



UNIVERSITAS INDONESIA

**PENGGKOPEL HIBRID 3dB MIKROSTRIP NON LINIER PITA
LEBAR DAN APLIKASINYA PADA BUTLER MATRIKS
UNTUK ANTENA DENGAN BANYAK ARAH BERKAS
PADA X-BAND**

DISERTASI

**YULI KURNIA NINGSIH
0606037600**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JULI 2011**



UNIVERSITAS INDONESIA

**PENGGKOPEL HIBRID 3dB MIKROSTRIP NON LINIER PITA
LEBAR DAN APLIKASINYA PADA BUTLER MATRIKS
UNTUK ANTENA DENGAN BANYAK ARAH BERKAS
PADA X-BAND**

DISERTASI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Doktor

**YULI KURNIA NINGSIH
0606037600**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JULI 2011**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Yuli Kurnia Ningsih

NPM : 0606037600

Tanda Tangan : 

Tanggal : 26 Juli 2011








HALAMAN PENGESAHAN

Disertasi ini diajukan oleh :

Nama : Yuli Kurnia Ningsih
NPM : 0606037600
Program studi : Teknik Elektro
Judul Disertasi : Pengkopel Hibrid 3dB Mikrostrip Non Linier Pita Lebar dan Aplikasinya pada Butler Matriks untuk Antena dengan Banyak Arah Berkas pada X-Band

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

DEWAN PENGUJI

Promotor : Prof.Dr.Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc. ()
Kopromotor : Dr.Ir. Muhamad Asvial, M.Eng. ()
Tim Penguji : Prof.Dr.Ir. Djoko Hartanto, M.Sc. ()
: Prof.Dr.Ir. Dadang Gunawan, M.Eng. ()
: Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc., Ph.D. ()
: Dr.Ir. Feri Yusivar, M.Eng ()
: Dr. Adrian Andaya Lestari ()

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : Juli 2011

KATA PENGANTAR/UCAPAN TERIMA KASIH

Puji syukur saya panjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan disertasi ini. Penulisan disertasi ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Doktor pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, mulai dari penelitian sampai pada penyusunan disertasi ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan disertasi ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Prof.Dr.Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc, selaku promotor yang selalu meluangkan waktu untuk membimbing, memberikan arahan, nasehat, dan semangat serta mendukung penuh untuk penelitian ini dan penulisan makalah untuk seminar dan jurnal sampai penyusunan disertasi ini.
- (2) Dr.Ir. Muhammad Asvial, M.Eng, selaku ko-promotor yang telah membimbing, mengoreksi, memberi saran dan memberikan semangat dalam penelitian ini hingga penyusunan disertasi ini.
- (3) Dr. Adrian A.Lestari, Prof.Dr.Ir. Djoko Hartanto, M.Sc, Prof.Dr.Ir. Dadang Gunawan, M.Eng, Ir. Gunawan Wibisono, M.Sc, Ph.D dan Dr.Ir. Ferry Yusivar, M.Eng sebagai penguji dalam proses disertasi ini atas saran dan masukannya sehingga disertasi ini lebih sempurna.
- (4) Staf Pengajar beserta Karyawan Departemen Teknik Elektro Universitas Indonesia.
- (5) Pimpinan dan Karyawan Fakultas Teknologi Industri Universitas Trisakti
- (6) Staf Pengajar beserta Karyawan Departemen Teknik Elektro Universitas Trisakti.
- (7) Terima kasih yang tak terhingga kepada ayahanda H. Daldiri Martono dan ibunda Hj. Nasilah serta ibunda mertua Hj. Rosmawati Maridal tercinta yang selalu mendoakan, memberikan didikan, perhatian dan dukungan serta memberi semangat kepada penulis.

- (8) Suami tercinta H.Jaya Avianto, MM yang mendukung penulis untuk menjadi dosen dan mendukung proses penyelesaian pendidikan S3 dari awal hingga akhir. Terima kasih juga untuk anak-anak tercinta Naufal Hilmi Livanto dan Muhammad Rizqi Yuvianto, yang dengan senang hati memaklumi kesibukan penulis untuk menyelesaikan pendidikan S3.
- (9) Saudara kandung khususnya Ir.Hj. Dwi Ratna Kartika dan Ir. H. Endratno Irfantony dan serta saudara kandung dari pihak suami yang turut mendukung dan menyemangati penulis dalam menyelesaikan pendidikan S3.
- (10) Ibu Dr.Ir. Fitri Yuli Zulkifli, ST,M.Sc dan Ibu Dr. Ir. Herawati,MT sebagai teman dekat kuliah S3 serta semua teman yang telah membantu dan mendukung Penulis selama ini yang tak mampu disebutkan satu persatu.

Akhir kata, saya berharap Tuhan Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga disertasi ini membawa manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, 26 Juli 2011
Yuli Kurnia Ningsih

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

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

Nama : Yuli Kurnia Ningsih
NPM : 0606037600
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis karya : Disertasi

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

Pengkopel Hibrid 3dB Mikrostrip Non Linier Pita Lebar dan Aplikasinya pada Butler Matriks untuk Antena dengan Banyak Arah Berkas pada X-Band beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di: Depok

Pada tanggal: Juli 2011

Yang menyatakan



(Yuli Kurnia Ningsih)

ABSTRAK

Nama : Yuli Kurnia Ningsih
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Pengkopel Hibrid 3dB Mikrostrip Non Linier Pita Lebar dan Aplikasinya pada Butler Matriks untuk Antena dengan Banyak Arah Berkas pada X-Band

Saat ini di Indonesia tengah dikembangkan radar 3 dimensi (3D) untuk pengawas pantai, yang dapat melakukan *scanning* vertikal. Radar tersebut bekerja di frekuensi 9,4GHz, yang merupakan rentang frekuensi X *band* dengan VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) sebesar 1,5. Untuk pengembangan dan kebutuhan radar 3D, maka dibutuhkan juga antena yang memiliki banyak arah berkas dan yang memiliki karakteristik pita lebar (*wideband*) dengan *impedance bandwidth* ≥ 10 dB untuk kebutuhan transmisi data kecepatan tinggi saat melakukan *recovery* informasi dari sinyal yang direfleksikan.

