



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**FILTER ULTRA WIDEBAND DENGAN METAMATERIAL  
MEMAKAI SISIPAN FILTER BANDSTOP  
PADA FREKUENSI 5,2 GHz – 5,8 GHz**

**TESIS**

**TRIPRIJOOETOMO**  
NPM. 0906578200

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM PASCASARJANA  
DEPOK  
JUNI 2012**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**FILTER ULTRA WIDEBAND DENGAN METAMATERIAL  
MEMAKAI SISIPAN FILTER BANDSTOP  
PADA FREKUENSI 5,2 GHz – 5,8 GHz**

**TESIS**

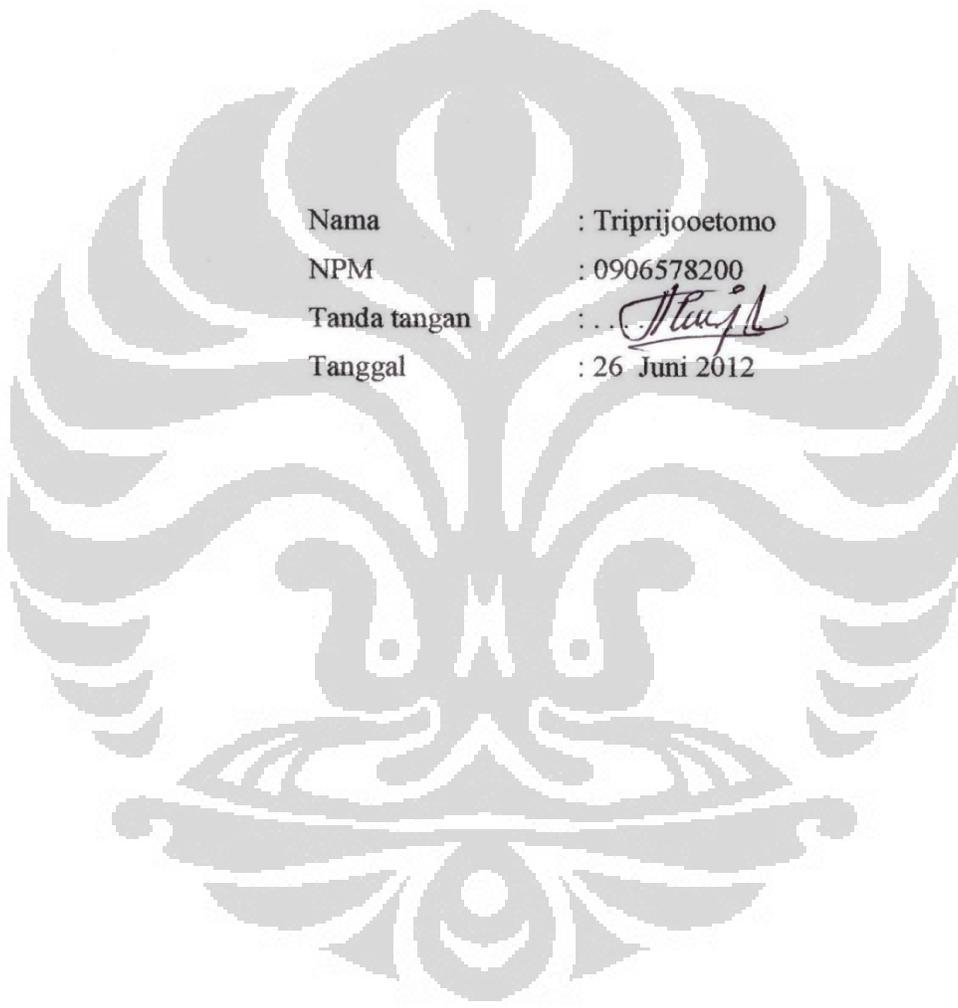
**Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar  
Magister Teknik**

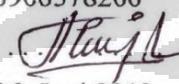
**TRIPRIJOOETOMO**  
NPM. 0906578200

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
KEKHUSUSAN TEKNIK TELEKOMUNIKASI  
DEPOK  
JUNI 2012**

## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

Tesis ini adalah hasil karya sendiri,  
dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk  
telah saya nyatakan dengan benar



Nama : Triprijoetomo  
NPM : 0906578200  
Tanda tangan :   
Tanggal : 26 Juni 2012

## HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh

Nama : Triprijoetomo

N P M : 0906578200

Program Studi: Teknik Telekomunikasi

Judul Tesis :

FILTER ULTRA WIDEBAND DENGAN METAMATERIAL  
MEMAKAI SISIPAN FILTER BANDSTOP  
PADA FREKUENSI 5,2 GHz – 5,8 GHz

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Magister Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

### DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Prof.Dr.Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc. (  )

Penguji : Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc.,Ph.D. (  )

Penguji : Dr. Fitri Yuli Zulkifli, ST.M.Sc (  )

Penguji : Basari, ST, MEng. PhD (  )

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 26 Juni 2012

## UCAPAN TERIMAKASIH

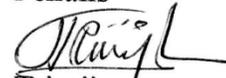
Puji syukur saya ucapkan kepada Allah SWT, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan Tesis ini. Penulisan Tesis ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Magister Teknik, Program Studi Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan tesis ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan tesis ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

1. Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc. selaku dosen pembimbing yang telah meluangkan waktu untuk membimbing, memberikan arahan, nasehat, mendukung penuh dan memberikan semangat dalam penelitian dan penulisan tesis ini.
2. Basari ST. MEng. PhD yang telah meluangkan waktu dan memberikan dukungan dan arahan sehingga tesis ini bisa selesai
3. Dr. Fitri Yuli Zulkifli ST. M.Sc, yang telah memberikan kesempatan berdiskusi dalam penulisan tesis ini.
4. Laboratorium Antenna Propagation and Microwave Research Group (AMRG) Departemen Teknik Elektro Universitas Indonesia, atas fasilitas yang diberikan menggunakan Network Analyzer dalam pengukuran filter.
5. Aditya Inzani, Andik Atmaja, Yusuf Fauzi serta semua anggota AMRG yang telah membantu dalam penelitian ini.
6. Orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral

Akhir kata, saya berharap Allah SWT berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu, semoga tesis ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, 26 Juni 2012

Penulis

  
Triprijoetomo

## HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS

---

Sebagai sivitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan di bawah ini:

Nama : Triprijooetomo  
NPM : 0906578200  
Program Studi : Teknik Telekomunikasi  
Departemen : Teknik Elektro  
Fakultas : Teknik  
Jenis karya : Tesis

demi pengembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia **Hak Bebas Royalti Noneksklusif (Non-exclusive Royalty-Free Right)** atas karya ilmiah saya yang berjudul:

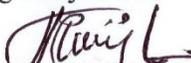
### **FILTER ULTRA WIDEBAND DENGAN METAMATERIAL MEMAKAI SISIPAN FILTER BANDSTOP PADA FREKUENSI 5,2 GHz – 5,8 GHz**

beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya tanpa meminta izin dari saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta. Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di: Depok

Pada tanggal: 26 Juni 2012

Yang menyatakan

  
(Triprijooetomo)

## ABSTRAK

Pada perancangan filter untuk aplikasi komunikasi nirkabel *Ultra Wide Band* (UWB) yang beroperasi pada rentang frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, terdapat sistem komunikasi *wireless local area network* (WLAN) 802.11a yang bekerja pada rentang frekuensi 5,2 GHz sampai dengan 5,8 GHz, sehingga pada rentang frekuensi tersebut dapat terjadi interferensi antara kedua sistem. Untuk menjaga perangkat UWB, maka pada rancangan filter perlu ditambahkan sebuah *bandstop response* agar sistem komunikasi UWB tidak terganggu oleh sistem komunikasi WLAN.

Oleh karena itu pada penelitian ini diusulkan rancangan filter *ultra wideband band pass filter* (UWB BPF) menggunakan *dual mode resonator* (DMR) dan *interdigital capacitor* untuk mendapatkan frekuensi UWB. Sedangkan untuk mendapatkan *bandstop response* pada frekuensi 5,2 GHz sampai dengan 5,8 GHz digunakan *loading stub* dan ditambahkan *ground stub dengan via* untuk mendapatkan sifat *metamaterial*. Frekuensi *cutoff* bawah dan atas dari filter rancangan ini dapat digeser dengan mengatur diameter luar dari *ring* dan panjang pendeknya *interdigital capacitor* sedangkan frekuensi tengah dari *bandstop* dapat diubah dengan cara mengatur lebar *loading stub*.

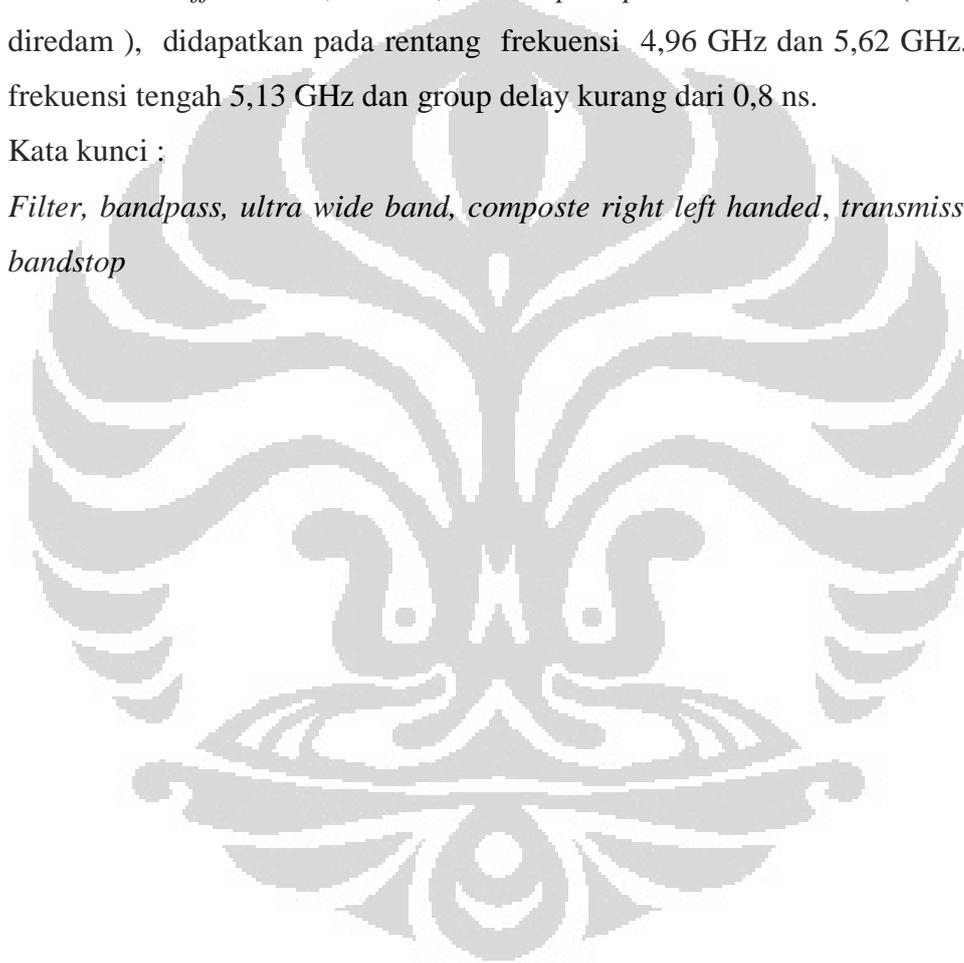
Sifat *metamaterial* filter dapat dianalisa dengan menggunakan pendekatan saluran transmisi. Pada rancangan ini digunakan pendekatan model saluran transmisi *Composite Right-Left Handed Transmission Line* (CRLH-TL) yang dimodelkan dalam sebuah unit sel sebagai rangkaian induktor seri ( $L_R$ ) dan kapasitor seri ( $C_L$ ) dan kapasitor *shunt* ( $C_R$ ) serta induktor *shunt* ( $L_L$ ). Kelebihan dari CRLH-TL ini adalah strukturnya yang *homogenous*, dimana struktur *homogenous* adalah struktur yang rata-rata strukturnya lebih kecil dari panjang gelombang pemandu ( $\lambda_g$ ). CRLH-TL dapat bekerja pada daerah *broadband* dengan rugi-rugi (*losses*) yang kecil. Selain itu, dimensi komponennya dapat dirancang hingga  $\frac{1}{4} \lambda$ , sehingga memungkinkan miniaturisasi rancangan dengan struktur CRLH-TL ini. Dengan metode pendekatan teori CRLH-TL ini diharapkan mendapatkan dimensi yang lebih kecil dan kompak tanpa mengurangi kemampuan kerja filter.

Hasil simulasi rancangan menggunakan perangkat lunak CST (*Computer Simulation Technology Microwave Studio 2011*) didapatkan untuk parameter S21 Frekuensi cutoff bawah 3,15 GHz, frekuensi cutoff atas 10,21 GHz, bandstop response -10 dB didapatkan rentang frekuensi 5,43 GHz 5,95 GHz dengan frekuensi tengah pada 5,64 GHz, variasi group delay kurang dari 0,6 ns.

Setelah dilakukan fabrikasi dan dilakukan pengukuran maka hasilnya menunjukkan pada *bandpass response* frekuensi *cutoff* bawah 2,76 GHz , frekuensi *cutoff* atas 8,04 GHz, *bandstop response* untuk -10 dB (90 % energi diredam ), didapatkan pada rentang frekuensi 4,96 GHz dan 5,62 GHz. dengan frekuensi tengah 5,13 GHz dan group delay kurang dari 0,8 ns.

Kata kunci :

*Filter, bandpass, ultra wide band, composte right left handed, transmission line, bandstop*



## ABSTRACT

Design filters for wireless communications applications Ultra Wide Band (UWB) which operates in the frequency 3.1 GHz - 10.6 GHz, wireless LAN 802.11a communication system which works in the frequency 5.2 GHz to 5.8 GHz, so that in that range of frequency can occur interference between the two systems. To keep the 802.11a WLAN devices, then in the filter design needs to be added a *bandstop response* so UWB communication systems are not disturbed by the WLAN communication systems.

Therefore, this research proposed of ultra wideband filter band pass filter design (UWB BPF) use *dual mode resonator* and *interdigital capacitor* to get the UWB frequency. While, to get a *bandstop response* at frequency 5.2 GHz to 5.8 GHz which use *loading stub* and give additional *ground stub* with *via* to get *metamaterial* characteristic. Lower and upper *cutoff* frequency from this filter design can be shifted by adjusting the outer diameter from the ring and measurement (long and short) of *interdigital capacitor* while the center frequency of the *bandstop* can be changed by adjusting the width of the *loading stub*.

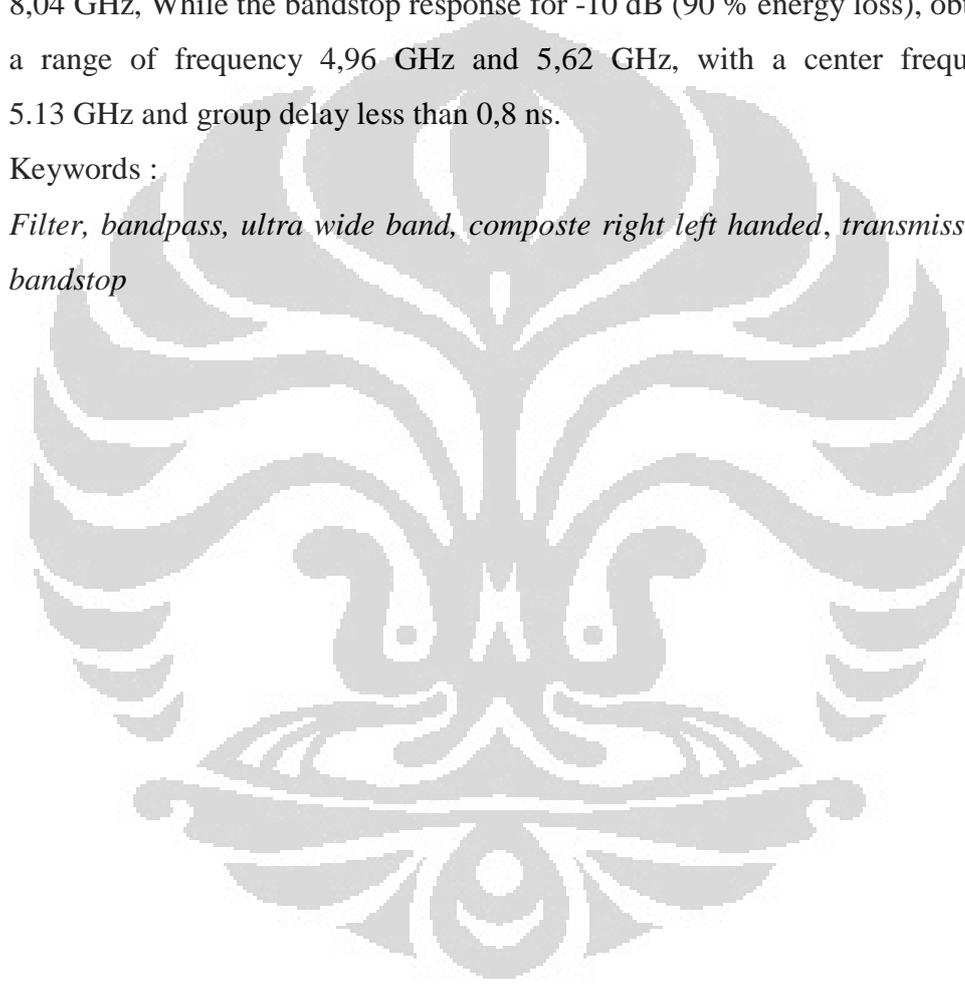
Characteristic of Metamaterial filter can be analyzed use the approaching of transmission line, this design is used the approaching of the transmission line model, *Composite Right-Left Handed Transmission Line* (CRLH TL) which designed in a unit cell as series inductor circuit ( $L_R$ ), series capacitor ( $C_L$ ), shunt capacitor ( $C_R$ ) and shunt inductors ( $L_L$ ). The advantages of CRLH Transmission Line is homogenous structure which is common structure that is smaller than the length of guide wavelength ( $\lambda_g$ ), CRLH-TL can operate in the area of broadband with small losses. In addition, the dimensions of the components can be designed to  $\frac{1}{4} \lambda$ , so it is possible to miniaturization the design with these CRLH structure. With the approach method of this CRLH-TL theory expected to have smaller dimensions and compact dimension without detract the ability of the filter.

The simulation design results using the software CST (*Computer Simulation Technology*) *Microwave Studio* 2011 obtained for parameters S21 Lower cutoff frequency of 3.15 GHz. upper cutoff frequency of 10,21 GHz. bandstop response -10 dB obtained frequency range 5.43 GHz 5.95 GHz with center frequency at 5.64 GHz, group delay variation of less than 0.6 ns.

After fabrication and measurement then the result shows a bandpass response at lower cutoff frequency of 2.76 GHz, upper cutoff frequency of 8,04 GHz, While the bandstop response for -10 dB (90 % energy loss), obtained at a range of frequency 4,96 GHz and 5,62 GHz, with a center frequency of 5.13 GHz and group delay less than 0,8 ns.

Keywords :

*Filter, bandpass, ultra wide band, composte right left handed, transmission line, bandstop*



# DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL.....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iii
UCAPAN TERIMAKASIH.....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI.....	v
ABSTRAK.....	vi
DAFTAR ISI.....	x
DAFTAR GAMBAR.....	xiii
DAFTAR TABEL.....	xv
<b>BAB I PENDAHULUAN</b>	
1.1. Latar belakang.....	1
1.2. Tujuan Penulisan.....	4
1.3. Batasan Masalah.....	4
1.4. Sistematika Penulisan.....	4
<b>BAB II MIKROSTRIP FILTER METAMATERIAL</b>	
2.1. Filter.....	6
2.1.1. Filter Gelombang Mikro.....	6
2.1.2. Filter Bandpadd.....	7
2.2. Magnitude Respon.....	7
2.2.1. VSWR.....	8
2.2.2. Insertion Loss.....	8
2.2.3. Return Loss.....	9
2.2.4. Group Delay.....	10
2.3. Parameter S.....	10
2.4. Dual Mode Resonator.....	13
2.5. Metode Bandstop.....	15
2.6. Step Impedance Resonator.....	16
2.7. Saluran Mikrostrip.....	18
2.7.1. Struktur Saluran Mikrostrip.....	18

2.7.2. Konstanta Dielektrik dan Impedansi Karakteristik.....	18
2.7.3. Panjang Gelombang, Konstanta Propagasi, Kecepatan fasa dan Panjang Listrik.....	19
2.7.4. Perbandingan w/h.....	20
2.7.5. Pengaruh Ketebalan Strip.....	20
2.7.6. Dispersi pada Mikrostrip.....	21
2.7.7. Rugi-rugi Mikrostrip.....	22
2.7.8. Pemilihan Bahan.....	23
2.8. Metamaterial.....	23
2.9. Composite Right-Left Handed Transmission Line.....	24
2.10. Mikrostripe CRLH.....	28

### BAB III PERANCANGAN BANDPASS FILTER DENGAN BANDSTOP

3.1. Tahapan Perancangan Filter.....	30
3.2. Rancangan Filter UWB BPF dengan sisipan Filter Bandstop.....	31
3.2.1. Spesifikasi Filter Rancangan.....	31
3.2.2. Konfigurasi Filter acuan.....	31
3.2.3. Konfigurasi Rancangan Bandpass Filter.....	32
a. Port.....	33
b. Ground.....	33
c. Ring.....	33
d. Finger.....	34
e. Groundstub.....	34
3.2.4. Rangkaian Ekuivalen Rancangan Filter UWB BPF.....	34
3.2.5. Uji Metamaterial.....	35
3.2.6. Konfigurasi Rancangan UWB BPF dengan sisipan Filter Bandstop.....	36
3.3. Perbandingan Layout antara Multimode resonator dan ring resonator.....	37

### BAB IV ANALISIS HASIL SIMULASI

4.1. Hasil rancangan dan simulasi filter UWB BPF dengan sisipan filter bandstop.....	38
4.1.1. Parameter Sweep lebar port (W).....	40

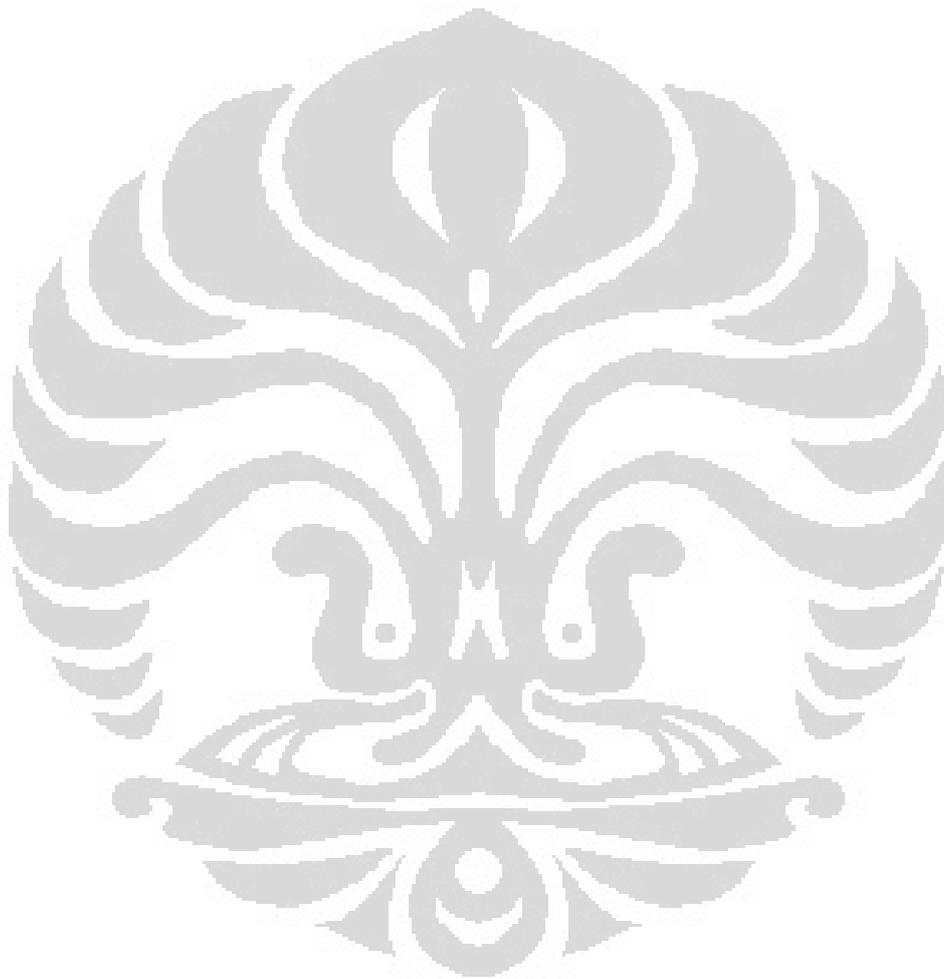
4.1.2. Parameter Sweep jari-jari luar ring (R).....	41
4.1.3. Parameter Sweep panjang ground stub.....	42
4.1.4. Parameter Sweep lebar ground stub.....	43
4.1.5. Parameter Sweep lebar finger interdigital.....	44
4.1.6. Parameter Sweep panjang finger interdigital sama.....	45
4.1.7. Parameter Sweep panjang finger interdigital tidak sama.....	46
4.1.8. Parameter Sweep panjang loading stub.....	47
4.1.9. Parameter Sweep lebar loading stub.....	48
4.1.10. Parameter Sweep lebar substrat.....	49
4.2. Hasil simulasi akhir.....	51
<b>BAB V ANALISIS HASIL FABRIKASI DAN PENGUKURAN</b>	
5.1. Pengukuran Hasil Fabrikasi.....	55
5.2. Parameter S11 (return loss).....	57
5.3. Parameter S21 (Insertion loss).....	57
5.4. Group delay.....	58
<b>BAB VI KESIMPULAN.....</b>	<b>59</b>
<b>DAFTAR REFERENSI.....</b>	<b>60</b>

