



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN *CONCURRENT QUADBAND BANDPASS*  
*FILTER* DENGAN MENGGUNAKAN KOMPONEN *LUMPED*  
PADA FREKUENSI 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, DAN 2.65  
GHz**

**SKRIPSI**

**DANIEL SIMANJUNTAK**

**0806330775**

**FAKULTAS TEKNIK**

**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO**

**DEPOK**

**JUNI 2012**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**PERANCANGAN *CONCURRENT QUADBAND BANDPASS*  
*FILTER* DENGAN MENGGUNAKAN KOMPONEN *LUMPED*  
PADA FREKUENSI 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, DAN 2.65  
GHz**

**SKRIPSI**

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

**DANIEL SIMANJUNTAK**

**0806330775**

**FAKULTAS TEKNIK**

**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO**

**DEPOK**

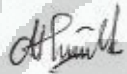
**JUNI 2012**

## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

**Nama : Daniel Simanjuntak**

**NPM : 0806330775**

**Tanda Tangan : **

**Tanggal : 6 Juli 2012**

## HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :

Nama : Daniel Simanjuntak  
NPM : 0806330775  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul Skripsi : Perancangan *Concurrent Quadband Bandpass Filter*  
Dengan Menggunakan Komponen *Lumped* Pada Frekuensi  
950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz

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

### DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D

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

Penguji : Dr. Ir. Arman D. Diponegoro, M.Sc. (

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 22 Juni 2012

## KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa karena hanya dengan penyertaan-Nya, Penulis dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini merupakan salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik Jurusan Teknik Elektro pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Skripsi ini berjudul **“Perancangan *Concurrent Quadband Bandpass Filter* Dengan Menggunakan Komponen *Lumped* Pada Frekuensi 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, Dan 2.65 GHz”**.

Penulis menyadari bahwa tanpa adanya pihak-pihak yang membantu, skripsi ini tidak mungkin dapat diselesaikan dengan baik. Oleh karena itu, penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada:

1. Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D sebagai pembimbing skripsi yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk memberikan arahan kepada saya sehingga saya dapat menyelesaikan skripsi ini.
2. Bapak Teguh Firmansyah dan Bapak Taufiq Alif Kurniawan atas bimbingan dan bantuannya selama proses pengerjaan skripsi ini
3. Teman-teman seperjuangan : Chairil, Pipit, Monang, Khalim, Pak Doby, Pak Firman, Pak Agung, Pak Ferri, Mas Tierta, Mbak Popy yang dengan ikhlas telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk bertukar pikiran, mengarahkan, dan mendukung saya dalam menyusun skripsi ini.
4. Kedua Orang Tua saya yang telah memberikan dukungan doa, moral maupun material hingga skripsi ini dapat diselesaikan dengan baik.
5. Abang, Kakak, dan Adik saya atas segala perhatian dan dukungannya serta motivasi selama pengerjaan skripsi ini.
6. Kekasih dan pujaan hatiku, Devana Maisya Natalia Sigalingging atas segala doa dan semangatnya. Kehadiranmu dalam hidupku sangat berarti banyak dalam hidupku. Love you so much.
7. Teman-teman kontrakan Haji Shomad atas motivasi dan semangat yang telah diberikan selama penyusunan skripsi ini.
8. Teman-teman dari Departemen Teknik Elektro sebagai tempat berbagi keceriaan, kebingungan, dan dukungan.

9. Seluruh Dosen Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia.
10. Pihak-pihak lain yang tidak dapat penulis sebutkan satu persatu namun telah memberikan kontribusi pada penulisan skripsi ini.

Penulis menyadari dalam penyusunan skripsi ini masih terdapat banyak kekurangan, namun penulis berharap skripsi ini dapat bermanfaat bagi semua pihak. Penulis juga sangat mengharapkan saran dan kritik dari para pembaca atas skripsi ini. Semoga skripsi ini bermanfaat bagi dunia pendidikan.

Depok, Juli 2012

Penulis

**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI SKRIPSI  
UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

---

Sebagai Civitas Akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini :

Nama : Daniel Simanjuntak

NPM : 0806330775

Program Studi : Teknik Elektro

Departemen : Teknik Elektro

Fakultas : Teknik

Jenis Karya : Skripsi

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:

**PERANCANGAN *CONCURRENT QUADBAND BANDPASS FILTER*  
DENGAN MENGGUNAKAN KOMPONEN *LUMPED* PADA FREKUENSI  
950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, DAN 2.65 GHz**

beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini, Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmediakan/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan mempublikasikan tugas akhir 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 : 6 Juli 2012

Yang menyatakan



(Daniel Simanjuntak)

## ABSTRAK

Nama : Daniel Simanjuntak  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul : Perancangan *Concurrent Quadband Bandpass Filter* Dengan Menggunakan Komponen *Lumped* Pada Frekuensi 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz

Pada skripsi ini dilakukan perancangan *concurrent quadband bandpass filter* yang beroperasi pada frekuensi tengah 950 MHz dan 1.85 GHz untuk aplikasi GSM, 2.35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2.65 GHz untuk aplikasi LTE secara simultan. Rangkaian filter tersebut dibangun dengan menggunakan komponen *lumped* yang berupa induktor (L) dan kapasitor (C). Filter yang dirancang harus memenuhi spesifikasi, antara lain memiliki *input return loss* ( $S_{11}$ )  $< -10$  dB, *insertion loss* ( $S_{21}$ )  $> -3$  dB, *bandwidth*  $S_{21}$  sebesar 50 MHz pada frekuensi tengah 950 MHz dan 100 MHz pada frekuensi 1.85 GHz, 2.35 GHz, serta 2.65 GHz, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* kurang dari 10 ns. Perancangan yang dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS) versi 2011.05 menunjukkan bahwa filter yang dirancang telah memenuhi spesifikasi yang diinginkan, tetapi hasil fabrikasi menunjukkan bahwa filter tersebut tidak mencapai spesifikasi yang telah ditetapkan antara lain pada  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , *bandwidth*, dan VSWR. Selain itu, terjadi pergeseran frekuensi kerja pada filter hasil fabrikasi. Hasil simulasi dan fabrikasi *group delay* juga menunjukkan perbedaan, tetapi nilainya masih di bawah 10 ns.

Kata kunci :  
*concurrent quadband bandpass filter*, komponen *lumped*, *insertion loss*, *return loss*, VSWR, *group delay*



## ABSTRACT

Name : Daniel Simanjuntak  
Field of Study : Electrical Engineering  
Title : Design of Concurrent Quadband Bandpass Filter Using Lumped Element at 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, and 2.65 GHz

In this final project, a concurrent quadband bandpass filter is design to operate at four specific center frequencies of 950 MHz and 1.85 GHz for GSM application, 2.35 GHz for WiMAX application, and 2.65 GHz for LTE application simultaneously. The filter circuit is built with lumped element consists of inductor (L) and capacitor (C). The design of filter must meet some requirement such as input return loss ( $S_{11}$ )  $< -10$  dB, insertion loss ( $S_{21}$ )  $> -3$  dB, *bandwidth*  $S_{21}$  of 50 MHz on center frequency 950 MHz and 100 MHz on center frequencies 1.85 GHz, 2.35 GHz, and 2.65 GHz, VSWR between 1 – 2 with group delay less than 10 ns. The result of filter's design that simulated with Advanced Design System (ADS) software 2011.05 version shows that filter's design have met the requirement but the fabricated result didn't acheive the requirement on  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , bandwidth, and VSWR. Else, there are also operating frequencies shifting in the fabricated filter. The simulated and fabricated filter on *group delay* also shown a difference but the value is still less than 10 ns.

Keywords :  
concurrent quadband bandpass filter, lumped component, insertion loss, return loss, VSWR, group delay

## DAFTAR ISI

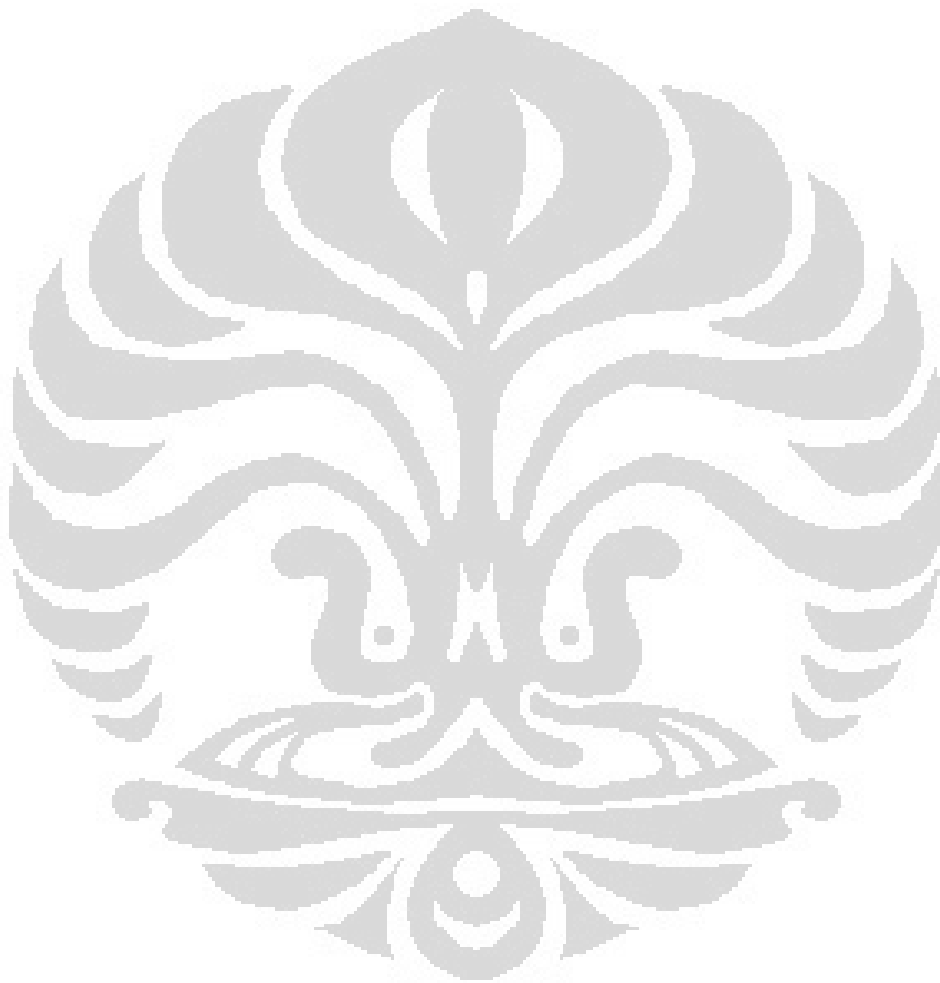
HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINILITAS.....	ii
HALAMAN PENGESAHAN .....	iii
KATA PENGANTAR .....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI.....	vi
ABSTRAK .....	vii
ABSTRACT .....	viii
DAFTAR ISI.....	ix
DAFTAR GAMBAR .....	xi
DAFTAR TABEL .....	xiii
<b>BAB 1 PENDAHULUAN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Tujuan.....	3
1.3 Batasan Masalah.....	3
1.4 Sistematika Penulisan.....	3
<b>BAB 2 FILTER .....</b>	<b>5</b>
2.1 Filter .....	5
2.2 Selektivitas Filter.....	6
2.2.1 <i>Lowpass Filter</i> .....	6
2.2.2 <i>Highpass Filter</i> .....	6
2.2.3 <i>Bandpass Filter</i> .....	7
2.2.4 <i>Bandstop Filter/Band-reject Filter</i> .....	8
2.3 <i>Return Loss, Insertion Loss, VSWR, Bandwidth dan Group Delay</i> .....	8
2.4 <i>S-Parameter</i> .....	11
2.5 Komponen Pasif pada Frekuensi Radio.....	14
2.5.1 Resistor .....	15
2.5.2 Kapasitor.....	15
2.5.3 Induktor .....	16

2.6 Resonator .....	16
2.6.1 Rangkaian Resonan Seri .....	17
2.6.2 Rangkaian Resonan Paralel .....	19
2.7 Transformasi Filter .....	21
<b>BAB 3 PERANCANGAN QUADBAND BANDPASS FILTER DENGAN MENGUNAKAN KOMPONEN LUMPED.....</b>	<b>27</b>
3.1 Spesifikasi Filter.....	27
3.2 Konfigurasi BPF dengan Menggunakan Komponen <i>Lumped</i> ....	28
3.3 Proses Perancangan <i>Quadband</i> BPF .....	32
3.4 Penentuan Nilai Komponen <i>Lumped Quadband</i> BPF.....	35
<b>BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS .....</b>	<b>45</b>
4.1 Hasil Simulasi <i>Quadband</i> BPF .....	45
4.1.1 Hasil Simulasi <i>Input Return Loss</i> ( $S_{11}$ ) dan $Z_{IN}$ .....	45
4.1.2 Hasil Simulasi <i>Output Return Loss</i> ( $S_{22}$ ) dan $Z_{OUT}$ .....	47
4.1.3 Hasil Simulasi <i>Insertion Loss</i> ( $S_{21}$ ).....	49
4.1.4 Hasil Simulasi VSWR .....	50
4.1.4 Hasil Simulasi <i>Group Delay</i> .....	51
4.2 Fabrikasi <i>Quadband</i> BPF .....	52
4.2.1 Hasil Fabrikasi <i>Return Loss</i> $S_{11}$ .....	53
4.2.2 Hasil Fabrikasi <i>Insertion Loss</i> $S_{21}$ .....	53
4.2.3 Hasil Fabrikasi VSWR .....	54
4.2.4 Hasil Fabrikasi <i>Group Delay</i> .....	55
4.3 Analisa Kesalahan Umum .....	55
<b>BAB 5 KESIMPULAN.....</b>	<b>57</b>
<b>DAFTAR REFERENSI .....</b>	<b>58</b>

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Diagram blok filter secara umum .....	5
Gambar 2.2 LPF .....	6
Gambar 2.3 HPF .....	7
Gambar 2.4 BPF .....	7
Gambar 2.5 BSF .....	8
Gambar 2.6 Pemantulan dan transmisi pada pertemuan dua saluran transmisi dengan karakteristik impedansi yang berbeda .....	9
Gambar 2.7 <i>Diagram blok</i> dengan dua <i>port</i> .....	11
Gambar 2.8 Gelombang masuk ke <i>diagram blok</i> .....	11
Gambar 2.9 Gelombang yang dipantulkan dan ditransmisikan .....	11
Gambar 2.10 $S_{11}$ .....	12
Gambar 2.11 $S_{21}$ .....	12
Gambar 2.12 $S_{22}$ dan $S_{12}$ .....	12
Gambar 2.13 <i>S-parameter</i> dua <i>port</i> .....	13
Gambar 2.14 Sifat komponen pada frekuensi yang lebih tinggi .....	14
Gambar 2.15 Q pada kapasitor dan induktor terhadap frekuensi menggunakan <i>surface-mount component</i> .....	15
Gambar 2.16 Resonator RLC seri dan responnya .....	18
Gambar 2.17 Resonator RLC seri dan responnya .....	20
Gambar 2.18 Ringkasan transformasi prototipe filter .....	26
Gambar 3.1 Konfigurasi rangkaian <i>singleband</i> BPF .....	28
Gambar 3.2 Skematik <i>dualband</i> BPF .....	29
Gambar 3.3 Skematik yang disederhanakan pada $\omega_{Lb}$ .....	30
Gambar 3.4 Skematik yang disederhanakan pada $\omega_{Ub}$ .....	31
Gambar 3.5 (a) Skematik mode resonansi ganjil (b) Skematik mode resonansi Genap .....	32
Gambar 3.6 Diagram alir perancangan <i>quadband</i> BPF .....	33
Gambar 3.7 Konfigurasi <i>quadband</i> BPF yang dirancang .....	34
Gambar 3.8 Skema kopling utama dan <i>cross coupling</i> .....	35
Gambar 3.9 Rangkaian <i>quadband</i> BPF pada frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz .....	35
Gambar 3.10 Rangkaian multiresonansi dan respon frekuensinya .....	36
Gambar 3.11 Hasil simulasi $S_{11}$ pada frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz .....	38
Gambar 3.12 Rangkaian <i>quadband</i> BPF pada frekuensi 1.85 GHz .....	39
Gambar 3.13 Hasil simulasi $S_{11}$ pada frekuensi 1.85 GHz .....	41
Gambar 3.14 Rangkaian <i>quadband</i> BPF pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz .....	41
Gambar 3.15 Hasil simulasi $S_{11}$ pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz .....	43
Gambar 3.16 Hasil simulasi $S_{11}$ untuk keempat <i>passband</i> .....	44
Gambar 4.1 Hasil Simulasi $Z_{IN}$ .....	46
Gambar 4.2 Hasil simulasi <i>input return loss</i> ( $S_{11}$ ) .....	46
Gambar 4.3 Hasil simulasi <i>bandwidth</i> pada $S_{11}$ .....	47
Gambar 4.4 Hasil Simulasi $Z_{OUT}$ .....	48
Gambar 4.5 Hasil simulasi <i>output return loss</i> ( $S_{22}$ ) .....	48
Gambar 4.6 Hasil simulasi <i>insertion loss</i> ( $S_{21}$ ) .....	49

Gambar 4.7 Hasil simulasi <i>bandwidth</i> pada ( $S_{21}$ ).....	50
Gambar 4.8 Hasil Simulasi VSWR.....	51
Gambar 4.9 Hasil Simulasi <i>Group Delay</i> .....	51
Gambar 4.10 <i>Layout PCB</i> .....	52
Gambar 4.11 <i>Quadband BPF</i> hasil fabrikasi.....	52
Gambar 4.12 <i>Input return loss</i> hasil fabrikasi .....	53
Gambar 4.13 <i>Insertion loss</i> hasil fabrikasi.....	54
Gambar 4.14 VSWR hasil fabrikasi .....	54
Gambar 4.15 <i>Group delay</i> hasil fabrikasi .....	55



## DAFTAR TABEL

Tabel 3.1 Spesifikasi Filter.....	27
Tabel 3.2 Komponen BPF untuk frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz.....	38
Tabel 3.3 Komponen BPF untuk frekuensi 1.85 GHz .....	40
Tabel 3.4 Komponen untuk BPF pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz .....	42
Tabel 3.5 Komponen BPF untuk keempat <i>passband</i> .....	43



# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Kecenderungan pengembangan teknologi komunikasi nirkabel saat ini yang banyak menarik perhatian para peneliti adalah pengembangan *RF transceivers* yang mampu bekerja pada beberapa pita frekuensi (*multiband*) secara bersamaan. Teknologi *multiband* dibutuhkan karena semakin banyaknya teknologi baru dikembangkan, tetapi bekerja pada pita frekuensi yang berbeda-beda. *Global System for Mobile Communications* (GSM), *Wide-band Code Division Multiple Access* (WCDMA), *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), dan *Long Term Evolution* (LTE) adalah beberapa teknologi komunikasi nirkabel yang populer saat ini.

GSM dan WCDMA sudah lama diaplikasikan pada komunikasi nirkabel sedangkan WiMAX dan LTE merupakan teknologi baru pada komunikasi nirkabel. Di Indonesia, GSM bergerak (*mobile GSM*) menggunakan frekuensi 900 MHz dan 1.8 GHz sedangkan WCDMA menggunakan frekuensi 1.9 GHz dan 2.1 GHz. WiMAX bekerja pada frekuensi 2.3 GHz dan 3.3 GHz, serta LTE bekerja pada frekuensi 2.6 GHz. Keempat teknologi komunikasi nirkabel ini memiliki kemungkinan untuk diaplikasi dalam satu perangkat sekaligus seiring meningkatnya ketergantungan manusia terhadap perangkat komunikasi yang handal.

Dalam beberapa aplikasi teknologi komunikasi nirkabel, ukuran dan jumlah divais menjadi hal vital yang harus dipertimbangkan. Teknologi yang ada sekarang mampu menghasilkan divais dengan ukuran yang lebih kecil, tetapi memiliki kehandalan yang sama. Komponen *lumped* dalam rangkaian mikrowave merupakan sebuah komponen pasif yang memiliki ukuran yang jauh lebih kecil dari panjang gelombang operasi sehingga tidak ada pergeseran fasa yang cukup besar antara terminal masukan dan terminal keluaran [2]. Komponen *lumped* terdiri atas induktor (L), kapasitor (C), dan resistor (R). Karena memiliki dimensi yang kecil maka divais yang dibangun dengan menggunakan komponen ini juga mempunyai ukuran yang kecil.

*Bandpass filter* (BPF) adalah komponen yang penting pada sistem teknologi komunikasi nirkabel karena mampu melakukan pemilihan pita frekuensi pada *RF transceiver* dan mengisolasi pita frekuensi yang spesifik dari interferensi pada trafik komunikasi nirkabel yang padat [1]. Filter ini dapat dibangun dengan menggunakan komponen *lumped* dan dikenal sebagai *lumped filter*. Untuk memenuhi kebutuhan akan perangkat yang bekerja pada multi-frekuensi, teknik *concurrent* banyak digunakan dalam membangun sistem *transceiver* bergerak. Teknik *concurrent multiband* didefinisikan sebagai teknik yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi dalam satu waktu dengan kinerja yang sama pada semua frekuensi.

