

**DESAIN DAN REALISASI *DUAL BAND BANDSTOP FILTER*
MIKROSTRIP *DUAL PLANE DEFECTED STRUCTURES* FREKUENSI
WiMAX 3,3 GHz DAN *WLAN 5 GHz* UNTUK APLIKASI *ULTRA WIDE*
*BAND***

**EGGY RETNO YULIASIH
5215122657**



Skripsi Ini Disusun Sebagai Salah Satu Persyaratan Untuk Memperoleh
Gelar Sarjana Pendidikan

**PROGRAM STUDI PENDIDIKAN TEKNIK ELEKTRONIKA
FAKULTAS TEKNIK
UNIVERSITAS NEGERI JAKARTA
2017**

LEMBAR PENGESAHAN

NAMA

TANDA TANGAN

TANGGAL

Drs. Mufti Masum, M.Pd

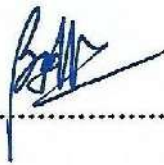
(Dosen Pembimbing I)



31/01/2017

Dr. Baso Maruddani, MT

(Dosen Pembimbing II)



1/2-17

PENGESAHAN PANITIA UJIAN SIDANG

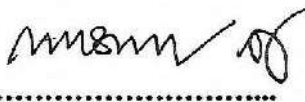
NAMA

TANDA TANGAN

TANGGAL

Drs. Wisnu Djatmiko, MT

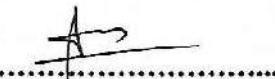
(Ketua)



24/1 2017

Aodah Diamah, Ph.D

(Sekretaris)



25 Januari 2017

Dr. Muhammad Yusro, MT

(Dosen Ahli)



31 / 1 2017

LEMBAR PERNYATAAN

Dengan ini saya menyatakan bahwa :

1. Karya tulis skripsi saya ini adalah asli dan belum pernah diajukan untuk mendapatkan gelar akademik Sarjana, baik di Universitas Negeri Jakarta maupun di perguruan tinggi lain.
2. Karya tulis ini adalah murni gagasan, rumusan dan penelitian saya sendiri dengan arahan dosen pembimbing.
3. Karya tulis ini tidak terdapat karya atau pendapat yang telah ditulis atau dipublikasikan orang lain, kecuali secara tertulis dengan jelas dicantumkan sebagai acuan dalam naskah dengan disebutkan nama pengarang dan dicantumkan dalam daftar pustaka.
4. Pernyataan ini saya buat dengan sesungguhnya dan apabila dikemudian hari terdapat penyimpangan dan ketidakbenaran dalam pernyataan ini, maka saya bersedia menerima sanksi akademik berupa pencabutan gelar yang telah diperoleh karena karya tulis ini, serta sanksi lainnya sesuai norma yang berlaku di Universitas Negeri Jakarta.

Jakarta, 12 Januari 2017

Yang Membuat Pernyataan

Eggy Retno Yuliasih

5215122657

KATA PENGANTAR

Puji syukur saya sampaikan kepada Allah Subhanahu Wa Ta'ala atas segala Karunia dan Rahmat-Nya sehingga skripsi ini dapat terselesaikan. penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana Pendidikan Teknik Elektronika Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Negeri Jakarta. Saya menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, sangatlah sulit bagi saya untuk menyusun skripsi ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- 1) Drs. Pitoyo Yuliatmojo, MT selaku Ketua Program Studi Pendidikan Teknik Elektronika.
- 2) Drs. Mufti Masum, M.Pd selaku dosen pembimbing I atas segala ketulusan, kesabaran dan motivasi untuk menyelesaikan skripsi.
- 3) Dr. Baso maruddani, MT, selaku dosen pembimbing II atas segala ketulusan, kesabaran dan motivasi untuk menyelesaikan skripsi.
- 4) Teguh Praludi, MT, selaku selaku dosen pembimbing III (di LIPI Bandung) atas segala ketulusan, kesabaran dan motivasi untuk menyelesaikan skripsi.
- 5) Kedua orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan kasih sayang yang tidak ternilai harganya dan juga atas doa yang tidak pernah terhenti diucapkan.
- 6) Rekan-rekan mahasiswa/i Pendidikan Teknik Elektronika yang telah membantu dan memberi dukungan dalam penyusunan skripsi ini.

Akhir kata, semoga Allah Subhanahu Wa Ta'ala membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu penyusunan skripsi ini dengan balasan yang lebih baik. Semoga skripsi ini membawa manfaat yang besar bagi pengembangan ilmu pengetahuan dan teknologi.

Jakarta, 19 Desember 2016

Peneliti

ABSTRAK

Eggy Retno Yuliasih, Rancang Bangun Dual Band Bandstop Filter Mikrostrip Defected Structure Dual Plane Frekuensi WiMAX 3,3 GHz dan WLAN 5 GHz untuk Aplikasi Ultra Wide Band. Skripsi. Jakarta, Program Studi Pendidikan Teknik Elektronika Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Negeri Jakarta, 2017.

UWB (*Ultra Wide Band*) merupakan teknologi yang digolongkan sebagai *Short Wireless Range* (SWR) yang memiliki pita frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, menduduki beberapa frekuensi kerja sistem komunikasi radio lainnya, yaitu sistem WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave*) frekuensi 3,3 GHz dan sistem WLAN (*Wireless Lokal Area Network*) frekuensi 5 GHz. Hal ini menyebabkan adanya potensi interferensi antara ketiga sistem tersebut. Untuk menjaga perangkat UWB, maka dibutuhkan *bandstop filter* yang mampu menghasilkan dua buah respon *stopband* sekaligus untuk menstop frekuensi WiMAX dan WLAN.

Dual Band Bandstop Filter (DBBSF) merupakan salah satu teknologi *filter* mikrostrip yang dapat menekan sinyal yang tidak diinginkan secara efektif bersamaan di dua frekuensi terpisah. Pada penelitian ini dibahas perancangan sebuah *dual band bandstop filter* mikrostrip dengan metode *defected structure dual plane*, desain model T-DMS (*Defected Microstrip Structure*) pada *top plane* untuk menghasilkan daerah kerja frekuensi *stopband* pertama 3,3 GHz – 3,4 GHz dengan *bandwidth* 100 MHz dan desain model U-DGS (*Defected Ground Structure*) pada *bottom plane* untuk menghasilkan frekuensi *stopband* kedua 5,150 GHz – 5,825 GHz dengan *bandwidth* 675 MHz. *Filter* disimulasikan dengan menggunakan *software* CST Microwave Studio 2014, kemudian dilakukan fabrikasi dan pengukuran untuk memverifikasi hasil rancangan *filter*. Pengukuran menggunakan *Vector Network Analyzer* R3770.

Hasil pengukuran *filter tanpa casing* diperoleh frekuensi kerja *stopband* pertama 3,484 GHz dengan *bandwidth* 285 MHz, *insertion loss* -35dB, *return loss* -2,2dB, VSWR 7 dan frekuensi *stopband* kedua 5,403 GHz dengan *bandwidth* 519 MHz, *insertion loss* -46dB, *return loss* -2,2dB, VSWR 7. Dan Hasil pengukuran *filter* dengan menggunakan *casing* diperoleh frekuensi kerja *stopband* pertama 3,521 GHz dengan *bandwidth* 266 MHz, *insertion loss* -46dB, *return loss* -2,7dB, VSWR 6 dan frekuensi *stopband* kedua 5,478 GHz dengan *bandwidth* 569 MHz, *insertion loss* -35dB *return loss* -1,3dB, VSWR 12.

Kata kunci : UWB (*Ultra Wide Band*), WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave*), WLAN (*Wireless Lokal Area Network*), DBBSF (*Dual Band Bandstop Filter*), T-DMS (*Defected Microstrip Structure*), U-DGS (*Defected Ground Structure*).

ABSTRACT

Eggy Retno Yuliasih, Design and Realization of Dual Band Bandstop Filter Microstrip Dual Plane Defected Structure At 3.3 GHz WiMAX Frequency and 5 GHz WLAN Frequency for Application Ultra Wide Band. Thesis. Jakarta, Education Program Electronic Engineering Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, State University of Jakarta, 2017.

UWB (Ultra Wide Band) is a technology that is classed as Short Wireless Range (SWR) has frequency bands 3.1 GHz– 10.6 GHz, occupying some of the frequencies of other radio communication systems work, that is WiMAX system (Worldwide Interoperability for Microwave) frequencies of 3.3 GHz and WLAN system (Wireless Local Area Network) a frequency of 5 GHz. This led to the existence of potential interference between the three systems. To keep UWB devices, then become bandstop filter that is able to produce two response stopband at once to stop frequency WiMAX and WLAN.

Dual Band Bandstop Filter (DBBSF) is one of the microstrip filter technology that can suppress unwanted signals effectively simultaneously in two separate frequencies. On this research discussed the design of a dual-band bandstop filter with mikrostrip method defected structure dual plane, the design of the model T-DMS (Defected Microstrip Structure) on the top panel to generate a working area first stopband frequency 3.3 GHz – 3.4 GHz with a bandwidth of 100 MHz and design models U-DGS (Defected Ground Structure) on the bottom plane to produce a second 5.150 stopband frequency GHz – 5.825 GHz with a bandwidth of 675 MHz. Filter is simulated by using software CST Microwave Studio 2014 , and then do the fabrication and measurement to verify the results of the design of the filter. The measurement using *Vector Network Analyzer* R3770.

The results of measurements of the filter without *casing* retrieved working the frequency of the first stopband 3.484 GHz with a bandwidth of 285 MHz insertion loss -35dB, return loss -2,2dB, VSWR 7. And the frequency of the second stopband 5.403 GHz with a bandwidth of 519 MHz, insertion loss -46dB, return loss -2,2dB, VSWR 7. And measuring results using the filter *casing* retrieved working the frequency of the first stopband 3.521 GHz with a bandwidth of 266 MHz, insertion loss -46dB, return loss -2,7dB, VSWR 6. and the frequency of the second stopband 5.478 GHz with a bandwidth of 569 MHz insertion loss -35dB, return loss -1,3dB, VSWR 12.

Keywords : UWB (*Ultra Wide Band*), WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave), WLAN (Wireless Local Area Network), DBBSF (*Dual Band Bandstop Filter*), T-DMS (*Defected Microstrip Structure*), U-DGS (*Defected Ground Structure*).

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
LEMBAR PENGESAHAN.....	ii
LEMBAR PERNYATAAN.....	iii
KATA PENGANTAR	iv
ABSTRAK.....	v
ABSTRACT	vi
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR TABEL	xiv
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang Masalah	1
1.2 Identifikasi Masalah	6
1.3 Pembatasan Masalah.....	6
1.4 Perumusan Masalah.....	7
1.5 Tujuan Penelitian.....	8
1.6 Manfaat Penelitian.....	8
BAB II KERANGKA TEORITIK DAN KERANGKA BERPIKIR.....	9
2.1 Kajian Teoritik.....	9
2.1.1. Hakikat Desain dan Realisasi	9
2.1.2. <i>Ultra Wide Band</i> (UWB)	9
2.1.3. <i>Filter</i>	10
2.1.3.a. LPF (Low Pass Filter)	12
2.1.3.b. HPF (High Pass Filter).....	13

2.1.3.c. BPF (Band Pass Filter).....	13
2.1.3.d. BSF (Band Stop Filter)	14
2.1.4. <i>Magnitude Response</i>	15
2.1.4.a. Parameter <i>S</i>	16
2.1.4.b. <i>Insertion loss</i>	20
2.1.4.c. <i>Return loss</i>	21
2.1.4.d. <i>Bandwidth</i>	22
2.1.4.e. VSWR.....	22
2.1.5. Saluran Mikrostrip	24
2.1.5.a. Struktur saluran mikrostrip	24
2.1.5.b. Konstanta Dielektrik Efektif Dan Impedansi Karakteristik....	24
2.1.5.c. Panjang Gelombang	26
2.1.5.d. Perbandingan W/h	27
2.1.5.e. Pengaruh Ketebalan <i>Strip</i>	27
2.1.5.f. Rugi – rugi Mikrostrip.....	28
2.1.5.g. Pemilihan Bahan	29
2.1.6. Transformasi <i>Lowpass Prototype</i>	30
2.1.7. <i>Filter Pendekatan Butterworth</i>	32
2.1.8. <i>Defected Structure</i>	35
2.1.8.a. Konfigurasi T-DMS (Defected Microstrip Structure)	37
2.1.8.b. Konfigurasi U-DGS (<i>Defected Ground Structure</i>).....	39
2.1.8.c. Menentukan <i>S</i> parameter	42
2.2 Kerangka Berpikir	43
BAB III METODOLOGI PENELITIAN	45
3.1 Tempat dan Waktu Penelitian.....	45

3.2	Metode Pengembangan Produk	45
3.2.1.	Tujuan Pengembangan.....	45
3.2.2.	Metode Pengembangan.....	45
3.2.3.	Sasaran Produk	47
3.2.4.	Instrumen	47
3.3	Prosedur Pengembangan.....	48
3.3.1.	Tahap Penelitian dan Pengumpulan Informasi	48
3.3.1.a.	Penentuan karakteristik <i>Filter</i>	49
3.3.1.b.	Penentuan Jenis Bahan.....	50
3.3.1.c.	Penentuan Dimensi Elemen DBBSF Defected Structure	51
c.1.	Penentuan Dimensi T-DMS	52
c.2.	Penentuan Dimensi U-DGS	53
c.3.	Penentuan Dimensi <i>Substrate</i>	53
c.4.	Penentuan Dimensi Saluran Transmisi	53
3.3.2.	Tahap Desain Produk.....	54
3.3.2.a.	Desain <i>Filter</i> Dengan CST <i>Microwave Studio</i> 2014	54
3.3.2.b.	<i>Validasi Desain Filter</i>	55
3.3.2.c.	Uji Coba Produk.....	55
c.1.	Pabrikasi <i>Filter</i>	55
c.2.	Pengukuran <i>Filter</i> Dengan <i>Network Analyzer</i>	57
c.3	Teknik Pengumpulan Data	60
3.4	Teknik Analisis Data	60
BAB IV HASIL PENELITIAN DAN PEMBAHASAN		64
4.1.	Hasil Pengembangan Produk.....	64
4.1.1.	Hasil Perencanaan.....	64

4.1.1.a. Nilai frekuensi <i>cut off stop band</i>	64
4.1.1.b. Nilai FBW (<i>Fractional Bandwidth</i>).....	64
4.1.1.c. Nilai Orde <i>Filter</i> dengan Pendekatan <i>Butterworth</i>	65
4.1.1.d. Pemilihan bahan <i>substrate</i>	65
4.1.1.e. Karakteristik Mikrostrip <i>Line</i> untuk $W/h > 1$	65
4.1.1.f. Hasil Perhitungan Panjang Gelombang.....	67
4.1.1.g. Hasil Dimensi DBBF (<i>Dual Band Bandstop Filter</i>).....	68
4.2. Kelayakan Produk (Teoritik dan Empiris).....	70
4.2.1. Hasil Desain	70
4.2.2. Hasil Simulasi	73
4.3. Efektifitas Produk (Melalui Uji Coba)	84
4.3.1. Hasil Pabrikasi <i>Filter</i>	84
4.3.2. Hasil Pengukuran dengan <i>Vector Network Analyzer</i>	85
4.4. Pembahasan	92
4.4.1. Dimensi <i>Filter</i> Berdasarkan Hasil Simulasi	93
4.4.2. Perbandingan Hasil Dimensi Desain dan Pabrikasi.....	96
4.4.3. Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran	96
BAB V KESIMPULAN DAN SARAN	102
5.1. Kesimpulan.....	102
5.2. Saran	104
DAFTAR PUSTAKA.....	105

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1	Aplikasi <i>Ultra Wideband</i>	2
Gambar 1.2	Blok diagram dari <i>low power UWB</i>	3
Gambar 2.1.	Blok diagram <i>UWB receiver</i>	10
Gambar 2.2.	<i>Casing filter</i>	12
Gambar 2.3.	<i>Lowpass filter</i> (Ferdie Yansyah, 2016:13).	13
Gambar 2.4.	<i>High pass filter</i> (Ferdie Yansyah, 2016:13).	13
Gambar 2.5.	<i>Bandpass filter</i> (Ferdie Yansyah, 2016:13).	14
Gambar 2.6.	Respon <i>Bandstop filter</i> ideal (Ferdie Yansyah, 2016:15).	14
Gambar 2.7.	Toleransi yang diberikan pada <i>bandstop filter</i> (Ferdie Yansyah, 2016:16).	15
Gambar 2.8.	Jaringan 2 port (Triprjooetomo, 2012:10)	16
Gambar 2.9.	Parameter S dalam jaringan 2-port (Triprjooetomo, 2012:11).	17
Gambar 2.10.	Lebar pita frekuensi (<i>bandwidth</i>) (Ferdie Yansyah, 2016:16).	22
Gambar 2.11.	Struktur Mikrostrip secara umum (J.S Hong, 2001:78)	24
Gambar 2.12.	Transformasi dari <i>Lowpass</i> ke <i>Bandstop</i> . (a) <i>Prototype LPF</i> (b) <i>Single band BSF</i> (c) <i>Dual Band Bandstop Filter</i> (Hiromitsu Uchida, 2004:2551).	30
Gambar 2.13.	Respon <i>Lowpass filter</i> dan posisi <i>poles</i> untuk pendektan <i>butterworth</i> (J.S Hong 2001:31-32).	33
Gambar 2.14.	Realisasi rangkaian LC (J.S Hong 2001:40)	34
Gambar 2.15.	Konfigurasi <i>Dual Band Band Stop Filter</i> (Jung Wang dkk, 2013:399).	37
Gambar 2.16.	(a) rangkaian ekivalen model T-DMS (<i>Defected Microstrip Structure</i>) (b) fungsi capacitor kopling C_g yang mempengaruhi lebar celah (<i>gap</i>) d dan lebar (<i>width</i>) lb (Jung Wang dkk, 2013:403).	37
Gambar 2.17.	Komparasi pada S -parameter diantara hasil simulasi dan perhitungan (Jung Wang dkk, 2013:404)	39

Gambar 2.18.	(a) Rangkaian ekivalen DGS nilai L, C dan R mempengaruhi dimensi pada jalur transmisi (F.Y. Zulkifli, 2008:32-33).....	41
Gambar 2.19.	Diagram Alir Perancangan <i>DBBSF (Dual Band Band Stop Filter)</i>	44
Gambar 3.1	Langkah Metode <i>Research and Development (R&D)</i> yang digunakan dalam Penelitian (Sugiono, 2009:408).....	46
Gambar 3.2	Respon spesifikasi ideal <i>bandstop filter dual band</i>	50
Gambar 3.3	(a) T-DMS orde-3 pada <i>top plane</i> , (b) Dimensi T-DMS	52
Gambar 3.4	(a) U-DGS orde-3 pada <i>Ground plane</i> , (b) Dimensi U-DGS	53
Gambar 3.5	Menghitung Impedansi Transmisi <i>Line</i>	54
Gambar 3.6	OSL Calibration.....	57
Gambar 3.7	ADVANTEST R3770 Network Analyzer	58
Gambar 3.8	Konfigurasi Pengukuran <i>filter</i>	59
Gambar 4.1.	Struktur T-DMS.....	69
Gambar 4.2.	Struktur U-DGS	69
Gambar 4.3.	Bentuk dan Dimensi filter Mikrostrip T-DMS (Defected Microstrip Structure).	71
Gambar 4.4.	Filter Mikrostrip Defected structure Slot DGS.....	72
Gambar 4.5.	Respon <i>bandstop filter</i> berdasarkan hasil perhitungan	74
Gambar 4.6.	Perbandingan Panjang Resonator (a).....	75
Gambar 4.7.	Perbandingan panjang resonator (la)	75
Gambar 4.8.	Perbandingan lebar resonator (b).....	76
Gambar 4.9.	Perbandingan lebar <i>gap</i> (d).....	76
Gambar 4.10.	Perbandingan lebar <i>microstrip line</i> (t).....	77
Gambar 4.11.	Perbandingan panjang resonatr (e)	78
Gambar 4.12.	Perbandingan panjang resonator (k)	78
Gambar 4.13.	Perbandingan lebar <i>gap</i> (m).....	79
Gambar 4.14.	Hasil respon yang optimal pada simulasi	80
Gambar 4.15.	Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk S_{21} (<i>Insertion Loss</i>).....	80

Gambar 4.16.	Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk S_{11} (<i>Return Loss</i>)	81
Gambar 4.17.	Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk VSWR (<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>)	81
Gambar 4.18.	Grafik Simulasi Insertion loss, Return loss dan <i>Bandwidth</i> filter .	83
Gambar 4.19.	Grafik VSWR	84
Gambar 4.20.	Hasil Pabrikasi <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i> (a) Tampak Depan (b) Tampak Belakang.	85
Gambar 4.21.	(a) Hasil Pabrikasi <i>Filter</i> menggunakan <i>casing</i> (b) <i>casing</i> bagian atas <i>filter</i> dibuka.	85
Gambar 4.22.	Hasil Pengukuran (S_{21}) <i>Insertion Loss</i> dan <i>Bandwidth</i> pada <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>	87
Gambar 4.23.	Hasil Pengukuran (S_{21}) <i>Insertion Loss</i> dan <i>Bandwidth</i> pada <i>Filter</i> dengan menggunakan <i>casing</i>	88
Gambar 4.24.	Hasil Pengukuran (S_{11}) <i>Return Loss</i> pada <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>	89
Gambar 4.25.	Hasil Pengukuran (S_{11}) <i>Return Loss</i> pada <i>Filter</i> dengan menggunakan <i>casing</i>	90
Gambar 4.26.	Hasil Pengukuran (S_{11}) VSWR pada <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>	91
Gambar 4.27.	Hasil Pengukuran (S_{11}) VSWR pada <i>Filter</i> dengan menggunakan <i>casing</i>	92
Gambar 4.28.	Perbandingan <i>filter</i> dengan <i>casing</i> dan <i>filter</i> tanpa <i>casing</i>	95
Gambar 4.29.	Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada <i>Insertion loss</i> (S_{21}).	97
Gambar 4.30.	Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada <i>Return loss</i> (S_{11}).	98
Gambar 4.31.	Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada VSWR	99

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1.	Nilai komponen <i>filter butterworth</i> (J.S Hong 2001:41)	34
Tabel 3.1.	Spesifikasi WiMAX 3,3 GHz	50
Tabel 3.2.	Spesifikasi WLAN 5 GHz	50
Tabel 3.3.	Spesifikasi Substrate yang digunakan	51
Tabel 3.4.	Spesifikasi bahan pada jalur mikrostrip dan <i>groundplane</i>	51
Tabel 3.5.	Dimensi T-DMS	61
Tabel 3.6.	Dimensi U-DGS	61
Tabel 3.7.	Hasil Simulasi Desain <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>	62
Tabel 3.8.	Hasil Simulasi Desain <i>Filter</i> dengan <i>casing</i>	62
Tabel 3.9.	Perbandingan Dimensi <i>Filter</i> Mikrostrip <i>Rectangular</i>	62
Tabel 3.10.	Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran.....	63
Tabel 4.1.	Parameter Suptansi <i>Slope</i>	68
Tabel 4.2.	Nilai Dimensi T-DMS dan U-DGS	73
Tabel 4.3.	Perbandingan Hasil Respon Simulasi Perhitungan dan Respon Simulasi Optimal	82
Tabel 4.4.	Dimensi <i>Filter</i> Mikrostrip <i>Defected structure</i> (T-DMS).....	93
Tabel 4.5.	Dimensi <i>Filter</i> Mikrostrip <i>Defected structure</i> (U-DGS).....	93
Tabel 4.6.	Hasil simulasi dan hasil pengukuran <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>	94
Tabel 4.7.	Hasil simulasi dan hasil pengukuran <i>Filter</i> dengan <i>casing</i>	94
Tabel 4.8.	Tabel Perbandingan Dimensi <i>Filter</i> Mikrostrip <i>Defected structure</i>	96
Tabel 4.9.	Perbandingan Hasil Respon Simulasi dan Pengukuran.....	101
Tabel 4.10.	Selisih hasil simulasi dengan hasil pengukuran	101

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang Masalah

Perkembangan teknologi telekomunikasi pada saat ini mengalami kemajuan yang sangat pesat. Hal ini dapat dilihat dari semakin meningkatnya kebutuhan untuk memperoleh informasi, baik informasi dalam bentuk suara, data, gambar, maupun video, dengan peralatan komunikasi yang dapat digunakan dimana saja dan kapan saja. Kemajuan teknologi yang paling berkembang saat ini adalah komunikasi nirkabel yang dapat mendukung terselenggaranya sistem telekomunikasi secara global.

Salah satu permasalahan mendasar dalam teknologi nirkabel yang saat ini masih dicari jalan keluarnya adalah kebutuhan akan *bandwidth* yang lebar atau *multiple high bandwidth* seperti yang dituntut pengguna perangkat elektronik modern dimana PC, pemutar atau perekam MP3, kamera dan *Camcorder* digital, HDTV, *Set Top Box* (STB), *gaming system*, *Personal Digital Assistance* (PDA) dan Telepon Seluler mampu terhubung satu sama lain, sehingga membentuk *Wireless Personal Area Network* (WPAN), oleh karena itu diperlukan teknologi nirkabel yang mendukung beberapa *high data rate streaming* sekaligus, hemat energi, murah, dan dapat dikemas dalam bentuk produk yang kecil, seperti PDA atau Telepon Seluler dan jawabannya adalah ada pada teknologi *ultra-wideband* (UWB) (Trprijotomo 2012:1). Yang kini terus dikembangkan, gambar 1.1. menunjukkan aplikasi UWB.

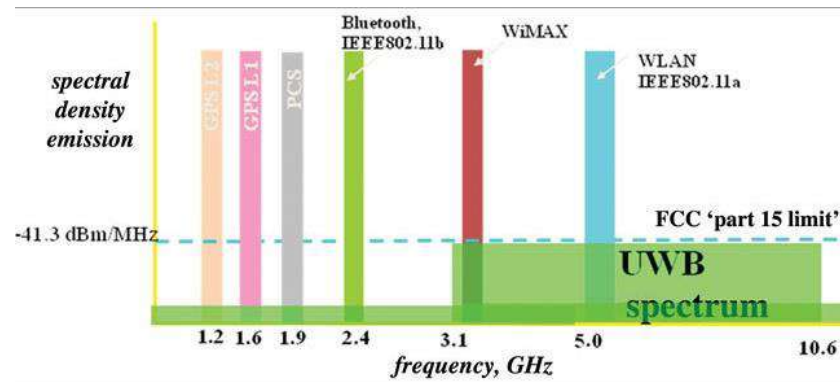


Gambar 1.1 Aplikasi *Ultra Wideband*

Ultra Wideband adalah salah satu teknologi yang menggunakan frekuensi operasi sangat lebar, pada Februari 2002 *Federation Communication Comission* (FCC) telah mengizinkan komunikasi ini bekerja pada frekuensi 3,1 GHz sampai 10,6 GHz, sehingga UWB sanggup menyalurkan data dengan kecepatan 480 Mbps, Sistem UWB dirancang untuk digunakan seperti *bluetooth*, yaitu sebagai Teknologi *Personal Area Network* (PAN) yang beroperasi pada daya dengan tingkat EIRP -41,3 dBm/MHz dan jarak sekitar 10 meter (Wahyu Waskito 2014:1).

Akan tetapi UWB yang memiliki pita frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, menduduki beberapa frekuensi kerja sistem komunikasi radio lainnya, yaitu *Wireless Local Area Network* WLAN 802.11a di frekuensi 5 GHz dan *Worldwide Interoperability for Microwave Access* WiMAX 802.16 di frekuensi 3,3 GHz. Hal ini menyebabkan adanya potensi interferensi antara kedua sistem tersebut (Cahyasiwi 2009:1). Untuk menjaga perangkat UWB, maka dibutuhkan sebuah

bandstop response agar sistem komunikasi UWB tidak terganggu oleh sistem komunikasi WiMAX ataupun WLAN.



Gambar 1.2 Blok diagram dari *low power UWB*

Telah dilakukan penelitian untuk menghasilkan *bandpass filter ultra wideband* dengan sisipan *filter bandstop* menggunakan saluran transmisi CRLH (*Composite Right-Left Handed Transmission Line*) berbentuk *Ring resonator* (Triprijooetomo 2012:1) dan *square resonator* (Wahyu Waskito 2014:1). perancangan dari *filter* tersebut rumit dan cukup sulit serta atenuasi dari *response bandstop* yang didapat maksimal hanya bernilai 30 dB. Dan penelitian ini hanya membahas mengenai sisipan *bandstop* pada frekuensi WLAN-nya saja *response bandstop* yang dibahas adalah merupakan *single band*.

Untuk itu pada penelitian ini akan dirancang *bandstop filter* yang dapat menghasilkan respon dua *stopband* sekaligus. *Bandstop filter* sendiri telah banyak digunakan dalam banyak aplikasi untuk memblokir sinyal yang tidak diinginkan sedangkan sinyal yang berguna kemudian di lewatkan. DBBSF (*Dual Band*

Bandstop Filter) merupakan *filter* yang dapat menghasilkan dua buah respon bandstop sekaligus.

Banyak konfigurasi *filter* yang berbeda berbasis teknologi planar telah diusulkan untuk membuat DBBSF. Dalam (Hiromitsu dkk, 2014:2551), yaitu *stopbands* ganda dengan menerapkan transformasi frekuensi-variabel ke *prototipe lowpass*. Kebanyakan penelitian terbaru telah difokuskan pada pengurangan ukuran DBBSF, yang dapat dicapai dengan menggunakan dua bagian (K.S. Chin dkk, 2007:849-851) atau tiga bagian (K.S. Chin dan C.K. Lung, 2009:37-48) *Step Impedance Resonator* (SIR), atau *Dual-Mode Loop Resonator* (H.K. Chiou dan C.F. Tai 2009:507-509). DBBSF ukuran lebih kecil juga dapat diwujudkan dengan menggunakan *Single End-Shorted Parallel Coupled Microstrip Line And Open-Ended SIR* (V.K. Velidi dan S. Sanyal, 2010:148-150), atau menggabungkan struktur *spur-line* dan slot persegi panjang (Cheng, Yin dan Zheng 2012:1374-1380). Namun, tidak mudah untuk menyesuaikan frekuensi pusat setiap *stopband* untuk *filter* di atas. Dalam rangka untuk mengatasi masalah tersebut, *Open Loop Resonator* dengan panjang berbeda digabungkan ke *microstrip line* dimanfaatkan dengan mengorbankan ukuran yang relatif lebih besar (S. Vegesna dan M. Saed, 2012:168-171). DBBSF itu terdiri dari slot berkelok *Defected Microstrip Structure* dan *Simplified Spiral Microstrip Resonator* dikembangkan di (H. Ning dkk, 2012:259-274) untuk mendapatkan *stopband* yang dapat dikontrol secara independen dan ditingkatkan hasil responsnya. Namun demikian, realisasi DBBSF ukuran yang lebih kecil dengan kinerja tinggi dan *stopband* mudah disesuaikan masih merupakan tantangan yang berkelanjutan.

Defected Ground Structure (DGS) dan *Defected Microstrip Structure (DMS)* telah banyak digunakan untuk desain komponen *microwave* (Woo dkk, 2006:2840-2847), terutama untuk miniatur desain *Bandstop filter* (S.Y. Huang dan Y.H. Lee, 2009:657-665) Karena terkenal efektif, dalam respon *stopband* pada frekuensi resonansinya,. Dengan menggunakan karakteristik yang unik, sebuah DBBSF dengan ukurannya yang diperkecil dikembangkan dengan mengadopsi DMS berbentuk-T dan DGS berbentuk-U di teliti sebelumnya pada (Jun Wang dkk, 2013:397-417).

Pada penelitian ini akan dirancang *DBBSF (Dual Band Band Stop Filter)* mikrostrip dengan metode *Defected Structures* pada rentang frekuensi WiMAX 3,3 GHz – 3,4 GHz dan rentang frekuensi WLAN yaitu 5,150 GHz – 5,825 GHz. Kelebihan dari *DBBSF (Dual Band Band Stop Filter)* ini adalah ukurannya yang kompak, dapat menghasilkan dua respon bandstop sekaligus dan dapat bekerja pada daerah roadband dengan rugi-rugi (*looses*) yang kecil serta atenuasi yang lebih besar. Dengan metode pendekatan teori *Defect Structure* diharapkan mendapatkan dimensi yang lebih kecil dengan desain sederhana dan atenuasi yang besar tanpa mengurangi kemampuan kerja *filter*.

Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak CST (*Computer Simulation Technology*) *Microwave Studio* 2014 dengan metode *frequency solver*. Untuk mengetahui unjuk kerja rangkaian *filter* diperlukan pengujian parameter dengan menguji parameter-parameter yang utama yaitu *magnitude response* di pita frekuensi kerjanya, *magnitude response* meliputi parameter seperti VSWR, *return loss*, *insertion loss*, dan *bandwidth*.

1.2 Identifikasi Masalah

Berdasarkan latar belakang yang telah dijelaskan sebelumnya, dapat diidentifikasi masalah sebagai berikut :

1. UWB yang memiliki pita frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, menduduki beberapa frekuensi kerja sistem komunikasi radio lainnya, yaitu WiMAX di frekuensi 3,3 GHz – 3,4 GHz dan WLAN di frekuensi 5,150 GHz – 5,825 GHz, sehingga memungkinkan terjadinya interferensi pada ketiga sistem tersebut.
2. Dibutuhkan *filter* yang mampu menghasilkan dua buah respon *stopband* sekaligus dimana *stopband* pertama yaitu 3,3 GHz – 3,4 GHz dan *stopband* kedua yaitu 5,150 GHz – 5,825 GHz
3. *Dual band bandstop filter* dapat dirancang dengan menggunakan metode *Defcted Structure* untuk mendapatkan ukuran yang lebih kecil.
4. Merancang sebuah *filter* mikrostrip menggunakan perangkat lunak *CST Microwave Studio 2014*.
5. Mengukur dan menguji parameter *filter* mikrostrip menggunakan alat ukur *Vector Network Analyzer*.

1.3 Pembatasan Masalah

Pada tugas akhir ini, pembahasannya akan dibatasi masalah-masalah sebagai berikut:

1. *Filter* dirancang untuk menghasilkan dua daerah *stopband* yaitu *stopband* pertama 3,3 GHz – 3,4 GHz ($Bandwidth \leq 100 \text{ MHz}$) dan *stopband* kedua 5,150 GHz – 5,825 GHz ($Bandwidth \leq 675 \text{ MHz}$).
2. *Insertion loss* $\leq -14 \text{ dB}$.
3. *Return loss* $\geq -3 \text{ dB}$.

4. $VSWR \geq 1,5$
5. Bahan yang digunakan substart dielektrik Roger Duroid 4350B (*lossy*) yang memiliki nilai konstanta dielektik (ϵ_r) 3,48 dan ketebalan (h) 1,524 mm.
6. Merancang sebuah *filter* mikrostrip menggunakan perangkat lunak CST *Microwave Studio 2014*.
7. Mengukur dan menguji parameter *filter* mikrostrip menggunakan alat ukur *Network Analyzer*.
8. Proses fabrikasi *filter* mikrostrip menggunakan jasa pihak ke tiga yaitu Spectra yang berlokasi di Bandung.

1.4 Perumusan Masalah

Perumusan masalah dalam penelitian ini adalah Bagaimana mendesain dan menguji *Dual band Bandstop Filter Microstrip* model *T Shape Defected Microstrip Structure (T-DMS)* dan *U Shape Defected Ground Structure (U-DGS)*, sehingga dapat menghasilkan *response bandstop* Pada sistem WiMAX 3,3 GHz dengan jangkauan frekuensi 3,3 – 3,4 GHz agar menghasilkan *bandwidth* ≤ 100 MHz dan sistem WLAN 5 GHz dengan jangkauan frekuensi 5,150 – 5,825 GHz agar menghasilkan *bandwidth* ≤ 675 MHz, *Insertion loss* ≤ -14 dB, *return loss* ≥ -3 dB, $VSWR \geq 1,5$, disimulasikan dengan aplikasi perangkat lunak CST *Microwave Studio Suite 2014* dan di uji dengan perangkat uji *Vector Network Analyzer R3770* untuk membuktikan hasil pengukuran yang dilakukan baik pengukuran *filter* tanpa *casing* dan pengukuran *filter* menggunakan *casing*?

1.5 Tujuan Penelitian

Tujuan penelitian ini adalah untuk mendesain dan membuat *Dual Band Bandstop Filter Mikrostrip* yang mampu bekerja pada frekuensi WiMAX 3,3 GHz – 3,4 GHz (*Bandwidth* ≤ 100 MHz) dan frekuensi WLAN 5,150 GHz – 5,825 GHz (*Bandwidth* $675 \leq$ MHz). *Insertion loss Bandwidth* ≤ -14 dB, *return loss bandwidth* ≥ -3 dB, *VSWR* $\geq 1,5$.

1.6 Manfaat Penelitian

Manfaat pada penelitian ini adalah untuk mengembangkan teknologi *filter* dalam bidang telekomunikasi dengan membuat sebuah rancang bangun *bandstop filter* mikrostrip yang dapat bekerja dengan baik untuk menstop frekuensi WiMAX (3,3 – 3,4 GHz) dan WLAN (5,150 – 5,825 GHz). *Filter* ini dapat digunakan untuk berbagai macam aplikasi yang tidak bekerja pada frekuensi WiMAX 3,3 GHz dan WLAN 5 GHz.

BAB II

KERANGKA TEORITIK DAN KERANGKA BERPIKIR

2.1 Kajian Teoritik

2.1.1. Hakikat Desain dan Realisasi

Desain dalam Kamus Besar Bahasa Indonesia (KBBI) adalah kerangka bentuk, rancangan. Desain adalah motif, pola, corak (KBBI, 2012:319). Realisasi dalam Kamus Besar Bahasa Indonesia (KBBI) adalah proses menjadikan nyata, perwujudan. Merealisasi adalah melakukan (mengusahakan, melaksanakan) perwujudan (KBBI, 2012:729).

Maka dapat didefinisikan bahwa desain dan realisasi adalah proses perancangan sebuah sistem dimulai dari penggambaran dan pembuatan sketsa yang kemudian diwujudkan dengan cara pembuatan *prototype*.

2.1.2. *Ultra Wide Band (UWB)*

Teknologi *Ultra Wide band* pertama kali diperkenalkan dan dipublikasikan oleh *Federation Communications Comission* (FCC) pada tanggal 14 Februari 2002. *Ultra Wideband* adalah salah satu teknologi yang menggunakan frekuensi operasi sangat lebar, FCC telah mengizinkan komunikasi ini bekerja pada frekuensi 3,1 GHz sampai 10,6 GHz, berdasarkan *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) 802.15.3a UWB sanggup menyalurkan data dengan kecepatan 480 Mbps. Sistem UWB dirancang untuk digunakan seperti *bluetooth*, yaitu sebagai Teknologi *Personal Area Network* (PAN) yang beroperasi pada

daya dengan tingkat EIRP -41,3 dBm/MHz dan jarak sekitar 10 meter (Wahyu Waskito 2014:1).

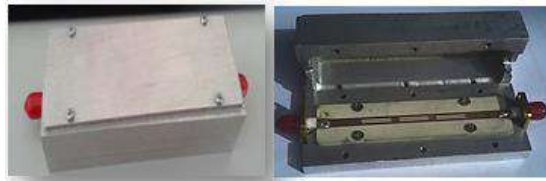
Keuntungan teknologi UWB adalah *transceiver* yang lebih sederhana dan murah, hemat energi, *multiple high bandwidth* (7,5 GHz), *high data rate* (480 Mbps), *path loss* yang rendah, lebih tahan terhadap *multipath* propagasi, *low interference*, keamanan transmisi terjaga, daya sinyal rendah, dan kecepatan transmisi data UWB sama dengan 45 kali kecepatan Wi-Fi. Dimasa yang akan datang *Ultra Wideband* akan dapat menggantikan semua teknologi komunikasi nirkabel antar piranti berbasis TI dengan *consumer electronics* (CE) , termasuk *Bluetooth* (Savitri dkk, 2008:1)

(misal: komponen frekuensi dan data) yang diinginkan dan/atau tidak memproses (membuang, menahan, meloloskan) sinyal yang tidak diinginkan. *Filter* dapat di desain dengan berbagai cara dan komponen (D.M. Pozar, 1998). *Filter* dapat dibuat dengan menggunakan elemen-elemen terbungkah (*lumped element*) yaitu kapasitor dan induktor yang dihubungkan dengan menggunakan jalur yang dicetak diatas *printed circuit board* (PCB), dan juga dapat dibuat dengan menggunakan teknologi mikrostrip. *Filter* dengan menggunakan *lumped element* biasanya digunakan untuk frekuensi rendah. Sedangkan jenis *filter* untuk frekuensi tinggi biasa menggunakan mikrostrip (T. Praludi dan Y. Sulaeman, 2013).

Filter adalah salah satu dari rangkaian terpenting yang ada dalam sistem telekomunikasi tanpa kabel. *Filter* bertugas untuk memilih, sinyal mana yang akan diambil untuk diproses lebih lanjut, dan sinyal yang mana yang akan dibuang. Di dalam elektronika frekuensi rendah, diperkenalkan *filter* lolos bawah *LPF* (*Low Pass Filter*) yang mempunyai tugas besar, yaitu *mereduksi* (menghilangkan) derau (*noise*) yang mengkontaminasi sinyal. Metode ini muncul dikarenakan sinyal-sinyal derau yang berbentuk zig-zag tidak beraturan yang bervariasi sangat cepat, yang mengindikasikan sinyal derau ini memiliki frekuensi yang sangat tinggi.

Filter dapat berupa rangkaian pasif maupun aktif yang ditempatkan pada perangkat telekomunikasi yang didalam perambatannya menggunakan gelombang radio atau biasa disebut sistem komunikasi radio. *Filter* memainkan peranan yang penting dalam pemrosesan data. Di dalam teknik telekomunikasi, *filter* digunakan untuk memisahkan atau menggabungkan frekuensi yang berbeda. Pita spektrum

elektromagnetik adalah sumber yang terbatas (*resource*) dan harus dibagi. *Filter* digunakan untuk memilih atau membatasi sinyal RF (*Radio frequency*) atau gelombang mikro ini dalam batas spektral telah disepakati. Dalam pengaplikasian sebuah *filter* dalam telekomunikasi maka diharapkan *filter* yang dibuat memiliki performansi yang tinggi, dengan rentang frekuensi yang mendekati keinginan, ringan, kecil serta berbiaya murah. (Ferdinand Yansyah, 2016:11-12).



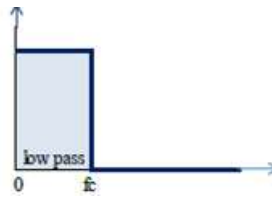
Gambar 2.2. Casing filter

Untuk menjaga perangkat *filter* itu sendiri biasanya *filter* ditambahkan *Casing*. *Casing* berasal dari bahasa Inggris yang berarti selubung atau pelindung. *Casing* ini berfungsi sebagai pelindung agar *filter* aman dari benturan dan terlindung dari berbagai gangguan dari luar seperti *noise* atau derau. *Casing filter* yang dirancang menggunakan bahan aluminium dengan ketebalan 2 mm. Dengan jarak antar *casing* atas dengan *substrate* yaitu 20 mm. Dan jarak antar *casing* dalam dengan *substrate* yaitu 8 mm untuk menghindari *standing wave*. Menggunakan SMA *connector gold* 50 ohm.

2.1.3.a LPF (Low Pass Filter)

Filter yang hanya melewatkan frekuensi yang lebih rendah dari frekuensi f_c (frekuensi *cut off*). *Filter* LPF ini memiliki karakteristik yang kuat. Pada wilayah lolos, yaitu pada interval frekuensi 0 sampai suatu batas frekuensi tertentu

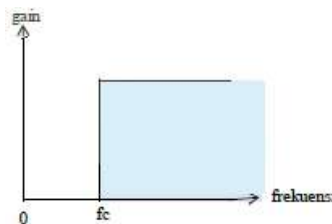
(frekuensi *cut off*) seluruh sinyal akan diteruskan, sedangkan mulai frekuensi *cut off* sampai tak terhingga, seluruh sinyal akan tertolak.



Gambar 2.3. Lowpass filter (Ferdie Yansyah, 2016:13).

2.1.3.b HPF (High Pass Filter)

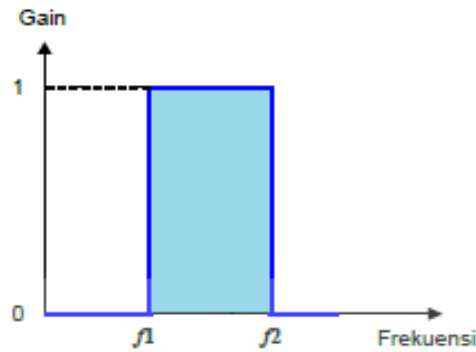
Filter yang melewati frekuensi yang lebih tinggi dari frekuensi f_c (frekuensi *cut off*) dan menahan frekuensi yang lebih rendah dari frekuensi *cut off* atau mengurangi amplitudo frekuensi yang lebih rendah dari frekuensi *cut off*. Nilai-nilai pengurangan untuk frekuensi berbeda-beda untuk tiap-tiap filter. Filter ini merupakan kebalikan dari filter Lowpass Filter.



Gambar 2.4. High pass filter (Ferdie Yansyah, 2016:13).

2.1.3.c BPF (Band Pass Filter)

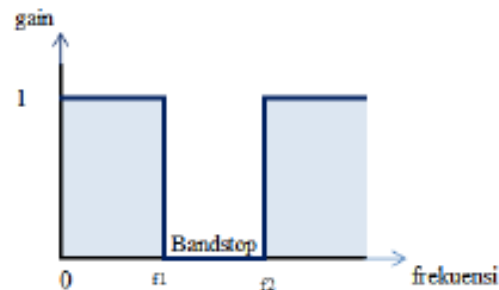
Filter dengan karakteristik yaitu meloloskan frekuensi antara f_1 dan f_2 dan menekan serendah-rendahnya frekuensi dibawah f_1 ($<f_1$) dan frekuensi diatas f_2 ($>f_2$). Frekuensi yang diloloskan $f_1 < f < f_2$. secara ideal memiliki respon meloloskan frekuensi tengah f_1 dan f_2 dengan penguatan sebesar 1 kali (0 dB) dan menekan frekuensi dibawah dan diatas f_1 selanjutnya frekuensi dibawah dan diatas f_2 sampai dengan mendekati nol ($-\infty$ dB).



Gambar 2.5. Bandpass filter (Ferdie Yansyah, 2016:13).

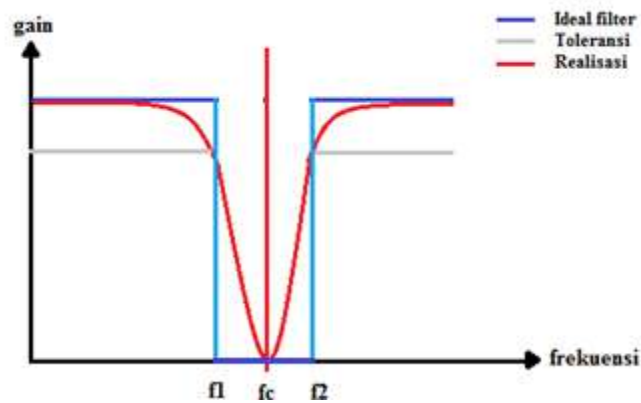
2.1.3.d BSF (Band Stop Filter)

Filter bandstop adalah sebuah rangkaian elektronika yang berfungsi menahan sinyal dengan range frekuensi diatas f_1 dan dibawah range frekuensi f_2 . Filter jenis bandstop filter memiliki sifat menolak atau menahan serendah-rendahnya frekuensi $f_1 < f < f_2$, dan meloloskan frekuensi di bawah $f_1 (f < f_1)$ dan diatas $f_2 (f_2 > f)$.



Gambar 2.6. Respon Bandstop filter ideal (Ferdie Yansyah, 2016:15).

Pada Gambar 2.4 dapat dilihat bahwa sebuah rangkaian *Bandstop filter* secara ideal memiliki respon menahan atau menolak frekuensi tengah f_1 dan f_2 dengan mendekati nol (0dB) dan meloloskan frekuensi dibawah f_1 dan diatas f_2 . Didalam realitanya *filter* yang dibuat tidak akan bisa memiliki respon sesuai dengan *filter* ideal, maka diberikanlah toleransi seperti ditunjukkan pada Gambar 2.5 dibawah ini.



Gambar 2.7. Toleransi yang diberikan pada *bandstop filter* (Ferdie Yansyah, 2016:16).

Toleransi yang diberikan pada sebuah *Bandstop filter* ditunjukkan dengan garis berwarna abu pada Gambar 2.5 sehingga dengan toleransi tersebut, sebuah *Bandstop filter* akan dapat memiliki respon frekuensi dengan pendekatan *filter* ideal yang berbeda antara *filter* satu dengan yang lainnya. Maka munculah beberapa teori yang berkaitan dengan pendekatan *Bandstop filter* yang memiliki respon frekuensi yang berbeda-beda (Ferdie Yansyah, 2016:12-16).

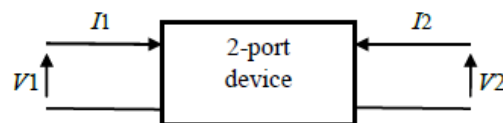
Bandstop filter dikelompokkan menjadi dua bagian yaitu *wideband* dan *narrowband bandstop filter*. Akan tergolong *wideband bandstop filter* jika perbandingan antara *upper cut off* frekuensi dengan *lower* frekuensi lebih besar dari 2 dan akan tergolong *narrowband bandstop filter* jika perbandingan antara *upper* frekuensi dengan *lower cutoff* frekuensi lebih kecil atau sama dengan 2.

2.1.4. *Magnitude Response*

Untuk magnitude response parameter-parameter yang dilakukan pengukuran adalah sebagai berikut :

2.1.4.a Parameter S

Pada frekuensi tinggi parameter yang diukur adalah parameter S (*Scattering*) yang menggunakan konsep *magnitude* dan *phase* dari gelombang berjalan (gelombang maju dan gelombang pantul). Parameter-S adalah suatu konsep yang penting dalam desain gelombang mikro karena mudah diukur dan bekerja dengan baik pada frekuensi tinggi. Walaupun suatu rangkaian dapat memiliki banyak terminal, parameter rangkaian bisa dijelaskan dengan mudah dengan menggunakan hanya dua terminal saja, yaitu terminal *input* dan *output*, seperti rangkaian di bawah ini.



Gambar 2.8. Jaringan 2 port (Trprijooetomo, 2012:10)

Beberapa parameter dapat digunakan untuk memberikan karakteristik rangkaian. Masing-masing parameter direalisasikan dengan empat variabel yang berasosiasi dengan mode dua terminal. Dua dari empat variabel ini mewakili respon rangkaian terhadap eksitasi yang diberikan (*variable dependent*).

Dalam rentang frekuensi mikro, digunakan parameter gelombang berjalan yang disebut parameter S yang merupakan parameter dalam bentuk kompleks (*magnitude* dan sudut) *magnitude* parameter bisa dinyatakan dalam bentuk linear atau *logarithmic*. Dalam bentuk *logarithmic*, *magnitude* mempunyai unit tanpa

dimensi desibel. Sudut parameter S dinyatakan dalam derajat atau radian. Parameter S bisa digunakan dalam diagram polar sebagai suatu titik untuk satu frekuensi, atau locus untuk suatu rentang frekuensi.

Keuntungan pemakaian parameter S menyatakan bahwa gelombang berjalan, tidak seperti tegangan dan arus, tidak mengalami variasi *magnitude* di sepanjang saluran transmisi *lossless*, ini berarti bahwa parameter S bisa diukur pada suatu jarak tertentu dengan asumsi saluran transmisi mempunyai rugi-rugi yang kecil.

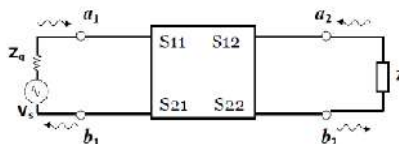
Parameter S menjabarkan inter-relasi dari set variable (a_i, b_i) . Variable (a_i, b_i) adalah gelombang tegangan kompleks yang ternormalisasi yang dipantulkan dari terminal ke- i dari rangkaian. Variable ini didefinisikan dengan tegangan terminal V_i , arus terminal I_i dan suatu impedansi referensi Z_L .

$$a_i = \frac{V_i + Z_L I_i}{2\sqrt{|Z_L|}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_L^* I_i}{2\sqrt{|Z_L|}} \quad (2.1)$$

Tanda asterisk (*) menyatakan konjugasi kompleks.

Umumnya Z_L bernilai real positif dan dinyatakan dengan Z_0 .

Fungsi gelombang yang digunakan untuk menentukan parameter S pada suatu rangkaian dua terminal ditunjukkan berikut ini:



Gambar 2.9. Parameter S dalam jaringan 2-port (Triprijoetomo, 2012:11).

Rangkaian dua terminal menunjukkan gelombang datang (a_1 , a_2) dan gelombang pantul (b_1 , b_2).

Variable independent a_1 dan a_2 adalah tegangan datang ternormalisasi sebagai berikut :

$$a_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{gelombang tegangan datang dari port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{gelombang tegangan datang dari port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

(2.2)

Variabel dependent b_1 dan b_2 adalah tegangan pantul ternormalisasi :

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{gelombang tegangan datang dari port 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{gelombang tegangan datang dari port 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

(2.3)

Persamaan linear yang menyatakan rangkain dua terminal menjadi :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

(2.4)

Masing-masing persamaan memberi hubungan antara gelombang maju dan gelombang pantul pada masing-masing terminal 1 dan 2. Jika port 2 diterminasi dengan beban yang sama dengan impedansi sistem (Z_0), maka

berdasarkan teori transfer daya maksimum, b_2 akan total diserap dan membuat a_2 sama dengan nol. Oleh karena itu

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.5)$$

Koefisien refleksi *input* dengan *output* diberi beban yang sesuai (*matched*); $Z_L = Z_0$ dengan $a_2 = 0$.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.6)$$

Penguatan transmisi maju dengan terminal *output* diberi beban yang sesuai (*matched*).

Dengan cara serupa, jika port 1 determinasi sesuai dengan impedansi sistem Z_0 maka a_1 menjadi nol dan :

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad (2.7)$$

Penguatan transmisi balik dengan terminal *input* diberi beban yang sesuai (*matched*).

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+}$$

(2.8)

Koefisien refleksi *output* dengan *input* diberi beban yang sesuai (*matched*) ; $Z_s = Z_0$ dengan $V_s = 0$.

Perhatikan bahwa :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

(2.9)

Dan

$$Z_1 = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}$$

(2.10)

Dimana :

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1}$$

(2.11)

Adalah impedansi *input* pada port-1. (Triprijoetomo 2012:10-13)

2.1.4.b *Insertion loss*

Insertion loss adalah hilangnya sebagian daya yang ditransfer ke beban akibat komponen rangkaian. Koefisien transmisinya diantara dua titik sebuah rangkaian listrik yang dinyatakan dalam dB. Pada *bandpass filter* nilai *insertion loss* semakin mendekati nilai 0 dB semakin baik, namun karena penelitian ini

merupakan *bandstop filter* maka nilai *insertion loss* dibawah ≤ -14 dB akan semakin baik.

$$L_A = -20 \log|S_{mn}|dB \quad m, n = 1,2 (m \neq n) \quad (2.12)$$

Dimana L_A adalah *insertion loss* antara port n dan m (Himanshu 2007:6).

2.1.4.c *Return loss*

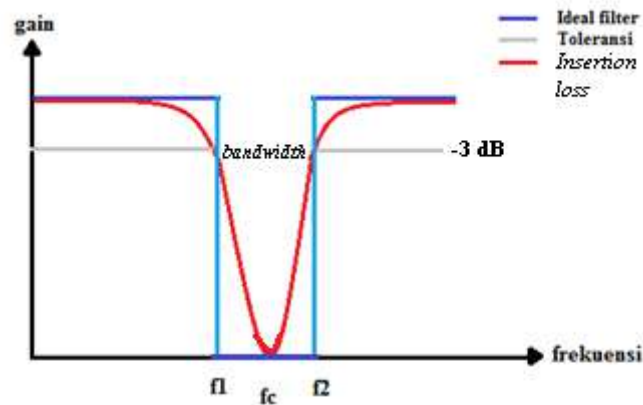
Return loss adalah hilangnya jumlah daya yang dipantulkan kembali ke sumber diakibatkan karena gangguan transmisi atau rangkaian tidak *matching*. *Return loss* merupakan perbandingan daya yang dipantulkan yang dimasukan kedalam daya transmisi. Dapat dinyatakan dalam dB (Himanshu 2007:6). Semakin menjauhi nilai 0 dB semakin baik. Semakin kecil dalam artian negatif sebesar mungkin agar daya yang ditransfer maksimum. Namun berbeda pada *response bandstop* nilai *return loss* semakin mendekati nilai 0 dB semakin baik.

$$L_R = 20 \log|S_{nn}| \quad (n = 1,2) \quad (2.13)$$

Nilai *return loss* yang baik adalah dibawah -9,54 dB, sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan atau dengan kata lain, saluran transmisi sudah dalam keadaan *matching* (Surjati, 2010:16).

2.1.4.d Bandwidth

Bandwidth atau lebar pita pada *bandstop filter* merupakan perbedaan antara frekuensi atas dan frekuensi bawah pada saat respon *insertion loss*-nya -3dB.



Gambar 2.10. Lebar pita frekuensi (*bandwidth*) (Ferdie Yansyah, 2016:16).

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.14)$$

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \times 100 \% \quad (2.15)$$

Dimana BW adalah lebar pita frekuensi kerja (*bandwidth* -3dB). FBW merupakan persentase *bandwidth* (*fractional bandwidth*), frekuensi bawah f_1 adalah nilai frekuensi awal dari frekuensi kerja dan frekuensi atas f_2 adalah frekuensi akhir dari frekuensi kerja serta f_c adalah frekuensi *cutoff* atau frekuensi kerja *bandstop filter* (Surjati, 2010:19).

2.1.4.e VSWR

Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum $|V|_{\max}$ dan nilai

minimum $|V|_{\min}$. Jika kedua gelombang ini sefasa akan terjadi tegangan maksimum dan bila berlawanan fasa akan terjadi tegangan minimum. Rumus yang digunakan untuk mencari nilai VSWR atau S adalah :

$$S = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.16)$$

Dimana nilai koefisien pantul adalah

$$\Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{input}}} \quad (2.17)$$

Koefisien refleksi tegangan (Γ) memiliki nilai kompleks, yang mempresentasikan besarnya magnitudo dan phasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus sederhana, ketika bagian imajiner dari Γ sama dengan nol, maka (Surjati, 2010:17) :

- a. $\Gamma = -1$: Refleksi negatif maksimum, ketika saluran terhubung singkat.
- b. $\Gamma = 0$: Tidak ada refleksi, ketika saluran dalam keadaan *matched* sempurna.
- c. $\Gamma = +1$: Refleksi positif maksimum, ketika saluran dalam rangkaian terbuka.

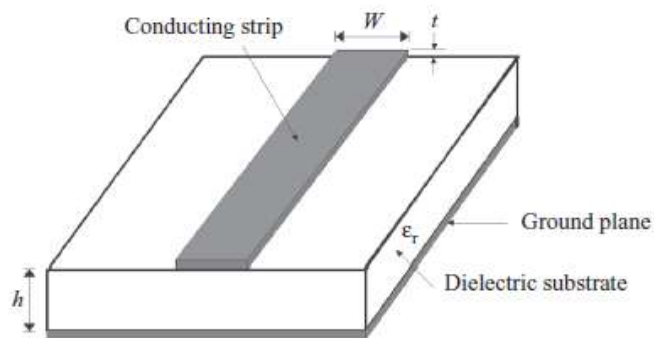
Kondisi yang paling baik adalah ketika VSWR bernilai 1 ($S = 1$), yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi ini pada prakteknya sulit untuk didapatkan. Oleh karena pada umumnya nilai standar VSWR yang sering digunakan untuk antena adalah $VSWR \leq 2$ agar mendapatkan nilai *return loss* 10 dB. Namun akan berbeda pada *bandstop filter* yang didapatkan nilai $VSWR \gg 2$ pada frekuensi yang ditolak atau frekuensi stopnya. Tetapi diluar frekuensi yang ditolak ini nilai VSWR yang

dihasilkan berkisar 1-2. Hal ini menunjukkan dari karakteristik *bandstop filter* yang berfungsi untuk menolak frekuensi yang diinginkan.

2.1.5. Saluran Mikrostrip

2.1.5.a. Struktur saluran mikrostrip

Struktur saluran mikrostrip secara umum seperti pada gambar 2.10. sebuah strip konduktor dengan lebar W dan ketebalan t di atas substrat dielektrik yang memiliki konstanta dielektrik relatif ϵ_r dan ketebalan h , dan bagian bawah substrat, adalah *ground plane*.



Gambar 2.11. Struktur Mikrostrip secara umum (J.S Hong, 2001:78)

2.1.5.b. Konstanta Dielektrik Efektif Dan Impedansi Karakteristik

Dalam pendekatan quasi TEM, bahan dielektrik homogen dengan permitivitas dielektrik efektif menggantikan media dielektrik udara yang homogen dari mikrostrip. Karakteristik transmisi dari mikrostrip dipengaruhi oleh dua parameter, yaitu konstanta dielektrik efektif ϵ_{re} dan impedansi karakteristik Z_c , yang diperoleh analisis *quasi static*, modus dasar dari propagasi gelombang dalam mikrostrip diasumsikan TEM murni. Dua parameter mikrostrip diatas ditentukan dari nilai-nilai dua kapasitansi sebagai berikut :

$$\varepsilon_{re} = \frac{C_a}{C_d} \quad (2.18)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (2.19)$$

Dimana C_d adalah kapasitansi per satuan panjang dengan dielektrik substrat saat ini, C_a adalah kapasitansi per satuan panjang dengan substrat dielektirk digantikan oleh udara, dan c adalah kecepatan gelombang elektromagnetik di ruang bebas ($c \approx 3 \times 10^8$ m/s). Untuk konduktor yang sangat tipis (yaitu, $t \rightarrow 0$).

Untuk $W/h \leq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (2.20)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right\} \quad (2.21)$$

Dimana $\eta = 120\pi$ ohm adalah impedansi gelombang dalam ruang bebas. Untuk $W/h \geq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (2.22)$$

Dimana $u = W/h$, dan

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right] \quad (2.23)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.24)$$

Keakuratan model ini adalah lebih baik dari 0,2% untuk $\varepsilon_r \leq 128$ dan $0,01 \leq u \leq 100$. Ekspresi yang lebih akurat untuk impedansi karakteristik.

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (2.25)$$

Dimana $u = W/h$, $\eta = 120\pi$ ohm, dan

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.26)$$

Keakuratan untuk $Z_c = \sqrt{\epsilon_{re}}$ adalah lebih baik dari 0,01% dan 0,03% untuk $u \leq 1000$. (J.S Hong, 2001:78-79)

2.1.5.c. Panjang Gelombang

Setelah konstanta dielektrik efektif mikrostrip ditentukan, panjang gelombang dari modus kuasi-TEM mikrostrip diberikan oleh :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.27)$$

Dimana λ_0 adalah panjang gelombang ruang bebas pada frekuensi kerja f . Frekuensi dalam gigahertz (GHz), sehingga panjang gelombang dalam milimeter sebagai berikut:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (2.28)$$

Konstanta propagasi (β) dan kecepatan fasa (v_p) dapat ditentukan dengan :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.29)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.30)$$

Dimana c adalah cahaya ($c \approx 3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$) di dala ruang bebas. Panjang listrik (θ) untuk panjang fisik dari mikrostrip (ℓ) didefinisikan sebagai :

$$\theta = \beta \ell \quad (2.31)$$

Oleh karena itu, $\theta = \pi/2$ ketika $\ell = \lambda_g/4$, dan $\theta = \pi$ ketika $\ell = \lambda_g/2$. Ini disebut saluran mikrostrip seperempat panjang gelombang untuk rancangan *filter* mikrostrip (J.S. Hong 2001:80).

