



TESIS - TE 142599

**PERANCANGAN DAN ANALISIS KINERJA  
BANDPASS FILTER BERBASIS SUBSTRATE  
INTEGRATED WAVEGUIDE UNTUK APLIKASI  
GROUND PENETRATING RADAR ULTRA  
WIDEBAND PADA FREKUENSI 2-2.5 GHz**

WAHYU WASKITO  
2214203010

DOSEN PEMBIMBING  
Eko Setijadi, ST, MT, Ph.D

PROGRAM MAGISTER  
BIDANG KEAHLIAN TELEKOMUNIKASI MULTIMEDIA  
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO  
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI  
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER  
SURABAYA  
2016



THESIS - TE 142599

**DESIGN AND ANALYSIS OF BANDPASSFILTER  
ON SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FOR  
GROUND PENETRATING RADAR ULTRA  
WIDEBAND AT 2-2.5 GHZ**

**WAHYU WASKITO  
2214203010**

**SUPERVISOR  
Eko Setijadi, ST, MT, Ph.D**

**MASTER PROGRAM  
TELECOMMUNICATION MULTIMEDIA  
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF INDUSTRIAL ENGINEERING  
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER  
SURABAYA  
2016**

Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar  
Magister Teknik (MT)

di

Institut Teknologi Sepuluh Nopember

oleh :

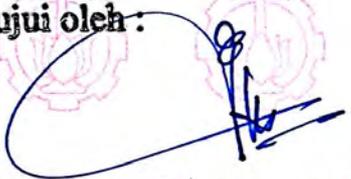
Wahyu Waskito

NRP. 2214203010

Tanggal ujian : 18 Januari 2016

Periode wisuda : Maret 2016

Disetujui oleh :



1. **Eko Setijadi, ST., MT., Ph.D**  
NIP. 197210012003121002

(Pembimbing)

2. **Prof. Dr. Ir. Gamantyo Hendranto, M. Eng.**  
NIP. 197011111993031002

(Penguji)

3. **Dr. Ir. Achmad Mauludiyanto, MT.**  
NIP . 196109031989031001

(Penguji)

4. **Dr. Ir. Puji Handayani, MT.**  
NIP . 196605101992032002

(Penguji)

5. **Dr. Istas Pratomo, ST., MT.**  
NIP . 197903252003121001

(Penguji)



Direktur Program Pascasarjana,

**Prof. Ir. Djauhar Manfaat, M.Sc, Ph.D**  
NIP. 196012021987011001

## ABSTRAK

### Perancangan dan Analisis Kinerja *Bandpassfilter* berbasis Substrate Integrated Waveguide untuk aplikasi Ground Penetrating Radar *Ultra Wideband* pada Frekuensi 2-2.5 GHz

Nama : Wahyu Waskito  
NRP : 2214203010  
Dosen Pembimbing : Eko Setijadi S.T., M.T., Ph.D.

*Ultra wideband* (UWB) merupakan teknologi yang dipublikasikan oleh *U.S Federal Communication Commission (FCC)* yang disetujui termasuk *unlicensed frequency*. Teknologi ini mempunyai *low EIRP level* sebesar (-41.3dBm/MHz), konsumsi daya yang rendah yaitu hanya 100 mW, mendukung resolusi yang tinggi terhadap suatu objek, dan memiliki keakuratan dalam orde milimeter. Beberapa keunggulan UWB tersebut sangat sesuai dalam pengaplikasian Ground Penetrating Radar (GPR) yang merupakan suatu perangkat yang digunakan untuk mendeteksi objek di bawah permukaan tanah menggunakan gelombang radio.

Penelitian ini menawarkan desain bandpassfilter yang *compact* dapat bekerja pada rentang 2-2,5 GHz atau memiliki *fractional bandwidth* >20% sesuai dengan spesifikasi FCC GPR UWB pada rentang *mid frequency*. Pada perancangan filter UWB, filter direalisasikan dengan menggunakan teknologi *Half mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW)* dengan *dual mode*. Pemilihan teknologi SIW dikarenakan memiliki beberapa keunggulan dibanding dengan waveguide konvensional yaitu pada ukuran yang lebih kecil, *cost* yang lebih minim dan *loss* yang rendah.

Dalam analisis simulasi, filter yang dirancang memiliki nilai *cut-off* pada -3 dB yaitu 2 GHz dan 2.5 GHz untuk *lower* dan *higher cut-off frequency*. Selanjutnya pada filter fabrikasi dilakukan analisis pengukuran. Analisis menunjukkan bahwa UWB-BPF yang difabrikasi memiliki nilai *cut-off* yaitu 1.93 GHz dan 2.55 GHz untuk *lower* dan *higher cut-off frequency*.

**Kata Kunci** : *Filter, ultra wideband, substrate integrated waveguide, bandpass filter, ground penetrating radar.*

## ABSTRACT

### **Design and Analysis of Bandpassfilter based on Substrate Integrated Waveguide for ground penetrating radar Ultra Wideband at 2-2.5GHz Frequency**

Name : Wahyu Waskito  
NRP : 2214203010  
Supervisor : Eko Setijadi S.T., M.T., Ph.D.

Ultra wideband is published by the US Federal Communication Commission (FCC) approved including unlicensed frequency. This technology has low level of EIRP (-41.3dBm / MHz), low power consumption (100 mW), support high resolution, and accurate for millimeter orde. Some advantages of UWB is very appropriate in application of Ground Penetrating Radar (GPR), which is a device used to detect objects below ground level using radio waves.

This study offers a compact design bandpassfilter is from 2-2.5 GHz or has a fractional bandwidth > 20% that satisfies FCC UWB GPR specifications at mid frequency. In the design of UWB filter, the filter is realized by using the technology Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) with a dual mode. SIW technology selection due to have several advantages compared with conventional waveguide is compact, low-cost and also has a low loss characteristic.

By simulation analysis, the designed filter has -3dB cut-off of 2 GHz and 2.5 GHz for lower and higher cut-off frequency, respectively. Furthermore, the fabricated UWB-BPF is examined through measurement analysis. The measurement analysis shows that the fabricated UWB-BPF has cut-off of 1.93 GHz and 2.55 GHz for lower and higher cut-off frequency .

**Keywords:** *Filter, ultra wideband, substrate integrated waveguide, bandpass filter, groud penetrating radar.*

## KATA PENGANTAR

Puji syukur kehadiran Allah SWT atas limpahan rahmat dan karunia-Nya sehingga penulis mampu menyelesaikan Thesis ini dengan judul :

**“Perancangan dan Analisis Kinerja *Bandpassfilter* berbasis Substrate Integrated Waveguide untuk aplikasi Ground Penetrating Radar *Ultra Wideband* pada Frekuensi 2-2.5 GHz”**

Thesis ini disusun untuk memenuhi syarat dalam menyelesaikan studi strata-2 pada bidang studi Telekomunikasi Multimedia Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknologi Industri Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.

Penulis juga mengucapkan terima kasih yang sebesar – besarnya kepada :

1. Ayah, Ibu, dan kakak serta keluarga atas doa, dukungan, dan pengertian yang telah diberikan selama ini.
2. Bapak Eko Setijadi, ST., MT., Ph.D dan bapak Prasetiyono Hari Mukti, ST, MT, MSc selaku dosen pembimbing thesis, yang telah memberi bimbingan dan motivasi pada saya.
3. Bapak Dr. Ir. Wirawan, DEA selaku Koordinator Bidang Keahlian Telekomunikasi Multimedia serta seluruh Dosen Telekomunikasi Multimedia yang telah mendidik dalam menjalani proses perkuliahan.
4. Seluruh pihak yang telah mendukung atas penulisan thesis ini.

Penulis menyadari bahwa penyusunan thesis ini masih jauh dari kesempurnaan, untuk itu kritik dan saran yang membangun dari berbagai pihak sangat diharapkan.

Surabaya, Januari 2016

Penulis

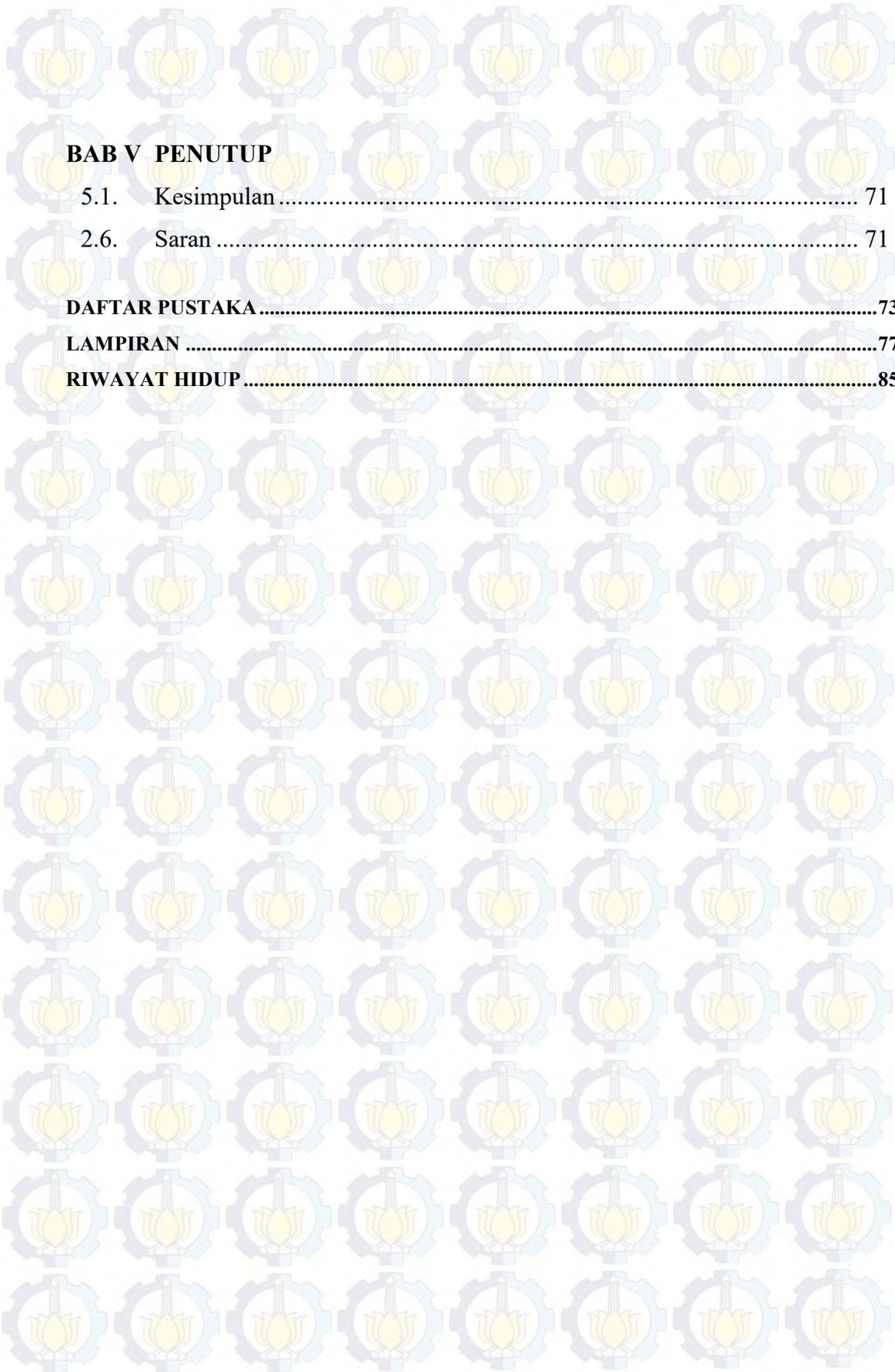


*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR ISI

	Halaman
<b>HALAMAN JUDUL .....</b>	<b>i</b>
<b>HALAMAN PENGESAHAN .....</b>	<b>iii</b>
<b>HALAMAN PERNYATAAN KEASLIAN.....</b>	<b>v</b>
<b>ABSTRAK .....</b>	<b>vii</b>
<b>KATA PENGANTAR.....</b>	<b>xi</b>
<b>DAFTAR ISI.....</b>	<b>xiii</b>
<b>DAFTAR GAMBAR.....</b>	<b>xvii</b>
<b>DAFTAR TABEL .....</b>	<b>xix</b>
 <b>BAB I PENDAHULUAN</b>	
1.1. Latar Belakang.....	1
1.2. Rumusan Masalah.....	3
1.3. Batasan Masalah .....	3
1.4. Tujuan.....	3
1.5. Relevansi.....	4
1.6. Sitematika Pembahasan .....	4
 <b>BAB II TINJAUAN PUSTAKA</b>	
2.1. UltraWideband.....	7
2.2. Ground Penetrating Radar .....	8
2.2. Filter.....	9
2.3. Magnitude response .....	11
2.4. Saluran mikrostrip.....	17
2.5. SIW .....	19
2.6. Slot Line.....	21
2.7. Stub .....	21

2.8.	Lumped Filter .....	22
<b>BAB III METODE PENELITIAN</b>		
3.1	Tahapan Perancangan Filter .....	25
3.2.1	Spesifikasi Frekuensi kerja pada Filter Rancangan.....	27
3.2.2	Perancangan Geometri dasar Filter SIW .....	27
3.2.3	Pemodelan Desain Awal SIW .....	31
3.2.4.	Pemodelan desain HMSIW single mode.....	34
3.2.5.	Pemodelan desain HMSIW dual mode .....	40
<b>BAB IV ANALISIS HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN</b>		
4.1	Analisis hasil simulasi .....	49
4.1.1	Desain Awal SIW .....	49
4.1.2	Analisis <i>E-Field</i> pada filter desain awal SIW .....	52
4.1.3	Desain HMSIW single mode.....	53
4.1.3.1	Perbandingan Parameter filter desain Awal SIW dengan HMSIW single mode .....	56
4.1.3.2	Analisis <i>E-Field</i> pada filter HMSIW single mode .....	58
4.1.4	HMSIW dual mode .....	59
4.1.4.1	Perbandingan Parameter filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode .....	61
4.1.4.2	Analisis <i>E-Field</i> pada filter HMSIW dual mode.....	63
4.1.4.3	Analisis <i>Group delay</i> .....	63
4.2.	Analisis Pengukuran.....	65
4.2.1	Prosedur Pengukuran.....	66
4.2.2	Pengukuran dimensi Filter hasil Fabrikasi .....	66
4.2.3	Hasil pengukuran <i>return los</i> pada filter fabrikasi.....	67
4.2.4	Hasil pengukuran <i>insertion loss</i> pada filter fabrikasi.....	68
4.2.5.	Perbandingan Parameter S11 filter yang dirancang dengan pengukuran pada filter fabrikasi .....	69
4.2.6.	Perbandingan Parameter S21 filter yang dirancang dengan pengukuran pada filter fabrikasi .....	70



**BAB V PENUTUP**

5.1. Kesimpulan ..... 71

2.6. Saran ..... 71

**DAFTAR PUSTAKA.....73**

**LAMPIRAN .....77**

**RIWAYAT HIDUP .....85**



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

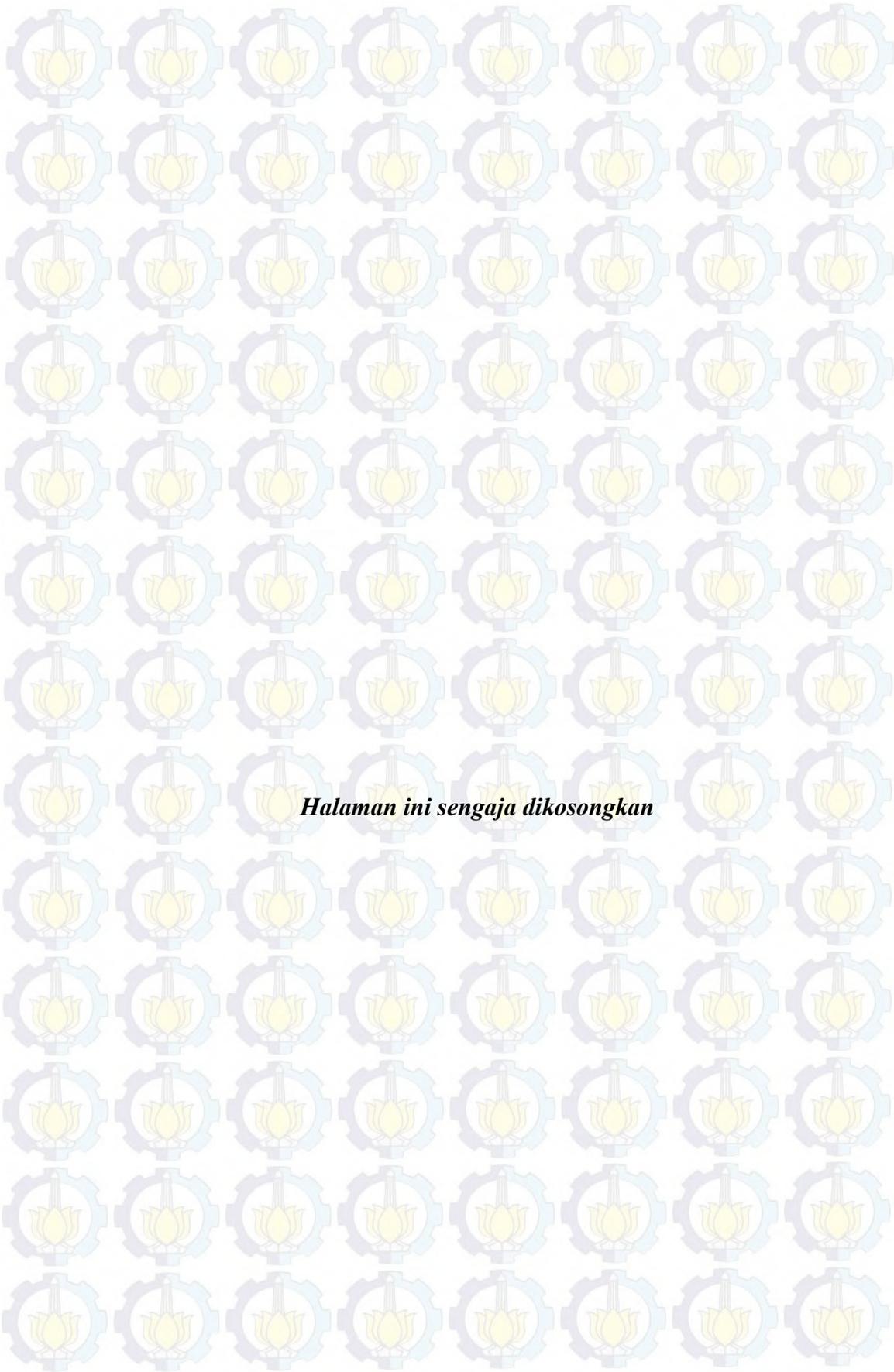
## DAFTAR GAMBAR

<b>Gambar 2.1</b>	Skema Pemancar & Penerima GPR .....	9
<b>Gambar 2.2</b>	Rangkaian <i>lowpass filter</i> dan tanggapan frekuensinya .....	10
<b>Gambar 2.3</b>	Rangkaian <i>highpass filter</i> dan tanggapan frekuensinya .....	10
<b>Gambar 2.4</b>	Parameter S pada rangkaian dua port .....	13
<b>Gambar 2.5</b>	Two port network .....	14
<b>Gambar 2.6</b>	Struktur mikrostrip .....	18
<b>Gambar 2.7</b>	SIW single cavity resonator.....	20
<b>Gambar 2.7</b>	Rangkaian ekivalen .....	22
<b>Gambar 3.1</b>	Diagram Alir Perancangan Filter.....	25
<b>Gambar 3.2</b>	Desain Filter UWB .....	31
<b>Gambar 3.3</b>	Topologi Filter SIW .....	32
<b>Gambar 3.4</b>	Respon frekuensi perubahan panjang slot .....	34
<b>Gambar 3.5</b>	Respon frekuensi perubahan panjang SIW.....	34
<b>Gambar 3.6</b>	Topologi filetr HMSIW single mode .....	35
<b>Gambar 3.7</b>	Topologi filetr HMSIW single mode .....	36
<b>Gambar 3.8</b>	Prototipe LPF Butterworth .....	36
<b>Gambar 3.9</b>	Respon frekuensi perubahan panjang Stub.....	38
<b>Gambar 3.10</b>	Respon frekuensi perubahan panjang HMSIW cavity .....	39
<b>Gambar 3.11</b>	Respon frekuensi perubahan lebar HMSIW cavity.....	39
<b>Gambar 3.12</b>	Respon frekuensi perubahan panjang port .....	40
<b>Gambar 3.13</b>	Topologi filetr HMSIW dual mode .....	41
<b>Gambar 3.14</b>	Rangkaian ekivalen dual mode.....	42
<b>Gambar 3.15</b>	Respon frekuensi perubahan lebar SIW .....	44
<b>Gambar 3.16</b>	Respon frekuensi perubahan panjang SIW.....	45
<b>Gambar 3.17</b>	Respon frekuensi perubahan lebar slot.....	45
<b>Gambar 3.19</b>	Respon frekuensi perubahan tinggi slot .....	46
<b>Gambar 3.20</b>	Respon frekuensi pengaruh <i>cross shaped</i> .....	46
<b>Gambar 3.21</b>	Hasil Simulasi dari perubahan nilai jarak stub <i>Pa</i> .....	47
<b>Gambar 3.22</b>	Grafik perbandingan Luas cavity dengan Frekuensi kerja.....	47

<b>Gambar 3.23</b>	Grafik perbandingan Konstanta dielektrik dengan Frekuensi .....	48
<b>Gambar 4.1</b>	Rancangan filter HMSIW single mode .....	50
<b>Gambar 4.2</b>	Hasil Simulasi awal parameter S11 filter deai awal SIW .....	50
<b>Gambar 4.3</b>	Hasil Simulasi awal parameter S21 filter deai awal SIW .....	51
<b>Gambar 4.4</b>	E-Field pada filter desain awal SIW .....	52
<b>Gambar 4.5</b>	Rancangan filter HMSIW single mode.....	53
<b>Gambar 4.6</b>	Hasil simulasi parameter S11 pada filter HMSIW single mode....	54
<b>Gambar 4.7</b>	Hasil simulasi parameter S21 pada filter HMSIW single mode....	54
<b>Gambar 4.8</b>	Hasil simulasi parameter S11 pada filter HMSIW single mode dan desain awal SIW .....	56
<b>Gambar 4.9</b>	Hasil simulasi parameter S21 pada filter HMSIW single mode dan desain awal SIW .....	56
<b>Gambar 4.10</b>	Analisis E-Field filter HMSIW single mode.....	58
<b>Gambar 4.11</b>	Rancangan filter HMSIW dual mode .....	59
<b>Gambar 4.12</b>	Respon frekuensi S11 filter HMSIW dual mode .....	59
<b>Gambar 4.13</b>	Respon frekuensi S21 filter HMSIW dual mode.....	60
<b>Gambar 4.14</b>	Perbandingan respon frekuensi <i>return loss</i> pada HMSIW dual mode dan HMSIW single mode.....	61
<b>Gambar 4.15</b>	Perbandingan respon frekuensi <i>insertion loss</i> pada HMSIW dual mode dan HMSIW single mode.....	62
<b>Gambar 4.16</b>	<i>E-Filed</i> pada filter HMSIW dual mode .....	63
<b>Gambar 4.17</b>	Group delay.....	64
<b>Gambar 4.18</b>	Filter Fabrikasi.....	65
<b>Gambar 4.19</b>	Parameter S11 Filter fabrikasi .....	67
<b>Gambar 4.20</b>	Parameter S21 Filter fabrikasi .....	68
<b>Gambar 4.21</b>	Parameter S11 Filter fabrikasi dan Filter rancangan (HMSIW dual mode).....	69
<b>Gambar 4.22</b>	Parameter S11 Filter fabrikasi dan Filter rancangan (HMSIW dual mode).....	70

## DAFTAR TABEL

<b>Tabel 3.1</b>	Dimensi pemodelan awal SIW .....	33
<b>Tabel 3.1</b>	Spesifikasi bahan dielektrik RO4360.....	48
<b>Tabel 4.1</b>	Ukuran komponen-komponen Filter desain awal SIW .....	49
<b>Tabel 4.2</b>	Pergeseran frekuensi desain filter .....	52
<b>Tabel 4.3</b>	Ukuran komponen-komponen pada filter HMSWI single mode .....	53
<b>Tabel 4.4</b>	Perbandingan parameter S11 filter deain awal SIW dengan HMSIW single mode .....	55
<b>Tabel 4.5</b>	Perbandingan parameter S21 filter deain awal SIW dengan HMSIW single mode .....	57
<b>Tabel 4.6</b>	Ukuran komponen-komponen pada filter HMSWI dual mode.....	58
<b>Tabel 4.7</b>	Perbandingan parameter S11 filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode .....	61
<b>Tabel 4.8</b>	Perbandingan parameter S21 filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode .....	62
<b>Tabel 4.9</b>	Ukuran dan luaskomponen-komponen Filter desain awal SIW .....	66
<b>Tabel 4.10</b>	Ukuran dan luaskomponen-komponen Filter fabrikasi.....	66
<b>Tabel 4.11</b>	Perbandingan parameter S pada filter yang dirancang denga pengukuran hasil fabrikasi .....	69



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1. Latar Belakang

Kemajuan teknologi gelombang mikro berkembang begitu pesat dan berpengaruh dalam kehidupan manusia. Hal ini bisa terjadi karena teknologi tersebut membawa perubahan yang sangat signifikan dan luas, dalam arti memberi banyak kemudahan dan memberikan suatu yang baru, sehingga menjadi pilihan teknologi gelombang mikro. Keunggulannya dipercaya akan memberi manfaat optimal dibandingkan dengan teknologi atau solusi yang pernah ada sebelumnya, namun pada saat yang sama, perlu dipadukan dengan optimalisasi dari teknologi tersebut sehingga perannya sebagai solusi yang lebih baik, efisien, dan efektif. Teknologi gelombang mikro yang dimaksud adalah teknologi nirkabel (*wireless*) yang mendukung *high-data-rate*, sekaligus hemat energi, murah dan dapat dikemas dalam bentuk produk yang sangat kecil, diantaranya yakni *ultra wideband* (UWB) yang kini terus dikembangkan dan sangat diminati. Peningkatan kebutuhan akan *ultra wideband* (UWB) juga berimplikasi pada meningkatnya kebutuhan dukungan komponen rangkaian gelombang mikro khususnya Filter UWB.

*Ultra wideband* merupakan teknologi yang sangat diminati para peneliti semenjak dipublikasikan pada tanggal 14 februari 2002 oleh *U.S Federal Communication Commission (FCC)* yang disetujui termasuk *unlicensed frequency* diperuntukkan bagi komunikasi komersial dan transmisi nirkabel yang memakai *fractional bandwidth* minimal 25% dari *center frequency* atau minimal sebesar 500 MHz (pada *center frequency* minimal 6 GHz) [1]. Teknologi ini mempunyai kecepatan data hingga 480 Mbps, dengan *low EIRP level* sebesar (-41.3dBm/MHz) [2], konsumsi daya yang rendah yaitu hanya 100 mW dan dengan bandwidth sebesar 7.5 GHz [3]. Salah satu contoh peran filter UWB adalah pada *Ground Penetrating Radar (GPR)* yang merupakan suatu perangkat yang digunakan untuk mendeteksi objek di bawah permukaan tanah menggunakan gelombang radio [4], resolusi dan akurasi tinggi hingga orde milimeter memberikan manfaat yang sangat diperlukan dalam pengkarakterisasi objek yang

tersembunyi [5-6]. Pada sistem radar UWB terdapat salah satu bagian yang utama yaitu adalah *RF front end*. Pada *RF front end* terdapat komponen-komponen penting diantaranya adalah *signal pulse generator*, *antenna*, *filter*, dan *receiver* [7-8]

Ground Penetrating Radar (GPR) merupakan sistem yang sangat berguna untuk proses pendeteksian benda-benda yang berada atau terkubur di dalam permukaan medium (biasanya tanah atau beton) dengan kedalaman tertentu tanpa perlu melakukan penggalian tanah. Dengan adanya alat ini, berbagai kegiatan atau penelitian yang memerlukan informasi keadaan di bawah permukaan tanah dapat dilakukan dengan mudah, murah, dan cepat [9]. Contoh penggunaan GPR yaitu untuk mendeteksi kabel bawah tanah, fondasi bangunan, ranjau dan banyak bidang lainnya.

Aplikasi GPR menggunakan pulsa sempit sebagai gelombang yang akan dipancarkan. Pulsa sempit ini tentunya akan mempunyai lebar bidang frekuensi yang luas, karena besaran waktu dengan besaran frekuensi mempunyai hubungan yang berbanding terbalik atau dengan kata lain semakin sempit pulsa maka lebar bidang frekuensinya akan semakin besar. Maka dibutuhkannya suatu filter yang dapat mempertahankan kestabilan untuk rentang frekuensi yang besar. Hal tersebut merupakan salah satu yang melatarbelakangi ide penggunaan filter ultra wideband pada aplikasi GPR.

Pada perancangan filter *bandpass filter*, filter direalisasikan dengan menggunakan teknologi *Substrate Integrated Waveguide (SIW)* dengan *single mode cavity*. Dimana filter dirancang dengan *artificial waveguide*, diaplikasikan pada substrate planar dengan via yang disusun secara periodik array [10]. *Bandpass filter* dengan dasar desain SIW telah banyak diteliti dan dikembangkan. Diantaranya adalah desain SIW dengan peningkatan side band rejection dengan metode dual mode [11] dan penambahan slot [12], miniaturisasi dengan metode *Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW)* [13-15]. Pemilihan teknologi SIW dikarenakan memiliki beberapa keunggulan dibanding dengan waveguide konvensional yaitu pada ukuran yang lebih kecil, faktor Q yang tinggi, dan *cost* yang lebih minim [16-21].

## 1.2. Rumusan Masalah

Permasalahan yang akan dibahas dalam thesis ini adalah :

1. Bagaimana perancangan filter UWB berbasis Substrate Integrated Waveguide untuk pengaplikasian pada Ground Penetrating Radar
2. Bagaimana karakteristik pada perancangan filter sesuai dengan pengaplikasian pada Ground Penetrating Radar
3. Bagaimana metode yang dipakai dalam perancangan filter untuk mendapatkan dimensi filter yang *compact* dan peningkatan kinerja *bandpass filter* berbasis SIW
4. Bagaimana perbandingan karakteristik filter antara perancangan dan implementasi

## 1.3. Batasan Masalah

Pada thesis ini terdapat beberapa batasan mengenai permasalahan yang akan dibahas:

1. Kinerja filter *Ultra Wideband* pada rentang frekuensi 2-2.5 GHz dan *fractional bandwidth*  $> 20\%$  [22-23].
2. Substrate dielektrik yang digunakan adalah *RO.4360 lossy* yang memiliki  $\epsilon_r = 6.15$  dengan ketebalan substrat 1.524 mm [24].
3. Parameter yang diukur adalah *return loss*  $S_{11}$ , *insertion loss*  $S_{21}$ , E-field, group delay, dan impedansi.

