



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN *DIELECTRIC RESONATOR OSCILLATOR*
UNTUK *MOBILE WIMAX* PADA FREKUENSI 2,3 GHz
DENGAN PENAMBAHAN *COUPLING* $\lambda/4$**

SKRIPSI

TEGUH FIRMANSYAH

0606074413

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2010**



UNIVERSITAS INDONESIA

**PERANCANGAN *DIELECTRIC RESONATOR OSCILLATOR*
UNTUK *MOBILE WIMAX* PADA FREKUENSI 2,3 GHz
DENGAN PENAMBAHAN *COUPLING* $\lambda/4$**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat memperoleh gelar sarjana teknik

TEGUH FIRMANSYAH

0606074413

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2010**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Teguh Firmansyah

NPM : 0606074413

Tanda Tangan :

Tanggal : Juni 2010

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh

Nama : Teguh Firmansyah
NPM : 0606074413
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Perancangan *Dielectric Resonator Oscillators* Untuk *Mobile WiMAX* Pada Frekuensi 2,3 GHz dengan Penambahan *Coupling*

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

DEWAN PENGUJI

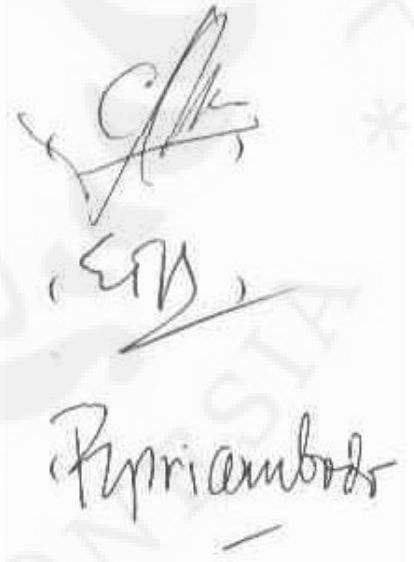
Pembimbing : Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D

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

Penguji : Dr. Ir. Purnomo Sidhi Priambodo, M.Sc.

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : Juni 2010



KATA PENGANTAR

Puji syukur saya panjatkan kepada ALLAH SWT, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan skripsi ini. Penulisan skripsi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Sarjana 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 skripsi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan skripsi 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 skripsi ini;
- (2) Orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral;
- (3) Nourmayansa Vidya Anggraini yang telah memberikan semangat dalam menyelesaikan skripsi ini;
- (4) Teman-teman departemen elektro khususnya angkatan 2006 yang telah memberikan bantuannya;

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

Depok, Juni 2010

Penulis

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

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

Nama : Teguh Firmansyah
NPM : 0606074413
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Skripsi

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

**Perancangan *Dielectric Resonator Oscillators* Untuk *Mobile WiMAX* Pada
Frekuensi 2,3 GHz dengan Penambahan *Coupling* ■**

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 : 14 Juni 2010

Yang menyatakan

(Teguh Firmansyah)

ABSTRACT

Name : Teguh Firmansyah
Study Program : Electrical Engineering
Title : Design of Dielectric Resonator Oscillators for Mobile WiMAX
at 2.3 GHz with coupling $\frac{1}{4}$

Oscillator is the source of energy for all microwave communication systems. In this research will be studied the design of oscillator using dielectric resonator oscillator (DRO). Comparing to other types of oscillators, DRO has a bigger value Q factor. DRO is design as the carrier for the mobile WiMAX 802.16e at frequency 2,3 GHz. The dielectric resonator Trans-Tech 8500 Series Temperature Stable will be used. To obtain a high power fundamental, it is propose to using an additional coupling $\frac{1}{4}$ and double-stub in its matching for reducing the harmonic power. Meanwhile, to obtain low phase noise, BFR 380T BJT low-phase noise with the bias of $V_{cc} = 5$ V, $V_{ce} = 3$ V, and $I_c = 40$ mA is used. DRO is simulated using ADS software. The optimal result of the phase noise is -144 dBc / Hz at 10 kHz frequency carrier with a value of Q factor is 7316. Meanwhile, the value of output power at the fundamental frequency is 13 dBm and harmonic power is -40 dBm. A simulation involving inaccuracies is using to obtain good performance with all the variation of tolerance. A Monte-Carlo Yield Analysis simulation will be used. From the results of Monte-Carlo-Yield Analysis simulation, DRO with an additional coupling $\frac{1}{4}$ producing variations as same as specification with an average percentage is 84.5%. Not only result of the design but also Monte-Carlo Analysis Yield simulation obtain better results when compared DRO without additional coupling $\frac{1}{4}$ with single-stub matching.

Keywords : DRO, phase noise, Q factor, power fundamental, power harmonic, ADS.

ABSTRAK

Nama : Teguh Firmansyah
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Perancangan *Dielectric Resonator Oscillators* Untuk *Mobile WiMAX* Pada Frekuensi 2,3 GHz dengan Penambahan *Coupling*.

Osilator merupakan sumber energi untuk semua sistem komunikasi *microwave*. Pada penelitian ini dibahas tentang perancangan osilator menggunakan teknologi *dielectric resonator oscillator* (DRO). Jika dibandingkan dengan tipe osilator yang lain, DRO memiliki nilai Q faktor yang lebih besar. DRO ini digunakan sebagai *carrier* pada *mobile WiMAX 802.16e* dengan frekuensi 2,3 GHz. Jenis dielektrik resonator yang digunakan adalah tipe *8500 Trans-Tech Series Temperature Stable*. Untuk memperoleh power fundamental yang tinggi diusulkan menggunakan tambahan *coupling* dan untuk menurunkan power harmonik digunakan *double-stub* pada rangkaian *matching*-nya. Sementara itu, untuk mendapatkan nilai *phase noise* yang rendah digunakan *BJT-BFR 380T low phase noise* dengan bias sebesar $V_{cc} = 5 V$, $V_{ce} = 3 V$, dan $I_c = 40 mA$. DRO tersebut disimulasikan dengan menggunakan *software ADS*. Hasil derau fasa yang optimum sebesar -144 dBc/Hz pada 10 kHz frekuensi *carrier* dengan nilai Q faktor sebesar 7316. Sementara itu, nilai power fundamental sebesar 13 dBm dan power harmonik sebesar -40 dBm. Untuk mendapatkan kinerja yang baik dengan semua variasi toleransi rangkaian, maka diperlukan sebuah simulasi yang melibatkan ketidakakuratan. Untuk menghitungnya dilakukan simulasi *Monte-Carlo Yield-Analysis*. Dari hasil simulasi *Monte-Carlo Yield-Analysis*, DRO dengan tambahan *coupling* menghasilkan variasi yang sesuai spesifikasi dengan persentase rata-rata sebesar 84,5 %. Hasil perancangan maupun simulasi *Monte-Carlo Yield-Analysis* menunjukan hasil yang lebih baik jika dibandingkan DRO tanpa tambahan *coupling* dengan *single-stub matching*.

Kata kunci : DRO, derau fasa, Q faktor, power fundamental, power harmonik, ADS.

DAFTAR ISI

	Halaman
HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
HALAMAN PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH	v
ABSTRAK	vi
ABSTRACT	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR TABEL	xi
DAFTAR GAMBAR	xii
DAFTAR LAMPIRAN	xv
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	4
1.3 Batasan Masalah	4
1.5 Sistematika Penulisan	4
BAB II LANDASAN TEORI	6
2.1 Osilator	6
2.1.1 Osilator Pergeseran Fasa	7
2.1.2 Osilator Wien-Bridge	9
2.2 Osilator Resistansi-Negatif	11
2.2.1 <i>One-Port</i> Osilator Resistansi-Negatif	11
2.2.2 <i>Two-Port</i> Osilator Resistansi-Negatif dan Rangkaian Terminasi	14
2.2.3 Osilator Resistansi-Negatif dengan analisa <i>large-signal</i>	15
2.3 Dielektrik Resonator	17
2.3.1 <i>Dielectric Resonator Oscillator</i> (DRO)	18

2.3.2	Konfigurasi DRO	24
2.4	Rangkaian DC Bias	25
2.4.1	Titik Kerja Transistor	26
2.4.2	DC Bias <i>Bipolar Junction Transistor</i> (BJT)	27
2.5	<i>Scattering</i> Parameter dan Kesetabilan	36
2.5.1	<i>Scattering</i> Parameter	36
2.5.2	Kesetabilan	38
2.6	Impedansi <i>Matching</i>	41
2.7	Mikrostrip	46
2.7.1	Mikrostrip <i>Line</i>	46
2.7.2	<i>Cylindrical Via Hole</i>	48
2.8	Performansi Osilator	49
2.8.1	Nyquis Test	49
2.8.2	<i>Phase Noise</i>	50
2.8.2	<i>Oscillator Port</i>	52
2.9	Analisa Statistik Hasil Perancangan	52
2.9.1	Level Kepercayaan dan <i>Monte-Carlo Sample</i>	52
BAB III PERANCANGAN RANGKAIAN DRO		54
3.1	Alur Perancangan DRO	54
3.2	Blok Diagram DRO	55
3.3	Spesifikasi Osilator	56
3.4	Pemilihan Dielektrik Resonator	56
3.5	Pemilihan Transistor	58
3.6	Perancangan DRO Tanpa Tambahan <i>Coupling</i> ■	59
3.6.1	DC Bias Transistor	59
3.6.2	Kesetabilan Transistor	60
3.6.3	Pemetaan Γ_T pada Γ_{IN}	61
3.6.4	Optimasi Dielektrik Resonator	62
3.6.5	Hubungan Power, Z_{in} , dan Z_{load}	63
3.6.6	<i>Matching Impedance</i>	64
3.6.7	<i>Nyquiz Test</i>	66

3.7 Perancangan DRO Tanpa Tambahan <i>Coupling</i>	68
3.7.1 DC Bias Transistor	68
3.7.2 Kesetabilan Transistor	69
3.7.3 Pemetaan Γ_T pada Γ_{IN}	70
3.7.4 Optimasi Dielektrik Resonator	71
3.7.5 Hubungan Power, Z_{in} , dan Z_{load}	72
3.7.6 <i>Matching Impedance</i>	73
3.7.7 <i>Nyquiz Test</i>	76
BAB IV HASIL SIMULASI DAN ANALISA	78
4.1 Rangkaian Lengkap DRO	78
4.1.1 Simulasi <i>Phase Noise</i> DRO	78
4.1.2 Simulasi Power Fundamental dan Harmonik DRO.....	79
4.1.3 Q Faktor	80
4.5 <i>Monte-Carlo Yield-Analysis</i>	80
BAB V KESIMPULAN	85
DAFTAR REFERENSI	86
LAMPIRAN	88

Daftar Tabel

		Halaman
Tabel 2.1	Standar Deviasi dan Level Kepercayaan [8]	53
Tabel 3.1	Perbandingan Typical Performansi Transistor Pada Frekuensi Kerja 4 Ghz [9]	58
Tabel 3.2	Nilai <i>s-parameter</i> dan <i>stability factor</i> pada frekuensi 2,3 GHz	61
Tabel 3.3	Hasil optimasi resonator tanpa ■	63
Tabel 3.4	<i>Pavailable</i> , Γ_{IN} , dan Z_{IN}	64
Tabel 3.5	Hasil <i>L-Matching</i>	64
Tabel 3.6	Perbandingan hasil <i>matching</i> perhitungan dan simulasi	65
Tabel 3.7	Nilai <i>s-parameter</i> dan <i>stability factor</i> pada frekuensi 2,3 GHz	70
Tabel 3.8	Hasil optimasi resonator dengan tambahan ■	72
Tabel 3.9	<i>Pavailable</i> , Γ_{IN} , dan Z_{IN}	73
Tabel 3.10	Hasil <i>Phi-Matching</i>	74
Tabel 3.11	Perbandingan hasil perhitungan dan simulasi <i>Phi - Matcing mikrostrip</i>	75
Tabel 4.1	Perbandingan spesifikasi Tanpa ■ dengan tambahan ■ ...	80
Tabel 4.2	Toleransi Kesalahan Pabrikasi [7][11][17]	81
Tabel 4.3	Perbandingan Variasi yang Sesuai Spesifikasi Tanpa ■ dengan Tambahan ■	84



Daftar Gambar

		Halaman
Gambar 1.1	Blok diagram <i>transceiver</i> WiMAX	1
Gambar 2.1	Rangkaian dasar <i>feedback</i> [11]	6
Gambar 2.2	Rangkaian osilator pergeseran fasa [11]	7
Gambar 2.3	Osilator pergeseran fasa dengan sebuah <i>Op-amp</i> [11].....	8
Gambar 2.4	Rangkaian osilator <i>Wien-bridge</i> [11]	9
Gambar 2.5	Model resistansi negatif [11].....	11
Gambar 2.6	<i>Oscillator response</i> [11].....	11
Gambar 2.7	Hubungan amplitudo arus dengan resistansi negatif [11]	13
Gambar 2.8	Osilator dengan model <i>two-port</i> [3].....	14
Gambar 2.9	Perhitungan <i>large-signal</i> dan power yang dikirimkan ke Z_L [4]	16
Gambar 2.10	Dielektrik resonator yang dikopling terhadap <i>microstrip line</i> . [11].....	17
Gambar 2.11	Rangkaian <i>ekivalen</i> dielektrik resonator. [11]	17
Gambar 2.12	Rangkaian <i>ekivalen</i> dielektrik resonator <i>parallel feedback</i> [11]	18
Gambar 2.13	Bentuk 3 dimensi dielektrik resonator [20]	18
Gambar 2.14	Distribusi medan $TE_{01\delta}$ pada dielektrik resonator [11]	19
Gambar 2.15	Dielektrik resonator yang dikopling <i>microstrip line</i> [20]	19
Gambar 2.16	Pelindung untuk dielektrik resonator [11]	20
Gambar 2.17	Dielektrik resonator yang dikopling mikrostrip 50Ω [11].....	20
Gambar 2.18	<i>Modeling</i> kopling pada dielektrik resonator [11].....	20
Gambar 2.19	Rangkaian ekivalent dengan referensi XX' [11]	21
Gambar 2.20	Grafik frekuensi terhadap S_{21} [11]	24
Gambar 2.21	<i>Series feedback dielectric resonators</i> [11].....	24
Gambar 2.22	<i>Paralel feedback dielectric resonators</i> [11].....	25
Gambar 2.23	Kurva titik kerja transistor [22].....	26
Gambar 2.24	Rangkaian <i>fixed-bias</i> [22]	27
Gambar 2.25	Rangkaian <i>ekivalen fixed-bias</i> [22]	27
Gambar 2.26	<i>Loop base-emiter</i> pada rangkaian <i>fixed-bias</i> [22].....	28
Gambar 2.27	<i>Loop colector-emiter</i> pada rangkaian <i>fixed-bias</i> [22]	28
Gambar 2.28	Kondisi <i>quiescent</i> saturasi pada <i>fixed-bias</i> [22]	29
Gambar 2.29	Kondisi saturasi pada <i>fixed-bias</i> [22]	30
Gambar 2.30	Rangkaian <i>emitter-bias</i> . [22]	30
Gambar 2.31	<i>Loop base-emiter</i> pada rangkaian <i>emiter-bias</i> [22]	31
Gambar 2.32	<i>Loop colector-emiter</i> pada rangkaian <i>emiter-bias</i> [22]	31
Gambar 2.33	Kondisi saturasi pada <i>emiter-bias</i> [22]	32
Gambar 2.34	Rangkaian <i>voltage-divider bias</i> [22]	33
Gambar 2.35	Analisa hambatan <i>thevenin voltage-divider bias</i> [22]	33
Gambar 2.36	Analisa tegangan <i>thevenin voltage-divider bias</i> [22]	33
Gambar 2.37	Rangkaian DC <i>bias</i> dengan <i>voltage-feedback</i> [22]	35
Gambar 2.38	<i>Loop base-emiter</i> pada rangkaian DC <i>bias</i> dengan <i>voltage-feedback</i> [22]	35
Gambar 2.39	<i>Loop colector-emiter</i> pada rangkaian DC <i>bias</i> dengan	

	<i>voltage-feedback</i> [22]	36
Gambar 2.40	Blok diagram s-parameter.....	37
Gambar 2.41	<i>Two-port network</i> [11].....	39
Gambar 2.42	Ilustrasi Smith chart daerah stable dan unstable pada $ S_{11} < 1$ dan (b) $ S_{11} > 1$ [11].....	41
Gambar 2.43	Ilustrasi Smith chart daerah stable dan unstable pada $ S_{22} < 1$ dan (b) $ S_{22} > 1$ [11].....	41
Gambar 2.44	<i>Conjugate Matching</i> [23]	42
Gambar 2.45	<i>Load Matching</i> [23]	42
Gambar 2.46	Pergerakan Impedansi Pada Lingkaran Resistansi [23]	43
Gambar 2.47	Pergerakan Impedansi Pada Lingkaran Konduktansi [18].....	43
Gambar 2.48	Sistem Saluran Transimisi yang “Matched” [23]	43
Gambar 2.49	Penyesuai impedansi dengan stub [23]	44
Gambar 2.50	<i>Stub Matching</i> Paralel [23]	44
Gambar 2.51	Lokasi stub dihitung dari beban (d_S), panjang stub (l_S) [23]...	45
Gambar 2.52	Seri dan Paralel <i>Stub Matching</i> [23]	46
Gambar 2.53	Bentuk geometri dari mikrostrip	46
Gambar 2.54	Fungsi VIA Hole [24]	48
Gambar 2.55	<i>Gain loop test</i> [11]	49
Gambar 2.56	<i>Nyquist test</i> [4]	49
Gambar 2.57	Keluaran osilator yang ideal dan yang tidak ideal [11].....	50
Gambar 2.58	Spektrum dari osilator dengan random <i>phase noise</i> [11].....	51
Gambar 2.59	Nilai <i>phase noise</i> [11].....	51
Gambar 2.60	<i>Harmonic-balance ADS simulation</i> [11].....	52
Gambar 3.1	Alur Perancangan DRO	54
Gambar 3.2	Blok diagram DRO [7].....	55
Gambar 3.3	Blok diagram DRO yang diusulkan	55
Gambar 3.4	Menentukan frekuensi kerja <i>Dielectric resonator</i>	56
Gambar 3.5	Menentukan dimensi <i>Dielectric resonator</i>	57
Gambar 3.6	Rangkaian ekivalent <i>Dielectric resonator</i>	57
Gambar 3.7	Modeling <i>Dielectric resonator</i> di ADS	58
Gambar 3.8	DC Bias Transistor BJT-BFR183	60
Gambar 3.9	Simulasi <i>s-parameter</i> bias transistor	60
Gambar 3.10	Simulasi untuk memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN}	61
Gambar 3.11	Hasil pemetaan nilai Γ_T pada Γ_{IN}	62
Gambar 3.12	Optimasi <i>Dielectric resonator</i>	62
Gambar 3.13	Nilai Z_{IN} berdasarkan ketersediaan power	63
Gambar 3.14	Rangkaian DRO dengan <i>L-Matching Microstrip</i>	66
Gambar 3.15	Nyquist Test DRO <i>L-Matching</i>	66
Gambar 3.16	Rangkaian lengkapnya DRO <i>L-Matching-tune</i>	67
Gambar 3.17	Hasil nyquist plot rangkaian lengkap DRO <i>L-Matching</i>	67
Gambar 3.18	DC Bias Transistor BJT BFR-380T	69
Gambar 3.19	Simulasi <i>s-parameter</i> bias transistor	70
Gambar 3.20	Simulasi untuk memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN}	70
Gambar 3.21	Hasil pemetaan nilai Γ_T pada Γ_{IN}	71
Gambar 3.22	Optimasi <i>Dielectric resonator</i>	72

Gambar 3.23	Nilai Z_{IN} berdasarkan ketersediaan power	73
Gambar 3.24	Rangkaian lengkapnya DRO \blacksquare Matching mikrostrip	75
Gambar 3.25	Nyquist Test DRO \blacksquare Matching	76
Gambar 3.26	Rangkaian lengkapnya DRO \blacksquare Matching-tune	77
Gambar 3.27	Hasil nyquist plot DRO \blacksquare Matching-tune	77
Gambar 4.1	Perbandingan <i>phase noise</i> DRO	78
Gambar 4.2	Perbandingan hasil simulasi power DRO	79
Gambar 4.3	Variasi frekuensi DRO tanpa tambahan kopling \blacksquare	81
Gambar 4.4	Variasi frekuensi DRO DRO dengan tambahan kopling \blacksquare ..	81
Gambar 4.5	Variasi <i>phase noise</i> saat frekuensi <i>carrier</i> 10 KHz pada DRO tanpa tambahan kopling \blacksquare	82
Gambar 4.6	Variasi <i>phase noise</i> saat frekuensi <i>carrier</i> 10 KHz pada DRO dengan tambahan kopling \blacksquare	82
Gambar 4.7	Variasi power fundamental pada DRO tanpa tambahan kopling \blacksquare	82
Gambar 4.8	Variasi power fundamental pada DRO dengan tambahan kopling \blacksquare	83
Gambar 4.9	Variasi power harmonik pada DRO tanpa tambahan kopling \blacksquare	83
Gambar 4.10	Variasi power harmonik pada DRO dengan tambahan kopling \blacksquare	83

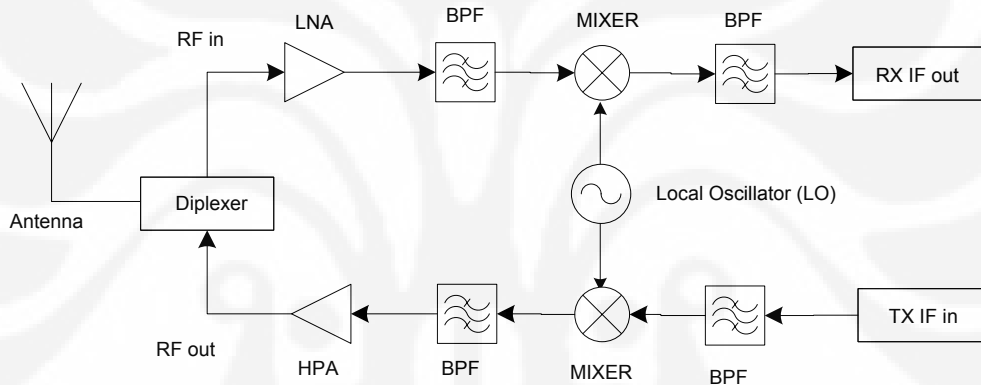
Daftar Lampiran

		Halaman
Lampiran 1	Data Sheet NPN Silicon RF Tansistor BFR 830T	88
Lampiran 2	Data Sheet NPN Silicon RF Tansistor BFR 183	92
Lampiran 3	Data Sheet Dielectric Resonator	98
Lampiran 4	Rangkaian Lengkap DRO tanpa tambahan kopling 	99
Lampiran 5	Rangkaian Lengkap DRO tanpa tambahan kopling 	100

BAB I PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Semakin meningkatnya kebutuhan jaringan telekomunikasi nirkabel menjadi alasan dikembangkannya teknologi *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) yang memiliki *bit rate* tinggi dengan jangkauan yang luas. Untuk memenuhi kebutuhan pelanggan dengan tingkat mobilitas yang tinggi maka dikembangkan pula *m-WiMAX*. Pemerintah Indonesia, melalui Dirjen Pos dan Telekomunikasi, telah menetapkan frekuensi kerja WiMAX pada 3,3 GHz untuk *fixed* WiMAX serta pada 2,3 GHz untuk *m-WiMAX*[1].



Gambar 1.1 Blok diagram *transceiver* WiMAX

Frekuensi kerja, lebih sering disebut sebagai frekuensi *carrier*, merupakan keluaran dari lokal osilator (LO) seperti terlihat pada Gambar 1.1. Frekuensi *carrier* yang baik harus memiliki power harmonik dan *phase noise* yang rendah. Untuk mendapatkan frekuensi *carrier* maka digunakan teknologi *dielectric resonator oscillator* (DRO). Jika dibandingkan dengan tipe osilator lain seperti *Colpitts* dan *Hartley*, DRO memiliki nilai Q faktor yang lebih besar [2].

DRO merupakan sebuah rangkaian mikrostrip *line* yang dikopel dengan dielektrik resonator. Terdapat dua tipe DRO yaitu *series feedback* DRO dan *parallel feedback* DRO [3]. Selain itu, DRO juga memiliki rangkaian pengganti yang berupa resistor, induktor, dan kapasitor yang terhubung paralel [4]. Sebelum

melakukan penelitian, dilakukan studi pustaka perancangan DRO, beberapa penelitian sebelumnya diantaranya adalah :

1. Perancangan yang dilakukan oleh Muzlifah Mahyuddin [5], pemodelan DRO pada frekuensi 10 GHz menggunakan ADS. Penelitian ini menggunakan perbandingan optimum antara Q_{load} dan Q_{unload} untuk mendapatkan *phase noise* yang rendah dengan pHMET ATF-36077 yang memiliki bias $V_{ds} = 1,5 V$ dan $I_{ds} = 10 mA$ dengan hasil power *fundamental* 15 dBm, power harmonik -5 dBm dan *phase noise* -93 dBc/Hz pada 10 KHz frekuensi *carrier*, dengan frekuensi yang dihasilkan sebesar 12,38 GHz. Pergeseran frekuensi yang tinggi ini terjadi karena pada proses perancangan digunakan analisa *small-signal* [5].
2. Perancangan yang dilakukan oleh Jina Wan yaitu desain 5,305 GHz DRO dengan simulasi dan optimasi [6]. Penelitian ini menggunakan analisa *large-signal* dengan HMET Fujitsu FHX35LG yang memiliki bias $V_{ds} = 3 V$ dan $I_{ds} = 10 mA$ dengan tambahan *feedback open stub* 52 pada *source*. Hasil power *fundamental* yang diperoleh 8,36 dBm, power harmonik -20 dBm dan *phase noise* -130 dBc/Hz pada 10 KHz frekuensi *carrier*, dengan frekuensi yang dihasilkan sebesar 5,303 GHz. Pergeseran frekuensi hampir tidak terjadi, karena menerapkan analisa *large-signal* [6].
3. Perancangan yang dilakukan oleh Vasiliadis yaitu desain 2 GHz DRO [7]. Desain ini menggunakan DRO dengan *coupling* 50 Ohm dan BJT-BFR183 dengan bias $V_{cc} = 20 V$, $V_{ce} = 8,2 V$ dan $I_c = 15 mA$, topologi yang digunakan yaitu *common-base* sehingga tidak memerlukan *feedback*. Jenis *matching impedance* yang digunakan yaitu *single-stub*. Hasil power *fundamental* yang diperoleh 12,2 dBm, power harmonik -12 dBm dan *phase noise* -137 dBc/Hz pada 10 KHz frekuensi *carrier*, dengan frekuensi keluaran yang dihasilkan sebesar 2 GHz. Pergeseran frekuensi pada desain ini hampir tidak terjadi, karena menerapkan analisa *large-signal* [7].

Terlihat bahwa DRO hasil penelitian Jina Wan [6] memiliki power *fundamental* yang kecil dan power harmonik yang kecil. Pada [7], dihasilkan DRO yang memiliki power *fundamental* yang tinggi dengan power harmonik yang tinggi. Diantara beberapa referensi yang dikemukakan, perancangan DRO

ini diajukan untuk mengoptimasi DRO yang dirancang oleh Vasiliadis [7] agar memiliki power *fundamental* yang tinggi dengan power harmonik yang rendah.

Pada DRO diusulkan digunakan topologi *common-base*, sehingga tambahan *feedback* tidak diperlukan akibatnya nilai *noise* dapat dikurangi [8]. Selain itu, penggunaan BJT juga menjadi keunggulan tersendiri, karena BJT memiliki *phase noise* yang lebih rendah jika dibandingkan dengan transistor jenis yang lain [9], walaupun BJT hanya dapat bekerja optimal dibawah 6 GHz [3][9][10], untuk aplikasi pada frekuensi diatas 6 GHz sebaiknya digunakan GaAs transistor [10].

Perancangan DRO yang diusulkan memiliki perbedaan diantaranya terletak pada tambahan kopling sebesar ■■■, sehingga daerah tangkapan radiasi semakin luas, yang berakibat pada penurunan *losses* radiasi. Selain itu, penggunaan nilai kopling koefisien yang semakin besar dapat meningkatkan power *fundamental* [11], untuk menurunkan power harmoniknya digunakan *double-stub* pada rangkaian *matching*-nya [12]. Sementara untuk mendapatkan nilai *phase noise* yang rendah digunakan *BJT-BFR380T low phase noise* dengan bias sebesar $V_{cc} = 5 V$, $V_{ce} = 3 V$ dan $I_c = 40 mA$ [13].

Tujuan utama dari perancangan DRO adalah untuk mendapatkan frekuensi keluaran 2,3 GHz [1][14]. Selain itu, *phase noise* maksimal yaitu -60 dBc/Hz pada 10 kHz frekuensi *carrier* [15]. Power pada fundamental minimal 10 dBm [14], dan power harmonik maksimal -11 dBm dengan nilai Q faktor yang lebih besar dari 5000 [14].

