa virrat kulkevat samaan suuntaan ja parittomalla aaltomuodolla eri suuntiin. Sähkö- ja magneettikentät kytkeytyvät eri tavalla riippuen siitä onko aaltojen etenemismuoto parillinen vai pariton, mutta yleensä käytetään muotojen yhteisvaikutusta. Kytettyjä johtoja käytetään suuntakytkin- ja suodatinsovelluksissa. [2]



Kuva 4. Kytettyjen mikroliuskajohtojen E- ja H-kentät. [2]

4 SUUNNITTELU

4.1 Prototyypisuodatin

Prototyypisuodatin on matemaattinen malli suodattimen toiminnalle, jossa ei ole otettu huomioon mahdollisia fyysisiä rajoitteita tai häviöitä. Prototyypisuodatin voikin olla lähinnä suuntaa antava ohje siitä, millaisia ja kuinka monta kutakin komponenttia piiriin tulisi sisältää, jotta se voisi teoriassa tyydyttää määrittelyt. Riittävän voimakasta estokaistan vaimennusta varten tulisi suodattimessa olla tarpeeksi asteita ja sitä kautta resonaattorirakenteita. Prototyypisuodattimen suunnittelu lähtee liikkeelle prototyypialipäästösuodattimesta. [2]

Prototyypialipäästösuodatin koostuu sarjainduktansseista ja rinnakkaiskapasitansseista rajakulmataajuuden ω_c ollessa 1 rad/s ja impedanssin Z ollessa 1 Ω . Prototyypialipäästösuodatin voidaan muuntaa prototyypikaistanpäästösuodattimeksi ja siirtää halutulle taajuusalueelle ja impedanssitasolle, jolloin sarjainduktanssien kanssa tulee sarjakapasitanssit, ja rinnakkaiskapasitansseille tulee rinnainduktanssit. [2]

Mikroliuskasuodattimia varten on kehitetty erilaisia topologioita, jotka virtaviivaistavat suunnittelutyötä. Suunnittelun lähtökohtana prototyypisuodattimena oli Chebyshev-suodatin ja siitä johdetut sivuistaan kytketyt resonaattorit, jotka muodostavat suoraviivaisen ja havainnollistavan suodatinrakenteen. Sivuistaan kytketyt resonaattorit sopivat melko kapeiden suodatinten toteutukseen, kun suhteellinen kaista on alle 20 % [3]. [2]

Halutun suodattimen vaatimusmäärittelyt olivat taulukoiden 1 ja 2 mukaiset. $f_0 = 2,25$ GHz, $f_1 = 2,2$ GHz ja $f_2 = 2,3$ GHz. Vaimennettava taajuus $f_i = 1,8$ GHz ja vaimennettavan taajuuden vaimennus $A_{f_i} > 30$ dB. Suodattimen muuntosuhde $\frac{\omega'_i}{\omega_c}$ lasketaan seuraavasti:

$$\frac{\omega'_i}{\omega_c} = \frac{2}{\delta} \left(\frac{f_i - f_0}{f_0} \right), \quad (4)$$

jossa

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}. \quad (5)$$

Käyttämällä kaavoista 4 ja 5 saatuja arvoja, muuntosuhteeksi $\frac{\omega'_i}{\omega_c}$ saadaan -9. Seuraavaksi käytetään arvoa $\left| \frac{\omega'_i}{\omega_c} \right| - 1$, jota käytetään suodattimen asteluvun selvittämisessä kuvan 5 käyristä:

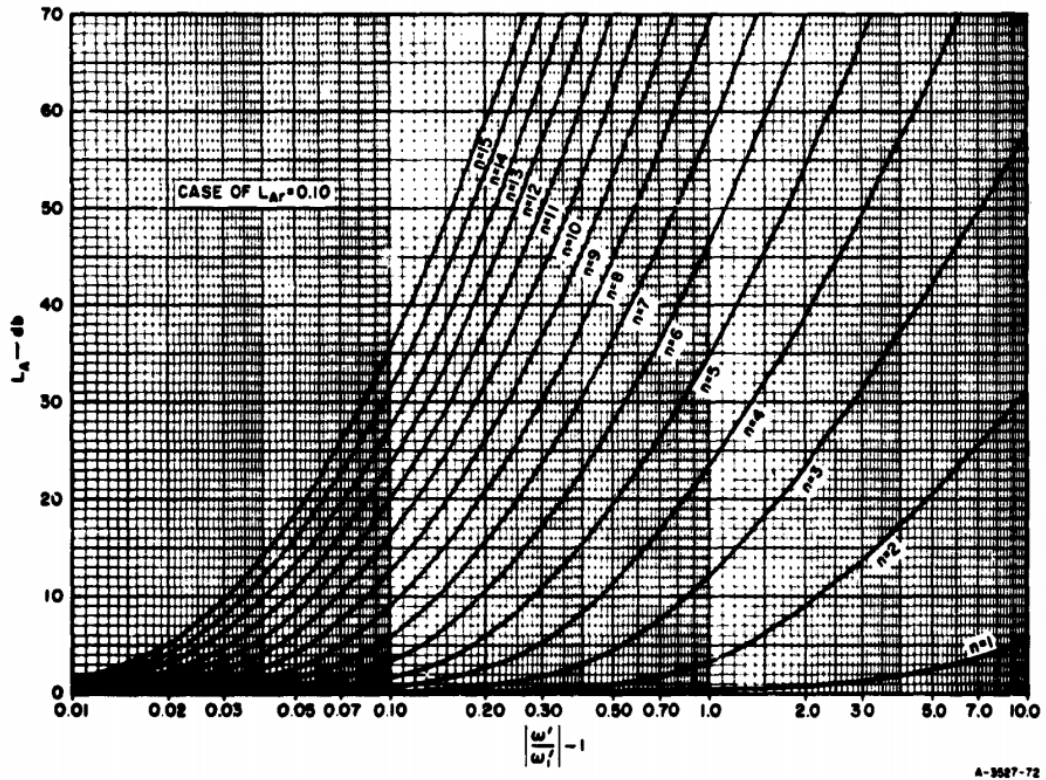


FIG. 4.03-5 0.10-dB-RIPPLE TCHEBYSCHFF FILTER CHARACTERISTICS

Kuva 5. Suodattimen asteluvun määrittäminen halutun vaimennuksen avulla. [4]

Koska $\left| \frac{\omega'_i}{\omega_c} \right| - 1$:n arvoksi saadaan 8 ja haluttu vaimennus kulmataajuudella $\omega_i > 30$ dB, näyttäisi sopiva asteluku olevan $N = 3$. Periaatteessa asteluvulla $N = 2$ pääsisi kohtuullisen lähelle haluttua vaimennusta ja ylikin halutun vaimennuksen mikäli sallii voimakkaamman aaltoilun. Parittomilla asteluvuilla Chebyshev-suodattimien ensimmäinen ja viimeinen aste ovat kuitenkin samanarvoisia, mikä helpottaa suunnittelua sellaiselle järjestelmälle, jossa tulo- ja lähtöimpedanssi ovat samoja [8].

Kolmannen asteen Chebyshev-suodattimen, jossa 0,1 dB:n aaltoilu, g-kertoimet esitetään taulukossa 3.

Taulukko 3. Prototyypisuodattimen g-arvot.

| g ₀ | g ₁ | g ₂ | g ₃ | g ₄ |
|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 1 | 1,0316 | 1,1474 | 1,0316 | 1 |

4.2 Prototyypisuodattimen siirto mikroliuskamuotoon

Lasketaan J-kääntäjien admittanssit, jotka on normalisoitu 50 Ω:n järjestelmään ja lasketaan niistä parilliset ja parittomat kytketyneiden linjojen impedanssit.

J-kääntäjien admittanssit lasketaan seuraavasti:

Ensimmäinen kytkentä:

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0g_1}} \quad (6)$$

Välikytkennät:

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\omega'_c\sqrt{g_jg_{j+1}}}, j = 1 \dots n - 1. \quad (7)$$

Viimeinen kytkentä:

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \cdot [2] \quad (8)$$

Parilliset ja parittomat impedanssit Z_{0e} ja Z_{0o} lasketaan seuraavasti:

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0(1 + J_{j,j+1}Z_0 + J^2_{j,j+1}Z_0^2) \quad (9)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0(1 - J_{j,j+1}Z_0 + J^2_{j,j+1}Z_0^2) \cdot [2] \quad (10)$$

Käyttäen taulukon 3 arvoja ja kaavoja 6, 7, 8, 9 ja 10 saadaan seuraavat tulokset:

Taulukko 4. J-kääntäjien admittanssit ja parilliset sekä parittomat impedanssit.

| j | $J_{j,j+1}/Y_0$ | $J_{j,j+1}$ | Z_{0e} | Z_{0o} |
|---|-----------------|-------------|----------|----------|
| 0 | 0,2601 | 0,0052 | 66,4 | 40,4 |
| 1 | 0,1444 | 0,0029 | 58,3 | 43,8 |
| 2 | 0,1444 | 0,0029 | 58,3 | 43,8 |
| 3 | 0,2601 | 0,0052 | 66,4 | 40,4 |

Jotta voidaan määrittää kytkettyjen johtojen impedanssit ja liuskojen ja rakojen mittojen suhteet substraatin korkeuteen, täytyy ensin muuttaa parilliset ja parittomat impedanssit liuskamuotoon kuin ne olisivat yksittäisiä liuskoja. Yksittäisten liuskojen impedanssit arvioidaan raa'asti puoleen, eli:

$$Z_{0se} = \frac{1}{2} Z_{0e} \quad (11)$$

ja

$$Z_{0so} = \frac{1}{2} Z_{0o}. [2] \quad (12)$$

Yksittäisten liuskojen leveyksien suhde korkeuteen lasketaan seuraavalla kaavalla:

$$\frac{w_s}{h} = \frac{8}{A} \sqrt{\left(A \frac{0,64894\epsilon_r + 0,39925}{\epsilon_r} + 1,2855 \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r} \right)}, \quad (13)$$

jossa apusuurena A, jonka arvo on:

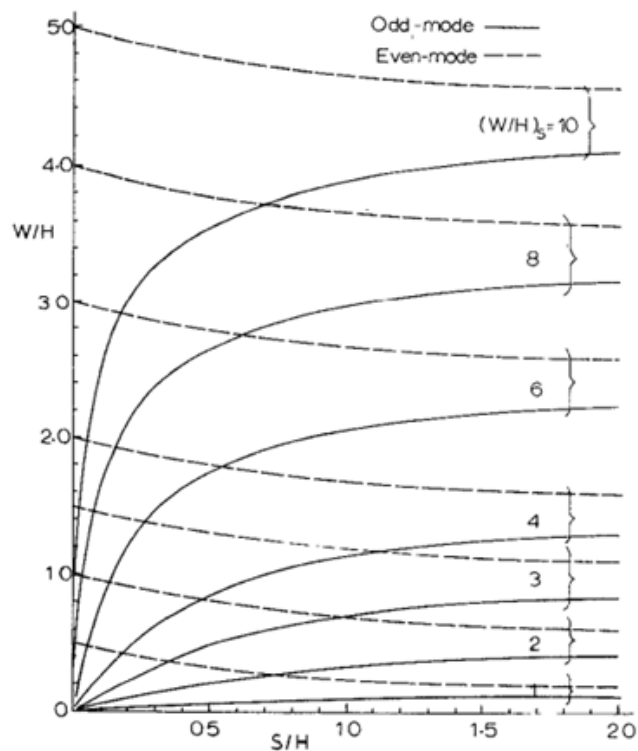
$$A = \exp \left[\frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{60 \Omega} \right] - 1. [3]$$

Käyttäen kaavoja 11, 12, 13 ja 14, saadaan tulokset, jotka näkyvät taulukossa 5.

Taulukko 5. Yksittäisten liuskojen impedanssit sekä leveyksien suhde substraatin korkeuteen.

| $J_{n,n+1}$ | Z_{0se} | Z_{0so} | w_{se}/h | w_{so}/h |
|-------------|-----------|-----------|------------|------------|
| 0 | 33,2 | 20,2 | 3,43 | 6,82 |
| 1 | 29,15 | 21,9 | 4,15 | 6,41 |
| 2 | 29,15 | 21,9 | 4,15 | 6,41 |
| 3 | 33,2 | 20,2 | 3,43 | 6,82 |

Taulukon 5 arvojen w_{se}/h ja w_{so}/h avulla voi arvioida kytkettyjen johtojen mittojen suhteet substraatin korkeuteen käyttäen kuvan 6 käyriä. Koska sopivia käyriä ei ole, täytyy interpoloida käyrät niiden väliin ja arvioida parillisten ja parittomien käyrien leikkauspisteet kytkettyjen johtojen mittasuhteiden saamiseksi. Kuvasta 6 saadut mittasuhteet on koottu taulukkoon 6.



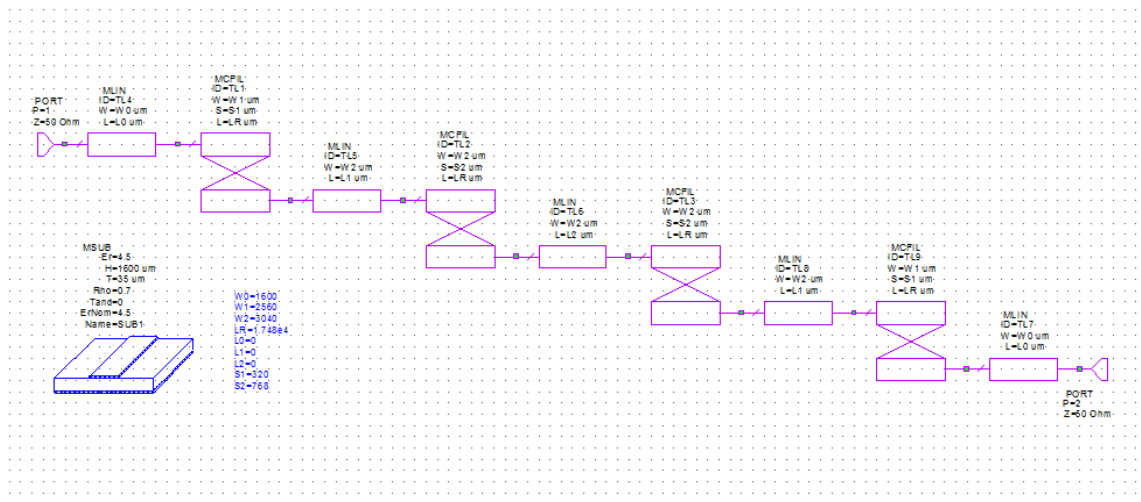
Kuva 6. Kytkettyjen mikroliuskajohtojen synteesikäyrät. [5]

Taulukko 6. Kytkeytyneiden linjojen leveyksien ja rakojen suhde substraatin korkeuteen.

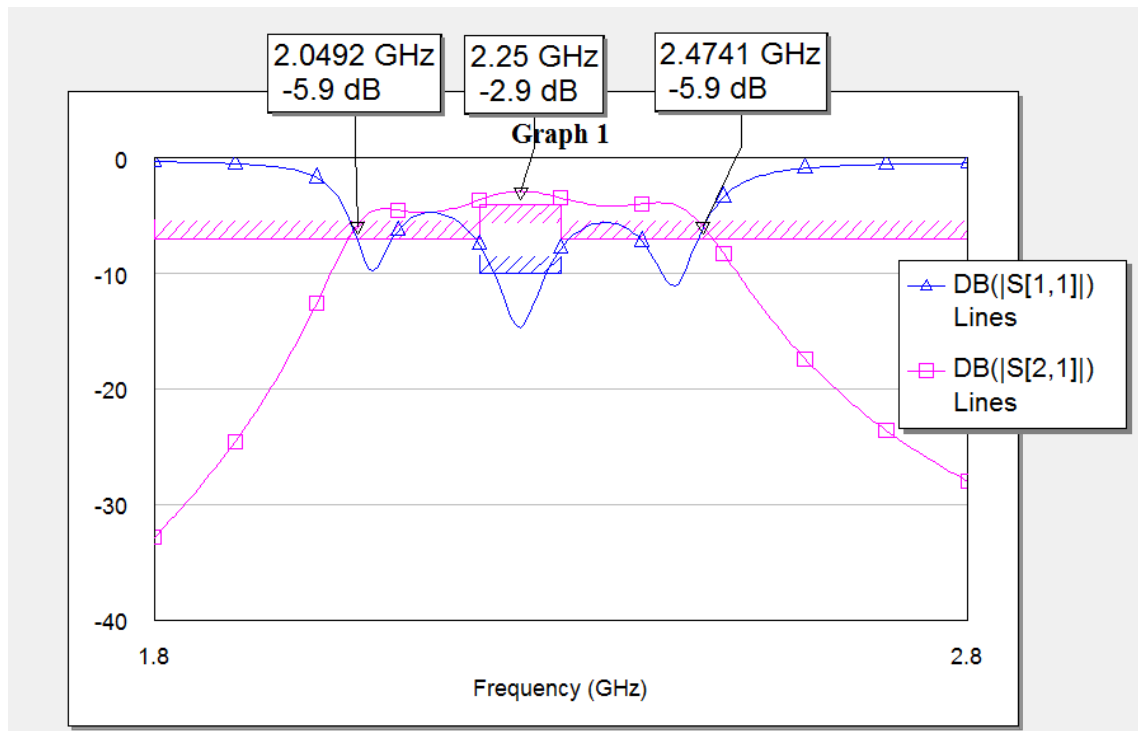
| $J_{n,n+1}$ | w/h | s/h |
|-------------|-------|-------|
| 0 | 1,6 | 0,2 |
| 1 | 1,9 | 0,48 |
| 2 | 1,9 | 0,48 |
| 3 | 1,6 | 0,2 |

4.3 Simulaatio AWR-ohjelmalla

Kun linjojen ja niiden välisten rakojen leveydet on saatu selville, voi piiriä simuloida muuttamalla mittasuhteet oikeiksi mitoiksi. Taulukon 6 arvot voidaan suoraan muuntaa linjojen ja rakojen leveyksiksi kertomalla mittasuhteet käytetyn substraatin korkeudella (tässä työssä 1,6 mm). Kuvassa 7 näkyvät AWR-simulaatio-ohjelmaan syötetyt mikroliuskaelementit ja niille annetut arvot.