## 1.4. Tujuan

Adapun tujuan dari Thesis ini adalah merancang bandpass filter yang memiliki frekuensi kerja pada 2-2.5 GHz dalam aplikasi Ground Penetrating Radar UWB.

## 1.5. Relevansi

Hasil yang diperoleh dari tugas akhir ini diharapkan dapat memberi manfaat berikut:

### a. Bagi bidang ilmu pengetahuan

Dengan adanya thesis ini diharapkan dapat memberikan kontribusi berupa informasi mengenai bandpassfilter pada ultra wideband dengan pengplikasiannya pada ground penetrating radar.

### b. Bagi perusahaan telekomunikasi

Memberikan rekomendasi pilihan teknologi filter dalam Ground Penetrating Radar.

## 1.6. Sitematika Pembahasan

Pembahasan Thesis akan dibagi menjadi lima bab dengan sistematika sebagai berikut:

### Bab I Pendahuluan

Pada bab ini akan diuraikan mengenai latar belakang, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan penelitian, relevansi, sistematika laporan, dan relevansi

### Bab II Tinjauan Pustaka

Membahas teori mengenai *Ultra Widenband*, GPR, bandpassfilter, *S-parameter*, *SIW*, beserta ringkasan dan kumpulan referensi terkait metode yang dipakai dalam perancangan filter.

### Bab III Metode Penelitian

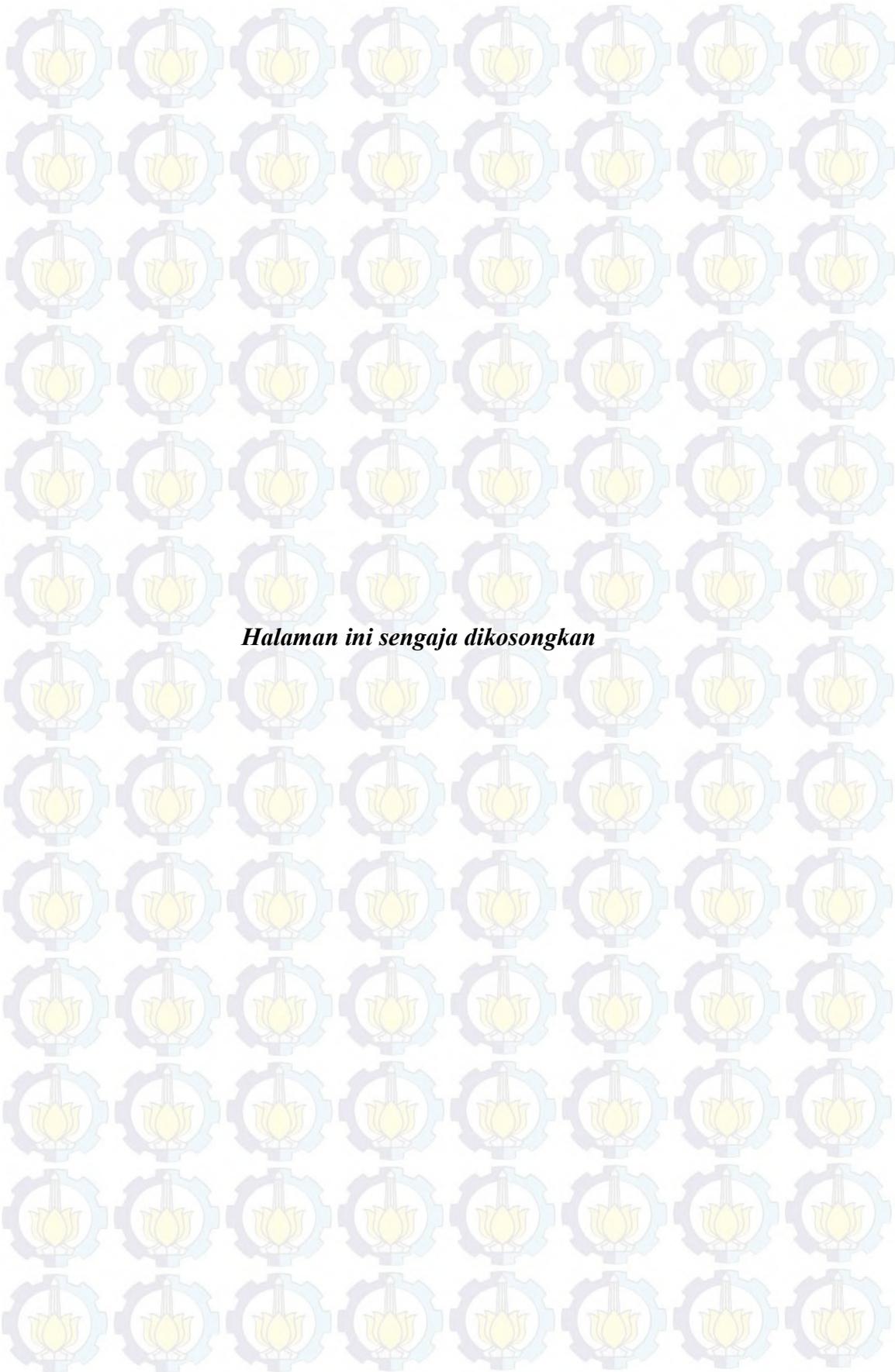
Pada bab ini membahas mengenai perancangan filter Ultra wideband *single SIW cavity*, perancangan *via*, *feed line* dan juga pembahasan komponen dalam pembuatan filter seperti substarte dan dimensi filter.

#### **Bab IV Analisis dan Pembahasan Hasil Simulasi dan Fabrikasi**

Membahas dan menganalisis hasil simulasi filter *Ultra Wideband* dengan *single SIW cavity*, HMSIW *single mode*, HMSIW *dual mode*. Beserta hasil fabrikasi dan pengukuran filter.

#### **Bab V Penutup**

Bab ini berisi kesimpulan dan saran dari hasil pembahasan yang telah diperoleh.



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BAB II TINJAUAN PUSTAKA

### 2.1 *Ultra Wideband*

Sesuai dengan Komite Federal Communications (FCC) pada Februari 2002 [1], mengumumkan penggunaan ultrawideband (UWB) *unlicensed* [3].

Dalam perkembangannya penelitian mengenai teknik UWB semakin pesat yang dilakukan oleh para akademisi maupun industri [3]. *Fractional Bandwidth* dari *Ultra Wideband* (UWB) adalah sama atau lebih besar dari 20% atau bandwidth UWB >500 MHz [21].

Sistem UWB memiliki beberapa keunggulan yaitu dapat mendukung data rate transmisi yang tinggi (hingga 500 Mb/s), memiliki energi transmisi yang sangat rendah (kurang dari 1,0 mW), resolusi yang tinggi terhadap suatu objek, dan memiliki keakuratan dalam orde milimeter [25]. Aplikasi dari teknik UWB telah digunakan dalam kehidupan sehari-hari, seperti *positioning*, *rescue radar system* untuk menyelamatkan korban terkubur di bawah reruntuhan bangunan, pencitraan, sistem komunikasi -data-rate tinggi jarak pendek, *Wireless Personal Area Networks (WPANs)* untuk komputer pribadi dan perangkat elektronik [3]. Terdapat batasan penggunaan spektrum UWB berdasar pada FCC dan ECC yaitu pada aplikasi GPR di *mid frequency* [22]. *Mid frequency* memiliki rentang frekuensi (1.99 – 10.6 GHz), radar penetrasi dalam kategori *imaging system* [21].

Merujuk pada FCC, beberapa definisi untuk sistem UWB dapat dijelaskan sebagai berikut [24]:

- Bandwidth UWB, adalah pita frekuensi yang dibatasi pada titik 10 dB dibawah radiasi tertinggi pada sistem transmisi termasuk antena.
- Frekuensi tengah ( $f_c$ ), didefinisikan sebagai titik tengah dari batas frekuensi tertinggi ( $f_h$ ) dengan batas frekuensi terendah ( $f_l$ ).
- Fractional bandwidth, merupakan rasio bandwidth terhadap frekuensi tengahnya atau bisa dituliskan sebagai

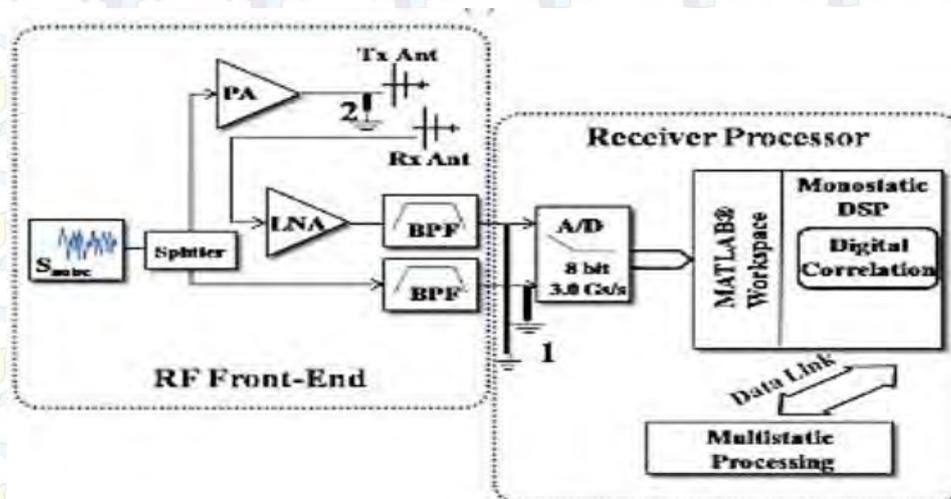
$$FBW = \frac{2(f_h - f_l)}{(f_h + f_l)} \quad (2.1)$$

- d. Sistem UWB, memiliki fractional bandwidth lebih dari atau sama dengan 0.2, atau memiliki bandwidth lebih dari 500 MHz.

## 2.2 Ground Penetrating Radar (GPR)

Ground penetrating radar (GPR) biasa disebut georadar. Berasal dari dua kata yaitu geo berarti bumi dan radar dari radio detection and ranging. Secara harfiah, artinya alat pelacak bumi dengan menggunakan gelombang radio. GPR digunakan untuk proses deteksi benda-benda yang terkubur di bawah tanah dengan tingkat kedalaman tertentu, dengan menggunakan gelombang radio[26].

Semakin tinggi frekuensi maka semakin tinggi juga pelemahan sinyal pada waktu perambatannya sehingga jarak jangkauan dari GPR juga akan semakin dangkal. Tetapi di sisi lain resolusi frekuensi nya yang selanjutnya akan mempengaruhi dari kualitas pencitraan akan semakin baik. Sehingga ada *tradeoff* antara kedalaman penetrasi dengan kualitas dari pencitraan.



**Gambar 2.1** Skema Pemancar & Penerima GPR

Beberapa negara telah menetapkan regulasi penggunaan spektrum untuk aplikasi UWB pada ground penetrating radar (GPR) seperti Amerika Serikat melalui *Federal Communications Commission* (FCC). Berikut merupakan penggunaan spektrum UWB oleh FCC dalam pengaplikasian ground penetrating radar[21].

**Tabel 2.1.** Batasan emisi (EIRP dalam dBm) daya spektrum UWB untuk Groun Penetrating Radar[21]

Frequency Range (MHz)	960-1610	1610-1990	1990-3100	3100-10600	Above 10600	1164-1240 1559-1610
Ground penetrating radar, wall imaging	-65.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-75.3
Through D-wall imaging systems:						
UWB bandwidth below 960 MHz	-65.3	-53.3	-51.3	-51.3	-51.3	-75.3
UWB bandwidth 1990-10600 MHz	-46.3	-41.3	-41.3	-41.3	-51.3	-56.3
Surveillance systems	-53.3	-51.3	-41.3	-41.3	-51.3	-63.3
Medical imaging systems	-65.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-75.3/-53.3
Indoor UWB systems	-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3	-85.3
Hand held UWB systems	-75.3	-63.3	-61.3	-41.3	-61.3	-85.3
Frequency Range (MHz)		1610-22000	22000-29000	29000-31000	Above 31000	
Vehicular radar systems	-75.3	-61.3	-41.3	-51.3	-61.3	-85.3
Emissions at 1164-1240 and 1559-1610 MHz to be measured using a resolution bandwidth no less than 1 kHz. All other frequencies to be measured using a resolution bandwidth of 1 MHz.						

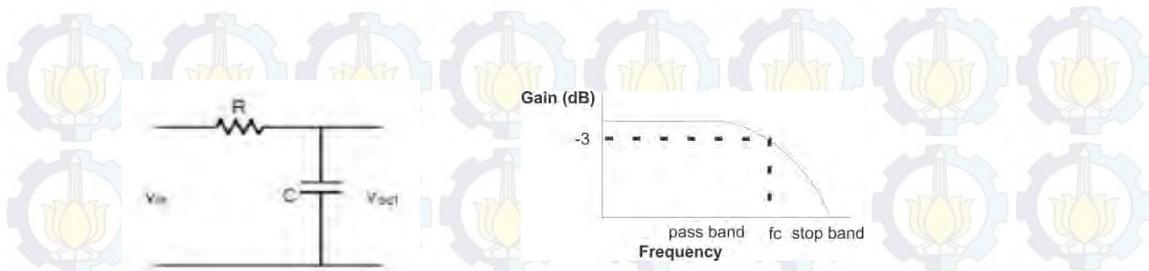
Regulasi dari FCC mengatur bahwasannya UWB untuk Ground penetrating radar (GPR) harus bekerja pada frekuensi dibawah 10.6 GHz. Dalam penggunaan harus berizin dan ditujukan dalam penelitian, pertambangan, dan konstruksi [21].

## 2.2 Filter

Filter adalah sebuah rangkaian yang dirancang agar melewati sinyal dengan rentang frekuensi tertentu dan menghilangkan atau memperlemah sinyal dengan frekuensi diluar frekuensi tersebut. Jadi filter berfungsi sebagai pemilih frekuensi yang diinginkan.

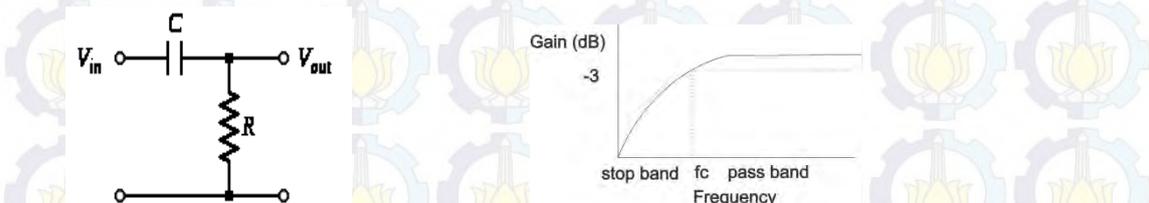
Berdasarkan daerah frekuensi yang dilewatkan, filter dapat dibedakan menjadi empat yaitu :

Low Pass Filter adalah filter yang hanya melewatkan frekuensi yang lebih rendah dri frekuensi *cut-off* ( $f_c$ ).Rangkaian *RC Low Pass Filter* dan tanggapan frekuensinya ditunjukkan pada gambar 2.1 berikut ini :



**Gambar 2.2** Rangkaian *Low Pass Filter* dan tanggapan frekuensinya

*High Pass filter* adalah filter yang hanya melewatkan frekuensi di atas *frekuensi cut-off* ( $f_c$ ). Rangkaian RC *High Pass Filter* dan tanggapan frekuensi ditunjukkan pada gambar 2.2 berikut ini.



**Gambar 2.3** Rangkaian *High Pass Filter* dan tanggapan frekuensinya

*Band Pass filter* adalah filter yang dapat melewatkan rentang frekuensi tertentu diantara frekuensi *cut-off* pertama dan frekuensi *cut-off* kedua. Diluar frekuensi tersebut sinyal akan diredam. *Band Pass Filter* merupakan penggabungan dari *lowpass filter* dan *high pass filter*. Daerah passband dbatasi oleh dua frekuensi tepi. Frekuensi tepi rendah menunjukkan batas frekuensi rendah dari suatu *high pass filter* dan frekuensi tepi yang sangat tinggi menunjukkan batas frekuensi tinggi dari suatu *low pass filter*. *Band Pass filter* juga dibedakan berdasar *fractional bandwidth*, Bila  $FB > 20\%$ , maka digolongkan sebagai band pass filter (BPF) *Ultra Wideband* [21].

*Band Stop Filter* (BSF) atau *Band Reject Filter* (BRF) merupakan kebalikan dari *bandpass filter* yaitu filter yang menghilangkan frekuensi yang terletak diantara frekuensi *cut-off* ( $f_c$ ).

### 2.3 Magnitude Response

Beberapa parameter yang dilakukan dalam pengukuran adalah sebagai berikut:

#### a. VSWR

Standing wave ratio disingkat SWR kadang-kadang disingkat dengan nama *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR). Bila impedansi saluran transmisi tidak sesuai dengan transceiver maka akan timbul daya refleksi (*reflected power*) pada saluran yang berinterferensi dengan daya maju (*forward power*) [27].

Interferensi ini menghasilkan gelombang berdiri (*standing wave*) yang besarnya tergantung pada besarnya daya refleksi. Jadi VSWR adalah sebagai perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum dengan minimum.

Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang dikirimkan dan tegangan yang direfleksikan. Perbandingan antar tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut koefisien refleksi tegangan.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

Dimana  $Z_L$  adalah impedansi beban (load),  $Z_0$  adalah impedansi saluran lossless dan  $\Gamma$  adalah koefisien refleksi.

#### b. Insertion Loss

Rugi-rugi sisipan adalah kehilangan daya akibat penyisipan perangkat diantara sumber dan beban. Rugi-rugi ini diberikan dalam bentuk perbandingan daya rugi-rugi terhadap daya yang datang (Power Loss Ratio/PLR) [28].

Perbandingan dalam dB berikut persamaannya :

$$\text{Insertion loss (dB)} = 10 \log_{10} \frac{|V_1|^2}{|V_2|^2} = 20 \log_{10} \frac{|V_1|}{|V_2|} \quad (2.3)$$

Dimana  $V_1$  adalah level sinyal sebelum instalasi filter dan  $V_2$  level sinyal setelah instalasi filter.

### c. *Return Loss*

*Return Loss* atau kehilangan refleksi adalah kehilangan kekuatan sinyal karena adanya refleksi balik yang disebabkan adanya diskontinuitas dalam suatu saluran transmisi telekomunikasi. Diskontinuitas ini dapat terjadi karena adanya ketidakcocokan dengan kondisi beban atau dengan perangkat peralatan pada pengguna. Keadaan ini biasanya dinyatakan sebagai rasio dalam desibel (dB) yaitu perbandingan antara amplitudo dari gelombang yang direfleksikan terhadap amplitudo gelombang yang dikirimkan.

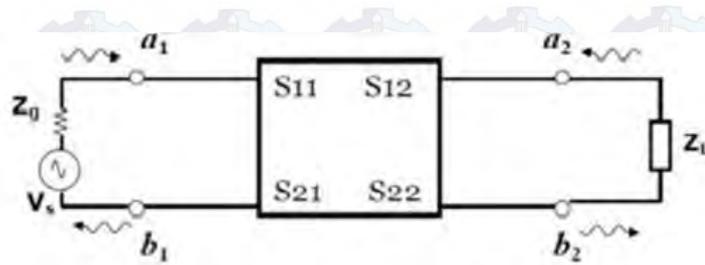
Nilai *return loss* yang sering digunakan adalah di bawah -9,54 dB untuk menentukan lebar *bandwidth*, sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan atau dengan kata lain, saluran tranmisi sudah matching [29].

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.4)$$

$$\text{Return loss} = 20 \log |\Gamma| \quad (2.5)$$

### d. Parameter S

Scattering parameters adalah istilah yang umum untuk gelombang elektromagnetik frekuensi tinggi[30]. Sebenarnya scattering parameter dapat diterapkan pada frekuensi berapapun tetapi yang lebih umum adalah pada frekuensi RF dan gelombang mikro. Parameter S menggambarkan perilaku listrik pada linear *electrical network*. Parameter S dapat digunakan untuk menyatakan VSWR, gain, return loss, transmission coefisien, reflection coefisien.



**Gambar 2.4** Parameter S pada rangkaian dua port

S-parameter dari network 2-port didefinisikan dengan variabel sebagai berikut :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.6)$$

dimana  $a_n = 0$  berarti impedansi yang ada telah match sempurna (tidak ada pantulan dari terminal impedansi) pada port  $n$ . Secara matriks dapat ditulis :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Parameter  $S_{11}$  dan  $S_{21}$  disebut juga dengan koefisien refleksi, sedangkan  $S_{12}$  dan  $S_{21}$  disebut koefisien transmisi. Parameter ini digunakan secara langsung dalam analisis sistem gelombang mikro (*microwave*). Secara umum, S-parameter digambarkan dalam bentuk amplitudo dan *phase*, misalnya  $S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\phi_{mn}}$  untuk  $m, n = 1, 2$ . Sering kali amplitudo dinyatakan dalam decibels (dB), dimana dapat dirumuskan dengan :

$$20 \log |S_{mn}| \quad \text{dB} \quad m, n = 1, 2 \quad (2.8)$$

dimana basis dari operasi logaritma yang digunakan adalah 10. Untuk karakteristik dari filter, didefinisikan dua parameter, yaitu :

$$L_A = -20 \log |S_{mn}| \quad \text{dB} \quad m, n = 1, 2 (m \neq n) \quad (2.9)$$

$$L_R = 20 \log |S_{nn}| \quad \text{dB} \quad n = 1, 2 \quad (2.10)$$

dimana  $L_A$  merupakan *insertion loss* antara port  $n$  dan  $m$  dan  $L_R$  *return loss* pada port  $n$ .

Selain dirumuskan dengan membandingkan antara tegangan yang dipantulkan dengan tegangan yang datang dari sumber atau perbandingan antara selisih impedansi beban dan instrinsik dengan penjumlahan impedansi beban dan instrinsik, koefisien refleksi ( $\Gamma$ ) dapat dinotasikan dengan menggunakan notasi S-parameter yaitu S11 atau S22.

Ketika sebuah sinyal ditransmisikan pada sebuah *frequency-selective network*, contohnya filter, beberapa jenis delay akan terjadi selama proses transmisi antara sinyal input dan sinyal output. Terdapat dua jenis delay pada karakteristik kinerja filter. Yang pertama adalah *phase delay*, yang didefinisikan dengan[3]:

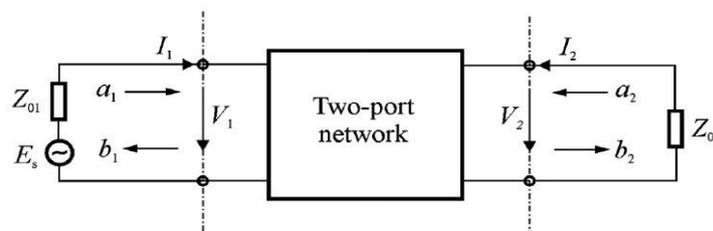
$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \text{ s} \quad (2.11)$$

dimana  $\phi_{21}$  dalam radian dan  $\omega$  dalam rad/s. Port 1 merupakan input dan port 2 adalah output. *Phase delay* merupakan waktu delay untuk sinyal *steady* sinusoidal dan delay ini bukan merupakan delay pada sinyal yang sebenarnya, karena sinyal *steady* sinusoidal tidak membawa informasi, terkadang delay ini disebut juga dengan *carrier delay*. Parameter yang lebih penting dari *phase delay* adalah *group delay*, dirumuskan dengan :

$$\tau_d = -\frac{d\phi_{21}}{d\omega} \text{ s} \quad (2.12)$$

Delay ini merupakan delay dari sinyal *baseband* yang sebenarnya dan sering disebut dengan *envelope delay*.

Pada *network analysis*, biasanya parameter refleksi  $S_{11}$  dinyatakan dalam bentuk impedansi  $Z_{01}$  dan biasa disebut dengan impedansi input  $Z_{in1} = V_1/I_1$ , dimana impedansi ini terdapat pada port 1.



**Gambar 2.5** Two-port network

Kebanyakan filter RF/gelombang mikro (*microwave*) dan komponen filter dapat direpresentasikan dengan *two-port network*, seperti yang ditampilkan pada gambar 2.4, dimana  $V_1$ ,  $V_2$ , dan  $I_1$ ,  $I_2$  merupakan variabel tegangan dan arus pada port 1 dan 2, dan  $Z_{01}$ ,  $Z_{02}$  merupakan impedansi pada masing-masing port. Sedangkan  $E_s$  adalah tegangan sumber atau generator. Variabel tegangan dan arus pada gambar 2.4 dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) \quad (2.13)$$

Persamaan (2.13) tersebut dapat ditransformasikan menjadi :

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1| e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (2.14)$$

dimana  $\text{Re}$  merupakan bagian real dari persamaan (2.14), sehingga bilangan kompleks dari tegangan dapat didefinisikan :

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \quad (2.15)$$

Karena sering kali kesulitan dalam menghitung tegangan dan arus pada frekuensi gelombang mikro, maka digunakan variabel gelombang  $a_1, b_1$  dan  $a_2, b_2$ , dimana  $a$  mengindikasikan gelombang datang dan  $b$  mengindikasikan gelombang pantul. Hubungan antara variabel gelombang dan variabel tegangan dan arus ditunjukkan dalam persamaan berikut :

$$\begin{aligned} V_n &= \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \\ I_n &= \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n) \end{aligned} \quad n = 1 \text{ dan } 2 \quad (2.16a)$$

atau

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \\ b_n &= \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \end{aligned} \quad n = 1 \text{ dan } 2 \quad (2.16b)$$

Persamaan di atas dapat digunakan untuk menyatakan persamaan daya pada port  $n$  :

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (2.17)$$

Jika (2.6) disubstitusi dengan (2.16b), maka akan menghasilkan persamaan seperti (2.4), karena  $S_{11}$  dan  $S_{22}$  menyatakan koefisien refleksi, seperti :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 / \sqrt{Z_{01}} - \sqrt{Z_{01}} I_1}{V_1 / \sqrt{Z_{01}} + \sqrt{Z_{01}} I_1} \quad (2.18)$$

Dengan mengganti  $V_1$  dengan  $Z_{in1} I_1$  dapat menghasilkan persamaan baru sebagai berikut :

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}} \quad (2.19)$$

dan

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}} \quad (2.20)$$

dimana  $Z_{in2} = V_2/I_2$  merupakan impedansi input pada port 2. Persamaan (2.19) dan (2.20) merupakan impedansi *matching* dari *network*.

S-parameter memiliki beberapa karakteristik atau sifat yang sangat berguna dalam analisis *network*. Jika *network* simetris, maka  $S_{11} = S_{22}$  dan  $S_{12} = S_{21}$ . Untuk sebuah *lossless passive network*, daya yang ditransmisikan dan daya yang dipantulkan harus sama dengan total daya yang terjadi, dapat ditulis dalam persamaan matematika :

$$\begin{aligned} S_{21} S_{21}^* + S_{11} S_{11}^* &= 1 \quad \text{atau} \quad |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \\ S_{12} S_{12}^* + S_{22} S_{22}^* &= 1 \quad \text{atau} \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \end{aligned} \quad (2.21)$$

#### e. Group Delay

Respon frekuensi atau yang disebut dengan fungsi transfer filter dirumuskan :

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\theta(\omega)} \quad (2.22)$$

dimana untuk  $|H(j\omega)|$  dan  $\theta(\omega)$  merupakan respon magnitude dan fasa.

Nilai ini mendefinisikan besarnya fasa dari sinyal sinusoidal bergeser setelah melewati filter. Fungsi group delay adalah sebagai ukuran linieritas dari respon fasa. Group delay yang konstan diperlihatkan dengan linieritas respon fasa, dirumuskan sebagai berikut:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\theta}{d(\omega)} \quad (2.23)$$

## 2.4 Saluran mikrostrip

Microstrip merupakan salah satu jenis planar transmisi line yang paling populer. Hal ini dikarenakan proses fabrikasinya mudah dan juga mudah terintegrasi dengan perangkat microwave pasif dan aktif yang lain. Saluran transmisi ini biasanya digunakan pada piranti yang bekerja pada daerah frekuensi gelombang mikro (orde GHz) [29]. Berikut merupakan pembahasan mengenai saluran mikrostrip.

Untuk keperluan perancangan pada saluran mikrostrip digunakan suatu rumus yang memungkinkan untuk mendapatkan nilai perbandingan antara lebar (W) dengan ketebalan (h) saluran mikrostrip berdasarkan pada impedansi saluran ( $Z_0$ ) yang telah ditentukan dan konstanta dielektrik ( $\epsilon_r$ ) dari substrat. Untuk  $W/h \leq 2$  :

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.24)$$

Di mana faktor A didapat dari :

$$A = 2\pi \frac{Z_0}{Z_f} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (2.25)$$

Untuk  $W/h \geq 2$  didapat dari persamaan (2.26);

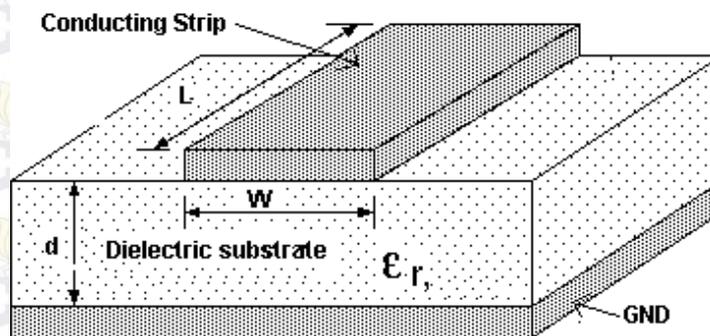
$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left( B - 1 - h(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( h(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) \quad (2.26)$$

Di mana faktor B didapat dari :

$$B = \frac{Z_f}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.27)$$

#### 2.4.1 Struktur saluran mikrostrip

Struktur mikrostrip secara umum seperti gambar. Sebuah konduktor strip dengan lebar  $W$  dan ketebalan  $t$  di atas substrat dielektrik yang memiliki konstanta dielektrik relatif  $\epsilon_r$  dan ketebalan  $d$ , dan bagian bawah substrat adalah ground plane.



**Gambar 2.6** Struktur mikrostrip

dimana :

$W$  = lebar konduktor

$d$  = ketebalan substrat

$\epsilon_r$  = permitivitas relatif dari substrat

mikrostrip memiliki beberapa kelebihan sendiri dibandingkan dengan microwave lain transmisi seperti Waveguide, kabel koaksial, garis strip dan lain-lain. Adapun keuntungannya seperti disebutkan seperti di bawah ini :

1. Fabrikasi lebih mudah untuk membuat sirkuit yang kompleks
2. Ukuran lebih kecil dan ringan
3. Memiliki bandwidth yang lebar
4. Memiliki keandalan yang baik
5. Reprodusibilitasnya tinggi

### 2.4.2 Rugi-rugi Mikrostrip

Komponen kerugian dari saluran mikrostrip tunggal diantaranya kerugian konduktor, kerugian dielektrik dan kerugian radiasi, sementara kerugian magnetik berpengaruh pada magnetik substrat. Konstanta propagasi pada saluran transmisi lossy adalah kompleks, dimana bagian real dalam neper per satuan panjang adalah konstanta redaman, yang merupakan jumlah dari konstanta redaman yang timbul dari masing-masing pengaruh.