Untuk menverifikasi performansi DRO yang di disain, hasil simulasi yang diperoleh kemudian dibandingkan dengan hasil DRO referensi yang ada dengan tetap mempertahankan dimensi dari resonator pada DRO referensi. Perancangan DRO disimulasikan dalam *Advance Design System (ADS)* dengan nilai dimensi resonator dihitung menggunakan *Dielektrik Resonator Calculator*.

Selanjutnya dilakukan perhitungan tingkat kesalahan pabrikasi secara statistik, untuk melihat pengaruh kesalahan tersebut terhadap spesifikasi yang diinginkan. Perhitungan kesalahan tersebut dilakukan dengan *Monte-Carlo Yield-Analysis*. Keunggulan metode Monte-Carlo adalah memiliki akurasi yang tinggi dengan tidak tergantung pada jumlah variabel statistik[17].

1.2 Tujuan Penulisan

Tujuan dari penulisan skripsi ini adalah untuk merancang DRO yang diperuntukkan sebagai lokal osilator (LO) pada *mobile Wimax* 802.16e dengan frekuensi 2,3 GHz. Kinerja DRO tersebut kemudian dianalisa yang meliputi nilai frekuensi keluaran 2,3 GHz [1][14]. Selain itu, *phase noise* maksimal yaitu -60 dBc/Hz pada 10 kHz frekuensi *carrier* [15]. Power pada *fundamental* minimal 10 dBm [14], dan power harmonik maksimal -11 dBm dengan nilai Q faktor yang lebih besar dari 5000 [14].

1.3 Batasan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam skripsi ini berkisar tentang perancangan DRO berbasis mikrostrip pada frekuensi 2,3 GHz untuk menjadi LO pada *CPE m-WiMAX* 802.16e.

1.4 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan Skripsi ini disusun sebagai berikut :

BAB 1 PENDAHULUAN

Menjelaskan latar belakang, tujuan, batasan masalah sistematika penulisan.

BAB 2 DIELEKTRIK RESONATOR OSILATOR

Menjelaskan tentang teori osilator, osilator resistansi negative, dielektrik resonator, DC bias, *scattering* parameter dan kesetabilan, rangkaian *impedance matching*, mikrostrip, performansi osilator, dan evaluasi performansi secara statistikal.

BAB 3 PERANCANGAN SIMULASI

Pada bab ini memberikan penjelasan tahapan perancangan DRO, blok diagram DRO, spesifikasi osilator, pemilihan transistor, DC bias transistor, kesetabilan transistor, pemetaan nilai Γ_T pada Γ_{IN} , pemilihan dan optimasi resonator, hubungan P_{ADD} dan Z_{IN} terhadap rangkaian terminasi, rangkaian *impedance matching*, dan test Nyquist untuk melihat tingkat kestabilan osilator.

BAB 4 HASIL SIMULASI dan ANALISA

Memberikan penjelasan analisa kinerja DRO, analisa statistik kesalahan pabriksi.

BAB 5 KESIMPULAN

Pada bab ini berisi kesimpulan hasil perancangan DRO ini.

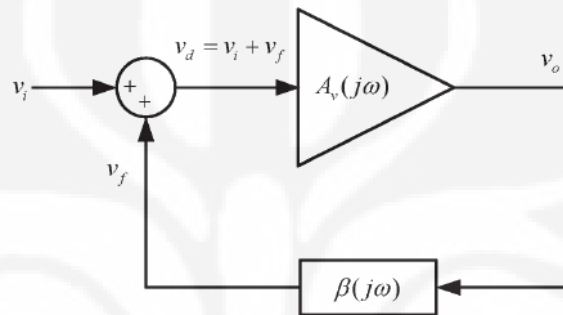


BAB 2

DIELEKTIK RESONATOR OSILATOR

2.1 Osilator

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 2.1. Agar terjadi osilasi, maka harus memenuhi kriteria Barkhausen [18].

Gambar 2.1. Rangkaian dasar *feedback* [11]

Pada Gambar 2.1 merupakan umpan balik positif, dimana terjadi penjumlahan antara *input* dan nilai *feedback*. Dari Gambar 2.1 diketahui persamaan :

$$v_o = A_v(j\omega)v_d \quad (2.1)$$

$$v_f = \beta(j\omega)v_o \quad (2.2)$$

Karena :

$$v_d = v_i + v_f \quad (2.3)$$

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 :

$$\begin{aligned}\beta(j\omega)A_v(j\omega) &= |\beta(j\omega)A_v(j\omega)| \angle \beta(j\omega)A_v(j\omega) \\ &= 1\end{aligned}\quad (2.6)$$

Sehingga dari pers (2.6) magnitudonya bernilai :

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

Sudut polarnya adalah :

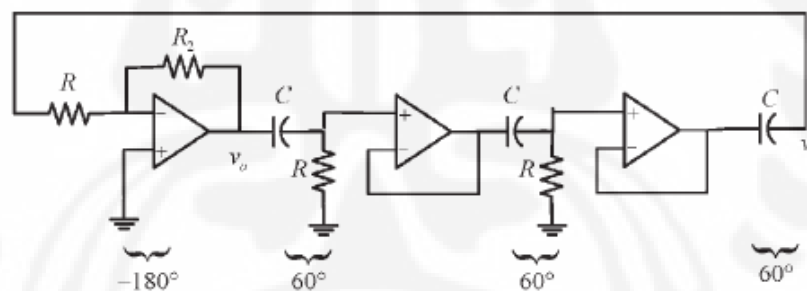
$$\angle \beta(j\omega)A_v(j\omega) = \pm n360^\circ \quad (2.8)$$

Pers (2.7) dan (2.8) dinamakan kriteria Barkhausen [11] 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 [18].

2.1.1 Osilator Pergeseran Fasa

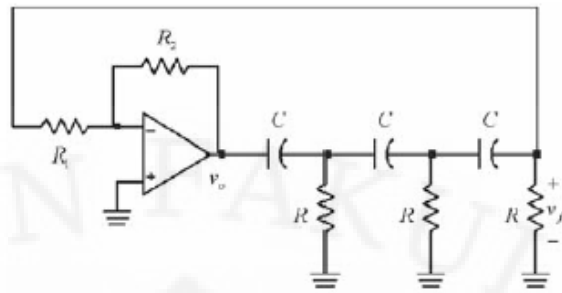
Osilator pergeseran fasa merupakan osilator yang bekerja berdasarkan pergeseran fasa sebesar 360° seperti ditunjukkan pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Rangkaian osilator pergeseran fasa [11]

Pada Gambar 2.2 terjadi *inversi* dengan penguatan $-R_2/R$. Jadi, perubahan fasanya adalah -180° . Sementara itu, masing-masing bagian dari rangkaian RC-nya diperoleh pergeseran fasa sebesar 60° sehingga total pergeseran fasanya adalah 0° . Jadi, apabila keadaan *gain* telah sesuai dengan kondisi osilasi, maka osilator itu akan bekerja dengan pergeseran fasa 0° .

Bentuk lain dari osilator pergeseran fasa seperti Gambar 2.3, osilator tersebut hanya menggunakan sebuah *op-amp*.



Gambar 2.3 Osilator pegeseran fasa dengan sebuah op-amp [11]

Analisis *phase-shift* dari Gambar 2.3, dengan pendekatan $R1 \ll R2$, memberikan nilai [11] :

$$\beta(j\omega) = \frac{v_f}{v_o} = \frac{1}{\left(\frac{1}{j\omega RC}\right)^3 + 5\left(\frac{1}{j\omega RC}\right)^2 + 6\left(\frac{1}{j\omega RC}\right) + 1} \quad (2.9)$$

Untuk mengetahui hubungan nilai R dan C saat osilasi maka dapat diperoleh dari nilai imajiner pers (2.9), yaitu [11]:

$$\left(\frac{1}{j\omega RC}\right)^3 + 6\left(\frac{1}{j\omega RC}\right) = 0$$

Atau saat :

$$\omega = \omega_o = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad (2.10)$$

Jadi, pada saat osilasi, rangkaian akan berubah fasa sebesar 180° . Nilai real dari pers (2.9) adalah:

$$\beta_r(\omega_o) = \frac{1}{\frac{5}{(j\omega RC)^2} + 1} \quad (2.11)$$

Substitusikan nilai dari pers (2.10) ke pers (2.11) diperoleh,

$$\beta_r(\omega_o) = \frac{1}{5(-6) + 1} = -\frac{1}{29}$$

Dengan menggunakan pers (2.5), maka diperoleh nilai *gain* sebesar,

$$A_{vo} = \frac{1}{\beta_r(\omega_o)} = -29$$

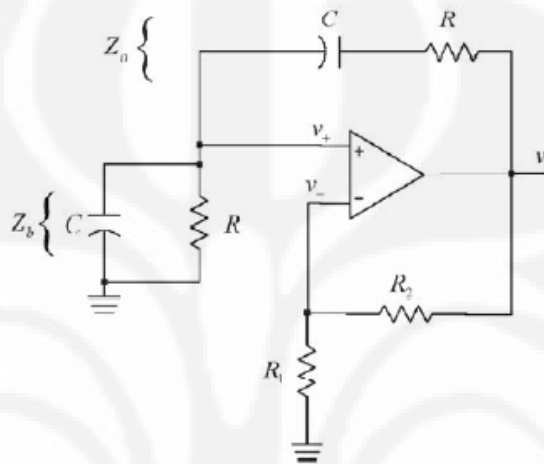
Dari Gambar 2.3, diperoleh nilai *inverting* dengan *gain* sebesar,

$$A_{vo} = \frac{v_o}{v_f} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.12)$$

Sehingga, untuk mendapatkan kondisi osilasi maka perbandingan antara R_2 dan R_1 harus sama dengan 29. Sementara itu nilai frekuensi saat osilasi dari rangkaian yang dibuat akan memenuhi pers (2.10) [11].

2.1.2 Osilator Wien-Bridge

Osilator dapat pula dibentuk dengan menggunakan rangkaian jembatan (*bridge*) sebagai rangkaian umpan balik seperti pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4. Rangkaian osilator *Wien-Bridge* [11]

Terdapat dua jalur umpan balik, yaitu umpan balik positif melewati Z_a dan Z_b , serta umpan balik negatif melewati R_1 dan R_2 . Komponen umpan balik positif menentukan frekuensi osilasi, sedangkan komponen umpan balik negatif menentukan amplitudo osilasi [18]. Penguatan dari rangkaian pada Gambar 2.4 sebesar,

$$A_v(j\omega) = A_{vo} = \frac{v_o}{v_+} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.13)$$

Dengan nilai :

$$\begin{aligned} v_+ &= v_o \frac{Z_b}{Z_b + Z_a} \\ &= v_o \frac{\left(\frac{R}{1 + j\omega RC} \right)}{R + \frac{1}{j\omega C} + \left(\frac{R}{1 + j\omega RC} \right)} \\ &= v_o \frac{1}{3 + j \left(\omega RC - \frac{1}{j\omega RC} \right)} \end{aligned}$$

Sehingga nilai :

$$\beta(j\omega) = \frac{v_+}{v_o} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{j\omega RC}\right)} \quad (2.14)$$

Dengan mengalikan pers (2.13) dan pers (2.14), serta menyesuaikannya dengan keadaan osilasi, yaitu hasilnya sama dengan satu, maka [11]:

$$\begin{aligned} \beta(j\omega)A_{vo} &= \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{j\omega RC}\right)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ 1 &= \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{j\omega RC}\right)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Untuk mengetahui hubungan nilai R dan C saat osilasi maka dapat diperoleh dari nilai imajiner pers (2.15), yaitu

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0$$

Maka osilator tersebut akan bekerja pada frekuensi,

$$\omega = \omega_o = \frac{1}{RC} \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.16)$$

Substitusikan pers (2.16) ke pers (2.14) maka diperoleh,

$$\beta_r(\omega_o) = \frac{1}{3}$$

Dari pers (2.5) diperoleh nilai penguatan,

$$A_{vo} = \frac{1}{\beta_r(\omega_o)} = 3$$

Nilai impedansi dari osilator *Wien-Bridge* dapat ditentukan dengan nilai [11],

$$Z_a = R_a + \frac{1}{j\omega C_a}$$

$$Z_b = \frac{R_b}{1 + j\omega C_b}$$

Sehingga diperoleh frekuensi kerjanya adalah,

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_a C_a} = \frac{1}{2\pi R_b C_b}$$

Penguatannya sebesar [11]:

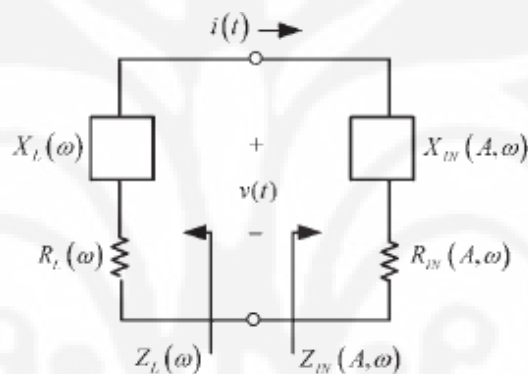
$$A_{vo} = \frac{1}{\beta_r(\omega_o)} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

2.2 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 [11].

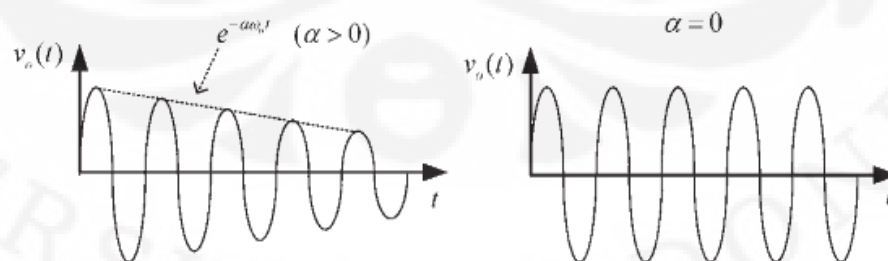
2.2.1 One-port Osilator Resistansi-Negatif

Divais aktif dapat direpresentasikan oleh sebuah resistansi negatif yang diserikan dengan sebuah reaktansi. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5. Model resistansi negatif [11]

Pada rangkaian Gambar 2.5 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 [11] seperti pada Gambar 2.6.



Gambar 2.6 Oscillator response [11]

Impedansi dari inputan memenuhi persamaan :

$$Z_{IN}(A, \omega) = R_{IN}(A, \omega) + jX_{IN}(A, \omega) \quad (2.17)$$

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

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

Sedangkan impedansi *load* adalah :

$$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega) \quad (2.18)$$

Keadaan yang akan terjadi diantaranya :

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

$$R_L(\omega) + R_{IN}(A, \omega) > 0 \quad (2.19)$$

- b. Akan terjadi osilasi, apabila memenuhi persamaan :

$$Z_{IN}(A_o, \omega_o) + Z_L(\omega_o) = 0 \quad (2.20)$$

Substitusikan pers (2.17) dan pers (2.18) ke pers (2.20), maka diperoleh,

$$R_{IN}(A_o, \omega_o) + R_L(\omega_o) = 0 \quad (2.21)$$

Dan pers :

$$X_{IN}(A_o, \omega_o) + X_L(\omega_o) = 0 \quad (2.22)$$

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

$$R_L(\omega) + R_{IN}(A, \omega) < 0 \quad (2.23)$$

Karena nilai :

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

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

$$|R_{IN}(0, \omega)| > R_L(\omega) \quad (2.24)$$

Rangkaian tersebut akan terus berosilasi dengan amplitudo semakin membesar, sampai suatu saat mencapai *steady-state* yaitu saat $A = A_o$ dan $\omega = \omega_o$ hal ini terjadi ketika reistansi *loop*-nya berjumlah nol sesuai pers (2.20).

Keadaan tersebut memenuhi kriteria Barkhausen [11].

Osilasi yang terjadi saat memenuhi pers (2.20). Bisa jadi tidak stabil, karena nilai frekuensi dan amplitude saling bergantung, sehingga kita memerlukan memerlukan parameter yang lain agar osilator tersebut stabil yaitu parameter Kurokawa [11] :

$$\left. \frac{\partial R_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_o} \left. \frac{dX_L(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} - \left. \frac{\partial X_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_o} \left. \frac{dR_L(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} > 0 \quad (2.25)$$

Pada banyak keadaan, hal tersebut akan terpenuhi dengan :

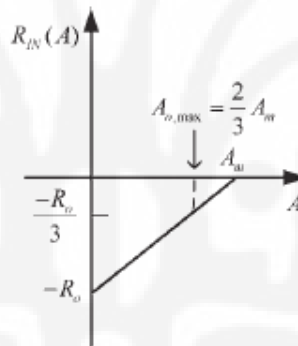
$$\frac{dR_L(\omega)}{d\omega} = 0$$

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 :

$$R_{IN}(A, \omega) \approx R_{IN}(A) = -R_o \left(1 - \frac{A}{A_{MAX}} \right) \quad (2.26)$$

dimana $R_{IN}(A) = -R_o$ 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 (2.26) diperoleh hubungan antara nilai amplitudo arus dengan resistansi negatif, seperti pada Gambar 2.7.



Gambar 2.7. Hubungan amplitudo arus dengan resistansi negatif [11]

Daya dirumuskan [11] :

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}(VI^*) = \frac{1}{2} |I|^2 |R_{IN}(A)| = \frac{1}{2} A^2 R_o \left(1 - \frac{A}{A_{MAX}} \right) \quad (2.27)$$

Daya akan bernilai maksimum saat :

$$\frac{dP}{dA} = \frac{1}{2} R_o \left(2A - \frac{3A^2}{A_{MAX}} \right) = 0 \quad (2.28)$$

Sehingga diperoleh nilai amplitudo arus saat daya bernilai maksimum adalah :

$$A_{o,max} = \frac{2}{3} A_{MAX} \quad (2.29)$$

Saat keadaan sesuai pers (2.29) terpenuhi, maka nilai :

$$R_{IN}(A_{o,max}) = -\frac{R_o}{3} \quad (2.30)$$

Sesuai pers (2.30) maka diperoleh nilai R_L sebesar :

$$R_L = -\frac{R_o}{3} \quad (2.31)$$

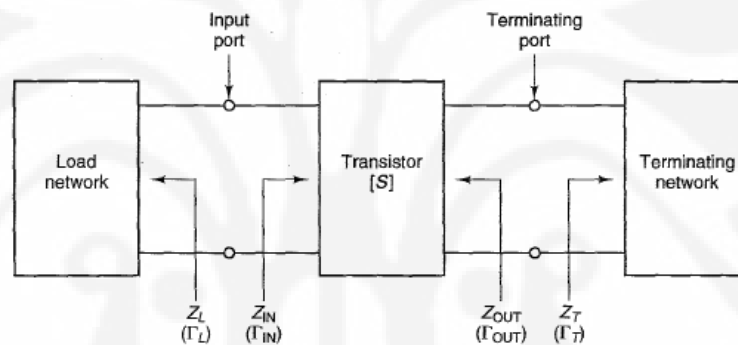
2.2.2 Two-port Osilator Resistansi-Negatif dan Rangkaian Terminasi

Osilator dengan penguat sebuah transistor dapat dimodelkan dengan rangkaian *two-port* seperti pada Gambar 2.8. Saat *input port* beresilasi, maka *terminating port* juga akan beresilasi. *Input port* beresilasi apabila memenuhi keadaan sebagai berikut :

$$\Gamma_{IN}\Gamma_L = 1 \quad (2.32)$$

Dengan nilai

$$\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} \quad (2.33)$$



Gambar 2.8. Osilator dengan model two-port [3]

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

Saat terjadi osilasi nilai input port nya adalah,

$$\Gamma_{OUT} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad (2.34)$$

Dan memenuhi persamaan,

$$\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1 \quad (2.35)$$

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 [11] ;

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 :

$$X_L(\omega_o) = -X_{IN}(\omega_o) \quad (2.36)$$

Sedangkan nilai resistansi load diberikan oleh

$$R_L = \frac{|R_{IN}(0, \omega)|}{3} \quad (2.37)$$

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 [11].

2.2.3 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 (2.36) dan (2.37) yaitu [11] :

$$\begin{aligned} Z_L &= R_L + Z_L \\ Z_L &= -\left(\frac{R_{IN}}{3}\right) + -(X_{IN}) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Dengan nilai :

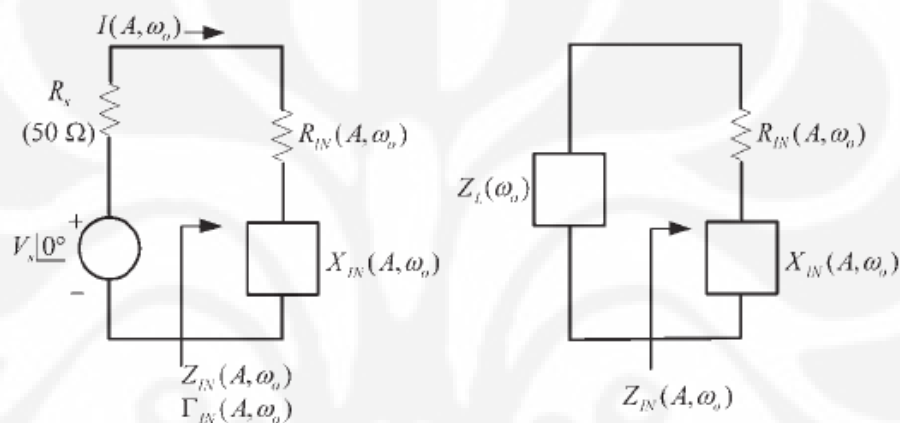
$$\Gamma_{IN} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T}$$

dan,

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

Untuk memahami analisis *large-signal* secara lebih mudah perhatikan Gambar 2.9, 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 [11].

$$P_{ADD} = P_{AVS} (|\Gamma_{IN}|^2 - 1) \quad (2.39)$$



Gambar 2.9 Perhitungan *large-signal* dan power yang dikirimkan ke Z_L

Dimana :

$$P_{AVS} = \frac{V_S^2}{8R_S} \quad (2.40)$$

Dengan nilai :

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - R_S}{Z_{IN} + R_S} \quad (2.41)$$

Substitusikan pers (2.40) dan (2.41) ke pers (2.39) maka dihasilkan [11]:

$$P_{ADD} = \frac{V_S^2 |R_{IN}(0, \omega)|}{2\{[R_{IN}(0, \omega) + R_S]^2 + X_{IN}^2\}} = \frac{1}{2} |I(0, \omega)|^2 |R_{IN}(0, \omega)| \quad (2.42)$$

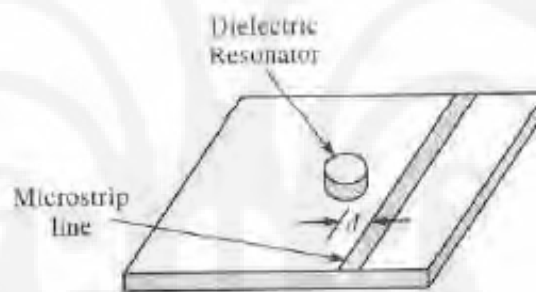
Dimana $I(0, \omega)$ adalah arus pada rangkaian. Dari pers (2.42) dapat dilihat bahwa nilai P_{ADD} merupakan fungsi dari $Z_{IN}(A, \omega)$ dimana nilai $Z_L(A, \omega)$ memenuhi persamaan,

$$Z_L(A, \omega) = -Z_{IN}(A, \omega) \quad (2.43)$$

Implementasi langkah diatas hanya dapat memastikan ketersediaan power akan tetapi belum menjamin osilator tersebut bekerja stabil. Kestabilan osilator harus diperiksa melalui *Nyquist test*.

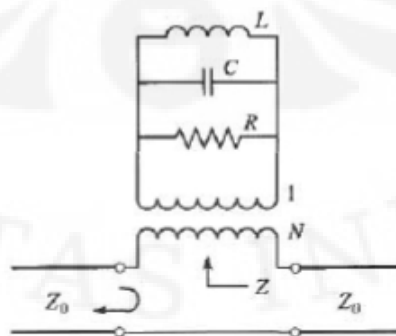
2.3 Dielektrik Resonator

Osilator yang didesain oleh rangkaian *lumped* hanya akan menghasilkan Q (*quality*) faktor kurang dari seribu. Padahal, nilai stabilitas dan *phase noise* dari osilator akan semakin baik apabila nilai Q faktornya tinggi. Dielektrik resonator adalah salah satu resonator yang memiliki nilai Q faktor yang tinggi [2]. Selain itu, dielektrik resonator juga memiliki kestabilan terhadap temperatur tinggi dengan bentuk yang *compact*. Karena alasan tersebut, DRO semakin banyak digunakan untuk komunikasi *microwave* [3].

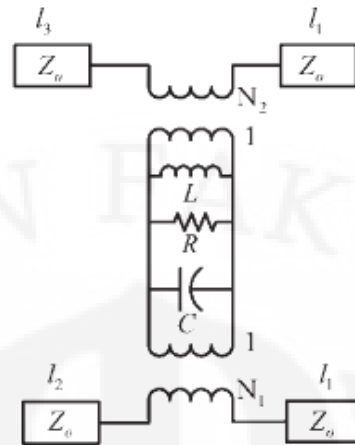


Gambar 2.10. Dielektrik resonator yang *decoupling* terhadap *microstrip line*. [11]

Pada umumnya dielektrik resonator terdiri atas sebuah dielektrik resonator yang di *coupling* dengan *microstrip line* seperti Gambar 2.10. Dengan rangkaian ekuivalen seperti Gambar 2.11 atau Gambar 2.12. Nilai *coupling* untuk rangkaian ekuivalen dari dielektrik resonator ditunjukkan sebagai nilai transformasinya.



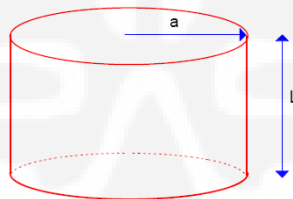
Gambar 2.11. Rangkaian ekuivalen dielektrik resonator *series feedback* [11]



Gambar 2.12. Rangkaian *ekivalen* dielektrik resonator *parallel feedback* [11]

2.3.1 Dielektrik Resonator Osilator

DRO merupakan sebuah osilator yang memiliki nilai Q dan kesetabilan terhadap temperatur yang tinggi. DRO banyak digunakan untuk berbagai aplikasi frekuensi *microwave*. DRO memiliki nilai dielektrik konstan antara 20 sampai dengan 80, yang dapat beroperasi sampai dengan 100 GHz. Dimensi DRO akan menjadi besar apabila digunakan pada frekuensi kerja yang rendah [19]. Bentuk DRO seperti Gambar 2.13.



Gambar 2.13 Bentuk dielektrik resonator [20]

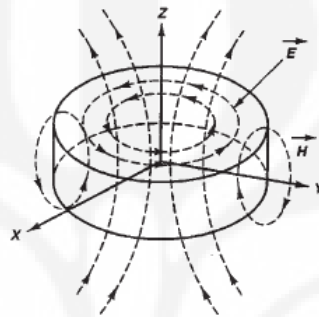
Sebagai pendekatan hubungan nilai frekuensi dengan dimensinya seperti Gambar 2.13 dinyatakan oleh [19] :

$$f_{GHz} = \frac{34}{a_{mm}\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{a}{L} + 3.45 \right) \quad (2.45)$$

Pers (2.45) berlaku dengan *margin error* 2% apabila memenuhi persyaratan [19] :

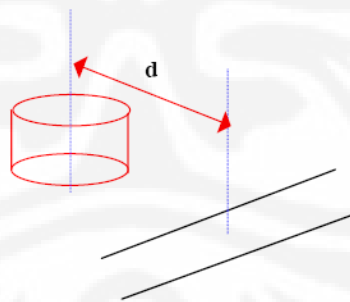
$$0.5 < a/L < 2 \quad \text{dan} \quad 30 < \blacksquare < 50$$

DRO dapat bekerja pada beberapa mode, mode yang sering digunakan pada resonator selinder adalah TE mode (khususnya $TE_{01\delta}$ mode). $TE_{01\delta}$ mode adalah orde mode resonansi terkecil, mode ini digunakan agar dapat menghindari perubahan frekuensi operasi dari osilator kepada orde mode yang lebih tinggi [11]. Untuk mengetahui medan listrik dan medan magnet pada *coupling* dielektrik resonator terhadap *mikrostrip line* seperti pada Gambar 2.14. Medan listriknya mengelilingi sumbu *z-axis*.



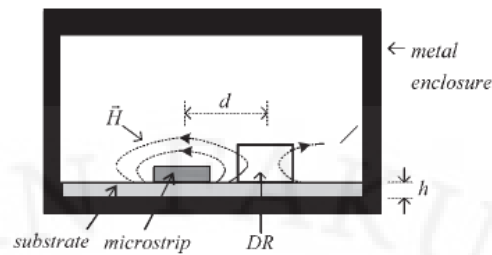
Gambar 2.14 Distribusi medan $TE_{01\delta}$ pada dielektrik resonator [11]

Gambar 2.15 adalah sebuah dielektrik resonator yang di *coupling* dengan *microstrip line*. Dielektrik resonator ditempatkan ditengah *microstrip line* dengan jarak kedua pusatnya adalah d .