Pada [1] dan [3] ditunjukkan bahwa komponen *lumped* dapat digunakan sebagai resonator untuk menghasilkan *dualband* BPF yang dapat bekerja dengan baik pada frekuensi 2.4 GHz dan 5.2 GHz untuk aplikasi *wi-fi*.

Pada [3] diperkenalkan *dualband* BPF yang merupakan penggabungan dua buah *singleband* BPF. Kedua *singleband* BPF tersebut didesain ulang sehingga salah satu BPF mempunyai karakteristik *lowpass* sedangkan yang lainnya mempunyai karakteristik *highpass* sehingga satu filter akan *open* pada *passband* filter lainnya. Filter ini memiliki ukuran yang relatif besar dan mempunyai rangkaian yang sangat kompleks.

Pada [1] juga diperkenalkan *dualband* BPF. *Dualband* BPF yang diusulkan ini berbeda dengan [3] dimana filter tersebut memiliki desain yang tersusun lebih padat karena hanya menggunakan seperangkat komponen *lumped* untuk menghasilkan respon *dualband*. Yang membuat filter ini istimewa adalah kedua frekuensi tengah dari masing-masing *band* dapat dikontrol secara independen.

Pada skripsi ini dirancang rangkaian *quadband* BPF dengan menggunakan komponen *lumped* yang terdiri atas induktor dan kapasitor. Filter dirancang dengan teknik *concurrent multiband* yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz di mana frekuensi-frekuensi tersebut merupakan alokasi frekuensi untuk aplikasi teknologi GSM, WiMAX, dan LTE. Filter ini memiliki nilai *input return loss* ( $S_{11}$ ) < -10 dB, *insertion loss* ( $S_{21}$ ) > -3 dB, *bandwidth*  $S_{21}$  sebesar 50 MHz pada frekuensi tengah 950 MHz dan 100 MHz



pada frekuensi 1.85 GHz, 2.35 GHz, serta 2.65 GHz, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* kurang dari 10 ns.

Perancangan filter ini disimulasikan dengan menggunakan perangkat lunak *Advanced Design System* (ADS). Perangkat lunak tersebut digunakan untuk menguji parameter-parameter filter, yaitu frekuensi kerja, *return loss*, *insertion loss*, VSWR, *bandwidth*, dan *group delay*. Selain itu dilakukan juga fabrikasi untuk memperoleh perbandingan hasil simulasi dengan hasil fabrikasi.

## 1.2 Tujuan

Skripsi ini bertujuan untuk merancang *quadband* BPF yang bekerja secara bersamaan pada frekuensi tengah 950 MHz dan 1.85 GHz untuk aplikasi GSM, 2.35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2.65 GHz untuk aplikasi LTE. Perancangan dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak *Advance Design System* (ADS).

## 1.3 Batasan Masalah

Batasan masalah dalam skripsi ini adalah simulasi *quadband* BPF dengan menggunakan *Advanced Design System* (ADS) dan melakukan fabrikasi menggunakan komponen *lumped* pada *printed circuit board* (PCB) dengan jalur dari bahan FR4 kemudian dianalisis dan diukur  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , VSWR, dan *group delay*-nya dan dibandingkan antara hasil simulasi dan pengukuran.

## 1.4 Sistematika Penulisan

Secara umum, sistematika penulisan skripsi ini adalah sebagai berikut.

### BAB 1 PENDAHULUAN

Bab ini membahas mengenai latar belakang, tujuan dan batasan masalah, serta bagian dari sistematika penulisan.

### BAB 2 FILTER

Bab ini membahas teori dasar mengenai filter beserta parameter-parameter filter yang penting. Pada bab ini juga dibahas mengenai

komponen *lumped*, resonator, baik resonator paralel maupun resonator seri, dan transformasi filter.

**BAB 3 PERANCANGAN *QUADBAND* BPF DENGAN MENGGUNAKAN KOMPONEN *LUMPED***

Bab ini menjelaskan tahap-tahap yang dilakukan dalam perancangan *quadband* BPF dan mensimulasikan rancangan dengan menggunakan perangkat lunak ADS 2011.05.

**BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS**

Bab ini mengemukakan hasil simulasi dan pengukuran *quadband* BPF serta menganalisis kinerja filter tersebut.

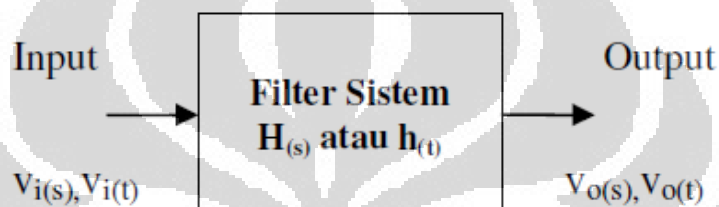
**BAB 5 KESIMPULAN**

Bab ini menjelaskan poin-poin penting yang diperoleh dari perancangan yang telah dilakukan.

## BAB 2 FILTER

### 2.1 Filter

Filter adalah sebuah rangkaian yang dirancang agar melewatkan suatu pita frekuensi tertentu sekaligus memperlemah semua sinyal di luar pita ini [4]. Jadi, filter dirancang agar mampu memisahkan pita frekuensi yang diinginkan dari pita frekuensi yang tidak diharapkan. Filter secara umum dapat digambarkan pada Gambar 2.1.



**Gambar 2.1** Diagram blok filter secara umum [4].

$V_i(t)$  merupakan sinyal dengan beberapa komponen yang frekuensinya berbeda-beda. Rangkaian pemilah frekuensi dalam hal ini memilih sinyal dengan frekuensi tertentu saja, sehingga  $V_o(t)$  merupakan tegangan dengan salah satu (daerah) frekuensi saja. Pemisahan frekuensi ini dinyatakan sebagai fungsi-alih  $H(s)$  atau  $h(t)$ , yang merupakan perbandingan tegangan sinyal keluaran dan tegangan sinyal masukan [4].

Filter merupakan rangkaian pengolahan sinyal yang paling fundamental. Beberapa peran penting dari filter adalah sebagai berikut ini [5].

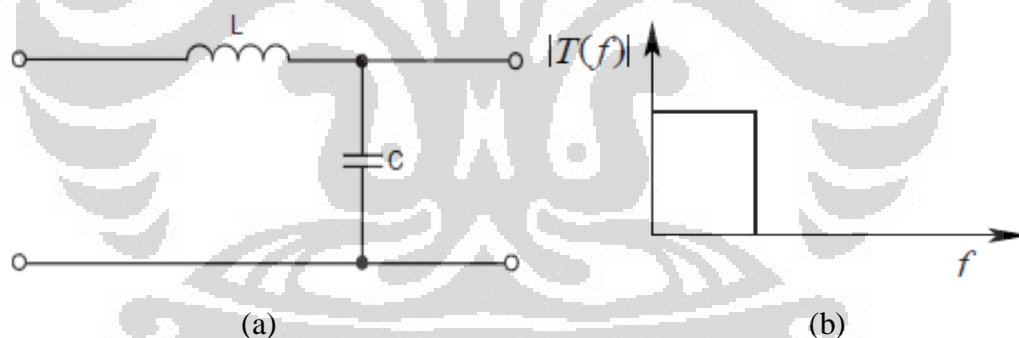
1. Mengontrol *noise*, yaitu dengan tidak mengizinkan *noise* dari luar pita frekuensi yang diinginkan merambat dalam rangkaian.
2. Menjaga sinyal diluar pita transmisi, khususnya harmonisa, supaya tidak ditransmisikan.
3. Menghadirkan sinyal pada pita frekuensi tertentu pada rangkaian penerima yang aktif.
4. Menjaga sinyal transmisi yang terlalu besar dari rangkaian penerima.

## 2.2 Selektivitas Filter

Terdapat banyak jenis filter dan cara untuk mengklasifikasikannya, tetapi selektivitas filter merupakan metode yang umum digunakan untuk mengklasifikasikan filter [6]. Berdasarkan selektivitasnya, filter dibagi menjadi 4 jenis, yaitu *lowpass*, *highpass*, *bandpass* dan *bandstop*.

### 2.2.1 Lowpass Filter

*Lowpass filter* (LPF) digunakan untuk membatasi frekuensi tinggi dari suatu sinyal. LPF akan melewatkan frekuensi rendah atau dengan kata lain LPF akan memberikan tegangan keluaran yang konstan dari DC hingga frekuensi *cut off* (frekuensi 0.707 atau frekuensi  $-3$  dB) [7]. Untuk dapat berfungsi sebagai LPF dan melemahkan frekuensi tinggi, sebuah induktor dirangkai secara seri untuk menghambat frekuensi tinggi sedangkan kapasitor diletakkan secara *shunt* untuk mengeluarkan frekuensi yang lebih tinggi, Hal ini dapat dilihat pada rangkaian dasar LC LPF seperti terlihat pada Gambar 2.2 (a) sedangkan respon LPF ini pada kondisi ideal ditunjukkan oleh Gambar 2.2 (b).

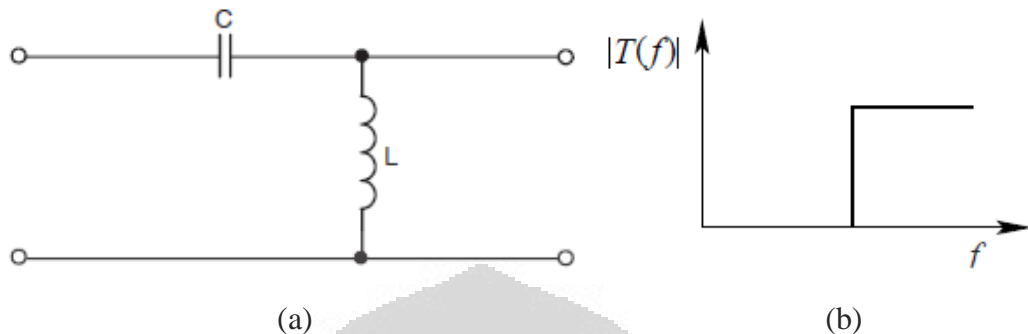


**Gambar 2.2** LPF (a) Rangkaian dasar [9] dan (b) Respon ideal [5]

### 2.2.2 Highpass Filter

*Highpass filter* (HPF) ini merupakan kebalikan dari LPF. HPF digunakan justru untuk membatasi frekuensi rendah dari suatu sinyal. *Highpass filter* akan melewatkan frekuensi-frekuensi tinggi sampai tak terbatas [7]. HPF yang melemahkan frekuensi rendah mempunyai kapasitor yang dirangkai secara seri untuk menghambat frekuensi rendah dan induktor yang di-*shunt* untuk mengeluarkan frekuensi rendah tersebut. Hal ini dapat dilihat pada rangkaian

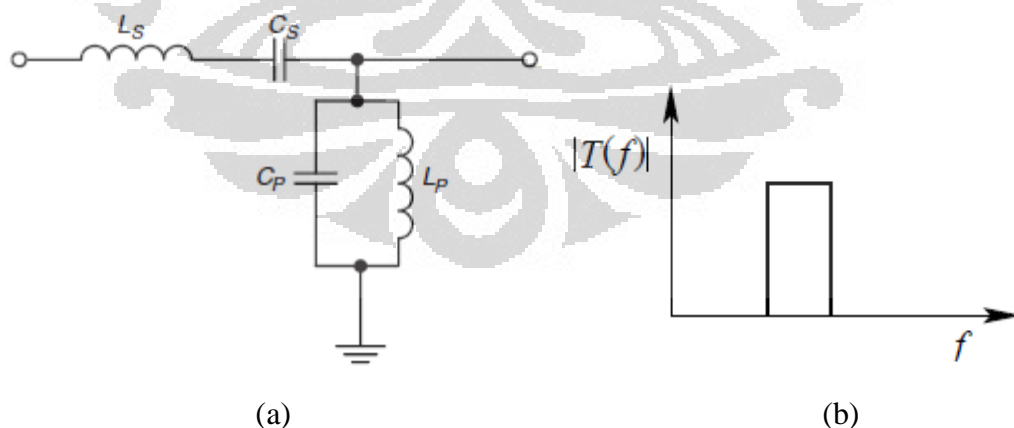
dasar LC HPF seperti yang terdapat pada Gambar 2.3 (a) sedangkan respon HPF ini pada kondisi ideal ditunjukkan oleh Gambar 2.3 (b).



**Gambar 2.3** HPF (a) Rangkaian dasar [9] dan (b) Respon ideal [5]

### 2.2.3 Bandpass Filter

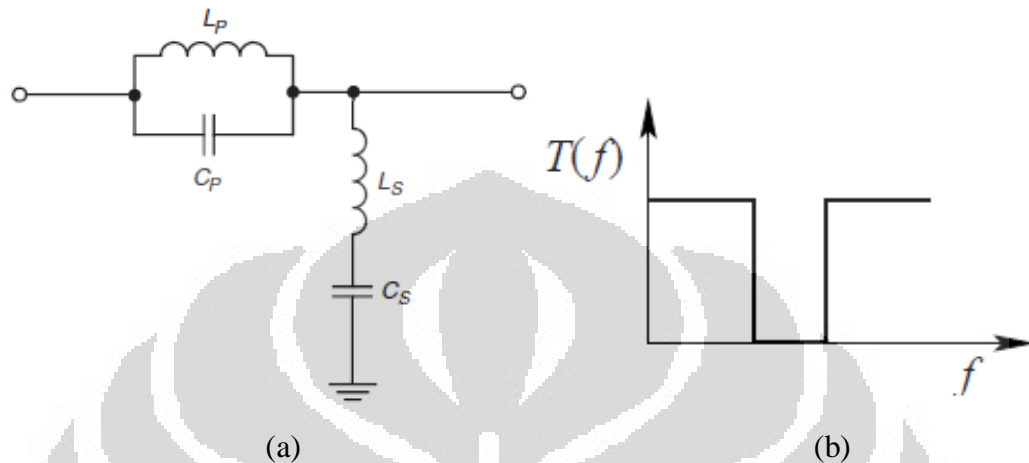
*Bandpass filter* (BPF) adalah rangkaian yang melewatkan frekuensi pada daerah diantara frekuensi *cut off* pertama dan frekuensi *cut off* kedua dan meredam frekuensi di luar daerah tersebut. BPF merupakan penggabungan dari LPF dan HPF. Daerah *passband* dibatasi oleh dua frekuensi tepi. Frekuensi tepi yang rendah menunjukkan batas frekuensi rendah dari suatu HPF dan frekuensi tepi yang tinggi menunjukkan batas frekuensi tinggi dari suatu LPF [4]. Rangkaian dasar LC HPF terdapat pada Gambar 2.4 (a) dan respon BPF ini pada kondisi ideal ditunjukkan oleh Gambar 2.4 (b).



**Gambar 2.4** BPF (a) Rangkaian dasar [9] dan (b) Respon ideal [5]

### 2.2.4 Bandstop Filter / Band-reject Filter

*Bandstop filter* atau *band-reject filter* adalah kebalikan dari BPF yaitu menghilangkan frekuensi yang ada di antara dua buah frekuensi tertentu [4]. Respon ideal *bandstop filter* dapat dilihat pada Gambar 2.5.



**Gambar 2.5** *Bandstop filter* (a) Rangkaian dasar dan (b) Respon ideal [5]

### 2.3 Return Loss, Insertion Loss, VSWR, Bandwidth, dan Group Delay

Koefisien refleksi,  $\Gamma$ , merupakan perbandingan amplitudo tegangan gelombang ternormalisasi yang dipantulkan terhadap amplitudo tegangan gelombang datang [10] yang diberikan oleh

$$\Gamma = \left| \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{input}}} \right| = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Koefisien refleksi timbul akibat adanya gelombang pantul yang terjadi pada suatu rangkaian. Gelombang pantul merupakan konsekuensi logis dari kondisi-kondisi batas untuk tegangan dan arus di daerah ujung saluran transmisi, atau pada lokasi-lokasi di mana terdapat persambungan antara dua saluran yang berbeda – dengan sebutan lain, titik-titik diskontinuitas [11].

Ketika  $\Gamma = 0$ , tidak ada gelombang yang dipantulkan. Hal ini hanya bisa dicapai jika impedansi beban  $Z_L$  mempunyai nilai yang sama dengan impedansi karakteristik  $Z_0$  saluran transmisi. Pada kondisi seperti ini beban dikatakan *match* dengan saluran karena tidak ada pemantulan dari gelombang datang. Ketika beban tidak *match* (*mismatched*) tidak semua daya yang tersedia dari generator

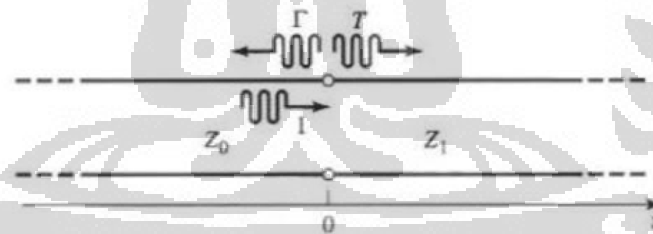
dihantarkan ke beban. Hal ini akan menimbulkan *loss* yang disebut dengan *return loss* (RL) yang dinyatakan dalam *decibel* (dB) [10] di mana nilainya diberikan oleh

$$RL = -20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad (2.2)$$

Kondisi beban yang *match*,  $\Gamma = 0$ , akan mempunyai *return loss* bernilai  $\infty$  dB (tidak ada daya yang dipantulkan) dan pemantulan total,  $\Gamma = 1$ , mempunyai *return loss* 0 dB (semua daya yang dikirimkan dipantulkan) [10].

Sekarang, dianggap sebuah saluran transmisi dengan impedansi karakteristik  $Z_0$  mensuplai saluran dengan impedansi karakteristik yang berbeda,  $Z_1$ , seperti yang ditunjukkan Gambar 2.6. Jika saluran beban mempunyai panjang yang tidak terhingga, atau jika beban berakhir pada karakteristik impedansinya itu sendiri maka tidak ada yang akan dipantulkan dari ujung saluran tersebut sehingga impedansi masukan yang dilihat oleh saluran penyuplai adalah  $Z_1$ . Besar koefisien refleksi untuk saluran tersebut dinyatakan oleh persamaan berikut [10].

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.3)$$



**Gambar 2.6** Pemantulan dan transmisi pada pertemuan dua saluran transmisi dengan karakteristik impedansi yang berbeda [10].

Tidak semua gelombang datang dipantulkan, sebagian diantaranya ditransmisikan ke saluran kedua dengan amplitudo tegangan yang diberikan oleh koefisien transmisi,  $T$  [10].

$$T = 1 + \Gamma = 1 + \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0} \quad (2.4)$$

Koefisien transmisi diantara dua titik pada sebuah rangkaian yang biasa dinyatakan dalam dB disebut dengan *insertion loss*. *Insertion loss* bisa juga didefinisikan sebagai *loss* yang terjadi karena penyisipan komponen pada saluran transmisi [10]. Besar dari *insertion loss* dinyatakan oleh

$$IL = -20 \log |T| \text{ dB} \quad (2.5)$$

Perbandingan antara amplitudo tegangan maksimum terhadap amplitudo tegangan minimum gelombang berdiri disebut *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR). Tegangan maksimum dan tegangan minimum terjadi karena adanya superposisi antara gelombang datang dan gelombang pantul. Jika kedua gelombang ini sefasa akan terjadi tegangan maksimum dan bila berlawanan fasa akan terjadi tegangan minimum [7]. Nilai VSWR diberikan oleh

$$V_{\min} = |V_0^+| (1 - |\Gamma|) = |V_0^+| - |V_0^-| \quad (2.6)$$

$$V_{\max} = |V_0^+| (1 + |\Gamma|) = |V_0^+| + |V_0^-| \quad (2.7)$$

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.8)$$

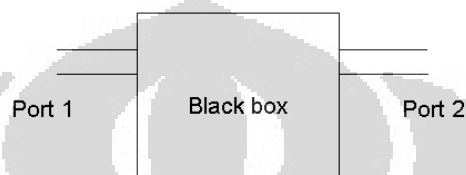
*Bandwidth* dari sebuah filter didefinisikan sebagai jarak dari frekuensi-frekuensi dimana performa (karakteristik-karakteristik) dari filter sesuai dengan standar yang ditetapkan. *Bandwidth* suatu filter juga dapat didefinisikan sebagai rentang frekuensi di mana kinerja filter yang berhubungan dengan beberapa karakteristik (seperti impedansi masukan, pola, *beamwidth*, polarisasi, *gain*, efisiensi, VSWR, *return loss*) memenuhi spesifikasi standar [7].

Setiap sinyal yang melewati sebuah filter akan mengalami *delay*. Filter mengakibatkan terjadinya perubahan fasa sinyal keluaran relatif terhadap sinyal masukan yang tidak proporsional terhadap frekuensi. Besarnya perubahan fasa yang terjadi terhadap frekuensi dikenal sebagai *group delay*. *Group delay* merupakan karakteristik harus diperhatikan pada sebuah filter. *Group delay* yang tidak linear akan menyebabkan distorsi pada sinyal saat sinyal tersebut melewati filter. *Group delay* melihat *delay* yang terjadi pada suatu frekuensi saat frekuensi tersebut melewati filter.