2.1.5.d. Perbandingan W/h

Persamaan untuk W/h pada Z_c dan ε_r adalah (Wheeler, 1965:172-185):

Untuk $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.32)$$

Dengan

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right\} \quad (2.33)$$

Untuk $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (2.34)$$

Dengan

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (2.35)$$

2.1.5.e. Pengaruh Ketebalan *Strip*

Ketebalan t biasanya sangat kecil bila saluran mikrosstrip menggunakan *thin film*, sehingga pengaruhnya sering diabaikan. Namun demikian, pengaruh ketebalan pada impedansi karakteristik dan konstanta dielektrik efektif dapat dituliskan :

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25 \frac{W_e(t)}{h} \right\} \quad (2.36)$$

Untuk $W/h \geq 1$:

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.37)$$

Dimana

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & \left(\frac{W}{h} \leq 0.5\pi \right) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \left(\frac{W}{h} \geq 0.5\pi \right) \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_{re} - \frac{\varepsilon_{re}-1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (2.39)$$

Pada persamaan di atas ε_{re} adalah konstanta dielektrik efektif untuk $t = 0$. Hal ini dapat dilihat dari pengaruh ketebalan strip pada impedansi karakteristik dan konstanta dielektrik efektif nilainya tidak signifikan untuk nilai-nilai kecil dari t/h . Namun, pengaruh dari ketebalan strip signifikan untuk rugi-rugi konduktor pada saluran mikrostrip (J.S. Hong, 2001:81).

2.1.5.f. Rugi – rugi Mikrostrip

Komponen kerugian dari saluran mikrostrip tunggal diantaranya kerugian konduktor, kerugian dielektrik dan kerugian radiasi, sementara kerugian magnetik berpengaruh pada magnetik substrat seperti *ferrites*. Konstanta propagasi pada saluran transmisi lossy adalah kompleks, yaitu $\gamma = \alpha + j\beta$, dimana bagian real dalam neper per satuan panjang adalah konstanta redaman, yang merupakan jumlah dari konstanta redaman yang timbul dari masing-masing pengaruh. Satuan umumnya dalam desibel (dB) per satuan panjang, yang berhubungan dengan :

$$\begin{aligned}\alpha \text{ (dB/satuan panjang)} &= (20 \log_{10} e) \alpha \text{ (neper/satuan panjang)} \\ &\approx 8.68 \alpha \text{ (neper/satuan panjang)}\end{aligned}\quad (2.40)$$

Persamaan redaman yang dihasilkan oleh rugi konduktor diberikan oleh :

$$\alpha_c = \frac{8.686 R_s}{Z_c W} \quad (2.41)$$

Dimana Z_c adalah impedansi karakteristik dari mikrostrip dengan lebar W , dan R_s merupakan resitansi permukaan dalam ohm per persegi untuk strip konduktor dan *ground plane*. Untuk sebuah konduktor

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.42)$$

Dimana σ konduktivitas, μ_0 adalah permeabilitas ruang bebas, dan ω merupakan frekuensi sudut. Pada persamaan 2.52 hanya berlaku untuk lebar strip yang besar karena diasumsikan bahwa distribusi arus di mikrostrip adalah *uniform* dan karena itu perkiraan kerugian konduktor akan tinggi untuk mikrostrip dengan saluran yang sempit. Atenuasi karena kerugian dielektrik pada mikrostrip dapat ditentukan dengan :

$$\alpha_d = 8.686 \pi \left(\frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_{re}+1} \right) \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\lambda_g} \text{ dB/ satuan panjang} \quad (2.43)$$

Dimana $\tan \delta$ menunjukan rugi tangen dari substat dielektrik (J.S Hong, 2001:83).

2.1.5.g. Pemilihan Bahan

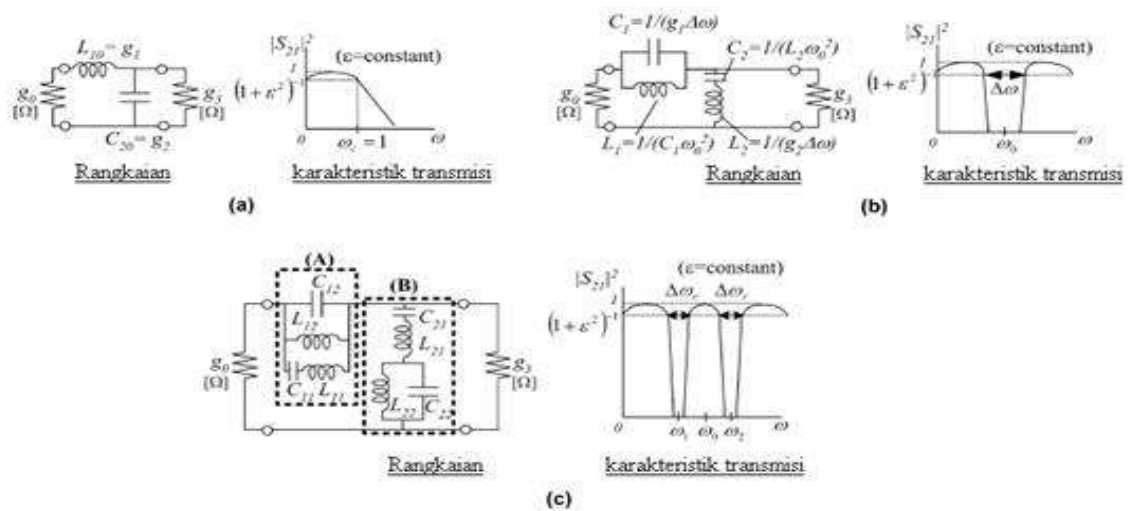
Konstanta dielektrik relatif ϵ_r , sebagian besar akan mempengaruhi *bandwidth*, toleransi fabrikasi, impedansi transformasi dan saluran transmisi.

Ukuran setiap jalur/strip juga dipengaruhi oleh konstanta dielektrik. Untuk jalur / strip yang beroperasi pada frekuensi (f), ketebalan (h), maka *substrat* harus memenuhi:

$$h \leq \frac{0.3c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.44)$$

dimana: c = kecepatan cahaya (3.0×10^8 m/s) (Triprijooetomo, 2012:23).

2.1.6. Transformasi Lowpass Prototype



Gambar 2.12. Transformasi dari Lowpass ke Bandstop. (a) Prototype LPF (b) Single band BSF (c) Dual Band Bandstop Filter (Hiromitsu Uchida, 2004:2551).

Gambar. 2.12 (a) menunjukan LPF *prototype* untuk DBBSF, dengan ordo $n = 2$ sebagai contoh, dan Transmisi oleh input dan Output impedansi. Hal ini persis sama dengan desain untuk BPF konvensional, dan nilai-nilai elemen g_i ($1 \leq i \leq n + 1$) ditentukan dari karakteristik *passband* yang diinginkan, dengan menerapkan frekuensi-variabel

$$\omega \rightarrow -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (2.45)$$

transformasi LPF ke sebuah BSF konvensional dengan *stopband* tunggal dapat diperoleh, seperti ditunjukkan pada Gambar. 2.12 (b). Selanjutnya, untuk mendapatkan DBBSF, diterapkan transformasi frekuensi-variabel

$$\omega \rightarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\omega - \frac{\omega_1 \omega_2}{\omega} \right), \quad \omega_1 < \omega_0 < \omega_2 \quad (2.46)$$

Sehingga rangkaian dan karakteristik transmisi pada Gambar. 2.12 (c). Dalam persamaan (2.45) dan (2.46), ω_1 dan ω_2 adalah pusat frekuensi *stopband*, dan ω_0 frekuensi pusat *passband*. Ketika $\omega_2 - \omega_1 \ll \omega_0$, di persamaan (2.45) diperoleh

$$\Delta\omega \approx \frac{2\omega_0 \Delta\omega_r}{\omega_2 - \omega_1} \quad (2.47)$$

Dimana $\Delta\omega$ adalah *stopband bandwidth* sekitar ω_1 dan ω_2 . Sebagai Hasil dari transformasi di atas, nilai-nilai elemen dari DBBSF pada Gambar. 2.12 (c) diberikan oleh rumus berikut:

$$L_{11} = \frac{g_1 \Delta\omega}{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}$$

$$C_{11} = \frac{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}{g_1 \omega_1 \omega_2 \Delta\omega}$$

$$L_{12} = \frac{g_1 \Delta\omega (\omega_2 - \omega_1)}{\omega_0 \omega_1 \omega_2}$$

$$C_{12} = \frac{\omega_0}{g_1 \Delta\omega (\omega_2 - \omega_1)}$$

$$L_{21} = \frac{\omega_0}{g_2 \Delta\omega (\omega_2 - \omega_1)}$$

$$\begin{aligned}
C_{21} &= \frac{g_2 \Delta \omega (\omega_2 - \omega_1)}{\omega_0 \omega_1 \omega_2} \\
L_{22} &= \frac{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}{g_2 \omega_1 \omega_2 \Delta \omega} \\
C_{22} &= \frac{g_2 \Delta \omega}{\omega_0 (\omega_2 - \omega_1)}
\end{aligned}
\tag{2.48}$$

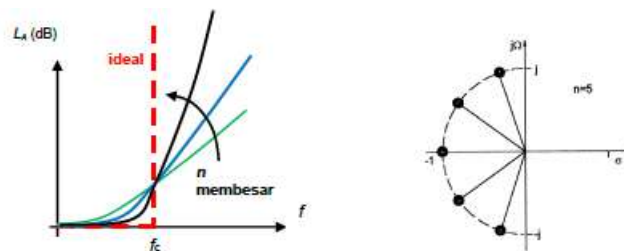
Hal ini menegaskan bahwa blok (B) pada Gambar. 2.12 (c) dapat ditransformasikan dengan blok (A) dengan bantuan impedansi inverter (K -inverters), blok (A) dapat diubah menjadi dua sirkuit paralel-resonan, Dengan menerapkan transformasi ke Gambar. 2.12 (c), dapat diperoleh sirkuit DBBSF Terdiri dari sirkuit resonansi terhubung paralel, resonansi terhubung seri dan impedansi inverter (Hiromitsu Uchida, 2004:2551).

2.1.7. *Filter Pendekatan Butterworth*

Filter dengan pendekatan *butterworth* mempunyai karakteristik memberikan bentuk *filter* yang sedatar mungkin di wilayah lolos dan membesar atau mengecil dengan tajam di wilayah tolak. Gambar 2.13 menunjukkan kurva peredamannya. Di wilayah lolos, $f < f_c$, peredaman *filter* ideal 0 dB, didekati selama mungkin dari f_0 sampai mendekati f_c . Untuk $f < f_c$, *filter* ideal meredam sinyal secara sempurna atau $L_A \rightarrow \infty$, sedangkan pendekatan *butterworth* diharapkan membesar menuju nilai tersebut secara cepat.

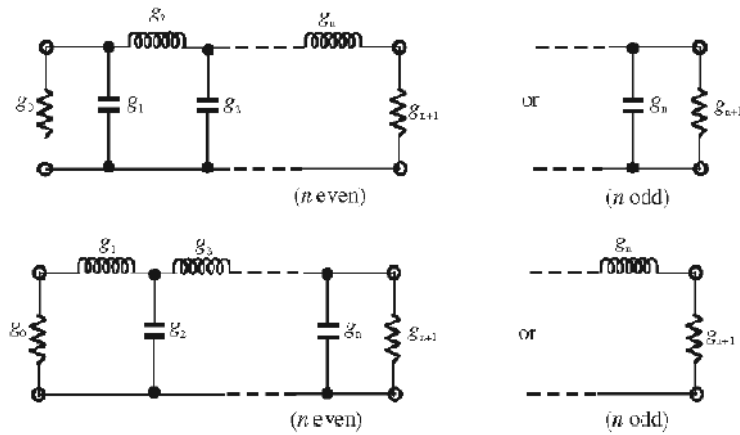
Seberapa baik kualitas dari pendekatan *butterworth* ini, tergantung dari beberapa banyak komponen LC (induktor dan kapasitor) yang dipergunakan.

Jumlah dari L dan C dinyatakan sebagai n indeks atau ordo dari *filter*. Makin besar nilai n yang terlihat tiga buah *filter* dengan n yang berbeda. Berapa nilai n yang dipakai pada suatu rancangan tergantung dari tuntutan yang diberikan kepada *filter* ini. Pada prakteknya akan diberikan suatu nilai minimal peredaman di frekuensi tertentu. Berdasarkan tuntutan ini akan muncul nilai n minimal yang harus digunakan. Jika digunakan n yang lebih kecil (rangkain menjadi sederhana dan murah), tuntutan tersebut tak terpenuhi, sedangkan jika nilai n yang lebih besar digunakan (rangkain menjadi lebih kompleks dan besar atau mahal), tuntutan terpenuhi lebih baik, tetapi mungkin tak diperlukan. (Mudrik Alaydrus 2015:125).



Gambar 2.13. Respon *Lowpass filter* dan posisi *poles* untuk pendekatan *butterworth* (J.S Hong 2001:31-32)

Gambar 2.14 memberikan realisasi rangkain dengan komponen LC , masing-masing untuk nilai n genap dan ganjil, pasangan gambar berikutnya merupakan rangkain dual. Pemilihan apakah ingin L yang serial dengan impedansi beban atau C yang paralel tergantung dari kemungkinan realisasi fisikal dari *filter* tersebut dengan saluran transmisi. (Mudrik Alaydrus 2015:126)



Gambar 2.14. Realisasi rangkian LC (J.S Hong 2001:40)

Filter pendekatan *Butterworth* yang menggunakan nilai acuan, pada frekuensi $\Omega = \Omega_s = 1$ peredaman harus 3dB akan memberikan nilai-nilai komponen sebagai berikut :

$$g_0 = g_{n+1} = 1 \quad (2.49)$$

$$g_i = 2 \sin \left(\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right) \text{ untuk } i = 1 \text{ sampai } n \quad (2.50)$$

Tabel 2.1 memberikan nilai-nilai untuk ordo dari 1 sampai 9. Seperti terlihat pada tabel ini, *Filter Butterworth* memiliki struktur yang simetris, yaitu $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n$ dan seterusnya.

Tabel 2.1. nilai komponen *filter butterworth* (J.S Hong 2001:41)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

Untuk menentukan berapa ordo yang dipakai, digunakan spesifikasi peredaman minimal L_{As} pada frekuensi Ω_s , maka menjadi

$$n \geq \frac{\log(10^{0,1L_{As}}-1)}{2 \log \Omega_s} \quad (2.51)$$

2.1.8. Defected Structure

Mikrostrip memiliki beberapa keuntungan, diantaranya mempunyai bentuk yang kompak, dimensi kecil, mudah untuk di fabrikasi dan mudah dikoneksikan serta diintegrasikan dengan perangkat elektronik lain. Namun tetap memiliki beberapa kelemahan di antaranya *gain* rendah, efisiensi rendah, *bandwidth* rendah dan timbul gelombang permukaan (F.Y Zulkifli dan dkk, 2008:80).

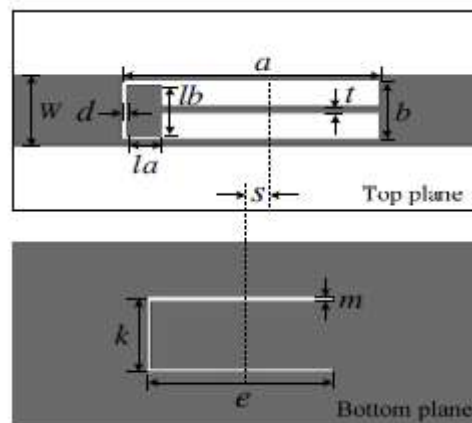
Gelombang permukaan (*surface wave*) timbul ketika mikrostrip meradiasikan gelombang ke udara, tetapi ada gelombang yang terjebak di dalam substrat . Gelombang ini dapat mengurangi efisiensi radiasi dan *gain*, membatasi *bandwidth*, meningkatkan radiasi *end-fire*, meningkatkan *cross-polarization*, membatasi rentang frekuensi kerja dari antenna mikrostrip, dan meningkatkan *mutual coupling* antar elemen antenna susun yang berakibat pada penurunan performa antenna susun (Garg dkk, 2001:47-48).

Mutual coupling adalah efek yang menyebabkan terjadinya penurunan kualitas parameter *filter* karena adanya interferensi elektromagnetik dari dua resonator atau lebih yang jaraknya terlalu berdekatan. Efek *mutual coupling* dapat menyebabkan perubahan pada parameter baik *gain*, *return loss*, *coupling*, dan pola radiasi yang diinginkan (Robby dkk, 2012).

Defected Structure adalah struktur bercoak atau *slot* pada mikrosrip yang dibuat untuk dapat mengurangi efek dari gelombang permukaan (*surface wave*) agar tidak terjadi penurunan efisiensi dan gain mikrosrip. Tujuan dari pemberian *slot* ini adalah untuk menghasilkan frekuensi resonansi yang lebih rendah dari frekuensi resonansi yang dihasilkan oleh struktur konvensional, adanya *slot* ini dapat mereduksi ukuran patch pada mikrosrip sehingga didapatkan desain ukuran yang lebih kecil dibanding desain konvensional.

Dalam perancangan DBBSF (*Dual Band Stop Filter*) mikrosrip *defected structure* sangat dipengaruhi oleh efek *mutual coupling*, efek ini berpengaruh pada semakin meningkatnya nilai *standing wave*, koefisien refleksi dan nilai transmisinya (S_{21}). *Mutual coupling* ini dapat merubah besaran arus, fase dan distribusi pada tiap elemen sehingga pola radiasi keseluruhan *filter* berbeda dibandingkan yang tidak mengalami *coupling*. Bila jarak antar elemen semakin berdekatan, efek *mutual coupling* akan semakin meningkat (F.Y. Zulkifli, 2008:25).

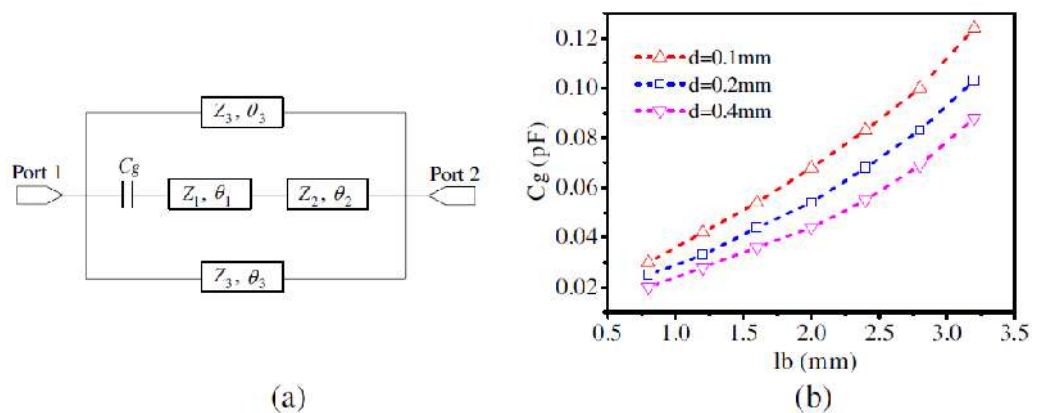
DBBSF *defcted structure* yang akan dirancang di terapkan pada *dual plane* miktostrip sekaligus. Untuk daerah *top plane* akan dibuat konfigurasi T-DMS (*Defected Microstrip Structure*). Dan pada daerah *bottom plane* akan dibuat konfigurasi U-DGS (*Defected Ground Structure*).



Gambar 2.15. Konfigurasi Dual Band Band Stop Filter (Jung Wang dkk, 2013:399)

2.1.8.a Konfigurasi T-DMS (Defected Microstrip Structure)

Gambar 2.16 menggambarkan rangkaian ekivalen model T-DMS (*Defected Microstrip Structure*). Dan kedua jalur transmisi bagian bawah dan atas.



Gambar 2.16. (a) rangkaian ekivalen model T-DMS (*Defected Microstrip Structure*) (b) fungsi capacitor kopling C_g yang mempengaruhi lebar celah (*gap*) d dan lebar (*width*) lb (Jung Wang dkk, 2013:403).

Daerah persegi panjang yang dihilangkan (*etching*) memiliki karakteristik impedansi Z_3 dan panjang elektrik θ_3 . Jalur transmisi bagian kanan

dan kiri persegi panjang yang di *etching* memiliki karakteristik impedansi Z_1 dan Z_2 , dan panjang elektrik θ_1 dan θ_2 . Digunakan teori analisis jaringan, refleksi (S_{11}) dan koefisien transmisi (S_{21}) dari rangkaian ekivalen pada gambar 2.16 diperoleh dari :

$$S_{11} = \frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2.52)$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2.53)$$

$$Y_{11} = \frac{D_1}{B_1} - 2jY_3 \cot \theta_3 \quad (2.54)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -\frac{1}{B_1} + 2jY_3 \csc \theta_3 \quad (2.55)$$

$$Y_{22} = \frac{A_1}{B_1} - 2\theta Y_3 \cot \theta_3 \quad (2.56)$$

Dimana Y_0 adalah *port* admitansi, $Y_3 = 1/Z_3$, dan parameter ABCD adalah

$$A_1 = \cos \theta_1 \cos \theta_2 - Z_1 Y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 + 1/\omega C_g (Y_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2) \quad (2.57)$$

$$B_1 = j(Z_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2 + Z_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2) + j/\omega C_g (Y_1 Z_2 \sin \theta_1 \cos \theta_2 - \cos \theta_1 \cos \theta_2) \quad (2.58)$$

$$C_1 = jY_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2 + jY_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2 \quad (2.59)$$

$$D_1 = -Y_1 Z_2 \sin \theta_1 \cos \theta_2 + jY_2 \cos \theta_1 \sin \theta_2 \quad (2.60)$$

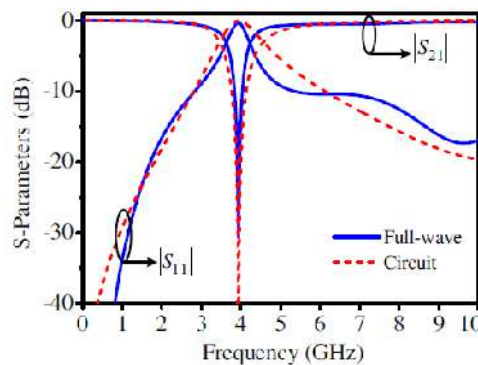
Dimana

$$Y_1 = 1/Z_1 \text{ dan } Y_2 = 1/Z_2 \quad (2.61)$$

Gambar 2.16 (b) menggambarkan variasi nilai pada C_g yang mempengaruhi ukuran d atau lb , yang mana akan memperoleh perbandingan perhitungan rangkaian dengan *software* hasil simulasi gelombang penuh.

Didaptkan bahwa, peningkatan nilai C_g adalah disaat pengurangan ukuran *gap* d atau penambahan ukuran lebar lb . Realisasinya didapatkan dari konstruksi spesifikasi bahan substat yang digunakan pada desain T-DMS. Pada *software* simulasi gelombang penuh dan kalkulasi rangkaian yang digunakan persamaan (2.45) dan (2.46). perhatikan gambar 2.17, dimana didapatkan hasil respon yang baik. Yang mana hanya terdapat sedikit perbedaan pada *stopband bandwidthnya* terdapat kopling yang terletak diantara jalur transmisi dan daerah kotak yang di *etching* (i.e., Z_1/θ_1 dan Z_2/Q_2) dan jalur transmisi pada bagian bawah dan pada bagian atas yang di *etching* (i. e., Z_3/θ_3).

Respon *defcted structure* menggunakan sebuah RLC rangkaian paralel dan -3dB FBW sebanding dengan $\sqrt{L/C}$ (L dan C adalah ekuivalen induktansi dan korepondensi kapasitor) (Jun Wang dkk, 2013:403-404).



Gambar 2.17. Komparasi pada S-parameter diantara hasil simulasi dan perhitungan (Jung Wang dkk, 2013:404)

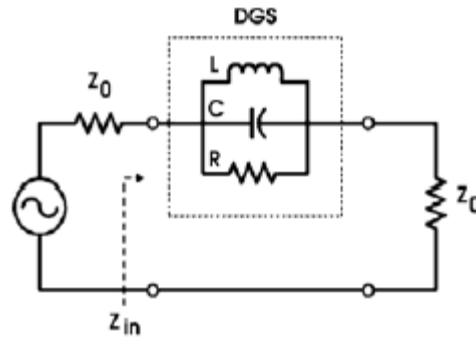
2.1.8.b Konfigurasi U-DGS (*Defected Ground Structure*)

Beberapa penelitian dilaporkan telah dihasilkan untuk memperoleh karakteristik yang mirip dengan PBG yaitu dengan menggunakan suatu struktur

yang dinamakan *Defected Ground Structure* (DGS). DGS merupakan bentuk pola tersketsa pada bidang *ground*. Struktur DGS biasanya digunakan pada rangkaian *filter* dalam *microstrip line* yang akan menolak suatu frekuensi tertentu atau *bandgap* seperti halnya pada struktur PBG.

Banyak pola atau bentuk yang dapat di *etch* pada bidang *ground* yang dapat digunakan sebagai unit DGS. Pola yang di *etching* akan mengganggu distribusi arus dan merubah impedansi *filter*. Gangguan ini dapat mengubah karakteristik transmisi mikrostrip karena unit DGS dapat dipresentasikan dengan rangkaian ekuivalen kapasitansi dan induktansi (*LC*). Dimensi fisik dari unit DGS dapat mempengaruhi parameter-parameter ekuivalen sirkit. Rangkaian ekuivalen *slot* DGS dapat diartikan sebagai berikut: R diartikan sebagai efek dari radiasi, L atau induktansi diartikan sebagai flux magnetik yaang melewati *groundplane*, sedangkan kapasitansi atau C, dapat diartikan sebagai besarnya *gap* kapasitansi. Performansi dari sirkuit R, L, C tersebut berkaitan erat dengan bentuk dan ukuran dari *slot* DGS-nya.(F.Y. Zulkifli, 2008:30).

DGS merupakan teknik yang dikembangkan untuk menangani efek *mutual coupling* dengan cara meredam gelombang permukaan atau mencegah penghamburan energi datang ke arah yang berbalik. Telah dibuktikan bahwa U-DGS (*Defected Ground Structure*) memiliki nilai *Q* faktor yang tinggi dan ukuran yang kecil (S.Y. Huang dan Y.H. Lee, 2009:657).



Gambar 2.18. : (a) Rangkaian ekivalen DGS nilai L, C dan R mempengaruhi dimensi pada jalur transmisi (F.Y. Zulkifli, 2008:32-33).

Untuk mendapatkan nilai dari R, L, dan C, maka dapat dilakukan perhitungan dengan menggunakan persamaan (F.Y. Zulkifli, 2008:32-33) :

$$C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0 - \omega_c)} \quad (2.62)$$

$$L = \frac{\omega_c}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (2.63)$$

$$R = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} - \left(2Z_0\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)^2 - 1}} \quad (2.64)$$

Dengan :

f_0 = frekuensi resonansi

f_c = frekuensi *cutoff* 3dB

ω_0 = $2\pi f_0$

ω_c = $2\pi f_c$

Z_0 = 50Ω

$$S_{11}\omega = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)$$

DGS yang dirancang berbentuk U untuk menghasilkan frekuensi resonansi kedua pada daerah *stopband*. U-DGS diperoleh dari seperempat panjang gelombang resonator *slot* berliku. Bagaian unit DGS dapat membentuk suatu frekuensi *cutoff*. Frekuensi *cutoff* yang dihasilkan tersebut akan bergantung dari panjang slot (e), jarak antar slot (s) lebar penghubung slot (k) dan lebar *gap*-nya (m). Pendekatan untuk frekuensi pusat *stopband* yaitu :

$$f_2 = \frac{c}{2Lu\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.65)$$

Dimana c adalah nilai kecepatan cahaya, $c = 3 \times 10^8$ m/s

$$Lu = 2e + k \quad (2.66)$$

Lu adalah panjang total U-DGS, ϵ_{re} adalah konstanta dielektrik efektif pada slot diperoleh dari persamaan bentuk tertutup pada (Gupta dkk 1996).

2.1.8.c Menentukan S parameter

Parameter antara T-DMS dan U-DGS menggunakan rangkaian perpaduan. Menggunakan spesifikasi yang diberikan oleh *stopband* keduanya, frekuensi kerja (f_1 dan f_2) dan -3dB FBW (FBW_1 dan FBW_2) desain parameter yang diinginkan pada *defected structure* menggunakan perhitungan

$$\frac{X_{1i}}{Y_0} = \frac{2\pi f_1 C_{1i}}{Y_0} = \frac{1}{2\pi f_1 L_{1i} Y_0} = \frac{f_1}{2\Delta f_{1-3dB i}} = \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW_1}, i = 1 \text{ to } n \quad (2.67)$$

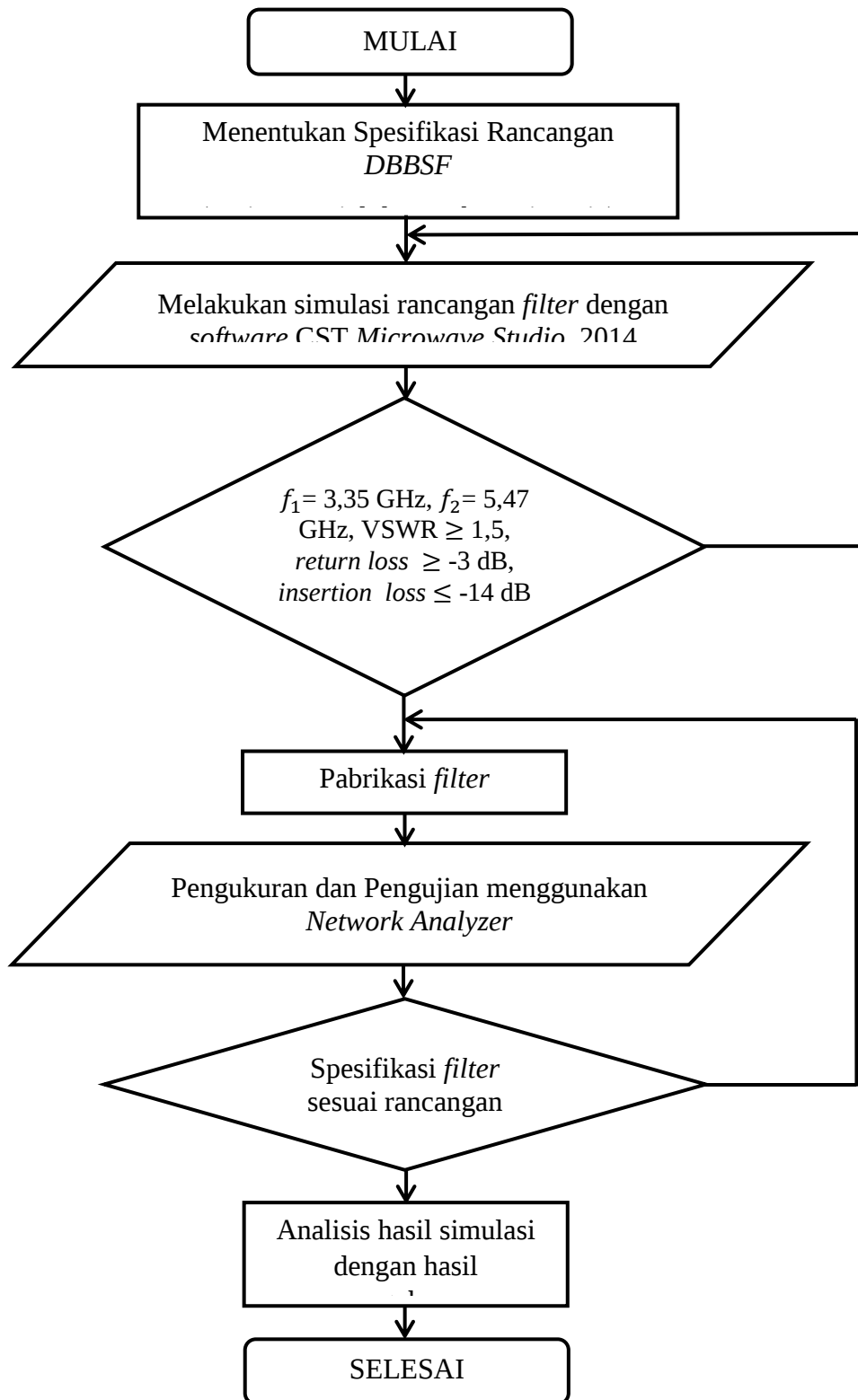
$$\frac{X_{2i}}{Y_0} = \frac{2\pi f_2 C_{2i}}{Y_0} = \frac{1}{2\pi f_2 L_{2i} Y_0} = \frac{f_2}{2\Delta f_{2-3dB i}} = \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW_2}, i = 1 \text{ to } n \quad (2.68)$$

dimana X_{1i}/Y_0 dan $\Delta f_{1(-3dB i)}$ adalah parameter suptansi *slope ternormalisasi* dan *bandwidth* -3dB pada T-DMS, X_{2i}/Y_0 dan $\Delta f_{2(-3dB i)}$ adalah parameter suptansi

slope ternormalisasi dan *bandwidth* -3dB pada U-DGS, C_{1i} dan C_{2i} adalah ekivalen kapasitor pada *defected structure*, L_1 dan L_2 adalah ekivalen induktansi pada *defected structure*, g_i adalah nilai elemen *lowpass prototype*, Ω_c adalah frekuensi *cutoff* ternormalisasi. Untuk desain sederhana karakteristik admitansi pada inverter immitansi diantara T-DMS atau U-DGS telah diubah agar menyamakan Y_0 , dan *dual stopband* memiliki jenis respon frekuensi yang sama (Jung Wang dkk, 2013:409-410).