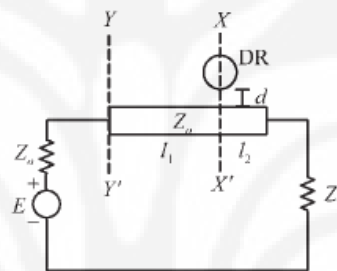
Gambar 2.15. Dielektrik resonator yang dicoupling *microstrip line* [20]

Untuk meningkatkan Q faktor, maka dielektrik resonator harus dibuat pelindung dengan bahan logam agar nilai radiasi *losses* dapat diminimalisasi, seperti Gambar 2.16.



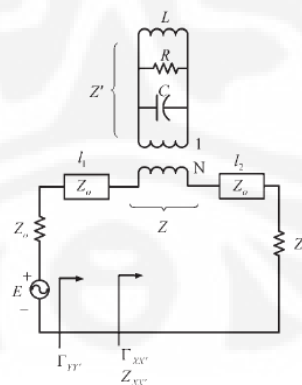
Gambar 2.16. Pelindung untuk dielektrik resonator [11].

$TE_{01\delta}$ mode dapat dibangkitkan oleh medan elektromagnetik yang berasal mikrostrip *line*. Seperti pada Gambar 2.17 yang memperlihatkan dielektrik resonator yang *dicoupling* dengan mikrostrip *line* dengan impedansi $Z_0 = 50 \Omega$.



Gambar 2.17. Dielektrik resonator yang *dicoupling* mikrostrip 50 Ohm [11]

Coupling dielektrik resonator dengan *mikrostrip line* dapat di modelkan sebagai transformator seperti pada Gambar 2.18.



Gambar 2.18. *Modeling coupling* pada dielektrik resonator [11].

Nilai masing-masing komponen pengganti dari DRO yang terdapat pada Gambar 2.18 bergantung kepada karakteristik dari dielektrik resonator dan jarak *coupling* d . Impedansi Z dari Gambar 2.18 memenuhi pers (2.46) [11] :

$$Z = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (2.46)$$

Dengan nilai *bandwidth* (BW) dan frekuensi kerja dibentuk oleh :

$$BW = 2\alpha = \frac{1}{RC} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.47)$$

Nilai $s = j\omega$ maka nilai impedansi Z diberikan oleh,

$$Z = \frac{R}{1 + jQ_U \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega\omega_0}} \quad (2.48)$$

Dimana nilai *Q-unload* dari dielektrik resonator tersebut diberikan oleh [11],

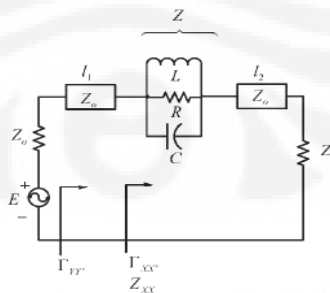
$$Q_U = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (2.49)$$

Dengan menggunakan *approximation* nilai $\omega + \omega_0 \approx 2\omega_0$, maka nilai Z mendekati,

$$Z = \frac{R}{1 + j2Q_U \delta} \quad (2.50)$$

Dimana,

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$



Gambar 2.19 Rangkaian ekivalent dengan referensi XX' [11]

Referensi XX' plane seperti pada Gambar 2.19, dipakai untuk mencari input impedansi. *Input* impedansi $Z_{xx'}$ memenuhi pers (2.51) :

$$Z_{XX'} = Z + Z_o \quad (2.51)$$

Atau :

$$z_{XX'} = \frac{Z_{XX'}}{Z_o} = \frac{\frac{R}{Z_o}}{1 + j2Q_U\delta} + 1 \quad (2.52)$$

Sementara itu nilai *coupling* koefisien adalah perbandingan $Q_{electric}$ dan Q_{unload} dimana nilai $Q_{electric}$ diberikan oleh,

$$Q_E = \frac{2Z_o}{\omega L}$$

Sehingga nilai *coupling* koefisiennya :

$$\beta = \frac{Q_U}{Q_E} = \frac{R}{2Z_o} \quad (2.53)$$

Apabila rangkaiannya menjadi *short circuit*, maka nilai *coupling* koefisien akan sama dengan,

$$\beta = \frac{R}{2Z_o}$$

Implementasi *short circuit* akan lebih mudah, apabila menggunakan *transmission line* dengan panjang $\lambda/4$. Hubungan antar Q faktor diberikan oleh :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E} \quad (2.54)$$

Dengan nilai :

$$Q_L = \frac{Q_U}{\beta + 1} \quad (2.55)$$

Melalui pers (2.55) terlihat bagaimana hubungan Q_{load} dengan *coupling* koefisien. Sehingga nilai $z_{XX'}$ ditentukan oleh:

$$z_{XX'} = \frac{Z_{XX'}}{Z_o} = \frac{2\beta}{1 + j2Q_U\delta} + 1 \quad (2.56)$$

Saat frekuensi resonansi ω_o (atau $\delta = 0$), maka :

$$z_{XX'} = 2\beta + 1$$

Nilai *coupling* koefisien saat ω_o pada plane XX' diberikan oleh :

$$\Gamma_{XX'} = \frac{z_{XX'} - 1}{z_{XX'} + 1} = \frac{\beta}{\beta + 1 + j2Q_U\delta} \quad (2.57)$$

Nilai koefisien refleksi pada inputnya diberikan oleh:

$$\Gamma_{YY'} = \frac{\beta}{\sqrt{(\beta + 1)^2 + (2Q_U\delta)^2}} e^{-j2(\theta + \tan^{-1} \frac{2Q_U\delta}{\beta + 1})} \quad (2.58)$$

Saat frekuensi resonansi ω_o (atau $\delta = 0$) maka :

$$\Gamma_{YY'}(\omega_o) = \Gamma_{XX'}(\omega_o) e^{-j2\theta} = \frac{\beta}{\beta + 1} e^{-j2\theta} \quad (2.59)$$

Pers (2.72) memperlihatkan apabila nilai *coupling* koefisien dibuat konstan, dan panjang *transmission line* antara $\theta = 0$ sampai dengan $\theta = 180$

Pers (2.60) juga dapat digunakan untuk mempertimbangkan nilai *coupling* koefisien dan panjang *transmission line* untuk mendesain resonator [11]. *Coupling* koefisien dapat dihitung dengan menghitung nilai koefisien refleksi pada saat frekuensi resonansi *open circuited* [11].

$$\Gamma_{XX'} = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (2.60)$$

Parameter utama dielektrik resonator telah didapatkan diantaranya β , ω_o dan Q_o yang dapat menjelaskan operasi dari dielektrik resonator. Parameter tersebut dapat diperoleh melalui pengukuran ataupun dari data *sheet* manufakturnya. Sehingga nilai R, L, dan C dapat dihitung dengan β , ω_o dan Q_o [11].

$$R = \beta(2Z_o) \quad C = \frac{Q_U}{\omega_o R} \quad L = \frac{1}{\omega_o^2 R}$$

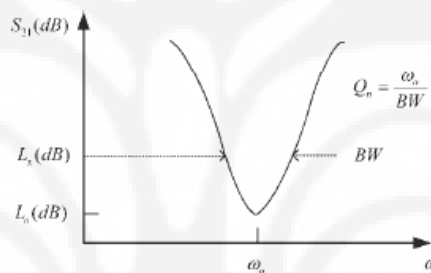
Dari Gambar (2.19) saat frekuensi resonansi, S parameter dari dielektrik resonator yang di *coupling* ke mikrostrip *line* memenuhi:

$$[S(\omega_0)] = \begin{bmatrix} \frac{\beta}{\beta + 1} & \frac{1}{\beta + 1} \\ \frac{1}{\beta + 1} & \frac{\beta}{\beta + 1} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Nilai *coupling* koefisien saat frekuensi resonansi juga bisa didapatkan dari pers :

$$\beta = \frac{S_{11}(\omega_0)}{1 - S_{11}(\omega_0)} = \frac{1 - S_{21}(\omega_0)}{S_{21}(\omega_0)} \quad (2.62)$$

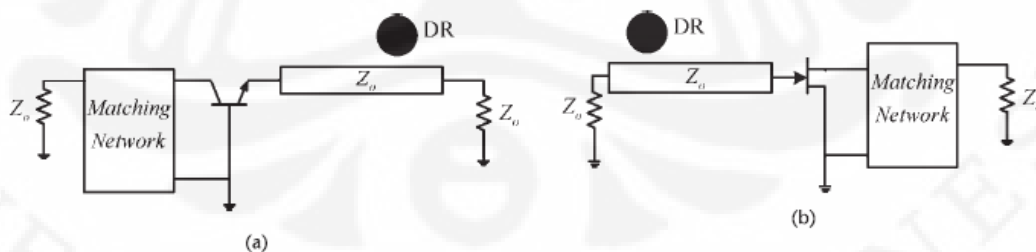
Untuk jarak resonator dan *coupling*nya yang dekat, maka nilai *coupling*nya antara 2 sampai dengan 20. Nilai Q unload dapat diperoleh juga melalui perhitungan S_{21} atau karakteristik nilai S_{21} ditunjukkan Gambar 2.20.



Gambar 2.20 Grafik frekuensi terhadap S_{21} [11]

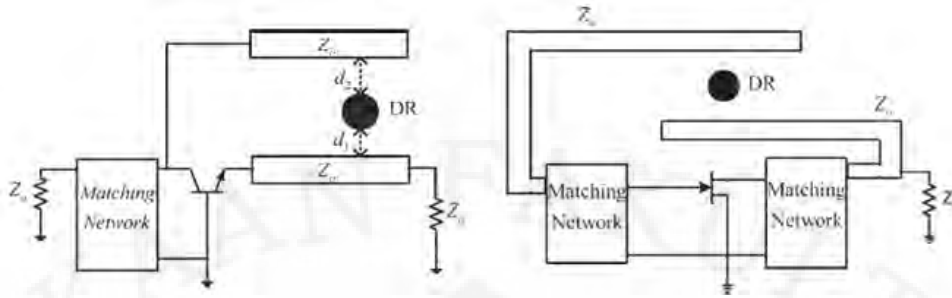
2.3.3 Konfigurasi Dielektrik Resonator Osilator

Beberapa konfigurasi dari dielektrik resonator diantaranya diperlihatkan seperti Gambar 2.21.



Gambar 2.21 Series feedback dielectric resonators[11].

Perpaduan antara dielektrik resonator dan transistor menghasilkan resistansi negatif pada port beban. *Gain* yang diperoleh pada transistor dapat mengompensasi *insertion loss* pada dielektrik resonator. Selain itu, terdapat pula jenis konfigurasi *parallel feedback*, seperti tampak pada Gambar 2.22.



Gambar 2.22. *Paralel feedback dielectric resonators* [11].

Keuntungan digunakan paralel *feedback* diantaranya adalah diperoleh tuning yang lebih banyak dan power yang cukup [11]. Berbeda dengan konfigurasi paralel *feedback*, Series *feedback* lebih mudah digunakan, karena *coupling*nya hanya terdiri dari satu *transmission line*.

2.4 Rangkaian DC Bias

Transistor adalah alat semikonduktor yang dapat dipakai sebagai penguat, pemotong (*switching*), stabilisasi tegangan, modulasi sinyal atau fungsi lainnya. Transistor dapat berfungsi semacam keran listrik, apabila berdasarkan arus masukannya dinamakan *Bipolar Junction Transistor* (BJT) sedangkan berdasarkan tegangan masukannya dinamakan *Field Effect Transistor* (FET), sehingga memungkinkan pengaliran listrik yang akurat dari sumbernya [21].

Pada umumnya, transistor memiliki 3 terminal. Tegangan atau arus yang dipasang di satu terminalnya mengatur arus yang lebih besar yang melalui 2 terminal lainnya. Transistor adalah komponen yang sangat penting dalam dunia elektronik modern. Dalam rangkaian analog, transistor digunakan dalam *amplifier* (penguat). Sementara itu, pada rangkaian-rangkaian digital, transistor digunakan sebagai saklar berkecepatan tinggi. Beberapa transistor juga dapat dirangkai sedemikian rupa sehingga berfungsi sebagai *logic-gate*, memori, dan komponen-komponen lainnya [21].

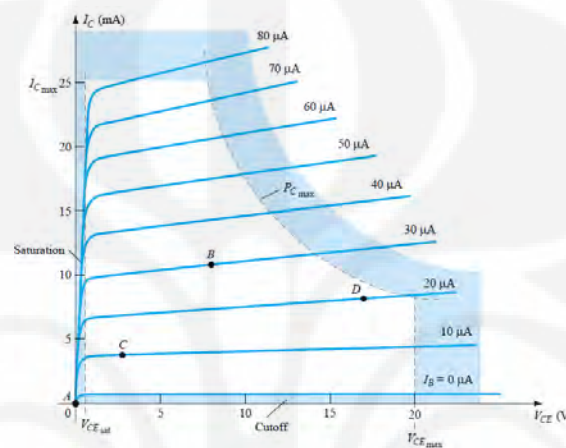
Agar dapat bekerja, maka sebuah transistor harus diaktifkan dengan rangkaian bias. Pertimbangan yang dilakukan pada sebuah rangkaian bias transistor agar memiliki karakteristik penguat yang baik diantaranya :

1. Rangkaian bias harus memiliki kesetabilan terhadap perubahan parameter *device* dan temperatur.

2. Rangkaian bias harus memiliki kemampuan untuk mengisolasi frekuensi tinggi agar tidak mengalir ke rangkaian bias.

2.4.1 Titik Kerja Transistor

Titik kerja adalah titik tetap dalam sebuah kurva karakteristik dari sebuah transistor. Biasanya disebut *quiescent point*. Pada Gambar 2.23 menunjukkan titik-titik kerja dari sebuah transistor yaitu titik A, B, C dan D.



Gambar 2.23 Kurva titik kerja transistor [22].

Jika rangkaian bias tidak digunakan, maka akan diperoleh nilai arus dan tegangan sebesar nol, seperti pada titik A. Titik B adalah pilihan yang terbaik, karena berada pada daerah linier dan jauh dengan batas karakteristik, pada titik kerja ini dapat dihasilkan pula amplifikasi. Sementara itu pada titik C, rangkaian transistor akan menghasilkan keluaran yang cenderung cacat karena berada pada daerah nonlinier. Pada titik D, transistor bekerja dekat dengan tegangan dan power maksimum, sehingga dapat membuat transistor cepat rusak.

Ada beberapa daerah kerja pada kurva karakteristik BTJ seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.23.

1. Keadaan *linier region* dengan keadaan
 - a. *Base-Emitter Junction* : forward
 - b. *Base-Collector Junction* : reverse
2. Keadaan *cutoff region* dengan keadaan
 - a. *Base-Emitter Junction* : reverse
 - b. *Base-Collector Junction* : reverse

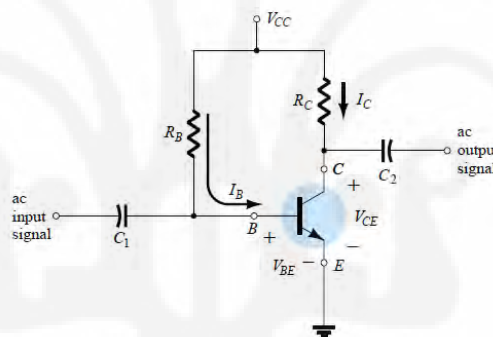
3. Keadaan *saturation region* dengan keadaan
 - a. *Base-Emitter Junction* : forward
 - b. *Base-Collector Junction* : forward

2.4.2 DC Bias Bipolar Junction Transistor

Transistor dapat bekerja dengan baik pada sebuah titik kerja tertentu apabila diberikan rangkaian bias.

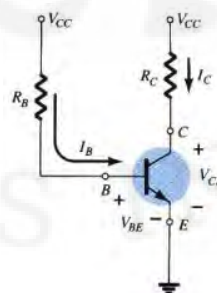
2.4.2.1 Rangkaian *Fixed-Bias*

Rangkaian *fixed-bias* merupakan rangkaian bias yang paling sederhana dari konfigurasi DC bias transistor seperti pada Gambar 2.24. Kapasitor digunakan sebagai *coupling* untuk mengisolasi tegangan DC yang ada pada transistor.



Gambar 2.24 Rangkaian *fixed-bias* [22]

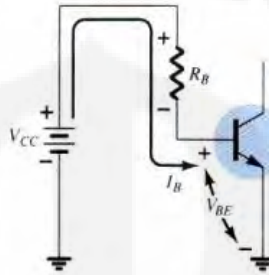
Untuk analisis rangkaian DC maka kapasitor dapat dianggap sebagai *open-circuit* karena nilai reaktansinya $X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \infty \Omega$. Sehingga kapasitor dapat diabaikan seperti pada Gambar 2.25. Rangkaian DC ekivalennya [22].



Gambar 2.25. Rangkaian *ekivalen fixed-bias* [22]

Dengan menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada *base-emitter loop* seperti pada Gambar 2.26, maka didapatkan pers:

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad (2.63)$$



Gambar 2.26. *Loop base-emiter* pada rangkaian *fixed-bias* [22]

Sehingga nilai I_B adalah :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (2.64)$$

Sementara itu, dengan menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada *collector-emiter loop* sesuai pada Gambar 2.27 maka diperoleh pers :

Gambar 2.27. *Loop collector-emiter* pada rangkaian *fixed-bias* [22]

$$I_C = \beta I_B \quad (2.65)$$

Dengan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan menggunakan *loop* pada Gambar 2.27, maka diperoleh,

$$+V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.66)$$

dimana,

$$V_B = V_{BE} \quad (2.67)$$

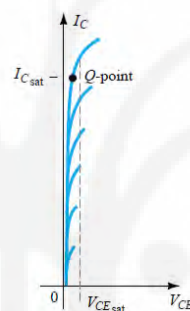
Dan :

$$V_C = V_{CE}$$

$$V_{BC} = V_B - V_C \quad (2.68)$$

a. Keadaan Saturasi

Keadaan saturasi terjadi apabila sebuah transistor berada pada kondisi maksimumnya. Sebuah transistor akan bersaturasi pada kondisi apabila *quiescent* poinnya seperti Gambar 2.28 :



Gambar 2.28 Kondisi *quiescent* saturasi pada *fixed-bias* [22]

Keadaan tersebut terpenuhi apabila,

$$V_{CE} = 0 \text{ V} \quad (2.69)$$

Sehingga :

$$R_{CE} = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{0 \text{ V}}{I_{C_{sat}}} = 0 \Omega \quad (2.70)$$

Dengan kata lain akan terjadi *short-circuit* pada *base* dan *emitter*, seperti pada Gambar 2.29.

Gambar 2.29 Kondisi saturasi pada *fixed-bias* [22]

Dengan arus saturasi diberikan oleh.

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_{CC}} \quad (2.71)$$

2.4.2.2 Rangkaian *Emitter-Bias*

Untuk meningkatkan kesetabilan pada rangkaian *fixed-bias*, maka diambahkan sebuah resistor dekat emitter seperti pada Gambar 2.30. Rangkaian DC bias ini dinamakan *emitter bias*.

Gambar 2.30 Rangkaian *emitter-bias*. [22]

Rangkaian *base-emitter loop* ditunjukkan seperti Gambar 2.31 dibawah ini, dengan menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada *base-emitter loop*,

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (2.72)$$

Gambar 2.31. *Loop base-emiter* pada rangkaian *emiter-bias* [22]

Dengan nilai :

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (2.73)$$

Dengan mensubstitusikan pers (2.73) ke pers (2.72) :

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (\beta + 1) I_B R_E = 0$$

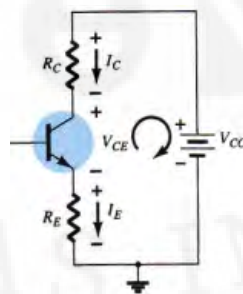
Sehingga diperoleh nilai I_B sebesar :

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

Rangkaian *collector-emiter loop* ditunjukkan seperti Gambar 2.32 dibawah ini, dengan menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada *colector-emitter loop* yang diberikan,

$$+I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} - V_{CC} + I_C (R_C + R_E) = 0 \quad (2.74)$$



Gambar 2.32. *Loop colector-emiter* pada rangkaian *emiter-bias* [22]

Sehingga :

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

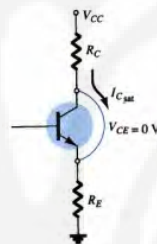
$$I_E \cong I_C$$

$$I_C = \beta I_B$$

Parameter-parameter penting dari rangkaian *emitter-bias* telah diketahui, sehingga dapat memastikan transistor dapat bekerja pada *quiescent point*nya.

a. Keadaan Saturasi

Keadaan saturasi terjadi apabila sebuah transistor berada pada kondisi maksimumnya. Keadaan saturasi seperti Gambar 2.33 untuk *emitter-bias* terjadi saat [22]:

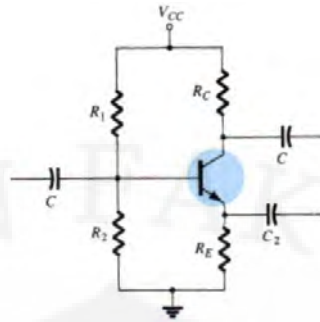


Gambar 2.33 Kondisi saturasi pada *emitter-bias*[22]

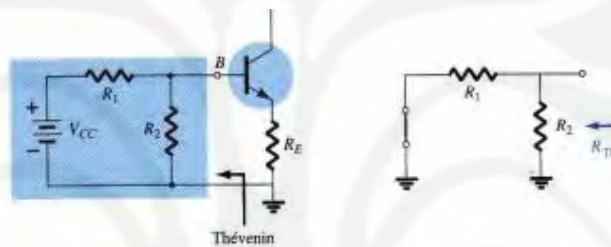
$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (2.75)$$

2.4.2.3 Rangkaian *Voltage Divider-Bias*

Pada konfigurasi yang sebelumnya, nilai I_{CO} dan V_{CEQ} sebuah transistor sangat ditentukan oleh gain dari transistor. Padahal, nilai gain dari sebuah transistor tidak stabil, karena ada pengaruh dari temperatur. Untuk meminimalisasi nilai ketidakstabilan kerja transistor tersebut, maka digunakan rangkaian *voltage-divider bias*, seperti pada Gambar 2.34 [22].

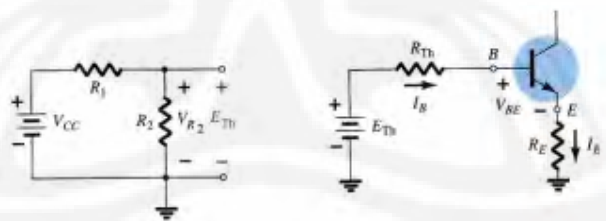
Gambar 2.34 Rangkaian *voltage-divider bias* [22]

Kapasitor digunakan sebagai *coupling* untuk mengisolasi tegangan DC yang ada pada transistor. Dengan menggunakan analisa *thevenin* seperti pada Gambar 2.34 diperoleh,

Gambar 2.35 Analisa hambatan *thevenin voltage-divider bias* [22]

Nilai *R-th* nya adalah :

$$R_{Th} = R_1 // R_2 \quad (2.75)$$

Gambar 2.36 Analisa tegangan *thevenin voltage-divider bias* [22]

Nilai tegangan *thevenin* seperti pada Gambar 2.36 adalah :

$$E_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (2.76)$$

dimana

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E}$$

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

$$I_C = \beta I_B$$

Parameter-parameter penting dari rangkaian *voltage divider-bias* telah diketahui, sehingga dapat memastikan transistor dapat bekerja pada *quiescent* pointnya.

a. Keadaan Saturasi

Akan didapatkan keadaan saturasi apabila nilai $I_{C_{sat}}$ nya adalah [22] :

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Pada proses perancangan *voltage-divider bias* dapat digunakan pers (2.76) – (2.79) pendekatan yaitu [22]:

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} \quad (2.76)$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} \quad (2.77)$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} \quad (2.78)$$

$$V_B = V_{BE} + V_E \quad (2.79)$$

Apabila memenuhi persyaratan yaitu [22] :

$$R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_E \quad (2.80)$$

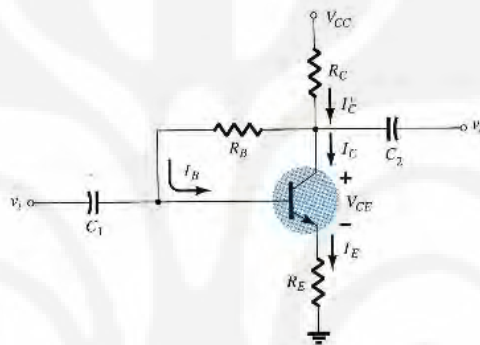
Maka pendekatan tersebut memenuhi pers (2.81) untuk dapat mencari nilai resistansi R_1 :

$$R_1 = \frac{V_{CC}R_2 - V_B R_2}{V_B} \quad (2.81)$$

2.4.2.4 Rangkaian DC bias dengan *voltage-feedback*.

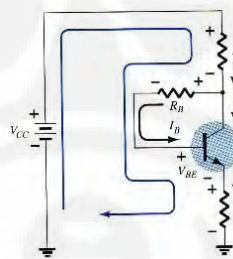
Untuk memperbaiki tingkat kestabilan, salah satunya digunakan rangkaian *feedback* seperti pada Gambar 2.32, *feedback* menghubungkan *base* dengan *emitter*. Keadaan Q point pada rangkaian DC bias dengan *voltage-feedback* tidak sepenuhnya bebas dari pengaruh *gain*. Akan tetapi, perubahan *gain* karena temperatur akan sedikit mempengaruhi kestabilannya, hal ini berbeda dengan rangkaian *fixed-bias* dan *emitter bias* [22].

Kapasitor digunakan sebagai *coupling* untuk mengisolasi tegangan DC yang ada pada transistor.



Gambar 2.37 Rangkaian DC bias dengan *voltage-feedback* [22]

Dengan analisa menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada *base-emitter loop* seperti pada Gambar 2.38, diberikan oleh,



Gambar 2.38. *Loop base-emiter* pada rangkaian DC bias dengan *voltage-feedback* [22]

dimana,

$$I'_C = I_C + I_B'$$

$$I'_C \cong I_C \text{ dan } I'_C \cong I_C = \beta I_B$$

$$I_E \cong I_C$$

Persamaan *loopnya* adalah :

$$V_{CC} = I'_C \cdot R_C + I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E \quad (2.81)$$

Sehingga parameter-parameter transistornya adalah :

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

Dengan $I_C = \beta \cdot I_B$ maka :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} \cdot \beta$$

Dengan analisa menggunakan hukum *Kirchhoff* untuk tegangan pada collector-emitter loop seperti pada Gambar 2.39.

Gambar 2.39. Loop collector-emiter pada rangkaian DC *bias* dengan *voltage-feedback* [22]

Dengan pendekatan $I_C' \cong I_C$ dan $I_E \cong I_C$, maka persamaan loopnya adalah :

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

A. Keadaan Saturasi

Didapatkan keadaan Saturasi apabila nilai $I_{C_{sat}}$ nya adalah [16] :

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

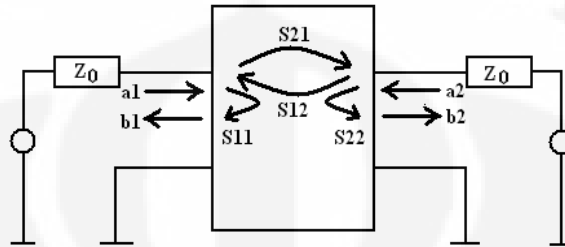
2.5 Scattering Parameter dan Kesetabilan

Scattering parameter atau disebut juga S-parameter merupakan suatu relasi atau hubungan antara tegangan gelombang datang dengan tegangan gelombang pantul dalam suatu rangkaian empat kutub (*two-port network*) yang terhubung dengan saluran transmisi yang mempunyai impedansi karakteristik Z_0 .

2.5.1 Scattering Parameter

Untuk beberapa komponen elektronik atau suatu rangkain listrik lainnya, S-parameter dapat dihitung dengan bantuan alat ukur yang menggunakan *vector*

network analyzer. S-parameter juga merupakan suatu nilai yang terdapat pada *datasheet* transistor, biasanya transistor RF, yang digunakan untuk memprediksi performansi dan berguna untuk perancangan suatu *amplifier*. Gambar 2.40 menunjukkan blok diagram s-parameter.



Gambar 2.40 Blok diagram s-parameter.

