



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *CONCURRENT* TRIPLEBAND OSILATOR
DENGAN LC RESONATOR DAN TRIPLEBAND FILTER UNTUK
APLIKASI m-BWA PADA FREKUENSI 0,9 GHz, 1,8 GHz, DAN 2,7 GHz**

TESIS

FIRMAN

1006788706

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JULI 2012**



UNIVERSITAS INDONESIA

**RANCANG BANGUN *CONCURRENT* TRIPLEBAND OSILATOR
DENGAN LC RESONATOR DAN TRIPLEBAND FILTER UNTUK
APLIKASI m-BWA PADA FREKUENSI 0,9 GHz, 1,8 GHz, DAN 2,7 GHz**

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar Magister Teknik

FIRMAN

1006788706

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

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Firman

NPM : 1006788706

Tanda Tangan : 

Tanggal : Juli 2012

HALAMAN PENGESAHAN


Tesis ini diajukan oleh


Nama : Firman
NPM : 1006788706
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Rancang Bangun Concurrent Triple Band Oscilator dengan LC Resonator dan Triple Band Filter untuk Aplikasi M-BWA pada Frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz


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

DEWAN PENGUJI

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

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

Penguji : Dr. Ir. Arman Djohan, M.Sc ()

Penguji : Basari, ST, M.Eng, Ph.D ()

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : Juli 2011

KATA PENGANTAR

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

- (1) Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D selaku pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan tesis ini;
- (2) Keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan moral;
- (3) Teguh Firmansyah, yang telah memberikan banyak saran yang membangun.
- (4) Teman-teman departemen elektro khususnya angkatan 2010 yang telah memberikan bantuannya;

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

Depok, Juli 2012

Penulis

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

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

Nama : Firman
NPM : 1006788706
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Tesis

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

**RANCANG BANGUN CONCURRENT TRIPLEBAND OSILATOR
DENGAN LC RESONATOR DAN TRIPLEBAND FILTER UNTUK
APLIKASI m-BWA PADA FREKUENSI 0,9 GHz, 1,8 GHz, DAN 2,7 GHz**

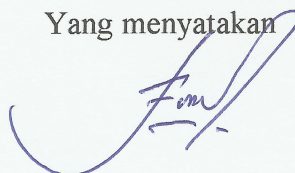
beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmediakan/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta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

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Jakarta

Pada tanggal : 9 Juli 2012

Yang menyatakan



(Firman)

ABSTRAK

Nama : Firman
Program Studi : Teknik Elektro
NPM : 1006788706
Judul : Rancang Bangun Concurrent Tripleband Osilator dengan LC Resonator dan Tripleband Filter Untuk Aplikasi m-BWA Pada Frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz.

Pada penelitian ini dirancang multifrekuensi osilator yang bekerja pada frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz menggunakan multi-resonant series pada base transistor dan multi filter sehingga dihasilkan multi frekuensi osilator. Jenis filter yang dipergunakan filter *Chebyshev* karena memiliki response lebih tajam. Topologi yang dipergunakan menggunakan bias common base untuk dapat berosilasi. Hasil pada frekuensi sebesar 0,9 GHz memiliki *phase noise* sebesar -135 dBc/Hz pada 1 MHz frekuensi *carrier*. Power *fundamental* sebesar 9,6 dBm, power harmonik pertama sebesar -33,5 dBm dan power harmonik kedua sebesar -51,8 dBm. Hasil pada frekuensi sebesar 1,8 GHz memiliki *phase noise* sebesar -135 dBc/Hz pada 1 MHz frekuensi *carrier*. Power *fundamental* sebesar 7,8 dBm, power harmonik pertama sebesar -36,8 dBm dan power harmonik kedua sebesar -49,49 dBm. Hasil pada frekuensi sebesar 2,7 GHz memiliki *phase noise* sebesar -135 dBc/Hz pada 1 MHz frekuensi *carrier*. Power *fundamental* sebesar 1,65 dBm, power harmonik pertama sebesar -38 dBm dan power harmonik kedua sebesar -44 dBm. Selain itu, hasil simulasi S_{11} pada frekuensi 0,9 GHz sebesar 2,5 dB dengan pengukuran S_{11} sebesar 2 dB. Hasil simulasi S_{11} pada frekuensi 1,8 GHz sebesar 1,5 dB dengan pengukuran S_{11} sebesar 0,8 dB. Hasil simulasi S_{11} pada frekuensi 2,7 GHz sebesar 1 dB dengan pengukuran S_{11} sebesar 0,7 dB. Selain itu nilai *isolation* baik S_{21} , S_{32} , dan S_{31} memiliki nilai kurang dari -20 dB baik pada simulasi maupun pada pengukuran.

Kata Kunci : Concurrent Osilator, Multiresonant, Phase noise, Power Fundamental.

ABSTRACT

Nama : Firman
Program Studi : Teknik Elektro
NPM : 1006788706
Judul : Design Concurrent Tripleband Oscillator using LC Resonator and Tripleband Filter For m-BWA Applications at 0.9 GHz, 1.8 GHz and 2.7 GHz.

In this paper was designed multifrequency oscillator working at a frequency of 0.9 GHz, 1.8 GHz and 2.7 GHz using multi-resonant series at the base of the transistor and the multi-filter so that the resulting multi-frequency oscillator. Filter type filter Chebysev used because it has a sharper response. Topology using bias common base used to be able to oscillate. The results on the frequency of 0.9 GHz has phase noise of -135 dBc / Hz at 1 MHz carrier frequency. Fundamental power of 9.6 dBm, the power of -33.5 dBm first harmonic and second harmonic power of -51.8 dBm. Results at a frequency of 1.8 GHz has phase noise of -135 dBc / Hz at 1 MHz carrier frequency. Fundamental power of 7.8 dBm, the power of -36.8 dBm first harmonic and second harmonic power of -49.49 dBm. Results at a frequency of 2.7 GHz has phase noise of -135 dBc / Hz at 1 MHz carrier frequency. Fundamental power of 1.65 dBm, power of -38 dBm the first harmonic and second harmonic power of -44 dBm. In addition, the simulation results at a frequency of 0.9 GHz S_{11} is 2.5 dB with S_{11} measurements by 2 dB. S_{11} simulation results at a frequency of 1.8 GHz of 1.5 dB to 0.8 dB for S_{11} measurements. S_{11} simulation results at a frequency of 2.7 GHz at 1 dB with S_{11} measurements of 0.7 dB. In addition both the isolation S_{21} , S_{32} , and S_{31} has a value of less than -20 dB in both the simulation and measurement.

Key Words : Concurrent Osilator, Multiresonant, Phase noise, Power Fundamental.

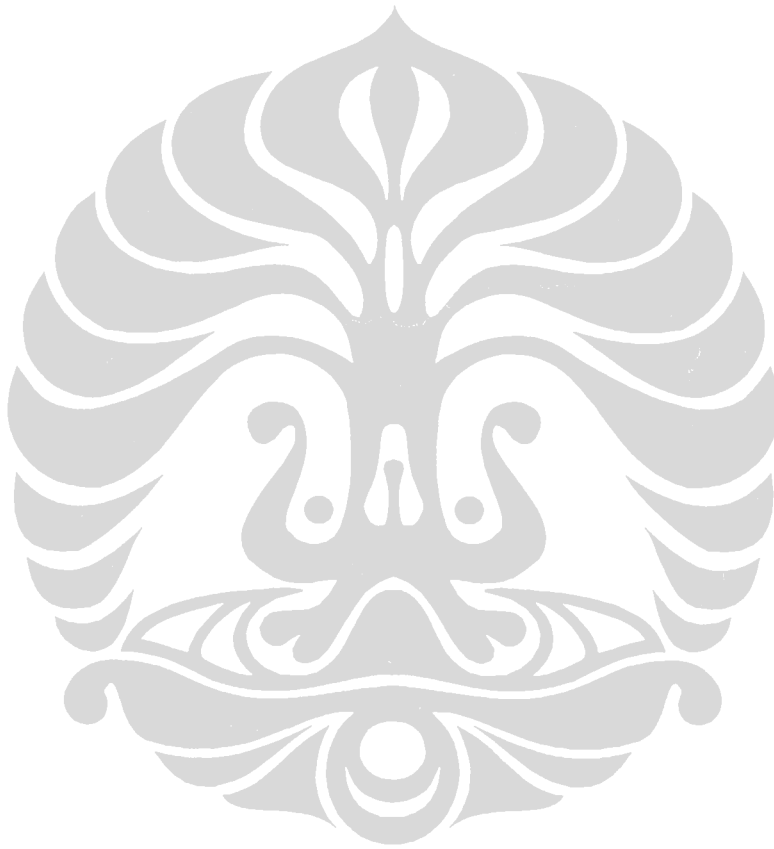
DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI	v
ABSTRAK	vi
ABSTRACT	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR TABEL	x
DAFTAR GAMBAR	xi
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Sistematika Penulisan	3
BAB II RANCANG BANGUN CONCURRENT TRIPLEBAND OSILATOR.....	5
2.1 Perancangan Osilator.....	5
2.2 Spesifikasi Dan Alur Perancangan Osilator	5
2.3 Blok Diagram Multi Frekuensi Osilator.....	7
2.4 Pemilihan Transistor dan Bias Tansistor	8
2.5 Kriteria Bakhausen.....	12
2.6 Osilator Resistansi-Negatif.....	13
2.6.1 <i>One-port</i> Osilator Resistansi-Negatif.....	13
2.6.2 <i>Two-port</i> Osilator Resistansi-Negatif dan Rangkaian Terminasi	16
2.6.3 Osilator resistansi-negatif dengan analisa <i>large- signal</i>	18
2.7 Hasil Negatif Resistansi dan Kestabilan dari Osilator.....	19

2.8 Perancangan Multi Filter	20
2.8.1 <i>Chebyshev Response</i>	21
2.8.2 Perancangan Filter 0,9 GHz.....	24
2.8.3 Perancangan Filter 1,8 GHz.....	25
2.8.4 Perancangan Filter 2,7 GHz.....	26
2.9 Kinerja Osilator.....	28
2.9.1 Nyquist Test.....	28
2.9.2 Phase Noise.....	29
BAB III HASIL SIMULASI, PENGUKURAN, DAN ANALISA.....	32
3.1 Hasil Pabrikasi Rangkaian Lengkap.....	32
3.2 Kinerja osilator pada frekuensi 0,9 GHz.....	32
3.3 Kinerja osilator pada frekuensi 1,8 GHz.....	35
3.4 Kinerja osilator pada frekuensi 2,7 GHz.....	38
3.5 Figure of Merit Multiband Osilator.....	41
BAB V KESIMPULAN.....	43
REFERENSI	44
Lampiran 1 Data Sheet Transistor	

DAFTAR TABEL

	Halaman
Tabel 2.1 Perbandingan Typical Kinerja Transistor Pada Frekuensi [13].....	8
Tabel 2.2 Chebyshev Polynomial Orde n.....	22
Tabel 3.1 Perbandingan kinerja dan FoM multiband osilator.....	42



DAFTAR GAMBAR

	Halaman
Gambar 2.1	Alur perancangan Osilator..... 6
Gambar 2.2	Rangkaian bias common base [12]..... 7
Gambar 2.3	Rangkaian multifrekuensi osilator yang dirancang..... 7
Gambar 2.4	Bias transistor common base..... 8
Gambar 2.5	Bias transistor common base ditambahkan LC resonator..... 9
Gambar 2.6	Sifat resonator pertama 9
Gambar 2.7	Sifat resonator kedua 10
Gambar 2.8	Sifat resonator ketiga 10
Gambar 2.9	Hasil simulasi S-Parameter..... 11
Gambar 2.10	Rangkaian dasar feedback [13]..... 12
Gambar 2.11	Model resistansi negatif [16]..... 13
Gambar 2.12	<i>Oscillator response</i> [16]..... 14
Gambar 2.13	Hubungan amplitudo arus dengan resistansi negatif [14]..... 15
Gambar 2.14	Osilator dengan model two-port [16]..... 16
Gambar 2.15	Perhitungan <i>large-signal</i> dan power yang dikirimkan ke Z_L 18
Gambar 2.16	Resistansi negatif common base..... 19
Gambar 2.17	Nilai Kestabilan Osilator..... 20
Gambar 2.18	Spesifikasi <i>Bandpass Filter</i> [17]..... 21
Gambar 2.19	Rangkaian Dasar <i>Bandpass Filter</i> 21
Gambar 2.20	Perbandingan dari 3-Element Respon <i>Chebyshev</i> dan <i>Butterworth</i> [17]..... 22
Gambar 2.21	Karakteristik Attenuasi untuk Filter Chebyshev dengan <i>Ripple</i> sebesar 0.01 dB [17]. 23
Gambar 2.22	Rangkaian BPF pada frekuensi 0,9 GHz..... 24
Gambar 2.23	Response filter 0,9 GHz..... 25
Gambar 2.24	Rangkaian BPF pada frekuensi 1,8 GHz..... 25
Gambar 2.25	Response filter 1,8 GHz..... 26
Gambar 2.26	Rangkaian BPF pada frekuensi 2,7 GHz..... 26
Gambar 2.27	Response filter 2,7 GHz..... 27

Gambar 2.28	Rangkaian Lengkap Osilator.....	27
Gambar 2.29	Analisa nilai ZIN osilator.....	28
Gambar 2.30	Gain loop test [16].....	28
Gambar 2.31	Nyquist test [16].....	29
Gambar 2.32	Keluaran osilator yang ideal dan yang tidak ideal [16].....	30
Gambar 2.33	Spektrum dari osilator dengan random phase noise [16].....	30
Gambar 2.34	Nilai phase noise [11].....	31
Gambar 3.1	Osilator hasil pabrikan.....	32
Gambar 3.2	Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 0,9 GHz	32
Gambar 3.3	Hasil Simulasi <i>phase noise</i> osilator frekuensi 0,9 GHz	33
Gambar 3.4	Sinyal time domain pada frekuensi 900 MHz	33
Gambar 3.5	Pengukuran spektrum frekuensi pertama osilator	34
Gambar 3.6	Kinerja <i>return loss</i> untuk osilator pada frekuensi 900 MHz.....	34
Gambar 3.7	Kinerja <i>isolation</i> osilator.....	35
Gambar 3.8	Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 1,8 GHz	35
Gambar 3.9	Hasil Simulasi <i>phase noise</i> osilator frekuensi 1,8 GHz	36
Gambar 3.10	Sinyal time domain pada frekuensi 1,8 GHz	36
Gambar 3.11	Pengukuran spektrum frekuensi kedua osilator	37
Gambar 3.12	Kinerja <i>return loss</i> untuk osilator pada frekuensi 1,8 GHz.....	37
Gambar 3.13	Kinerja <i>isolation</i> osilator.....	38
Gambar 3.14	Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 2,7 GHz	38
Gambar 3.15	Hasil Simulasi <i>phase noise</i> osilator frekuensi 2,7 GHz	39
Gambar 3.16	Sinyal time domain pada frekuensi 2,7 GHz	39
Gambar 3.17	Pengukuran spektrum frekuensi ketiga osilator.....	40
Gambar 3.18	Kinerja <i>return loss</i> untuk osilator pada frekuensi 2,7 GHz.....	40
Gambar 3.19	Kinerja <i>isolation</i> osilator.....	41

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Lokal osilator (LO) merupakan sumber sinyal untuk semua sistem komunikasi microwave. Sebuah frekuensi kerja, lebih dikenal frekuensi *carrier*, merupakan keluaran dari lokal osilator. Frekuensi *carrier* yang baik harus memiliki power harmonik dan *phase noise* yang rendah [1].

Untuk mendukung komunikasi multifrekuensi dengan multistandar maka dikembangkan multifrekuensi *transceiver* [2] yang mampu bekerja secara multimode secara simultan. Sehingga beberapa aplikasi dapat dijalankan secara bersamaan. Salah satu subsistem dari multifrekuensi *transceiver* yaitu LO. Agar dapat bekerja secara simultan maka dikembangkan sebuah LO yang bekerja pada beberapa frekuensi secara simultan. Untuk membangun LO yang memiliki multi frekuensi secara simultan, maka dikembangkan metode *concurrent*. Teknik *concurrent multiband* didefinisikan sebagai teknik yang mampu beroperasi pada beberapa frekuensi dalam satu waktu dengan kinerja yang baik pada semua frekuensi [2]. Dengan metode *concurrent*, LO yang di desain dapat memiliki keluaran lebih dari satu sinyal secara bersamaan. Selain itu, LO tersebut harus pula memiliki nilai power harmonik dan *phase noise* yang rendah pada semua frekuensi kerjanya. Metode *concurrent* juga dapat meningkatkan efisiensi konsumsi power dan menurunkan nilai interferensi antar frekuensi kerjanya.

Beberapa penelitian mengenai dual osilator diantaranya dilakukan oleh, Ulrich [3] yang mengusulkan menggunakan dual series resonant dengan ditambahkan dual-filter, dengan menggunakan *common base* topologi. Sehingga dapat menghasilkan osilator simultan dual frekuensi. Osilator ini berbasiskan negatif resistansi dengan penggunaan topologi *common base*, maka akan lebih mudah dihasilkan kondisi negatif resistance. Kinerja yang dihasilkan memiliki frekuensi keluaran $f_1 = 2,3$ GHz dengan phase noise -140 dBc/Hz pada 100 kHz offset dari carrier, $f_2 = 4,6$ GHz dengan phase noise -120 dBc/Hz pada 100 kHz offset dari carrier. Nilai noise yang dihasilkan cukup baik, namun masih memiliki power fundamental sebesar 3 dBm. Nilai ini masih bisa ditingkatkan, selain itu, osilator dual frekuensi ini dapat pula dirancang menjadi multi frekuensi.

Penelitian yang menggunakan metode dual-series resonansi pun dilakukan oleh Bavisi, Amit [4] dan Ja-Yoi Lee [5], namun memiliki nilai frekuensi kerja yang berbeda.

Metode perancangan lain diantaranya dikemukakan oleh Shumin Zhang [6] yang mengusulkan perancangan osilator menggunakan teknologi MEMS, dengan menggunakan resonator MEMS, maka nilai Q faktor dari osilator tersebut menjadi tinggi, hal ini terlihat dari hasil phase noisenya pada frekuensi 1,8 GHz yaitu sebesar -141 dBc/Hz. Akan tetapi teknologi ini merupakan teknologi baru, dan cenderung lebih mahal dalam proses pabrikasinya, walaupun memiliki phase noise lebih rendah. Selain itu, resonator MEMS ini baru dapat bekerja secara optimal hanya pada frekuensi tunggal.

Sementara itu, pada penelitian Ankush Goel [7] mengusulkan untuk merancang dual frekuensi yang berbasis *voltage control oscillator* (VCO) yang memiliki frekuensi keluaran sebesar 2,33 GHz dan 4,98 GHz dengan phase noise sebesar -109 dBc/Hz pada frekuensi pertama dan -103 dBc/Hz pada frekuensi kedua saat 1 MHz carrier offset. Untuk mengoptimasi dari penelitian [8], Sheng-Lyang Jang [8] maka dipergunakan *dual-band LC tank VCO*, teknik ini relatif dapat menurunkan nilai phase noise yang dihasilkan.

Pada penelitian kali ini, diusulkan perancangan concurrent multifrekuensi osilator untuk aplikasi m-BWA. Rangkaian yang diusulkan berbeda dengan [3] karena tidak ditambahkan resistor (R) pada load, sehingga dapat bekerja secara multi frekuensi. Selain itu, berbeda dengan penelitian [4]-[6] pada penelitian ini diusulkan mempergunakan multi resonant series, sehingga diharapkan menghasilkan multi resonansi, yang berakibat meningkatkan nilai power harmonik dari osilator tersebut. Power harmonik tersebut akan difilter sehingga menghasilkan multi frekuensi osilator. Berbeda dengan [7]-[8], pada inti osilator digunakan topologi *common base* yang merupakan topologi yang dapat menghasilkan kondisi negatif resistansi. Sementara itu, dari sisi output diusulkan menggunakan filter *Chebyshev* sebagai *impedance matching* karena memiliki response lebih tajam. Sementara itu, tipe transistor yang dipergunakan yaitu HBFP-0420 karena memiliki noise yang rendah. Perancangan multi frekuensi

osilator ini disimulasikan dalam *Advance Design System (ADS)*. Kemudian dipabrikasi untuk melihat kinerja dari hasil osilator yang telah dirancang.

1.2 Tujuan Penulisan

Tujuan dari penelitian ini adalah merancang osilator yang bekerja pada frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz dengan kinerja yang diharapkan diantaranya yaitu sebagai berikut :

1. Power pada fundamental minimal 1 dBm [9]
2. Power pada harmonik kedua maksimal -25 dBm [9]
3. Power pada harmonik ketiga maksimal -40 dBm [9]
4. *Phase noise* maksimal -60 dBc/Hz pada 10 kHz [10]
5. *Phase noise* maksimal -80 dBc/Hz pada 100 kHz [10]
6. *Phase noise* maksimal -100 dBc/Hz pada 1 MHz [10]

1.3 Batasan Masalah

Batasan permasalahan pada penelitian ini diantaranya sebagai berikut :

1. Perancangan multi frekuensi osilator ini disimulasikan oleh perangkat lunak *Advance Design System (ADS)*.
2. Tipe transistor yang dipergunakan yaitu HBFP-0420 karena memiliki noise yang rendah.
3. Pada proses pabrikan dipergunakan substrat FR4 dengan $\epsilon_r = 4,3$ dan $h = 1,58$ mm.