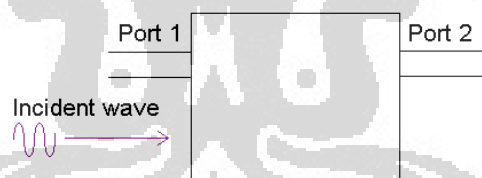
## 2.4 S-Parameter

*S-parameter* merupakan metode berguna untuk merepresentasikan sebuah rangkaian sebagai *diagram blok*. Karakteristik eksternal dari *diagram blok* ini dapat diprediksi tanpa perlu mengetahui isi dari *diagram blok* tersebut. *Diagram blok* bisa saja resistor, saluran transmisi, atau rangkaian terintegrasi. Jaringan *diagram blok* mempunyai sejumlah *port* (terminal sepasang saluran). Gambar 2.7 menampilkan jaringan sederhana dengan dua *port* [8].



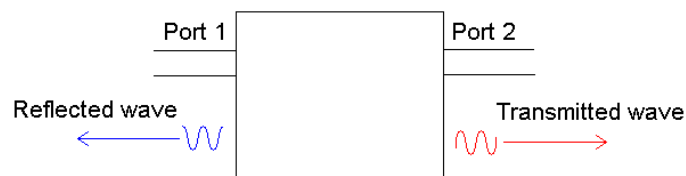
**Gambar 2.7** Diagram blok dengan dua *port* [8]

*S-parameter* diukur dengan mengirimkan sebuah sinyal dengan satu frekuensi ke dalam jaringan atau *diagram blok* dan mendeteksi gelombang yang keluar dari setiap *port* seperti yang diperlihatkan Gambar 2.8 . Daya, tegangan, dan arus dapat dianggap berupa gelombang berjalan pada dua buah arah [8].



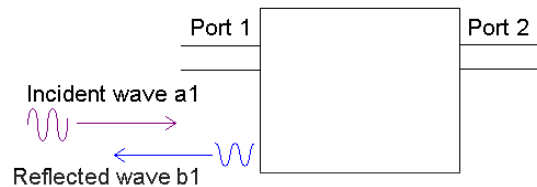
**Gambar 2.8** Gelombang masuk ke *diagram blok* [8]

Untuk gelombang datang pada *port* 1, sebagian dari sinyal ini memantul kembali keluar dari *port* tersebut dan sebagian lagi keluar dari *port* lainnya [8] seperti yang diperlihatkan Gambar 2.9.



**Gambar 2.9** Gelombang yang dipantulkan dan ditransmisikan [8]

$S_{11}$  menunjukkan sinyal yang dipantulkan pada *port* 1 untuk sinyal yang datang dari *port* 1.  $S_{11}$  merupakan perbandingan antara dua gelombang  $b_1/a_1$  [8] seperti yang diperlihatkan Gambar 2.10.



**Gambar 2.10**  $S_{11}$  [8]

$S_{21}$  menunjukkan sinyal yang keluar pada *port* 2 untuk sinyal yang datang dari *port* 1.  $S_{21}$  merupakan perbandingan antara dua gelombang  $b_2/a_1$  [8] seperti yang diperlihatkan Gambar 2.11.



**Gambar 2.11**  $S_{21}$  [8]

$S_{22}$  menunjukkan sinyal yang keluar pada *port* 2 untuk sinyal yang datang dari *port* 2. Dari Gambar 2.12  $S_{22}$  merupakan perbandingan antara dua gelombang  $b_2/a_2$ .  $S_{12}$  menunjukkan sinyal yang keluar pada *port* 1 untuk sinyal yang datang dari *port* 2. Dari Gambar 2.12  $S_{12}$  merupakan perbandingan antara dua gelombang  $b_1/a_2$  [8].



**Gambar 2.12**  $S_{22}$  dan  $S_{12}$  [8]

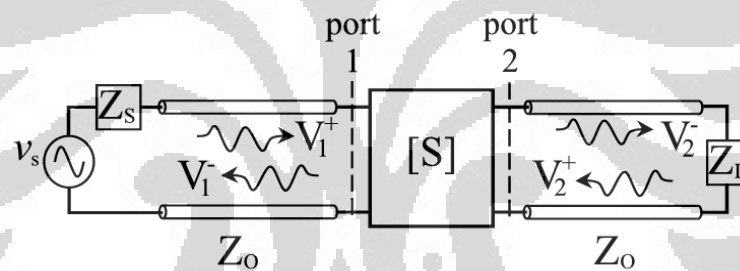
Gelombang yang ditransmisikan dan dipantulkan akan berubah amplitudo dan fasanya dibandingkan dengan gelombang datang. Umumnya gelombang yang ditransmisikan dan dipantulkan akan mempunyai frekuensi yang sama dengan

gelombang datang. *S-parameter* merupakan bilangan kompleks (mempunyai besar dan sudut), karena besar dan fasa dari sinyal masukan akan diubah oleh jaringan [8].

Keempat nilai *S-parameter* sesungguhnya mempunyai delapan bilangan yang terpisah: bagian nyata dan imajiner (atau modulus dan sudut fasa) dari setiap empat kompleks *scattering parameter*. Oleh karena hal ini, ia juga biasa disebut sebagai kompleks *scattering parameter*. Kita biasanya hanya memperhatikan besarnya saja. Berapa banyak *gain* atau *loss* yang kita dapatkan umumnya lebih penting daripada berapa banyak pergeseran fasa yang dialami sinyal [8].

*S-parameter* bergantung kepada jaringan dan impedansi karakteristik dari sumber dan beban yang digunakan untuk mengukurnya, serta pada frekuensi pengukurannya. *S-parameter* akan berubah jika hal-hal ini diubah: jaringan, frekuensi, impedansi beban, dan impedansi sumber [8].

Berikut adalah representasi matematis dari *s-parameter* dua port



**Gambar 2.13** *S-parameter* dua port

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (2.9)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[V]^- = [S][V]^+ \quad (2.12)$$

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0} \quad (2.13)$$

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0} \quad (2.14)$$

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} \quad (2.15)$$

$$S_{22} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} \quad (2.16)$$

## 2.5 Komponen Pasif pada Frekuensi Radio

Komponen fisik *lumped* resistor, kapasitor, dan induktor bukanlah komponen “murni” karena komponen tersebut biasanya digunakan pada frekuensi yang lebih rendah. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.14, ketiga komponen ini pada frekuensi yang lebih tinggi mempunyai resistansi, kapasistansi, dan induktansi parasitik yang tidak diinginkan dimana hal ini sudah menjadi sifat alami yang harus diperhitungkan saat melakukan desain, simulasi, dan *layout* pada suatu rangkaian *wireless* [9].

COMPONENT	LF BEHAVIOR	HF BEHAVIOR	TRUE RF RESPONSE
WIRE			
CAPACITOR			
INDUCTOR			
RESISTOR			

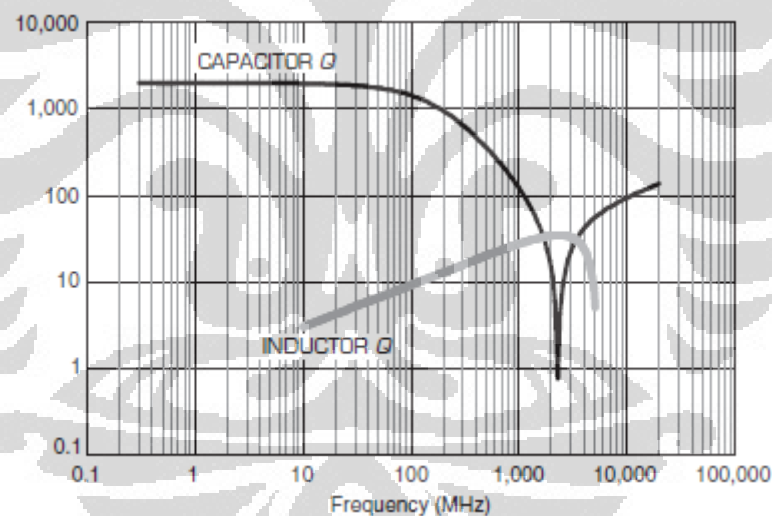
**Gambar 2.14** Sifat komponen pada frekuensi yang lebih tinggi [9]

Pada frekuensi microwave, panjang semua komponen harus sekecil mungkin untuk mengurangi *loss* sehubungan dengan induktansi komponen. Saat frekuensi operasi dari suatu rangkaian *wireless* semakin meningkat, dibutuhkan struktur fisik komponen *lumped* yang sekecil mungkin karena frekuensi operasi semakin efektif saat ukurannya menyusut. Ukuran yang lebih kecil mengurangi reaktansi terdistribusi yang bersifat mengganggu dan menaikkan frekuensi resonansi seri dan paralel. Selain itu, menjaga *unloaded quality factor* (Q) yang tinggi pada masing-masing komponen sangatlah vital untuk meminimalkan *loss* pada rangkaian. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.15, *unloaded Q* pada sebuah

kapasitor menurun seiring naiknya frekuensi sementara *unloaded Q* pada sebuah induktor akan meningkat seiring naiknya frekuensi dan kemudian akan turun dengan cepat [9].

### 2.5.1 Resistor

Resistor dengan nilai lebih dari beberapa ratus *ohm* akan mengalami penurunan resistansi saat frekuensi operasi meningkat. Hal ini terjadi karena kapasitansi terdistribusi yang paralel terhadap resistor menjadi efektif dan melewati sinyal frekuensi *radio* di sekitar komponen sehingga mengurangi nilai efektif dari resistansi tersebut. Jika resistor bukan untuk frekuensi tinggi, tipe *thin film*, nilai resistor yang tinggi akan berkurang banyak dari nilai sebenarnya karena efek kapasitansi ini pada frekuensi mikrowave yang relatif rendah. Bahkan resistor *thin film* akan mulai mengalami penyimpangan nilai dari nilai sebenarnya ketika dioperasikan pada frekuensi beberapa *megahertz* [9].



**Gambar 2.15** *Q* pada kapasitor dan induktor terhadap frekuensi menggunakan *surface-mount component* [9]

### 2.5.2 Kapasitor

Kapasitor pada frekuensi RF dan mikrowave harus dipilih bukan hanya berdasarkan harga dan kestabilan suhunya, tetapi juga atas kemampuannya bekerja secara layak pada frekuensi tinggi. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.14, kapasitor memiliki induktansi komponen yang tidak diinginkan yang bersifat merusak karakteristik kapasitor saat frekuensi meningkat. Nilai kapasitor

yang umumnya dipublikasikan diukur pada frekuensi 1 MHz. Oleh karena itu, sebelum memilih sebuah kapasitor untuk digunakan pada frekuensi tinggi, sangatlah penting untuk memastikan bahwa kapasitor tersebut layak digunakan pada pita frekuensi yang kita inginkan. Perubahan yang terjadi pada karakteristik kapasitor karena frekuensi sangat nyata ketika induktansi dalam kapasitor beresonansi dengan kapasitansi komponen itu sendiri, menghasilkan resonansi seri dengan total reaktansi mendekati 0 [9].

### 2.5.3 Induktor

Efek signifikan frekuensi tinggi pada sebuah induktor adalah kapasitansi parasitik terdistribusi yang tidak diinginkan (*undesired distributed parasitic capacitance*), sebuah kapasitansi yang paralel dengan induktansi yang diinginkan pada *coil*. Hal ini berarti sejumlah frekuensi pasti akan memaksa induktansi *coil* membentuk resonansi paralel dengan kapasitansi terdistribusi, menyebabkan terbentuknya impedansi puncak yang tinggi pada frekuensi tertentu. Titik resonansi tersebut menunjukkan *self-resonant frequency* induktor. Jika induktor diharapkan beroperasi pada sebuah rangkaian *matching*, nilai *self-resonant frequency* ini harus jauh lebih tinggi dari frekuensi operasi rangkaian itu sendiri. Untuk itu, induktor RF harus dibangun dengan bentuk yang kecil untuk mengurangi pengaruh kapasitansi terdistribusi dan meningkatkan frekuensi dari *self-resonant frequency* [9].

### 2.6 Resonator

Rangkaian resonansi memegang peranan yang sangat penting pada perancangan berbagai perangkat telekomunikasi, seperti filter, osilator, dan penguat, mulai dari frekuensi rendah hingga frekuensi tinggi. Resonator microwave dapat dimodelkan dengan rangkaian resonansi RLC seri atau paralel. Pada suatu rangkaian LC seri maupun paralel, reaktansi induktif  $X_L$  dan reaktansi kapasitif akan sama pada frekuensi tertentu. Frekuensi dimana  $X_L=X_C$  disebut dengan frekuensi resonansi. Jika nilai L dan C diketahui, frekuensi resonan dapat dihitung menggunakan persamaan berikut [12].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

$f_0$  menyatakan frekuensi resonansi

Secara umum, nilai L dan C yang besar menghasilkan frekuensi resonansi yang kecil, sementara itu nilai L dan C yang lebih kecil menghasilkan frekuensi resonansi yang lebih tinggi. Penggunaan resonansi yang paling umum adalah pada rangkaian RF dimana *tuning* adalah sesuatu yang penting. *Tuning* merupakan kemampuan rangkaian LC untuk menghasilkan tegangan keluaran maksimum pada frekuensi resonan dibandingkan dengan tegangan keluaran di luar frekuensi resonan tersebut. Secara lebih spesifik, *tuning* digunakan dalam rangkaian RF ketika diinginkan untuk melewati hanya pita frekuensi tertentu dan pada saat yang bersamaan menghalangi semua yang lainnya [12].

### 2.6.1 Rangkaian Resonan Seri

Rangkaian resonan RLC seri ditunjukkan oleh Gambar 2.16. Impedansi masukannya ditunjukkan oleh :

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (2.18)$$

dan daya kompleks yang dihantar ke resonator adalah

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \\ &= \frac{1}{2} |I|^2 \left( R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Daya terdisipasi oleh resistor, R, adalah

$$P_{loss} = \frac{1}{2} |I|^2 R \quad (2.20a)$$

energi magnetik rata-rata yang tersimpan di dalam induktor, L, adalah

$$W_m = \frac{1}{4} |I|^2 L \quad (2.20b)$$

dan energi listrik rata-rata yang tersimpan di dalam kapasitor, C, adalah

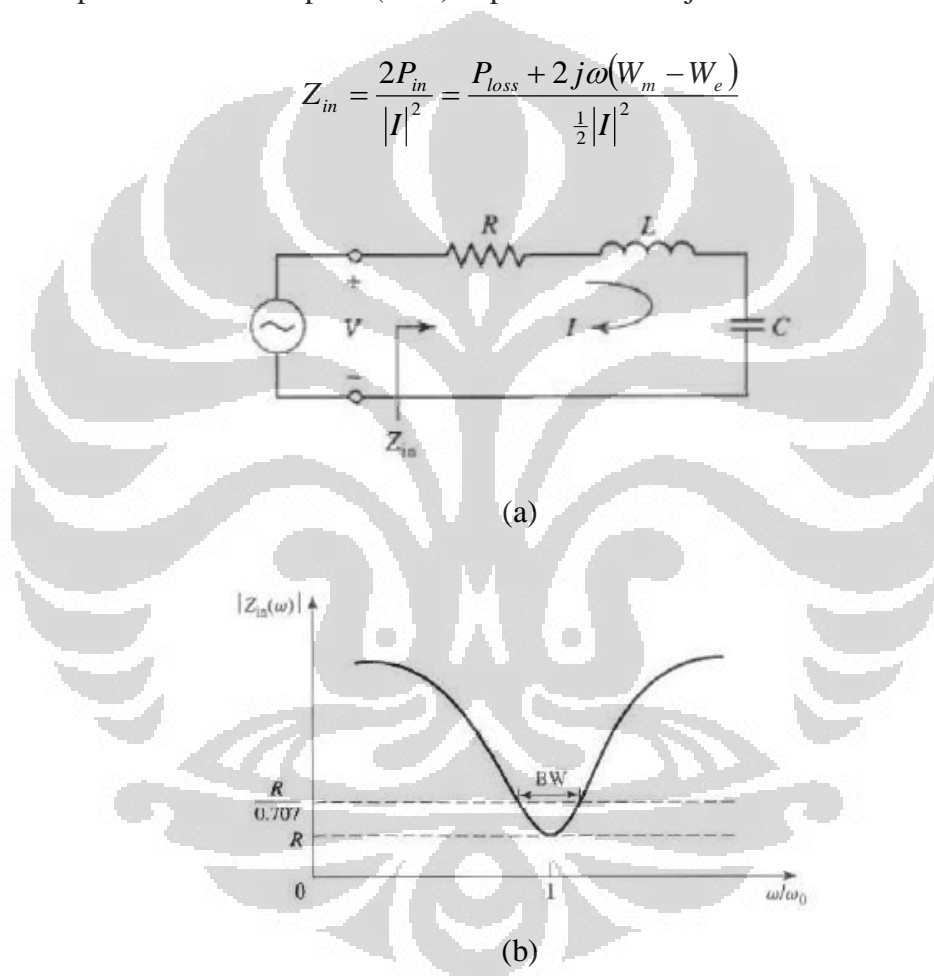
$$W_e = \frac{1}{4}|V_c|^2 C = \frac{1}{4}|I|^2 \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2.20c)$$

dimana  $V_c$  adalah tegangan pada kapasitor. Maka daya kompleks pada (2.19) dapat diubah menjadi

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2.21)$$

dan impedansi masukan pada (2.18) dapat diubah menjadi

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \quad (2.22)$$



**Gambar 2.16** Resonator RLC seri dan responnya (a) Rangkaian RLC seri  
(b) Magnitude impedansi masukan terhadap frekuensi [10]

Resonansi terjadi ketika energi magnetik rata-rata dan energi listrik rata-rata yang tersimpan sama, atau  $W_m = W_e$ . Kemudian dari (2.22) dan (2.20a), impedansi masukan saat resonansi adalah



$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R \quad (2.23)$$

yang merupakan impedansi nyata. Dari (2.20b, c),  $W_m = W_e$  menunjukkan bahwa frekuensi resonan,  $\omega_0$ , harus dinyatakan sebagai

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.24)$$

Parameter lain yang penting pada rangkaian resonan adalah faktor kualitas, Q, yang dinyatakan dengan

$$\begin{aligned} Q &= \omega \frac{\text{(energi rata - rata tersimpan)}}{\text{(loss energi/sek on)}} \\ &= \omega \frac{W_m + W_e}{P_l} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Jadi, Q adalah ukuran *loss* pada rangkaian resonan dimana *loss* yang lebih rendah menunjukkan Q yang lebih tinggi. Untuk rangkaian resonan seri seperti yang ditunjukkan Gambar 2.16a, Q dapat dihitung dari persamaan (2.25) menggunakan (2.20).

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.26)$$

yang menunjukkan jika R berkurang maka Q akan meningkat.

### 2.6.2 Rangkaian Resonan Paralel

Rangkaian resonan RLC paralel yang ditunjukkan oleh Gambar 2.17. Impedansi masukannya diberikan oleh :

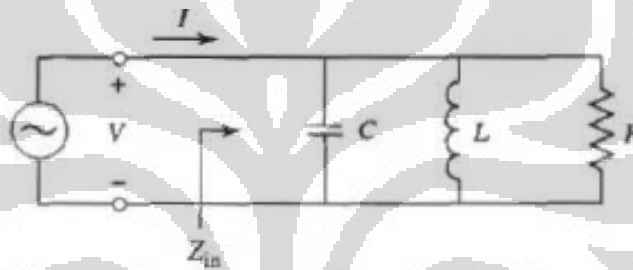
$$Z_{in} = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (2.27)$$

dan daya kompleks yang dihantarkan ke resonator adalah

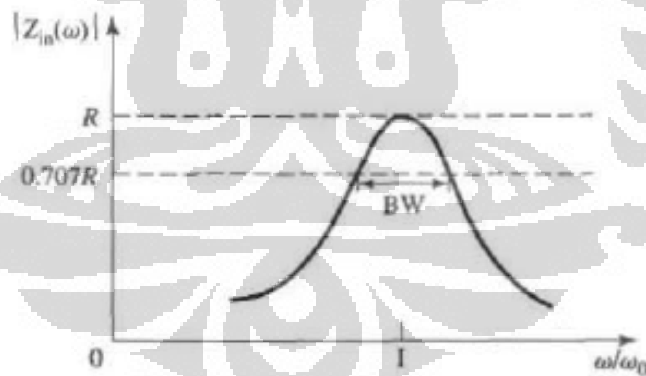
$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{in}|I|^2 = \frac{1}{2}|V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} \\
 &= \frac{1}{2}|V|^2 \left( \frac{1}{R} + \frac{j}{\omega L} - j\omega C \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

Daya terdisipasi oleh resistor, R, adalah

$$P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \tag{2.29a}$$



(a)



(b)

**Gambar 2.17** Resonator RLC seri dan responnya (a) Rangkaian RLC paralel

(b) Magnitude impedansi masukan terhadap frekuensi [10]

energi listrik rata-rata yang tersimpan di dalam kapasitor, C, adalah

$$W_e = \frac{1}{4}|V|^2 C \tag{2.29b}$$

energi magnetik rata-rata yang tersimpan di dalam induktor,  $L$ , adalah

$$W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (2.29c)$$

dimana  $I_L$  adalah arus pada induktor. Maka daya kompleks pada (2.28) dapat diubah menjadi

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2.30)$$

dan impedansi masukan pada (2.27) dapat diubah menjadi

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \quad (2.31)$$

Seperti pada kasus seri, resonansi terjadi saat  $W_m \approx W_e$ . Kemudian dari (2.31) dan (2.29a) impedansi masukan saat resonansi adalah

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R \quad (2.32)$$

yang merupakan impedansi nyata. Dari (2.29b, c),  $W_m = W_e$  menunjukkan bahwa frekuensi resonan,  $\omega_0$ , harus dinyatakan sebagai

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.33)$$

Faktor kualitas,  $Q$ , pada rangkaian resonan paralel dapat dinyatakan dengan

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (2.34)$$

Persamaan (2.34) menunjukkan bahwa  $Q$  pada rangkaian resonan paralel meningkat saat  $R$  meningkat.