Persamaan matematis dari blok diagram Gambar 2.40 diberikan oleh.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

di mana a_n merepresentasikan normalisasi tegangan datang masuk ke rangkaian *two-port*, sedangkan b_n merupakan normalisasi tegangan pantul dari rangkaian *two-port* yang masing-masing diberikan oleh,

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.83)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.84)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.85)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.86)$$

di mana :

E_{i2} = Tegangan datang dalam volt

E_{i2} = Tegangan pantul dalam volt

Dari pers (2.1), parameter S_{11} , S_{12} , S_{21} , dan S_{22} merepresentasikan koefisien refleksi dan transmisi yang disebut *Scattering-parameter* pada rangkaian *two-port*. Bentuk matriks dari diberikan oleh,

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

Masing-masing dari nilai parameter tersebut diberikan oleh,

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \text{ saat } a_2 = 0$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \text{ saat } a_1 = 0$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \text{ saat } a_2 = 0$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \text{ saat } a_1 = 0$$

di mana :

S_{11} = Koefisien refleksi masukan

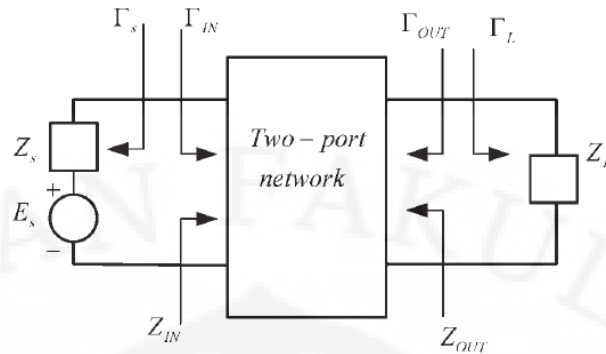
S_{22} = Koefisien refleksi keluaran

S_{12} = Gain transmisi mundur

S_{21} = Gain transmisi maju

2.5.2 Kestabilan

Gambar 2.41 memperlihatkan rangkaian *two-port* yang terhubung dengan sumber E_s yang memiliki impedansi sumber Z_s dan impedansi beban Z_L . Rangkaian *two-port* dapat dianalogikan sebuah blok yang terdiri atas s-parameter [11].

Gambar 2.41 *Two-port network* [11].

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.88)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.89)$$

Dimana $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ dimana :

$$\Gamma_S = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Apabila Z_s dan Z_L memiliki nilai real yang positif, maka akibatnya $|\Gamma_S| < 1$ dan $|\Gamma_L| < 1$. Sebuah osilasi akan terjadi apabila salah satu nilai *output* impedansi ataupun *input* impedansi bernilai negative. Hal tersebut terjadi apabila $|\Gamma_{IN}| > 1$ dan $|\Gamma_{OUT}| > 1$. Sebuah rangkaian dikatakan *potentially unstable* saat nilai $|\Gamma_{IN}| > 1$ dan $|\Gamma_{OUT}| > 1$ [11].

Sehingga langkah paling tepat adalah memilih nilai Γ_L dan Γ_S sedemikian rupa sehingga dapat membuat kondisi *potentially unstable*. Apabila salah satu $|S_{11}| > 1$ atau $|S_{22}| > 1$ maka akan menghasilkan $|\Gamma_{IN}| > 1$ atau $|\Gamma_{OUT}| > 1$. Terdapat dua kondisi dari rangkaian two-port yaitu :

a. *Unconditional Stable* [11].

Rangkaian Two-port dinyatakan tidak dalam kondisi *unconditional stable* apabila memenuhi pers :

$K > 1$ dan $|\Delta| < 1$ dengan nilai

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.90)$$

Atau memenuhi pers :

$$\mu > \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (2.91)$$

b. *Potentially unstable*

Dipenuhi saat nilai $0 < K < 1$, namun apabila $K < 0$, maka tetap *potentially unstable*. Selain itu, apabila nilai Z_S dan Z_L memiliki nilai real yang negatif, maka dapat digunakan untuk mendesain osilator. Saat $|\Gamma_{IN}| = 1$ dan $|\Gamma_{OUT}| = 1$ maka akan berbentuk lingkaran, lingkaran tersebut bernama *stability circle* seperti Gambar 2.42 dan Gambar 2.43.

Dengan nilai pada *output stability circle* yaitu [11] dan terlihat seperti Gambar 2.42:

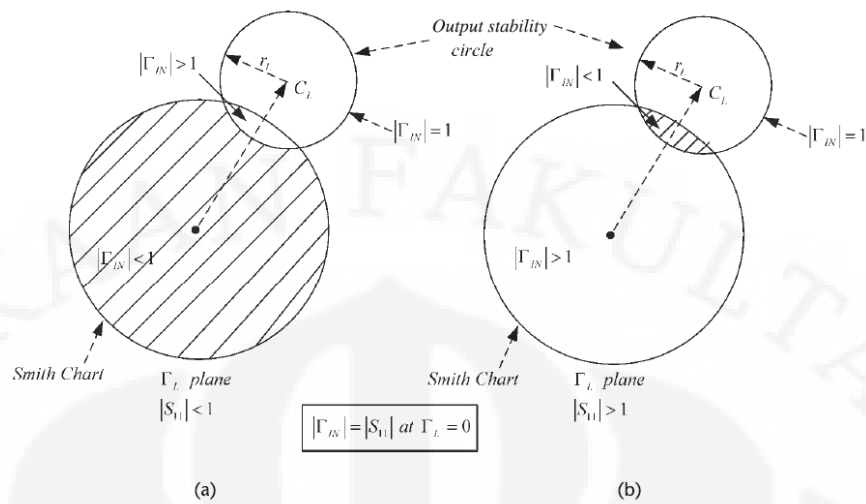
$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (jari - jari)} \quad (2.92)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \text{ (pusat)} \quad (2.93)$$

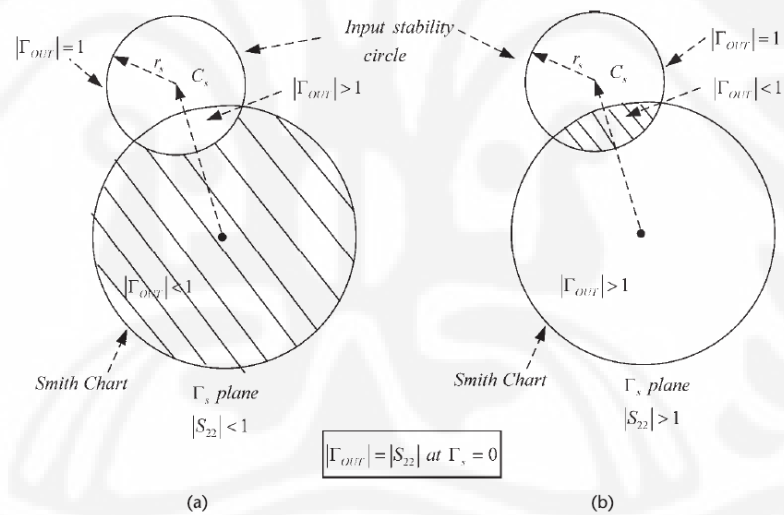
Dengan nilai *input stability circle* seperti Gambar 2.43.

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \text{ (jari - jari)} \quad (2.92)$$

$$C_L = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \text{ (pusat)} \quad (2.93)$$



Gambar 2.42 Ilustrasi Smith chart daerah *stable* dan *unstable* pada \blacksquare
(a) $|S_{11}| < 1$ dan (b) $|S_{11}| > 1$ [11].

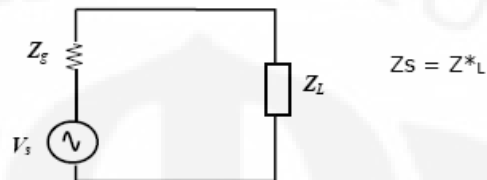


Gambar 2.43 Ilustrasi Smith chart daerah *stable* dan *unstable* pada \blacksquare
(a) $|S_{22}| < 1$ dan (b) $|S_{22}| > 1$ [11].

2.6 Impedansi Matching

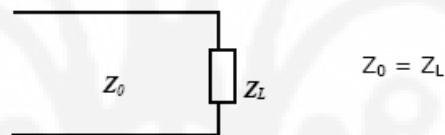
Impedansi *matching* pada saluran transmisi mempunyai pengertian yang berbeda dalam teori rangkaian. Dalam teori rangkaian, transfer daya maksimum memerlukan impedansi beban sama dengan *konjugasi* kompleks sumber, seperti yang terlihat pada Gambar 2.44 dan 2.45. *Matching* seperti ini disebut dengan

matching konjugasi. *Matching* ini dapat memaksimalkan daya yang dikirim ke beban, namun tidak meminimalkan pantulan (kecuali jika Z_S bernilai real). Sehingga nilai impedansi beban sama dengan impedansi saluran, seperti pada Gambar 2.44.



Gambar 2.44 *Conjugate matching* [23]

Sedangkan dalam saluran transmisi, *matching* memiliki pengertian memberikan beban yang sama dengan *impedansi* karakteristik saluran. Pada umumnya *matching* ini digunakan di bagian beban. *Matching* ini mampu meminimalkan pantulan namun tidak memaksimalkan daya yang dikirim, kecuali jika Z_0 bernilai real.



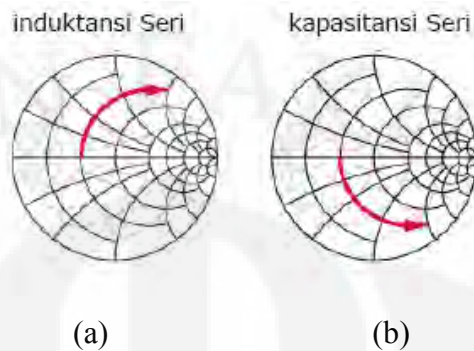
Gambar 2.45 *Load matching* [23]

Perancangan rangkaian selain penyesuaian impedansi selain menggunakan pendekatan matematis juga menggunakan pendekatan grafis dengan *Smith Chart*. Pada *Smith Chart* akan diplot titik – titik impedansi atau admitansi.

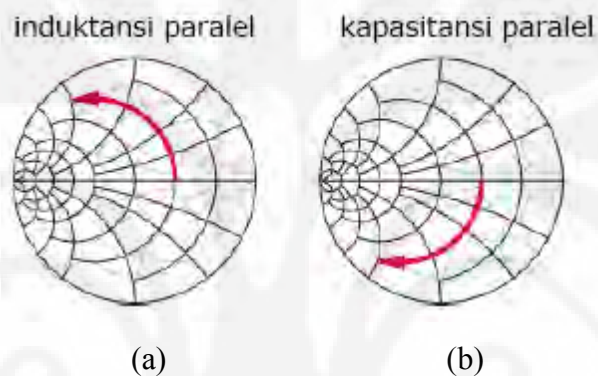
Rangkaian penyesuaian impedansi umumnya menggunakan komponen reaktif, yaitu kapasitor dan induktor untuk menghindari rugi – rugi. Perubahan dalam impedansi akibat penambahan elemen R, L, atau C pada beban akan mengakibatkan pergeseran pada *Smith Chart* :

- Gambar 2.46a memperlihatkan penempatan induktor seri : reaktansi positif, bergerak searah jarum jam dalam resistansi konstan.
- Gambar 2.46b memperlihatkan penempatan kapasitor seri : reaktansi bernilai negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam resistansi konstan
- Gambar 2.47a memperlihatkan penempatan induktor paralel : suseptansi negatif, bergerak berlawanan arah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan.

(d) Gambar 2.47b memperlihatkan penempatan kapasitor paralel : suseptansi positif, bergerak searah jarum jam dalam lingkaran konduktansi konstan.

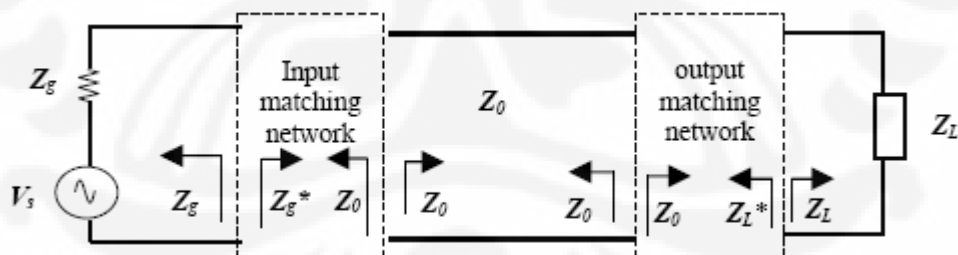


Gambar 2.46 Pergerakan Impedansi Pada Lingkaran Resistansi [23]



Gambar 2.47 Pergerakan Impedansi Pada Lingkaran Konduktansi [23]

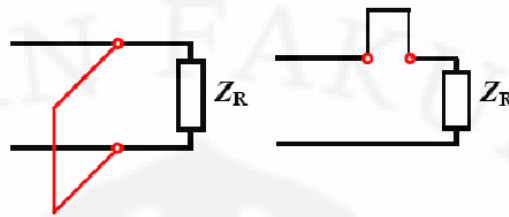
. Sistem saluran transmisi yang *matching* terlihat pada Gambar 2.48



Gambar 2.48 Sistem saluran transmisi yang “matched” [23]

Penyesuaian impedansi bisa dilakukan dengan menyisipkan suatu admitansi imajiner paralel dalam saluran transmisi. Admitansi ini bisa diperoleh dari potongan suatu saluran transmisi seperti ditunjukkan pada Gambar 2.49. Teknik penyesuaian impedansi seperti ini disebut dengan *stub matching*. Ujung dari *stub* bisa terbuka atau tertutup, tergantung dari admitansi imajiner yang

diinginkan. Dua atau tiga *stub* juga bisa disisipkan pada lokasi tertentu untuk mendapatkan hasil yang lebih baik.



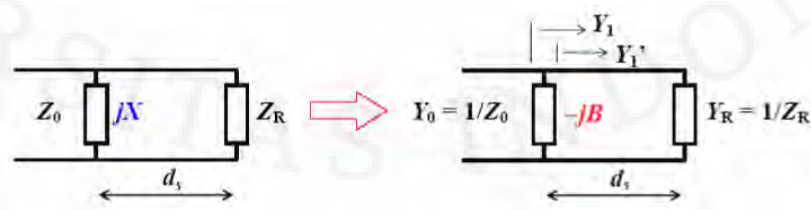
Gambar 2.49 Penyesuai impedansi dengan stub [23]

a. *Stub Matching Seri*

Jika suatu impedansi di plot dalam smith chart, kemudian digerakkan dalam lingkaran koefisien pantul konstan (radius konstan) ke arah sumber, maka pada suatu lokasi akan memotong lingkaran $r = 1$. Transformasi ini menyatakan pergerakan disepanjang saluran transmisi dari beban menuju sumber. Satu putaran penuh dalam smith chart menyatakan pergerakan sejauh $\frac{1}{2} \lambda$. Pada perpotongan tersebut, impedansi ternormalisasi $r + jx$ berubah menjadi $1 + jx'$. Setidaknya, dalam putaran tersebut, bagian real dari impedansi sama dengan impedansi karakteristik Z_0 (perhatikan perbedaan jx dengan jx'). Jika di titik ini saluran dipotong dan disisipkan suatu reaktansi murni $-jx'$, maka impedansi total dilihat pada perpotongan ini (dari arah sumber) adalah penjumlahan $1 + jx' - jx' = 1$. Dengan demikian saluran transmisi menjadi matched (sesuai) [23].

b. *Stub Matching Paralel*

Matching juga bisa dilakukan dengan suatu elemen paralel (*shunt*) seperti ditunjukkan Gambar 2.50. Karena melibatkan rangkaian paralel, adalah lebih mudah kalau perhitungan dilakukan dalam admitansi.



Gambar 2.50 *Stub Matching Paralel* [23]

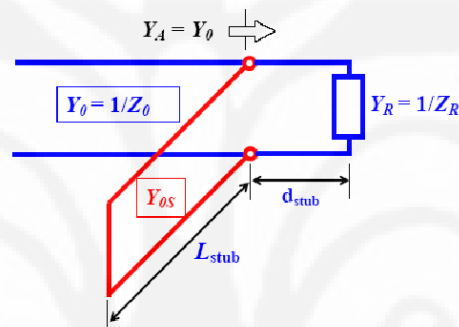
Elemen disisipkan pada jarak d_s dimana bagian real dari admitansi sama dengan admitansi karakteristik Y_o .

$$Y' = Y_o + j\beta$$

Matching diperoleh menggunakan elemen susceptansi $-j\beta$, sehingga nilai admitansinya menjadi :

$$Y_l = Y_o - j\beta = Y_o$$

Elemen paralel bisa digantikan dengan suatu potongan saluran transmisi (stub) dengan panjang tertentu seperti ditunjukkan Gambar 2.51. Untuk memperoleh susceptansi murni, elemen stub bisa berupa saluran transmisi dengan *open circuit* atau *short circuit*.



Gambar 2.51 Lokasi *stub* dihitung dari beban (d_s), panjang *stub* (l_s) [23].

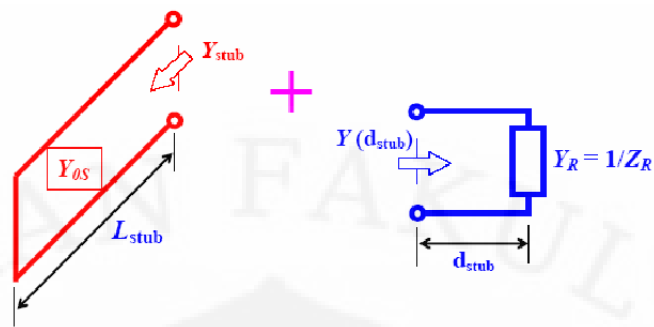
Dalam disain penyesuai impedansi dengan *stub parallel*, perlu dicari dua hal yaitu lokasi *stub* dihitung dari beban (d_s), panjang *stub* (l_s) seperti ditunjukkan Gambar 2.52.

$$Y_A = Y_{stub} + Y_d = Y_o + \frac{1}{Z_o}$$

Dimana :

Y_{stub} adalah admitansi *input* *stub*.

Y_d adalah admitansi saluran pada lokasi *stub* sebelum *stub* dipasang.



Gambar 2.52 Seri dan Paralel *Stub Matching*. [23]

Admitansi pada persimpangannya adalah :

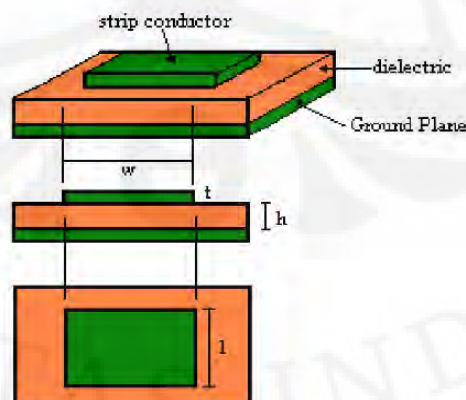
$$Y_A = Y_{stub} + Y_d = Y_o$$

2.7 Mikrostrip

Mikrostrip adalah suatu saluran transmisi yang terdiri dari *strip* konduktor dan *ground plane* yang antara keduanya dipisahkan oleh dielektrik. Mikrostrip pada umumnya digunakan untuk membuat rangkaian yang bekerja pada frekuensi RF karena lebih mudah dalam pabrikasinya dan *losses* yang ditimbulkan relatif lebih kecil jika dibandingkan dari rangkaian lumped [4].

2.7.1 Mikrostrip line

Bentuk geometri mikrostrip tampak seperti Gambar dibawah ini.



Gambar 2.53 Bentuk geometri dari mikrostrip

Hubungan antara lebar dan tebal (W/h) dengan nilai Z_0 dan dielektrik konstantanya ϵ_r dapat diperoleh melalui pers (2.94) di bawah ini [4]:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{untuk } (W/h < 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases} \quad (2.94)$$

dimana :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.95)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.96)$$

Sedangkan untuk mengetahui nilai Z_0 apabila diketahui perbandingan lebar dan tebal (W/h) dapat diperoleh melalui pers sebagai berikut [4].

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{untuk } (W/h \leq 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]} & \text{untuk } (W/h \geq 1) \end{cases} \quad (2.97)$$

dimana :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.98)$$

Sementara itu, untuk mengetahui panjang mikrostrip (L) apabila telah diketahui nilai (W/h) dan panjang elektrik (l), maka panjang mikrostrip memenuhi pers [4]:

$$L = \frac{(\beta l) \left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} \quad (2.99)$$

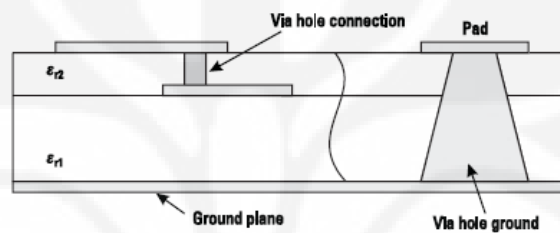
dimana :

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.100)$$

Nilai maksimum *error* pada pers diatas kurang dari 1%. Sehingga sangat bermanfaat untuk proses pabrikasi [4].

2.7.2 Cylindrical Via Hole

Pada rangkaian RF dan microwave kebutuhan akan ground yang *low-loss* dan *low inductance* sangatlah penting [24]. Ada dua macam fungsi *via hole* seperti pada Gambar 2.54. Fungsi pertama digunakan untuk menghubungkan layer atas dengan layer bawah pada teknologi multilayer dan fungsi kedua digunakan untuk mendapatkan *short circuit* atau menghubungkan ke *ground* (*via hole ground*).



Gambar 2.54 Fungsi VIA hole [24]

Berdasarkan Gambar 2.54 terdapat hubungan antara diameter dengan panjang yang dapat dinyatakan secara matematis berikut [19] :

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[2h \cdot \ln \left(\frac{2h + \sqrt{r^2 + (2h)^2}}{r} \right) + \left(r - \sqrt{r^2 + (2h)^2} \right) \right] (pH) \quad (2.101)$$

Dimana r dan h merupakan radius dan tinggi dari via hole.

Selain pengaruh induktansi, *Via* juga mempunyai pengaruh resistansi yang merupakan perbandingan antara ketebalan metal dengan kedalaman dari substrat.

Berikut pers dari resistansinya [24] :

$$R_{via} = R \sqrt{1 + \frac{f}{f_\delta}} \quad (2.102)$$

dimana :

$$f_\delta = \frac{1}{\pi \mu_0 \sigma t^2}$$

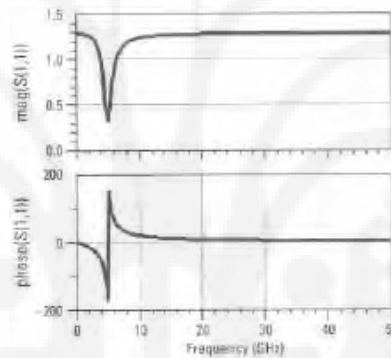
Dengan f merupakan frekuensi kerja, μ_0 free-space permeability, σ konduktivitas dari metal, dan t merupakan ketebalan.

2.8 Performansi Osilator

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

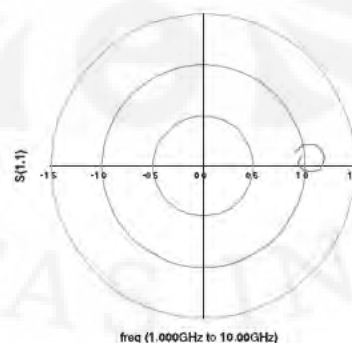
2.8.1 Nyquist Test

Hampir semua rangkaian *microwave* dapat berpotensi untuk beresilasi apabila ditest menggunakan *loop-gain test* seperti Gambar 2.55. Namun, tes ini tidak cukup untuk menentukan apakah rangkaian osilator akan beresilasi tersebut akan beresilasi secara stabil [25].



Gambar 2.55 *Gain loop test* [25]

Untuk memeriksa kestabilan dari sebuah osilator, maka diperlukan nyquist test. Nyquist test merupakan plot $S(1,1)$ ada grafik polar seperti ditunjukkan pada Gambar 2.56.



Gambar 2.56 *Nyquist test* [11]

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].

2.8.2 Phase Noise

Sebuah osilator yang ideal akan menghasilkan tegangan output yang sesuai pers :

$$v_o(t) = A \cos(\omega_o t) \quad (2.103)$$

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 :

$$v_o(t) = A(t) \cos[\omega_o t + \varphi(t)] \quad (2.104)$$

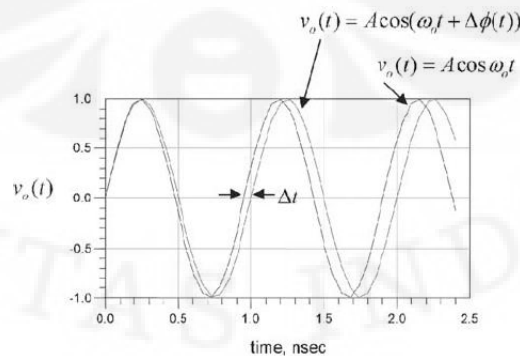
dimana $A(t)$ mencerminkan fluktuasi amplitudo atau lebih dikenal dengan *AM noise*, dan $\varphi(t)$ merepresentasikan variasi dari *phase* atau lebih dikenal dengan *phase noise*. Frekuensi sesaat ditunjukkan oleh pers (2.106) [11].

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} [\omega_o t + \varphi(t)] = \omega_o + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.105)$$

atau memenuhi :

$$f(t) = f_o + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.106)$$

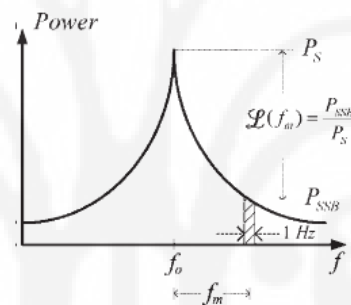
Dari pers (2.106) terlihat bahwa akan terjadi perubahan frekuensi apabila terjadi variasi dari fasenya. Sehingga keduanya berhubungan, dan dapat digunakan untuk menjelaskan *phase noise* seperti Gambar 2.57 [11]



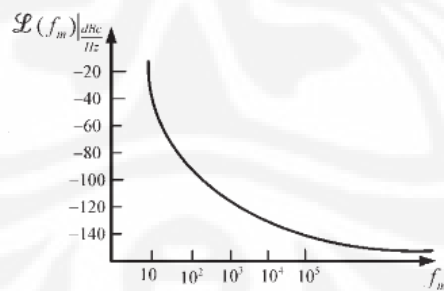
Gambar 2.57 Keluaran osilator yang ideal dan yang tidak ideal[11].

Pada osilator, *phase noise* merupakan tantangan tersendiri karena dapat merubah frekuensi osilasi. Hal ini berbeda dengan *amplitude noise*, karena amplitud 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 [11].

Fluktuasi fase lebih mudah dilihat dalam frekuensi domain. Sebagai contoh dari spektrum osilator dapat dilihat seperti Gambar 2.58. *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_0 yang memiliki power P_S . Hasilnya terlihat seperti Gambar 2.59.



Gambar 2.58 Spektrum dari osilator dengan random *phase noise* [11].



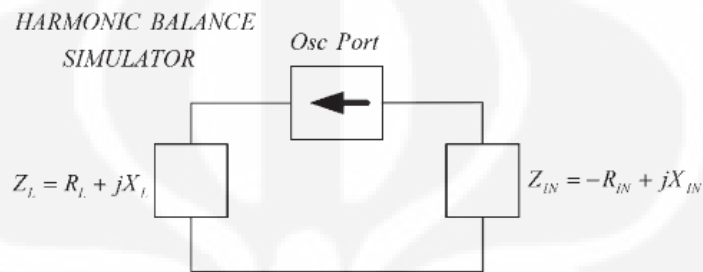
Gambar 2.59 Nilai *phase noise* [11].

Besar *phase noise* dapat dihitung melalui pers (2.107) yang memiliki satuan *decibel* yang relative terhadap *power carrier* (dBc/Hz).

$$\mathcal{L}(f_m) = 10 \log \left[\frac{P_{SSB}}{P_S} \right] \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} \quad (2.107)$$

2.8.3 Oscillator Port

Untuk mencari performansi dari osilator diantaranya power *fundamental*, power *harmonic*, maupun *phase noise*. Maka digunakan *osc-port* yang ada pada *harmonic-balance ADS simulation* yang dapat melakukan perhitungan pada *large-signal* yang sudah dalam kondisi *steady-state*. Seperti terlihat pada Gambar 2.60.



Gambar 2.60 *Harmonic-balance ADS simulation* [11].

2.9 Analisa Statistik Hasil Perancangan

Untuk mendapatkan kinerja yang baik dengan semua variasi toleransi rangkaian, maka diperlukan sebuah simulasi yang melibatkan ketidakakuratan. Jenis simulasi ini sering disebut sebagai *Yield Analysis*. Sehingga *behavior* dari rangkaian tersebut dapat diketahui, apabila akan dilakukan proses pabrikasi [8]. *Yield Analysis* adalah proses yang memvariasikan nilai/parameter dari komponen rangkaian dengan menggunakan probabilitas tertentu, sehingga diperoleh beragam variasi ukuran yang selanjutnya disimulasikan untuk mendapatkan *behavior* hasil dari rangkaian tersebut.