Butler matriks merupakan salah satu pencatu yang menghasilkan banyak arah berkas, dimana pengkopel hibrid 3dB merupakan komponen utamanya. Komponen tersebut memiliki karakteristik *impedance bandwidth* yang terbatas yaitu $\leq 10\%$ dengan VSWR 1,5. Penelitian ini melakukan studi pengembangan pengkopel hibrid 3dB pita lebar untuk rentang frekuensi X *band* pada frekuensi kerja 9,4GHz dengan menggunakan *taper* eksponensial pada lengan seri, sehingga karakteristik impedansinya menjadi non linier. Pemilihan distribusi *taper* eksponensial karena distribusi ini memberikan panjang *taper* lebih pendek dibandingkan distribusi *taper* segitiga dan *taper* Klopfenstein, untuk mencapai koefisien refleksi terendah. Pengkopel hibrid 3dB non linier tersebut merupakan keterbaruan dari penelitian ini.

Karakteristik pengkopel hibrid 3dB non linier yang optimal, diperoleh ketika panjang *taper* (L_{tap}) sebesar = 6,75mm dengan kelengkungan transisi penyesuai impedansi lengan seri sebesar 0,75mm. Hasil pengukuran koefisien refleksi pada frekuensi 9,4GHz sebesar -25dB dan koefisien isolasi sebesar -27,2dB. Koefisien kopling pada kedua terminal keluaran sebesar -3,4dB dan -3,2dB, sehingga ketidakseimbangan daya pada frekuensi 9,4GHz sebesar 0,3dB dari -3dB yang diharapkan. Sedangkan beda fasa (β) antara kedua terminal yang terkopel sebesar 272° atau -88° yang berarti hanya terjadi kesalahan fasa sebesar 2° . Lebar pita (*impedance bandwidth*) dengan VSWR=1,5 diperoleh sebesar 1,7GHz atau sebesar 18,8% yang termasuk katagori pita lebar.

Pengkopel hibrid 3dB non linier telah diimplementasi pada *crossover* yang berfungsi sebagai pengisolasi arus pada arah tertentu dengan melakukan kaskade pengkopel hibrid 3dB non linier. Berdasarkan hasil simulasi, menunjukkan bahwa dengan *crossover* non linier, diperoleh koefisien refleksi menurun 4dB dibandingkan dengan *crossover* yang linier (konvensional). Pada frekuensi

9,4GHz, koefisien refleksi yang diperoleh sebesar -21dB dengan koefisien isolasinya sebesar -22dB dan koefisien koplingnya sebesar 0,33dB dari 0dB yang diharapkan. Lebar pita *crossover* non linier hasil pengukuran untuk VSWR=1,5 besarnya 14% yang merupakan katagori pita lebar.

Disamping itu, pengkoppel hibrid 3dB non linier juga telah diimplementasikan pada Butler matriks 4x4 pita lebar yang menghasilkan 4 beda fasa (β), yaitu $\beta = 45^\circ$ bila terminal 1 dieksitasi, dan $\beta = -135^\circ$ bila terminal 2 dieksitasi, $\beta = 135^\circ$ bila terminal 3 dieksitasi, $\beta = -45^\circ$ bila terminal 4 dieksitasi. Secara rata-rata deviasi fasa yang terjadi sebesar 7° . Selain itu bila terminal 1 atau 4 dieksitasi maka hasil pengukuran koefisien refleksi pada frekuensi kerja 9,4GHz sebesar -41dB, dan bila terminal 2 atau 3 dieksitasi, koefisien refleksinya sebesar -23dB dengan rata-rata koefisien transmisi atau koefisien insersi sebesar -8dB.

Selanjutnya 2 arah berkas dapat diperoleh dengan mengintegrasikan pengkoppel hibrid 3dB non linier pita lebar dan antenna mikrostrip susun 2 elemen. Hasil pengukuran koefisien refleksi pada antenna yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz adalah sebesar -18dB. Koefisien refleksi tersebut dapat diturunkan dengan penggunaan transformer $\frac{1}{4} \lambda$ dan *stub*, sehingga berhasil mencapai -29dB. Lebar pita yang diperoleh pada VSWR 1,5 sebesar 1,2GHz atau sebesar 12%. Bila terminal 1 dieksitasi maka arah berkasnya mengarah pada sudut 20° dan bila terminal 2 dieksitasi maka arah berkas mengarah ke sudut 330° .

Antena dengan 4 arah berkas pita lebar dapat diperoleh dengan mengintegrasikan rancangan Butler matriks 4x4 dan antenna susun. Arah berkas dapat terbentuk karena perbedaan fasa yang terjadi antar terminal keluaran saat terminal masukan dieksitasi. Hasil pengukuran pada frekuensi 9,4GHz, terdapat 4 beda fasa (β) sehingga arah berkas yang terbentuk sebanyak 4 arah berkas (θ), yaitu arah berkas 20° akibat $\beta = 45^\circ$ ketika terminal 1 dieksitasi, arah berkas -310° akibat $\beta = -135^\circ$ ketika terminal 2 dieksitasi, arah berkas 50° akibat $\beta = 135^\circ$ ketika terminal 3 dieksitasi, arah berkas -20° akibat $\beta = -45^\circ$ ketika terminal 4 dieksitasi.

Dari seluruh hasil penelitian yang telah dilakukan, berhasil diperoleh keterbaruan secara geometri pengkoppel hibrid 3dB non linier yang menggunakan distribusi *taper* eksponensial pada lengan serinya, sehingga karakteristik impedansinya menjadi non linier dan memiliki karakteristik pita lebar. Pengkoppel hibrid 3dB non linier pita lebar telah diimplementasikan pada *crossover* dan Butler matriks 4x4 untuk mendapatkan antenna dengan 4 arah berkas yang berbeda dengan rata-rata deviasi penyimpangan ($\bar{\delta}$) yang terjadi pada frekuensi 9,4GHz untuk keempat terminalnya adalah sebesar 5,3.