**Kuva 7.** Syntetisoitu piiri siirrettynä AWR-ohjelmaan.

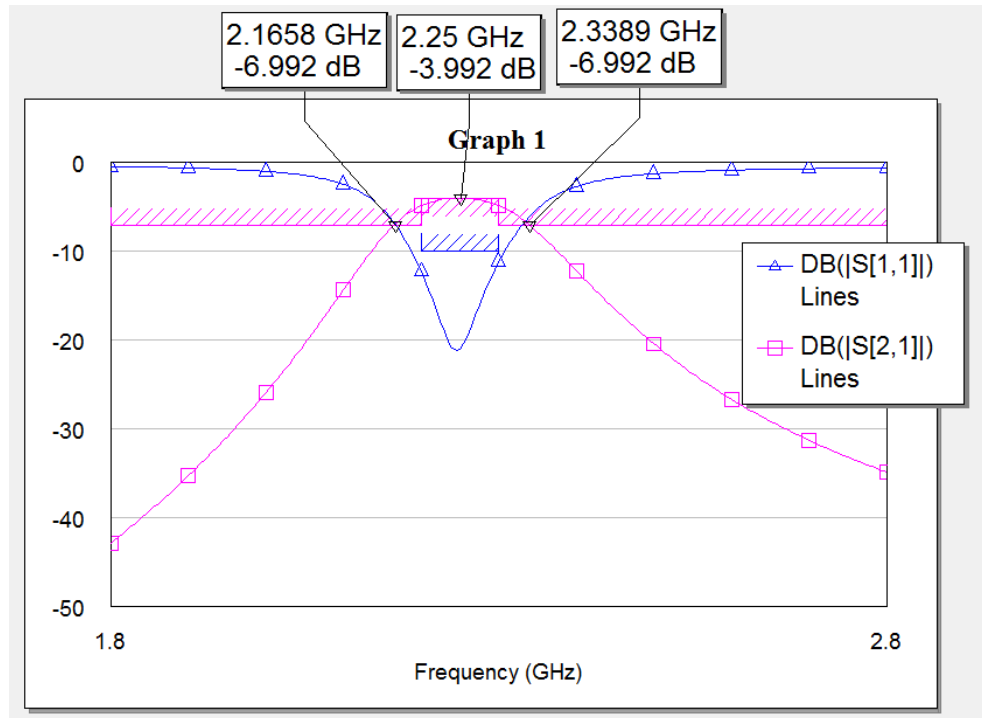
Kuten kuvasta 8 näkyy, syntetisoidun suodattimen 3 dB:n päästökaistasta tuli huomattavan leveä, 424 MHz, mikä saattaa johtua synteesimenetelmän epätarkkuudesta [2]. Väliinkytkemisvaimennuksen 2,9 dB:n arvo syntyy resonaattoreiden välisten kytkeytymisten häviöistä, joita FR4-piirilevy materiaalin suuri häviöllisyys korostaa [6].



Kuva 8. Syntetisoidun suodattimen simuloidut läpäisy- ja heijastusarvot.

Muuttamalla liuskojen ja rakojen leveyksiä vastetta voidaan yrittää optimoida kapeammaksi päästökaistan osalta, kumminkin ottaen huomioon tuotannolliset rajoitukset ja toleranssit. Työssä käytettävällä valotus- ja hapotusmenetelmällä ei ole suositeltavaa tehdä alle 350-400 μm rakoja johtuen valmistusmenetelmän epätarkkuudesta. Ensimmäisen ja viimeisen raon leveys rinnakkaislinjoihin perustuvissa suodattimissa on tyypillisesti hyvin kapea, joten tämän perusteella ne lukittiin arvoon 400 μm .

Käyttämällä AWR-ohjelman optimointiominaisuutta voidaan asettaa tavoitteita niin läpäisyn kuin heijastuksenkin suhteen. Käyttäjän arvioimissa minimi- ja maksimirajoissa ohjelma pystyy kokeilemaan nopeasti suuren määrän eri arvojen yhdistelmiä ja niiden perusteella voidaan valita millä arvoilla tulee haluttu vaste (tai mikä vastaisi sitä parhaiten). Kuten kuvasta 9 näkyy, optimoidun suodattimen vaste ei toteuttanut tyypillistä Chebyshev-vastetta, jossa olisi aaltoilua.



Kuva 9. Optimoitujen leveyksien tuottama simuloitu vaste.

Taulukko 7. Optimoidut leveydet.

| $J_{n,n+1}$ | w (μm) | s (μm) |
|-------------|-----------------------|-----------------------|
| 0 | 1525 | 400 |
| 1 | 3440 | 1750 |
| 2 | 3440 | 1750 |
| 3 | 1525 | 400 |

4.4 Välijohtopäätökset

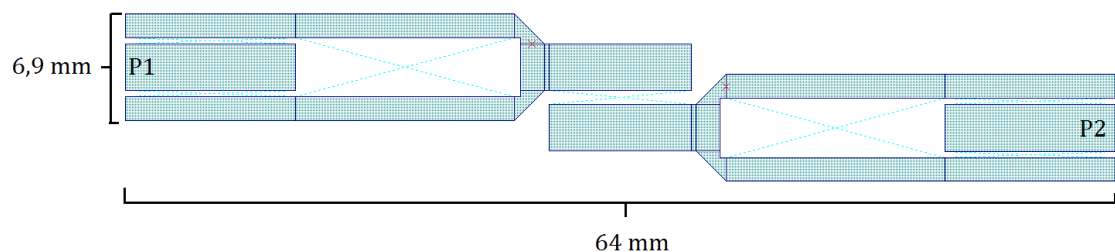
Optimoitu suodatin sinällään täytti vaatimusmäärittelyt, mutta työn jatkotavoitteina oli saada 3 dB:n kaistanleveys mahdollisimman kapeaksi (100 MHz) mahdollisimman pienellä väliinkytkemisvaimennuksella (< 3 dB). Säättämällä liuskojen ja rakojen leveyksiä voitiin saada aikaiseksi 100 MHz:n kaistanleveys, mutta tällöin keskimmäisten resonaattorien väliset raot tulivat huomattavan leveiksi ja väliinkytkemisvaimennus kasvoi, mikä ei ollut tar-

koituksenmukaista, sillä väliinkytkemisvaimennuksen kasvu tarkoittaa suoraan suodattimen kohinaluvun kasvua. Suodattimen kaistanleveyttä voi kaventaa myös lisäämällä resonaattoreiden lukumäärää, mutta jokainen resonaattori tuo häviötä kytkeytymisen yhteydessä, minkä lisäksi suodattimen fyysinen koko kasvaa [3]. Tämän perusteella suodattimen yleistä rakennetta piti muuttaa, kysymyksenä olikin, kuinka paljon ja millä tavalla?

4.5 Uusi suunnitelma

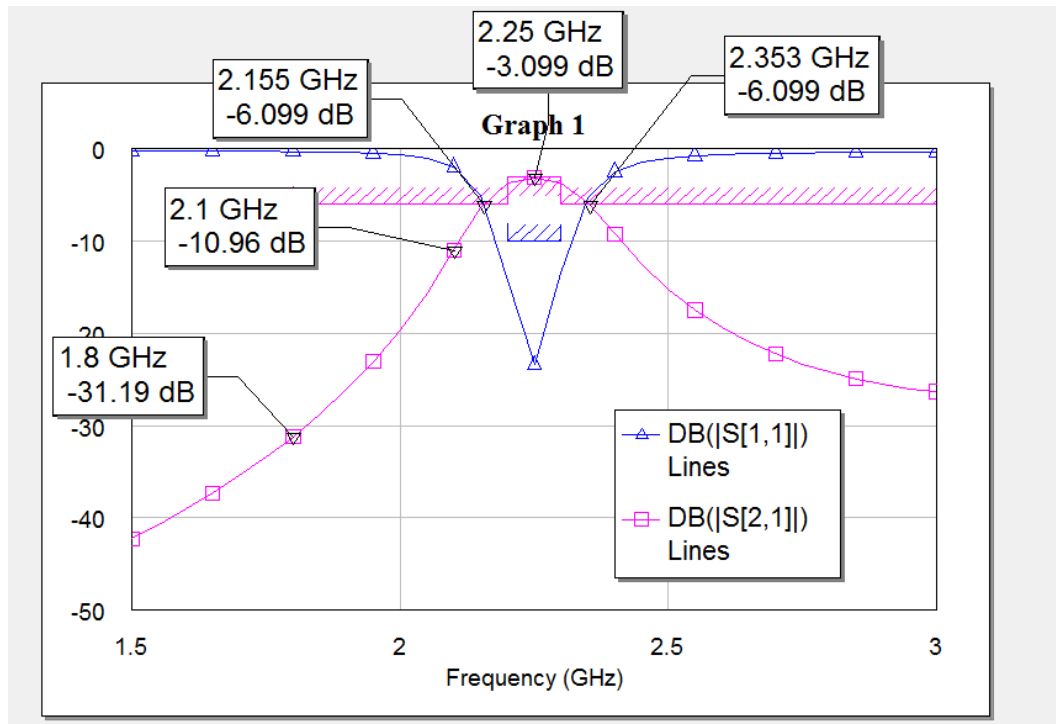
Simulaattorilla voi nopeasti muodostaa ja testata erilaisia resonaattorirakenteita ilman erillistä suunnittelua. Sellaisetkin rakenteet, joiden analysoinnit manuaalisesti olisivat hyvin monimutkaisia, vievät simulaattorilta vain hyvin vähän aikaa ja komponenttien parametrien muutoksien vaikutuksen vasteeseen voi nähdä reaaliajassa. Tämä mahdollisti käytännössä mikroliuskaelementtien empiirisen tutkiskelun siltä osin, kuin mitä AWR-ohjelma mikroliuskaelementtikirjastostaan tarjosi.

Koska syntetisoidun rinnakkaislinjasuodattimen yhtenä ongelmana oli korkea väliinkytkemisvaimennus, luulin tämän johtuvan siitä, että samansuuntaisten johtojen resonoidessa suuri osa kentästä menisi hukkaan substraattiin siltä puolelta, missä ei resonaattorirakennetta ollut. Päätin kokeilla mitä tapahtuu, jos molemmilla puolilla on resonaattorirakenne. Ideaa testatessa ensimmäisestä ja viimeisestä asteesta tuli sellaiset, että kahden rinnakkaisen linjan sijasta onkin kolme rinnakkaista linjaa, jolloin keskimmäisen johdon kentät mahdollisesti kytkeytyisivät tehokkaammin sitä ympäröiville ulommille johtimille, verrattuna tilanteeseen jossa vain toisella puolella on johdin. Ulommaisten linjojen päädyt yhdistettäisiin T-liitoksella, minkä ideana olisi yhdistää uloimpien johtimien teho, joka siirtyisi suodattimen keskellä sijaitseville rinnakkaisille liuskoille. Uuden piirin malli on esitetty kuvassa 10.



