



UNIVERSITAS INDONESIA

PERANCANGAN BANDPASS FILTER UNTUK CPE m-WiMAX
MENGUNAKAN FILTER AKTIF MIKROSTRIP HAIRPIN

TESIS

Toto Supriyanto

NPM : 0806424743

FAKULTAS TEKNIK
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
DESEMBER 2010



UNIVERSITAS INDONESIA

PERANCANGAN BANDPASS FILTER UNTUK CPE m-WiMAX
MENGUNAKAN FILTER AKTIF MIKROSTRIP HAIRPIN

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar Master Teknik

Toto Supriyanto

NPM : 0806424743

FAKULTAS TEKNIK
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
KONSENTRASI TEKNIK TELEKOMUNIKASI
DEPOK
DESEMBER 2010

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Toto Supriyanto

NPM : 0806424743

Tanda Tangan :

Tanggal : 13 Desember 2010



LEMBAR PENGESAHAN

~~Seminar/Skripsi/Tesis*~~ dengan judul:

PERANCANGAN BANDPASS FILTER PADA CPE m-WiMAX MENGGUNAKAN FILTER AKTIF MIKROSTRIP HAIRPIN

dibuat untuk melengkapi sebagian persyaratan menjadi ~~Sarjana~~/Magister* Teknik pada Program Studi Teknik Elektro/~~Komputer~~*, Kekhususan Teknik Telekomunikasi, Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia dan disetujui untuk diajukan dalam presentasi ~~seminar/skripsi/tesis*~~.

Depok, 14 Desember 2010
Dosen Pembimbing,

(Ir.Gunawan Wibisono,M.Sc,Ph.D)
NIP : 196602221991031003

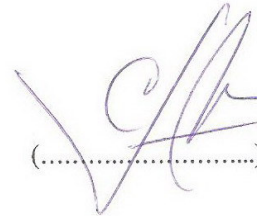
HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh :
Nama : Toto Supriyanto
NPM : 0806424743
Konsentrasi : Teknik Telekomunikasi
Judul Tesis : Perancangan Bandpass Filter untuk CPE m-WiMAX
Menggunakan Filter Aktif Mikrostrip Hairpin

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Master Teknik pada Konsentrasi Teknik Telekomunikasi Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

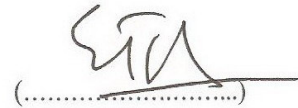
DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D
NIP : 196602221991031003



(.....)

Penguji : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc
NIP : 195804221982031003



(.....)

Penguji : Dr. Ir. Arman D. Diponegoro
NIP : 194811131985031001



(.....)

Penguji : Dr. Fitri Yuli Zulkifli, ST. M.Sc
NIP : 197407191998022001



(.....)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 26 Desember 2010

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kepada ALLAH SWT, karena atas berkat dan rahmat-Nya, penulis dapat menyelesaikan tesis ini. Penulisan tesis ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Master Teknik Jurusan Teknik Elektro Konsentrasi Teknik Telekomunikasi pada Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Penulis menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan tesis ini, sangatlah sulit bagi penulis untuk menyelesaikan tesis ini. Oleh karena itu, penulis mengucapkan terima kasih kepada :

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran dalam penyusunan tesis ini.
- (2) Orang tua dan keluarga yang telah memberikan dukungan.
- (3) Teguh Firmansyah, ST, yang telah banyak memberikan bantuan pikiran dan saran.

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

Depok, 14 Desember 2010

Penulis

**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

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

Nama : Toto Supriyanto
NPM : 0806424743
Konsentrasi : Teknik Telekomunikasi
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Tesis

demikian 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 Bandpass Filter untuk CPE m-WiMAX
Menggunakan Filter Aktif Mikrostrip Hairpin**

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 tesis saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Jakarta

Pada tanggal : 14 DESEMBER 2010

Yang menyatakan

(Toto Supriyanto)

ABSTRAK

Nama : Toto Supriyanto
Program Studi : Teknik Elektro/ Teknik Telekomunikasi
Judul : Perancangan Bandpass Filter untuk CPE m-WiMax
Menggunakan Filter Aktif Mikrostrip Hairpin

Pada penelitian ini akan dirancang bandpass filter (BPF) untuk CPE m-WiMAX menggunakan filter aktif mikrostrip Hairpin. BPF terdiri dari mikrostrip Hairpin dengan rangkaian resistansi negatif. Rangkaian resistansi negatif berfungsi untuk mengkompensasi rugi resistansi parasitik yang ditimbulkan dari komponen induktor kapasitor dan menggunakan komponen aktif bipolar junction transistor (BJT) BFR-NE662M04. Penggunaan filter aktif mikrostrip Hairpin mempunyai keuntungan yaitu ukuran menjadi lebih kecil, rugi-rugi yang diakibatkan adanya resistansi parasitik menjadi lebih rendah sehingga faktor kualitas Q dapat ditingkatkan dan dapat diterapkan pada frekuensi tinggi. Substrat PCB yang digunakan FR4. Hasil simulasi yang diperoleh adalah *return loss* -40,358dB, *insertion loss* 5,55dB, *noise figure* 4,726dB, dan VSWR 1.019. Hasil yang dirancang difabrikasi dan dilakukan pengukuran diperoleh *return loss* -9,82dB, *insertion loss* -10,559dB, dan VSWR 1,843dB. Hasil perancangan dan fabrikasi keduanya dibandingkan. Hasil fabrikasi memiliki kinerja yang lebih rendah dibandingkan hasil simulasi karena adanya komponen transistor yang pada prakteknya dapat menambahkan noise akibat temperature bertambah. Selain itu pada proses pabrikasi PCB, jalur PCB bergeser. Jalur ini yang menyebabkan terjadinya pergeseran frekuensi kerja dan lain-lain.

Kata Kunci -- WiMax, BPF, resistansi negatif

ABSTRACT

Name : Toto Supriyanto
Study Program : Electrical engineering
Title : Design of Bandpass Filter of m-WiMAX CPE Using Hairpin Microstrip Active Filter

In this study will be designed bandpass filter (BPF) for m-WiMAX CPE using Hairpin microstrip active filter. Hairpin microstrip BPF composed of the negative resistance circuit. Negative resistance circuit functions to compensate for the loss of resistance caused by parasitic capacitors and inductor component using the active component of bipolar junction transistor (BJT)-BFR NE662M04. Using Hairpin microstrip active filter has the advantage that the size becomes smaller, the losses caused by parasitic resistance becomes lower so that the Q factor can be improved and can be applied at high frequency. Substrate PCB use FR4. The simulation results obtained return loss is -40.358 dB, insertion loss 5,55 dB, noise figure 4,726 dB, and VSWR 1,019. Results are designed fabricated and performed measurements obtained -9.82 dB return loss, insertion loss -10.559 dB, and VSWR 1.843 dB. The result of both design and fabrication compared. Results fabrication have lower performance than the simulation results because of transistor components which in practice can add noise due to temperature increases. In addition to the manufacturing process of PCB, PCB lane shifts. The line was that caused the frequency shift work and others.

Keyword -- WiMax, BPF, negative resistance

DAFTAR ISI

Halaman

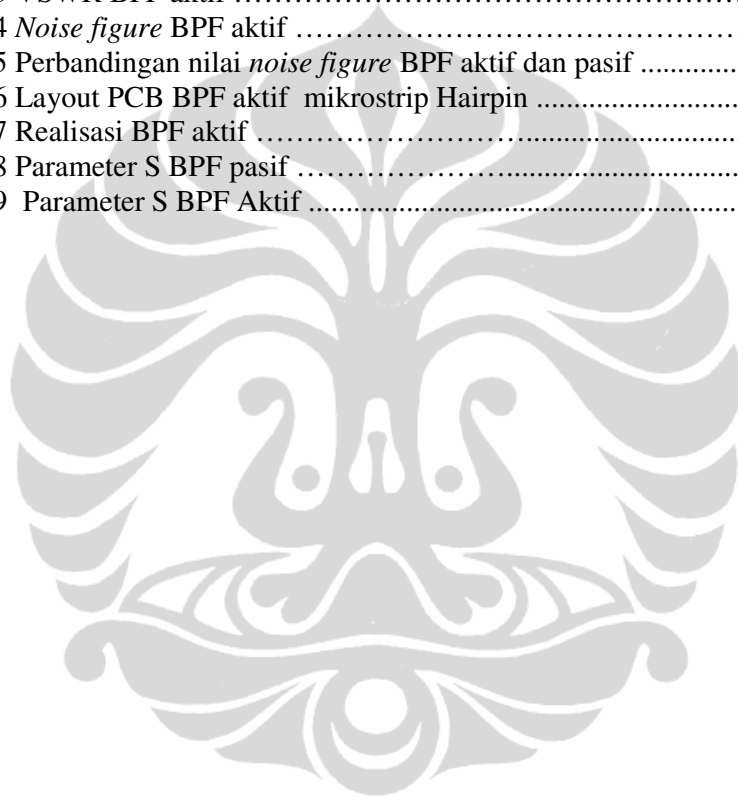
HALAMAN JUDUL.....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
LEMBAR PENGESAHAN	iii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iv
KATA PENGANTAR	v
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS	vi
ABSTRAK.....	vii
DAFTAR ISI.....	ix
DAFTAR GAMBAR	xi
DAFTAR LAMPIRAN.....	xiii
BAB 1. PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Tujuan Penelitian.....	4
1.3 Batasan Masalah	4
1.4 Metode Penelitian	5
1.5 Sistematika Penulisan.....	5
BAB 2. DASAR TEORI BANDPASS FILTER AKTIF	6
2.1 Prinsip Kerja WiMAX.....	7
2.2 Mobile WiMAX	7
2.3 Filter.....	8
2.3.1 Berdasarkan Sifat Penguatannya	8
2.3.2 Berdasarkan Daerah Frekuensi Yang Dilewatkan.....	9
2.3.3 Berdasarkan Bentuk Respon Frekuensi Terhadap Gain.....	11
2.3.4 <i>Return Loss dan Insertion Loss</i>	11
2.3.5 Parameter S.....	12
2.4 <i>Microstrip line</i>	13
2.4.1 <i>End-Coupled, Half-Wavelength Resonator Filters</i>	15
2.4.2 <i>Parallel-Coupled, Half-Wavelength Resonator Filter</i>	15
2.4.3 Hairpin-Line Bandpass Filters.....	16
2.5 FilterAktif Mikrostrip	18
2.5.1 Rangkaian Resistansi Negatif.....	19
2.5.2 Bias Transistor BJT	22
BAB 3. TAHAP-TAHAP PERANCANGAN BANDPASS FILTER AKTIF	30
3.1 Perancangan BPF Dengan Komponen Lumped	31
3.2 Perancangan BPF Pasif Mikrostrip Hairpin	33
3.2.1 Perhitungan Parameter Perancangan Dengan Rumus	34
3.2.2 Perhitungan Parameter Perancangan Menggunakan <i>Calculator</i> <i>Tool</i>	36

3.3 Perancangan Rangkaian Resistansi Negatif	37
3.3.1 Pemilihan Transistor dan Pemberian Bias DC	37
3.3.2 Rangkaian Resistansi Negatif.....	39
3.4 Perancangan BPF Aktif Mikrostrip Hairpin	39
BAB 4. HASIL DAN PEMBAHASAN.....	41
4.1 BPF Dengan Komponen <i>Lumped</i>	41
4.2 BPF Pasif Mikrostrip Hairpin Tanpa Resistansi	
Negatif	43
4.2.1 Hasil <i>Return Loss</i> dan <i>Insertion Loss</i>	44
4.2.2 VSWR.....	44
4.2.3 <i>Noise Figure</i>	45
4.2.4 Layout PCB Bandpass Filter Pasif Mikrostrip Hairpin	46
4.3 BPF Aktif Mikrostrip Hairpin Dengan Resistansi	
Negatif	47
4.3.1 <i>Return Loss</i> dan <i>Insertion Loss</i>	47
4.3.2 Nilai Resistansi Dari Rangkaian Resistansi Negatif	49
4.3.3 <i>Voltage Standing Wave Ratio</i> (VSWR).....	49
4.3.4 <i>Noise Figure</i>	50
4.3.5 Perbandingan Parameter BPF Pasif dan BPF Aktif	51
4.3.6 Layout PCB BPF Aktif Mikrostrip Hairpin	52
4.4 Pengukuran	53
4.4.1 Pengukuran Bandpass Filter Pasif	53
4.4.2 Pengukuran Bandpass Filter Aktif.....	54
4.4.3 Analisa Hasil Pengukuran Dengan Hasil Perancangan.....	54
BAB 5. KESIMPULAN.....	57
DAFTAR REFERENSI	58

DAFTAR GAMBAR

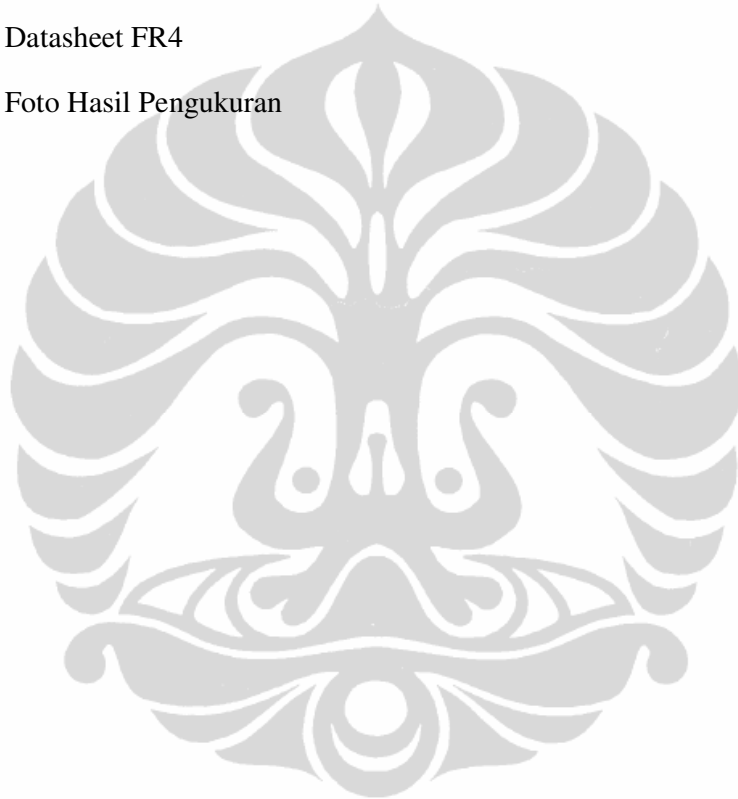
Gambar 2.1	Diagram blok <i>transceiver</i> m-WiMAX	7
Gambar 2.2	Diagram blok filter secara umum	8
Gambar 2.3	(a) Rangkaian LPF (b) Kurva respon dari LPF.....	9
Gambar 2.4	(a) Rangkaian HPF (b) Kurva respon HPF	9
Gambar 2.5	(a) Rangkaian BPF (b) Kurva respon BPF.....	10
Gambar 2.6	Kurva respon BSF.....	11
Gambar 2.7	(a) Jaringan 2 port (b) Parameter S dalam jaringan 2 port	12
Gambar 2.8	Bentuk geometri dari mikrostrip	14
Gambar 2.9	Konfigurasi umum dari BPF mikrostrip <i>end coupled</i>	15
Gambar 2.10	Konfigurasi BPF <i>parallel-coupled</i>	16
Gambar 2.11	Konfigurasi BPF Hairpin.....	16
Gambar 2.12	Koefisien kopling versus spasi resonator untuk sebuah pasangan resonator Hairpin	17
Gambar 2.13	Faktor Q dari resonator Hairpin versus posisi <i>tapping, l</i>	18
Gambar 2.14	(a) Resonator berikut rugi-rugi dari L dan C.....	19
	(b) Rangkaian resistansi negatif untuk kompensasi rugi-rugi dari L dan C.....	19
Gambar 2.15	(a) Rangkaian resistansi negatif <i>common emitter</i>	
	(b) Rangkaian ekivalen konfigurasi <i>common emitter</i>	19
Gambar 2.16	Di Rangkaian ekivalen sinyal kecil untuk frekuensi tinggi resistansi negatif <i>common emitter</i>	20
Gambar 2.17	Grafik nilai resistansi ekivalen untuk sebuah resistansi negatif.....	21
Gambar 2.18	(a) Rangkaian resistansi negatif <i>common base</i>	
	(b) Rangkaian ekivalen resistansi negatif <i>common base</i>	21
Gambar 2.19	Grafik karakteristik titik kerja transistor	24
Gambar 2.20	Bias tetap	24
Gambar 2.21	Bias emiter stabil	25
Gambar 2.22	Bias pembagi tegangan	26
Gambar 2.23	Rangkaian Thevenin bagian input	27
Gambar 2.24	Bias dengan umpan balik	29
Gambar 3.1	Diagram alir perancangan BPF aktif	30
Gambar 3.2	Rangkaian BPF pasif dengan komponen <i>lumped</i>	32
Gambar 3.3	Rangkaian BPF aktif dengan komponen <i>lumped</i> dan rangkaian kapasitansi aktif (resistansi aktif)	33
Gambar 3.4	Hubungan Q dengan <i>l</i>	35
Gambar 3.5	Rangkaian BPF pasif mikrostrip Hairpin.....	37
Gambar 3.6	Rangkaian bias BJT BFR-183.....	38
Gambar 3.7	Rangkaian resistansi negatif mikrostrip <i>common base</i>	39
Gambar 3.8	Diagram blok rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin	40
Gambar 4.1	Keluaran parameter S dari rangkaian BPF pasif dengan komponen <i>lumped</i>	41
Gambar 4.2	Nilai VSWR rangkaian BPF pasif dengan komponen <i>lumped</i>	41
Gambar 4.3	Keluaran parameter S dari rangkaian BPF pasif dengan komponen <i>lumped</i> dan rangkaian resistansi negatif.....	42

Gambar 4.4 Nilai VSWR rangkaian BPF pasif dengan komponen <i>lumped</i> dan rangkaian resistansi negatif	42
Gambar 4.5 Keluaran parameter S_{11} , S_{21} rangkaian BPF pasif.....	43
Gambar 4.6 VSWR BPF pasif	45
Gambar 4.7 Nilai <i>noise figure</i> BPF tanpa resistansi negatif	45
Gambar 4.8 Layout PCB mikrostrip Hairpin pasif	46
Gambar 4.9 Realisasi BPF pasif.....	46
Gambar 4.10 Keluaran parameter S_{11} , S_{21} rangkaian BPF aktif.....	47
Gambar 4.11 Perbandingan nilai parameter S BPF aktif dan pasif.....	48
Gambar 4.12 Keluaran dari rangkaian resistansi negatif	49
Gambar 4.13 VSWR BPF aktif	49
Gambar 4.14 <i>Noise figure</i> BPF aktif	50
Gambar 4.15 Perbandingan nilai <i>noise figure</i> BPF aktif dan pasif	51
Gambar 4.16 Layout PCB BPF aktif mikrostrip Hairpin	52
Gambar 4.17 Realisasi BPF aktif	52
Gambar 4.18 Parameter S BPF pasif	53
Gambar 4.19 Parameter S BPF Aktif	54



DAFTAR LAMPIRAN

- Lampiran 1 Skematik Rangkaian Bandpass Filter Pasif
- Lampiran 2 Skematik Rangkaian Bandpass Filter Aktif
- Lampiran 3 Datasheet Transistor BJT BFR-NE662M04
- Lampiran 4 Tabel Nilai Elemen Chebyshev Filter[8]
- Lampiran 5 Datasheet FR4
- Lampiran 6 Foto Hasil Pengukuran



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang.

Untuk memenuhi kebutuhan komunikasi data yang mendukung layanan multimedia interaktif seperti *teleconference*, *video streaming* dan *wireless internet* mendorong lahirnya teknologi *broadband wireless access* (BWA), salah satunya adalah *worldwide interoperability for microwave access* (WiMAX). WiMAX adalah teknologi akses nirkabel pita lebar yang dibangun berdasarkan standar *Institute of Electrical and Electronics Engineering* (IEEE) 802.16. Teknologi WiMAX mampu mentransfer data dengan kecepatan tinggi dan cakupan area yang luas. Saat ini teknologi WiMAX telah dikembangkan menjadi teknologi untuk komunikasi bergerak yang dinamakan *mobile WiMAX* (m-WiMAX).

Perangkat m-WiMAX terdiri atas *base transceiver station* (BTS) dan *customer premise equipment* (CPE) yang masing-masing memiliki bagian *transceiver* (Tx) dan *receiver* (RX). Perangkat Rx terdiri atas rangkaian *mixer*, *low noise amplifier* (LNA), *bandpass filter* (BPF), *automatic gain control* (AGC), *phase locked loop* (PLL) dan osilator, sedangkan perangkat Tx terdiri atas rangkaian *mixer*, BPF, *high power amplifier* (HPA) dan osilator.