1.4 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan Tesis ini disusun sebagai berikut :

BAB 1 PENDAHULUAN

Menjelaskan latar belakang, tujuan, batasan masalah sistematika penulisan.

BAB 2 RANCANG BANGUN CONCURRENT TRIPLEBAND OSILATOR DENGAN LC RESONATOR DAN TRIPLEBAND FILTER UNTUK

APLIKASI m-BWA PADA FREKUENSI 0,9 GHz, 1,8 GHz, DAN 2,7 GHz

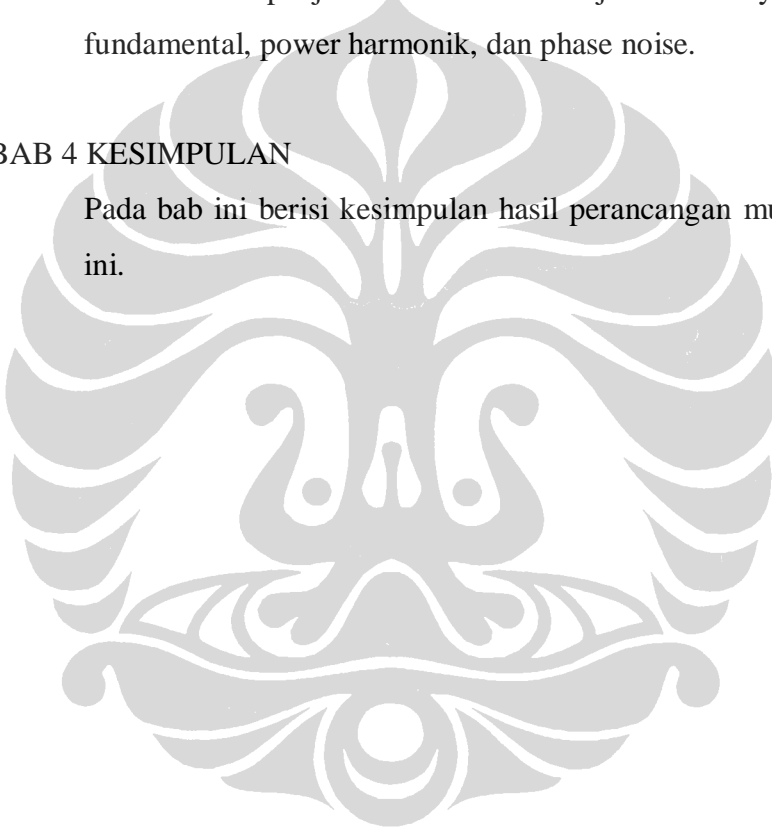
Menjelaskan tentang teori osilator, osilator resistansi negative, DC bias, *scattering* parameter dan kesetabilan, rangkaian *impedance matching*. Perancangan rangkaian multi frekuensi filter dan response nya terhadap frekuensi.

BAB 3 HASIL SIMULASI, PENGUKURAN dan ANALISA

Memberikan penjelasan analisa kinerja osilator yang meliputi power fundamental, power harmonik, dan phase noise.

BAB 4 KESIMPULAN

Pada bab ini berisi kesimpulan hasil perancangan multi frekuensi osilator ini.



BAB 2

RANCANG BANGUN CONCURRENT TRIPLEBAND OSILATOR

2.1 Perancangan Osilator

Berbagai permintaan aplikasi wireless mendorong dikembangkannya teknologi yang memiliki kemampuan multimode untuk menjangkau berbagai teknologi secara bersamaan. Frekuensi kerja, lebih sering disebut sebagai frekuensi carrier, merupakan keluaran dari osilator. Frekuensi *carrier* yang baik harus memiliki power harmonik dan phase noise yang rendah.

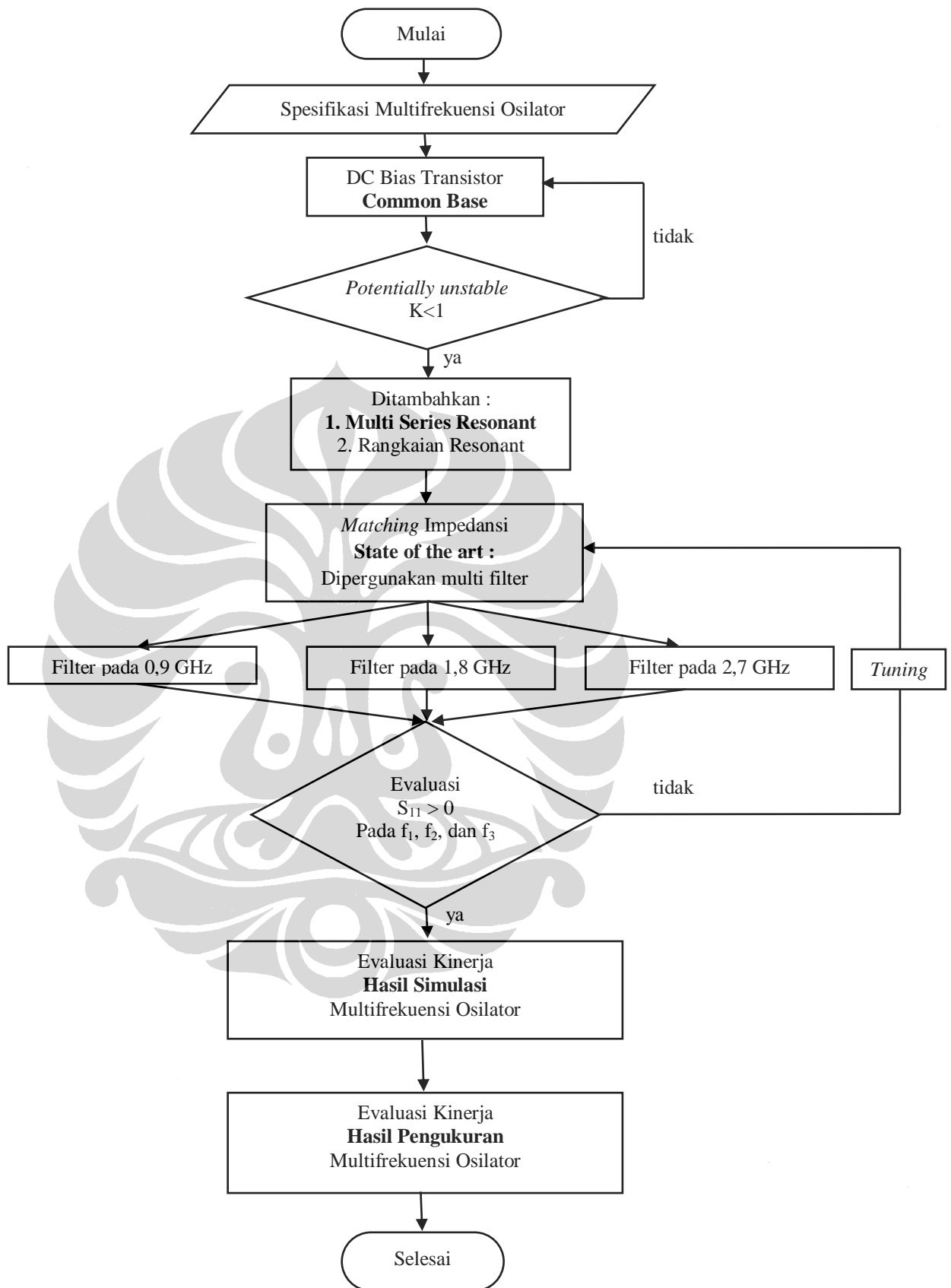
Osilator merupakan sumber energi untuk semua sistem komunikasi microwave. Pada penelitian ini dirancang multifrekuensi osilator dengan menggunakan triple-resonant series-feedback yang bekerja pada frekuensi 900 MHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz. Parameter yang dianalisa diantaranya power fundamental (dBm), power harmonik (dBm), dan phase noise (dBc/Hz). Hasil perancangan menunjukkan bahwa osilator tersebut memenuhi spesifikasi yang diharapkan. Proses perancangan menggunakan perangkat lunak advance desain system (ADS) [11].

2.2 Spesifikasi Dan Alur Perancangan Osilator

Rancangan multi frekuensi osilator yang diusulkan bekerja pada frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz dengan kinerja yang diharapkan diantaranya yaitu sebagai berikut :

1. Power pada fundamental minimal 1 dBm. [9]
2. Power pada harmonik kedua maksimal -25 dBm.[9]
3. Power pada harmonik ketiga maksimal -40 dBm.[9]
4. *Phase noise* maksimal -60 dBc/Hz pada 10 kHz.[10]
5. *Phase noise* maksimal -80 dBc/Hz pada 100 kHz.[10]
6. *Phase noise* maksimal -100 dBc/Hz pada 1 MHz.[10]

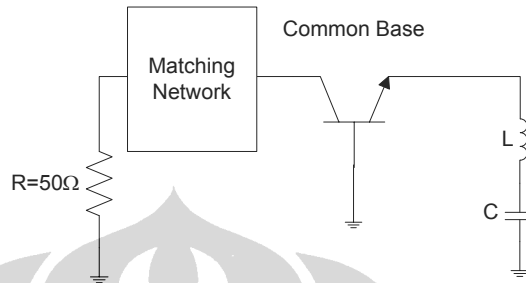
Perancangan multi frekuensi osilator yang dilakukan untuk penelitian ini akan dijelaskan pada sub bab berikutnya, sementara itu alur perancangan multifrekuensi osilator terlihat pada Gambar 2.1 sebagai berikut :



Gambar 2.1 Alur perancangan Osilator

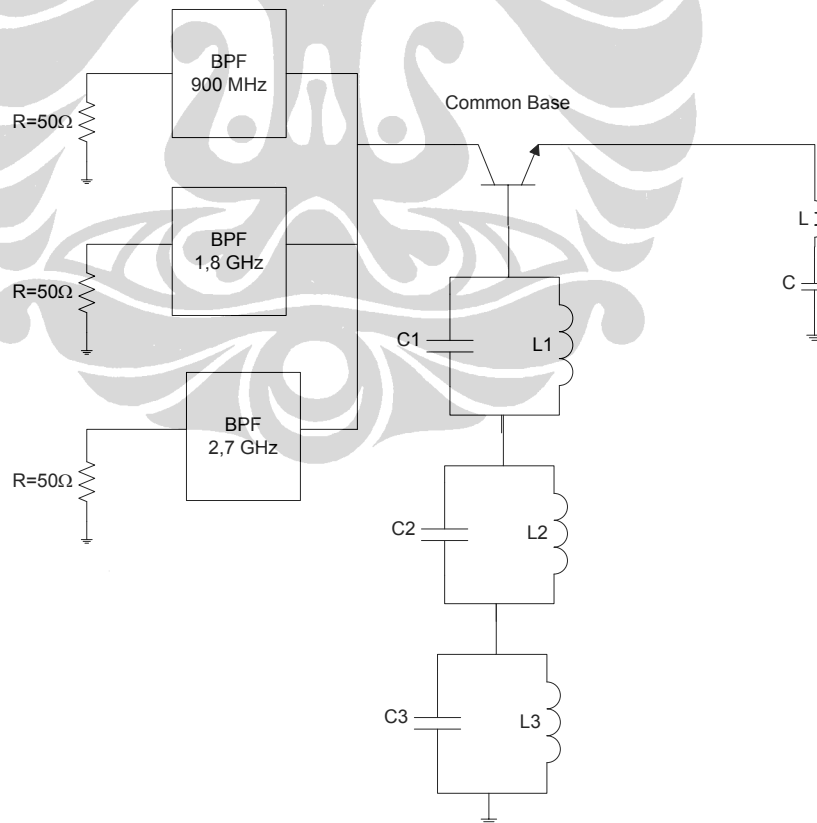
2.3 Blok Diagram Multi Frekuensi Osilator

Salah satu bagian utama dari osilator yaitu bias transistor. Bias transistor yang dapat digunakan adalah tipe *common base* karena mampu menurunkan nilai kestabilan dari transistor tersebut. Sehingga memungkinkan untuk beresilasi seperti terlihat pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2. Rangkaian bias common base [12]

Sementara itu, pada penelitian ini diusulkan penggunaan multi series resonator yang disertai tambahan multi filter sehingga osilator tersebut dapat bekerja secara bersamaan seperti terlihat pada Gambar 2.3.



Gambar 2.3. Rangkaian multifrekuensi osilator yang dirancang

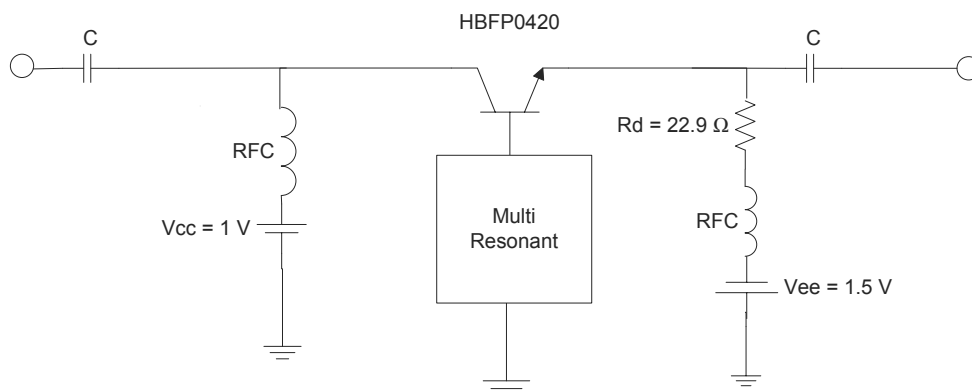
2.4 Pemilihan Transistor dan Bias Transistor

Untuk aplikasi osilator pada frekuensi microwave, pada umumnya digunakan transistor tipe *silicon bipolar* (BJT) atau *GaAs field effect transistor* (FET). Penggunaan BJT menjadi keunggulan tersendiri, karena BJT memiliki *phase noise* yang lebih rendah dibandingkan dengan transistor jenis yang lain seperti pada Tabel 2.1, walaupun BJT hanya dapat bekerja optimal dibawah 6 GHz, untuk aplikasi pada frekuensi diatas 6 GHz sebaiknya digunakan GaAs transistor [13].

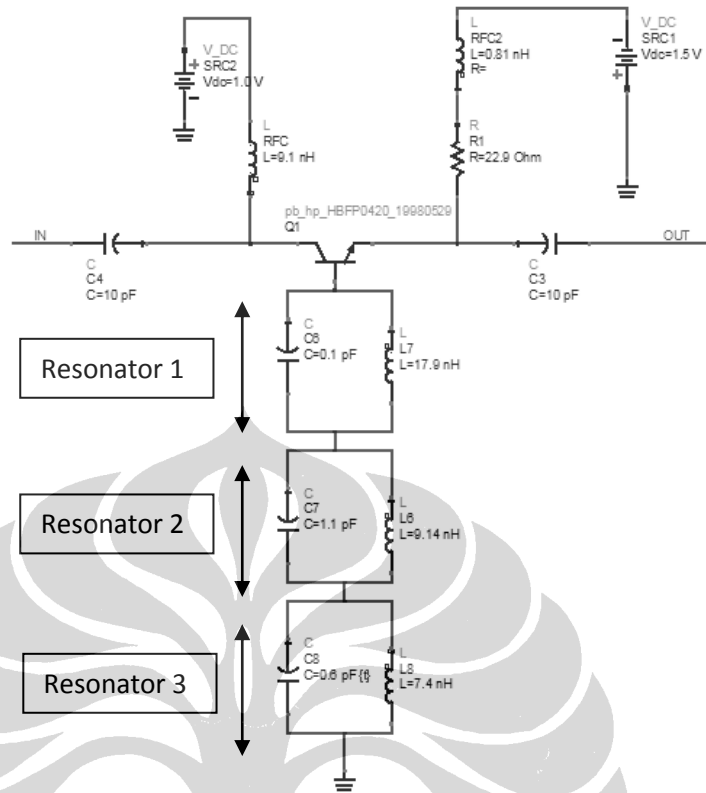
Tabel 2.1 Perbandingan *Typical* Kinerja Transistor Pada Frekuensi [13]

Device	F max	Power Fundamental	Power Harmonik	Phase Noise @ 10 KHz
FET (GaAs)	40 GHz	6 dBm	-1 dBm	-95 dBc
HBT	20 GHz	10 dBm	-6 dBm	-95 dBc
BJT (Silicon)	6 GHz	14,9 dBm	-8 dBm	-108 dBc

Selain karena *phase noise* yang lebih rendah, kematangan teknologi *silicon bipolar* juga menjadi alasan dipilih jenis transistor BJT untuk mampu bekerja optimal pada multi frekuensi. Setelah membuat DC bias transistor, maka kesetabilan transistor haruslah diperhatikan. Untuk aplikasi osilator, kondisi yang dipilih yaitu *common-base* seperti pada Gambar 2.4. Dimana nilai *stability factor* (K) < 1, atau *potentially unstable* [13]. Selain itu, dengan *topologi common-base* dapat meningkatkan nilai S_{11} dan S_{22} menjadi lebih besar dari nol [13].

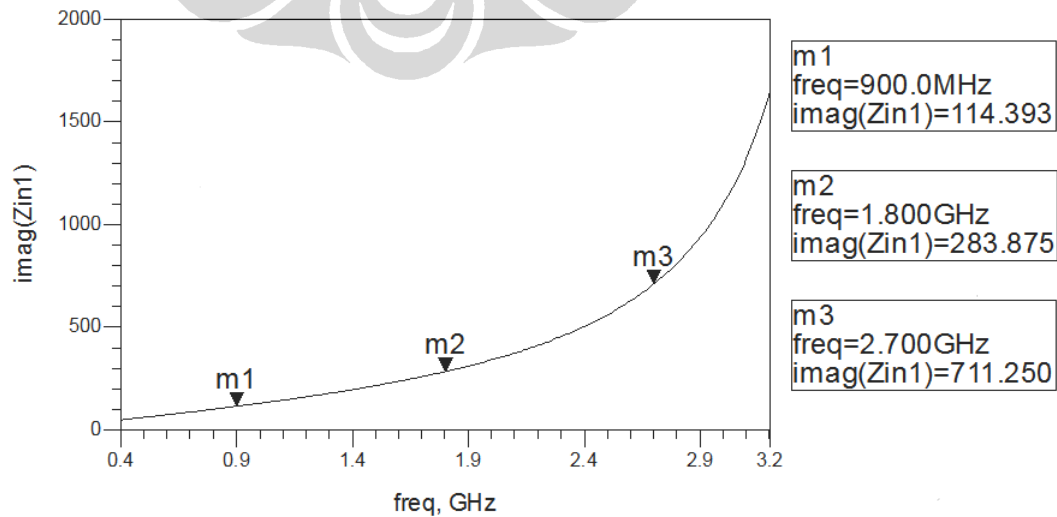


Gambar 2.4. Bias transistor *common base*

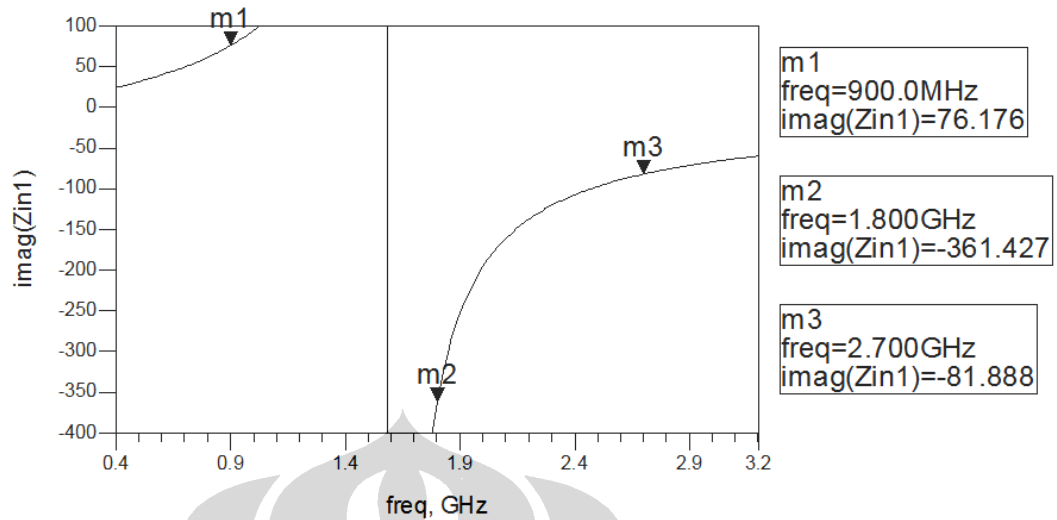


Gambar 2.5. Bias transistor *common base* ditambahkan LC resonator

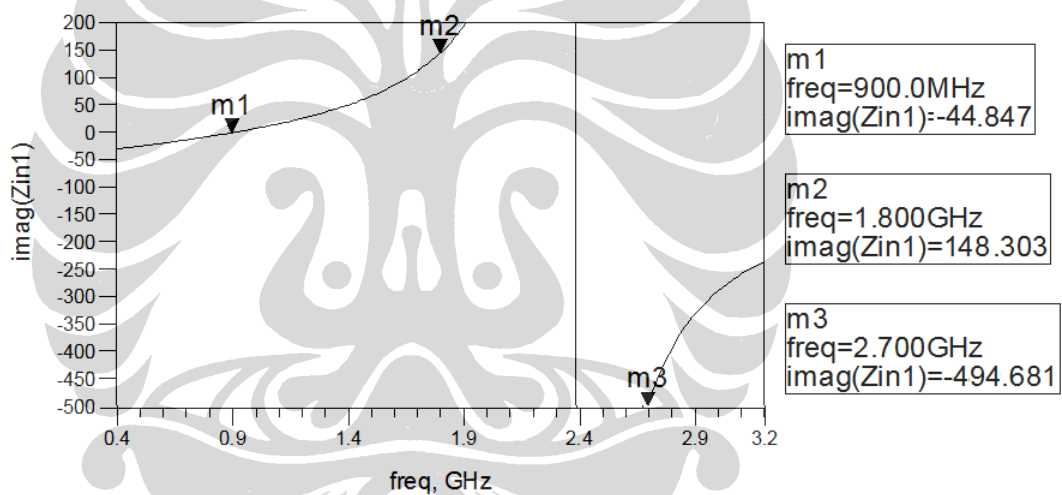
Untuk mengetahui pengaruh resonansi pada tiga rangkaian resonan maka dapat diplot nilai impedansi masing-masing resonator. Gambar 2.6, 2.7, dan 2.8 memperlihatkan respon rangkaian resonansi.