Kuva 10. Uuden piirin malli. 50 Ω :n portit osoitettu P1- ja P2-merkinnöillä.

Arvioimatta kuinka pätevä tai tehokas kyseinen ajatusmalli oli, se vaikutti kokeilun arvoiselta. Riskinä oli, että kolmen rinnakkaisen linjan muodostama kapasitanssi olisi liian suuri (kaista levenisi liian paljon) tai että substraatista johtuvat häviöt kasvaisivat kompensoidessa kapasitanssin kasvua leventämällä rakoja. Piiri simuloitiin ja optimoitiin. Optimoinnin tulokset näkyvät kuvassa 11.

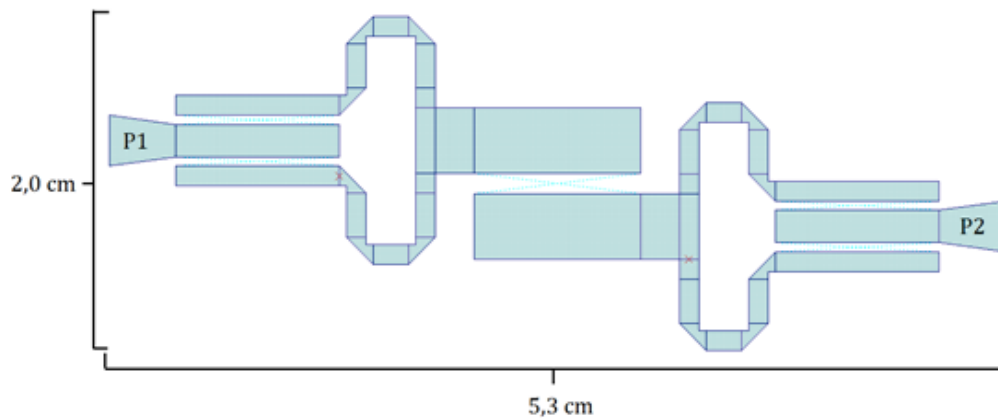


Kuva 11. Uuden piirin simuloitu läpäisy- ja heijastusvaste.

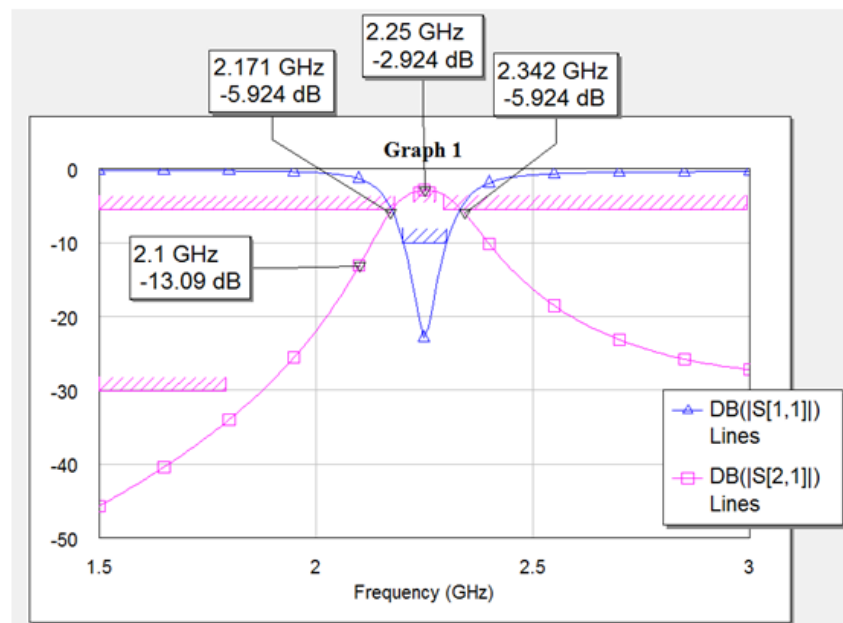
Huomattavaa uuden suodattimen vasteessa oli pienempi väliinkytkemisvaimennus, mutta vain hieman leveämpi päästökaista. Vaimennus oli pienempää johtuen resonattorirakenteiden määrän tippumisesta.

Mielenkiintoisena huomiona uudessa piirissä oli se, että kytkettyneiden linjojen pituus ei ollut lähellekään neljäsosa-aallonpituutta, jolloin kytkennän pitäisi olla voimakkaimmillaan: noin 18 mm:n pituisten linjojen sijasta kytkettyminen oli voimakkainta noin 10 mm:n linjojen kanssa. Tämä todettiin puhtaasti simuloinnin perusteella ja päti tapauksiin, joissa oli kaksi tai kolme rinnakkaislinjaa. Koska rinnakkaiskomponenttien välissä oli muita siirtolinjoja ja T-liitos, on mahdollista, että kyseinen käyttäytyminen liittyi niihin.

Koska uudessa piirissä oli paljon ”hukkatilaa” ja hajakykytyymisten riski suuri, piti piiriä muuttaa siten, että tilaa oli käytetty tehokkaammin ja hajakykytyymisten vaara oli pienempi. Simuloimattomien osien välille tuli vähintään 2 mm:n raot ja yhdensuuntaisia johtosuusia vältettiin. SMA-liittimien juottamisen helpottamiseksi ensimmäisen ja viimeisen asteen keskimmäiset johtimet taperoitiin ulospäin kuvan 12 mukaisesti niin, että uloin leveys vastasi 50-ohmisen linjan leveyttä (noin 3 mm), parantaen sovitusta suodattimen ja 50-ohmisten SMA-liittimien välillä.



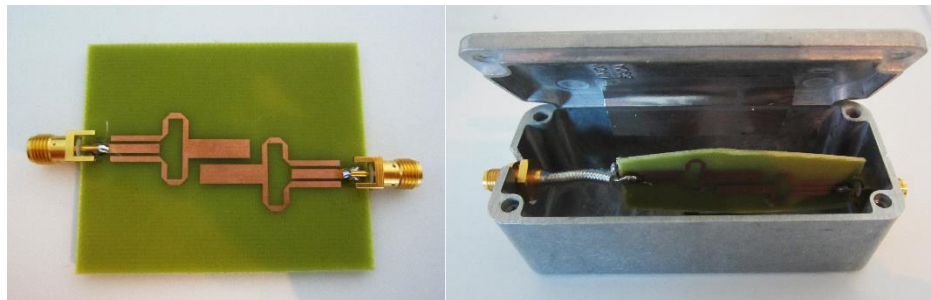
Kuva 12. Muunneltu versio uudesta piiristä.



Kuva 13. Muunnellun piirin optimoitu vaste.

5 TOTEUTUS JA MITTAUS

Suodatin valmistettiin FR4-tyyppin kaksipuoliselle piirilevyllä käyttäen perinteistä valotus- ja hapotusmenetelmää [7]. Läpinäkyvälle kalvolle tulostettava piirilevykuvio saatiin suoraan AWR-ohjelmasta Gerber-tiedoston muodossa, joten erillistä sommittelua liuskojen pituuksien ja leveyksien tai rakojen leveyksien suhteen ei tarvinnut tehdä. Suodatin asetettiin koteloon 90 °:n kulmaan lisämaadoittamisen helpottamiseksi: piirilevyn maapuoli yhdistettiin kotelon kuoreen johtavalla liimalla varustetulla alumiiniteipillä.

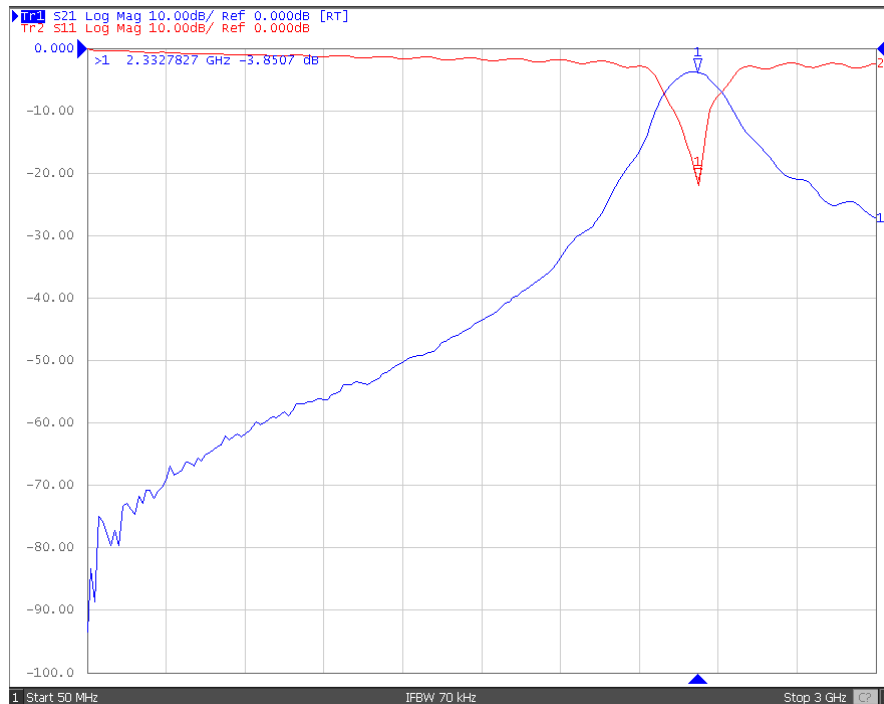


Kuva 14. Valmistettu suodatin koteloimattomana (vas. kuva) ja koteloituna, kansi auki (oik. kuva).