## DAFTAR GAMBAR

	Hal
Gambar 1.1. Aplikasi Ultra Wideband.....	1
Gambar 2.1.(a) Blok Diagram Filter.....	7
Gambar 2.1.(b) Grafik Respon Fekkuensi.....	7
Gambar 2.2. Diagram Magnitude Fungsi Transfer vs Frekuensi.....	7
Gambar 2.3. Jaringan 2 port.....	10
Gambar 2.4. Parameter S dalam jaringan 2-port.....	11
Gambar 2.5. Single mode microstrip ring resonator dengan microstrip line feed.....	13
Gambar 2.6. Saluran microstrip dual mode ring resonator.....	14
Gambar 2.7. Single Ring Resonator.....	15
Gambar 2.8. Konfigurasi saluran kopel mikrostrip.....	15
Gambar 2.9. respon struktur saluran kopel asimetris dan simetris.....	16
Gambar 2.10. Struktur dasar SIR.....	16
Gambar 2.11. Parameter listrik dari SIR.....	17
Gambar 2.12. Struktur Mikrostrip secara umum.....	18
Gambar 2.13. Permittivity-permeability ( $\epsilon$ - $\mu$ ) dan refractive index (n) diagram.....	24
Gambar 2.14. Grafik konstanta propagasi pada <i>CRLH TL</i> .....	24
Gambar 2.15. Rangkaian asymmetris <i>CRLH-TL</i> .....	25
Gambar 2.16. Rangkaian symmetris <i>CRLH-TL T-shape</i> .....	25
Gambar 2.17. Slope response frekuensi pada jumlah N-cell yang berbeda.....	27
Gambar 2.18. Unit cell dari microstrip <i>CRLH</i> .....	29
Gambar 2.19. Rangkaian equivalent dari <i>CRLH</i> microstrip.....	29
Gambar 3.1. Diagram Alir Perancangan.....	30
Gambar 3.2. Topologi Ultra Wide Band Band Pass Filter.....	31
Gambar 3.3. Filter Bandpass UWB dengan sisipan Filter Bandstop 5-6 GHz.....	32
Gambar 3.4. Topologi Filter UWB BPF.....	33
Gambar 3.5. Permukaan ground tampak depan.....	33
Gambar 3.6. Permukaan ground Tampak Samping.....	33
Gambar 3.7. Komponen rangkaian UWB BPF.....	34
Gambar 3.8. Rangkaian Ekivalen <i>CRLH-TL</i> .....	34
Gambar 3.9. Rangkaian ekivalen DMR.....	35
Gambar 3.10. Rangkaian ekivalen <i>CRLH</i> filter dan DMR.....	35

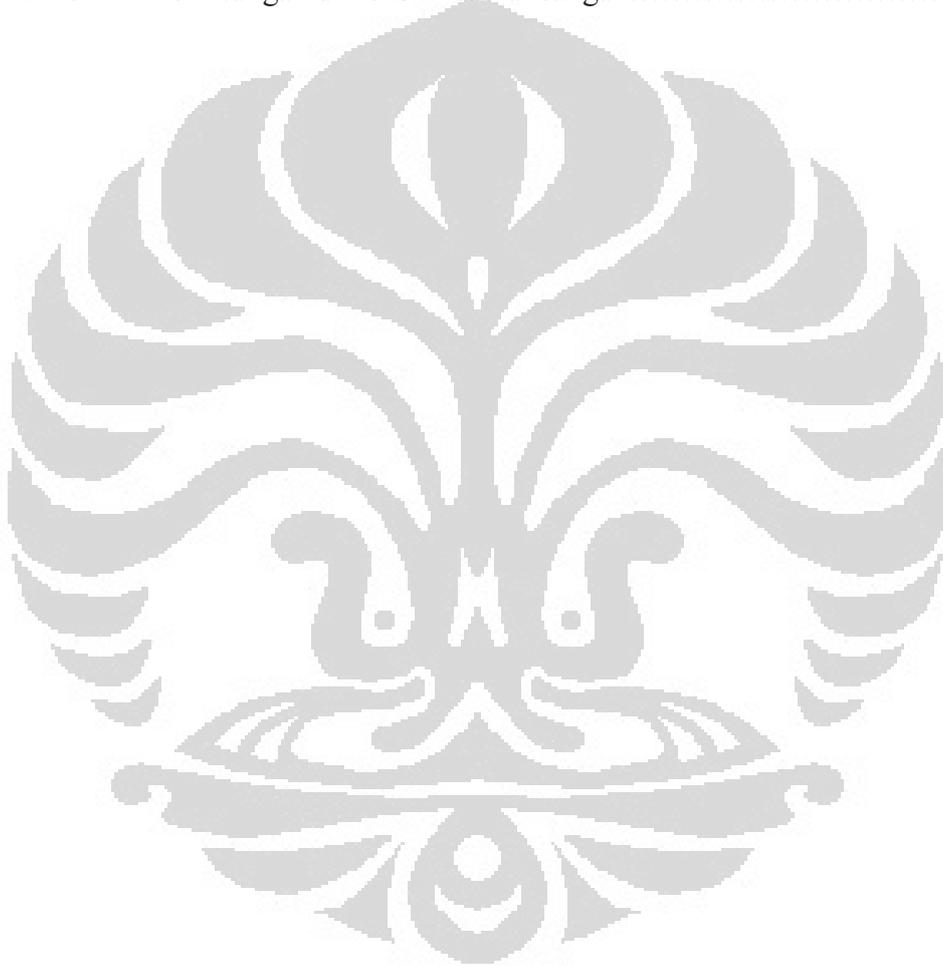
Gambar 3.11.	Dimensi dasar Ultra-wideband (UWB) BPF dengan <i>bandstop</i> 5,2 GHz - 5,8 GHz.....	36
Gambar 3.12.	Ukuran masing-masing komponen.....	36
Gambar 3.13.	Layout filter acuan.....	37
Gambar 3.14.	Layout filter hasil perancangan.....	37
Gambar 4.1.	Layout hasil rancangan filter UWB BPF dengan sisipan bandstop.....	38
Gambar 4.2.	Nilai Permittivitas pada filter hasil simulasi.....	38
Gambar 4.3.	Nilai Permeabilitas pada filter hasil simulasi.....	39
Gambar 4.4.	Parameter sweep line impedance dengan lebar port.....	40
Gambar 4.5.	Parameter sweep S11 dengan jari-jari luar ring.....	41
Gambar 4.6.	Parameter sweep S21 dengan jari-jari luar ring.....	41
Gambar 4.7.	Parameter sweep S11 dengan panjang ground stub.....	42
Gambar 4.8.	Parameter sweep S21 dengan panjang ground stub.....	43
Gambar 4.9.	Parameter sweep S11 dengan lebar ground stub.....	43
Gambar 4.10.	Parameter sweep S21 dengan lebar ground stub.....	44
Gambar 4.11.	Parameter sweep S11 dengan lebar finger.....	44
Gambar 4.12.	Parameter sweep S21 dengan lebar finger.....	45
Gambar 4.13.	Parameter sweep S11 dengan panjang finger sama.....	45
Gambar 4.14.	Parameter sweep S21 dengan panjang finger sama.....	46
Gambar 4.15.	Parameter sweep S11 dengan panjang finger tidak sama.....	46
Gambar 4.16.	Parameter sweep S21 dengan panjang finger tidak sama.....	47
Gambar 4.17.	Parameter sweep S11 dengan panjang loading stub.....	47
Gambar 4.18.	Parameter sweep S21 dengan panjang loading stub.....	48
Gambar 4.19.	Parameter sweep S11 dengan lebar loading stub.....	48
Gambar 4.20.	Parameter sweep S21 dengan lebar loading stub.....	49
Gambar 4.21.	Parameter sweep S11 dengan lebar substrat.....	49
Gambar 4.22.	Parameter sweep S21 dengan lebar substrat.....	50
Gambar 4.23.	Parameter sweep SWR dengan lebar substrat.....	50
Gambar 4.24.	Hasil akhir simulasi parameter S11.....	51
Gambar 4.25.	Hasil akhir simulasi parameter S21.....	52
Gambar 4.26.	Grafik group delay.....	53
Gambar 4.27.	Grafik VSWR.....	54
Gambar 5.1.	Dimensi Filter hasil fabrikasi.....	55

Gambar 5.2.	Hasil Pengukuran S11 (return loss).....	57
Gambar 5.3.	Hasil Pengukuran S21 (insertion loss).....	57
Gambar 5.4.	Hasil Pengukuran Group Delay.....	58



## DAFTAR TABEL

	Hal
Tabel 2.1. Rangkaian LC pada PRH, PLH dan CRLH balanced.....	28
Tabel 4.1. Ukuran masing-masing komponen.....	51
Tabel 5.1. Perhitungan dimensi filter referensi.....	55
Tabel 5.2. Perhitungan dimensi filter rancangan.....	56



# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1 LATAR BELAKANG

Penggunaan konektivitas nirkabel saat ini membuat perubahan gaya hidup sebagian besar penggunanya, pilihan koneksi nirkabel saat ini terbatas pada *Bluetooth* dan *WIFI* namun sayangnya transmisi data yang berjalan sangat lambat, perkembangan nirkabel kedepan mengarah pada penggunaan *multiple high bandwidth* seperti yang dituntut pengguna perangkat elektronik modern dimana PC, pemutar/perekam MP3, kamera dan Camcorder digital, HDTV, *Set top box* (STB), *gaming system*, PDA dan Telepon Seluler mampu terhubung satu sama lain, sehingga membentuk *wireless personal area network* (WPAN), oleh karena itu diperlukan teknologi nirkabel yang mendukung beberapa *high data rate streaming* sekaligus, hemat energi, murah, dan dapat dikemas dalam bentuk produk yang kecil, seperti PDA atau Telepon Seluler dan jawabannya adalah ada pada teknologi *ultra-wideband* (UWB), yang kini terus dikembangkan, gambar 1.1 menunjukkan aplikasi UWB.



Gambar 1.1 Aplikasi Ultra Wideband [1]

*Ultra Wideband* adalah salah satu teknologi yang menggunakan frekuensi operasi sangat lebar, pada Februari 2002 *Federation Communications Comission* (FCC)

telah mengizinkan komunikasi ini bekerja pada frekuensi 3.1 GHz sampai 10.6 GHz, sehingga UWB sanggup menyalurkan data dengan kecepatan 480 Mbps, Sistem UWB dirancang untuk digunakan seperti *bluetooth*, yaitu sebagai teknologi *personal area network* (PAN) yang beroperasi pada daya sangat rendah dengan tingkat EIRP - 41.3 dBm/MHz dan jarak sekitar 10 meter [2-3].

Akan tetapi UWB yang memiliki pita frekuensi 3,1 GHz – 10,6 GHz, menduduki beberapa frekuensi kerja sistem komunikasi radio lainnya, salah satunya adalah WLAN 802.11a di frekuensi 5 GHz. Hal ini menyebabkan adanya potensi interferensi antara kedua sistem tersebut [4]. Untuk menjaga perangkat UWB, maka pada rancangan filter perlu ditambahkan sebuah *bandstop response* agar sistem komunikasi UWB tidak terganggu oleh sistem komunikasi WLAN.

Sementara itu pada [5] Pada penelitian ini diusulkan pembuatan filter UWB dengan menggunakan *multimode resonator*. Sedangkan untuk mendapatkan *rejection band* antara 5 sampai dengan 6 GHz digunakan empat buah *step-impedance open stub* yang digabungkan pada *multimode resonator* (MMR) untuk mendapatkan transmisi dengan pita lebar dan meningkatkan kinerja diluar band. Yang pertama *passbandnya* dari 2,8 GHz sampai 5 GHz memiliki *insertion loss* kurang dari 2 dB dan *returnloss* lebih besar dari 18 dB. *Passband* kedua antara frekuensi 6 GHz sampai 10,6 GHz memiliki *insertion loss* kurang dari 1,5 dB dan *return loss* lebih besar dari 15 dB. Penolakan sebesar 5,5 GHz adalah lebih baik dari 50 dB. Filter ini dapat diintegrasikan dalam sistem radio UWB dan meningkatkan efisien terhadap gangguan dari WLAN. Sedangkan pada [6] diusulkan pembuatan filter UWB menggunakan dual-band stepped impedance filter .

Sebagian besar untuk menghasilkan filter ultra wideband dengan sisipan filter bandstop seperti (7,8,9) dimensi dari filter tersebut rumit dan cenderung lebih besar untuk itu pada penelitian ini akan dirancang filter yang lebih sederhana baik untuk menghasilkan filter ultra wideband maupun untuk menghasilkan bandstopnya.

Berbeda dengan [5] pada penelitian ini diusulkan pembuatan filter UWB dengan *passband* pertama dari 3,1 GHz sampai dengan 5,2 GHz dan *passband* kedua dari 5,8 GHz sampai dengan 10,6 GHz menggunakan *ring resonator*

dibagian tengahnya untuk meningkatkan derajat kopling filter dan lebih sederhana dalam perancangannya [10], Untuk menghasilkan ultra wideband pada penelitian ini tidak seperti pada [6] karena bila menggunakan multiband akan dihasilkan passband yang lebih sempit, sedangkan untuk menghasilkan *bandstop* digunakan *open stub* dan ditambahkan *ground stub* untuk mendapatkan efek *metamaterial*.

Perancangan filter UWB dengan metamaterial ini menggunakan pendekatan saluran transmisi. Model saluran transmisi yang pertama adalah *Right Handed Transmission lines* (RH-TL) yang dimodelkan dalam sebuah unit sel sebagai rangkaian induktor seri ( $L_R$ ) dan kapasitor shunt ( $C_R$ ), yang kedua adalah *Left Handed Transmission Line* (LH-TL) dimodelkan dalam sebuah unit sel sebagai rangkaian kapasitor seri ( $C_L$ ) dan induktor *shunt* ( $L_L$ ). Saluran transmisi CRLH dimodelkan dalam sebuah unit sel sebagai rangkaian kapasitor seri ( $C_L$ ), induktor seri ( $L_R$ ) dan induktor *shunt* ( $L_L$ ) serta kapasitor *shunt* ( $C_R$ ). Saluran transmisi CRLH memiliki konstanta propagasi positif, negatif dan nol sesuai dengan karakteristik dari *permeabilitas* efektif dan *permeabilitas*[11].

Kelebihan dari *Composite Right-Left Handed Transmission Line*(CRLH-TL) adalah strukturnya yang homogenous dimana struktur homogenous adalah struktur yang rata-rata strukturnya lebih kecil dari panjang gelombang pemandu, CRLH-TL dapat bekerja pada daerah broadband dengan rugi-rugi( losses) yang kecil. Selain itu dimensi komponennya dapat didesign hingga  $\frac{1}{4} \lambda$ , sehingga memungkinkan *miniaturized* pada struktur CRLH [12,13,14]. Dengan metode pendekatan teori CRLH-TL diharapkan mendapatkan dimensi yang lebih simple dan kompak tanpa mengurangi kemampuan kerja filter.

Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak CST (*Computer Simulation Technology*) *Microwave Studio* dengan metode *frequency solver*. Untuk mengetahui unjuk kerja rangkaian filter diperlukan pengujian 2 parameter dengan menguji parameter-parameter yang utama yaitu *magnitude response* dan *phase response* di pita frekuensi kerjanya, *magnitude response* meliputi parameter seperti VSWR, *return loss*, *insertion loss* dan *bandwidth* sedangkan *phase response* meliputi fasa dan *group delay*.

## 1.2 TUJUAN PENULISAN

Tujuan penulisan tesis ini adalah merancang bangun filter *Ultra Wideband* yang memiliki *passband* pertama dari 3.1 GHz hingga 5,2 GHz dan *passband* kedua dari 5,8 GHz sampai 10.6 GHz serta memiliki *bandstop* 5,2 GHz sampai dengan 5,8 GHz . Rancangan menggunakan rangkaian *dual mode resonator* untuk memperoleh pita Ultra Wideband dan *loading stub* untuk memperoleh *bandstop*, sedangkan penambahan *ground stub* dan *pinvia* untuk mendapatkan efek metamaterial untuk memperkecil dimensi komponen filter.

## 1.3 BATASAN MASALAH

Beberapa pembatasan masalah dalam penyusunan penelitian ini adalah :

1. Filter dirancang dengan *passband* 3,1 GHz sampai 5,2 GHz dan 5,8 GHz sampai dengan 10,6 GHz
2. Menambahkan *groundstub* untuk memberikan efek metamaterial yang selanjutnya dapat memperkecil ukuran filter
3. *Insertion loss* bandwidth < - 3 dB.
4. *Return loss* bandwidth < -10 dB.
5. Group delay < 0,3 ns
6. Substrat dielektrik yang digunakan adalah *Taconic* TLY-5 yang memiliki  $\epsilon_r = 2,2$  dengan ketebalan substrat 1,6 mm.

## 1.4 SISTEMATIKA PENULISAN

Pembahasan yang dilakukan pada thesis ini meliputi lima bab, yaitu:

### Bab 1 Pendahuluan

Bagian ini terdiri dari latar belakang, tujuan penelitian, batasan masalah, rumusan masalah, dan sistematika penulisan.

### Bab 2 Microstrip Filter Metamaterial

Pada bab ini akan dibahas teori mengenai filter secara umum, metode *bandstop*, parameter *S*, *dual mode ring resonator* dan metamaterial.

### Bab 3 Perancangan Bandpass Filter dengan Bandstop

Bagian ini memberikan penjelasan mengenai perancangan filter UWB menggunakan *dual mode resonator* kemudian bagaimana membuat *bandstop* dan perlengkapan yang dibutuhkan dalam perancangan antara lain substrat yang digunakan, penentuan dimensi filter yang akan dirancang.

#### Bab 4 Analisis Hasil Simulasi

Membahas hasil perancangan dan simulasi UWB BPF dan hasil akhir simulasi

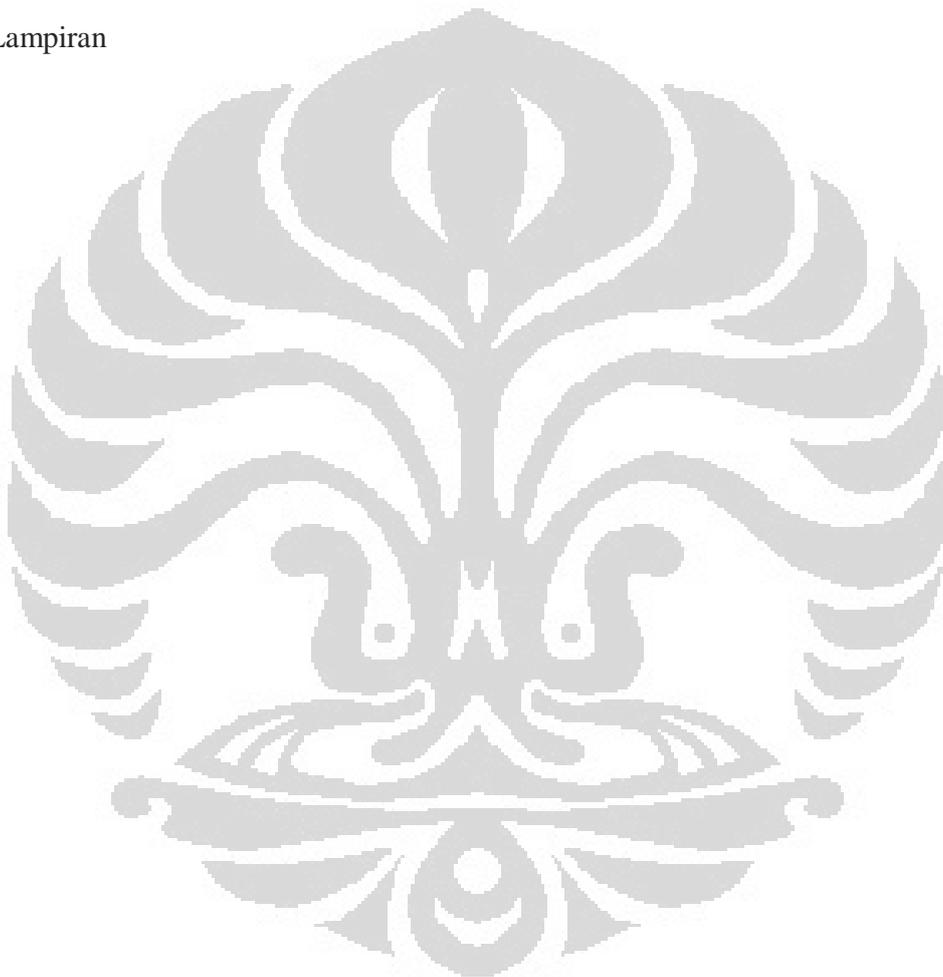
#### Bab 5 Analisis Hasil Fabrikasi dan Pengukuran

Analisa hasil fabrikasi dan pengukuran berupa parameter  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  dan group delay

#### Bab 6 Kesimpulan

Daftar Acuan

Lampiran



## BAB II

### MIKROSTRIP FILTER METAMATERIAL

#### 2.1. Filter

Filter memegang peranan penting pada banyak aplikasi RF/gelombang mikro. Aplikasi penting seperti komunikasi wireless memberikan tantangan untuk kemajuan filter RF/gelombang mikro sehingga lebih baik dari sebelumnya, performa tinggi, ukuran yang lebih kecil, lebih ringan dan harga yang lebih murah. Kemajuan yang baru pada bahan dan teknologi pembuatan termasuk superkonduktor suhu tinggi (HTS), keramik kofir suhu rendah (LTCC), rangkaian integrasi gelombang mikro monolitik (MMIC), system mikroelektromekanik (MEMS) dan teknologi mikromesin telah merangsang kemajuan pesat pada aplikasi mikrostrip dan filter lain untuk RF/gelombang mikro. Dalam pada itu kemajuan desain alat pembantu computer (CAD), seperti simulator elektromagnetik gelombang penuh (EM) telah memberikan perubahan desain filter. Banyak filter mikrostrip baru dengan kemajuan karakteristik filtering telah ditemukan.

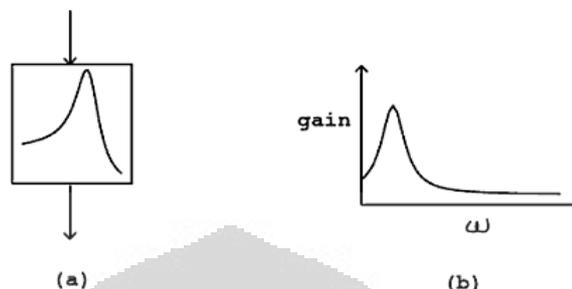
Filter mikrostrip untuk aplikasi RF/gelombang mikro menawarkan perawatan yang unik dan komprehensif berdasarkan struktur mikrostrip, menyediakan hubungan untuk aplikasi alat desain pembantu komputer dan kemajuan bahan dan teknologi. Banyak bahan dan filter yang bagus menggunakan desain bahan pembantu computer didiskusikan, dari konsep dasar sampai realisasi praktis.

##### 2.1.1. Filter Gelombang Mikro

Filter gelombang mikro pasif adalah rangkaian yang terdiri dari unsur-unsur bungkal (*lumped element*) seperti induktor, kapasitor dan resistor saja atau unsur-unsur terdistribusi (seperti *waveguide*, saluran koaksial, saluran mikrostrip, dan lain-lain) atau bisa juga merupakan gabungan dari kedua-duanya. Unsur – unsur ini disusun sedemikian rupa sehingga dapat digunakan untuk meloloskan sinyal dengan frekuensi tertentu (sinyal yang diinginkan) dengan redaman yang seminimum mungkin, dan meredam frekuensi yang tidak diinginkan. Di dalam perancangan filter, spesifikasi yang penting untuk diperhatikan adalah cakupan frekuensi, *bandwidth*, rugi-rugi penyisipan (*insertion loss*), redaman dan frekuensi *bandstop*, level impedansi masukan dan keluaran, *voltage standing wave ratio* (VSWR), dan *group delay*.

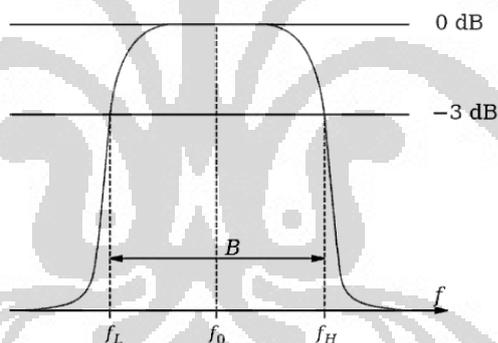
### 2.1.2. Filter Bandpass

Sebuah jaringan penunda yang dirancang khusus untuk respon frekuensi atau fasa dikenal dengan Filter, blok diagram filter dapat dilihat seperti pada gambar 2.1. (bagian a)



Gambar 2.1. (a) Blok diagram Filter (b) Grafik Respon Frekuensi [15]

Dalam aplikasinya filter harus sesuai menurut respon frekuensi yang telah ditentukan dan yang tidak kalah pentingnya adalah memperkecil waktu delay dan respon fasa dan parameternya mampu mengatasi perubahan secara cepat dengan waktu.



Gambar 2.2. Diagram magnitude fungsi transfer vs Frekuensi [16]

Band Pass Filter adalah filter yang hanya melewatkan sinyal-sinyal yang frekuensinya tercantum dalam pita frekuensi atau pass band tertentu. Frekuensi dari sinyal yang berada dibawah pita frekuensi maupun diatas, tidak dapat dilewatkan atau diredam oleh rangkaian band pass filter. Gambar 2.2 memperlihatkan respon dari band pass filter.

### 2.2. Magnitude Response

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

### 2.2.1. VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ( $|V|_{max}$ ) dengan minimum ( $|V|_{min}$ ). Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang dikirimkan ( $V_0^+$ ) dan tegangan yang direfleksikan ( $V_0^-$ ). Perbandingan antar tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Di mana  $Z_L$  adalah impedansi beban (*load*) dan  $Z_0$  adalah impedansi saluran *lossless*.

Koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitude dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari  $\Gamma$  adalah nol, maka :

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

Rumus untuk mencari nilai VSWR adalah :

$$S = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.2)$$

Kondisi yang paling baik adalah ketika VSWR bernilai 1 ( $S=1$ ) yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi ini pada praktiknya sulit untuk didapatkan. Oleh karena itu pada umumnya nilai standar VSWR yang sering digunakan untuk antena adalah  $VSWR \leq 2$  [17].

### 2.2.2. Insertion Loss

Rugi-rugi sisipan adalah kehilangan daya akibat penyisipan alat/filter di antara sumber dan beban (alat ukur). Rugi-rugi ini diberikan dalam bentuk perbandingan daya rugi-rugi terhadap daya yang datang (*Power Loss Ratio/PLR*). PLR dinyatakan sebagai berikut, jika daya yang datang adalah  $P_i$ , maka daya yang dipantulkan adalah  $P_i|\Gamma|^2$ , dan daya yang diserap beban  $P_i(1-|\Gamma|^2)$ .

$$P_{LR} = \frac{P_i}{(1-|\Gamma|^2)P_i} = \frac{1}{(1-|\Gamma|^2)} \quad (2.3)$$

dengan  $\Gamma$  adalah koefisien pantul, yaitu perbandingan antara tegangan yang dipantulkan dengan yang datang. Jika impedansi karakteristik saluran adalah  $Z_0$

sedangkan impedansi beban adalah  $Z_L$ , maka koefisien refeksi dapat dirumuskan sebagai berikut.

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

Rugi-rugi sisipan (*insertion loss*) dinyatakan dalam desibel adalah :

$$IL = 10 \text{ Log } P_{LR} \text{ (dB)} \quad (2.5)$$

Pada *passband*, PLR harus berharga 1, sedangkan pada daerah lain harus lebih dari 1. Dengan demikian pada *passband* tidak ada rugi-rugi daya, sedangkan pada frekuensi lain rugi-rugi daya harus ada dan besarnya sesuai dengan respon yang diinginkan. Pada rangkaian pasif, daya yang dipantulkan lebih kecil dari daya yang datang sehingga  $\Gamma \leq 1$ . Jika impedansi masukan pada rangkaian adalah  $Z_{in}$ , maka :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1} \quad (2.6)$$

Sementara itu, dari sisi *Power Loss Ratio* yang sering digunakan pada perancangan filter berdasarkan karakteristik respon *passband*-nya, yaitu filter yang memiliki respon frekuensi rata (tanpa *ripple*) yang dikenal dengan respon *butterworth* atau *maximally flat*, dan filter yang responnya mempunyai *ripple* sama (*equal-ripple*) yang disebut respon *Chebyshev*. Bentuk respon frekuensi tergantung dari jumlah elemen atau orde filter. Semakin banyak jumlah elemen filter, maka bentuk respon semakin curam dan sebaliknya apabila jumlah elemen sedikit, bentuk respon menjadi landai.