Untuk dapat menghindari adanya gangguan dengan kanal lain saat melakukan komunikasi, maka dibutuhkanlah sebuah filter yang berfungsi untuk memisahkan spektrum yang luas ini untuk pengiriman dan penerimaan. Unjuk kerja filter mempengaruhi sinyal yang diterima. Filter adalah sebuah rangkaian yang berfungsi untuk melewatkan suatu pita frekuensi tertentu sekaligus memperlemah semua isyarat di luar pita ini. BPF adalah rangkaian yang melewatkan frekuensi pada daerah tertentu diantara frekuensi *cut-off* pertama dan frekuensi *cut-off* kedua dan meredam frekuensi di luar daerah tersebut [11]. Filter menurut penguatannya dibedakan menjadi filter pasif dan filter aktif. Pada filter pasif, komponen penyusunnya terdiri dari induktor, kapasitor, dan resistor. Kelebihan filter pasif dapat dipergunakan untuk frekuensi rendah dan frekuensi

tinggi. Sedangkan kekurangan filter pasif adalah dimensi lebih besar daripada filter aktif.

Pada filter aktif, komponen penyusunnya terdiri dari transistor, op-amp, kapasitor, dan resistor. Keuntungan filter aktif antara lain ukurannya yang lebih kecil, ringan, lebih murah, lebih fleksibel dalam perancangan karena penguatan dan frekuensi nya mudah di atur (dapat digunakan untuk frekuensi rendah dan tinggi), tahanan input tinggi dan tahanan output rendah. Kekurangannya adalah memerlukan catu daya eksternal, lebih sensitif terhadap perubahan lingkungan dan frekuensi kerja yang sangat dipengaruhi oleh karakteristik komponen aktifnya.

Penelitian tentang penggunaan rangkaian kapasitansi aktif untuk BPF aktif pada rangkaian *radio frequency* (RF) telah dilakukan oleh Il-Soo Kim, dkk [3]. Penelitian ini didasarkan pada analisis dari rangkaian kapasitansi aktif untuk rangkaian BPF orde 3, yang menghasilkan nilai resistansi negatif. Rangkaian kapasitansi aktif dengan komponen aktif transistor BJT BFP620 sebanyak 3 buah dan BPF menggunakan komponen *lumped* RLC. BPF didisain pada band Rx (824-849 MHz) dan band Tx (869-894 MHz). Berdasarkan hasil analisis, penggunaan rangkaian kapasitansi aktif dapat memperbaiki unjuk kerja *noise*. Nilai maksimum resistansi negatif yang dihasilkan dari rangkaian kapasitansi aktif dapat mengkompensasi nilai resistansi parasitik yang timbul dari komponen induktor. Nilai resistansi negatif ini akan meredam *noise* sehingga faktor kualitas Q yang diperoleh akan lebih tinggi. *Noise figure* yang dihasilkan, pada Rx frekuensi 836,5MHz didapat 3,31dB dan pada Tx frekuensi 881,5MHz didapat 3,067dB. Rangkaian kapasitansi aktif ini sering juga disebut rangkaian resistansi negatif.

Penelitian lainnya perancangan BPF pada RF *noise* rendah menggunakan rangkaian kapasitansi aktif, dilakukan oleh Young Hoon Chun, dkk [2]. Pada penelitian ini rangkaian BPF menggunakan komponen *lumped* dan rangkaian kapasitansi aktif dengan menggunakan komponen FET yang menghadirkan sifat resistansi negatif. Rangkaian kapasitansi aktif dibentuk dengan konfigurasi *common emitter*. Nilai resistansi negatif yang diperoleh dari rangkaian ini akan mengkompensasi rugi-rugi dari induktor. Hasil yang diperoleh, BPF aktif yang di usulkan dioperasikan pada frekuensi 1,9GHz dan bandwidth 95MHz, nilai

insertion loss -0,1dB, *ripple* dan *noise figure* 2,4dB. Dari hasil analisis, ternyata dengan menambahkan rangkaian kapasitansi aktif akan memberikan hasil yang lebih baik daripada BPF aktif konvensional dalam beberapa area termasuk kompleksitas rangkaian, *noise figure* dan disipasi daya.

Penelitian penggunaan teknik mikrostrip Hairpin untuk BPF multilayer sederhana, dilakukan oleh Ahmad A Sulaiman, dkk [5]. Penelitian ini menghadirkan perancangan BPF pasif orde 4 menggunakan resonator mikrostrip Hairpin dalam konfigurasi multilayer pada frekuensi 2,52GHz - 2,65GHz. BPF mikrostrip Hairpin adalah filter yang mempunyai struktur tersusun rapi. Filter tersebut mempunyai konsep yang didapat dengan lipatan resonator dari *parallel-coupled*, *half-wavelength resonator filters*, dan mempunyai bentuk “U”. Dengan pemakaian mikrostrip Hairpin ukuran akan lebih ringkas. Analisis dilakukan dalam beberapa parameter yang mempunyai pengaruh utama untuk respon yang dilakukan dan juga perbandingan pemakaian substrat FR4 dan RO3003. Dari penelitian didapat celah antara dua resonator dalam *top* dan *inner layer* mempunyai pengaruh yang besar dalam unjuk kerja kopling, hubungannya dengan *return loss* S_{11} dan *insertion loss* S_{21} . Pada *top layer*, respon S_{11} dan S_{21} akan digeser ke frekuensi yang lebih tinggi jika jarak ditambahkan. Sedangkan pada *inner layer*, S_{11} dan S_{21} tidak bergeser. Ini berarti bahwa ukuran yang lebih kecil dari celah adalah lebih baik untuk filter. Lebar dan panjang saluran transmisi resonator juga mempunyai pengaruh yang signifikan dalam keseluruhan respon. Ketika lebar dikurangi, S_{11} akan di geser ke frekuensi yang lebih tinggi. Jika lebar di tambah, *return loss* akan digeser ke frekuensi yang lebih rendah. Pada saat panjang resonator ditambah, respon akan bergeser ke frekuensi yang lebih rendah. Perbandingan pemakaian substrat FR4 dan RO3003, secara keseluruhan, ukuran FR4 lebih kecil dibandingkan RO3003.

Pada penelitian ini akan dilakukan perancangan BPF aktif dengan menggunakan mikrostrip Hairpin untuk CPE m-WiMAX yang bekerja pada frekuensi 2,3GHz-2,4GHz dengan bandwidth 100MHz. Karena perangkat CPE m-WiMAX ukuran diharapkan sekecil mungkin, maka filter mikrostrip Hairpin dipilih dengan pertimbangan mempunyai ukuran yang relatif lebih kecil dan bobot lebih ringan dibandingkan memakai mikrostrip lainnya seperti *end-coupled microstrip*, *parallel coupled* dan *interdigital*[8] ataupun komponen *lumped*. Substrat yang digunakan

adalah FR4. BPF aktif dirancang orde 3 dengan menggabungkan rangkaian mikrostrip Hairpin dengan rangkaian resistansi negatif. Filter aktif menggunakan komponen aktif 4 buah transistor BJT NE662M04. Pemilihan transistor ini karena memiliki spesifikasi *low noise* dan juga dapat bekerja pada frekuensi sampai 10GHz. Konfigurasi rangkaian resistansi negatif dipilih *common base*, karena pada konfigurasi ini nilai resistansi negatif yang diperoleh akan lebih rendah dibanding *common emitter*. Penggunaan rangkaian resistansi negatif ini didasarkan pada analisis yang dilakukan oleh Il-Soo Kim dkk [3]. Nilai resistansi negatif ini akan mengkompensasi rugi-rugi resistansi parasitik yang ditimbulkan dari komponen pasif LC dan meredam rugi-rugi sehingga *noise* menjadi lebih kecil dan faktor kualitas ditingkatkan. Salah satu kelebihan menggunakan filter aktif mikrostrip, selain ukurannya yang lebih ringkas *noise* yang terjadi juga dapat dikurangi.

Simulasi dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak *Advanced Design System* (ADS) 2009. Untuk mengetahui unjuk kerja rangkaian dengan menguji parameter-parameter yang diperlukan, seperti *return loss*, *insertion loss*, frekuensi kerja, VSWR, dan *noise figure*. Selain itu dilakukan fabrikasi dari rancangan BPF dan hasil pengukuran kinerjanya dibandingkan dengan hasil simulasi.

1.2. Tujuan Penelitian.

Tujuan penelitian merancang BPF aktif untuk CPE m-WiMAX pada frekuensi 2,3GHz-2,4GHz dengan menggunakan mikrostrip Hairpin dan rangkaian resistansi negatif. Kinerja BPF yang dirancang di simulasikan dengan ADS dan hasilnya di bandingkan dengan hasil pabrikan.

1.3 Batasan Masalah.

Perancangan BPF aktif orde 3 menggunakan mikrostrip Hairpin dan rangkaian resistansi negatif. Komponen aktif yang digunakan adalah transistor BJT NE662M04. Rangkaian ditentukan sesuai dengan frekuensi kerja mobile WiMAX standar IEEE 802.16e yaitu 2,3GHz-2,4GHz. Respon filter yang dipakai adalah respon Chebyshev. Parameter kinerja yang ingin dicapai adalah *return loss*, *insertion loss*, VSWR dan *noise figure*.

1.4 Metode Penelitian

Penelitian ini disusun berdasarkan beberapa sumber literatur, baik berupa jurnal, bahan seminar, internet, dan buku-buku mengenai komunikasi *wireless* terkait yang sangat mendukung penyusunan penelitian ini. Selain itu dilakukan pula konsultasi dengan dosen pembimbing dan juga dengan dosen yang kompeten dengan bidang ini. Perancangan BPF dilakukan dengan perangkat lunak ADS.

1.5. Sistematika Penulisan

Pembahasan laporan penelitian ini secara garis besar tersusun dari 5 (empat) bab, yaitu diuraikan sebagai berikut :

BAB I. PENDAHULUAN

Pada bab ini akan dibahas mengenai latar belakang masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, metode penelitian, dan sistematika penulisan.

BAB II. DASAR TEORI BANDPASS FILTER AKTIF

Pada bab ini dibahas teori mengenai WiMAX dan parameter-parameternya, BJT, filter *lumped*, filter mikrostrip dan resistansi negatif.

BAB III. TAHAP-TAHAP PERANCANGAN BANDPASS FILTER AKTIF

Menjelaskan mengenai perancangan rangkaian BPF dengan filter aktif mikrostrip dan juga parameter-parameter WiMAX yang digunakan.

BAB IV. HASIL DAN PEMBAHASAN

Dikemukakan hasil dan pembahasan dari rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin yang dirancang.

BAB V . KESIMPULAN

Dikemukakan berupa poin-poin kesimpulan dari keseluruhan perancangan.

BAB 2

BANDPASS FILTER AKTIF

WiMAX dengan standard IEEE 802.16 merupakan sebuah teknologi pengembangan dari WiFi. Tidak seperti pada WiFi yang dirancang untuk lingkungan *indoor*, teknologi WiMAX dirancang untuk diaplikasikan pada lingkungan *outdoor*. WiMAX generasi awal dengan standard IEEE802.16a memiliki *bandwidth* 70 Mbps dan dapat menjangkau luas wilayah sampai 30 Miles.

Alokasi spektrum untuk WiMAX spesifikasi 802.16 menggunakan spektrum RF yang sangat lebar. Tetapi, spesifikasi tersebut tidak sama dengan izin yang di berikan pada tiap negara. Tidak ada lisensi spektrum WiMAX yang berlaku secara global. Di Amerika, segmen yang tersedia paling besar adalah di sekitar 2,5 GHz. Di belahan bumi lain, band frekuensi yang paling banyak digunakan adalah sekitar 3,5 GHz, 2,3/2,5 GHz, dan yang paling banyak digunakan di Asia adalah 2,3/2,5 GHz. Sepertinya akan lahir beberapa varian dari 802.16, bergantung pada kondisi regulasi lokal dan spektrum berapa yang akan digunakan, tetapi standar radio frekuensi yang mendasari adalah sama. Kanalisasi yang biasa dilakukan adalah 5MHz atau 7MHz per kanal. Semakin lebar alokasi kanal radio yang di berikan, maka semakin tinggi bandwidth trafik yang dapat didukung WiMAX.

2.1. Prinsip Kerja WiMAX

WiMAX dapat bekerja dengan memberikan 2 format layanan *wireless* yaitu:

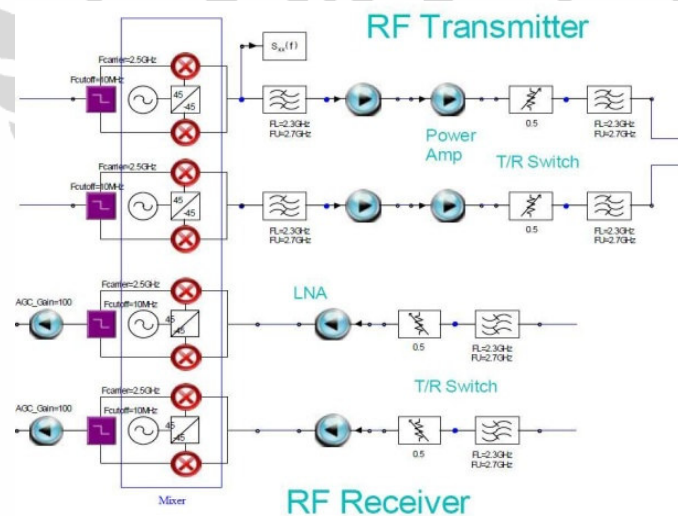
- a. *Non-Line-Of-Sight* (N-LOS).
- b. *Line-Of-Sight* (LOS).

Koneksi LOS ini lebih kuat dan lebih stabil, sehingga bisa dipergunakan untuk mengirimkan sejumlah data dengan tingkat kesalahan yang relatif sedikit. Format LOS dapat menggunakan frekuensi yang lebih tinggi sampai 66 GHz. Dengan menggunakan antena yang kuat, stasiun transmisi WiMAX dapat mengirimkan data ke komputer atau *router* yang menggunakan WiMAX dengan radius 50 km atau *coverage area* seluas 576 km².

2.2. Mobile WiMAX

Seiring dengan perkembangan teknologi telekomunikasi, maka teknologi WiMAX juga terus berkembang dan sampai pada tahun 2005 dikeluarkan standard baru WiMAX IEEE 802.16e yaitu standar untuk *mobile* WiMAX. IEEE 802.16-2005 (secara resmi di namakan m-WiMAX, namun masih sering dikenal sebagai 802.16e) memberikan perbaikan pada skema modulasi yang digunakan pada *fixed* WiMAX. Hal ini membuat WiMAX dapat digunakan untuk aplikasi *fixed wireless* maupun *mobile* non-LOS, terutama dengan menambahkan teknik OFDMA.

Hal yang paling membedakan m-WiMAX (IEEE 802.16e) dengan teknologi WiMAX sebelumnya (IEEE 802.16a-d) adalah jika pada *fixed* WiMAX, peralatan *end devices* yang dapat digunakan bersifat *portable* hanya terbatas untuk dipakai berpindah tempat secara terbatas, sedangkan pada teknologi *mobile* WiMAX, peralatan *end device* dapat digunakan di dalam kendaraan yang sedang berjalan (mobil) dengan tetap terhubung dengan layanan WiMAX. Diagram blok *transceiver* m-WiMAX diperlihatkan pada Gambar 2.1.

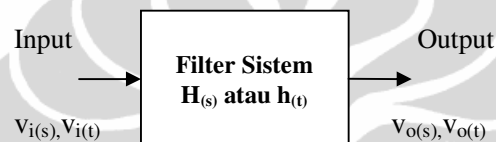


Gambar 2.1 Diagram blok mobile-WiMAX

Pada Gambar 2.1, transceiver terdiri dari bagian pemancar (Tx) dan penerima (Rx). Pemilihan kerja antara bagian Tx dan Rx dilakukan oleh duplexer. Pada masing-masing bagian Tx dan Rx terdapat filter bandpass, yang berfungsi menyeleksi frekuensi yang akan dilewatkan ke rangkaian.

2.3 Filter

Filter adalah sebuah rangkaian yang dirancang agar melewatkan suatu pita frekuensi tertentu sekaligus memperlemah semua sinyal di luar pita ini. Pengertian lain dari filter adalah rangkaian pemilih frekuensi agar dapat melewatkan frekuensi yang diinginkan dan menahan frekuensi lainnya. Teknik-teknik menyeleksi frekuensi dilakukan sesuai dengan kondisi dan tujuan dari sistem yang akan dibangun. Dari tiap-tiap kelompok filter yang dibuat, akan diacu parameter filter yaitu frekuensi kerja, impedansi input/output, frekuensi cut off, kecuraman, lebar pita dan *ripple*. Filter secara umum dapat dijelaskan pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Diagram blok filter secara umum

$V_{i(t)}$ 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 dalam apa yang dinamakan fungsi-alih $H(s)$ atau $h(t)$, yang merupakan perbandingan tegangan sinyal keluaran dan tegangan sinyal masukan.

Filter dapat diklasifikasikan berdasarkan sifat penguatannya, daerah frekuensi yang dilewatkannya dan bentuk respon frekuensi terhadap gain.

2.3.1 Berdasarkan Sifat Penguatannya.

A. Filter aktif :

1. Komponen penyusunnya terdiri atas: transistor, op-Amp, kapasitor, dan resistor.
2. Keuntungannya : ukuran relatif lebih kecil, ringan dan lebih fleksibel dalam perancangannya, karena penguatan dan frekuensinya mudah di atur, tahanan input tinggi dan tahanan output rendah.
3. Kekurangan : kebutuhan catu daya eksternal, lebih sensitif terhadap perubahan lingkungan dan frekuensi kerja dipengaruhi karakteristik komponen aktifnya.

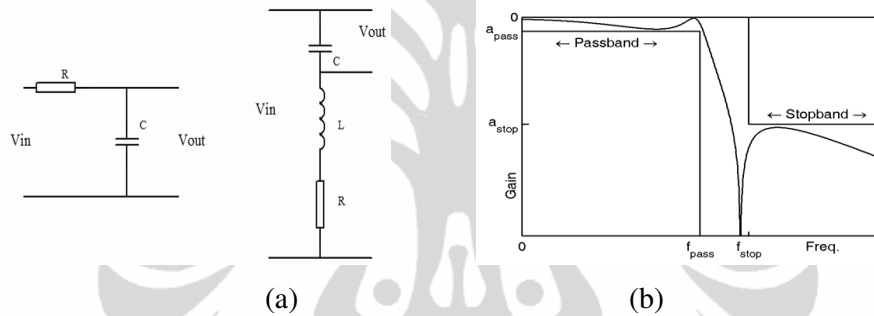
B. Filter pasif :

1. Komponen penyusunnya : induktor, kapasitor, dan resistor.
2. Kelebihan : dapat dipergunakan untuk frekuensi rendah dan frekuensi tinggi.
3. Kekurangan : dimensi lebih besar daripada filter aktif.

2.3.2 Berdasarkan Daerah Frekuensi Yang Dilewatkan.

1. Low Pass Filter (LPF)

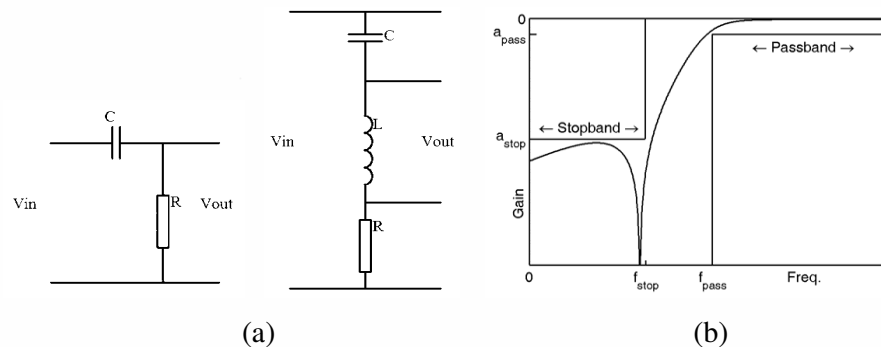
Low pass filter (LPF) berfungsi meneruskan sinyal input yang frekuensinya berada dibawah frekuensi tertentu, diatas frekuensi tersebut (frekuensi *cut off*) sinyal akan diredam (f_{pass}). Gambar 2.3 memperlihatkan rangkaian LPF dan kurva respons dari LPF [11].



Gambar 2.3 (a) Rangkaian LPF (b) Kurva respon dari LPF

2. High Pass Filter (HPF)

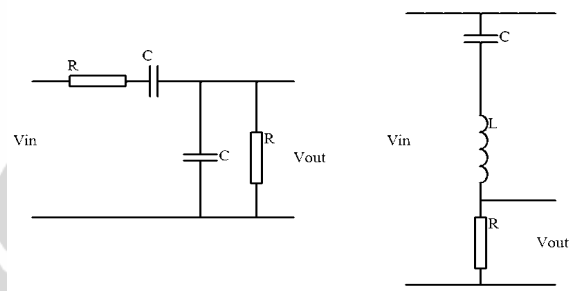
High pass filter (HPF) berfungsi meneruskan sinyal di atas frekuensi *cut off* sedangkan yang berada dibawah frekuensi *cut off* diredam (f_{pass}). Rangkaian HPF dan kurva respons HPF diperlihatkan pada Gambar 2.4 [11].