5.1 Alustava mittaus

Koska FR4-tyyppin piirilevyn mikroliuskojen kannalta oleelliset parametrit ϵ_r ja häviötangentti $\tan \delta$ eivät pysy samana taajuuden muuttuessa [3], täytyi selvittää piirilevymateriaalin todellinen käyttäytyminen UHF-taajuusalueella. Suhteellisen permittiivisyyden ϵ_r ja häviötangentin $\tan \delta$ oli aiemmissa laskuissa ja simulaatioissa oletettu olevan 4,5 ja 0,02.

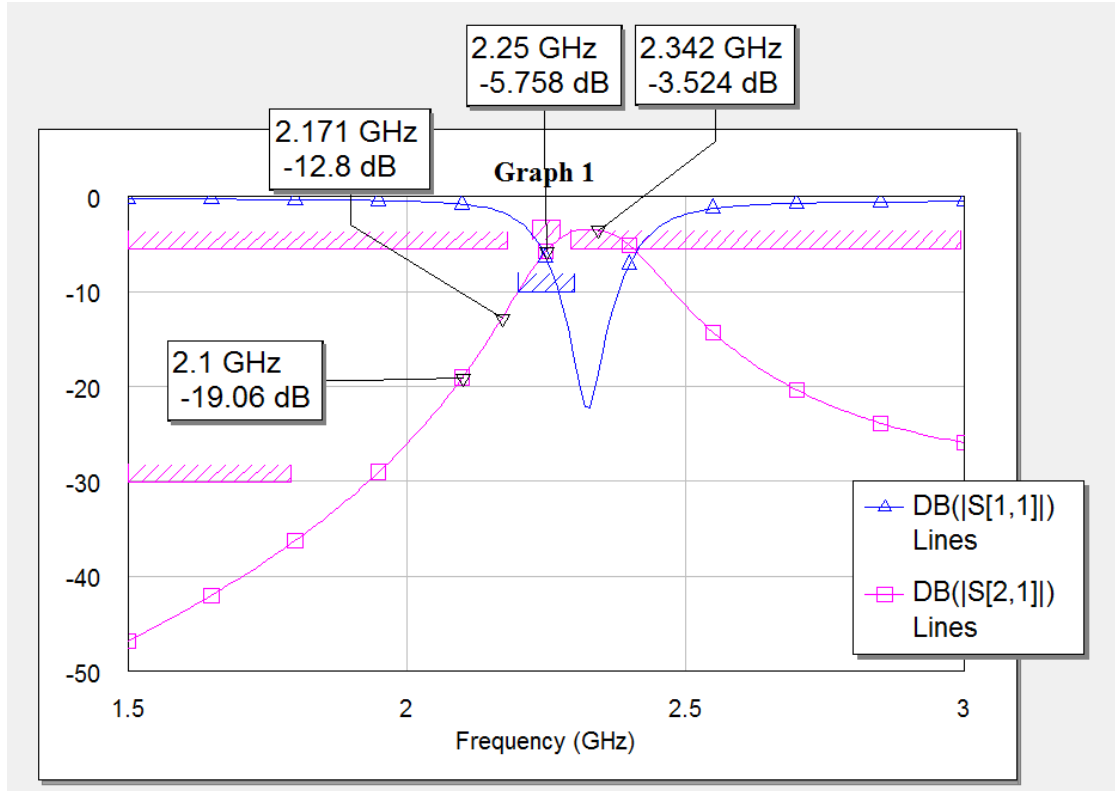
Kuten kuvasta 15 näkyy, vaste on muuten oikean muotoinen, mutta päästökaista on korkeammalla taajuudella (2,33 GHz). Lisäksi väliinkytkemisvaimennus on suurempi (3,8 dB).



Kuva 15. Alustavasti mitatun suodattimen läpäisy S_{21} ja heijastus S_{11} . 50 MHz — 3 GHz.

5.2 Mittauksen pohjalta piiriin tehdyt muutokset

Muuttamalla simulaatiossa substraatin suhteellisen permittiivisyyden ϵ_r ja häviötangentin $\tan \delta$ arvoja voitiin sovittaa simulaation tulokset mahdollisimman lähelle todellisuutta vastaavia arvoja. Tämä onnistui parhaiten ensin muuttamalla simulaatiossa suhteellista permittiivisyyttä niin, että resonanssipiste on samalla taajuudella kuin alustavassa mittauksessa (kuva 16). Tämän jälkeen muutettiin häviötangenttia $\tan \delta$, kunnes simuloitu resonanssipiste asettui samaan kohtaan kuin mitattu. Todellinen ϵ_r oli tässä tapauksessa hiukan pienempi ja häviötangentti hiukan isompi. Käyrien sovittamisesta saatiin, että 2 GHz:n taajuudella tehollinen $\epsilon_r = 4,17$ ja tehollinen häviötangentti = 0,025.

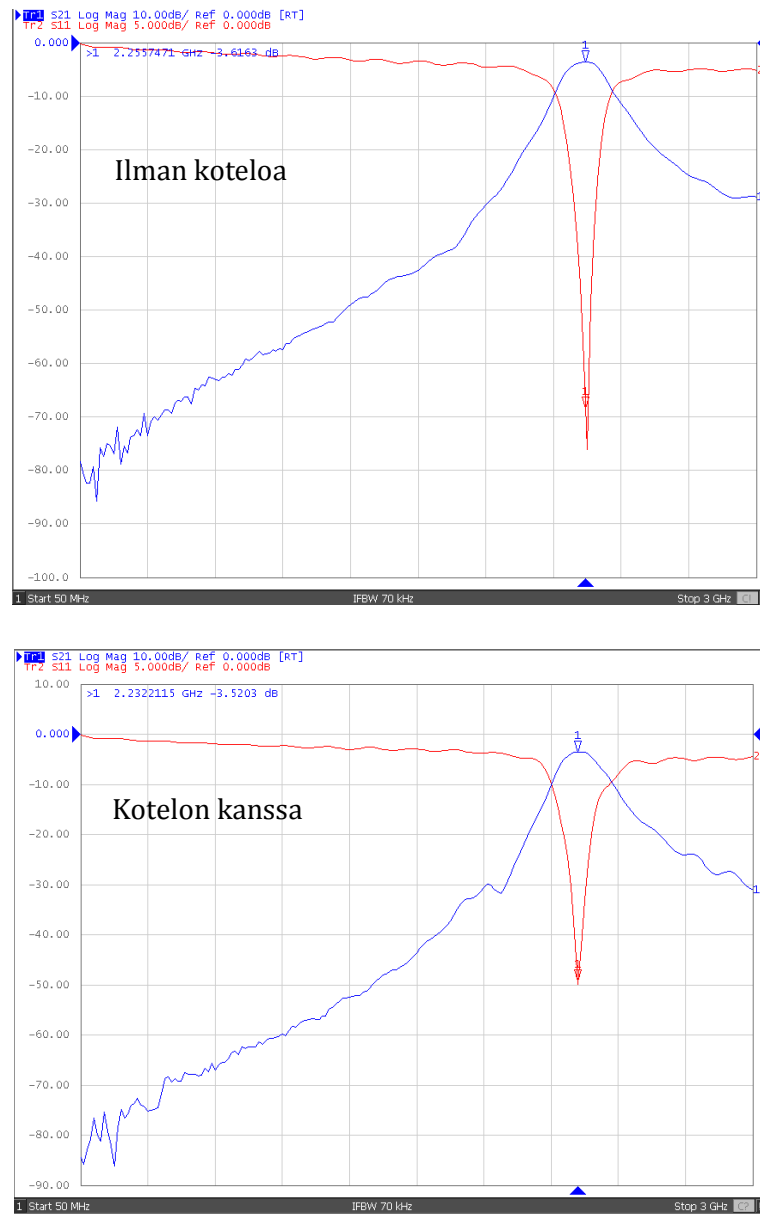


Kuva 16. Simuloitu vaste uusilla ϵ_r :n ja $\tan \delta$:n arvoilla.