Kata kunci:

Pengkoppel hibrid 3dB, *crossover*, Butler matriks, antenna banyak berkas, distribusi *taper* eksponensial

ABSTRACT

Name : Yuli Kurnia Ningsih
Study Program: Electrical Engineering
Title : A Non Linear Wideband Microstrip 3dB Hybrid Coupler and Its Application in the Wideband Butler Matrix for X-Band Multi Beams Antenna

Currently in Indonesia 3D Radar has been developed to perform a Vertical Scanning for Coastal Guard. The Radar has 9.4GHz operating frequency with 1.5 VSWR (Voltage Standing Wave Ratio). For 3D Radar, it's needed a multi-beams wideband antenna with impedance bandwidth $\geq 10\text{dB}$ for high speed data transmission when information collected from reflected signal.

Butler matrix is one of many feeders that able to generate multi beams where a 3dB hybrid coupler is the main component. The 3dB hybrid coupler has limited impedance bandwidth $\leq 10\%$ with 1.5 VSWR. In this research, study and development of a wideband 3dB hybrid coupler at 9.4GHz operating frequency using exponential tapered transmission line on its series arms, hence its impedance characteristics become nonlinear. Exponential taper has been selected due to shorter taper length compare with Triangular taper and Klopfenstein taper, for the lowest reflection coefficient. This 3dB wide bandwidth hybrid coupler was newly introduced and presented in this research.

The optimal characteristics of 3dB hybrid coupler can be achieved when taper length (L_{tap}) at 6.75mm with transition curve at series arms matching impedance at 0.75 mm. Reflection coefficient measured at -25dB for 9.4GHz and isolation coefficient at -27.2dB. Coupling coefficient at both ports is -3.4dB and -3.2dB. Hence, power unbalance at 9.4GHz is 0.3dB from desired -3dB. Phase difference (β) between two coupled-ports is 272° or -88° . That means the phase error is only 2° . Impedance bandwidth achieved 1.7GHz at 1.5 VSWR, or 18.8%, in which considered as wide bandwidth.

A nonlinear 3dB hybrid coupler has been implemented on crossover as current isolator at certain flow by cascading nonlinear 3dB hybrid couplers. Simulation shows that, with nonlinear crossover, reflection coefficient can be decreased by 4dB compared with linear (conventional) crossover. -21dB reflection coefficient can be achieved at 9.4GHz with -22dB isolation coefficient and 0.33dB coupling coefficient (compared with 0dB desired). Measurement shows the bandwidth of nonlinear crossover is 14% with 1.5 VSWR, which is considered as wide bandwidth.

Furthermore, nonlinear 3dB hybrid coupler also successfully implemented on wide bandwidth Butler Matrix and produce 4 phase differences, $\beta = 45^\circ$ if port 1 excited, $\beta = -135^\circ$ if port 2 excited, $\beta = 135^\circ$ if port 3 excited, and $\beta = -45^\circ$ if port

4 excited. In average, phase deviation around 7° from desired phase difference. If port 1 or port 4 excited, -41 dB reflection coefficient can be achieved. If port 2 or port 3 be excited, -23dB can be achieved with -8dB transmission coefficient or insertion coefficient, in average.

Antenna with 2 beams can be obtained if nonlinear wide-bandwidth 3dB hybrid coupler is integrated with 2 elements array antenna. From measurement, -18dB reflection coefficient obtained at 9.4GHz. Reflection coefficient can be improved by utilizing $\frac{1}{4} \lambda$ transformer and stub and up to -29dB can be obtained. 1.2GHz (12%) bandwidth can be obtained. Radiation pattern demonstrates 2 beams at different direction as a function of port excitation. If port 1 excited, beam directed to 20° and if port 2 excited, beam directed to 330° .

Antenna with 4 beams can be designed by integrating 4x4 Butler Matrix and array antenna. Beams can be constructed due to phase difference between output ports when input port excited. From measurement at 9.4GHz, there were 4 phase differences (β) hence 4 beams (θ) can be constructed. 20° beam resulted from the phase difference (β) = 45° when port 1 excited. -310° beam resulted from the phase difference (β) = -135° when port 2 excited. 50° beam resulted from the phase difference (β) = 135° when port 3 excited. -20° resulted from the phase difference (β) = -45° when port 4 excited.

The nonlinear 3dB hybrid coupler has been successfully developed using exponential taper distribution at its series arms hence alter its impedance characteristic become nonlinear and wide bandwidth. Non-linear 3dB hybrid coupler has been successfully implemented on crossover and 4x4 Butler Matrix to produce 4 difference antenna beams with 5.3 deviations at all four ports at 9.4GHz.

Key words:

3dB hybrid coupler, crossover, Butler Matrix, multi beams antenna, exponential taper distribution

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR/UCAPAN TERIMA KASIH	iv
HALAMAN PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH	vi
ABSTRAK	vii
ABSTRACT	ix
DAFTAR ISI	xi
DAFTAR TABEL	xiii
DAFTAR GAMBAR	xiv
DAFTAR SIMBOL	xviii
DAFTAR SINGKATAN	xx
1. PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah	3
1.3 Tujuan Penelitian	6
1.4 Kontribusi Penelitian	7
1.5 Batasan Masalah	8
1.6 Metodologi Penelitian	9
1.7 Sistematika Penulisan	10
2. SALURAN TRANSMISI MIKROSTRIP, PEMBENTUK BANYAK ARAH DAN ANTENA MIKROSTRIP	11
2.1 Saluran Transmisi	11
2.1.1 Saluran Transmisi Mikrostrip	12
2.2 Pembentuk Banyak Arah Berkas (<i>Multiplebeam Former</i>)	15
2.2.1 Pengkopel Hibrid	15
2.2.1.1 Pengkopel Hibrid 3dB	17
2.2.1.2 Analisis Mode <i>Even</i> dan Mode <i>Odd</i> Pengkopel Hibrid 3dB	18
2.2.2 <i>Crossover</i>	23
2.2.3 Butler Matriks	24
2.3 Antena Mikrostrip	27
2.3.1 Ukuran Elemen Peradiasi	29
2.3.2 Parameter Dasar Antena Mikrostrip	31
2.4 Metode <i>Taper</i>	35
3. PENGEMBANGAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR DAN <i>CROSSOVER</i> NON LINIER PITA LEBAR	43
3.1 Motivasi	43
3.2 Pengkopel Hibrid 3dB Linier	44
3.3 Pengembangan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar	45
3.4 Formulasi Matematika Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar	48
3.5 Penyesuai Impedansi Eksponensial <i>Taper</i>	51