## 2.7 Transformasi Filter

Teknologi desain filter telah berkembang sehingga desain LPF adalah langkah pertama yang penting yang digunakan sebagai prototipe untuk menghasilkan filter

dengan karakteristik yang lain. Prototipe filter mempunyai impedansi standar sebesar 1 ohm untuk resistansi sumber dan beban dan frekuensi *cut off*-nya,  $\omega_c = 1$  [10].

**a. Perbandingan impedansi.**

Pada desain prototipe, resistansi sumber dan beban adalah *unity* (kecuali untuk *equal-ripple filter* dengan N genap, yang mempunyai resistansi beban *nonunity*). Resistansi sumber  $R_0$  dapat diperoleh dengan membagi impedansi prototipe desain dengan  $R_0$ . Maka, nilai komponen filter yang baru diberikan oleh

$$L' = R_0 L \quad (2.35a)$$

$$C' = \frac{C}{R_0} \quad (2.35b)$$

$$R_s = R_0 \quad (2.35c)$$

$$R_L' = R_0 R_L \quad (2.35d)$$

dimana L, C, dan  $R_L$  adalah nilai komponen dari prototipe yang asli.

**b. Perbandingan frekuensi untuk LPF.**

Untuk mengubah frekuensi *cut off* sebuah prototipe *lowpass* dari *unity* menjadi  $\omega_c$  maka harus diskalakan tergantung frekuensi filter dengan faktor  $1/\omega_c$ , yang dicapai dengan mengganti  $\omega$  dengan  $\omega/\omega_c$ .

$$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c} \quad (2.36)$$

dimana  $\omega_c$  adalah frekuensi *cut off* yang baru, *cut off* terjadi saat  $\omega/\omega_c = 1$  atau  $\omega = \omega_c$ .

Nilai element yang baru ditentukan dengan mensubsitusi (2.36) ke reaktansi seri,  $j\omega L_k$ , dan susceptansi,  $j\omega C_k$  ke prototipe filter sehingga

$$jX_k = j \frac{\omega}{\omega_c} L_k = j\omega L_k' \quad (2.37a)$$

$$jB_k = j \frac{\omega}{\omega_c} C_k = j\omega C_k' \quad (2.37b)$$

yang menunjukkan nilai dari elemen yang baru adalah

$$L'_k = \frac{L_k}{\omega_c} \quad (2.38a)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_c} \quad (2.38b)$$

Dengan menggunakan kedua perbandingan impedansi dan frekuensi maka (2.35) dapat dikombinasikan dengan (2.38) untuk menghasilkan

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (2.39a)$$

$$C'_k = \frac{R_0 C_k}{\omega_c} \quad (2.39b)$$

c. **Transformasi *lowpass* ke *highpass*.**

Substitusi frekuensi di mana

$$\omega \leftarrow -\frac{\omega}{\omega_c} \quad (2.40)$$

dapat digunakan untuk mengkonversi respon *lowpass* menjadi *highpass*. Tanda negatif dibutuhkan untuk mengkonversi induktor (dan kapasitor) menjadi kapasitor (dan induktor) yang sesuai. Dengan mengaplikasikan (2.40) ke reaktansi seri,  $j\omega L_k$ , dan susceptansi,  $j\omega C_k$ , ke prototipe filter sehingga

$$jX_k = -j \frac{\omega}{\omega_c} L_k = \frac{1}{j\omega C'_k} \quad (2.41a)$$

$$jB_k = -j \frac{\omega}{\omega_c} C_k = \frac{1}{j\omega L'_k} \quad (2.41b)$$

yang menunjukkan induktor seri  $L_k$  harus diganti dengan kapasitor  $C'_k$  dan kapasitor *shunt*  $C_k$  harus diganti dengan induktor  $L'_k$ . Nilai komponen yang baru adalah

$$C'_k = \frac{1}{\omega_C L_k} \quad (2.42a)$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_C C_k} \quad (2.42b)$$

Pembandingan impedansi dapat diperoleh dengan menggunakan (6.35) untuk menghasilkan

$$C'_k = \frac{1}{R_0 \omega_C L_k} \quad (2.43a)$$

$$L'_k = \frac{R_0}{\omega_C C_k} \quad (2.43b)$$

#### d. Transformasi *Bandpass* dan *Bandstop*

Desain prototipe filter *lowpass* juga dapat ditransformasikan untuk mendapatkan respon *bandpass* maupun *bandstop*. Jika  $\omega_1$  dan  $\omega_2$  merupakan batas dari *passband* maka respon *bandpass* dapat dicapai dengan menggunakan substitusi frekuensi berikut ini

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.44)$$

di mana

$$\Delta = \left( \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right) \quad (2.45)$$

adalah *fractional bandwidth* dari *passband*. Frekuensi tengah,  $\omega_0$ , merupakan *mean* dari  $\omega_1$  dan  $\omega_2$ , tetapi persamaannya akan lebih sederhana jika yang dipilih merupakan *mean* geometrik

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.46)$$

Elemen filter yang baru ditentukan dengan menggunakan (2.44) dalam reaktansi seri dan susceptansi shunt. Maka

$$jX_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L_k = j \frac{\omega L_k}{\Delta \omega_0} - j \frac{\omega_0 L_k}{\Delta \omega} = j \omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k} \quad (2.47)$$

yang menunjukkan bahwa induktor seri,  $L_k$ , ditransformasikan menjadi rangkaian LC seri dengan nilai element sebagai berikut.

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} \quad (2.48a)$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \quad (2.48b)$$

Mirip dengan persamaan sebelumnya

$$jB_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C_k = j \frac{\omega C_k}{\Delta \omega_0} - j \frac{\omega_0 C_k}{\Delta \omega} = j \omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k} \quad (2.49)$$

yang menunjukkan bahwa kapasitor *shunt*,  $C_k$ , ditransformasikan menjadi rangkaian LC *shunt* dengan nilai element

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \quad (2.50a)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_0 \Delta} \quad (2.50b)$$

Elemen LPF kemudian dikonversikan menjadi rangkaian resonan seri (impedansi rendah saat resonansi) pada lengan seri, dan menjadi rangkaian resonan paralel (impedansi tinggi saat resonansi) pada lengan *shunt*.

Invers transformasi dapat digunakan untuk memperoleh respon *bandstop*. Maka,

$$\omega \leftarrow \Delta \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1} \quad (2.51)$$

Induktor seri pada prototipe *lowpass* dikonversi menjadi rangkaian LC paralel dengan nilai elemen

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} \quad (2.52a)$$

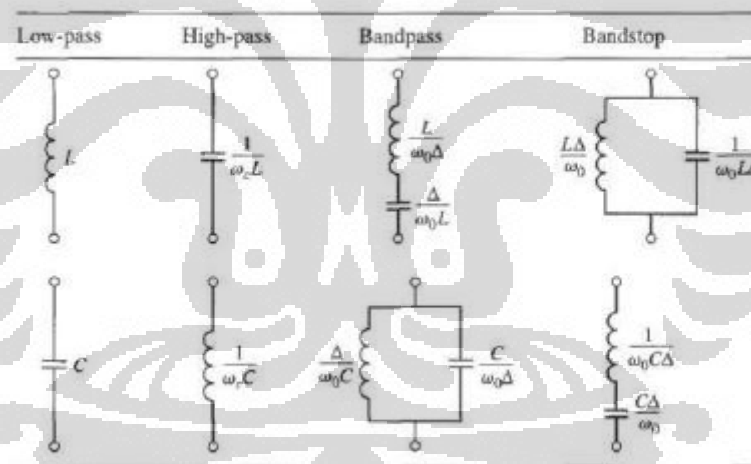
$$C'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta L_k} \quad (2.52b)$$

Kapasitor shunt pada prototipe *lowpass* dikonversi menjadi rangkaian LC seri dengan nilai elemen

$$L'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta C_k} \quad (2.53a)$$

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} \quad (2.53b)$$

Transformasi element dari prototipe *lowpass* menjadi filter *highpass*, *bandpass*, atau *bandstop* diringkas dalam Gambar 2.18.



**Gambar 2.18** Ringkasan transformasi prototipe filter [10]



**BAB 3**  
**PERANCANGAN *QUAD*BAND BPF DENGAN**  
**MENGGUNAKAN KOMPONEN *LUMPED***

**3.1 Spesifikasi Filter**

Perancangan *quadband* BPF dimulai dengan menentukan karakteristik filter yang diharapkan terlebih dahulu. Adapun karakteristik filter yang diharapkan, yaitu frekuensi kerja, *return loss*, *insertion loss*, *bandwidth*, dan *group delay*. Karakteristik tersebut secara rinci terdapat pada Tabel 3.1.

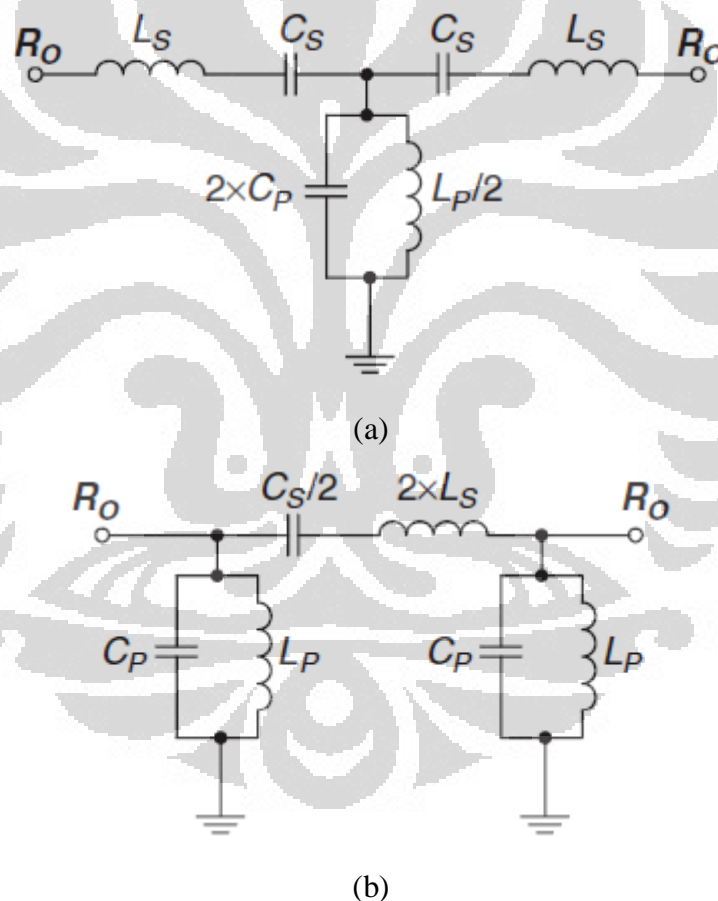
**Tabel 3.1** Spesifikasi BPF yang Dirancang

Spesifikasi	Karakteristik			
	GSM	GSM	WiMAX	LTE
Aplikasi	GSM	GSM	WiMAX	LTE
Frekuensi (GHz)	0.90	1.80	2.30	2.60
Frekuensi tengah (GHz)	0.95	1.85	2.35	2.65
<i>Bandwidth</i> (MHz)	50	100	100	100
<i>Return Loss</i> (dB)	< -10	< -10	< -10	< -10
<i>Insertion Loss</i> (dB)	> -3	> -3	> -3	> -3
VSWR	< 2	< 2	< 2	< 2
<i>Group Delay</i> (ns)	< 10	< 10	< 10	< 10

Spesifikasi tersebut kemudian digunakan sebagai dasar untuk merancang *quadband* BPF. Filter yang dibangun menggunakan komponen *lumped* yang terdiri atas induktor dan kapasitor. *Quadband* BPF dirancang dengan menggunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS) versi 2011.05. Filter yang dirancang pada ADS kemudian disimulasikan dan dievaluasi. Jika belum diperoleh filter yang sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan, dilakukan *tuning* terhadap rancangan filter yang diusulkan hingga filter tersebut memenuhi spesifikasi yang diinginkan seperti yang terdapat pada Tabel 3.1. Jika telah memenuhi spesifikasi yang diinginkan kemudian dilakukan fabrikasi dengan menggunakan komponen *lumped* yang dikhususkan untuk aplikasi *RF/Microwave*.

### 3.2 Konfigurasi BPF dengan Menggunakan Komponen *Lumped*

*Lumped filter* adalah struktur filter yang dibangun dari masing-masing komponen fisik seperti induktor, kapasitor, atau resistor untuk membentuk rangkaian yang dapat melewatkan frekuensi tertentu dan menghambat frekuensi lainnya. Pada [9] dan [10] dijelaskan bahwa untuk mendesain sebuah *singleband* BPF dengan menggunakan komponen *lumped* dapat digunakan konfigurasi rangkaian seperti yang terdapat pada Gambar 3.1a dan Gambar 3.1b. Gambar 3.1a merupakan penggabungan 2 buah BPF *half – section* seperti yang diperlihatkan Gambar 2.5a secara *tank to tank* sedangkan Gambar 3.1b merupakan penggabungan 2 buah BPF *half – section* secara *series to series*.



**Gambar 3.1** Konfigurasi rangkaian *singleband* BPF (a) *tank to tank* dan (b) *series to series*

Agar bekerja pada frekuensi yang diinginkan maka setiap komponen yang terdapat pada Gambar 3.1 harus diberikan nilai yang sesuai. Untuk memperoleh nilai komponen yang sesuai dapat dipergunakan persamaan:

$$L_S = \frac{g_1 R_0}{\omega_0 \Delta} \quad (3.1a)$$

$$C_S = \frac{\Delta}{\omega_0 g_1 R_0} \quad (3.1b)$$

$$L_P = \frac{2\Delta R_0}{\omega_0 g_2} \quad (3.1c)$$

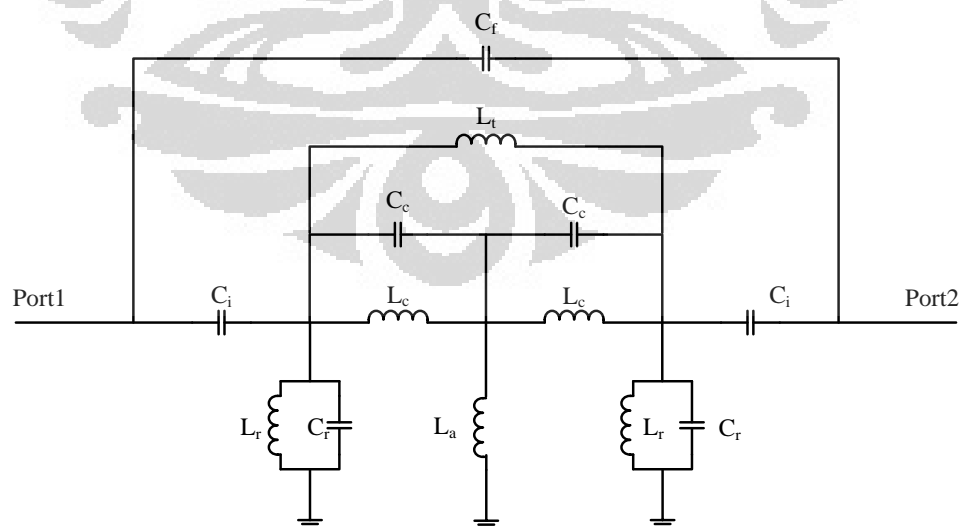
$$C_P = \frac{g_2}{2\omega_0 \Delta R_0} \quad (3.1d)$$

dengan

- $R_0$  adalah  $Z_{in}$  dan  $Z_{out}$  filter
- $\Delta$  adalah *fractional bandwidth*
- $g_1$  dan  $g_2$  adalah nilai elemen prototipe filter butterworth atau chebyshev untuk orde 2
- $\omega_0$  mean aritmatik dari batas-batas frekuensi yang dilewatkan ( $\omega_1$  dan  $\omega_2$ )

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

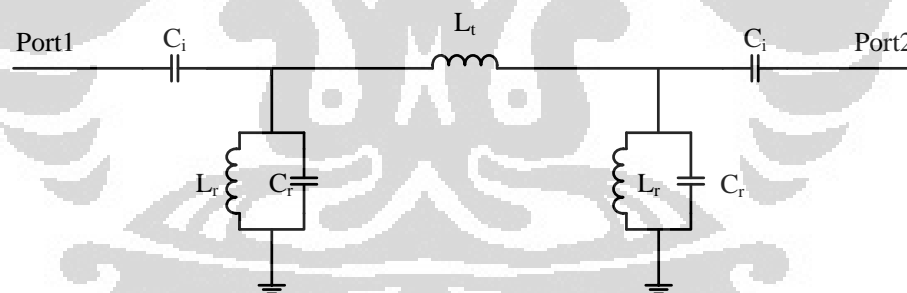
Sedangkan untuk konfigurasi *dualband* BPF dengan menggunakan komponen *lumped* diusulkan pada [1]. Konfigurasi rangkaian yang digunakan pada [1] untuk menghasilkan *dualband* terdapat pada Gambar 3.2.



**Gambar 3.2** Skematik *dualband* BPF yang diusulkan pada [1]

Tantangan dalam mendesain sebuah *dualband lumped element* BPF adalah penggunaan seperangkat komponen *lumped* untuk menghasilkan variasi frekuensi pada resonator dan kopling untuk memperoleh dua *passband*. Pada [1] dijelaskan bahwa respon *dualband* diperoleh sebagai akibat dari adanya interaksi rangkaian yang dibentuk oleh induktor  $L_a$  dan dua resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  dengan filter orde dua yang dibentuk oleh  $L_r$ ,  $L_t$ ,  $C_i$ , dan  $C_r$ .

Pita frekuensi yang lebih rendah ( $\omega_{Lb}$ ) dihasilkan oleh resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  beserta interaksinya dengan dengan  $L_t$ . Untuk menetapkan  $\omega_{Lb}$  dilakukan dengan pemilihan frekuensi resonansi yang sesuai pada resonator yang dikopling oleh  $L_c$  dan  $C_c$  [ $\omega_c = 1/(L_c C_c)^{0.5}$ ].  $\omega_c$  diatur agar sama dengan  $\omega_{Lb}$  untuk menutupi pengaruh resonator yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$ . Resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  bertindak seperti *open* pada  $\omega_{Lb}$  yang menutupi pengaruh dari  $C_c$ ,  $L_c$ , dan  $L_a$ , menyisakan  $L_t$  sebagai element kopling dominan yang aktif di sekitar rentang frekuensi  $\omega_{Lb}$ . Oleh karena itu, skematik yang terdapat pada Gambar 3.2 dapat disederhanakan dengan hanya  $L_t$  sebagai elemen kopling pada pita frekuensi yang lebih rendah ( $\omega_{Lb}$ ) seperti yang diperlihatkan oleh Gambar 3.3.