5.3 Uusintamittaus

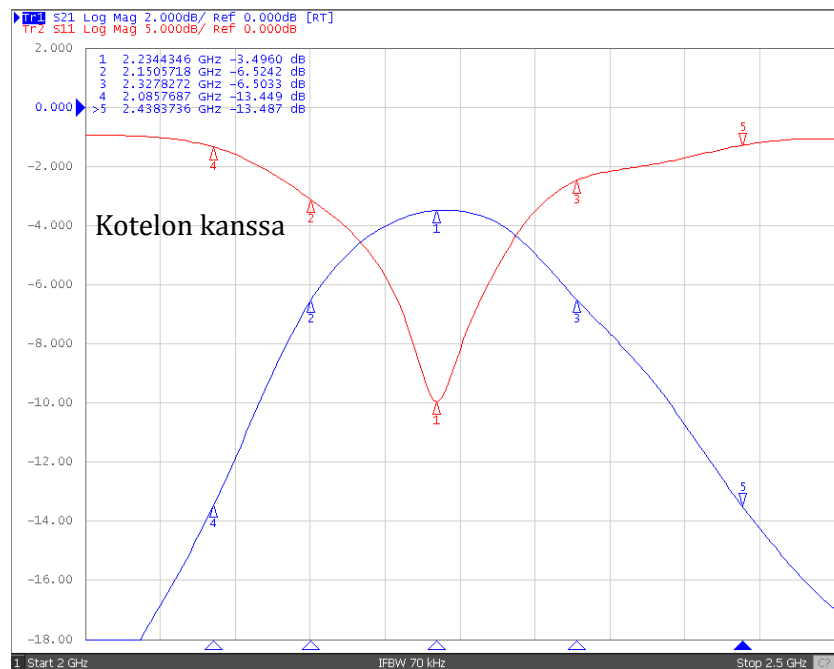
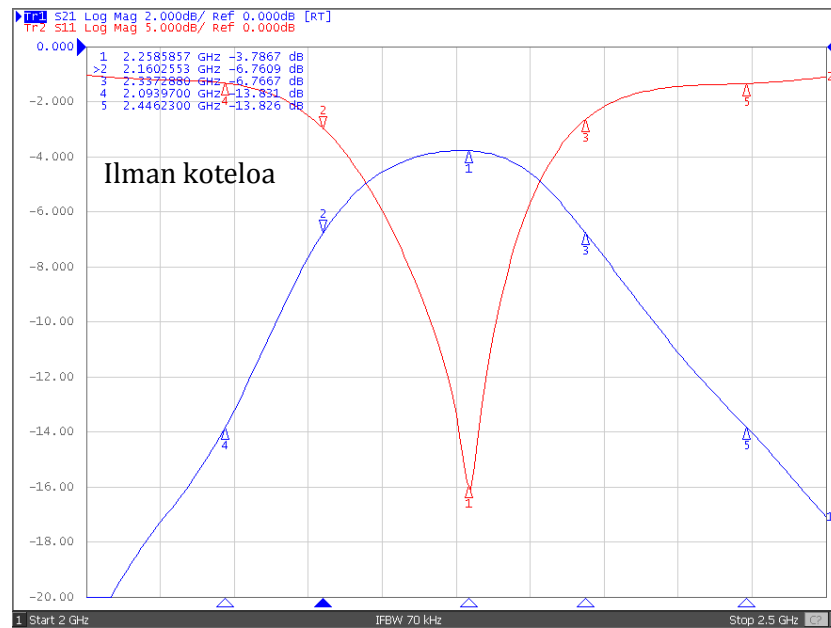
Mittauksissa käytettiin E5071C-vektoriipiirianalysaattoria. Mittausten tarkoitus oli selvittää suodattimen kaistanleveys, läpäisyn vaimennus tietyillä radiotaajuuksilla, heijastuksen määrä päästökaistalla ja resiprookkisuus. Suodattimen toiminta mitattiin sekä ilman koteloa että koteloituna.

Kuvan 17 mittaus osoittaa resonanssipisteen taajuuden sekä väliinlytkemis- ja heijastusvaimennuksen kyseisellä taajuudella.



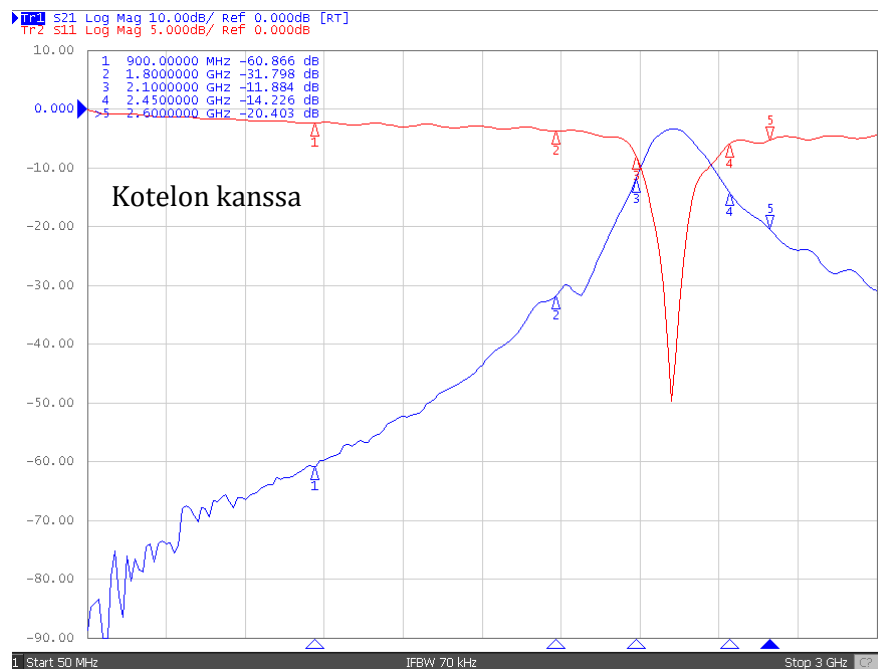
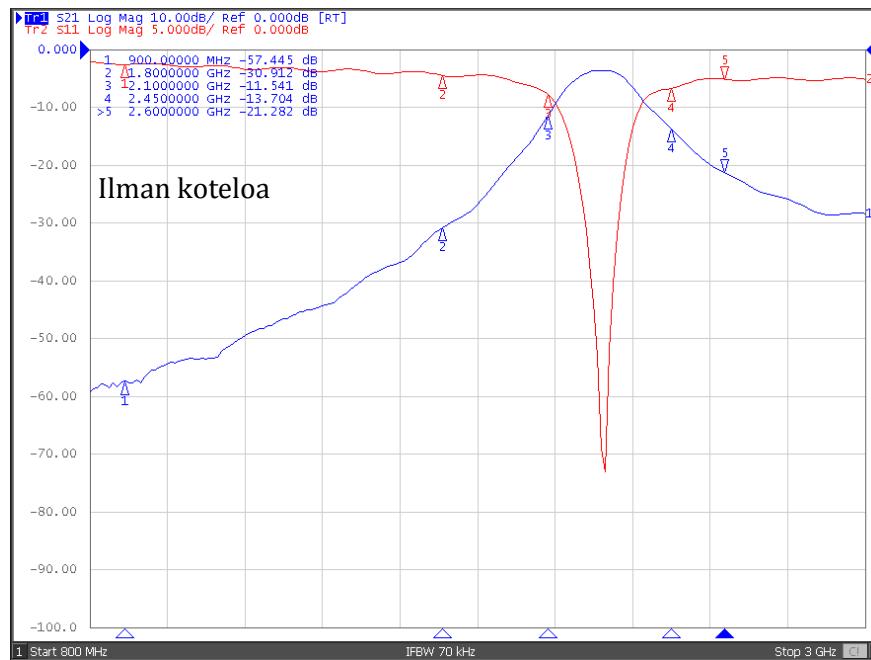
Kuva 17. Mitattu läpäisy S_{21} ja heijastus S_{11} . 50 MHz — 3 GHz.

Kuvan 18 mittaus osoittaa kaistanleveydet (-3 ja -10 dB keskitajuuden vaimennuksesta).



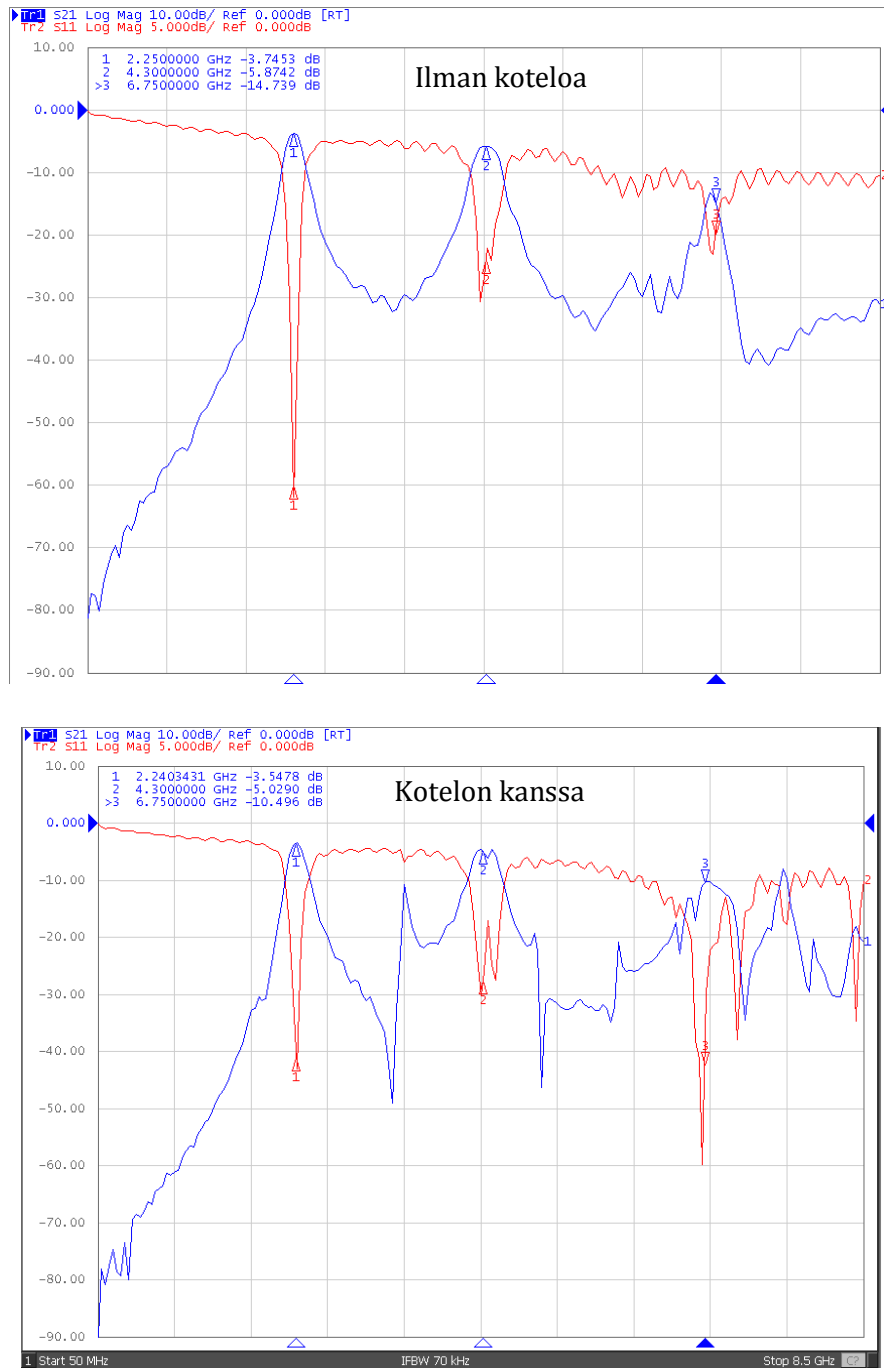
Kuva 18. Tarkennus päästökaistaan. 2 GHz — 2,5 GHz.