3.6 Analisis Hasil Simulasi dan Pengukuran Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar	55
3.7 Pengembangan <i>Crossover</i> Mikrostrip Non Linier Pita Lebar	61
3.7.1 Rancangan Dasar dan Simulasi <i>Crossover</i> Non Linier Pita Lebar .	61
3.7.2 Analisis Hasil Simulasi dan Pengukuran <i>Crossover</i> Non Linier Pita Lebar	62
4. IMPLEMENTASI PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PADA PEMBENTUK BANYAK ARAH BUTLER MATRIKS PITA LEBAR ..	68
4.1 Motivasi	68
4.2 Rancang Bangun Jaringan Butler Matriks 4x4 dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar	69
4.3 Analisis Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran Rancangan Butler Matriks 4x4 Pita Lebar dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier	78
5. IMPLEMENTASI PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR PADA ANTENA MIKROSTRIP DENGAN BANYAK ARAH BERKAS	95
5.1 Motivasi	95
5.2 Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas	96
5.2.1 Rancangan Dasar dan Simulasi Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz	96
5.2.2 Analisis Hasil Simulasi dan Pengukuran Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz	99
5.2.3 Perbaikan Koefisien Refleksi Antena Mikrostrip 2 Arah Berkas dengan Menggunakan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4} \lambda$ dan <i>Stub</i>	102
5.2.3.1 Analisis Hasil Pengukuran Antena 2 Arah Berkas dengan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4} \lambda$ dan <i>Stub</i>	106
5.3 Antena Mikrostrip dengan 4 Arah Berkas	109
5.3.1 Realisasi Antena	110
5.3.2 Hasil Pengukuran	111
5.3.3 Analisis Hasil Pengukuran Antena dengan 4 Arah Berkas.....	124
6. KESIMPULAN	126
PENELITIAN LANJUTAN	128
Rancangan Butler Matriks Banyak Arah Berkas untuk Aplikasi Radar	128
1. Konsep Dasar Pencatu Butler Matriks 16x16	129
2. Analisis Rancangan Pencatu Butler Matriks 16x16	133
DAFTAR REFERENSI	135
LAMPIRAN	140

DAFTAR TABEL

Tabel 3.1.	Spesifikasi Substrat yang Digunakan	46
Tabel 3.2.	Pengaruh Nilai Impedansi Lengan Seri	53
Tabel 3.3.	Perbandingan Kinerja Berdasarkan Perbedaan Geometri Lengan Seri	54
Tabel 3.4.	Perbandingan Ketidakseimbangan Daya dan Fasa Error	54
Tabel 3.5.	Perbandingan Dimensi	60
Tabel 4.1.	Beda Fasa (β) pada Jaringan Butler Matriks.....	71
Tabel 4.2.	Beda Fasa yang Terjadi pada Butler Matriks 4x4	83
Tabel 4.3.	Perbandingan Hasil Simulasi & Pengukuran Arah Berkas pada 9,4GHz	83
Tabel 4.4.	Hasil Simulasi Beda Fasa pada Butler Matriks pada $f = 9,4\text{GHz}$	84
Tabel 5.1.	Perbandingan Hasil Simulasi Impedansi Masukan Tanpa dan Dengan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4}\lambda$ dan <i>Stub</i>	106
Tabel 5.2.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi.....	125
Tabel 5.3.	Deviasi Penyimpangan Arah Berkas $ \delta $	125

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1.	Keterkaitan Penelitian	10
Gambar 2.1.	Geometri Saluran Mikrostrip	13
Gambar 2.2.	<i>Power Divider</i> dan <i>Directioner Coupler</i>	15
Gambar 2.3.	Pengkopel Hibrid 3dB (<i>Branch-Line Hybrid</i>)	16
Gambar 2.4.	Skematik Rangkaian Pengkopel Hibrid 3dB	19
Gambar 2.5.	Dekomposisi Rangkaian Pengkopel Hibrid 3dB ke dalam Eksitasi Mode <i>Even</i> dan Mode <i>Odd</i>	20
Gambar 2.6.	<i>Crossover</i> (Pengkopel 0dB)	24
Gambar 2.7.	Topologi dan Pola Radiasi Butler Matriks	26
Gambar 2.8.	Skema Umum Butler Matriks	27
Gambar 2.9.	Konfigurasi Antena Mikrostrip	29
Gambar 2.10.	Lebar Pita Berdasarkan Nilai Impedansi	34
Gambar 2.11.	Penyesuaian Impedansi dengan Metode <i>Taper</i>	37
Gambar 2.12.	Distribusi <i>Taper</i> Eksponensial.....	39
Gambar 2.13.	Distribusi <i>Taper</i> Segitiga untuk $d(\ln Z/Z_0)/dz$	40
Gambar 2.14.	Perbandingan Karakter Distribusi <i>Taper</i> Eksponensial, <i>Taper</i> Segitiga dan <i>Taper</i> Klopfenstein.....	42
Gambar 3.1.	Diagram Alir Proses Rancang Bangun Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier	47
Gambar 3.2.	Rangkaian Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier	48
Gambar 3.3.	Dekomposisi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar ke dalam Mode <i>Even</i> dan <i>Odd</i>	49
Gambar 3.4.	Variasi Impedansi dengan Distribusi <i>Taper</i> Eksponensial	53
Gambar 3.5.	Rancangan Akhir Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	55
Gambar 3.6.	Fabrikasi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	55
Gambar 3.7.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	56
Gambar 3.8.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Isolasi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	57
Gambar 3.9.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling Respon Magnitudo Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	58
Gambar 3.10.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling Respon Fasa Pengkopel Hibrid Non Linier 3dB untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	59
Gambar 3.11.	VSWR Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$	61
Gambar 3.12.	<i>Crossover</i> Non Linier	62
Gambar 3.13.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Isolasi pada <i>Crossover</i> Non Linier	63
Gambar 3.14.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi <i>Crossover</i> Non Linier.....	64
Gambar 3.15.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling 0dB pada	