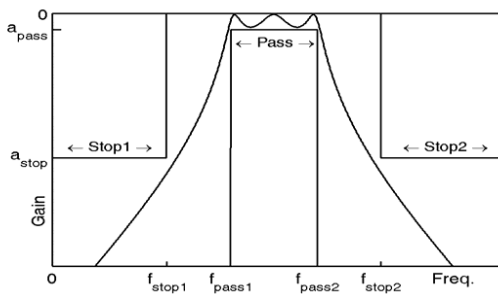
Gambar 2.4 (a) Rangkaian HPF (b) Kurva respon HPF

3. *Band Pass Filter* (BPF)

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. Pada BPF ini hanya terdapat satu gain *passband* yaitu a_{pass} . Rangkaian BPF dan kurva respons BPF diperlihatkan pada Gambar 2.5 [11].



(a)

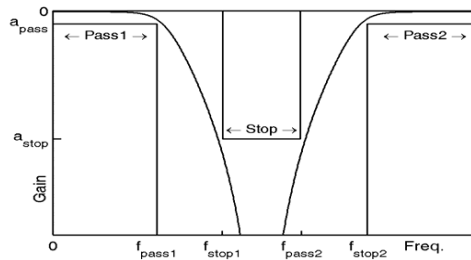


(b)

Gambar 2.5 (a) Rangkaian BPF (b) Kurva respon BPF

4. *Band Stop Filter/Band Reject Filter* (BSF/BRF)

Band stop filter (BSF) atau *band reject filter* (BRF) adalah kebalikan dari BPF yaitu menghilangkan frekuensi yang ada diantara dua buah frekuensi tertentu. Gambar 2.6 memperlihatkan kurva respons BSF.



Gambar 2.6 Kurva respon BSF [11]

2.3.3 Berdasarkan Bentuk Respons Frekuensi Terhadap Gain

1. Filter *Bessel (Maximally Flat Time Delay)*, memberikan optimasi terhadap step respons.
2. Filter *Cauer (Eliptic)*, sebuah filter elektronik dengan *ripple* yang diratakan pada *passband* dan *stopband* nya.
3. Filter Butterworth (*Maximally Flat*), memberikan optimasi pada daerah *passband*.
4. Filter Chebyshev (*Tchebycheff*), memberikan optimasi pada *roll-off*.

2.3.4 Return Loss dan Insertion Loss

Return loss adalah sejumlah daya yang direfleksikan kembali ke sumber dari sebuah terminasi yang tidak benar. *Return loss* dapat terjadi diakibatkan oleh kondisi rangkaian yang tidak matching. Jika daya yang ditransmisikan oleh sumber adalah P_T dan daya yang direfleksikan adalah P_R , maka *return loss* merupakan pembagian antara P_R dengan P_T . Agar daya yang ditransfer maksimum, *return loss* haruslah sekecil mungkin. Itu artinya P_R/P_T juga harus sekecil mungkin, atau jika diekspresikan dalam dB, nilai *return loss* harus bernilai negatif sebesar mungkin. Sebagai contoh, -40dB lebih bagus dibandingkan dengan -20dB. *Return loss*, RL , diberikan oleh [10].

$$R_L = 10 \log \frac{P_R}{P_T} = 10 \log \left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1} \right)^2 \quad (2.1)$$

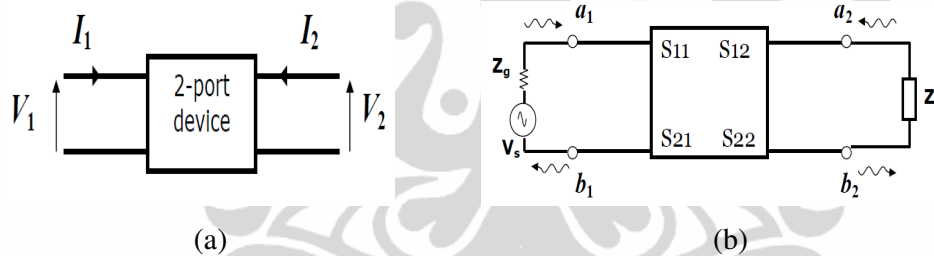
Daya yang dikirimkan dari sumber ke beban ada yang direfleksikan kembali ke sumber, ada juga yang ditransfer ke beban. Namun daya yang ditransfer ke beban ini sebagian akan hilang karena komponen yang ada pada rangkaian. *Loss* yang dihasilkan karena sisipan transmisi di sepanjang sumber ke beban disebut *insertion loss*. Jika daya ditransmisikan ke beban sebelum *insertion*

loss disebut P_T dan daya yang diterima sesudah *insertion loss* disebut P_R , maka *insertion loss* ini merupakan perbandingan antara P_T dengan P_R . Terlihat jelas bahwa *insertion loss* akan selalu bernilai kurang dari 1. Jika ingin mendapatkan daya yang diterima pada beban sesuai dengan daya yang ditransmisikan maka nilai *insertion loss* haruslah mendekati 1. Dalam decibel (dB) nilai *insertion loss* sebisa mungkin harus mendekati nilai 0. *Insertion loss* dinyatakan oleh [10]:

$$I_L = 10 \log \frac{P_T}{P_R} = -20 \log |S_{21}| \text{ dB} \quad (2.2)$$

2.3.5 Parameter S

Parameter-S adalah suatu konsep yang penting dalam disain gelombang mikro karena mudah diukur dan bekerja dengan baik pada frekuensi tinggi. Walaupun suatu rangkaian bisa memiliki banyak terminal, parameter rangkaian bisa dijelaskan dengan mudah dengan menggunakan hanya dua terminal saja, yaitu terminal input dan output, seperti ditunjukkan pada Gambar 2.7 [11].



Gambar 2.7 (a) Jaringan 2 port (b) Parameter S dalam jaringan 2 port

Rangkaian dua port (terminal) menunjukkan gelombang datang/*incident* (a_1, a_2) dan gelombang pantul (b_1, b_2). Persamaan linear yang menyatakan rangkaian dua terminal adalah [11]:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2.3)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2.4)$$

Masing-masing persamaan memberi hubungan antara gelombang maju dan gelombang pantul pada masing-masing terminal, 1 dan 2. Jika port 2 diterminasi dengan beban yang sama dengan impedansi sistem (Z_0), maka transfer daya maksimum, b_2 akan total diserap dan membuat a_2 sama dengan nol. Oleh karena itu [11];

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = s_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{koefisien refleksi input dengan output diberi beban yang sesuai; } Z_L = Z_o \text{ dengan } a_2 = 0 \quad (2.5)$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = s_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad \text{Penguatan transmisi maju dengan terminal output diberi beban yang sesuai} \quad (2.6)$$

Dengan cara serupa, jika port 1 diterminasi sesuai dengan impedansi sistem Z_o , maka a_1 menjadi nol dan [11]:

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} = s_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad \text{Penguatan transmisi balik dengan terminal input diberi beban yang sesuai} \quad (2.7)$$

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} = s_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad \text{Koefisien refleksi output dengan input diberi beban yang sesuai, } Z_s = Z_o \text{ dengan } V_s = 0 \quad (2.8)$$

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1^-}{I_1} - Z_o}{\frac{V_1^-}{I_1} + Z_o} = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o} \quad (2.9)$$

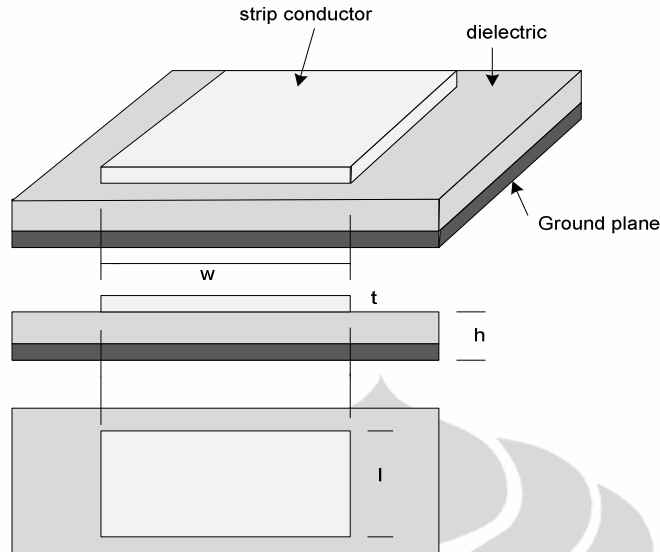
$$\text{dan } Z_1 = Z_o \frac{(1+s_{11})}{(1-s_{11})} \quad (2.10)$$

di mana : $Z_1 = \frac{V_1^-}{I_1}$ adalah impedansi input port 1

2.4 Microstrip Line

Microstrip line merupakan media transmisi yang digunakan di dalam rangkaian RF dan *microwave*. Pada saat ukuran *microstrip* di kurangi sehingga dimensinya menjadi lebih kecil dibandingkan dengan panjang gelombang, maka *microstrip* dapat digunakan sebagai elemen *lumped*. Parameter yang penting dalam merancang *transmission line* adalah karakteristik impedansi (Z_o), efektif *dielektrik konstan* (ϵ_{re}), *Atenuasi* (α), *discontinuity reaktansi*, frekuensi dispersi, eksitasi gelombang pada permukaan, dan radiasi.

Mikrostrip adalah suatu saluran transmisi yang terdiri dari *strip* konduktor dan *ground plane* yang antara keduanya dipisahkan oleh dielektrik. Mikrostrip pada umumnya digunakan karena lebih mudah dalam pabrikasinya dan *losses* yang ditimbulkan relatif lebih kecil jika dibandingkan dari rangkaian *lumped* [6]. Bentuk geometri mikrostrip tampak seperti Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Bentuk geometri dari mikrostrip [6]

Hubungan antara lebar dan tebal (W/h) dengan nilai Z_0 dan dielektrik konstantanya ϵ_r dapat diperoleh melalui [6]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{untuk } (W/h < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases} \quad (2.11)$$

dimana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.12)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.13)$$

Sedangkan untuk mengetahui nilai Z_0 apabila diketahui perbandingan lebar dan tebal (W/h) dapat diperoleh melalui [6].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{untuk } (W/h \leq 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} & \text{untuk } (W/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.14)$$

dimana :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.15)$$

Sementara itu, untuk mengetahui panjang mikrostrip (L) apabila telah diketahui nilai (W/h) dan panjang elektrik (βl), maka panjang mikrostrip diberikan oleh [6]:

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\epsilon_e k_o}} \quad (2.16)$$

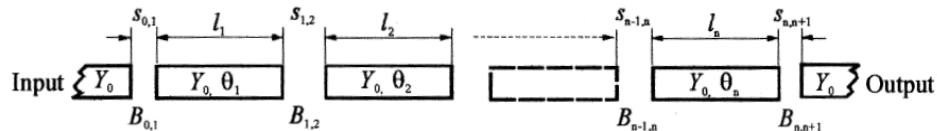
dimana :

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.17)$$

Nilai maksimum *error* pada (2.17) diatas kurang dari 1%, sehingga sangat bermanfaat untuk proses pabrikasi [6].

2.4.1. End-Coupled, Half-Wavelength Resonator Filters

Konfigurasi yang umum dari *end-coupled microstrip* BPF diperlihatkan pada Gambar 2.9.

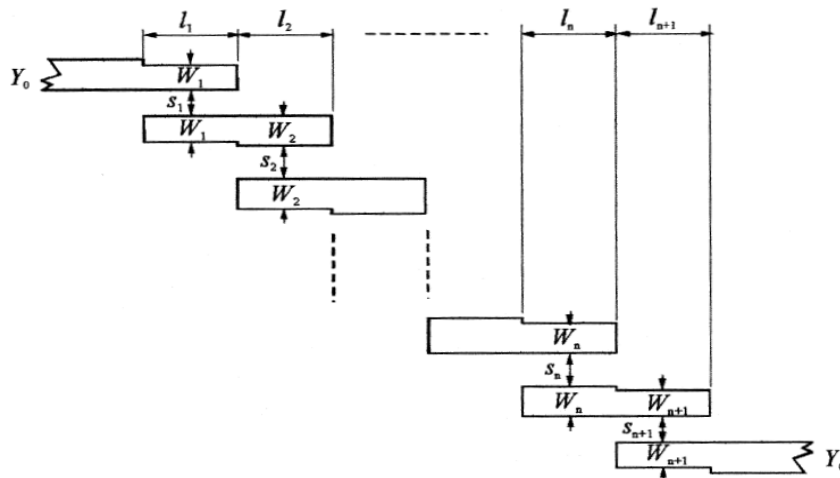


Gambar 2.9 Konfigurasi umum dari BPF mikrostrip *end coupled* [6]

Masing-masing *open-end microstrip resonator* diperkirakan setengah panjang gelombang bumbung sepanjang *midband* frequency f_0 dari BPF. *Coupling* dari satu resonator ke yang lainnya melalui celah (*gap*) antara dua *open ends* berdekatan, dan inilah kapasitif.

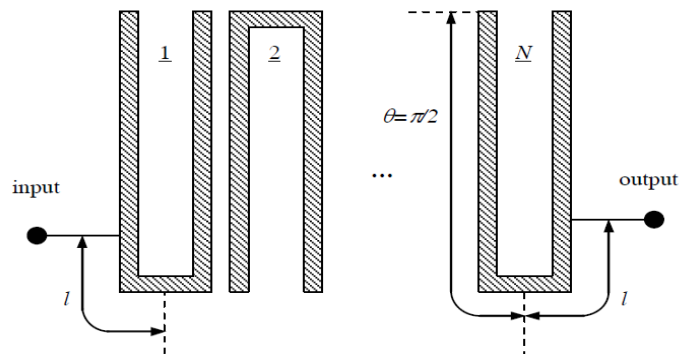
2.4.2. Parallel-Coupled, Half-Wavelength Resonator Filter

Struktur umum dari *parallel-coupled* (atau *edge-coupled*) *microstrip* BPF yang menggunakan *half-wavelength line resonators* dapat dilihat pada Gambar 2.10. Posisinya diatur sehingga resonator yang berdekatan setengah dari panjangnya paralel satu sama lain.

Gambar 2.10 Konfigurasi BPF *parallel-coupled*

2.4.3. Hairpin-Line Bandpass Filters

Hairpin-line bandpass filters adalah filter yang mempunyai struktur tersusun rapi. Filter tersebut mempunyai konsep yang didapat dengan lipatan resonator dari *parallel-coupled, half-wavelength resonator filters*, mempunyai bentuk “U”. Konsekuensinya, disainnya sama dengan untuk *parallel-coupled, half-wavelength resonator*. Untuk lipatan resonator, ini penting dengan mengambil perkiraan pengurangan dari panjang *coupled line*, yang mana mengurangi kopling antara resonator. Begitu juga, jika dua lengan masing-masing resonator Hairpin dihitung dengan teliti, mereka berfungsi sebagai sepasang saluran *coupled*, yang mempunyai pengaruh dalam kopling dengan baik. Gambar 2.11 menunjukkan konfigurasi BPF Hairpin [8][10].



Gambar 2.11 Konfigurasi BPF Hairpin [8][10]

Saluran dilipat berbentuk “U” dan disusun dalam model sehingga seluruh filter dapat lebih ringkas. Untuk mendisain filter Hairpin dapat dengan teknik kopling dimana koefisien kopling dapat ditentukan oleh [8]:

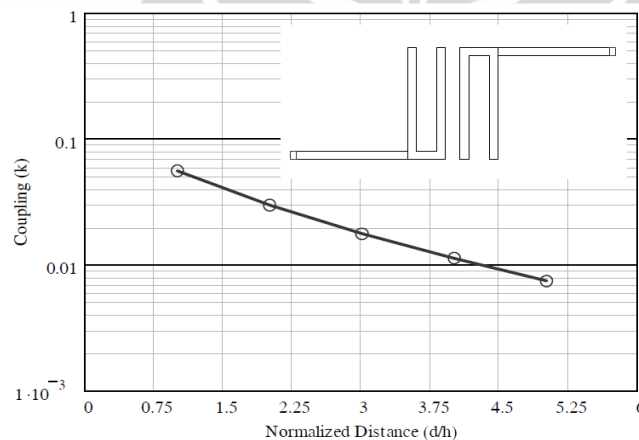
$$k_{n,n+1} = \frac{BW}{f_c \sqrt{g_n g_{n+1}}} \quad n=1,2,3,\dots \quad (2.18)$$

dimana : BW = Bandwidth filter

f_c = frekuensi center filter

g_n = parameter lowpass Chebyshev

Koefisien kopling digunakan untuk menentukan *separation* dari kopling resonator. Hubungan koefisien kopling dengan *separation* diperlihatkan dalam Gambar 2.12 [8][10]:



Gambar 2.12 Koefisien kopling versus spasi resonator untuk sebuah pasangan resonator Hairpin [8][10]

Faktor kualitas eksternal resonator pada input Q_{e1} dan pada output Q_{en} diberikan oleh [8] :

$$Q_{e1} = \frac{f_c}{BW} g_n g_1 \quad (2.19)$$

$$Q_{en} = \frac{f_c}{BW} g_n g_{n+1} \quad (2.20)$$

Untuk menentukan posisi tapping l dengan menggunakan persamaan 2.21[8]:

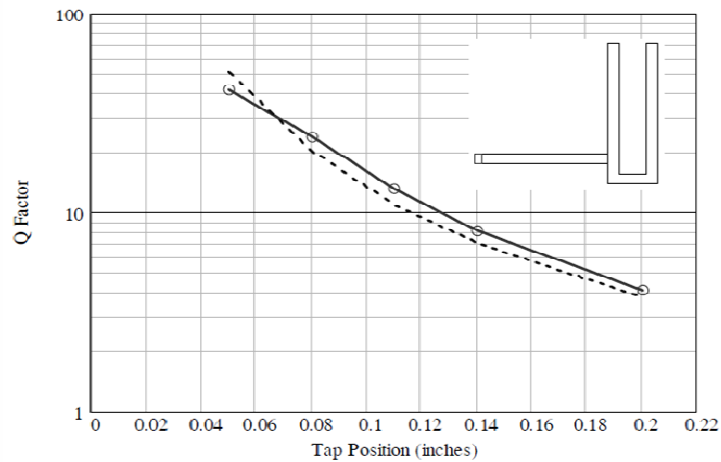
$$l = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{Z_o/Z_r}{Q_e}} \right) \quad (2.21)$$

di mana : Z_o = impedansi terminating

Z_r = impedansi karakteristik dari saluran Hairpin

l = panjang pada $\lambda/4$, dengan frekuensi pada frekuensi center.

Gambar 2.13 memperlihatkan hubungan faktor Q dengan *tapping* l.



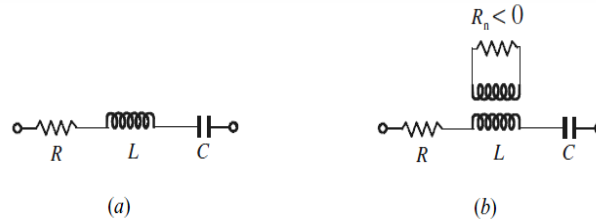
Gambar 2.13 Faktor Q dari resonator Hairpin versus posisi *tapping*, l [10]

* simulasi gelombang electromagnetic full (garis solid)

* persamaan (2.21) (garis putus-putus)

2.5 Filter Aktif Mikrostrip[8]

Mikrostrip menawarkan teknologi yang sangat kompak untuk realisasi filter microwave. Rugi-rugi dalam logam normal film tipis biasanya tinggi yang membuat filter mikrostrip jalur sempit dari konduktor normal tidak praktis. Kemajuan terbaru dalam teknologi *High Temperature Superconductor* (HTS), telah memungkinkan penurunan ukuran filter dan juga unjuk kerja Q yang sangat tinggi dicapai untuk aplikasi jalur sempit. Mencari solusi alternatif dan kompromi telah menyebabkan pengembangan Q mikrostrip BPF aktif disempurnakan menggunakan resistor negatif. Perbaikan Q dicapai oleh sebuah resistor negatif yang digabungkan pada setiap resonator. Untuk mengilustrasikan prinsip, mempertimbangkan resonator *lossy* pasif diberikan dalam Gambar 2.14(a), di mana R merupakan kerugian gabungan dari kapasitor dan induktor L. Ini adalah rangkaian seri-resonansi, dan Q terbatas dari resonator pasif sebesar $\omega_0 L/R$ dengan $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Sebuah metode untuk mengkompensasi kerugian yang diwakili oleh R adalah dengan memperkenalkan sebuah resistansi negatif $R_n < 0$ yaitu kopling eksternal untuk rugi resonator pasif seperti ditunjukkan pada Gambar 2.14 (b)[8].