### 2.5 Matching Impedansi

Matching impedansi digunakan untuk memastikan bahwa rangkaian yang dirancang harus sesuai dengan beban. Hal ini penting untuk jalur transmisi membawa frekuensi radio karena beban yang salah akan menyebabkan beberapa daya sinyal menjadi terpantul menuju sumber sinyal. Matching impedansi juga penting untuk komponen aktif dan pasif dalam suatu sistem. Misalnya, filter pasif harus memiliki impedansi yang tepat. Nilai impedansi yang biasa dipakai pada perangkat yaitu  $50 \Omega$ , untuk itu rangkaian yang dibuat pada filter ini juga idealnya adalah  $50 \Omega$  agar terdapat kesesuaian antara rancangan dan peralatan yang digunakan. Jika nilai impedansi tidak matching maka filter tidak akan memiliki respon frekuensi yang benar. Pada filter aktif harus memiliki nilai impedansi yang sesuai untuk mencegah ketidakstabilan filter.

Impedansi input dapat diekspresikan dengan nilai *rectangular* ( $Z_L = R + jX$  dengan R adalah bagian real dari  $Z_L$  dan X adalah bagian imajiner dari  $Z_L$ ) atau nilai polar ( $Z_L = M \angle P$  dimana M adalah magnitudo dari  $Z_L$  dan P adalah sudut phase).

$$Z_L = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \times Z_0 \quad (2.28)$$

### 2.6 Substrate Integrated Wavecircuit

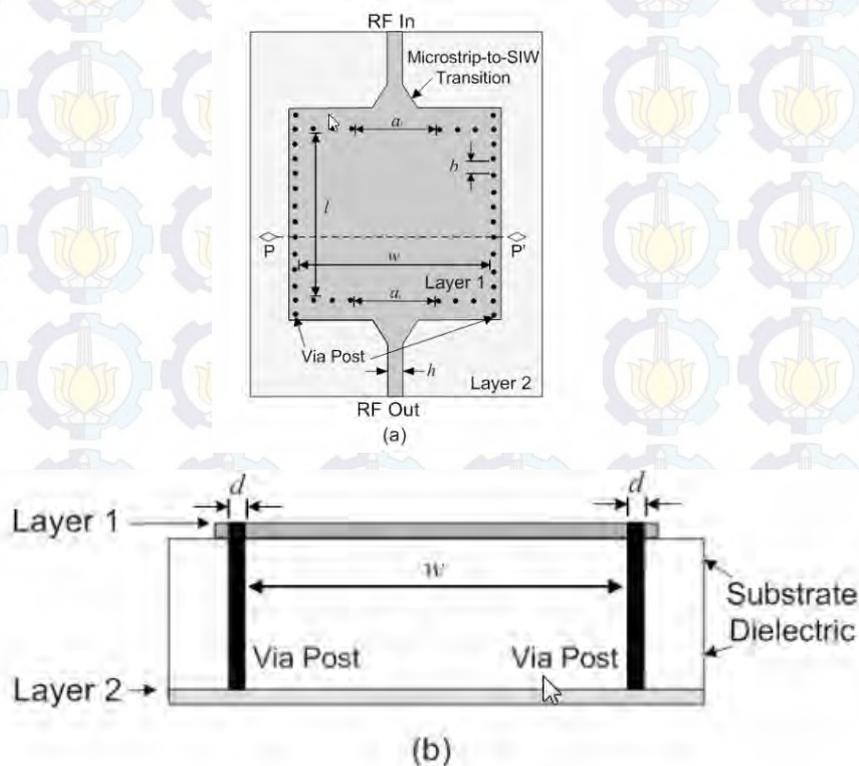
*Cavity* pada Substrate Integrated Waveguide (SIW) memiliki prinsip kerja yang sama dengan prinsip kerja 3D waveguide konvensional. Tetapi

terdapat perbedaan utama yaitu pada dielektrik udara dibanding dielektri material. Penggunaan frekuensi yang lebih tinggi pada SIW menyebabkan lebih rentan terhadap loss. Selain itu substrat dielektrik yang lebih kecil pada SIW mencegah mode Transverse Magnetic (TM) untuk beresonansi. Oleh karena itu, hanya mode Transverse Electric (TE) yang dapat mentransmisikan secara efektif pada SIW. Berikut merupakan parameter untuk melakukan pemodelan dan desain SIW beberapa parameter yang diperhatikan dalam diameter  $d$  dari via dan jarak antar via  $b$  [32].

$$d < \lambda_g / 5 \quad (2.29)$$

$$b \leq 2d \quad (2.30)$$

Parameter di atas sangat diperlukan dalam perancangan model SIW karena bila diabaikan dapat menyebabkan kebocoran sinyal dan banyak rugi pada bagian via SIW[33]. Berikut merupakan single SIW cavity resonator yang ditunjukkan pada gambar 2.4.



**Gambar 2.7** SIW single cavity resonator, (a) tampak atas dan (b) tampak samping

Dengan  $a$  adalah lebar *step transition*,  $l$  merupakan panjang SIW,  $w$  merupakan lebar SIW dan  $P$  jarak antar Via. Metal pada layer 1 dan 2 pada atas dan bawah menciptakan waveguide dengan via pada sisi masing-masing layer. Saluran transmisi microstrip  $50 \Omega$  (dengan lebar  $h$ ) termasuk daerah transisi yang terhubung dengan layer metal bagian atas pada resonator SIW cavity. Persamaan berikut menunjukkan mode frekuensi resonan pertama pada SIW cavity.

$$f_{101} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l_{eff}}\right)^2} \quad (2.31)$$

$$l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95.b}; \quad w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95.b} \quad (2.32)$$

Dimana  $f_{101}$  adalah mode resonan pertama dari cavity,  $w$  dan  $l$  adalah lebar dan panjang dari single SIW cavity,  $d$  adalah diameter dari via, dan  $b$  adalah jarak antar via.

## 2.6. Slot Line

Penggunaan slot lines pada filter substrate integrated waveguide mempengaruhi *selectivity* frekuensi. Dimana frekuensi center akan bergeser dengan merubah nilai dari panjang ataupun lebar dari slot lines. Dengan adanya slot lines pada feed line, maka *transmission zeros* terbentuk [34].

Selain berpengaruh terhadap selektivitas dari frekuensi kerja penggunaan slot line juga berpengaruh terhadap *out of band rejection* dimana optimasi terhadap parameter *slot line* dapat meningkatkan kinerja filter pada parameter  $S_{21}$  yang berpengaruh pada nilai *insertion loss* yang rendah dan peningkatan lebar bandwidth dari filter [16].

## 2.7. Stub

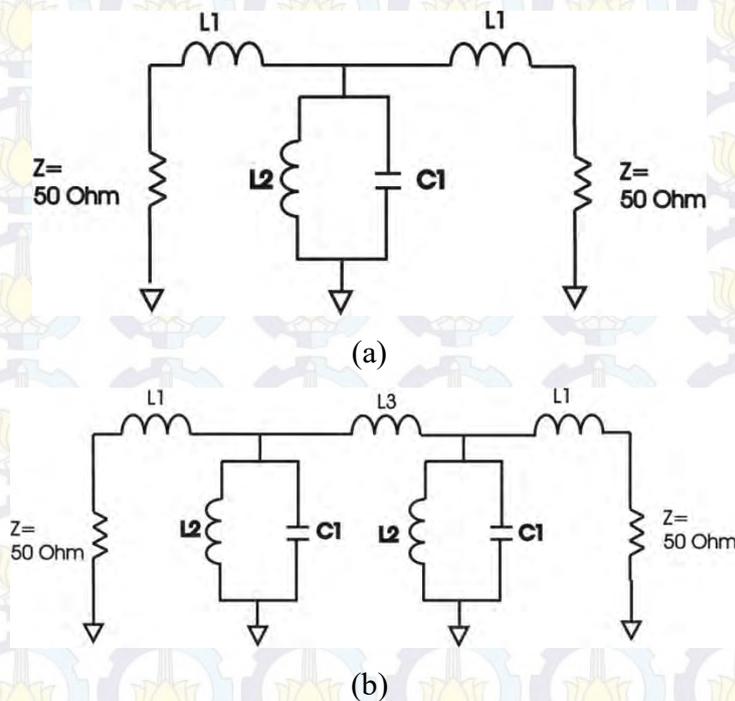
Di gelombang mikro dan teknik radio frekuensi *Stub* adalah panjang dari saluran transmisi atau *waveguide* yang menghubungkan anatara ujung dengan

ujung lainnya. Ujung bebas dari stub salah satunya adalah *left open circuited*. Mengabaikan rugi-rugi dari saluran transmisi maka *impedance* masukan akan bersifat reaktif. Baik kapasitif maupun induktif bergantung pada panjang dari *stub*. *Stub* memungkinkan mempertimbangkan ketergantungan frekuensi kapasitor dan ketergantungan frekuensi induktor [35]

Dikarenakan *stub* bersifat reaktif di panjang elektrik, *stub* biasanya diaplikasikan pada UHF atau sirkuit gelombang mikro dimana panjang saluran sangat berperan. *Stub* pada umumnya digunakan pada sirkuit *matching impedance* di antenna filer frekuensi selektif [35].

### 2.8. Lumped Filter

*Lumped filter* adalah struktur filter yang dibangun dari masing-masing komponen fisik seperti induktor, kapasitor, atau resistor untuk membentuk rangkaian yang dapat melewatkan frekuensi tertentu dan menghambat frekuensi lainnya. Mendesain BPF dengan menggunakan komponen *lumped* dapat digunakan rangkaian seperti pada Gambar 2.5a dan Gambar 2.5b. Gambar 2.5a merupakan rangkaian ekuivalen single mode dan Gambar 2.5b merupakan rangkaian ekuivalen dual mode.



**Gambar 2.8** Rangkaian Ekuivalen, (a) single mode dan (b) dual mode

Agar bekerja pada frekuensi yang diinginkan maka rangkaian ekivalen pada Gambar 2.5 diberikan nilai yang sesuai. Untuk memperoleh nilai komponen L2 dan C1 yang sesuai dapat dipergunakan persamaan :

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C} \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.33)$$

$$X_L = \omega' Z_0 g_1 \quad (2.34)$$

$$X_{LC} |_{\omega=\omega_c} = X_L |_{\omega'=1} \quad (2.35)$$

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} \cdot \frac{1}{\omega^2_0 - \omega^2_c} \quad (2.36)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C} \quad (2.37)$$

dengan

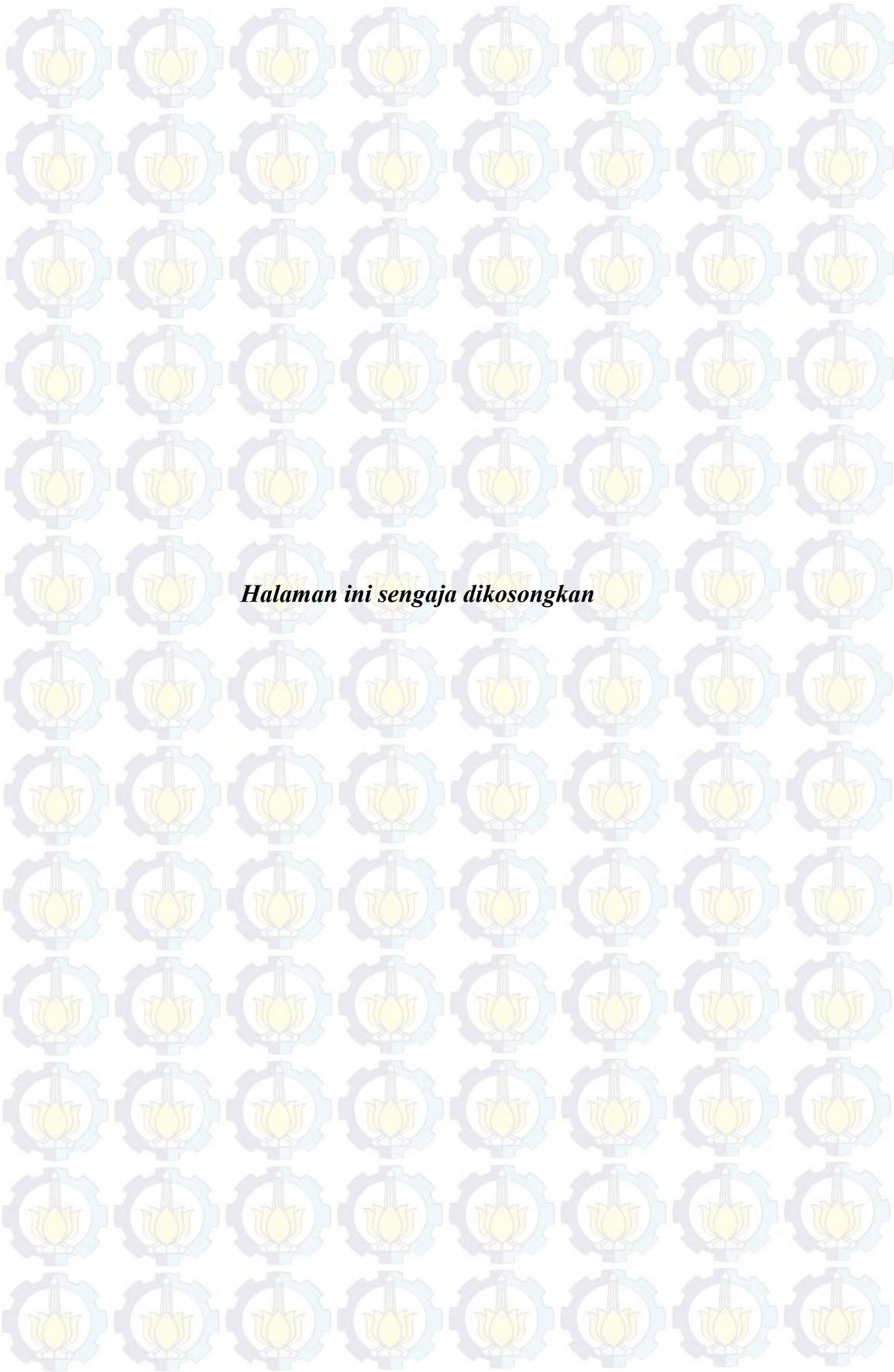
- $Z_0$  adalah Zin dan Zout filter
- $g_1$  adalah nilai elemen prototipe filter butterworth
- $\omega$  mean aritmatik dari batas-batas frekuensi yang dilewatkan

Perhitungan kopling koefisien induktansi L1 adalah pendekatan induktansi via yang dapat dihitung menggunakan persamaan berikut:

$$L_v = 5.08 x h x \left( \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + 1 \right) \quad (2.38)$$

Dimana  $h$  tinggi via,  $d$  diameter via. Induktansi nilai outer *coupling* untuk menentukan karakteristik nilai *fractional bandwidth*. Mengenai desain kopling SIW maka persamaan L4 adalah sebagai berikut :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.39)$$

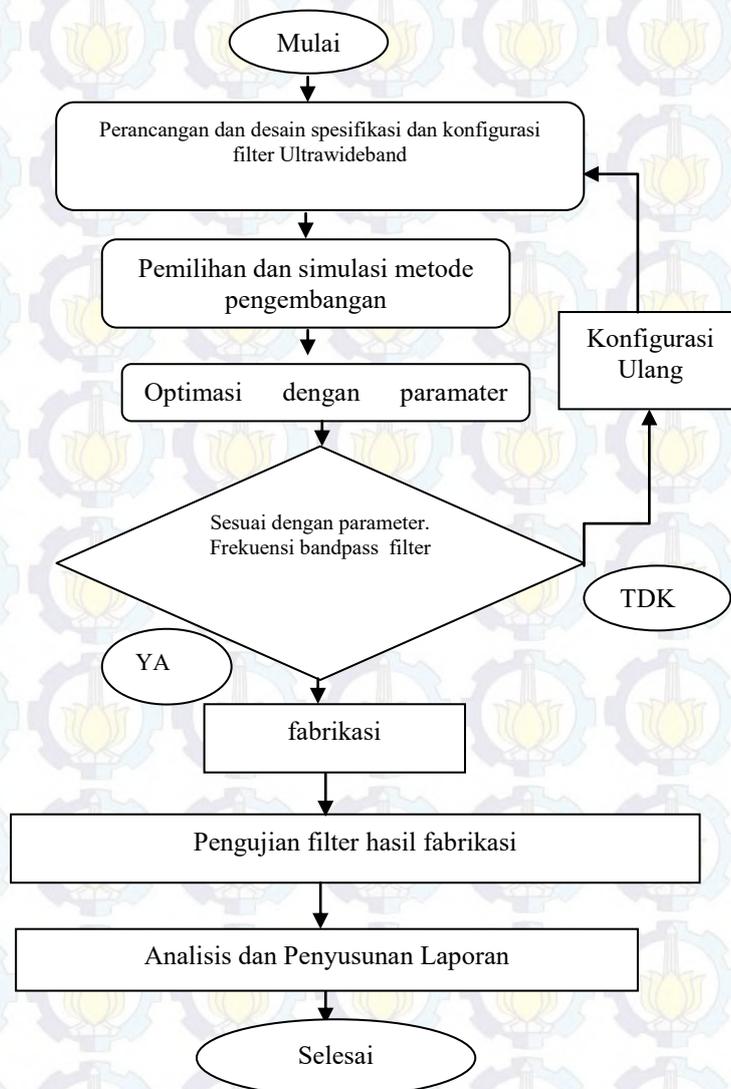


*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BAB III METODE PENELITIAN

### 3.1 Tahapan Perancangan Filter

Ada beberapa tahapan dalam perancangan filter ini, diantaranya adalah penentuan spesifikasi substrat yang akan digunakan, penentuan parameter *SIW*, penentuan parameter via. Setelah menentukan perancangan tersebut akan disimulasikan dan difabrikasi dan kemudian dilakukan pengukuran. Berikut diagram alir gambar perancangan filter :



**Gambar 3.1** Diagram Alir Perancangan Filter

#### **a. Perancangan dan desain spesifikasi dan konfigurasi filter**

Pada awal perancangan filter Ultra wideband yaitu dengan menentukan spesifikasi filter rancangan diantaranya rentang frekuensi kerja, jenis substrate dielektrik, dan perhitungan pembahasan geometris dimensi filter berbasis substrate integrated waveguide.

#### **b. Pemilihan dan Simulasi metode pengembangan**

Melakukan simulasi dan pemilihan metode desain filter *Ultra Wideband* yang telah melalui tahapan modifikasi sehingga diperoleh parameter S11, S21, dan respon frekuensi yang diinginkan. Dan selanjutnya tahap Optimasi dengan parameter sweep (tool optimasi pada computer simulation technology) dengan mengitersi nilai-nilai dari dimensi komponen yang terdapat pada filter dan mengambil nilai yang paling optimal.

#### **c. Fabrikasi filter**

Dilakukan fabrikasi filter UWB hasil simulasi menggunakan substrat RO 4360 dengan  $\epsilon_r = 6.15$ .

#### **d. Pengujian filter hasil fabrikasi**

Pengujian hasil filter fabrikasi menggunakan *network analyzer* untuk memperoleh *return loss* dan *insertion loss*.

#### **e. Perbandingan hasil simulasi dan pengukuran**

Selanjutnya filter hasil fabrikasi dianalisa dan dibandingkan dengan filter hasil simulasi.

### **3.2 Perancangan dan desain filter**

Pada perancangan dan desain filter meliputi beberapa tahap desain yaitu penentuan luas cavity dari substrate integrated waveguide circuit yang disesuaikan dengan frekuensi spesifikasi, penentuan panjang dan lebar dari feed lines untuk mendapatkan matching impedance sebesar nilai 50 ohm, dan perancangan komponen-komponen filter diantaranya slot lines, stub, coupling resonator, dan defected ground structure.

Untuk tahapan pemodelan yang telah dilakukan terbagi atas : pemodelan desain awal SIW, pemodelan desain HMSIW single mode, dan pemodelan desain HMSIW dual mode.

### 3.2.1 Spesifikasi Frekuensi kerja pada Filter Rancangan

Pada frekuensi kerja ini digunakan untuk Ground Penetrating Radar ditentukan Sebagai berikut :

- a. Frekuensi cuoff bawah ( $f_1$ ) : 2000 MHz
- b. Frekuensi cutoff atas ( $f_2$ ) : 2500 MHz
- c. Bandwidth : 500 Mhz
- d. Frekuensi Tengah ( $f_0$ ) :2250 MHz
- e. Fractional Bandwidth (FBW) :

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{2500 - 2000}{2250} = 0.222 = 22,2 \%$$

- f. *Insertion loss* bandwidth < -3 dB
- g. *Return loss* bandwidth < -10 dB
- h. Variasi *Group delay* < 1ns

### 3.2.2 Perancangan Geometri dasar Filter SIW

Penjelasan dan perhitungan matematis bagian-bagian dari filter UWB adalah sebagai berikut :

#### a. Via

Pada perancangan via, parameter yang perlu diperhatikan adalah diameter  $d$  dari via yang digunakan utuk waveguide dan jarak antar center via  $p$ . Untuk mendapat diameter  $d$  dari via dihitung melalui persamaan (2.29) [32].

$$d < \lambda_g / 5$$

$$d < \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} / 5$$

$$d < \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10^9 \sqrt{6.15}} / 5$$

$$d < 0.06048 / 5$$

$$d < 12mm$$

Dimana  $\lambda_g$  merupakan panjang gelombang filter beroperasi,  $\epsilon_{re}$  adalah konstanta dielektrik dari substrat,  $f$  merupakan frekuensi kerja filter. Sesuai dengan hasil perhitungan diameter  $d < 12$  mm, maka dipilih  $d = 1$  mm

Untuk menentukan nilai dari jarak antar via  $p$  ditunjukkan pada persamaan (2.30), yaitu dengan memasukkan hasil dari persamaan (2.29) kedalam persamaan (2.30)

$$p \leq 2d$$

$$p \leq 2.1 \text{ mm}$$

$$p \leq 2 \text{ mm}$$

Dimana  $d=1$  mm maka dipilih  $p=2$  mm.

#### **b. Single SIW Cavity**

Perancangan filter rectangular SIW berdasar pada  $TE_{10}$  yang ditentukan dengan frekuensi resonan. Penentuan dari lebar dari SIW ( $w$ ) dan panjang dari SIW ( $l$ ) yaitu dengan menggunakan persamaan (2.31) dan persamaan (2.32). Berikut merupakan perhitungan untuk menentukan lebar efektif dari SIW ( $w_{eff}$ ) dan panjang efektif ( $l_{eff}$ ) menggunakan persamaan (2.31)

$$f_{r10} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l_{eff}}\right)^2}$$

Dengan menggunakan perumpamaan  $w_{eff}=l_{eff}$  maka

$$f_{r10} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{2x\left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2}$$

Dimana  $f_{r10} = 2$  GHz,  $c = 3.10^8$ ,  $\mu_r = 1$ ,  $\epsilon_r = 6.15$ , maka

$$2x10^9 = \frac{3x10^8}{2\pi\sqrt{1x6.15}} \sqrt{2x\left(\frac{\pi}{w_{eff}}\right)^2}$$

$$2 \times 10^9 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{6.15}} \times \left( \frac{\pi}{w_{eff}} \right) \sqrt{2}$$

$$2 \times 10^9 = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{6.15}} \times \left( \frac{\pi}{w_{eff}} \right) \sqrt{2}$$

$$w_{eff} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 10^9 \times 2\pi\sqrt{6.15}} \times \pi \times \sqrt{2}$$

$$w_{eff} = 0.04277 \text{ mm}$$

$$w_{eff} = 42.77 \text{ mm}$$

Maka nilai  $l_{eff}$  dan  $w_{eff} = \pm 42.77 \text{ mm}$

Untuk mode  $TE_{10}$ , lebar efisien  $w_{eff}$ , dan panjang efisien  $l_{eff}$ , dan resonansi *SIW cavity*,

Hasil dari persamaan (2.31) dimasukkan kedalam persamaan (2.32)

sehingga nilai panjang SIW ( $l$ ) dan lebar SIW ( $w$ ) dapat diketahui yaitu sebagai berikut :

$$l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95 \cdot b}, \quad w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95 \cdot b}$$

$$l_{eff} = l - \frac{d^2}{0.95 \cdot b}$$

$$l = l_{eff} + \frac{d^2}{0.95 \cdot b}$$

$$l = 42.77 + \frac{1^2}{0.95 \cdot 1}$$

$$l = 42.77 + 1.05263$$

$$l = 43.8 \text{ mm}$$

Dan untuk  $w$ ,

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95 \cdot b}$$

$$w = w_{eff} + \frac{d^2}{0.95 \cdot b}$$

$$w = 42.77 + \frac{1^2}{0.95 \cdot 1}$$

$$w = 42.77 + 1.05263$$

$$w = 43.8 \text{ mm}$$

Sehingga untuk panjang dan lebar dari SIW yaitu sebesar  $\pm 43.8 \text{ mm}$

### c. Feed line

Pada perancangan *feed line*, parameter yang perlu diperhatikan adalah lebar feed line (W), tebal substrat (h), dan tebal dari *copper* (t). Agar feed line filter *match* dengan saluran transmisi maka perlu dirancang *microstrip line feed* yang memiliki impedansi 50 Ohm sesuai dengan impedansi pada saluran transmisi. Untuk mendapat nilai impedansi yang sesuai digunakan analisis perhitungan dan melalui *tools CST*. Analisis perhitungan melalui persamaan (2.24) sampai (2.27) :

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left( B - 1 - h(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( h(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right)$$

Untuk mendapat faktor B menggunakan rumus (2.27):

$$B = \frac{Z_f}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Dengan adalah nilai impedansi gelombang di ruang bebas (376.8 Ohm) dan merupakan impedansi saluran yang diinginkan yaitu 50 Ohm.

$$B = \frac{376.8}{2 \times 50 \sqrt{6.15}} = 1.52$$

Dari hasil perhitungan diatas nilai dimasukkan ke persamaan 2.26.

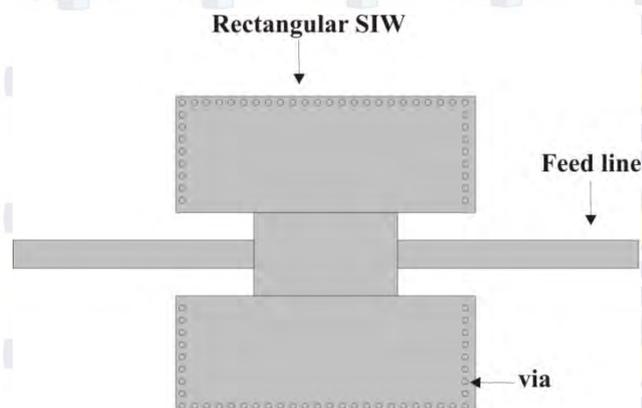
$$\frac{w}{1.524} = \frac{2}{\pi} \left( 1.52 - 1 - 1.524x(2 \times 1.52 - 1) + \frac{6.15 - 1}{2 \times 6.15} \left( 1.524x(1.52 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{6.15} \right) \right)$$

$$w = \frac{2}{\pi} (0.52 - 3.1 + 0.418(0.8 + 0.39 - 0.1)) \times 1.524 = 2.24 \text{ mm}$$

Pada perhitungan di CST didapat hasil nilai dari lebar port ( $W$ ) semakin besar maka impedansi saluran akan semakin mengecil, pada simulasi awal lebar dari *feed line* sebesar 4.6 mm dan menghasilkan impedansi saluran sebesar 38.72 Ohm. Untuk menghasilkan impedansi saluran yang *matching* yaitu sebesar 50 ohm maka lebar *feed line* ( $W$ ) adalah 2.3 mm.

### 3.2.3 Pemodelan Desain Awal SIW

Pada pemodelan desain awal dengan SIW menggunakan *software CST Microwave Studio*, karakteristik yang ingin didapat adalah parameter  $S_{11}$  dan  $S_{21}$ . Sehingga mendapat kinerja filter *Ultra Wideband* dengan metode *Substrate Integrated Waveguide Single Cavity*.



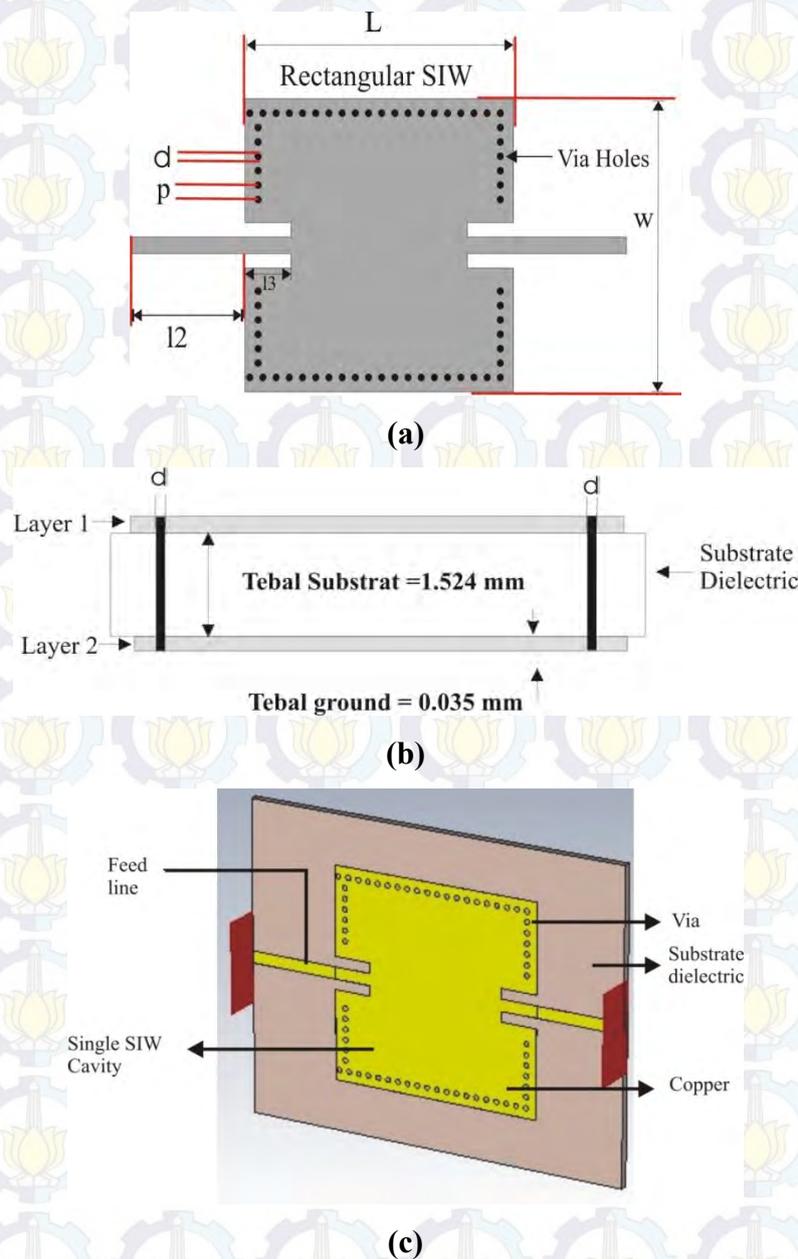
**Gambar 3.2** Desain Filter

Pada gambar 3.2 merupakan pemodelan desain awal SIW dan bagian-bagiannya yaitu *feed line*, *substrate integrated waveguide*, dan *via*. Dalam penentuan desain digunakan perhitungan untuk mendapat ukuran yang sesuai, untuk mendapatkan kinerja filter yang optimal.