	<i>Crossover</i> Non Linier	65
Gambar 3.16.	Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling Isolasi pada <i>Crossover</i> Non Linier.....	66
Gambar 3.17.	Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran VSWR <i>Crossover</i> Non Linier	67
Gambar 4.1.	Penempatan Komponen Jaringan Butler Matriks	70
Gambar 4.2.	Pembagian Struktur Jaringan Butler Matriks	72
Gambar 4.3.	Struktur Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah	72
Gambar 4.4.	Rancangan Struktur Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah ...	73
Gambar 4.5.(a).	Hasil Simulasi Koefisien Refleksi dan Transmisi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau 4 yang Dieksitasi.....	74
Gambar 4.5.(b).	Hasil Simulasi Koefisien Refleksi dan Transmisi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau 3 yang Dieksitasi.....	75
Gambar 4.6.(a).	Hasil Simulasi Respon Fasa Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau Terminal 4 Dieksitasi.....	76
Gambar 4.6.(b).	Hasil Simulasi Respon Fasa Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau Terminal 3 Dieksitasi	76
Gambar 4.7.(a).	Hasil Simulasi Koefisien Isolasi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau 4 Dieksitasi	77
Gambar 4.7.(b).	Hasil Simulasi Koefisien Isolasi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau 3 Dieksitasi	77
Gambar 4.8.	Rancangan Struktur Jaringan Butler Matriks	78
Gambar 4.9.(a).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 atau Terminal 4 Dieksitasi	79
Gambar 4.9.(b).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 atau Terminal 3 Dieksitasi	80
Gambar 4.10.(a).	Karakteristik Hasil Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 Dieksitasi	81
Gambar 4.10.(b).	Karakteristik Hasil Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 4 Dieksitasi	81
Gambar 4.10.(c).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 Dieksitasi	82
Gambar 4.10.(d).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 3 Dieksitasi	82
Gambar 4.11.	Rancangan dan Foto Realisasi Jaringan Butler Matriks	85
Gambar 4.12.(a).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 atau 4 Dieksitasi.....	86

Gambar 4.12.(b).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 atau 3 Dieksitasi.....	86
Gambar 4.13.(a).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 Dieksitasi	87
Gambar 4.13.(b).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 Dieksitasi	88
Gambar 4.13.(c).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 3 Dieksitasi	88
Gambar 4.13.(d).	Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 4 Dieksitasi	89
Gambar 4.14.(a).	Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = 45°	90
Gambar 4.14.(b).	Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = -135°	90
Gambar 4.14.(c).	Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = 135°	91
Gambar 4.14.(d).	Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = -45°	91
Gambar 4.15.(a).	Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar 45°	92
Gambar 4.15.(b).	Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar -135°	92
Gambar 4.15.(c).	Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar 135°	93
Gambar 4.15.(d).	Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar -45°	93
Gambar 5.1.	VSWR Antena Mikrostrip Elemen Tunggal untuk Frekuensi Kerja 9,4GHz	98
Gambar 5.2.	Desain Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas	98
Gambar 5.3.	Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Antena dengan 2 Arah Berkas	100
Gambar 5.4.(a).	Pola Radiasi Antena dengan 2 Arah Berkas Bila Terminal 1 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz	101
Gambar 5.4.(b).	Pola Radiasi Antena dengan 2 Arah Berkas Bila Terminal 2 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz	101
Gambar 5.5.	Simulasi Koefisien Refleksi dengan Panjang <i>Transformer</i> $\frac{1}{4} \lambda$	103
Gambar 5.6.	Hasil Simulasi Koefisien Refleksi untuk Panjang <i>Transformer</i> $\frac{1}{4}\lambda$ Sebesar 5mm dengan Berbagai Panjang <i>Stub</i>	104
Gambar 5.7.	Simulasi Koefisien Refleksi untuk Panjang <i>Transformer</i> $\frac{1}{4}\lambda = 4,5\text{mm}$ dengan Berbagai Panjang <i>Stub</i>	105
Gambar 5.8.	Antena dengan 2 Arah Berkas dengan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4}\lambda$ dan <i>Stub</i>	106
Gambar 5.9.(a).	Perbandingan Pengukuran <i>Return Loss</i> Terminal 1 Dengan dan Tanpa Menggunakan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4} \lambda$ dan <i>Stub</i>	107
Gambar 5.9.(b).	Perbandingan Pengukuran <i>Return Loss</i> Terminal 2 Dengan dan Tanpa Menggunakan <i>Transformer</i> $\frac{1}{4} \lambda$ dan <i>Stub</i>	108
Gambar 5.10.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi Antena 2 Arah Berkas bila Terminal 1 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz	108
Gambar 5.10.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi Antena 2 Arah Berkas bila Terminal 2 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz	109