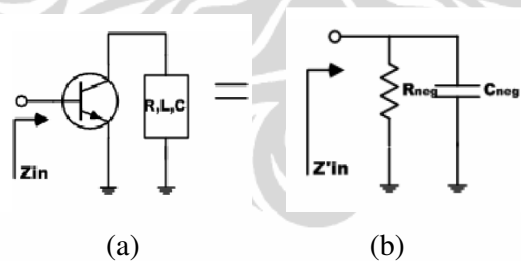


Gambar 2.14 (a) Resonator berikut rugi-rugi dari L dan C
(b) Rangkaian resistansi negatif untuk kompensasi rugi-rugi dari L dan C

Dengan pengaturan yang tepat nilai resistansi negatif dan nilai kopling, resistor disipasi R dapat dihilangkan, menghasilkan resonator tanpa rugi-rugi. Nilai maksimum dari resistansi negatif dipilih untuk mengkompensasi resistansi parasitik induktor.

2.5.1 Rangkaian Resistansi Negatif

Banyak dari topologi resistansi negatif disusun dari struktur konfigurasi umpan balik *common emitter* atau *common base* menggunakan BJT. Struktur umpan balik tersebut biasanya digunakan untuk perancangan osilator, dan memperbaiki unjuk kerja *noise* dari keseluruhan rangkaian. Gambar 2.15 memperlihatkan struktur dan rangkaian ekuivalen dari konfigurasi *common emitter*.

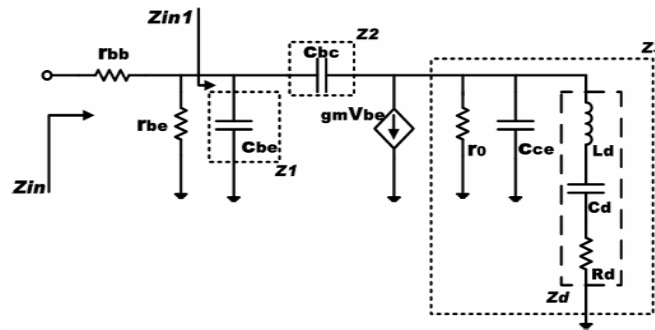


Gambar 2.15 (a) Rangkaian resistansi negatif *common emitter*
(b) Rangkaian ekuivalen konfigurasi *common emitter*

Dengan konfigurasi ini, unjuk kerja *noise* dapat ditingkatkan. Kapasitansi aktif dibuat dari BJT yang akan menghadirkan sifat resistansi negatif, sama baiknya dengan kapasitif. Topologi ini akan menghadirkan sifat resistansi negatif dan dapat dengan baik dipakai untuk perancangan filter jalur sempit.

Dengan analisis rangkaian, resistansi negatif dan kapasitansi dapat mudah dihitung. Selain itu, analisis memberikan sebuah metode untuk mengontrol respon frekuensi dengan mengatur elemen umpan balik RLC. Gambar 2.16 adalah

rangkaian ekivalen sinyal kecil untuk frekuensi tinggi dari rangkaian resistansi negatif *common emitter*.



Gambar 2.16 Rangkaian ekivalen sinyal kecil untuk frekuensi tinggi resistansi negatif *common emitter*

Impedansi input dari rangkaian di atas dapat dinyatakan sebagai [3]:

$$Z_{in} = r_{bb} + r_{be} // Z_{in1} \quad (2.22)$$

$$\text{Di mana : } Z_{in1} = \frac{Z_1 (Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_d + g_m (Z_1 + Z_3)} \quad (2.23)$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_{be}}, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_{bc}}, \quad Z_3 = \frac{1}{j\omega C_{ce} + \frac{1}{Z_d} + \frac{1}{r_o}}$$

$$Z_d = R_d + j(\omega L_d - \frac{1}{\omega C_d}) \quad (2.24)$$

r_{bb} , C_{ce} dan r_o bukan elemen yang dominan untuk menghasilkan nilai resistansi negatif dan ekivalen kapasitansi. Admitansi input dapat dituliskan dalam R_{neg} , C_{neg} sebagai:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z'_{in}} = \frac{1}{R_{neg}} + j\omega C_{neg} \quad (2.25)$$

Dalam bagian real dari (2.25) dapat ditentukan nilai ekivalen dari resistansi negatif sebagai berikut :

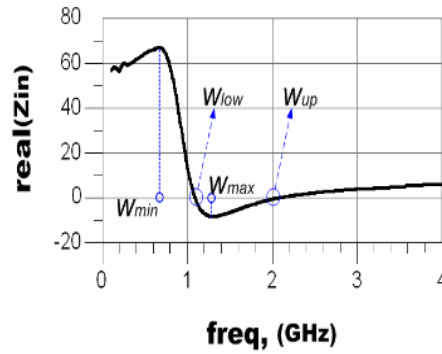
$$\frac{1}{R_{neg}} = \text{Re}[Y_{in}] = g_m + \frac{1}{r_{be}} + \frac{C_d (-C_{bc} + C_d) g_m + C_{bc} C_d (g_m L_d + C_{bc} R_d) \omega^2}{T} \quad (2.26)$$

Nilai ekivalen kapasitansi dalam bagian imajiner :

$$C_{neg} = \text{Im}[Y_{in}] = \omega \left[C_{bc} + \frac{C_{bc} C_d (C_{bc} + C_d)}{T} + \frac{C_{bc} C_d (C_d g_m R_d - C_{bc} C_d L_d \omega^2)}{T} \right] \quad (2.27)$$

dimana : $T = (C_{bc} + C_d)^2 + C_{bc} C_d (-2(C_{bc} + C_d)L_d + C_{bc}C_dR_d^2)\omega^2 + C_{bc}^2C_d^2L_d^2\omega^4$ (2.28)

Gambar 2.17 menunjukkan nilai resistansi ekivalen untuk sebuah resistansi negatif.



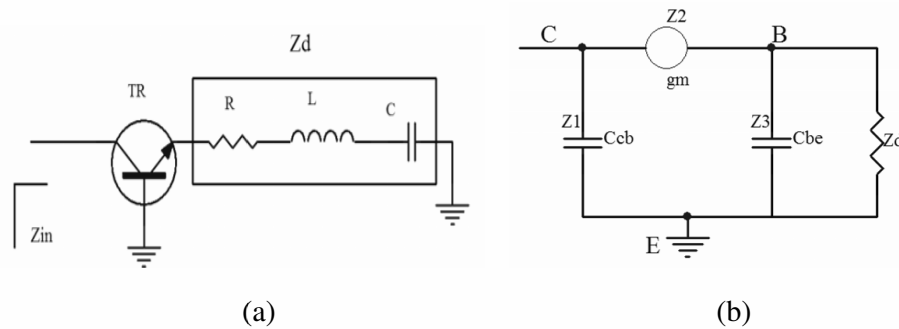
Gambar 2.17 Grafik nilai resistansi ekivalen untuk sebuah resistansi negatif

Dari (2.29), range frekuensi dalam rangkaian yang mempunyai resistansi negatif dapat ditentukan sebagai:

$$\omega_{low}^{up} = \left(\frac{2C_{bc}L_d + 2C_dL_d - C_{bc}C_dR_d^2}{2C_{bc}C_dL_d^2} \pm \frac{R_d\sqrt{C_{bc}C_d}\sqrt{C_{bc}C_dR_d^2 - 4(C_{bc} + C_d)L_d}}{2C_{bc}C_dL_d^2} \right)^{1/2}$$
 (2.29)

$$\omega_{low}^{up} = \left(\frac{g_m}{g_mL_d + C_{bc}R_d} \left(\frac{1}{C_{bc}} + \frac{1}{C_d} \right) \pm \frac{\sqrt{(C_{bc}^2 + C_d^2)R_d^2(C_{bc}^2 + C_dg_m^2L_d + C_{bc}(C_d + C_dg_mR_d))}}{C_{bc}C_dL_d(g_mL_d + C_{bc}R_d)} \right)^{1/2}$$
 (2.30)

Rangkaian resistansi negatif *common base* diperlihatkan pada Gambar 2.18.



Gambar 2.18 (a) Rangkaian resistansi negatif *common base*
 (b) Rangkaian ekivalen resistansi negatif *common base*

Konfigurasi ini memiliki resistansi input yang kecil dan menghasilkan arus kolektor yang hampir sama dengan arus input dengan impedansi yang besar. Konfigurasi ini biasanya digunakan sebagai *buffer*. Konfigurasi ini digunakan untuk pemakaian frekuensi tinggi sebab basis memisahkan input dan output, meminimalisasi osilasi pada frekuensi tinggi. Konfigurasi ini mempunyai penguatan tegangan tinggi, impedansi input relatif rendah dan impedansi output tinggi dibandingkan *common collector*. Nilai Z_1 , Z_2 , Z_3 dan Z_d dinyatakan oleh:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C_{cb}} \equiv -jX_1 & Z_2 &= \frac{1}{g_m} \\ Z_3 &= \frac{1}{j\omega C_{be}} \equiv -jX_3 & Z_d &= R_d + j\left(\omega L_d - \frac{1}{\omega C_d}\right) = R_d + jX_d \end{aligned} \quad (2.31)$$

Berdasarkan Gambar 2.17(b), nilai resistansi negatif dapat dihitung sebagai:

$$\begin{aligned} Z_3 \text{ paralel dengan } Z_d &: Z_{p1} = Z_3 // Z_d \\ Z_{p1} \text{ seri dengan } Z_2 &: Z_{s1} = Z_{p1} + Z_2 \\ Z_{s1} \text{ paralel dengan } Z_1 &: Z_{p2} = Z_{s1} // Z_1 \end{aligned}$$

Nilai resistansi negative dinyatakan oleh :

$$R_{neg} = \frac{g_m X_1 (g_m X_1 X_d + X_1 R_d^2 + 2X_1 X_3^2 + X_1 X_d^2 - X_1 X_3 X_d^2 - X_1 X_3 X_d - X_1^2 X_3 X_d R_d)}{T} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} T &= (g_m X_d X_3 + R_d + g_m X_1 (X_d - X_3))^2 + (X_d - X_3 - g_m R_d X_3 - g_m X_1 R_d)^2 \\ &= R_d^2 + X_d^2 + X_3^2 - g_m X_1 X_3 R_d + g_m^2 X_d^2 X_3^2 + g_m^2 X_d^2 X_3 X_1 - g_m^2 X_d X_3^2 X_1 + \\ &\quad g_m^2 X_d^2 X_1 X_3 + g_m^2 X_1^2 X_d^2 - 2(g_m^2 X_1^2 X_3 X_d) + g_m^2 X_1^2 X_3^2 + g_m^2 X_3^2 R_d^2 + \\ &\quad 2(g_m^2 R_d^2 X_1 X_3 + g_m^2 R_d^2 X_1^2 - 2(X_3 X_d) + 2(g_m X_3^2 R_d) \end{aligned}$$

$$\text{dimana : } X_1 = \frac{1}{j\omega C_{cb}} \quad X_3 = \frac{1}{j\omega C_{be}} \quad Z_d = \left(\omega L_d - \frac{1}{\omega C_d}\right)$$

2.5.2 Bias Transistor BJT

Pengetahuan tentang tanggapan AC dan DC suatu sistem sangat diperlukan baik dalam analisis maupun perencanaan rangkaian penguat transistor. Rangkaian penguat dapat melipat gandakan sinyal input AC yang kecil disebabkan karena rangkaian tersebut mendapatkan tegangan DC dari luar. Dengan teori superposisi, kondisi level DC dan AC dapat dipisahkan. Level DC dari suatu rangkaian menentukan titik kerja transistor yang dipakai. Dalam tahap

disain maupun sintesis, pilihan parameter untuk level DC yang dibutuhkan akan mempengaruhi respon AC-nya. Demikian juga sebaliknya.

Istilah bias DC ini menyangkut pemberian tegangan DC kepada transistor untuk mendapatkan level tegangan dan arus yang tetap. Dalam penguat transistor level tegangan dan arus yang tetap tersebut akan menempatkan suatu titik kerja pada kurva karakteristik sehingga menentukan daerah kerja transistor. Oleh karena titik kerja tersebut merupakan titik yang tetap dalam kurva karakteristik, maka biasanya disebut dengan titik-Q (atau *Quiescent Point*). Persamaan mendasar dalam transistor yang penting adalah[9] :

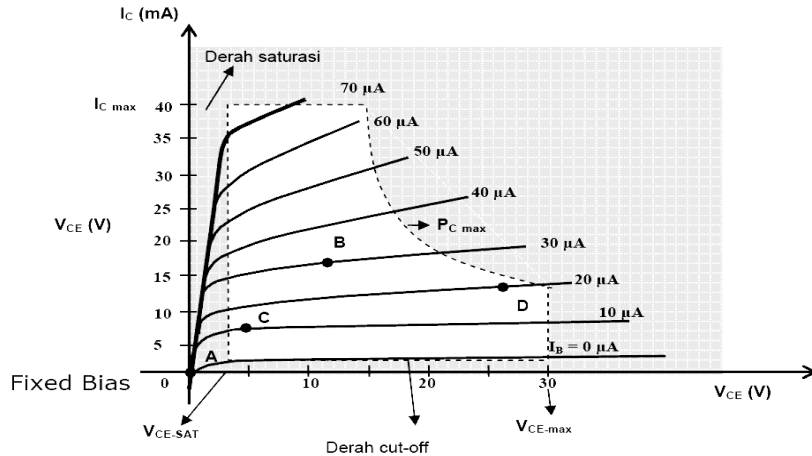
$$V_{BE} = 0,7 \text{ Volt} \quad (2.33)$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B \cong I_C \quad (2.34)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (2.35)$$

Dalam mencari solusi dari suatu rangkaian, umumnya nilai arus basis I_B yang pertama dihitung. Ketika I_B sudah diperoleh, hubungan persamaan di atas bisa digunakan untuk mencari besaran yang diinginkan.

Pada Gambar 2.19 ditunjukkan 4 buah titik kerja transistor. Rangkaian bias bisa di disain untuk memperoleh titik kerja pada titik-titik tersebut, atau titik lainnya dalam daerah aktif. Pada dasarnya titik kerja suatu rangkaian penguat bisa diletakkan dimana saja di kurva karakteristik tersebut. Namun agar rangkaian penguat dapat menguatkan sinyal dengan linier atau tanpa cacat, maka titik kerja diusahakan ditempatkan di tengah daerah aktif. Disamping itu yang perlu diperhatikan adalah agar titik kerja tidak diletakkan diluar batas maksimum dari arus maupun tegangan yang sudah ditentukan oleh pabrik. Apabila hal ini dilanggar transistor akan panas dan cepat rusak. Rating maksimum ditentukan oleh I_{Cmax} dan $V_{CE max}$. Daya maksimum dibatasi oleh kurva P_{Cmax} . Untuk kondisi tanpa bias, piranti tidak bekerja, hasilnya adalah titik A dimana arus dan tegangan bernilai nol.



Gambar 2.19 Grafik karakteristik titik kerja transistor [9]

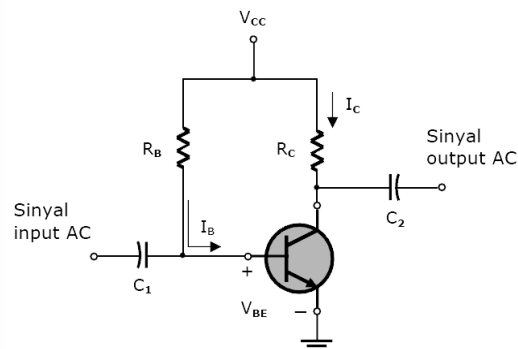
Daerah kerja transistor (*cut-off*, aktif atau saturasi) ditentukan oleh bias yang diberikan pada masing-masing *junction* :

1. Daerah aktif/daerah linear
 - *Junction base-emitter* dibias maju (*forward bias*)
 - *Junction base-collector* dibias mundur (*reverse bias*)
2. Daerah saturasi
 - *Junction base-emitter* dibias maju (*forward bias*)
 - *Junction base-collector* dibias maju (*forward bias*)
3. Daerah *cut-off*
 - *Junction base-emitter* dibias mundur (*reverse bias*)
 - *Junction base-collector* dibias mundur (*reverse bias*)

Macam-macam bias DC pada transistor adalah sebagai berikut :

1. Bias Tetap

Bias model ini ditunjukkan pada Gambar 2.20.



Gambar 2.20 Bias tetap [9]

Rangkaian di atas menggunakan transistor NPN. Untuk transistor PNP, persamaan dan perhitungan adalah serupa, tapi dengan arah arus dan polaritas tegangan berlawanan. Untuk analisis DC, rangkaian bisa di-isolasi (dipisahkan) dari input AC dengan mengganti kapasitor dengan rangkaian terbuka (*open circuit*). Untuk tujuan analisis, supply tegangan V_{CC} bisa dipisahkan menjadi dua, masing-masing untuk input dan output. Dengan hukum tegangan Kirchhoff [9]:

$$-V_{CC} + I_B R_B + V_{BE} = 0 \quad (2.36)$$

Arus basis I_B menjadi :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (2.37)$$

$$V_{BE} = V_B - V_E \quad (2.38)$$

Tegangan V_{CE} :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.39)$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (2.40)$$

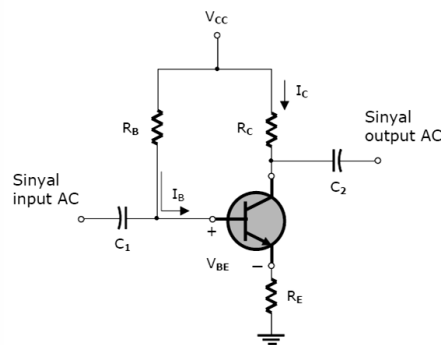
Transistor saturasi jika *junction base collector* tidak lagi di bias mundur.

$$V_{CE} = 0 \text{ V} \quad (2.41)$$

$$I_{C_{sat}} = V_{CC} / R_C \quad (2.42)$$

2. Bias Emitter

Untuk meningkatkan kesetabilan pada rangkaian bias tetap, maka ditambahkan sebuah resistor dekat emitter seperti pada Gambar 2.21. Rangkaian DC bias ini dinamakan bias emitter.



Gambar 2.21 Bias emitter stabil[9]

Loop *Base-Emitter*

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (2.43)$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.44)$$

Loop *Collector – Emitter*

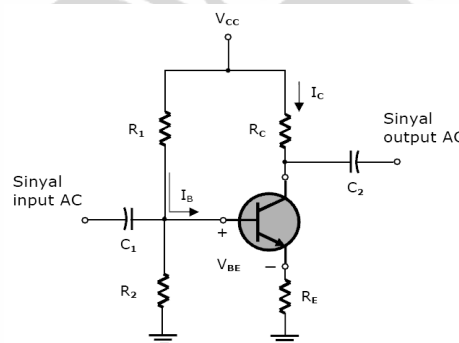
$$V_{CC} = I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C \quad (2.45)$$

Saturasi :

$$I_{C_{sat}} = V_{CC} / (R_C + R_E) \quad (2.46)$$

3. Bias Pembagi Tegangan

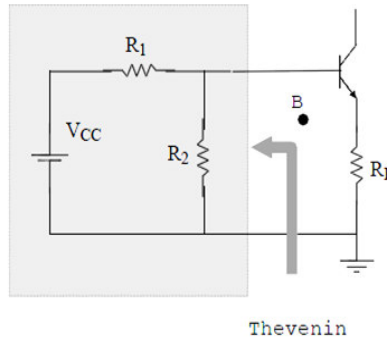
Rangkaian bias pembagi tegangan sering juga disebut dengan bias mandiri (*self-bias*). Penguat transistor pada umumnya lebih banyak menggunakan rangkaian bias jenis ini, karena stabilitasnya sangat baik. Stabilitasnya lebih baik dari pada rangkaian bias yang sudah dibahas sebelumnya. Gambar 2.22 menunjukkan rangkaian penguat dengan bias pembagi tegangan. Rangkaian bias pembagi tegangan terdiri atas empat buah resistor, yaitu: R_1 , R_2 , R_C , dan R_E . Resistor R_1 (yang berada di atas) akan menjamin bahwa persambungan kolektor - basis mendapatkan bias mundur, sedangkan resistor R_2 (yang berada di bawah) akan menjamin bahwa persambungan basis - emitor mendapatkan bias maju. Oleh karena itu dengan adanya pembagi tegangan R_1 dan R_2 akan menjamin bahwa transistor dapat bekerja pada daerah aktif. R_C sebagai resistansi beban kolektor, dan R_E sebagai stabilisasi dc.



Gambar 2.22 Bias Pembagi Tegangan [9]

Analisis DC rangkaian bias pembagi tegangan ini dimulai dengan menggambar lagi bagian input dari rangkaian Gambar 2.22. Jaringan input tersebut diselesaikan dengan metode Thevenin, yaitu menggantinya dengan sebuah sumber tegangan V_{TH} dan sebuah resistansi R_{TH} . Hubungan antara V_{TH} dan R_{TH} adalah seri, sehingga diperoleh rangkaian ekuivalen yang sederhana.

Dalam analisa penguat transistor tegangan Thevenin (V_{TH}) sering disebut dengan V_{BB} dan resistansi Thevenin (R_{TH}) sering disebut dengan R_B seperti Gambar 2.23.