**Gambar 3.3** Skematik yang disederhanakan pada  $\omega_{Lb}$

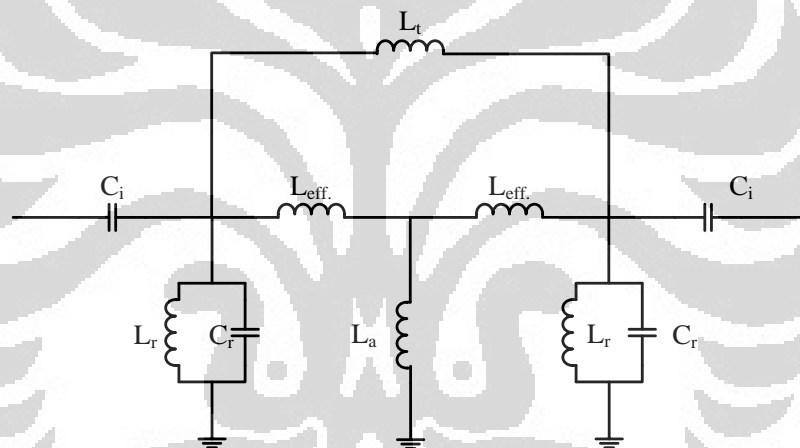
Selain berfungsi sebagai elemen kopling,  $L_t$  diperlukan untuk menghasilkan variasi frekuensi supaya dapat dihasilkan *passband* kedua. Variasi frekuensi pada impedansi haruslah tidak mempengaruhi frekuensi kerja yang lebih rendah. Hal ini dapat dicapai dengan penambahan resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  dimana impedansi masukan diberikan oleh:

$$Z = \frac{j\omega L_c}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \quad (3.2)$$

Impedansi masukan akan bernilai tak terhingga pada pita frekuensi yang lebih rendah ( $\omega_{Lb}$ ) karena mempunyai nilai yang sama dengan  $\omega_c$ . Pada band frekuensi yang lebih tinggi ( $\omega_{Up}$ ), resonator dapat dinyatakan sebagai sebuah induktansi efektif dimana nilainya diberikan oleh:

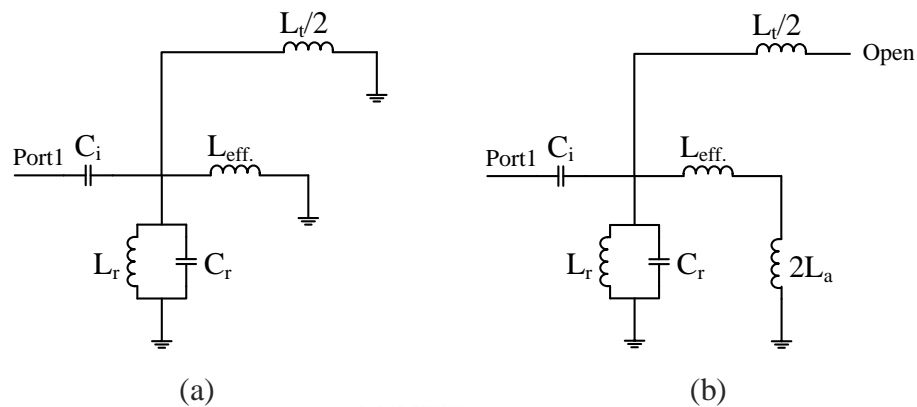
$$L_{eff} = \frac{L_c}{1 - \left(\frac{\omega_{Ub}}{\omega_{Lb}}\right)^2} \quad (3.3)$$

Oleh karena itu, untuk pita frekuensi yang lebih tinggi ( $\omega_{Up}$ ) skematik yang terdapat pada Gambar 3.2 dapat disederhanakan dengan resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  diganti menjadi  $L_{eff}$ , seperti yang diperlihatkan pada Gambar 3.4.



**Gambar 3.4** Skematik yang disederhanakan pada  $\omega_{Ub}$

Pengoperasian rangkaian pita frekuensi yang lebih tinggi dapat dilihat sebagai rangkaian simetris. Bidang simetris diperoleh dengan memecah induktor  $L_a$  menjadi dua induktor paralel dengan nilai masing-masing  $2L_a$ . Dengan memecah rangkaian tersebut dalam bentuk mode resonansi ganjil dan genap, frekuensi resonansi pita frekuensi yang lebih tinggi dapat diketahui. Skematik pada Gambar 3.4 mempunyai mode resonansi ganjil dan genap seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 3.5. Mode resonansi ganjil ditetapkan dengan mengganti bidang simetris dengan sebuah *ground* sedangkan mode resonansi genap ditentukan dengan mengganti bidang simetris dengan sebuah *open*.



**Gambar 3.5** (a) Skematik mode resonansi ganjil  
(b) Skematik mode resonansi genap

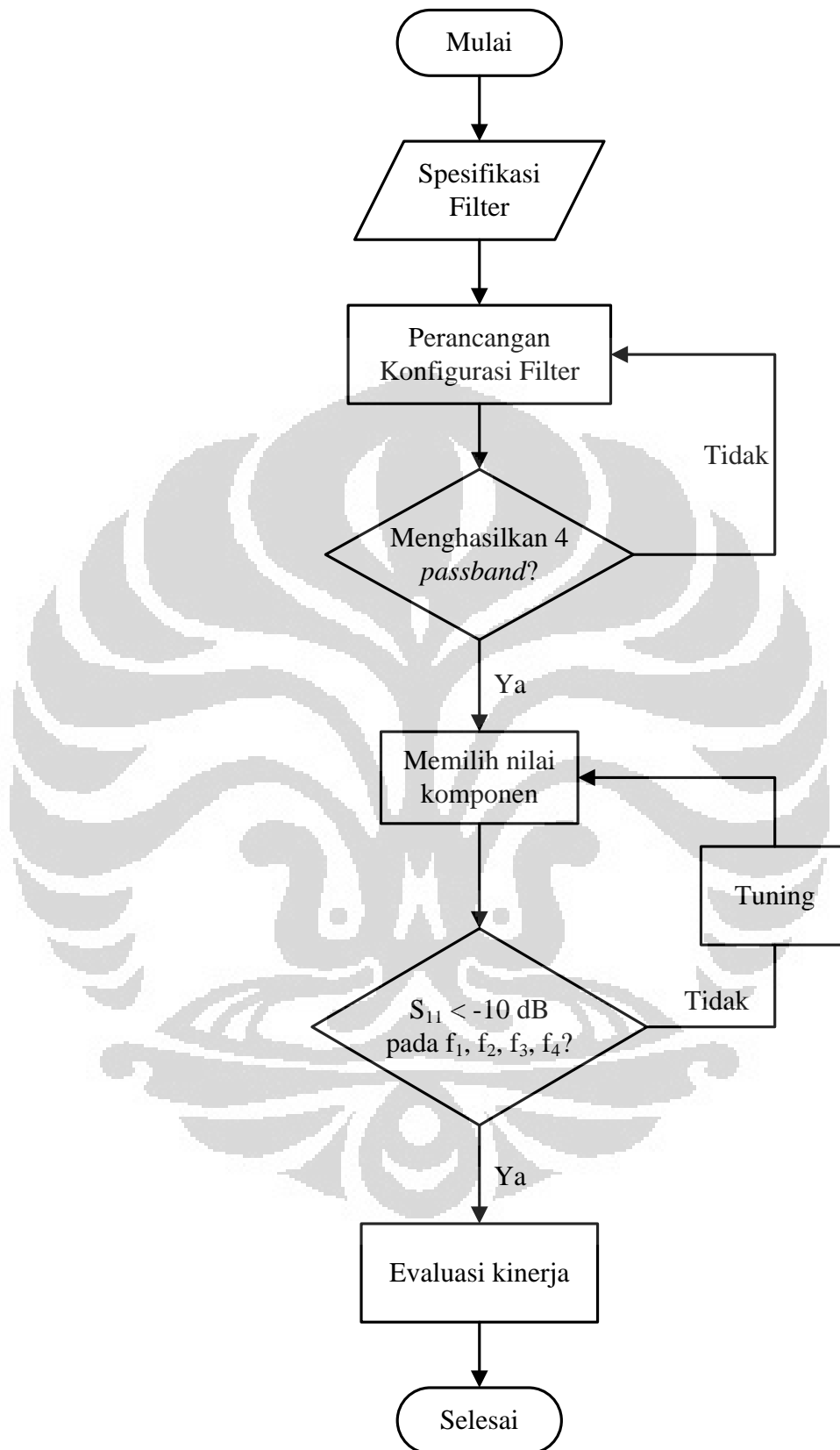
Mode resonansi ganjil tidak mungkin ada secara fisik karena menghasilkan induktansi yang bernilai negatif dimana hal ini mengindikasikan kondisi resonansi non fisik. Oleh karena itu, hanya akan ada mode resonansi genap yang dinyatakan pada frekuensi tengah pita frekuensi yang lebih tinggi melalui persamaan berikut.

$$\omega_{Ub} = \frac{1}{\sqrt{\left( C_r + \frac{C_i}{1 + (\omega_{Ub} Z_0 C_i)^2} \right) \left( \frac{L_r (2L_a + L_{eff.})}{L_r + 2L_a + L_{eff.}} \right)}} \quad (3.4)$$

Resonansi pada pita frekuensi yang lebih tinggi dapat disesuaikan supaya beresonansi pada frekuensi yang diinginkan dengan pemilihan  $L_c$  dan  $L_a$  yang sepantasnya. Karena  $L_c$  dan  $L_a$  tidak mempengaruhi pita frekuensi yang lebih rendah sehubungan dengan pemilihan  $\omega_c$  diatur sama dengan  $\omega_{Lb}$ , resonansi dapat disesuaikan tanpa mempengaruhi pita frekuensi yang lebih rendah, menghasilkan kontrol yang independen pada frekuensi tengah kedua *passband*.

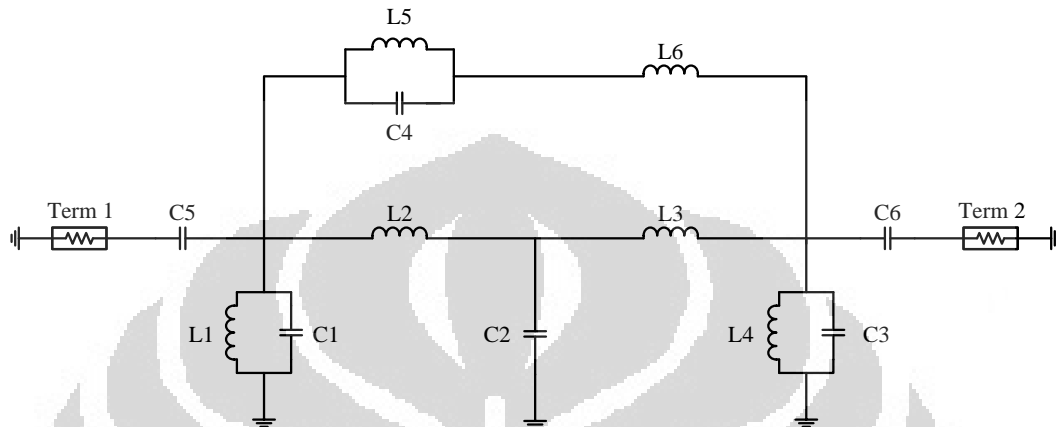
### 3.3 Proses Perancangan *Quadband* BPF

Perancangan filter dengan menggunakan komponen *lumped* menggunakan beberapa tahapan perancangan. Untuk perancangan rangkaian filter digunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS). Adapun diagram alir perancangan *quadband* BPF dengan menggunakan komponen *lumped* adalah seperti yang terlihat pada Gambar 3.6.



**Gambar 3.6** Diagram alir perancangan *quadband* BPF

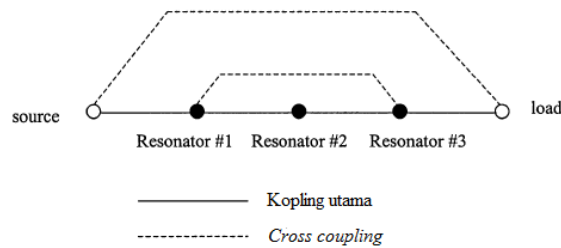
*Quadband* BPF yang dirancang dalam skripsi ini dibangun dengan menggunakan pendekatan *inductive coupling* BPF dan penambahan sejumlah *cross coupling* pada *inductive coupling* BPF tersebut untuk menghadirkan *zero* pada frekuensi tertentu. Konfigurasi *quadband* BPF yang diusulkan dalam skripsi ini seperti yang diperlihatkan oleh Gambar 3.7



**Gambar 3.7** Konfigurasi *quadband* BPF yang dirancang

Konfigurasi pada Gambar 3.7 diperoleh dengan mengevaluasi konfigurasi *dualband* BPF yang diusulkan pada [1] dan pergerakan *zero* pada [14]. Seperti yang dijelaskan sebelumnya, resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  dengan interaksinya terhadap  $L_t$  akan menghasilkan frekuensi resonansi pada pita frekuensi yang lebih rendah yang menjadi *passband* pertama. Induktor  $L_t$  berfungsi sebagai kopling antar resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  tersebut. Dijelaskan juga pada [1], selain berfungsi sebagai kopling antar resonator, induktor  $L_t$ , dengan nilai yang sesuai dapat digunakan untuk menghasilkan *passband* pada frekuensi yang lebih tinggi, yaitu *passband* kedua. *Passband* ketiga dihasilkan dengan penambahan kapasitor di antara resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$ . Untuk mengontrol pergerakan *zero* yang dihasilkan pada *quadband* BPF dapat dilakukan dengan menambahkan *cross coupling* lainnya dengan menggunakan induktor maupun kapasitor di antara dua resonator [14]. Sedangkan *passband* keempat dapat direalisasikan dengan penambahan sebuah induktor lainnya yang juga berfungsi sebagai *cross coupling* untuk memindahkan *zero* dari *infinity* ke frekuensi resonansi yang diinginkan [14]. Letak kopling utama dengan *cross coupling* diperlihatkan pada Gambar 3.8



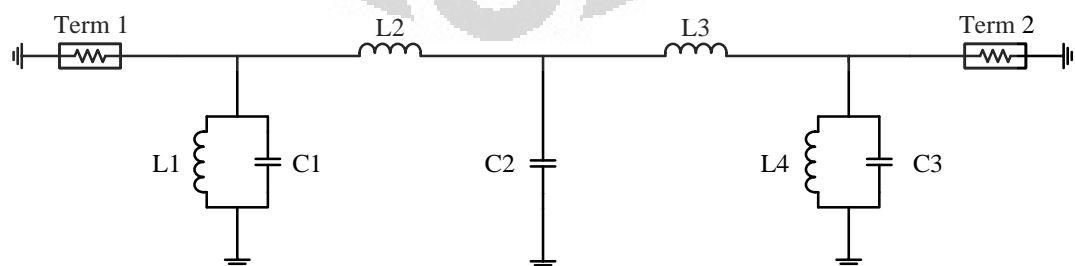


**Gambar 3.8** Skema kopling utama dan *cross coupling* [15]

Menyadari kenyataan tersebut, poin-poin di atas diimplementasikan menjadi konfigurasi rangkaian seperti yang terlihat pada Gambar 3.7. Tidak terdapat lagi resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  seperti pada [1], pada konfigurasi rangkaian yang diusulkan karena pengaruh yang ditimbulkan resonator tersebut akan ditutupi oleh pengaruh dari resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_r$  dan  $C_r$  dengan interaksinya terhadap  $L_r$ . Selain itu, resonator paralel yang dibentuk oleh  $L_c$  dan  $C_c$  perlu dihilangkan agar pita frekuensi ketiga dapat digeser dan menghindari timbulnya harmonik.

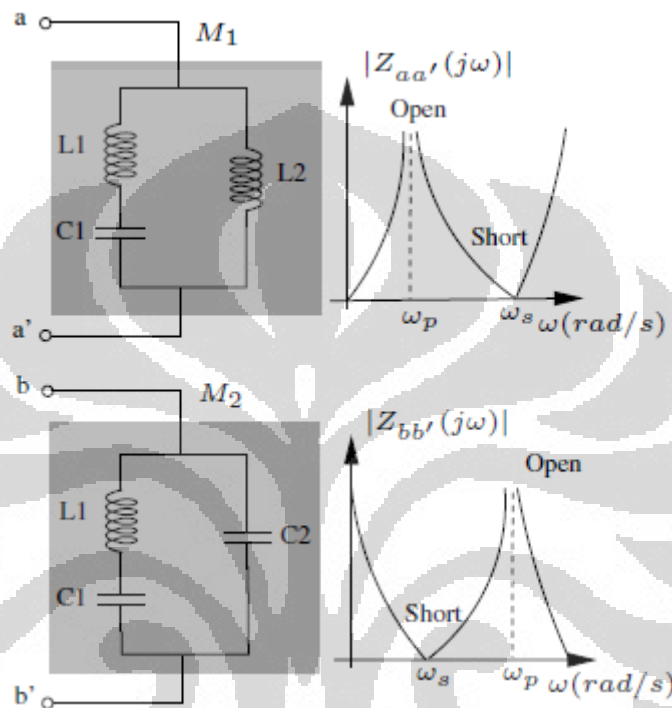
### 3.4 Penentuan Nilai Komponen *Lumped Quadband BPF*

*Quadband BPF* pada Gambar 3.7 didesain agar bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Untuk frekuensi kerja 950 MHz dan 2.35 GHz, komponen yang aktif pada rangkaian yang terdapat pada Gambar 3.7 dapat didekati dengan konfigurasi rangkaian yang terdapat pada Gambar 3.9. Pendekatan ini diperoleh dengan asumsi bahwa komponen  $C_4$ ,  $L_5$ ,  $L_6$  pada Gambar 3.7 hanya akan mempengaruhi frekuensi resonansi yang dihasilkan dari kondisi *zero* dimana ketiga komponen tersebut adalah *cross coupling*.



**Gambar 3.9** Rangkaian *quadband BPF* pada frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz

Pada [16] dijelaskan bahwa sebuah rangkaian multiresonansi yang mempunyai perilaku *short* maupun *open* pada frekuensi tertentu mempunyai frekuensi resonansi pada saat *short* dan *open* itu pula. Gambar 3.10 memperlihatkan contoh rangkaian multiresonansi beserta respon frekuensinya terhadap impedansi totalnya.



**Gambar 3.10** Rangkaian multiresonansi dan respon frekuensinya [16]

Jika digunakan pendekatan bahwa  $L_1 = L_4$ ,  $C_1 = C_3$ , dan  $L_2 = L_3$  maka nilai impedansi total dari rangkaian pada Gambar 3.9 dapat diperoleh dari

$$Z_1 = Z_4 = \frac{sL_1 \times \frac{1}{sC_1}}{sL_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{-sL_1}{s^2L_1C_1 + 1} \quad (3.5a)$$

$$Z_2 = Z_3 = Z_1 + sL_2 = \frac{sL_1}{s^2L_1C_1 + 1} + sL_2 = \frac{s^3L_1L_2C_1 + s(L_1 + L_2)}{s^2L_1C_1 + 1} \quad (3.5b)$$

$$\frac{1}{Z_{950MHz, 2.35GHz}} = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{C_2} = \frac{2}{Z_2} + \frac{1}{C_2} \quad (3.6a)$$

$$Z_{950MHz, 2.35GHz} = \frac{Z_2 \times C_2}{2C_2 + Z_2} = \frac{s^3 L_1 L_2 C_1 + s(L_1 + L_2)}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2 C_2 (L_1 + L_2) + 2(s^2 L_1 C_1 + 1)} \quad (3.6b)$$

$$= \frac{s(s^2 L_1 L_2 C_1 + L_1 + L_2)}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2 (L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + 2}$$

dengan  $Z_1$  adalah impedansi total  $L_1$  dan  $C_1$ ,  $Z_2$  adalah impedansi total  $L_1$ ,  $L_2$  dan  $C_1$ ,  $Z_3$  adalah impedansi total  $L_3$ ,  $L_4$  dan  $C_3$ ,  $Z_4$  adalah impedansi total  $L_4$  dan  $C_3$ , dan  $Z_{Total}$  impedansi total dari semua komponen pada Gambar 3.9.

Kondisi *short* terjadi apabila  $Z_{Total}$  bernilai nol sedangkan kondisi *open* terjadi apabila  $Z_{Total}$  bernilai tak hingga.  $Z_{Total}$  bernilai nol saat *zero* bernilai nol dan  $Z_{Total}$  bernilai tak hingga saat *pole* bernilai nol. Dari  $Z_{Total}$  terlihat bahwa pada rangkaian pada Gambar 3.9 memang hadir sebuah *zero* pada frekuensi yang *finite*. Dengan demikian rangkaian pada Gambar 3.9 akan beresonansi pada tiga frekuensi, yaitu  $\omega_a$ ,  $\omega_b$ , dan  $\omega_c$ . Untuk nilai  $\omega_b$  dimisalkan resonansi saat *zero* bernilai nol

$$0 = s(s^2 L_1 L_2 C_1 + L_1 + L_2) \quad (3.7a)$$

$$0 = s^2 L_1 L_2 C_1 + L_1 + L_2 \quad (3.7b)$$

$$s^2 = -\frac{(L_1 + L_2)}{L_1 L_2 C_1} \quad (3.8)$$

$$\omega_b^2 = \frac{(L_1 + L_2)}{L_1 L_2 C_1} \quad (3.9)$$

dan  $\omega_a$  dan  $\omega_c$  resonansi saat *pole* bernilai nol.

$$0 = s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^2 (L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + 2 \quad (3.10)$$

Dengan menggunakan rumus abc pada persamaan kuadrat, maka:

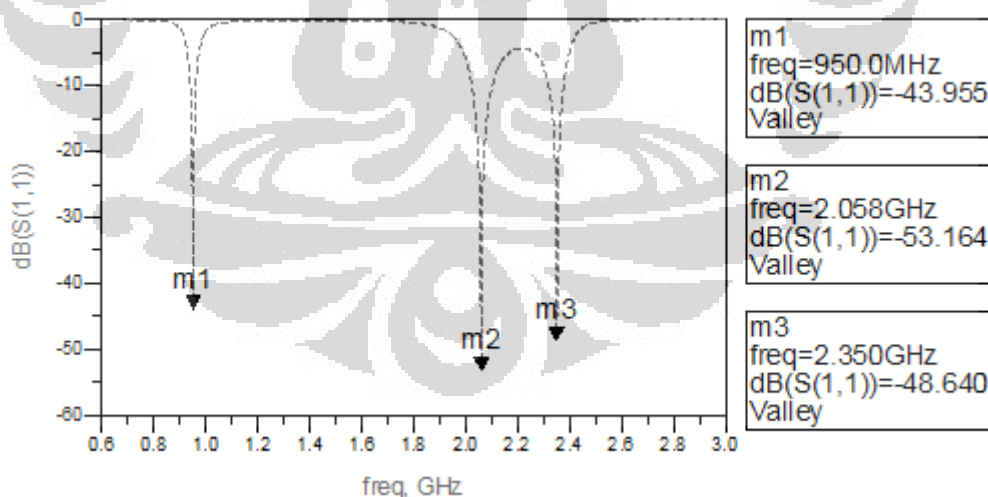
$$\omega_a^2 = \frac{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) - \sqrt{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1)^2 - 8L_1 L_2 C_1 C_2}}{2L_1 L_2 C_1 C_2} \quad (3.11a)$$

$$\omega_c^2 = \frac{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1) + \sqrt{(L_1 C_2 + L_2 C_2 + 2L_1 C_1)^2 - 8L_1 L_2 C_1 C_2}}{2L_1 L_2 C_1 C_2} \quad (3.11b)$$

Berdasarkan perhitungan di atas, maka  $\omega_a < \omega_b < \omega_c$ . Dengan demikian,  $\omega_a$  dapat diatur agar beresonansi pada frekuensi 950 MHz dan  $\omega_c$  juga dapat diatur agar beresonansi pada 2.35 GHz sedangkan  $\omega_b$  akan beresonansi pada frekuensi di antara 950 MHz dan 2.35 GHz. Dengan pemilihan nilai yang sesuai, seperti yang diperlihatkan pada Tabel 3.2 maka filter tersebut akan bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz dan 2.35 GHz dan pada sebuah frekuensi lainnya di antara 950 MHz dan 2.35 GHz. Hasil simulasi  $S_{11}$  diperlihatkan oleh Gambar 3.11.