Gambar 5.12.	Rancangan Antena 4 Arah Berkas Pita Lebar	110
Gambar 5.13.	Realisasi Antena 4 Arah Berkas dan Antena <i>Dipole</i> 9,4GHz	111
Gambar 5.14.(a).	Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 1 Dieksitasi	112
Gambar 5.14.(b).	Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 2 Dieksitasi	112
Gambar 5.14.(c).	Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 3 Dieksitasi	113
Gambar 5.14.(d)	Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 4 Dieksitasi	114
Gambar 5.15.(a).	Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 1 Dieksitasi	115
Gambar 5.15.(b).	Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 2 Dieksitasi	115
Gambar 5.15.(c).	Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 3 Dieksitasi	116
Gambar 5.15.(d).	Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 4 Dieksitasi	117
Gambar 5.16.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz.....	119
Gambar 5.17.	Hasil Pengukuran Arah berkas (θ) <i>Versus</i> Tingkatan Daya pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz.....	119
Gambar 5.18.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,2GHz.....	120
Gambar 5.19.	Hasil Pengukuran Arah Berkas (θ) Terhadap Tingkatan Daya pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,2GHz	121
Gambar 5.20.	Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,45GHz.....	122
Gambar 5.21.	Hasil Pengukuran Arah Berkas (θ) Terhadap Tingkatan Daya pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,45GHz.....	123

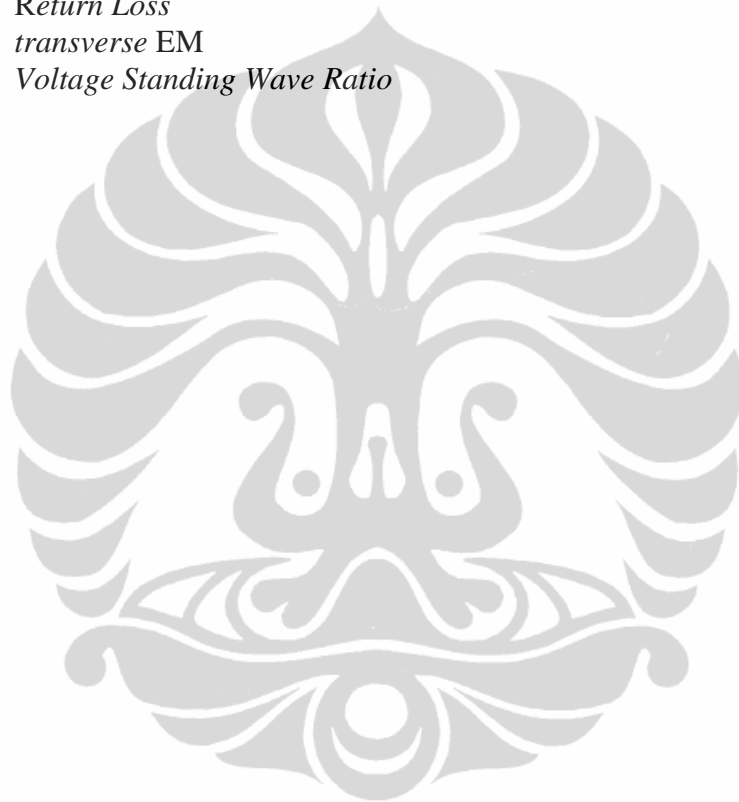
DAFTAR SIMBOL

Simbol	Keterangan	Dimensi
c	kecepatan cahaya	(m/dtk)
d	jarak antar elemen	(mm)
f	frekuensi	(GHz)
f_h	frekuensi tertinggi dalam <i>band</i>	(GHz)
f_l	frekuensi terendah dalam <i>band</i>	(GHz)
f_c	frekuensi tengah dalam <i>band</i>	(GHz)
h	ketebalan bahan dielektrik	(mm)
k	konstanta propagasi	
p dan q	indeks mode pada arah x dan y	
n	orde matriks	
$\tan \delta$	rugi-rugi tangensial	
w	lebar strip konduktor	(mm)
A	amplitudo	
AF_n	<i>array factor</i>	
BW	lebar pita	
G	penguatan (Gain)	
L	panjang elemen	(mm)
L_{eff}	panjang efektif <i>patch</i>	(mm)
L_{tap}	panjang taper	(mm)
N	jumlah elemen atau terminal	
Q	faktor kualitas total	
R_{in}	resistansi masukan	(Ω)
S_{11}^e	koefisien refleksi even	
S_{11}^o	koefisien refleksi dan odd	
S_{21}^e	koefisien transmisi even	
S_{21}^o	koefisien transmisi odd	
T_f	frame waktu	
V_0^+	gelombang yang dikirim	
V_0^-	gelombang yang direfleksikan	
VSWR	perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (<i>standing wave</i>) maksimum ($ V _{max}$) dengan minimum ($ V _{min}$)	
X_{in}	reaktansi masukan	
$Z(z)$	variasi impedansi berdasarkan <i>exponential taper</i>	(Ω)
Z_{in}	impedansi masukan	(Ω)
Z_0	impedansi karakteristik	(Ω)

Simbol	Keterangan	Dimensi
Z_L	impedansi beban	(Ω)
Z_T	impedansi transformer $\frac{1}{4} \lambda_g$	(Ω)
1L	arah berkas 1 sisi kiri akibat beda fasa (β) = 45°	
2L	arah berkas 2 sisi kiri akibat beda fasa (β) = 135°	
1R	arah berkas 1 sisi kanan akibat beda fasa (β) = -45°	
2R	arah berkas 2 sisi kanan akibat beda fasa (β) = -135°	
λ	panjang gelombang	(mm)
λ_g	panjang gelombang pada bahan dielektrik	(mm)
λ_0	panjang gelombang pada ruang bebas	(mm)
δ	deviasi penyimpangan	
ϵ_r	konstanta dielektrik substrat	
ϵ_{eff}	konstanta dielektrik efektif	
β	beda fasa	($^\circ$)
θ	arah berkas utama	($^\circ$)
θ_{coveragr}	cakupan berkas	($^\circ$)
γ	konstanta fasa	
μ_r	konstanta permeabilitas relatif	
φ	fasa	
ΔL	perubahan panjang yang disebabkan oleh adanya <i>fringing effect</i>	
Γ	koefisien refleksi tegangan	
$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_e$	matriks ABCD mode <i>even</i>	
$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_o$	matriks ABCD mode <i>odd</i>	

DAFTAR SINGKATAN

2D	dua Dimensi
3D	tiga Dimensi
dB	desiBel
BW	<i>Bandwidth</i>
EM	ElektroMagnetik
IC	<i>Integrated Circuit</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RL	<i>Return Loss</i>
TEM	<i>transverse EM</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG

Pengkopel hibrid merupakan salah satu kategori rangkaian *microwave* pasif yang penting, biasanya berfungsi sebagai pembagi atau penggabung daya, pencuplik, injeksi sinyal atau pemonitor daya dalam suatu sub sistem pada perangkat komunikasi atau radar [1]. Salah satu jenis pengkopel hibrid adalah pengkopel hibrid 3dB.