Gambar 2.6. Sifat resonator pertama



Gambar 2.7. Sifat resonator kedua



Gambar 2.8. Sifat resonator ketiga

Analisis frekuensi resonan, pada $f_1 = 900$ MHz yang diberikan pada Gambar 2.6 memenuhi karakteristik sebagai berikut :

Resonator 1 bersifat induktif (L)

Resonator 2 bersifat induktif (L)

Resonator 3 bersifat kapasitif (C)

Sehingga nilai resonan pada frekuensi pertama diberikan oleh

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2)C_3}} \quad (2.1)$$

Analisis frekuensi resonan, pada $f_2 = 1,8$ GHz diberikan pada Gambar 2.7 memenuhi karakteristik sebagai berikut :

Resonator 1 bersifat induktif (L)

Resonator 2 bersifat kapasitif (C)

Resonator 3 bersifat induktif (L)

Sehingga nilai resonan pada frekuensi kedua diberikan oleh

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_3)C_2}} \quad (2.2)$$

Analisis frekuensi resonan, pada $f_3 = 2,7$ GHz yang diberikan pada Gambar 2.8 memenuhi karakteristik sebagai berikut :

Resonator 1 bersifat induktif (L)

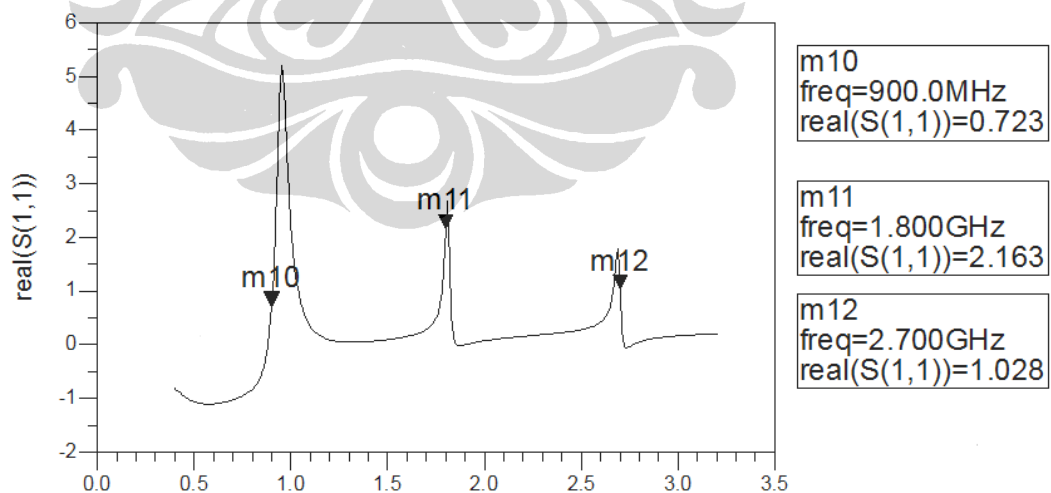
Resonator 2 bersifat kapasitif (C)

Resonator 3 bersifat kapasitif (C)

Sehingga nilai resonan pada frekuensi ketiga diberikan oleh

$$f_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \right)}} \quad (2.3)$$

Tahapan selanjutnya yaitu menganalisa nilai S-parameter dari rangkaian bias transistor.

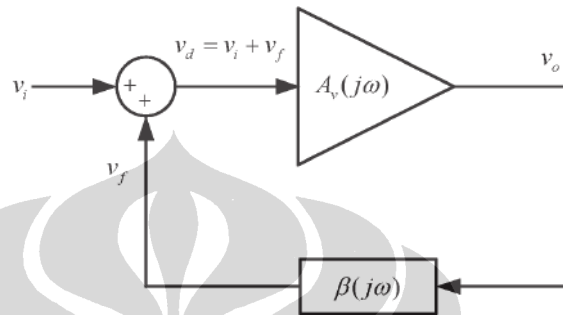


Gambar 2.9 Hasil simulasi S-Parameter

Pada rangkaian osilator [14] mengusulkan untuk mendapatkan nilai $S_{11} > 0$ untuk memastikan kondisi transistor dapat beresilasi.

2.5 Kriteria Bakhausen

Rangkaian osilator tergolong sebagai rangkaian regeneratif atau rangkaian yang memiliki umpan balik positif. Pada sebuah rangkaian osilator, sebagian *output* akan diberikan kembali ke *input* seperti pada Gambar 2.10. Agar terjadi osilasi, maka harus memenuhi kriteria Bakhausen [15].



Gambar 2.10. Rangkaian dasar *feedback* [13]

Pada Gambar 2.10 merupakan umpan balik positif, dimana terjadi penjumlahan antara *input* dan nilai *feedback*. Dari Gambar 2.10 diketahui persamaan :

$$v_o = A_v(j\omega)v_d$$

$$v_f = \beta(j\omega)v_o$$

Karena :

$$v_d = v_i + v_f$$

Maka dengan pers. (2.1) dan (2.2) maka diperoleh nilai *gain* tegangan sebesar :

$$A_{vf}(j\omega) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)A_v(j\omega)} \quad (2.4)$$

Agar terjadi kondisi osilasi maka nilai *input* harus nol. Sehingga penyebut pers (2.4) menjadi :

$$1 - \beta(j\omega)A_v(j\omega) = 0$$

$$\beta(j\omega)A_v(j\omega) = 1$$

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{A_v(j\omega)} \quad (2.5)$$

Pers (2.5) juga dapat dijadikan bentuk polar, yaitu :

$$\beta(j\omega)A_v(j\omega) = |\beta(j\omega)A_v(j\omega)| \angle \beta(j\omega)A_v(j\omega)$$

$$= 1 \quad (2.6)$$

Sehingga dari pers (2.6) magnitudonya bernilai :

$$|\beta(j\omega)A_v(j\omega)| = 1 \quad (2.7)$$

Sudut polarnya adalah :

$$\angle \beta(j\omega)A_v(j\omega) = \pm n360^\circ \quad (2.8)$$

Pers (2.7) dan (2.8) dinamakan kriteria Barkhausen [15] yaitu, keadaan osilasi akan terpenuhi apabila :

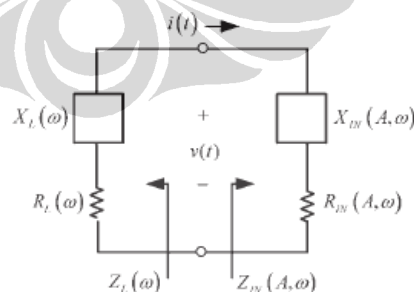
1. Pergeseran fasa lewat penguat dan rangkaian *feedback* harus sebesar 360° atau 2π radian.
2. Besarnya perolehan penguat dan rangkaian *feedback* harus sama dengan satu [15].

2.6 Osilator Resistansi-Negatif

Metode yang sering digunakan untuk mendesain sebuah osilator adalah metode resistansi negatif. Metode ini sering digunakan untuk analisa dan desain osilator *microwave*. Apabila sebuah devais aktif digunakan untuk menyuplai energi yang memiliki besar sama dengan disipasinya, maka pada rangkaian ini memungkinkan untuk dibuat osilator [16].

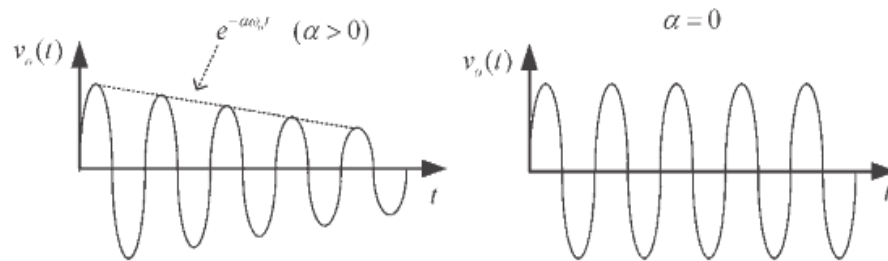
2.6.1 One-port Osilator Resistansi-Negatif

Divais aktif dapat direpresentasikan oleh sebuah resistansi negatif yang diserikan dengan sebuah reaktansi. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.11.



Gambar 2.11. Model resistansi negatif [16]

Pada rangkaian Gambar 2.11 terdapat tiga keadaan yang akan terjadi yaitu, pertama terjadi osilasi yang tidak stabil dengan amplitudo semakin membesar, kedua tidak akan terjadi osilasi, ketiga akan terjadi osilasi [16] seperti pada Gambar 2.12.



Gambar 2.12 Oscillator response [16]

Impedansi dari inputan memenuhi persamaan [16] :

$$Z_{IN}(A, \omega) = R_{IN}(A, \omega) + jX_{IN}(A, \omega) \quad (2.9)$$

A adalah amplitudo dari $i(t)$, dan nilai :

$$R_{IN}(A, \omega) < 0$$

Sedangkan impedansi *load* adalah :

$$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega) \quad (2.10)$$

Keadaan yang akan terjadi diantaranya [16]:

- a. Tidak akan terjadi osilasi apabila resistansi total tidak sama dengan nol, tetapi bernilai positif :

$$R_L(\omega) + R_{IN}(A, \omega) > 0 \quad (2.11)$$

- b. Akan terjadi osilasi, apabila memenuhi persamaan :

$$Z_{IN}(A_o, \omega_o) + Z_L(\omega_o) = 0 \quad (2.12)$$

Substitusikan pers (2.10) dan pers (2.11) ke pers (2.12), maka diperoleh,

$$R_{IN}(A_o, \omega_o) + R_L(\omega_o) = 0 \quad (2.13)$$

Dan pers :

$$X_{IN}(A_o, \omega_o) + X_L(\omega_o) = 0 \quad (2.14)$$

- c. Akan terjadi osilasi yang tidak stabil dengan amplitudo yang semakin membesar, keadaan tersebut terjadi apabila :

$$R_L(\omega) + R_{IN}(A, \omega) < 0 \quad (2.15)$$

Karena nilai :

$$|R_{IN}(A, \omega)| > R_L(\omega)$$

Untuk mendesain sebuah osilator dengan resistansi negatif, maka keadaan awal yang harus terpenuhi adalah :

$$|R_{IN}(0, \omega)| > R_L(\omega) \quad (2.16)$$

Rangkaian tersebut akan terus berosilasi dengan amplitudo semakin membesar, sampai suatu saat mencapai *steady-state* yaitu saat $A = A_0$ dan $\omega = \omega_0$ hal ini terjadi ketika resistansi *loop*-nya berjumlah nol sesuai pers (2.12). Keadaan tersebut memenuhi kriteria Barkhausen [16].

Osilasi yang terjadi saat memenuhi pers (2.12). Bisa jadi tidak stabil, karena nilai frekuensi dan amplitudo saling bergantung, sehingga diperlukan parameter yang lain agar osilator tersebut stabil yaitu parameter Kurokawa [16] :

$$\left. \frac{\partial R_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_0} \left. \frac{dX_L(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} - \left. \frac{\partial X_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_0} \left. \frac{dR_L(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} > 0 \quad (2.17)$$

Pada banyak keadaan, hal tersebut akan terpenuhi dengan :

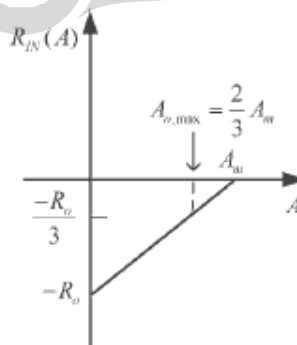
$$\frac{dR_L(\omega)}{d\omega} = 0$$

Hal yang paling mudah dilakukan adalah mengganti nilai R_L dengan nilai yang konstan, sehingga nilai $R_L(\omega_0)$ adalah menjadi konstanta pula. Untuk nilai frekuensi yang dekat dengan frekuensi osilasi, maka nilai $R_{IN}(A, \omega)$ dapat dicari dengan melakukan pendekatan :

$$R_{IN}(A, \omega) \approx R_{IN}(A) = -R_0 \left(1 - \frac{A}{A_{MAX}} \right) \quad (2.18)$$

dimana $R_{IN}(A) = -R_0$ pada saat $A=0$, A_M adalah amplitudo maksimum arus. Tahapan selanjutnya adalah menentukan nilai R_L agar power yang diperoleh osilator maksimum.

Dari pers (2.18) diperoleh hubungan antara nilai amplitudo arus dengan resistansi negatif, seperti pada Gambar 2.13.



Gambar 2.13. Hubungan amplitudo arus dengan resistansi negatif [14]

Daya dirumuskan [16] :

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(VI^*) = \frac{1}{2} |I|^2 |R_{IN}(A)| = \frac{1}{2} A^2 R_o \left(1 - \frac{A}{A_{MAX}} \right) \quad (2.19)$$

Daya akan bernilai maksimum saat :

$$\frac{dP}{dA} = \frac{1}{2} R_o \left(2A - \frac{3A^2}{A_{MAX}} \right) = 0 \quad (2.20)$$

Sehingga diperoleh nilai amplitudo arus saat daya bernilai maksimum adalah :

$$A_{o,max} = \frac{2}{3} A_{MAX} \quad (2.21)$$

Saat keadaan sesuai pers (2.21) terpenuhi, maka nilai :

$$R_{IN}(A_{o,max}) = -\frac{R_o}{3} \quad (2.22)$$

Sesuai pers (2.22) maka diperoleh nilai R_L sebesar :

$$R_L = -\frac{R_o}{3} \quad (2.23)$$

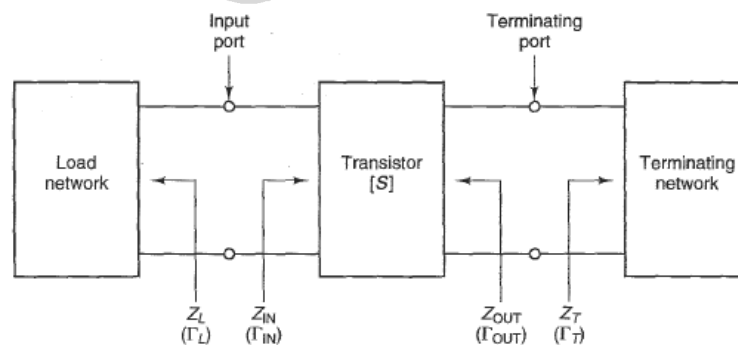
2.6.2 Two-port Osilator Resistansi-Negatif dan Rangkaian Terminasi

Osilator dengan penguat sebuah transistor dapat dimodelkan dengan rangkaian *two-port* seperti pada Gambar 2.14. Saat *input port* beresilasi, maka *terminating port* juga akan beresilasi. *Input port* beresilasi apabila memenuhi keadaan sebagai berikut :

$$\Gamma_{IN} \Gamma_L = 1 \quad (2.24)$$

Dengan nilai

$$\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_T}{1 - S_{22} \Gamma_T} \quad (2.25)$$



Gambar 2.14. Osilator dengan model two-port [16]

$$\Gamma_L = \frac{1}{\Gamma_{IN}} = \frac{1 - S_{22}\Gamma_T}{S_{11} - \Delta\Gamma_T}$$

Saat terjadi osilasi nilai input port nya adalah,

$$\Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad (2.26)$$

Dan memenuhi persamaan,

$$\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1 \quad (2.27)$$

Dengan :

$$\Gamma_{OUT} = \frac{1}{\Gamma_T} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L}$$

Terdapat beberapa langkah dasar dalam mendesain osilator dengan *two-port network*, antara lain adalah [16] ;

1. Penggunaan potential *unstable* transistor pada frekuensi yang diinginkan.
2. Desain *terminating network* untuk membuat $|\Gamma_{IN}| > 1$. Seri atau shut *feedback* dapat digunakan untuk meningkatkan $|\Gamma_{IN}|$.
3. Desain *load network* untuk meresonansi Z_{in} , pastikan bahwa osilator bekerja pada kondisi stabil.

Pergunakan persamaan :

$$X_L(\omega_o) = -X_{IN}(\omega_o) \quad (2.28)$$

Sedangkan nilai resistansi load diberikan oleh

$$R_L = \frac{|R_{IN}(0, \omega)|}{3} \quad (2.29)$$

Untuk *negatif resistance* osilator, pada frekuensi *microwave*, dengan menggunakan BJT konfigurasi yang biasanya digunakan yaitu *common-base* (CB), sedangkan untuk FET biasanya digunakan *common-gate* (CG).

Prosedur desain ini memiliki tingkat keberhasilan yang tinggi, akan tetapi analisa *small-signal* tidak dapat digunakan untuk mencari karakteristik dan performansi dari osilator. Karena terjadi pergeseran frekuensi osilasi dari desain awal, akibat power yang selalu bertambah sampai nilai resistansi negatifnya sama dengan nilai bebannya selain itu X_{IN} merupakan fungsi powernya. Akibatnya power osilator maupun harmoniknya sulit dihitung [16].

2.6.3 Osilator resistansi-negatif dengan analisa *large-signal*

Berbeda dengan analisa *small-signal*, analisa *large-signal* dapat digunakan untuk menentukan karakteristik dan performansi dari osilator. Diantaranya adalah power *fundamental*, power *harmonic*, maupun *phase noise*. Yang membedakan analisa *small-signal* dengan *large-signal* adalah perhitungan nilai Z_L . Pada *small-signal* nilai Z_L memenuhi pers (2.30) dan (2.31) yaitu [16] :

$$Z_L = R_L + X_L$$

$$Z_L = -\left(\frac{R_{IN}}{3}\right) + -(X_{IN}) \quad (2.30)$$

Dengan nilai :

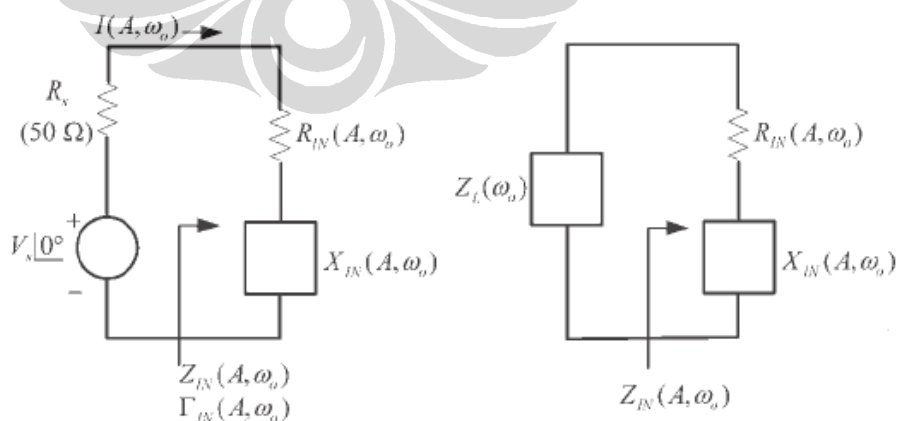
$$\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T}$$

dan,

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}}$$

Untuk memahami analisis *large-signal* secara lebih mudah perhatikan Gambar 2.12, perhitungan *input impedansi* $Z_{IN}(A, \omega)$ diperoleh berdasarkan nilai *input power* pada saat frekuensi osilasi. P_{ADD} didefinisikan sebagai power yang direfleksikan dikurangi power yang tersedia pada sumber yang dinyatakan oleh [16].

$$P_{ADD} = P_{AVS} (|\Gamma_{IN}|^2 - 1) \quad (2.31)$$



Gambar 2.15 Perhitungan *large-signal* dan power yang dikirimkan ke Z_L

Dimana :

$$P_{AVS} = \frac{V_S^2}{8R_S} \quad (2.32)$$

Dengan nilai :

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - R_S}{Z_{IN} + R_S} \quad (2.33)$$

Substitusikan pers (2.32) dan (2.33) ke pers (2.31) maka dihasilkan [16]:

$$P_{ADD} = \frac{V_S^2 |R_{IN}(0, \omega)|}{2\{[R_{IN}(0, \omega) + R_S]^2 + X_{IN}^2\}} = \frac{1}{2} |I(0, \omega)|^2 |R_{IN}(0, \omega)| \quad (2.34)$$

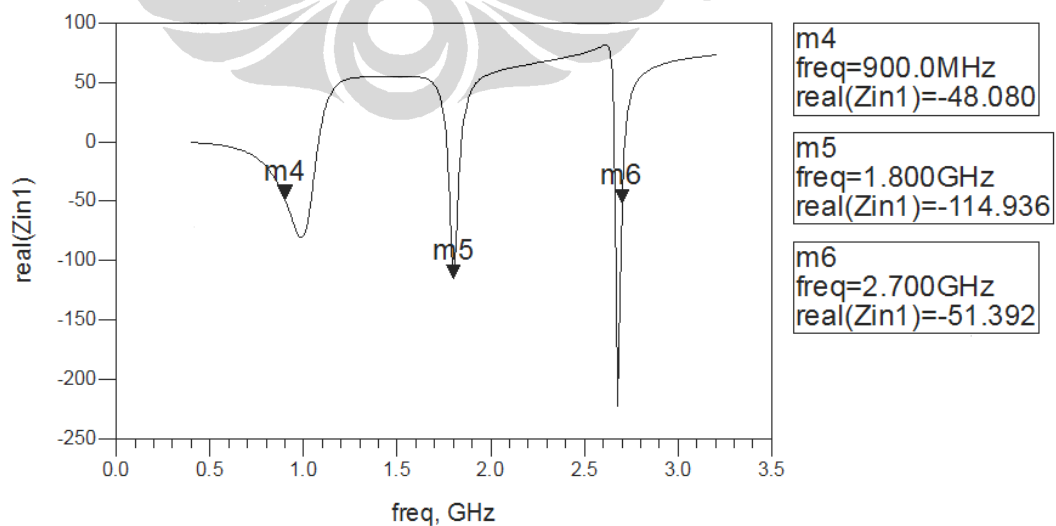
Dimana $I(0, \omega)$ adalah arus pada rangkaian. Dari pers (2.34) dapat dilihat bahwa nilai P_{ADD} merupakan fungsi dari $Z_{IN}(A, \omega)$ dimana nilai $Z_L(A, \omega)$ memenuhi persamaan,

$$Z_L(A, \omega) = -Z_{IN}(A, \omega) \quad (2.35)$$

Implementasi langkah diatas hanya dapat memastikan ketersediaan power akan tetapi belum menjamin osilator tersebut bekerja stabil.