**Tabel 3.2** Komponen BPF untuk frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz

Komponen	Nilai
L1	0.76 nH
L2	0.80 nH
L3	0.80 nH
L4	0.76 nH
C1	15.6 pF
C2	26.7 pF
C3	15.6 pF

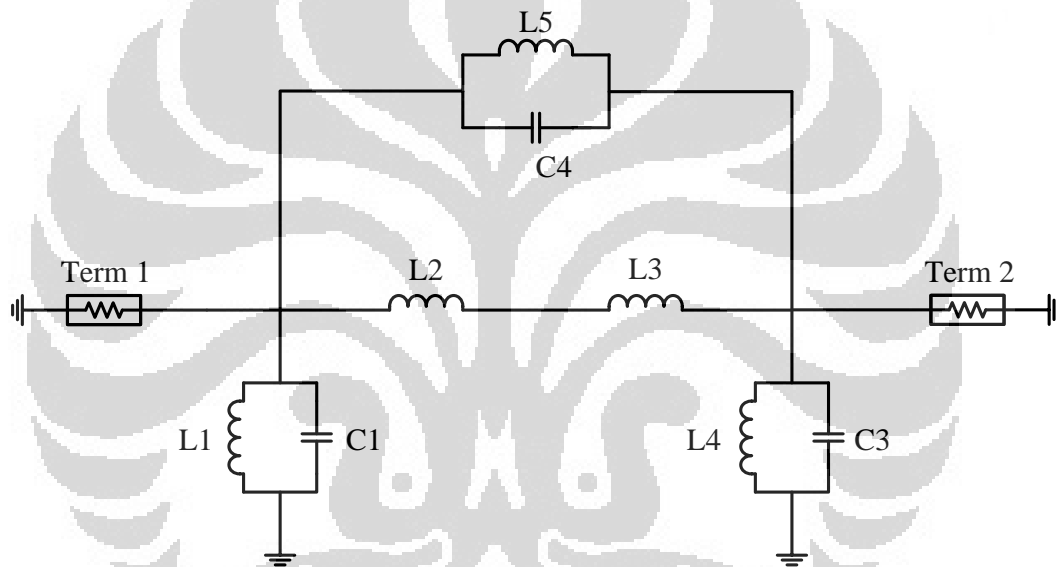


**Gambar 3.11** Hasil simulasi  $S_{11}$  pada frekuensi 950 MHz dan 2.35 GHz

Frekuensi resonansi  $\omega_b$  (m2 pada Gambar 3.11) pada rangkaian yang terdapat pada Gambar 3.9 sebagai hasil dari *zero* tidak mudah diatur untuk dapat beresonansi pada frekuensi tertentu tanpa mempengaruhi frekuensi resonansi  $\omega_a$

( $\omega_1$  pada Gambar 3.11) dan  $\omega_c$  ( $\omega_3$  pada Gambar 3.11). Hal ini sebagaimana dapat dilihat dari persamaan (3.9), (3.11a), dan (3.11b) dimana perubahan pada nilai  $L_1$ ,  $L_2$ , dan  $C_1$  akan mengubah frekuensi resonansi  $\omega_a$ ,  $\omega_b$ , dan  $\omega_c$ . Tetapi apabila diinginkan untuk menggeser frekuensi resonansi  $\omega_a$  dan  $\omega_c$  tanpa mengganggu frekuensi resonansi  $\omega_b$ , dapat dilakukan dengan mengubah nilai  $C_2$ .

Pada skripsi ini  $\omega_b$  tersebut diinginkan sebagai *passband* kedua yang bekerja pada frekuensi 1.85 GHz. Untuk mencapai hal tersebut maka  $\omega_b$  yang muncul pada rangkaian sebagaimana diperlihatkan Gambar 3.9 harus diatur ke frekuensi yang diinginkan tanpa mempengaruhi  $\omega_a$  dan  $\omega_c$ . Untuk mencapai hal tersebut, digunakan konfigurasi rangkaian yang terdapat pada Gambar 3.12.



**Gambar 3.12** Rangkaian *quadband* BPF pada frekuensi 1.85 GHz

Jika digunakan pendekatan bahwa  $L_1 = L_4$ ,  $C_1 = C_3$ , dan  $L_2 = L_3$  maka nilai impedansi total dari rangkaian pada Gambar 3.12 dapat diperoleh berdasarkan persamaan berikut ini.

$$Z_{1.85GHz} = \frac{s^2 (s^2 (4L_1 C_1 L_2 L_5 + 2L_1 L_2 L_5 C_4) + 4L_2 L_5 + L_1 L_5 + 2L_1 L_2)}{s^5 4C_1 C_4 L_1 L_2 L_5 + 2s^3 (L_2 L_5 C_4 + L_1 C_1 (L_5 + 2L_2)) + s(L_5 + 2L_2)} \quad (3.12)$$

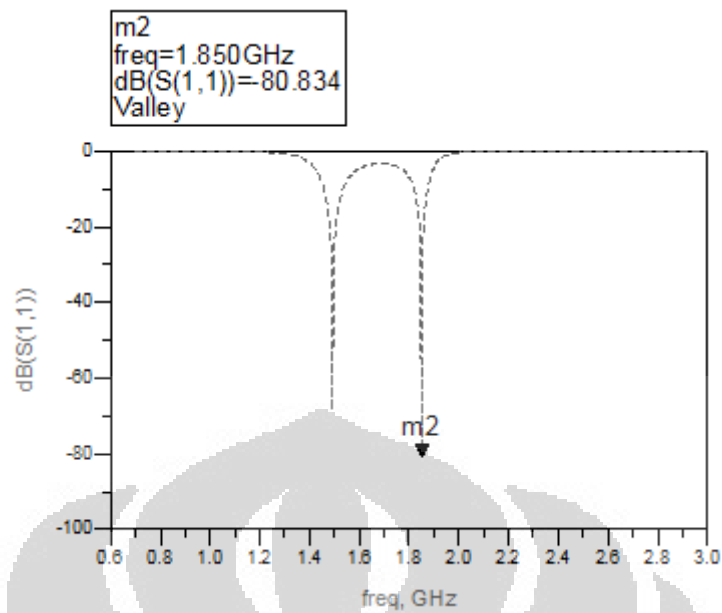
$$\omega_{1.85GHz}^2 = \frac{4L_2 L_5 + L_1 L_5 + 2L_1 L_2}{4L_1 C_1 L_2 L_5 + 2L_1 L_2 L_5 C_4} \quad (3.13)$$

Sebelumnya disebutkan bahwa frekuensi resonansi pada 1.85 GHz akan dihasilkan dengan menggeser frekuensi resonansi yang dai *zero* yang dihasilkan oleh rangkaian pada Gambar 3.9. Untuk menggeser frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *zero* tersebut dapat dilakukan dengan penambahan induktor dan kapasitor sebagai *cross coupling* terhadap kopling utama, induktor untuk mengganggu *zero* tersebut.

Penambahan *cross coupling* ini tidak akan mengganggu ataupun memindahkan frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *pole* karena *cross coupling* ini akan hanya berfungsi untuk mengunci *zero* pada sumbu  $j\omega$  (*real frequency*). Apabila induktor L5 dan C4 pada Gambar 3.12 diganggu atau diubah-ubah nilainya maka frekuensi resonansi yang dihasilkan dari *zero* akan bergeser sedangkan frekuensi resonansi lainnya tidak akan terganggu. Demikian juga sebaliknya, apabila komponen yang sudah ada sebelum penambahan *cross coupling* ini diubah-ubah nilainya maka frekuensi resonansi dari *zero* tidak akan berubah karena *cross coupling* sudah mengunci frekuensi resonansi tersebut pada posisinya. BPF yang bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz dan 2.35 GHz dihasilkan dengan pemilihan nilai komponen L5 dan C4 yang sesuai dan sedikit penyesuaian pada nilai komponen yang terdapat pada Tabel 3.2 maka diperoleh nilai komponen seperti yang terdapat pada Tabel 3.3. Hasil simulasi  $S_{11}$  diperlihatkan oleh Gambar 3.13 untuk frekuensi 1.85 GHz.

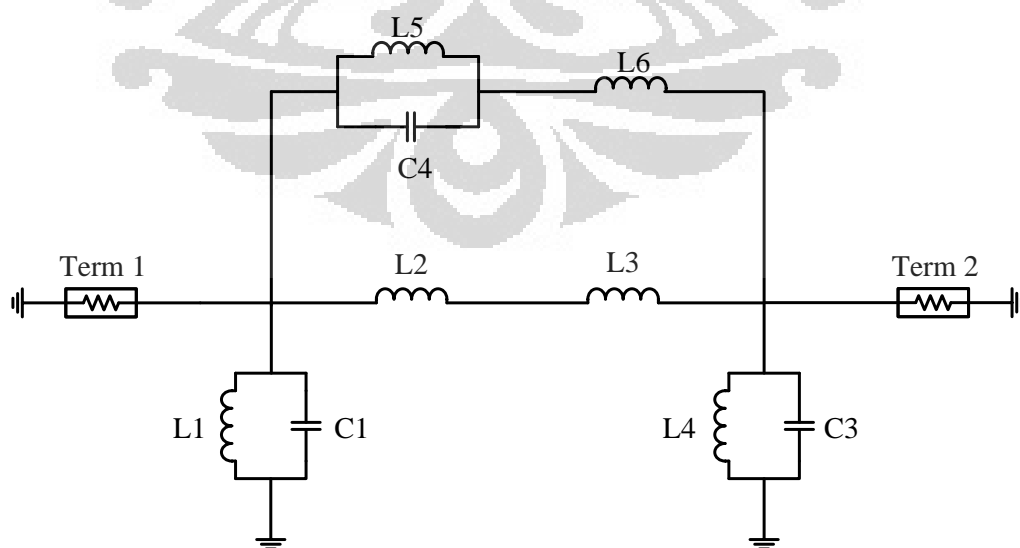
**Tabel 3.3** Komponen BPF untuk frekuensi 1.85 GHz

Komponen	Nilai
L1	0.75 nH
L2	0.75 nH
L3	0.85 nH
L4	0.82 nH
L5	3.14 nH
C1	15.5 pF
C3	15.5 pF
C4	3.71 pF



**Gambar 3.13** Hasil simulasi  $S_{11}$  pada frekuensi 1.85 GHz

Untuk realisasi *passband* keempat, dilakukan dengan memindahkan *zero* dari *infinite* ke frekuensi 2.65 GHz dengan menggunakan induktor L6 yang dipasang secara seri terhadap *cross coupling* yang terdapat pada Gambar 3.12. Pada kondisi ini, induktor L6 juga berfungsi sebagai *cross coupling* bersama-sama dengan induktor L5 dan kapasitor C4. Konfigurasi rangkaian untuk memperoleh *passband* kedua pada 1.85 GHz dan *passband* keempat pada 2.65 GHz seperti yang diperlihatkan pada Gambar 3.14.



**Gambar 3.14** Rangkaian *quadband* BPF pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz

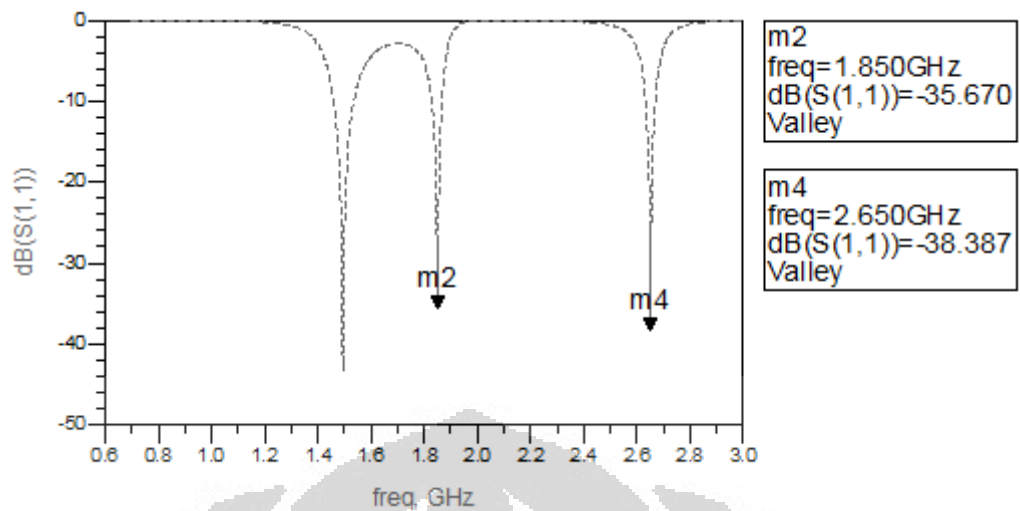
Untuk menggeser frekuensi resonansi kedua menjadi 1.85 GHz dapat dilakukan dengan mengubah-ubah nilai L5 dan C4 sedangkan untuk menggeser frekuensi resonansi keempat menjadi 2.65 GHz dapat dilakukan dengan mengubah-ubah nilai L6 tanpa menggeser frekuensi resonansi kedua secara signifikan. Hal ini bisa dicapai dengan mengatur L5, L6, dan C4 mempunyai sifat impedansi yang berbeda pada kedua frekuensi tersebut. Untuk skripsi ini, L5, L6, dan C4 diatur agar lebih bersifat kapasitif pada frekuensi 1.85 GHz dan lebih bersifat induktif pada frekuensi 2.65 GHz. Dengan pemilihan komponen yang sesuai seperti yang terdapat pada Tabel 3.4, dapat dihasilkan BPF yang bekerja pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz. Hasil simulasi  $S_{11}$  pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 diperlihatkan pada Gambar 3.15.

**Tabel 3.4** Komponen untuk BPF pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz

Komponen	Nilai
L1	0.75 nH
L2	0.85 nH
L3	0.82 nH
L4	0.75 nH
L5	2.64 nH
L6	2.645 nH
C1	15.50 pF
C3	15.50 pF
C4	3.725 pF

Untuk realisasi *quadband* BPF dapat dilakukan dengan memasukkan nilai-nilai komponen yang terdapat pada Tabel 3.2 dan Tabel 3.4 pada rangkaian *quadband BPF* yang terdapat pada Gambar 3.7. Kapasitor C5 dan C6 berfungsi sebagai kopling antara *port* masukan dan *port* keluaran dengan *quadband BPF* dan sekaligus sebagai *DC block* dengan nilai 10 pF. Kapasitor ini tidak memberikan pengaruh yang signifikan terhadap frekuensi resonansi filter. Tabel 3.5 memperlihatkan nilai komponen untuk *quadband BPF* dari Gambar 3.7. Hasil simulasi  $S_{11}$  untuk keempat *passband* diperlihatkan oleh Gambar 3.16.

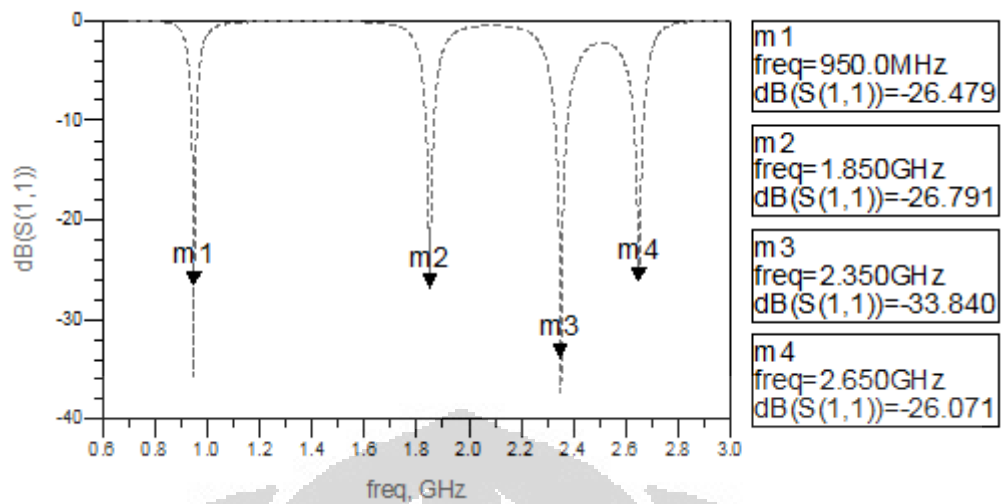




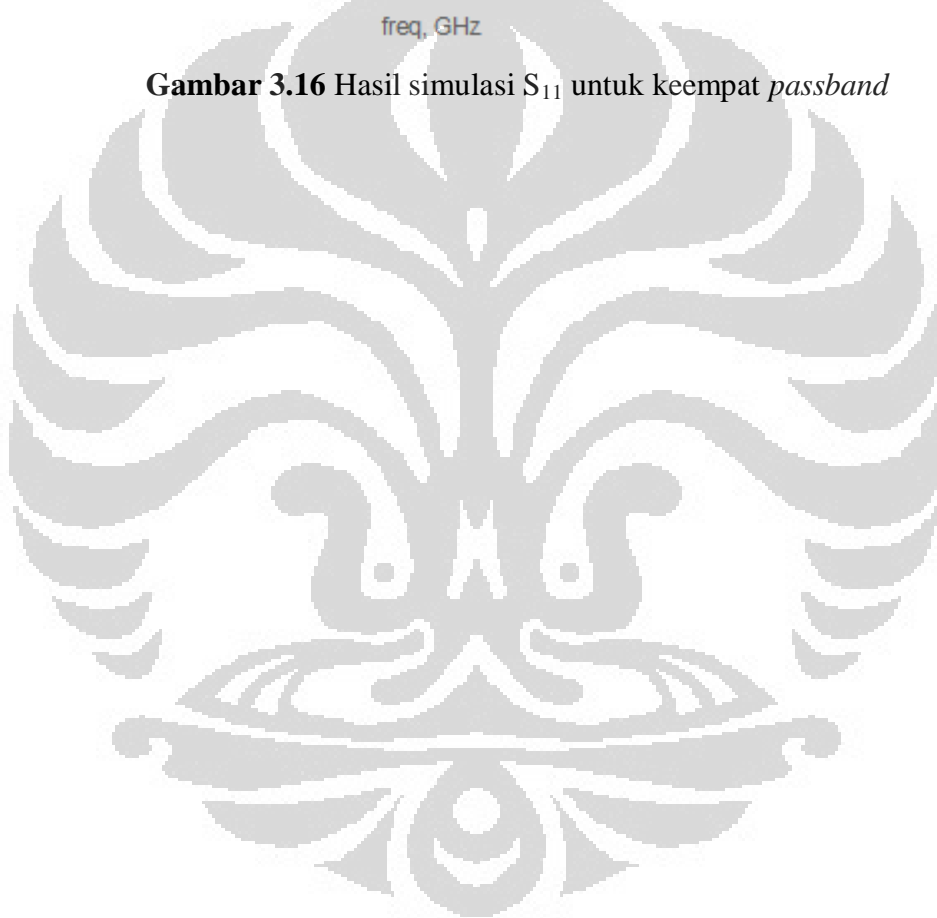
**Gambar 3.15** Hasil simulasi  $S_{11}$  pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.65 GHz

**Tabel 3.5** Komponen BPF untuk keempat *passband*

Komponen	Nilai
L1	0.75 nH
L2	0.85 nH
L3	0.82 nH
L4	0.75 nH
L5	2.74 nH
L6	2.57 nH
C1	15.5 pF
C2	26 pF
C3	15.5 pF
C4	3.7 pF
C5	10 pF
C6	10 pF



**Gambar 3.16** Hasil simulasi  $S_{11}$  untuk keempat *passband*



## BAB 4

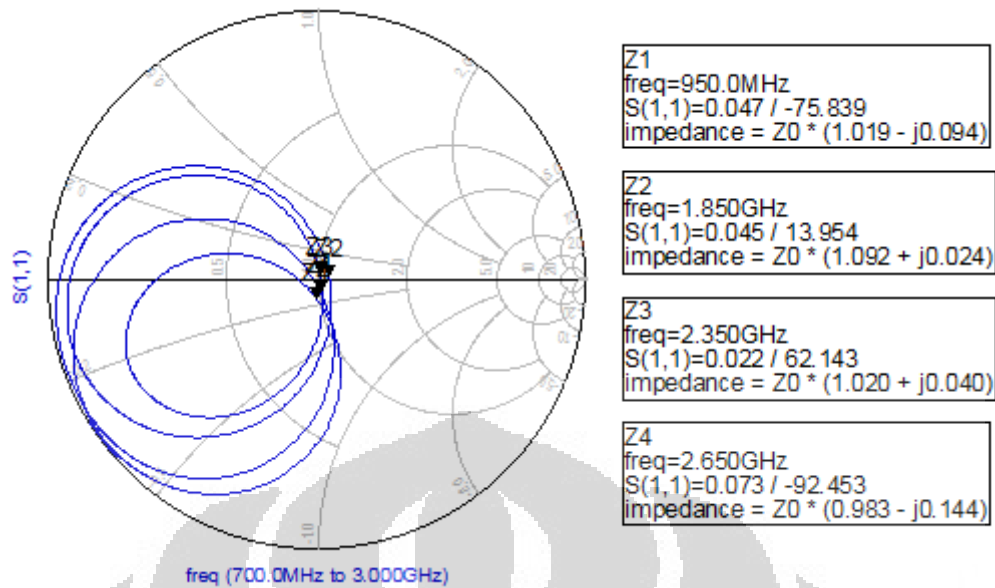
### HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

#### 4.1 Hasil Simulasi *Quadband* BPF

Pada bagian ini akan dibahas kinerja dari *quadband* BPF yang didesain menggunakan perangkat lunak Advanced Design System (ADS) versi 2011.05 untuk dianalisa kinerjanya. Kinerja yang pertama kali akan ditampilkan adalah simulasi *input return loss* ( $S_{11}$ ) yang akan menunjukkan frekuensi dari *quadband* BPF. Kemudian akan ditampilkan nilai *insertion loss*  $S_{21}$  untuk mengetahui seberapa besar daya yang hilang akibat penyisipan filter di antara kedua *port*. VSWR dan  $Z_{IN}$  juga akan ditampilkan untuk mengetahui sejauh mana *matching impedance* yang dihasilkan. Tahapan yang terakhir adalah mengukur *group delay* dari *quadband* BPF tersebut.