Pada dasarnya pengkopel hibrid 3dB adalah suatu perangkat pasif empat terminal yang memiliki 4 buah lengan linier yang simetris untuk dapat menghasilkan sinyal keluaran yang berbeda fasa 90° [2]. Pengkopel hibrid 3dB menggunakan saluran transmisi $\frac{1}{4}\lambda$. Pengkopel hibrid yang standar (tradisional) pada dasarnya memiliki kekurangan, diantaranya memiliki karakteristik pita terbatas dimana *impedance bandwidth* $\leq 10\%$ [2] serta memiliki ukuran atau dimensi yang besar.

Beberapa penelitian telah dilakukan terkait dengan pengkopel hibrid 3dB, diantaranya bertujuan untuk menurunkan dimensi pengkopel hibrid 3dB [3]-[5]. Pada penelitian [3] telah berhasil mengurangi ukuran dengan cara mensubsitusikan sebuah induktor, sebuah kapasitor, dan 2 buah *stub* yang diletakkan miring secara diagonal. Dengan cara ini telah berhasil menurunkan dimensi sebesar 27%, namun cara tersebut menyebabkan fabrikasinya menjadi tidak mudah. Sedangkan pada penelitian [4][5] berhasil menurunkan dimensi namun *impedance bandwidth* $\leq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$. Beberapa penelitian dilakukan untuk mendapatkan karakteristik pita dengan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ dengan $VSWR=1,5$, diantaranya dilakukan pada penelitian [6]-[8].

Pada penelitian [6], pengkopel hibrid 3dB dibuat dengan struktur tandem *N section*. Dengan cara demikian berhasil didapatkan lebar pita sebesar 1,9GHz untuk $VSWR=1,5$ pada frekuensi 3,6GHz – 5,5GHz, namun desainnya menjadi kompleks. Begitu pula pada penelitian [7][8], yang menggunakan struktur

multisection cascaded. Pada dasarnya penggunaan *multisection* pada pengkopel hibrid mikrostrip 3dB relatif sulit, karena membutuhkan impedansi yang tinggi di saluran cabangnya (*branch line*), sehingga lebar saluran akan semakin kecil, yang berakibat kesulitan dalam melakukan fabrikasi.

Pengkopel hibrid 3dB, diantaranya dapat diimplementasikan pada jaringan pencatu banyak arah yang terdapat pada antena *switched beam antenna*. Saat ini antena *switched beam* semakin banyak dipilih sebagai salah satu cara untuk dapat meningkatkan kapasitas kanal, meningkatkan kualitas transmisi, peningkatan *gain* dan *diversity*, khususnya pada komunikasi bergerak. Peningkatan tersebut dimungkinkan karena adanya pilihan arah berkas sehingga interferensi yang terjadi akibat *multipath fading* dapat dikurangi. Selain pada komunikasi bergerak, antena *switched beam* juga dapat digunakan pada sistem radar [9][10]. Pada aplikasi radar, antena *switched beam* dapat dimanfaatkan untuk melakukan *scanning* vertikal sebagai radar 3 dimensi (3D).

Saat ini di Indonesia tengah dikembangkan radar 2 dimensi (2D) sebagai radar pengawas pantai, yang hanya melakukan *scanning* horisontal. Radar tersebut bekerja di frekuensi 9,4GHz, yang merupakan rentang frekuensi X band dengan VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) sebesar 1,5. Untuk pengembangan dan kebutuhan di masa datang, radar 2D harus ditingkatkan menjadi radar 3D, yang memiliki banyak arah berkas dimana arah berkasnya dapat dipilih (antena *switched beam*). Pada sistem radar 3D, kebutuhan antena dengan karakteristik pita lebar (*wideband*) semakin meningkat, terkait dengan kebutuhan transmisi data kecepatan tinggi dalam melakukan *recovery* informasi dari sinyal yang direfleksikan. Berdasarkan referensi [11], karakteristik pita lebar dinyatakan bila *impedance bandwidth* berkisar 10%-25% terhadap frekuensi tengah. Oleh karena itu, latar belakang pada penelitian ini dipilih frekuensi kerja 9,4GHz yang merupakan rentang X band sesuai dengan frekuensi kerja untuk aplikasi antena radar 3D dengan VSWR=1,5 dan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$.

1.2 PERUMUSAN MASALAH

Pada dasarnya antena *switched beam* adalah antena susun yang diintegrasikan dengan pencatu yang mempunyai kemampuan menghasilkan banyak arah berkas. Terdapat beberapa cara agar pencatu dapat menghasilkan banyak arah berkas, diantaranya menggunakan Blass matriks, Nolen matriks, Rotman Lens dan Butler matriks. Namun yang banyak dipakai dan diteliti adalah Butler matriks, karena desain yang lebih sederhana dengan *power loss* yang rendah [12]-[14].

Butler matriks konvensional terdiri dari pengkopel hibrid 3dB, *crossover* (*cross line*) dan penggeser fasa. Komponen tersebut pada dasarnya memiliki karakteristik *impedance bandwidth* yang terbatas yaitu $\leq 10\%$ dengan VSWR=1,5 [12], dikarenakan komponen penyusun Butler matriks merupakan *transmission lines*. Komponen utama yang memberikan pengaruh terhadap lebar pita adalah pengkopel hibrid 3B yang berfungsi sebagai pembagi daya. Oleh karena itu dalam penelitian ini difokuskan untuk mengembangkan pengkopel hibrid 3dB.