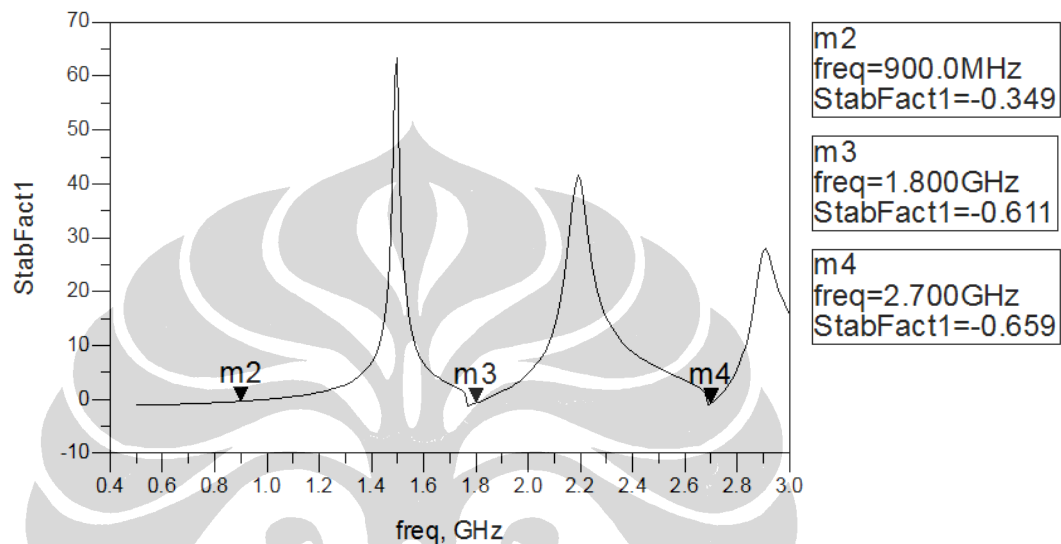
2.7 Hasil Negatif Resistansi dan Kestabilan dari Osilator

Bias transistor ini dapat direpresentasikan oleh sebuah resistansi negatif yang terlihat pada Gambar 2.16.



Gambar 2.16 Resistansi negatif common base

Nilai resistansi pada frekuensi 900 MHz sebesar $-48,0 \Omega$, sementara itu, nilai resistansi pada frekuensi 1,8 GHz sebesar -114Ω dan resistansi pada frekuensi 2,7 GHz sebesar -51Ω . Dengan mempergunakan resistansi negatif ini maka dapat dirancang sebuah osilator. Untuk kemudian dilakukan penambahan Resonator.

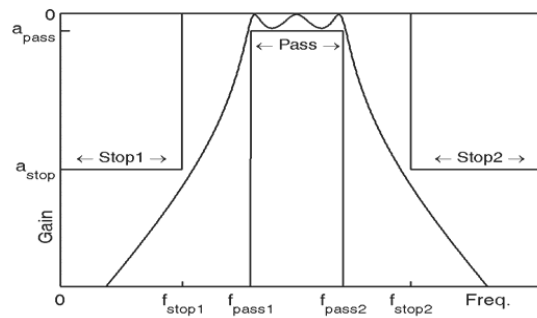


Gambar 2.17 Nilai Kestabilan Osilator

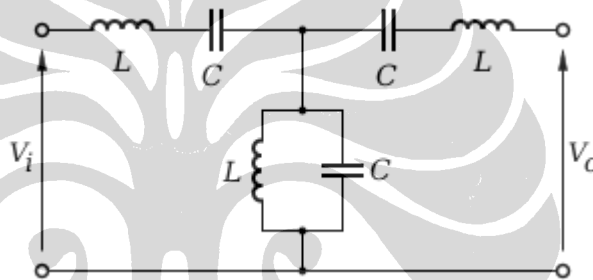
Pada Gambar 2.17 menunjukkan bahwa pada frekuensi 0,9 GHz nilai $K = -0,349$, sementara pada frekuensi 1,8 GHz nilai $K = -0,611$ sedangkan pada frekuensi 2,7 GHz nilai $K = -0,659$. Hal ini menunjukkan bahwa bias transistor ini dalam kondisi *potentially unstable*. Sehingga dapat dibuat sebuah osilator.

2.8 Perancangan Multi Filter

Langkah selanjutnya yaitu perancangan multi filter yang berupa Bandpass filter. *Bandpass filter* adalah rangkaian yang melewatkan frekuensi pada daerah tertentu dan meredam frekuensi di luar daerah tersebut seperti pada Gambar 2.18. Bandpass filter merupakan penggabungan dari *lowpass filter* dan *highpass filter*. Daerah passband dibatasi oleh dua frekuensi tepi. Frekuensi tepi yang rendah menunjukkan batas frekuensi rendah dari suatu highpass filter dan frekuensi tepi yang tinggi menunjukkan batas frekuensi tinggi dari suatu lowpass filter. Pada bandpass filter ini hanya terdapat satu gain passband yaitu a_{pass} .

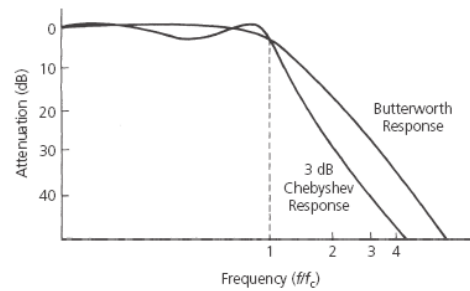
Gambar 2.18 Spesifikasi *Bandpass Filter* [17]

Rangkaian dasar dari *filter* secara lebih lengkap terlihat pada Gambar 2.19, yaitu :

Gambar 2.19 Rangkaian Dasar *Bandpass Filter*

2.8.1 Chebyshev Response

Filter Chebyshev biasanya digunakan ketika filter yang akan dirancang membutuhkan tingkat kecuraman yang tinggi dari passband ke stopband-nya. Pada daerah passband, filter Chebyshev tidak sedatar butterworth. Masih diijinkan untuk adanya *ripple* pada filter Chebyshev. Semakin banyak *ripple* yang muncul, kemiringan awal pada stopband akan meningkat dan menghasilkan lebih banyak kurva attenuasi rectangular ketika dibandingkan dengan filter butterworth perbandingan keduanya terlihat pada Gambar 2.20.



Gambar 2.20 Perbandingan dari 3-Element Respon *Chebyshev* dan *Butterworth* [17]

Dari Gambar 2.20 terlihat bahwa pada $n=3$ dan ripple 3 dB pada passband *Chebyshev* memiliki ketajaman yang lebih besar dibandingkan dengan *Butterworth*. Attenuasi dari filter *Chebyshev* diberikan oleh [17] :

$$A_{dB} = 10 \log [1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)] \quad (2.36)$$

Di mana, $C_n^2(\omega/\omega_c)$ merupakan polynomial *Chebyshev* pada orde tertentu yang nilainya bergantung pada (ω/ω_c) .

Tabel 2.2 *Chebyshev* Polynomial Orde n

n	<i>Chebyshev</i> Polinomial
1	$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$
2	$2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1$
3	$4\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 - 3\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$
4	$8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^4 - 8\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + 1$
5	$16\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^5 - 20\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 + 1\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$
6	$32\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^6 - 48\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^4 + 18\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1$
7	$64\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^7 - 112\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^5 + 58\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^3 - 7\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$

Parameter ε ditentukan dengan rumus : $\varepsilon = \sqrt{10^{Rdb/10} - 1}$ di mana Rdb adalah *ripple* dalam decibel (dB). Nilai dari $(\omega/\omega_c)'$ berbeda dengan (ω/ω_c) . nilai dari $(\omega/\omega_c)'$ bisa didapatkan dengan mendefinisikan parameter lain dahulu :

$$B = \frac{1}{n} \left(\cosh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) \quad (2.37)$$

Di mana n = orde dari filter

\cosh^{-1} = invers dari hyperbolic cosinus

setelah menghitung parameter – parameter tersebut, maka akan didapatkan nilai $(\omega/\omega_c)'$ dengan rumus sebagai berikut :

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' = \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \cosh B \quad (2.38)$$

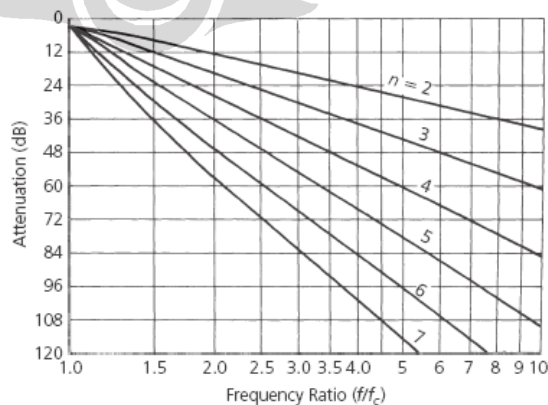
Dimana (ω/ω_c) = rasio dari frekuensi yang menarik ke frekuensi cutoff. Jika hiperbolik cosinus ataupun invers-nya tidak dapat dihitung menggunakan kalkulator maka nilai tersebut dapat dihitung secara manual dengan cara sebagai berikut :

$$\cosh x = 0.5(e^x + e^{-x}) \quad (2.39)$$

dan

$$\cosh^{-1} x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 - 1}) \quad (2.40)$$

Persamaan-persamaan tersebut menghasilkan berbagai macam kurva attenuasi, masing-masing dikelompokkan berdasarkan jumlah *ripple* yang diperbolehkan di daerah passband-nya. Karakteristik Attenuasi untuk Filter Chebyshev dengan *Ripple* sebesar 0.01 dB terlihat pada Gambar 2.21 dibawah ini.



Gambar 2.21 Karakteristik Attenuasi untuk Filter Chebyshev dengan *Ripple* sebesar 0.01 dB [17]

Rangkaian bandpass filter yang dirancang ini menggunakan respon Chebyshev karena tingkat kecuraman dari respon Chebyshev ini lebih tajam. Untuk menghitung besarnya nilai L dan C yang akan digunakan berdasarkan spesifikasi yang telah ditentukan di atas, digunakanlah rumus sebagai berikut [17]:

$$L_k = \frac{2\pi BW Z_0}{g_k \omega_0^2} \quad (2.41)$$

$$C_k = \frac{g_k}{2\pi BW Z_0} \quad (2.42)$$

Persamaan 2.41 dan 2.42 tersebut digunakan jika inductor dan kapasitor dirangkai parallel.

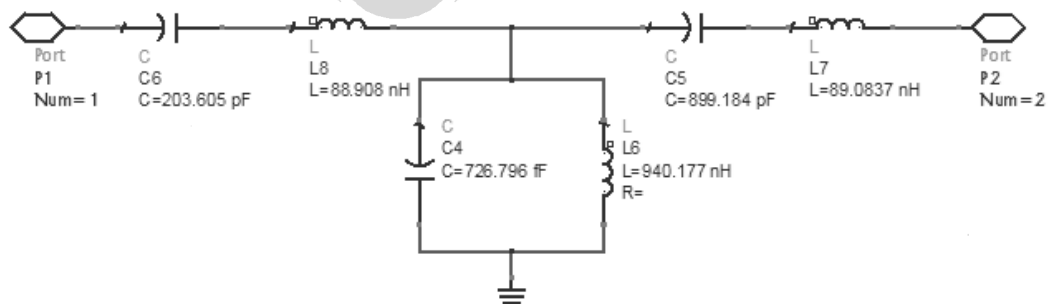
$$L_k = \frac{g_k Z_0}{2\pi BW} \quad (2.43)$$

$$C_k = \frac{2\pi BW}{g_k Z_0 \omega_0^2} \quad (2.44)$$

Sedangkan Persamaan 2.43 dan 2.44 digunakan jika inductor dan kapasitor dirangkai seri.

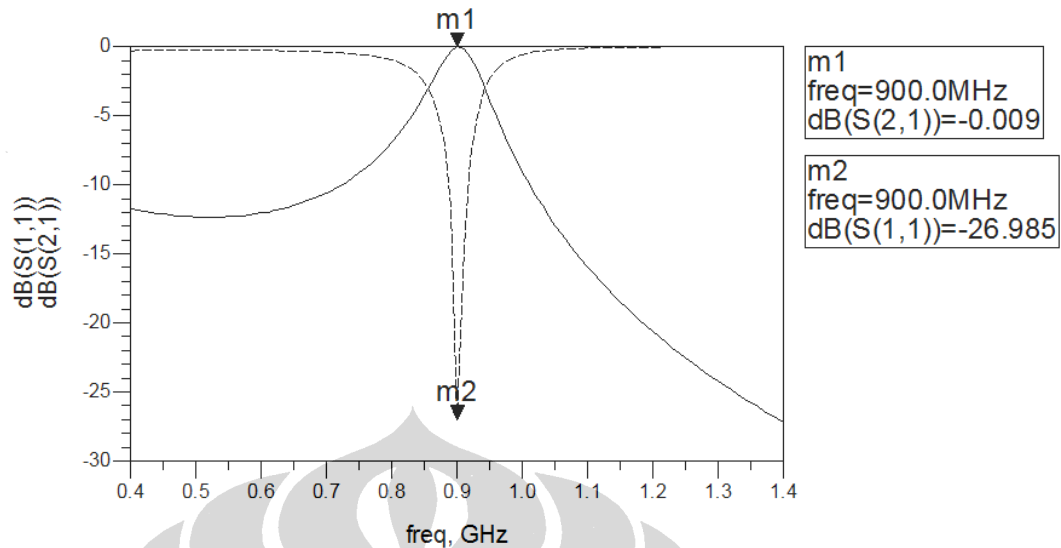
2.8.2 Perancangan BPF 0,9 GHz

BPF digunakan untuk menyeleksi frekuensi yang dibutuhkan berdasarkan spesifikasi standar. Pada osilator, filter dapat berguna sebagai impedance matching. Selain itu, diperlukan filter yang memiliki bandwidth yang kecil agar hanya frekuensi tunggal saja yang dapat dilewatkan. Pada Gambar 2.22 memperlihatkan rangkaian filter untuk frekuensi 0,9 GHz.



Gambar 2.22 Rangkaian BPF pada frekuensi 0,9 GHz

Response yang dihasilkan terlihat pada Gambar 2.23 :

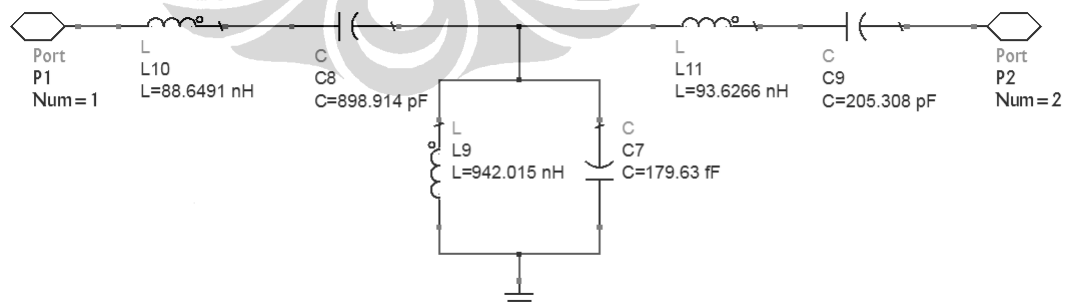


Gambar 2.23 Response filter 0,9 GHz

Hasil response filter 0,9 GHz menunjukkan bahwa filter tersebut memiliki nilai insertion loss S_{21} sebesar -0,009 dB dan return loss S_{11} sebesar -26,985 dB. Hal ini memungkinkan untuk dijadikan impedance matching sekaligus sebagai filter pada osilator untuk keluaran pada frekuensi 0,9 GHz.

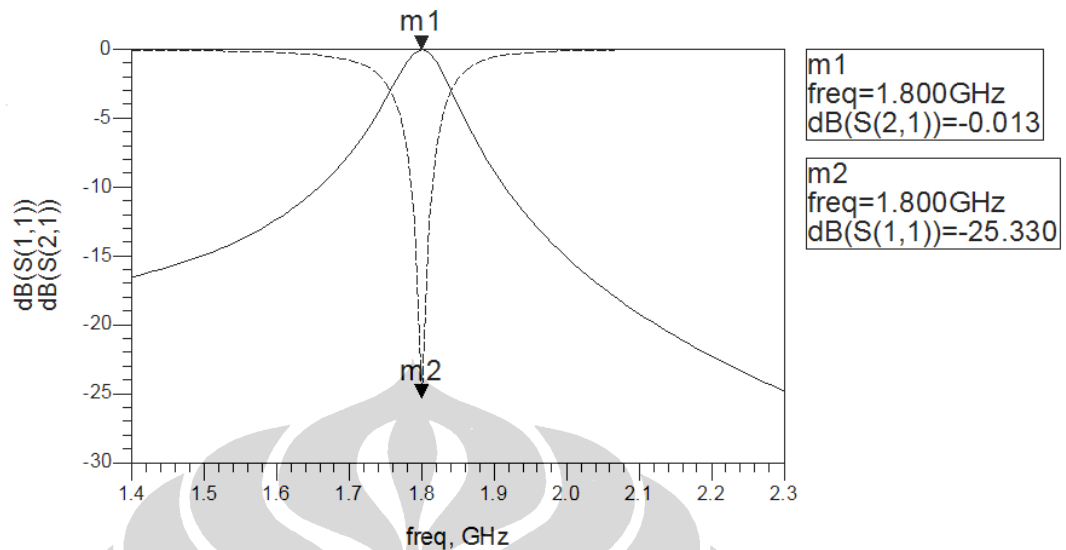
2.8.3 Perancangan BPF 1,8 GHz

Pada Gambar 2.24 memperlihatkan rangkaian filter untuk frekuensi 1,8 GHz.



Gambar 2.24 Rangkaian BPF pada frekuensi 1,8 GHz

Response yang dihasilkan terlihat pada Gambar 2.25 :

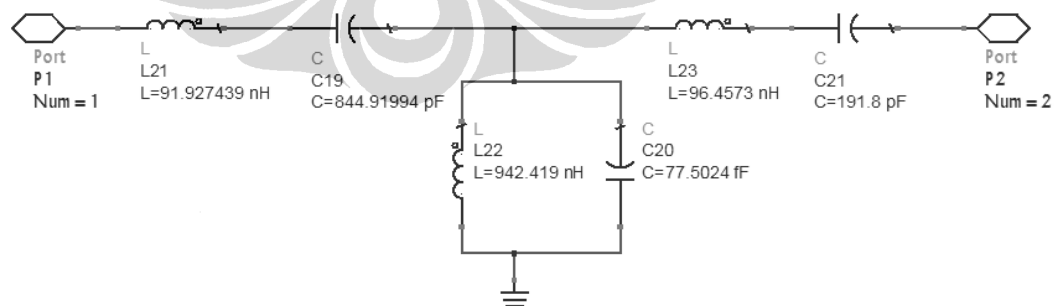


Gambar 2.25 Response filter 1,8 GHz

Hasil response filter 1,8 GHz menunjukkan bahwa filter tersebut memiliki nilai *insertion loss* S_{21} sebesar -0,013 dB dan *return loss* S_{11} sebesar -25,330 dB. Hal ini memungkinkan untuk dijadikan impedance matching sekaligus sebagai filter pada osilator untuk keluaran pada frekuensi 1,8 GHz.