#### 3.2.3.1 Perancangan Geometri desain awal Filter SIW

Rancangan yang disulkan dalam pemodelan desain awal SIW ini seperti yang terlihat pada gambar 3.3. Untuk mendapatkan struktur filter bandpass UWB yaitu dengan menggunakan *single mode SIW cavity*. Pada proses perancangan

agar menghasilkan yang sesuai dengan spesifikasi rancangan maka dilakukan perhitungan geometri desain awal filter SIW dan dengan simulasi menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio dan beberapa karakteristik filter seperti *insertion loss* (S11), *return loss* (S21), dan *E-field*, bentuk rancangan seperti pada gambar 3.2.



**Gambar 3.3.** Topologi Filter SIW, (a) tampak atas, (b) tampak samping, (c) 3 dimensi

Dengan  $L$  merupakan panjang SIW,  $l_{eff}$  panjang efektif SIW,  $w$  merupakan lebar SIW,  $w_{eff}$  lebar efektif SIW,  $p$  jarak antar Via, dan  $d$  adalah diameter via.

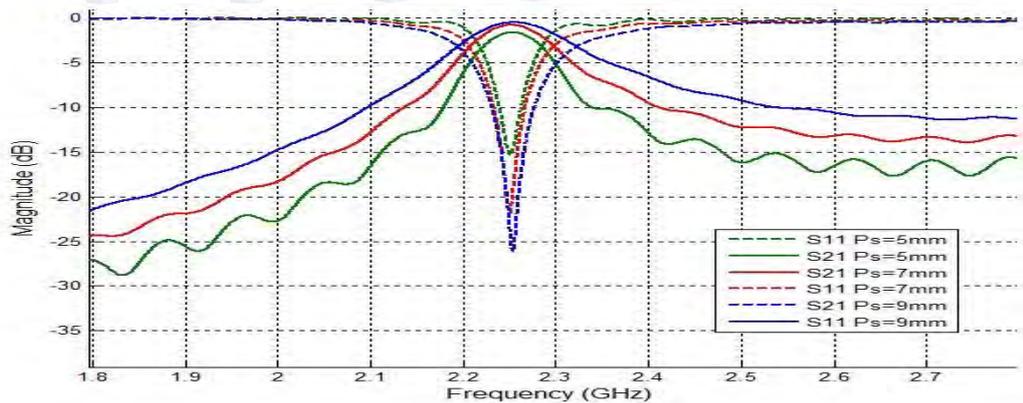
Geometri dari dimensi filter UWB berbasis SIW ditunjukkan pada tabel 3.1.

**Tabel 3.1** Dimensi dari pemodelan desain awal SIW

No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak (mm <sup>2</sup> )
1	Feed line	17.34	2.3	2
2	HMSIW Cavity	40.74	40.74	1
3	Slot	7	2	2
5	Via (diameter)	1	-	64

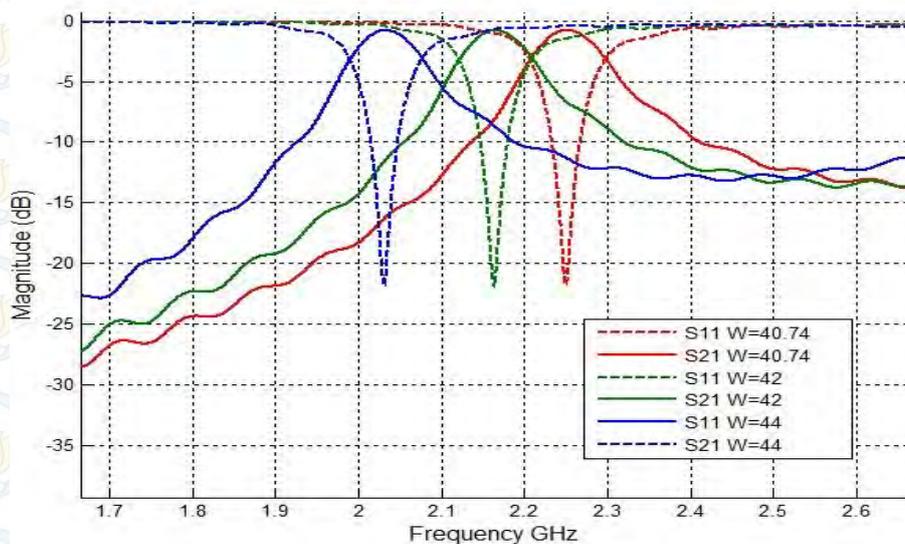
### 3.2.3.2 Simulasi dan Optimasi Filter desain awal SIW

Untuk mendapat filter yang sesuai dengan spesifikasi maka perlu dioptimasi dengan menganalisa pengaruh karakteristik dari perubahan dimesi menggunakan *parameter sweep* (tool optimasi pada computer simulation technology) dengan mengitersi nilai-nilai dari dimensi komponen yang terdapat pada filter dan mengambil nilai yang paling optimal. Pada gambar.3.4 – gambar.3.5 ditunjukkan hasil dari analisis parametrik.



**Gambar 3.4.** Respon frekuensi perubahan panjang slot

Perubahan panjang slot memberikan pengaruh pada respon frekuensi yaitu semakin panjang slot maka slope frekuensi dari parameter  $S_{11}$  semakin curam dan nilai insertion loss semaiKn kecil, bandwidth pass band semakin lebar.



**Gambar 3.5.** Respon frekuensi perubahan panjang SIW

Perubahan yang kedua yaitu pada panjang SIW, dimana semakin besar nilai  $W$  maka frekuensi tengah bandpass filter akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah.

### 3.2.4 Pemodelan desain HMSIW single mode

Pada desain ke dua ini merupakan pemodelan desain Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) single mode yaitu dengan miniaturisasi dari lebar SIW pada desain pertama dengan ukuran hampir setengahnya.

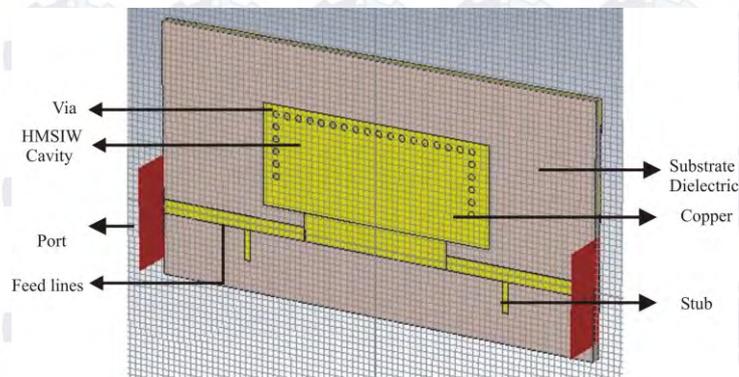
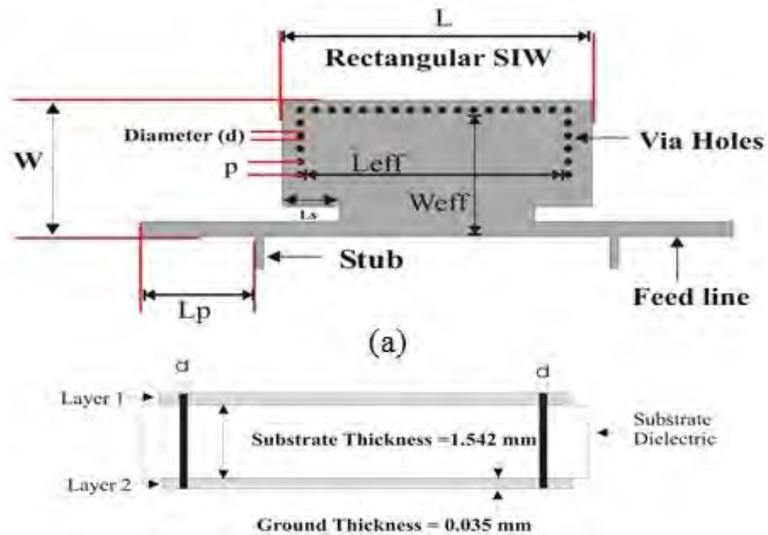
Pada pemodelan desain HMSIW single mode karakteristik yang ingin didapat adalah parameter  $S_{11}$  dan  $S_{21}$ , parameter ini berfungsi untuk menunjukkan nilai *insertion loss* dan *return loss* sehingga dapat menjamin dari kualitas dan kuantitas level sinyal yang diteruskan.

CST microwave studio 2014 digunakan untuk mensimulasi design dari HMSIW single mode. Tujuan disumaliskan adalah untuk melihat bagaimana karakteristik atau kinerja filter, telah sesuai dengan spesifikasi atau perlu adanya metode pengembangan untuk kinerja filter yang lebih baik.

#### 3.2.4.1 Perancangan Geometri Filter HMSIW single mode

Rancangan yang diusulkan dalam pemodelan desain HMSIW single mode ini seperti yang terlihat pada gambar 3.4. Untuk mendapatkan struktur filter

bandpass yaitu dengan menggunakan slot lines dan *HMSIW cavity*. Pada proses perancangan agar menghasilkan yang sesuai dengan spesifikasi rancangan maka dilakukan simulasi dengan menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio dan beberapa karakteristik filter seperti *insertion loss*  $S_{11}$ , *return loss*  $S_{21}$ , dan *E-field*, bentuk rancangan seperti pada gambar 3.6.

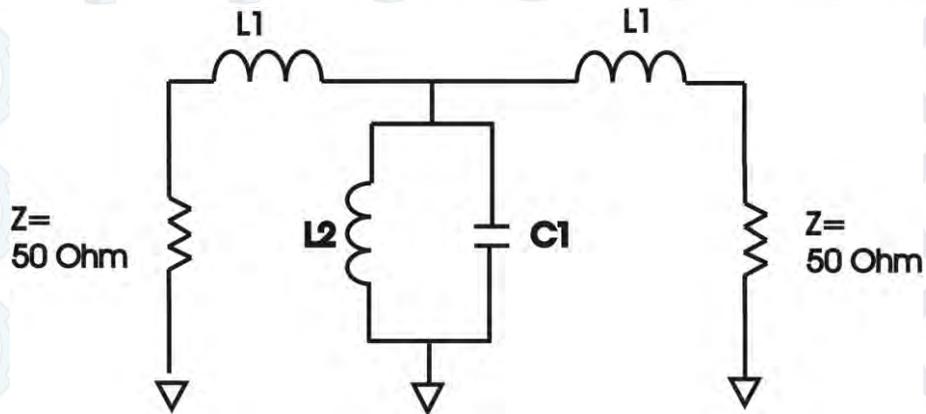


**Gambar 3.6.** Topologi Filter SIW, (a) tampak atas, (b) tampak samping, (c) 3 dimensi

### 3.2.4.2 Konfigurasi Filter HMSIW single mode *Lumped Element*

*Lumped filter* adalah struktur filter yang dibangun dari masing-masing komponen fisik seperti induktor, kapasitor, atau resistor untuk membentuk rangkaian yang dapat melewatkan frekuensi tertentu dan menghambat frekuensi

lainnya. Gambar 3.7 menunjukkan konfigurasi rangkaian ekivalen filter HMSIW dual mode



Gambar 3.7. Rangkaian Ekivalen Filter HMSIW single mode

Agar bekerja sesuai dengan spesifikasi filter yang diharapkan maka setiap komponen yang terdapat pada Gambar 3.7 harus diberikan nilai yang sesuai. Untuk memperoleh nilai komponen yang sesuai dapat dipergunakan persamaan 2.33 – 2.37:

	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7	L8	C9	L10
	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7	C8	L9	C10
n										
1	2.0000									
2	1.4142	1.4142								
3	1.0000	2.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180					
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129

Gambar 3.8. Prototipe LPF Butterworth

Dengan pendekatan disesuaikan dengan karakteristik filter HMSIW dual mode, variabel untuk menentukan nilai kapasitansi (C) dan induktansi (L) sangat berpengaruh pada nilai frekuensi *cut off* ( $\omega_c$ ) dan *attenuation pole frequency*. Parameter perhitungan nilai L2 serta C1 adalah,

$$\omega_c = 1.4\text{GHz}$$

$$\omega_0 = 2\text{GHz}$$

$g_1=2$  (nilai butterworth dengan  $n=1$ )

$$Z_0=50 \text{ Ohm}$$

Dengan asumsi  $L_2 = L$  dan  $C_1 = C$  maka dapat dihitung sebagai berikut:

$$C = \frac{1.4}{50.2} \cdot \frac{1}{2^2 - 1.4^2} = 6.8627 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 (2 \times 10^9 / 2\pi)^2 \times 6.8627 \times 10^{-12}} = 0.3643 \text{ nH}$$

Perhitungan koefisien induktansi  $L_1$  adalah pendekatan induktansi via yang dapat dihitung menggunakan persamaan 2.38:

$$L_v = 5.08 \times h \times \left( \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + 1 \right)$$

Dengan nilai  $h$  adalah kedalaman penetrasi via (substrat + *copper*) dalam satuan *inch*. Sedangkan untuk  $d$  adalah diameter via (*inch*).

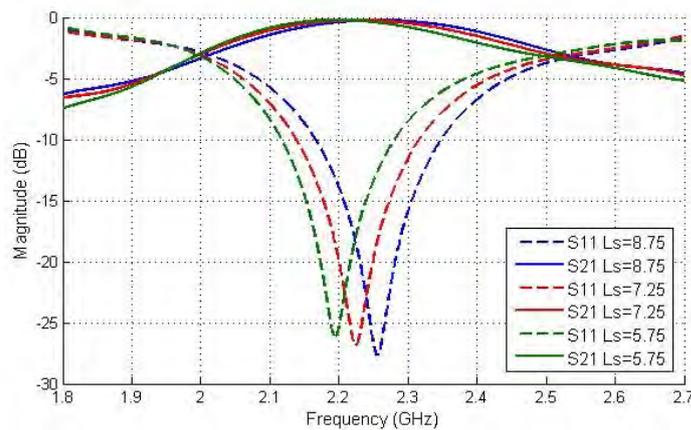
$$L_v = 5.08 \times (0.06275) \times \left( \ln \left( \frac{4 \times 0.06275}{0.039} \right) + 1 \right) \text{ nH} = 0.9 \text{ nH}$$

### 3.2.4.3 Simulasi Filter HMSIW single mode dan Optimasi pada Frekuensi 2-2.5 GHz

Simulasi Filter HMSIW single mode diawali dengan memasukkan parameter-parameter yang telah diketahui dari hasil perhitungan sebelumnya maupun dari teori yang telah dipelajari sebelumnya. Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak *CST Microwave Studio 2014*.

Untuk mendapatkan karakteristik yang diinginkan dari filter HMSIW single mode maka konfigurasi dari struktur filter perlu dianalisis secara parametric dengan menggunakan software *CST Microwave*. Karakteristik filter yang dievaluasi yaitu *return loss*, *insertion loss*, dan *E-field*. Setelah fabrikasi filter, karakteristik filter kemudian dievaluasi melalui analisis eksperimental.

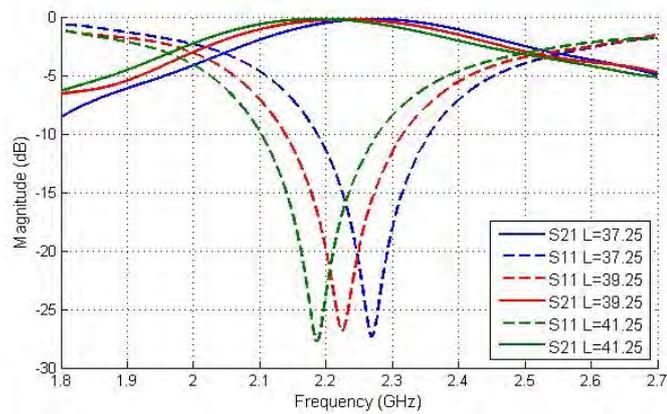
Untuk mendapat filter yang sesuai dengan spesifikasi maka perlu dioptimasi yaitu dengan menganalisa pengaruh karakteristik dari perubahan dimensi filter atau bisa disebut dengan analisis parametrik. Analisis parametrik dilakukan dengan memberikan nilai yang berbeda beda pada parameter komponen yang terdapat pada filter. Pada gambar.3.9 – gambar.3.12 ditunjukkan hasil dari analisis parametrik.



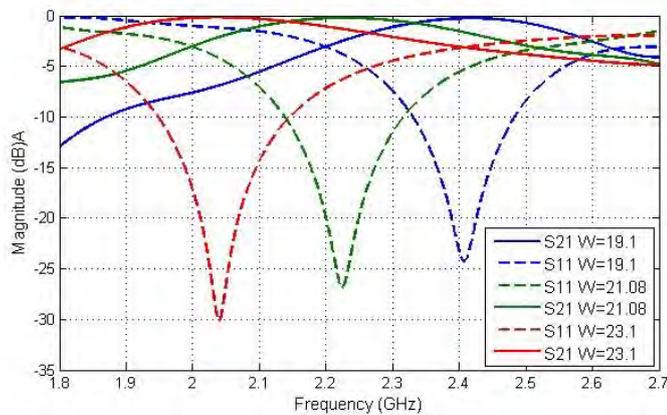
**Gambar 3.9.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai Panjang Stub  $L_s$

Pengaruh dari perubahan nilai panjang stub terhadap kinerja filter HMSIW single mode ditunjukkan pada Gambar. 3.9. Dari gambar, dapat dilihat bahwa perubahan panjang stub berpengaruh terhadap bergesernya frekuensi tengah pass band dan nilai *return loss*, dimana semakin panjang stub frekuensi tengah bergeser ke frekuensi yang lebih tinggi dan nilai *return loss* yang semakin kecil.

Perubahan dari parameter panjang HMSIW cavity  $L$  juga dapat digunakan untuk mengontrol lebar bandwidth filter HMSIW single mode. Gambar.3.10 menunjukkan pengaruh dari variasi nilai terhadap respon simulasi. Variasi nilai panjang dari HMSIW cavity dari 37.25mm sampai 41.25mm dimana semakin besar nilai  $L$  HMSIW cavity maka frekuensi cut off bawah akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dan juga berpengaruh terhadap *bandwidth* yang semakin lebar.

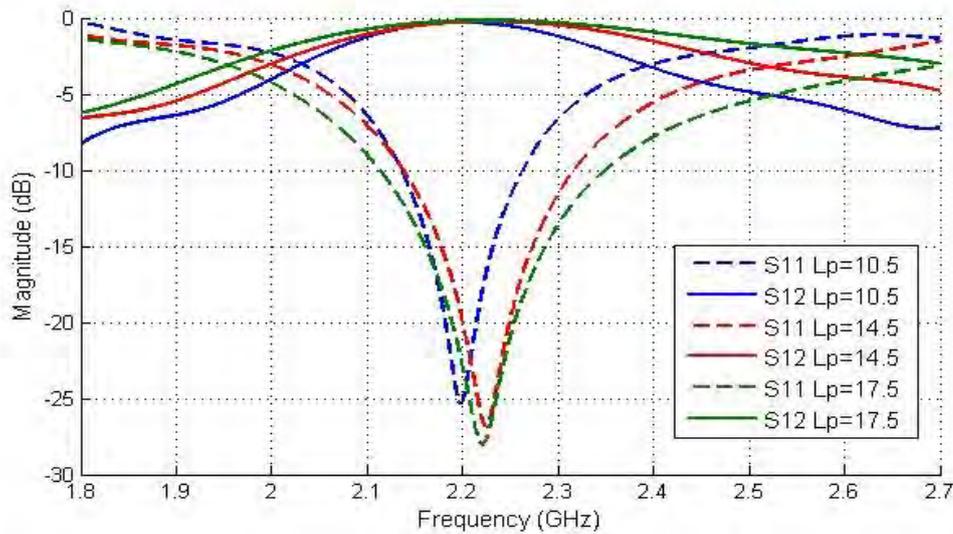


**Gambar 3.10.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai panjang HMSIW cavity  $L$



**Gambar 3.11.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai lebar HMSIW cavity  $W$

Gambar 3.11 menunjukkan respon frekuensi filter HMSIW single mode dengan variasi pada parameter lebar HMSIW cavity. Dari gambar dapat dilihat bahwa perubahan dari nilai lebar  $W$  berpengaruh signifikan terhadap nilai tengah frekuensi dan nilai *return loss* dimana semakin besar nilai  $W$  maka frekuensi tengah akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dan dengan nilai *return loss* yang semakin kecil. Pada gambar tersebut juga menunjukkan bahwa perubahan terhadap nilai  $W$  tidak berpengaruh terhadap nilai *insertion loss*.



**Gambar 3.12.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai panjang port  $L_p$

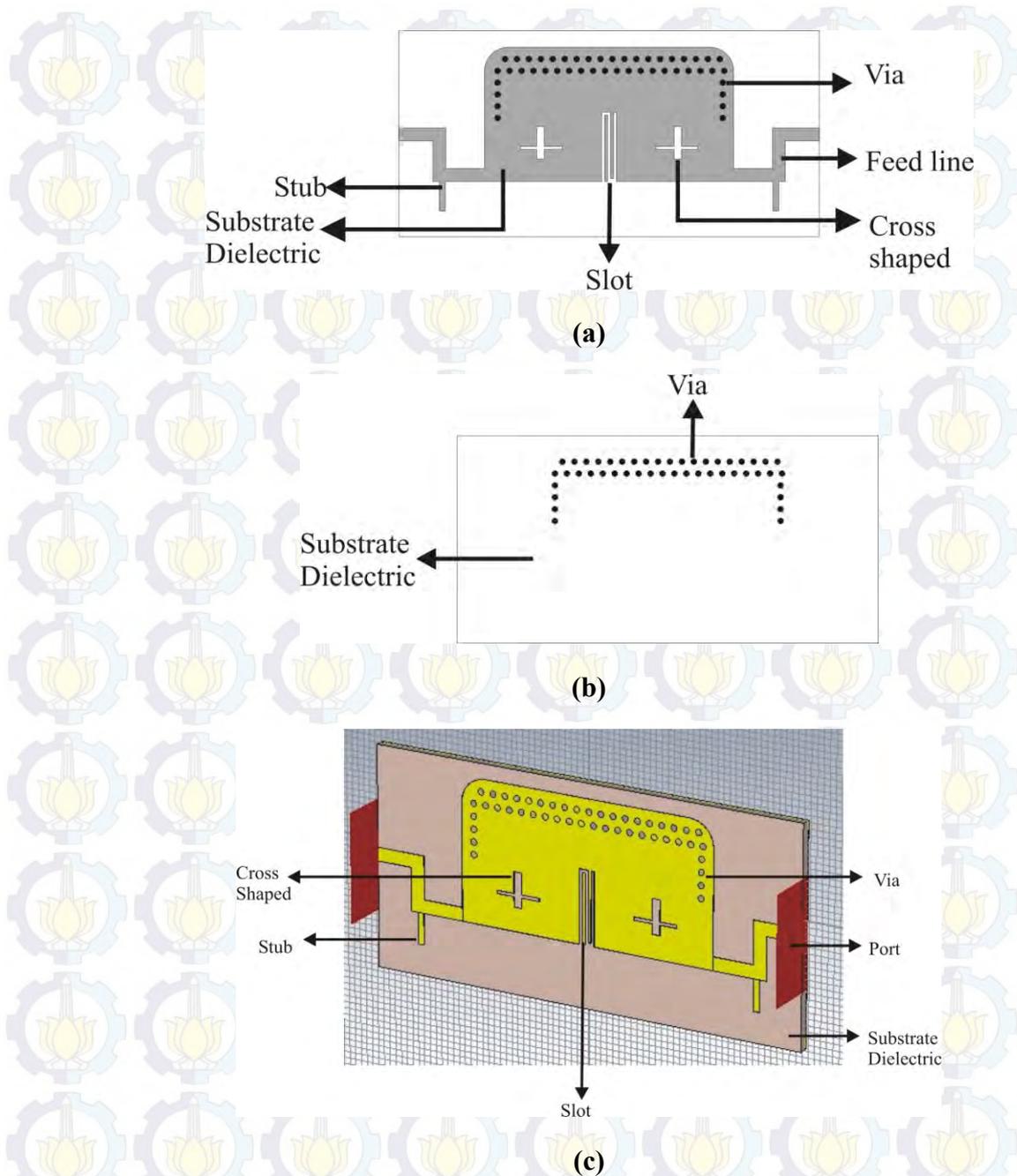
Gambar 3.12 menunjukkan respon frekuensi dari perubahan panjang port  $L_p$ . Dapat dilihat bahwa bandwidth dari pass band dapat diatur, yaitu semakin besar nilai  $L_p$  maka semakin besar bandwidth dari filter.

### 3.2.5 Pemodelan desain HMSIW dual mode

Pada desain berikutnya merupakan pemodelan desain Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) dual mode. Mode ini dipilih karena diharapkan adanya perbaikan kinerja filter yaitu pada *out of band rejection*, pelebaran rentang frekuensi di *return loss* sehingga daya transmisi yang diteruskan ke beban semakin besar dibanding dengan daya pantul, dan memiliki peningkatan nilai *insertion loss*.

#### 3.2.5.1 Perancangan Geometri Filter HMSIW dual mode

Rancangan yang diusulkan dalam pemodelan desain HMSIW dual mode ini seperti yang terlihat pada gambar 3.13. Komponen yang ditambahkan pada filter adalah *etching cross shaped*, via untuk menanggulangi *leakage* pada bagian atas dan perubahan posisi slot pada bagian bawah.

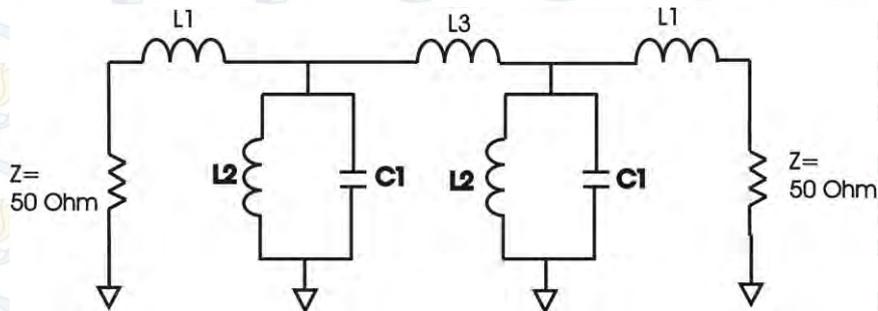


**Gambar 3.13.** Topologi Filter SIW (a) tampak atas, (b) tampak bawah, (c) 3 dimensi

### 3.2.5.2 Konfigurasi Filter HMSIW dual mode *Lumped Element*

*Lumped filter* adalah struktur filter yang dibangun dari masing-masing komponen fisik seperti induktor, kapasitor, atau resistor untuk membentuk rangkaian yang dapat melewati frekuensi tertentu dan menghambat frekuensi

lainnya. Gambar 3.13 menunjukkan konfigurasi rangkaian ekuivalen filter HMSIW dual mode



**Gambar 3.14.** Rangkaian Ekuivalen Filter HMSIW dual mode

Agar bekerja sesuai dengan spesifikasi filter yang diharapkan maka setiap komponen yang terdapat pada Gambar 3.14 harus diberikan nilai yang sesuai.

Untuk memperoleh nilai komponen yang sesuai dapat dipergunakan persamaan 2.33 –2.37:

Dengan pendekatan disesuaikan dengan karakteristik filter HMSIW dual mode, variabel untuk menentukan nilai kapasitansi (C) dan induktansi (L) sangat berpengaruh pada nilai frekuensi *cut off* ( $\omega_c$ ) dan *attenuation pole frequency*. Parameter perhitungan nilai L2 serta C1 adalah,

$$\omega_c = 1.4\text{GHz}$$

$$\omega_0 = 2\text{GHz}$$

$$g_1=2 \text{ (nilai butterworth dengan } n=1)$$

$$Z_0=50 \text{ Ohm}$$

Dengan asumsi L2= L dan C1= C sesuai dengan persamaan maka dapat dihitung sebagai berikut:

$$C = \frac{1.4}{50.2} \cdot \frac{1}{2^2 - 1.4^2} = 6.8627 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 (2 \times 10^9 / 2\pi)^2 \times 6.8627 \times 10^{-12}} = 0.3643 \text{ nH}$$

Perhitungan koefisien induktansi  $L_1=L_v$  adalah pendekatan induktansi via yang dapat dihitung menggunakan persamaan 2.38:

$$L_v = 5.08 \times h \times \left( \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + 1 \right)$$

Dengan nilai  $h$  adalah kedalaman penetrasi via (substrat + metal) dalam satuan *inch*. Sedangkan untuk  $d$  adalah diameter via (*inch*).

$$L_v = 5.08 \times (0.06275) \times \left( \ln \left( \frac{4 \times 0.06275}{0.039} \right) + 1 \right) \text{ nH} = 0.9 \text{ nH}$$

Induktansi  $L_4$  adalah nilai *outer coupling* untuk menentukan karakteristik nilai *fractional bandwidth*, mengacu pada referensi 2.39. Mengenai desain kopling SIW maka persamaan  $L_4$  adalah sebagai berikut :

$$L = \left( \frac{1}{2.7 \times 10^9 \times 2\pi} \right)^2 \times \frac{1}{1 \times 10^{-12}}$$

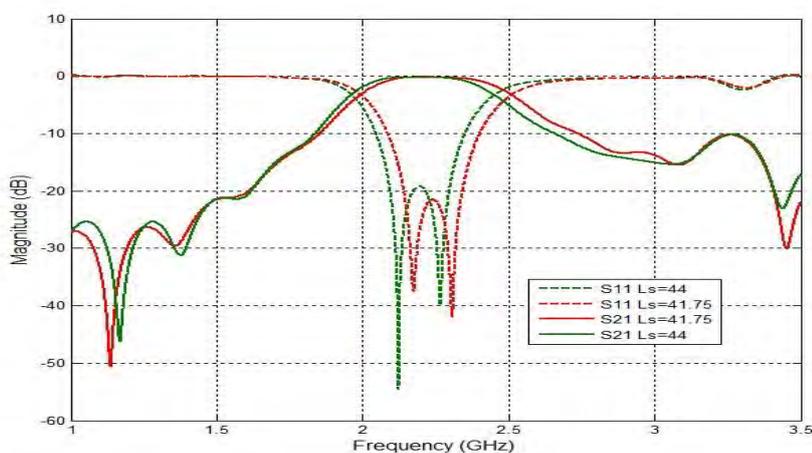
$$L = 3.47 \text{ nH}$$

$f_0$  adalah *attenuation pole frequency cut off high* dimana dari simulasi didapatkan nilai 2.7 GHz. Dengan mengasumsikan nilai  $C = 1 \text{ pF}$  maka nilai  $L_4$  dapat ditentukan.