### 2.2.3. Return Loss

*Return Loss* adalah perbandingan antara amplitudo dari gelombang yang direfleksikan terhadap amplitudo gelombang yang dikirimkan. *Return Loss* digambarkan sebagai peningkatan amplitudo dari gelombang yang direfleksikan ( $V_0^-$ ) dibanding dengan gelombang yang dikirim ( $V_0^+$ ). *Return Loss* dapat terjadi akibat adanya diskontinuitas diantara saluran transmisi dengan impedansi masukan beban (antena). Pada rangkaian gelombang mikro yang memiliki diskontinuitas (*mismatched*), besarnya *return loss* bervariasi tergantung pada frekuensi.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.7)$$

$$\text{return loss} = 20 \text{ Log}_{10} |\Gamma|$$

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 transmisi sudah *matching* [18].

#### 2.2.4. Group Delay

Respon frekuensi atau umumnya dikenal dengan fungsi transfer dari filter dapat dirumuskan sebagai :

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

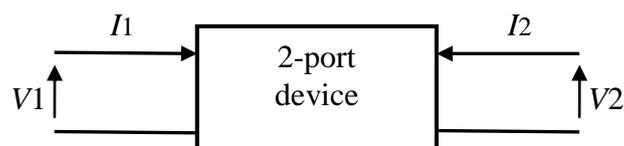
Dimana  $|H(j\omega)|$  dan  $\theta(\omega)$  adalah respon magnitude dan fasa dari filter . Keduanya mendefinisikan seberapa besar fasa dari sinyal sinusoidal bergeser setelah melewati filter. Fungsi group delay adalah ukuran linieritas dari respon fasa. dan didefinisikan sebagai :

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

pada persamaan diatas, group delay yang konstan ditunjukkan dengan linieritas respon fasa[19]

#### 2.3. Parameter S

Pada frekuensi tinggi parameter yang diukur adalah parameter S (*scattering*) yang menggunakan konsep *magnitude* dan *phase* dari gelombang berjalan (gelombang maju dan gelombang pantul). Parameter-S adalah suatu konsep yang penting dalam disain gelombang mikro karena mudah diukur dan bekerja dengan baik pada frekuensi tinggi [20]. Walaupun suatu rangkaian bisa memiliki banyak terminal, parameter rangkaian bisa dijelaskan dengan mudah dengan menggunakan hanya dua terminal saja, yaitu terminal input dan output, seperti rangkaian di bawah ini [20].



Gambar 2.3. jaringan 2 port[20]

Beberapa parameter bisa digunakan untuk memberikan karakteristik rangkaian. Masing-masing parameter direlasikan dengan empat variabel yang berasosiasi dengan model dua terminal. Dua dari empat variabel ini mewakili eksitasi rangkaian (variabel independent) dan dua variabel lainnya mewakili respon rangkaian terhadap eksitasi yang diberikan (*variabel dependent*)

Dalam rentang frekuensi mikro, digunakan parameter gelombang berjalan yang disebut parameter  $S$  yang merupakan parameter dalam bentuk kompleks (*magnitude* dan sudut). *Magnitude* parameter  $S$  bisa dinyatakan dalam bentuk linear atau logarithmic. Dalam bentuk *logarithmic*, *magnitude* mempunyai unit tanpa dimensi desibel. Sudut parameter  $S$  dinyatakan dalam derajat atau radian. Parameter  $S$  bisa digambarkan dalam diagram polar sebagai suatu titik untuk satu frekuensi, atau locus untuk suatu rentang frekuensi.

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

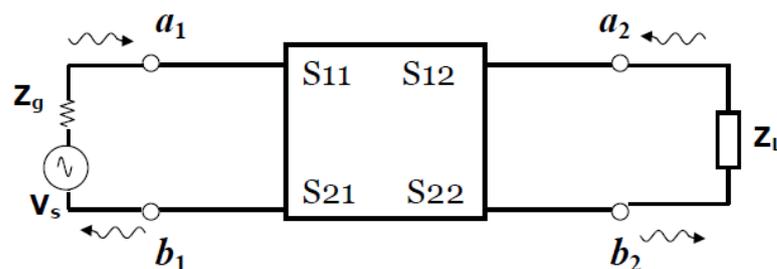
Parameter  $S$  menjabarkan inter-relasi dari satu set variabel ( $a_i, b_i$ ). Variabel ( $a_i, b_i$ ) adalah gelombang tegangan kompleks yang ternormalisasi yang datang dan dipantulkan dari terminal ke- $i$  dari rangkaian. Variabel ini didefinisikan dengan tegangan terminal  $V_i$ , arus terminal  $I_i$  dan suatu impedansi referensi  $Z_i$ .

$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|R_e Z_i|}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|R_e Z_i|}}$$

Tanda asterisk (\*) menyatakan konjugasi kompleks.

Umumnya  $Z_i$  bernilai real positif dan dinyatakan dengan  $Z_0$ .

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



Gambar 2.4. Parameter  $S$  dalam jaringan 2-port [20]

Rangkaian dua terminal menunjukkan gelombang datang/incident ( $a_1, a_2$ ) dan gelombang pantul ( $b_1, b_2$ )

Variable independent  $a_1$  dan  $a_2$  adalah tegangan datang ternormalisasi sbb :

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

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

Variabel dependent  $b_1$  dan  $b_2$  adalah tegangan pantul ternormalisasi :

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

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

Persamaan linear yang menyatakan rangkaian dua terminal menjadi :

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

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

Masing-masing persamaan memberi hubungan antara gelombang maju dan gelombang pantul pada masing-masing terminal 1 dan 2. Jika port 2 diterminasi dengan beban yang sama dengan impedansi sistem ( $Z_0$ ), maka berdasar teori transfer daya maksimum,  $b_2$  akan total diserap dan membuat  $a_2$  sama dengan nol. Oleh karena itu

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \begin{array}{l} \text{Koefisien refleksi input dengan output diberi beban} \\ \text{yang sesuai (matched) ; } Z_L = Z_0 \text{ dengan } a_2 = 0 \end{array} \quad (2.15)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad \begin{array}{l} \text{Penguatan transmisi maju dengan terminal output} \\ \text{diberi beban yang sesuai(matched)} \end{array} \quad (2.16)$$

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

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad \begin{array}{l} \text{Penguatan transmisi balik dengan terminal input} \\ \text{diberi beban yang sesuai(matched)} \end{array} \quad (2.17)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad \text{Koefisien refleksi output dengan input diberi beban yang sesuai (matched) ; } Z_s = Z_0 \text{ dengan } V_s = 0 \quad (2.18)$$

perhatikan bahwa :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1^-}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1^-}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.19)$$

dan

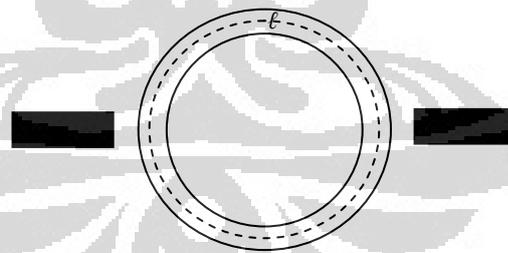
$$Z_1 = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (2.20)$$

dimana :

$$Z_1 = \frac{V_1^-}{I_1} \quad \text{adalah impedansi input pada port-1.} \quad (2.21)$$

#### 2.4. Dual Mode Resonator (DMR)

*Microstrip Ring resonator* pertama kali diperkenalkan untuk mengukur dispersi pada saluran mikrostrip. Namun, karena sifatnya yang ringkas, dan kerjanya sederhana, banyak digunakan sebagai resonator di bandpass filter RF. *Ring resonator* ada berbagai bentuk, persegi panjang, persegi, lingkaran, berliku-liku serta berbagai jenis kopling telah dilaporkan. Gambar 2.5. menunjukkan sebuah *microstrip ring resonator*.



Gambar 2.5.

Single mode microstrip ring resonator dengan microstrip line feed[21]

Prinsip kerjanya adalah bahwa pada frekuensi resonansi, gelombang berdiri ada di ring. Agar hal ini terjadi, pergeseran fasa total sekitar ring harus kelipatan dari  $2\pi$  (integer). Jika panjang rata-rata dari resonator  $\lambda$ , kondisinya adalah :

$$\beta\lambda = 2N\pi \quad (2.22)$$

dimana N merupakan bilangan integer dan  $\beta$  adalah konstanta fase.

Frekuensi resonansi diperoleh dari (1) yaitu :

$$f = NV_p / \lambda \quad (2.23)$$

dimana,  $V_p = 1/\sqrt{LC}$  adalah kecepatan fasa dari saluran mikrostrip .

Untuk filter band pass order  $n$  dengan respon simetris kira-kira frekuensi tengah, satu membutuhkan  $n$  resonator setiap resonansi pada frekuensi tengahnya. Respon frekuensi yang diinginkan adalah diperoleh dengan memilih *coupling* antara resonator. Resonator-resonator ini dikenal dengan *single mode ring resonator*, karena ada resonansi tunggal pada frekuensi fundamentalnya . Di sisi lain memiliki dua resonansi dekat dengan frekuensi fundamentalnya. Resonator cincin seperti ini disebut *dual mode*. Sebuah *dual mode* resonator tunggal dengan dua frekuensi resonan,  $f_1$  dan  $f_2$  sebanding dengan dua resonator ditambah single mode frekuensi resonansi  $f_0$  dan koefisien kopling.

$$k = (f_1 - f_2) / f_0 \quad (2.24)$$

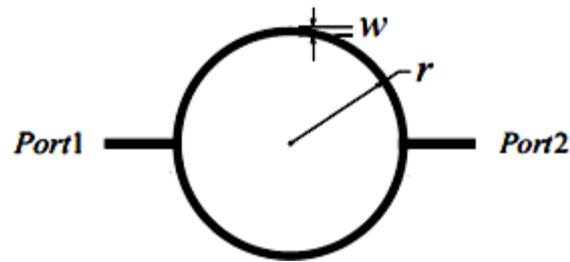
$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad (2.25)$$

Jika menggunakan dual mode ring resonator , *bandpass* filter orde  $n$  akan membutuhkan  $n/2$  dual mode resonator dibandingkan dengan  $n$  single mode resonator. Hal ini akan menghasilkan filter yang jauh lebih kompak. Sebuah dual mode resonator dapat diperoleh dari desain *single mode resonator* dengan berbagai cara, seperti panjang lengan yang tidak sama antara *feeder*, sebuah gangguan dalam bentuk notched atau patch di salah satu lengan atau dengan impedansi karakteristik yang tidak sama dari dua lengan. seperti ditunjukkan pada Gambar 2.6.



Gambar 2.6. Saluran microstrip dual mode ring resonator :

(a) panjang lengan tidak sama (b) patch di salah satu lengan (c) notch di salah satu lengan (d) impedansi karakteristik tidak sama pada lengan.[21]



Gambar 2.7. Single Ring Resonator [22]

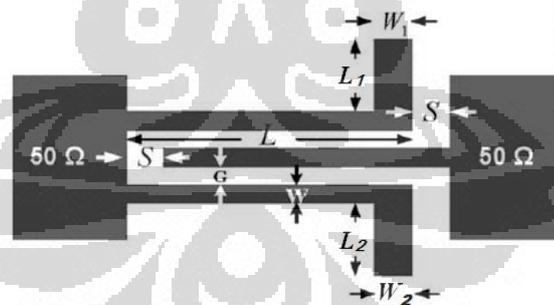
Gambar 2.7 menunjukkan mikrostrip *closedloop* tradisional ring resonator dengan dua port, resonansi pada resonator ini terjadi ketika lingkaran dari ring sama dengan kelipatan beberapa panjang gelombangnya, yaitu :

$$2\pi r = n\lambda g \quad (2.26)$$

dimana  $r$  adalah jari-jari ring resonator,  $n$  menunjukkan jumlah mode, dan  $\lambda g$  merupakan panjang gelombang. Jika lebar garis *ring* cukup sempit, dapat dianalisa dengan model saluran transmisi[22]

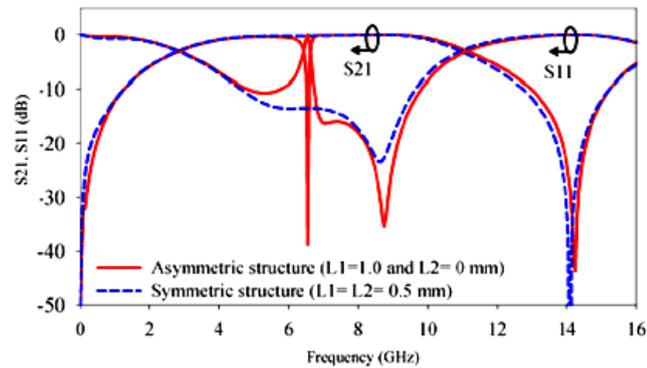
### 2.5. Metode *bandstop*

Untuk membuat *bandstop* filter digunakan teknik baru yang digunakan pada UWB BPF. teknik ini berdasar pada saluran kopel paralel dengan *loading stub* seperti ditunjukkan dalam Gambar. 2.8.



Gambar 2.8. Konfigurasi saluran kopel mikrostrip [23]

*Loading stub* dirancang dengan panjang asimetris untuk menghasilkan sebuah *notched band* di dalam *passband wideband* seperti terlihat pada Gambar. 2.8.

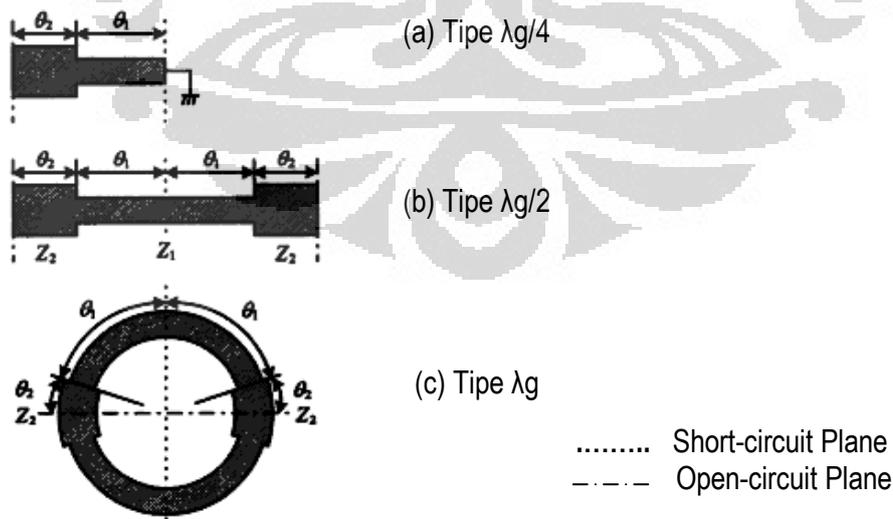


Gambar 2.9. respon struktur saluran kopel asimetris dan simetris[23]

Agar struktur ini untuk menghasilkan sebuah *bandstop* sempit di dalam *passband wideband* maka stub loading harus memiliki panjang asimetris, yaitu  $L_1 \neq L_2$ . Struktur asimetris tidak hanya menunjukkan meningkatkan derajat kopling tapi juga menghasilkan *bandstop* pada frekuensi yang diinginkan.

## 2.6. Stepped Impedance Resonator (SIR)

*Stepped Impedance Resonator* adalah *resonator* TEM yang terdiri dari lebih dari dua saluran transmisi dengan impedansi karakteristik yang berbeda. Gambar 2.10 menunjukkan contoh khas variasi struktural konfigurasi stripline, di mana gambar (a), (b), (c), berturut-turut jenis resonator,  $\lambda g/4$ ,  $\lambda g/2$  dan  $\lambda g$ . Sedangkan SIR type  $\lambda g/2$  seperti ditunjukkan pada gambar (b) strukturnya bias open-ended juga bisa short-circuit [24]

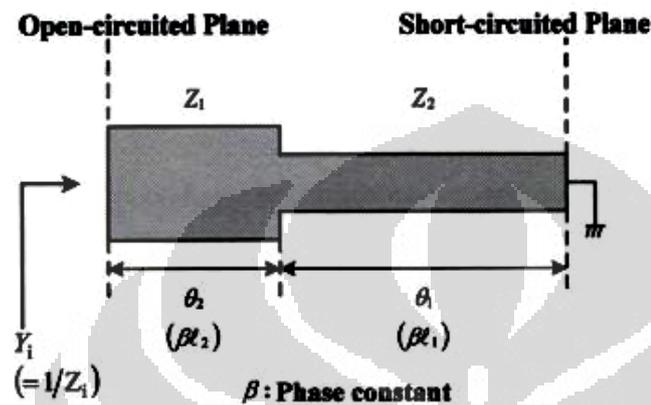


Gambar 2.10. Struktur dasar SIR[24]. (a) Tipe seperempat panjang gelombang;  
(b) Tipe setengah panjang gelombang;  
(c) Tipe satu panjang gelombang

Impedansi karakteristik dan kesesuaian panjang saluran transmisi dengan ujung short-circuit dan open circuit seperti gambar 2.11. didefinisikan masing-masing sebagai  $Z_1$  dan  $Z_2$ ,  $\theta_1$  dan  $\theta_2$  seperti pada gambar, parameter listrik dari SIR adalah ratio dari dua impedansi saluran transmisi  $Z_1$  dan  $Z_2$  dengan persamaan [24] :

$$R_Z = Z_2 / Z_1$$

Kondisi Resonansi



Gambar 2.11. Parameter listrik dari SIR [24]

Gambar 2.11. menunjukkan elemen dasar dari SIR dengan ujung terbuka dan *short* dan sebuah *step impedance*. Impedansi dan *Admittansi input* masing-masing di definisikan sebagai  $Z_i$  dan  $Y_i (=1/Z_i)$ ,  $Z_i$  dapat dinyatakan dengan persamaan :

$$Z_i = j Z_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2.27)$$

Bila  $Y_i = 0$ , saat kondisi resonansi dapat dicapai dengan :

$$Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0$$

sehingga  $\tan \theta_1, \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} = R_Z$

dari persamaan di atas menjelaskan bahwa saat kondisi resonansi dari SIR ditentukan oleh  $\theta_1, \theta_2$  dan ratio impedansi  $R_Z$ , Jika dua frekuensi resonansi dinyatakan sebagai  $f_1$  dan  $f_2$ , maka rasio impedansi yang mengikuti rasio frekuensi resonansi diberikan berikut ini :

$$f_2/f_1 < 2 \text{ saat } R_Z > 1$$

$$f_2/f_1 = 2 \text{ saat } R_Z = 1$$

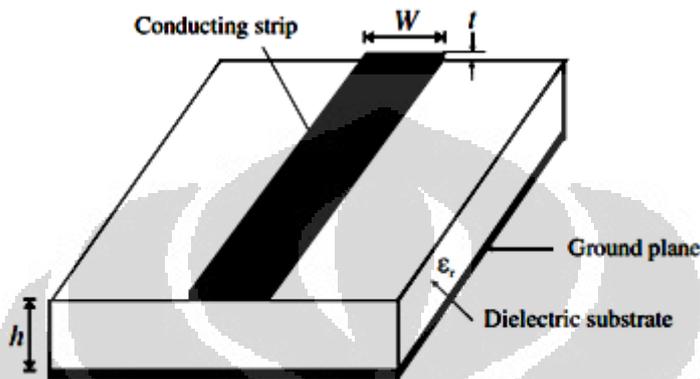
$$f_2/f_1 > 2 \text{ saat } R_Z < 1$$

Salah satu fitur SIR yang khas adalah panjang resonator dan frekuensi resonansi palsu yang dapat disesuaikan dengan mengubah rasio impedansi ( $R_Z$ ).

## 2.7. Saluran mikrostrip[25]

### 2.7.1. Struktur saluran mikrostrip

Struktur mikrostrip secara umum seperti pada gambar 2.11. sebuah konduktor strip dengan lebar  $W$  dan ketebalan  $t$  di atas substrat dielektrik yang memiliki konstan dielektrik relatif  $\epsilon_r$  dan ketebalan  $h$ , dan bagian bawah substrat, adalah ground plane



Gambar 2.12. Struktur Mikrostrip secara umum[25].

### 2.7.2. Konstanta dielektrik efektif dan Impedansi karakteristik

Dalam pendekatan kuasi-TEM, bahan dielektrik homogen dengan permitivitas dielektrik efektif menggantikan media dielektrik udara yang homogen dari mikrostrip.

Karakteristik transmisi dari mikrostrip dipengaruhi oleh dua parameter, yaitu konstanta dielektrik efektif  $\epsilon_{re}$  dan impedansi karakteristik  $Z_c$ , yang diperoleh dengan analisis quasistatic. Dalam analisis quasistatic, modus dasar dari propagasi gelombang dalam microstrip diasumsikan TEM murni. Dua parameter mikrostrip diatas ditentukan dari nilai-nilai dua kapasitansi sebagai berikut :

$$\epsilon_{re} = \frac{C_a}{C_d} \quad (2.28)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (2.29)$$

di mana  $C_d$  adalah kapasitansi per satuan panjang dengan dielektrik substrat saat ini,  $C_a$  adalah kapasitansi per satuan panjang dengan substrat dielektrik digantikan oleh udara, dan  $c$  adalah kecepatan gelombang elektromagnetik di ruang bebas ( $c \approx 3.0 \times 10^8$  m/s). Untuk konduktor yang sangat tipis (yaitu,  $t \rightarrow 0$ ).

Untuk  $W/h \leq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (2.30)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) \quad (2.31)$$

mana  $\eta=120\pi$  ohm adalah impedansi gelombang dalam ruang bebas.

Untuk  $W/h \geq 1$ :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \quad (2.32)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1} \quad (2.33)$$

pernyataan yang tepat untuk konstanta dielektrik yang efektif adalah

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (2.34)$$

dimana  $u=W/h$ , dan

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln\left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432}\right) + \frac{1}{18.7} \ln\left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3\right] \quad (2.35)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3}\right)^{0.053} \quad (2.36)$$

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

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right] \quad (2.36)$$

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

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp\left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right] \quad (2.36)$$

keakuratan untuk  $Z_c = \sqrt{\epsilon_{re}}$  adalah lebih baik dari 0.01% for  $u \leq 1$  and 0.03% for  $u \leq 1000$ .

### 2.7.3. Panjang gelombang, konstanta propagasi, kecepatan fasa, dan panjang listrik

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

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.36)$$

dimana :

$\lambda_0$  adalah panjang gelombang ruang bebas pada frekuensi kerja  $f$ . frekuensi dalam gigahertz (GHz), sehingga panjang gelombang dalam milimeter sebagai berikut:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \quad (2.37)$$

Konstanta propagasi ( $\beta$ ) dan kecepatan fasa ( $v_p$ ) dapat ditentukan dengan :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.38)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.39)$$

dimana  $c$  adalah kecepatan cahaya ( $c \approx 3.0 \times 10^8$  m / s) di dalam ruang bebas.

Panjang listrik ( $\theta$ ) untuk panjang fisik dari mikrostrip ( $\ell$ ) didefinisikan sebagai :

$$\theta = \beta\ell \quad (2.40)$$

Oleh karena itu,  $\theta = \pi/2$  ketika  $\ell = \lambda_g/4$ , dan  $\theta = \pi$  ketika  $\ell = \lambda_g/2$ . Ini disebut saluran mikrostrip seperempat panjang gelombang dan setengah panjang gelombang untuk rancangan filter mikrostrip.

#### 2.7.4. Perbandingan $W/h$

Persamaan untuk  $w/h$  pada  $Z_c$  dan  $\epsilon_r$  adalah :

Untuk  $w/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.41)$$

dengan

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.42)$$

dan untuk  $w/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.43)$$

dengan

$$B = \frac{60 \pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.44)$$

#### 2.7.5. Pengaruh ketebalan strip

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

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25 \frac{W_e(t)}{h} \right\} \quad (2.45)$$

untuk  $W/h \geq 1$  :

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.46)$$

dimana

$$\frac{We(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right) & (W/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right) & (W/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.47)$$

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (2.49)$$

pada persamaan di atas  $\varepsilon_{re}$  adalah konstanta dielektrik efektif untuk  $t = 0$ . Hal ini dapat dilihat dari pengaruh ketebalan strip pada impedansi karakteristik dan konstanta dielektrik efektif nilainya tidak signifikan untuk nilai-nilai kecil dari  $t/h$ . Namun, pengaruh dari ketebalan strip signifikan untuk rugi-rugi konduktor pada saluran mikrostrip.

#### 2.7.6. Dispersi pada Mikrostrip

Secara umum, ada dispersi dalam mikrostrip, yaitu kecepatan fasa yang tidak konstan tetapi tergantung pada frekuensi. Oleh karena itu konstanta dielektrik efektif  $\varepsilon_{re}$  adalah fungsi dari frekuensi dan secara umum dapat didefinisikan sebagai ketergantungan konstanta dielektrik efektif terhadap frekuensi  $\varepsilon_{re}(f)$ . kembali pada persamaan sebelumnya untuk  $\varepsilon_{re}$  diperoleh berdasarkan kuasi-TEM atau pendekatan quasistatic,

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1 + (f/f_{50})^m} \quad (2.50)$$

dimana

$$f_{50} = \frac{f_{Tm_0}}{0.75 + (0.75 - 0.332 \varepsilon_r^{-1.73}) W/h} \quad (2.51)$$

$$f_{Tm_0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \tan^{-1} \left( \varepsilon_r \sqrt{\frac{\varepsilon_{re} - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}} \right) \quad (2.52)$$

$$m = m_0 m_c \leq 2.32$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{W/h}} + 0.32 \left( \frac{1}{1 + \sqrt{W/h}} \right)^3 \quad (2.53)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + \frac{W}{h}} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp \left( \frac{-0.45 f}{f_{50}} \right) \right\} & \text{untuk } W/h \leq 0.7 \\ 1 & \text{untuk } W/h \geq 0.7 \end{cases} \quad (2.54)$$

$$1 \quad \text{untuk } W/h \geq 0.7 \quad (2.55)$$

dimana  $c$  adalah kecepatan cahaya di ruang bebas, dan bila menghasilkan  $m_0 m_c$  lebih besar dari 2.32, parameter  $m$  dipilih sama dengan 2.32. Mode dispersi menunjukkan bahwa  $\epsilon_{re}(f)$  meningkat dengan frekuensi, dan  $\epsilon_{re}(f) \rightarrow \epsilon_r ; f \rightarrow \infty$ . Akurasi ini diperkirakan berada dalam 0.6 % untuk  $0,1 \leq W/h \leq 10$ ,  $1 \leq \epsilon_r \leq 128$  dan untuk setiap nilai  $h/\lambda_0$ .

Pengaruh dispersi pada impedansi karakteristik dapat dihitung dengan :

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_{re}(f)-1}{\epsilon_{re}-1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}} \quad (2.56)$$

dimana  $Z_c$  adalah nilai quasistatic dari impedansi karakteristik yang diperoleh sebelumnya.