Kuvan 19 mittaus osoittaa vaimennuksen muiden radiojärjestelmien käyttämällä taajuuksilla. Mittauksessa ei ole säädetty referenssiä keskitajuudelle.



Kuva 19. Tarkennus muiden järjestelmien taajuuksiin. 800 MHz — 3 GHz.

Mikroliuskasuodattimien päästökaista tyypillisesti toistuu keskitaajuuden monikertojen välein, jolloin muodostuu useita resonanssipisteitä. Kuvasta 20 näkyy, että toinen resonanssipiste (4,3 GHz) ei osunut ihan 2,25 GHz monikerran kohdalle, mutta kolmas resonanssipiste (6,75 GHz) osui melko tarkasti.



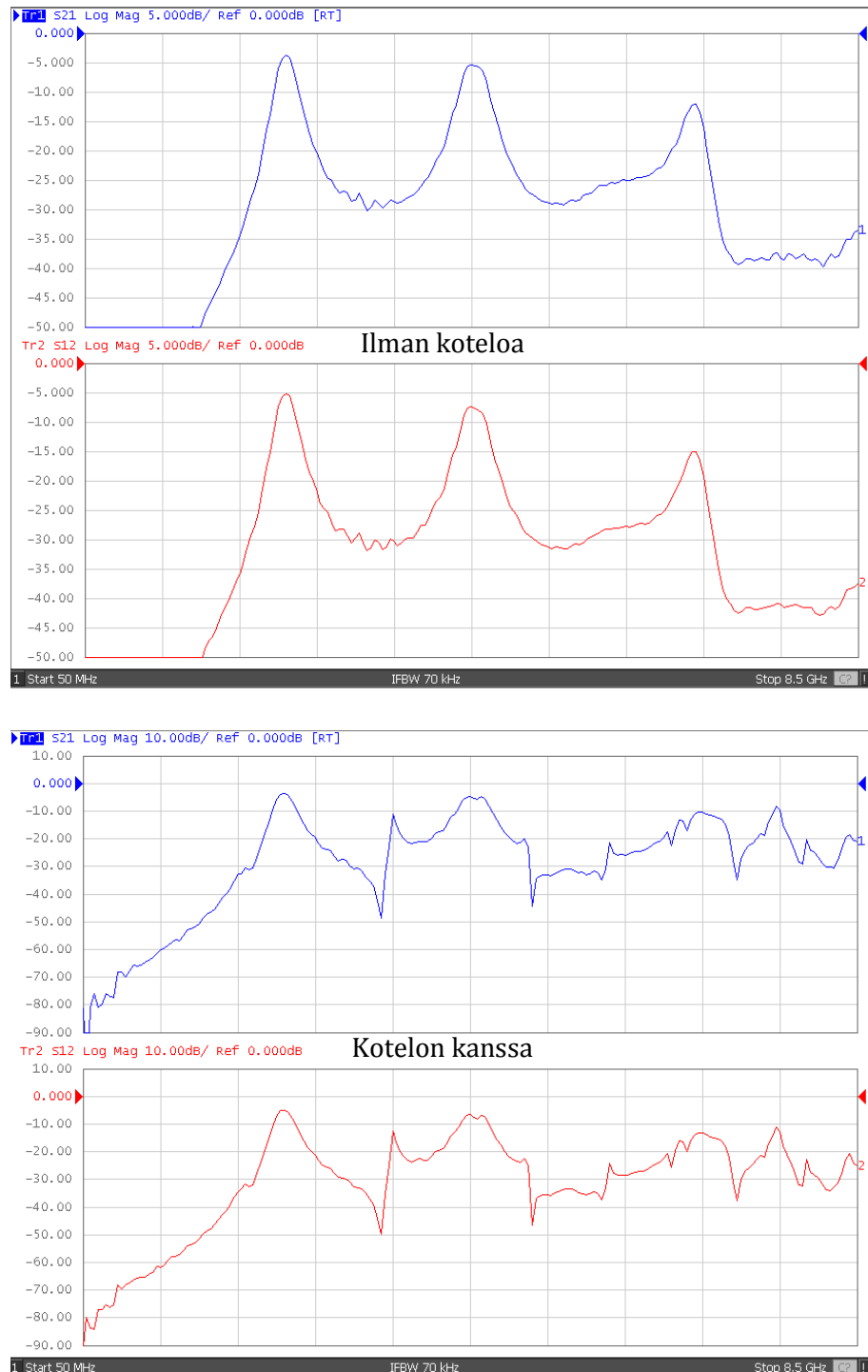
Kuva 20. Suodattimen muut resonanssipisteet. 50 MHz — 8,5 GHz.

Kuvan 21 mittaus osoittaa, että vaikka suodatinrakenne oli symmetrinen, niin paluuhäviöissä löytyi pieniä eroja.



Kuva 21. Suodattimen paluuhäviöt S_{22} ja S_{11} . 50 MHz — 8,5 GHz.

Kuvan 22 mittaus osoittaa suodattimen läpäisynvaimennuksen molempiin suuntiin. Huom. ylemmässä mittauksessa asteikko on 5 dB/div ja alemmassa 10 dB/div.



Kuva 22. Suodattimen läpäisy molempiin suuntiin S_{21} ja S_{12} . 50 MHz — 8,5 GHz.

6 TULOKSET JA POHDINTA

6.1 Olennaisimmat mittaustulokset

Koska mittausten pääasiallinen tarkoitus oli tarkastaa suodattimen toimivuus, vaatimusmäärittelyiden täyttämisen kannalta olennaisimmat tulokset ja tavoitteet on koottu taulukoihin 8 ja 9. Taulukosta 9 on kompensoitu väliinkytkemisvaimennus mittaustuloksista.

Taulukko 8. Kaistanpäästöalueen mittaustulokset.

| | Koteloimaton | Koteloitu | Tavoite |
|--------------------------------------|---------------|-----------------|-------------------|
| Keskitaajuus | 2,255 GHz | 2,232 GHz | 2,250 GHz |
| Kaistanleveys (3 dB) | 177 MHz | 178 MHz | > 100 MHz |
| Kaistanleveys (10 dB) | 352 MHz | 353 MHz | < 400 MHz |
| Väliinkytkemisvaimennus | 3,6 dB | 3,5 dB | < 4 dB |
| Heijastusvaimennuksen > 10 dB:n alue | 2,2 — 2,3 GHz | 2,2 — 2,275 GHz | Koko päästökaista |

Taulukko 9. Kaistanestoalueen mittaustulokset.

| Taajuus (MHz) | Radiojärjestelmä | Läpäisyn vaimennus ilman koteloa (dB) | Läpäisyn vaimennus koteloituna (dB) | Tavoitettu läpäisyn vaimennus (dB) |
|---------------|------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------------|
| 900 | GSM | 53,8 | 57,4 | > 40 |
| 1800 | GSM | 27,3 | 28,3 | > 30 |
| 2100 | 3G | 7,9 | 8,4 | > 10 |
| 2450 | WLAN | 10,1 | 10,7 | > 10 |
| 2600 | LTE | 17,7 | 16,9 | > 20 |

6.2 Pohdinta

Yleisesti ottaen suodattimen kaistanpäästöalueen vaatimusmäärittelyt toteutuivat. Suodattimen kaistanestoalueen vaatimusmäärittelyt toteutuivat osittain; 1800, 2100 ja 2600 MHz:n vaimennukset jäivät hiukan liian pieniksi. Yli 10 dB:n heijastusvaimennus toteutui vain osittain päästökaistalla, mutta resonanssipisteessä heijastusvaimennus oli suurta.

Koteloinnilla oli pieni vaikutus keskitaajuuteen: suhteellinen virhe oli $1 - \frac{2232 \text{ MHz}}{2250 \text{ MHz}} = 0,8 \%$:n luokkaa. Kotelointi vaikutti myös heijastusvaimennuksen alenemiseen resonanssipisteessä, mutta yllättäen koteloinnilla oli pääosin positiivinen vaikutus: läpäisyn vaimennus estokaistalla nousi kaistanpäästöalueen alapuolella.

Olisiko suodatin voinut olla vielä parempi? A. Hasanin työssä käyttäen FR4-piirilevymateriaalia ja rinnakkaisia mikroliuskajohtoja hiuspinnilinjakonfiguraatiossa, päästiin hyvinkin kapeisiin kaistanleveyksiin (FBW = 2 %), tosin väliinkytkemisvaimennus oli suurempaa (10 dB). [9] S. A. Nordinin ja M. K. Mohd Sallehin työssä käyttäen FR4-piirilevymateriaalia ja rinnakkaisia mikroliuskajohtoja spiraalimaisessa konfiguraatiossa, päästiin alhaiseen väliinkytkemisvaimennukseen (< 1 dB), mutta kaistanleveys oli laajempi (FBW = 50%) ja resonattoreiden väliset raot olivat hyvin kapeita (100 μm). [10]

Rinnakkaiset mikroliuskajohdot FR4-piirilevymateriaalilla eivät siis luultavasti ole paras mahdollinen vaihtoehto hyvin kapeakaistaisille suodattimille, jos pieni väliinkytkemisvaimennus on tavoitteena. Työssä toteutettu suodatin on kuitenkin yksinkertaisuudessaan käyttökelpoinen Tekesin CORE++ -projektia varten, joten siinä mielessä se on onnistunut.