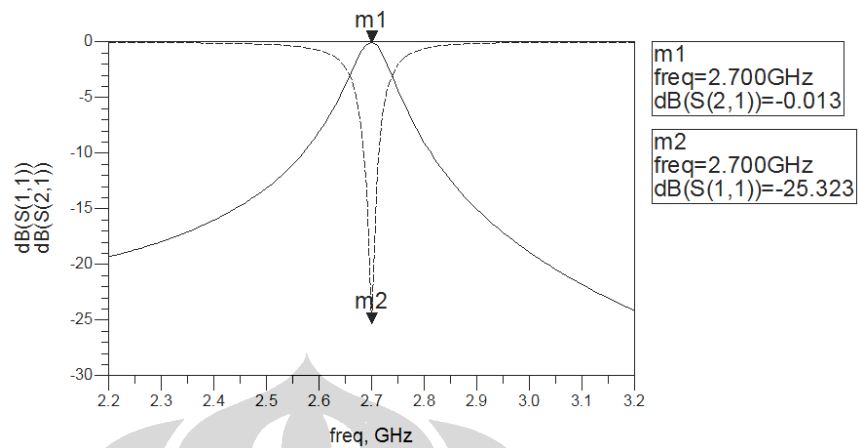
2.8.4 Perancangan Filter 2,7 GHz

Pada Gambar 2.26 memperlihatkan rangkaian filter untuk frekuensi 2,7 GHz.



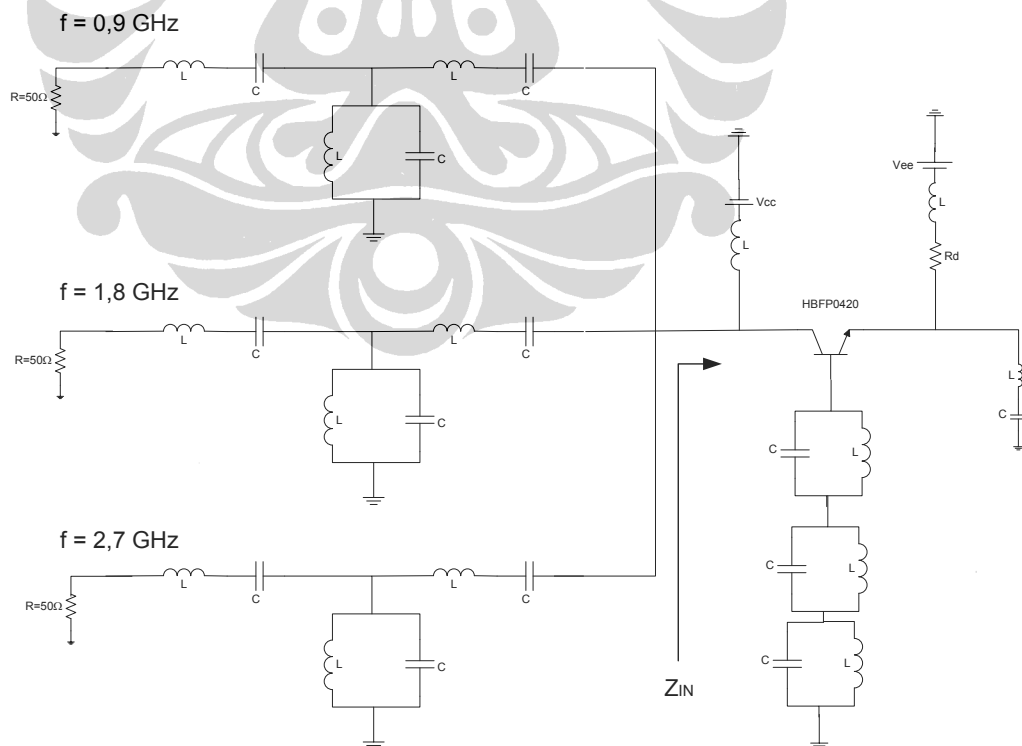
Gambar 2.26 Rangkaian BPF pada frekuensi 2,7 GHz

Response yang dihasilkan terlihat pada Gambar 2.27 :



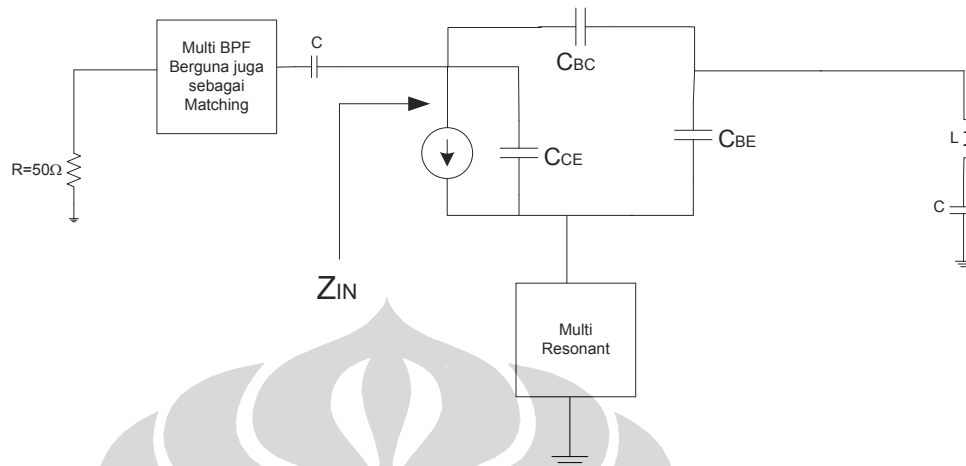
Gambar 2.27 Response filter 2,7 GHz

Hasil response filter 2,7 GHz menunjukkan bahwa filter tersebut memiliki nilai *insertion loss* S_{21} sebesar -0,013 dB dan *return loss* S_{11} sebesar -25,323 dB. Hal ini memungkinkan untuk dijadikan impedance matching sekaligus sebagai filter pada osilator untuk keluaran pada frekuensi 2,7 GHz. Pada Gambar 2.28 memperlihatkan rangkaian lengkap osilator yang dirancang.



Gambar 2.28 Rangkaian Lengkap Osilator

Analisa lengkap nilai impedansi *common base* diberikan oleh [18] seperti pada Gambar 2.29 sebagai berikut :



Gambar 2.29 Analisa nilai Z_{IN} osilator

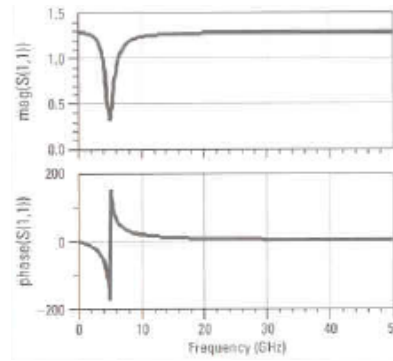
$$Z_{IN} = \frac{g_m(t)}{\omega^2 C_{CE} (C_{BE} + C_{CE} - LC C_{BE} \omega^2)} - j \left\{ \left(\frac{C_{BE} + C}{CC_{CE} \omega^2} \right) - \left(\frac{1}{\omega \left(\frac{C}{C_{BE}} \right) + \omega C - LC \omega^2} \right) \right\} \quad (2.45)$$

2.9 Kinerja Osilator

Setelah mendesain osilator, maka hal yang perlu dilakukan adalah mengevaluasi performansi dari osilator tersebut, diantaranya adalah kesetabilan osilator dengan *phase noise* yang dihasilkan. Pada sub-bab berikut ini akan memberikan penjelasan tentang kestabilan osilator, *phase noise*, .

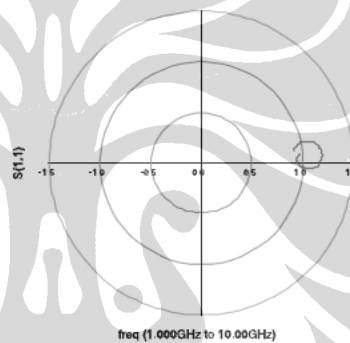
2.9.1 Nyquist Test

Hampir semua rangkaian *microwave* dapat berpotensi untuk berhasil apabila ditest menggunakan *loop-gain test* seperti Gambar 2.30. [16].



Gambar 2.30 Gain loop test [16]

Untuk memeriksa kesetabilan dari sebuah osilator, maka diperlukan nyquist test. Nyquist test merupakan plot $S(1,1)$ ada grafik polar seperti ditunjukkan pada Gambar 2.31.



Gambar 2.31 Nyquist test [16]

Nyquist plot dapat dihasilkan oleh *OscTest* yang terdapat pada ADS. Suatu osilator akan bekerja stabil apabila grafik *Nyquist test* melawati titik yang lebih besar dari $1+0j$ [11].

2.9.2 Phase Noise

Sebuah osilator yang ideal akan menghasilkan tegangan output yang diberikan oleh :

$$v_o(t) = A \cos(\omega_o t) \quad (2.46)$$

dimana $\omega_o = 2\pi f_o$ dengan f_o adalah frekuensi osilasi. Sedangkan osilator yang tidak ideal akan menghasilkan tegangan output sesuai pers dibawah ini :

$$v_o(t) = A(t) \cos[\omega_o t + \varphi(t)] \quad (2.47)$$

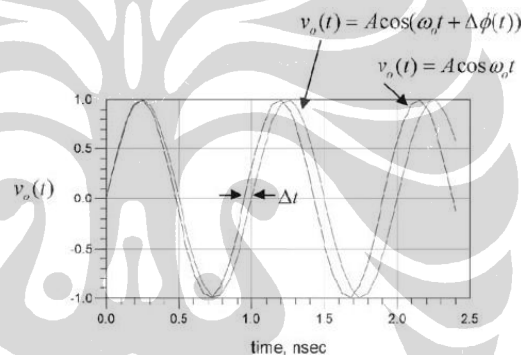
dimana $A(t)$ mencerminkan fluktuasi amplitudo atau lebih dikenal dengan *AM noise*, dan $\varphi(t)$ merepresentasikan variasi dari *phase* atau lebih dikenal dengan *phase noise*. Frekuensi sesaat ditunjukkan oleh [11].

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} [\omega_o t + \varphi(t)] = \omega_o + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.48)$$

atau memenuhi :

$$f(t) = f_o + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.49)$$

Dari pers (2.49) terlihat bahwa akan terjadi perubahan frekuensi apabila terjadi variasi dari fasenya. Sehingga keduanya berhubungan, dan dapat digunakan untuk menjelaskan *phase noise* seperti Gambar 2.32 [16]

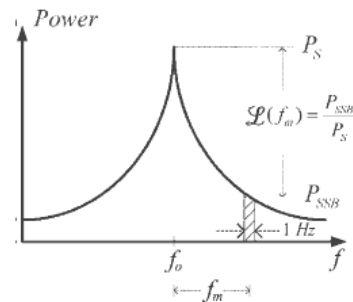


Gambar 2.32 Keluaran osilator yang ideal dan yang tidak ideal [16]

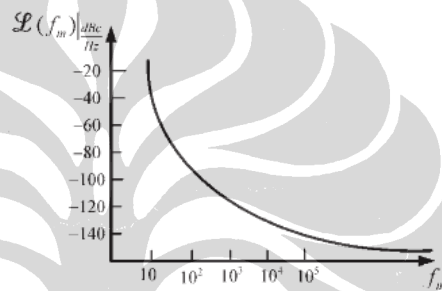
Pada osilator, *phase noise* merupakan tantangan tersendiri karena dapat merubah frekuensi osilasi. Hal ini berbeda dengan *amplitude noise*, karena amplitude noise dapat diminimalisasi dengan menggunakan *Analog gain control* (AGC). Sebuah *phase noise*, dihasilkan oleh *thermal noise*, *shot noise*, dan *flicker noise*. *Thermal noise* merupakan fungsi dari suhu, bandwidth dan *noise resistance*. *Shot noise* merupakan fungsi dari arus dc bias. Sedangkan *flicker noise* merupakan fungsi dari karakteristik devais aktifnya [16].

Flukstuasi fase lebih mudah dilihat dalam frekuensi domain. Sebagai contoh dari spektrum osilator dapat dilihat seperti Gambar 2.33. *Phase noise* biasanya dihitung dengan menggunakan perbandingan power, yaitu antara *single-*

side band power P_{SSB} pada bandwidth 1 Hz sejauh f_m dari frekuensi center f_o yang memiliki power P_s . Hasilnya terlihat seperti Gambar 2.33.



Gambar 2.33 Spektum dari osilator dengan random *phase noise* [16].



Gambar 2.34 Nilai *phase noise* [11].

Besar *phase noise* dapat dihitung diberikan oleh

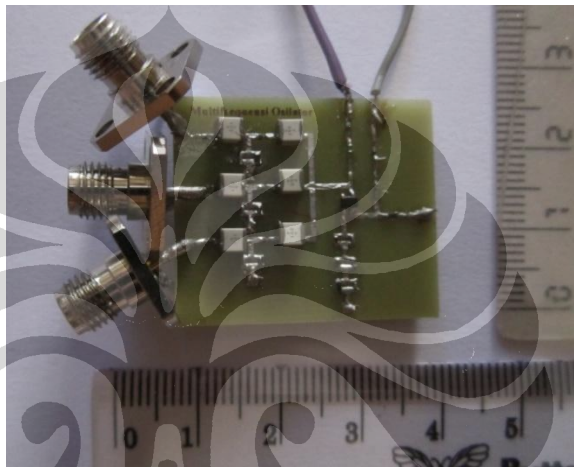
$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[\frac{P_{SSB}}{P_s} \right] \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} \quad (2.50)$$

memiliki satuan *decibel* yang relative terhadap *power carrier* (dBc/Hz). Contoh grafik nilai *phase noise* diberikan pada Gambar 2.34

BAB 3 HASIL SIMULASI, PENGUKURAN, DAN ANALISA

3.1 Hasil Pabrikasi Rangkaian Lengkap

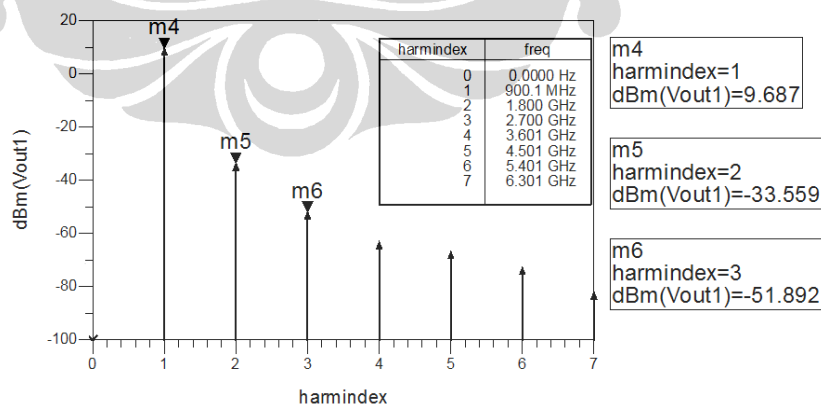
Rangkaian lengkap multifrekuensi osilator terlihat pada Gambar 2.28, rangkaian tersebut kemudian di pabrikasi seperti terlihat pada Gambar 3.1. Osilator hasil pabrikasi diukur pada ruang *Lab. Telekomunikasi Anechoic Chamber lantai 4 Departemen Teknik Elektro, FTUI dan Lab. Unit Pengujian dan Peneraan, Balai Kalibrasi Fasilitas Penerbangan, Kementerian Perhubungan.*



Gambar 3.1 Osilator hasil pabrikasi

3.2 Kinerja osilator pada frekuensi 0,9 GHz.

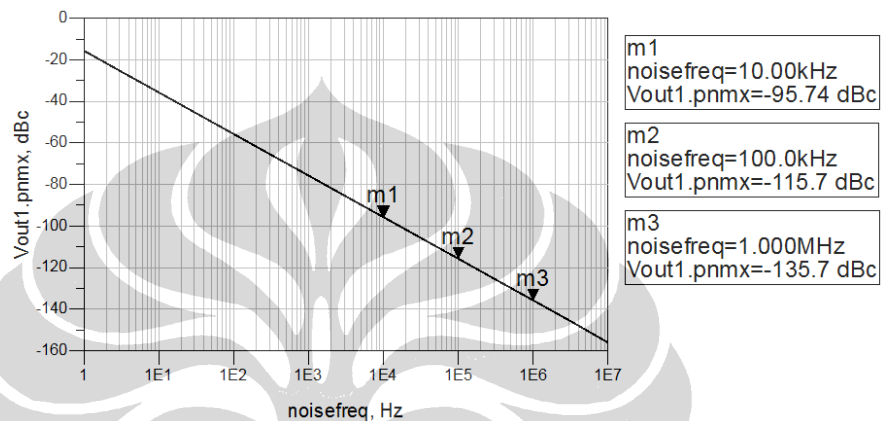
Hasil simulasi power fundamental dan harmonik rangkaian osilator 0,9 GHz terlihat pada Gambar 3.2.



Gambar 3.2 Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 0,9 GHz

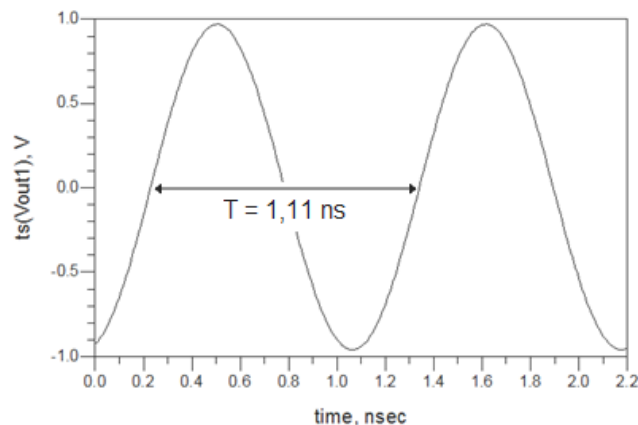
Pada Gambar 3.2 memperlihatkan nilai power fundamental pada osilator yaitu sebesar sebesar 9,687 dBm, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang

diharapkan yaitu minimal sebesar 1 dBm. Sementara itu, nilai power harmonik kedua sebesar -33,59 dBm dengan nilai kinerja yang diharapkan maksimal -25 dBm. Sedangkan nilai power harmonik ketiga nya yaitu sebesar -51,8 dBm dengan nilai kinerja maksimal sebesar -40 dBm. Hasil simulasi power tersebut menunjukkan bahwa kinerja power harmonik maupun fundamental telah memenuhi spesifikasi yang diharapkan. Hasil simulasi *phase noise* rangkaian osilator 0,9 GHz terlihat pada Gambar 3.3.



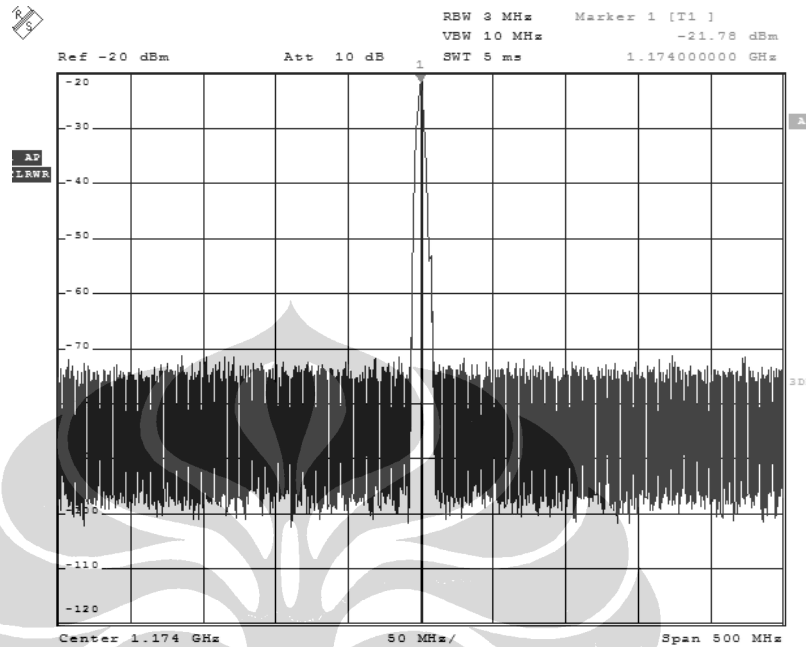
Gambar 3.3 Hasil Simulasi *phase noise* osilator frekuensi 0,9 GHz

Pada Gambar 3.3 memperlihatkan nilai *phase noise* osilator pada 10 kHz yaitu sebesar -95,74 dBc/Hz, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang diharapkan yaitu maksimal sebesar -60 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* pada 100 kHz yaitu sebesar -115,7 dBc/Hz dengan nilai spesifikasi maksimal sebesar -80 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* saat 1 MHz yaitu sebesar -135 dBc/Hz dengan nilai maksimal sebesar -100 dBc/Hz. Gambar 3.4 memperlihatkan time domain pada frekuensi 900 MHz.



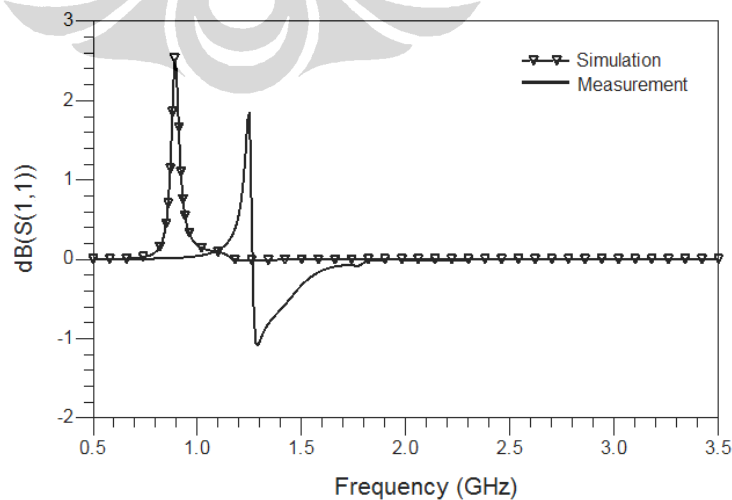
Gambar 3.4 Sinyal time domain pada frekuensi 900 MHz

Sementara itu, pada Gambar 3.5 pengukuran spektrum osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi.