2.9.1 Level kepercayaan dan Monte-Carlo Sample

Metode *Monte-Carlo Yield-Analysis* telah banyak digunakan dan dapat diterima sebagai alat untuk memperkirakan hasil. Metode ini hanya terdiri dari melakukan serangkaian percobaan acak. Setiap hasil uji coba dari hasil variabel acak akan menghasilkan suatu nilai untuk dibandingkan dengan nilai yang lain [17]. Dasar dari simulasi Monte Carlo adalah percobaan berbagai elemen kemungkinan dengan menggunakan sampel random [26].

Keunggulan metode Monte-Carlo adalah memiliki akurasi yang tinggi dengan tidak tergantung pada jumlah variabel statistik. Sementara itu, kelemahan metode ini adalah banyaknya (*sample/trials*) simulasi diperlukan untuk setiap percobaan agar memiliki level kepercayaan yang tinggi dengan perkiraan hasil yang akurat dari [8].

Untuk menghitung jumlah percobaan/*sample/iterasi* yang diperlukan pada *Monte-Carlo Yield-Analysis* maka dapat digunakan pers (2.108) [8].

$$N = \left(\frac{C_\sigma}{E}\right)^2 Y(1 - Y) \quad (2.108)$$

Dimana

$E = |Y - \tilde{Y}|$ adalah persen error yang terjadi karena perbedaan hasil estimasi dengan hasil yang terjadi.

C_σ adalah level kepercayaan yang berdasarkan tabel standar deviasi. $C_\sigma=1,2,3\dots n$.

Level kepercayaan adalah daerah di bawah kurva normal (Gaussian) dengan beberapa nilai standar deviasi tertentu. Tabel standar deviasi yang sering digunakan terlihat seperti tabel 2.1[8].

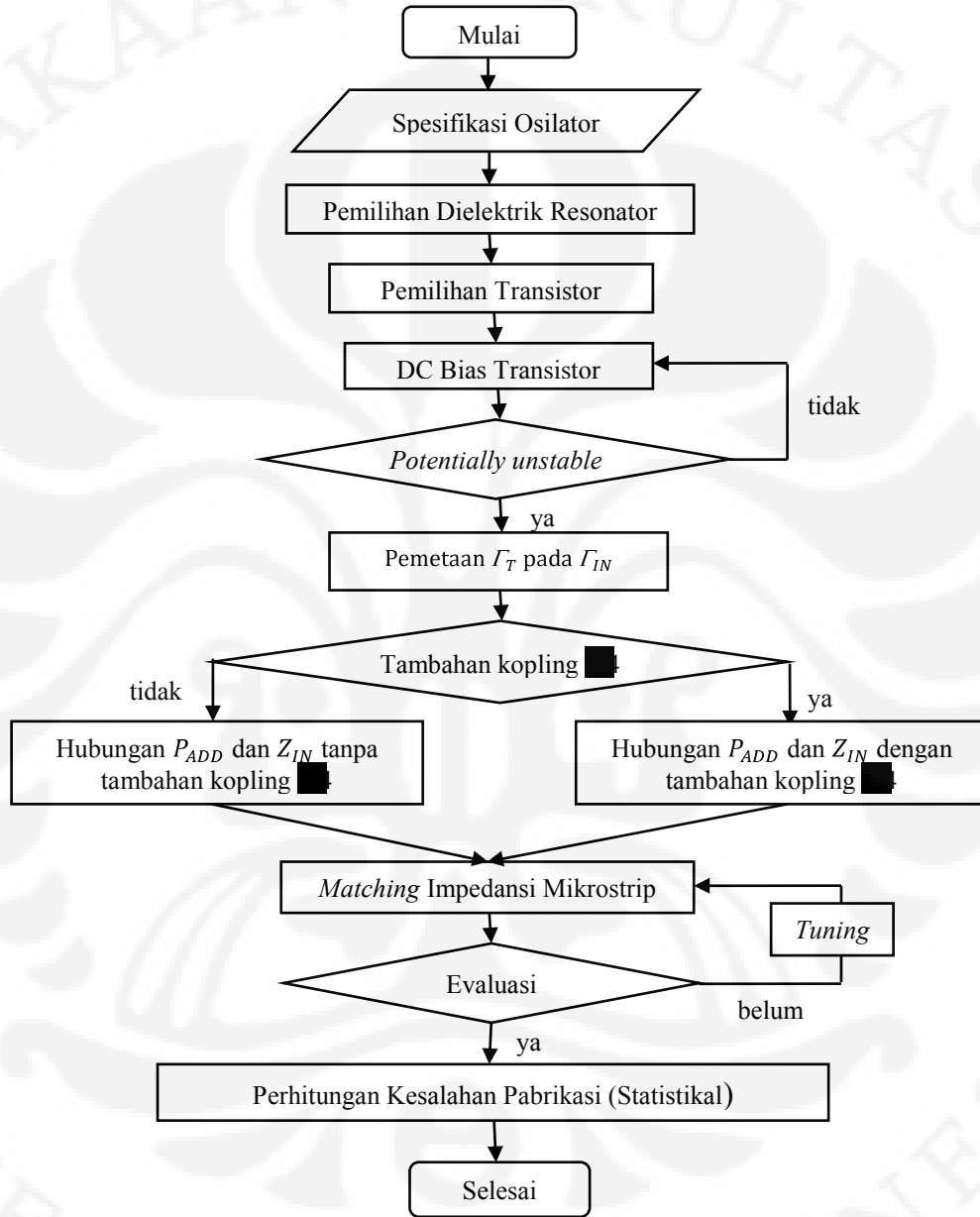
Tabel 2.1 Standar Deviasi dan Level Kepercayaan [8]

Standard Deviations	Confidence Level
1	68.3%
2	95.4%
3	99.7%

BAB 3 PERANCANGAN RANGKAIAN DRO

3.1 Alur Perancangan DRO

Alur perancangan DRO adalah sebagai berikut :

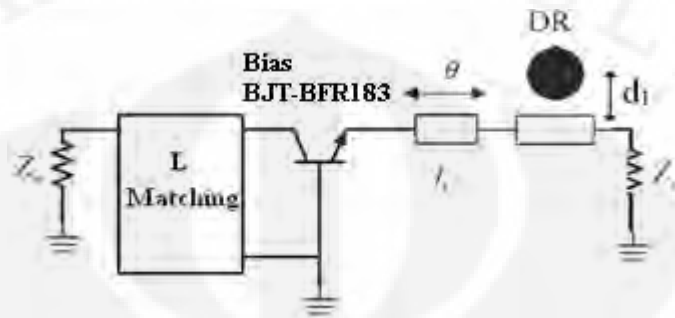


Gambar 3.1 Alur perancangan DRO

Perancangan DRO yang dilakukan untuk penelitian ini akan dijelaskan pada sub bab berikut.

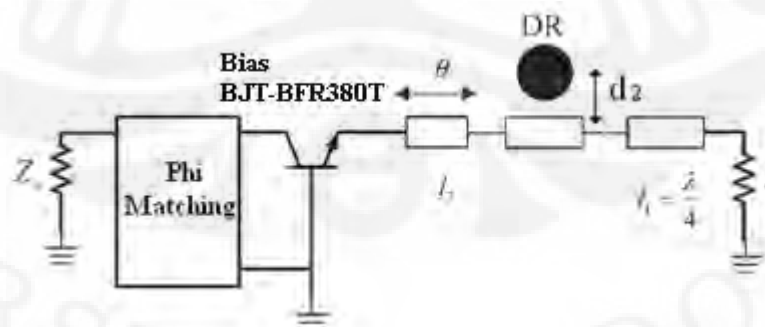
3.2 Blok Diagram DRO

Rangkaian DRO terdiri dari 3 bagian utama diantaranya, rangkaian DC bias dengan transistor sebagai penguat, rangkaian resonator dan rangkaian *matching*. Blok diagram DRO dapat dilihat pada Gambar 3.1.



Gambar 3.2 Blok diagram DRO [7]

Perancangan DRO yang diusulkan memiliki perbedaan dengan [7] dimana adanya tambahan kopling sebesar $\frac{1}{4}$, untuk membuat daerah tangkapan radiasi semakin luas yang menjadikan penurunan *losses* radiasi. Selain itu, penggunaan nilai kopling koefisien yang semakin besar dapat meningkatkan power *fundamental* [11]. Untuk menurunkan power *harmoniknya* digunakan *double-stub* pada rangkaian *matchingnya* [12]. Sementara untuk mendapatkan nilai *phase noise* yang rendah digunakan *BJT-BFR380T low phase noise* dengan bias sebesar $V_{cc} = 5V$, $V_{ce} = 3V$ dan $I_c = 40mA$ [13]. Dalam penelitian ini digunakan blok diagram DRO yang dapat dilihat pada Gambar 3.3



Gambar 3.3 Blok diagram DRO yang diusulkan

Pada penelitian ini, untuk mencari dimensi resonatornya digunakan perangkat lunak *dielectric resonator calculator*, sedangkan untuk mensimulasikan

seluruh rangkaian DRO digunakan perangkat lunak *Advanced Design System* (ADS).

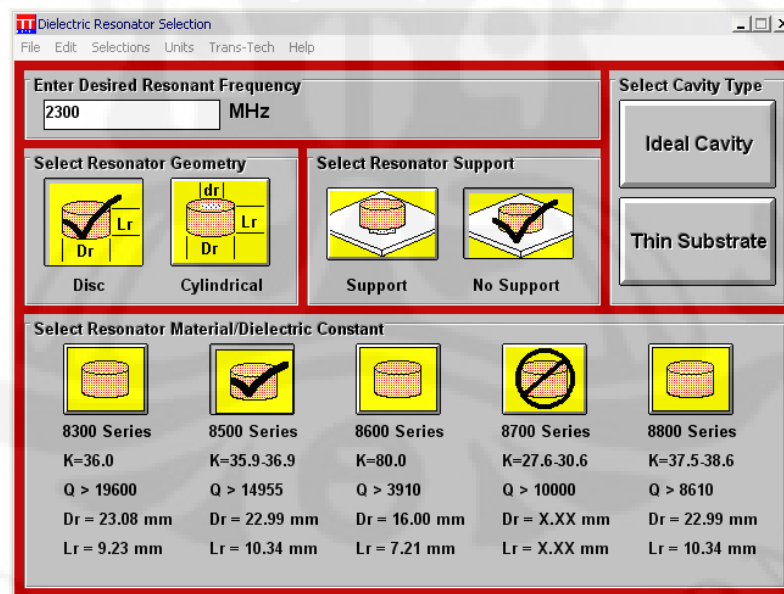
3.3 Spesifikasi DRO

Rancangan DRO yang diusulkan memiliki spesifikasi kerja sebagai berikut:

1. Frekuensi kerja 2.3 GHz [2].
2. *Phase noise* maksimal -60 dBc/Hz pada 10 kHz.[15]
3. Power pada fundamental minimal 10 dBm. [14]
4. Power pada harmonik maksimal -11 dBm. [14]
5. Q faktor > 5000 [14]

3.4 Pemilihan Dielektrik Resonator

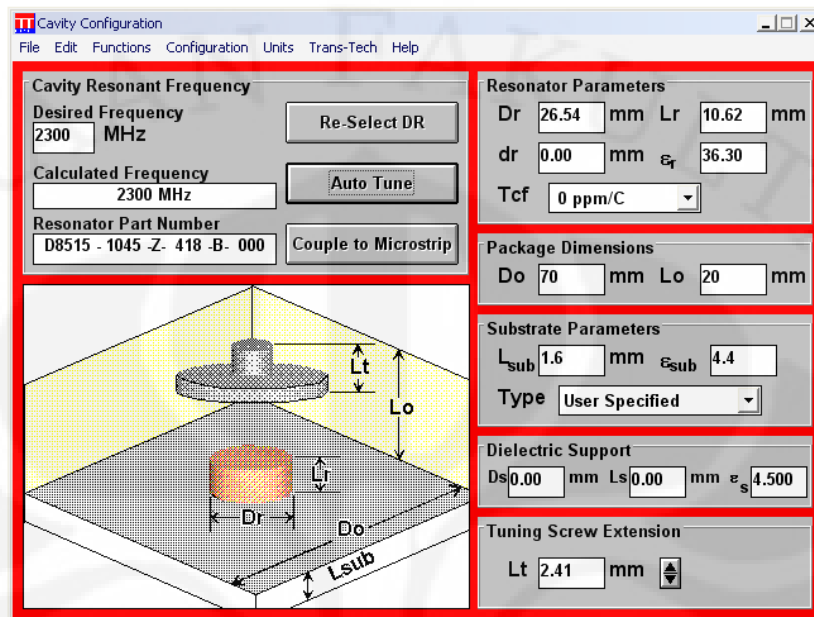
Dielektrik resonator yang digunakan adalah tipe 8500 *Trans-Tech Series Temperature Stable* [27]. Dimensi dari resonator tersebut dihitung menggunakan *dielectric resonator oscillator calculator* yang dikeluarkan oleh *Trans-tech*. Model yang digunakan untuk perancangan ini *series feedback resonator* karena lebih mudah diaplikasikan [11].



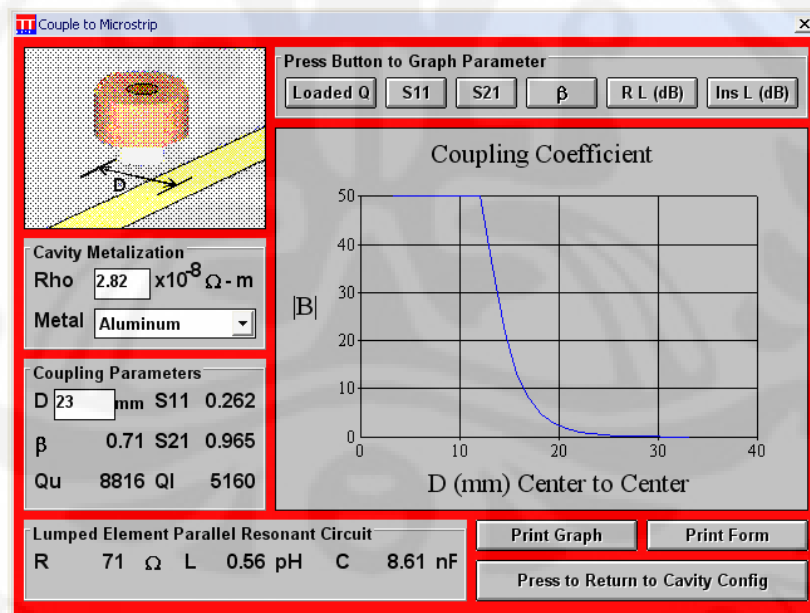
Gambar 3.4 Menentukan frekuensi kerja *dielectric resonator*

Pada Gambar 3.4 menjelaskan pemilihan jenis dielektrik resonator, resonator yang dipilih bertipe 8500 Series berbentuk cakram padat. Pemilihan tipe tersebut karena memiliki Q yang lebih besar dibandingkan tipe 8600, 8700 atau

8.800. Sementara itu untuk tipe 8300 walaupun memiliki nilai Q yang lebih besar, tetapi penggunaannya khusus untuk BTS [27].

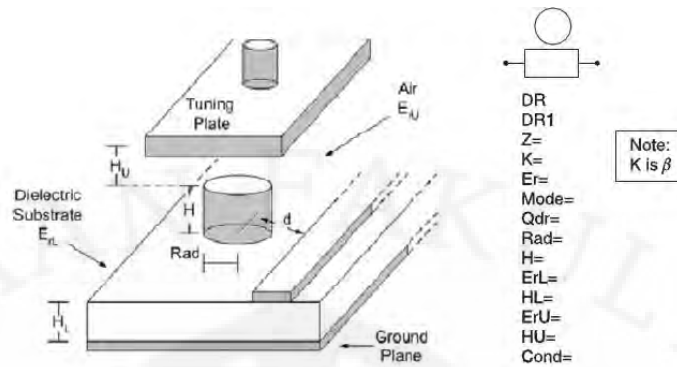


Gambar 3.5 Menentukan dimensi *dielectric resonator*



Gambar 3.6 Rangkaian ekivalent *dielectric resonator*

Parameter resonator telah diperoleh pada Gambar 3.5, dengan rangkaian ekivalen seperti Gambar 3.6. Selanjutnya dimenjadi ukuran resonator pada perangkat lunak *ADS* seperti Gambar 3.7.

Gambar 3.7 Modeling *dielectric resonator* di ADS

Gambar 3.7 memperlihatkan pemodelan dimensi dari dielektrik resonator pada ADS.

3.5 Pemilihan Transistor

Untuk aplikasi osilator pada frekuensi microwave, pada umumnya digunakan transistor tipe *silicon bipolar* (BJT) atau *GaAs field effect transistor* (FET). Untuk desain osilator, penggunaan BJT menjadi keunggulan tersendiri, karena BJT memiliki *phase noise* yang lebih rendah dibandingkan dengan transistor jenis yang lain seperti pada Tabel 3.1, walaupun BJT hanya dapat bekerja optimal dibawah 6 GHz [3][9][10], untuk aplikasi pada frekuensi diatas 6 GHz sebaiknya digunakan GaAs transistor [10].

Tabel 3.1 Perbandingan *Typical Kinerja Transistor Pada Frekuensi Kerja 4 Ghz* [9]

Device	F max	Power Fundamental	Power Harmonik	Phase Noise @ 10 KHz
FET (GaAs)	40 GHz	16 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 frekuensi 2,3 GHz.

Pada [7], transistor yang digunakan yaitu transistor BJT BFR-183 *low noise* dan *high gain broadband amplifier* seperti pada Gambar 3.8. Memiliki DC bias sebesar $V_{CC} = 20 V$, $V_{CE} = 8,2 V$ dan $I_C = 15 mA$ [7].

Sementara itu, untuk perancangan yang diusulkan memakai transistor tipe BJT-BFR380T, *Low voltage operation* dan *ideal for low phase noise* seperti Gambar 3.9. DC bias yang digunakan $V_{CC} = 5 V$, $V_{CE} = 3 V$ dan $I_C = 40 mA$ [13]. Penggunaan transistor BJT-BFR380T diharapkan membuat rancangan DRO dapat bekerja stabil dengan *phase noise* yang rendah.

3.6 Perancangan DRO Tanpa Tambahan *Coupling*

Desain DRO tanpa tambahan *coupling* menggunakan BJT-BFR183 dengan bias $V_{CC} = 20 V$, $V_{CE} = 8,2 V$ dan $I_C = 15 mA$ [7], topologi yang digunakan *common-base* dengan tidak memerlukan *feedback*[3] [7].

3.6.1 DC Bias Transistor

Seperti telah dijelaskan pada sub-bab 2.3, perancangan bias transistor ini menggunakan voltage-divider bias transistor berdasarkan Gambar 2.34 dan pers (2.76) – (2.81). DC bias tersebut memiliki spesifikasi sebesar $V_{CC} = 20 V$, $V_{CE} = 8.2 V$ dan $I_C = 15 mA$ [7], maka didapat :

$$V_E = \frac{1}{10} V_{CC} = \frac{1}{10} (20 V) = 2 V$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0.7 V + 2 V = 2.7 V$$

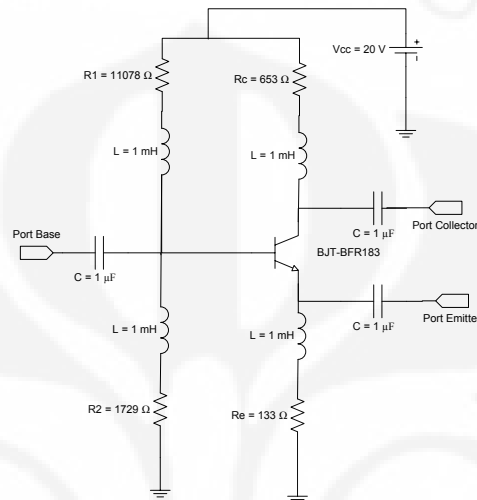
$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} = \frac{2 V}{15 mA} = 133 \Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{20 V - 8.2 V - 2 V}{15 mA} = 653 \Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{10} \beta R_E = \frac{1}{10} (130)(133 \Omega) = 1729 \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2 - V_B R_2}{V_B} = \frac{(20V)(1729\Omega) - (2.7V)(1729\Omega)}{2.7V} = 11078 \Omega$$

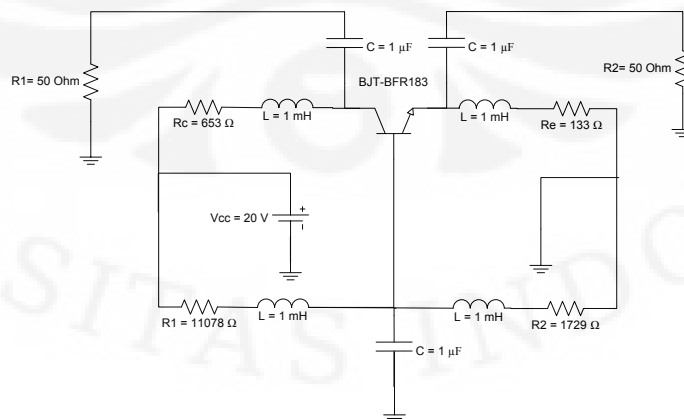
Kapasitor *blocking* pada perancangan rangkaian bias transistor bernilai 1 μF untuk memblok DC, sedangkan induktansi dari RFC sebesar 1 mH untuk memblok RF [11]. Rangkaian lengkap DC bias dapat dilihat pada Gambar 3.8.



Gambar 3.8 DC Bias Transistor BJT-BFR183

3.6.2 Kestabilan Transistor

Setelah membuat DC bias transistor, maka kestabilan transistor haruslah diperhatikan. Untuk aplikasi osilator, kondisi yang dipilih yaitu *common-base* seperti pada Gambar 3.9. Dimana nilai *stability factor* (K) < 1 , atau *potentially unstable* [11]. Selain itu, dengan *topologi common-base* dapat meningkatkan nilai S_{11} dan S_{22} menjadi lebih besar dari satu [11].



Gambar 3.9 Simulasi *s-parameter* bias BJT-BFR183

Disarankan untuk mendapatkan nilai $S_{11} > 1.2$ dan $S_{22} > 1.2$ untuk lebih memastikan kondisi transistor dapat beresilasi [6]. Tabel 3.2 Menunjukkan nilai kesetabilan transistor pada frekuensi 2.3 GHz.

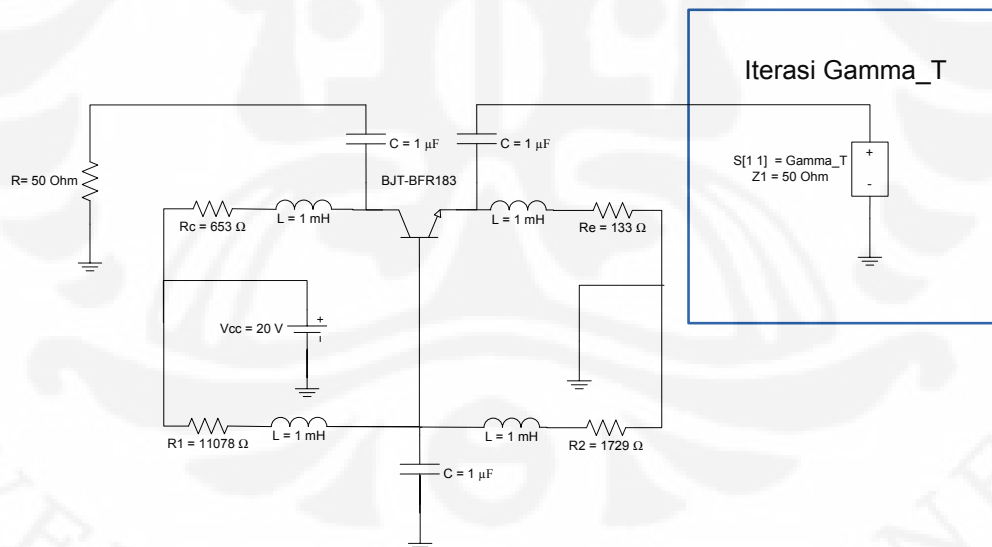
Tabel 3.2 Nilai *s-Parameter* dan *Stability Factor* Pada Frekuensi 2,3 GHz

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact
2.300 GHz	1.319 / -45.349	2.075 / -79.349	0.347 / 127.568	1.471 / 111.417	-0.890

Dari Tabel 3.2. terlihat bahwa nilai dengan *stability factor* (K) = -0.898 dengan $S_{11} = 1.319 \angle -45.349$ dan $S_{22} = 1.471 \angle 111.417$, sehingga persyaratan untuk dapat beresilasi terpenuhi [6].

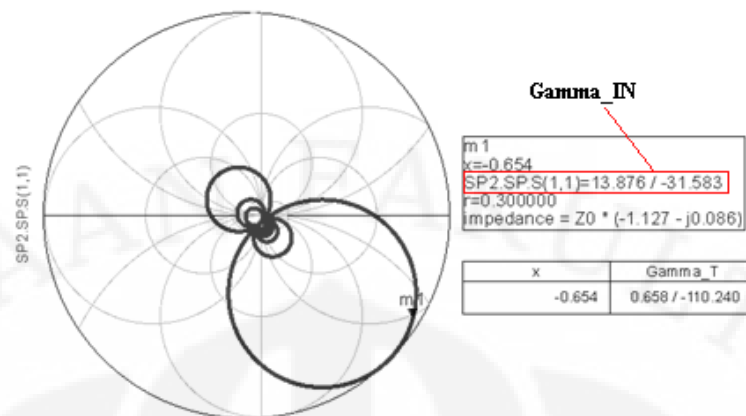
3.6.3 Pemetaan Γ_T pada Γ_{IN}

Petakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} dengan cara meng-iterasi nilai Γ_T sehingga diperoleh variasi Γ_{IN} . Terminasi port berada antara emiter dan ground seperti pada Gambar 3.10.



Gambar 3.10 Simulasi untuk memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} .

Setelah memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} , lalu plot hasilnya dalam *smith chart* sehingga didapatkan nilai Γ_T dan nilai Γ_{IN} -nya.

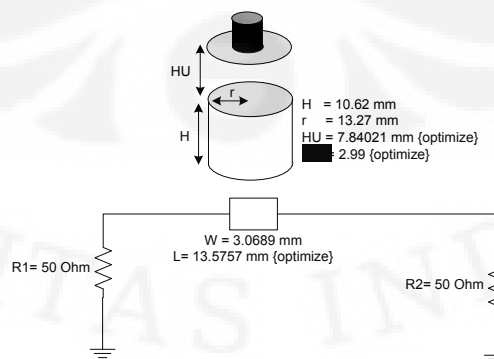


Gambar 3.11 Hasil pemetaan nilai Γ_T pada Γ_{IN}

Sesuai dengan alur perancangan DRO, nilai Γ_T yang dipilih harus menjadikan resistansi negatif. Seperti yang terlihat pada Gambar 3.11, akan dihasilkan resistansi negatif dengan nilai $\Gamma_{IN} = 13.876 \angle -31.359$ dan nilai $\Gamma_T = 0.658 \angle -110.240$. Pada Gambar 3.11 juga terlihat nilai $Z_{IN} = Z_o(-1.127 - 0.086j)$. Untuk mencari dimensi dari dielektrik resonator yang akan ditempatkan pada rangkaian terminasi, dielektrik resonator tersebut diatur sedemikian rupa sehingga nilai $S_{11} = \Gamma_T$.

3.6.4 Optimasi Dielektrik Resonator

Gambar 3.12 menunjukkan optimasi *dielektrik resonator* ketika $S_{11} = \Gamma_T$, dimana digunakan optimasi nilai kopling koefisien (Γ) dan HU untuk memperoleh nilai magnitude dari Γ_T . Sementara nilai sudut Γ_T (atau sudut S_{11}) dapat dioptimasi dari panjang kopling (L) atau apabila sudah menjadi sebuah mikrosrip maka yang dioptimasi panjang mikrostrip (L).



Gambar 3.12 Optimasi *dielektrik resonator* di ADS

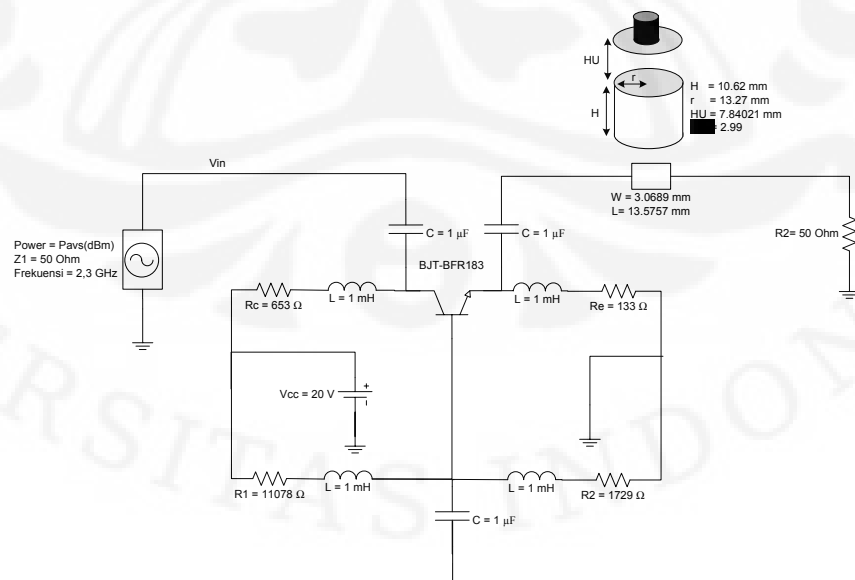
Tabel 3.3 Hasil Optimasi Resonator Tanpa Tambahan

freq	S(1,1)
2.300 GHz	0.658 / -110.242

Tabel 3.3 menunjukan hasil optimasi rangkaian resonator. Hasil yang optimum diperoleh saat nilai $K = 2.99$, $HU = 7.8021$ mm, $W = 3.0689$ mm, dan $L = 13.5757$ mm. Dimana nilai S_{11} resonator memiliki nilai yang sama dengan Γ_T pada perancangan. Sehingga resonator tersebut dapat digunakan.