### 2.7.7. Rugi-rugi Mikrostrip

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

$$\begin{aligned} \alpha \text{ (dB/satuan panjang)} &= (20 \log_{10} e) \alpha \text{ (neper/atuan panjang)} \\ &\approx 8.686 \alpha \text{ (neper/satuan panjang)} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Persamaan redaman yang dihasilkan oleh rugi konduktor diberikan oleh :

$$\alpha_c = \frac{8.686 R_s}{Z_c W} \quad (2.58)$$

di mana  $Z_c$  adalah impedansi karakteristik dari microstrip dengan lebar  $W$ , dan  $R_s$  merupakan resistansi permukaan dalam ohm per persegi untuk strip konduktor dan ground plane. Untuk sebuah konduktor

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.59)$$

dimana  $\sigma$  konduktivitas,  $\mu_0$  adalah permeabilitas ruang bebas, dan  $\omega$  merupakan frekuensi sudut. pada persamaan 2.58 hanya berlaku untuk lebar strip yang besar karena diasumsikan bahwa distribusi arus di mikrostrip adalah uniform dan karena itu perkiraan kerugian konduktor akan tinggi untuk mikrostrip dengan saluran yang

sempit. Atenuasi karena kerugian dielektrik pada mikrostrip dapat ditentukan dengan :

$$\alpha_d = 8.686 \pi \left( \frac{\epsilon_{re}-1}{\epsilon_{re}+1} \right) \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{re}} \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \text{ dB / satuan panjang} \quad (2.60)$$

dimana  $\tan \delta$  menunjukkan rugi tangen dari substrat dielektrik.

### 2.7.8. Pemilihan bahan

Konstanta dielektrik relatif  $\epsilon_r$ , sebagian besar akan mempengaruhi *bandwidth*, toleransi fabrikasi, impedansi transformasi dan saluran transmisi. Ukuran setiap jalur/ strip juga dipengaruhi oleh konstanta dielektrik. Untuk jalur/ strip yang beroperasi pada frekuensi ( $f$ ), ketebalan ( $h$ ), maka *substrat* harus memenuhi :

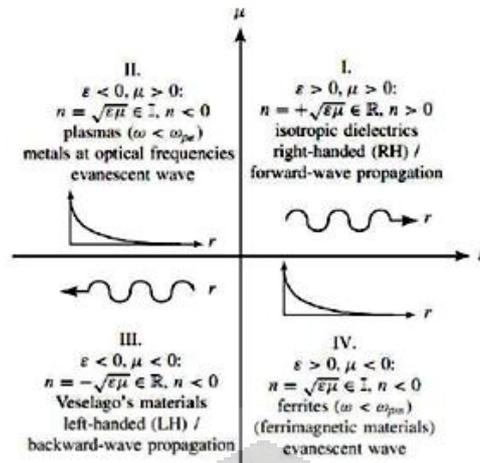
$$h \leq \frac{0.3 c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.61)$$

Dimana:  $c$  = kecepatan cahaya ( $3.0 \times 10^8$  m/s).

### 2.8. Metamaterial

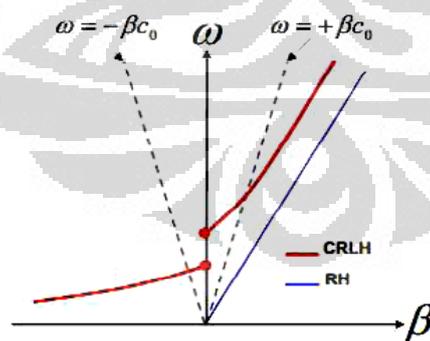
Metamaterial pada awalnya hanya sebuah teori spekulasi yang disampaikan oleh seseorang berkebangsaan Rusia, Victor Vasego pada tahun 1967 yang berjudul “*substance with simultaneously negative values of  $\epsilon$  dan  $\mu$* ” Victor Vasego dalam makalahnya menyebut LH “substances” untuk mengungkapkan fakta bahwa adanya kemungkinan propagasi gelombang elektromagnetik dengan medan listrik, medan magnetik, dan konstanta fase vector membangun triad left-handed, dibandingkan dengan bahan konvensional dimana tiga serangkai ini dikenal dengan right handed [11].

Definisi dari Metamaterials elektromagnetik (MTMs) secara luas adalah sebagai struktur elektromagnetik buatan yang *effectively homogeneous* dengan sifat yang tidak biasa dan tidak tersedia di alam. Struktur *effectively homogeneous* adalah struktur dimana struktur rata-ratanya lebih kecil dari guided wavelength  $\lambda_g$  [11]. Pada Gambar 2.12 *Left Handed* berada pada kuadran III dimana  $\epsilon$  dan  $\mu$  bernilai negative.



Gambar 2.13. Permittivity-permeability diagram ( $\epsilon$ - $\mu$ ) dan indeks bias ( $n$ ) [11]

Merancang metamaterial dapat dilakukan dengan dua pendekatan yaitu pendekatan resonant dan pendekatan saluran transmisi. Model pendekatan saluran transmisi yang akan digunakan dalam penelitian ini adalah *Composite Right-left Handed Transmission Line (CRLH TL)* dan ini menjadi dasar dalam mendesign bandpass filter. *CRLH* transmission line dimodelkan dalam sebuah unit sel sebagai rangkaian kapasitor seri ( $C_L$ ), induktor seri ( $L_R$ ) dan induktansi shunt ( $L_L$ ) serta kapasitor shunt ( $C_R$ ). *CRLH TL* memiliki konstanta propagasi positif, negatif dan, nol sesuai dengan karakteristik dari permitivitas efektif dan permeabilitas [11]. Grafik konstanta propagasi ditunjukkan pada Gambar 2.14.



Gambar 2.14. Grafik konstanta propagasi pada *CRLH-TL* [11].

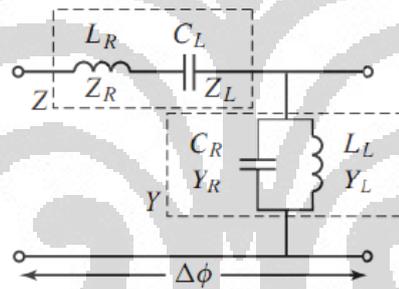
## 2.9. Composite Right-Left Handed Transmission Line(*CRLH-TL*)

*Composite Right-Left Handed Transmission Line (CRLH-TL)* adalah salah satu pendekatan yang digunakan dalam mendesign sebuah metamaterial. Karena MTMs adalah struktur yang *effectively homogenous*, maka MTMs pada dasarnya

dapat dimodelkan oleh satu dimensi (1D) jalur transmisi, yang arah propagasinya mewakili setiap arah dalam material[11]. Rangkaian *CRLH-TL* merupakan gabungan antara *RH-TL* dan *LH-TL*, dalam sebuah unit sel *CRLH* terdiri dari rangkaian kapasitor seri( $C_L$ ), induktor seri( $L_R$ ) dan induktor *shunt* ( $L_L$ ) serta kapasitor *shunt*( $C_L$ ), Gambar 2.15. menunjukkan rangkaian dari *CRLH-TL*.

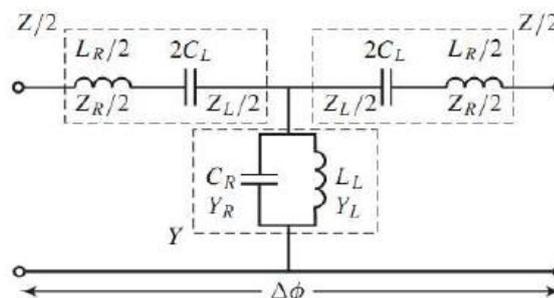
Jika dibandingkan dengan pendekatan resonant, pendekatan *CRLH-TL* memiliki beberapa keuntungan yaitu[11, 26].

1. Broadband performance. Pada pendekatan resonan, frekuensi kerjanya relative lebih sempit(*narrow band*)
2. Lowloss. Pendekatan resonan memiliki losses yang tinggi(*lossy*)
3. Dimensi relative lebih kecil. Pada pendekatan resonan, dimensi relative besar (*bulky*) tidak praktis untuk aplikasi microwave
4. *Perfect Left Handed* (PLH) tidak mungkin menghindari adanya parasitic right handed yang disebabkan oleh realisasi fisiknya.



Gambar 2.15. Rangkaian asymetris *CRLH-TL* [11].

Rangkaian *CRLH* dibagi menjadi 2 yaitu *asymmetric* dan *symmetric* unit cell. Pada Gambar 2.15. diatas adalah rangkaian *CRLH* unsymmetric. Untuk rangkaian *CRLH* symmetric terdiri dari bentuk *T(T-shape)* dan bentuk phi( $\pi$ -*shape*). Rangkaian symmetric merupakan pengembangan dari rangkaian *CRLH asymmetric*. Gambar 2.16. memperlihatkan rangkaian symmetric untuk *T-shape*.



Gambar 2.16. Rangkaian symmetric *CRLH-TL T-shape* [11].

Rangkaian dasar *CRLH TL* seperti pada Gambar 2.15 terdiri dari rangkaian seri (impedansi,  $Z$ ) dan rangkaian shunt(admitansi,  $Y$ ), rangkaian seri terdiri dari *Right handed inductor* ( $L_R$ ) dan *left handed capacitor* ( $C_L$ ) sedangkan pada rangkaian shunt terdiri dari *right handed capacitor* ( $C_R$ ) dan *left handed inductor* ( $L_L$ ). maka persamaan rangkaian seri dan rangkaian shunt adalah[11]

$$Z = j(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}) = j \frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{\omega C_L} \quad (2.62)$$

$$Y = j(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}) = j \frac{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}{\omega L_L} \quad (2.63)$$

Persamaan resonansi rangkaian seri dan resonansi rangkaian shunt dalam persamaan impedansi dan admitansi didiskripsikan dalam persamaan dibawah

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (2.64)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (2.65)$$

Dimana variable resonansi PRH dan PLH adalah

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2.66)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (2.67)$$

$$k = L_R C_L + L_L C_R \quad (2.68)$$

Dengan frekuensi transisi adalah

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_R \omega_L} \quad (2.69)$$

*CRLH TL* pada dasarnya merupakan rangkaian bandpass filter, dari seluruh frekuensi dari  $\omega=0$  hingga  $\omega \rightarrow \infty$  terlihat bahwa rangkaian *CRLH* pada Gambar 2.15. adalah rangkaian bandpass filter, ketika  $\omega \rightarrow 0$  maka  $|Z| \rightarrow 1/\omega C_L \rightarrow \infty$  dan  $|Y| \rightarrow 1/\omega L_L \rightarrow \infty$  sehingga didapatkan *bandstop* pada highpass filter. Sedangkan pada saat  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $|Z| \rightarrow \infty \rightarrow \omega L_R$  an  $|Y| \rightarrow \infty \rightarrow \omega C_R$  maka akan didapatkan *bandstop* pada lowpass filter. Sehingga rangkaian *LC* pada *CRLH* terdiri dari rangkaian *LH* sebagai highpass pada frekuensi rendah dan rangkaian *RH* sebagai lowpass pada frekuensi tingginya. Untuk menghitung *matching condition* untuk impedansi port  $Z_0$  adalah[11]

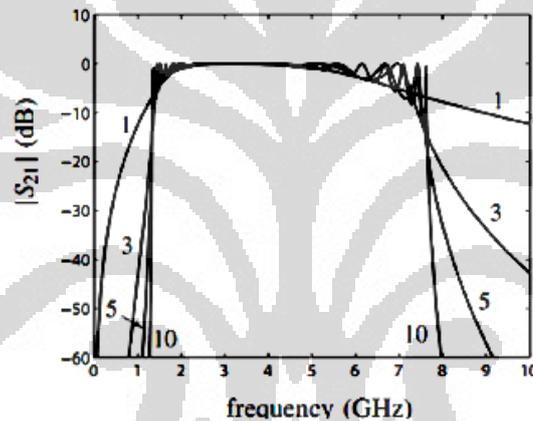
$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (2.70)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (2.71)$$

dimana

$$Z_0 = Z_R = Z_L \quad (2.72)$$

Karena sifatnya yang *effectively homogeneous* maka jaringan *CRLH* dapat ditambahkan sejumlah *N*-cell, penambahan *N*-cell akan menyebabkan slope pada response frekuensi filter akan semakin curam. Gambar 2.17 menunjukkan response frekuensi dengan penambahan jumlah cell pada jaringan *CRLH TL*.



Gambar 2.17. Slope response frekuensi pada jumlah *N*-cell yang berbeda [11].

Pada implementasi *CRLH TL*, tidak ada struktur dalam kenyataannya yang benar-benar tidak terbatas, pada saat *N* sangat kecil ( $N < 2, 3$ ), cutoff tidak dapat didefinisikan secara jelas karena slope response yang sangat landai. Tetapi persamaan cutoff pada persamaan 2.73 dan 2.74 dapat di implementasikan secara akurat pada transmisi dengan *N* cell yang besar ( $N > 3$  atau 5). Persamaan cutoff untuk balance *CRLH* adalah

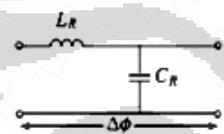
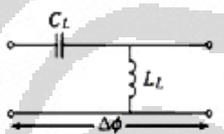
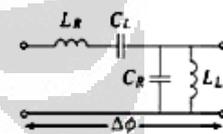
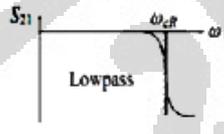
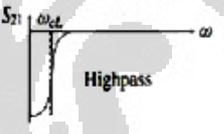
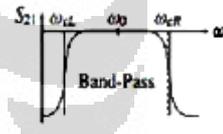
$$\omega_{CL} = \omega_R \left| 1 - \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad (2.73)$$

$$\omega_{CL} = \omega_R \left| 1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}} \right| \quad (2.74)$$

Perbedaan antara filter konvensional dengan filter dengan pendekatan rangkaian *CRLH* adalah:

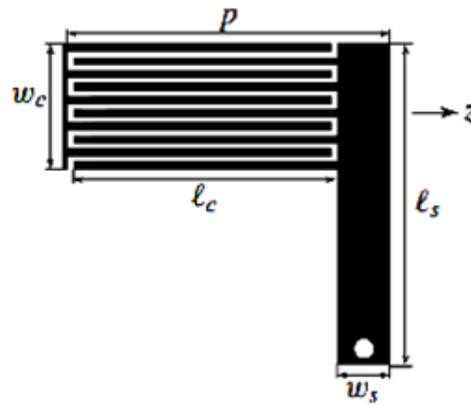
1. Struktur MTM didasari unit sel yang memenuhi kondisi homogenitas, filter konvensional tidak dapat memenuhi kondisi ini.
2. Struktur metamaterial bekerja pada area *RH* (Right Handed) dan *LH* (Left Handed), sedangkan pada filter konvensional tidak pernah bekerja pada area *LH*.
3. Struktur metamaterial dapat berupa 2D atau 3D “berkelakuan” sebagai bulk media, sedangkan filter konvensional hanya berupa 1D dan “berkelakuan” rangkaian listrik.
4. Struktur metamaterial dapat dibuat dalam cell yang identik, sedangkan filter konvensional tiap “cell” secara umum memiliki nilai *LC* yang berbeda.

Tabel 2.1. Rangkaian LC pada PRH, PLH dan CRLH balanced [11].

Quantity	PRH	PLH	CRLH (balanced)
Model			
Filter type			
$\omega_c$	$\omega_{cR} = 2\omega_R$ , with $\omega_R = 1/\sqrt{L_R C_R}$	$\omega_{cL} = \omega_L/2$ , with $\omega_L = 1/\sqrt{L_L C_L}$	$\omega_0 = \sqrt{\omega_R \omega_L} = 1/\sqrt{L_R C_R L_L C_L}$
$Z_c$	$Z_{cR} = \sqrt{L_R/C_R}$	$Z_{cL} = \sqrt{L_L/C_L}$	$Z_{0C} = Z_{cR} = Z_{cL}$

## 2.10. Mikrostrip CRLH

Kapasitor Interdigital dan stub pada implementasi CRLH pada satu sel unit ditunjukkan dalam Gambar 2.17. Rangkaian ekuivalen dari sel unit seri kapasitor interdigital dan induktor stub ditunjukkan dalam Gambar 2.18. kapasitor interdigital *CRLH microstrip* pada rangkaian lumped merupakan ekuivalen dari impedansi (*Z*), sedangkan stub pada rangkaian lumped merupakan ekuivalen dari admitansi (*Y*). Pada *CRLH microstrip* ada beberapa parameter yang muncul disebabkan oleh design kapasitor interdigital dan stub, namun dari beberapa parameter tersebut ada yang diabaikan karena sangat kecilnya nilai dari parameter tersebut[11].



Gambar 2.18. Unit cell dari microstrip CRLH [11].

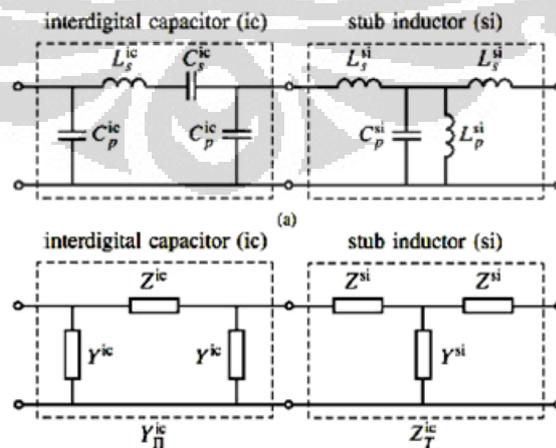
Dari Gambar 2.19 bisa didapatkan parameter-parameter yang digunakan dalam mendesign mikrostrip CRLH. Parameter scattering atau S parameter dari kapasitor interdigital dan induktor stub tersebut nilai dari parameter dirubah kedalam bentuk admittansi (Y) dan impedansi (Z) secara berurutan dan dikonversi menggunakan standar formula[26] kemudian dengan mengabaikan induktansi  $L_{SI}$  yang sangat kecil, maka didapatkan parameter CRLH yaitu[11]

$$L_R = L_S^{ic} \tag{2.75}$$

$$C_R = 2C_p^{ic} + C_p^{si} \tag{2.76}$$

$$L_L = L_p^{si} \tag{2.77}$$

$$C_L = L_S^{ic} \tag{2.78}$$

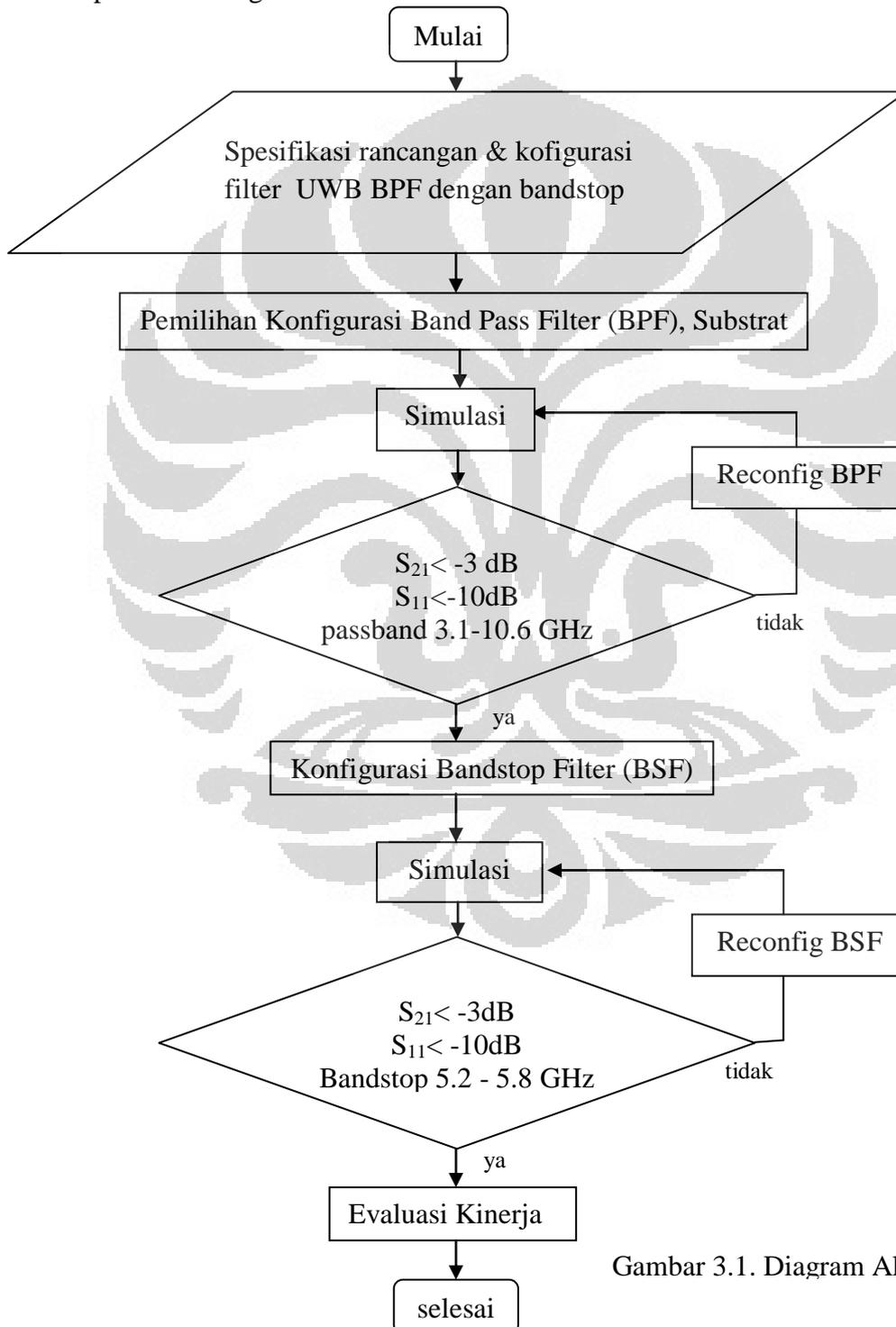


Gambar 2.19. Rangkaian equivalent dari CRLH microstrip [11].

BAB III  
PERANCANGAN BANDPASS FILTER DENGAN BANDSTOP

Perancangan filter dibuat melalui dua tahapan. Pertama dilakukan perancangan UWB *bandpass* filter kemudian dilanjutkan dengan perancangan *bandstop* filter dengan langkah – langkah perancangan, seperti terlihat pada diagram alir gambar 3.1. di bawah ini :

3.1. Tahapan Perancangan Filter



Gambar 3.1. Diagram Alir Perancangan

### 3.2. Rancangan Filter UWB BPF dengan sisipan Filter Bandstop

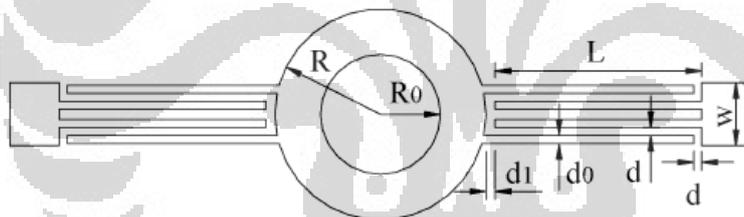
Dalam perancangan filter UWB dengan sisipan bandstop ini pertama kali ditentukan spesifikasi dari filter rancangan selanjutnya konfigurasi dari filter acuan yang akan menjadi acuan dalam simulasi.

#### 3.2.1. Spesifikasi Filter rancangan

1. Frekuensi cutoff highpass filter adalah 3.1 GHz
2. Frekuensi cutoff lowpass filter adalah 10.6 GHz
3. Bandwidth filter 3.1GHz hingga 10.6GHz
4. Bandstop dari 5,2 GHz hingga 5,8 GHz
5. *Insertion loss* bandwidth < -3 dB.
6. *Return loss* bandwidth < -10 dB.
7. Matching impedance 50 ohm

#### 3.2.2. Konfigurasi Filter acuan :

Pada [10] mengusulkan konfigurasi filter UWB seperti gambar di bawah ini :



Gambar 3.2. Topologi Ultra Wide Band Band Pass Filter[10].

Keterangan gambar :

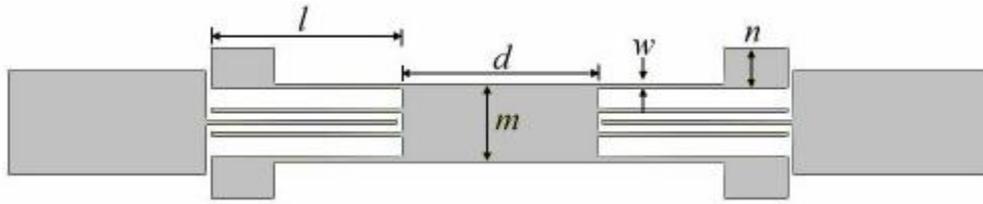
$R = 1,8 \text{ mm}$ ,  $R_0 = 0,7 \text{ mm}$ ,  $L = 6,2 \text{ mm}$ ,  $d = d_0 = 0,15 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0,3 \text{ mm}$ ,  $W = 1,2 \text{ mm}$

Rancangan terdiri dari dua komponen utama, *ring resonator* dan Struktur kopel parallel saluran ganda. *Ring resonator* digunakan dalam filter ini UWB adalah *dual-mode resonator* (DMR) yang terdiri dari *ring* dibagian tengah dan tiga buah saluran dengan panjang  $\lambda_g/4$  dibagian kanan dan kiri dari *ring* tersebut [27].

Hasil simulasi dan pengukuran cukup baik, terlihat lebar *passband* dari 4,9 GHz-10,9 GHz, return loss 15 dB, *bandwidth* sekitar 5 GHz, *Insertion loss* minimal 0,49 dB pada 7.3 GHz, dan lebar *bandstop* atas lebih dari 20 dB redaman sampai dengan 20 GHz.

Rancangan filter ini menggunakan teknik print-circuit-board (PCB) dan di pabrikan pada substrat mikrostrip dengan konstanta dielektrik relatif 3,2 dengan ketebalan 0,508 mm dan menggunakan konektor SMA

Pada [5] mengusulkan konfigurasi filter UWB dengan *bandstop* seperti gambar di bawah ini :



Gambar 3.3. Filter *bandpass* ultra-wideband (UWB) dengan *bandstop* 5- 6-GHz[5].