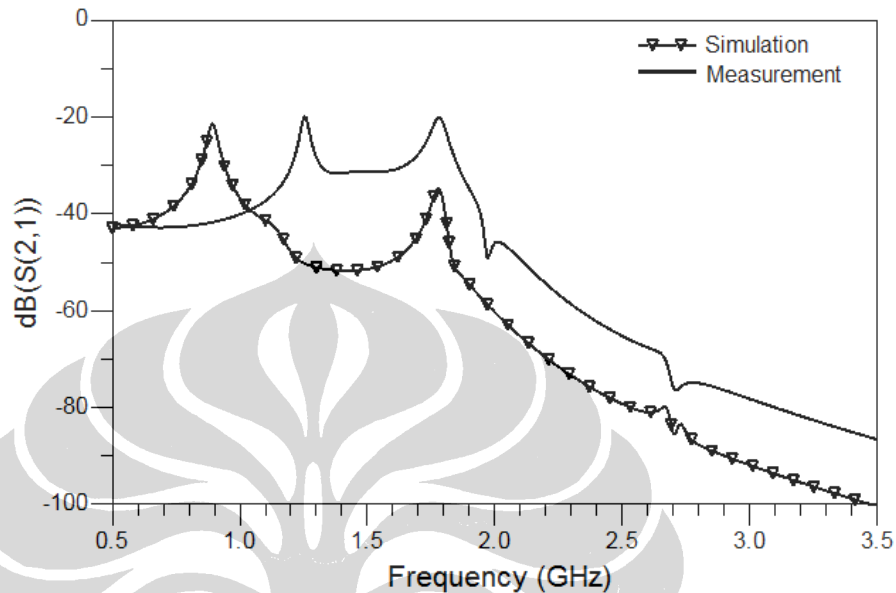
Gambar 3.5 Pengukuran spektrum frekuensi pertama osilator

Gambar 3.6 memperlihatkan hasil simulasi *return loss* dan pabrikan dari osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi. Selain itu, hasil simulasi *return loss* pada frekuensi 0,9 GHz sebesar 2,5 dB dengan pengukuran *return loss* sebesar 2 dB



Gambar 3.6 Kinerja *return loss* untuk osilator pada frekuensi 900 MHz

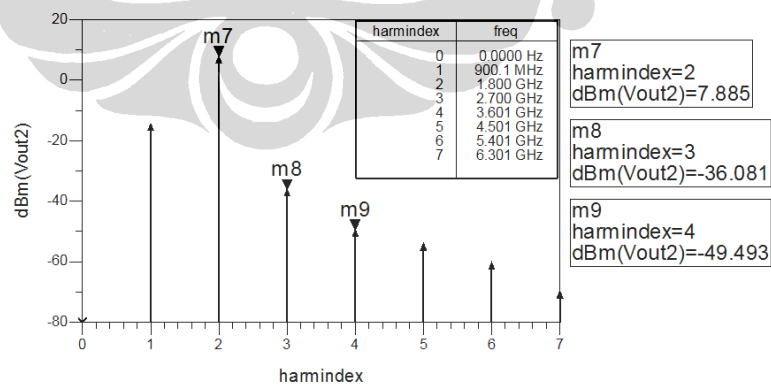
Pada Gambar 3.7 memperlihatkan hasil simulasi maupun hasil *isolation* osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut memiliki isolasi yang baik antar port nya dengan nilai kurang dari -20 dB. Sehingga antara osilasi pertama dan kedua tidak terlalu saling mempengaruhi.



Gambar 3.7 Kinerja *isolation* osilator

3.3 Kinerja osilator pada frekuensi 1,8 GHz

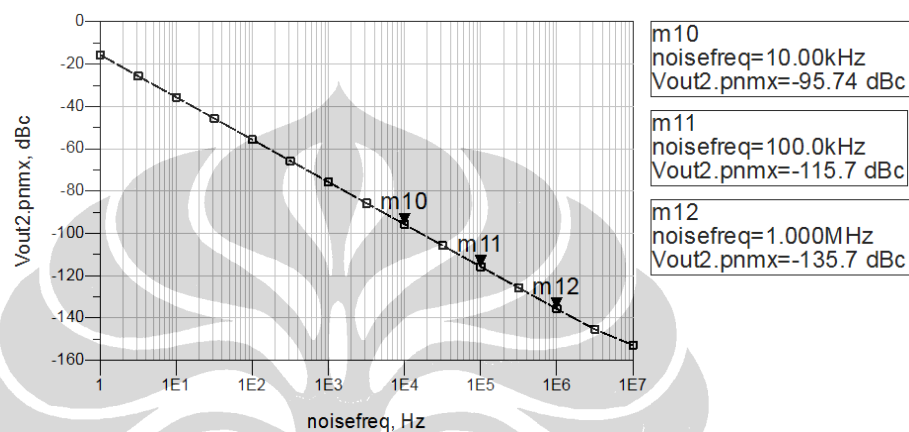
Hasil simulasi power fundamental dan harmonik rangkaian osilator 1,8 GHz terlihat pada Gambar 3.8.



Gambar 3.8 Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 1,8 GHz

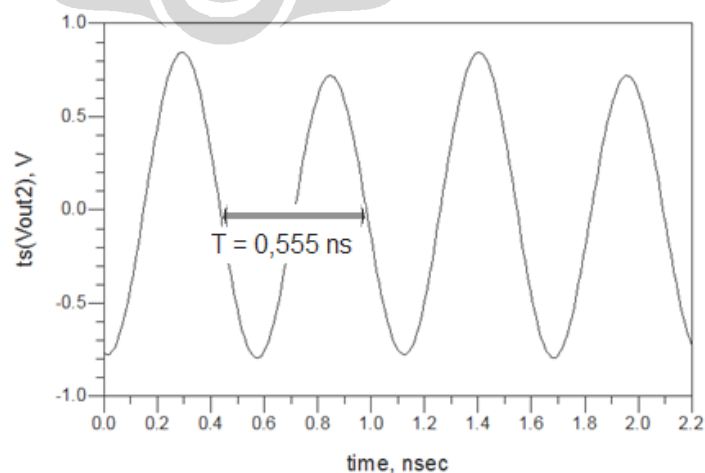
Pada Gambar 3.8 memperlihatkan nilai power fundamental pada osilator yaitu sebesar sebesar 7,88 dBm, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang

diharapkan yaitu minimal sebesar 1 dBm. Sementara itu, nilai power harmonik kedua sebesar -36,08 dBm dengan nilai kinerja yang diharapkan maksimal -25 dBm. Sedangkan nilai power harmonik ketiga nya yaitu sebesar -49,49 dBm dengan nilai kinerja maksimal sebesar -40 dBm. Hasil simulasi power tersebut menunjukkan bahwa kinerja power harmonik maupun fundamental telah memenuhi spesifikasi yang diharapkan. Hasil simulasi *phase noise* rangkaian osilator 1,8 GHz terlihat pada Gambar 3.9.



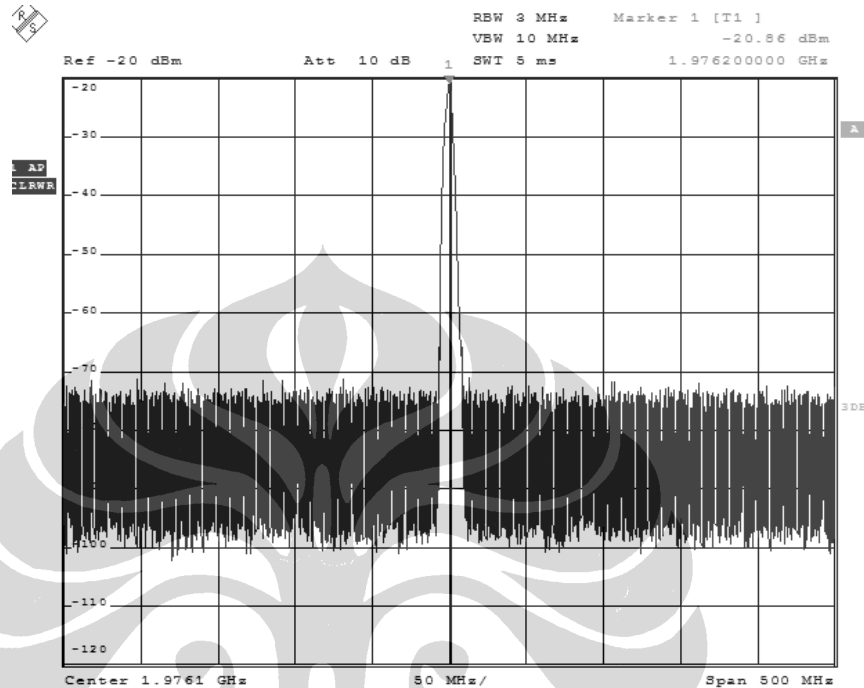
Gambar 3.9 Hasil Simulasi *phase noise* osilator frekuensi 1,8 GHz

Pada Gambar 3.9 memperlihatkan nilai *phase noise* osilator pada 10 kHz yaitu sebesar -95,74 dBc/Hz, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang diharapkan yaitu maksimal sebesar -60 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* pada 100 kHz yaitu sebesar -115,7 dBc/Hz dengan nilai spesifikasi maksimal sebesar -80 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* saat 1 MHz yaitu sebesar -135 dBc/Hz dengan nilai maksimal sebesar -100 dBc/Hz.



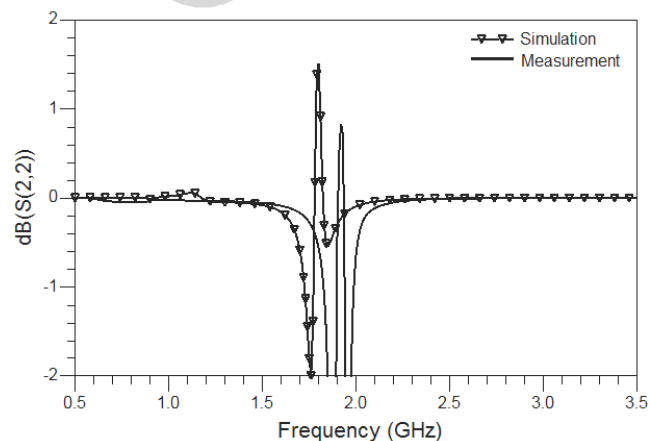
Gambar 3.10 Sinyal time domain pada frekuensi 1,8 GHz

Sementara itu, pada Gambar 3.11 pengukuran spektrum osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi.



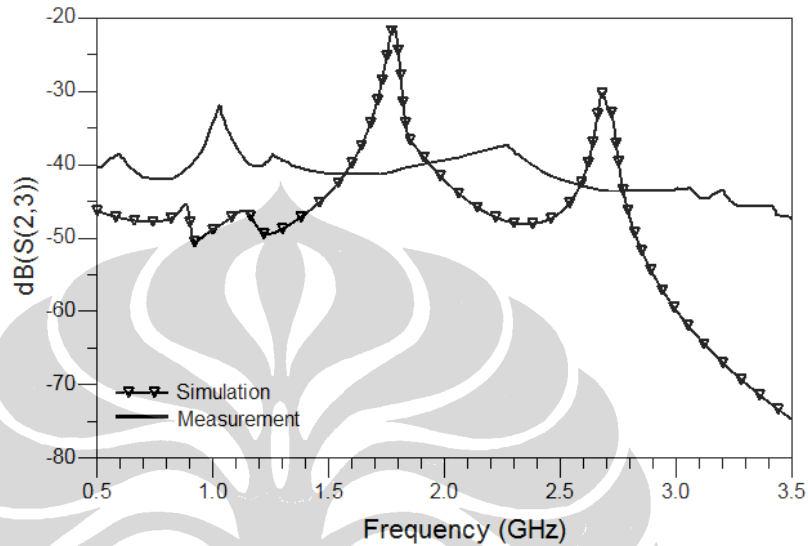
Gambar 3.11 Pengukuran spektrum frekuensi kedua osilator

Gambar 3.12 memperlihatkan hasil simulasi *return loss* dan pabrikan dari osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi. Selain itu, hasil simulasi *return loss* pada frekuensi 1,8 GHz sebesar 1,5 dB dengan pengukuran *return loss* sebesar 0,8 dB.



Gambar 3.12 Kinerja *return loss* untuk osilator pada frekuensi 1,8 GHz

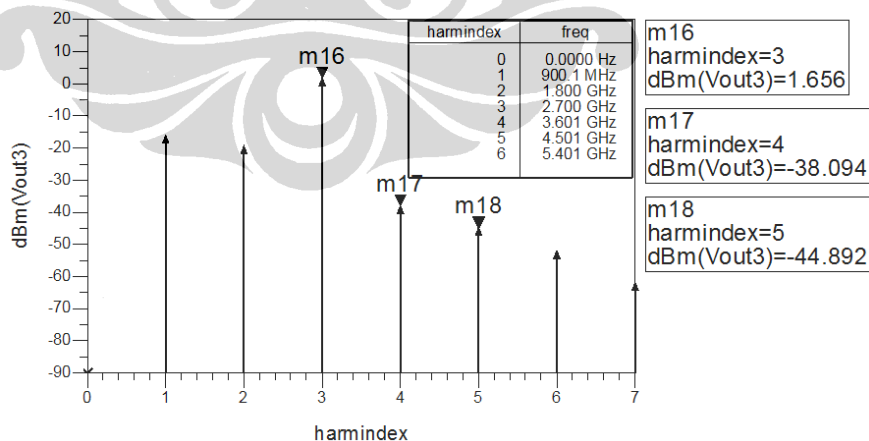
Pada Gambar 3.13 memperlihatkan hasil simulasi dan pengukuran *isolation* osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut memiliki *isolation* yang baik antar port nya dengan nilai kurang dari -20 dB. Sehingga antara osilasi kedua, dan ketiga tidak terlalu saling mempengaruhi.



Gambar 3.13 Kinerja *isolation* osilator

3.4 Kinerja osilator pada frekuensi 2,7 GHz

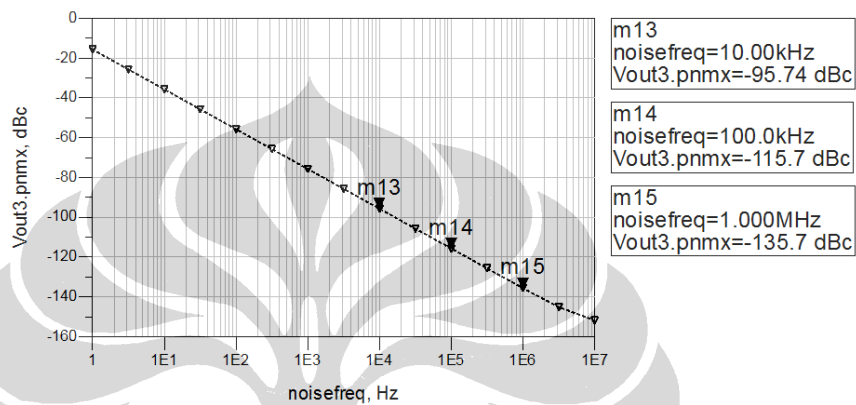
Hasil simulasi power fundamental dan harmonik rangkaian osilator 2,7 GHz terlihat pada Gambar 3.14.



Gambar 3.14 Hasil Simulasi Power Fundamental dan Harmonik osilator frekuensi 2,7 GHz

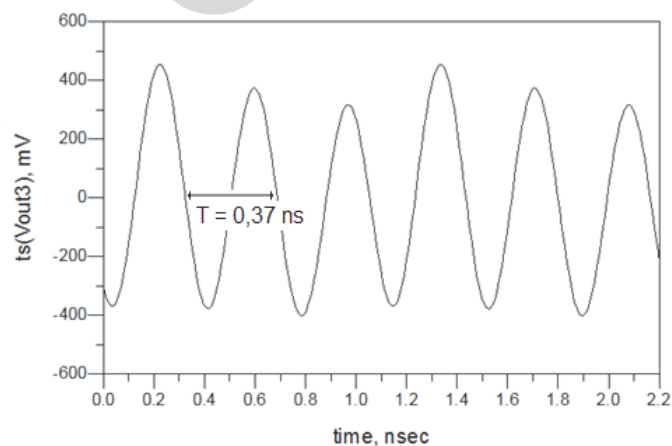
Pada Gambar 3.14 memperlihatkan nilai power fundamental pada osilator yaitu sebesar sebesar 1,65 dBm, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang

diharapkan yaitu minimal sebesar 1 dBm. Sementara itu, nilai power harmonik kedua sebesar -38,09 dBm dengan nilai kinerja yang diharapkan maksimal -25 dBm. Sedangkan nilai power harmonik ketiga nya yaitu sebesar -44,89 dBm dengan nilai kinerja maksimal sebesar -40 dBm. Hasil simulasi power tersebut menunjukan bahwa kinerja power harmonik maupun fundamental telah memenuhi spesifikasi yang diharapkan. Hasil simulasi *phase noise* rangkaian osilator 2,7 GHz terlihat pada Gambar 3.15.



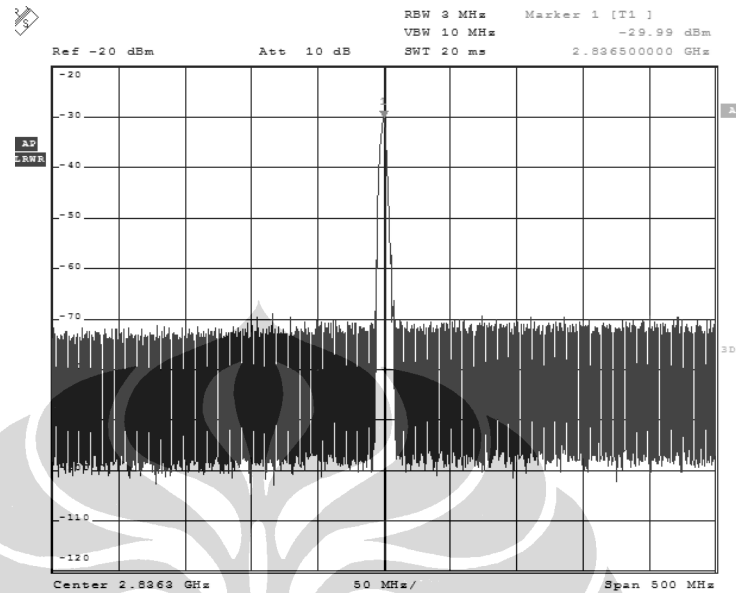
Gambar 3.15 Hasil Simulasi *phase noise* osilator frekuensi 2,7 GHz

Pada Gambar 3.15 memperlihatkan nilai *phase noise* osilator pada 10 kHz yaitu sebesar -95,74 dBc/Hz, nilai ini telah memenuhi spesifikasi kinerja yang diharapkan yaitu maksimal sebesar -60 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* pada 100 kHz yaitu sebesar -115,7 dBc/Hz dengan nilai spesifikasi maksimal sebesar -80 dBc/Hz. Sementara itu, nilai *phase noise* saat 1 MHz yaitu sebesar -135 dBc/Hz dengan nilai maksimal sebesar -100 dBc/Hz. Nilai *phase noise* tersebut telah memenuhi spesifikasi rancangan yang telah ditetapkan.



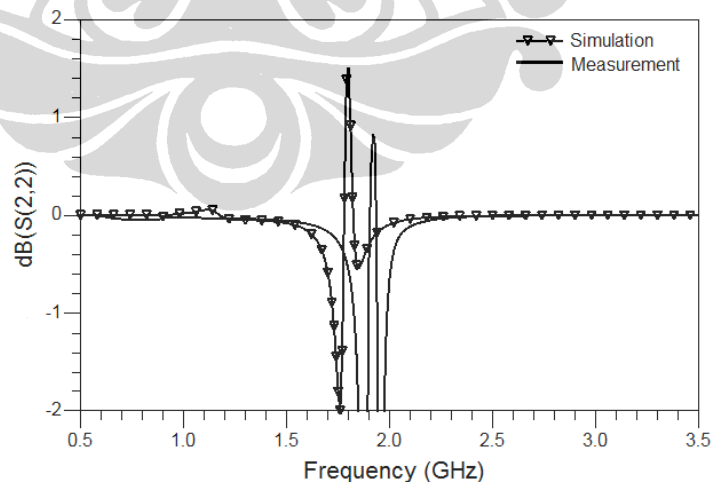
Gambar 3.16 Sinyal time domain pada frekuensi 2,7 GHz

Sementara itu, pada Gambar 3.17 pengukuran spektrum osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi.