3.6.5 Hubungan Power, Z_{in} , dan Z_{load}

Pada analisa *small signal*, maka cukup mengambil nilai $Z_{IN} = Z_o(-1,127 - 0,086j) = -56,35 - 4,3j$ dengan nilai Z_L sesuai dengan pers (2.38). Akan tetapi analisa *small signal* tidak dapat digunakan untuk mencari karakteristik dan performansi dari osilator. Disebabkan antara lain akan terjadi pergeseran frekuensi osilasi dari desain awal [11]. Ini terjadi karena power yang selalu bertambah sampai nilai resistansi negatifnya sama dengan nilai bebannya selain itu X_{IN} merupakan fungsi powernya. Akibatnya power dari osilator maupun harmoniknya sulit dihitung[11]. Untuk mencari performansi osilator, maka harus digunakan analisa *large signal* yaitu dengan menentukan nilai Z_{IN} -nya berdasarkan ketersediaan power seperti Gambar 3.13.

Gambar 3.13 Nilai Z_{IN} berdasarkan ketersediaan power

Tabel 3.4 $P_{available}$, Γ_{IN} , dan Z_{IN}

P_{avs}	Z_{in}	Γ_{IN}	P_{add_dbm}
3.000	-102.178 - j34.922	2.487 / -20.869	10.147

Hasil simulasi hubungan power dan nilai Z_{in} terlihat seperti Tabel 3.4. Untuk menjamin ketersediaan ketersediaan power diambil nilai P_{avs} sebesar 3 dBm [11]. Untuk memastikan osilator bekerja stabil maka tetap harus dilakukan *Nyquist test*. Pada analisa *large signal* nilai Z_L dapat dihitung dengan pers (2.43) dengan Z_{IN} diberikan pada Tabel 3.4 maka nilai Z_L sebesar :

$$Z_L = -Z_{IN} = -(-102.178 - 34.922j) = 102.178 + 34.922j$$

3.6.6 Matching Impedance

Nilai Z_L yang akan dimatching sebesar $Z_L = 102.178 + 34.922j$, hasilnya tampak seperti tabel 3.5.

Tabel 3.5 Hasil *L-Matching*

Nama Komponen Matching	Matching
	Panjang TL (mm)
TL-2	67.073
TL-3 (<i>Short Circuit</i>)	48.467

Tabel 3.5 menunjukan nilai transmission line dari rangkaian *matching*. Apabila akan dijadikan sebuah mikrostrip maka dapat dilakukan perhitungan manual. Nilai perbandingan lebar dan tebal mikrostrip $Z_0 = 50$ dari *transmission line* dapat menggunakan pers (2.94) s.d (2.96) diperoleh:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)}$$

$$= \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.4}\right)} = 1.52986$$

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{8e^{1.5298}}{e^{2(1.5298)} - 2} = 1.912 \quad \text{dengan kata lain; } \frac{W}{d} < 2$$

Jadi nilai W (TL3) = $(1.912)(1.6 \text{ mm}) = 3.059 \text{ mm}$.

Maka *transmission-line* dengan $Z_o = 50 \Omega$ itu diubah menjadi mikrostrip dengan menggunakan pers (2.98), (2.99), dan (2.100). Maka diperoleh :

$$\begin{aligned}\epsilon_e &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12(d/W)}} \\ &= \frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12(1/1.912)}} = 3.33\end{aligned}$$

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} = \frac{(2)(3.14)(2.3 \times 10^9)}{3 \times 10^8} = 48.147 \text{ m}^{-1}$$

Panjang mikrostrip untuk setiap panjang transmission line mengikuti persamaan :

$$L = \frac{(\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} \theta^\circ \text{ m}^{-1} = \frac{(\pi/180^\circ)}{\sqrt{3.33}(48.147)} \theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4}) \theta^\circ \text{ m}$$

Maka panjang TL-2 sebesar :

$$L(\text{TL2}) = (1.9855)(10^{-4})\theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4})67.073^\circ \text{ m} = 13.31 \text{ mm}$$

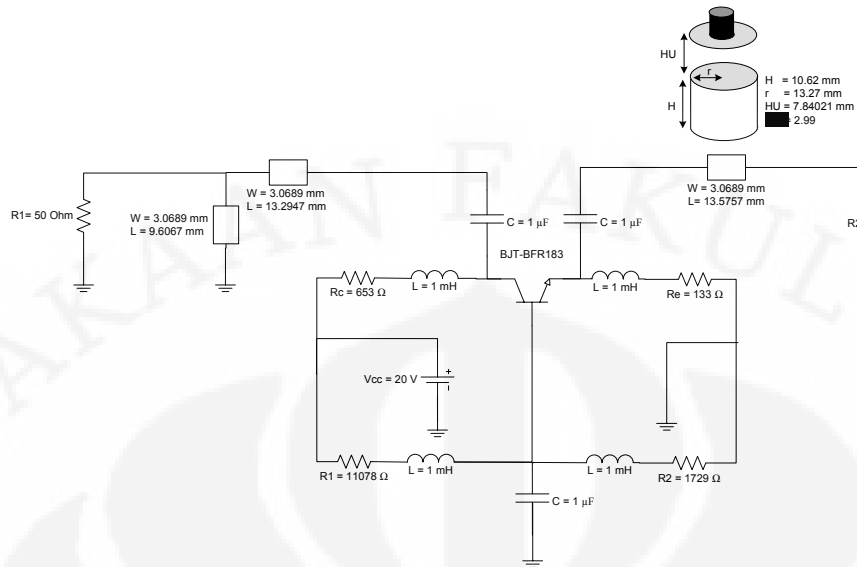
Sedangkan panjang TL-3 *short circuit* sebesar :

$$L(\text{TL3}) = (1.9855)(10^{-4})\theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4})48.467^\circ \text{ m} = 9.623 \text{ mm}.$$

Tabel 3.6 Perbandingan Hasil *Matching* Perhitungan dan Simulasi

Nama Komponen	Panjang TL	Perhitungan		Simulasi	
		W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)
TL-2	67.073	3.059	13.31	3.0689	13.2947
TL-3 (<i>Short Circuit</i>)	48.467	3.059	9.623	3.0689	9.6067

Dari Tabel 3.6 terlihat bahwa tidak terlalu terjadi perbedaan yang signifikan antara nilai dari perhitungan dan simulasi. Gambar 3.16 menunjukan rangkaian DRO dengan *L-Matching* mikrostrip yang merupakan hasil simulasi.

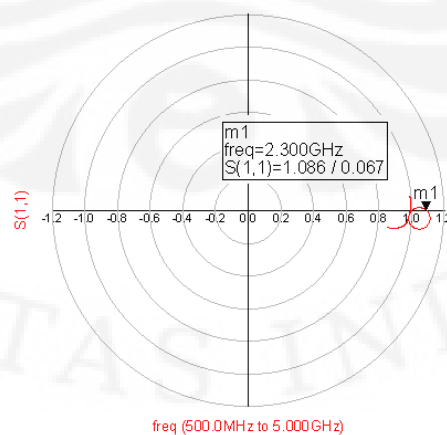


Gambar 3.14 Rangkaian lengkap DRO *L-Matching* mikrostrip

Gambar 3.14 menunjukan rangkaian DRO dengan *L-Matching* mikrostrip yang merupakan hasil simulasi.

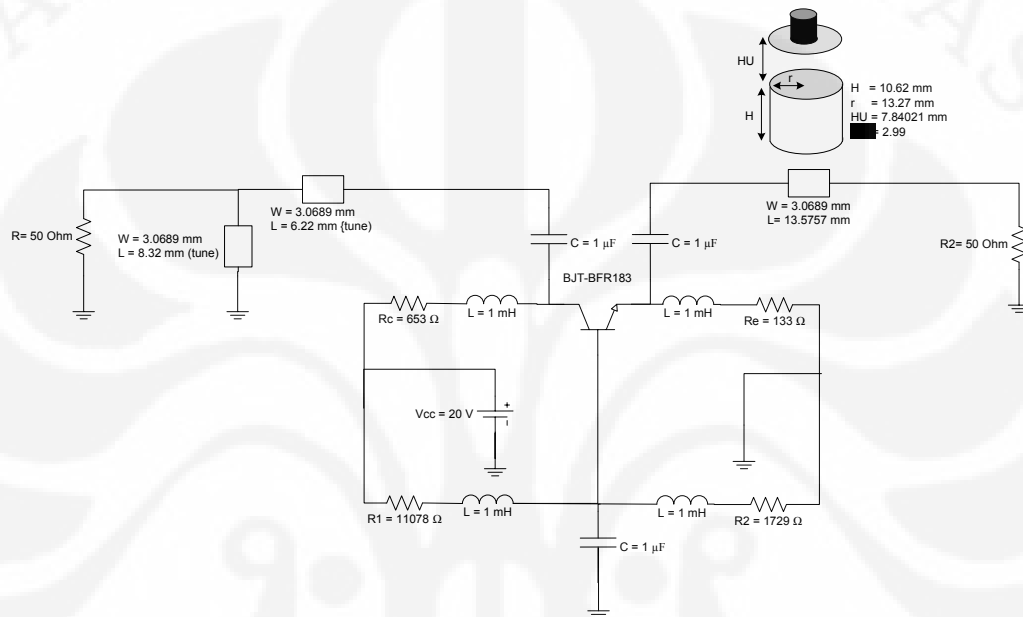
3.6.7 Nyquist Test

Seperti dijelaskan pada sub-bab 3.6.5 bahwa pada simulasi sesuai Gambar 3.13 hanya untuk memastikan ketersediaan power, akan tetapi untuk memastikan osilator bekerja stabil maka dilakukan *Nyquist test*. Apabila disimulasikan rangkaian lengkap DRO *L-Matching* mikrostrip seperti pada Gambar 3.14 maka akan menghasilkan nilai S_{11} yang diplot secara polar terlihat pada Gambar 3.15.

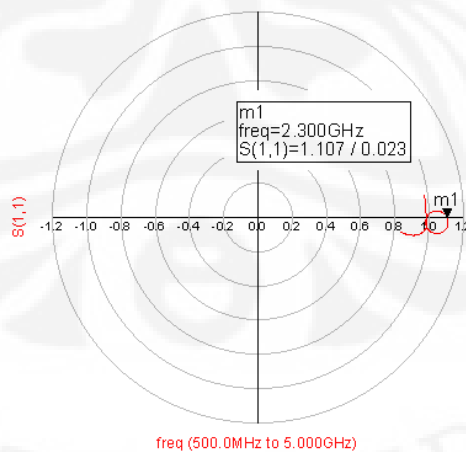


Gambar 3.15 Nyquist test DRO *L-Matching*

Dari Gambar 3.15, terlihat bahwa rangkaian tersebut tidak memenuhi Nyquist test, walaupun nilai loop gainnya lebih besar dari satu. Suatu osilator akan bekerja stabil apabila grafik Nyquist test melingkari titik yang lebih besar dari $1+0j$. Untuk itu, rangkaian *matching*, harus *di-tune* agar menghasilkan osilasi yang stabil dengan power yang cukup. Rangkaian yang telah *di-tune* tampak seperti Gambar 3.16. Hasilnya terlihat pada Gambar 3.17.



Gambar 3.16 Rangkaian lengkapnya DRO *L-Matching-tune*



Gambar 3.17 Hasil *Nyquist plot* rangkaian lengkap DRO *L-Matching*

Hasilnya terlihat pada Gambar 3.17 terlihat berbeda Gambar 3.15 karena mengelilingi nilai $1+0j$. Hasil *Nyquist test* dapat dihasilkan oleh *OscTest* yang

terdapat pada ADS. Memerlihatkan bahwa grafik *Nyquist test* melawati titik yang lebih besar dari $1+0j$. Sehingga osilator tersebut dapat bekerja stabil, selain itu dapat juga dicari karakteristiknya seperti yang akan dilakukan pada bab 4.

3.7 DRO dengan Tambahan Kopling

Perbedaan utama dengan DRO yang sebelumnya terletak pada tambahan kopling sebesar 50Ω sehingga nilai koefisien kopling semakin besar dan daerah tangkapan radiasi semakin luas, yang dapat menurunkan *losses* radiasi. Tambahan nilai panjang kopling tersebut diusulkan untuk dapat meningkatkan power *fundamental* [11].

Desain DRO dengan tambahan *coupling* 50Ω sepanjang 10 cm dan BJT-BFR380T dengan bias $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $V_{CE} = 3 \text{ V}$ dan $I_C = 40 \text{ mA}$, topologi yang digunakan yaitu *common-base* sehingga tidak memerlukan *feedback* [11].

3.7.1 DC Bias Transistor

Seperti penjelasan pada sub-bab 2.3, perancangan bias transistor ini menggunakan voltage bias transistor berdasarkan Gambar 2.34 dan pers (2.76) - pers (2.81). DC bias perancangan ini memiliki spesifikasi sebesar $V_{CC} = 5 \text{ V}$; $V_{CE} = 3 \text{ V}$; $\beta = 120$ dan $I_C = 40 \text{ mA}$ sehingga didapat,

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

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

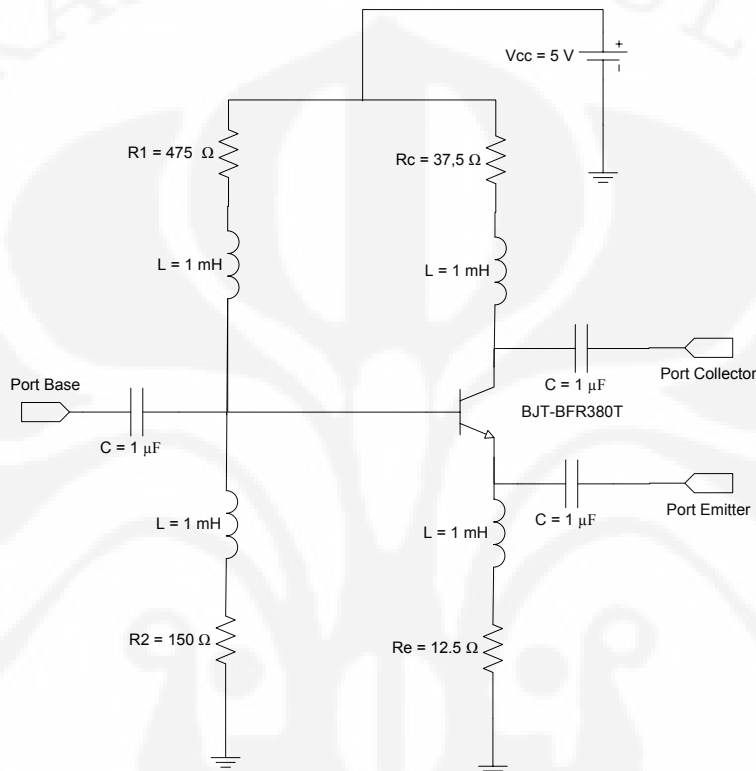
$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} = \frac{0.5 \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 12.5 \Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{5 \text{ V} - 3 \text{ V} - 0.5 \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 37.5 \Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{10} \beta R_E = \frac{1}{10} (120)(12.5 \Omega) = 150 \Omega$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_2 - V_B R_2}{V_B} = \frac{(5 \text{ V})(150 \Omega) - (1.2 \text{ V})(150 \Omega)}{1.2 \text{ V}} = 475 \Omega$$

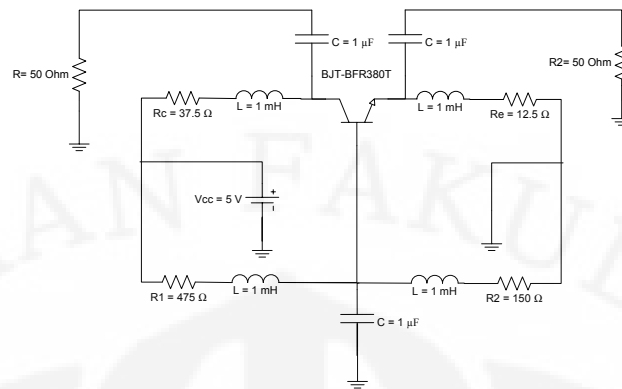
DC bias transistor BJT-BFR380T terlihat pada Gambar 3.18. Untuk besarnya kapasitas kapasitor *blocking* mengacu dari panduan perancangan rangkaian bias transistor pada ADS yaitu mempunyai nilai $1 \mu\text{F}$ sedangkan induktansi dari RFC sebesar 1 mH .



Gambar 3.18 DC bias transistor BJT-BFR380T

3.7.2 Kestabilan Transistor

Setelah membuat DC bias transistor, untuk aplikasi osilator, kondisi yang dipilih yaitu *common-base* seperti pada Gambar 3.3. agar nilai *stability factor* (K) kurang dari satu, atau *potentially unstabel* [11]. Selain itu, dapat juga dilakukan dengan meningkatkan nilai $S_{11} > 1$ dan $S_{22} > 1$ menurut [6]. Untuk lebih memastikan kondisi yang dapat beresilasi digunakan nilai $S_{11} > 1,2$ dan $S_{22} > 1,2$. Gambar 3.19 memperlihatkan simulasi *s-parameter* bias transistor dengan menggunakan topologi *common base*.

Gambar 3.19 Simulasi *s-parameter* bias transistor

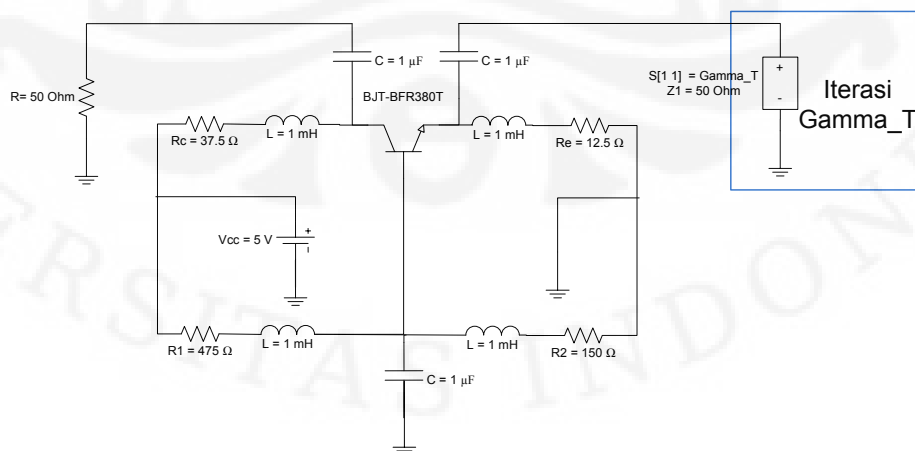
Hasil simulasi *s-parameter* dapat dilihat seperti pada Tabel 3.7. Terlihat bahwa nilai *stability factor* (K) = -0.898 dengan Sehingga memenuhi persyaratan untuk $S_{11} = 1.348 \angle -87.778$ dan $S_{22} = 1.342 \angle 121.274$ agar dapat beresilasi.

Tabel 3.7 Nilai *s-parameter* dan *stability factor* pada frekuensi 2,3GHz

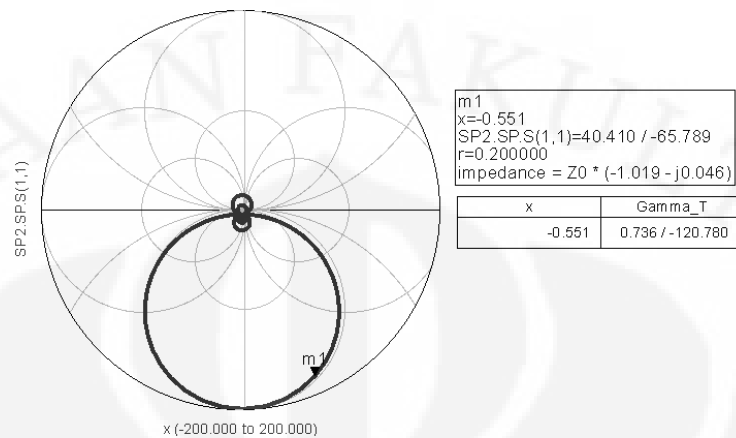
freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	StabFact
2.300 GHz	1.348 / -87.778	1.789 / -83.581	0.455 / 105.482	1.342 / 121.274	-0.963

3.7.3 Pemetaan Γ_T pada Γ_{IN}

Petakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} dengan cara meng-iterasi nilai Γ_T sehingga diperoleh variasi Γ_{IN} . Terminasi port berada antara emiter dan ground seperti pada Gambar 3.20

Gambar 3.20 Simulasi untuk memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} .

Pada Gambar 3.20 Simulasi untuk memetakan nilai Γ_T pada Γ_{IN} , hasilnya ditunjukkan oleh Gambar 3.21.



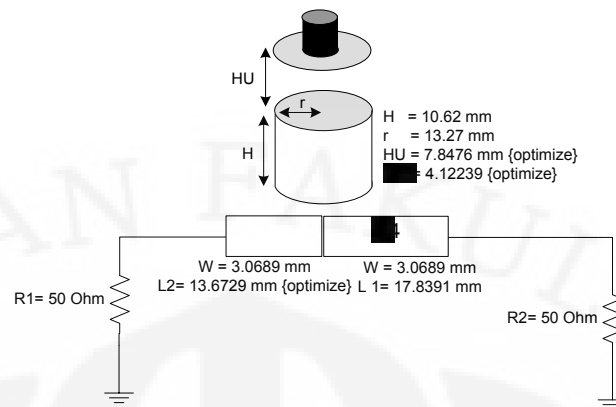
Gambar 3.21 Hasil pemetaan nilai Γ_T pada Γ_{IN}

Sesuai dengan alur perancangan DRO, nilai Γ_T (*Gamma T*) yang dipilih harus menjadikan resistansi negatif pada *load*-nya. Seperti yang terlihat pada Gambar 3.23. Titik yang dipilih yaitu titik **m1** dimana memiliki nilai $\Gamma_{IN} = 40.410 \angle -65.789$ atau memiliki resistansi negatif sebesar $Z_{IN} = -50.95 - 2.3j$ dengan nilai $\Gamma_T = 0.736 \angle -120.780$.

Langkah selanjutnya adalah mencari dimensi dari dielektrik resonator yang akan ditempatkan pada rangkaian terminasi, dielektrik resonator tersebut diatur sedemikian rupa sehingga nilai Γ_T nya sesuai dengan nilai-nilai diatas.

3.7.4 Optimasi Dielektrik Resonator

Karena tidak ada persamaan matematis yang menyatakan hubungan antara kopling koefisien dan nilai tuning, dengan nilai Γ_T , maka harus dilakukan optimasi untuk mendapatkan nilai $\Gamma_T = S_{11}$ yang diinginkan. Gambar 3.24 menunjukkan optimasi *dielektrik resonator* pada ADS. Optimasi nilai kopling koefisien (■) dan HU untuk memperoleh nilai magnitude dari Γ_T . Sementara nilai sudut Γ_T (atau sudut S_{11}) dapat dioptimasi dari panjang koplingnya (■) atau panjang mikosrip (L).



Gambar 3.22 Optimasi *dielectric resonator* pada ADS

Hasil optimasi diperoleh saat nilai $K = \blacksquare = 4.12239$, $HU = 7.8476$ mm, $W = 3.0689$ mm, $L1 = 13,6729$ mm, dan $L2 = 17.8391$. Didapat nilai S_{11} yang ditunjukkan Tabel 3.8.

Tabel 3.8 Hasil Optimasi Resonator dengan Tambahan \blacksquare

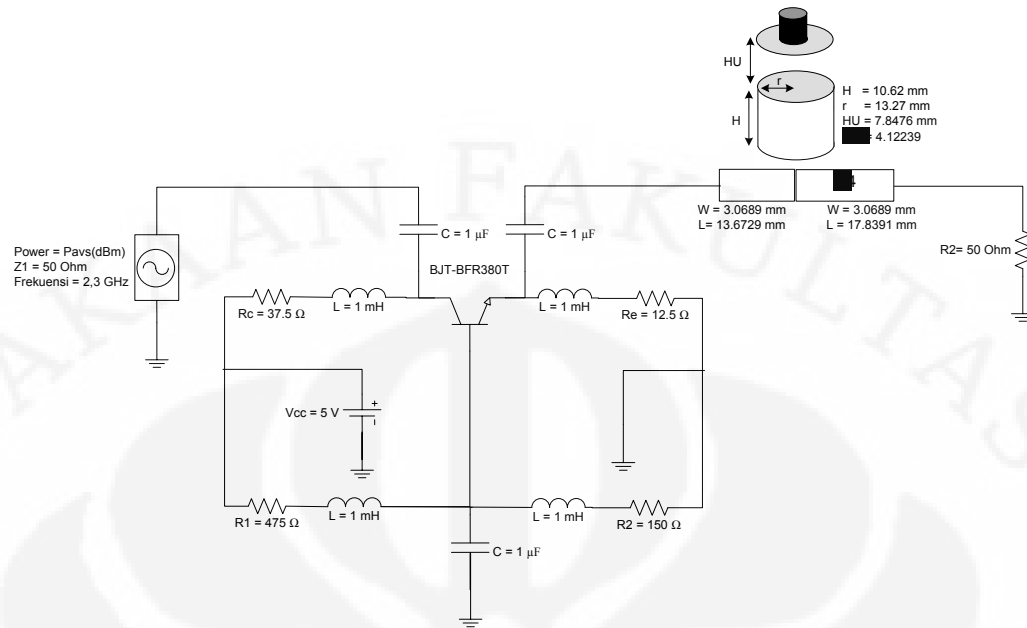
freq	$S(1,1)$
2.300 GHz	0.736 / -120.780

Tabel 3.8 merupakan hasil optimasi dari resonator ketika nilai $S_{11} = \Gamma_T$, sehingga dielektrik resonator tersebut dapat digunakan.

3.7.5 Hubungan Power, Z_{in} , dan Z_{load}

Apabila menggunakan analisa *small signal*, maka cukup mengambil nilai $Z_{IN} = -50.95 - 2.3j$, akan tetapi analisa *small signal* tidak dapat digunakan untuk mencari karakteristik dan performansi dari osilator. Dikarenakan akan terjadi pergeseran frekuensi osilasi dari desain awal [11], karena power yang selalu bertambah sampai nilai resistansi negatifnya sama dengan nilai bebannya, selain itu X_{IN} merupakan fungsi powernya, sehingga power dari osilator maupun harmoniknya tidak dapat dihitung[11].

Untuk mencari performansi dari osilator, maka harus digunakan analisa *large signal* yaitu dengan menentukan nilai Z_{IN} -nya berdasarkan ketersediaan power seperti Gambar 3.23.



Gambar 3.23 Nilai Z_{IN} berdasarkan ketersediaan power

Hasil simulasi power terlihat pada tabel 3.9 dari tabel tersebut diambil saat P_{avs} sebesar 3 dBm untuk menjamin ketersediaan power [11].

Tabel 3.9 $P_{available}$, Γ_{IN} , dan Z_{IN}

P_{avs}	Z_{in}	Γ_{IN}	P_{add_dbm}
3.000	-69.786 - j30.161	3.424 / -42.602	13.305

Hal yang harus diperhatikan pada simulasi sesuai Gambar 3.23 hanya untuk memastikan ketersediaan power, akan tetapi untuk memastikan osilator bekerja stabil maka tetap harus dilakukan *Nyquist test*. Sementara itu, digunakan analisa *large signal* maka nilai Z_L sesuai dengan pers (2.43) dengan besarnya Z_{IN} sesuai dengan tabel 3.9. $Z_{IN} = -69.786 - 30.161j$ sehingga nilai Z_L sebesar, $Z_L = -Z_{IN} = -(-69.786 - 30.161j) = 69.786 + 30.161j$

3.7.6 Matching Impedance

Perancangan rangkaian selain penyesuaian impedansi atau menggunakan pendekatan matematis atau menggunakan *Smith Chart*. Nilai Z_L yang akan dimatching sebesar $Z_L = 69.786 + 30.161j$, hasilnya pada Tabel 3.10.