### 3.2.5.3 Simulasi Filter HMSIW dual mode dan Optimasi pada Frekuensi 2-2.5 GHz

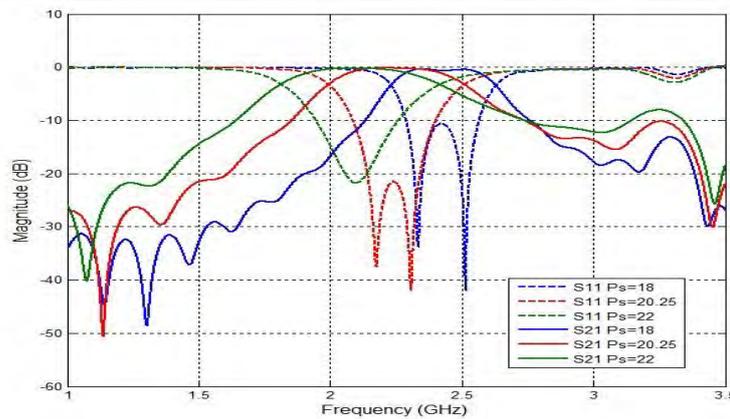
Desain dan Perancangan menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio 2014, tahapan selanjutnya adalah optimasi penentuan parameter pengukuran. Parameter pengukuran meliputi parameter  $S_{11}$  (return loss) yang bertujuan untuk mendapatkan nilai dari daya sinyal yang hilang karena adanya refleksi balik yang disebabkan adanya diskontinuitas sehingga mengetahui daya yang ditransmisikan oleh filter secara optimal. Nilai titik acuan magnitude untuk frekuensi yang ditransmisikan adalah dibawah atau kurang dari - 10 dB. Parameter yang kedua adalah Parameter  $S_{21}$  (insertion loss), untuk mengetahui nilai dari rugi-rugi sisipan, kehilangan daya akibat penyisipan perangkat diantara sumber dan beban atau dari port satu ke port dua. Rugi-rugi ini diberikan dalam

bentuk perbandingan daya rugi-rugi terhadap daya yang datang (Power Loss Ratio/PLR). Sehingga bila daya datang lebih besar dibanding dengan daya rugi-rugi berarti filter bekerja secara optimal. Nilai titik acuan magnitude untuk frekuensi yang ditransmisikan adalah diatas atau lebih dari -3 dB. Parameter ke tiga adalah bandwidth yang diharapkan sesuai dengan bandwidth bandpass filter. Parameter yang ke empat adalah distribusi arus (surface current) menunjukkan penyebaran arus sehingga dapat menganalisis impedansi pada kinerja filter. Untuk menganalisis parameter satu sampai empat dapat ditunjukkan dengan software CST microwave studio parameter sweep.



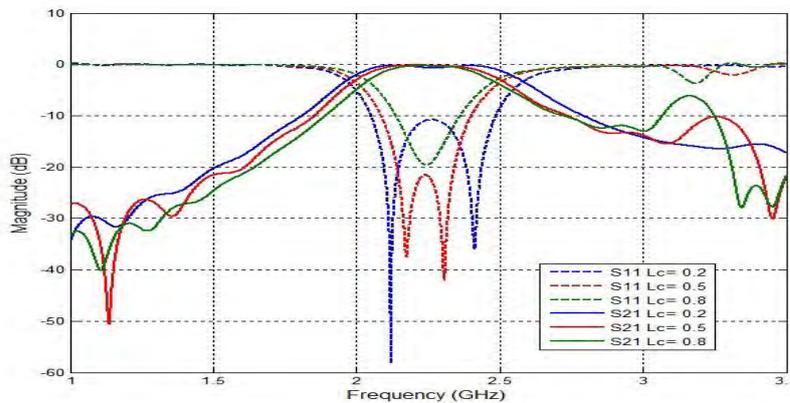
**Gambar 3.15.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai Lebar SIW  $L_s$

Gambar 3.15 menunjukkan respon frekuensi perubahan nilai dari lebar  $SIW L_s$ . Perubahan parameter dilakukan dua kali yaitu pada 41,75 mm dan 44 mm. Grafik dari Perubahan parameter menunjukkan bahwa lebar  $SIW$  mempengaruhi frekuensi tengah dimana semakin besar nilai  $L_s$  maka frekuensi tengah akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dan nilai dari return loss juga semakin curam.



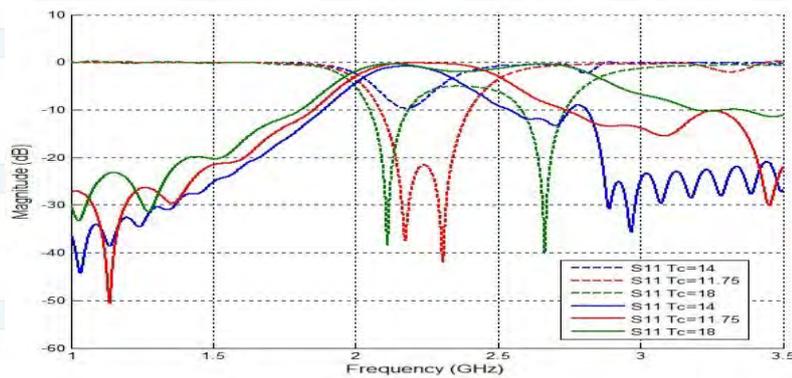
**Gambar. 3.16.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai Panjang SIW  $P_s$

Dan berikutnya adalah analisis respon frekuensi pada parameter panjang SIW  $P_s$ . Pada gambar 3.16. menunjukkan hasil simulasi terhadap perubahan nilai  $P_s$  dimana terjadi perubahan yang signifikan pada frekuensi tengah dan nilai *return loss*. Semakin besar nilai  $P_s$  maka frekuensi tengah akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah dan diikuti dengan semakin kecilnya nilai *return loss*.



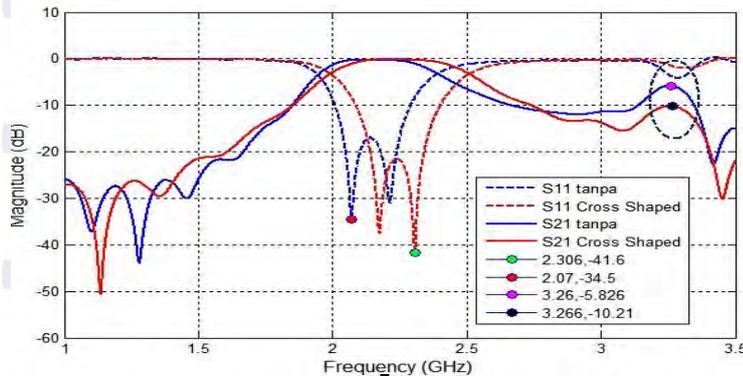
**Gambar. 3.17.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai Lebar slot  $L_p$

Perubahan terhadap lebar *slot*  $L_c$  dilakukan dalam tiga tahapan yaitu pada *range*  $L_c=2$  mm sampai  $L_c=8$  mm. Berikut adalah grafik respon fekuensi terhadap perubahan lebar *slot* yang ditunjukkan pada gambar 3.17. Dimana dari grafik terlihat semakin kecil nilai  $L_c$  bandwidth akan semakin melebar dan nilai *return loss* semakin besar.



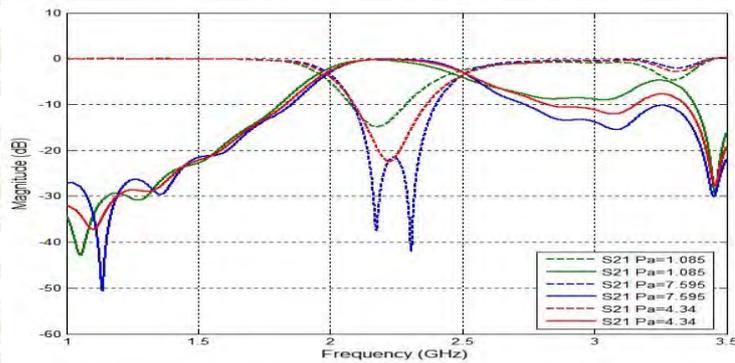
**Gambar. 3.19.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai Tinggi slot  $T_c$

Perubahan parameter yang dilakukan dengan merubah nilai dari tinggi *slot* dengan rentang  $T_c=14$  mm sampai  $T_c=18$  mm. Berikut merupakan respon frekuensi parameter tinggi *slot* ditunjukkan gambar 3.19. Dari grafik gambar 3.19 dapat diamati bahwa pengaruh perubahan terhadap parameter tinggi *coupling* stub yaitu pada frekuensi cut off atas semakin besar nilai  $T_c$  maka bandwidth semakin lebar dan frekuensi cut off atas bergeser ke frekuensi yang lebih tinggi.



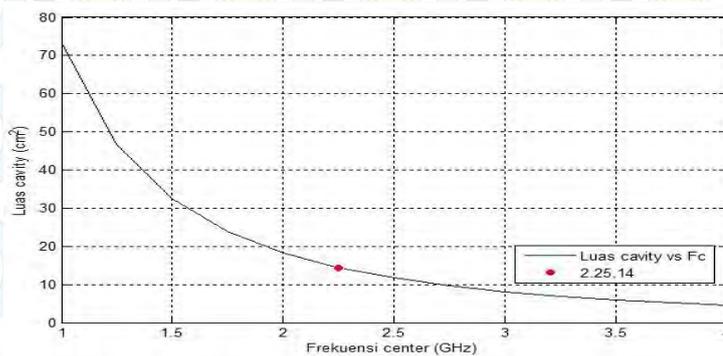
**Gambar. 3.20.** Hasil Simulasi dari pengaruh *Cross Shaped*

Respon frekuensi mengalami perubahan karena pengaruh adanya *etching cross shaped*. Pada gambar 3.20. menunjukkan bahwa pada filter yang terdapat komponen *cross shaped* memiliki keunggulan dan berhasil memperbaiki kinerja filter pada sisi *insertion loss*. Pada  $S_{11}$  nilai *return loss* semakin berkurang dari nilai  $-34.5$  dB pada desain filter tanpa *cross shaped* menjadi  $-41.6$  dB pada filter dengan komponen *cross shaped*. Yang kedua memperbaiki *out of band rejection* yaitu pada frekuensi  $3.26$  GHz dengan penurunan magnitude sebesar  $(-5.826 \text{ dB}) - (-10.21 \text{ dB}) = 4.384 \text{ dB}$ .



**Gambar. 3.21.** Hasil Simulasi dari perubahan nilai jarak stub  $P_a$

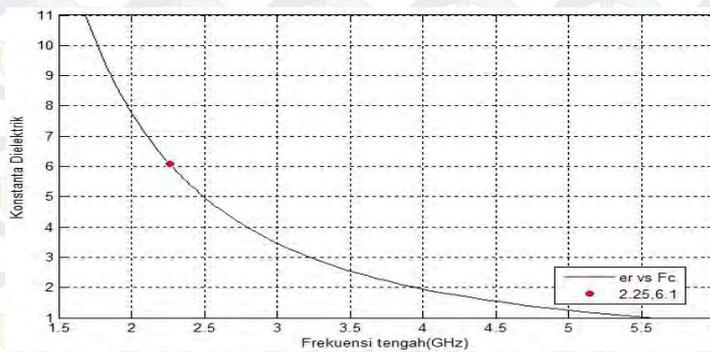
Perubahan parameter yang dilakukan dengan merubah nilai dari jarak antara stub dengan *SIW cavity*  $P_a$ . Respon frekuensi yang mengalami pengaruh yaitu nilai return loss dan *out of band rejection*. Perubahan nilai  $P_a$  dari 1.085 mm sampai 7.595. Semakin besar nilai  $P_a$  maka nilai *insertion loss* semakin kecil dan terjadi peningkatan performa filter pada sisi *out of band rejection*



**Gambar 3.22** Grafik perbandingan Luas cavity dengan Frekuensi kerja

Optimasi dapat dilihat pada perbandingan luas cavity terhadap frekuensi kerja pada Gambar 3.22, dari grafik tersebut perbandingan luas cavity tidak linier terhadap frekuensi kerja. Dapat disimpulkan bahwa persamaan 2.31 memiliki distribusi eksponensial negatif terhadap perubahan frekuensi, dimana semakin besar luas cavity SIW maka nilai dari frekuensi kerja semakin kecil.

Berikutnya adalah optimasi dapat ditunjukkan pada perbandingan konstanta dielektrik dengan frekuensi kerja yaitu pada gambar 3.23. Dari grafik dapat dilihat bahwa nilai konstanta dielektrik berpengaruh terhadap frekuensi kerja dari filter. Semakin besar nilai konstanta dielektrik maka nilai frekuensi kerja akan semakin kecil.



**Gambar 3.23** Grafik perbandingan Konstanta dielektrik dengan Frekuensi kerja

### 3.2.5.4 Fabrikasi dan Pengujian filter Hasil Fabrikasi

Pada thesis ini didesain filter HMSIW dual mode dengan frekuensi 2 GHz-2.5 GHz, Pada tahap selanjutnya setelah simulasi menggunakan perangkat lunak CST *Microwave Studio* adalah melakukan fabrikasi dan pengukuran. Pengukuran menggunakan Network Analyzer dua port. Implementasi simulasi pada material RO4360 dengan konstanta dielektrik  $\epsilon_r = 6.15$  yang ditunjukkan pada tabel 3.2, substrate atau material tersebut disesuaikan dengan komponen yang ada pada simulasi. Untuk struktur filter penyesuaian meliputi ukuran/dimensi komponen diameter dan jarak antar via, parameter *feed line*, dimensi *single SIW Cavity* dan ketebalan substrat. Jenis konektor yang digunakan pada filter adalah feed model *SMA connector PCB mount*. Pada tahap pengukuran terdapat beberapa tahap prosedur pengukuran. Untuk alat pengukur menggunakan Network Analzer dua port. Didalam pengukuran hasil yang diharapkan yaitu nilai dari *return loss*(S11) dan *insertion loss* (S21). Untuk analisis lebih dalam akan dijelaskan pada subbab 4.2 dan prosedur pengukuran Filter UWB hasil fabrikasi pada subbab 4.2.1.

**Tabel 3.2** Spesifikasi bahan dielektrik RO4360

Parameter	Nilai	Satuan
Konstanta Dielektrik ( $\epsilon_r$ )	6.15	-
Tebal Substrat	1.524	mm
Tebal tembaga	35	$\mu\text{m}$
Faktor disipasi / $\tan(\delta)$	0.0038	-
Konduktivitas thermal	0.8	W/m/K

## BAB IV

### ANALISIS HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN

#### 4.1. Analisis Hasil Simulasi

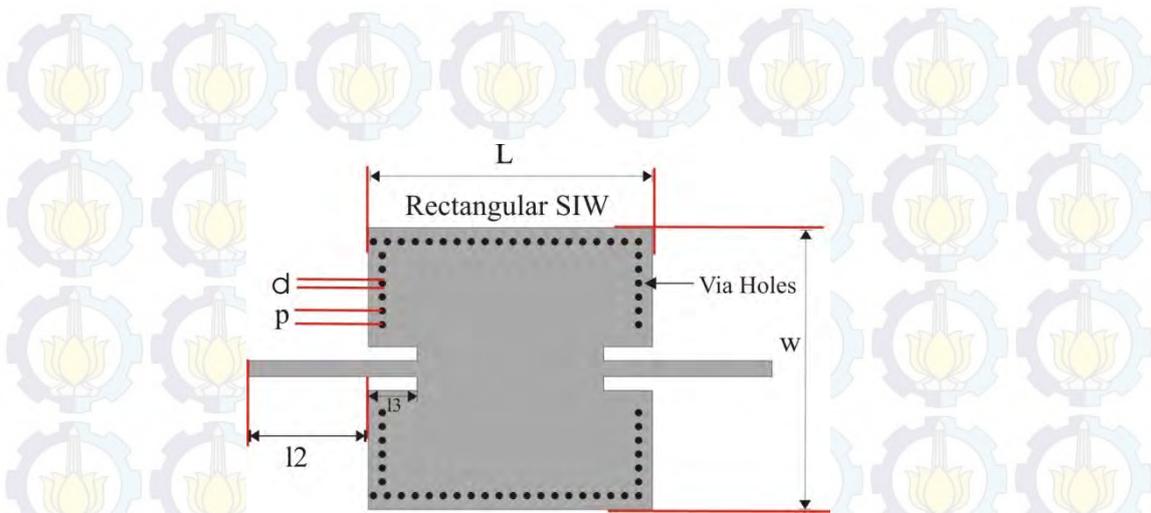
Setelah melakukan optimasi terhadap desain filter, selanjutnya adalah melakukan simulasi uji performansi atau kinerja dari desain filter yang telah dioptimasi. Pada bab ini akan dianalisis tiga pemodelan desain filter yang telah dilakukan dimana terbagi atas : pemodelan desain awal SIW, pemodelan desain HMSIW single mode, dan pemodelan desain HMSIW dual mode. Software yang digunakan untuk simulasi performansi filter adalah *CST Microwave Studio 2014*. Kinerja yang pertama kali akan ditampilkan adalah *return loss*  $S_{11}$  yang akan menunjukkan kondisi *match* antara impedansi beban dengan impedansi karakteristik saluran transmisi. Kemudian akan ditampilkan nilai *insertion loss*  $S_{21}$  untuk mengetahui seberapa besar daya yang hilang akibat penyisipan filter diantara kedua *port*. Pada tahapan desain filter yang terakhir yaitu pada desain HMSIW dual mode juga akan ditampilkan *group delay*, *E-Field*.

##### 4.1.1 Desain Awal SIW

Desain awal SIW merupakan hasil optimasi filter pertama menggunakan rancangan full SIW cavity. Substrat yang digunakan adalah Roger RO4360 dengan  $\epsilon_r = 6.15$ . Berikut merupakan ukuran komponen pada table 4.1, hasil optimasi yang sudah dijabarkan pada bab 3.

**Tabel 4.1** Ukuran komponen-komponen pada Filter desain awal SIW

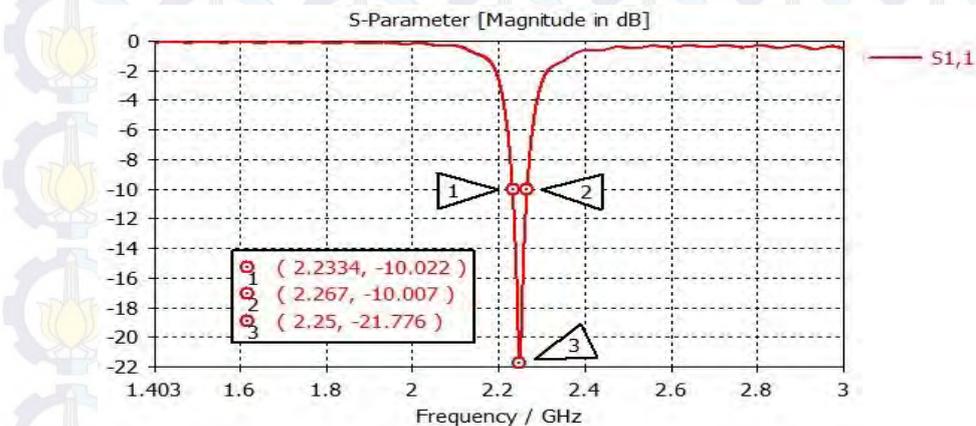
No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak	Luas (mm <sup>2</sup> )
1	Feed linec	17.34	2.3	2	79.764
2	HMSIW Cavity	40.74	40.74	1	1659.75
3	Slot	7	2	2	28
5	Via (diameter)	1	-	64	50.265



**Gambar 4.1** Rancangan filter desain awal SIW single mode

Pada filter gambar 4.1 mempunyai dimensi sebagai berikut diameter via  $d=1$  mm, jarak antar via  $p=2$  mm, panjang slot  $l_3=7$  mm, lebar slot  $=2$  mm, panjang port  $l_2=17.34$  mm, lebar port  $=2.3$  mm, panjang SIW cavity  $L=40.74$  mm, lebar SIW cavity  $=40.74$  mm.

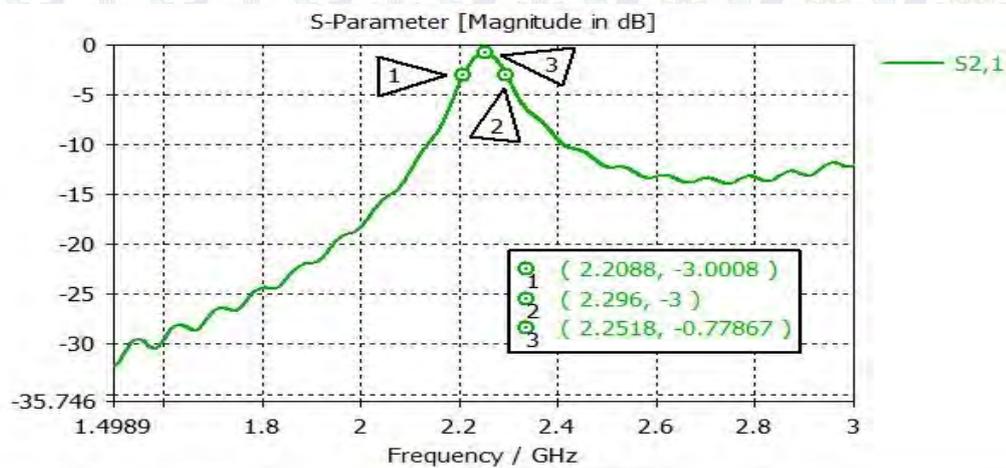
Gambar 4.1 menunjukkan hasil simulasi pada parameter S11.



**Gambar 4.2** Hasil simulasi parameter S11 pada filter desain awal SIW

Pada gambar tersebut menunjukkan *S-Parameter* S11 yaitu return loss yang terjadi selama proses transmisi pada filter, standar performansi filter yang baik dinyatakan dalam magnitude yaitu dengan nilai  $-10$  dB, pada saat magnitude di  $-10$  dB, frekuensi rendah filter menunjukkan nilai  $2.2334$  GHz dan frekuensi tinggi

pada frekuensi 2.267 GHz. Sehingga keseluruhan daerah passband adalah 33.6 MHz



**Gambar 4.3** Hasil simulasi parameter S21 pada filter desain awal SIW

Berikutnya adalah grafik gambar 4.2 menunjukkan *S-Parameter*  $S_{21}$  *insertionloss*, pada saat proses transmisi sinyal terjadi pada port 1 dan port 2, respon filter bekerja dengan baik ketika magnitude pada *S-Parameter* S21 menunjukkan nilai 0 db dengan toleransi pada nilai titik acuan yaitu -3 dB, disebabkan nilai dibawah -3 dB berarti lebih dari setengah sinyal yang dikirim telah terjadi *losses*. Saat frekuensi *cut off* pada -3dB, frekuensi cut off bawah pada frekuensi 2.2088 GHz dan frekuensi cut off atas pada frekuensi 2.296 GHz. Sehingga daerah passband adalah 87.2 MHz. Dimana rentang passband tersebut belum memenuhi syarat minimal uwb yaitu 500 MHz atau memiliki fractional bandwidth minimal sebesar 20% [6]. Perhitungan *Fractional bandwidth* melalui persamaan 2.1 adalah sebagai berikut :

$$F_{BW} = \frac{2x(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)}$$

$$F_{BW} = \frac{0.1744}{(2.2088 + 2.296)}$$

$$F_{BW} = \frac{0.1744}{4.5048}$$

$$F_{BW} = 0.038 \text{ atau } 3.87\%$$

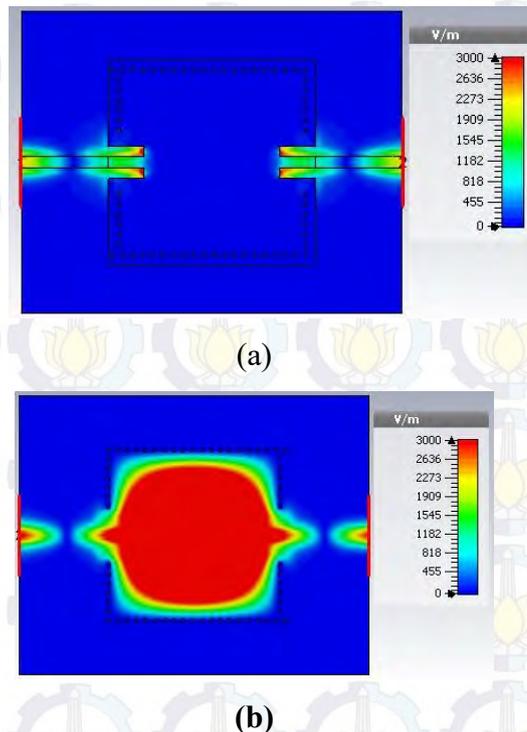
Dari hasil diatas belum memenuhi persyaratan untuk rentang UWB yaitu minimal 20% atau memiliki bandwidth lebih besar dari 500 MHz. Berikut merupakan pergeseran frekuensi ditunjukkan pada tabel 4.2.

**Tabel 4.2** Pergeseran frekuensi desain filter

Frekuensi yang Diharapkan (GHz)	Frekuensi Hasil Simulasi (GHz)	Besar Pergeseran (MHz)
2	2.2088	220.88
2.5	2.296	204

#### 4.1.2 Analisis *E-Field* pada filter desain awal SIW

*E-field* yang terjadi selama proses transmisi pada filter hasil perancangan gambar 4.3.



**Gambar 4.4** *E-Field* pada filter desain awal SIW, (a) tampak atas, (b) tampak bawah

*E-Field* terlihat dalam gambar 4.4. Warna pada gambar menunjukkan besar nilai A/m, dimana rentang V/m dari nilai 0 V/m dengan warna biru sampai

nilai tertinggi adalah 3000 V/m dengan warna merah. Pada gambar juga menunjukkan nilai E-field ditunjukkan paling besar pada rectangular dari *SIW cavity*. Dan array via bermanfaat dalam membatasi agar *electromagnetic fields* tidak keluar dari *SIW cavity*.

#### 4.1.3 Desain HMSIW Single Mode

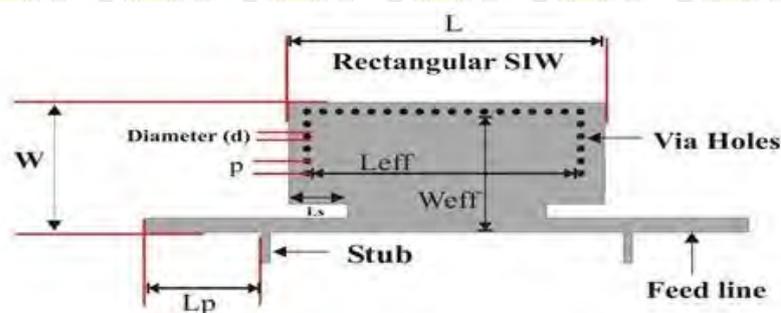
Pada desain ke dua ini merupakan pemodelan desain Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) single mode yaitu dengan miniaturisasi dari lebar SIW pada desain pertama dengan ukuran setengahnya, tanpa mengurangi kualitas dari respon frekuensi filter.

Tahapan berikutnya setelah simulasi parameter sweep pada masing-masing bagian, yaitu optimasi. Dimensi perancangan desain hasil optimasi adalah sebagai berikut :

**Tabel 4.3** Ukuran komponen-komponen pada Filter HMSIW single mode

No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak
1	Port	14.5	2.3	2
2	HMSIW Cavity	39.25	25.68	1
3	Slot	7.225	2.3	2
4	Stub	5	1	2
5	Via (diameter)	1	-	28

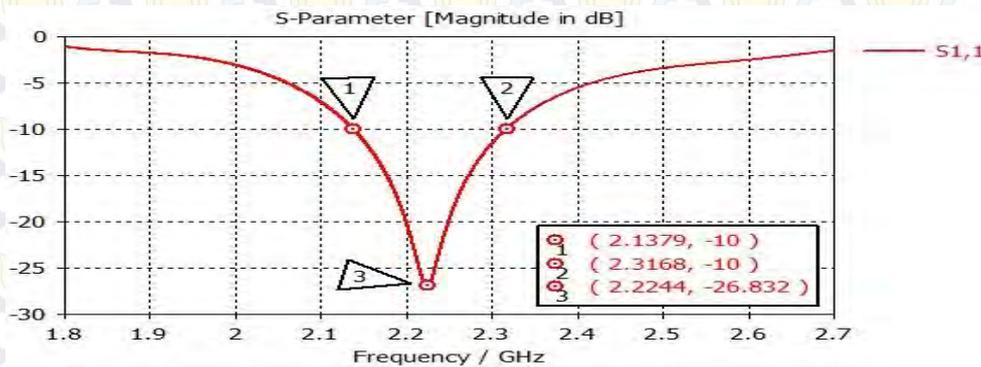
Desain filter HMSIW single mode ditampilkan pada gambar 4.5



**Gambar 4.5** Rancangan filter HMSIW single mode

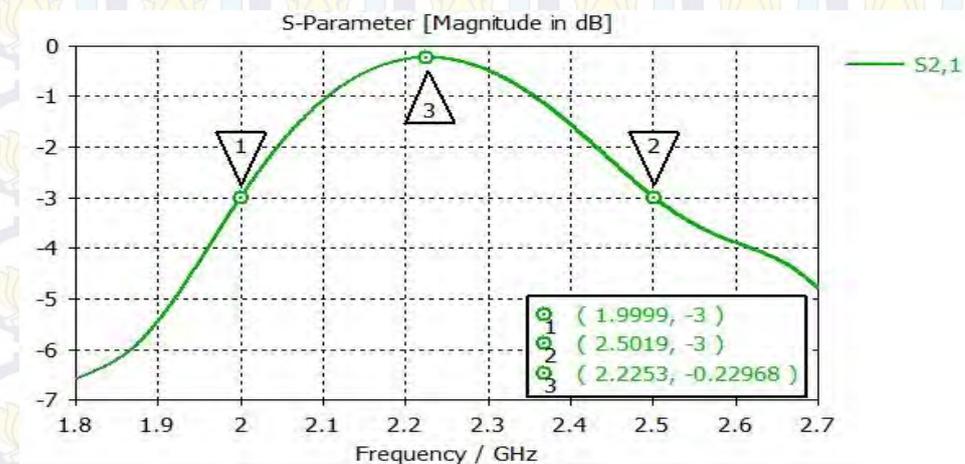
Pada filter gambar 4.5 mempunyai dimensi sebagai berikut diameter via  $d=1$  mm, jarak antar via  $p=2$  mm, panjang slot  $L_s=7.22$ , lebar slot  $=2.3$  mm, panjang stub  $=5$  mm, lebar stub  $=1$  mm, panjang HMSIW cavity  $=39.25$  mm, lebar HMSIW cavity  $=25.68$  mm, panjang port  $L_p=14.5$  mm, lebar port  $=2.3$  mm.