Gambar 3.17 Pengukuran spektrum frekuensi ketiga osilator

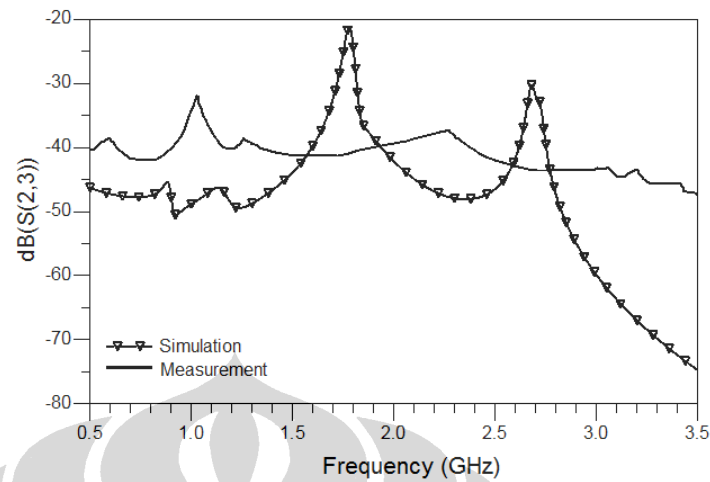
Gambar 3.18 memperlihatkan hasil simulasi *return loss* dan pabrikan dari osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut telah bekerja, namun masih mengalami pergeseran frekuensi. Selain itu, hasil simulasi *return loss* pada frekuensi 2,7 GHz sebesar 1 dB dengan pengukuran S_{11} sebesar 0,7 dB



Gambar 3.18 Kinerja *return loss* untuk osilator pada frekuensi 2,7 GHz

Pada Gambar 3.19 memperlihatkan hasil simulasi dan pengukuran *isolation* osilator, hasil tersebut memperlihatkan bahwa osilator tersebut memiliki

isolasi yang baik antar port nya dengan nilai kurang dari -20 dB. Sehingga antara osilasi pertama, dan ketiga tidak terlalu saling mempengaruhi.



Gambar 3.19 Kinerja *isolation* osilator

3.5 Figure of Merit Multiband Osilator

Untuk dapat membandingkan hasil yang diperoleh dengan berbagai referensi osilator yang ada, maka dibuatlah sebuah perumusan *figure of merit* (FoM), FoM diberikan oleh [16] :

$$\text{FoM} = - \left[L\{f_m\} + 10 \log \left\{ \left(\frac{f_m}{f_o} \right) P_{DC} \right\} \right] \quad (3.1)$$

Tabel 3.1 memperlihatkan nilai perbandingan kinerja dan nilai FoM dari FoM yang didesain dengan hasil yang lain. Dengan hasil seperti pada tabel 3.1 menunjukkan bahwa nilai FoM *osilator* yang diusulkan masih tergolong lebih tinggi dibandingkan dengan yang lainnya.

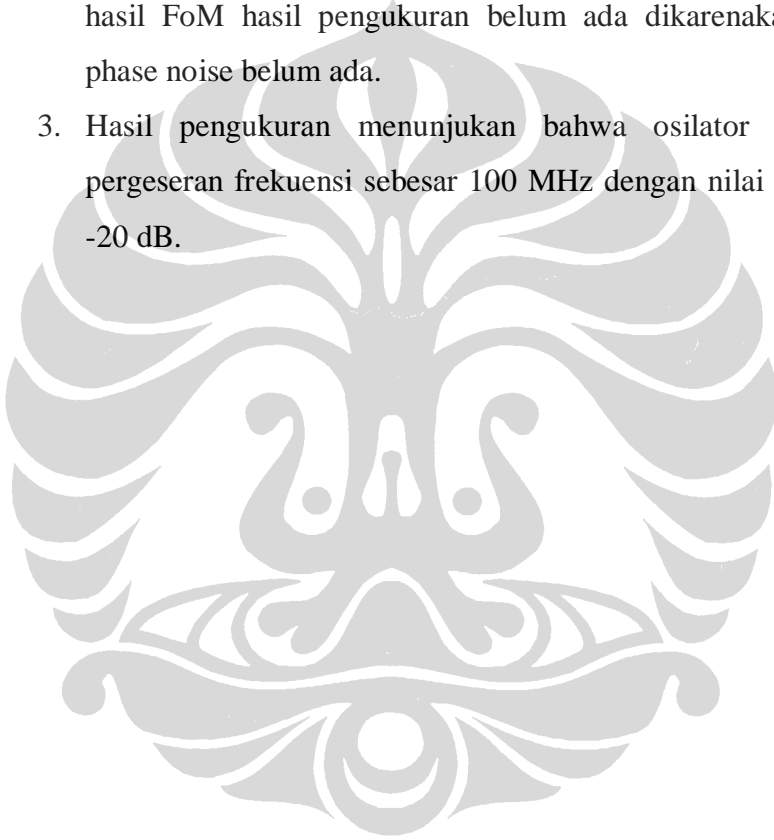
Tabel 3.1 Perbandingan Kinerja dan FoM multiband Osilator

Parameter	Reference						Propose									Keterangan
	[5]		[6]		[7]		Tujuan			Simulation			Measure			
f_0 (GHz)	2,4	3,1	2,6	5,2	0,9	1,8	0,9	1,8	2,7	0,9	1,8	2,7	1,1	1,9	2,8	Frekuensi bergeser sekitar 100 MHz
Power Fundamental (dBm)	6	4	7.5	4.5	8	5.4	>1	>1	>1	9,6	7,8	1,6	8.2	7.1	1.2	Mengalami penurunan rata-rata 1 dBm
Phase Noise (dBc/Hz) Offset 1 MHz	-101	-103	-91	-98	-125	-123	<-100	<-100	<-100	-135	-135	-135	-	-	-	Belum terukur dikarenakan keterbatasan alat ukur
P_{DC} (mW)	2,8		30		16		<3			3			2,6			Pengalami penurunan P_{DC} sebesar 0,4 mW
FoM (mW^{-1})	185	190	171	171	176	180	-	-	-	189	189	198	-	-	-	Belum terhitung dikarenakan <i>phase noise</i> belum terukur

BAB 4 KESIMPULAN

Berdasarkan hasil perancangan dan analisa yang telah dilakukan, maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Pada penelitian ini dirancang osilator pada frekuensi 0,9 GHz, 1,8 GHz, dan 2,7 GHz menggunakan multi series resonator dan multi filter.
2. Mengacu pada Tabel 3.1, hasil rancangan osilator memiliki FoM yang lebih tinggi dibandingkan beberapa hasil perancangan sebelumnya namun hasil FoM hasil pengukuran belum ada dikarenakan hasil pengukuran phase noise belum ada.
3. Hasil pengukuran menunjukkan bahwa osilator tersebut mengalami pergeseran frekuensi sebesar 100 MHz dengan nilai *isolation* kurang dari -20 dB.



DAFTAR REFERENSI

- [1] Gonzalez, Gualermo. *Microwave Transistor Amplifier : Analysis and Design, 2nd ed.* New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1996.
- [2] Hasemi. Hosein, "Integrated Concurrent Multiband Radios and Multiple Antenna System". Ph.D. Dissertation. California Institute of Technology. California. September 2005.
- [3] Ulrich L, "Concurrent Oscillators for Multi-Band Multi-Mode Wireless Communications Systems". *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. CCECE.2007, Page(s): 675 - 678
- [4] Bavisi, Amit. " Design of a Dual Frequency Oscillator for Simultaneous Multiband Radio Communications on Multi-Layer Liquid Crystalline Substrate". *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*. 2006. Page(s): 431 - 434.
- [5] Ja-Yoi Lee, "A concurrent Dual-Band VCO with Dual-Resonance in Single Resonator" *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SMIC)*. 2007. Page(s): 135 - 138
- [6] Shumin Zhang, "Low Noise Multi-band Voltage Controlled Oscillator Using MEMS Technology" *Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. 2007. Page(s): 477 – 481.
- [7] Goel, Ankush, "Concurrent Dual Frequency Oscillator and Phase Locked Loops" *IEEE transaction on Microwave and Techniques*. 2008. Vol. 58. Page(s): 1846 – 1860.
- [8] Sheng-Lyang Jang, "A Dual-Band CMOS Voltage-Controlled Oscillator Implemented With Dual-Resonance LC Tank" *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*. Vol. 19 No. 12. Desember 2009
- [9] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems 2 (m-BWA). Sponsored by the LAN/MAN Standards Committee, IEEE Computer Society, and the IEEE Microwave Theory and Techniques Society. 28 February 2006. New York, USA.

- [10] Atallah, J.G.; Michielsen, W.; Ismail, M." A frequency planning and generation scheme for multi-standard wireless transceivers". *IEEE International Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*. 2005. Page(s): 1 - 4.
- [11] Agilent Technologies. *ADS RF Circuit Design Cook Book* vol. 1, ver. 1. 2008.
- [12] Jones, Rommel. "Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillator" Party-Fourth Annual Symposium on Frequency Control. Hughes Aircraft Company. Vol.53, No.2, February 2005..
- [13] Pozar, David M. *Microwave Engineering*, 2nd edition. New York : Wiley and Sons, 1998.
- [14] Sutanto, *Rangkaian Elektronika Analog dan Terpadu*. Jakarta : Universitas Indonesia Press, 1997.
- [15] Odyniec Michal. *RF and Microwave Oscillator Design*, Boston : Artech House, Inc. 2002.
- [16] Gonzalez, Gualermo. *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Boston : Artech House, Inc, 2007.
- [17] W.S Cotter. *Complete Wireless Design*. Copyright. Beijing, China: Tsinghua University Press. 2004.
- [18] Rohde, U.L.; Poddar, A.K." Multi-mode multi-band tunable active inductor oscillators " *European Frequency and Time Forum (FCS)*, 2011. Page(s): 1 - 6



High Performance Isolated Collector Silicon Bipolar Transistor

Technical Data

HBFP-0420

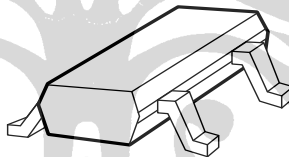
Features

- Ideal for High Gain, Low Noise Applications
- Transition Frequency
 $f_T = 25 \text{ GHz}$
- Typical Performance at 1.8 GHz
Associated Gain of 17 dB and Noise Figure of 1.1 dB at 2 V and 5 mA
 $P_{1\text{dB}}$ of 12 dBm at 2 V and 20 mA
- Can be Used Without Impedance Matching

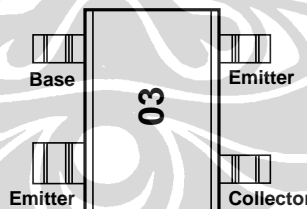
Applications

- LNA, Oscillator, Driver Amplifier, Buffer Amplifier, and Down Converter for Cellular and PCS Handsets and Cordless Telephones
- Oscillator for TV Delivery and TVRO Systems up to 10 GHz

Surface Mount Plastic Package/SOT-343 (SC-70) Outline 4T



Pin Configuration



Note:
Package marking provides orientation and identification.

Description

Hewlett Packard's HBFP-0420 is a high performance isolated collector silicon bipolar junction transistor housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

HBFP-0420 provides an associated gain of 17 dB, noise figure of 1.1 dB, and $P_{1\text{dB}}$ of 12 dBm at 1.8 GHz. Because of high gain and low current characteristics, HBFP-0420 is ideal for **cellular/PCS handsets** as well as for **C-Band and Ku-Band** applications.

This product is based on a 25 GHz transition frequency fabrication process, which enables the products to be used for high performance, low noise applications at 900 MHz, 1.9 GHz, 2.4 GHz, and beyond.

HBFP-0420 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	V	1.5
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	V	15.0
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	V	4.5
I_C	Collector Current	mA	36
P_T	Power Dissipation ^[2]	mW	162
T_j	Junction Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance:

$$\theta_{jc} = 300^\circ\text{C/W}$$

Notes:

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2. P_T limited by maximum ratings.

Electrical Specifications, $T_C = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
DC Characteristics					
BV_{CEO}	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1 \text{ mA}$, open base	V	4.5	
I_{CBO}	Collector-Cutoff Current	$V_{CB} = 5 \text{ V}$, $I_E = 0$	nA		150
I_{EBO}	Emitter-Base Cutoff Current	$V_{EB} = 1.5 \text{ V}$, $I_C = 0$	μA		15
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$	—	50	80
RF Characteristics					
F_{MIN}	Minimum Noise Figure	$I_C = 5 \text{ mA}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$, $f = 1.8 \text{ GHz}$	dB		1.1
G_a	Associated Gain	$I_C = 5 \text{ mA}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$, $f = 1.8 \text{ GHz}$	dB	15.5	17
$ S_{21} ^2$	Insertion Power Gain	$I_C = 20 \text{ mA}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$, $f = 1.8 \text{ GHz}$	dB		17
$P_{-1\text{dB}}$	Power Output @ 1 dB Compression Point	$I_C = 20 \text{ mA}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}$, $f = 1.8 \text{ GHz}$	dBm		12

HBFP-0420 Typical Scattering Parameters,

$V_{CE} = 2\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.746	-11.9	23.4	14.853	171.0	-41.4	0.009	84.8	0.985	-6.6
0.5	0.682	-55.6	21.9	12.473	139.8	-28.5	0.038	63.6	0.861	-29.4
0.9	0.607	-90.1	19.9	9.909	116.8	-25.0	0.056	49.3	0.696	-46.6
1.0	0.585	-97.5	19.3	9.181	112.2	-24.5	0.059	46.9	0.661	-49.3
1.5	0.532	-128.3	16.8	6.918	93.1	-22.9	0.072	37.2	0.516	-62.2
1.8	0.512	-143.1	15.5	5.952	83.4	-22.3	0.077	33.2	0.450	-67.7
2.0	0.502	-151.6	14.7	5.453	78.4	-21.9	0.080	31.2	0.419	-71.6
2.5	0.490	-169.8	12.9	4.422	65.8	-21.2	0.088	26.9	0.359	-78.4
3.0	0.483	-174.6	11.6	3.786	55.2	-20.5	0.095	23.4	0.314	-86.3
3.5	0.480	161.4	10.3	3.286	45.2	-19.8	0.102	19.8	0.286	-92.5
4.0	0.479	149.2	9.3	2.908	35.7	-19.2	0.110	16.3	0.266	-98.1
4.5	0.482	137.6	8.4	2.629	26.5	-18.5	0.118	12.5	0.248	-104.1
5.0	0.487	126.5	7.6	2.389	17.4	-17.9	0.127	8.1	0.233	-110.5
5.5	0.497	115.4	6.9	2.205	8.3	-17.3	0.136	3.5	0.209	-117.9
6.0	0.513	105.0	6.2	2.040	-0.8	-16.8	0.145	-1.5	0.189	-126.4
6.5	0.532	94.6	5.6	1.902	-9.8	-16.3	0.153	-7.1	0.161	-137.1
7.0	0.553	84.0	5.0	1.778	-18.7	-15.8	0.162	-12.6	0.134	-152.0
7.5	0.575	74.5	4.4	1.662	-27.5	-15.3	0.171	-18.2	0.115	-171.2
8.0	0.592	66.0	3.9	1.559	-36.1	-14.9	0.179	-24.0	0.110	167.1
8.5	0.609	58.2	3.3	1.469	-44.4	-14.6	0.186	-29.8	0.113	147.2
9.0	0.623	50.7	2.9	1.393	-52.6	-14.2	0.195	-35.4	0.120	130.6
9.5	0.635	43.0	2.4	1.312	-60.8	-13.9	0.202	-41.6	0.127	118.0
10.0	0.648	34.5	1.9	1.248	-69.1	-13.6	0.209	-48.0	0.130	103.9

HBFP-0420 Noise Parameters: $V_{CE} = 2\text{ V}$, $I_C = 5\text{ mA}$

Freq. GHz	F_{min} dB	Γ_{opt}		$R_N/50$ Ω	G_a dB
		Mag	Ang		
0.9	1.00	0.281	28.8	9.6	22.19
1.0	1.02	0.266	36.6	9.2	21.39
1.5	1.10	0.187	68.3	7.6	18.30
1.8	1.14	0.175	94.1	6.8	16.92
2.0	1.18	0.154	118.4	6.1	16.21
2.5	1.25	0.184	146.5	5.4	14.34
3.0	1.32	0.226	165.9	5.0	13.00
3.5	1.39	0.254	-176.8	4.9	11.79
4.0	1.49	0.292	-162.3	5.0	10.79
4.5	1.58	0.312	-147.3	6.0	9.95
5.0	1.63	0.355	-135.5	6.8	9.22
5.5	1.75	0.375	-121.0	9.3	8.55
6.0	1.88	0.416	-108.5	12.3	7.99
6.5	1.94	0.453	-98.1	15.8	7.47
7.0	2.05	0.486	-84.4	21.4	6.99
7.5	2.15	0.506	-74.8	26.8	6.49
8.0	2.23	0.532	-65.0	33.6	6.04
8.5	2.47	0.556	-56.8	41.7	5.65
9.0	2.59	0.589	-48.4	50.4	5.32
9.5	2.63	0.610	-40.4	58.2	4.91
10.0	2.74	0.624	-31.0	68.3	4.56

S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the base lead, the output reference plane is at the end of the collector lead. S and noise parameters include the effect of four plated through via holes connecting emitter landing pads on the top of test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each emitter lead contact point, one via on each side of that point.

HBFP-0420 Typical Scattering Parameters,

$V_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 15 \text{ mA}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$

Freq. GHz	S ₁₁		S ₂₁			S ₁₂			S ₂₂	
	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
0.1	0.481	-22.1	29.1	28.438	166.1	-43.0	0.007	82.3	0.959	-10.5
0.5	0.437	-91.4	26.0	19.969	124.7	-31.2	0.027	60.7	0.702	-41.4
0.9	0.416	-131.0	22.6	13.526	101.9	-28.2	0.039	53.4	0.500	-57.2
1.0	0.414	-138.0	21.9	12.378	97.8	-27.7	0.041	52.9	0.465	-59.6
1.5	0.415	-163.4	18.7	8.619	81.9	-25.5	0.053	49.6	0.341	-69.8
1.8	0.418	-174.6	17.2	7.254	74.2	-24.4	0.060	47.9	0.292	-74.4
2.0	0.421	178.9	16.3	6.549	69.7	-23.7	0.065	46.6	0.269	-77.6
2.5	0.428	165.4	14.4	5.262	59.3	-22.3	0.077	42.9	0.226	-84.1
3.0	0.435	153.6	12.9	4.418	49.9	-21.0	0.089	38.8	0.196	-91.1
3.5	0.439	143.2	11.6	3.811	41.0	-19.9	0.101	34.1	0.177	-96.8
4.0	0.442	133.3	10.5	3.362	32.4	-18.9	0.113	29.0	0.163	-102.1
4.5	0.447	123.7	9.6	3.024	23.9	-18.1	0.125	23.7	0.152	-107.2
5.0	0.455	114.1	8.8	2.749	15.4	-17.3	0.137	17.9	0.138	-113.4
5.5	0.467	104.6	8.0	2.522	6.8	-16.6	0.148	11.8	0.120	-121.1
6.0	0.484	95.5	7.3	2.327	-1.8	-16.0	0.159	5.4	0.100	-131.4
6.5	0.504	86.0	6.7	2.163	-10.4	-15.4	0.169	-1.0	0.077	-148.2
7.0	0.527	76.7	6.1	2.014	-18.9	-14.9	0.179	-7.6	0.059	-178.2
7.5	0.552	68.0	5.5	1.880	-27.4	-14.5	0.188	-14.3	0.060	144.1
8.0	0.572	60.4	4.9	1.765	-35.5	-14.1	0.197	-20.6	0.077	116.6
8.5	0.590	53.3	4.4	1.658	-43.6	-13.8	0.205	-27.1	0.096	100.7
9.0	0.604	46.4	3.9	1.565	-51.6	-13.4	0.213	-33.6	0.112	89.0
9.5	0.616	39.2	3.4	1.484	-59.6	-13.1	0.221	-40.3	0.123	77.9
10.0	0.630	31.4	3.0	1.406	-67.7	-12.9	0.228	-47.2	0.134	66.5

HBFP-0420 Noise Parameters: $V_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 15 \text{ mA}$

Freq. GHz	F _{min} dB	Γ _{opt}		R _N /50 Ω	G _a dB
		Mag	Ang		
0.9	1.57	0.033	-135.5	8.0	23.88
1.0	1.58	0.054	-151.8	7.8	23.04
1.5	1.63	0.169	-155.2	6.7	19.79
1.8	1.67	0.252	-148.1	6.3	18.34
2.0	1.74	0.234	-158.3	6.4	17.52
2.5	1.72	0.306	-149.2	6.1	15.71
3.0	1.76	0.343	-142.2	6.5	14.24
3.5	1.84	0.365	-133.5	7.7	12.97
4.0	1.89	0.383	-124.4	9.4	11.89
4.5	1.97	0.407	-115.6	11.5	11.01
5.0	2.03	0.431	-106.3	14.1	10.22
5.5	2.15	0.463	-96.8	17.8	9.53
6.0	2.28	0.483	-87.3	22.9	8.89
6.5	2.36	0.513	-77.3	28.7	8.32
7.0	2.42	0.538	-67.8	35.5	7.79
7.5	2.54	0.560	-59.2	43.0	7.30
8.0	2.65	0.581	-51.4	51.7	6.85
8.5	2.83	0.602	-44.6	61.3	6.42
9.0	2.96	0.621	-37.2	71.0	5.99
9.5	3.10	0.640	-29.9	81.1	5.61
10.0	3.14	0.653	-21.8	90.5	5.23

S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.025 inch thick alumina carrier. The input reference plane is at the end of the base lead, the output reference plane is at the end of the collector lead. S and noise parameters include the effect of four plated through via holes connecting emitter landing pads on the top of test carrier to the microstrip ground plane on the bottom side of the carrier. Two 0.020 inch diameter via holes are placed within 0.010 inch from each emitter lead contact point, one via on each side of that point.