AWR-ohjelman simulaatiot olivat hyvin tarkkoja ja noudattivat mittaustuloksia hyvin. Uusien kokeellisten resonaattorirakenteiden simulointi, optimointi ja toteuttaminen voisi hyvin toimia jatkossakin.

7 YHTEENVETO

Tässä työssä suunniteltiin ja toteutettiin kaistanpäästösuodatin käyttäen mikroliuskoja ja FR4-piirilevyateriaa. Aluksi suunniteltiin perinteinen kaistanpäästösuodatin käyttäen sivuistaan kytkettyjä resonaattoreita, mutta suunnitelmaa paranneltiin kokeellisella piirillä, jonka vaatimusmäärittelyiden mukainen toiminta vahvistettiin mittaustuloksilla sekä ennen että jälkeen kotelointia. Suodattimen vaatimusmäärittelyt täyttyivät tärkeimmiltä osin ja siitä tuli käyttökelpoinen Tekesin CORE++ -projektia varten.

Mikroliuskarakenteiden analyysi perinteisin menetelmin on aikaa vievää yksinkertaisissakin rakenteissa. Työ osoittaa, kuinka suunnitteluohjelman analysointi- ja optimointityökalujen käyttö tehostaa suodatinsuunnittelua. Työssä käytettyä menetelmää voi soveltaa resonaattorirakenteiden kehittämiseen ja optimoimiseen. Työn tulokset toimivat esimerkkinä siitä, millaisia arvoja voi odottaa kaistanpäästösuodattimelta ja millaisia haasteita kaistanpäästösuodattimen suunnittelussa voi tulla vastaan.

Työn jatkokehitys voisi pitää sisällään suodattimen kehitystä entistä pienemmän väliinkytkemisvaimennuksen ja kaistanleveyden saamiseksi. Vaihtoehtoisesti työtä voi jatkaa RF-vahvistimen liittämällä suodattimen jatkeeksi.

LÄHTEET

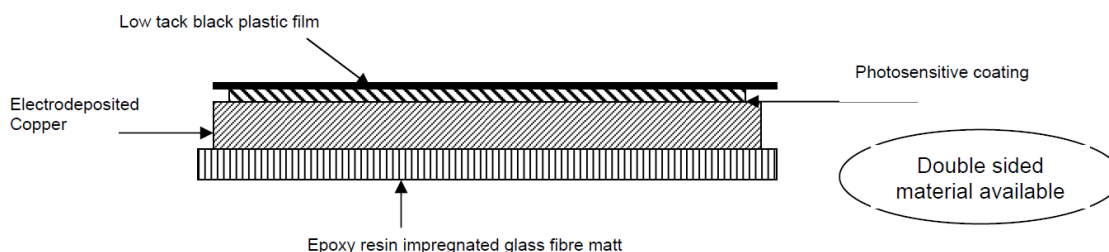
- [1] Viestintävirasto, "Taajuusjakotaulukko", [Internet-sivu]. Saatavilla: https://www.viestintavirasto.fi/attachments/maaraykset/Taajuusjakotaulukko_M4T_15.12.2015.pdf (Luettu: 21.4.2016)
- [2] T. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*. Shrivvenham, England, John Wiley & Sons Ltd, 1988.
- [3] A. Lehto and A. Räisänen, *RF-Ja Mikroaaltotekniikka*. Helsinki ; Espoo: Otatieto, 1996.
- [4] G. L. Matthaei, Leo Young and E. M. T. Jones, *Design of Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures Volume 1*. Fort Monmouth, New Jersey, 1963.
- [5] S. Akhtarzad, T. R. Rowbotham and P. B. Johns, "The Design of Coupled Microstrip Lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp. 486-492, 1975.
- [6] J. R. Aguilar, M. Beadle, P. T. Thompson and M. W. Shelley, "The microwave and RF characteristics of FR4 substrates," in *Low Cost Antenna Technology (Ref. no. 1998/206)*, *IEE Colloquium on*, 1998, pp. 2/1-2/6.
- [7] Lauri Jämsä, "Piirilevyn syövytysopas", [Internet-sivu]. Saatavilla: <http://www.ruuvi-penkki.fi/2010/08/11/piirilevyn-syovytysopas> (Luettu: 30.4.2016).
- [8] J. F. White, *High Frequency Techniques*. Hoboken ; New Jersey, John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [9] Hasan, A. "NOVEL MICROSTRIP HAIRPINLINE NARROWBAND BANDPASS FILTER USING VIA GROUND HOLES," *Progress In Electromagnetics Research*, vol 78, pp. 393-419. 2008.
- [10] S. A. Nordin and M. K. Mohd Salleh, "Second order dual-path coupled line filter," in *2011 IEEE Symposium on Wireless Technology and Applications (ISWTA)*, 2011, pp. 9-12.

Käytetty piirilevymateriaali

FOTOBOARD – PRE-SENSITISED COPPER BOARD

The first choice for the production of quality printed circuit board

Fotoboard is a positive working, Photoresist coated, glass fibre printed circuit laminate to BS4584 and MILSPEC MIL-P-1394GE GRN. The resist is applied 5 microns thick using a specially developed roller coating process which ensures a particularly even layer. The resist is high temperature cured which, combined with its tough plastic film laminate covering, results in a durable board which can be handled, guillotines and processed with a high degree of safety. Inspection at the development stage is simplified by use of a green dye in the Photoresist. Fotoboard is 1/16" thick, 1oz copper. It has a minimum shelf life of one year and is available as both single and double sided. 2oz and other thickness' are available on request.



| | |
|--|-------------------|
| Thickness | 1/16" (1.6mm) |
| Copper per square foot | 1 oz (35 microns) |
| Water Absorption | 0.12% |
| Dielectric Constant (1 MHz) | 4.55 |
| Dissipation Factor | 0.0175 |
| Flexural strength, Lengthways (N/mm ²) | 530.00 |
| Flexural strength Crosswise (N/mm ²) | 425.00 |
| Peel Strength (N/mm ²) | 1.95 |

GENERAL TECHNICAL CHARACTERISTICS

| | CHARACTERISTICS | CONDITIONING | UNIT | FOTOBOARD (FR4) | METHODOLOGY | FPC-16 | METHODOLOGY | |
|---------------------------------------|---|----------------------------------|---------------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|----------------------|-------------|
| Non-Electrical Tests Base Material | Flexural Strength | Lengthwise / Crosswise A | N/mm ² | 570/460 | MILP.13949 | 370/250 | NEMA L1-1 | |
| | Punchability | A | | 1 | DIN 53488 | 1 | DIH 53488 | |
| | Hardness | A | M Scale | 112 | | 105 | | |
| | Shear Strength | A | N / mm ² | 138.5 | | 105 | | |
| | Flammability | A; E-168 / 170 | | S | 20(V-0) | UL94 | 10(V-0) | UL-94 |
| | Temperature Index | A | | °C | 130 | UL746 | 130 | UL 746 |
| | Water Absorption | E-1/105 + D-24 /23 | | % | 0.1 | MILP.13949 | 0.25 | NEMA I1-1 |
| | Pressure Vessel Thermal Stress | C-1/2 /15 psi +E-20s /260 | | | 5 | MILP.13949 | | |
| | Non-Electrical Tests on Metal Clad Material | Thermal Stress | E-6/150+E10s /288 | S | >40 | MILP.13949 | >40 | MIL.P.13949 |
| | | Peel Strength | As received | N/mm | 2.2 | MILP.13949 | 2.10 | MIL.P.13949 |
| Peel Strength | | After thermal stress | N/mm | 1.9 | MILP.13949 | 1.8 | NEMA L1-1 | |
| Peel Strength | | E-1/125(FR3:E-1/105) | N/mm | 1.7 | MILP.13949 | 1.6 | NEMA L1-1 | |
| Peel Strength | | After exposure to processing Sol | N/mm | 1.85 | MILP.13949 | 1.7 | MIL.P.13949 | |
| Warp on Panels 304x304mm | | A | | % | ≤0.5 | MILP.13949 | ≤1.0 | MIL.P.13949 |
| Electrical Tests | Electrolytic Corrosion | C-96/40/92 | | A/1.4 | 1EC.249 | A/1.0 | 1EC.249 | |
| | Dielectric Breakdown | To lamination D48/50+D-1/2/ 23 | KV | 70 | MIL.P.13949 | 65 | NEMA L1-1 | |
| | Electric Strength | D-48 / 50+D -1/2/23 | V/mil | | MIL.P.13949 | | | |
| | Permittivity | 1 MHZ C-40 / 23/50 | | 4.5 | MIL.P.13949 | | | |
| | Permittivity | 1 MHZ D-24 / 23 | | | 1EC.249 | 4.2 | NEMA L1-1 | |
| | Dissipation Factor | 1 MHZ C-40 / 23/50 | | 0.017 | MIL.P.13949 | | | |
| | Dissipation Factor | 1 MHZ D-24 / 23 | | | | 0.03 | NEMA L1-1 | |
| | Surface Resistance | Moisture resistance | | Ω | 22 x 10 ¹² | MIL.P.13949 | | |
| | Surface Resistance | E24/125 (FR3:E-4/105) | | Ω | 5 x 10 ¹¹ | MIL.P.13949 | 7 x 10 ¹⁰ | MIL.P.13949 |
| | Volume Resistivity | Moisture resistance | | Ω cm | 27 x 10 ¹² | MIL.P.13949 | | |
| Volume Resistivity | E24/125 (FR3:E-4/105) | | Ω cm | 3 x 10 ¹² | MIL.P.13949 | 8 x 10 ⁹ | MIL.P.13949 | |
| Volume Resistivity | C96-35-90 | | Ω cm | 3 x 10 ¹² | MIL.P.13949 | 40 x 10 ¹² | NEMA L1-1 | |