2.2 Kerangka Berpikir

Dengan adanya teori yang sudah dijelaskan sebelumnya, maka teori tersebut menjadi dasar penelitian dan pengembangan untuk mendesain *filter* mikrostrip *Dual Band Stop Filter Defected Structures Dual Plane's* yang akan dibuat. Untuk mengetahui lebih lanjut maka diperlukan studi literatur yang komperhensif, melakukan simulasi *filter* dengan menggunakan perangkat lunak yang akurat, dan menguji *filter* menggunakan alat ukur *Vector Spectrum Analyzer*. Oleh karena itu untuk menjelaskan alur kerangka berpikir dalam penelitian ini, diperlukan diagram alir sebagai berikut :



Gambar 2.19. Diagram Alir Perancangan DBBSF (Dual Band Band Stop Filter)

BAB III

METODOLOGI PENELITIAN

3.1 Tempat dan Waktu Penelitian

Penelitian dilaksanakan di Laboratorium Telekomunikasi Teknik Elektro Universitas Negeri Jakarta, dan di Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia (Bandung) pada bulan Juni – Desember 2016.

3.2 Metode Pengembangan Produk

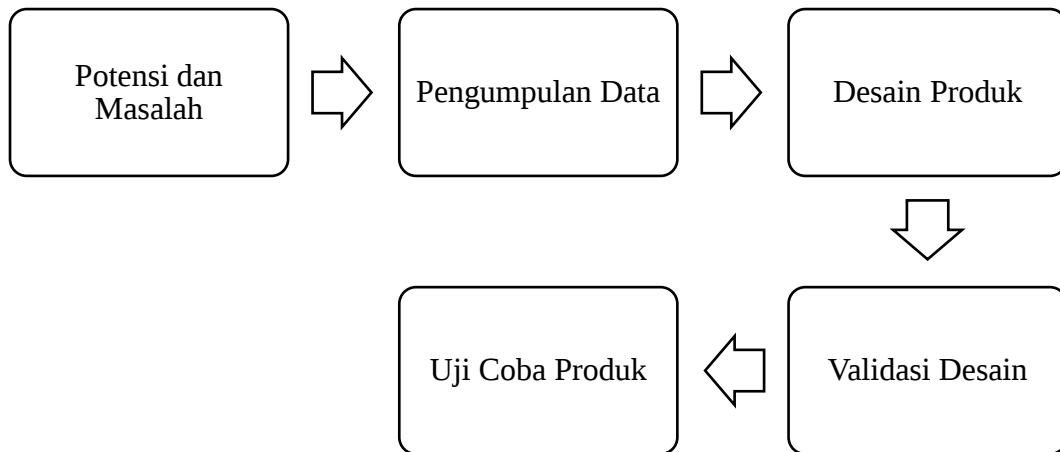
3.2.1. Tujuan Pengembangan

Tujuan penelitian ini adalah untuk mendesain dan membuat *Dual Band Bandstop Filter Mikrostrip* yang mampu bekerja pada frekuensi WiMAX 3,3 GHz – 3,4 GHz dengan *Bandwidth* ≤ 100 MHz dan frekuensi WLAN 5,150 GHz – 5,825 GHz dengan *Bandwidth* $675 \leq$ MHz. *Insertion loss* ≤ -14 dB, *return loss bandwidth* > -3 dB, dan *VSWR* $\leq 1,5$.

3.2.2. Metode Pengembangan

Metode penelitian yang digunakan adalah Metode *Research and Development* (R&D). Menurut (Sugiono, 2009:407) mengatakan bahwa metode penelitian dan pengembangan atau dalam bahasa inggrisnya *Research and Development* adalah metode penelitian yang digunakan untuk menghasilkan produk tertentu, dan menguji keefektifan produk tersebut.

Peneliti mengambil beberapa langkah penelitian pengembangan, yaitu potensi dan masalah, pengumpulan informasi, desain produk, validasi desain dan uji coba produk.



Gambar 3.1 Langkah Metode *Research and Development* (R&D) yang digunakan dalam Penelitian (Sugiono, 2009:408)

1. Potensi dan Masalah

Penelitian bermula dari adanya potensi permasalahan interferensi antara frekuensi UWB, WiMAX dan WLAN.

2. Pengumpulan Data

Pengumpulan data berbagai informasi yang digunakan sebagai bahan untuk perencanaan desain *filter* sesuai yang diharapkan.

3. Desain Produk

Filter yang dihasilkan dalam penelitian, di rancang dengan menggunakan *software* simulasi yakni menggunakan CST *Microwave Studio* 2014 dalam perancangan *filter* sesuai dengan pengumpulan data.

4. Validasi Desain

Validasi desain merupakan hasil simulasi dari desain produk pada *software* simulasi, dimana untuk menilai apakah rancangan *filter* sesuai dengan yang diharapkan.

5. Uji Coba Produk

Uji Coba produk meliputi pabrikan *filter* dan pengukuran parameter *filter*.

3.2.3. Sasaran Produk

Sasaran produk dalam penelitian ini yakni penggunaan *dual band bandstop filter* mikrostrip *defected structure* yang dirancang dengan mengikuti parameter yang sesuai dengan karakteristik *filter* yang digunakan pada sistem WiMAX dan WLAN.

3.2.4. Instrumen

Pada penelitian ini, instrumen yang digunakan adalah alat ukur bahan dan alat penunjang lainnya. Berikut alat penunjang yang dibutuhkan dalam penelitian sebagai berikut:

- a. *Software CST Microwave Studio 2014*
- b. *Network Analyzer Advantest tipe R3770*
- c. *Substrate Roger Duroid 4350B*
- d. *Connector SMA*
- e. *Casing filter.*

Namun peneliti dapat menyesuaikan diri dari semua aspek pendukung dalam prosedur pengembangan, pengumpulan data, dan analisis data hingga pada hasil kesimpulan dari penelitian.

3.3 Prosedur Pengembangan

3.3.1. Tahap Penelitian dan Pengumpulan Informasi

Ultra Wideband UWB yang memiliki pita frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, menduduki beberapa frekuensi kerja sistem komunikasi radio lainnya, yaitu *Wireless Local Area Network* WLAN 802.11a di frekuensi 5 GHz dan *Worldwide Interoperability for Microwave Access* WiMAX 802.16 di frekuensi 3,3 GHz. Hal ini menyebabkan adanya potensi interferensi antara kedua sistem tersebut (Cahyasiwi 2009:1). Untuk menjaga perangkat UWB, maka dibutuhkan sebuah *bandstop response* agar sistem komunikasi UWB tidak terganggu oleh sistem komunikasi WiMAX ataupun WLAN.

Bandstop filter telah banyak digunakan dalam banyak aplikasi untuk memblokir sinyal yang tidak diinginkan sedangkan sinyal yang diinginkan atau berguna kemudian di lewatkan (Huang dkk, 2012). Telah banyak yang tertarik untuk melakukan penelitian dalam pengaplikasian *Dual Band Bandstop Filter* (DBBSF) karena dapat menekan sinyal yang tidak diinginkan secara efektif secara bersamaan di dua frekuensi terpisah. Hal ini menunjukkan bahwa DBBSF memiliki kelebihan yaitu ukuran yang lebih kecil, biaya yang lebih rendah, penyisipan *loss passband* yang sangat rendah dan *group delay* yang rendah dibandingkan dengan desain sederhana dari dua konvensional tunggal *bandstop filter* (Uchida dkk, 2004).

Dual Band Bandstop Filter selanjutnya akan disebut DBBSF, DBBSF ini dirancang menggunakan teknologi planar *Filter* mikrostrip yang memiliki beberapa kelebihan jika dibandingkan dengan *filter* jenis lain, yaitu bentuknya yang tipis dan kecil, memiliki bobot yang ringan, mudah untuk dipabrikasi, dapat

membangkitkan polarisasi *linear* dan polarisasi melingkar (*circular*) hanya dengan menggunakan pencatutan yang sederhana, mudah untuk diintegrasikan dengan perangkat elektronika lain, dan harga yang relatif murah (Garg, dkk., 2000:2). Akan tetapi *filter* mikrostrip juga memiliki beberapa kelemahan yaitu *gain* rendah, *bandwidth* rendah, efisiensi rendah, dan timbulnya gelombang permukaan.

Gelombang permukaan (*surface wave*) timbul ketika filter mikrostrip meradiasikan gelombang ke udara, tetapi ada gelombang yang terjebak di dalam substrate. Gelombang ini dapat mengurangi efisiensi sebuah filter, membatasi *bandwidth*. Salah satu cara untuk menekan gelombang permukaan adalah dengan menggunakan teknik *Defected Structure*. *Defected Structure* diimplementasikan dengan cara menghilangkan sebagian bidang (*etch*) baik di bidang *patch* ataupun di bidang *ground* pada mikrostrip struktur. Dalam perancangan DBBSF (*Dual Band Stop Filter*) mikrostrip *defected structure* sangat dipengaruhi oleh efek *mutual coupling*, efek ini berpengaruh pada semakin meningkatnya nilai *standing wave*, koefisien refleksi dan nilai transmisinya (S_{12}).

DBBSF *defcted structure* yang akan dirancang di terapkan pada *dual plane* mikrostrip sekaligus. Untuk daerah *top plane* akan dibuat konfigurasi T-DMS (*Defected Microstrip Structure*). Dan pada daerah *bottom plane* akan dibuat konfigurasi U-DGS (*Defected Ground Structure*). Tahap Perencanaan

3.3.1.a. Penentuan karakteristik *Filter*

Spesifikasi *filter* menjadi bagian yang penting dalam proses perancangannya *filter* yang akan dibuat adalah *dual band bandstop filter* mikrostrip *defected structure* dengan spesifikasi sebagai berikut:

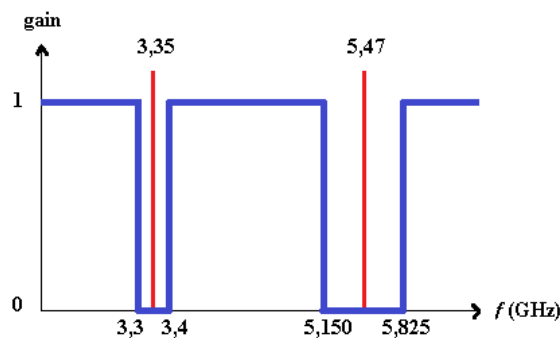
Tabel 3.1. Spesifikasi WiMAX 3,3 GHz

Parameter	Spesifikasi
Frekuensi kerja	3,3 – 3,4 GHz
<i>Bandwidth</i>	≤ 100 MHz
<i>Insertion Loss</i>	≤ -14 dB
<i>Return Loss</i>	≥ -3 dB
VSWR	$\leq 1,5$

Tabel 3.2. Spesifikasi WLAN 5 GHz

Parameter	Spesifikasi
Frekuensi kerja	5,150 – 5,825 GHz
<i>Bandwidth</i>	≤ 675 MHz
<i>Insertion Loss</i>	≤ -14 dB
<i>Return Loss</i>	≥ -3 dB
VSWR	$\leq 1,5$

Dari Tabel 3.1 dan 3.2 spesifikasi *filter* diatas dapat digambarkan respon *bandstop filter* sebagai berikut :

**Gambar 3.2 Respon spesifikasi ideal *bandstop filter dual band*.**

3.3.1.b. Penentuan Jenis Bahan

Dalam melakukan perancangan dan realisasi sebuah *filter*, jenis substrate yang dipilih dan digunakan sangat mempengaruhi hasil akhir sebuah *filter*. Setiap bahan yang digunakan pada substrate memiliki nilai konstanta dielektrik relatif (ϵ_r), dan ketebalan (h) yang berbeda-beda.

Pemilihan bahan yang digunakan dalam perancangan dipilih berdasarkan persamaan (2.44) dengan nilai $h \leq 2,292$. mm.

$$h \leq \frac{0,3c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{0,3(3 \times 10^8)}{2\pi(3,35 \times 10^9)\sqrt{3,48}}$$

sehingga dipilihlah substrate *Roger Duroid 4350B* dengan spesifikasi bahan sebagai berikut :

Tabel 3.3. Spesifikasi Substrate yang digunakan

Jenis Substrate	Roger 4350B
Konstanta Dielektrik Relatif (ϵ_r)	3,48
<i>Dielectric Loss Tangent</i> ($\tan \delta$)	0,0003
Ketebalan Substrate	1,524 mm

Adapun untuk jalur mikrostrip dan *groundplane* menggunakan bahan tembaga. Berikut adalah karakteristik bahan yang akan digunakan dalam perancangan *filter*:

Tabel 3.4. Spesifikasi bahan pada jalur mikrostrip dan *groundplane*

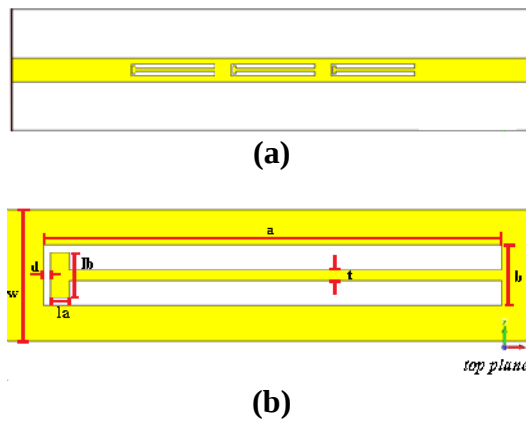
Jalur mikrostrip & <i>Groundplane</i>	Tembaga
Konstanta Dielektrik Relatif (ϵ_r)	1
<i>Dielectric Loss Tangent</i> ($\tan \delta$)	0,99991
Ketebalan Mikrostrip	0,035 mm

3.3.1.c. Penentuan Dimensi Elemen DBBSF Defected Structure

Dalam menentukan elemen peradiasi, haruslah menentukan frekuensi radiasi (f_0) kemudian tentukan terlebih dahulu nilai panjang gelombang diruang bebas dengan berdasarkan acuan dari kecepatan cahaya (c) dengan frekuensi radiasi tersebut maka dapat ditentukan menggunakan persamaan (2.28).

c.1. Penentuan Dimensi T-DMS

Dimensi *filter* yang digunakan berpengaruh terhadap frekuensi kerja *filter* tersebut. Semakin tinggi frekuensi kerja yang digunakan maka dimensi *filter* semakin kecil. Oleh sebab itu, penggunaan *filter* mikrostrip pada frekuensi tinggi memiliki elemen peradiasi yang kecil. Penentuan dimensi *filter* berdasarkan rumus menghitung panjang dan lebar *filter* mikrostrip berbentuk T-DMS (*Defected Microstrip Structure*).

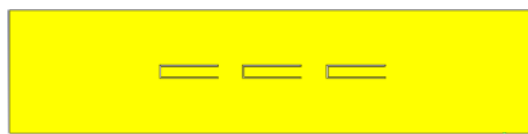


Gambar 3.3 (a) T-DMS orde-3 pada top plane, (b) Dimensi T-DMS

Adapun perhitungannya dalam rumus yang telah dijelaskan pada bab 2 yaitu persamaan (2.22) untuk menentukan lebar w , persamaan (2.28) untuk menentukan panjang a dengan perhitungan panjang $\frac{1}{4}$ panjang gelombang, dan persamaan (2.45-2.54) untuk menentukan ukuran *gap* d dan ukuran persegi panjang yang *etching* (panjang la , panjang lb , panjang b , dan lebar t). Jarak antar elemen menggunakan persamaan (2.28) dengan perhitungan $\frac{1}{4}$ panjang gelombang.

c.2. Penentuan Dimensi U-DGS

Secara ideal, *groundplane* yang digunakan memiliki luas yang tidak terhingga (*infinite groundplane*), akan tetapi kondisi ini jelas tidak mungkin untuk direalisasikan. Untuk mendapatkan ukuran panjang total U-DGS dengan persamaan (2.59) berdasarkan pendekatan frekuensi *cut off stopband* kedua (2.58). sementara jarak antar masing-masing elemen menggunakan persamaan (2.28) dengan perhitungan $\frac{1}{4}$ panjang gelombang.



(a)



(b)

Gambar 3.4 (a) U-DGS orde-3 pada *Ground plane*, (b) Dimensi U-DGS

c.3. Penentuan Dimensi *Substrate*

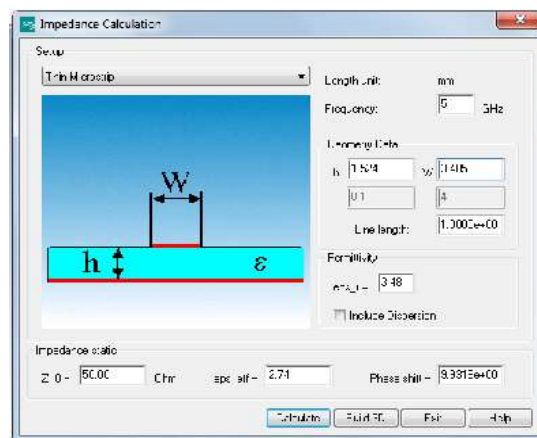
Dikarenakan bahan yang digunakan adalah epoxy Roger, dimana *substrate* terintegrasi dengan *patch* dan *ground plane* maka dimensi dari *substrate* mengikuti nilai dari dimensi panjang *patch* dan lebar *ground plane*.

c.4. Penentuan Dimensi Saluran Transmisi

Agar sebuah *filter* mikrostrip mampu meradiasikan gelombang elektromagnetik secara baik, maka dibutuhkan jenis pencatuan (*feeding line*) dengan impedansi yang sesuai (*matching*). Impedansi masukan (Z_{in}) pada saluran pencatuan *filter* mikrostrip adalah 50Ω hal ini disesuaikan dengan impedansi pada

konektor SMA *filter*. Adapun perhitungannya dalam rumus yang telah dijelaskan pada bab 2 dalam persamaan 2.18 - 2.26.

Menggunakan *software* CST Microwave Studio 2014 dapat secara langsung terhitung lebar transmisi *line* untuk mendapatkan impedansi 50 Ω , dengan karakteristik material bahan Roger Duroid 4350B. Dengan cara Pilih menu **Home**, lalu pilih submenu **Macros**, pilih **Calculate**, lalu klik **Calculate analytical Line Impedance**, pilih **Thin Microstrip** seperti pada gambar 3.5



Gambar 3.5 Menghitung Impedansi Transmisi *Line*

3.3.2. Tahap Desain Produk

3.3.2.a. Desain *Filter* Dengan CST Microwave Studio 2014

Setelah melakukan perhitungan beberapa parameter untuk merancang *filter*, langkah selanjutnya adalah melakukan desain dan simulasi menggunakan *software* CST Microwave Studio 2014. Pada perancangan akan didesain *dual band bandstop filter* mikrostrip *defected structure*. Tujuannya dapat mengetahui pengaruh dan kelebihan yang diberikan oleh *defected structure*. Bentuk yang digunakan dalam metode *defected structure* ini adalah *T-DMS (Defected Microstrip Strucure)* dan *U-DGS (Defected Ground Strucure)*.

3.3.2.b. Validasi Desain Filter

Validasi desain *filter* dilakukan pada simulasi bantuan dengan menggunakan *software* CST *Microwave Studio* 2014. Hal ini bertujuan mengetahui dimensi optimal suatu *filter*. Optimalisasi akan dilakukan jika hasil *running* berdasarkan dimensi awal hitungan tidak sesuai dengan spesifikasi yang telah ditentukan. Optimalisasi dilakukan dengan cara mengubah bentuk, mengubah besaran parameter. Simulasi ini bertujuan sebagai perancangan pabrikan *filter* serta untuk memperoleh spesifikasi yang telah ditentukan.

3.3.2.c. Uji Coba Produk

c.1. Pabrikasi Filter

Pabrikasi *filter* mikrostrip dilakukan dengan menggunakan jasa pihak ketiga yaitu Spectra yang berlokasi di Bandung. Bentuk yang dikirim ke Spectra dalam bentuk *.vsd* dengan menggunakan perangkat lunak Microsoft Visio 2007. Hasil desain *filter* mikrostrip pada CST *Microwave Studio* 2014 dikonversi dalam bentuk *.dxf*. Berikut langkah-langkah menkonversi bentuk *.vsd* menjadi bentuk *.dxf* yaitu :

1. Pindahkan WCS ke bagian *patch* dari *filter* mikrostrip
2. *Export file* CST yang akan dikonversi ke Microsoft Visio dengan cara :
 - Pilih menu Modeling lalu Export/Import pilih Export 2D File dan pilih *dxf*, beri nama file yang akan di-*export*.
3. Buka Microsoft Visio 2007 lalu klik New
4. Pilih Page Setup lalu Drawing Scale pilih Custom Scale dan ubah menjadi
 $1\text{mm} = 1\text{mm}$

5. Pilih Tools lalu Option pilih Units lalu Current Page dan ubah menjadi Milimeters
6. Pilih Insert lalu CAD Drawing pilih nama *file* yang akan dikonversi lalu tekan Enter pilih Custom Scale (1mm =1mm). Pada menu CAD Drawing Protection, Lock Size and Position tetap sama dan abaikan Lock Againsts Deletion
7. Setelah muncul gambarnya, lalu Control A, Cut dan Paste ditempat yang sama
8. Klik kanan pilih CAD Drawing Object, Convert, Select All, lalu OK
9. Untuk mewarnai bagian yang akan di-*etching* maka langkah selanjutnya yaitu klik kanan pilih Format, Fill, lalu pilih warna, klik OK. Setelah itu klik kanan kembali pilih Format, Layer, Select All, lalu OK.
10. Setelah semua telah diwarnai, lalu Control A, klik kanan lalu pilih Shaped, dan pilih Group. Hal ini dilakukan agar gambar tidak bergeser sehingga tidak mengubah ukuran aslinya.
11. Lalu Save As, dan beri nama *file*. *File* siap untuk di kirim.

Langkah selanjutnya ketika *filter* telah selesai di pabriksi yaitu membandingkan desain *filter* mikrostrip pada perangkat lunak CST *Microwave Studio* 2014 dengan hasil pabriksi.

Mengukur dimensi *filter* yang telah dipabriksi dengan menggunakan penggaris untuk ukuran *filter*, dan mikrometer sekrup untuk pengukuran ketebalan substrate. Hasil pengukuran dimensi *filter* yang telah dipabriksi dibandingkan dengan dimensi *filter* pada CST *Microwave Studio* 2014, kemudian menghitung

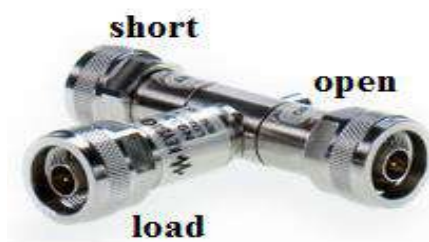
persentase kesalahan setiap dimensi *filter* mikrostrip dengan menggunakan persamaan 3.1.

$$Error\ rate = \frac{\text{selisih dimensi antenna}}{\text{dimensi desain antenna}} \times 100\% \dots\dots\dots (3.1)$$

c.2. Pengukuran *Filter* Dengan *Network Analyzer*

Pengukuran *double port* adalah pengukuran *input dan output* pada *filter* secara bersamaan. Parameter yang dapat diketahui dari hasil pengukuran *double port* yaitu *insertion loss*, *return loss*, *bandwidth*, dan *VSWR* pada *filter* mikrostrip.

Pada pengukuran *double port* , *filter* yang telah di pabrikasi diukur dengan menggunakan *Vector Network Analyzer*. Sebelum melakukan pengukuran, hal pertama yang harus dilakukan adalah melakukan kalibrasi. Teknik kalibrasi yang digunakan adalah OSL (*Open Short Load*) kalibrasi. Alat OSL terlihat pada gambar 3.6.



Gambar 3.6 OSL Calibration

Adapun tahapan kalibrasi *Network Analyzer* sebagai berikut:

1. Hidupkan *Network Analyzer* dengan menekan tombol On/Off
2. Tekan Freq/Dist pada tombol menu dan masukan *range* frekuensi *filter* yang akan di ukur
3. Tekan Start Cal dan ikuti petunjuk yang muncul pada layar

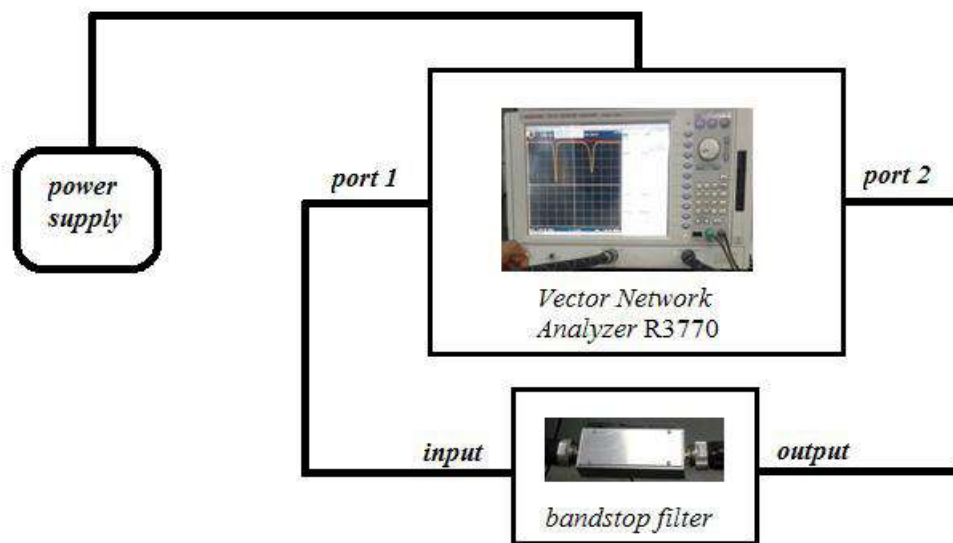
4. Sambungkan 'Open' ke RF *Out* dan tekan tombol Enter
5. Sambungkan 'Short' ke RF *Out* dan tekan tombol Enter
6. Sambungkan 'Load' ke RF *Out* dan tekan tombol Enter
7. Setelah mengikuti semua petunjuk, maka akan muncul tampilan di layar yang menunjukkan *Vector Network Analyzer* telah di kalibrasi dan siap digunakan untuk mengukur *filter*.



Gambar 3.7 ADVANTEST R3770 Network Analyzer

Adapun prosedur pengukuran *filter* dengan *Network Analyzer* (300KHz – 20GHz) adalah:

1. Terlebih dahulu mengkalibrasi *Network Analyzer* dengan OSL (*Open Short Load*) kalibrasi. Langkah kalibrasi ini sangat penting untuk mendapatkan nilai validitas pengukuran sebaik mungkin.
2. Menghubungkan kedua buah *port filter* ke port *Network Analyzer*. Gambar 3.8 memperlihatkan konfigurasi pengukuran *filter* yang akan diukur terhubung melalui kabel konektor 50 Ω pada port *Network Analyzer*



Gambar 3.8 Konfigurasi Pengukuran *filter*

3. Tekan tombol *measurements* untuk melihat parameter yang ingin dilihat
4. Lalu pilih parameter satu persatu, tekan tombol S_{11} untuk menampilkan grafik *return loss* untuk mencari frekuensi kerja serta *bandwidth*, dan tombol SWR untuk menampilkan grafik VSWR
5. Selanjutnya tekan tombol S_{21} untuk menampilkan grafik *Insertion loss* untuk mencari frekuensi kerja serta *bandwidth*, dan tombol SWR untuk menampilkan grafik VSWR
6. Tekan tombol *marker* untuk melihat frekuensi tengah dan *bandwidth*, pada grafik *Insertion Loss* dan *Return loss*. Gunakan 6 buah *marker* pada kedua respon *bandstop* untuk melihat *bandwidth*, yaitu pada frekuensi atas, tengah dan bawah dari *filter* yang diukur
7. Catat serta simpan nilai yang tertera pada masing-masing *marker* pada hasil grafik pengukuran

c.3 Teknik Pengumpulan Data

Teknik pengumpulan data yang digunakan dalam penelitian ini adalah metode observasi meliputi pencarian sumber literatur dan data hasil pengujian lapangan diantaranya perancangan, simulasi, dan pengukuran *filter* kemudian melakukan pengumpulan dan mengolah data hasil uji coba. Adapun data – data yang digunakan dalam menyusun skripsi ini, yaitu berupa data primer dan sekunder.

1. Data Primer

Data primer adalah data yang diperoleh dan dikumpulkan secara langsung, atau dengan kata lain data primer adalah data yang didapatkan dari hasil simulasi menggunakan perangkat lunak CST *Microwave Studio* 2014, pengukuran dengan *Vector Network Analyzer* di Laboratorium Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET LIPI). Data tersebut adalah S-Parameters yang meliputi frekuensi tengah, *insertion loss*, *return loss*, VSWR, *bandwidth* dari desain dan pengujian *filter* mikrostrip *defected structure*.

2. Data Sekunder

Data sekunder adalah data yang diperoleh dan dikumpulkan tidak secara langsung. Menggunakan berbagai sumber literatur yang sudah ada seperti buku, jurnal, dan sebagainya. Data tersebut meliputi teknik perancangan *filter*, parameter-parameter *filter* beserta data pendukung dalam penelitian.

3.4 Teknik Analisis Data

Analisis data adalah kegiatan mengubah hasil penelitian menjadi informasi yang dapat digunakan untuk mengambil sebuah kesimpulan dalam

suatu penelitian. Pada penelitian, data yang diperoleh pada data primer diantaranya penentuan nilai dimensi *filter*.