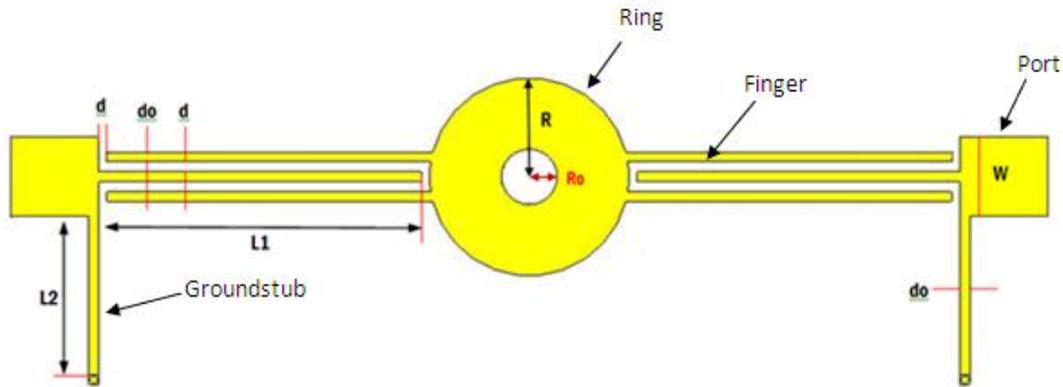
Keterangan gambar :

$l = 8$  mm,  $d = 6,7$  mm,  $m = 3,4$  mm,  $n = 1,7$  mm,  $w = 0,3$  mm

Pada filter ini terdapat struktur saluran kopel interdigital dan ditambahkan ditengahnya *multiple-mode resonator* (MMR) yang digunakan untuk merancang filter bandpass UWB 3,1-10,6 GHz. Sedangkan untuk mendapatkan *bandstop* antara 5 GHz sampai dengan 6 GHz digunakan empat *step-impedance open stub* yang digabungkan dengan *multimode resonator* (MMR) untuk memperlebar *bandwidth* transmisi dan meningkatkan kinerja diluar band. Rancangan filter dibuat dengan substrat RT/Duroid 5880 dengan ketebalan 125 mil dan  $\epsilon_r = 2,2$

### 3.2.3. Konfigurasi Rancangan Band Pass Filter

Bentuk yang diusulkan pada seminar ini seperti terlihat pada gambar 3.4. Untuk mendapatkan filter bandpass UWB struktur saluran interdigital tetap digunakan akan tetapi peranan multimode resonator diganti dengan ring resonator. Untuk mendapatkan hasil sesuai dengan rancangan dilakukan simulasi dengan menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio dan beberapa karakteristik filter seperti  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  dan impedansi input telah diperoleh, bentuk rancangan seperti gambar 3.4. di bawah ini.



Gambar 3.4. Topologi Filter UWB BPF

Penjelasan :

a. Port :

Lebar port (  $W$  ) semakin panjang, impedansi saluran akan semakin mengecil, simulasi awal panjangnya 2 mm menghasilkan impedansi saluran 63,36 Ohm, untuk menghasilkan impedansi saluran 50,24 Ohm lebar port yang didapat sebesar 2,9 mm.

b. Ground

Pada rancangan filter UWB BPF ini bahan yang digunakan untuk ground adalah copper annealed dengan dimensi 10 mm x 26 mm dan ketebalan 0,05 mm, ilustrasinya dapat dilihat pada gambar 3.5 dengan ground terlihat tampak depan dan gambar 3.6. tampak samping.



Gambar 3.5. Permukaan ground Tampak depan      Gambar 3.6. Tampak Samping

c. Ring

Untuk Ring ada dua jari-jari yaitu jari-jari dalam disebut inner dan jari-jari luar disebut outer, pada rancangan [10] untuk inner 0,7 mm dan outer 1,8 mm pada simulasi perubahan jari-jari inner tidak menunjukkan hasil yang signifikan pada karakteristik filter oleh karena itu perubahan hanya dilakukan pada outer saja dari 1,92 mm sampai dengan

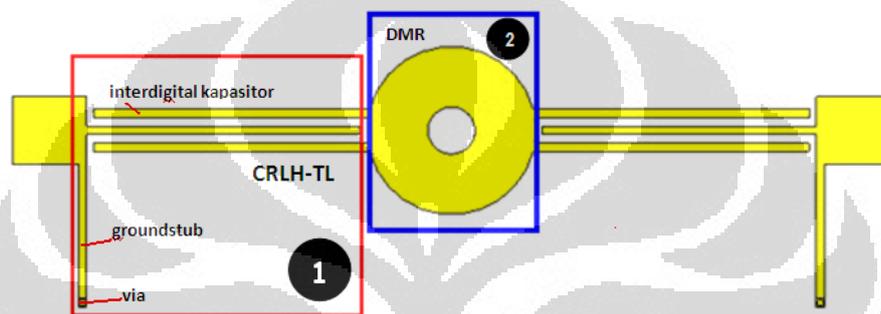
#### d. Finger

Panjang Finger pada hasil rancangan [5] adalah 8 mm, pada simulasi yang dilakukan hasilnya adalah 8,1 mm

#### e. Groundstub

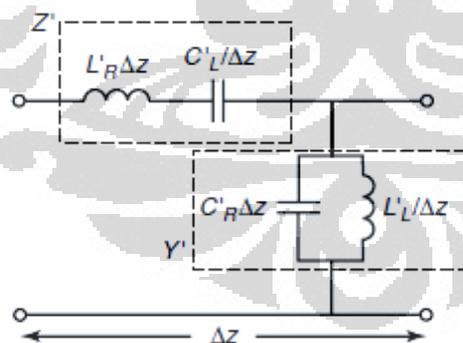
Pada rancangan ini groundstub berfungsi untuk menghasilkan efek metamaterial, pada ujungnya dipasang via yang menghubungkan antara tembaga diatas dengan ground

### 3.2.4. Rangkaian Ekivalen Rancangan Filter UWB Band Pass Filter



Gambar 3.7. Komponen rangkaian UWB BPF

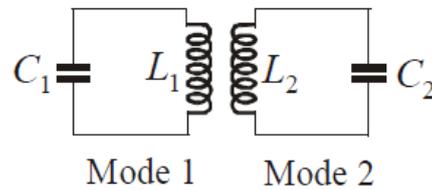
Pada gambar 3.7. bagian 1 adalah mikrostrip CRLH-TL (Composite Right Left Handed Transmission Line) yang terdiri dari interdigital kapasitor dan shorted stub inductor (penghubung antara ground dan stub inductor) dan model rangkaian ekivalennya adalah sbb :



Gambar 3.8. Rangkaian ekivalen *CRLH-TL* [12].

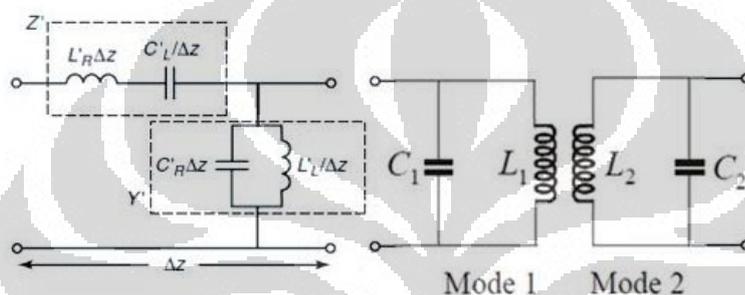
Sedangkan bagian 2 adalah *Dual Mode Resonator (DMR)* rangkaian ekivalennya seperti pada gambar 3.9. Sebuah dual mode resonator dapat diperoleh dari desain single mode resonator dengan membuat panjang saluran interdigitalnya berbeda antara sebelah kanan dan sebelah kiri ring [21], oleh karena itu struktur saluran interdigital kanan dan kiri ring

digambarkan dengan dua rangkaian resonator yang masing-masing rangkaian ekivalen LC parallel.



Gambar 3.9. Rangkaian ekivalen DMR.

Dan bila digabungkan rangkaian ekivalennya menjadi seperti gambar di bawah ini



Gambar 3.10. Rangkaian ekivalen CRLH filter dan DMR.

### 3.2.5. Uji metamaterial

Pengujian metamaterial dapat ditentukan dari hasil simulasi menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio didapatkan parameter S11 dan S21, dengan pendekatan Nicholson, Ross and Weir (NRW) dan dari nilai-nilai yang didapat dari parameter S11 juga S21 maka dapat dihitung nilai permittivity ( $\epsilon_r$ ) dan permeability ( $\mu_r$ ) untuk membuktikan apakah struktur dari filter tersebut terdapat bahan Left-handed Metamaterial (LHM) dan persamaan yang digunakan untuk menentukan  $\epsilon_r$  dan  $\mu_r$  ditunjukkan pada persamaan (3.1) dan persamaan (3.2) di bawah ini [28] :

$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - V_1}{1 + V_1} \quad (3.1)$$

$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - V_2}{1 + V_2} \quad (3.2)$$

dimana :

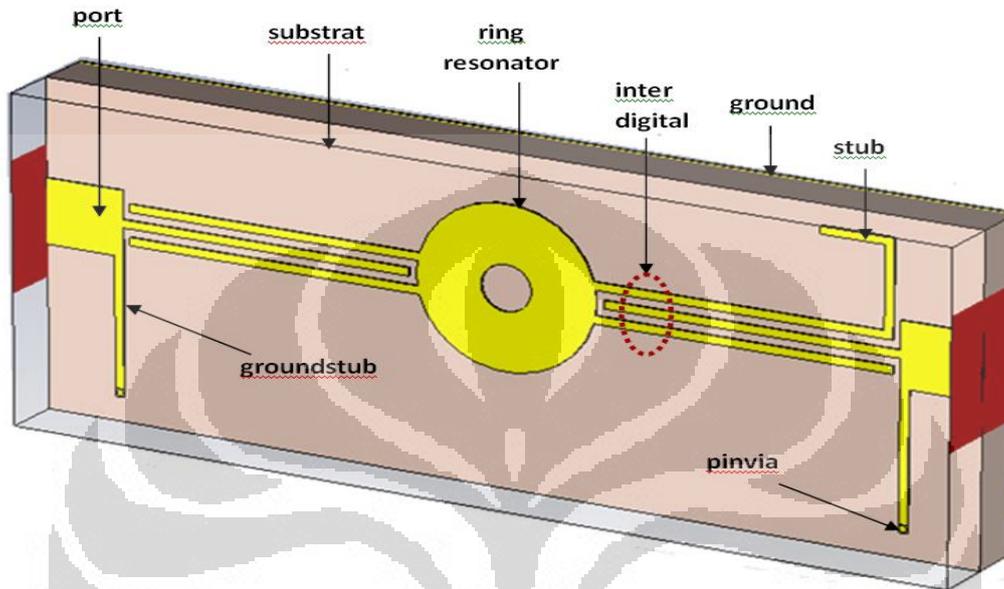
$$V_1 = S_{21} - S_{11}$$

$$V_2 = S_{21} + S_{11}$$

$$k_0 = \omega / c, \quad \omega = \text{radian frequency}$$

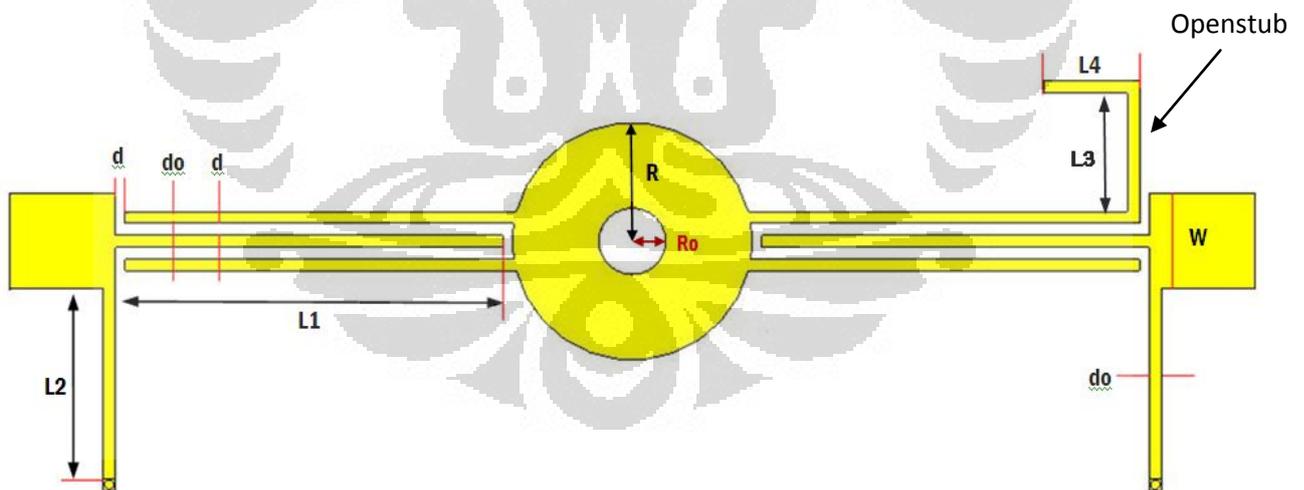
### 3.2.6. Konfigurasi Rancangan UWB BPF dengan sisipan filter bandstop

Sementara itu untuk mendapatkan *bandstop* pada filter *bandpass* yang sudah dibuat ditambahkan *open stub* yang dipasang pada ujung saluran *interdigital* panjang  $L_3$  dan  $L_4$  sangat berpengaruh pada pembentukan *bandstop* sedangkan lebar dari *openstub* berpengaruh pada frekuensi tengahnya



Gambar 3.11.

Dimensi dasar Ultra-wideband (UWB) BPF dengan *bandstop* 5,2 GHz-5,8 GHz.



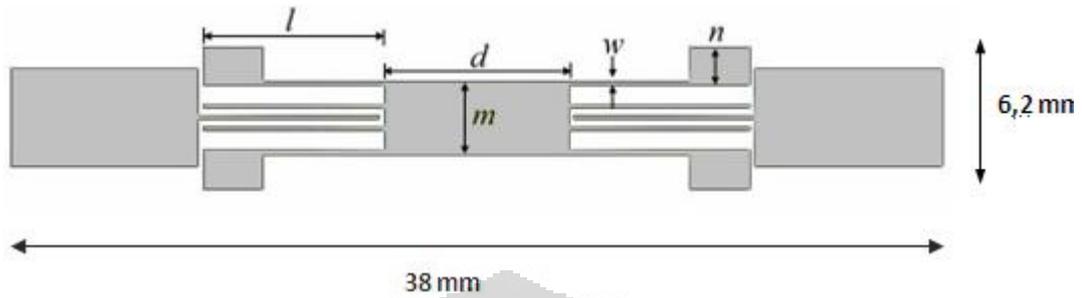
Gambar 3.12. Ukuran masing-masing komponen

Keterangan gambar :

$d=0,25\text{ mm}$ ,  $do=0,25\text{ mm}$ ,  $L_1=7,6\text{ mm}$ ,  $L_2=4\text{ mm}$ ,  $L_3=2,5\text{ mm}$ ,  $L_4=2,5\text{ mm}$ ,  $W=2\text{ mm}$ ,  $R=2,5\text{ mm}$ ,  $R_0=0,7\text{ mm}$

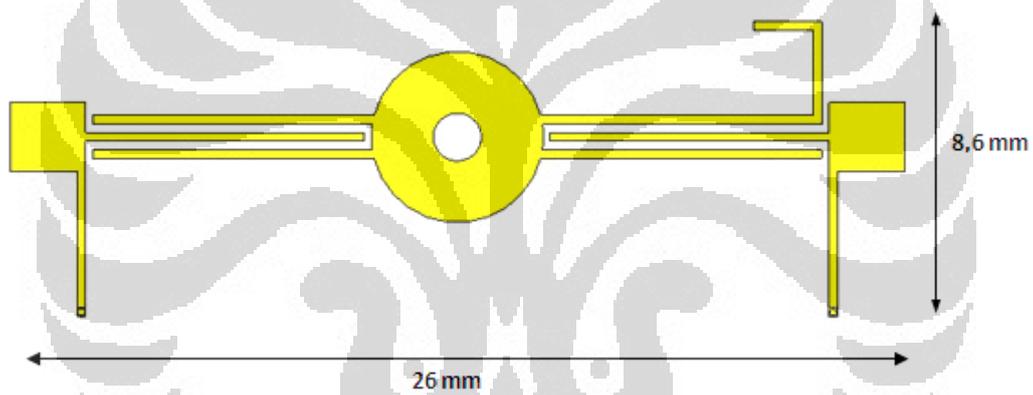
### 3.3. Perbandingan *Layout* antara *Multimode resonator* dan *ring resonator*

Layout filter acuan menggunakan *multimode resonator* terlihat pada gambar 3.13 di bawah ini :



Gambar 3.13. Layout filter acuan

Sedangkan layout filter perancangan seperti terlihat pada gambar 3.14 di bawah ini

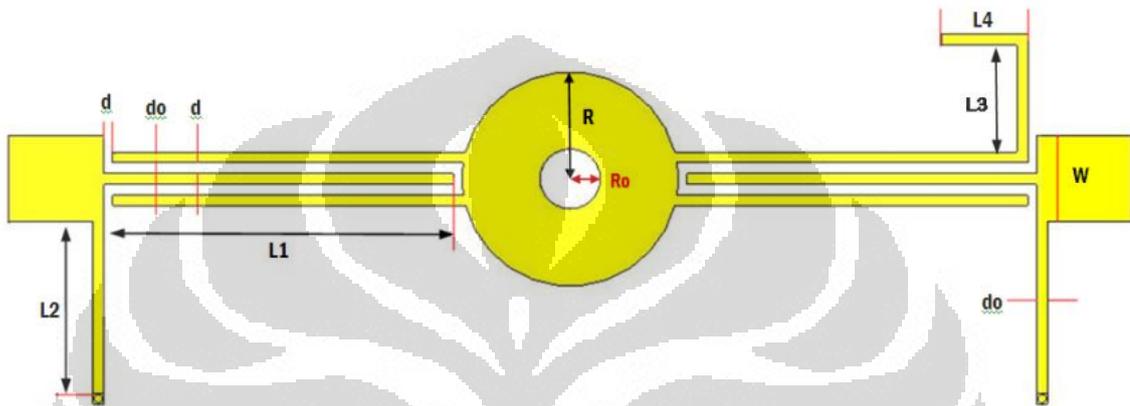


Gambar 3.14. Layout filter hasil perancangan

## BAB IV ANALISIS HASIL SIMULASI

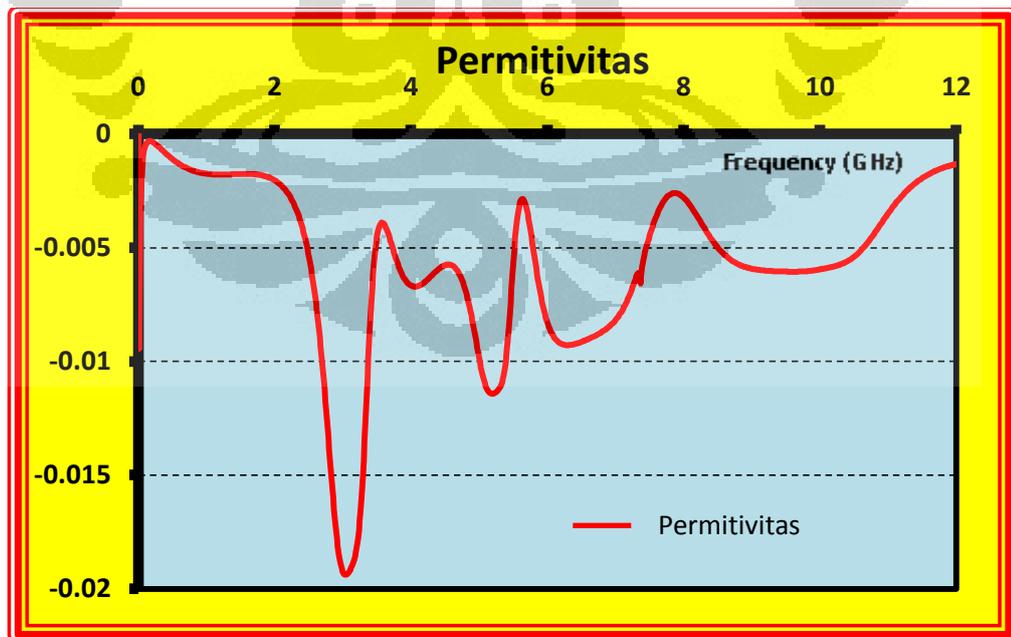
Setelah perancangan dan dilakukan simulasi menggunakan perangkat lunak CST Microwave Studio maka didapatkan hasil seperti yang terlihat di bawah ini :

4.1. Hasil rancangan dan Simulasi filter Ultra Wideband bandpass filter dengan sisipan filter bandstop dapat dilihat pada gambar 4.1.

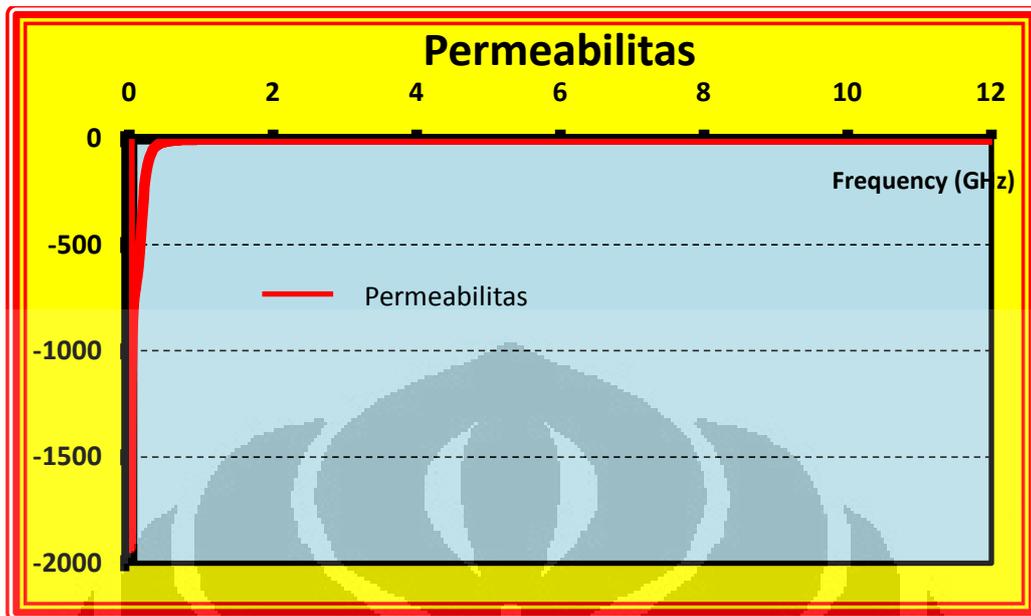


Gambar 4.1.

Layout hasil rancangan filter UWB BPF dengan sisipan filter bandstop



Gambar 4.2. Nilai Permittivitas pada filter hasil simulasi

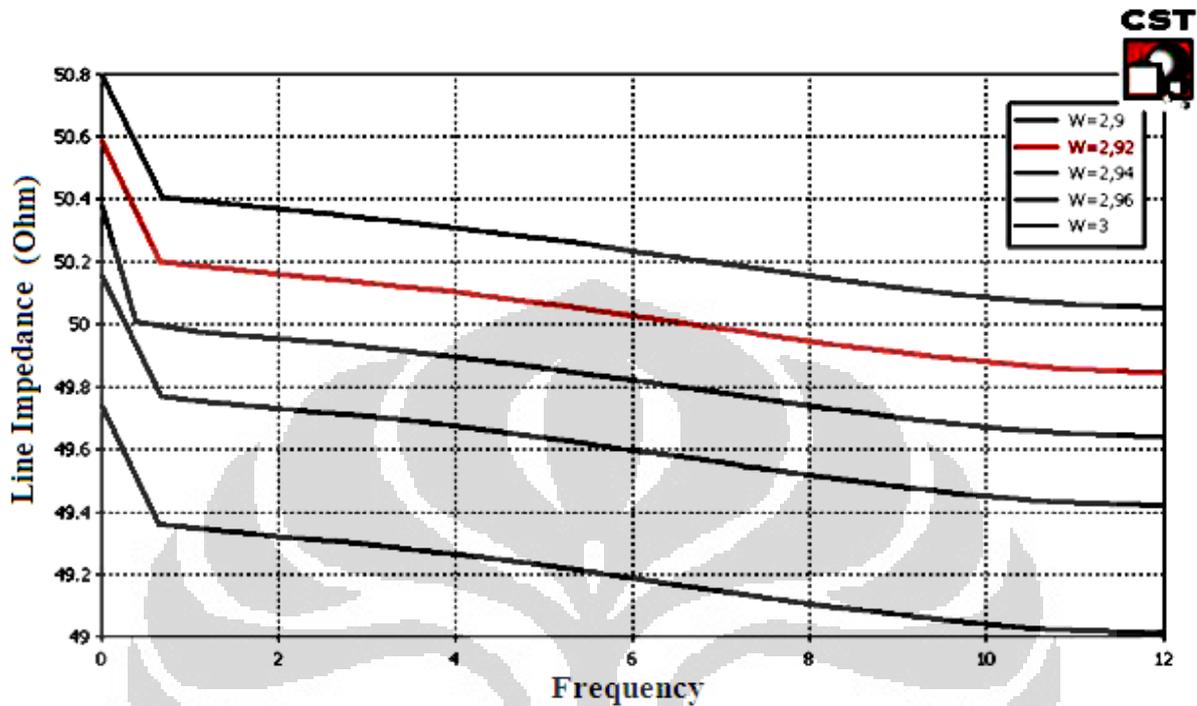


Gambar 4.3. Nilai Permeabilitas pada filter hasil simulasi

Dari data numerik parameter  $S_{11}$  dan  $S_{21}$  kemudian dilakukan perhitungan dengan persamaan (3.1) dan persamaan (3.2) untuk menentukan nilai permitivitas dan permeabilitas, dari nilai-nilai permitivitas dan permeabilitas yang didapatkan tersebut dibuat suatu grafik yang hasilnya seperti Gambar 4.2. dan 4.3 dari grafik terlihat bahwa nilai *Permittivitas relatif* dan nilai *Permeabilitas relatif* keduanya bernilai negatif sehingga dikatakan pada filter tersebut mempunyai sifat *metamaterial*.

#### 4.1.1. Parameter Sweep Lebar Port (W)

Parameter yang dilakukan adalah merubah lebar port, perubahan dilakukan dari lebar 2,9 ; 2,92 ; 2,94 ; 2,96 ; dan 3 mm

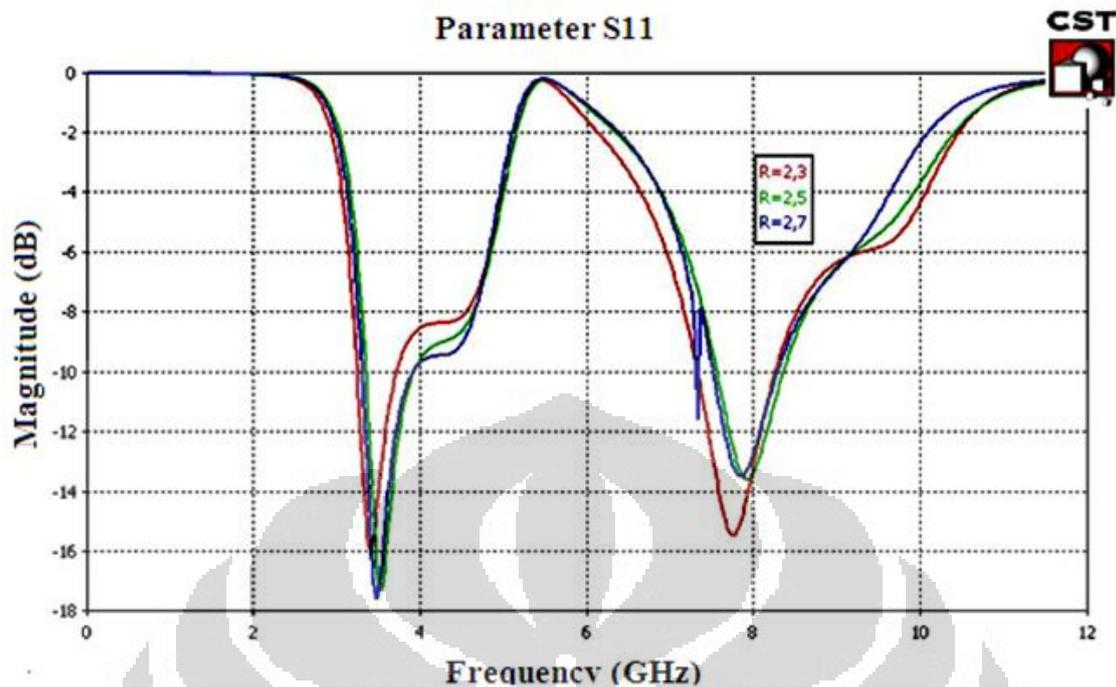


Gambar 4.4.