Tabel 3.10 Hasil *L-Matching*

Nama Komponen Matching	Matching
	Panjang TL (mm)
TL-1 (<i>Short Circuit</i>)	109
TL-2	45
TL-3 (<i>Short Circuit</i>)	62.425

Sementara apabila melakukan perhitungan manual perbandingan lebar dan tebal mikrostrip $Z_o = 50$ dari *transmission line* adalah sebagai berikut , menggunakan persamaan (2.94) s.d (2.96) :

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)}$$

$$= \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{4.4 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.4}\right)} = 1.52986$$

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{8e^{1.5298}}{e^{2(1.5298)} - 2} = 1.912 \quad \text{dengan kata lain; } \frac{W}{d} < 2$$

Jadi nilai $W = (1.912)(1.6 \text{ mm}) = 3.059 \text{ mm}$.

Transmission-line dengan $Z_o = 50 \Omega$ bila diubah menjadi mikrostrip dengan menggunakan pers (2.98), (2.99), dan (2.100) di dapat,

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

$$= \frac{4.4 + 1}{2} + \frac{4.4 - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1 + 12(1/1.912)}} = 3.33$$

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} = \frac{(2)(3.14)(2.3 \times 10^9)}{3 \times 10^8} = 48.147 \text{ m}^{-1}$$

Panjang mikrostrip untuk setiap panjang *transmission line* didapat,

$$L = \frac{(\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} \theta^\circ \text{ m}^{-1} = \frac{(\pi/180^\circ)}{\sqrt{3.33}(48.147)} \theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4}) \theta^\circ \text{ m}$$

Panjang TL-1 *short circuit* sebesar :

$$L(\text{TL}_2) = (1.9855)(10^{-4})\theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4})109^\circ \text{ m} = 21.64 \text{ mm}$$

Maka panjang TL-2 sebesar :

$$L(\text{TL}_2) = (1.9855)(10^{-4})\theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4})45^\circ \text{ m} = 8.934 \text{ mm}$$

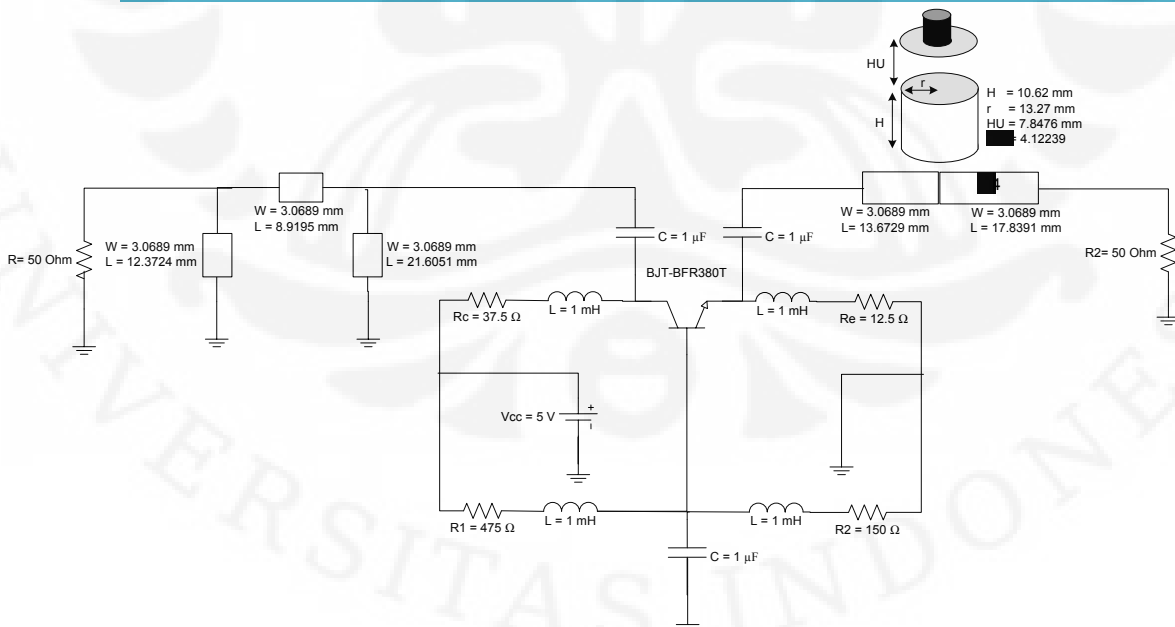
Sedangkan panjang TL-3 *short circuit* sebesar :

$$L(\text{TL}_2) = (1.9855)(10^{-4})\theta^\circ \text{ m} = (1.9855)(10^{-4})62.24^\circ \text{ m} = 12.39 \text{ mm}$$

Perbandingan antara hasil *matching* dengan perhitungan dan simulasi dapat dilihat pada Tabel 3.11. Rangkaian lengkapnya terlihat seperti Gambar 3.24.

Tabel 3.11 Perbandingan hasil *matching* perhitungan dan simulasi

Nama Komponen	Panjang TL	Perhitungan		Simulasi	
		W (mm)	L (mm)	W (mm)	L (mm)
TL-1	109	3.059	21.64	3.0689	21.6051
TL-2 (<i>Short Circuit</i>)	45	3.059	8.934	3.0689	8.9195
TL-3	62.425	3.059	12.39	3.0689	12.3724

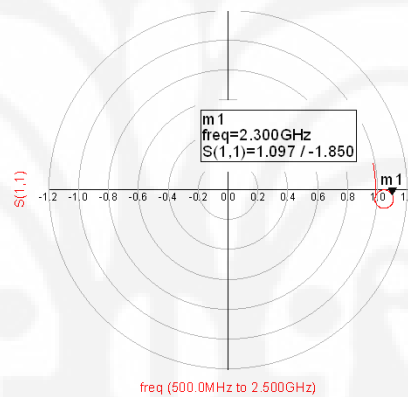


Gambar 3.24 Rangkaian lengkap DRO Matching mikrostrip

3.7.7 Nyquist Test

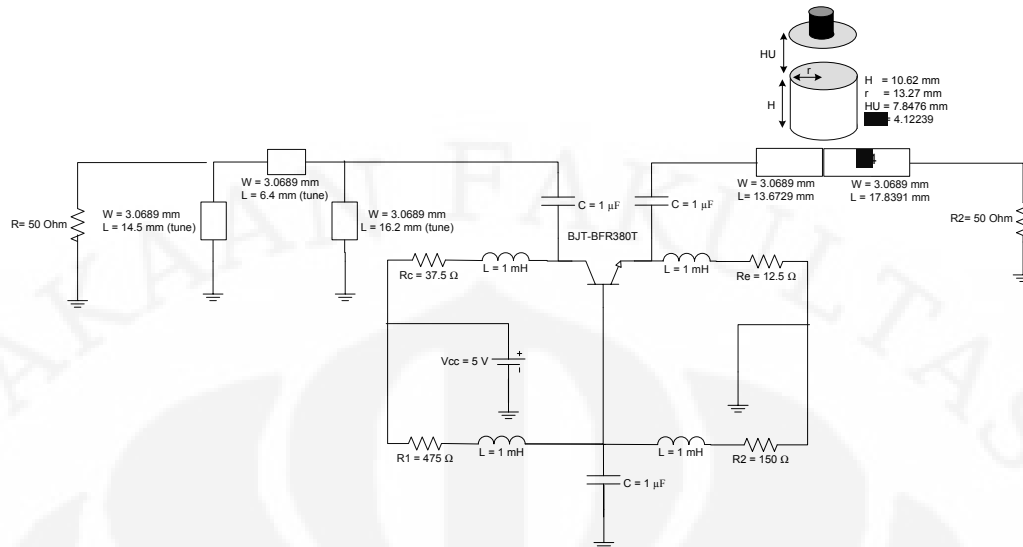
Seperti penjelasan sub-bab 3.7.5 bahwa pada simulasi sesuai Gambar 3.23 hanya untuk memastikan ketersediaan power, akan tetapi untuk memastikan osilator bekerja stabil maka tetap harus dilakukan *Nyquist test*. Apabila disimulasikan rangkaian lengkap DRO **Matching** mikrostrip seperti pada Gambar 3.24 maka hasilkan S_{11} yang diplot secara polar terlihat pada Gambar 3.25.

Dari Gambar 3.25, terlihat bahwa rangkaian tersebut tidak memenuhi *Nyquist test*, walaupun nilai *loop gain*-nya lebih besar dari satu. Karena suatu osilator akan bekerja stabil apabila grafik Nyquist test melingkari titik yang lebih besar dari $1+0j$.

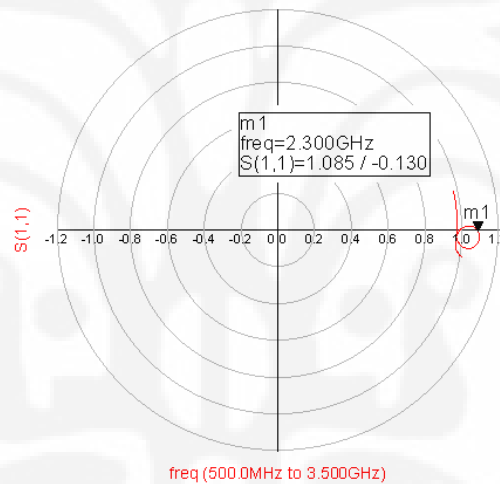


Gambar 3.25 Nyquist test DRO **Matching**

Untuk itu, rangkaian *matching*, harus *di-tune* agar menghasilkan osilasi yang stabil dengan power yang cukup. Rangkaian yang telah *di-tune* tampak seperti Gambar 3.28. Hasilnya terlihat pada Gambar 3.27.



Gambar 3.26 Rangkaian lengkapnya DRO *Phi-Matching-tune*



Gambar 3.27 Hasil nyquist plot rangkaian lengkap DRO *Phi-Matching*

Hasil Nyquist plot didapat dari *OscTest* pada ADS. Dari Gambar 3.27 terlihat bahwa Nyquist test melawati titik yang lebih besar dari $1+0j$, sehingga osilator tersebut dapat bekerja stabil, selain itu dapat juga dicari karakteristiknya seperti yang akan dilakukan pada bab 4.

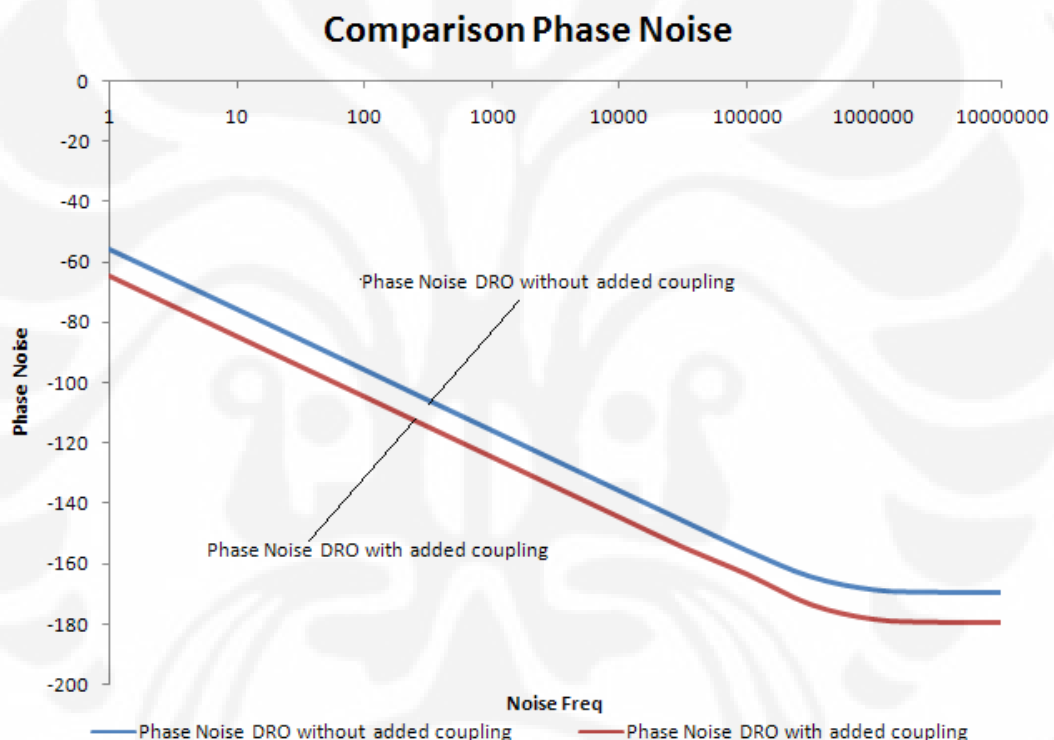
BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISA

4.1 Rangkaian Lengkap DRO

Pada bab ini akan dibahas kinerja dari DRO yang didesain menggunakan ADS. Rangkaian lengkap DRO tanpa tambahan *coupling* tampak seperti Gambar 3.16. Sementara rangkaian lengkap DRO dengan tambahan *coupling* tampak seperti Gambar 3.26.

4.1.1 Simulasi *Phase Noise* DRO

Hasil simulasi *phase noise* rangkaian DRO terlihat pada Gambar 4.1.

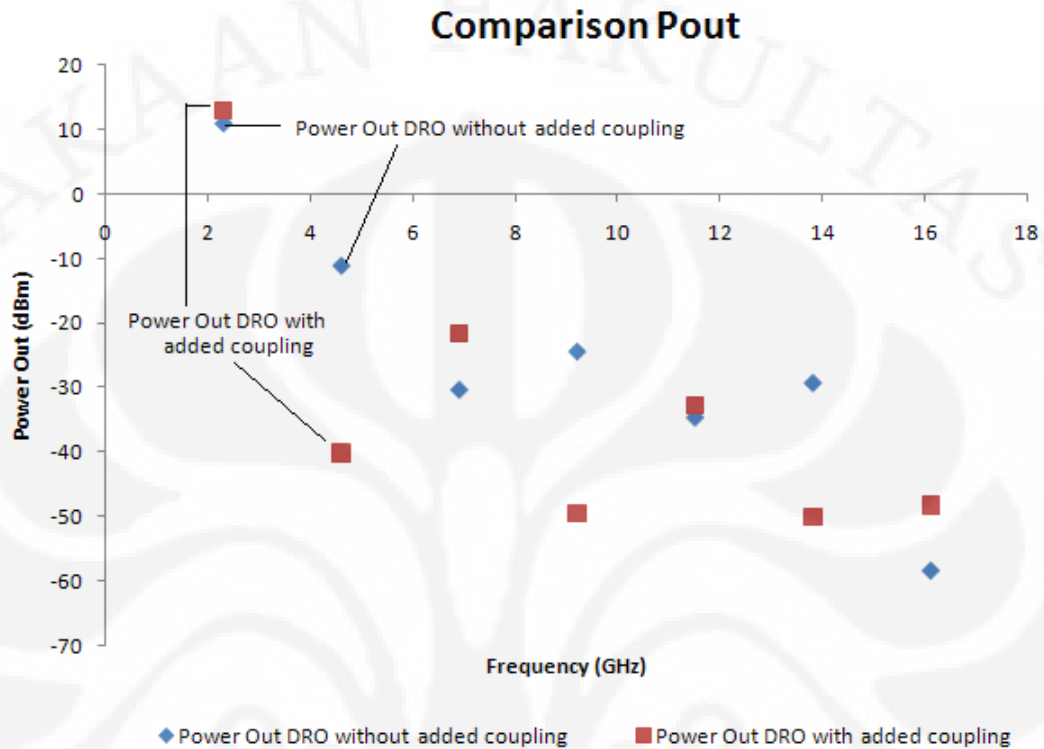


Gambar 4.1 Perbandingan hasil *phase noise* DRO

Dari Gambar 4.1 terlihat bahwa nilai *phase noise* untuk DRO dengan tanpa tambahan *coupling* sebesar -135,647 dBc/Hz pada 10 KHz frekuensi kerja, sedangkan *phase noise* untuk DRO dengan tambahan *coupling* sebesar -144,503 dBc/Hz pada 10 KHz frekuensi kerja. Hal ini memperlihatkan bahwa DRO dengan tambahan *coupling* memberikan hasil lebih baik. Namun, kedua perancangan tetap memenuhi spesifikasi dengan baik.

4.1.2 Power Fundamental dan Harmonik

Hasil simulasi power fundamental dan harmonik rangkaian DRO terlihat pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 Perbandingan hasil simulasi power DRO

Gambar 4.2 memperlihatkan nilai power pada DRO tanpa tambahan *coupling* sebesar 10,834 dBm dengan power harmonik kedua sebesar -11,211. Sedangkan nilai power pada DRO dengan tambahan *coupling* sebesar 13,012 dBm dengan power harmonik kedua sebesar -40,204.

Terlihat terdapat perbedaan nilai power fundamental. Hal ini terjadi karena *coupling* koefisien pada DRO dengan tambahan *coupling* lebih besar sehingga jarak antara resonator dengan *coupling*nya semakin dekat, selain itu tambahan *coupling* juga menyebabkan semakin luasnya daerah tangkapan radiasi, sehingga *loses* radiasi pun semakin kecil. Semetara itu penurunan power harmonik terjadi karena digunakan *double-stub* pada *rangkaian matching*nya.

4.1.3 Q Faktor

Perbandingan nilai Q faktor DRO dengan nilai spesifikasi terlihat pada tabel 4.1.

Tabel 4.1 Perbandingan Spesifikasi Tanpa μ dengan Tambahan μ

Spesifikasi	Nilai	DRO tanpa μ	DRO dengan μ
Frekuensi Fundametal	2,3 GHz	2,300180 GHz	2,300166 GHz
Phase Noise 10 KHz frek. carrier	-60 dBc/Hz	-135,647dBc/Hz	-144,503 dBc/Hz
Power Fundamental	> 10 dBm	10,834 dBm	13,012 dBm
Power Harmonik	< -10 dBm	-11,211dBm	-40,204 dBm
Q faktor	> 5000	7314	7316

Walaupun kedua perancangan DRO tersebut memenuhi spesifikasi. Tabel 4.1 memperlihatkan DRO dengan tambahan *coupling* μ memiliki kinerja lebih baik.

4.2 Monte-Carlo Yield-Analysis

Untuk mendapatkan kinerja yang baik dengan semua variasi toleransi rangkaian, maka diperlukan sebuah simulasi yang melibatkan ketidakakuratan. Jenis simulasi ini sering disebut sebagai *Yield Analysis*. Sehingga *behavior* dari rangkaian tersebut dapat diketahui, apabila akan dilakukan proses pabrikasi [17].

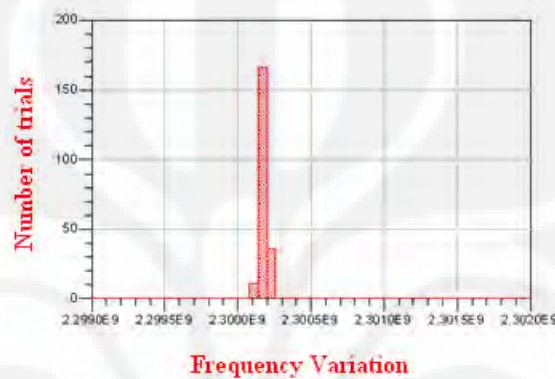
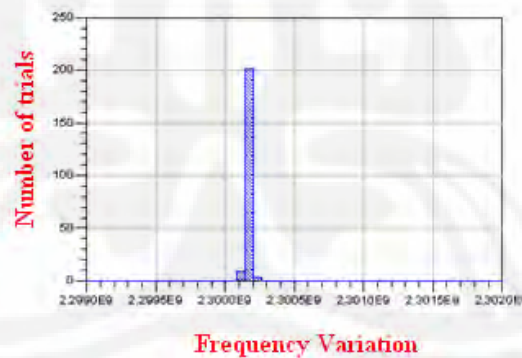
Metode *Monte-Carlo Yield-Analysis* telah banyak digunakan dan dapat diterima sebagai alat untuk memperkirakan hasil. Untuk menghitung jumlah percobaan/*sample/iterasi* yang diperlukan pada *Monte-Carlo Yield-Analysis* maka dapat digunakan persamaan (2.108) [17].

$$N = \left(\frac{C_{\sigma}}{E}\right)^2 Y(1 - Y) = \left(\frac{2}{0.03}\right)^2 (0.95)(1 - 0.95) = 212$$

Jadi banyaknya percobaan yang dilakukan yaitu 212 kali iterasi. Dengan kepercayaan sebesar 95.4% , *error* sebesar $\pm 3\%$, dan estimasi hasil sebesar 95 % [17]. Nilai toleransi dari perancangan DRO tersebut terlihat pada tabel 4.2.

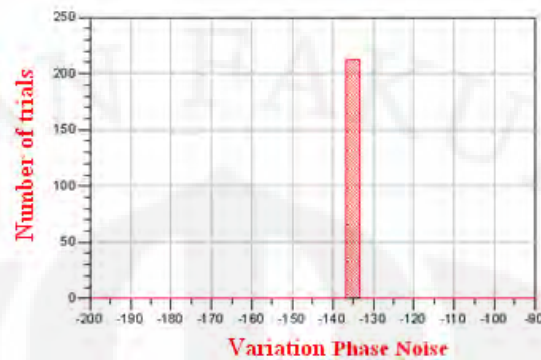
Tabel 4.2 Toleransi Kesalahan Pabrikasi [7][11][17]

Komponen		Toleransi
Mikrostrip	W	± 0.1 mm
	L	± 0.1 mm
Resistor	R	$\pm 5\%$

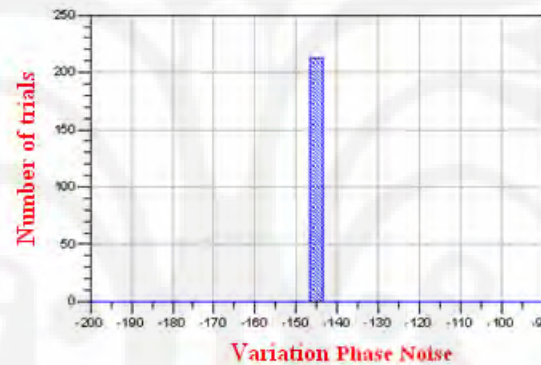
Gambar 4.3 Variasi frekuensi pada DRO tanpa tambahan *coupling*Gambar 4.4 Variasi frekuensi pada DRO dengan tambahan *coupling*

Gambar 4.3 dan 4.4 menunjukkan variasi frekuensi dari DRO, pada DRO tanpa tambahan *coupling* yang hasil frekuensinya 2,300180 GHz, diperoleh variasi frekuensi yang sesuai sebesar 73 %. Sedangkan pada DRO dengan tambahan *coupling* yang hasil frekuensinya 2,300166 GHz, diperoleh variasi frekuensi yang sesuai mencapai 94.3 %.

Gambar 4.5 dan 4.6 menunjukkan variasi *phase noise* saat frekuensi *carrier* 10 KHz pada DRO.

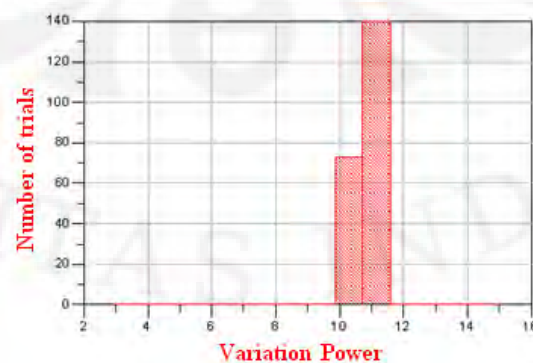


Gambar 4.5 Variasi *phase noise* saat frekuensi *carrier* 10 KHz pada DRO tanpa tambahan *coupling*

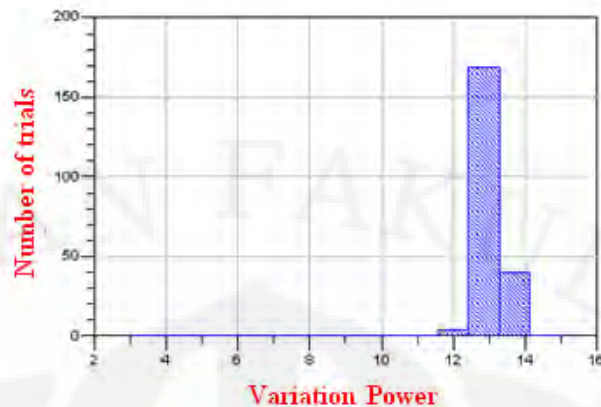


Gambar 4.6 Variasi *phase noise* saat frekuensi *carrier* 10 KHz pada DRO dengan tambahan *coupling*

Dari Gambar 4.5 dan 4.6 terlihat bahwa kedua perancangan DRO memiliki variasi *phase noise* yang sesuai dengan hasil percobaan mencapai 100 %. Gambar 4.7 dan 4.8 menunjukkan variasi *power fundamental* dari DRO.



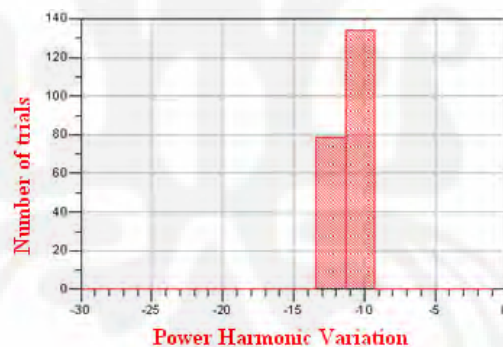
Gambar 4.7 Variasi *power fundamental* pada DRO tanpa tambahan *coupling*



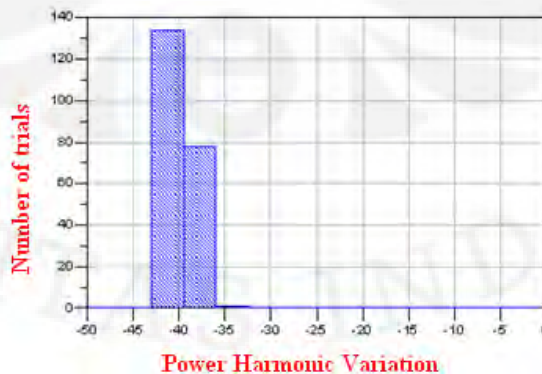
Gambar 4.8 Variasi power *fundamental* pada DRO dengan tambahan *coupling*

Gambar 4.7 dan 4.8 menunjukkan variasi power fundamental dari DRO, pada DRO tanpa tambahan *coupling* yang hasil power fundamental 10,834 dBm, diperoleh variasi power fundamental yang sesuai sebesar 66 %. Sedangkan pada DRO dengan tambahan *coupling* yang hasil power fundamentalnya 13,012, diperoleh variasi power fundamental yang sesuai mencapai 80 %.

Gambar 4.9 dan 4.10 menunjukkan variasi power harmonik dari DRO.



Gambar 4.9 Variasi power harmonik pada DRO tanpa tambahan *coupling*



Gambar 4.10 Variasi power harmonik pada DRO dengan tambahan *coupling*

Gambar 4.9 dan 4.10 menunjukkan variasi power harmonik dari DRO, pada DRO tanpa tambahan *coupling* yang hasil power harmonik -11,211 dBm, diperoleh variasi power harmonik yang sesuai sebesar 61 %. Sedangkan pada DRO dengan tambahan *coupling* yang hasil power harmonik -40,204, diperoleh variasi power harmonik yang sesuai mencapai 64 %. Tabel 4.3 memperlihatkan perbandingan variasi yang sesuai spesifikasi tanpa dengan tambahan.

Tabel 4.3 Perbandingan Variasi yang Sesuai Spesifikasi Tanpa dengan Tambahan

Spesifikasi	DRO tanpa	DRO dengan
Frekuensi Fundametal	73 %	94 %
Phase Noise 10 KHz frek. carrier	100 %	100 %
Power Fundamental	64 %	80 %
Power Harmonik	61 %	64 %

BAB 5 KESIMPULAN

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

1. Hasil perancangan dan simulasi DRO tanpa tambahan *coupling* menghasilkan frekuensi sebesar 2,300180 GHz dengan *phase noise* sebesar -135,647 dBc/Hz pada 10 kHz frekuensi *carrier*. Power fundamental sebesar 10,834 dBm, power harmoniknya -11,211 dBm, dengan nilai Q faktor 7314.
2. DRO dengan tambahan *coupling* memberikan kinerja lebih baik yaitu memiliki frekuensi sebesar 2,300166 GHz dengan *phase noise* -144,503 dBc/Hz pada 10 kHz frekuensi *carrier*. Power *fundamental* sebesar 13,012 dBm, power harmonik sebesar -40,204 dBm, dengan Q faktor 7316.
3. Berdasarkan simulasi *Monte-Carlo Yield-Analysis* dengan 212 sampel percobaan, level kepercayaan sebesar 95.4% , *error* sebesar $\pm 3\%$, dan estimasi hasil sebesar 95 %. DRO tanpa tambahan *coupling* hanya menghasilkan variasi yang sesuai spesifikasi dengan persentase rata-rata sebesar 74,5 %. Sementara pada DRO dengan tambahan *coupling* menghasilkan variasi yang sesuai spesifikasi dengan persentase rata-rata sebesar 84,5 %.