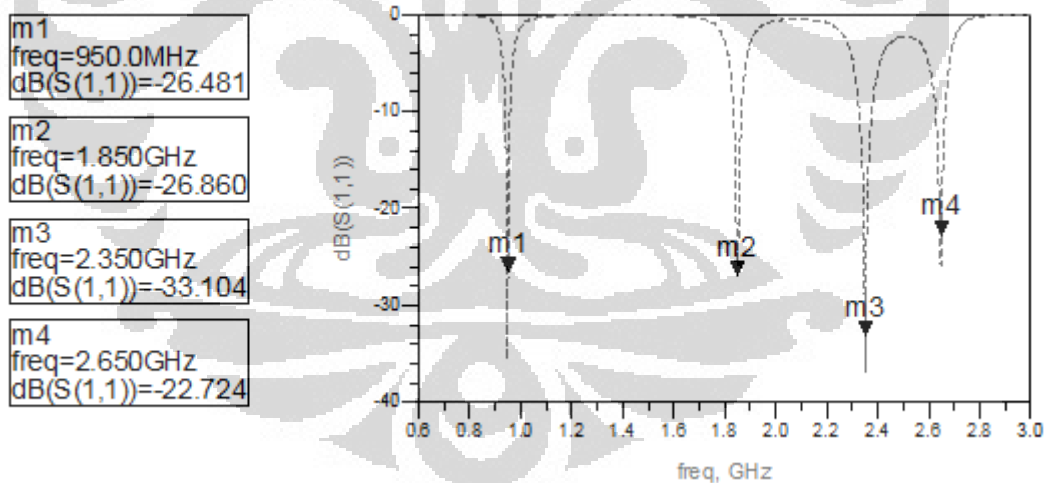
##### 4.1.1 Hasil Simulasi *Input Return Loss* ( $S_{11}$ ) dan $Z_{IN}$

Jika impedansi beban tidak mempunyai nilai yang sama dengan impedansi karakteristik saluran transmisi beban dikatakan tidak *match* (*mismatched*) dengan saluran karena terjadi pemantulan dari gelombang datang. Ketika beban tidak *match*, tidak semua daya yang tersedia dari generator dihantarkan ke beban. Hal ini akan menimbulkan *loss* yang disebut dengan *return loss* (RL). Pada Gambar 4.1 terlihat bahwa impedansi masukan ( $Z_{IN}$ ) pada frekuensi *passband* yang diinginkan, yaitu 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz mempunyai nilai sekitar 50 ohm sesuai dengan nilai impedansi karakteristik yang digunakan dalam perancangan ini. Dengan demikian akan semakin kecil daya yang dipantulkan kembali pada keempat *passband* karena rangkaian tersebut mendekati kondisi *matching* sempurna.



**Gambar 4.1** Hasil Simulasi  $Z_{IN}$

Hasil simulasi *input return loss* ( $S_{11}$ ) rangkaian *quadband BPF* diperlihatkan pada Gambar 4.2. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband BPF* mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda.

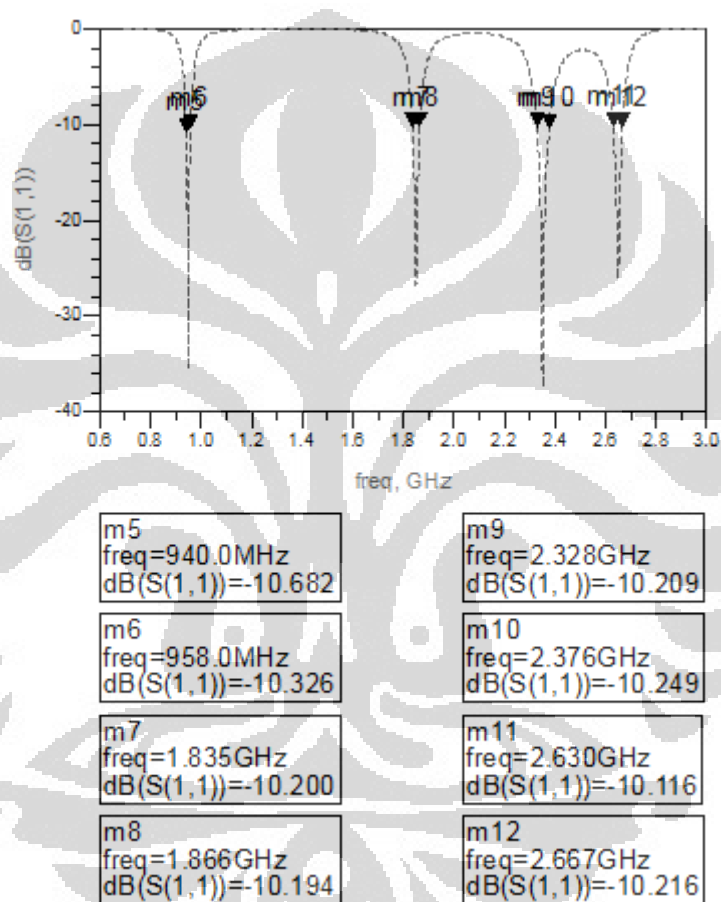


**Gambar 4.2** Hasil simulasi *input return loss* ( $S_{11}$ )

Nilai  $S_{11}$  yang kecil mengakibatkan *transmissi power* ke *quadband BPF* dari sumber berjalan lebih optimal. Pada Gambar 4.2 dapat dilihat bahwa grafik  $S_{11}$  memiliki nilai yang mendekati nilai terendah pada frekuensi tengahnya, yaitu pada 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Dari hasil simulasi

tersebut, dapat disimpulkan bahwa *quadband* BPF dapat bekerja pada keempat frekuensi yang diinginkan.

Untuk *quadband* BPF ini, dengan menggunakan nilai *return loss* lebih kecil dari -10 dB, bandwidth yang diperoleh adalah sebesar 18 MHz dan 31 MHz untuk aplikasi GSM, 48 untuk aplikasi WiMAX, dan 37 MHz untuk aplikasi LTE. Hasil simulasi perhitungan *bandwidth* pada  $S_{11}$  seperti yang diperlihatkan pada Gambar 4.3.

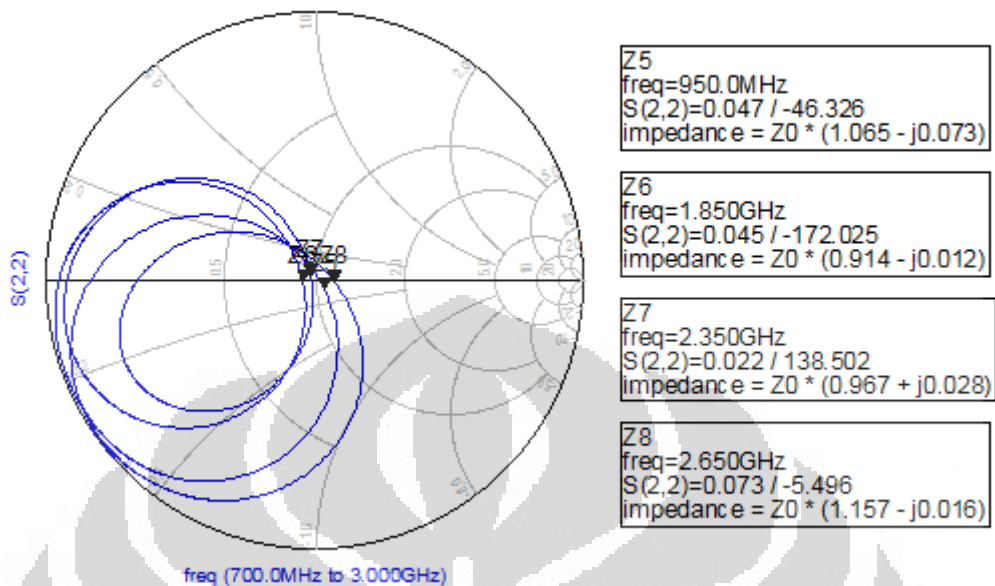


Gambar 4.3 Hasil simulasi perhitungan *bandwidth* pada  $S_{11}$

#### 4.1.2 Hasil Simulasi *Output Return Loss* ( $S_{22}$ ) dan $Z_{OUT}$

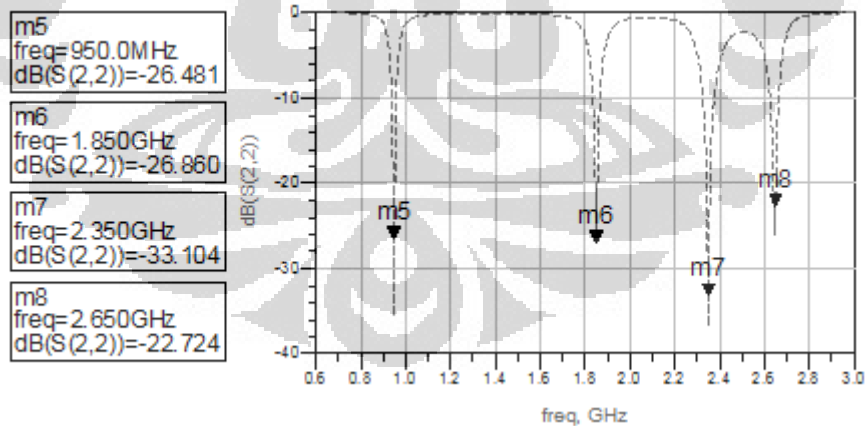
Pada Gambar 4.4 terlihat bahwa impedansi keluaran ( $Z_{OUT}$ ) pada frekuensi *passband* yang diinginkan, yaitu 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz mempunyai nilai sekitar 50 ohm hampir sama dengan nilai impedansi masukan ( $Z_{IN}$ ) dan sesuai dengan nilai impedansi karakteristik yang digunakan dalam perancangan ini. Dengan demikian akan semakin kecil daya yang dipantulkan

kembali pada keempat *passband* karena rangkaian tersebut mendekati kondisi *matching* sempurna.



**Gambar 4.4** Hasil Simulasi  $Z_{OUT}$

Hasil simulasi *output return loss* ( $S_{22}$ ) rangkaian *quadband BPF* diperlihatkan pada Gambar 4.5. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband BPF* mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda.



**Gambar 4.5** Hasil simulasi *output return loss* ( $S_{22}$ )

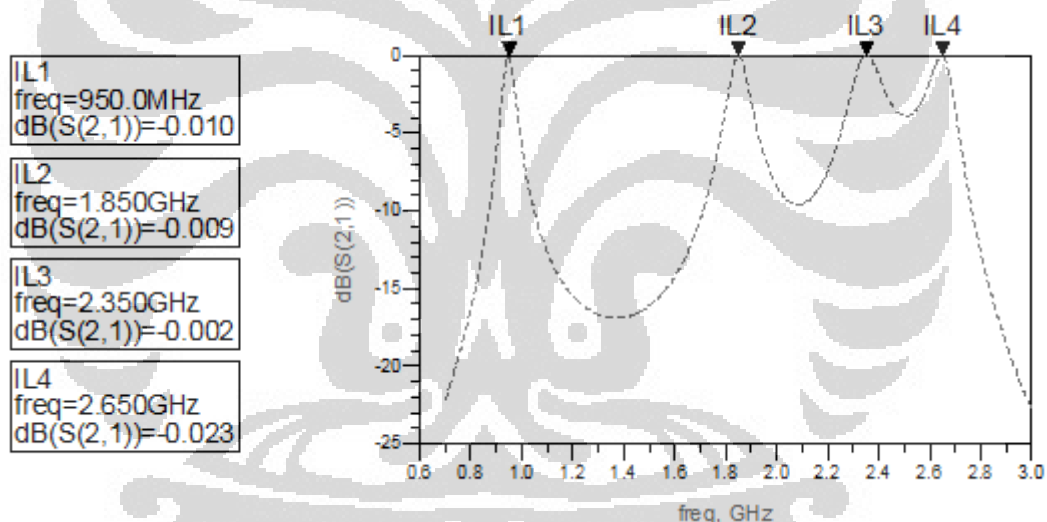
Nilai *output return loss* yang kecil mengakibatkan *transmissi power* ke *quadband BPF* dari sumber berjalan lebih optimal. Pada Gambar 4.5 dapat dilihat bahwa grafik  $S_{22}$  memiliki nilai yang mendekati nilai terendah pada frekuensi tengahnya, yaitu pada 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz.

Dari hasil simulasi tersebut, dapat disimpulkan bahwa *quadband* BPF dapat bekerja pada keempat frekuensi yang diinginkan.

#### 4.1.3 Hasil Simulasi *Insertion Loss* ( $S_{21}$ )

Hasil simulasi *insertion loss* ( $S_{21}$ ) rangkaian *quadband* BPF diperlihatkan pada Gambar 4.6 berikut ini. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda.

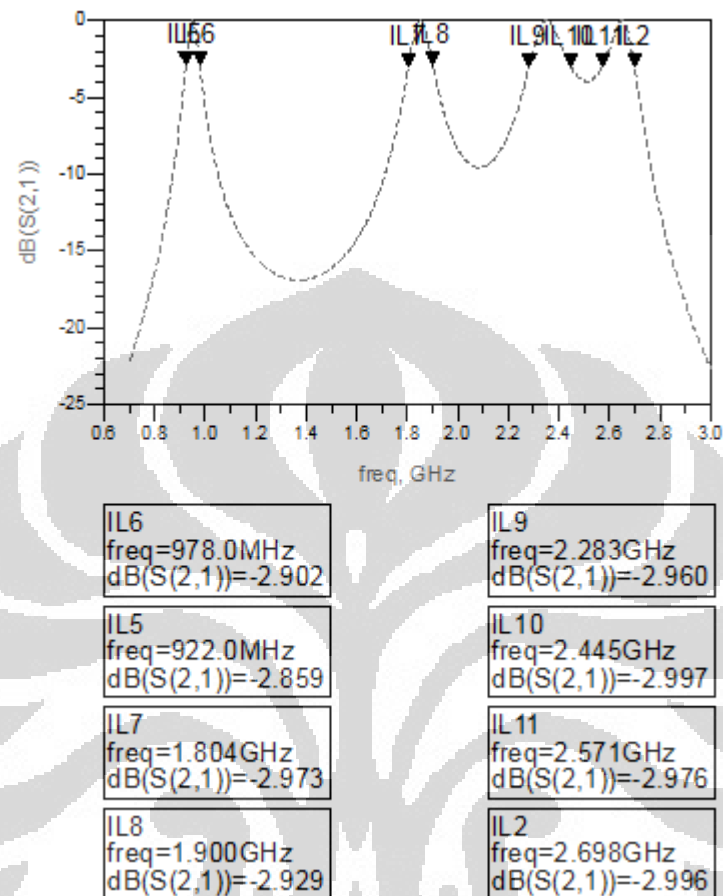
Nilai *insertion loss* yang mendekati nol menunjukkan semakin kecil daya yang hilang akibat penyisipan filter di antara kedua *port*. Pada Gambar 4.6 dapat dilihat bahwa grafik  $S_{21}$  memiliki nilai yang mendekati nol pada frekuensi tengahnya, yaitu pada 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz. Dari hasil simulasi tersebut, dapat disimpulkan bahwa *quadband* BPF dapat bekerja pada keempat frekuensi yang diinginkan.



**Gambar 4.6** Hasil simulasi *insertion loss* ( $S_{21}$ )

Untuk *quadband* BPF ini, dengan menggunakan nilai *insertion loss* lebih besar dari -3 dB, bandwidth yang diperoleh adalah sebesar 56 MHz dan 96 MHz untuk aplikasi GSM, 162 MHz untuk aplikasi WiMAX, dan 127 MHz untuk aplikasi LTE. *Bandwidth* pada  $S_{21}$  merupakan nilai yang umum dipergunakan untuk merepresentasikan *bandwidth* sebuah filter, tetapi pada beberapa aplikasi tertentu selain bandwidth  $S_{11}$  juga harus diperhatikan sesuai spesifikasi yang diinginkan. Bandwidth pada  $S_{21}$  menunjukkan rentang frekuensi di mana terjadi hilangnya daya yang ditransmisikan tidak lebih dari -3 dB sedangkan bandwidth

pada  $S_{11}$  menunjukkan rentang frekuensi di mana terjadi VSWR lebih kecil dari 2. Hasil simulasi *bandwidth* pada  $S_{21}$  seperti yang diperlihatkan pada Gambar 4.7.

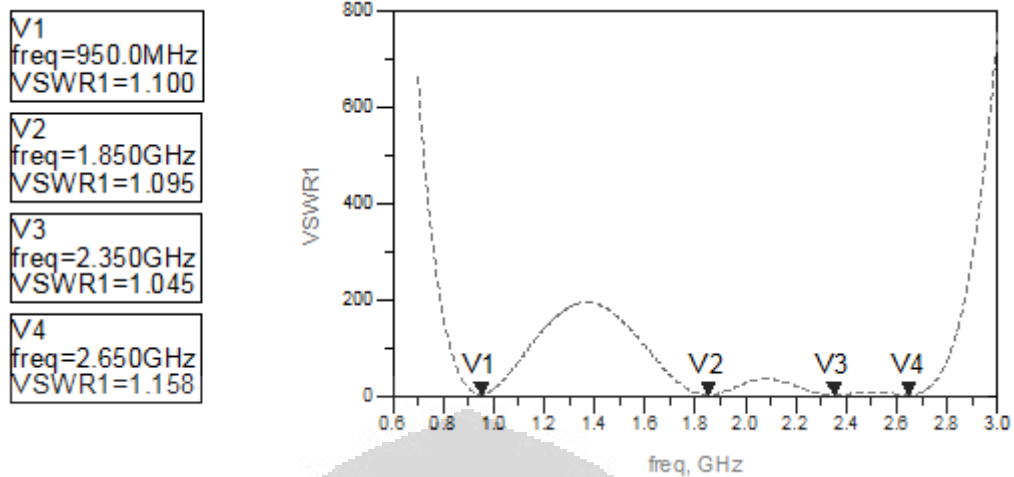


Gambar 4.7 Hasil simulasi *bandwidth* pada  $S_{21}$

#### 4.1.4 Hasil Simulasi VSWR

VSWR pada rangkaian ideal bernilai satu. Semakin VSWR mendekati nilai 1, rangkaian semakin baik. Nilai VSWR masing-masing frekuensi telah mencapai kondisi yang diharapkan, yaitu memiliki nilai antara 1 – 2 pada semua frekuensi kerja *quadband BPF* tersebut. Dari Gambar 4.8 tampak bahwa hasil simulasi VSWR mendekati nilai 1 pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz 2.35 GHz dan 2.65 GHz.