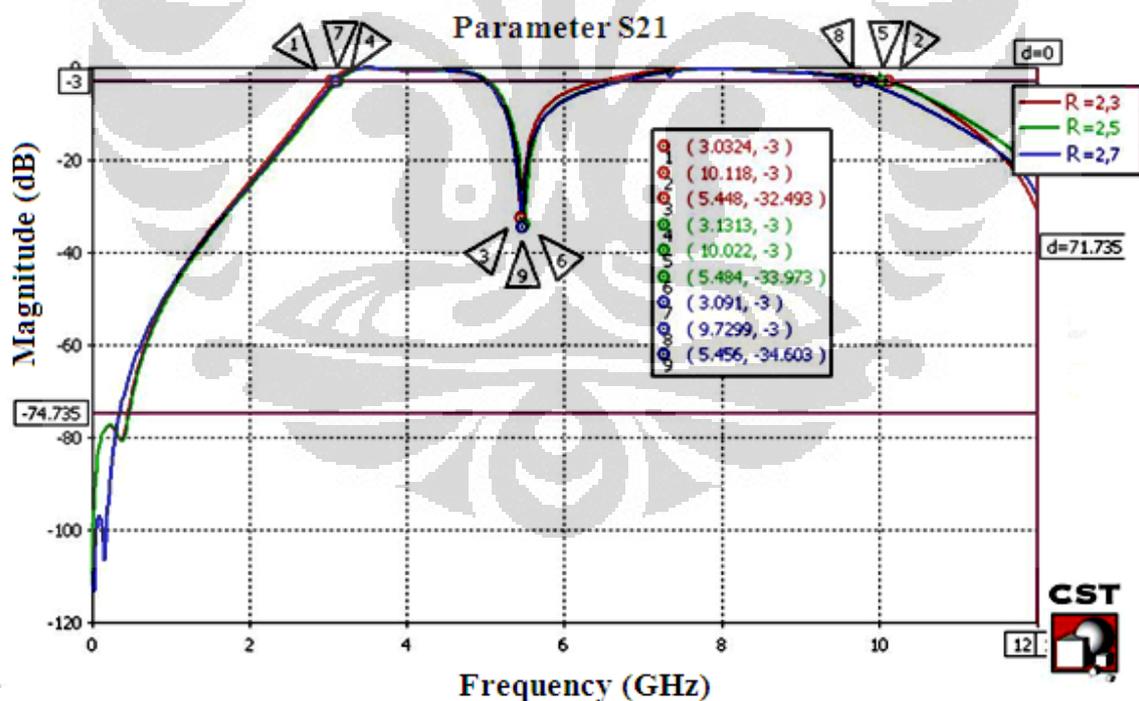
Paramater sweep Line Impedance pada lebar port (ket:W=lebar port)

Pada Gambar 4.4. terlihat bahwa lebar port (W) berpengaruh pada Line Impedance filter, bila port semakin lebar maka line impedance menjadi semakin kecil dan untuk mendapatkan line impedance lebih kurang 50 Ohm didapat pada lebar W sama dengan 2,92 mm, pada gambar 4.4. terlihat pada garis yang berwarna merah

## 4.1.2. Parameter Sweep jari-jari luar ring ( R )



Gambar 4.5. Paramater Sweep S11 pada jari-jari luar ring (ket: R=jari-jari luar ring)

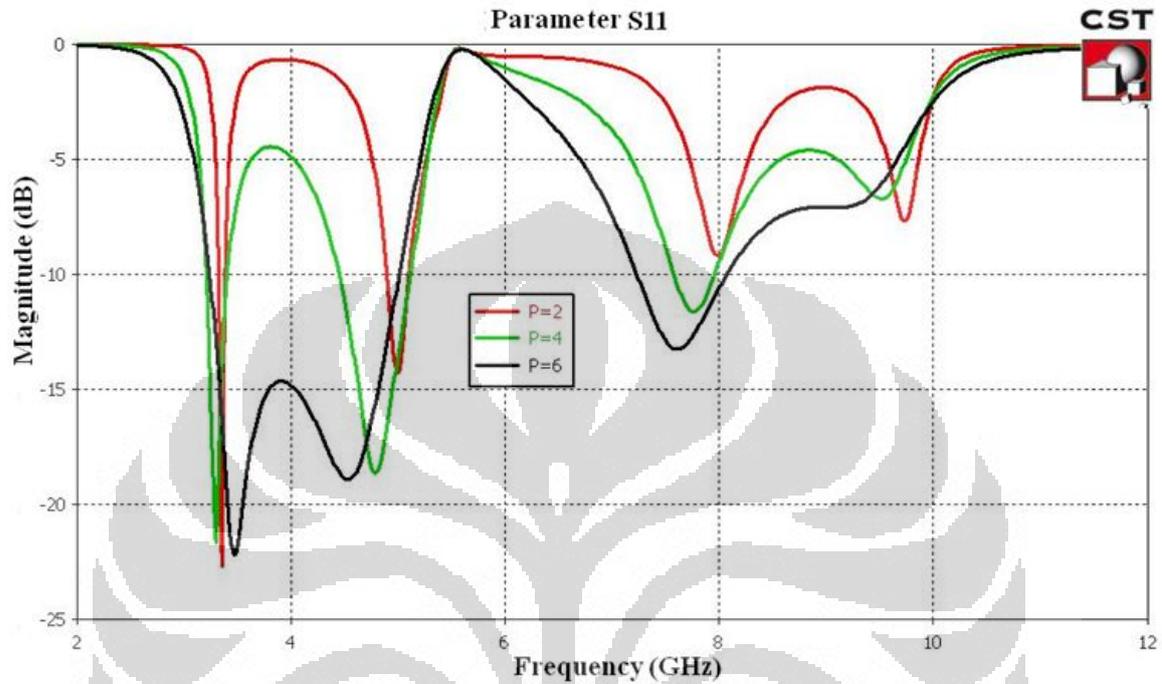


Gambar 4.6. Parameter Sweep S21 dengan jari-jari luar ring (ket:R=jari-jari luar ring)

Pada gambar 4.5. menunjukkan bahwa bila jari-jari ring diperbesar, sisi kiri passband -10 dB terlihat membesar dan pada sisi kanan passband -10 terlihat mengecil, Untuk gambar 4.6. bila jari-jari luar ring diperbesar frekuensi cutoff atas bergeser kekanan

kemudian ke kiri dan frekuensi cutoff bawah perubahannya relatif kecil juga bergeser ke kanan kemudian bergeser ke kiri.

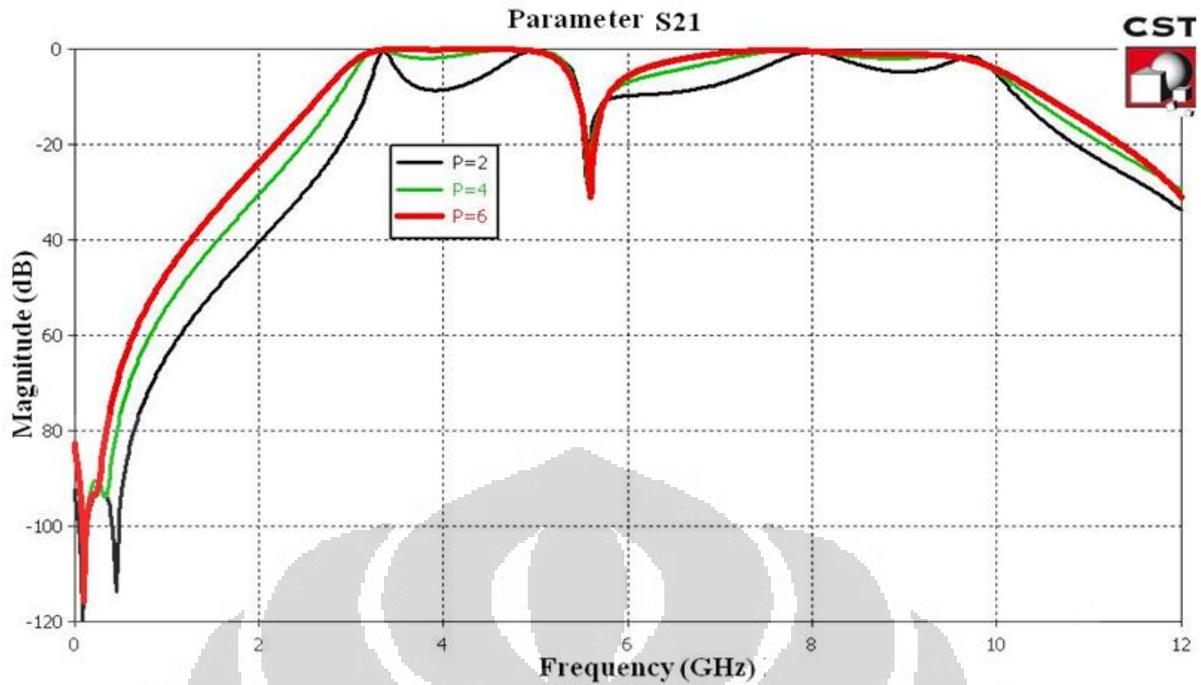
#### 4.1.3. Parameter Sweep panjang Groundstub



Gambar 4.7.

Parameter Sweep S11 dengan panjang Ground stub (ket: P=panjang groundstub)

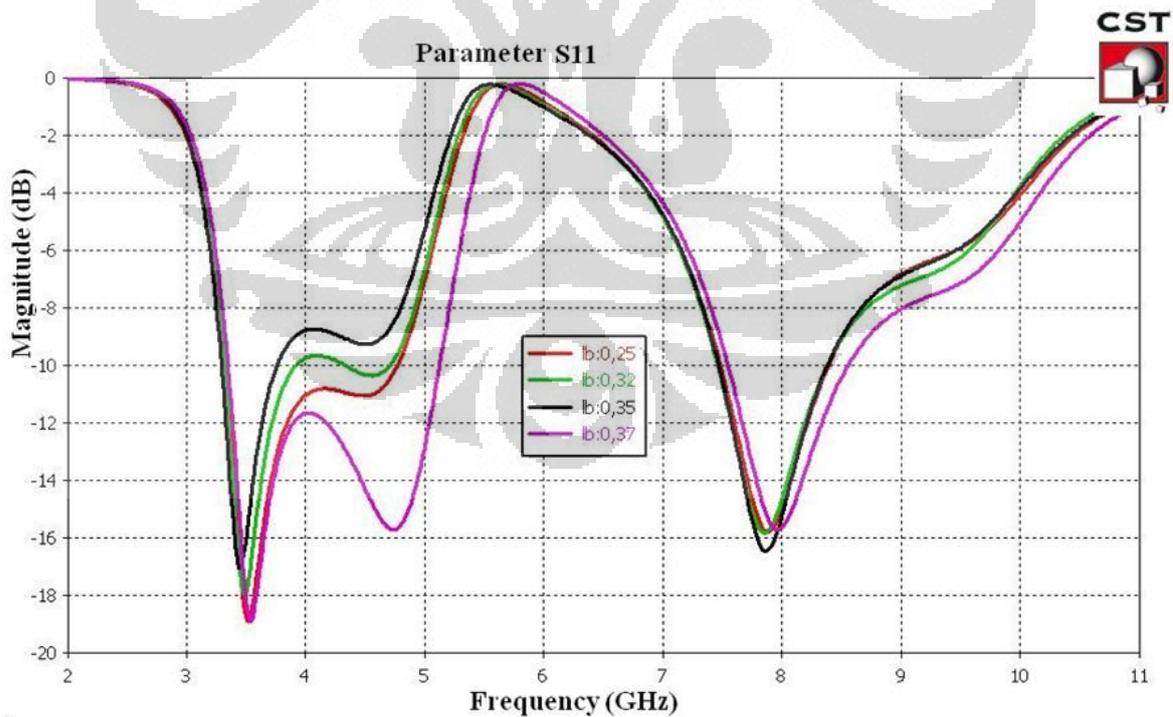
dari gambar 4.7 terlihat bahwa makin panjang groundstub kondisi saluran semakin matching sedangkan pada gambar 4.8. parameter S21 menunjukkan bahwa kurva semakin baik bila dipasang dengan groundstub yang lebih panjang.



Gambar 4.8.

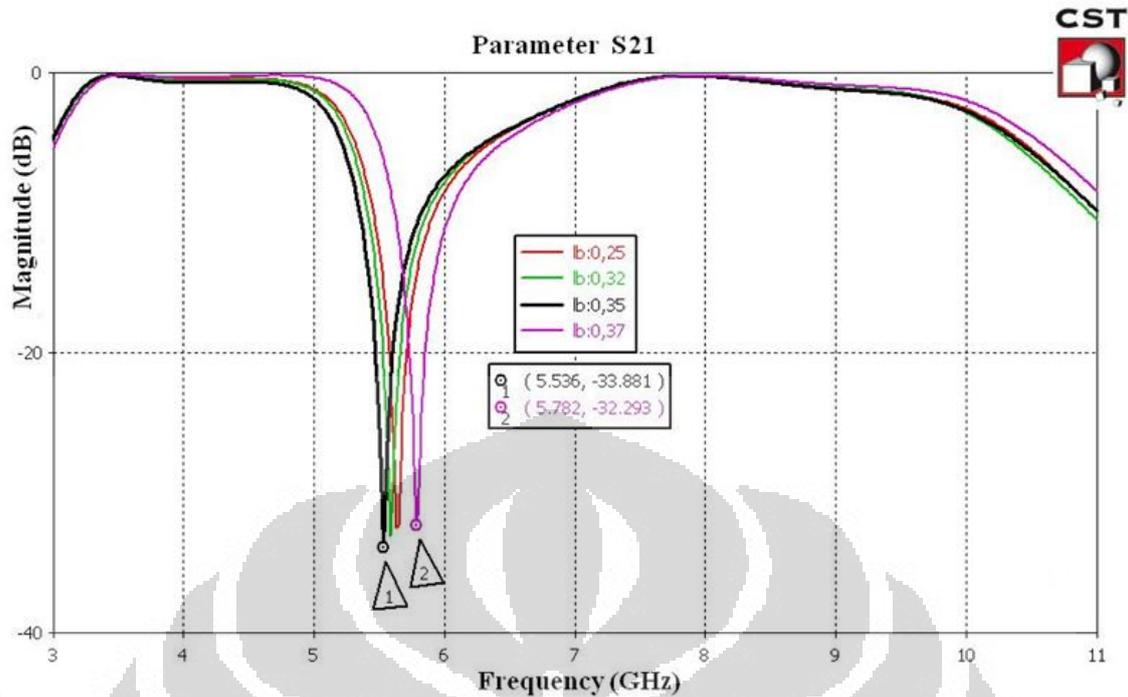
Paramater Sweep S21 dengan panjang Ground stub (ket: P=panjang groundstub)

#### 4.1.4. Parameter Sweep Lebar Ground stub



Gambar 4.9.

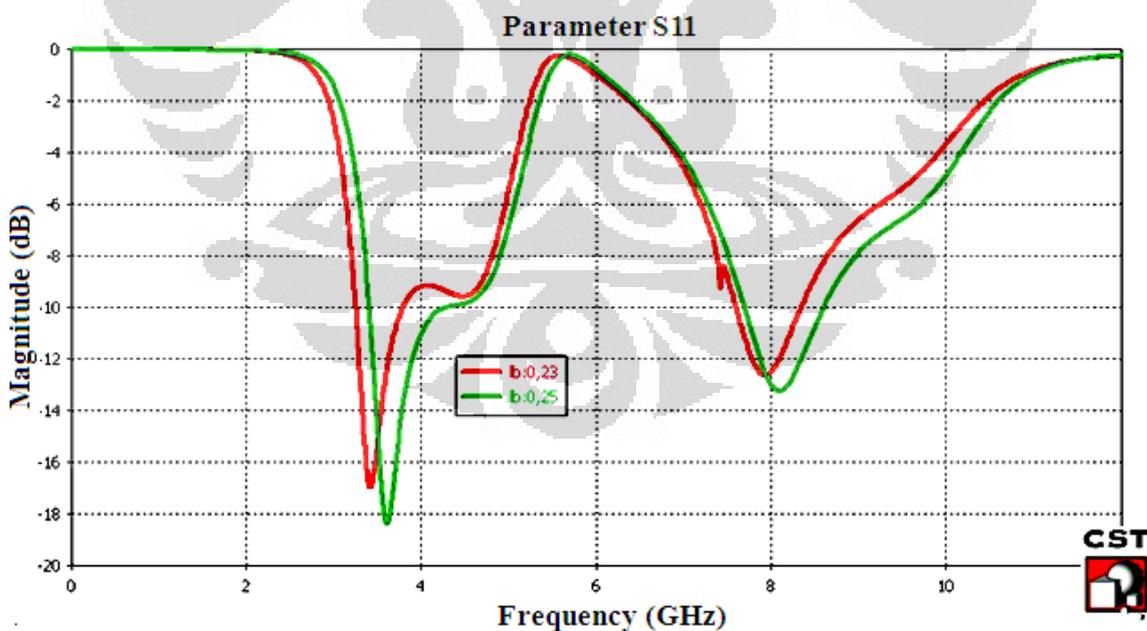
Paramater Sweep S11 dengan lebar Ground stub (ket:  $lb$ =lebar groundstub)



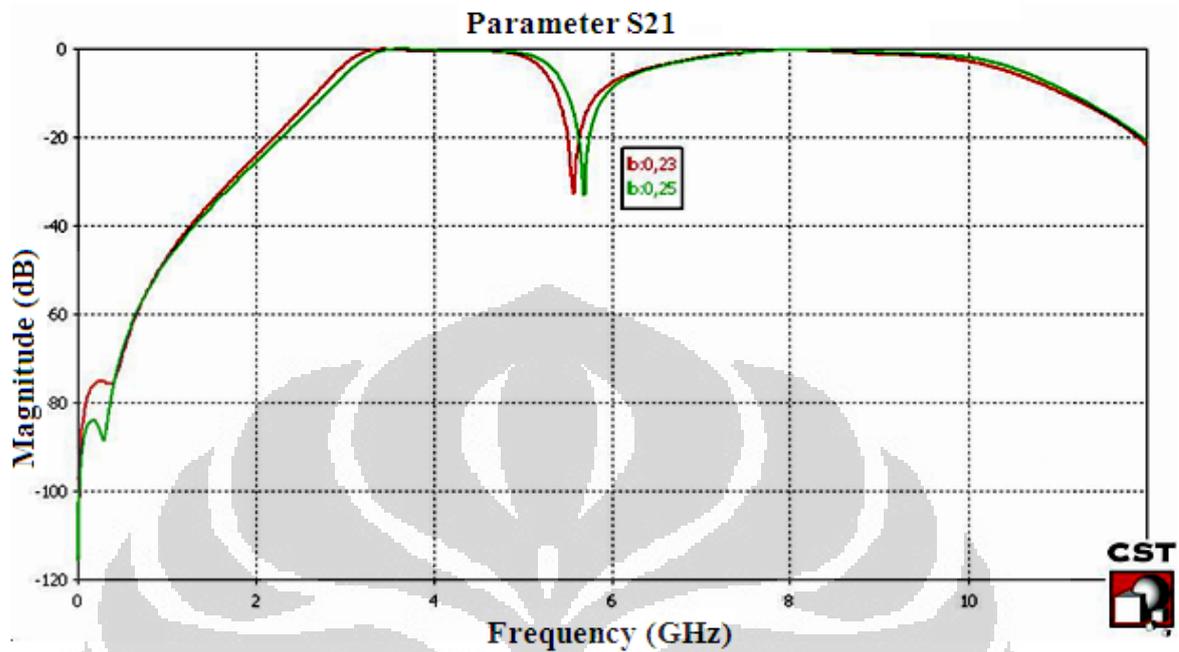
Gambar 4.10.

Parameter Sweep S21 dengan lebar Ground stub (ket:  $l_b$ =lebar groundstub)

#### 4.1.5. Parameter Sweep Lebar Finger Interdigital

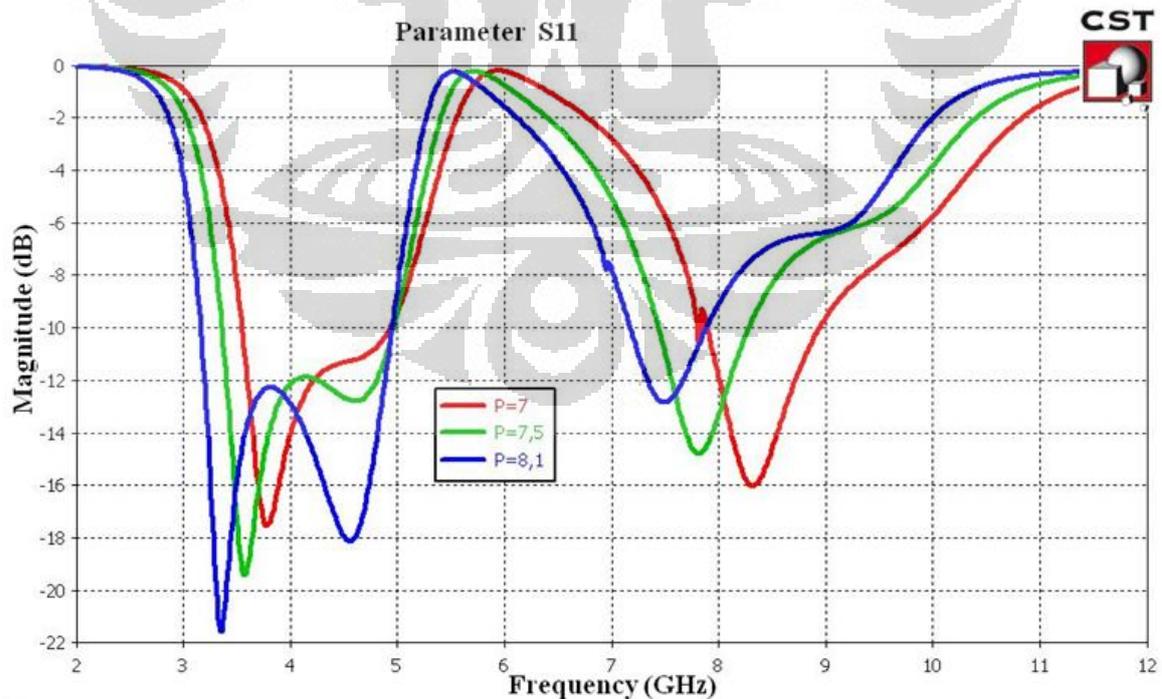
Gambar 4.11. Parameter Sweep S11 dengan lebar finger (ket:  $l_b$ =lebar finger)

Dari gambar 4.11. terlihat bahwa dengan memperlebar finger interdigital passband -10 dB dari filter menjadi lebih lebar, sedangkan pada gambar 4.12 bila lebar finger interdigital diperbesar maka frekuensi tengah dari bandstop bergeser kekanan.