Dalam menentukan nilai dimensi *defected structure* pada desain *filter* mikrostrip dengan T-DMS yang menghasikan nilai optimal dalam simulasi desain, akan dituliskan pada tabel 3.5. Adapun perbandingan nilai dimensi sesuai perhitungan dengan hasil simulasi sebagai berikut:

Tabel 3.5. Dimensi T-DMS

Parameter	Nilai	
	Perhitungan	Simulasi
<i>Lebar (w)</i>		
<i>Panjang (a)</i>		
<i>Panjang (b)</i>		
<i>Lebar (d)</i>		
<i>Lebar (t)</i>		
<i>panjang (s₁)</i>		

Dalam menentukan nilai dimensi *defected structure* pada desain *filter* mikrostrip dengan U-DGS yang menghasikan nilai optimal dalam simulasi desain, akan dituliskan pada tabel 3.6. Adapun perbandingan nilai dimensi sesuai perhitungan dengan hasil simulasi sebagai berikut:

Tabel 3.6. Dimensi U-DGS

Parameter	Nilai	
	Perhitungan	Simulasi
<i>Panjang (e)</i>		
<i>Panjang (k)</i>		
<i>Lebar (m)</i>		
<i>panjang (s₂)</i>		

Selanjutnya hasil simulasi dan pengukuran desain *filter* mikrostrip *defected structure* tanpa casing dengan desain *filter* mikrostrip *defected structure*

menggunakan *casing* dibandingkan, untuk mengetahui perbandingan hasil keduanya, yang dituliskan sebagai berikut:

Tabel 3.7. Hasil Simulasi Desain *Filter* tanpa *casing*

PARAMETER	Simulasi		Pengukuran	
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
Frekuensi Tengah (GHz)				
Rentang Frekuensi (GHz)				
Bandwidth (MHz)				
Insertion Loss (dB)				
Return Loss (dB)				
VSWR				

Tabel 3.8. Hasil Simulasi Desain *Filter* dengan *casing*

PARAMETER	Simulasi		Pengukuran	
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
J				
Frekuensi Tengah				
Rentang Frekuensi				
Insertion Loss				
Return Loss				
VSWR				
Bandwidth				

Jika hasil nilai dimensi *filter* sudah sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan, maka pabrikasi *bandstop filter* mikrostrip *Defected Structure* dapat di realisasikan. Hasil pengukuran dimensi *filter* simulasi dan perhitungan *error rate* akan dituliskan pada tabel 3.9

Tabel 3.9. Perbandingan Dimensi *Filter* Mikrostrip *Rectangular*

Parameter	Hasil Ukuran Desain		Perbedaan ukuran (mm)	Error Rate (%)
	Simulasi	Pabrikasi		
Panjang Substart (P)				
Lebar Substart (L)				
Lebar (w)				
Panjang (a)				
Panjang (b)				
panjang (s_1)				
Panjang (e)				
Panjang (k)				

Kemudian hasil *filter* pabrikan dilakukan proses pengukuran dengan *Network Analyzer*. Data diolah dan menjadi acuan dasar untuk pengujian hasil S-Parameters yang meliputi frekuensi tengah, *insertion loss*, *return loss*, VSWR, *bandwidth* dari desain dan pengujian *filter* mikrostrip *defected structure*. Selanjutnya hasil simulasi, hasil pengukuran tanpa *casing*, dan hasil pengukuran dengan menggunakan *casing* dibandingkan. Hasil dari perbandingan akan diperlihatkan pada tabel 3.10.

Tabel 3.10. Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran

Parameter	Hasil Simulasi		Hasil Pengukuran <i>Filter</i> tanpa <i>casing</i>		Hasil Pengukuran <i>Filter</i> dengan <i>casing</i>		Keterangan
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	
Frekuensi Tengah							
<i>Return Loss</i>							
VSWR							
<i>Bandwidth</i>							

Dengan kata lain, peneliti menguji *dual band bandstop filter* mikrostrip metode *Defected Structure* untuk menghasilkan S-Parameters yang sesuai dengan perumusan masalah penelitian. Langkah terakhir adalah menganalisis sebab akibat adanya perbedaan antara hasil simulasi dengan hasil pengukuran.

BAB IV

HASIL PENELITIAN DAN PEMBAHASAN

4.1. Hasil Pengembangan Produk

4.1.1. Hasil Perencanaan

Pada bab ini akan dibahas proses perancangan dan realisasi *Bandstop filter* dengan metode *defected structure*, yaitu mulai dari perhitungan matematis, perancangan ukuran, dan desain *filter* sesuai dengan spesifikasi yang telah dibahas pada bab 3. Dari teori tersebut akan didapat sebuah rancangan dan dimensi dari *filter* yang akan dibuat, kemudian desain tersebut disimulasikan menggunakan *software CST Microwave 2014* untuk mendapat gambaran bentuk respon frekuensi dari *filter* yang akan dibuat. Selanjutnya pada tahap akhir akan dilakukan pabrikan rancangan *filter* dan melakukan pengukuran.

4.1.1.a Nilai frekuensi *cut off stop band*

Nilai frekuensi *cut off stop band* pertama

$$f_{s1} = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{3.3 \times 3.4} = 3.35 \text{ GHz}$$

Nilai frekuensi *cut off stop band* kedua

$$f_{s2} = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = \sqrt{5.150 \times 5.825} = 5,47 \text{ GHz}$$

4.1.1.b Nilai FBW (*Fractional Bandwidth*)

Nilai FBW (*Fractional Bandwidth*) pertama

$$FBW_1 = \frac{f_2 - f_1}{f_{s1}} = \frac{3.4 - 3.3}{3.35} = \frac{0.1}{3.35} = 0,03$$

$$FBW_1 = \frac{f_2 - f_1}{f_{s1}} \times 100 \% = 3 \%$$

$$BW_1 = 3.4 - 3.3 = 0.1 \text{ GHz} = 100 \text{ MHz}$$

Nilai FBW (*Fractional Bandwidth*) kedua

$$FBW_2 = \frac{f_2 - f_1}{f_{s2}} = \frac{5.825 - 5.150}{5.47} = \frac{0.675}{5.47} = 0,123$$

$$FBW_2 = \frac{f_2 - f_1}{f_{s2}} \times 100 \% = 12.3 \%$$

$$BW_2 = 5.825 - 5.150 = 0.675 \text{ GHz} = 675 \text{ MHz}$$

4.1.1.c Nilai Orde *Filter* dengan Pendekatan *Butterworth*

Nilai Orde Stop Band Pertama persamaan (2.51)

$$\frac{\log(10^{0,1 \times 40 \text{ dB}} - 1)}{2 \log(3,35)} = 3,8$$

Nilai Orde Stop Band Kedua persamaan (2.51)

$$\frac{\log(10^{0,1 \times 40 \text{ dB}} - 1)}{2 \log(5,47)} = 2,7$$

4.1.1.d Pemilihan bahan *substrate*

Pemilihan bahan yang digunakan dalam perancangan dipilih berdasarkan persamaan (2.44) diperoleh nilai $h \leq 2,292$

$$h \leq \frac{0,3 \text{ c}}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{0,3(3 \times 10^8)}{2\pi(3,35 \times 10^9) \sqrt{3,48}}$$

Bahan substart yang dipilih adalah :

Bahan : Roger Duroid 4350B

Konstanta dielektirk (ϵ_r) : 3,48

Ketebalan (h) : 1,524 mm

Stripline (t) : 0,035 mm

4.1.1.e Karakteristik *Mikrostrip Line* untuk $W/h > 1$

Menghitung Ukuran lebar saluran *input ouput* pencatuan berdasarkan persamaan (2.32-2.35) untuk menentukan karakteristik Impedansi 50 Ω .

$$\begin{aligned}
A &= \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0,5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right] \\
&= \frac{50}{60} \left[\frac{3,48 + 1}{2} \right]^{0,5} + \frac{3,48 - 1}{3,48 + 1} \left[0,23 + \frac{0,11}{3,48} \right] = 1,3920 \\
\frac{W}{h} &= \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = 2,2690
\end{aligned}$$

Sehingga :

$$\begin{aligned}
W &= h \times 2,2690 \\
&= 1,524 \times 2,2690 = 3,45
\end{aligned}$$

Dari perhitungan diatas, diperoleh lebar saluran transmisi (w) untuk *input* dan *output* resonator *filter* dengan menggunakan bahan Rogers Duroid 4350B adalah sebesar 3,45. Tetapi yang digunakan dalam penelitian ini adalah berdasarkan perhitungan lebar saluran pencatu menggunakan **Impedance Calculation** pada *software* CST Microwave Studio 2014 yaitu diperoleh lebar (w) adalah **3,5 mm**.

Menghitung konstanta dielektrik efektif (ϵ_{re}) dengan persamaan (2.22-2.24), diperoleh nilai $\epsilon_{re} = 2,74$ mm.

Untuk $W/h \geq 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab}$$

Dimana $u = W/h$,

$$u = \frac{W}{h} = \frac{3,5}{1,524} = 2,296$$

Dan nilai a dan b adalah :

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right] = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[1 + \left(\frac{2,296}{18,1} \right)^3 \right] = 1,00004$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053} = 0,564 \left(\frac{3,48 - 0,9}{3,48 + 3} \right)^{0,053} = 0,5371$$

Maka nilai ε_{re} yaitu :

$$\varepsilon_{re} = \frac{3,48 + 1}{2} + \frac{3,48 - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{2,296} \right)^{-(0,537)} = 2,74$$

4.1.1.f Hasil Perhitungan Panjang Gelombang

Perhitungan panjang gelombang dengan persamaan (2.28), diperoleh nilai sebagai berikut :

Panjang Gelombang *Stop Band* Pertama

$$\lambda_g = \frac{300}{f_{GHz} \sqrt{\varepsilon_{ef}}} = \frac{300}{3,35 \sqrt{2,74}} = 54,10 \text{ mm}$$

$$\frac{1}{2} \lambda_g = 27,05 \text{ mm}$$

$$\frac{1}{4} \lambda_g = 13,52 \text{ mm}$$

Panjang Gelombang *Stop Band* Kedua

$$\lambda_g = \frac{300}{f_{GHz} \sqrt{\varepsilon_{ef}}} = \frac{300}{5,47 \sqrt{2,74}} = 33,09 \text{ mm}$$

$$\frac{1}{2} \lambda_g = 16,5 \text{ mm}$$

$$\frac{1}{4} \lambda_g = 8,25 \text{ mm}$$

4.1.1.g Hasil Dimensi DBBF (*Dual Band Bandstop Filter*)

Tabel 4.1. Parameter Suptansi Slope

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

$$\frac{X_{1i}}{Y_0} = \frac{2\pi f_1 C_{1i}}{Y_0} = \frac{1}{2\pi f_1 L_{1i} Y_0} = \frac{f_1}{2\Delta f_{1(-3dB)}} = \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW_1}, \quad i = 1 \text{ to } n$$

$$\frac{X_{11}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_1 \Omega_c FBW_1} = \frac{1}{(1) \cdot (1) \cdot (3\%)} = 33,33$$

$$\frac{X_{12}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_2 \Omega_c FBW_1} = \frac{1}{(2) \cdot (1) \cdot (3\%)} = 12,67$$

$$\frac{X_{13}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_3 \Omega_c FBW_1} = \frac{1}{(1) \cdot (1) \cdot (3\%)} = 33,33$$

$$\frac{X_{2i}}{Y_0} = \frac{2\pi f_2 C_{2i}}{Y_0} = \frac{1}{2\pi f_2 L_{2i} Y_0} = \frac{f_2}{2\Delta f_{2(-3dB)}} = \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW_2}, \quad i = 1 \text{ to } n$$

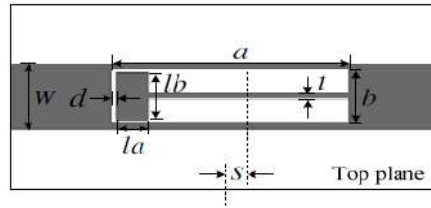
$$\frac{X_{21}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_1 \Omega_c FBW_2} = \frac{1}{(1) \cdot (1) \cdot (12,3\%)} = 8,13$$

$$\frac{X_{22}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_2 \Omega_c FBW_2} = \frac{1}{(2) \cdot (1) \cdot (12,3\%)} = 4,06$$

$$\frac{X_{23}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_3 \Omega_c FBW_2} = \frac{1}{(1) \cdot (1) \cdot (12,3\%)} = 8,13$$

Dimensi T-DMS (*Defected Microstrip Structure*)

Adapun perhitungan dimensi *filter* pada frekuensi resonansi 3,35 GHz yaitu sebagai berikut:



Gambar 4.1. Struktur T-DMS

1. Panjang a T-DMS dengan persamaan (2.67), diperoleh nilai

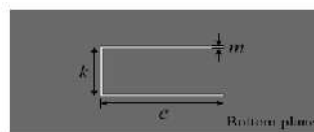
$$a = 12,67 \text{ mm}$$

$$\frac{X_{12}}{Y_0} = \frac{X_{13}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_2 \Omega_c FBW_1} = \frac{1}{(2) \cdot (1) \cdot (3\%)} = 12,67$$

2. Lebar w microstrip line utama yaitu **3,5 mm** sesuai dengan karakteristik impedansi 50Ω dengan menggunakan *impedance calculation* yang ada di *CST Microwave* 2014.
3. Nilai kapasitor kopling C_g (2.57-2.61) yang mempengaruhi Lebar gap d dan lebar b T-DMS yaitu **0,2 mm** dan **1,4 mm**. Dimana peningkatan nilai C_g sebanding dengan peningkatan nilai b dan penurunan nilai d yang sangat berpengaruh dengan penentuan lebar *bandwidth* frekuensi resonansi *stopband* pertama.
4. Jarak antar elemen (S_1) diperoleh dengan menggunakan persamaan (2.28) untuk $\frac{1}{4}$ panjang gelombang yaitu :

$$\frac{1}{4} \lambda_g = 13,52 \text{ mm}$$

Dimensi U-DGS (Defected Ground Structure)



Gambar 4.2. Struktur U-DGS

Untuk mendapatkan ukuran k dan e pada *U-DGS (Defected Ground Structure)* dihitung dengan (pers. 2.65 – 2.66) sebagai berikut :

$$f_2 = \frac{c}{2Lu\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8 m/s}{2Lu\sqrt{2,74}} = 5,47 \times 10^9 Hz$$

Dimana

$$Lu = 2e + k = 17,56 mm$$

$$k = 1,3 mm$$

$$e = 8,13 mm$$

Dimana e diperoleh berdasarkan persamaan (2.68)

$$\frac{X_{21}}{Y_0} = \frac{X_{23}}{Y_0} = \frac{g_0}{g_1 \Omega_c FBW_2} = \frac{1}{(1) \cdot (1) \cdot (12,3\%)} = 8,13$$

Adapun nilai jarak antar elemen (S_2) pada *ground* yaitu :

$$\frac{1}{2} \lambda_g = 16,5 mm$$

Dimensi Substrate

Dikarenakan bahan yang digunakan adalah Roger Duroid 4350B, dimana substrat terintegrasi dengan *top plane* dan *ground plane* maka dimensi substart adalah

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8 m/s}{2(3,35 \times 10^9)\sqrt{2,74}} = 27 mm.$$

$$P = 1 \frac{1}{2} \lambda_{g(f1)} = 1 \frac{1}{2} (54,10) = 81,15 mm$$

4.2. Kelayakan Produk (Teoritik dan Empiris)

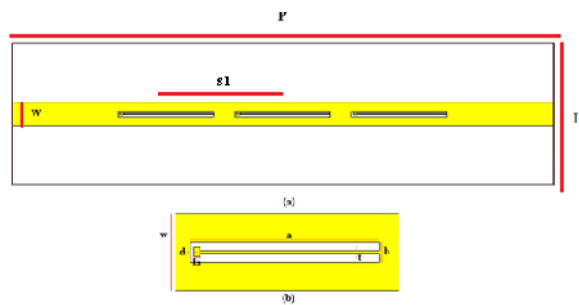
4.2.1. Hasil Desain

Hasil desain dalam penelitian dilakukan desain *defected structure* untuk menghasilkan respon *dual band bandstop filter* dimana desain T-DMS (*Defected*

Microstrip Structure) berada pada posisi *top line filter* dan desain U-DGS (*Defected Ground Structure*) berada pada posisi *ground plane filter*.

Hasil Desain Dimensi *Filter* Mikrostrip T-DMS (*Defected Microstrip Structure*)

Pada awalnya menggunakan data hasil perhitungan pada simulasi dimana masih belum sesuai dari spesifikasi yang diinginkan sehingga dilakukan modifikasi dan optimasi pada dimensi *filter* dengan cara iterasi sehingga didapat hasil yang sesuai dengan spesifikasi dan yang paling optimal.



Gambar 4.3. Bentuk dan Dimensi filter Mikrostrip T-DMS (*Defected Microstrip Structure*).

Dimensi ukuran dengan hasil yang optimal adalah sebagai berikut : panjang dan lebar substart yaitu 75,8 mm dan 17,5 mm. Lebar untuk saluran impedansi 50Ω adalah sebesar 3,5 mm lebar jalur mikrostrip (t) sebesar 0,3 mm. Untuk panjang resonator (a) dan (la) adalah 12,2 mm dan 0,5 mm, lebar (b) adalah 1,6 mm. Lebar *gap* (d) adalah 0,2 mm. Jarak antar masing – masing elemen (s_1) adalah 17,5 mm.

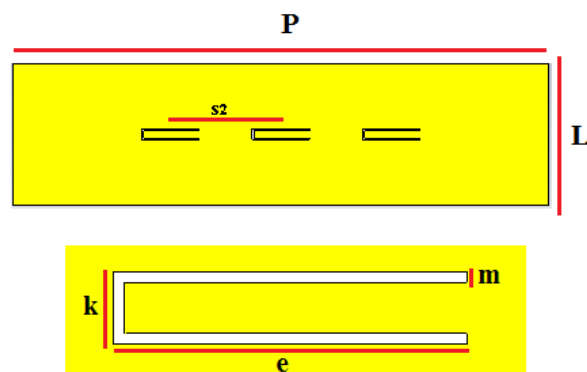
Hasil Desain Dimensi *Filter* Mikrostrip U-DGS (*Defected Ground Structure*)

Perancangan *filter* selanjutnya adalah mendesain bagian *ground plane filter* dengan metode *defected structure* berbentuk U-DGS (*Defected Ground Structure*) pada bagian *bottom plane filter*.

Pada perancangan dimensi dari slot DGS didapat berdasarkan percobaan dan iterasi menggunakan *software* simulator dengan metode perubahan-perubahan (*fine tuning*) sehingga didapat hasil yang sesuai dengan spesifikasi dan yang paling optimal.

Dengan melakukan beberapa simulasi perbandingan panjang dan lebar U-DGS, didapatkan ukuran yang sesuai dengan spesifikasi yang diharapkan yakni $e = 8,56 \text{ mm}$, $k = 1,7 \text{ mm}$, $m = 0,25 \text{ mm}$. Sedangkan untuk panjang dan lebar ground mengikuti panjang dan lebar substratnya.

Pada gambar 4.2 menunjukkan tampilan belakang *filter* yang dengan bentuk U-DGS sebagai berikut:



Gambar 4.4. Filter Mikrostrip Defected structure Slot DGS

4.2.2. Hasil Simulasi

Salah satu hal yang paling penting dalam merancang suatu *filter* DBBSF (*Dual Band Band Stop Filter*), terutama dengan menggunakan metode *defected structure dual plane* ini adalah dengan menentukan nilai (**a**, **b**, **d**, **t**, **s₁**) untuk desain T-DMS (*Defected Mikrostrip Structure*) dan menentukan nilai (**e**, **k**, **m**, **s₂**) untuk desain U-DGS (*Defected Ground Structure*). Dalam menentukan nilai-nilai dimensi tersebut didapat dari hasil simulasi-simulasi yang telah dilakukan. Simulasi dilakukan dengan menggunakan CST *Microwave Studio* 2014.

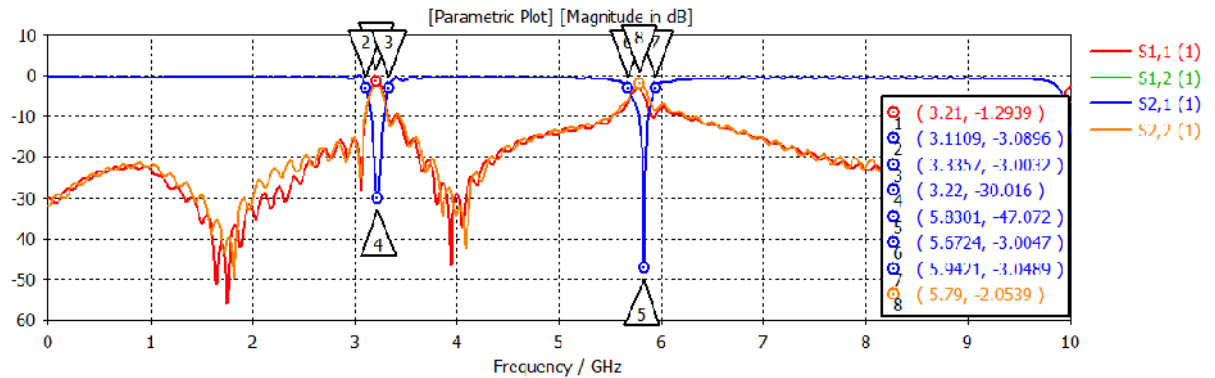
Tabel 4.2. Nilai Dimensi T-DMS dan U-DGS

No.	T-DMS						U-DGS			
	a	b	d	T	La	s ₁	e	k	m	s ₂
1	12,67	1,8	0,2	0,3	0,5	13,52	8.13	1,3	0,25	16,5
2	13,2	2	0,25	0,4	0,9	14	9,5	2,4	0,25	14
3	12,7	1,8	0,15	0,2	0,7	14,2	9	2,1	0,	13
4	12,2	1,6	0,2	0,3	0,5	14,6	8,5	1,9	0,25	12

Catatan : ukuran dalam milimeter (mm)

Tabel 4.2 diatas menyatakan perubahan nilai-nilai ukuran untuk parameter T-DMS dan U-DGS yang dirancang. Percobaan dilakukan dengan mengubah atau mengatur elemen (**a**, **b**, **s₁**) pada T-DMS, dan mengatur elemen (**e**, **k**, **s₂**) pada U-DGS ukuran elemen diatur sedemikian rupa sehingga didapat hasil yang diinginkan dimana frekuensi yang didapat sesuai dengan spesifikasi sistem WiMAX 3,3 GHz dan WLAN 5 GHz. Kemudian dilakukan simulasi-simulasi agar didapat parameter yang nantinya digunakan untuk merancang *filter bandstop*.

Dilakukan simulasi dengan menggunakan CST *Microwave Studio* 2014 dengan dimensi berdasarkan tabel 4.2 hasil respon dapat dilihat pada Gambar 4.5 – 4.13.

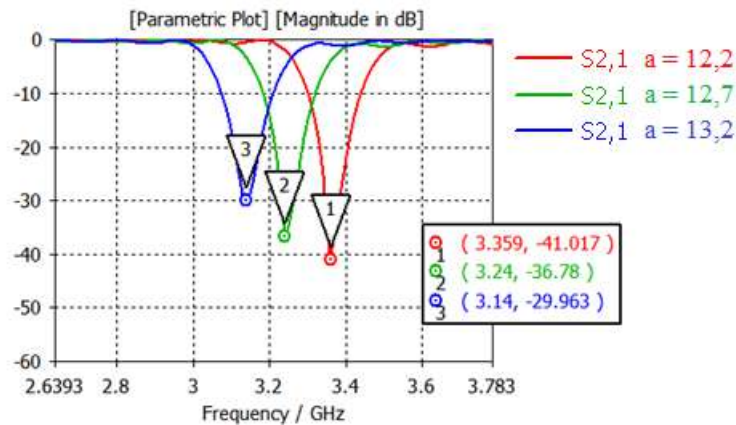


Gambar 4.5. Respon *bandstop filter* berdasarkan hasil perhitungan

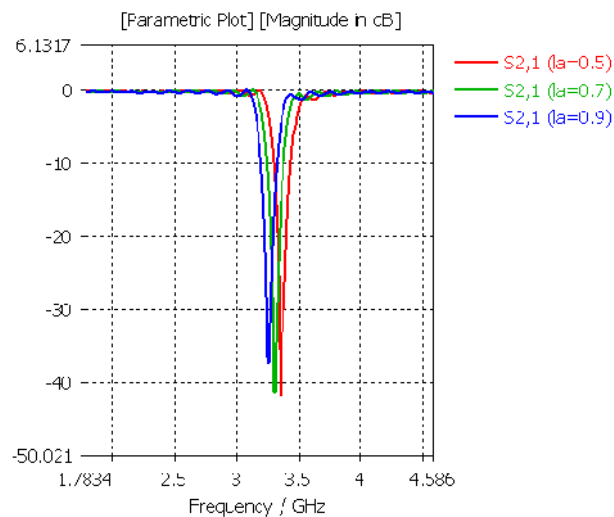
Gambar 4.5 menunjukkan bahwa berdasarkan hasil simulasi dengan nilai dimensi sesuai dengan hasil perhitungan diperoleh frekuensi kerja *stopband* pertama adalah 3,22 GHz dengan *bandwidth* 224 MHz dan frekuensi *stopband* kedua adalah 5,83 GHz dengan *bandwidth* 269 MHz. Maka dari hasil simulasi ini frekuensi kerja dan *bandwidth* belum memenuhi spesifikasi yang diinginkan.

Untuk itu dilakukan optimalisasi dengan cara iterasi agar didapat hasil respon yang sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan. Adapun proses optimalisasi simulasi yang dapat di analisis adalah sebagai berikut :

Analisis pada bidang *top plane* untuk model T-DMS

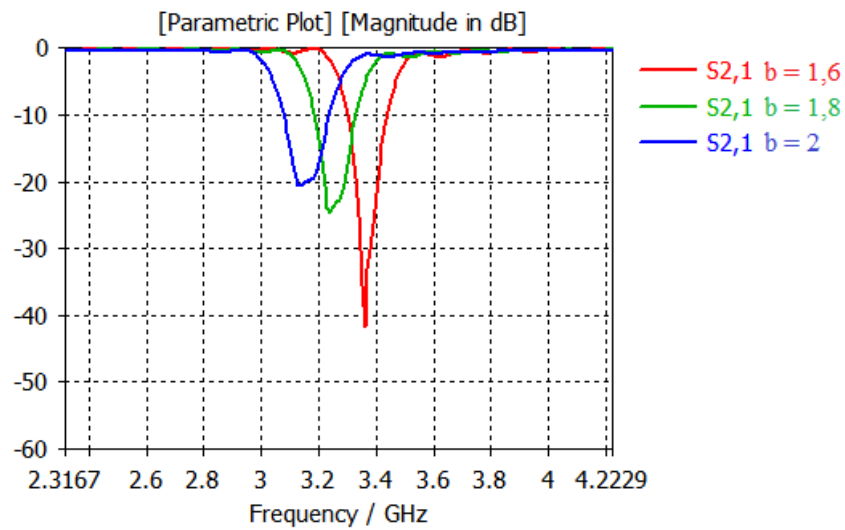


Gambar 4.6. Perbandingan Panjang Resonator (a)



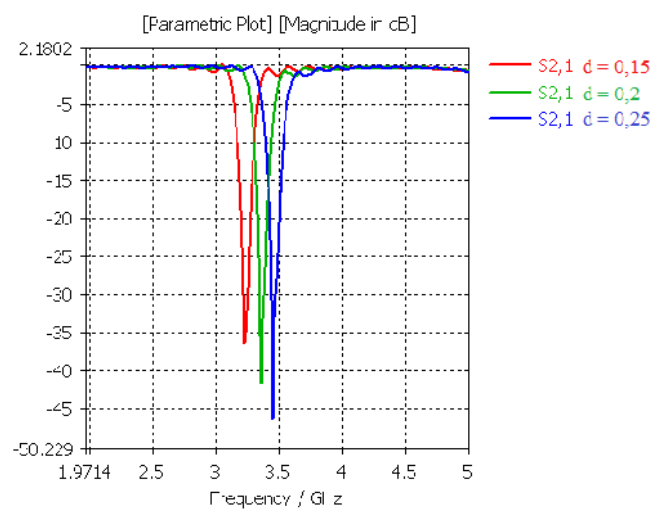
Gambar 4.7. Perbandingan panjang resonator (la)

Gambar 4.6 – 4.7 menunjukkan perbandingan nilai (a) dan (la) dimana panjang resonator sangat mempengaruhi pergeseran frekuensi kerja *stopband* pertama, jika nilai (a) dan (la) semakin besar maka frekuensi bergeser ke kiri sehingga nilai frekuensi kerja semakin kecil sedangkan jika nilai (a) dan (la) semakin kecil maka frekuensi bergeser ke kanan sehingga nilai frekuensi kerja semakin besar.



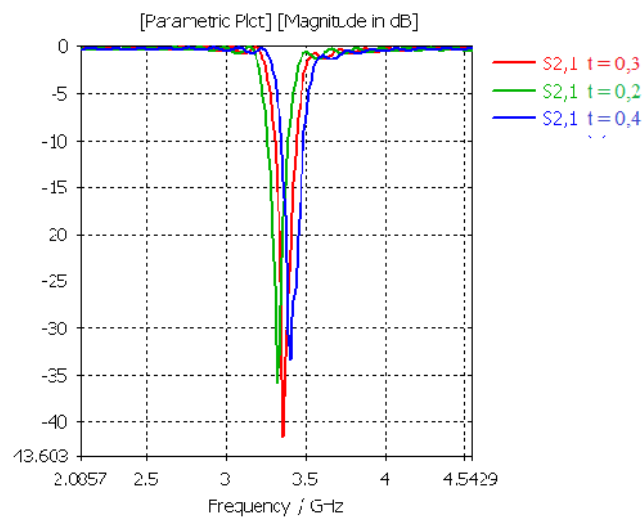
Gambar 4.8. Perbandingan lebar resonator (b)

Gambar 4.8 menunjukkan perbandingan nilai b yang mempengaruhi *bandwidth* pada *filter*. Lebar b menentukan nilai *bandwidth* pada *stopband* frekuensi pertama jika b semakin besar maka *bandwidth* semakin lebar, sedangkan apabila b semakin kecil maka *bandwidth* semakin sempit. Nilai b ini berpengaruh pada nilai d sebagai *gap* dimana apabila nilai b semakin besar maka nilai d semakin kecil dan apabila nilai b semakin kecil maka nilai d semakin besar.



Gambar 4.9. Perbandingan lebar gap (d)

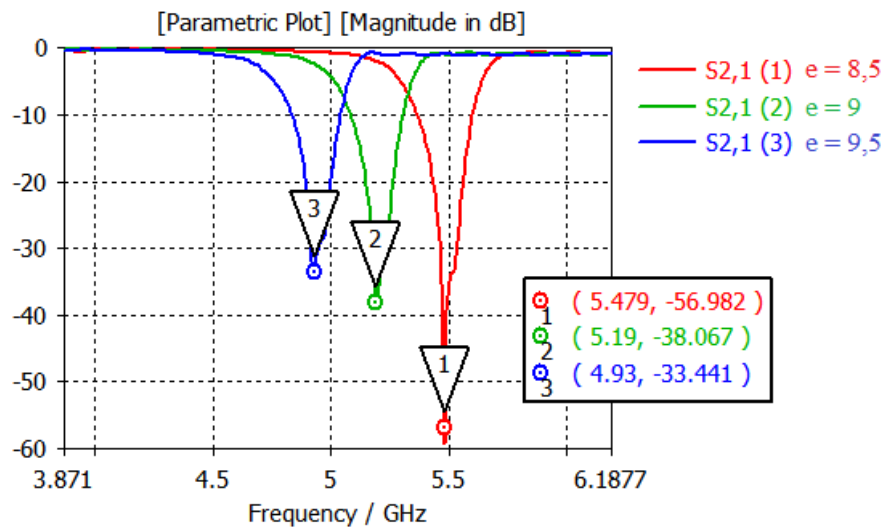
Gambar 4.9 menunjukkan perbandingan nilai d yang mempengaruhi nilai frekuensi kerja *stopband* pertama jika nilai d semakin kecil maka frekuensi kerja semakin kecil sedangkan jika nilai d semakin besar maka frekuensi kerja semakin besar. Dalam penentuan *bandwidth* Nilai d ini berbanding terbalik dengan nilai b , jika nilai b lebih besar maka nilai d akan semakin kecil sedangkan jika nilai b lebih kecil maka nilai d semakin besar.



Gambar 4.10. Perbandingan lebar *microstrip line* (t)

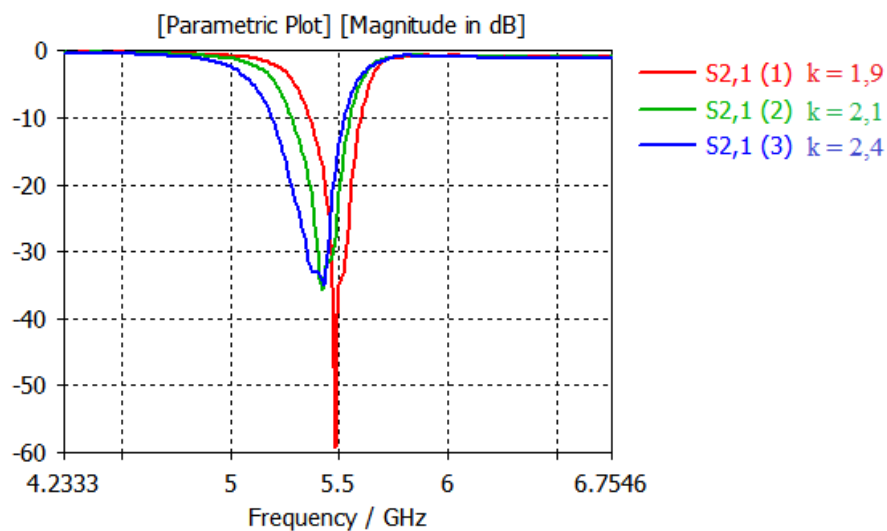
Gambar 4.10 menunjukkan perbandingan nilai (t) yang mempengaruhi *bandwidth* dan pergeseran frekuensi kerja filter. jika nilai (t) semakin kecil maka *bandwidth* semakin sempit dan frekuensi kerja semakin besar. Dan jika nilai (t) semakin besar maka *bandwidth* semakin lebar dan frekuensi kerja semakin kecil. Jika ingin mendapatkan nilai *bandwidth* yang sempit maka diperlukan nilai b dan t yang kecil.