Gambar 2.23 Rangkaian Thevenin bagian input

Harga resistansi dan tegangan Thevenin dari rangkaian ekuivalen adalah :

$$\text{Resistansi Thevenin: } R_{TH} = R_B = R_1 \parallel R_2 \quad (2.47)$$

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.48)$$

Tegangan Thevenin:

$$V_{TH} = V_{BB} = V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (2.49)$$

$$V_{BB} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (2.50)$$

Dengan menerapkan hukum Kirchoff, tegangan pada loop input rangkaian ekuivalen Thevenin Gambar 2.23 , dapat ditentukan harga I_B , yaitu:

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E \quad (2.51)$$

karena,

$$I_E = (\beta + 1)I_B \quad (2.52)$$

maka:

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BB} + (\beta + 1)I_B \cdot R_E \quad (2.53)$$

$$V_{BB} = I_B \{ R_B + (\beta + 1)R_E \} + V_{BB} \quad (2.54)$$

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \{ R_B + (\beta + 1)R_E \} \quad (2.55)$$

sehingga diperoleh:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (2.56)$$

dimana harga V_{BE} ini sama seperti pembahasan yang lalu yaitu dianggap V_{BE} aktif = 0,7 Volt. Harga I_B yang diperoleh ini merupakan titik kerja transistor yang

biasanya disebut dengan I_{BQ} . Apabila $I_B = I_C/\beta$ dimasukkan ke (2.56) tersebut, maka harga I_C dapat diperoleh, yaitu:

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + (1 + \frac{1}{\beta})R_E} \quad (2.57)$$

Analisis pendekatan dapat dilakukan jika $I_E = I_C$, maka dapat diperoleh:

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \quad (2.58)$$

Harga arus I_C ini merupakan titik kerja transistor yang sering disebut dengan I_{CQ} . Persamaan garis beban dapat diperoleh dengan menerapkan hukum Kirchhoff pada loop output kolektor - emitor, yaitu[9]:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E \cdot R_E \quad (2.59)$$

karena:

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.60)$$

$$I_E = I_C + I_C/\beta \quad (2.61)$$

$$I_E = (1 + 1/\beta)I_C \quad (2.62)$$

maka:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + (1 + 1/\beta)I_C \cdot R_E \quad (2.63)$$

sehingga diperoleh:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - (1 + 1/\beta) I_C \cdot R_E \quad (2.64)$$

Harga arus I_C ini merupakan titik kerja transistor yang sering disebut dengan I_{CQ} . Analisis pendekatan dapat dilakukan apabila $I_E = I_C$, maka diperoleh:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (2.65)$$

Keadaan saturasi akan didapatkan apabila nilai $I_{C_{sat}}$ nya adalah:

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (2.66)$$

Pada proses perancangan bias pembagi tegangan dapat digunakan pendekatan (2.67) – (2.73) yaitu [9]:

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} \quad (2.67)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} \quad (2.68)$$

$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} \quad (2.69)$$

$$V_B = V_{BE} + V_E \quad (2.70)$$

Apabila memenuhi persyaratan yaitu [22] :

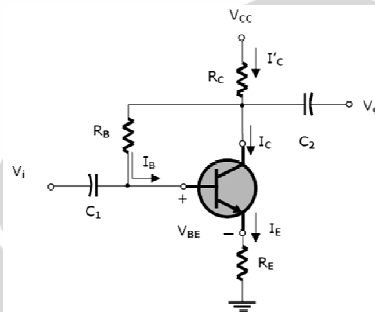
$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E \quad (2.71)$$

Maka pendekatan tersebut memenuhi pers (2.72) untuk dapat mencari nilai resistansi R_1 :

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2 - V_B R_2}{V_B} \quad (2.72)$$

4. Bias dengan umpan balik

Untuk meningkatkan stabilitas bisa dilakukan dengan memberikan umpan balik dari collector menuju base, seperti diperlihatkan Gambar 2.24.



Gambar 2.24 Bias dengan umpan balik [9]

Persamaan tegangan untuk loop di sebelah kiri (loop *base-emitter*):

$$V_{CC} - I'_C R_C - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (2.73)$$

Perhatikan bahwa arus I_C yang masuk ke kaki *collector* berbeda dengan I'_C ,

$$\text{dimana : } I'_C = I_B + I_C \quad (2.74)$$

Tapi nilai I_B yang jauh lebih kecil bisa diabaikan untuk memperoleh persamaan yang lebih sederhana (asumsi $I'_C \cong I_C \cong \beta I_B$ dan $I_C \cong I_E$):

$$V_{CC} - \beta I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} - \beta I_B R_E = 0 \quad (2.75)$$

$$V_{CC} - V_{BE} - \beta I_B (R_C + R_E) - I_B R_B = 0 \quad (2.76)$$

Sehingga :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} \quad (2.77)$$

$$I_E R_E + V_{CE} + I'_C R_C = V_{CC} \quad (2.78)$$

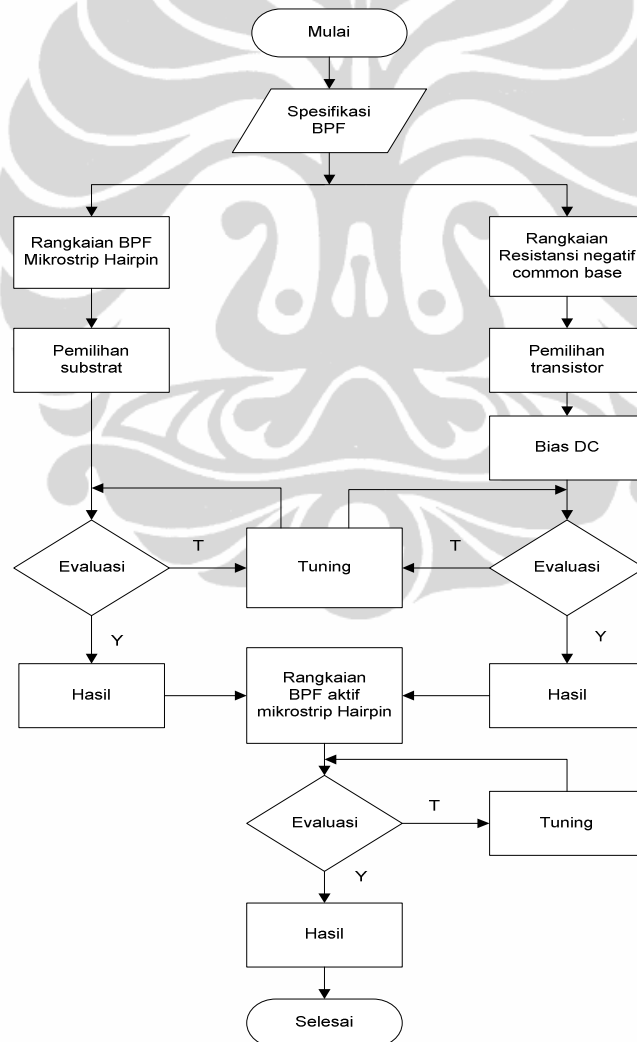
Dengan $I'_C \cong I_C$ dan $I_C \cong I_E$ maka

$$V_{CC} = I_C (R_C + R_E) + V_{CE} \quad (2.79)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (2.80)$$

BAB 3 TAHAP-TAHAP PERANCANGAN BANDPASS FILTER AKTIF

Bandpass filter yang dirancang adalah filter aktif mikrostrip Hairpin orde 3 dengan respon Chebyshev. Rangkaian terdiri dari BPF mikrostrip Hairpin orde 3 dan 4 buah rangkaian resistansi negatif dengan konfigurasi *common base*. Rangkaian resistansi negatif memakai komponen aktif BJT-NE662M04. Gambar 3.1 memperlihatkan diagram alir tahap-tahap perancangan bandpass filter aktif mikrostrip Hairpin :



Gambar 3.1 Diagram alir perancangan bandpass filter aktif

Perancangan dimulai dengan menentukan spesifikasi BPF. Selanjutnya merancang bandpass filter mikrostrip hairpin dan rangkaian resistansi negatif secara terpisah. Masing-masing dievaluasi dan disimulasikan menggunakan perangkat lunak Advanced Design System (ADS) 2009. Setelah dari masing-masing perancangan mendapatkan hasil yang diinginkan, selanjutnya penggabungan menjadi satu rangkaian untuk menghasilkan suatu bandpass filter aktif. Jika belum didapatkan hasil yang sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan, dilakukan tuning sampai didapat hasil yang diinginkan.

Spesifikasi bandpass filter yang dirancang sesuai standard WiMAX yaitu :

- Frekuensi : 2,3GHz – 2,4GHz
- Bandwidth -3dB : 100MHz
- Frekuensi tengah : 2,35GHz
- Insertion loss : < 1dB
- Return loss : < -10dB
- VSWR : 1 – 2
- Orde filter : 3
- Respon frekuensi : Chebyshev
- Zout : 50Ω
- Tipe mikrostrip : Hairpin
- Substrat : FR4

3.1 Perancangan BPF Dengan Komponen Lumped

Sebelum perancangan BPF aktif mikrostrip Hairpin, terlebih dahulu dilakukan perancangan dengan menggunakan komponen *lumped* (induktor dan kapasitor) [2][3] sebagai komponen utamanya.

Spesifikasi BPF :

- Frekuensi kerja : 2,3-2,4GHz
- BW : 100MHz
- Z_0 : 50Ω,
- Frekuensi tengah : 2,35GHz,
- Orde : 2
- Respon : Chebyshev

Berdasarkan Tabel Chebyshev [8], orde 2, ripple 0,5dB memiliki parameter sbb:

$$g_1 = 1,4029 \quad ,g_2 = 0,7071 \quad g_3 = 1,9841$$

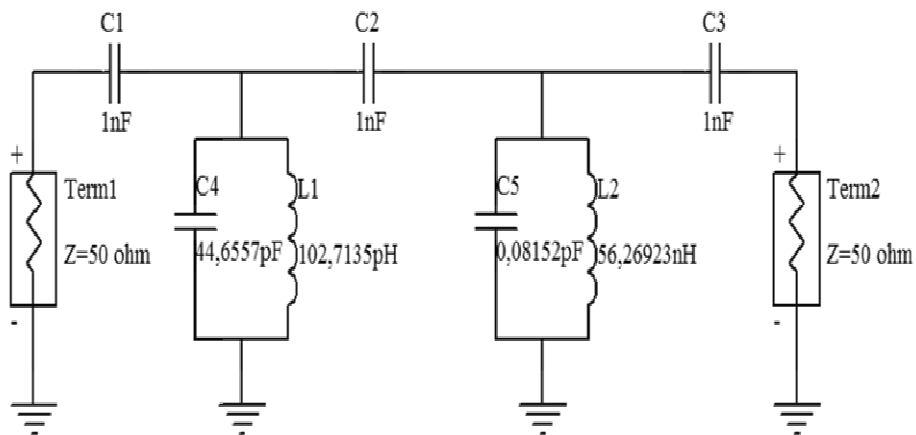
Nilai-nilai komponen dapat dihitung dengan:

$$\begin{array}{ll} \text{Paralel :} & L_k = \frac{2\pi BW Z_0}{g_k \omega_0^2} & C_k = \frac{g_k}{2\pi BW Z_0} \\ \text{Seri:} & L_k = \frac{g_k Z_0}{2\pi BW} & C_k = \frac{2\pi BW}{g_k Z_0 \omega_0^2} \end{array}$$

Nilai hasil perhitungan:

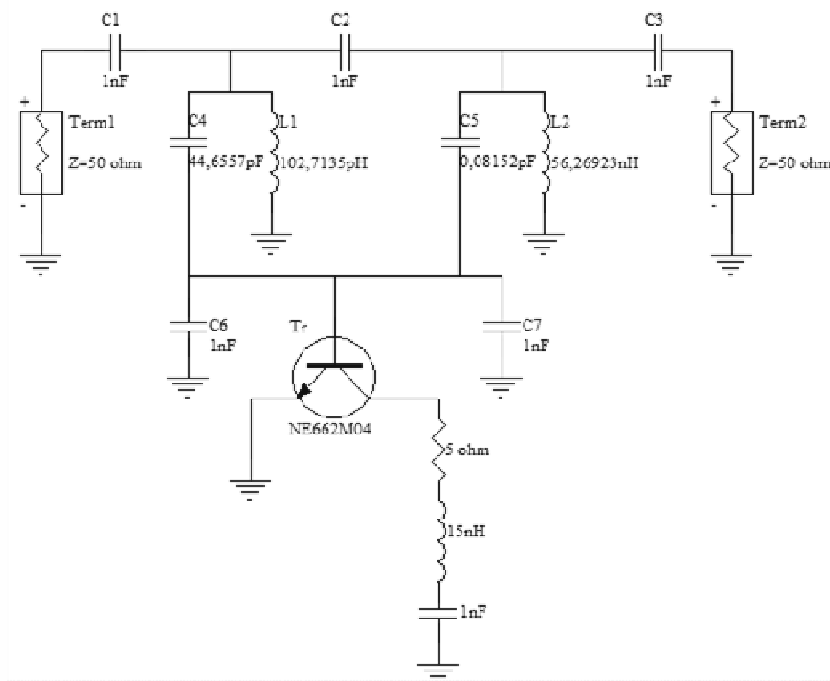
$$\begin{array}{ll} L1 = 102,7135 \text{ pH} & L2 = 56,26923 \text{ nH} \\ C4 = 44,6557 \text{ pF} & C5 = 0,08152 \text{ pF} \end{array}$$

Hasil penghitungan nilai komponen tersebut dimasukkan ke dalam rangkaian Gambar 3.2 berikut ini :



Gambar 3.2 Rangkaian BPF pasif dengan komponen *lumped*

Untuk mendapatkan hasil sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan dilakukan tuning. Selanjutnya dilakukan percobaan dengan penambahan rangkaian kapasitansi aktif (rangkaian resistansi negatif) untuk mendapatkan rangkaian BPF aktif. Gambar 3.3 memperlihatkan rangkaian BPF aktif dengan menggunakan rangkaian kapasitansi aktif.



Gambar 3.3 Rangkaian BPF aktif dengan komponen *lumped* dan rangkaian kapasitansi aktif (resistansi aktif)

Gambar 3.3 memperlihatkan rangkaian BPF orde 2 dengan komponen *lumped* ditambah satu rangkaian kapasitansi aktif atau resistansi negatif. Dengan penambahan rangkaian resistansi negatif didapatkan suatu rangkaian BPF aktif. Rangkaian resistansi negatif menggunakan satu komponen aktif BJT BFR-183 dengan konfigurasi *common emitter*. Nilai resistansi negatif yang ditimbulkan dari rangkaian resistansi negatif ini akan mengkompensasi resistansi parasitik atau resistansi yang tidak diinginkan yang timbul dari komponen *lumped*. Untuk mendapatkan parameter sesuai dengan spesifikasi, selain nilai hasil perhitungan, dilakukan pula tuning.

3.2 Perancangan BPF Pasif Mikrostrip Hairpin (Tanpa Resistansi Negatif)

Filter menggunakan orde 3 dengan respon filter Chebyshev. Perancangan menggunakan teknik kopleng. Disain filter dimulai dengan menentukan nilai prototype filter lowpass berdasarkan tabel Chebyshev. Untuk orde 3 dengan *ripple* 0,5 dB memiliki parameter [8]:

$$g_1 = 1,5963, \quad g_2 = 1,0967, \quad g_3 = 1,5963, \quad g_4 = 1$$

3.2.1 Perhitungan Parameter

Berdasarkan nilai parameter di atas, koefisien kopling antara resonator dapat ditentukan menggunakan (2.18).

$$k_{12} = \frac{100 \cdot 10^6}{2,35 \cdot 10^9 \sqrt{1,5963 \cdot 1,0967}} = 0,032161$$

$$k_{23} = \frac{100 \cdot 10^6}{2,35 \cdot 10^9 \sqrt{1,0967 \cdot 1,5963}} = 0,032161$$

$$k_{34} = \frac{100 \cdot 10^6}{2,35 \cdot 10^9 \sqrt{1,5963 \cdot 1}} = 0,033683$$

Koefisien kopling tersebut dapat digunakan untuk menentukan *separation* dari resonator berdasarkan Gambar 2.12.

$$k_{12} = \mathbf{0,032161}, \quad s = 0,48 \text{ mm}$$

$$k_{23} = \mathbf{0,032161}, \quad s = 0,48 \text{ mm}$$

$$k_{34} = \mathbf{0,033683}, \quad s = 0,5 \text{ mm}$$

Factor kualitas Q dapat ditentukan menggunakan (2.19) dan (2.20):

$$Q_1 = \frac{f_c}{BW} g_o g_1$$

$$Q_N = \frac{f_c}{BW} g_o g_{N+1}$$

Dengan frekuensi kerja 2,3-2,4 GHz, bandwidth 100MHz dan frekuensi tengah f_c 2,35GHz, didapat faktor Q :

$$Q_1 = \frac{2,35 \cdot 10^9}{100 \cdot 10^6} \cdot 1,5963 = 37,51305$$

$$Q_2 = \frac{2,35 \cdot 10^9}{100 \cdot 10^6} \cdot 1,5963 = 37,51305$$

Berdasarkan (2.21), nilai Z_r dapat dihitung dengan menggunakan (2.14) dan (2.15). Material yang dipakai adalah substrate FR4, dengan parameter :

$$\epsilon_r = 4,3 \quad , \quad h = 1,6 \text{ mm}$$

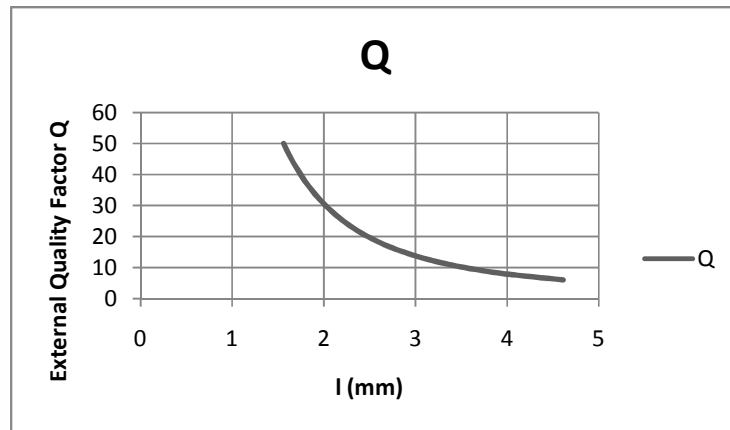
Jika dianggap $W = 1 \text{ mm}$ dan $h = 1,6 \text{ mm}$, maka didapat:

$$\epsilon_e = \frac{4,3 + 1}{2} + \frac{4,3 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot 1,6/1}} = \mathbf{3,01712}$$

$$Z_r = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) = \frac{60}{\sqrt{3,01712}} \ln\left(\frac{8 \times 1,6}{1} + \frac{1}{4 \times 1,6}\right)$$

$$= 88,48356 \Omega$$

Nilai Z_r tersebut disubsitusi ke dalam (2.21) untuk mendapatkan hubungan Q dengan l seperti diperlihatkan pada Gambar 3.4.



Gambar 3.4 Hubungan Q dengan l

Untuk mencari lebar lengan dan juga panjang kopling dapat dihitung dengan (2.11)-(2.12).

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r}\right)$$

$$= \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4,3 + 1}{2} + \frac{4,3 - 1}{4,3 + 1}} \left(0,23 + \frac{0,11}{4,3}\right) = 1,515704$$

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{8e^{1,515704}}{e^{2(1,515704)} - 2} = 1,9449 \quad \text{dengan kata lain; } \frac{W}{d} < 2$$

Dengan tebal substrat sebesar 1,6mm, maka:

$$\text{Nilai } W = (1,9449)(1,6 \text{ mm}) = 3,11184 \text{ mm}$$

Nilai ini adalah lebar dari saluran *coupled* input dan output (lengan) yaitu 3,11184mm.

Untuk menghitung panjang dari saluran transmisi (*transmission-line*) dengan menggunakan (2.15), (2.16), dan (2.17), didapat:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12(d/W)}} = 3.2662$$

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} = \frac{(2)(3.14)(2.35 \times 10^9)}{3 \times 10^8} = 49.2183 \text{ m}^{-1}$$

Panjang mikrostrip untuk setiap panjang *transmission line* mengikuti persamaan :

$$L = \frac{(\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_e k_o}} \theta^\circ \text{ m} = 17,65923 \text{ mm}$$

Jadi panjang dari setiap saluran transmisi sebesar 17,65923 mm.