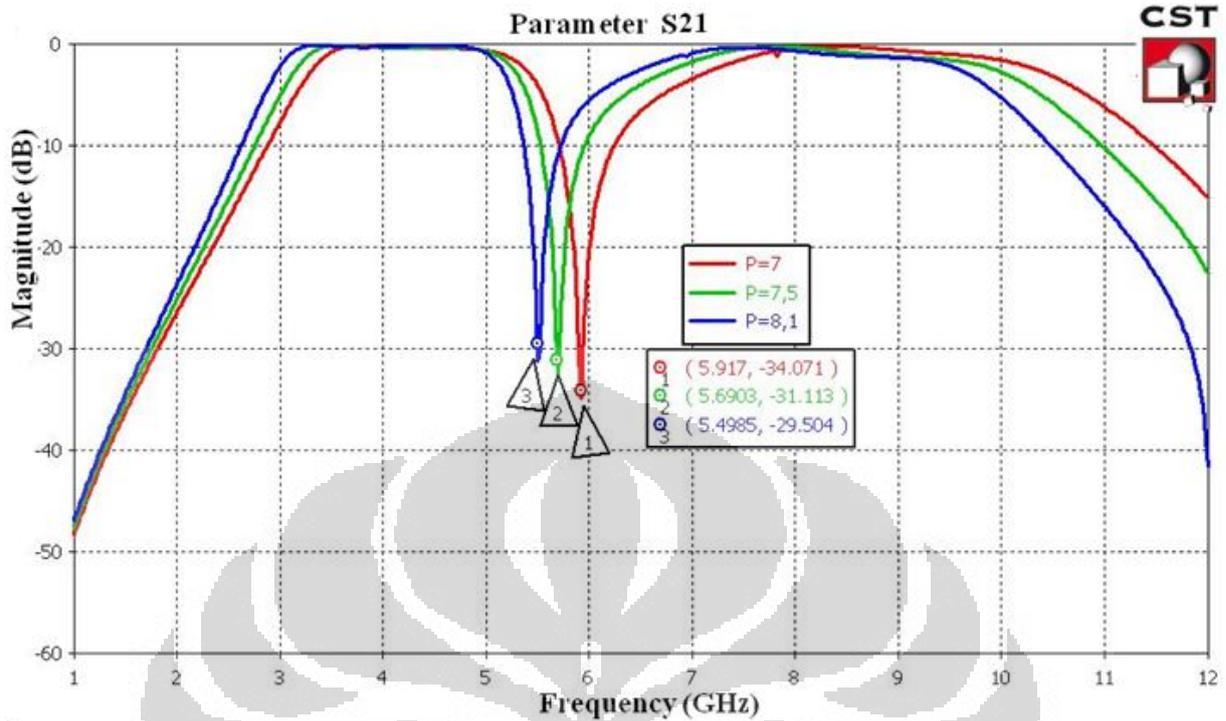


Gambar 4.12. Paramater Sweep S21 dengan lebar finger (ket:lb=lebar finger)

#### 4.1.6. Parameter Sweep Panjang Finger Interdigital sama

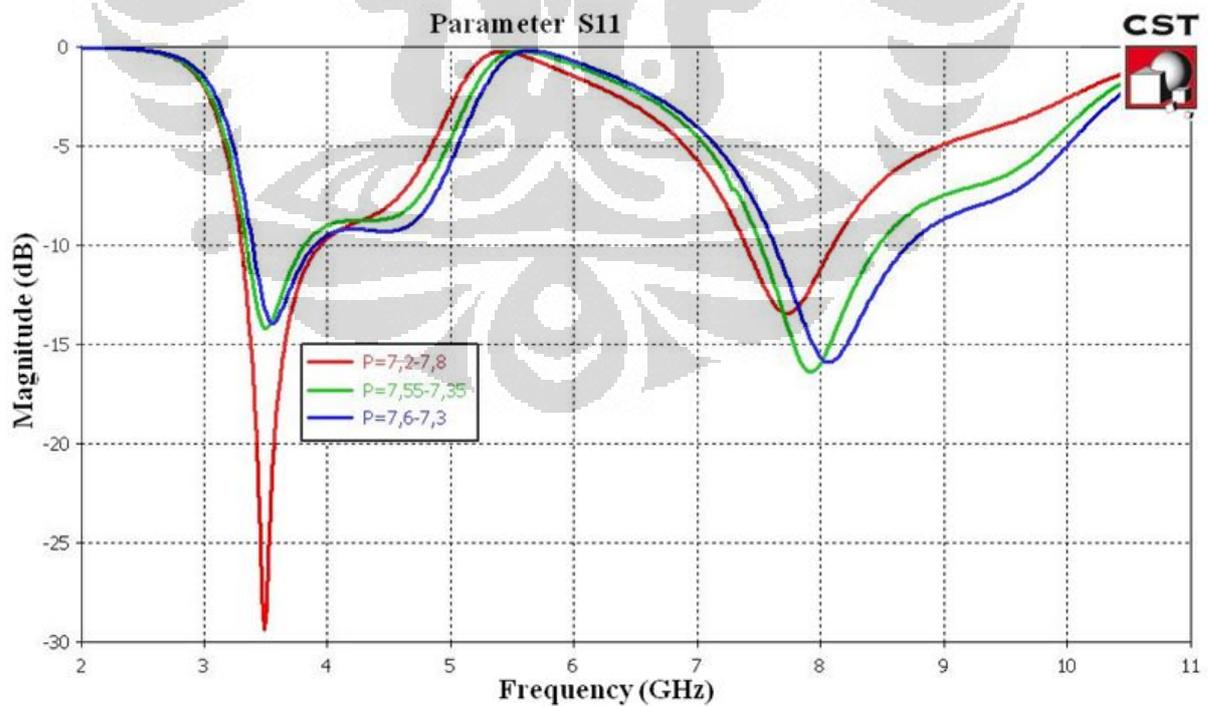


Gambar 4.13.  
Paramater Sweep S11 dengan panjang finger sama (ket:P=panjang finger)



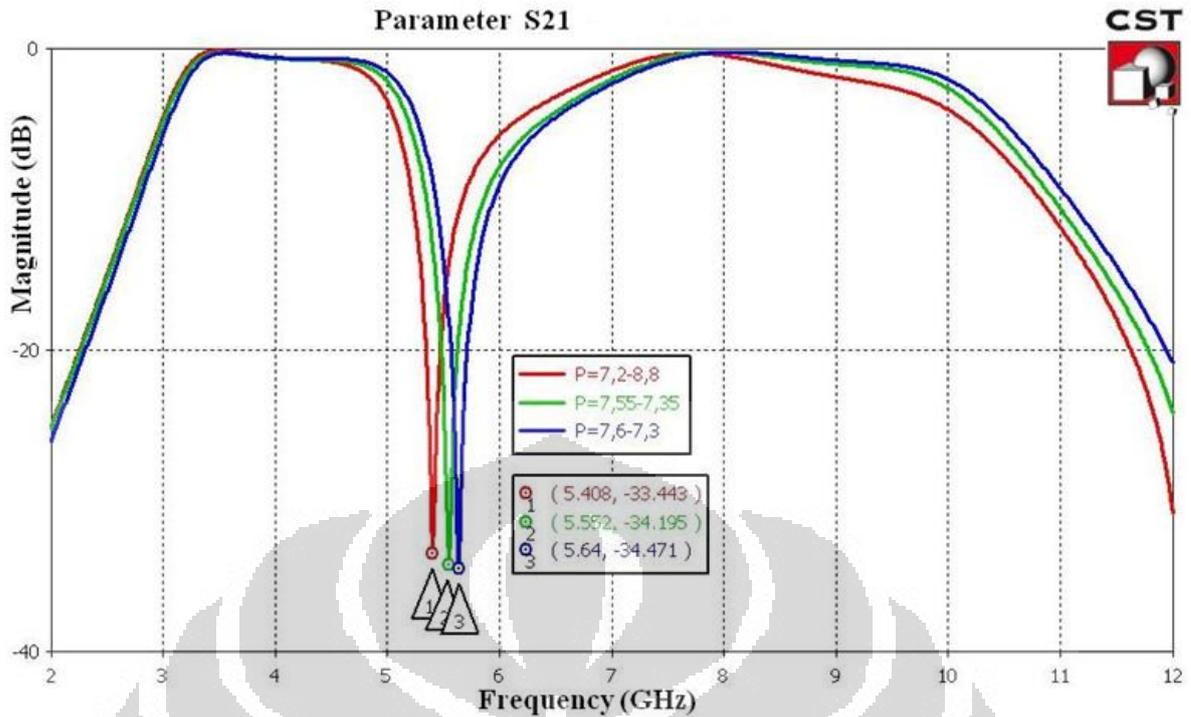
Gambar 4.14. Parameter Sweep S21 dengan panjang finger sama (ket:P=panjang finger)

#### 4.1.7. Parameter Sweep Panjang Finger Interdigital tidak sama



Gambar 4.15.

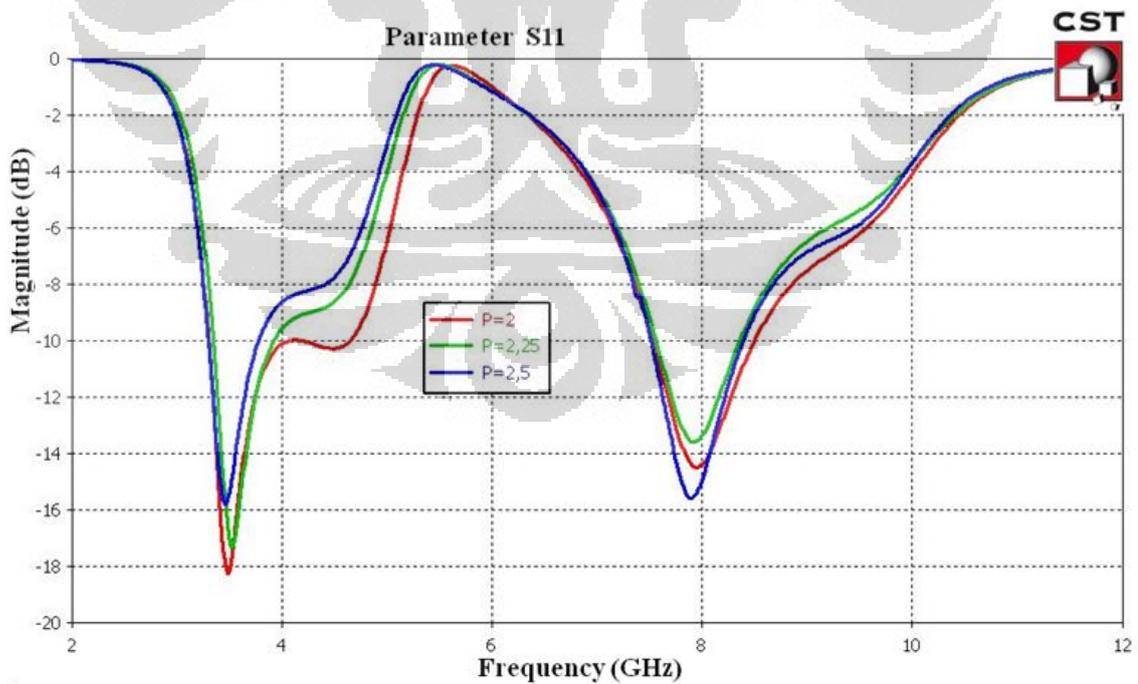
Parameter Sweep S11 dengan panjang finger tidak sama (ket:P=pj.kiri,pj.kanan)



Gambar 4.16

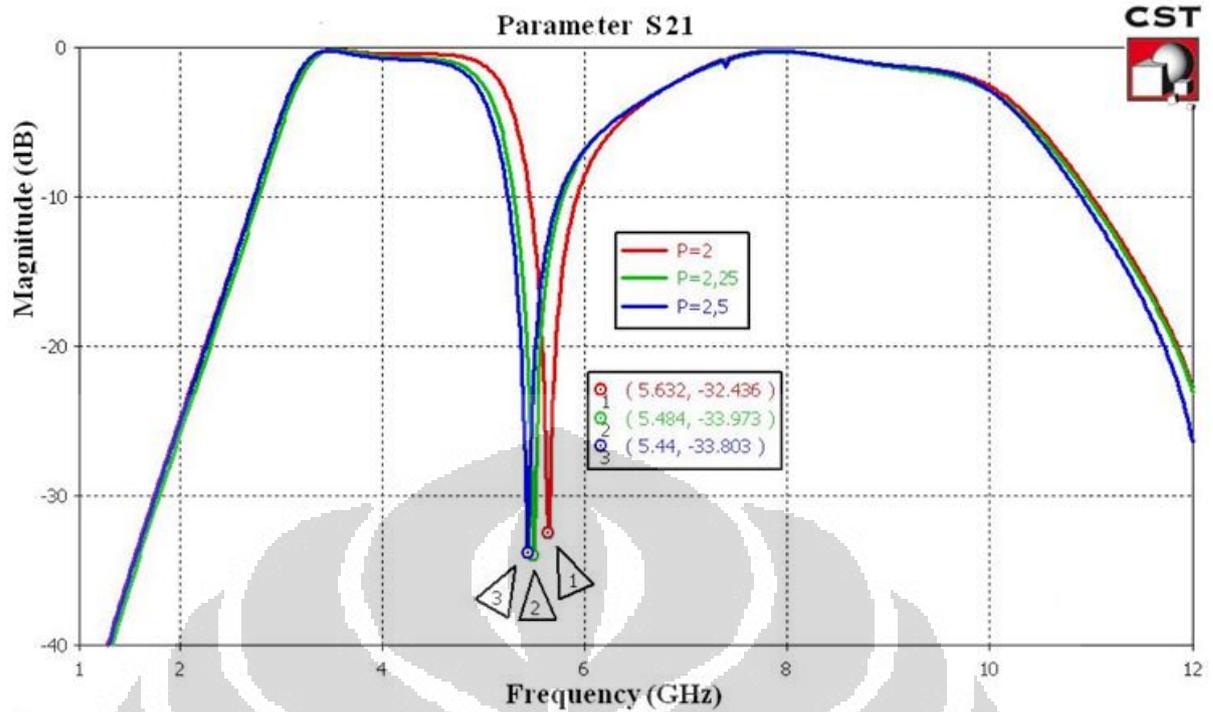
Paramater Sweep S21 dengan panjang finger tidak sama (ket: P=pj.kiri,pj.kanan)

#### 4.1.8. Parameter Sweep Panjang Loading stub



Gambar 4.17.

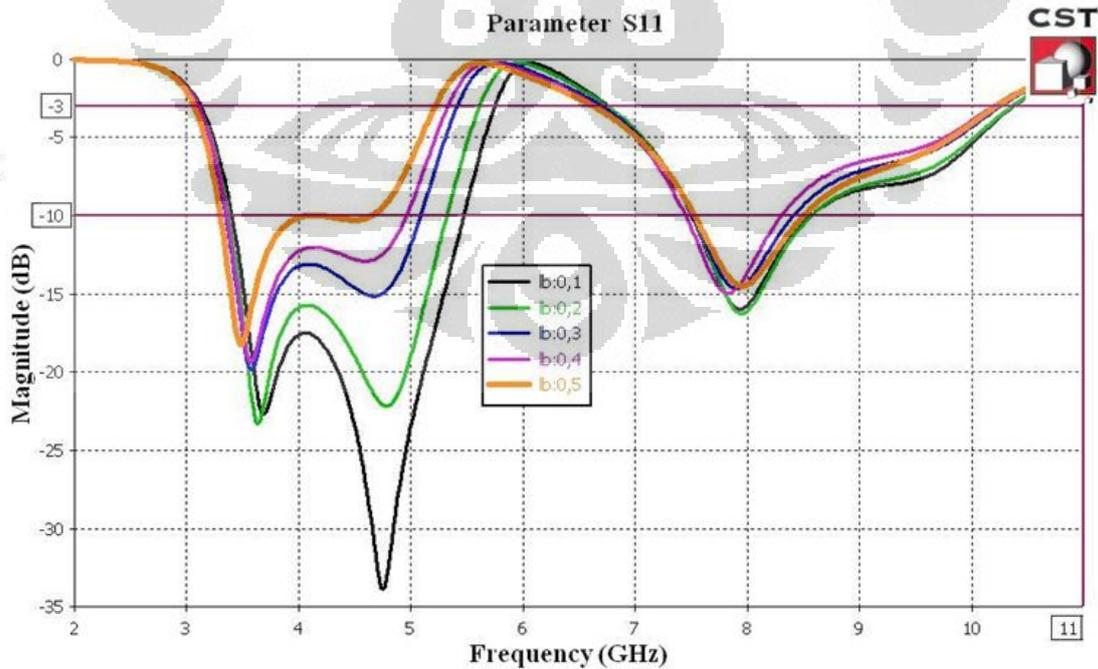
Paramater Sweep S11 dengan panjang loading stub (ket:P=panjang loading stub)



Gambar 4.18.

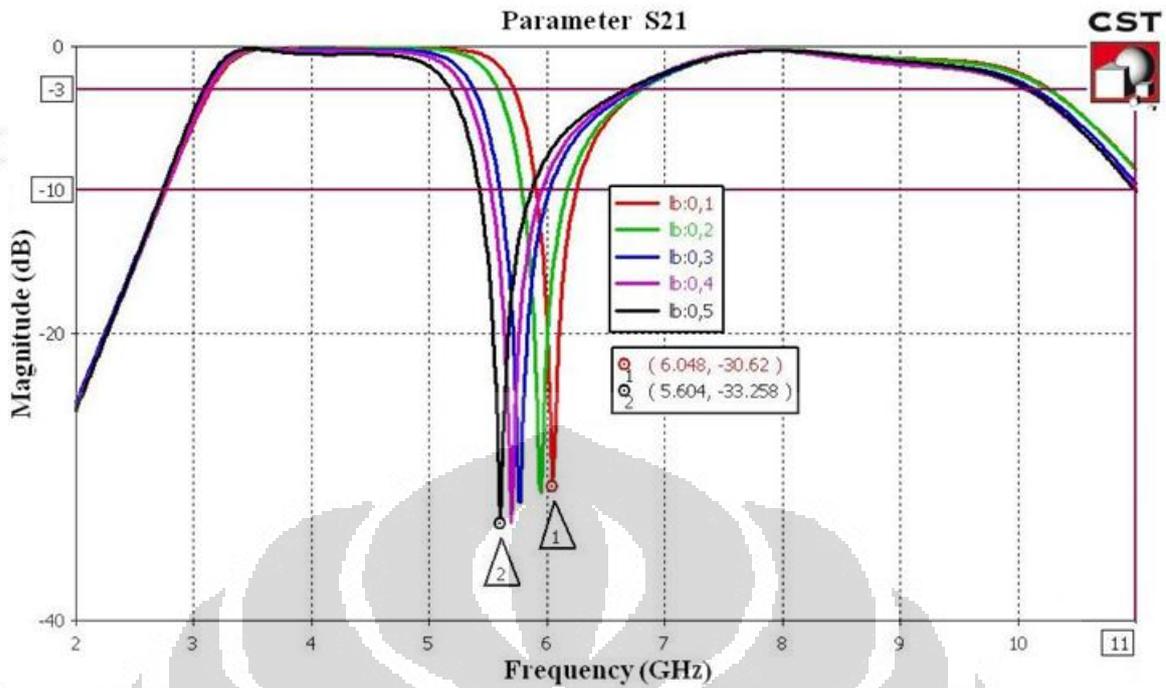
Parameter Sweep S21 dengan panjang loading stub (ket:P=panjang loading stub)

#### 4.1.9. Parameter Sweep Lebar Loading stub



Gambar 4.19.

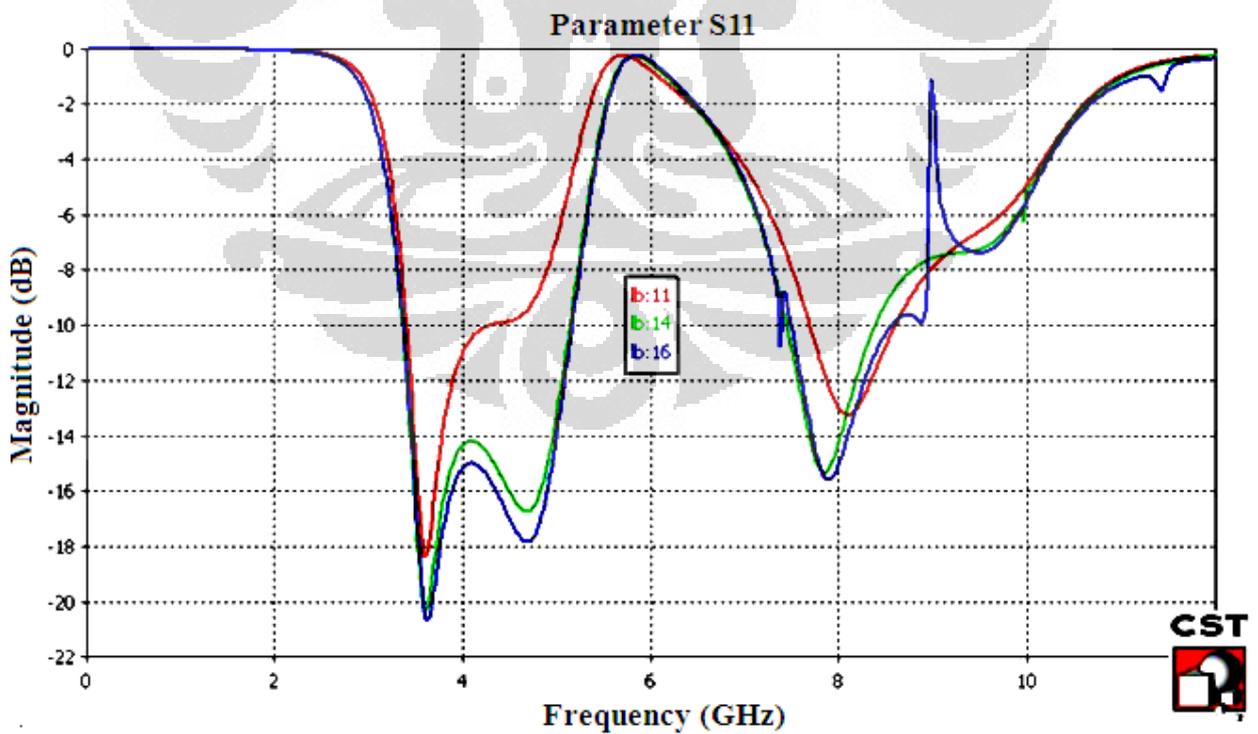
Parameter Sweep S11 dengan lebar loading stub (ket:lb=lebar loading stub)



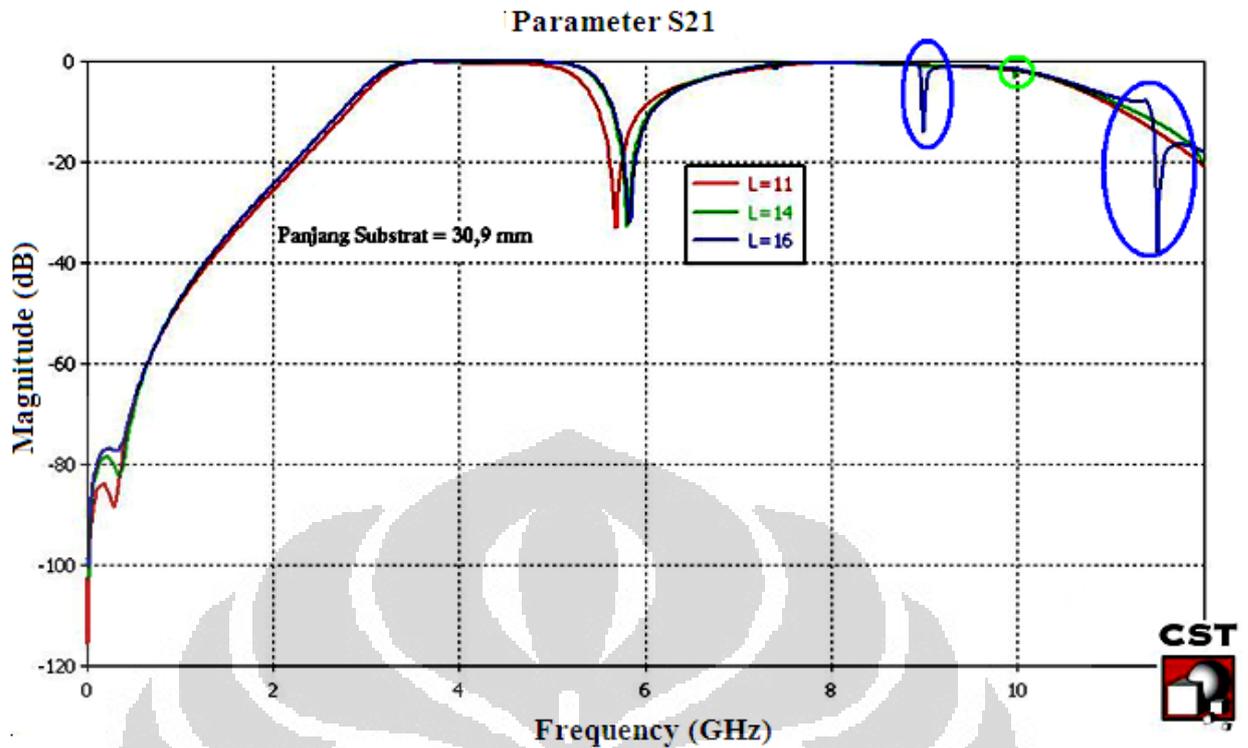
Gambar 4.20.

Parameter Sweep S21 dengan lebar loading stub (ket:lb=lebar loading stub)

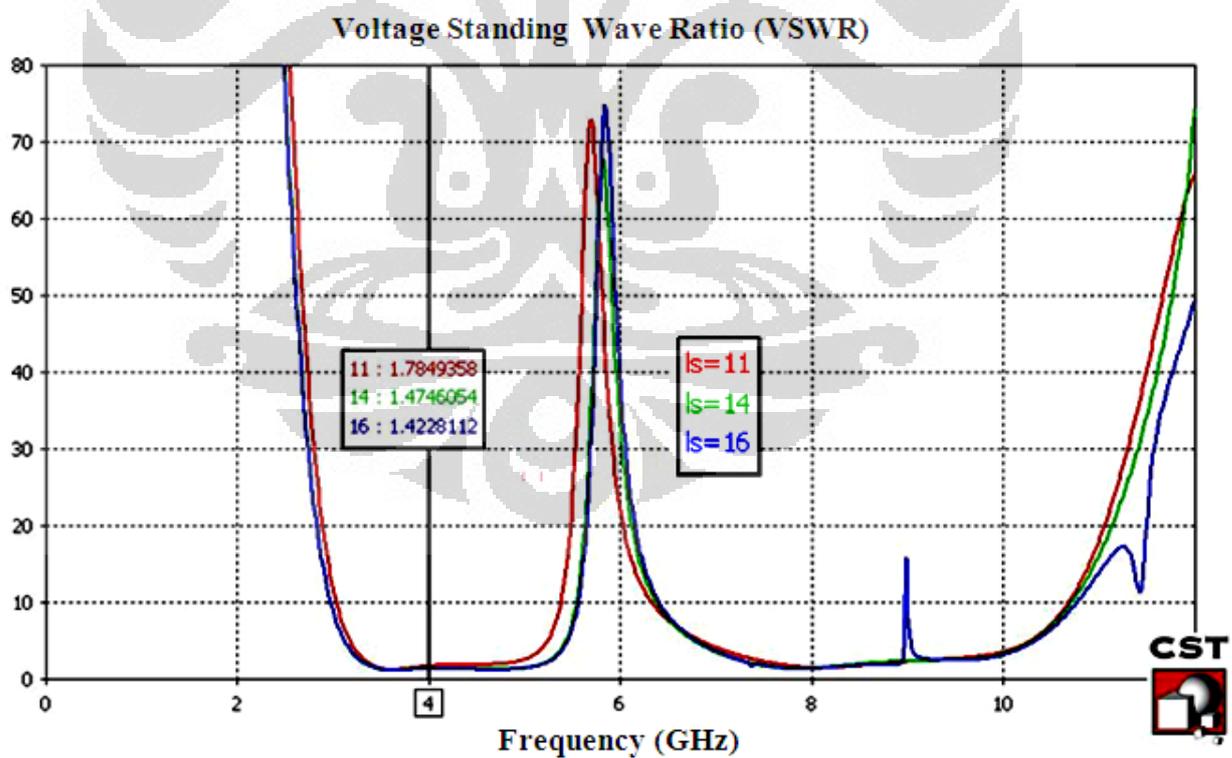
4.1.10. Parameter Sweep Lebar Substrat



Gambar 4.21. Parameter Sweep S11 dengan lebar substrat (ket:lb=lebar substrat)



Gambar 4.22. Parameter Sweep S21 dengan lebar substrat (ket:L=lebar substrat)



Gambar 4.23.

Parameter Sweep VSWR dengan lebar substrat (ket:ls=lebar substrat)

pada gambar 4.23 menunjukkan parameter sweep VSWR dengan lebar substrat yang berbeda, pada frekuensi yang sama untuk substrat dengan lebar yang lebih besar mempunyai nilai VSWR lebih kecil.