Analisis pada bidang *bottom plane* untuk model U-DGS



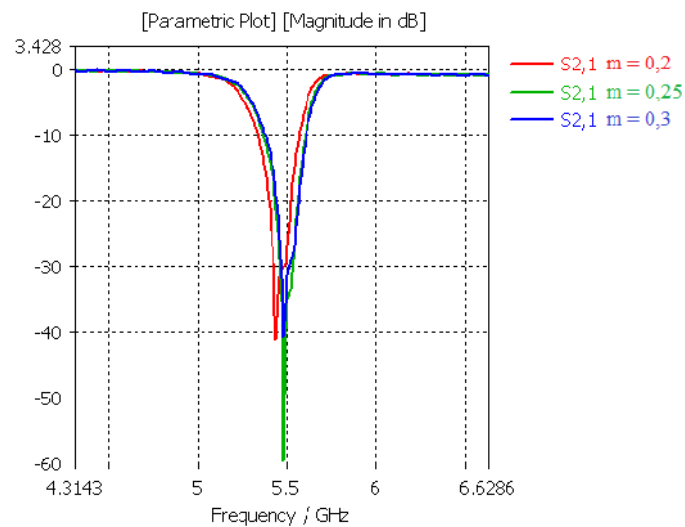
Gambar 4.11. Perbandingan panjang resonatr (e)

Gambar 4.11 menunjukkan perbandingan nilai e yang mempengaruhi nilai frekuensi kerja *stopband* kedua jika nilai e semakin besar maka frekuensi kerja akan semakin kecil sedangkan jika nilai e semakin kecil maka frekuensi kerja akan semakin besar.



Gambar 4.12. Perbandingan panjang resonator (k)

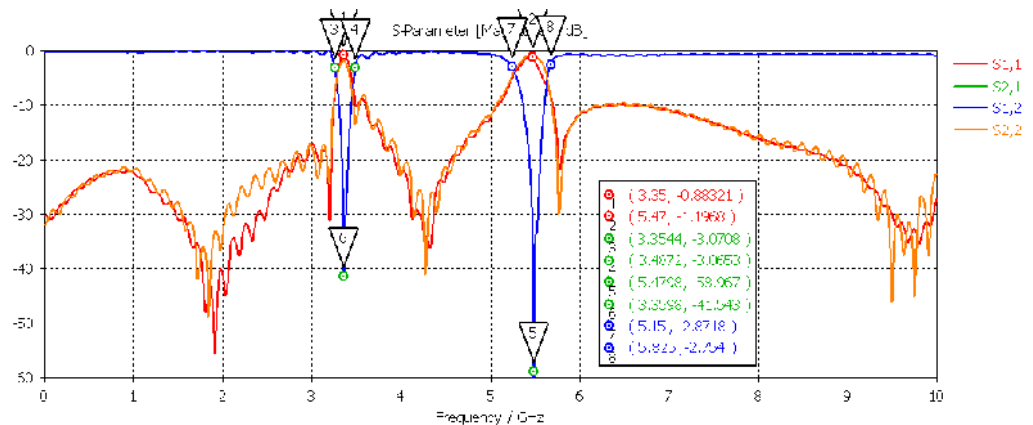
Gambar 4.12 menunjukkan perbandingan nilai k yang mempengaruhi nilai *bandwidth* pada *stopband* kedua. Jika nilai k semakin kecil maka *bandwidth* semakin sempit sedangkan jika nilai k semakin besar maka *bandwidth* akan semakin lebar.



Gambar 4.13. Perbandingan lebar gap (m)

Gambar 4.13 menunjukkan perbandingan nilai m yang mempengaruhi *bandwidth* pada daerah *stopband* kedua. Jika nilai m membesar maka *bandwidth* melabar sedangkan jika nilai m mengecil maka *bandwidth* menyempit. Nilai m ini dipengaruhi nilai e jika nilai m mengecil maka nilai e membesar sedangkan jika nilai m membesar maka nilai e mengecil.

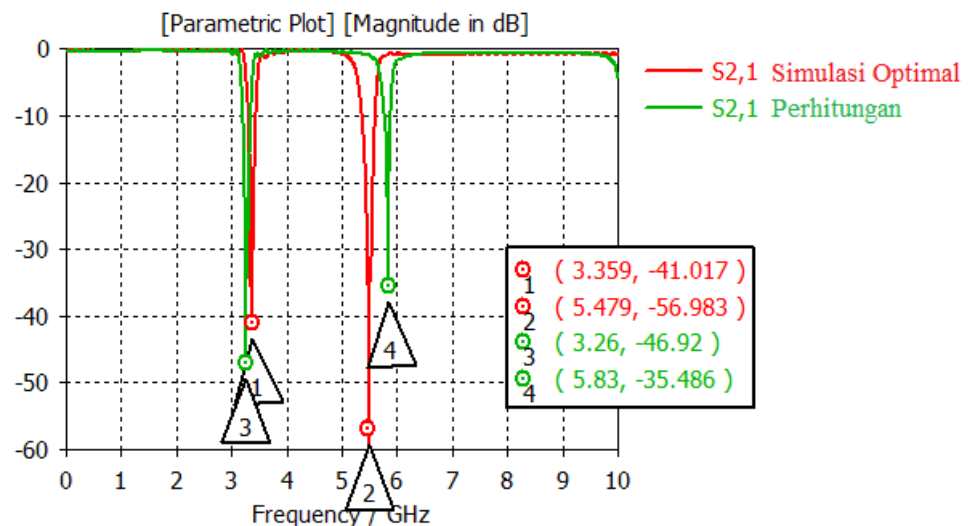
Dari proses desain simulasi-simulasi yang telah dilakukan maka dipilihlah salah satu desain yang paling optimal yaitu ditunjukkan pada gambar 4.14



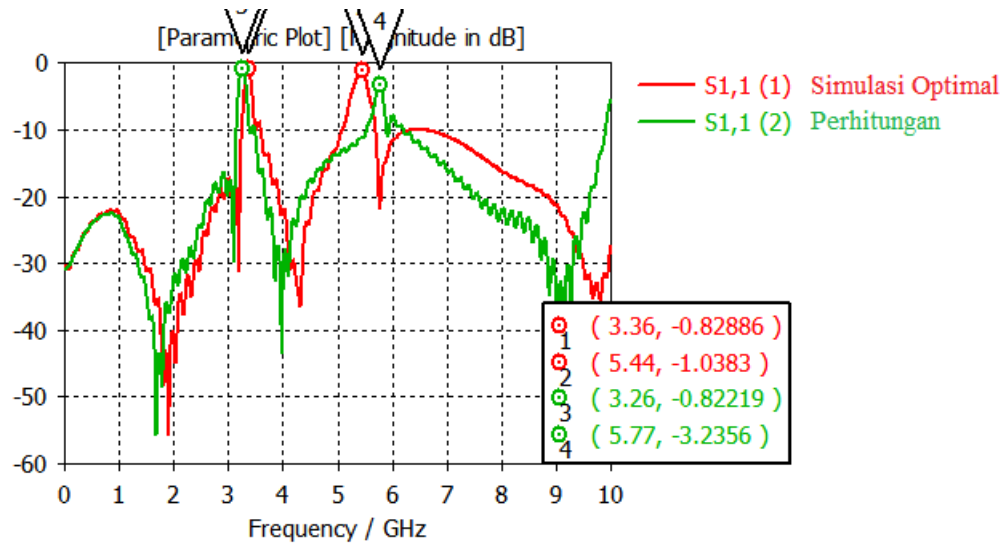
Gambar 4.14. Hasil respon yang optimal pada simulasi

Gambar 4.14 menunjukkan bahwa berdasarkan hasil simulasi optimal diperoleh frekuensi kerja *stopband* pertama adalah 3,35 GHz dengan *bandwidth* 130 MHz dan frekuensi *stopband* kedua adalah 5,47 GHz dengan *bandwidth* 675 MHz. Hasil respon telah memenuhi spesifikasi yang diinginkan.

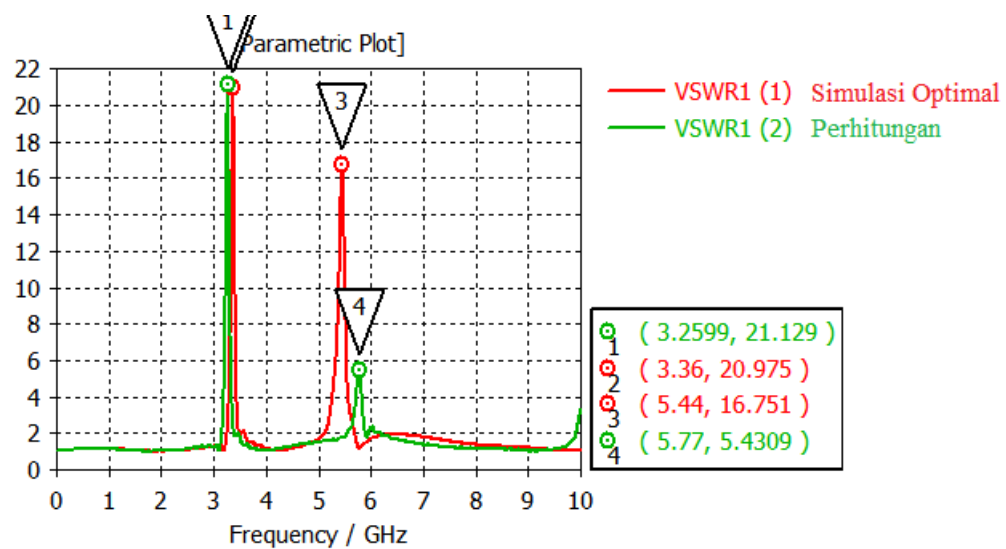
Gambar 4.15 – 4.17 menunjukkan perbandingan hasil simulasi perhitungan dengan hasil simulasi optimal.



Gambar 4.15. Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk S_{21} (Insertion Loss)



Gambar 4.16. Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk S_{11} (*Return Loss*)



Gambar 4.17. Perbandingan hasil respon dari simulasi berdasarkan perhitungan dan simulasi optimal untuk VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

Untuk mendapatkan hasil respon simulasi yang optimal dilakukan perubahan nilai-nilai dimensi adapun nilai dimensi yang berubah dari hasil perhitungan menjadi hasil simulasi optimal ditunjukkan pada tabel 4.2

Tabel 4.3. Perbandingan Hasil Respon Simulasi Perhitungan dan Respon Simulasi Optimal

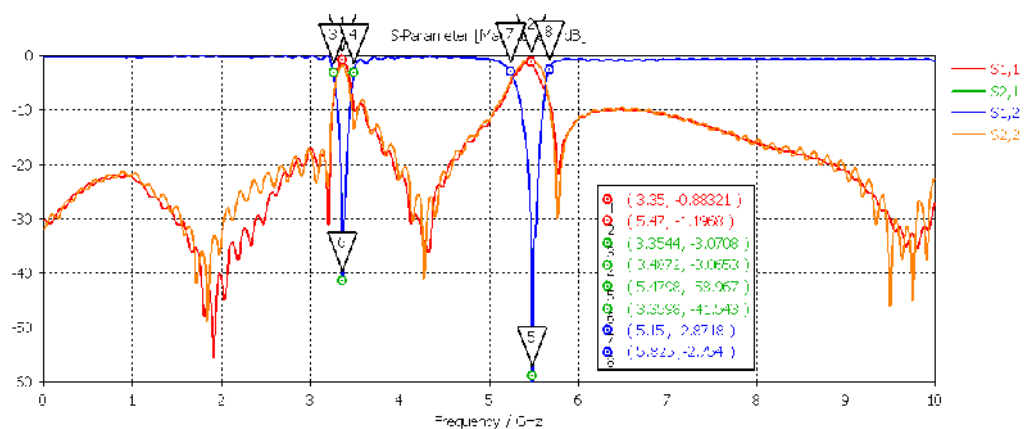
	DIMENSI						f_0		BW		IL (S_{21})		RL (S_{11})		$VSWR$	
	T-DMS			U-DGS												
	a	b	S_1	e	k	S_2	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
Perhitungan	12,6	1,6	13,52	8,13	1,3	16,5	3,26	5,83	224	269	-46	-35	-0,8	-3,2	21	5,4
Simulasi Optimal	12,2	1,6	14,6	1,3	1,9	11,9	3,35	5,47	130	675	-41	-58	-0,8	-1	20	16

Dari proses simulasi dapat disimpulkan bahwa pada desain T-DMS yang menentukan *response stopband* pertama adalah panjang resonator a sangat berpengaruh pada pergeseran frekuensi kerja *bandstop filter* mikrostrip semakin besar nilai a maka frekuensi akan bergeser ke kiri (nilai frekuensi semakin rendah), sedangkan apabila nilai a semakin kecil maka frekuensi akan bergeser ke kanan (nilai frekuensi semakin besar). Sedangkan lebar b menentukan nilai *bandwidth* pada *stopband* frekuensi pertama apabila b semakin besar maka *bandwidth* semakin lebar, sedangkan apabila b semakin kecil maka *bandwidth* semakin sempit. Nilai b ini berpengaruh pada nilai t dan d sebagai *gap* dimana apabila nilai b semakin besar maka nilai d semakin kecil dan apabila nilai b semakin kecil maka nilai d semakin besar. Jika ingin mendapatkan nilai *bandwidth* yang sempit maka diperlukan nilai b dan t yang kecil.

Untuk desain pada ground model U-DGS yang digunakan sebagai penentu *stopband* kedua adalah perubahan nilai e dan m menentukan frekuensi kerja *filter* yaitu bila nilai e ditambah maka frekuensi kerja semakin kecil, dan jika e berkurang maka frekuensi kerja semakin besar. Nilai e ini berpengaruh pada

nilai m apabila nilai e semakin besar maka nilai m semakin kecil, dan jika nilai e semakin kecil maka nilai m semakin besar, nilai m berpengaruh pada nilai *bandwidth* namun nilai e tidak. Dan untuk nilai k sangat mempengaruhi nilai *bandwidth* frekuensi kerja *stopband* kedua jika nilai k semakin besar maka *bandwidth* melebar sedangkan apabila nilai k semakin kecil maka *bandwidth* menyempit. S

Insertion Loss, Return Loss dan Bandwidth

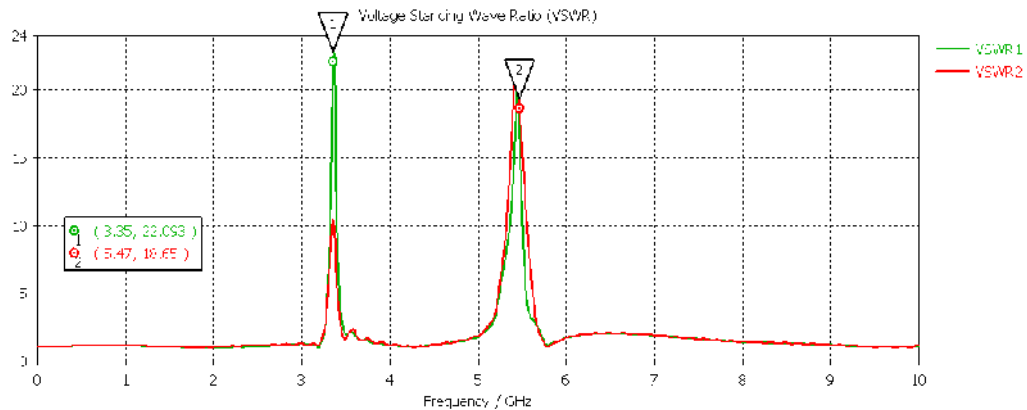


Gambar 4.18. Grafik Simulasi Insertion loss, Return loss dan *Bandwidth* filter

Hasil simulasi pada gambar 4.18 menunjukkan bahwa *bandwidth* yang diperoleh pada *filter* mikrostrip *defected structure* dengan T-DMS sebesar 130 MHz pada frekuensi 3,3 – 3,4 GHz, dengan nilai *insertion loss* sebesar -41 dB.

Dan hasil desain *filter* mikrostrip *defected structure* dengan U-DGS, *bandwidth* yang diperoleh sebesar 675 MHz pada frekuensi 5,150 – 5,825 GHz. Dengan nilai *Insertion loss* sebesar -58 dB.

VSWR



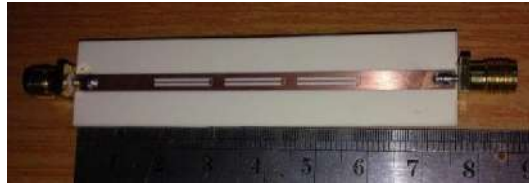
Gambar 4.19. Grafik VSWR

Hasil simulasi pada Gambar 4.19 menunjukkan bahwa VSWR pada *dual band bandstop filter* mikrostrip *defected structure* di frekuensi tengah 3,35 GHz adalah 22,093 dan di frekuensi tengah 5,47 GHz adalah 18,65. Berdasarkan spesifikasi VSWR yang diharapkan adalah $VSWR \geq 1,5$ dalam simulasi sudah memenuhi.

4.3. Efektifitas Produk (Melalui Uji Coba)

4.3.1. Hasil Pabrikasi *Filter*

Setelah dilakukan simulasi untuk mendapatkan hasil frekuensi tengah yang sesuai dengan spesifikasi, maka pabrikasi *filter defected structure* dengan metode DGS (*Defected Ground Structure*) dapat di realisasikan. Berikut adalah pabrikasi *filter* yang direalisasikan sesuai dengan perancangan



(a)



(b)

Gambar 4.20. Hasil Pabrikasi *Filter* tanpa *casing* (a) Tampak Depan (b) Tampak Belakang.



(a)



(b)

Gambar 4.21. (a) Hasil Pabrikasi *Filter* menggunakan *casing* (b) *casing* bagian atas *filter* dibuka.

4.3.2. Hasil Pengukuran dengan *Vector Network Analyzer*

Pengukuran terhadap *filter* dilakukan setelah *filter* dirancang menggunakan *software* simulasi *CST Microwave Studio 2014* dan direalisasikan

menggunakan substrate DUROID ROGERS RO4350B secara fisik. Pengukuran dilakukan untuk mengetahui karakteristik *filter* yang telah di realisasikan, sehingga dapat diketahui parameter - parameter *filter* tersebut untuk kemudian dijadikan tolak ukur kelayakan serta bahan perbandingan dengan hasil perhitungan secara teori dan hasil simulasi *software*. Pengukuran dilakukan terhadap *filter* mikrostrip tanpa *casing* dan *filter* mikrostrip dengan menggunakan *casing*. Pengukuran pada *Vector Network Analyzer* dilakukan pada rentang frekuensi 2 GHz sampai 7 GHz.

Pengukuran Insertion loss (S_{21}) dan Bandwidth

Pada gambar 4.22 ditunjukkan hasil pengukuran (S_{21}) *insertion loss* untuk *filter* tanpa *casing* menunjukkan pada daerah *stop band* pertama *insertion loss* sebesar -35,041 dB. Dan pada daerah *stop band* kedua *insertion loss* sebesar -46,909 dB Berikut hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *vector Vector Network Analyzer* (S_{21}):



Gambar 4.22. Hasil Pengukuran (S_{21}) Insertion Loss dan Bandwidth pada Filter tanpa casing

Pada gambar 4.22, pada daerah *stopband* pertama frekuensi tengah 3,484 GHz besarnya nilai *bandwidth* yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 BW &= f_2 - f_1 \\
 &= 3,653 \text{ GHz} - 3,368 \text{ GHz} = 285 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

dan pada daerah stop band kedua diperoleh berdasarkan hasil pengukuran yaitu frekuensi tengah adalah 5,403 GHz besarnya nilai *bandwidth* yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 BW &= f_2 - f_1 \\
 &= 5,606 \text{ GHz} - 5,087 \text{ GHz} = 519 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

Adapun hasil pengukuran pada *filter* dengan menggunakan *casing* menunjukkan menunjukkan bahwa pada daerah *stop band* pertama *insertion loss*

sebesar -46,036 dB. Sedangkan pada daerah *stop band* kedua *insertion loss* sebesar -35,465 dB berikut grafik hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* (S_{21}):



Gambar 4.23. Hasil Pengukuran (S_{21}) *Insertion Loss* dan *Bandwidth* pada *Filter* dengan menggunakan casing

Berdasarkan gambar 4.23, pada daerah *stopband* pertama frekuensi tengah 3,521 GHz besarnya nilai *bandwidth* yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 BW &= f_2 - f_1 \\
 &= 3,634 \text{ GHz} - 3,368 \text{ GHz} = 266 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

dan pada daerah *stop band* kedua diperoleh berdasarkan hasil pengukuran yaitu frekuensi tengah adalah 5,478 GHz besarnya nilai *bandwidth* yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 BW &= f_2 - f_1 \\
 &= 5,709 \text{ GHz} - 5,14 \text{ GHz} = 569 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

Pengukuran Return loss (S_{11})

Pada gambar 4.24 ditunjukkan hasil pengukuran (S_{11}) *Return loss* untuk *filter* tanpa *casing* menunjukkan pada daerah *stop band* pertama di frekuensi 3,484 GHz diperoleh *return loss* sebesar -2,236 dB. Dan pada daerah *stop band* kedua di frekuensi 5,403 GHz diperoleh *return loss* sebesar -2,232 dB Berikut hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* (S_{11}):



Gambar 4.24. Hasil Pengukuran (S_{11}) *Return Loss* pada *Filter* tanpa *casing*

Adapun hasil pengukuran pada *filter* dengan menggunakan *casing* menunjukkan pada daerah *stop band* pertama di frekuensi 3,521 GHz diperoleh *return loss* sebesar -2,778 dB. Dan pada daerah *stop band* kedua di frekuensi 5,478 GHz diperoleh *return loss* sebesar -1,393 dB hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* (S_{11}):

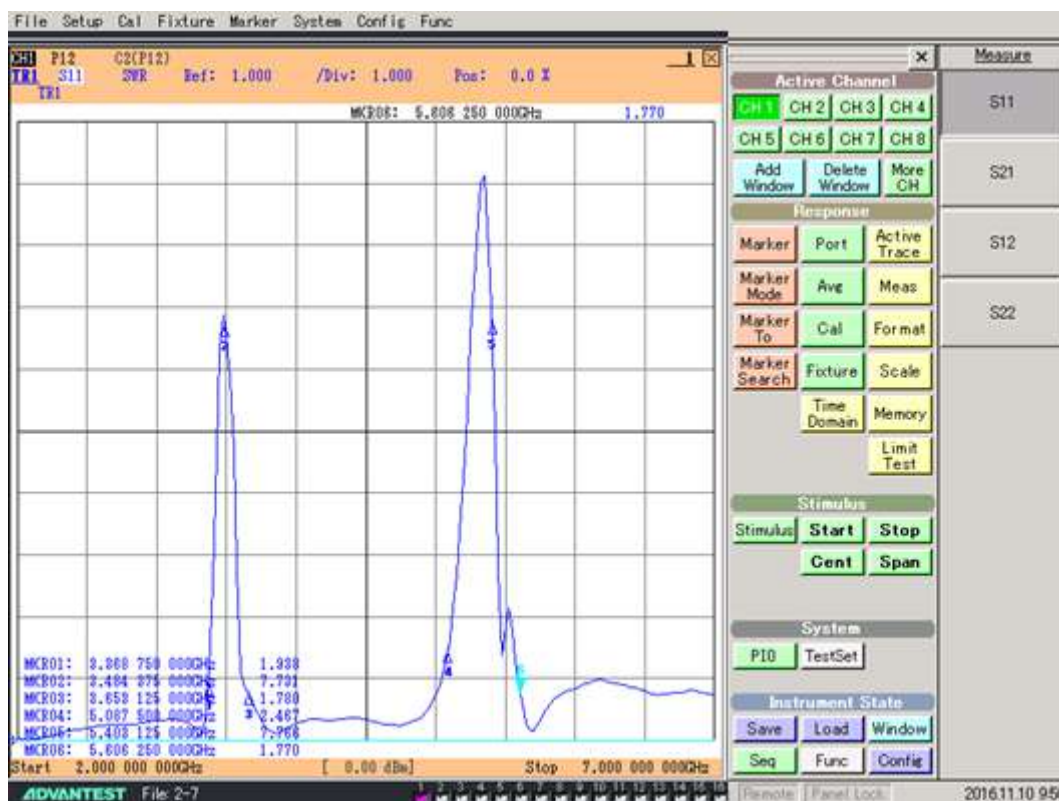


Gambar 4.25. Hasil Pengukuran (S_{11}) *Return Loss* pada *Filter* dengan menggunakan *casing*

Pengukuran VSWR

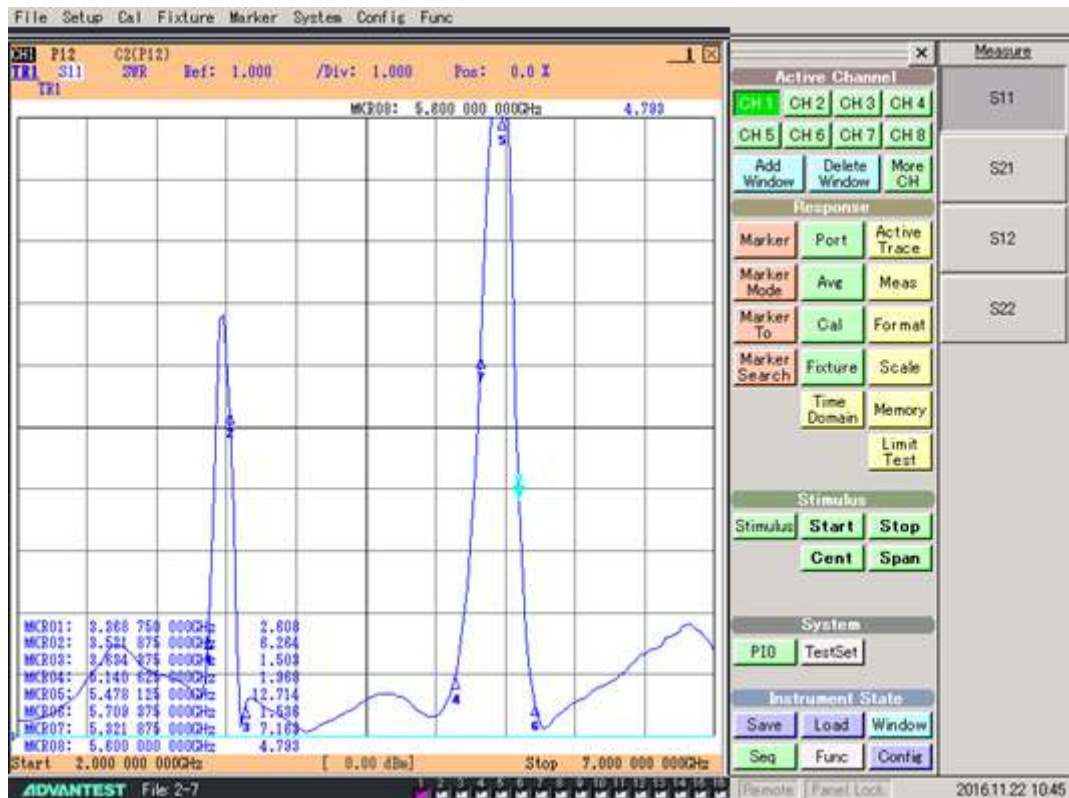
Pada kondisi ideal, pengukuran VSWR dilakukan di dalam ruangan tanpa pantul sehingga daya pancar yang dikirim dari port *Vector Network Analyzer* tidak dipantulkan kembali ke *filter*. Pada gambar 4.26 ditunjukkan hasil pengukuran (S_{11}) VSWR untuk *filter* tanpa *casing* menunjukkan pada daerah *stop band*

pertama di frekuensi 3,484 GHz diperoleh VSWR sebesar 7,731. Dan pada daerah *stop band* kedua di frekuensi 5,403 GHz diperoleh VSWR sebesar 7,766. Berikut hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* (S_{11}) SWR:



Gambar 4.26. Hasil Pengukuran (S_{11}) VSWR pada *Filter* tanpa casing

Adapun hasil pengukuran pada *filter* dengan menggunakan casing menunjukkan pada daerah *stop band* pertama di frekuensi 3,521 GHz diperoleh VSWR sebesar 6,264. Dan pada daerah *stop band* kedua di frekuensi 5,478 GHz diperoleh VSWR sebesar 12,714 hasil pengukuran yang telah dilakukan dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* (S_{11}):



Gambar 4.27. Hasil Pengukuran (S_{11}) VSWR pada *Filter* dengan menggunakan casing

4.4. Pembahasan

Berdasarkan hasil yang telah didapat, peneliti akan menganalisis perbandingan hasil desain *filter* mikrostrip *defected structure* berdasarkan hasil simulasi dan pengukuran. Hasil simulasi dengan menggunakan CST *microwave* 2014, hasil pengukuran dengan menggunakan *Vector Network Analyzer* R3770. Adapun yang dianalisis adalah hasil dari simulasi, hasil dari pengukuran *filter* tanpa casing dan hasil pengukuran *filter* dengan menggunakan casing.

4.4.1. Dimensi *Filter* Berdasarkan Hasil Simulasi

Berdasarkan hasil penelitian seperti yang telah dijelaskan, terdapat perbedaan antara ukuran secara perhitungan dengan ukuran secara simulasi, hal ini dikarenakan ukuran secara perhitungan masih bersifat aproksimasi. Oleh sebab itu pada saat melakukan simulasi perlu dilakukan perubahan-perubahan ukuran (proses iterasi) baik panjang dan lebar elemen agar frekuensi yang dihasilkan sesuai dengan tujuan penelitian.