3.2.2 Perhitungan Parameter Perancangan Menggunakan *Calculator Tool*

Perancangan menggunakan *calculator tool* yang tersedia pada ADS :

- Mencari lengan :

Substrate : FR4

$\epsilon_r = 4,3$

$h = 1,6\text{mm}$ $\text{Mur} = 1$ $\text{Cond} = 5.8\text{e}+034\text{mil}$

$T = 0,15 \text{ mil}$ $\text{TanD} = 0,02$ $\text{Rough} = 0\text{mil}$ $\text{Cond1} = \text{"Cond"}$

$F_c = 2,35\text{Hz}$ $Z_o = 50\Omega$ $\text{EE}_{ff} = 45^0$

didapat : $W = 3,135630 \text{ mm}$

$L = 8,804380 \text{ mm}$

- Mencari Z_r :

Masukkan $W = 1\text{mm}$ $L = 10\text{mm}$ $Z_o = 50\Omega$

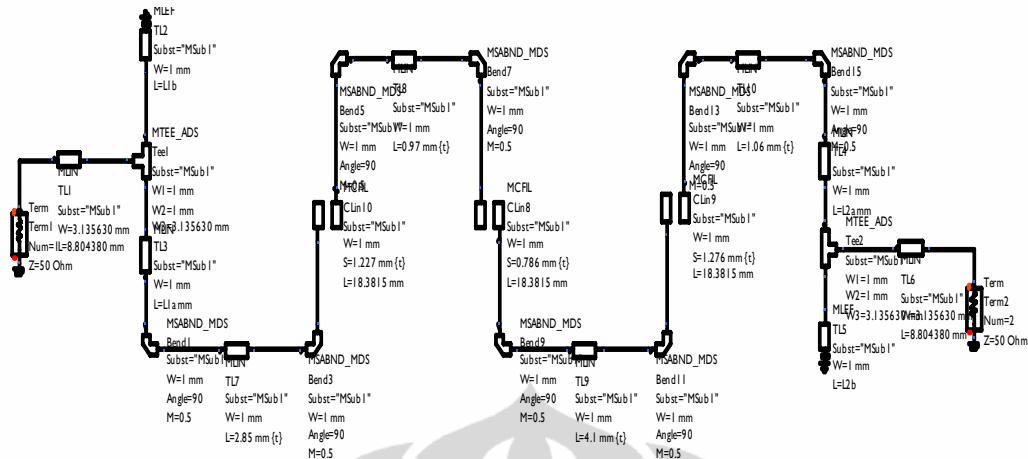
Dianalize : menghasilkan : $Z_r = 88,5482 \Omega$

- Mencari panjang L koping

Masukkan : $W = 1\text{mm}$ $L = 10\text{mm}$ $Z_o = 88,5482 \Omega$

$\text{EE}_{ff} = 90^0$ didapatkan : $W = 1\text{mm}$ $L = 18,3815\text{mm}$

Berdasarkan perhitungan dengan *calculator tool*, nilai tersebut dimasukkan ke rangkaian pada Gambar 3.5.



Gambar 3.5 Rangkaian BPF pasif mikrostrip Hairpin

Lebih jelasnya rangkaian skematik dapat di lihat pada Lampiran 1.

3.3 Perancangan Rangkaian Resistansi Negatif

Untuk perancangan rangkaian resistansi negatif meliputi pemilihan transistor, pemberian bias DC transistor dan rangkaian resistansi negatif dengan konfigurasi *common base*.

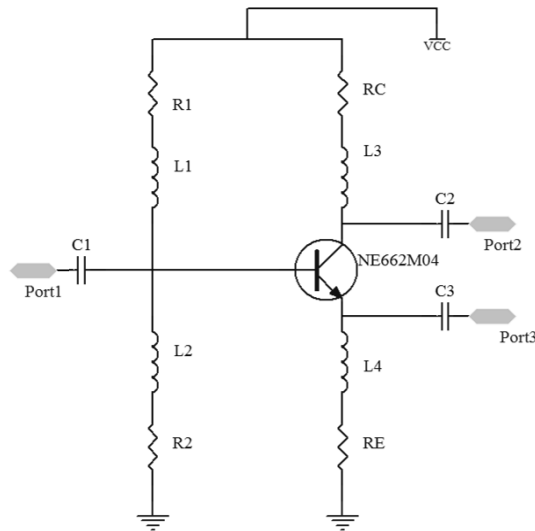
3.3.1 Pemilihan Transistor dan Pemberian Bias DC

Untuk aplikasi rangkaian resistansi negatif pada frekuensi microwave, umumnya digunakan transistor tipe *silicon bipolar* (BJT) atau *GaAs field effect transistor* (FET). BJT hanya dapat bekerja optimal dibawah 6 GHz, sedangkan untuk aplikasi pada frekuensi diatas 6 GHz lebih baik digunakan *GaAs effect transistor* (FET).

Selain karena *noise* yang rendah, kematangan teknologi *silicon bipolar* juga menjadi alasan dipilih jenis transistor BJT untuk mampu bekerja optimal pada frekuensi 2,3 GHz. Pada perancangan rangkaian resistansi negatif, menggunakan transistor BJT BFR-NE662M04 karena memiliki *low noise* dan *high gain broadband amplifier*.

Agar transistor dapat dioperasikan, terlebih dahulu dilakukan pemberian bias. Pemberian bias dipilih pembagi tegangan karena memiliki stabilitas yang

lebih baik dibanding pemberian bias yang lainnya [9]. Rangkaian bias transistor pembagi tegangan yang akan dirancang diperlihatkan pada Gambar 3.6.



Gambar 3.6 Rangkaian bias BJT BFR-NE662M04

Berdasarkan datasheet transistor BJT BFR-NE662M04 seperti terlihat pada Lampiran 3, memiliki spesifikasi sebagai berikut:

$$V_{CC} = 5\text{ V}; V_{CE} = 2\text{ V}; \beta = 70 \text{ dan } I_C = 20\text{ mA}$$

Nilai-nilai R_1 , R_2 , R_E dan R_C dapat dicari menggunakan (2.67) – (2.72) sebagai berikut :

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} = \frac{1}{10} (5\text{ V}) = 0.5\text{ V}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7\text{ V} + 0.5\text{ V} = 1.2\text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} = \frac{0.5\text{ V}}{20\text{ mA}} = 25\ \Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{5\text{ V} - 2\text{ V} - 0.5\text{ V}}{20\text{ mA}} = 125\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{10} \beta R_E = \frac{1}{10} (70)(25\ \Omega) = 175\ \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2 - V_B R_2}{V_B} = \frac{(5\text{ V})(175\ \Omega) - (1.2\text{ V})(175\ \Omega)}{1.2\text{ V}} = 554.167\ \Omega$$

Jadi nilai-nilai resistor yang diperlukan adalah :

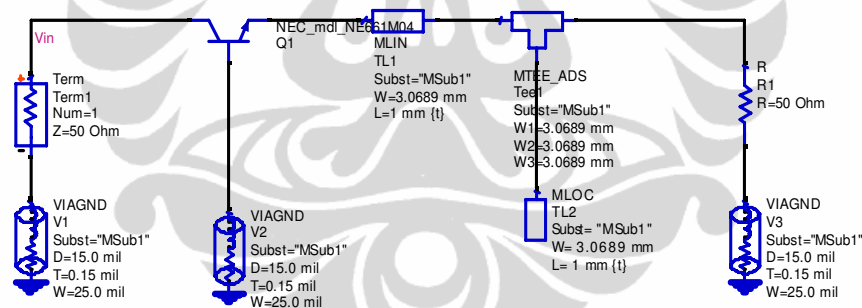
$$R_1 = 554,167\ \Omega, R_2 = 175\ \Omega, R_E = 25\ \Omega, R_C = 125\ \Omega.$$

Tetapi karena nilai tersebut tidak tersedia di pasaran, maka nilai disesuaikan yang ada di pasaran menjadi : $R_1=220\ \Omega$, $R_2=100\ \Omega$, $R_E=51\ \Omega$ dan $R_C=100\ \Omega$. Dengan nilai-nilai tersebut dihitung ulang kembali dan didapatkan nilai V_{CE} , I_C , V_{BE} , β adalah : $V_{CE}=3,52\text{ V}$, $I_C=9,8\text{ V}$, $V_{BE}=1,0625\text{ V}$ dan $\beta=19,61$.

Untuk besarnya kapasitas kapasitor *blocking* C_1 , C_2 dan C_3 mengacu dari panduan perancangan rangkaian bias transistor pada ADS mempunyai nilai 22 pF sedangkan induktansi dari RFC L_1 , L_2 , L_3 dan L_4 sebesar 1 mH. Kapasitor C_1 , C_2 dan C_3 digunakan sebagai kapasitor kopling, sedangkan induktor L_1 , L_2 , L_3 dan L_4 digunakan untuk memblok sinyal RF. Komponen resistor dan kapasitor menggunakan jenis *surface mounting devices* (SMD).

3.3.2 Rangkaian Resistansi Negatif

Rangkaian resistansi negatif yang diusulkan menggunakan konfigurasi *common base* karena keluarannya akan menghasilkan nilai resistansi negatif lebih baik dibandingkan dengan *common emitter*. Rangkaian resistansi negatif mikrostrip *common base* diperlihatkan pada Gambar 3.7.



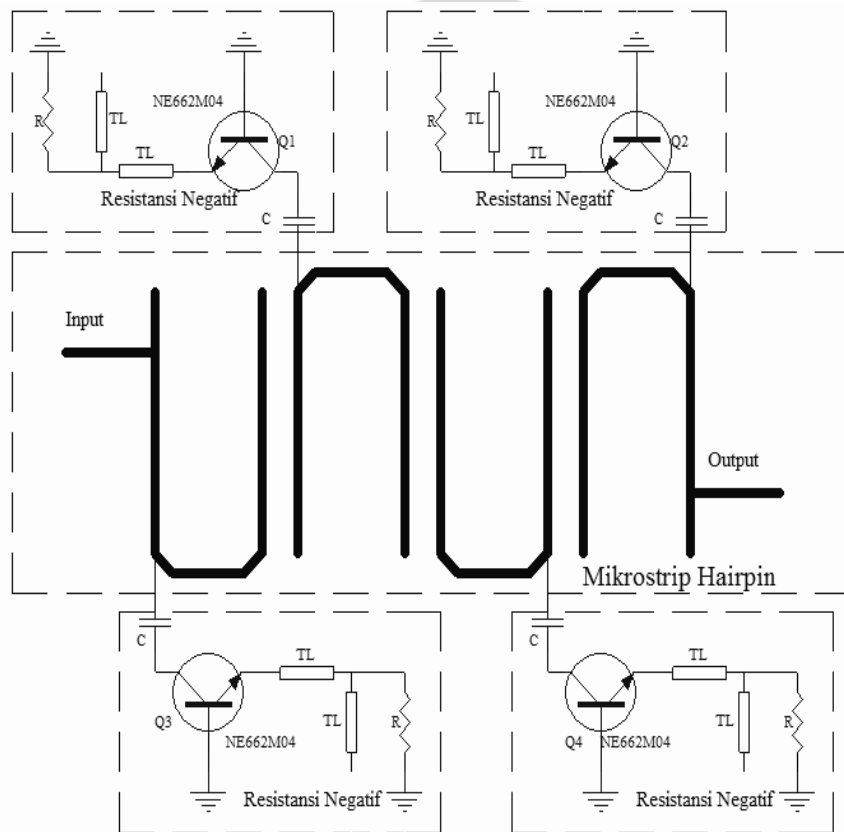
Gambar 3.7 Rangkaian resistansi negatif mikrostrip *common base*

Base pada konfigurasi *common base* terhubung ke ground, emitter dihubungkan dengan komponen seri umpan balik dan output melalui kolektor di hubung ke rangkaian BPF. Keluaran dari rangkaian ini akan mempunyai nilai resistansi negatif atau $R<0$.

3.4 Perancangan BPF Aktif Mikrostrip Hairpin.

Perancangan BPF aktif mikrostrip Hairpin lengkap terdiri dari penggabungan BPF mikrostrip Hairpin dengan rangkaian komponen resistansi negatif yang menggunakan komponen aktif transistor. Ini membentuk suatu

rangkaian filter aktif. Tujuan dari pemakaian rangkaian resistansi negatif adalah untuk mengurangi noise yang ditimbulkan dari filter. Pada filter pasif mikrostrip akan timbul suatu resistansi parasitik yaitu resistansi yang tidak diinginkan. Dengan penambahan rangkaian resistansi negatif, maka akan menimbulkan nilai resistansi negatif dan ini akan mengkompensasi atau menghilangkan nilai resistansi parasitik tersebut. Oleh karena itu filter aktif ini akan membuat unjuk kerja BPF menjadi *low noise*. Gambar 3.8 memperlihatkan diagram blok dari rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin.



Gambar 3.8 Diagram blok rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin

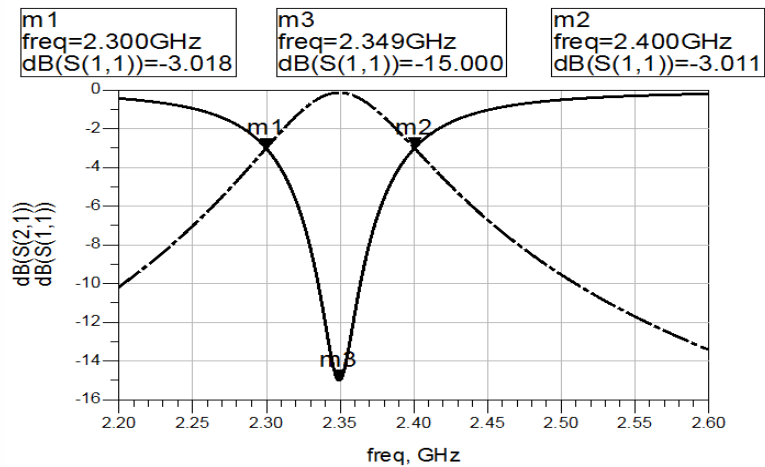
Rangkaian BPF mikrostrip Hairpin orde 3 digabung dengan 4 buah rangkaian resistansi negatif. Dari hasil perancangan BPF pasif sebelumnya digabungkan dengan rangkaian resistansi negatif untuk mendapatkan rangkaian BPF aktif. Rangkaian BPF aktif secara keseluruhan dapat dilihat pada Lampiran 2.

BAB 4 HASIL DAN PEMBAHASAN

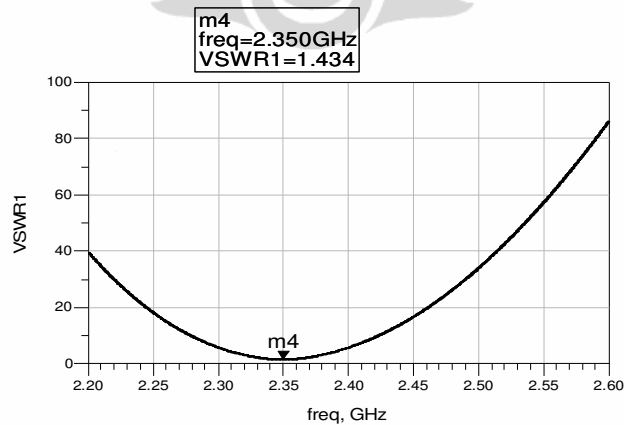
Setelah perancangan dilakukan, selanjutnya adalah simulasi dengan menggunakan perangkat lunak ADS untuk mendapatkan parameter-parameter yang diinginkan sesuai spesifikasi perancangan.

4.1 BPF dengan Komponen *Lumped*

Hasil keluaran BPF dengan komponen *lumped* pada Gambar 3.1 diperlihatkan pada Gambar 4.1, sedangkan Gambar 4.2 adalah nilai VSWR.



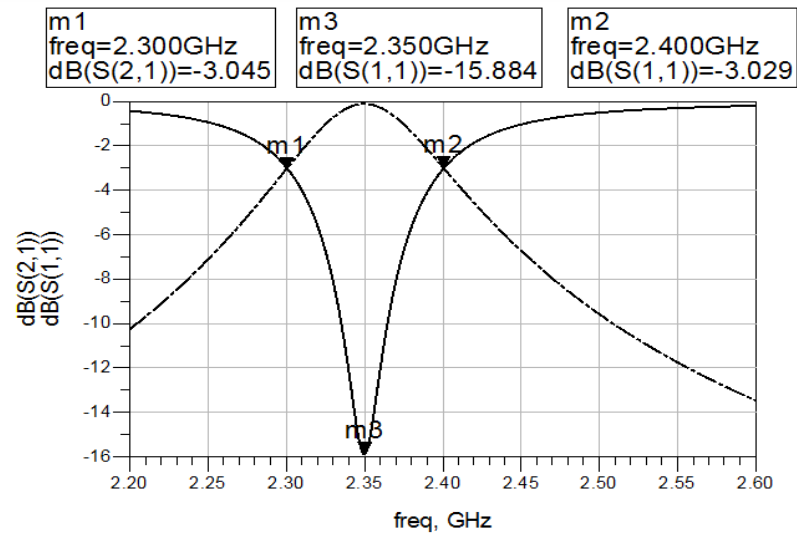
Gambar 4.1 Keluaran parameter S dari rangkaian BPF pasif dengan komponen *lumped*



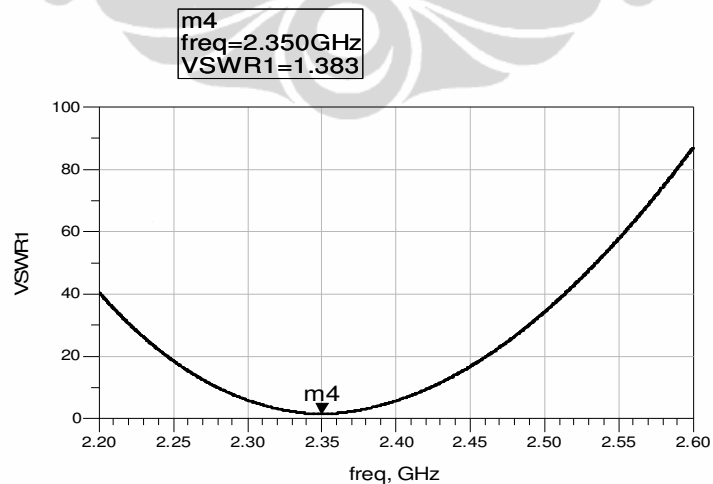
Gambar 4.2 Nilai VSWR rangkaian BPF pasif dengan komponen *lumped*

Berdasarkan Gambar 4.1 dan 4.2, didapatkan nilai *insertion loss* pada frekuensi 2,3GHz dan 2,4GHz adalah -3,018 dB dan -3,011 dB., nilai *return loss* didapat -15,884 dB pada frekuensi tengah 2,35GHz. Bandwidth dari rangkaian 100MHz. Nilai VSWR sebesar 1,442. Nilai ini sesuai dengan spesifikasi perancangan.

Sedangkan hasil keluaran dari Gambar 3.2 diperlihatkan pada Gambar 4.3 dan Gambar 4.4 berikut.



Gambar 4.3 Keluaran parameter S dari rangkaian BPF pasif dengan komponen *lumped* dan rangkaian resistansi negatif



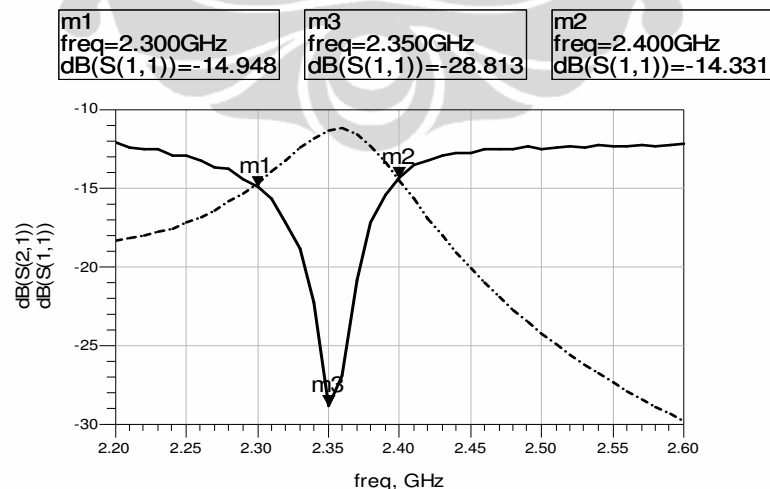
Gambar 4.4 Nilai VSWR rangkaian BPF pasif dengan komponen *lumped* dan rangkaian resistansi negatif

Berdasarkan Gambar 4.3 dan 4.4, didapatkan nilai *insertion loss* pada frekuensi 2,3GHz dan 2,4GHz adalah -3,045 dB dan -3,029 dB. Sedangkan nilai *return loss* didapat -15,884 dB. Bandwidth dari rangkaian 100MHz. Nilai VSWR sebesar 1,383. Nilai ini sesuai dengan spesifikasi perancangan.

Dari ke dua macam bandpass filter di atas, hasil keluaran sesuai dengan spesifikasi perancangan. Untuk bandpass filter pertama tanpa resistif negatif disebut dengan bandpass filter pasif. Bandpass filter aktif di dapat dengan menambahkan rangkaian resistif negatif, yaitu untuk rangkaian yang ke dua. Pada rangkaian bandpass filter aktif, nilai *return loss* mempunyai nilai lebih baik yaitu -15,884 dB dibandingkan tanpa resistif negatif yaitu -15dB. Nilai *return loss* yang baik untuk bandpass filter dibawah -10dB. Semakin nilai di bawah -10dB, berarti daya yang dipantulkan kembali ke sumber makin kecil dan ini makin baik karena daya yang di terima sumber juga makin besar. Nilai VSWR untuk ke dua rangkaian juga baik masih dalam range 1-2. Nilai VSWR yang paling bagus adalah 1.