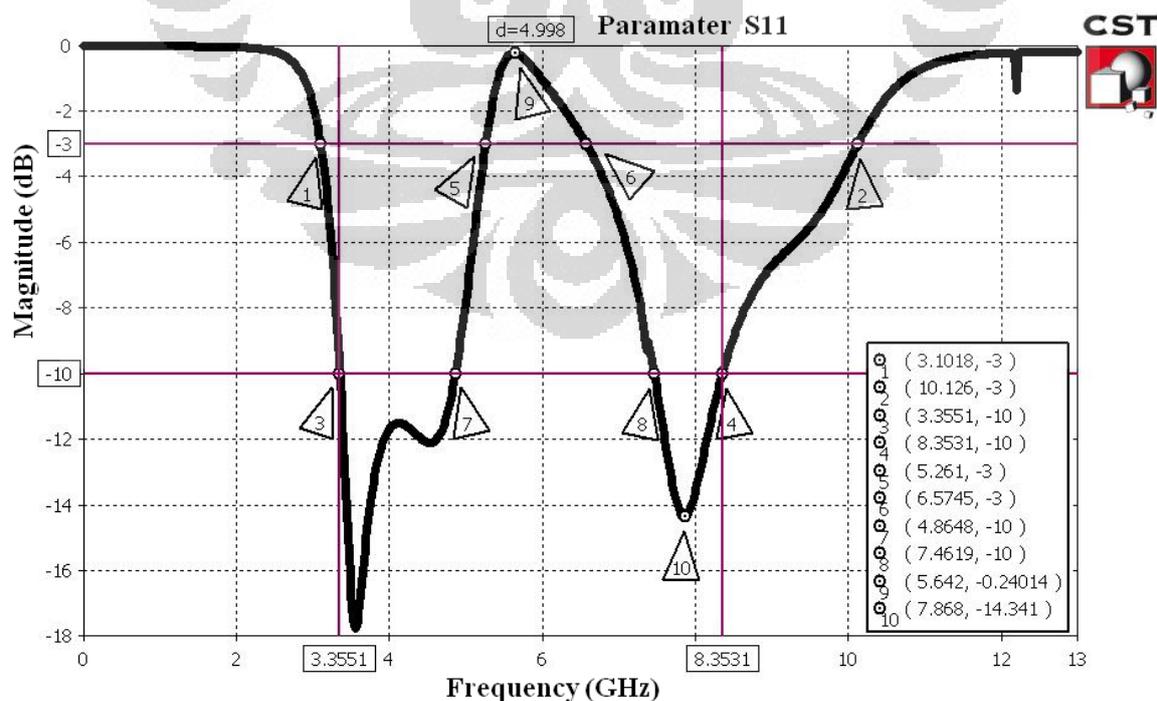
#### 4.2. Hasil Akhir Simulasi

Setelah dilakukan parameter sweep pada masing-masing komponen, selanjutnya dilakukan optimalisasi dari rancangan awal. Didapatkan dimensi terbaik dalam simulasi ini adalah sbb :

Tabel 4.1. Ukuran masing-masing komponen

No.	Komponen	Panjang (mm)	Lebar (mm)	Jumlah
1	Port	5	2,9	2
2	Ground Stub	6	0,25	2
3	Via	0,45	0,45	2
4	Finger	7,5	0,25	6
5	Ring	2,5	0,7	
6	Loading Stub	5	0,28	

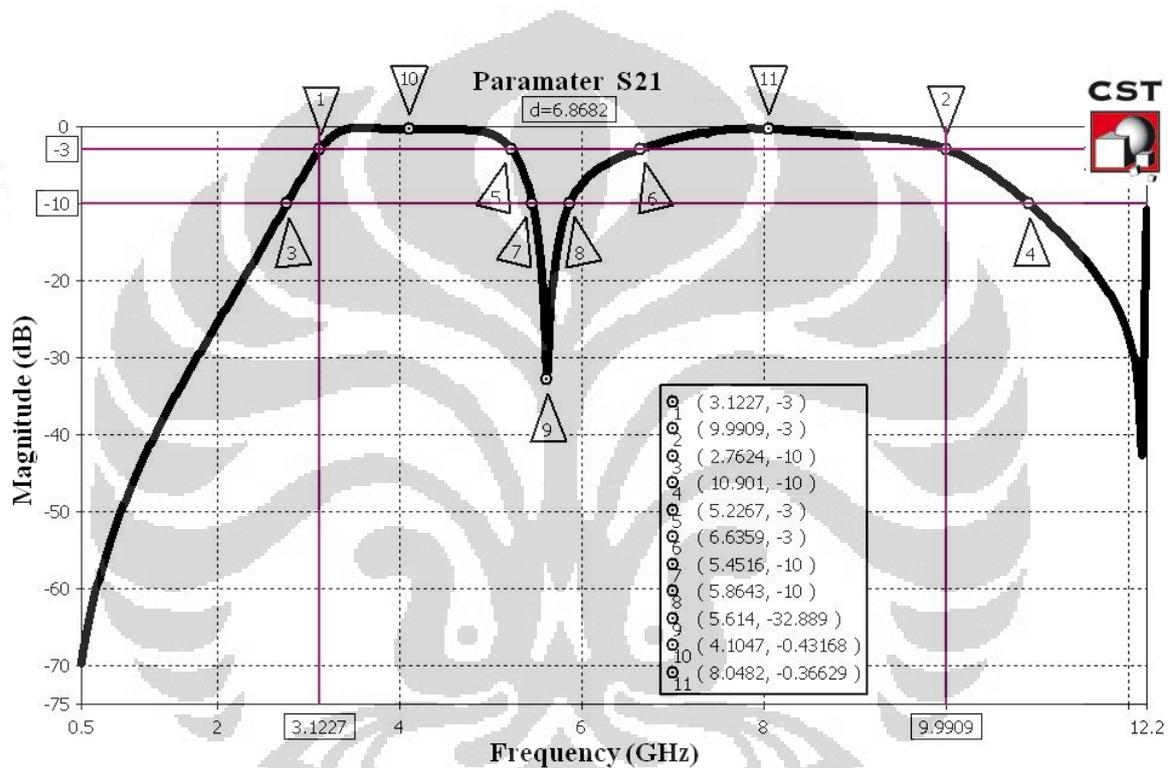
Dari hasil optimalisasi didapatkan scattering response frekuensi S11 dan S21. Scattering response frekuensi ditunjukkan pada gambar 4.24 dan gambar 4.25.



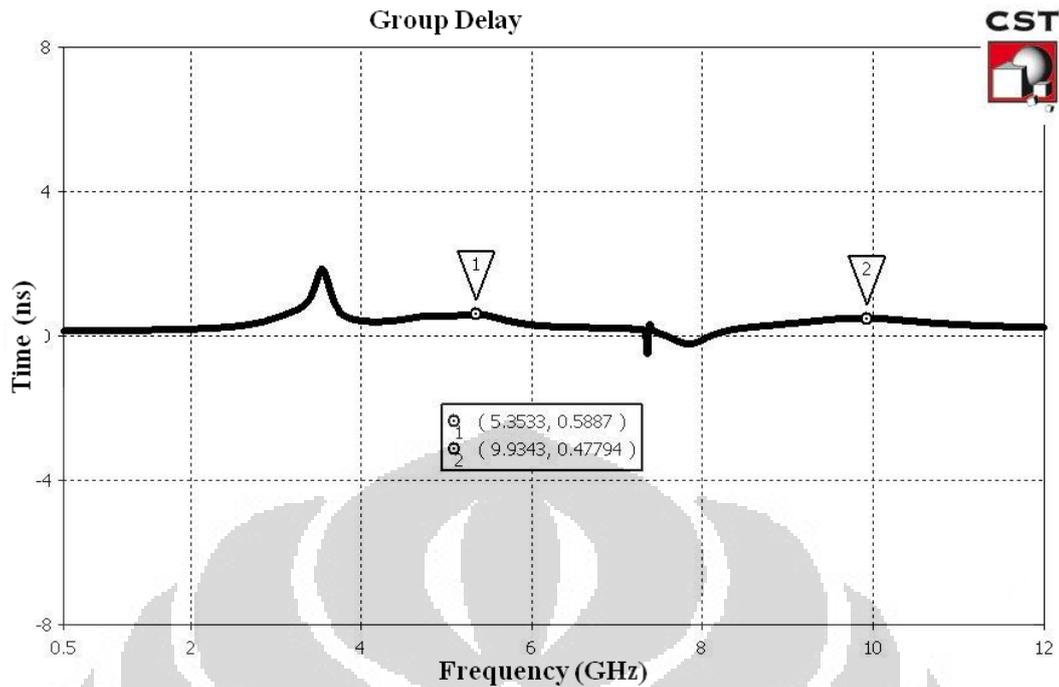
Gambar 4.24. Hasil akhir simulasi parameter S11

Pada gambar 4.24 menunjukkan parameter S11, pada grafik tersebut terlihat frekuensi pada saat pass band -10 dB pada frekuensi 3,36 GHz – 4,86 GHz pada frekuensi rendah sedangkan pada frekuensi tinggi adalah 7,46 GHz – 8,35 GHz sehingga total pass band -10 dB adalah 2,39 GHz.

Pada Gambar 4.25 menunjukkan grafik parameter S21, frekuensi cutoff bawah pada -3 dB terletak pada frekuensi 3,12 GHz dan frekuensi cutoff atas terletak pada 9,99 GHz, sedangkan untuk insertion loss adalah kurang dari adalah dibawah -0,4 dB pada frekuensi 8,05 GHz.



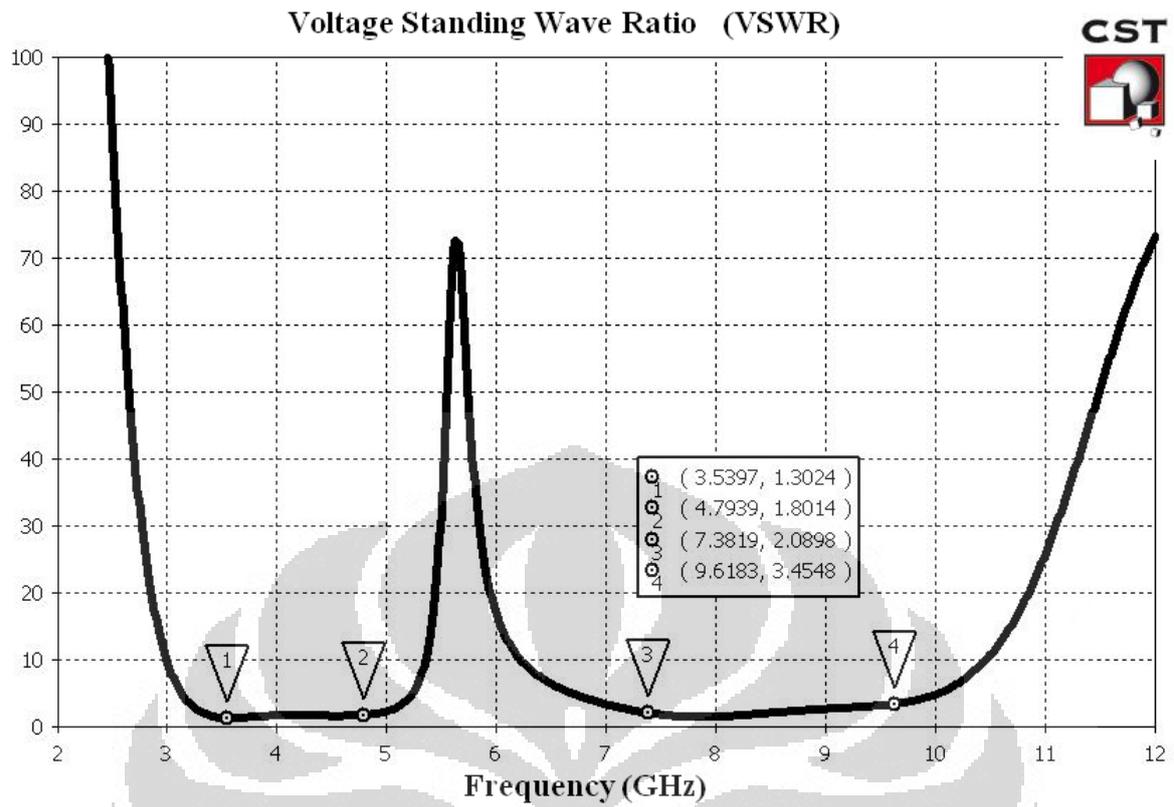
Gambar 4.25. Hasil akhir simulasi parameter S21



Gambar 4.26. Group delay hasil simulasi

group delay hasil simulasi terlihat pada gambar 4.26 dari hasil yang didapat pada frekuensi 3,53 GHz delaynya paling tinggi yaitu 1,85 ns, frekuensi 5,35 GHz group delay nya 0,59 ns dan frekuensi 9,93 GHz group delay pada 0,48 ns sehingga secara keseluruhan dari frekuensi 3,77 GHz – 10,6 GHz dikatakan group delaynya masih di bawah 0,6 ns

Pada gambar 4.27 nilai VSWR pada passband bawah adalah, frekuensi 3,54 GHz, SWR=1,3, frekuensi 4,79 GHz, SWR=1,8 sedangkan pada passband atas frekuensi 7,38 GHz , SWR= 2,09 dan pada frekuensi 9,62 GHz, SWR=3,5



Gambar 4.27. Grafik VSWR

## BAB V

### ANALISIS HASIL FABRIKASI DAN PENGUKURAN

Pada penelitian ini dibuat filter UWB dengan metamaterial memakai sisipan filter bandstop pada frekuensi 5,2 GHz – 5,8 GHz, setelah dilakukan simulasi menggunakan CST Microwave Studio, kemudian dilakukan fabrikasi dan pengukuran, pengukuran menggunakan Agilent Network Analyzer N5230C dua port, hasil fabrikasi filter ditunjukkan pada gambar 5.1.

#### 5.1. Pengukuran Filter hasil fabrikasi



Gambar 5.1. Dimensi filter hasil fabrikasi

Perhitungan dimensi filter referensi dan filter rancangan dapat kita lihat pada tabel 5.1 dan tabel 5.2 di bawah ini :

Tabel 5.1 Perhitungan dimensi filter referensi

No.	Komponen	Panj.	Leb.	Jml	Luas
1	Multi Mode Resonator	6,7	3,4	1	22,8 mm
2	Step Imp. openstub	1,7	2	4	13,6 mm
		6	0,3	4	7,2 mm
3	Finger	8	0,3	6	14,4 mm
4	Port	3,6	4,5	2	32,4 mm
Luas Total					<b>90,4 mm</b>

Tabel 5.2 Perhitungan dimensi filter rancangan

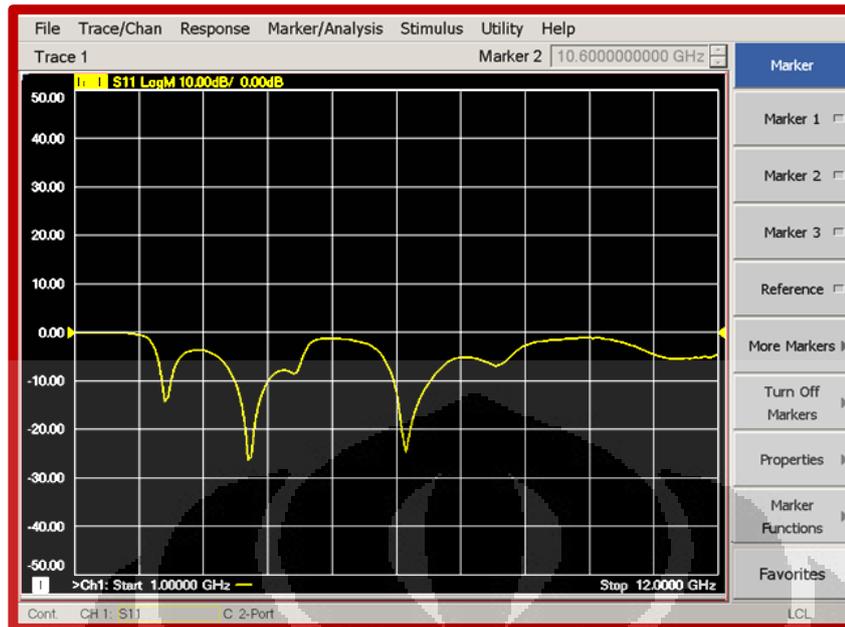
No.	Komponen	Panj.	Leb.	Jml	Luas
1	Port	5	2,9	2	29 mm
2	Groundstub	6	0,25	2	3 mm
3	Via	0,45	0,45	2	0,4 mm
4	Finger	7,5	0,25	6	11,25 mm
5	Loading stub	5	0,28	1	1,4 mm
6	Ring	2,5	0,7	1	18,1 mm
		3,14	3,14		
Luas Total					<b>63,15 mm</b>

dari hasil perhitungan dimensi filter diatas maka besar miniaturisasi adalah  $((90,4-63,15)/63,15) \times 100 \% = 43,15 \%$

#### Kabel Semirigit

Untuk memudahkan pengukuran filter yang telah di fabrikasi menggunakan scalar network analyzer digunakan kabel semi rigit, karena kabel semi rigit membawa rugi-rugi (losses) maka dalam pembacaannya ada faktor koreksi sehingga nantinya pembacaan dalam alat ukur lebih tepat atau presisi. Hasil pengukuran pada frekuensi 3,1 GHz, 5,1 GHz, 5,8 GHz, 10,6 Ghz adalah -0,95 dB, -1,65 dB, -1,66 dB, -1,58 dB sehingga rata-rata losses adalah  $((-0,95)+(-1,65)+(-1,66)+(-1,58))/4 = -1,46$  dB, losses kabel semi rigit adalah  $-1,46 - 0,05 = -1,41$  dB (faktor koreksi), jadi bila semestinya pada pembacaan terbaca -3 dB maka pada alat ukur tebaca  $(-3+(-1,41)) = 4,41$  dB.

## 5.2. Hasil Pengukuran S11 (Return Loss)



Gambar 5.2. Parameter S11 hasil pengukuran

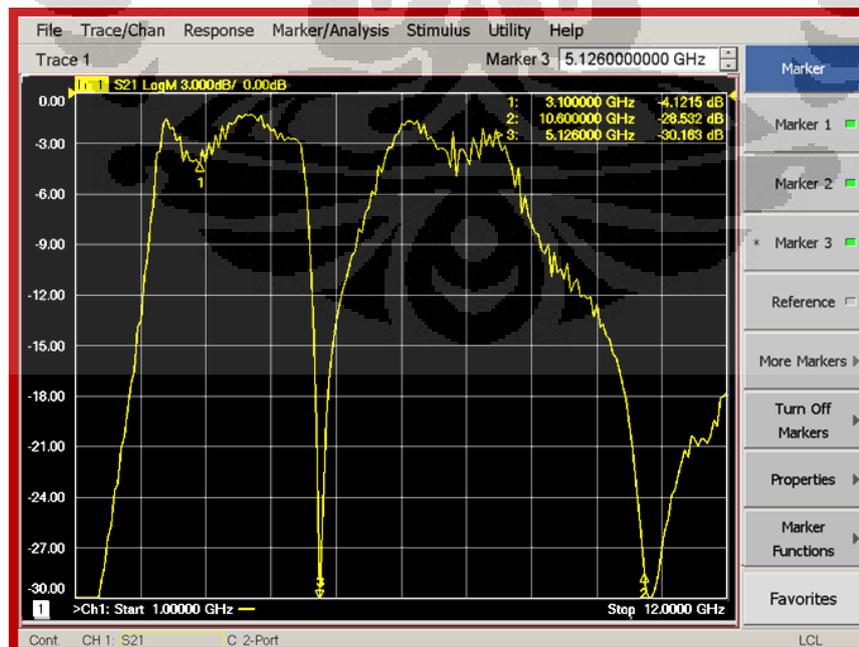
Parameter S11 hasil Pengukuran :

Passband -10 dB

passband bawah : Frekuensi 3,75 GHz – 4,25 GHz (BW=0,5 GHz)

passband atas : Frekuensi 6,50 GHz – 7,00 GHz (BW=0,5 GHz)

## 5.3. Hasil Pengukuran S21 (Insertion Loss)



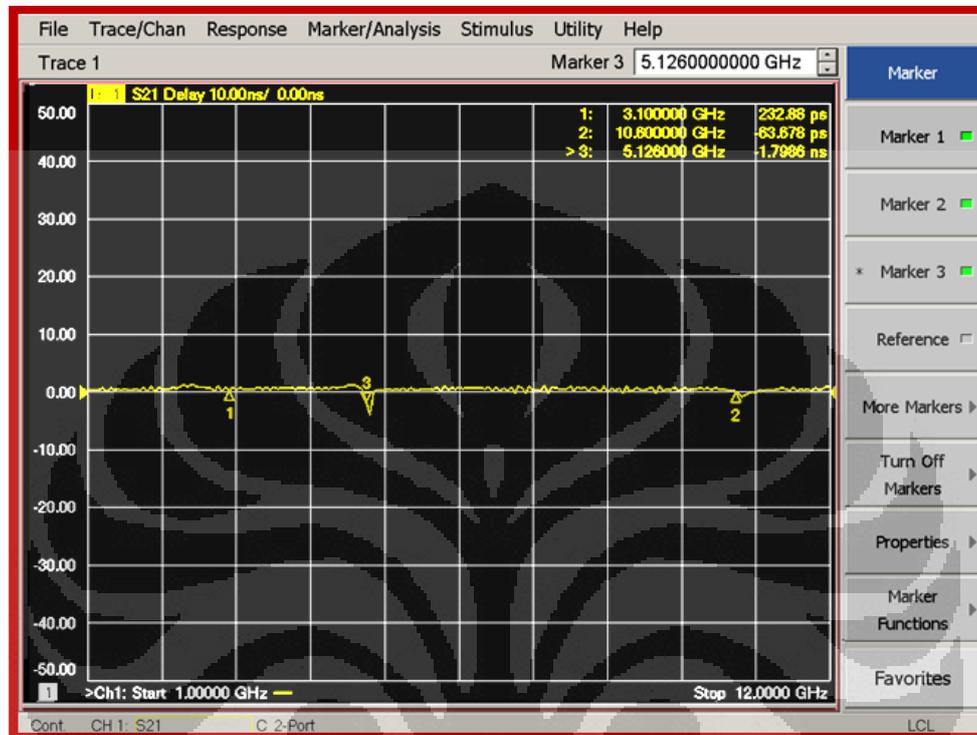
Gambar 5.3. Parameter S21 hasil pengukuran

Parameter S21 hasil pengukuran :

Passband bawah : 3,20 GHz – 5,02 GHz      BW = 1,82 GHz

Passband atas : 5,51 GHz – 8,37 GHz      BW = 2,86 GHz

#### 5.4. Hasil Pengukuran Group delay



Gambar 5.4. Group delay hasil pengukuran

Pada gambar 5.4 terlihat group delay hasil pengukuran, pada frekuensi 3,48, 4,25, 5,02, 7,00, 10,57 GHz group delaynya masing-masing adalah 0,78 ; -0,83 ; 0,16 ; -0,40 ; -0,03 ns jadi group delay pada pass band filter adalah kurang dari 0,8 ns.

## **BAB VI**

### **KESIMPULAN**

Pada penelitian ini dirancang filter UWB dengan metamaterial memakai sisipan filter bandstop pada frekuensi 5,2 GHz-5,8 GHz. Berdasarkan hasil pengukuran pada filter hasil fabrikasi dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Filter hasil rancangan yang menggunakan metamaterial ini mempunyai dimensi yang lebih kecil 43,61 % dibandingkan dengan filter acuan yang tidak menggunakan metamaterial.
2. Passband -3 dB frekuensi cutoff bawah pada 3.20 GHz dan frekuensi cutoff atas pada 8,37 GHz.
3. Sedangkan Bandstop -10 dB frekuensi cutoff bawah pada frekuensi 5,02 GHz dan frekuensi cutoff atas 5,51 GHz dengan frekuensi tengahnya pada 5.13 GHz
4. Insertion loss hasil pengukuran kurang dari -1,5 dB
5. Group delay hasil pengukuran menunjukkan kurang dari 0,8 ns

## DAFTAR REFERENSI

- [1] M.A. Matin “ Ultra Wideband Preliminaries” North South University, Bangladesh, 2007
- [2] J. R. Fernandes, and D. Wentzloff, “ Recent Advances in IR-UWB Transceivers: An Overview” IEEE, 2010
- [3] J.M.Wilson,“ Ultra-Wideband a Disruptive RF Technology”, Intel Research & Development, 2002
- [4] D.A. Cahyasiwi, “Analisis Interferensi Agregat UWB terhadap WLAN 802.11A”, Thesis, Universitas Indonesia, Depok 2009.
- [5] C. Ying-Hsu, L-K. Yeh, C-Y. Chen, H-R. Chuang,” A 3-10 GHz Ultra-Wideband Bandpass Filter with 5-6 GHz Rejection Band”, IEEE, Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference ,2007
- [6] M. Mokhtaari, J. Bornemann, S. Amari.” Dual-Band Stepped-Impedance Filters For Ultra-Wideband Applications”, Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Germany, Oktober 2007
- [7] H.Salman,”Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter With Embedded Band Notch Structures”, IEEE Microwave and Wireless components letters, vol.17,no.3,Maret, 2007.
- [8] Thirumalaivasan, Nakkeeran R, O. Coumar S.” Development of UWB Dual Notch Filter to Reject IEEE 802.11a Using Ring Resonator”, IEEE, 2010.
- [9] F. Wei, L. Xu, X.-W. Shi and B. Liu, “Compact UWB bandpass filter with two notch bands based on folded SIR”, Electronic Letter, 9<sup>th</sup> vol. 46 no.25, December, 2010
- [10] K. Song and Y. Fan “Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Dual-Line Coupling Structure”, IEEE Microwave and Wireless Component Letters, January, 2009.
- [11] C. Caloz dan T. Itoh, “*Electromagnetic Metamaterials : Transmission Line Theory and Microwave Applications*”, WILEY-INTERSCIENCE, John-Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ 2006.
- [12] N. Engheta dan R. W. Ziolkowski, “*Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*”, Wiley and IEEE Press, 2006.
- [13] A. Lai, C. Caloz, dan T. Itoh, “*Composite right/left-handed transmission line metamaterials*“, IEEE Microwave Magazine, vol. 5, No. 3, pp. 34-50, September 2004.
- [14] Bo Li, Jin Ping Yang, dan Wen Wu, “*A Planar Microstrip Implementation of Dual-Composite Right/Left handed Transmission Line*”. in IEEE-ICMMT 2008.
- [15] M. Puckette, “ The Theory Technique of Electronic Music “,2007

- [16] P. Horowitz, "The Art Electronic", Winfield 1989
- [17] F. Yuli Zulkifli.. " Studi Tentang Antena Mikrostrip dengan Defected Ground Structure (DGS)" Disertasi S3 Fakultas Teknik Program Studi Teknik Elektro Depok, Desember 2008.
- [18] F.T. Ulaby, *Fundamentals of applied Electromagnetics*, USA : Prentice Hall, 2001.
- [19] V.Saari, J.Ryynanen, S.Lindfors, " Continuous-Time LowPass Filter for Integrated Widwband Radio Receivers ", springer, 2012.
- [20] F.C. Chen, Q.-X. . "Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators" *Elect Lett.* June 2008 Vol. 44 No. 12
- [21] M.K. Haldar, H. Tiong Su and K. Kiong Fong, "Dual Mode Microstrip Ring Resonator with Composite-Right/Left-handed Line" Swinburne University of Technology (Sarawak Campus) Sarawak, Malaysia, 2010
- [22] Wei Liu, Zhewang Ma, Chun-Ping Chen, Guoxin Zheng, Tetsuo Anada," A Novel UWB Filter Using A New Type of Microstrip Double-Ring Resonators", *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006.*
- [23] H. Shaman and J. S. Hong, "Asymmetric parallel-coupled lines for notch implementation in UWB filter" *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 17, No. 7, pp.516-518, 2007.
- [24] M. Makimoto, S. Amashita,"Microwave Resonator and Filter for Wireless Communication : Theory, Design and Application" Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2001.
- [25] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications "John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [26] D. M. Pozar, "*Microwave Engineering*", New York: J. Wiley & Sons, 1998.
- [27] A. Khan "Compact Ultra-Wideband Bandpass and Notched Bandpass Filter Using Dual-Line Coupling Structure" mini project report, Bangalore
- [28] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, dan T. Masri, " Microstrip Antenna's Gain Enhancement Using Left-Handed Metamaterial Structure" *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 8, 235-247,, 2009