Adapun perbandingan nilai dimensi sesuai perhitungan dengan hasil simulasi sebagai berikut:

Tabel 4.4. Dimensi *Filter* Mikrostrip Defected structure (T-DMS)

Parameter	Nilai	
	Perhitungan	Simulasi
<i>Lebar (w)</i>	3,45	3,5
<i>Panjang (a)</i>	12,67	12,2
<i>Panjang (b)</i>	1,6	1,6
<i>Lebar (d)</i>	0,2	0,2
<i>Lebar (t)</i>	0,3	0,3
<i>panjang (s₁)</i>	13,52	14,6

Tabel 4.5. Dimensi *Filter* Mikrostrip Defected structure (U-DGS)

Parameter	Nilai	
	Perhitungan	Simulasi
<i>Panjang (e)</i>	8,13	8,47
<i>Panjang (k)</i>	1,3	1,9
<i>Lebar (m)</i>	0,2	0,25
<i>panjang (s₂)</i>	16,5	11,9

Penempatan *defected structure* slot T-DMS terletak pada *filter* mikrostrip bagian *patch (top plane)* dan U-DGS pada *filter* mikrostrip bagian *ground (bottom plane)*. Dari perancangan *dual band bandstop filter* mikrostrip dengan metode *defected structure* dapat memperkecil ukuran dimensi *bandstop filter* dibanding

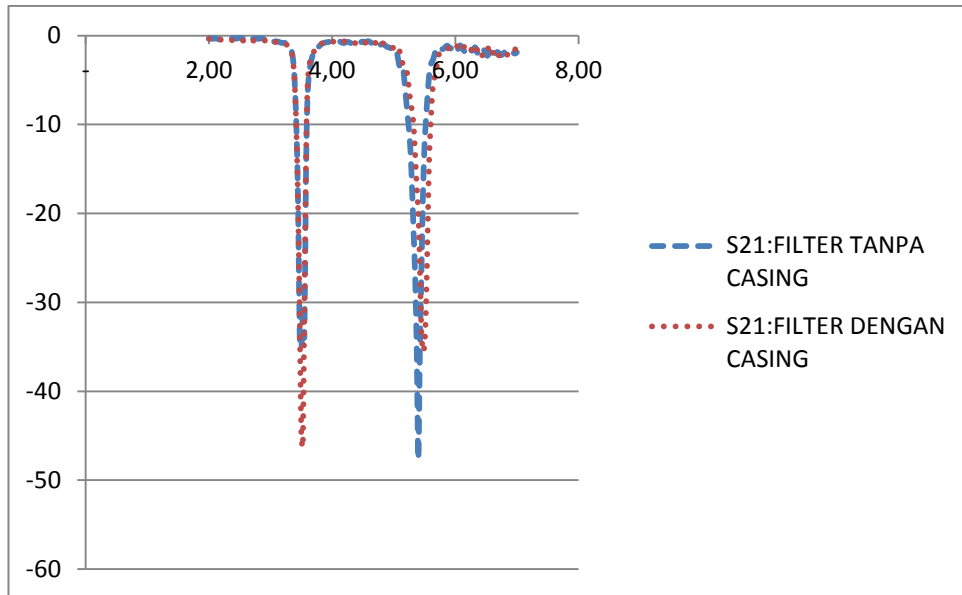
dengan ukuran dari pada perancangan *bandstop filter mikrostrip* (konvensional). Sedangkan berdasarkan hasil simulasi dan pengukuran untuk menentukan parameter-parameter *filter* di dapatkan data sebagai berikut :

Tabel 4.6. Hasil simulasi dan hasil pengukuran *Filter* tanpa casing

PARAMETER	Simulasi		Pengukuran	
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
Frekuensi Tengah (GHz)	3,359	5,479	3,484	5,403
Rentang Frekuensi (GHz)	3,35 – 3,48	5,150 – 5,825	3,368 – 3,653	5,087 – 5,606
<i>Bandwidth</i> (MHz)	130	675	285	569
<i>Insertion Loss</i> (dB)	-58,68	-41,00	-46,036	-35,465
<i>Return Loss</i> (dB)	-0,88	-1,19	-2,236	-2,232
VSWR	22,093	18,05	7,731	7,766

Tabel 4.7. Hasil simulasi dan hasil pengukuran *Filter* dengan casing

PARAMETER	Simulasi		Pengukuran	
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
Frekuensi Tengah (GHz)	3,359	5,479	3,521	5,478
Rentang Frekuensi (GHz)	3,35 – 3,48	5,150 – 5,825	3,368 – 3,634	5,14 – 5,709
<i>Bandwidth</i> (MHz)	130	675	266	569
<i>Insertion Loss</i> (dB)	-58,68	-41,00	-46,036	-35,465
<i>Return Loss</i> (dB)	-0,88	-1,19	-2,778	-1,393
VSWR	22,093	18,05	6,264	12,714



Gambar 4.28. Perbandingan *filter* dengan *casing* dan *filter* tanpa *casing*.

Gambar 4.28 merupakan grafik perbandingan hasil pengukuran antara *filter* tanpa *casing* dengan *filter* yang menggunakan *casing* hasil respon *insertion loss* digambarkan seperti kaca. Diperoleh nilai S_{21} *stopband* pertama adalah -35 dB dan S_{21} *stopband* kedua adalah -46 dB. Sedangkan untuk hasil pengukuran *filter* dengan menggunakan *casing* diperoleh nilai S_{21} *stopband* pertama adalah -46 dB dan S_{21} *stopband* kedua adalah -35 dB. Sementara untuk perbandingan *bandwidth* diperoleh *bandwidth* 285 MHz dan 519 MHz pada respon *stopband* pertama. Sedangkan untuk hasil pengukuran *filter* dengan menggunakan *casing* diperoleh *bandwidth* 266 MHz dan 569 MHz pada respon *stopband* pertama. Untuk pengukuran *bandwidth* hasil yang terbaik adalah pengukuran *filter* dengan menggunakan *casing*.

4.4.2. Perbandingan Hasil Dimensi Desain dan Pabrikasi

Pada hasil dimensi *filter*, terdapat perbedaan pada beberapa dimensi *filter* yang digunakan. Hasil tersebut dapat disebabkan keterbatasan dalam hal pabrikasi *filter*, atau keterbatasan skala alat ukur yang digunakan oleh peneliti.

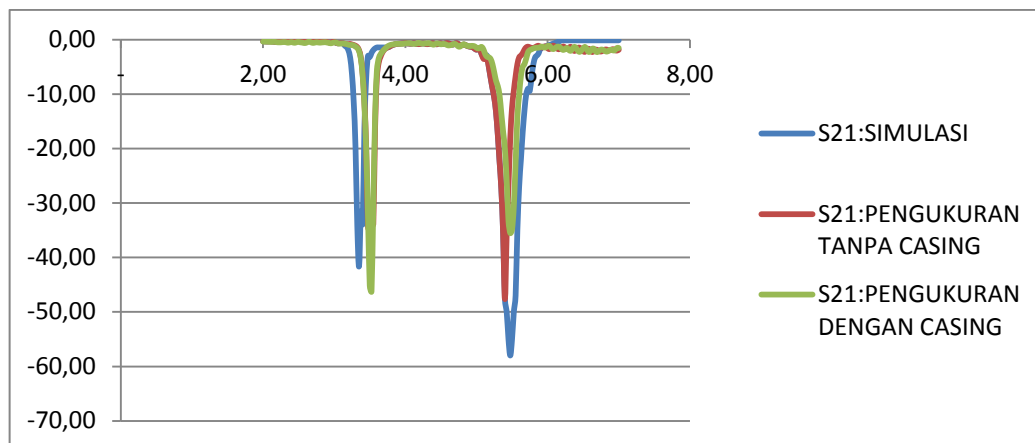
Dari *filter* yang telah direalisasikan, ternyata saat pencetak tidak tepat dengan angka yang telah dirancang sebelumnya. Ada pergeseran sedikit pada dimensi *filter* jika diukur dengan penggaris. Hasil pengukuran dimensi *filter* dan perhitungan *error rate* akan dituliskan pada tabel 4.8

Tabel 4.8. Tabel Perbandingan Dimensi *Filter* Mikrostrip Defected structure

Parameter	Hasil Ukuran Desain		Perbedaan ukuran (mm)	Error Rate (%)
	Simulasi	Pabrikasi		
<i>Panjang Substart (P)</i>	75,8 mm	76 mm	0,2	0,26 %
<i>Lebar Substart (L)</i>	17,5 mm	17 mm	0,5	2,85%
<i>Panjang (a)</i>	12,2 mm	12 mm	0,2	1,63 %
<i>Panjang (b)</i>	1,6 mm	2 mm	0,4	25 %
<i>panjang (s₁)</i>	14,6 mm	15 mm	0,4	2,73 %
<i>Panjang (e)</i>	8,47 mm	8,5 mm	0,03	0,35 %
<i>panjang (s₂)</i>	11,9 mm	12,5 mm	0,6	5,04 %

4.4.3. Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran

Dalam penelitian terjadi perbandingan antara hasil simulasi dan pengukuran. Parameter yang dapat dibandingkan adalah frekuensi kerja, *bandwidth*, *insertion loss*, *return loss* dan VSWR. Pada gambar berikut ditunjukkan perbandingan hasil simulasi dan pengukuran yang disajikan dalam bentuk grafik.



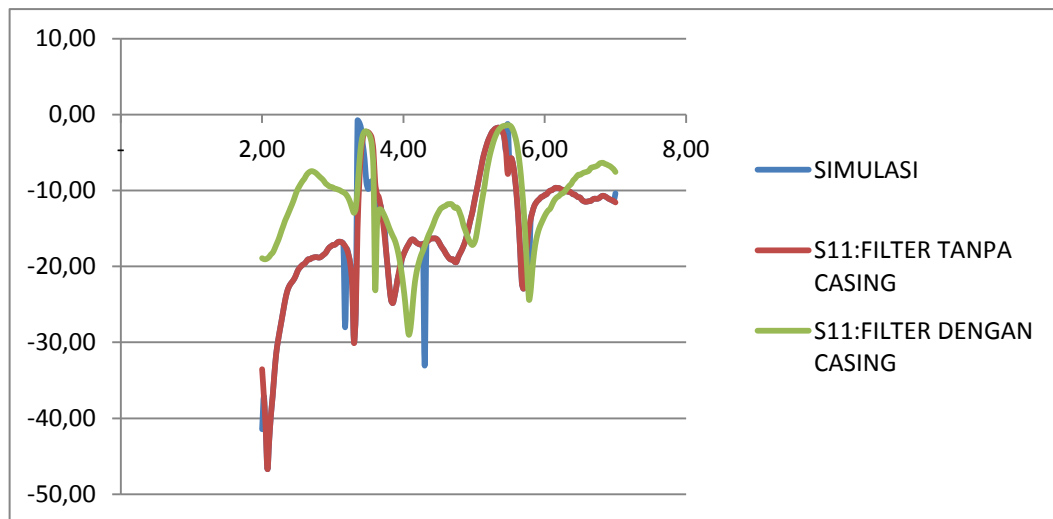
Gambar 4.29. Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada *Insertion loss (S₂₁)*

Gambar 4.29 menunjukkan grafik hubungan antara frekuensi (GHz) dengan S_{21} *Insertion Loss* (dB). Dari hasil simulasi dan pengukuran diperoleh perbedaan *bandwidth* dan pergeseran frekuensi. Pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai frekuensi kerja *stopband* pertama adalah 3,484 GHz dan 3,521 GHz menunjukkan frekuensi kerja bergeser ke kanan sehingga nilai frekuensi kerja yang diperoleh dari hasil pengukuran lebih besar dibandingkan hasil simulasi.

Sedangkan Pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai frekuensi kerja *stopband* kedua adalah 5,403 GHz dan 5,478 GHz menunjukkan frekuensi kerja bergeser ke kiri sehingga nilai frekuensi kerja yang diperoleh dari hasil pengukuran lebih kecil dibandingkan hasil simulasi.

Untuk *bandwidth* diperoleh respon *stopband* hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* pada daerah *stopband* pertama adalah *bandwidth* 285 MHz dan 266 Mhz. *Bandwidth stopband* pertama hasil pengukuran lebih besar dibanding hasil simulasi. Sedangkan Untuk *bandwidth* yang diperoleh dari

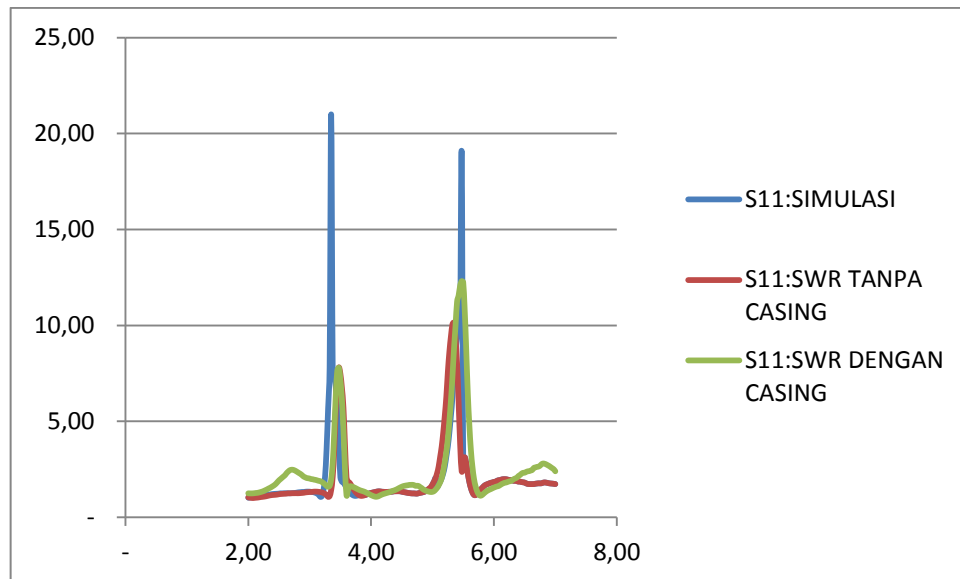
hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* pada daerah *stopband* kedua adalah *bandwidth* 519 MHz dan 569 Mhz. *Bandwidth stopband* kedua hasil pengukuran lebih kecil dibanding hasil simulasi.



Gambar 4.30. Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada *Return loss* (S_{11})

Gambar 4.30 menunjukkan grafik hubungan antara frekuensi (GHz) dengan S_{11} *Return Loss* (dB). Dari hasil simulasi dan pengukuran diperoleh perbedaan S_{11} yang didapat dari masing-masing pengukuran. Pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai S_{11} pada *stopband* pertama adalah -2,2 dB dan -2,7 dB.

Dan pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai S_{11} pada *stopband* kedua adalah -2,2 dB dan -1,3 dB. Maka grafik ini menunjukkan bahwa hasil pengukuran baik pada *stopband* pertama ataupun *stopband* kedua diperoleh hasil pengukuran S_{11} lebih besar dari hasil simulasi.



Gambar 4.31. Grafik Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran pada VSWR

Gambar 4.31 menunjukkan grafik hubungan antara frekuensi (GHz) dengan VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*). Dari hasil simulasi dan pengukuran diperoleh perbedaan VSWR yang didapat dari masing-masing pengukuran. Pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai VSWR pada *stopband* pertama adalah 7 dan 6.

Dan pada hasil pengukuran *filter* tanpa *casing* dan dengan *casing* diperoleh nilai VSWR pada *stopband* kedua adalah 7 dan 12. Maka grafik ini menunjukkan bahwa hasil pengukuran baik pada *stopband* pertama ataupun *stopband* kedua diperoleh hasil pengukuran VSWR lebih kecil dari hasil simulasi.

Perbedaan hasil simulasi *filter* mikrostrip dengan hasil pengukuran menggunakan *Vector Network Analyzer* disebabkan oleh beberapa faktor yakni:

1. Perbedaan dimensi *filter* antara hasil desain dengan pabrikasi pada CST *Microwave Studio* 2014. Meskipun perbedaan sangat kecil berkisar 0,2

sampai 0.5 mm, tetapi berpengaruh terhadap frekuensi kerja yang digunakan.

2. Kemungkinan perbedaan nilai konstanta dielektrik substrat (ϵ_r) yang ditentukan oleh peneliti saat mendesain *filter* mikrostrip dengan bahan substrat yang sebenarnya, dikarenakan ϵ_r yang digunakan peneliti pada simulator hanya berdasarkan nilai yang ada pada datasheet yang diunggah dari internet.
3. Terdapat bahan atau material-material yang tercampur pada saat proses fabrikasi *filter*.
4. Terdapat rugi-rugi kabel koaksial yang digunakan untuk menghubungkan *filter* mikrostrip dengan *network analyzer* yang digunakan untuk pengukuran.

Tabel 4.9. Perbandingan Hasil Respon Simulasi dan Pengukuran

Parameter	Hasil Simulasi		Hasil Pengukuran <i>Filter</i> tanpa casing		Hasil Pengukuran <i>Filter</i> dengan casing		Keterangan
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	
Frekuensi Tengah (GHz)	3,35	5,47	3,484	5,403	3,521	5,478	
<i>Insertion Loss</i> (dB)	-41	-58	-35	-46	-46	-35	
<i>Return Loss</i> (dB)	-0,8	-1,1	-2,2	-2,2	-2,7	-1,3	
VSWR	22	18	7	7	6	12	
<i>Bandwidth</i>	130	657	285	519	266	569	

Tabel 4.10. Selisih hasil simulasi dengan hasil pengukuran

Pengukuran filter	Frekuensi Tengah (GHz)		<i>Insertion Loss</i> (dB)		<i>Return Loss</i> (dB)		VSWR		<i>Bandwidth</i> (MHz)	
	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}	f_{s1}	f_{s2}
Tanpa casing	0,134	0,067	6	12	1,4	1,1	15	11	155	138
Dengan casing	0,171	0,001	5	23	1,9	0,2	16	6	136	88

BAB V

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1. Kesimpulan

Pada skripsi ini, dirancang dan direalisasikan sebuah *filter* mikrostrip DBBSF (*Dual Band Bandstop Filter*) dengan metode *Defected Structure* pada rentang frekuensi WiMAX 3,3 GHz – 3,4 GHz dan rentang frekuensi WLAN yaitu 5,150 GHz – 5,825 GHz. Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak CST (*Computer Simulation Technology Microwave Studio* 2014). Realisasi *filter* menggunakan substrate Roger Duroid 4350B yang dilakukan oleh jasa pihak ketiga oleh Spectra yang berlokasi di Bandung, pengukuran dilakukan di Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia (PPET LIPI Bandung) menggunakan *Vector Network Analyzer* tipe R3770 sehingga dapat disimpulkan bahwa:

1. Hasil simulasi optimal yang dirancang dengan dimensi substart sebesar 75,8 × 17,5 mm diperoleh frekuensi *cut off stopband* pertama adalah 3,359 GHz dengan *bandwidth* sebesar 130 MHz (Terjadi penambahan *bandwidth* sebesar 30 MHz dari spesifikasi teori 100 MHz) dan VSWR 22. Dan diperoleh *frekuensi cut off stopband* kedua adalah 5,479 GHz dengan *bandwidth* sebesar 657 MHz (sesuai dengan spesifikasi teori 657 MHz) dan VSWR 18.
2. Hasil pengukuran pada *filter* tanpa *casing* yang direalisasikan dengan dimensi substart sebesar 76 × 17,5 mm diperoleh frekuensi *cut off stopband* pertama adalah 3,484 GHz dengan *bandwidth* sebesar 285 MHz dan VSWR 7. Terjadi

pergeseran frekuensi sebesar 0,134 GHz dan pelebaran *bandwidth* sebesar 155 MHz dari spesifikasi simulasi (3,35 GHz dengan *bandwidth* 130 GHz). Dan diperoleh *frekuensi cut off stopband* kedua adalah 5,403 GHz dengan *bandwidth* sebesar 519 MHz dan VSWR 7. Terjadi pergeseran frekuensi sebesar 0,067 GHz dan penyempitan *bandwidth* sebesar 138 MHz dari spesifikasi simulasi (5,47 GHz dengan *bandwidth* 675 GHz).

3. Hasil pengukuran pada *filter* dengan menggunakan *casing* yang direalisasikan dengan dimensi substrat sebesar $76 \times 17,5$ mm diperoleh frekuensi *cut off stopband* pertama adalah 3,521 GHz dengan *bandwidth* sebesar 266 MHz dan VSWR 6. Terjadi pergeseran frekuensi sebesar 0,171 GHz dan pelebaran *bandwidth* sebesar 136 MHz dari spesifikasi simulasi (3,35 GHz dengan *bandwidth* 130 GHz). Dan diperoleh *frekuensi cut off stopband* kedua adalah 5,478 GHz dengan *bandwidth* sebesar 569 MHz dan VSWR 12. Terjadi pergeseran frekuensi sebesar 0,001 GHz dan penyempitan *bandwidth* sebesar 88 MHz dari spesifikasi simulasi (5,47 GHz dengan *bandwidth* 675 GHz).
4. Pada *filter* yang telah direalisasikan dapat ditunjukkan bahwa *mutual coupling* diantara T-DMS dan U-DGS dapat dihilangkan, untuk menghasilkan dua buah respon *stopband* sesuai yang diinginkan.
5. Prinsip kerja pada T-DMS dan U-DGS memberikan efisiensi desain struktur, menghasilkan respon *dual Stopband*, dan performansi kerja *filter* yang tinggi dibuktikan pada hasil simulasi dan pengukuran pada *stopband* pertama dan *stopband* kedua diperoleh parameter *Insertion loss* ($S_{21} \leq -14$ dB), *Return loss* ($S_{11} \geq -3$ dB), dan VSWR ($SWR \geq 1,5$).

6. Dalam pengukuran menggunakan *Vector Network Analyzer* terdapat perbedaan hasil simulasi dan pengukuran proses pabrikasi, proses penyolderan konektor SMA pada saluran pencatu, rugi-rugi yang dimiliki kabel koaksial, dan kemungkinan adanya kesalahan nilai ϵ_r , nilai ϵ_r pada simulasi berbeda dengan nilai ϵ_r yang telah di pabrikasi.

5.2. Saran

Dalam perancangan *filter* terjadi penyimpangan karakteristik dari perancangan yang diinginkan sehingga untuk mendapatkan performansi *filter* yang lebih baik, maka ada beberapa saran antara lain:

1. Dapat dianalisa bentuk *defected structure* yang lain dalam mempengaruhi parameter yang signifikan.
2. Untuk mendapatkan hasil simulasi dan pengukuran mendekati sama maka harus diperhatikan jenis bahan yang digunakan, kabel penghubung antara alat ukur dan *filter* yang akan diukur serta ketelitian dalam proses pabrikasi.
3. *Setting* ketelitian pada *software*, misalnya dengan menaikkan metode pencacahan pada *software*.
4. Ketelitian dalam pemasangan konektor, sangat penting karena akan sangat berpengaruh terhadap nilai dari parameter *filter* yang dirancang.

DAFTAR PUSTAKA

- Alaydrus, M. 2015. *Riset Band Pass Filter Mikrostrip State of the Art*. Jurnal Teknik Elektro Universitas Mercu Buana hal 123-125.
- Cheng, D., H.-C. Yin, and H.-X. Zheng. 2012. *A compact dual- band bandstop Filter with defected microstrip slot*. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 26, No. 10, 1374-1380.
- Chiou, H.-K. and C.-F. Tai. 2009. *Dual-band microstrip bandstop Filter using dual-mode loop resonator*. *Electron. Lett.*, Vol. 45, No. 10, 507-509.
- Chin, K.-S., J. H. Yeh, and S. H. Chao. 2007. *Compact dual-band bandstop Filters using stepped-impedance resonators*. *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.* Vol. 17, No. 12, 849-851.
- Chin, K.-S. and C.-K. Lung. 2009. *Miniaturized microstrip dual-band bandstop Filters using tri-section stepped-impedance resonators*. *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 10, 37-48.
- D.M Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons inc, 1998.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. 2000. *Design Antenna Microstrip Handbook*. Boston: Artech House.47-48.
- Gupta, K. C.,R. Garg, I. Bahl, dan P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines, 2nd Edition*, Artech House, Norwood, MA, 1996.
- Himanshu Madan. 2007. *Design Of Microstrip Bandpass Filters*. National Centre for Radio Astrophysics, Tata Institute of Fundamental Research.
- Hong, J. S. and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- Huang, S. Y. dan Y. H. Lee. 2009. *A compact E-shaped patterned ground structure and its applications to tunable bandstop resonator*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 57, No. 3, 657-665.
- Jun Wang, Huasheng Ning, Qingxu Xiong, Minquan Li, and Lingfeng Mao. 2013. *A Novel Miniaturized Dual-Band Bandstop Filter Using Dual-Plane Defected Structures*. *Progress In Electronic Reaserch*, Vol. 134, 394-417.

KBBI (Kamus Besar Bahasa Indonesia). 2012.

Ning, H., J. Wang, Q. Xiong, and L. Mao. 2012. *Design of planar dual and triple narrow-band bandstop Filters with independently controlled stopbands and improved spurious response*. *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 131, 259-274.

Robby, Bambang, dan Yuyu, 2012, *Analisa Pengaruh Mutual Coupling Terhadap Susunan Dua Antena Mikrostrip Segitiga Sama Sisi Dengan Frekuensi Resonansi yang Berbeda (1,5 GHz dan 1,7 GHz)*, Universitas Telkom.

Sugiyono. 2009. *Metode Penelitian Kuantitatif, Kulitatif dan R&D*. Bandung: Penerbit Alfabeta

Surjati, I. 2010. *Antena Mikrostrip : Konsep dan Aplikasi*. Jakarta: Penerbit Universitas Trisakti.

Skripsi Ferdi Yansyah, 2016, *Perancangan dan Reaisasi Bandstp filter untuk aplikasi Radar frekuensi 9,2 GHz dengan metode L Resonator*, Universitas Mercu Buana Jakarta.

Skripsi Fitri Yuli Zulkifli, 2008, *Pengembangan Antena Mikrostrip Susun Dua Elemen Dengan Penerapan Defected Ground Structure Berbentuk Trapezium*, Universitas Indonesia, Depok.

Teguh, P dan Yaya, S. 2013. *Desain Dan Realisasi Filter Bandpass Mikrostrip dengan Struktur Hairpin*. *Jurnal Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi*, Lembaga Ilmu Pengetahuan Indonesia.

Tesis Triprijoetomo. 2012. *Filter Ultra Wideband deangn Metamaterial Memakai Sisispan Filter Bandstop pada Frekuensi 5,2 GHz – 5,8 GHz*. Tesis FT UI.

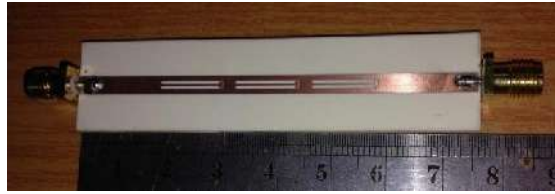
Uchida, H., H. Kamino, K. Totani, N. Yoneda, M. Miyazaki, Y. Konishi, S. Makino, J. Hirokawa, and M. Ando. 2004. *Dual-band-rejection Flter for distortion reduction in RF transmitters*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, No. 11, 2550-2556.

Vegesna, S. and M. Saed. 2012. *Microstrip dual-band bandpass and bandstop Filters*. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 54, No. 1, 168-171.

Velidi, V. K. and S. Sanyal. 2010. *Compact planar dual-wideband bandstop Filters with cross coupling and open-ended stepped impedance resonators*. *ETRI Journal*, Vol. 32, No. 1, 148-150.

- Waskito Wahyu, Eko Setijadi, dan Prasetyono, H.M. 2014. *Desain dan Analisis Kerja Bandpass Filter pada Ultra Wideband berbasis Metamaterial Sel Unit Composite Right/Left Handed Transmission Line dengan Notch Band pada frekuensi 5,2 – 5,8 GHz*. Jurnal Teknik POMITS Vol.1, No. 1 hal 1-5.
- Woo, D., T. Lee, J. Lee, C. Pyo, and W. Choi. 2006. *Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop Filter with improved Q factor*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 54, No. 6, 2840-2847.

LAMPIRAN



Gambar 1. *Filter tanpa casing tampak atas*



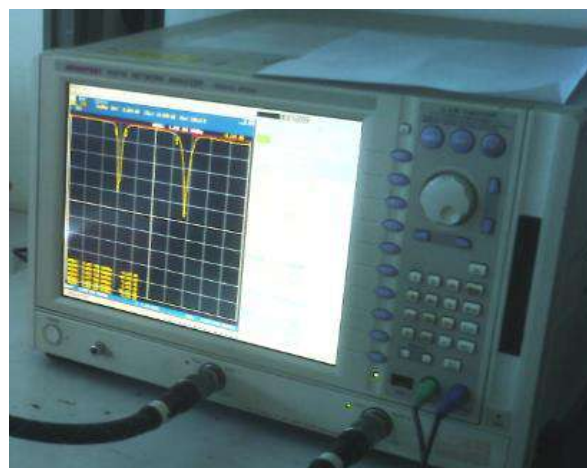
Gambar 2. *Filter tanpa casing tampak bawah*



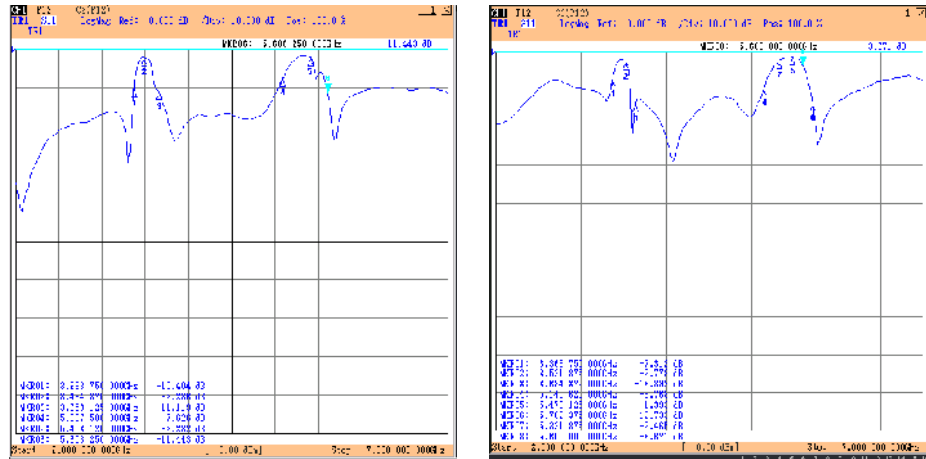
Gambar 3. *Filter dengan casing tampak atas*



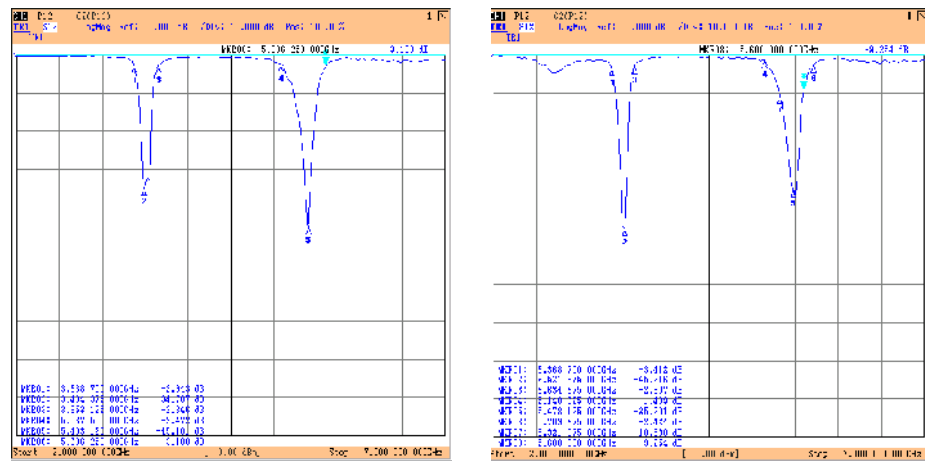
Gambar 4. *Filter dengan casing tampak bawah*



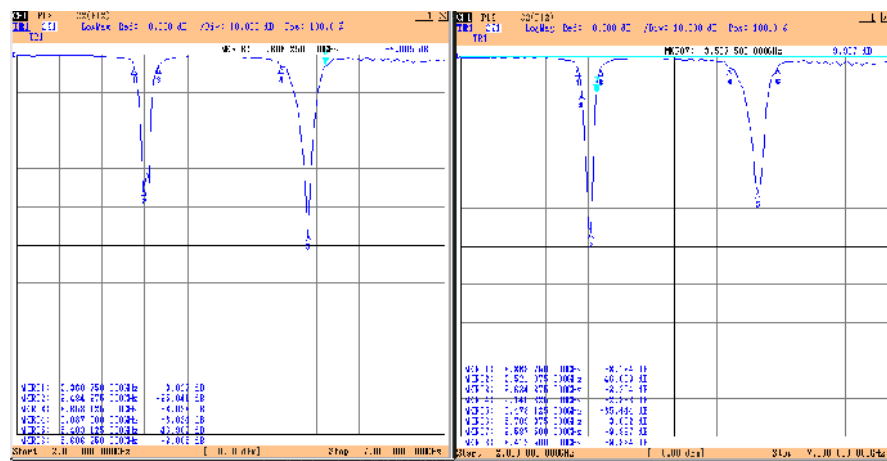
Gambar 5. *VNA ADVANTEST R3770 (300KHz – 20GHz)*



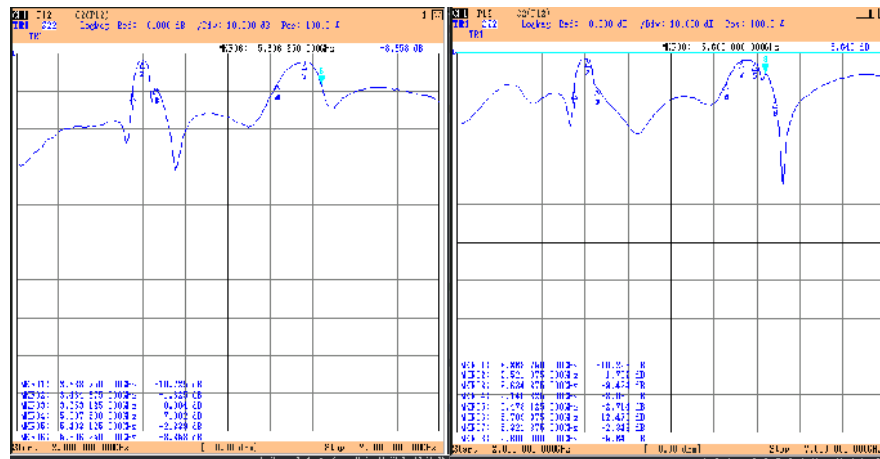
Gambar 6. Perbandingan Pengukuran (S_{11}) filter tanpa casing dengan filter menggunakan casing