4.2 BPF Pasif Mikrostrip Hairpin Tanpa Resistansi Negatif

Hasil keluaran parameter S (S_{11} = *return loss*, S_{21} = *insertion loss*) dari rangkaian BPF pasif mikrostrip Hairpin pada Gambar 3.4 diperlihatkan pada Gambar 4.5.



Gambar 4.5 Keluaran parameter S_{11} , S_{21} rangkaian BPF pasif

Berdasarkan Gambar 4.5 keluaran dari BPF pasif mikrostrip Hairpin tanpa rangkaian resistansi negatif, dapat diketahui nilai bandwidth dari rangkaian filter

tersebut. m_1 adalah titik potong pada frekuensi 2,3GHz dan m_2 adalah titik potong pada frekuensi 2,4GHz. Dari ke dua titik potong tersebut di dapat nilai bandwidth yaitu : $2,4\text{GHz} - 2,3\text{GHz} = 100\text{MHz}$.

Nilai bandwidth ini adalah sesuai dengan parameter yang diinginkan berdasarkan peraturan Direktur Jenderal Pos dan Telekomunikasi (Dirjen Postel) Indonesia yaitu 100 MH untuk m-WiMAX.

4.2.1 Hasil *Return Loss* dan *Insertion Loss*

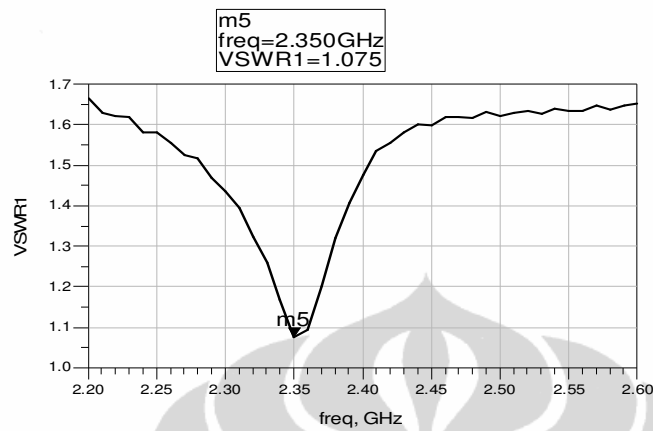
Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, nilai *return loss* tergantung pada nilai VSWR. Pada Gambar 4.5, selain menunjukkan besarnya *bandwidth*, juga menunjukkan nilai dari *return loss* dan *insertion loss* dari rangkaian yang dirancang. Nilai dari *return loss* yang terjadi pada rangkaian bernilai sesuai dengan yang diinginkan, di bawah -10dB yaitu -28,813 dB (kurva $S_{(1,1)}$) pada frekuensi 2,350GHz. Nilai *insertion loss* pada frekuensi 2,3GHz dan 2,4GHz masing-masing -14,948 dB dan -9,331 dB (kurva $S_{(2,1)}$).

Untuk *return loss*, semakin bernilai minus berarti makin baik filter tersebut untuk meneruskan sinyal input, karena daya yang dipantulkan kembali ke sumber makin kecil. *Return loss* di akibatkan adanya ke tidak sesuaian impedansi saluran dengan impedansi beban. Nilai *insertion loss* yang di hasilkan pada rangkaian menggunakan mikrostrip tidak sebaik menggunakan komponen *lumped*. Nilai *insertion loss* yang baik sekitar -3dB. Pada rangkaian ini nilai *insertion loss* didapat -10,86dB dan -9,983dB. Nilai *insertion loss* makin negatif berarti daya yang hilang sepanjang saluran makin besar. Tetapi nilai ini masih bisa di gunakan karena rangkaian masih dapat memfilter frekuensi sesuai dengan yang diinginkan.

4.2.2 VSWR

Ketika merancang suatu rangkaian yang bekerja pada frekuensi tinggi, maka perlu diperhatikan suatu parameter yang dinamakan VSWR yang berhubungan dengan kualitas dari sinyal yang diperoleh oleh beban. Pada frekuensi tinggi, jika rangkaian tersebut tidak memiliki nilai VSWR yang bagus atau idealnya adalah bernilai 1, maka akan terjadi gelombang pantul yang seharusnya gelombang tersebut diterima oleh beban. Adanya gelombang pantul tersebut disebabkan oleh nilai impedansi antara sumber dengan beban tidak

matching. Seharusnya nilai dari VSWR yang dihasilkan bernilai ideal antara 1 – 2. Gambar 4.6 menunjukkan nilai VSWR yang didapat dari hasil simulasi.

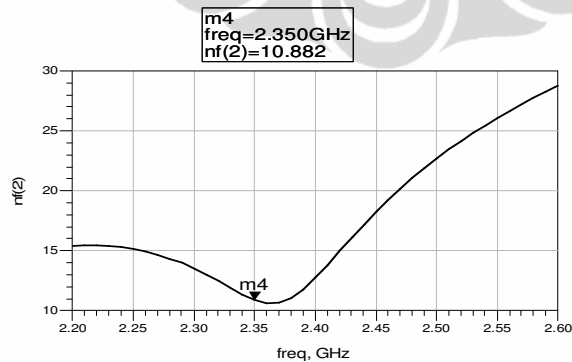


Gambar 4.6 VSWR BPF pasif

Berdasarkan hasil simulasi, nilai VSWR yang dihasilkan pada frekuensi 2,35GHz yaitu sebesar 1,084. Nilai VSWR 1,075 tersebut sudah sesuai dengan standar industri untuk suatu peralatan yang bekerja pada frekuensi tinggi, yaitu nilai VSWR berkisar antara 1 sampai 2. Jika VSWR yang dihasilkan bernilai lebih besar dari 2, berarti alat tersebut tidak layak dan harus dilakukan perancangan ulang.

4.2.3 Noise Figure

Nilai *noise figure* yang dihasilkan dari rangkaian diperlihatkan pada Gambar 4.7.



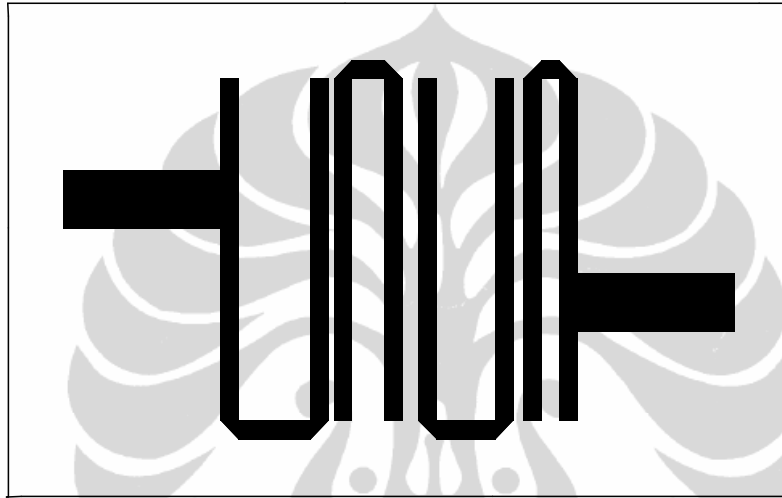
Gambar 4.7 Nilai *noise figure* bandpass filter tanpa resistansi negatif

Noise figure adalah parameter unjuk kerja yang penting dalam berbagai sistem RF. Noise disebabkan dari berbagai macam seperti temperatur, nilai

resistansi parasitik ataupun dari perangkat itu sendiri. Untuk nilai *noise figure* rangkaian bandpass filter tanpa resistansi negatif ini mempunyai nilai 10,882dB. *Noise* ini masih cukup besar. *Noise* yang besar akan menurunkan faktor Q dari sistem.

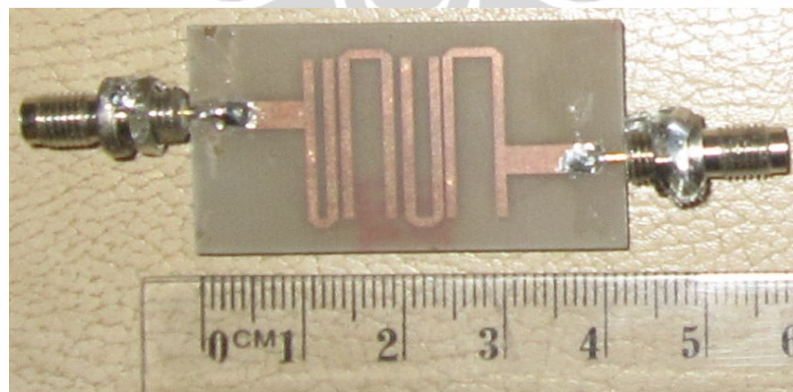
4.2.4 Layout PCB BPF Pasif Mikrostrip Hairpin

Layout PCB yang dihasilkan diperlihatkan pada Gambar 4.8.



Gambar 4.8 Layout PCB rangkaian BPF pasif Mikrostrip Hairpin

Untuk hasil realisasi perancangan BPF pasif mikrostrip Hairpin diperlihatkan pada Gambar 4.9.

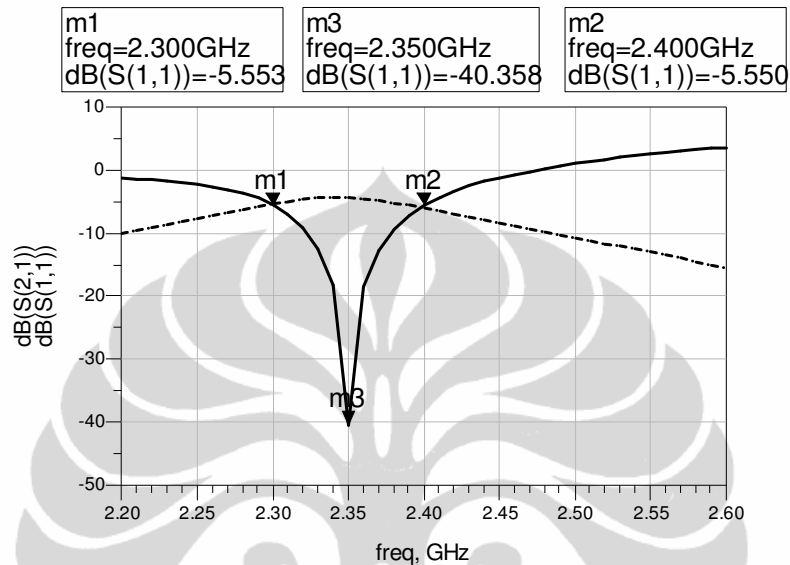


Gambar 4.9 Realisasi BPF pasif

PCB mempunyai ukuran 25mm x 42mm

4.3 BPF Aktif Mikrostrip Hairpin Dengan Resistansi Negatif

Hasil keluaran parameter S (S_{11} = *return loss*, S_{21} = *insertion loss*) dari rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin dengan rangkaian resistansi negatif diperlihatkan pada Gambar 4.10.

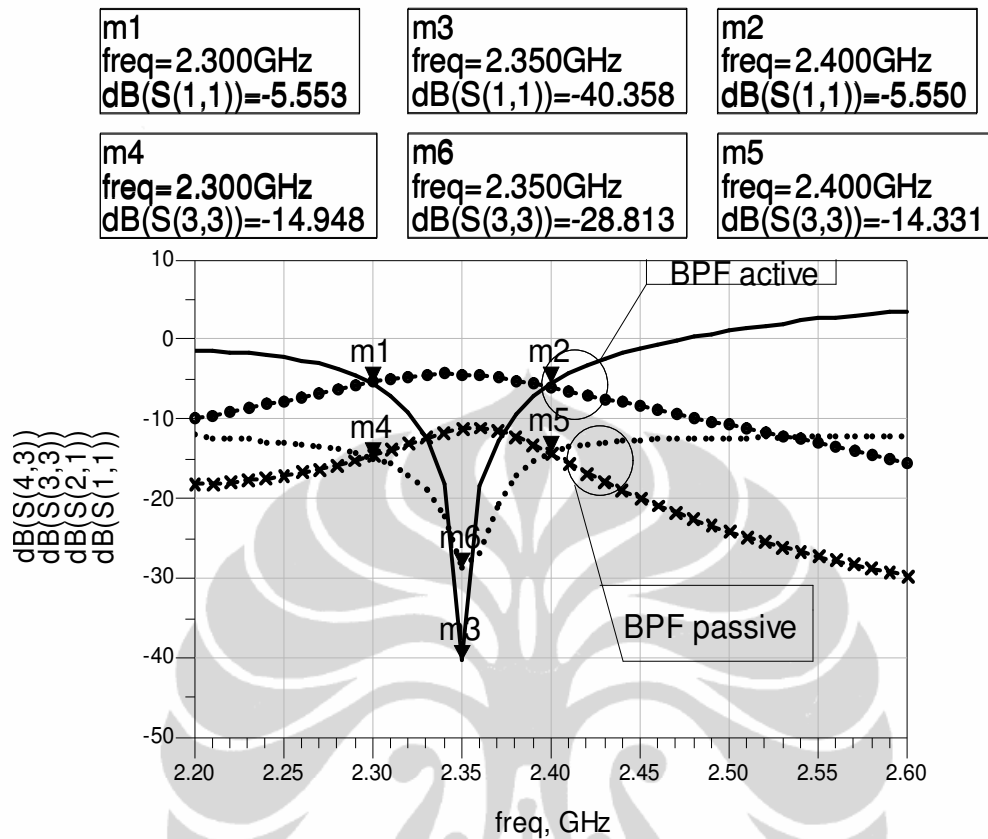


Gambar 4.10 Keluaran parameter S_{11} , S_{21} rangkaian BPF aktif

Gambar 4.10 didapatkan dengan meng-*tuning* beberapa komponen *transmission line* dan komponen kopleng mikrostrip. Nilai *bandwidth* dari rangkaian filter tersebut dapat di tentukan dari ke dua titik potong m_1 dan m_2 yaitu $2,4\text{GHz} - 2,3\text{GHz} = 100\text{MHz}$

4.3.1 Return Loss dan Insertion Loss

Nilai *return loss* dan *insertion loss* dapat dilihat pada Gambar 4.10. Nilai *insertion loss* pada frekuensi 2,3GHz dan 2,4GHz masing-masing -5,553dB dan -5,550 dB. Nilai *return loss* didapat -40,358 dB pada frekuensi 2,35GHz. Ini sesuai dengan standar m-WiMax nilai *return loss* diatas -10dB. Sebagai perbandingan, nilai parameter S ke dua bandpass filter tersebut dapat dilihat pada Gambar 4.11.



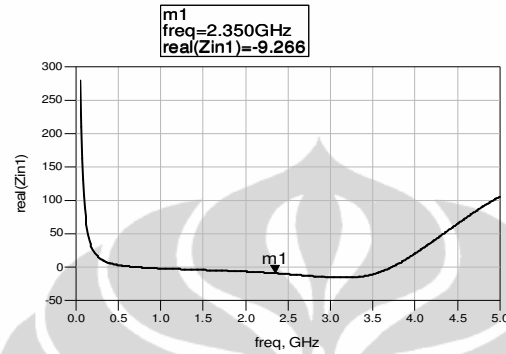
Gambar 4.11 Perbandingan nilai parameter S BPF aktif dan pasif

Dari Gambar 4.11 dapat dilihat perbandingan nilai parameter S ke dua filter tersebut. m1, m2 adalah nilai *insertion loss* dan m3 nilai *return loss* BPF aktif. m4, m5 nilai *insertion loss* dan m6 nilai *return loss* BPF pasif. Nilai *insertion loss* pada BPF dengan penambahan rangkaian resistansi negatif (BPF aktif) mempunyai nilai yang lebih baik dibanding BPF tanpa menggunakan rangkaian resistansi negatif (BPF pasif), lebih mendekati -3dB. Ini artinya daya yang hilang sepanjang saluran dari sumber ke beban pada BPF aktif lebih kecil dibanding pada BPF pasif. Idealnya agar daya dapat di transmisikan seluruhnya dari sumber ke beban yang berarti tidak ada daya yang hilang, nilai *insertion loss* harus 1dB atau 0. Tetapi ini tidak mungkin dan biasanya diukur -3dB. Nilai *insertion loss* -5,55 dB ini masih cukup baik mendekati -3dB. Begitu juga dengan nilai *return loss* pada BPF aktif Gambar 4.11 semakin mempunyai nilai negatif dibanding BPF pasif. Nilai *return loss* semakin negatif berarti daya yang dipantulkan kembali ke sumber semakin kecil dan makin besar daya yang dapat di

transfer ke beban. *Return loss* pada BPF aktif mempunyai nilai $-40,358\text{dB}$. Ini lebih baik dibanding nilai *return loss* bandpass filter pasif, $-28,813\text{dB}$.

4.3.2 Nilai Resistansi Dari Rangkaian Resistansi Negatif

Gambar 4.12 memperlihatkan keluaran dari rangkaian resistansi negatif.

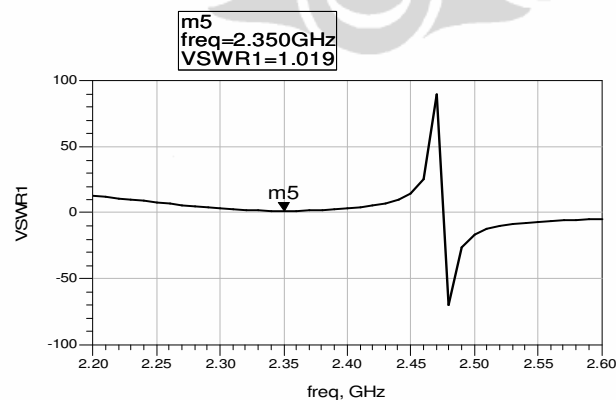


Gambar 4.12 Keluaran rangkaian resistansi negatif

Berdasarkan Gambar 4.12, didapatkan nilai resistansi negatif pada frekuensi $2,35\text{GHz}$ adalah $-9,266\Omega$. Rangkaian menghasilkan keluaran bernilai resistansi negatif. Nilai ini cukup untuk mengkompensasi nilai resistansi parasitik yang dihasilkan dari rangkaian resonator mikrostrip, sehingga *noise* akan lebih rendah.

4.3.3 VSWR

Nilai VSWR yang dihasilkan rangkaian BPF aktif diperlihatkan pada Gambar 4.13.



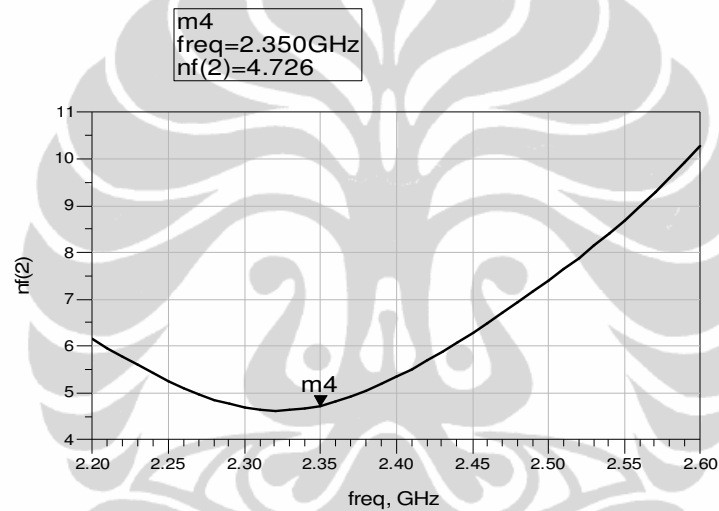
Gambar 4.13 VSWR BPF aktif

Nilai VSWR dari rangkaian BPF aktif dengan menggunakan resistansi negatif didapat $1,019$. Nilai ini cukup baik mendekati nilai 1 . Nilai yang diijinkan

dalam range 1-2. Nilai VSWR yang diperoleh ini lebih baik dibandingkan tanpa menggunakan rangkaian resistansi negatif (BPF pasif) yaitu 1,075. Nilai VSWR sendiri dinyatakan dalam rasio atau perbandingan dan nilai *return loss* dinyatakan dalam dB. Nilai VSWR ini sangat dipengaruhi oleh perbedaan impedansi saluran transmisi dengan beban.