Dari simulasi didapat *return loss*  $S_{11}$  dan *Insertion loss*  $S_{21}$ . Response frekuensi ditunjukkan pada gambar 4.6 dan gambar 4.7.



**Gambar 4.6** Hasil simulasi parameter  $S_{11}$  pada filter HMSIW single mode

Pada gambar 4.6, dimana menunjukkan *S-Parameter*  $S_{11}$  yaitu return loss yang terjadi selama proses transmisi pada filter HMSIW single mode, standar performansi filter yang baik dinyatakan dalam magnitude yaitu dengan nilai -10 dB, saat -10 dB pada rentang frekuensi yaitu 2.1379 – 2.3168 GHz. Sehingga daerah passband 178.9 MHz dan nilai return loss terendah mencapai -26.832 dB pada frekuensi 2.224 GHz.



**Gambar 4.7** Hasil simulasi parameter  $S_{21}$  pada filter HMSIW single mode

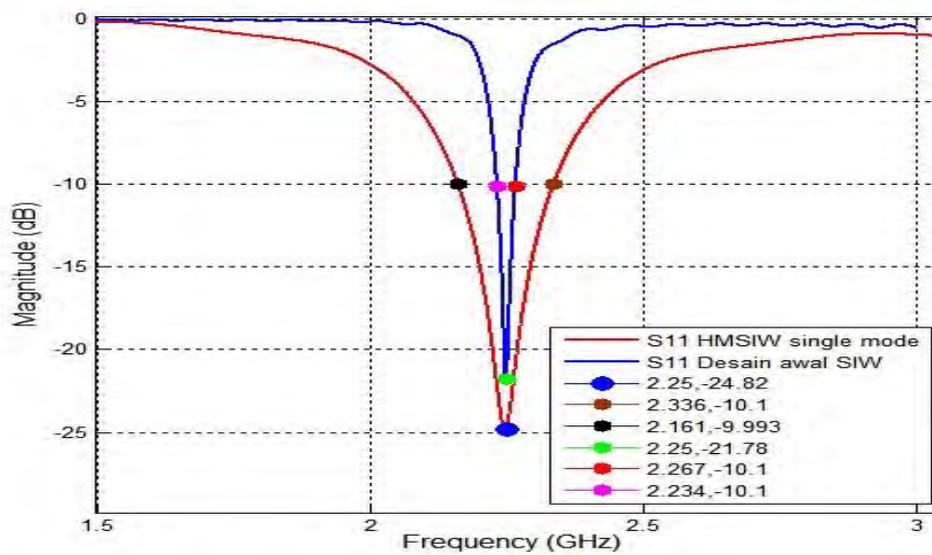
Grafik pada gambar 4.7 menunjukkan *S-Parameter*  $S_{21}$  yang menunjukkan *insertionloss* pada saat proses transmisi sinyal terjadi pada port 1 dan port 2, respon filter bekerja dengan baik ketika magnitude pada *S-Parameter*  $S_{21}$  menunjukkan nilai 0 db dengan toleransi pada nilai titik acuan yaitu -3 dB, disebabkan nilai dibawah -3 dB berarti lebih dari setengah sinyal yang dikirim telah terjadi *losses*. Saat frekuensi *cut off* pada -3dB, frekuensi *cut off* bawah pada frekuensi 2 GHz, frekuensi *cut off* atas pada frekuensi 2,501 GHz. Sehingga daerah passband sebesar 500 MHz. Dan memiliki nilai insertioin loss lebih dari -1 dB yaitu sebesar -0.23 dB.

#### 4.1.3.1 Perbandingan Paramater filter desain Awal SIW dengan HMSIW single mode

**Tabel 4.4** Perbandingan Parameter  $S_{11}$  filter desain awal SIW dengan HMSIW single mode

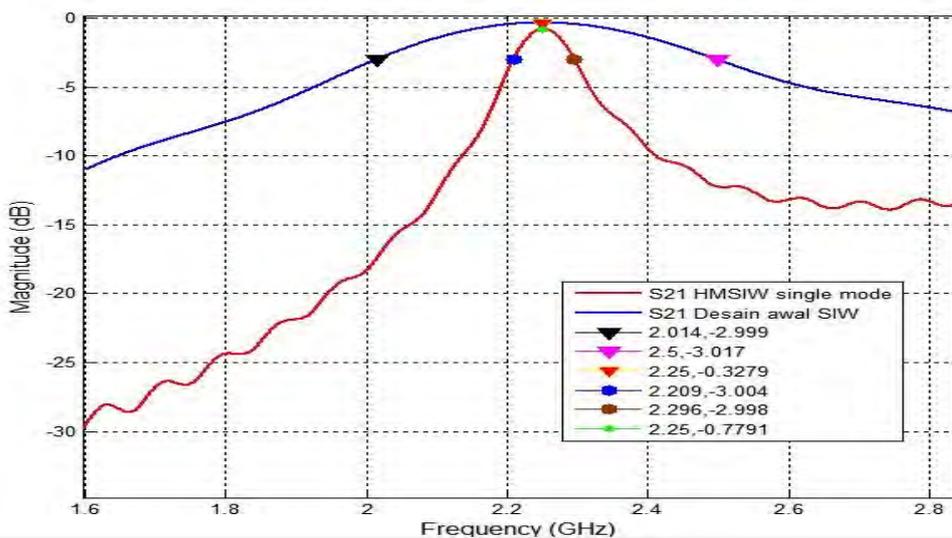
No.	Perbandingan	HMSIW Single mode	Desain SIW Awal	Selisih
1	Return loss (terendah)	-24.82 dB	-21.78 dB	3.04dB
2	Bandwidth Passband	175 MHz 2.16-2.33 GHz	33 MHz 2.234-2.267 GHz	142 MHz

Dari tabel 4.4 didapat *passband* pada masing-masing filter, pada filter desain awal SIW frekuensi *bandwidth passband*  $S_{11}$  33 MHz. Pada filter HMSIW single mode yaitu sebesar 175 MHz sehingga terjadi peningkatan *bandwidth passband* parameter  $S_{11}$  sebesar 142 MHz.



**Gambar 4.8** Hasil simulasi parameter S11 pada filter HMSIW single mode dan desain awal SIW

Berikutnya yaitu pada gambar 4.8 terlihat bahwa filter HMSIW single mode memiliki kedalaman band *return loss* yaitu -24.82 dB pada frekuensi 2.5 GHz dan lebih tajam dibanding dengan nilai *retun loss* pada filter desain awal SIW yaitu sebesar -21.78 dB atau dengan selisih ketajaman band *return loss* sebesar 3.04dB.



**Gambar 4.9** Hasil simulasi parameter S21 pada filter HMSIW single mode dan desain awal SIW

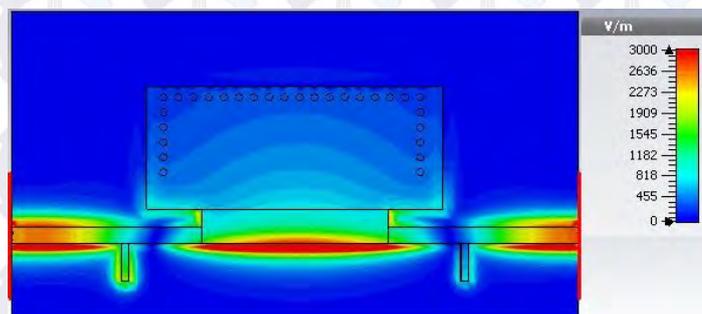
**Tabel 4.5** Perbandingan Parameter S21 filter HMSIW dual mode dengan HMSIW single mode

No.	Perbandingan	HMSIW Single mode	Desain Awal SIW	Selisih
1	Insertion loss	-0.328 dB	-0.7791 dB	0.4511 dB
2	Bandwidth	486 MHz	87 MHz	399 MHz
	Passband	2.014-2.5 GHz	2.209-2.296 GHz	

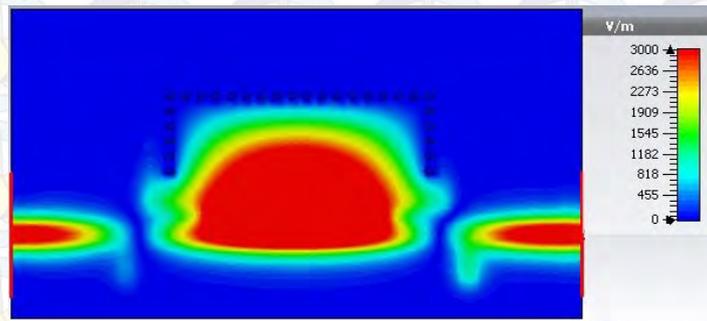
Pada grafik S21 pada gambar 4.9 merupakan perbandingan *insertion loss* pada filter desain awal SIW dengan filter HMSIW single mode, frekuensi cut off bawah pada desain awal SIW yaitu pada 2.209 GHz dan pada HMSIW single mode sudah sesuai dengan spesifikasi rancangan yaitu pada 2 GHz, pergeseran antar kedua jenis filter yaitu sebesar 209 MHz. Untuk frekuensi cut off atas pada desain awal SIW yaitu pada 2.296 GHz dan pada HMSIW single mode sudah sesuai dengan spesifikasi rancangan yaitu pada 2.5 GHz, pergeseran antar kedua jenis filter yaitu sebesar 204 MHz. Dan yang terakhir perbandingan pada nilai *insertion loss*, kedua filter memiliki nilai *insertion loss* cukup baik yaitu lebih besar dari -1 dB, pada desain awal SIW nilai *insertion loss* adalah -0.7791 dB dan terdapat perbaikan pada filter HMSIW single mode yaitu -0.328 dB.

#### 4.1.3.2 Analisis E-field

E-field yang terjadi diselama proses transmisi pada filter HMSIW single mode ditunjukkan pada gambar 4.10.



(a)



(b)

**Gambar 4.10** *E-field* pada filter HMSIW single mode, (a) tampak atas, (b) tampak bawah

Gradasi warna pada gambar mengindikasikan nilai dari *electric field*. Pada simulasi menunjukkan medan E terkonsentrasi pada *feed line* dan menyebar pada *SIW Cavity*. Nilai distribusi medan E maksimum-nya adalah 2000 V/m yang ditunjukkan dengan warna merah dan warna biru merupakan nilai minimum. Dari gambar tersebut filter hanya memiliki 1 resonator atau single mode.

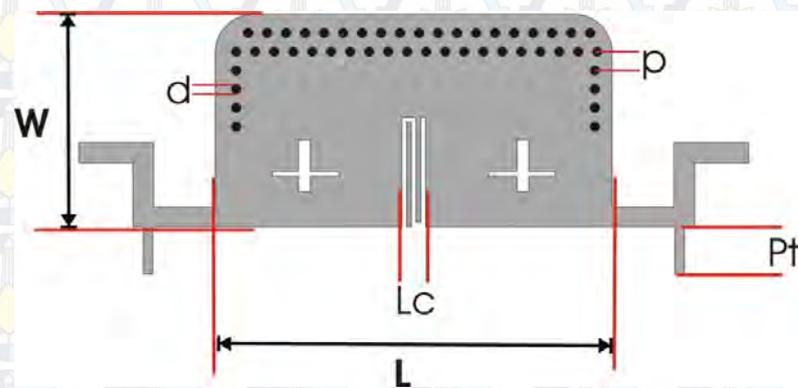
#### 4.1.4 HMSIW Dual Mode

Setelah dilakukan parameter sweep pada masing-masing komponen, selanjutnya dilakukan optimalisasi dari desain-desain sebelumnya. Didapatkan dimensi terbaik dalam simulasi adalah sebagai berikut :

**Tabel 4.6** Ukuran komponen-komponen pada Filter HMSIW dual mode

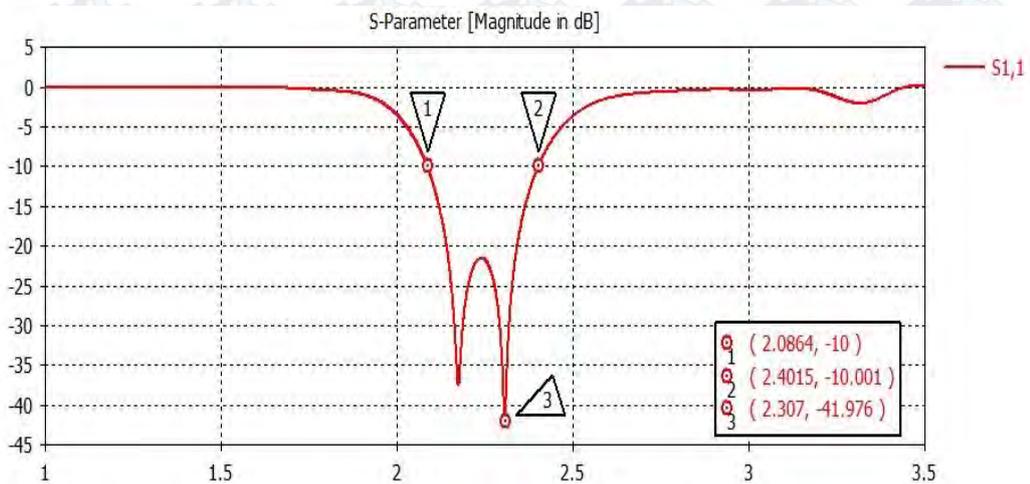
No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak
1	Feed line	21.27	2.17	2
2	HMSIW Cavity	41.75	22.75	1
3	Cross shaped	Luas : 19,35	-	2
4	Stub	5	1	2
5	Slot	Luas : 18.125	-	1
5	Via (diameter)	1	-	48

Desain filter HMSIW single mode ditampilkan pada gambar 4.1



**Gambar 4. 11.**Rancangan filter HMSIW dual mode

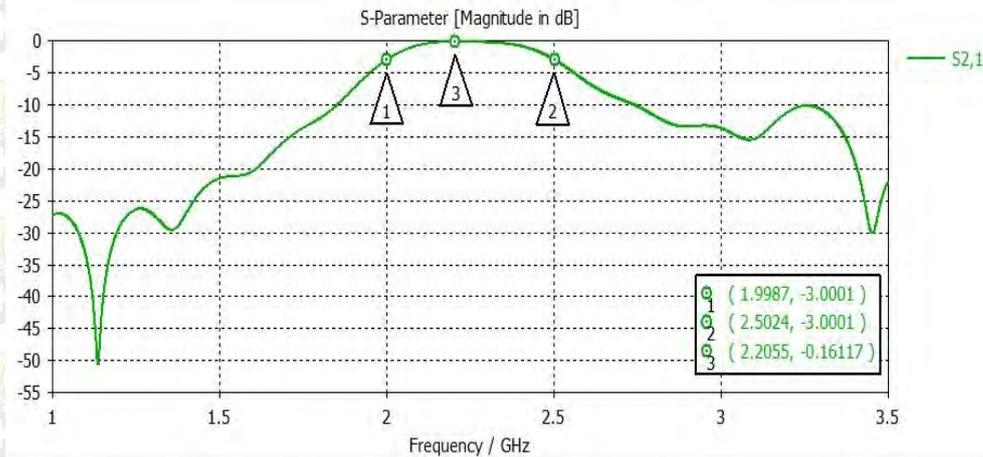
Pada filter gambar 4.11 mempunyai dimensi sebagai berikut diameter via  $d=1$  mm, jarak antar via  $p=2$  mm, panjang stub  $Pt=5$  mm, lebar stub  $=1$  mm, lebar coupling  $Lc=2.3$  mm, Tinggi coupling  $=11.75$  mm, Panjang HMSIW cavity= $41,75$  mm, lebar HMSIW cavity= $22.75$  mm.



**Gambar 4.12** Respon frekuensi S11 filter HMSIW dual mode

Grafik S11 menunjukkan return loss yang terjadi selama proses transmisi berlangsung. Suatu filter dikatakan memiliki performansi yang baik apabila nilai dari return loss di bawah  $-10$  dB. Dari gambar 4.12 terlihat bahwa filter HMSIW

dual mode memiliki nilai return loss di bawah -10 dB pada rentang frekuensi 2.086-2.4015 GHz. Rentang frekuensi ini menunjukkan rentang frekuensi dimana filter dapat bekerja dengan baik.



**Gambar 4.13** Respon frekuensi S21 filter HMSIW dual mode

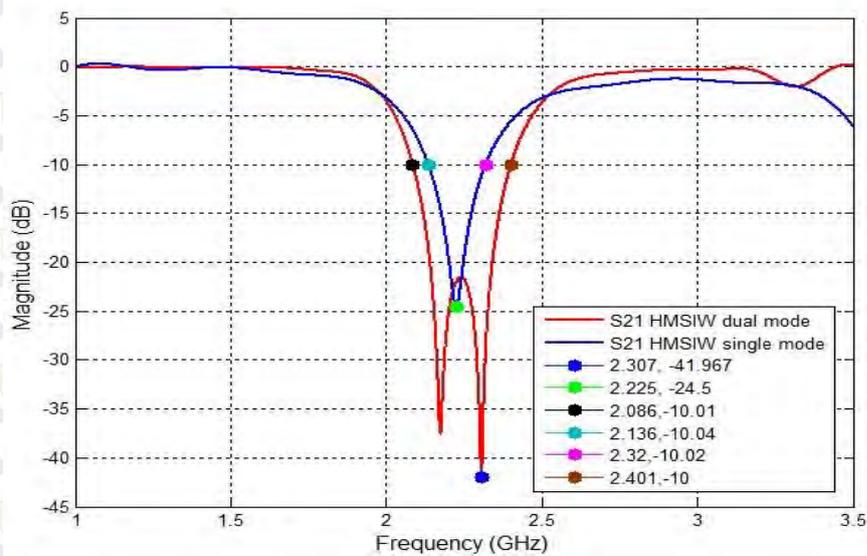
Sedangkan grafik S21 mewakili insertion loss yang terjadi selama proses transmisi dari port 1 ke port 2. Suatu filter dikatakan bekerja dengan baik ketika memiliki insertion loss sekecil mungkin mendekati nol. Hal ini menunjukkan bahwa loss yang terjadi sedikit selama proses transmisi dari port 1 ke port 2. Grafik S21 juga menunjukkan respon frekuensi dari filter bandpass. Titik acuan -3 dB menunjukkan posisi frekuensi cutoff atas dan bawah yang dimiliki oleh filter dan menunjukkan bahwa setengah dari daya yang diterima filter mampu ditransmisikan dengan baik. Dari gambar 4.13 terlihat bahwa frekuensi cutoff bawah filter 2 GHz dan frekuensi cutoff atas 2.052 GHz. Dari posisi frekuensi cutoff juga bisa didapatkan bandwidth yang dihasilkan oleh filter yaitu sebesar 500 MHz.

#### 4.1.4.1 Perbandingan Paramater filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode

**Tabel 4.7** Perbandingan Parameter S11 filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode

No.	Perbandingan	HMSIW Single mode	HMSIW Dual mode	Selisih
1	Return loss (terendah)	-24.5 dB	-41.967 dB	17.467 dB
2	Bandwidth Passband	170 MHz 2.16-2.32 GHz	315 MHz 2.086-2.401 GHz	145 MHz

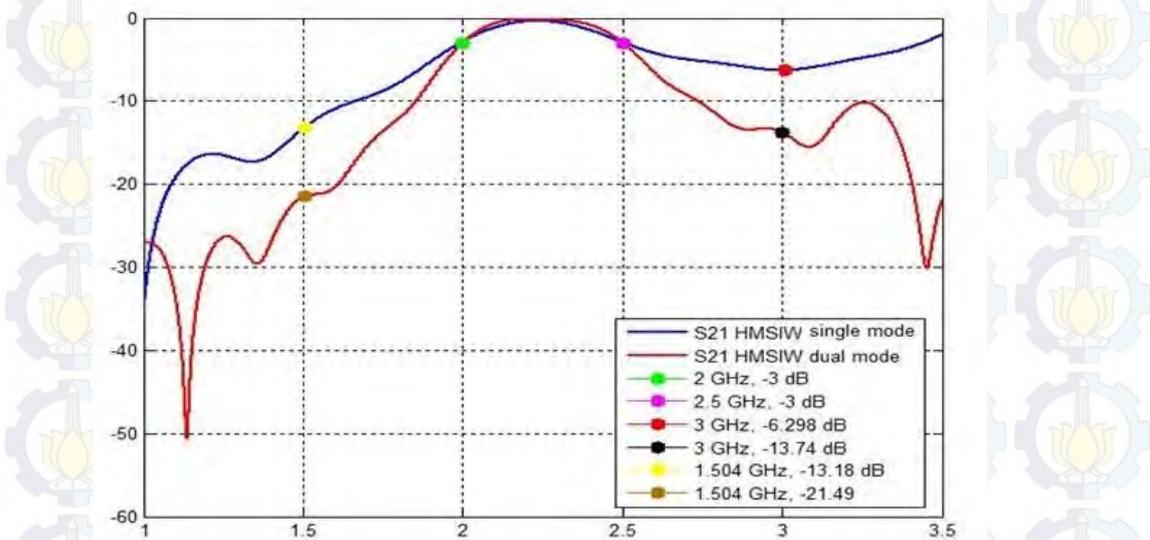
Dari tabel 4.7 didapat *passband* pada masing-masing filter, pada filter hasil HMSIW single mode rentang frekuensi *bandwidth passband S<sub>11</sub>* 184 MHz. Pada filter HMSIW dual mode yaitu sebesar 315 MHz sehingga terjadi peningkatan *bandwidth passband* parameter *S<sub>11</sub>* sebesar 131 MHz



**Gambar.4.14.** Perbandingan respon frekuensi *return loss S11* pada HMSIW dual mode dan HMSIW single mode

Nilai *return loss* yang sering digunakan adalah di bawah -10 dB untuk menentukan lebar *bandwidth*, sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan atau dengan kata lain, saluran transmisi sudah *matching*.

Dari grafik gambar 4.14 pada filter HMSIW single mode memiliki kedalaman band *return loss* yaitu -24.5 dB sedangkan pada filter HMSIW dual mode kedalaman band *return loss* meningkat secara signifikan yaitu sebesar -41.967 dB atau meningkat 17.467 dB. Dari kedua perbandingan tersebut menunjukkan level dari gelombang yang dikirim pada filter HMSIW dual mode lebih besar dibanding gelombang yang dipantulkan pada filter HMSIW single mode.



**Gambar 4.15.** Perbandingan respon frekuensi *insertion loss S21* pada HMSIW dual mode dan HMSIW single mode

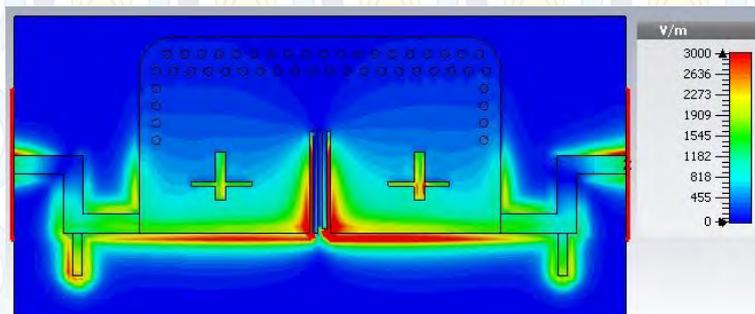
**Tabel 4.8** Perbandingan Parameter S21 filter HMSIW single mode dengan HMSIW dual mode

No	Perbandingan	HMSIW Dual mode	HMSIW Single Mode	Selisih
1	Parameter S21 $f = 1.5$ GHz $f = 3$ GHz	-13.18 dB -6.298 dB	-21.49 dB -13.74 dB	8.31 dB 7.442 dB
2	Bandwidth Passband	500 MHz 2-2.5 GHz	486 MHz 2.014-2.5 GHz	14 MHz

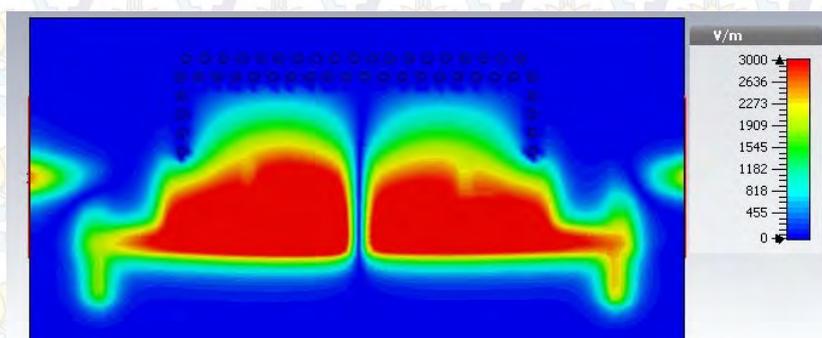
Sedangkan pada parameter S21, pada filter hasil HMSIW single mode maupun pada filter HMSIW dual mode rentang frekuensi sudah sesuai dengan frekuensi spesifikasi yaitu dengan rentang frekuensi 2-2.5 GHz. Analisis berikutnya adalah slope frekuensi. Pada gambar 4.15 slope frekuensi filter HMSIW dual mode memiliki tingkat ketajaman lebih tinggi dibanding slope frekuensi pada HMSIW single mode, dapat dilihat pada frekuensi 1.5 GHz selisih magnitude antara HMSIW single mode dan HMSIW dual mode adalah  $(-13.18 \text{ dB}) - (-21.49 \text{ dB}) = 8.31 \text{ dB}$  dan pada frekuensi 3 GHz selisih magnitude antara HMSIW single mode dan HMSIW dual mode adalah  $(-6.298 \text{ dB}) - (-13.74 \text{ dB}) = 7.442 \text{ dB}$

#### 4.1.4.2 Analisis E Field

E-field yang terjadi selama proses transmisi pada filter hasil perancangan gambar 4.16.



(a)



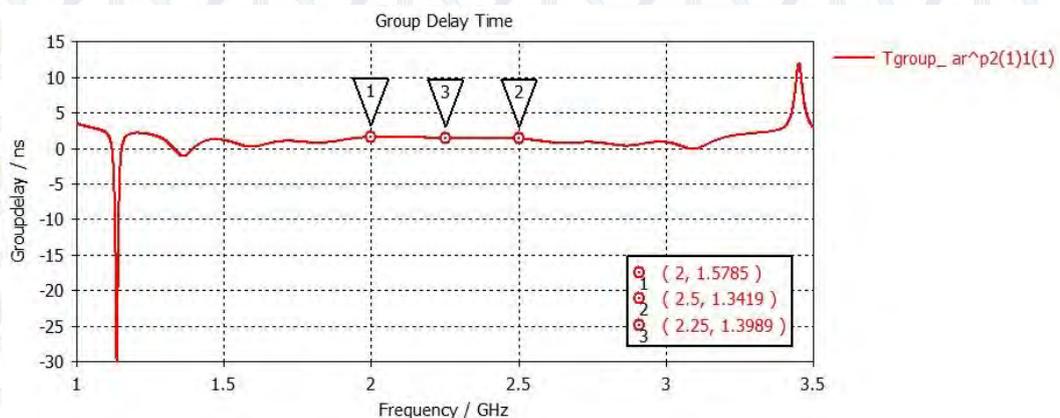
(b)

**Gambar 4.16** *E-Field* pada filter HMSIW dual mode, (a) tampak atas, (b) tampak bawah

*E-Field* terlihat dalam gambar 4.16. Warna pada gambar menunjukkan besar nilai V/m, dimana rentang V/m dari nilai 0 V/m dengan warna biru sampai

nilai tertinggi adalah 3000 V/m dengan warna merah. Pada gambar juga menunjukkan nilai E-field ditunjukkan paling besar pada rectangular dari *SIW cavity*, terlihat terdapat dua bagian pada gambar tampak bawah yang menunjukkan adanya coupling pada filter. Dan array via bermanfaat dalam membatasi agar *electromagnetic fields* tidak keluar dari *SIW cavity*. . Adanya dua bagian itu adalah resonator 1 dan resonator 2 yang menunjukkan dua mode terjadi selama proses transmisi karena adanya penambahan slot pada bagian tengah filter sehingga menyebabkan terjadinya perubahan respon frekuensi.

#### 4.1.4.3 Analisis Group delay



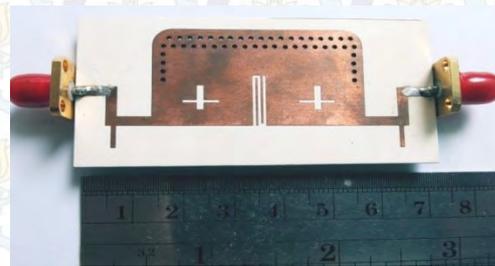
**Gambar 4.17.** Group delay hasil simulasi

Group delay hasil simulasi terlihat pada gambar 4.17. Dari hasil yang didapat secara keseluruhan dari frekuensi 2-2.5 GHz nilai variansi sebesar 0.0071 atau memiliki variansi yang sangat kecil kurang dari 1 dB dan dengan rata-rata group delay 1.4866 ns.

## 4.2 Analisis Hasil Pengukuran

Pada thesis ini didesain filter HMSIW dual mode dengan frekuensi 2 GHz-2.5 GHz, Pada tahap selanjutnya setelah simulasi menggunakan perangkat lunak CST *Microwave Studio* adalah melakukan fabrikasi dan pengukuran. Pengukuran menggunakan Network Analyzer dua port. Implementasi simulasi pada material RO4360, substrate atau material tersebut disesuaikan dengan komponen yang ada

pada simulasi. Penyesuaian meliputi diameter dan jarak antar via, parameter *feed line*, dimensi *single SIW Cavity* dan ketebalan substrat. Jenis konektor yang digunakan pada filter adalah feed model *SMA connector PCB mount*. Pada gambar 4.18 menunjukkan filter Ultra Wideband dengan notchband hasil fabrikasi.



(a)



(b)

**Gambar 4.18.** Filter Fabrikasi, (a) tampak atas, (b) tampak bawah

#### 4.2.1 Prosedur Pengukuran

Pada tahap pengukuran terdapat beberapa tahap prosedur pengukuran. Untuk alat pengukur menggunakan Network Analyzer dua port. Didalam pengukuran hasil yang diharapkan yaitu nilai dari *return loss*(S11) dan *insertion loss* (S21).

Prosedur pengukuran Filter UWB hasil fabrikasi adalah sebagai berikut:

1. Pasang probe 50 ohm pada input NA lalu pilih kalibrasi pada NA pengukuran kalibrasi port dilakukan pada port 1 dan port 2 network analyzer. Kalibrasi dilakukan untuk validitas pengukuran, dengan cara membuat kondisi alat ukur sesuai standar.
2. Setelah kalibrasi selesai, hubungkan filter yang akan diukur pada probe konektor input 50 ohm yang terpasang di NA.
3. Network Analyzer ini dapat menampilkan frekuensi 300 KHz sampai 20 GHz
4. Tampilkan parameter-parameter yang akan dilihat hasil pengukuran dengan

menekan tombol measurement yang terdapat pada NA. Lalu pilih parameter satu persatu, S11, S21.