HBFP-0420 Typical Performance

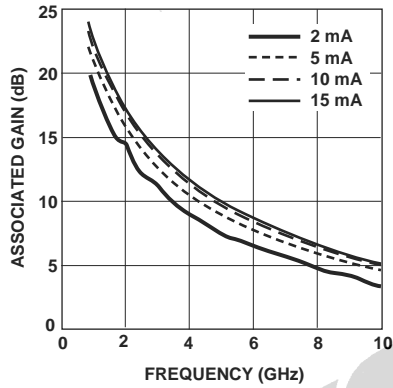


Figure 1. Associated Gain vs. Frequency and Collector Current at 2 V.

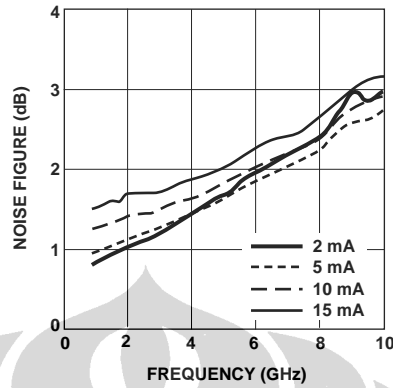


Figure 2. Noise Figure vs. Frequency and Collector Current at 2 V.

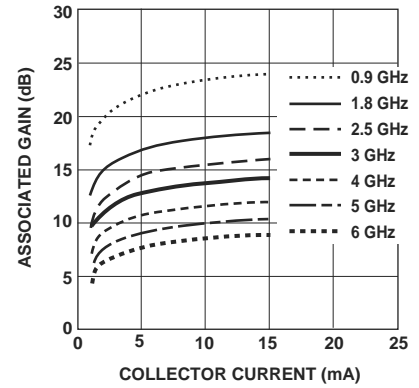


Figure 3. Associated Gain vs. Collector Current and Frequency at 2 V.

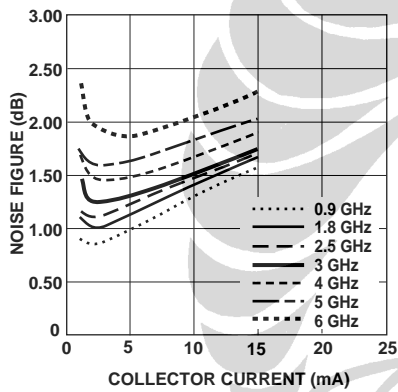


Figure 4. Noise Figure vs. Collector Current and Frequency at 2 V.

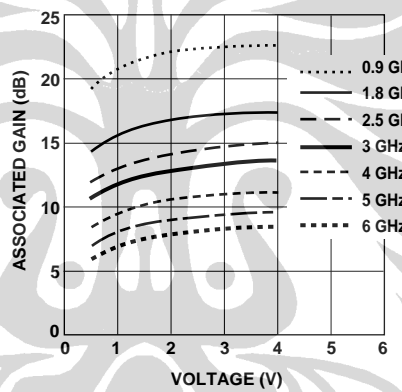


Figure 5. Associated Gain vs. Voltage (V_{CE}) at 5 mA.

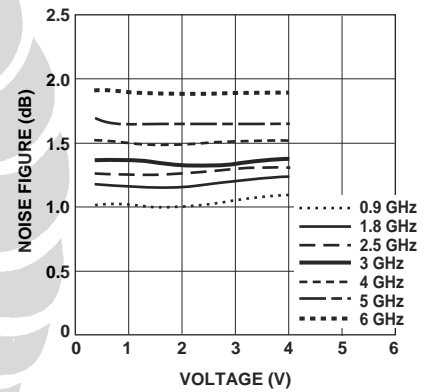
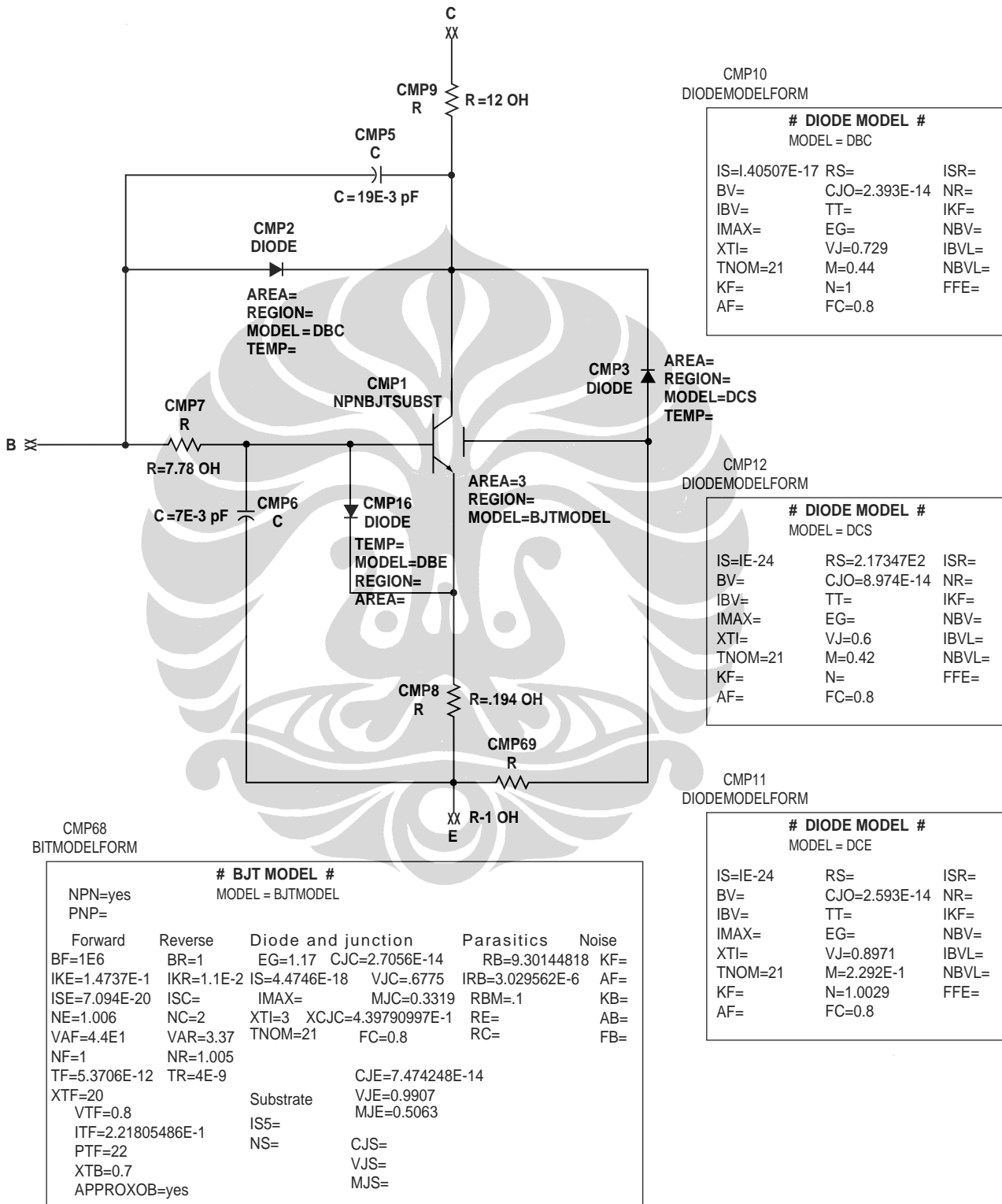


Figure 6. Noise Figure vs. Voltage (V_{CE}) at 5 mA.

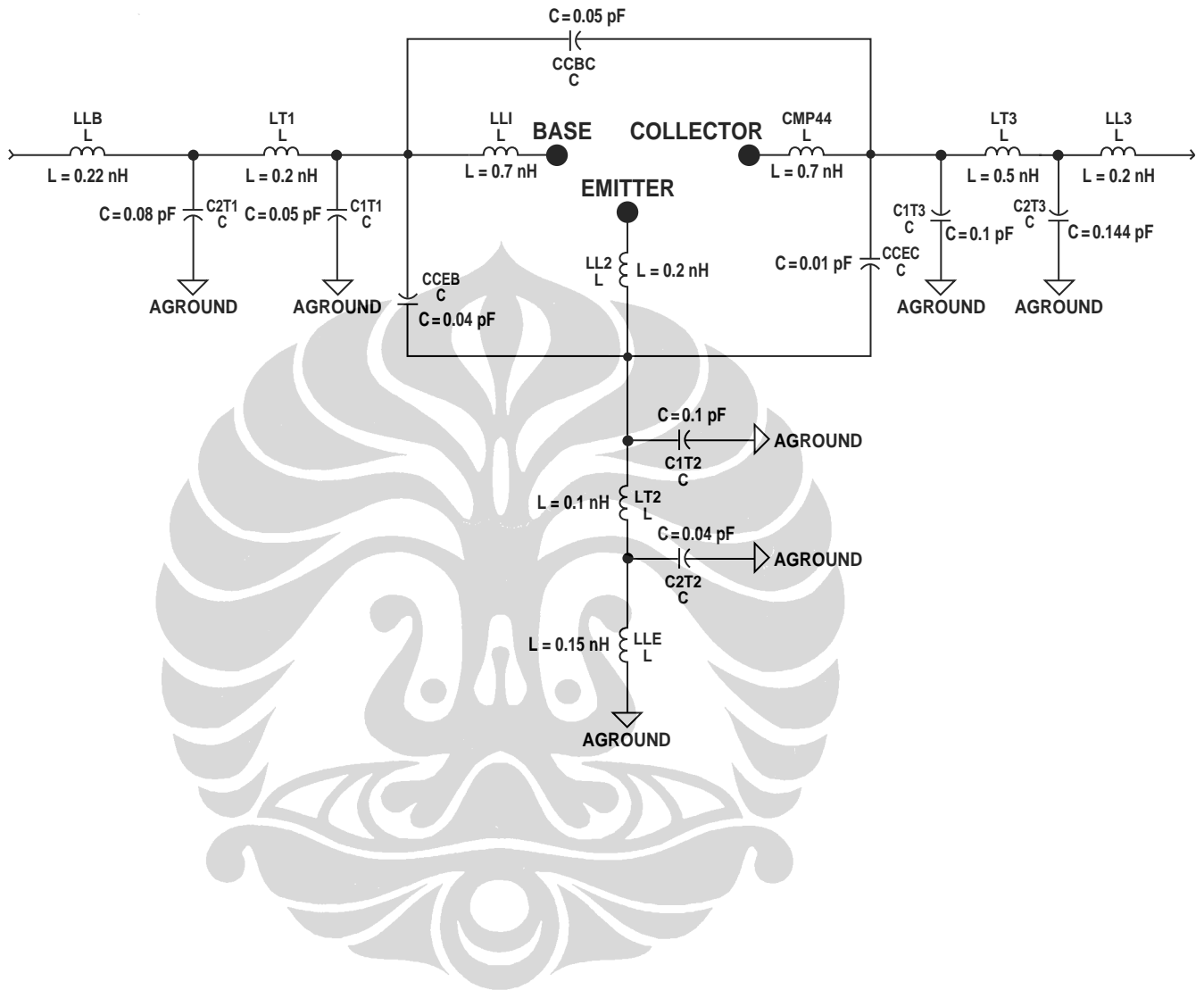
HBFP-0420 Die Model and PSPICE Parameters



This model can be used as a design tool. It has been tested on MDS for various specifications. However, for more precise and accurate design, please refer to the measured data in this data sheet.

Note: The value of beta was high (BF = 1E6) to compensate for the fact that diode DBE reduces the current going into the base (current flows through DBE). The diodes are necessary to model the non-linear effects.

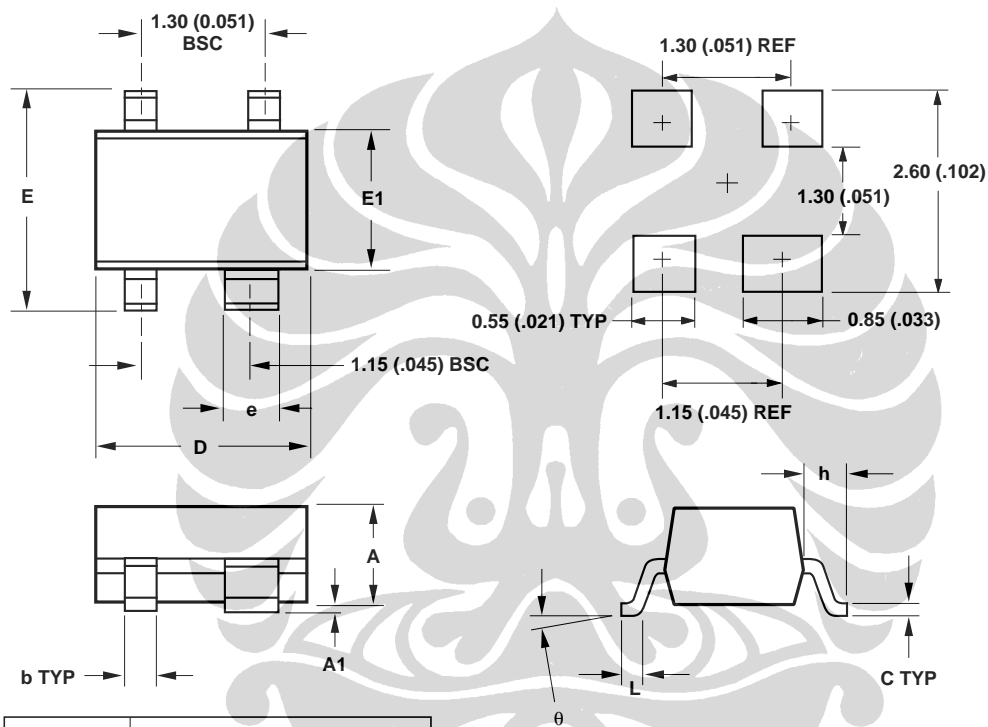
SOT343 Package Model



Part Number Ordering Information

Part Number	Devices per Reel	Container
HBFP-0420-TR1	3000	7" Reel
HBFP-0420-TR2	10,000	13" Reel
HBFP-0420-BLK	100	antistatic bag

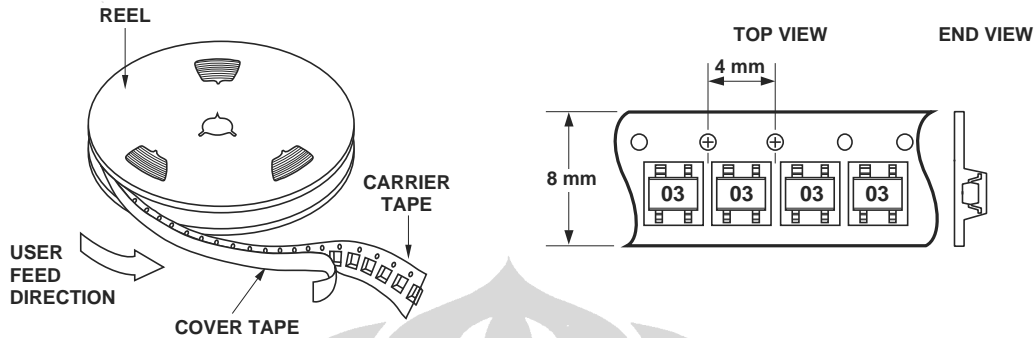
Package Dimensions SOT-343 (SC-70 4 Lead)



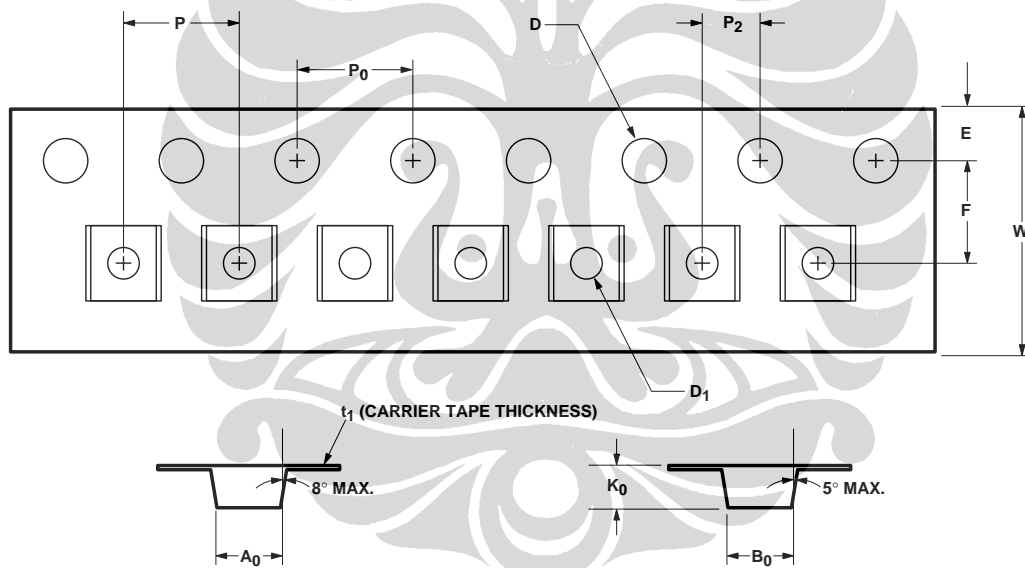
SYMBOL	DIMENSIONS	
	MIN.	MAX.
A	0.80 (0.031)	1.00 (0.039)
A1	0 (0)	0.10 (0.004)
b	0.25 (0.010)	0.35 (0.014)
C	0.10 (0.004)	0.20 (0.008)
D	1.90 (0.075)	2.10 (0.083)
E	2.00 (0.079)	2.20 (0.087)
e	0.55 (0.022)	0.65 (0.025)
h	0.450 TYP (0.018)	
E1	1.15 (0.045)	1.35 (0.053)
L	0.10 (0.004)	0.35 (0.014)
θ	0	10

DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

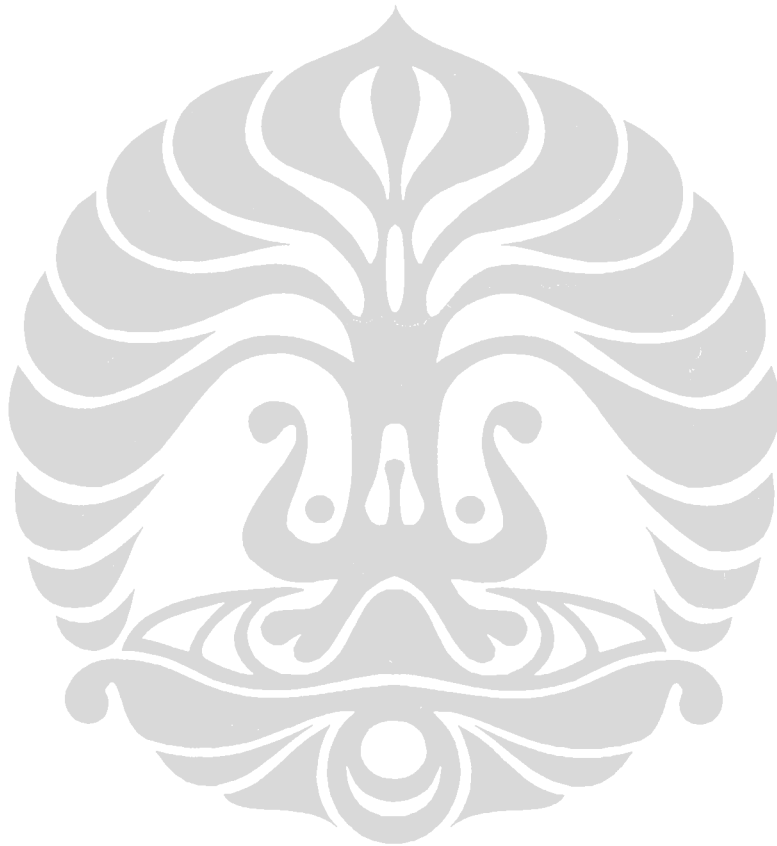
Device Orientation



Tape Dimensions For Outline 4T



	DESCRIPTION	SYMBOL	SIZE (mm)	SIZE (INCHES)
CAVITY	LENGTH	A_0	2.24 ± 0.10	0.088 ± 0.004
	WIDTH	B_0	2.34 ± 0.10	0.092 ± 0.004
	DEPTH	K_0	1.22 ± 0.10	0.048 ± 0.004
	PITCH	P	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	BOTTOM HOLE DIAMETER	D_1	$1.00 + 0.25$	$0.039 + 0.010$
PERFORATION	DIAMETER	D	1.55 ± 0.05	0.061 ± 0.002
	PITCH	P_0	4.00 ± 0.10	0.157 ± 0.004
	POSITION	E	1.75 ± 0.10	0.069 ± 0.004
CARRIER TAPE	WIDTH	W	8.00 ± 0.30	0.315 ± 0.012
	THICKNESS	t_1	0.255 ± 0.013	0.010 ± 0.0005
DISTANCE	CAVITY TO PERFORATION (WIDTH DIRECTION)	F	3.50 ± 0.05	0.138 ± 0.002
	CAVITY TO PERFORATION (LENGTH DIRECTION)	P_2	2.00 ± 0.05	0.079 ± 0.002



www.hp.com/go/rf

For technical assistance or the location of your nearest Hewlett-Packard sales office, distributor or representative call:

Americas/Canada: 1-800-235-0312 or 408-654-8675

Far East/Australasia: Call your local HP sales office.

Japan: (81 3) 3335-8152

Europe: Call your local HP sales office.

Data subject to change.
Copyright © 1998 Hewlett-Packard Co.

Printed in U.S.A. 5968-0129E (6/98)