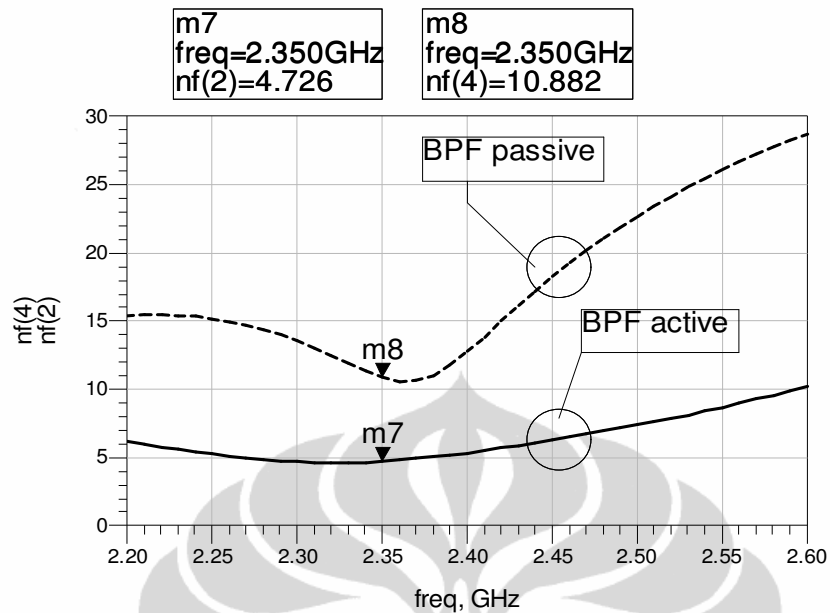
4.3.4 Noise Figure

Noise figure yang dihasilkan dari rangkaian BPF aktif diperlihatkan pada Gambar 4.14.



Gambar 4.14 Noise figure BPF aktif

Nilai *noise figure* didapat sebesar 4,726 dB. Nilai ini jauh lebih baik dibandingkan jika tanpa menggunakan rangkaian resistansi negatif yaitu 10,882 dB. Berarti rangkaian resistansi negatif ini berhasil mengurangi *noise* yang timbul pada rangkaian. Nilai resistansi negatif sebesar $-9,266\Omega$ akan mengkompensasi nilai resistansi parasitik yang timbul pada saluran. Gambar 4.15 memperlihatkan perbandingan nilai *noise figure* ke dua BPF tersebut.



Gambar 4.15 Perbandingan nilai *noise figure* BPF aktif dan pasif

Garis solid m7 adalah *noise figure* bandpass filter aktif dan garis putus-putus m8 adalah nilai *noise figure* BPF pasif.

4.3.5 Perbandingan Parameter BPF Pasif dan BPF Aktif

Berdasarkan hasil simulasi dengan menggunakan ADS, perbandingan parameter ke dua BPF tersebut diperlihatkan pada tabel 4.1 berikut ini.

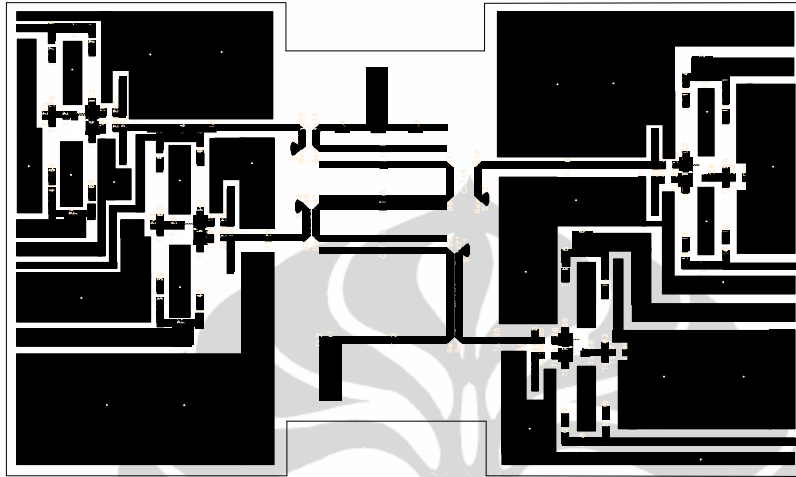
Tabel 4.1 Perbandingan Parameter BPF Pasif dan BPF Aktif

	<i>InsertionLoss</i> (dB)	<i>Return Loss</i> (dB)	VSWR	<i>Noise Figure</i> (dB)
BPF Pasif	-14,948 (2,3GHz)	-28,813	1,075	10,882
	-14,331 (2,4GHz)			
BPF Aktif	-5,553 (2,3GHz)	-40,358	1,019	4,726
	-5,550 (2,4GHz)			

Dari Tabel 4.1 dapat dilihat pada BPF aktif dengan penambahan resistansi negatif mempunyai nilai parameter *insertion loss*, *return loss*, VSWR dan *noise figure* yang lebih baik dibanding BPF pasif.

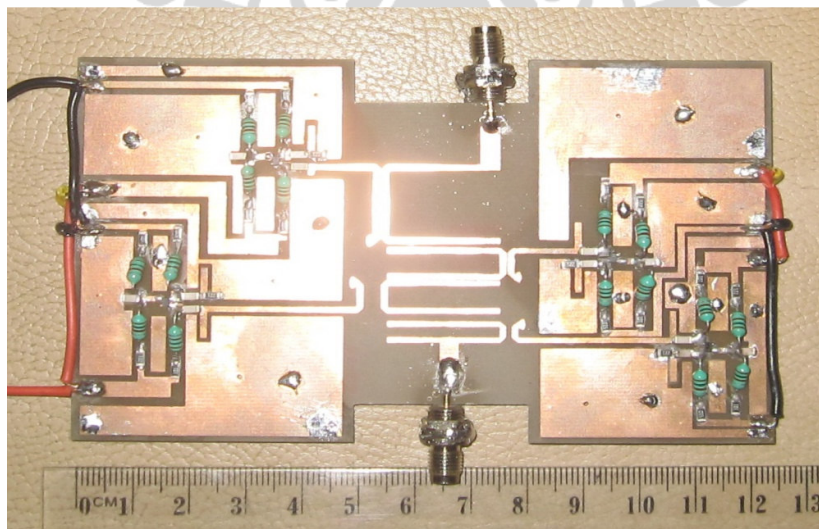
4.3.6 Layout PCB BPF Aktif Mikrostrip Hairpin

Layout PCB yang dihasilkan untuk rangkaian BPF aktif mikrostrip Hairpin dengan resistansi negatif diperlihatkan pada Gambar 4.16.



Gambar 4.16 Layout PCB BPF aktif mikrostrip Hairpin

Layout PCB terdiri dari rangkaian mikrostrip Hairpin berbentuk huruf “U” dan 4 buah rangkaian resistansi negatif menggunakan komponen aktif transistor BJT-NE662M04. Hasil realisasi dari perancangan diperlihatkan pada Gambar 4.17.



Gambar 4.17 Realisasi BPF aktif

Ukuran PCB 80mm x 125mm

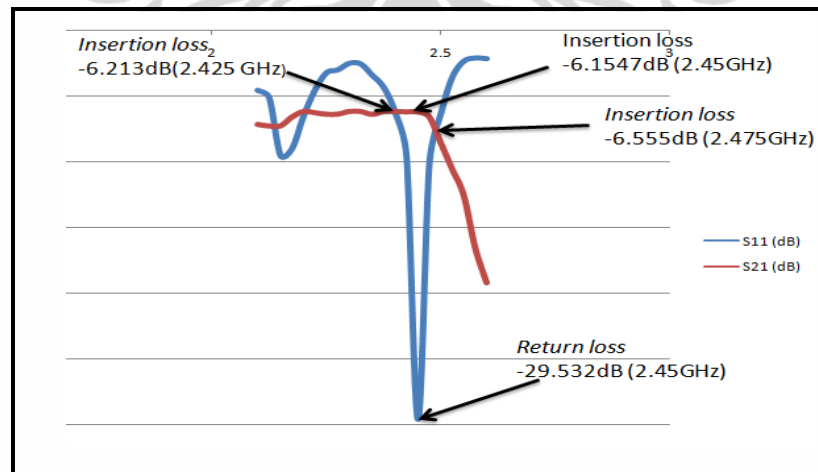
4.4 Pengukuran

Setelah proses realisasi dari perancangan dilakukan, selanjutnya adalah pengukuran hasil realisasi. Pengukuran dilakukan untuk mengetahui apakah hasil realisasi sesuai dengan perancangan atau tidak.

- Lokasi pengukuran : Laboratorium telekomunikasi ruang antenna lantai 4 DTE Fakultas Teknik UI.
- Peralatan yang di perlukan :
 - 1 buah network analyzer.
 - 1 buah *power supply regulated*.
 - 1 buah multimeter
 - Kabel-kabel penghubung

4.4.1 Pengukuran Bandpass Filter Pasif

Pengukuran dilakukan di laboratorium telekomunikasi DTE FTUI menggunakan peralatan network analyzer. Langkah yang dilakukan dengan mengukur parameter S_{11} dan S_{21} . Gambar 4.18 memperlihatkan parameter S BPF pasif.

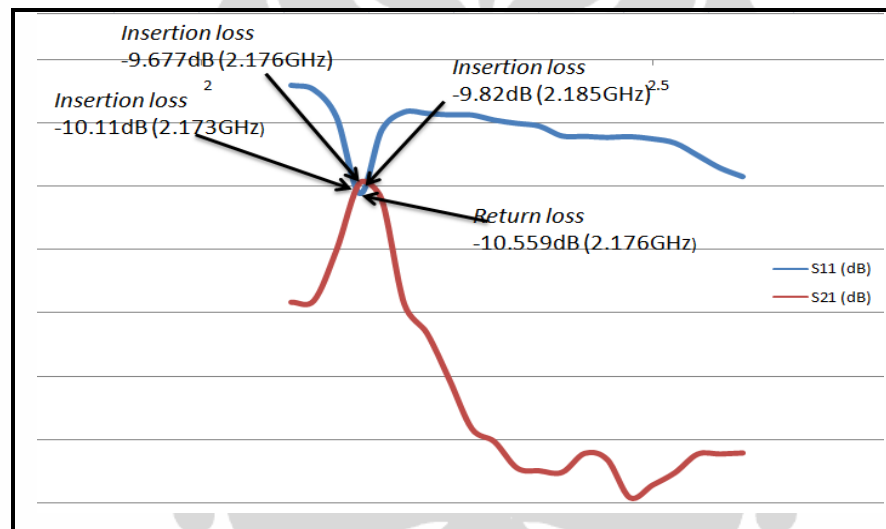


Gambar 4.18 Parameter S BPF pasif

Berdasarkan Gambar 4.18, nilai *return loss* didapat -29,532 dB pada frekuensi tengah 2,45GHz. Nilai *insertion loss* -6,213 dB pada frekuensi 2,425 GHz dan -6,555 dB pada frekuensi 2,475 GHz. Sedangkan nilai *insertion loss* pada frekuensi tengah 2,45 GHz adalah -6,1547 dB. Bandwidth didapat 50 MHz. Dengan menggunakan (2.1), VSWR didapat 1,069.

4.4.2 Pengukuran Bandpass Filter Aktif

Pengukuran untuk BPF aktif dilakukan dengan cara yang sama dengan langkah pengukuran BPF pasif. Hasil pengukuran diperlihatkan pada Gambar 4.19.



Gambar 4.19 Parameter S BPF Aktif

Berdasarkan Gambar 4.19, nilai *return loss* didapat -10,559 dB pada frekuensi tengah 2,176 GHz. Nilai *insertion loss* -10,11 dB pada frekuensi 2,173 GHz dan -9,82 dB pada frekuensi 2,185 GHz. Sedangkan nilai *insertion loss* pada frekuensi tengah 2,176 GHz adalah -9,677 dB. Bandwidth didapat 12 MHz. Dengan menggunakan (2.1), VSWR didapat 1,843.

4.4.3 Analisa Hasil Pengukuran Dengan Hasil Perancangan

Tabel 4.2 menunjukkan perbandingan hasil perancangan dengan hasil pengukuran:

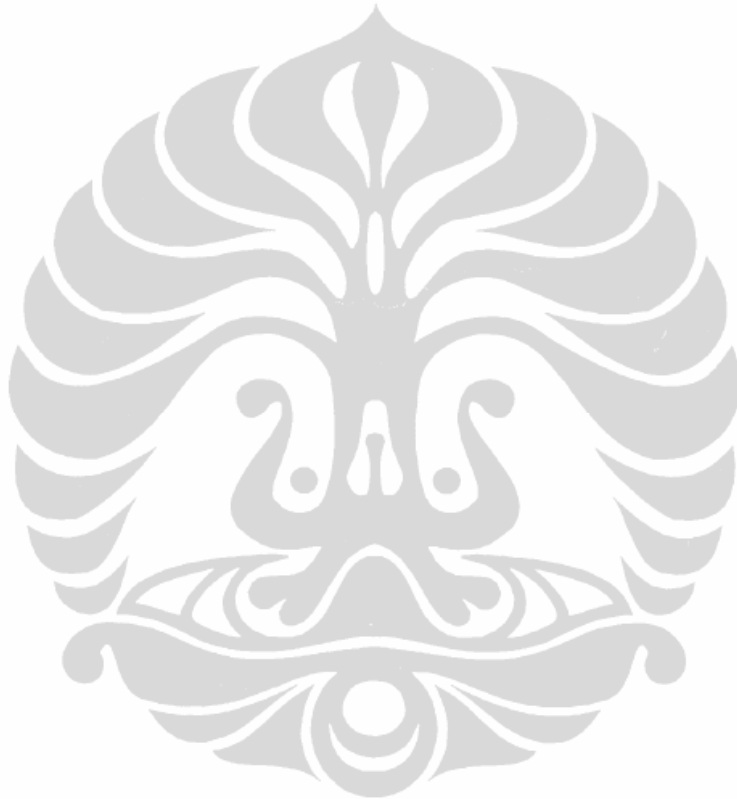
Tabel 4.2 Perbandingan BPF hasil perancangan dan hasil Pengukuran

	BPF Pasif		BPF Aktif	
	Perancangan	Pengukuran	Perancangan	Pengukuran
<i>Insertion loss</i>	-14,948dB (2,3GHz)	-6,213dB (2,425GHz)	-5,553dB (2,3GHz)	-10,11 dB (2,173GHz)
	-14,331dB (2,4GHz)	-6,555dB (2,475GHz)	-5,550dB (2,4GHz)	-9,82 dB (2,185GHz)
<i>Return loss</i>	-28,813dB (2,35GHz)	-29,532dB (2,45GHz)	-40,358dB (2,35GHz)	-10,559dB (2,176GHz)
VSWR	1,075	1,069	1,019	1,843

Dari Tabel 4.2 dapat dilihat adanya perbedaan nilai parameter antara hasil perancangan dengan hasil pengukuran. Pada BPF pasif, nilai bandwidth hanya diperoleh 50dB, tidak sesuai dengan nilai perancangan yaitu 100 MHz. Tetapi nilai *insertion loss*, *return loss* dan VSWR lebih baik di banding nilai perancangan.

Pada BPF aktif, bandwidth hanya diperoleh 12 MHz dan ini jauh dari nilai bandwidth perancangan yaitu 100 MHz. Begitu juga dengan nilai *insertion loss*, *return loss* dan VSWR, nilai bergeser jauh dari nilai perancangan. Jika dibandingkan antara BPF pasif dan BPF aktif, nilai pengukuran BPF pasif masih lebih baik dibandingkan BPF aktif. Pada BPF pasif, rangkaian murni hanya jalur PCB saja, tanpa ada komponen. Dan pada BPF aktif, rangkaian dipengaruhi oleh adanya komponen aktif transistor, komponen resistor dan induktor yang membentuk rangkaian resistansi negatif. Secara teori, dengan adanya rangkaian resistansi negatif pada rangkaian BPF, akan menaikkan unjuk kerja dari BPF. Tetapi pada prakteknya, komponen aktif transistor justru akan menambahkan noise karena komponen tersebut banyak dipengaruhi oleh temperature yang berakibat noise makin besar. Selain itu, pada proses pabrikasi pembuatan PCB, keakuratan jarak antara jalur kurang tepat, terjadi pergeseran. Pada mikrostrip Hairpin, jarak antara jalur sangat mempengaruhi hasil parameter. Dengan adanya

sedikit pergeseran jalur dapat menyebabkan frekuensi langsung bergeser. Ini kemungkinan yang menyebabkan terjadinya pergeseran nilai hasil perancangan, ditambah *noise* yang ditimbulkan dari transistor.



BAB 5

KESIMPULAN

1. Perancangan BPF untuk CPE m-WiMAX menggunakan filter aktif mikrostrip Hairpin 2,3GHz - 2,4GHz telah dilakukan dengan menggabungkan rangkaian BPF pasif mikrostrip Hairpin dengan rangkaian resistansi negatif, dimana rangkaian resistansi negatif menggunakan komponen aktif BJT BFR-NE662M04 dengan konfigurasi *common base*.
2. Bandpass filter yang dirancang orde 3 dengan respon *Chebyshev* dan menggunakan 4 buah rangkaian resistansi negatif.
3. a. Nilai *insertion loss* BPF aktif pada frekuensi 2,3GHz didapat -5,553 dB dan frekuensi 2,4GHz didapat -5,550 dB. Nilai VSWR dan *return loss* pada BPF aktif adalah 1,019 dan -40,358 dB.
b. Nilai *noise figure* BPF pasif sebesar 10,882 dB, sedangkan pada BPF aktif sebesar 4,726 dB. Penggunaan rangkaian resistansi negatif pada BPF aktif dapat mengkompensasi resistansi parasitic yang timbul dari rangkaian pasif, sehingga *noise* dapat dikurangi dan juga nilai *insertion loss* dan *return loss* menjadi lebih baik dibanding tanpa menggunakan resistansi negatif.
4. a. Fabrikasi BPF dan pengukuran kinerja yang telah dilakukan didapatkan hasil *insertion loss* -10,11 dB pada frekuensi 2,173GHz dan -9,82 dB pada frekuensi 2,185GHz, dengan bandwidth 12MHz. Nilai *return loss* -10,559 dB pada frekuensi 2,176GHz dan VSWR didapat 1,843.
b. Nilai pengukuran tidak sesuai dengan hasil perancangan, disebabkan adanya komponen transistor yang pada prakteknya akan dapat menambahkan noise akibat temperature bertambah. Selain itu pada proses pabrikasi PCB, jalur PCB bergeser. Jalur ini yang menyebabkan terjadinya pergeseran frekuensi kerja dan lain-lain.

DAFTAR REFERENSI

- [1] Dirjen Postel. “Persyaratan Teknis Alat dan Perangkat Telekomunikasi Base Station Broadband Wireless Access (BWA) nomadic pada pita frekuensi 2,3 GHz”. 13 Mei 2010. <<http://www.postel.go.id/content/ID/regulasi/standardisasi/kepdir/kepdirjen%20base%20station%20bwa.doc>>
- [2] Hoon, Chun-Young. “*Design of an RF Low-Noise Bandpass Filter Using Active Capacitance Circuit*”. IEEE transaction On Microwave Theory And Technique Vol.53, No.2, February 2005.
- [3] Kim, Il-Soo, Chun, Young-Hoon. “*Analisis of a Novel Active Capacitance Circuit using BJT and Its Application to RF Bandpass Filters*”. IEEE, 2005.
- [4] Chung, Moon-Seok, Kim, Il-Soo, Yun, Sang-Wong “*Design of an RF Low-Noise Bandpass Filter Using Active Device Reduction Technique*”. IEEE, 2009.
- [5] Sulaiman, Ahmad A; Mokhtar, Mohd H.; Jusoh Mohd H.; Baba Nor H.; Awang, Rabi’atun A; dan Ain, Mohd F. “*Simple Multilayer Hairpin Bandpass Filter*”. European Journal of Scientific Research ISSN 1450-216X Vol.42 No.4 (2010), pp.590-599© EuroJournals Publishing, Inc. 2010.
- [6] Pozar, David M. “*Microwave Engineering*”. 2nd edition. New York : Wiley and Sons, 1998.
- [7] Gonzalez, Gualermo. “*Foundations of Oscillator Circuit Design*”. Boston: Artech House, Inc, 2007.
- [8] Hong, Jia-Seng, Lancaster, M.J. “*Microstrip Filters For RF/Microwave Applications*”. New York : Wiley and Sons, 2001.
- [9] Boylestad, Robert. “*Electronic Devices and Circuit Theory*”. Tenth edition. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 2009.
- [10] Kinayman, Noyan. “*Modern Microwave Circuit*”. Boston: Artech House, Inc. 2005.

- [11] Sayre, Cotter W. “*Complete Wireless Design*”. 2nd edition. New York : McGraw-Hill. 2008.
- [12] M. E. Goldfarb and R. A. Pucel. “*Modeling Via Hole Grounds in Microstrip*”. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, no. 6, pp. 135-137, June 1991. < <http://qucs.sourceforge.net/tech/node83.html>> diakses 22 Mei 2010.
- [13] Agilent Technologies. “*ADS RF Circuit Design Cook Book*” vol. 1, ver. 1. 2008.
- [14] Sutanto, “*Rangkaian Elektronika Analog dan Terpadu*”. Jakarta : Universitas Indonesia Press, 1997.
- [15] “Transistor,”Wikipedia. 23 Oktober 2009. <http://en.wikipedia.org/wiki/transistor>
- [16] “Data sheet BFR-183” <www.datasheetcatalog.org/2Fdatasheet%2Fsiemens%2FQ62702-F1316.pdf&ei=6WT8S_6IFtCHkQXXx5z_AA&usg=AFQjCNFAynWeG9HlsxEdGL6hsc-egStGOW&sig2=gJW07-fEEYzS0EAdaNeUFA> 22 Mei 2010.
- [17] “Data sheet BFP-540”
- [18] “Data sheet BFP-620”