- Menyimpai file gambar dan data.

#### 4.2.2 Pengukuran dimensi Filter hasil fabrikasi

Pada tabel 4.9 dan tabel 4.10 menunjukkan perhitungan dimensi filter desain awal SIW dan dimensi akhir filter HMSIW dual mode (fabrikasi).

**Tabel 4.9** Ukuran komponen-komponen pada Filter desain awal SIW

No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak	Luas (mm <sup>2</sup> )
1	Feed line	17.34	2.3	2	79.764
2	HMSIW Cavity	40.74	40.74	1	1659.75
3	Slot*	7	2	2	28
4	Via (diameter)	1	-	64	-
<b>Luas total (cm<sup>2</sup>)</b>					17.115 cm <sup>2</sup>

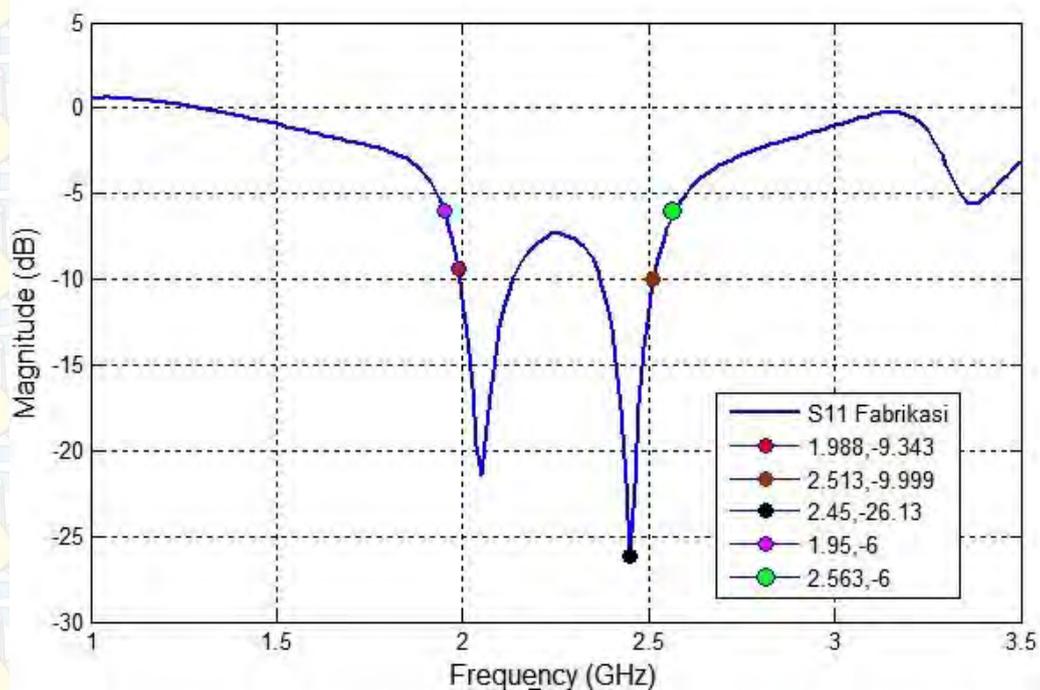
**Tabel 4.10** Perhitungan dimensi akhir Filter HMSIW dual mode (fabrikasi)

No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Banyak	Luas (mm <sup>2</sup> )
1	Feed line	21.27	2.17	2	92.318
2	HMSIW Cavity	41.75	22.75	1	949.8125
3	Cross shaped*	Luas : 19,35	-	2	38.7
4	Stub	5	1	2	10
5	Slot*	Luas : 18.125	-	1	18.125
6	Via (diameter)	1	-	48	-
<b>Luas total (cm<sup>2</sup>)</b>					9.953 cm <sup>2</sup>

Perbandingan pada tabel 4.7 dan tabel 4.8 menunjukkan dimensi mengalami penurunan atau miniaturisasi yang cukup signifikan, dari hasil perhitungan ukuran filter maka besar miniaturisasi adalah  $((17,115-9,953)/17,115) \times 100 \% = 41.85 \%$

#### 4.2.3 Hasil pengukuran Parameter S11(Return Loss) pada filter fabrikasi

Pada gambar 4.19 menampilkan parameter S11 filter hasil fabrikasi

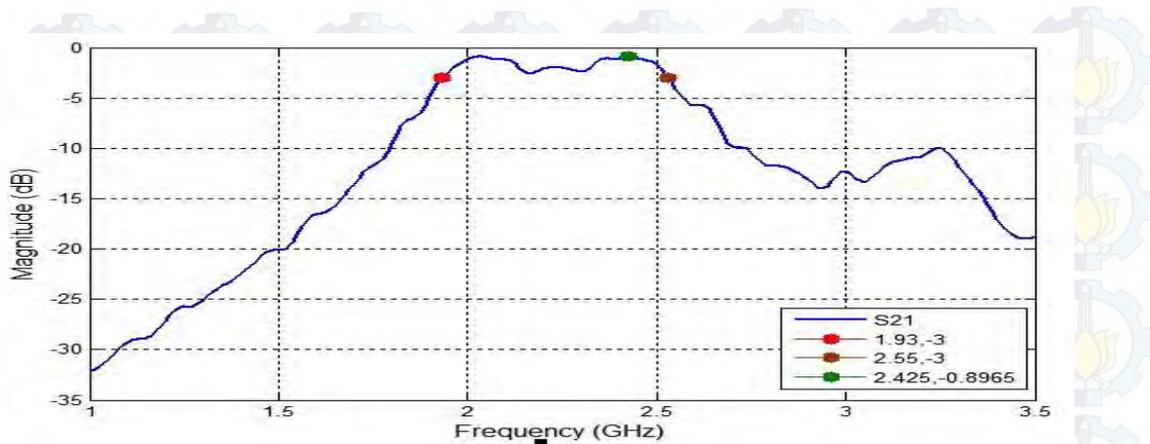


**Gambar 4.19** Parameter S11 Fiter Fabrikasi

Pengukuran parameter S11 pada filter hasil fabrikasi menunjukkan rentang band frekuensi pada -6dB 1.95 GHz 2.563 GHz. Keseluruhan *bandwidth passband* filter hasil fabrikasi adalah 613 MHz. Slope frekuensi pada  $S_{11}$  mencapai -26.13 dB

#### 4.2.4 Hasil pengukuran Parameter S21(Insertion Loss) pada filter fabrikasi

Pada Subbab ini akan menganalisis mengenai hasil dari filter dengan pengukuran parameter S21. Gambar 4.20 menunjukkan respon frekuensi dari parameter S21.



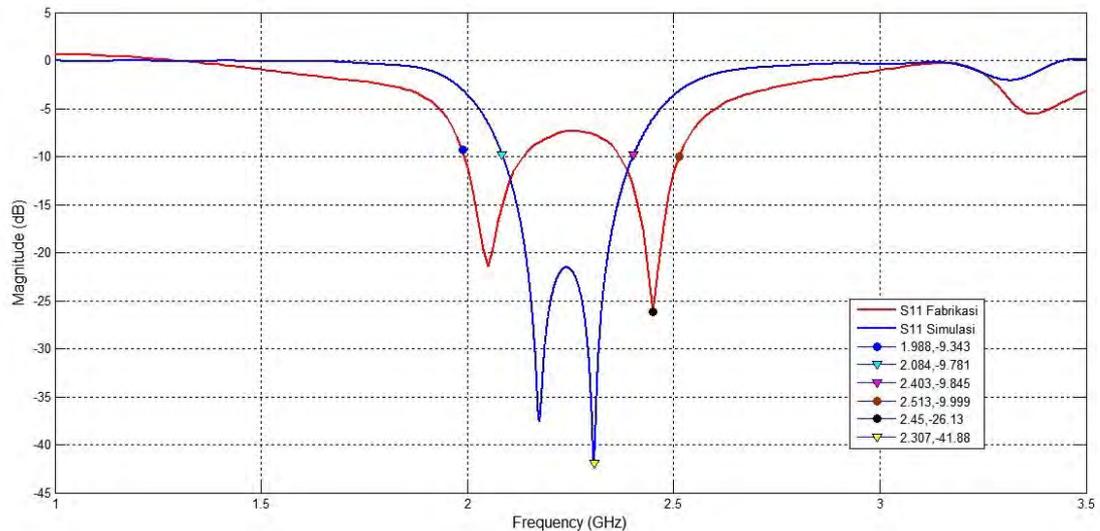
**Gambar 4.20** Grafik parameter S21 Filter Fabrikasi

Pada parameter S21 filter hasil fabrikasi dengan acuan *insertion loss* titik -3 dB keatas merupakan sinyal yang dapat dikirim, maka dari hasil pengukuran filter fabrikasi, frekuensi cut off bawah berada pada frekuensi 1.93 GHz dan frekuensi cut off atas berada pada frekuensi 2,55 GHz sehingga memiliki *bandwidth pass band* sebesar 620 MHz. Pergeseran frekuensi fabrikasi dibanding dengan frekuensi hasil perancangan (filter HMSIW dual mode) baik pada frekuensi cut off bawah maupun frekuensi cut off atas disebabkan karena adanya *loss* pada connector dan *loss* pada saat proses fabrikasi.

#### 4.2.5 Perbandingan *Paramater S11* pada filter yang dirancang dengan pengukuran pada filter hasil fabrikasi

Perbandingan antara filter hasil fabrikasi dan filter yang dirancang yaitu terdapat perbedaan pada frekuensi *cut off* dan *bandwidth passband* seperti yang terlihat pada gambar 4.21. Dari hasil *bandwidth passband*, parameter S11 pada filter fabrikasi memiliki *bandwidth passband* 301 MHz lebih sempit 18 MHz dibanding dengan *bandwidth passband* pada filter yang dirancang 319 MHz sehingga daya sinyal yang dikirim pada filter fabrikasi lebih besar daripada filter yang dirancang. Dan untuk *return loss* filter rancangan (HMSIW dual mode) memiliki ketajaman band *return loss* sebesar -41.88 dB, untuk filter hasil fabrikasi yaitu -26.1 dB. Sedangkan pada frekuensi *cut off* nya, frekuensi filter mengalami pergeseran, beberapa faktor yang bisa menyebabkan bergesernya

frekuensi ini, diantaranya rugi-rugi koaksial, konektor dan juga dalam hal penyolderan.



**Gambar 4.21** Parameter S11 Filter Fabrikasi dan Filter yang dirancang (HMSIW dual mode)

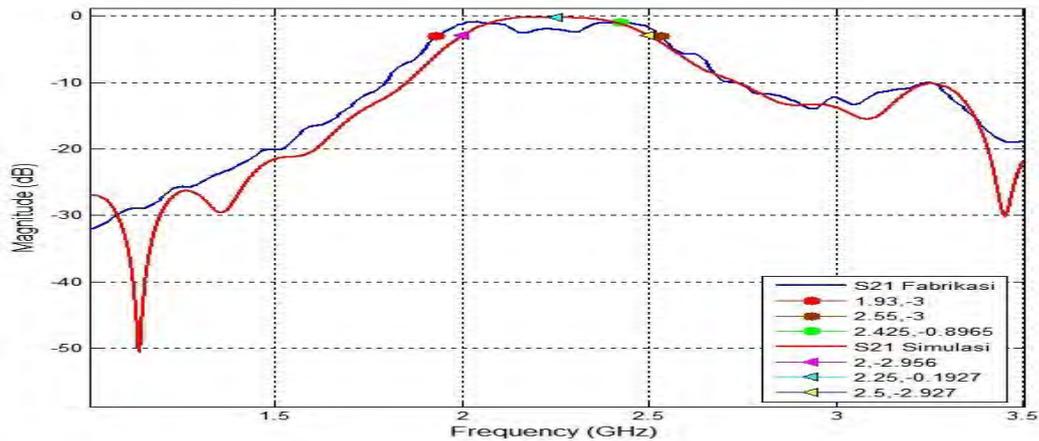
**Tabel 4.11** Perbandingan *Paramater S* pada filter yang dirancang dengan pengukuran hasil fabrikasi

No.	Parameter	Filter Fabrikasi	Filter yang dirancang
1.	S11	1.988 GHz- 2.513 GHz	2.084 GHz- 2.403 GHz
2.	S21	1.93 GHz- 2.55 GHz	2 GHz- 2.5 GHz

#### 4.2.6 Perbandingan *Paramater S21* pada filter yang dirancang dengan pengukuran hasil fabrikasi

Pada gambar 4.22 menunjukkan perbandingan parameter S21. Pada filter hasil fabrikasi grafik S21 menunjukkan rentang frekuensi filter 1,93 – 2.55 GHz, memiliki bandwidth pass band sebesar 620 MHz. Pada filter yang dirancang renatang *bandpassfilter* 2- 2.5 GHz sesuai dengan spesifikasi filter rancangan > Untuk *insertion loss* pada kedua hasil filter memiliki nilai yang cukup baik yaitu

lebih besar dari 1 dB, pada filter fabrikasi  $-0.8965$  dB dan pada filter rancangan (HMSIW dual mode)  $-0.1927$  dB. Perbedaan hasil ini bisa disebabkan beberapa faktor diantaranya lama dan tingkat temperatur pada saat proses penyolderan, rugirugir dari kabel koaksial, dan konektor.



**Gambar 4.22.** Parameter S21 filter fabrikasi dan filter yang dirancang

## BAB V PENUTUP

### 5.1 Kesimpulan

Thesis ini merancang *Bandpassfilter* berbasis *Substrate Integrated Waveguide* untuk aplikasi *Ground Penetrating Radar Ultra Wideband* pada frekuensi 2 –2.5 GHz menggunakan substrat Roger RO4360. Dari hasil perancangan dapat didapat kesimpulan sebagai berikut :

1. Pada hasil filter yang dirancang (HMSIW dual mode) rentang *bandpass filter* 2-2.5 GHz sesuai dengan regulasi dari FCC *Ultra wideband* untuk aplikasi *Ground Penetrating Radar* di *mid frequency* yang memiliki rentang 1.99-10.6 GHz dan memiliki *fractional bandwidth* lebih dari atau sama dengan 20% yaitu 22,2 %.
2. Pada hasil filter yang dirancang UWB berbasis *Ground Penetrating Radar* dengan rentang *bandpass filter* 2-2.5 GHz dan frekuensi tengah 2.25 GHz yaitu dengan perhitungan struktur dan optimasi filter.
3. Pada hasil filter yang dirancang metode yang dipakai adalah *Half Mode Substrate Integrated Waveguide dual mode*. Didapat peningkatan kinerja filter dibanding dengan HMSIW *single mode* yaitu pada *out of band rejection* di frekuensi 3 GHz dengan penurunan magnitude sebesar 7.442 dB dan nilai *return loss* pada frekuensi terendah semakin kecil yaitu dari -24.5 dB ke -41.967 dB. Berikutnya peningkatan kinerja filter dibanding filter desain awal SIW yaitu didapat filter *compact* miniaturisasi dimensi filter sebesar 41.85% dan peningkatan lebar bandwidth yang cukup signifikan sebesar 413 MHz dan nilai *return loss* pada frekuensi terendah semakin kecil yaitu dari -21.78 dB ke -41.967 dB. Dan pada filter yang dirancang memiliki *insertion loss* yang rendah dengan besar magnitude parameter *S21* pada frekuensi 2.2 GHz lebih besar dari -0.16 dB (lebih dari 96% sinyal ditransmisikan).
4. Pada hasil filter yang dirancang (HMSIW dual mode) didapat kinerja filter yang baik yaitu nilai *insertion loss* yang rendah dengan besar magnitude parameter *S21* pada frekuensi 2.2 GHz -0.16 dB dan nilai *return loss* semakin rendah daripada -40 dB (-41.967dB). Pada filter fabrikasi nilai *insertion loss*

dengan besar magnitude parameter  $S_{21}$  pada frekuensi 2.4 GHz -0.8965 dB dan nilai *return loss* semakin rendah daripada -25 dB (-26.13dB).

## 5.2 Saran

Untuk penelitian berikutnya, beberapa pengembangan filter yang sebaiknya dilakukan yaitu :

1. Pemilihan substrat yang digunakan disesuaikan dengan spesifikasi pengaplikasian dari filter dimana didapat pengaruh bahwa nilai konstanta dielektrik dari substrate berpengaruh terhadap frekuensi kerja filter. Semakin besar nilai konstanta dielektrik maka nilai frekuensi kerja semakin kecil.
2. Pengembangan filter yaitu dengan miniaturisasi menggunakan teknik *Quadrature Mode Substrate Integrated Waveguide*.
3. Pembuatan *enclosure* filter sebagai salah satu komponen pasif gelombang mikro dilakukan untuk mendapatkan prototipe filter komersial.

## Daftar Pustaka

- [1] Ahmed, Kafil Uddin, and Bal S. Virdee. "Ultra-wideband bandpass filter based on composite right/left handed transmission-line unit-cell." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 61.2 (2013): 782-788.
- [2] Fernandes, Jorge R., and David Wentzloff. "Recent advances in IR-UWB transceivers: An overview." *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*. IEEE, 2010.
- [3] Hao, Zhang-Cheng, and Jia-Sheng Hong. "Ultrawideband filter technologies." *Microwave Magazine, IEEE* 11.4 (2010): 56-68.
- [4] Li, Lin, et al. "Buried object characterization using ultra-wideband ground penetrating radar." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 60.8 (2012): 2654-2664.
- [5] Win, Moe Z., Davide Dardari, Andreas F. Molisch, Werner Wiesbeck, and Jinyun Zhang. "History and applications of UWB." *Proceedings of the IEEE* 97, no. 2 (2009): 198-204.
- [6] Yu, Yinan, Jian Yang, Tomas McKelvey, and Borys Stoew. "A compact UWB indoor and through-wall radar with precise ranging and tracking." *International Journal of Antennas and Propagation* 2012 (2012).
- [7] Nelms, Matthew E. "Development and evaluation of a multistatic ultrawideband random noise radar". No. AFIT/GE/ENG/10-21. AIR FORCE INST OF TECH WRIGHT-PATTERSON AFB OH GRADUATE SCHOOL OF ENGINEERING AND MANAGEMENT, 2010.
- [8] Venkatachalam, Anbu Selvam, Xianlei Xu, Dryver Huston, and Tian Xia. "Development of a new high speed dual-channel impulse ground penetrating radar." *Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, IEEE Journal of* 7, no. 3 (2014): 753-760.
- [9] Peters Jr, Leon, Jeffrey J. Daniels, and Jonathan D. Young. "Ground penetrating radar as a subsurface environmental sensing tool." *Proceedings of the IEEE* 82.12 (1994): 1802-1822.

- [10] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components." *Microwave Conference, 2002. 32nd European*. IEEE, 2002.
- [11] Chuang, Chia-Cheng, Hung-Hsuan Lin, and Chin-Li Wang. "Design of dual-mode SIW cavity filters." *TENCON 2007-2007 IEEE Region 10 Conference*. IEEE, 2007.
- [12] Chen, Song Yan, D. S. Zhang, and Y. T. Yu. "Wideband SIW power divider with improved out-of-band rejection." *Electronics Letters* 49.15 (2013): 943-944.
- [13] Wang, Yuanqing, et al. "Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) bandpass filter." *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 17.4 (2007): 265-267.
- [14] Qiang, Li, Yong-Jiu Zhao, Quan Sun, Wei Zhao, and Bing Liu. "A compact UWB HMSIW bandpass filter based on complementary split-ring resonators." *Progress In Electromagnetics Research C* 11 (2009): 237-243.
- [15] Q.-Y.Xiang, Q.-Y.Feng, X.-G.Huang, and D.-H. H.Jia, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter and Its Application to Switchable Filters," Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceeding, Moscow, August. 2014.
- [16] Wahyu Waskito, Prasetyono H.M and Eko Setijadi. " Design of Wideband Bandpass Filter based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) with Frequency Range 2-2.5 GHz." *International Student Conference on Advanced Science and Technology*, Surabaya, 2015.
- [17] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components." *Microwave Conference, 2002. 32nd European*. IEEE, 2002.
- [18] Deslandes, Dominic, and Ke Wu. "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form." *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 11.2 (2001): 68-70.
- [19] Lai, Qinghua Christophe Fumeaux, Wei Hong, and Rüdiger Vahldieck. "Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate

- integrated waveguide." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 57.8 (2009): 1996-2004.
- [20] Qin, Wei, Wei Hong, Hong Jun Tang, and Jing Wang. "Design and implementation of UWB bandpass filter with a frequency notch for choking back the interference from narrow band wireless communication systems." *Ultra-Wideband, 2009. ICUWB 2009. IEEE International Conference on*, pp. 521-524. IEEE, 2009.
- [21] Zakaria, Z., W. Y. Sam, MZ Abd Aziz, and M. Muzafar Ismail. "The Integration of Rectangular SIW Filter and Microstrip Patch Antenna based on Cascaded Approach." *Procedia Engineering* 53 (2013): 347-353.
- [22] Breed, Gary. "A summary of FCC rules for ultra wideband communications." *High Frequency Electronics* 4.1 (2005): 42-44.
- [23] A. L. Marenco and R. Rice, "On Ultra Wideband (UWB) Technology and Its Applications to Radar and Communications," Georgia Tech Research Institute, Georgia Institute of Technology, October, 2009.
- [24] Rogers Corporation, "RO 4360 High Frequency Laminates". Rogers Corporation. Chandler, 2015.
- [25] Prasetyono H.M, Wahyu Waskito, and Eko Setijadi. " Design of Wideband Bandpass Filter with Notched band at 802.11a Frequency Spectrum using Multi mode Ring Resonator." *Microwave Theory and Techniques, IEEE*, 2015.
- [26] Roy, Gerry, and Jalur Pilihan Teknik Telekomunikasi. "Perancangan dan Realisasi Antena Rolled Dipole untuk Keperluan GPR dengan Menggunakan Metode FDTD." (2008).
- [27] Winzemer, A. M. "Methods for Obtaining the Voltage Standing-Wave Ratio on Transmission Lines Independently of the Detector Characteristics." *Proceedings of the IRE* 38.3 (1950): 275-279.
- [28] Beatty, Robert W. "Insertion loss concepts." *Proceedings of the IEEE* 52.6 (1964): 663-671.
- [29] Ulaby, Fawwaz T., et al. "Fundamentals of Applied Electromagnetics, ISBN: 978-0-13-213931-1." *Instructor* (2013).

- [30] Chen, F-C., Q-X. Chu, and Z-H. Tu. "Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators." *Electronics Letters* 44.12 (2008): 747-749.
- [31] Hong, Jia-Shen G., and Michael J. Lancaster. "Microstrip filters for RF/microwave applications". Vol. 167. John Wiley & Sons, 2004.
- [32] Armendariz, Marcelino. "*Tunable Substrate Integrated Waveguide Filters Implemented With Pin Diodes and RF MEMS Switches*". Diss. Texas A&M University, 2010.
- [33] Zakaria, Z., et al. "Design of integrated rectangular SIW filter and microstrip patch antenna." *Applied Electromagnetics (APACE), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on*. IEEE, 2012.
- [34] Guan, Xuehui, Bin Wang, Xiaoyan Wang, Haiwen Liu, Ye Yuan, and Xiaoyan Zhang. "Design of a dual-mode substrate integrated waveguide filter with slot line perturbation." *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on*. Vol. 1. IEEE, 2012.
- [35] Matthaei, George L., Leo Young, and E. Michael Jones. *DESIGN OF MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES. VOLUME 2*. STANFORD RESEARCH INST MENLO PARK CA, 1963.
- [36] Reinhold, Ludwig, and Bretchko Pavel. "RF circuit design: theory and applications." (2000).

# Lampiran A

## Datasheet Substrat Rodger RO 4360



### RO4360G2™ High Frequency Laminates



RO4360G2™ laminates are  $\delta.15$  Dk, low loss, glass-reinforced, hydrocarbon ceramic-filled thermoset materials that provide the ideal balance of performance and processing ease. RO4360G2 laminates extend Rogers' portfolio of high performance materials by providing customers with a product that is lead-free process capable and offers better rigidity for improved processability in multi-layer board constructions, while reducing material and fabrication costs.

RO4360G2 laminates process similar to FR-4 and are automated assembly compatible. They have a low Z-axis CTE for design flexibility and have the same high Tg as all of the RO4000 product line. RO4360G2 laminates can be paired with RO4400™ prepreg and lower-Dk RO4000 laminate in multi-layer designs.

RO4360G2 laminates, with a Dk of  $\delta.15$  (Design Dk  $\delta.4$ ), allow designers to reduce circuit dimensions in applications where size and cost are critical. They are the best value choice for engineers working on designs including power amplifiers, patch antennas, ground-based radar, and other general RF applications.

#### Data Sheet

#### FEATURES AND BENEFITS:

RO4000® thermoset resin system specially formulated to meet  $\delta.15$  Dk

- Ease of fabrication / processes similar to FR-4
- RO4000 material repeatability
- Low loss
- High thermal conductivity
- Lower total PCB cost solution than competing PTFE products

#### Low Z-axis CTE / High Tg

- Design flexibility
- Plated through-hole reliability
- Automated assembly compatible

#### Environmentally friendly

- Lead free process compatible

#### Regional finished goods inventory

- Short lead times / quick inventory turns
- Efficient supply chain

#### CAF resistant

#### SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Base Station Power Amplifiers
- Small Cell Transceivers

Advanced Connectivity Solutions  
190 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226  
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 [www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com)

Property	Typical Value [1]	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ (Process Specification)	6.15 ± 0.15	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 (2) Clamped Stripline
				2.5 GHz/23°C	
Dissipation Factor	0.0038	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Thermal Conductivity	0.75		W/m/K	50°C	ASTM D-5470
Volume Resistivity	4.0 x 10 <sup>11</sup>		Ω•cm	Elevated T	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Surface Resistivity	9.0 x 10 <sup>12</sup>		Ω	Elevated T	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Electrical Strength	784	Z	V/mil		IPC-TM-650, 2.5.6.2
Tensile Strength	131 (10)	X	MPa (kpsi)	40 hrs 50%RH/23°C	ASTM D638
	97 (14)	Y			
Flexural Strength	213 (31)	X	MPa (kpsi)	40 hrs 50%RH/23°C	IPC-TM-650, 2.4.4
	145 (21)	Y			
Coefficient of Thermal Expansion	13	X	ppm/°C	-50°C to 288°C After Replicated Heat Cycle	IPC-TM-650, 2.1.41
	14	Y			
	28	Z			
Tg	>280		°C	N/A	ASTM D3850 using TMA
Td	407°C		°C	N/A	ASTM D3850 using TGA
T288	>30	Z	min	30 min / 125°C Prebake	IPC-TM-650 2.4.24.1
Moisture Absorption	0.08		%	50°C/48hr	IPC-TM-650 2.6.2.1 ASTM D570
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	-131 @ 10 GHz	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Density	2.15		gm/cm <sup>3</sup>	RT	ASTM D792
(4) Copper Peel Strength	5.2 (0.91)		pli (N/mm)	Condition B	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	V-0				UL94 File QMTS2.E102763

- (1) Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.  
(2) Clamped stripline method can potentially lower the actual dielectric constant due to presence of airgap. Dielectric constant in practice may be higher than the value listed.  
(3) Design DK is an average number from several different tested lots of material and on the most common thicknesses. If more detailed information is required please contact Rogers Corporation. Refer to Rogers technical article "The Influence of Test Method, Conductor Profile, and Substrate Anisotropy on the Permittivity Values Required for Accurate Modeling of High Frequency Planar Circuits" available on our website at [www.rogerscorp.com](http://www.rogerscorp.com).  
(4) Results based on lot data

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.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
0.008" (0.203mm), 0.012" (0.305mm) 0.016" (0.406mm), 0.020" (0.508mm) 0.024" (0.610mm), 0.032" (0.813mm), 0.060" (1.524mm)	12" X 18" (305 X 457 mm) 24" X 18" (610 X 457 mm) 48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	½ oz. (18µm), 1 oz. (35µm) and 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil

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.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited. The Rogers' logo, RO4000, RO4000 and RO41002 are licensed trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.  
© 2015 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved. Revised 5198 062915 Publication 890-143

## Lampiran B Publikasi

### Design of Wideband Bandpass Filter based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) with Frequency Range 2-2.5 GHz

Wahyu Waskito<sup>1</sup>, Prasetyono Hari Mukti<sup>2</sup>, Eko Setijadi<sup>3</sup>

Electrical Engineering Department, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS)

e-mail: wahyu.waskito10@mhse.its.ac.id<sup>1</sup>, prasetyono@elect-eng.its.ac.id<sup>2</sup>, ekoser@ee.its.ac.id<sup>3</sup>

**Abstract**— This paper present design and experiment a compact bandpass filter based on half mode substrate integrated waveguide (HMSIW). The design of the proposed filter consisting of two slots is considered as a resonator, single mode HMSIW cavity with coupling. The filter shows a wide passband from 2-2.5 GHz. The insertion loss is less than 1 dB at center frequency 2.25 GHz and the measured 3 dB fractional bandwidth is 22% with 26 dB return loss. The filter is implemented on Rogers substrate RO4360 ( $\epsilon_r = 6.15$ ) with dimension of 75 x 40.77 mm. HMSIW be beneficial in microwave system where the structure are compact size, low cost and low insertion loss.

**Index Terms**— Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW), bandpass filter, insertion loss, return loss, fractional bandwidth.

#### I. INTRODUCTION

The rapid development of high quality microwave and millimeter wave communication system bring the demand on high performance filter. The electromagnetic (EM) spectrum is becoming more crowded, and it is densely populated with various wireless signals and parasitic interferences in connection with communication and sensing services. Increasingly sophisticated radio frequency (RF), microwave, and millimeter-wave filters are required to enable the selection of specific frequency channels. Bandpass filters have been the most useful and popular types for such applications and are the most difficult to design and develop in practice [1].

Rectangular waveguide components have widely been used in millimeter-wave systems that have the benefit from its high power handling capabilities and low loss [2]. Their relatively high cost and difficult integration prevent them from being used in low-cost high-volume applications. The recently proposed substrate integrated waveguide (SIW) scheme provides an interesting alternative, thus providing a compact and low cost platform [3]. SIW is a planar substrate with periodic arrays of metalized via holes through substrate [3]. However, for many applications this technology can be too wide. Thus, the reduction of the SIW size is very desirable task.

New guided wave structures called the half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) which keeps the advantages of SIW but the size is nearly half reduced [4] can be synthesized on a planar substrate have been used for implementing planar resonator and filter applications with the

features of good power capability, high  $Q$  factor, low cost and compact volume size comparable to that of the bulky waveguide based implementations and conventional SIW [5]-[5]. The concept of HMSIW is attractive for filter design since it has been proposed aiming at a further reduction of the size of the SIW, and more importantly, Recently, several work about the design of HMSIW cavity filters [6]-[8].

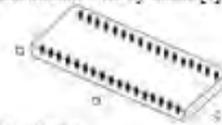


Fig. 1. Structure of a SIW cavity.