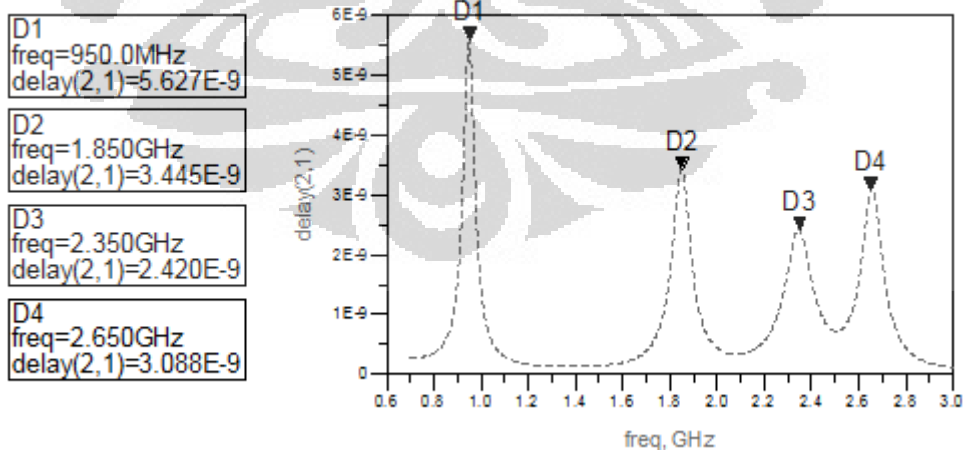




**Gambar 4.8** Hasil Simulasi VSWR

#### 4.1.5 Hasil Simulasi *Group Delay*

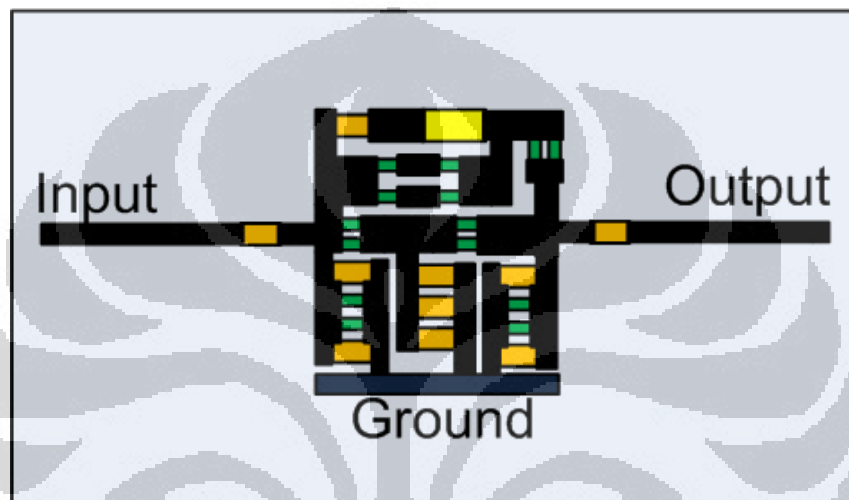
Gambar 4.9 menunjukkan *group delay* yang terjadi pada keempat *passband* yang diinginkan, yaitu 950 MHz, 1.85 GHz, 2,35 GHz dan 2,65 GHz. Pada 950 MHz terjadi *group delay* sebesar 5.627 ns, pada 1.85 GHz terjadi *group delay* sebesar 3.445 ns, pada 2.35 GHz terjadi *group delay* sebesar 2.420 ns, dan pada 2.65 GHz terjadi *group delay* sebesar 3.088 ns. Hal ini menunjukkan bahwa *group delay* yang terjadi kurang dari 10 ns. Dengan demikian tidak akan menyebabkan perubahan fasa yang signifikan sehingga tidak menyebabkan terjadinya distorsi pada sinyal yang dilewatkan.



**Gambar 4.9** Hasil Simulasi *Group Delay*

#### 4.2 Fabrikasi *Quadband* BPF

Rangkaian *quadband* BPF yang dirancang terbukti memiliki kinerja yang bagus seperti yang diperlihatkan pada hasil simulasinya. Filter tersebut kemudian difabrikasi ke *Printed Circuit Board* (PCB). Untuk merancang PCB digunakan bantuan perangkat lunak Microsoft Visio. Hasil perancangan *layout* PCB dan hasil fabrikasi *quadband* BPF diperlihatkan masing-masing pada Gambar 4.10 dan Gambar 4.11.



Gambar 4.10 *Layout* PCB

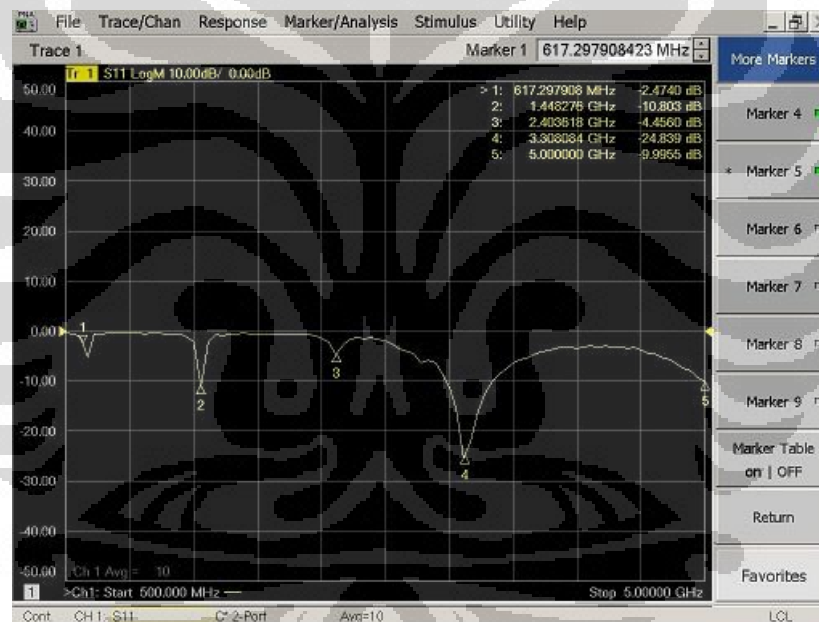


Gambar 4.11 *Quadband* BPF hasil fabrikasi

*Quadband* BPF hasil fabrikasi diukur pada ruang Lab. Telekomunikasi *Anechoic Chamber* lantai 4 Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

#### 4.2.1 Hasil Fabrikasi $S_{11}$

Hasil fabrikasi *input return loss* ( $S_{11}$ ) rangkaian *quadband* BPF diperlihatkan oleh Gambar 4.12. Hasil pengukuran menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF hasil fabrikasi sebenarnya mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda, tetapi tidak beroperasi pada frekuensi kerja yang diinginkan. Terjadi pergeseran frekuensi sebesar 333 MHz pada frekuensi pertama, 402 MHz pada frekuensi kedua, 53 MHz pada frekuensi ketiga, dan 658 MHz pada frekuensi keempat.



Gambar 4.12 *Input return loss* hasil fabrikasi

#### 4.2.2 Hasil Fabrikasi $S_{21}$

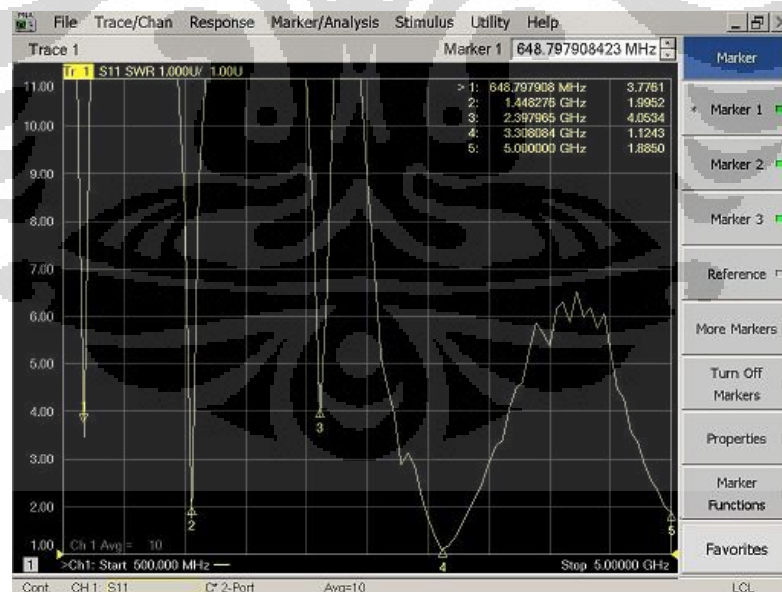
Hasil pengukuran *insertion loss* ( $S_{21}$ ) rangkaian *quadband* BPF diperlihatkan oleh Gambar 4.13 berikut ini. Hasil simulasi menunjukkan bahwa rangkaian *quadband* BPF hasil fabrikasi tidak mampu beroperasi pada empat frekuensi yang berbeda. Nilai *insertion loss* yang diharapkan berada di atas -3 dB tidak tercapai seperti yang diperlihatkan Gambar 4.13.



**Gambar 4.13** Insertion loss hasil fabrikasi

#### 4.2.3 Hasil Fabrikasi VSWR

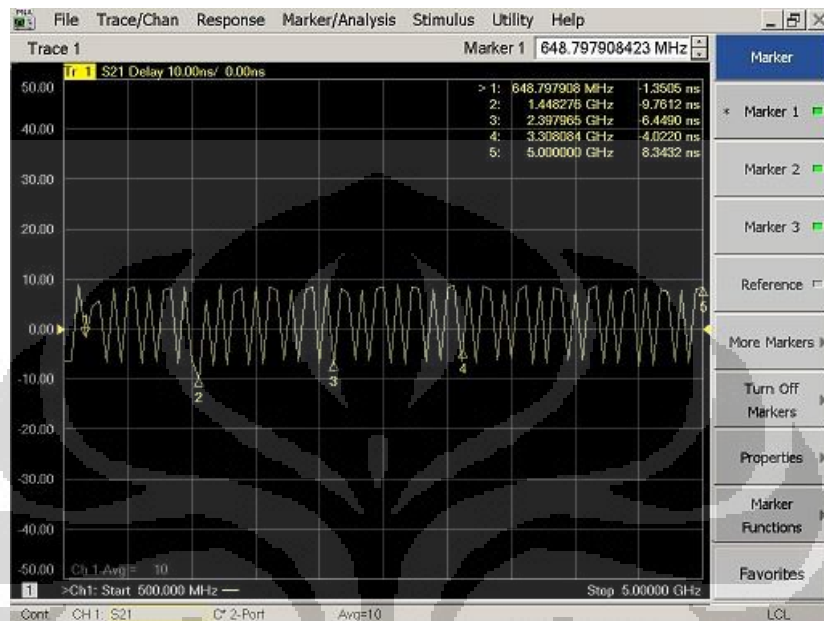
Dari Gambar 4.14 terlihat bahwa hasil simulasi VSWR pada frekuensi yang diharapkan tidak tercapai. Nilai VSWR yang seharusnya berada di bawah 2 pada frekuensi kerja 950 MHz, 1,85 GHz, 2,35 GHz dan 2,65 GHz tidak terpenuhi.



**Gambar 4.14** VSWR hasil fabrikasi

#### 4.2.4 Hasil Fabrikasi *Group Delay*

Gambar 4.15 menunjukkan *group delay* yang terjadi pada *quadband BPF* hasil fabrikasi. Seperti yang terlihat pada Gambar 4.15 *group delay* yang terjadi di bawah 10 ns sehingga tidak akan terjadi distorsi pada sinyal yang dilewatkan.



Gambar 4.15 *Group delay* hasil fabrikasi

#### 4.3 Analisa Kesalahan Umum

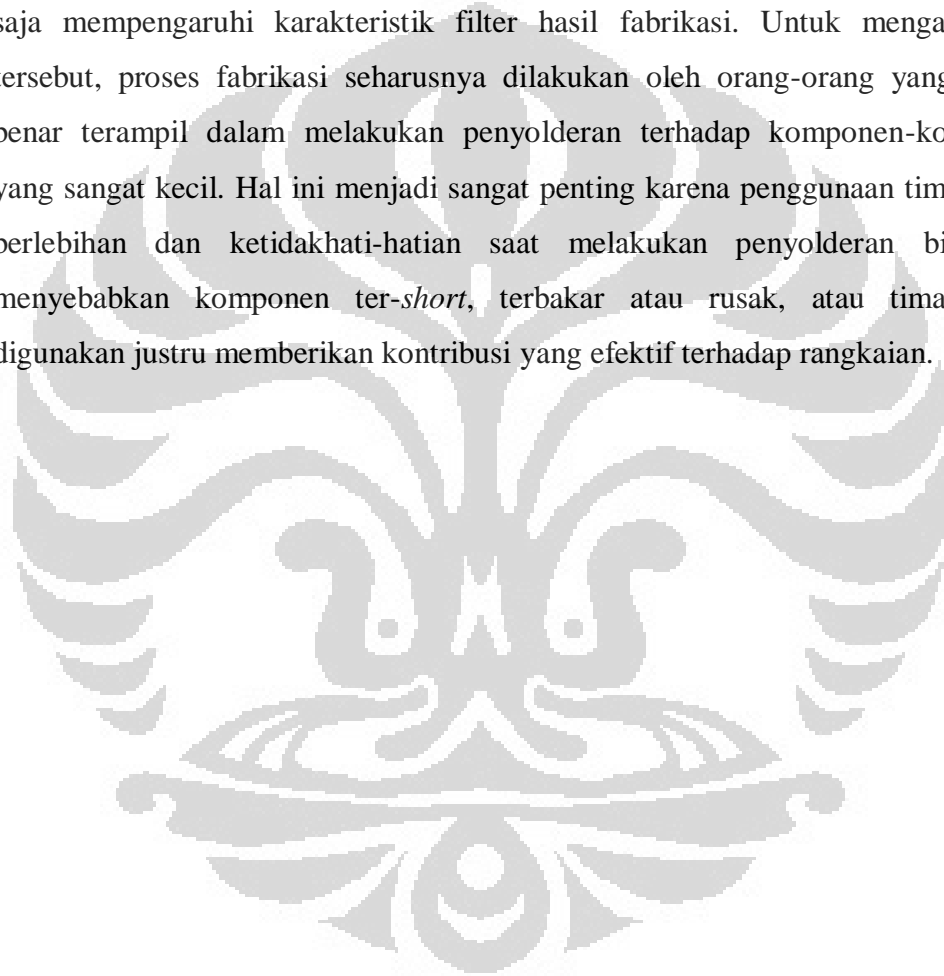
Hasil simulasi dan hasil pengukuran menunjukkan hasil yang sangat berbeda. Hasil simulasi menunjukkan kalau rangkaian yang diusulkan pada skripsi ini memenuhi spesifikasi teknis yang diharapkan, yaitu bekerja secara bersamaan pada frekuensi 950 MHz dan 1.85 GHz untuk aplikasi GSM, 2.35 GHz untuk aplikasi WiMAX, dan 2.65 GHz untuk aplikasi LTE. Filter yang dirancang juga memenuhi beberapa spesifikasi, yaitu memiliki nilai *return loss*  $S_{11} < -10$  dB, *insertion loss*  $S_{21} > -3$  dB, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* kurang dari 10 ns. Tetapi ketika hasil simulasi dicoba diimplementasikan menjadi sebuah alat nyata, ternyata terdapat perbedaan yang sangat jauh di mana hasil fabrikasi tidak mencapai spesifikasi teknis yang diharapkan. Penyebab terjadinya ketidaksesuaian itu antara lain adalah sebagai berikut.

1. Perancangan dengan ADS yang menggunakan kondisi ideal pada semua komponen yang digunakan, tetapi pada saat fabrikasi komponen yang digunakan bukan komponen ideal. Komponen yang digunakan memiliki nilai

toleransi beberapa persen dari nilai tertulisnya, dimana nilai komponen lebih besar atau lebih kecil beberapa persen dari nilai tertulisnya.

2. Proses penyolderan yang tidak sempurna. Hal ini merupakan faktor utama penyebab ketidaksesuaian antara hasil simulasi dengan hasil fabrikasi. Timah solder yang terlalu banyak dan panas mungkin telah merusak beberapa komponen sehingga tidak berfungsi sebagaimana layaknya.

Selain itu substrat yang digunakan sebagai bahan membentuk PCB mungkin saja mempengaruhi karakteristik filter hasil fabrikasi. Untuk mengatasi hal tersebut, proses fabrikasi seharusnya dilakukan oleh orang-orang yang benar-benar terampil dalam melakukan penyolderan terhadap komponen-komponen yang sangat kecil. Hal ini menjadi sangat penting karena penggunaan timah yang berlebihan dan ketidakhati-hatian saat melakukan penyolderan bisa jadi menyebabkan komponen *ter-short*, terbakar atau rusak, atau timah yang digunakan justru memberikan kontribusi yang efektif terhadap rangkaian.



## BAB 5

### KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa kinerja *quadband* BPF yang telah disimulasikan dan juga dari hasil pabrikan maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

- a. *Quadband* BPF yang dirancang ini mampu bekerja pada frekuensi bekerja pada frekuensi tengah 950 MHz, 1.85 GHz, 2.35 GHz, dan 2.65 GHz dengan lebar *bandwidth* masing-masing 18 MHz, 31 MHz, 48 MHz, dan 37 MHz di mana frekuensi-frekuensi tersebut merupakan alokasi frekuensi untuk aplikasi teknologi GSM, WiMAX, dan LTE.
- b. *Quadband BPF* memiliki *bandwidth* sebesar 56 MHz dan 96 MHz untuk aplikasi GSM, 162 MHz untuk aplikasi WiMAX, dan 127 MHz untuk aplikasi LTE pada *insertion loss* lebih besar dari -3 dB.
- c. *Quadband BPF* ini memiliki nilai *return loss*  $S_{11} < -10$  dB, *insertion loss*  $S_{21} > -3$  dB, dan VSWR antara 1 – 2 dengan *group delay* kurang dari 10 ns.
- d. Dari hasil simulasi ditunjukkan bahwa *quadband* BPF ini telah mencapai kinerja yang diharapkan sesuai frekuensi teknis yang ditetapkan.
- e. Hasil pengukuran *quadband* BPF hasil fabrikasi menunjukkan ketidaksesuaian dibandingkan dengan hasil perancangan dengan menggunakan perangkat lunak Advanced Design System (ADS) versi 2011.05.
- f. Ketidaksuaian tersebut timbul akibat ketidaksempurnaan yang terjadi selama proses fabrikasi.

## DAFTAR REFERENSI

- [1] Joshi, Himanshu. *"Multiband RF Bandpass Filter Design"*. Indiana : Purdue University.
- [2] Bahl, Inder. *"Lumped Elements for RF and Microwave Circuits"*. Boston : Artech House
- [3] Guo, Yong-Xin, L.C. Ong, M. Y. W. Chia, dan B. Luo. *"Dual-Band Bandpass Filter in LTCC"*. Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International.
- [4] Supriyanto, Toto. *"Perancangan BPF Aktif dengan Resistansi Negatif Untuk Mobile Wimax Pada Frekuensi 2.3 GHz"*. Depok : Universitas Indonesia 2009.
- [5] Steer, Michael. *Microwave and RF Design : A Systems Approach*. North Carolina : SciTech Publishing, Inc. 2010.
- [6] Cairunissa, Cindy. *"Perancangan Filter MEM-TFBAR Untuk Aplikasi Mobile Wimax 2.3 GHz"*. Depok : Universitas Indonesia 2010.
- [7] Fathoni, Achmad Budi. *"Rancang Bangun Multiband dengan Folded Dual Cross Open Stub"*. Depok : Universitas Indonesia 2012.
- [8] Sugiono, Erwin. *"Perancangan Dual Band High Power Amplifier untuk Mobile WIMAX dan LTE pada Frekuensi 2.35 GHz dan 2.65 GHz"*. Depok : Universitas Indonesia
- [9] Sayre, Cotter W. *Comple Wireless Design Second Edition*. New York : The McGraw-Hill Companies, Inc. 2008.
- [10] Pozar, David M. *Microwave Engineering Third Edition*. New Jersey : John Wiley & Son, Inc.
- [11] Hayt, William H, Jr dan John A. Buck. *Elektromagnetika Edisi Ketujuh*. Jakarta : Erlangga.
- [12] Temes, Lloyd dan Mitchel E. Schultz. *Electronic Communication Second Edition*. New York : The McGraw-Hill Companies, Inc. 2008.



- [13] Xie, Hongyun, dkk. “*A Novel Dual-band Power Amplifier for Wireless Communication*”. IEEE 2009 International Conference on Communication Software and Networks.
- [14] Wenzel, Robert J. “*Understanding Transmission Zero Movement In Cross-Coupled Filters*”. Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International.
- [15] Ching-Wen Tang, dkk. “*Realization of Transmission Zeros in Compline Filters Using an Auxiliary Inductively Coupled Ground Plane*”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp. 2112 – 2118, October 2003.
- [16] Silva, Fabricio G. S., dkk. “*A Design Methodology for Concurrent Impedance Matching Networks Based on Multiresonant Circuits*”. New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International.