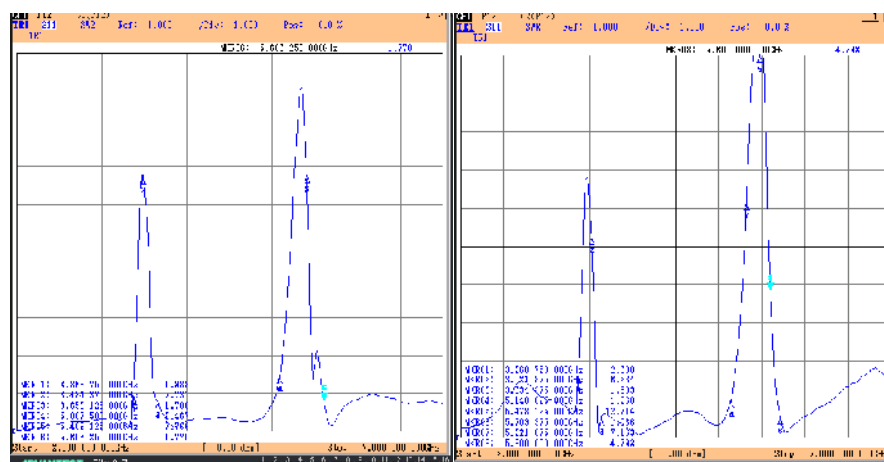
Gambar 7. Perbandingan Pengukuran (S_{12}) filter tanpa casing dengan filter menggunakan casing



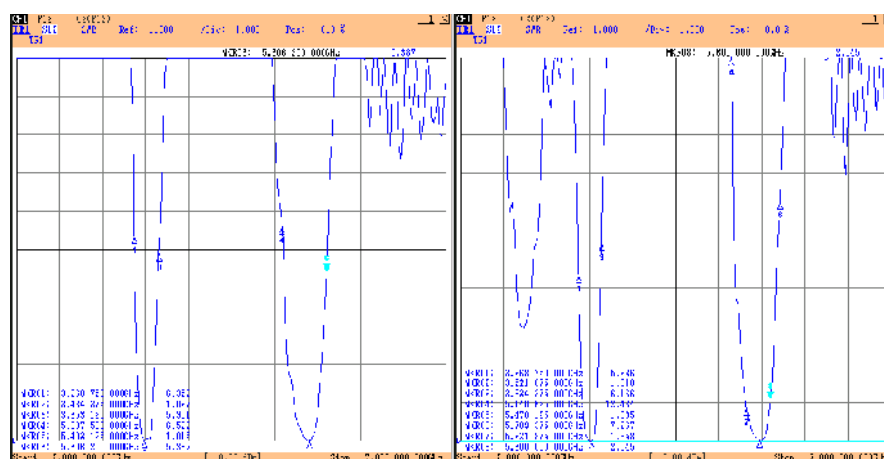
Gambar 8. Perbandingan Pengukuran (S_{21}) filter tanpa casing dengan filter menggunakan casing



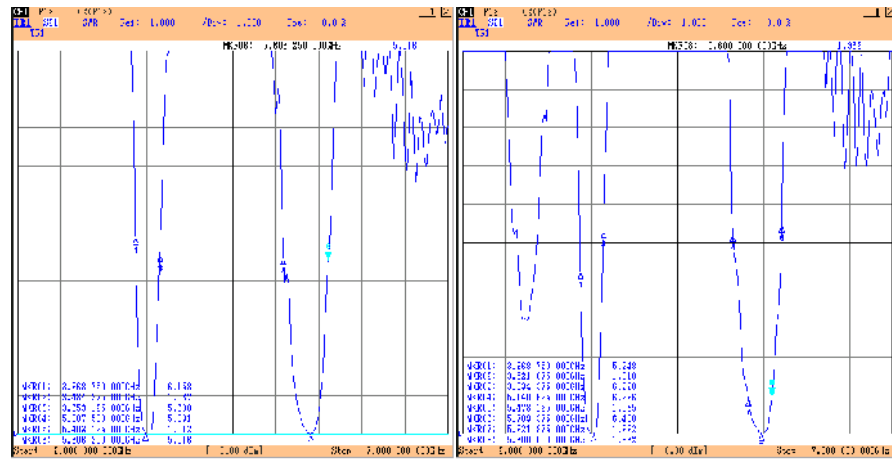
Gambar 9. Perbandingan Pengukuran (S_{22}) *filter* tanpa casing dengan *filter* menggunakan casing



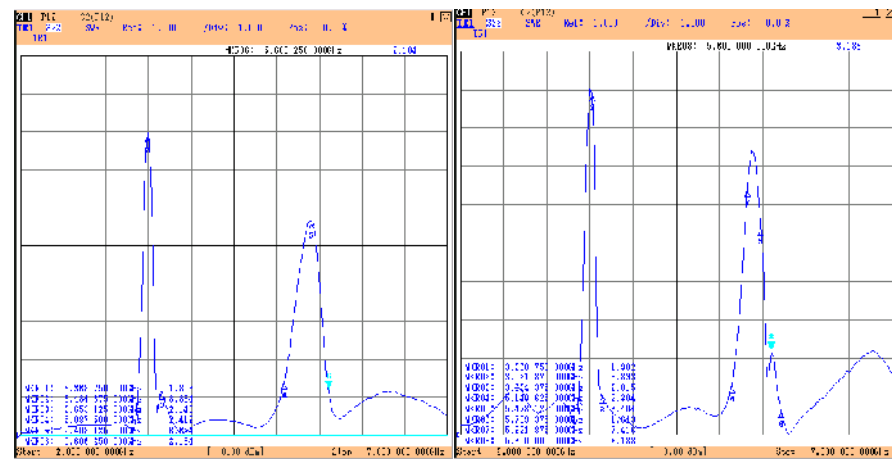
Gambar 10. Perbandingan Pengukuran SWR (S_{11}) *filter* tanpa casing dengan *filter* menggunakan casing



Gambar 11. Perbandingan Pengukuran SWR (S_{12}) *filter* tanpa casing dengan *filter* menggunakan casing



Gambar 12. Perbandingan Pengukuran SWR (S_{21}) *filter* tanpa *cassing* dengan *filter* menggunakan *cassing*



Gambar 13. Perbandingan Pengukuran SWR (S_{22}) *filter* tanpa *cassing* dengan *filter* menggunakan *cassing*

VSWR, Return Loss and Transmission Loss vs. Transmitted Power


SKYWORKS

VSWR	Return Loss (dB)	Trans. Loss (dB)	Volt. Refl Coeff	Power Trans (%)	Power Refl (%)	VSWR	Return Loss (dB)	Trans. Loss (dB)	Volt. Refl Coeff	Power Trans (%)	Power Refl (%)
1.00	—	.000	.00	100.0	.0	1.64	12.3	.263	.24	94.1	5.9
1.01	46.1	.000	.00	100.0	.0	1.66	12.1	.276	.25	93.8	6.2
1.02	40.1	.000	.01	100.0	.0	1.68	11.9	.289	.25	93.6	6.4
1.03	36.6	.001	.01	100.0	.0	1.70	11.7	.302	.26	93.3	6.7
1.04	34.2	.002	.02	100.0	.0	1.72	11.5	.315	.26	93.0	7.0
1.05	32.3	.003	.02	99.9	.1	1.74	11.4	.329	.27	92.7	7.3
1.06	30.7	.004	.03	99.9	.1	1.76	11.2	.342	.28	92.4	7.6
1.07	29.4	.005	.03	99.9	.1	1.78	11.0	.356	.28	92.1	7.9
1.08	28.3	.006	.04	99.9	.1	1.80	10.9	.370	.29	91.8	8.2
1.09	27.3	.008	.04	99.8	.2	1.82	10.7	.384	.29	91.5	8.5
1.10	26.4	.010	.05	99.8	.2	1.84	10.6	.398	.30	91.3	8.7
1.11	25.7	.012	.05	99.7	.3	1.86	10.4	.412	.30	91.0	9.0
1.12	24.9	.014	.06	99.7	.3	1.88	10.3	.426	.31	90.7	9.3
1.13	24.3	.016	.06	99.6	.4	1.90	10.2	.440	.31	90.4	9.6
1.14	23.7	.019	.07	99.6	.4	1.92	10.0	.454	.32	90.1	9.9
1.15	23.1	.021	.07	99.5	.5	1.94	9.9	.468	.32	89.8	10.2
1.16	22.6	.024	.07	99.5	.5	1.96	9.8	.483	.32	89.5	10.5
1.17	22.1	.027	.08	99.4	.6	1.98	9.7	.497	.33	89.2	10.8
1.18	21.7	.030	.08	99.3	.7	2.00	9.5	.512	.33	88.9	11.1
1.19	21.2	.033	.09	99.2	.8	2.50	7.4	.881	.43	81.6	18.4
1.20	20.8	.036	.09	99.2	.8	3.00	6.0	1.249	.50	75.0	25.0
1.21	20.4	.039	.10	99.1	.9	3.50	5.1	1.603	.56	69.1	30.9
1.22	20.1	.043	.10	99.0	1.0	4.00	4.4	1.938	.60	64.0	36.0
1.23	19.7	.046	.10	98.9	1.1	4.50	3.9	2.255	.64	59.5	40.5
1.24	19.4	.050	.11	98.9	1.1	5.00	3.5	2.553	.67	55.6	44.4
1.25	19.1	.054	.11	98.8	1.2	5.50	3.2	2.834	.69	52.1	47.9
1.26	18.8	.058	.12	98.7	1.3	6.00	2.9	3.100	.71	49.0	51.0
1.27	18.5	.062	.12	98.6	1.4	6.50	2.7	3.351	.73	46.2	53.8
1.28	18.2	.066	.12	98.5	1.5	7.00	2.5	3.590	.75	43.7	56.2
1.29	17.9	.070	.13	98.4	1.6	7.50	2.3	3.817	.76	41.5	58.5
1.30	17.7	.075	.13	98.3	1.7	8.00	2.2	4.033	.78	39.5	60.5
1.32	17.2	.083	.14	98.1	1.9	8.50	2.1	4.240	.79	37.7	62.3
1.34	16.8	.093	.15	97.9	2.1	9.00	1.9	4.437	.80	36.0	64.0
1.36	16.3	.102	.15	97.7	2.3	9.50	1.8	4.626	.81	34.5	65.5
1.38	15.9	.112	.16	97.5	2.5	10.00	1.7	4.807	.82	33.1	66.9
1.40	15.8	.122	.17	97.2	2.8	11.00	1.6	5.149	.83	30.6	69.4
1.42	15.2	.133	.17	97.0	3.0	12.00	1.5	5.466	.85	28.4	71.6
1.44	14.9	.144	.18	96.7	3.3	13.00	1.3	5.762	.86	26.5	73.5
1.46	14.6	.155	.19	96.5	3.5	14.00	1.2	6.040	.87	24.9	75.1
1.48	14.3	.166	.19	96.3	3.7	15.00	1.2	6.301	.88	23.4	76.6
1.50	14.0	.177	.20	96.0	4.0	16.00	1.1	6.547	.88	22.1	77.9
1.52	13.7	.189	.21	95.7	4.3	17.00	1.0	6.780	.89	21.0	79.0
1.54	13.4	.201	.21	95.5	4.5	18.00	1.0	7.002	.89	19.9	80.1
1.56	13.2	.213	.22	95.2	4.8	19.00	.9	7.212	.90	19.0	81.0
1.58	13.0	.225	.22	94.9	5.1	20.00	.9	7.413	.90	18.1	81.9
1.60	12.7	.238	.23	94.7	5.3	25.00	.7	8.299	.92	14.8	85.2
1.62	12.5	.250	.24	94.4	5.6	30.00	.6	9.035	.94	12.5	87.5



RO4000® Series

High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic 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 (FR-4) 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 and 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), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LoPro™ foil is available (Chart 3). 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 multi-layer boards 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 FR-4 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.

RO4003C™ 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. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4350B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C and /11 for RO4350B materials.



FEATURES AND BENEFITS:

RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE

- Designed for performance sensitive, high volume applications

Low dielectric tolerance and low loss

- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency

- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant

- Excellent dimensional stability
- Low Z-axis expansion

Low in-plane expansion coefficient

- Reliable plated through holes
- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process

- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced

CAF resistant

SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites



Chart 1: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Temperature

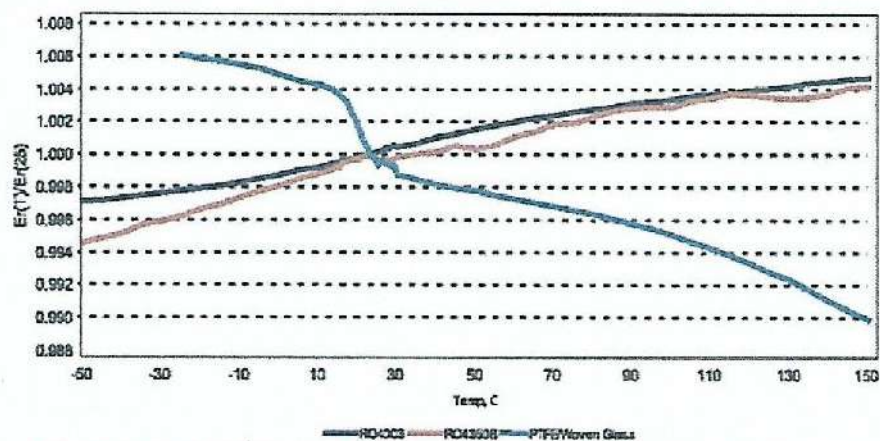


Chart 2: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Frequency

Microstrip differential phase length method, Dk vs. Frequency

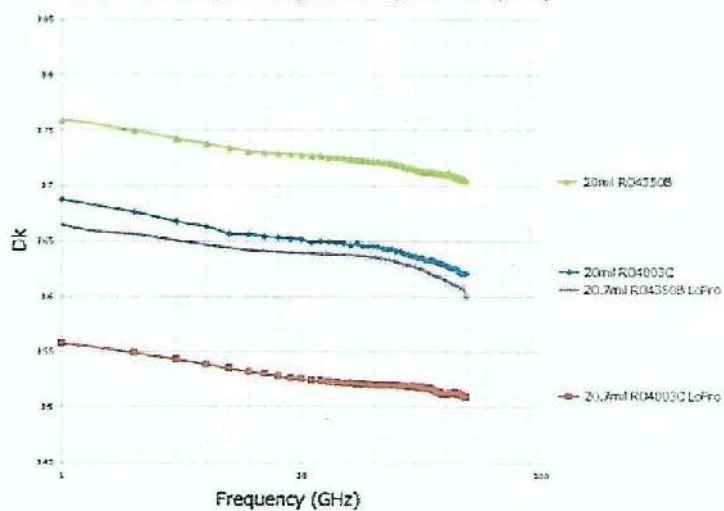
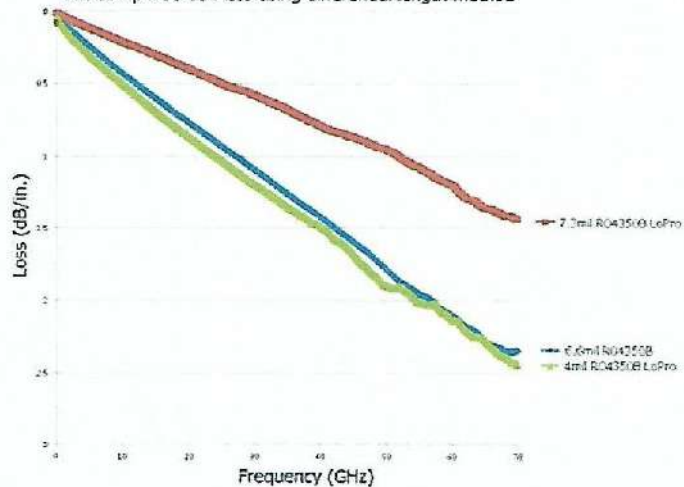


Chart 3: Microstrip Insertion Loss

Microstrip insertion loss using differential length method



Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.38 $\pm$ 0.05	3.48 $\pm$ 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽¹⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
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	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁰	1.2 X 10 ¹⁰		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹		MΩ	COND A	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	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	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°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	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	⁽²⁾ V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

NOTES:

- (1) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.
- (2) RO4350B LoPro® laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Advanced Connectivity Solutions

100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226

Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
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)	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)	½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED)
		1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED)
		2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED)
		PIM Sensitive Applications:
		½ oz (17µm) LoPro Reverse Treated EDC (.5TC/.5TC)
		1 oz (35µm) LoPro Reverse Treated EDC (1TC/1TC)
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)	*0.004" (0.101mm) material is not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm)	
Note: Material clad with LoPro foil add 0.0007" (0.018mm) to dielectric thickness		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. 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 materials for each application.

The Rogers' logo, Helping power, protect, connect our world, LoPro, RO3003, RO4000, RO4350, RO4350B, and RO4003C are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 201 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.,
 All rights reserved. Revised 1253 101916 PUB# 92-004

Advanced Connectivity Solutions
 100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
 Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com



MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
REPUBLIK INDONESIA

**PERATURAN MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
NOMOR : 09/PER/M.KOMINFO/1/2009**

TENTANG

**PENETAPAN PITA FREKUENSI RADIO UNTUK KEPERLUAN
LAYANAN PITA LEBAR NIRKABEL (*WIRELESS BROADBAND*) PADA
PITA FREKUENSI RADIO 3.3 GHz DAN MIGRASI PENGGUNA FREKUENSI
RADIO EKSISTING UNTUK KEPERLUAN LAYANAN PITA LEBAR NIRKABEL
(*WIRELESS BROADBAND*) DARI PITA FREKUENSI RADIO 3.4 - 3.6 GHz KE
PITA FREKUENSI RADIO 3.3 GHz**

DENGAN RAHMAT TUHAN YANG MAHA ESA

MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA,

Menimbang : bahwa dalam rangka menindaklanjuti ketentuan dalam Pasal 12 dan Pasal 13 Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor : 07../PER/M.KOMINFO/01/2009 tentang Penataan Pita Frekuensi Radio Untuk Keperluan Layanan Pita Lebar Nirkabel (*wireless broadband*), perlu dilakukan penetapan pita frekuensi radio untuk keperluan layanan pita lebar nirkabel (*wireless broadband*) pada pita frekuensi radio 3.3 GHz dan migrasi pengguna frekuensi radio eksisting untuk keperluan layanan pita lebar nirkabel (*wireless broadband*) dari pita frekuensi radio 3.4 - 3.6 GHz ke pita frekuensi radio 3.3 GHz dengan Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika;

Mengingat :

1. Undang-undang Republik Indonesia Nomor : 36 Tahun 1999 tentang Telekomunikasi (Lembaran Negara Republik Indonesia Tahun 1999 Nomor : 154, Tambahan Lembaran Negara Republik Indonesia Nomor : 3881);
2. Peraturan Pemerintah Republik Indonesia Nomor : 52 Tahun 2000 tentang Penyelenggaraan Telekomunikasi (Lembaran Negara Republik Indonesia Tahun 2000 Nomor : 107, Tambahan Lembaran Negara Republik Indonesia Nomor : 3980);
3. Peraturan Pemerintah Republik Indonesia Nomor : 53 Tahun 2000 tentang Penggunaan Spektrum Frekuensi Radio dan Orbit Satelit (Lembaran Negara Tahun 2000 Nomor : 108, Tambahan Lembaran Negara Republik Indonesia Nomor 3981);
4. Peraturan Pemerintah Republik Indonesia Nomor : 28 Tahun 2005 tentang Tarif Atas Jenis Penerimaan Negara Bukan Pajak yang berlaku pada Departemen Komunikasi dan Informatika (Lembaran Negara Republik Indonesia Tahun 2005 Nomor : 57, Tambahan Lembaran Negara Republik Indonesia Nomor : 4511);
5. Peraturan Presiden Republik Indonesia Nomor : 9 Tahun 2005 tentang Kedudukan, Tugas, Fungsi, Organisasi dan Tata Kerja Kementerian Negara Republik Indonesia sebagaimana telah diubah terakhir dengan Peraturan Presiden Nomor : 20 Tahun 2008;
6. Peraturan Presiden Republik Indonesia Nomor : 10 Tahun 2005 tentang Unit Organisasi dan Tugas Eselon I Kementerian Negara Republik Indonesia sebagaimana telah diubah terakhir dengan Peraturan Presiden Nomor : 21 Tahun 2008;
7. Keputusan Menteri Perhubungan Nomor : KM.5 Tahun 2001 tentang Tabel Alokasi Spektrum Frekuensi Radio Indonesia;
8. Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor : 03/P/M.Kominfo/5/2005 tentang Penyesuaian Kata Sebutan pada Beberapa Keputusan/Peraturan Menteri Perhubungan yang Mengatur Materi Muatan Khusus di Bidang Pos dan Telekomunikasi;
9. Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor : 17/PER/M.KOMINFO/10/2005 tentang Tata Cara Perizinan dan Ketentuan Operasional Penggunaan Spektrum Frekuensi Radio;

LAMPIRAN
PERATURAN MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
NOMOR : 09/PER/M.KOMINFO/1./2009
TANGGAL : 19 JANUARI 2009

**PENETAPAN BLOK FREKUENSI UNTUK KEPERLUAN LAYANAN PITA LEBAR
NIRKABEL (WIRELESS BROADBAND) PADA PITA FREKUENSI RADIO 3.3 GHZ**

NOMOR BLOK	RENTANG FREKUENSI
1	3300 - 3312.5
2	3312.5 - 3325
3	3325 - 3337.5
4	3337.5 - 3350
5	3350 - 3362.5
6	3362.5 - 3375
7	3375 - 3387.5
8	3387.5 - 3400

Ditetapkan di : JAKARTA
Pada Tanggal : 19 Januari 2009



**SALINAN**

**MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
REPUBLIK INDONESIA**

**PERATURAN MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
REPUBLIK INDONESIA
NOMOR 35 TAHUN 2015
TENTANG
PERSYARATAN TEKNIS ALAT DAN PERANGKAT TELEKOMUNIKASI
JARAK DEKAT**

DENGAN RAHMAT TUHAN YANG MAHA ESA

MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA REPUBLIK INDONESIA,

- Menimbang** : a. bahwa persyaratan teknis untuk alat dan perangkat telekomunikasi jarak dekat (*short range devices*), yang telah ditetapkan dalam Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor 34 Tahun 2012 tentang Persyaratan Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Jarak Dekat (*Short Range Devices*) sudah tidak sesuai sehingga perlu diganti;
- b. bahwa berdasarkan pertimbangan sebagaimana dimaksud dalam huruf a, perlu menetapkan Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika tentang Persyaratan Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Jarak Dekat;
- Mengingat** : 1. Undang-Undang Nomor 36 Tahun 1999 tentang Telekomunikasi (Lembaran Negara Republik Indonesia Tahun 1999 Nomor 154, Tambahan Lembaran Negara Republik Indonesia Nomor 3881);

Pasal 4

Peraturan Menteri ini mulai berlaku pada tanggal diundangkan.

Agar setiap orang mengetahuinya, memerintahkan Pengundangan Peraturan Menteri ini dengan penempatannya dalam Berita Negara Republik Indonesia.

Ditetapkan di Jakarta
pada tanggal 31 Desember 2015
MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
REPUBLIK INDONESIA,

ttd

RUDIANTARA

Diundangkan di Jakarta
pada tanggal 31 Desember 2015
DIREKTUR JENDERAL
PERATURAN PERUNDANG-UNDANGAN
KEMENTERIAN HUKUM DAN HAK ASASI MANUSIA
REPUBLIK INDONESIA,

ttd

WIDODO EKATJAHJANA

BERITA NEGARA REPUBLIK INDONESIA TAHUN 2015 NOMOR 2042

Salinan sesuai dengan aslinya
Kementerian Komunikasi dan Informatika
Kepala Biro Hukum,



Bertiana Sari

NO	PITA FREKUENSI	KUAT MEDAN/ ERP MAKSIMUM	EMISI SPURIOUS PEMANCAR DAN PENERIMA	STANDAR RADIO DAN STANDAR PENGUJIAN	CONTOH APLIKASI SRD
27.	923 MHz – 925 MHz	≤ 500 mW	≥ 32 dB below carrier pada jarak 3 meter atau EN 300 220-1 atau 302 208 [Spurious domain emission limits 250 nW (operating system) dan 2 nW (Standby system)]	EN 300 220-1 atau EN 302 208	Wireless modem, data communication system
28.	2,4000 GHz – 2,4835 GHz	≤ 100 mW ERP	47 CFR 15.209; atau EN 300 440-1 atau EN 300 328	47 CFR 15 atau EN 300 440-1 atau EN 300 328	Zigbee dan Aplikasi SRD selain Bluetooth, WLAN (persyaratan teknis bluetooth dan WLAN yang beroperasi pada pita frekuensi radio ini sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan mengenai bluetooth atau WLAN)
29.	5,150 GHz – 5,250 GHz	EIRP ≤ 200 mW, dengan ketentuan: 1. Penggunaan harus indoor, dan 2. Pengope-rasiannya harus menerapkan teknik mekanisme <i>Dynamic Frequency Selection</i> (DFS) dan <i>Transmit Power Control</i> (TPC).	47 CFR 15.407 (b) atau EN 301 893 (-27 dBm/Mhz)	47 CFR 15 atau EN 301 893	Aplikasi SRD selain WLAN (persyaratan teknis WLAN yang beroperasi pada pita frekuensi radio ini sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan mengenai WLAN)
30.	5,250 GHz – 5,350 GHz	3. Dalam hal TPC tidak digunakan, maka rata-rata EIRP maksimum harus dikurangi sebesar 3 dB	47 CFR 15.209 (500 μ V/m)	47 CFR 15	Aplikasi SRD selain WLAN (persyaratan teknis WLAN yang beroperasi pada pita frekuensi radio ini sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan mengenai WLAN)
31.	5,470 GHz – 5,725 GHz		47 CFR 15.407 (b) atau EN 301 893 (-27 dBm/Mhz)	47 CFR 15 atau EN 300 440-1	Aplikasi SRD selain WLAN (persyaratan teknis WLAN yang beroperasi pada pita frekuensi radio ini sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan mengenai WLAN)

NO	PITA FREKUENSI	KUAT MEDAN/ ERP MAKSIMUM	EMISI SPURIOUS PEMANCAR DAN PENERIMA	STANDAR RADIO DAN STANDAR PENGUJIAN	CONTOH APLIKASI SRD
32.	5,725 GHz – 5,825 GHz	≤ 100 mW ERP	47 CFR 15.209; 47 CFR 15.249 (d) atau EN 300 440-1 (500 μ V/m)	47 CFR 15 atau EN 300 440-1	Aplikasi SRD selain WLAN (persyaratan teknis WLAN yang beroperasi pada pita frekuensi radio ini sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan mengenai WLAN)
33.	10,50 GHz – 10,55 GHz	≤ 117 dB μ V/m pada jarak 10 meter	47 CFR 15.209; §15.249 (d) atau EN 300 440-1 (500 μ V/m)	47 CFR 15 atau EN 300 440-1	<i>Broadband Access only, Wireless video transmitter</i> dan aplikasi SRD lainnya
34.	24,00 GHz – 24,25 GHz	≤ 100 mW EIRP	47 CFR 15.209; §15.249 (d) atau EN 300 440-1 (500 μ V/m)	47 CFR 15 atau EN 300 440-1	<i>Generic use and for Radio determination: detection, movement and alert application</i>
35.	76 GHz – 77 GHz	≤ 37 dBm EIRP saat kendaraan bergerak dan ≤ 23.5 dBm EIRP saat kendaraan berhenti	47 CFR 15.253 atau EN 301 091 (200 nW/cm ²)	47 CFR 15 atau EN 301 091	Sistem radar jarak pendek (<i>Short range radar system</i>) contohnya, <i>automatic cruise control</i> dan sistem peringatan benturan (<i>collision warning systems</i>) untuk kendaraan bermotor

C. Persyaratan *Electromagnetic Compatibility* (EMC)

Persyaratan *Electromagnetic Compatibility* (EMC) sesuai dengan SNI CISPR 22:2012.

BAB III PENGUJIAN

Pengujian SRD dilaksanakan sesuai ketentuan peraturan perundang-undangan.

MENTERI KOMUNIKASI DAN INFORMATIKA
REPUBLIK INDONESIA,

ttd

RUDIANTARA



**KEMENTERIAN RISET, TEKNOLOGI, DAN PENDIDIKAN TINGGI
UNIVERSITAS NEGERI JAKARTA**

Kampus Universitas Negeri Jakarta, Jalan Rawamangun Muka, Jakarta 13220
Telepon/Faximile : Rektor : (021) 4893854, PR I : 4895130, PR II : 4893918, PR III : 4892926, PR IV : 4893982
BAUK : 4750930, BAAK : 4759081, BAPSI : 4752180
Bagian UHTP : Telepon. 4893726, Bagian Keuangan : 4892414, Bagian Kepegawaian : 4890536, Bagian HUMAS : 4898486
Laman : www.unj.ac.id

Nomor : 3451/UN39.12/KM/2016
Lamp. : -
Hal : Permohonan Izin Mengadakan Penelitian
untuk Penulisan Skripsi

28 Oktober 2016

Yth. Kepala Pusat Penelitian
Elektronika dan Telekomunikasi LIPI
Kampus LIPI Bandung
Jl. Cisitua Sangkuriang, Bandung,
Jawa Barat 40135

Kami mohon kesediaan Saudara untuk dapat menerima Mahasiswa Universitas Negeri Jakarta :

Nama : Eggy Retno Yuliasih
Nomor Registrasi : 5215122657
Program Studi : Pendidikan Teknik Elektronika
Fakultas : Teknik Universitas Negeri Jakarta
No. Telp/HP : 082211462454

Dengan ini kami mohon diberikan ijin mahasiswa tersebut, untuk dapat mengadakan penelitian guna mendapatkan data yang diperlukan dalam rangka penulisan skripsi dengan judul :

"Desain dan Implementasi Bandstop Filter Mikrostrip Dual Plane Defected Structures Pada Frekuensi WLAN 5 GHz dan Wimax 3.3 GHz Untuk Aplikasi Ultra Wideband"

Atas perhatian dan kerjasama Saudara, kami sampaikan terima kasih.



Kepala Biro Akademik, Kemahasiswaan,
dan Hubungan Masyarakat

Woro Sasmojo, SH
NIP. 19630403 198510 2 001

Tembusan :
1. Dekan Fakultas Teknik
2. Kaprog Pendidikan Teknik Elektronika

DAFTAR RIWAYAT HIDUP



Eggy Retno Yuliasih, lahir di Jakarta 15 Juli 1994.

Anak pertama dari tiga bersaudara dari pasangan Bapak Suntoro dan Ibu Munasih. Riwayat pendidikan formal yang pernah ditempuh oleh Peneliti, Pendidikan Dasar di SDN 02 Klapanunggal (2000 – 2006), Pendidikan Menengah di SMPN 1 Cileungsi (2006-2009) dan Pendidikan Menengah Atas SMAN 1 Cileungsi (2009-2012) dan Melanjutkan ke jenjang Universitas Negeri Jakarta, Fakultas Teknik, Jurusan Teknik Elektro, Program Studi Elektronika, Konsentrasi Peminatan Telekomunikasi.

Selama Kuliah, peneliti berpengalaman sebagai relawan di Korps Suka Rela (KSR) Unit Universitas Negeri Jakarta sebagai anggota tahun 2013. Dan sebagai relawan turun tangan DKI Jakarta dalam bidang pendidikan politik Divisi Kurikulum Kelas Negarawan Muda (KNM) tahun 2016. Pernah Mendapatkan dana hibah Dikti untuk Program Mahasiswa Wirausaha (PMW) tahun 2014.