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/standarisasi/kepdir/kepdirjen%20base%20station%20bwa.doc>>
- [2] Lee, Jaechun. "A Phase Noise Reduction Technique in Microwave Oscillator Using High-Q Active Filter". IEEE Microwave and Wireless Components Letters Vol. 12 No.11, November 2002.
- [3] Gonzalez, Gualermo. *Microwave Transistor Amplifier : Analysis and Design, 2nd ed.* New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1996.
- [4] Pozar, David M. *Microwave Engineering, 2nd edition.* New York : Wiley and Sons, 1998.
- [5] Mahyuddin, Muzlifah,."Modeling of a 10 GHz Dielectric Resonator Oscillator in ADS". *IEEE Explore.* 8 April 2009.
- [6] Wan, Jina. "Design of a 5.035 Ghz Dielectric Resonator Oscillator with Simulation and Optimization" *Journal of Electronic Science and Technology of China*, vol. 6, No. 3, September 2008.
- [7] Vasiliadis, J., ,,Design and Statistical Analysis of a DRO Using CAD Techniques," M.S. Thesis, University of Miami, August 2004.
- [8] Hoon, Chun-Young. "Design of an RF Low-Noise Bandpass Filter Using Active Capacitance Circuit" IEEE transaction On Microwave Theyry And Technique Vol.53, No.2, February 2005.
- [9] Jones, Rommel. "Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillator" Porty-Fourth Annual Symposium on Frequency Control. Hughes Aircraft Company.
- [10] Nadeem, Yawar. "The Design, Performance and Comparison of Four Different Ku-Band Common-Source DROs" National University of Sciences and Technology. Pakistan.
- [11] Gonzalez, Gualermo. *Foundations of Oscillator Circuit Design.* Boston : Artech House, Inc, 2007.
- [12] Kwon, Johann. " 2nd Harmonic Power Enhancement of FET DRO with Additional Dielectric Resonator" Kyunghee University College of Electronics and Information. Radio Engineering Yongin. South Korea.
- [13] "Data sheet BFR 830T" Low Phase Noise. 22 Mei 2010.
- [14] Amri, Zakky. "Perancangan Mixer Untuk Mobile Wimax Pada Frekuensi 2.3 Ghz" Depok : Universitas Indonesia 2009.
- [15] Fazri, Feri. "Perancangan Phase-locked Loop Untuk Mobile Wimax Pada Frekuensi 2,3 Ghz". Depok : Universitas Indonesia 2009.

- [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] Agilent Technologies. "Statistical Simulation (Monte Carlo and Yield) in ADS". *ADS RF Circuit Design Cook Book* vol. 1, ver. 1. 2008.
- [18] Sutanto, *Rangkaian Elektronika Analog dan Terpadu*. Jakarta : Universitas Indonesia Press, 1997.
- [19] Kajfez, Darko. *Dielectric Resonators 2nd edition*. Atlanta : Noble Publishing, Corp. 1986.
- [20] Silver J, P. "Oscillator Resonator Design Tutorial".< www.rfic.co.uk >. 2 Oktober 2009.
- [21] "Tansistor,"Wikipedia. 23 Oktober 2009. <http://en.wikipedia.org/wiki/transistor>
- [22] Boylestad, Robert. *Electronic Devices and Circuit Theory*. New Jersey : Prentice Hall, Inc. 2002.
- [23] "Impedance Matching" <<http://www.nic.unud.ac.id/~wiharta/elkom/materi/Matching%20Impedace.pdf>>
- [24] 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.
- [25] Odyniec Michal. *RF and Microwave Oscillator Design*, Boston : Artech House, Inc. 2002.
- [26] "Model simulasi monte-carlo" <http://3A%2F%2Fsutanto.staff.uns.ac.id%2Ffiles%2F2009%2F03%2Fmodel-simulasi-monte-carlo.pdf&rct=j&q=monte+carlo+adalah&ei=NUr8S6QK4ugkQWG_sHUAg&usg=AFQjCNG3ChixSkt26sPdWRp8DbN02DySSA&sig2=oO9bW8WOao1_d7fOgPH2Iw>
- [27] Data Sheet Dielectric Resonator 8500 *Trans-Tech Series Temperature Stable*.

LAMPIRAN

1. Data Sheet Transistor Infineon BJT-BFR830T.

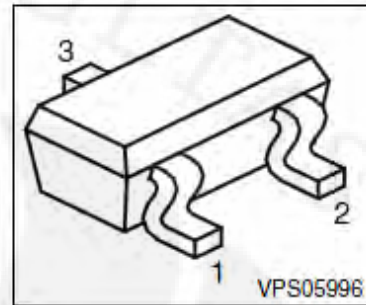


BFR380T

NPN Silicon RF Transistor

Preliminary data

- High current capability and low figure for wide dynamic range application
- Low voltage operation
- Ideal for low phase noise oscillators up to 3.5 GHz
- Low noise figure: 1.1 dB at 1.8 GHz



ESD: Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration			Package
BFR380T	FCs	1 = B	2 = E	3 = C	SC75

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	6	V
Collector-emitter voltage	V_{CES}	15	
Collector-base voltage	V_{CBO}	15	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	2	
Collector current	I_C	80	mA
Base current	I_B	14	
Total power dissipation ¹⁾ $T_S \leq 66^\circ\text{C}$	P_{tot}	380	mW
Junction temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Ambient temperature	T_A	-65 ... 150	
Storage temperature	T_{stg}	-65 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ²⁾	R_{thJS}	≤ 220	K/W

¹⁾ T_S is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb

²⁾ For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance



BFR380T

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1 \text{ mA}, I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	6	9	-	V
Collector-emitter cutoff current $V_{CE} = 15 \text{ V}, V_{BE} = 0$	I_{CES}	-	-	10	μA
Collector-base cutoff current $V_{CB} = 5 \text{ V}, I_E = 0$	I_{CBO}	-	-	100	nA
Emitter-base cutoff current $V_{EB} = 1 \text{ V}, I_C = 0$	I_{EBO}	-	-	1	μA
DC current gain- $I_C = 40 \text{ mA}, V_{CE} = 3 \text{ V}$	h_{FE}	60	120	200	-



BFR380T

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics (verified by random sampling)					
Transition frequency $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $f = 1\text{ GHz}$	f_T	10	14	-	GHz
Collector-base capacitance $V_{CB} = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, emitter grounded	C_{cb}	-	0.5	0.7	pF
Collector emitter capacitance $V_{CE} = 5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, base grounded	C_{ce}	-	0.18	-	
Emitter-base capacitance $V_{EB} = 0.5\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, collector grounded	C_{eb}	-	1	-	
Noise figure $I_C = 8\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_{Sopt}$, $f = 1.8\text{ GHz}$	F_{min}	-	1.1	-	dB
Power gain, maximum available ¹⁾ $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_{Sopt}$, $Z_L = Z_{Lopt}$, $f = 1.8\text{ GHz}$ $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_{Sopt}$, $Z_L = Z_{Lopt}$, $f = 3\text{ GHz}$	G_{ma}	-	12.5	-	
Transducer gain $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_L = 50\Omega$, $f = 1.8\text{ GHz}$ $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_L = 50\Omega$, $f = 3\text{ GHz}$	$ S_{21e} ^2$	-	10	-	dB
Third order intercept point at output ²⁾ $V_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 40\text{ mA}$, $f = 1.8\text{ GHz}$, $Z_S = Z_L = 50\Omega$	IP_3	-	29.5	-	dBm
1dB Compression point at output $I_C = 40\text{ mA}$, $V_{CE} = 3\text{ V}$, $Z_S = Z_L = 50\Omega$, $f = 1.8\text{ GHz}$	P_{-1dB}	-	16	-	

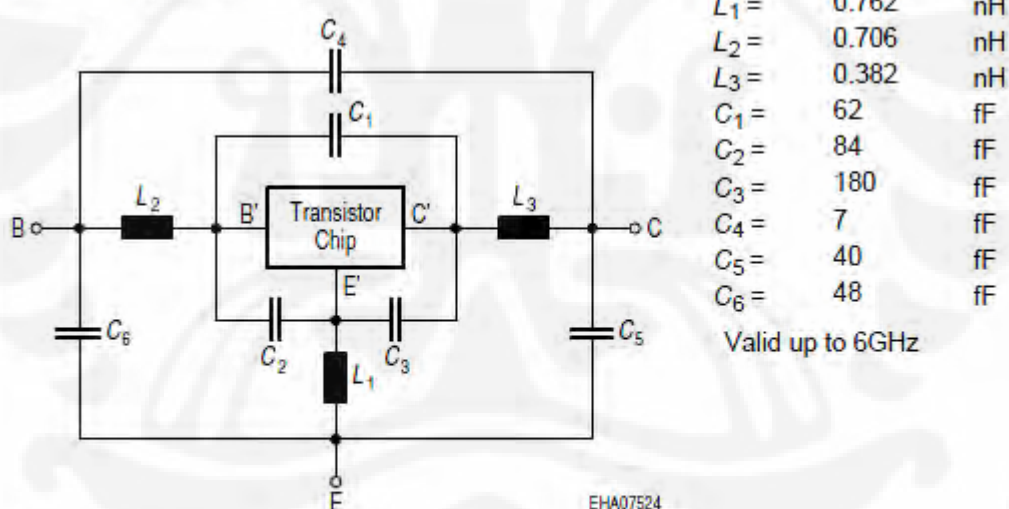
$$^1G_{ma} = |S_{21e} / S_{12e}| (k - (k^2 - 1)^{1/2})$$

²⁾ IP_3 value depends on termination of all intermodulation frequency components.
Termination used for this measurement is 50Ω from 0.1 MHz to 6 GHz

SPICE Parameter (Gummel-Poon Model, Berkley-SPICE 2G.6 Syntax):
Transistor Chip Data:

IS =	9.965	fA	BF =	116.376	-	NF =	1.107	-
VAF =	27.69	V	IKF =	736	mA	ISE =	0.2676	fA
NE =	1.64	-	BR =	22.802	-	NR =	1.056	-
VAR =	30	V	IKR =	0.011	A	ISC =	6.9739	pA
NC =	1.678	-	RB =	9.71	Ω	IRB =	0.2564	mA
RBM =	1.322	Ω	RE =	221	m Ω	RC =	0.101	Ω
CJE =	116.7	fF	VJE =	0.782	V	MJE =	0.5	-
TF =	8.789	ps	XTF =	0.496	-	VTF =	0.338	V
ITF =	1.529	mA	PTF =	0	deg	CJC =	840	fF
VJC =	6.949	V	MJC =	0.472	-	XCJC =	0.202	-
TR =	6.949	ns	CJS =	0	fF	VJS =	0.75	V
MJS =	0	-	NK =	0.5	-	EG =	1.11	eV
XTI =	0	-	FC =	0.975	-	TNOM	300	K

All parameters are ready to use, no scaling is necessary. Extracted on behalf of Infineon Technologies AG by: Institut für Mobil- und Satellitentechnik (IMST)

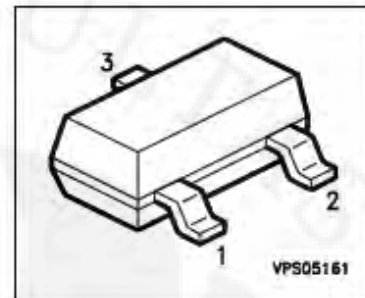
Package Equivalent Circuit:


For examples and ready to use parameters please contact your local Infineon Technologies distributor or sales office to obtain a Infineon Technologies CD-ROM or see Internet: <http://www.infineon.com/silicondiscretes>

2. Data Sheet Transistor Siemens BJT-BFR183.

SIEMENS**BFR 183****NPN Silicon RF Transistor**

- For low noise, high-gain broadband amplifiers at collector current from 2 mA to 30mA
- $f_T = 8$ GHz
- $F = 1.2$ dB at 900 MHz

**ESD:** Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Ordering Code	Pin Configuration			Package
BFR 183	RHs	Q62702-F1316	1 = B	2 = E	3 = C	SOT-23

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	12	V
Collector-emitter voltage	V_{CES}	20	
Collector-base voltage	V_{CBO}	20	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	2	
Collector current	I_C	65	mA
Base current	I_B	5	
Total power dissipation $T_S \leq 60$ °C	P_{tot}	450	mW
Junction temperature	T_j	150	°C
Ambient temperature	T_A	- 65 ... + 150	
Storage temperature	T_{stg}	- 65 ... + 150	

Thermal Resistance

Junction - soldering point ¹⁾	R_{thJS}	≤ 200	K/W
--	------------	------------	-----

1) T_s is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb.

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1 \text{ mA}, I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	12	-	-	V
Collector-emitter cutoff current $V_{CE} = 20 \text{ V}, V_{BE} = 0$	I_{CES}	-	-	100	μA
Collector-base cutoff current $V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0$	I_{CBO}	-	-	100	nA
Emitter-base cutoff current $V_{EB} = 1 \text{ V}, I_C = 0$	I_{EBO}	-	-	1	μA
DC current gain $I_C = 15 \text{ mA}, V_{CE} = 8 \text{ V}$	h_{FE}	50	100	200	-

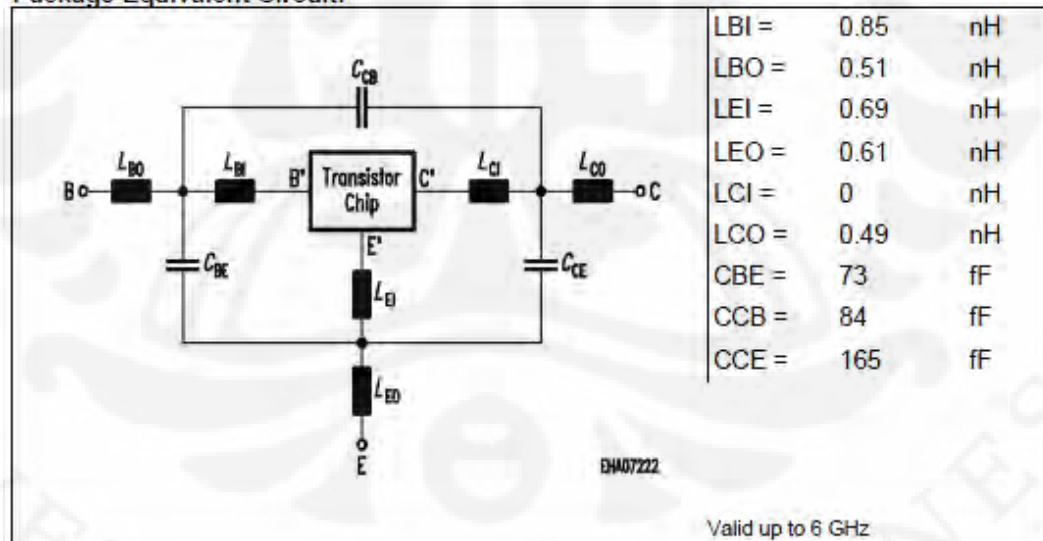
SPICE Parameters (Gummel-Poon Model, Berkeley-SPICE 2G.6 Syntax) :

Transistor Chip Data

IS =	1.0345	fA	BF =	115.98	-	NF =	0.80799	-
VAF =	14.772	V	IKF =	0.14562	A	ISE =	16.818	fA
NE =	1.2149	-	BR =	10.016	-	NR =	0.99543	-
VAR =	3.4276	V	IKR =	0.013483	A	ISC =	1.3559	fA
NC =	0.85331	-	RB =	1.0112	Ω	IRB =	0.43801	mA
RBM =	2.5426	Ω	RE =	1.3435	Ω	RC =	0.20486	Ω
CJE =	23.077	fF	VJE =	1.0792	V	MJE =	0.45354	-
TF =	22.746	ps	XTF =	0.36823	-	VTF =	0.50905	V
ITF =	1.8773	mA	PTF =	0	deg	CJC =	460.11	fF
VJC =	1.1967	V	MJC =	0.3	-	XCJC =	0.053823	-
TR =	1.0553	ns	CJS =	0	fF	VJS =	0.75	V
MJS =	0	-	XTB =	0	-	EG =	1.11	eV
XTI =	3	-	FC =	0.54852	-	TNOM	300	K

All parameters are ready to use, no scaling is necessary.
 Extracted on behalf of SIEMENS Small Signal Semiconductors by:
 Institut für Mobil-und Satellitenfunktechnik (IMST)
 © 1996 SIEMENS AG

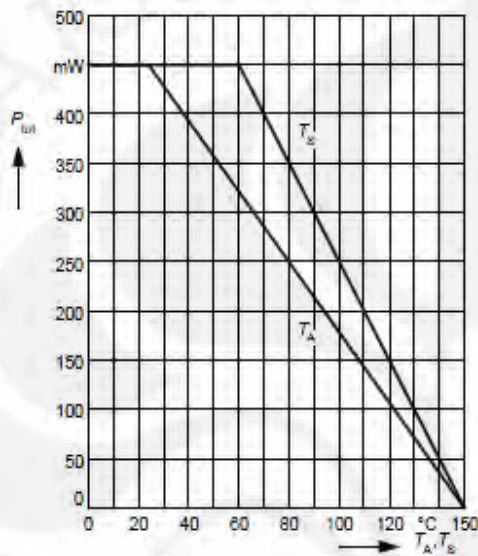
Package Equivalent Circuit:



For examples and ready to use parameters please contact your local Siemens distributor or sales office to obtain a Siemens CD-ROM or see Internet: <http://www.siemens.de/Semiconductor/products/35/35.htm>

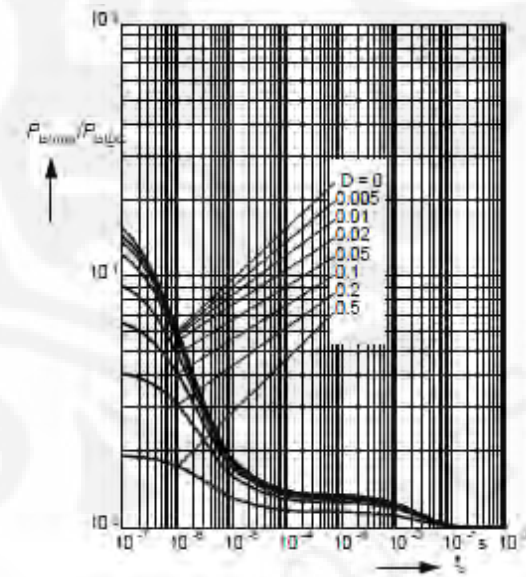
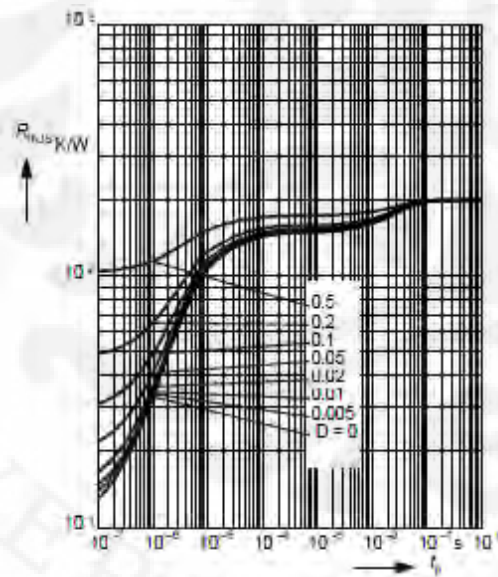
Total power dissipation $P_{tot} = f(T_A^*, T_S)$

* Package mounted on epoxy



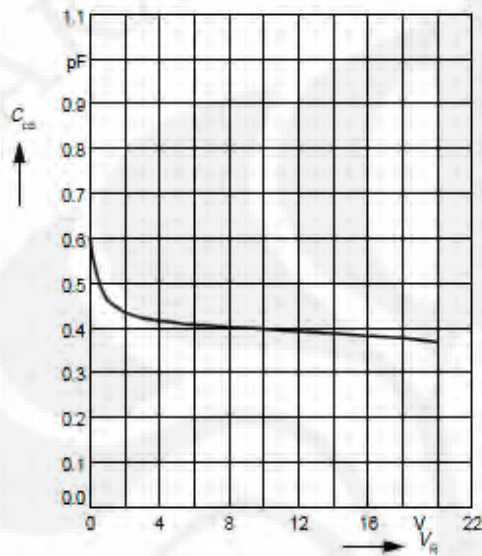
Permissible Pulse Load $R_{thJS} = f(t_p)$

Permissible Pulse Load $P_{totmax}/P_{totDC} = f(t_p)$



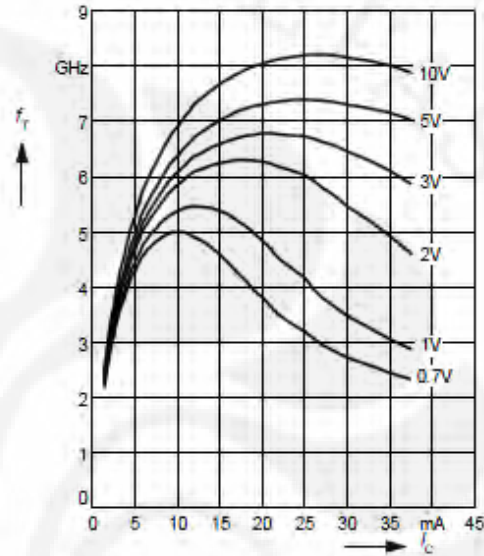
Collector-base capacitance $C_{cb} = f(V_{CB})$

$V_{BE} = V_{be} = 0, f = 1\text{MHz}$



Transition frequency $f_T = f(I_c)$

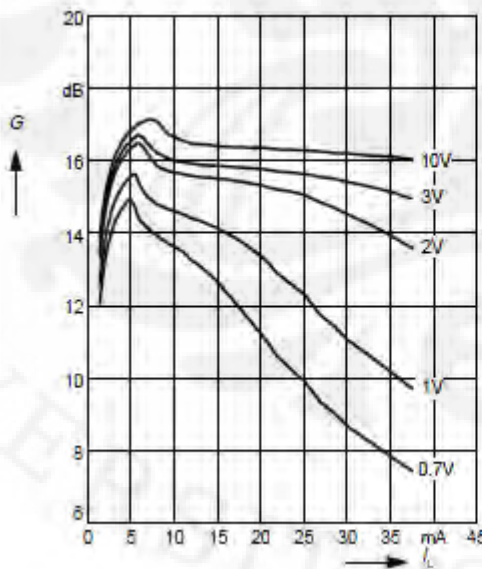
$V_{CE} = \text{Parameter}$



Power Gain $G_{ma}, G_{ms} = f(I_c)$

$f = 0.9\text{GHz}$

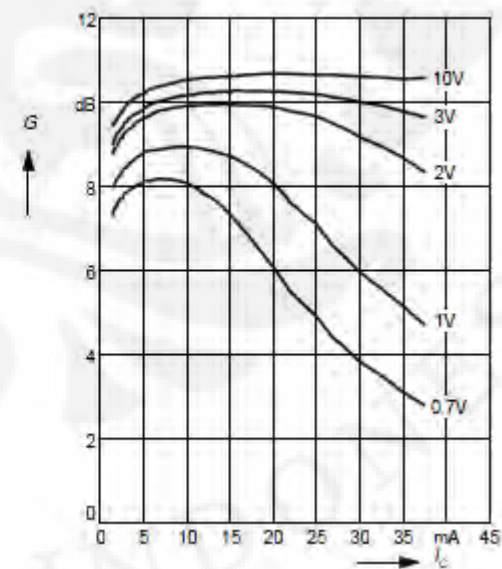
$V_{CE} = \text{Parameter}$



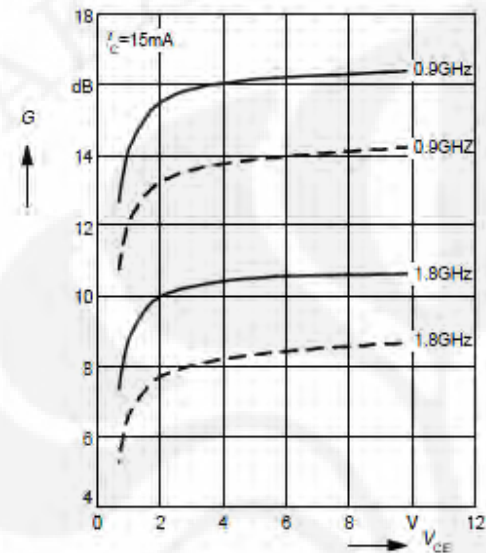
Power Gain $G_{ma}, G_{ms} = f(I_c)$

$f = 1.8\text{GHz}$

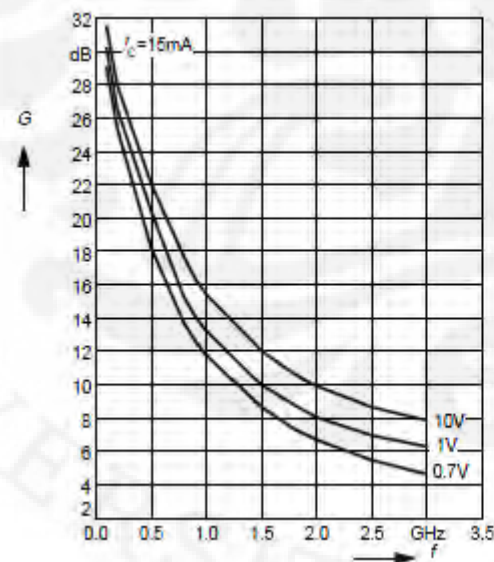
$V_{CE} = \text{Parameter}$



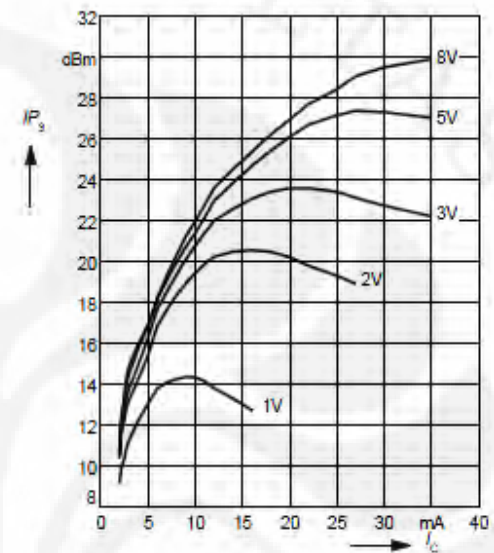
Power Gain G_{ma} , $G_{ms} = f(V_{CE})$: —
 $|S_{21}|^2 = f(V_{CE})$: - - -
 $f =$ Parameter



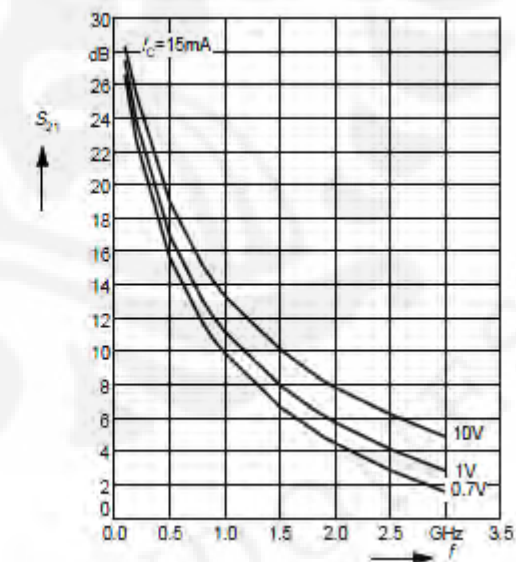
Power Gain G_{ma} , $G_{ms} = f(f)$
 $V_{CE} =$ Parameter



Intermodulation Intercept Point $IP_3 = f(I_C)$
 (3rd order, Output, $Z_S = Z_L = 50\Omega$)
 $V_{CE} =$ Parameter, $f = 900MHz$



Power Gain $|S_{21}|^2 = f(f)$
 $V_{CE} =$ Parameter



3. Data Sheet Dielectric Resonator

8500 Series Temperature Stable Dielectric Resonators

Description

The 8500 series is designed for frequency operation from 1.4 GHz to 13.5 GHz. This series offers a wide selection of temperature coefficients of resonant frequency for the most demanding circuit requirements. Q is greater than 10,000 at 4.5 GHz.

Material Characteristics

Dielectric Constant	36.2 to 36.9
Temperature Coefficient of Resonant Frequency (τ_f) (ppm/°C)	- 3 to +9
Q (1/tan δ) Min. at 4.5 GHz	>10,000
Insulation Resistance (Volume Resistivity) (Ohm-cm) at 25 °C	>10 ¹³
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) (20 - 200 °C)	6.5
Thermal Conductivity (cal/cm sec °C) at 25°C	0.005
Specific Heat (cal/g °C)	0.15
Density (g/cm)	5.20
Water Absorption (%)	<0.01
Vickers Hardness No. (kg/mm)	900
Flexural Strength (psi)	13,000
Composition	(ZrSn)TiO ₄
Color	Cream

4. Rangkaian lengkap DRO tanpa tambahan coupling



5. Rangkaian lengkap DRO dengan tambahan coupling