This paper demonstrates the technique of HMSIW filter. A section of HMSIW between two slots is considered as a resonator, by adjustment the length of the slot lines, the higher cutoff frequency can be easily adjusted to the desired frequency point. By tuning the length and the width of HMSIW cavity, the lower cutoff frequency can also control. To improve the frequency selectivity and out of band rejection, single mode HMSIW cavity BPF are designed with coupling. The implemented filter has a full frequency pass band from 2 GHz to 2.5 GHz in simulation. The tested insertion loss in the passband is less than 1dB.

#### II. THEORY AND DESIGN ANALYSIS

Consider a SIW cavity constructed as Fig 1. The resonant frequency with respect to the  $TE_{m,n}$  mode is, determined by the equation:

$$f_{res} = \frac{v_p}{2r\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{c}\right)^2} \quad (1)$$

where

$m, n, l$  : the indices of the mode

$a, b, c$  : physical dimensions of the cavity

$\mu_r$  : permeability of the filled material inside the cavity

$\epsilon_r$  : permittivity of the filled material inside the cavity

Considering the dimension thinner than the others, the index  $n$  is assigned to be zero in this work. It follows that the field intensity varies two-dimensionally, which does simplify the analysis of mode operations and coupling mechanism [2]. Compared to conventional 3-D rectangular waveguides, thinner substrate dielectrics prevent Transverse Magnetic

(TM) modes to resonate. Therefore, only Transverse Electric (TE) modes can propagate through SIW cavities effectively [9].

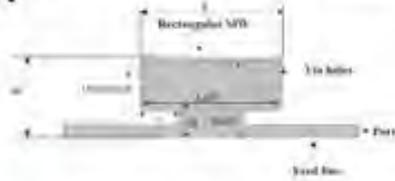


Fig. 2. Topology of HMSIW Filter, Top View

For the TE<sub>101</sub> mode, the efficient width ( $w_c$ ), and length ( $l_c$ ) of the resonant SIW cavity are given by [10], [11]:

$$w_c = w_{slw} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2)$$

$$l_c = l_{slw} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (3)$$

where

$w_{slw}$  : outer width of the resonant SIW cavity

$l_{slw}$  : outer length of the resonant SIW cavity

$d$  : diameter via

$p$  : distance between vias

Due to the inherent relationship of the SIW and HMSIW, we can have:

$$W_{HMSIW} = 0.5 W_{slw} \quad (4)$$

### III. CHARACTERIZATION AND DISCUSSION

According to the above analysis, the proposed filter is designed, simulated, and optimized using Electromagnetic tools CST. The final dimensions of the UWB filter are:  $P = 2\text{mm}$ ,  $d = 1\text{mm}$ ,  $L = 38.75\text{mm}$ ,  $L_{eff} = 35\text{mm}$ ,  $W = 20.52\text{mm}$ ,  $W_{eff} = 18.52\text{mm}$ ,  $L_s = 7.375\text{mm}$ . Using a print-circuit-board (PCB) technique, the filter was simulated on a microstrip substrate with a relative permittivity of 6.15 and thickness of 1.542 mm. Although a low dielectric constant has been used, the filter is compact with a size of  $75 \times 40.77\text{mm}$ .

Fig. 3. demonstrate the S-parameters of the HMSIW filter. The lower and higher cutoff frequencies of the HMSIW filter passband are equal to 2 and 2.5 GHz and the fractional bandwidth 22%. Furthermore, the HMSIW filter has achieved the return loss more than 10 dB from 2.1 to 2.26 GHz. The measured insertion loss  $S_{21}$  is 0.46 dB at center frequency and the minimum insertion loss is 0.25 dB at 2.175 GHz.

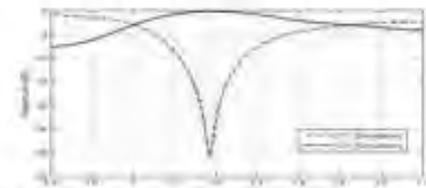


Fig. 3. Return loss  $S_{11}$  and insertion loss  $S_{21}$  of HMSIW Filter

### IV. CONCLUSION

The proposed HMSIW filter consist of slot lines and rectangular cavity is designed and implemented to achieves a wideband with passband 2-2.5 GHz, the fractional bandwidth up to 22%, and insertion loss  $S_{21}$  is 0.46 dB and 0.25 dB, at center frequency and at 2.175 GHz, respectively. The HMSIW resonator are realized by added slot lines on the side of HMSIW cavity and the resonance are generated below characteristic waveguide cut off frequency. The proposed HMSIW filter has good performance, compact size, low insertion loss, and has great improvements selectivity with simple geometry. However, the size of the filter can be miniaturized again for integrated applications. Our future work will be emphasized on the miniaturization of filter. For example, quarter mode substrate integrated waveguide (QMSIW) owns advantages in size compared with SIW and HMSIW [12]. Therefore, QMSIW can replace HMSIW in our design to reduce the size of the filter.

### V. ACKNOWLEDGMENT

The author wish to thanks ITS and the ministry of Research and DIKTI for supporting this research under the Fresh Graduate scholarship.

### VI. REFERENCES

- [1] Xiao peng, and K.Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filter", IEEE Microwave Magazine, July/August 2014.
- [2] Chao-chang Chuang, Meng-Hsuan Lin, and Chin-Li Wang, "Design of Dual-Mode SIW Cavity Filters", IEEE, 2007.
- [3] D. Deslandes, and K.Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," Microwave Conference, pp.1-4, 2002.
- [4] W. Qin, W. Meng, H. Jun Tang, J. Wang, "Design and Implementation of LWE Bandpass Filter with a Frequency Notch for Choking Back the Interferer from Narrow Band Wireless Communication Systems," ICULWB, Sept. 2009.
- [5] Z. Zakaria, W. Y. Sam, M. Z. Abd Aziz, M. M. Ismail, "The Integration Of Rectangular SIW Filter and Microstrip Antenna Based On Cascaded Approach," MLICET, 2012.
- [6] Y. Wang, W. Meng, Y. Dong, B. Liu, H. Jun Tang, J. Chen, X. Yin, and K. Wu, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter," IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol.17, no. 4, pp.265-267, April 2007.
- [7] L. Qiang, Y. J. Zhao, Q. Sun, W. Zhao, B. Liu, "A Compact LWE HMSIW Bandpass Filter based on Complementary Split-Ring Resonators," Progress in Electromagnetic Research C, vol.11, pp. 237-243, 2009.
- [8] Q.-Y. Xiang, Q.-Y. Feng, X.-G. Meng, and D.-H. Min, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter and Its Application to Switchable Filters," Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceedings, Moscow, August 2014.
- [9] M. Armandpour, "Tunable Substrate Integrated Waveguide Filter Implemented with Pin Diodes and RF Memos Switches," Texas A&M University, Texas, Dec. 2010.
- [10] Z. Zakaria and B. N. Ahmad, "Design of SIW Bandpass Filter with 6 dB Offset," IEEE Int. RF and Micro. Conf, Semarang, Dec. 2011.
- [11] R. Q. Li, X. M. Tang, and F. Xiao, "Substrate Integrated Waveguide dual-mode filter using slot lines perturbation," Electronic Letters, vol.46, no. 12, June 2010.
- [12] H. Cao, S. He, H. Li, and S. Yang, "A compact wideband bandpass filter using novel cascaded QMSIW resonator with high selectivity," Progress in Electromagnetic Research C, vol. 41, pp. 229-234, July 2012.

# Design of Ultra-wide Band Band-Pass Filter with Notched Band at 802.11a Frequency Spectrum using Multi-mode Ring Resonator

Prasetyono Hari Mukti<sup>1</sup>, Wahyu Waskito<sup>2</sup> and Eko Setijadi<sup>3</sup>

Laboratory of Antenna and Propagation  
Department of Electrical Engineering  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Jalan Arief Rahman Hakim, Surabaya 60111, Indonesia

<sup>1</sup>prasetyono@elect-eng.its.ac.id, <sup>2</sup>wahyu.waskito10@mhs.ee.its.ac.id, <sup>3</sup>ekoset@ee.its.ac.id

**Abstract**— The existence of WLAN Application over Ultrawide Band Spectrum becomes a challenge for development of UWB Applications. Hence, in this paper, an ultra wideband bandpass filter (UWB-BPF) with notched band at 802.11a Frequency Spectrum is proposed. The proposed filter is designed by using multimode ring resonator. The multimode ring resonator is represented by rectangular ring which is connected to the interdigital capacitor. The proposed filter is printed on the Duroid substrate with relative permittivity and thickness of 2.2 and 1.6 mm, respectively. The designed filter occupies the area of 36 mm x 16 mm. The proposed filter characteristics are investigated numerically and experimentally in terms of return loss, insertion loss, surface current, phase and group delay. From the numerical analysis, it shows that the proposed filter has a pass-band at frequency of 3.78-7.94 GHz with notched band at 4.3-5.9 GHz. This result is very useful to reject IEEE 802.11a based services over the UWB Applications. However, the experimental analysis shows different performances both in the operating pass-band and insertion loss. This difference may be occurred due to the technical reason while conducting filter measurement.

**Keywords**—bandpass filter, composite right/left handed materials (CRLH), multimode, ring resonator, ultra-wideband (UWB)

## I. INTRODUCTION

Recently, the development of high data transmission rate with low power consumption become an interest of many researchers. These requirements are needed for developing short-range and high-speed wireless communication, high-resolution radar, as well as power-efficient RF tracking and positioning systems. One of the promising solutions to develop such systems is Ultra-wideband (UWB) Technology [1]-[2].

In February 2002, the US Federal Communications Commission (FCC) released a decision to permit the unlicensed use of large frequency band from 3.1 to 10.6 GHz for UWB Applications [3]. Since that time, the exploration of UWB components and devices became more attractive for numerous academics and industries due to its advantages, such

as low complexity and low cost, carrier-free transmission, and strong resistance to severe multipath and jamming, as well as passive interferences [4].

In order to comply with FCC spectrum mask which allocating 7500 MHz of spectrum bands, development of UWB components and devices face a great challenge. One of the essential components for UWB system is filter which has a function to control the limitation emission of radiation. Besides having a fractional bandwidth around 110% at center frequency of 6.85 GHz, filter which is developed for UWB Systems should meet several requirements, such as low insertion loss and flat group delay over passband, as well as high out-of-band selectivity [5].

Conventional theories for developing bandpass filter (BPF) are only relatively applicable for narrowband filter [6]. Hence, several prominent theories or techniques had been proposed to develop UWB-BPF in recent years [7]-[12]. In [7]-[8], hybrid structure of microstrip and coplanar-waveguide (CPW) was adopted to design UWB-BPF which achieved a compact footprint with a narrow stopband. Dual-line coupling structure is also used to develop UWB-BPF [9]. Another technique such as cascade structure of highpass and lowpass [10] or bandpass and bandstop [11] were also investigated to develop UWB-BPF. These techniques show high level of rejection and good out-of-band harmonic suppression. However, those techniques still have a drawback of large circuit dimension. In order to reduce the dimension of UWB BPF, L. Zhu *et. al.* proposed a prominent technique of Multimode Resonator (MMR) in designing UWB-BPF [12].

On the other side, a general problem on implementation of UWB-BPF for UWB system within the frequency spectrum defined by FCC is still remaining. The existence of WLAN application which is operating at frequency band of 5.15-5.35 GHz and 5.725-5.825 GHz [13] may interfere with another UWB Application. Therefore, the development of UWB-BPF with a narrow rejection or notch at WLAN 802.11a frequency spectrum is required. A number of techniques have been proposed to address that problem [14]-[17]. In [14], Shaman and Hong proposed the used of open-ended stubs which are

Effects of finger length to the performance of proposed filter in terms of return loss and insertion loss are depicted in Fig. 3. From the figure, it can be seen that change of finger length shifts the center frequency of each pass-band with the return loss and insertion value almost remains constant.

By conducting the parametrical analysis, the final characteristics of the proposed filter are numerically obtained. In order to obtain desired resonant frequency and filter bandwidth, the proposed filter design is numerically analyzed in terms of return loss. Bandwidth of the proposed filter can be determined by using the area below -10 dB of return loss. As shown in Fig. 4 (blue line), it describes that the filter pass-band can operate at the range frequency of 3.78-7.94 GHz with notched band at 4.3-5.9 GHz. It seems that the obtained notch band is still larger compared to the intended notch band for IEEE 802.11a services. Additionally, even though the -10dB bandwidth still shows narrow bandwidth compared to the FCC's UWB Frequency spectrum, the insertion loss over the UWB frequency mask shows good performance. From the insertion loss point of view, the obtained notch band is relatively closed to the intended range of frequency.

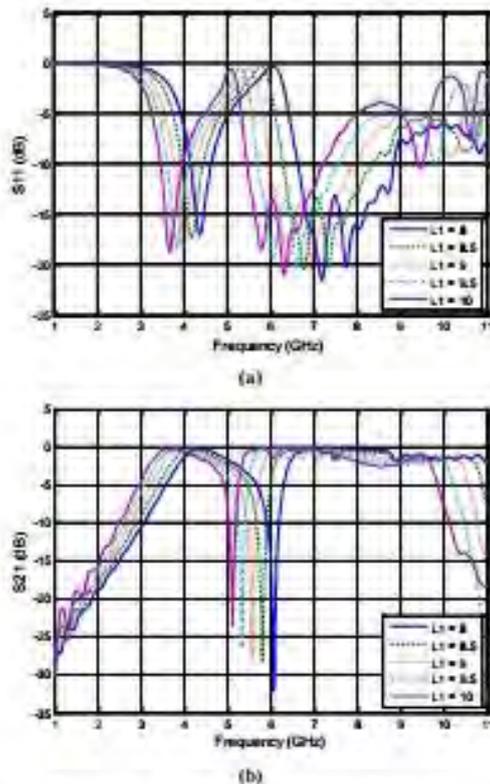


Fig. 3 Effect of finger length to (a) S11 and (b) S21

Besides the return loss and insertion loss analysis, the characteristic of the proposed filter can also be analyzed numerically in terms of surface current, as presented in Fig. 5. This figure shows how the electric field propagates on the filter surface. The colors gradation indicates the value of electric field at the certain location of filter surface. It can be affirmed that most of electric fields propagates through the interdigital capacitor with the highest value occurs at the transition between interdigital capacitor and rectangular ring resonator. Comparing to Fig. 2-Fig. 3, it can be seen that the change of rectangular dimension does not affect to the frequency response. It is very reasonable due to less electric fields are propagated in the rectangular ring.

Furthermore, in order to ensure the minimum distortion condition in baseband signals, flat group delay and linear phase of the designed filter over the filter passband should be evaluated. Fig. 6 and Fig. 7 show the group delay and phase of the designed filter, respectively. From Fig. 6, it can be seen that the simulated group delay is below 0.5 ns in all filter pass band. Whereas, the simulated filter phase is acceptably linear over the passband as depicted in Fig. 7. The spikes in group delay and phase characteristics of the proposed filter are affected by the notched band designed in the filter.

After numerical investigations of the filter characteristic are conducted, the further step of filter design is experimental validation by using fabricated filter prototype. This validation aims to verify the desired filter specification. The prototype of the proposed filter is presented in Fig. 8. The comparison between the numerical and experimental characteristic in terms of return loss and insertion loss is depicted in Fig. 9. Generally, based on the curves shown in the figure, it can be affirmed that there occur a different between numerical and experimental characteristics. In terms of return loss, the operating bandwidth obtained from experiment is larger than numerical analysis. However, the low cut-off frequency is shifted to the higher frequency and appears double notch band. Moreover, in term of insertion loss, the experimental characteristic shows worse performance than the numerical characteristic. This performance is caused by the transmission loss from the filter to another devices become much greater.

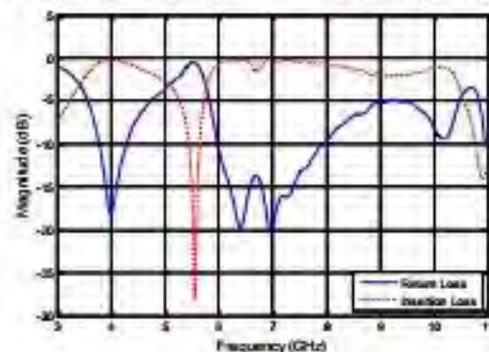


Fig. 4 Frequency Response of the final filter design

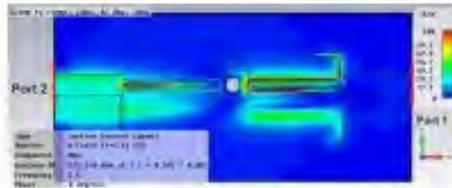


Fig. 5 Surface Current

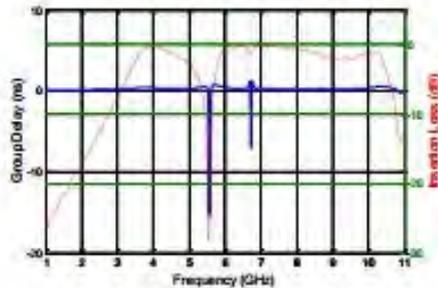


Fig. 6 Group Delay Characteristic

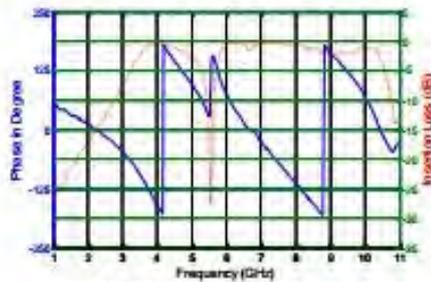


Fig. 7 Linear Phase Characteristic



Fig. 8 Prototype of the proposed filter

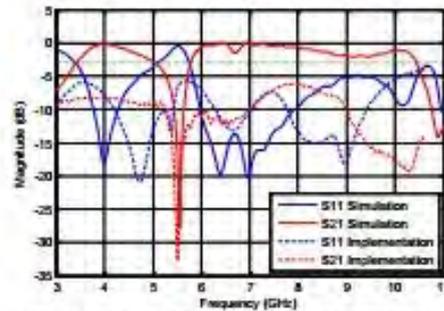


Fig. 9 Comparison of numerical and experiment analysis

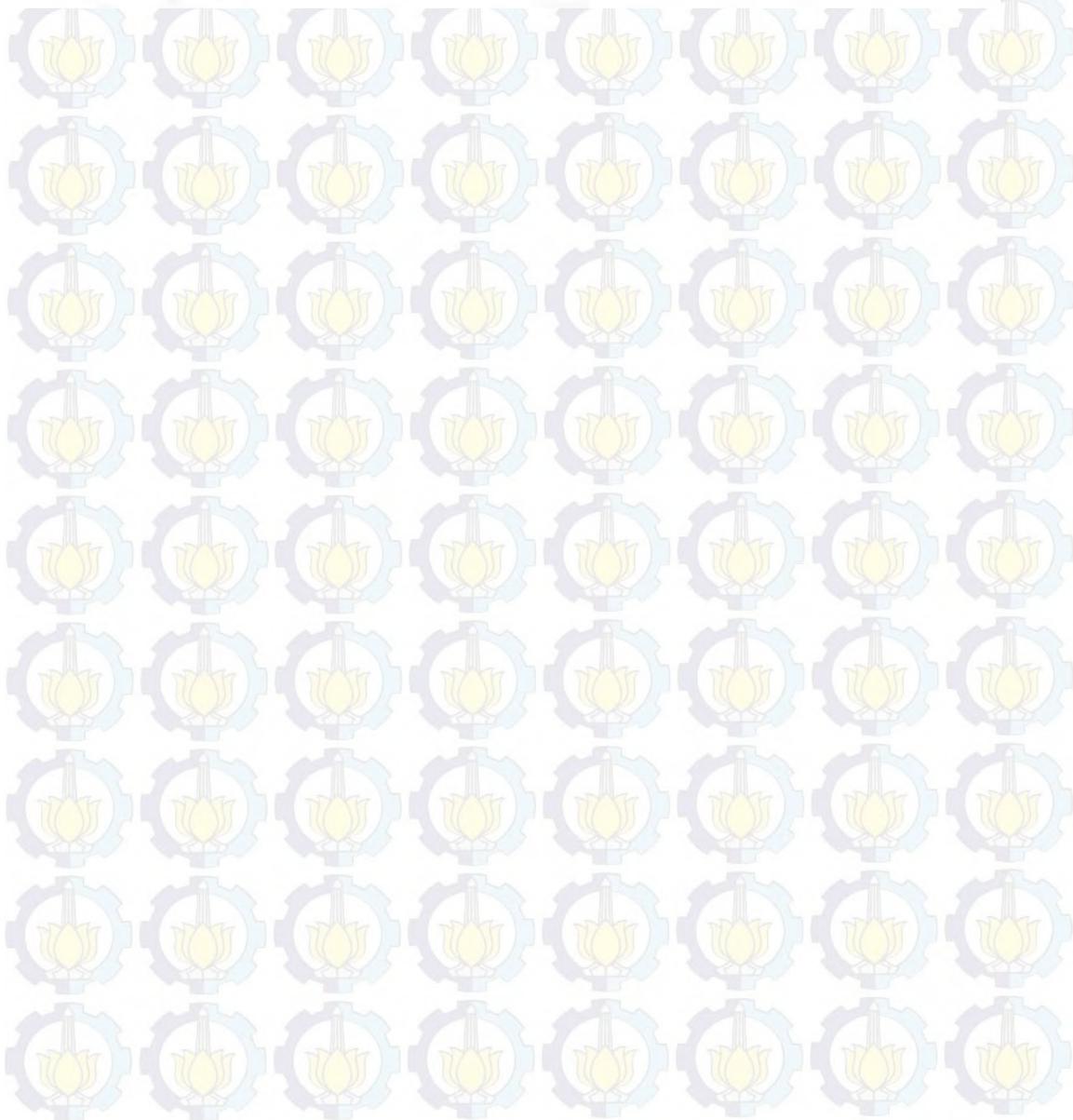
#### IV. CONCLUSIONS

A compact Ultrawideband bandpass filter (UWB-BPF) with notch band at the IEEE 802.11a spectrum frequency is presented. The proposed filter which occupies the dimension of 36 mm × 16 mm is implemented on Duroid substrate which has relative permittivity of 2.2 and substrate thickness of 1.6 mm. The filter is designed by combining rectangular ring resonator which is connected to interdigital capacitor at the both side of the ring, double ground stub and loading stub. The characteristic of the proposed filter is evaluated both in numerical and experimental approach. From the numerical analysis, the pass-band of the proposed filter is obtained at frequency range of 3.78-7.94 GHz with notched band at 4.3-5.9 GHz. However, the experimental analysis shows different characteristic compared to the numerical analysis. Filter prototype characteristics is different both in terms of return loss and insertion loss. This different characteristic may be occurred due to the miss-matched impedance between the measurement cable to the device and components.

#### REFERENCES

- [1] G. B. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 36-47, Jun. 2003.
- [2] C.-C. Chong, F. Watanabe, and H. Inamura, "Potential of UWB technology for the next generation wireless communications," in *the Proceeding of 2006 IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 422-429, Marrakech-Agarou, Aug. 28-31, 2006.
- [3] FCC, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Federal Communications Commission, Washington, D.C., Tech. Rep. ET-Docket 98-155 FCC02-48, Apr. 2002.
- [4] R.S. Kshirsrayan, "An introduction to UWB communication systems," in *IEEE Potentials*, vol.28, no.2, pp.9-13, March-April 2009.
- [5] L. Han, K. Wu, and X. Zhang, "Development of packaged ultra-wideband bandpass filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, No. 3, pp. 220-228, Jan. 2010.
- [6] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Bandpass Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.

- [7] T. N. Kuo, S.-C. Lin, and C. H. Chen, "Compact ultra-wideband bandpass filter using composite microstrip-coplanar-waveguide structure," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3772-3778, Oct. 2006.
- [8] T.-N. Kuo, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "A compact ultra-wideband bandpass filter based on split-mode resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 852-854, Dec. 2007.
- [9] K. Song, Y. Fan, "Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Dual-Line Coupling Structure," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.19, No.1, pp.10-12, Jan. 2009
- [10] J.-S. Hong and H. Shaman, "An optimum ultra-wideband microstrip filter," in *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 3, pp. 230-233, Nov. 2005.
- [11] C.-W. Tang and M. G. Chen, "A microstrip ultra-wideband bandpass filter with cascaded broadband bandpass and bandstop filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 11, pp. 2412-2418, Nov. 2007.
- [12] S. Sun, and L. Zhu, "Capacitive-Ended Interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, No. 8, pp.440-442, Aug. 2006.
- [13] IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band," *IEEE Std 802.11a-1999*, pp.1,102, Dec. 30 1999
- [14] H. Shaman and J.-S. Hong, "Ultra-Wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structures," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 193-195, Mar. 2007.
- [15] G.-M. Yang, R. Jin, C. Vitoria, V. G. Harris, and N. X. Sun, "Small ultra-wideband (UWB) Bandpass Filter with Notched Band," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 3, pp. 176-178, Mar. 2008.
- [16] Thirumalaivasan K and Nakkaran R, Design of Dual Notch Filter from UWB Band pass Filter to Reject 3 GHz Narrowband WLAN Service, *Int. J. on Recent Trends in Engineering & Technology*, Vol. 05, No. 02, pp. 99-102, Mar. 2011.
- [17] Thirumalaivasan K and Nakkaran R, Development of UWB Band pass Filter with Two Notch Bands to Reject IEEE 802.11ab Services, *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, Vol. 3, No. 3, pp. 439-442, June. 2011.

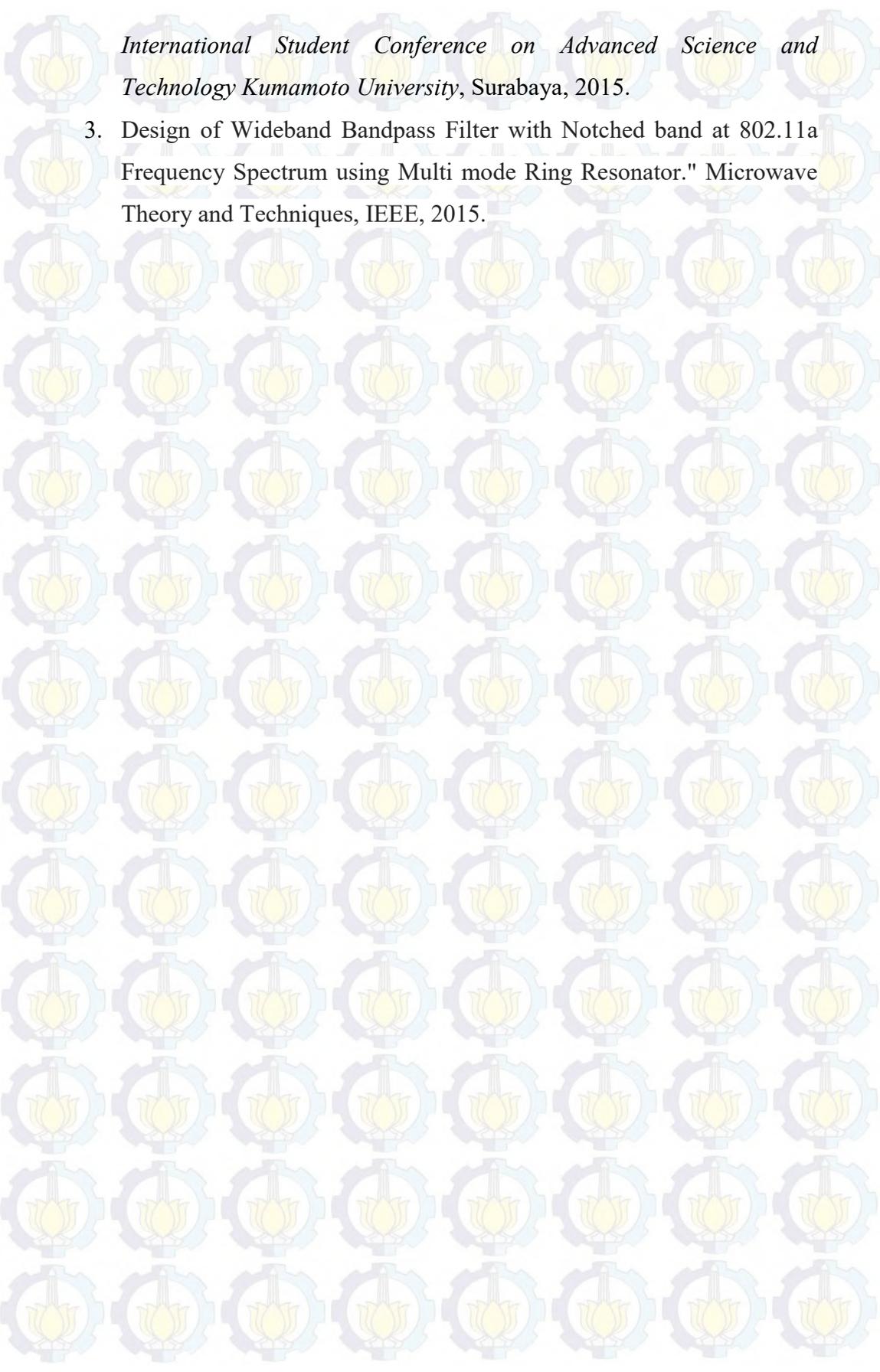


## RIWAYAT PENULIS



Penulis bernama lengkap Wahyu Waskito, dilahirkan di kabupaten Banyuwangi, 23 Maret 1992, merupakan putra ketiga dari tiga bersaudara pasangan Bapak Ahmadi Nardiyono dan Ibu Darmini. Penulis menempuh pendidikan formal di Jember yakni SDN Kepatihan 1 Jember, SLTPN 2 Jember dan SMAN 1 Jember. Setelah lulus dari SMA tahun 2010, Penulis mengikuti jalur PMDK tulis dan diterima menjadi mahasiswa di Jurusan Teknik Elektro FTI-ITS. Pada tahun 2014 penulis menjutkan studi kuliah dengan mengambil program magister di Jurusan Teknik Elektro, bidang keahlian Telekomunikasi Multimedia, Institut Teknologi Sepuluh Nopember. Semasa perkuliahan, penulis berorganisasi di BEM FTI ITS sebagai staff Departemen Keprofesian dan Kesejahteraan Mahasiswa BEM FTI ITS. Penulis juga pernah melaksanakan kerja praktek di PT Telekomunikasi Selular Tbk menganalisis Perencanaan *Small Cell* dan *BTS Hotel*. Penulis telah mempublikasikan beberapa penelitian antara lain :

1. Desain dan Analisis Kerja *Bandpassfilter* pada *Ultra Wideband* berbasis *Metamaterial* Sel Unit *Composite Right/Left Handed Transmission-Line* dengan *Notch Band* pada frekuensi  $5.2 \text{ GHz} - 5.8 \text{ GHz}$ , *jurnal Institut Teknologi Sepuluh Nopember*.
2. Design of Wideband Bandpass Filter based on Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) with Frequency Range 2-2.5 GHz."



*International Student Conference on Advanced Science and Technology Kumamoto University, Surabaya, 2015.*

3. Design of Wideband Bandpass Filter with Notched band at 802.11a Frequency Spectrum using Multi mode Ring Resonator." *Microwave Theory and Techniques, IEEE, 2015.*