Beberapa penelitian telah dilakukan dalam upaya meningkatkan lebar pita pengkopel hibrid 3dB yang diimplementasikan pada Butler matriks mikrostrip seperti pada penelitian [7][8][13]-[47]. Secara garis besar terdapat 2 cara yang digunakan dalam perancangan pengkopel hibrid 3dB pada Butler matriks, yaitu penggunaan banyak lapis (*multilayer*) dan lapis tunggal (*single layer*) dengan berbagai bentuk dan cara.

Penelitian yang menggunakan banyak lapis diantaranya adalah pada penelitian [15]-[18],[24]-[28][47]. Pada penelitian [15], Butler matriks *Ultra Wide Band* (UWB) telah diperoleh dengan menggunakan 2 pengkopel hibrid 3dB yang berbentuk eliptik banyak lapis. Butler matriks tersebut bekerja pada rentang frekuensi 3,5-5,5GHz dengan *impedance bandwidth* untuk VSWR=1,5 sebesar 2GHz (50%). Pada penelitian [17] telah berhasil mendesain dan merealisasikan Butler matriks 4x4 yang bekerja di frekuensi 0,88-0,96GHz dengan menggunakan dua lapis dan *suspended stripline* pada pengkopel hibrid 3dB. Dengan cara tersebut diperoleh reduksi dimensi dan *loss* yang ada. Lebar pita dengan VSWR=1,5 yang dihasilkan sebesar 8,6%. Pada penelitian [26], Butler matriks yang didesain telah berhasil mendapatkan *impedance bandwidth* untuk

VSWR=1,5 sebesar 40%. Pada penelitian tersebut digunakan metode hubungan tandem (*tandem connection*) antara pengkopel hibrid 3dB dan *crossover* dengan menggunakan 3 lapis substrat. Butler matriks tersebut bekerja pada rentang frekuensi 1-4GHz. Begitu juga pada penelitian [28], Butler matriks 8x8 telah berhasil didesain dan difabrikasi dengan menggunakan dua lapis substrat. Butler matriks tersebut bekerja pada frekuensi 36 GHz dengan lebar pita yang diperoleh sebesar 400MHz (1%). Pada penelitian [47] telah berhasil didesain dan direalisasikan Butler matriks 4x4 dengan menggunakan dua lapis dengan metode *substrate integrated waveguide* (SIW). Dengan cara ini telah berhasil diperoleh Butler matriks pada rentang frekuensi 11-14GHz dengan *impedance bandwidth* untuk VSWR=1,5 sebesar 24%. Selain diperoleh pita lebar, metode ini juga dapat mereduksi dimensi. Namun cara ini mengalami kesulitan dalam proses fabrikasinya.

Penelitian yang menggunakan lapis tunggal diantaranya adalah pada penelitian [7][8][20][29][30][34]. Penelitian [7] telah berhasil diperoleh Butler matriks 4x4 pita lebar, dengan menggunakan *multibranch* pada pengkopel hibrid 3dB. Dengan cara tersebut diperoleh *impedance bandwidth* dengan VSWR=1,5 sebesar 13% untuk rentang frekuensi 1,7-2,1GHz. Cara yang sama juga dilakukan pada penelitian [8], dengan menggunakan pengkopel hibrid 3dB tiga cabang ditambah *stub*, diperoleh *impedance bandwidth* dengan VSWR=1,5 sebesar 20% yang bekerja pada rentang frekuensi 7-13GHz. Pada penelitian [20], telah diperoleh Butler matriks untuk aplikasi GSM-UMTS dalam rentang frekuensi 1,35-2,55GHz dengan *impedance bandwidth* untuk VSWR=1,5 sebesar 25%. Pengkopel hibrid 3dB pada Butler matriks tersebut menggunakan tiga cabang (*multibranch*). Penambahan cabang pada pengkopel hibrid 3dB memang banyak digunakan untuk mendapatkan pita lebar. Namun cara tersebut akan berakibat terhadap peningkatan dimensi secara keseluruhan. Penggunaan satu lapis untuk mendapatkan karakteristik pita lebar juga dilakukan pada penelitian [29], namun desainnya menjadi kompleks karena penggunaan kabel (*wire bonding*). Begitu pula pada penelitian [34] diperoleh pita lebar dengan menggunakan *post wall waveguide*, namun terjadi peningkatan kompleksitas ketika fabrikasi dilakukan.

Dari beberapa referensi yang telah diuraikan di atas, penelitian Butler matriks kebanyakan bekerja pada frekuensi rendah $\leq 7\text{GHz}$, baik yang menggunakan satu lapis atau banyak lapis, yang menghasilkan karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $\text{VSWR}=1,5$, dengan koefisien refleksi dan koefisien isolasi $\leq -15\text{dB}$. Terdapat sejumlah penelitian yaitu pada penelitian [8][19][28][30][35][47], yang bekerja pada frekuensi $\geq 7\text{GHz}$. Penelitian [8][19][30] menggunakan satu lapis sedangkan penelitian [28][35][47] menggunakan banyak lapis. Namun dari penelitian tersebut, hanya penelitian [8] dan [47] yang berhasil mendapatkan *impedance bandwidth* $\geq 20\%$ dengan $\text{VSWR}=1,5$. Penelitian [9] menggunakan *multibranch*, sehingga hal tersebut dapat berpengaruh terhadap dimensinya, sedangkan penelitian [47] menggunakan banyak lapis dengan metode *substrate integrated waveguide* (SIW) yang menambah kompleksitas saat fabrikasi.

Dengan memperhatikan beberapa parameter diantaranya dimensi dan proses fabrikasi, maka penelitian ini dipilih menggunakan satu lapis substrat yang memenuhi persyaratan untuk aplikasi frekuensi tinggi pada rentang frekuensi *X band*.

Banyak metode yang dapat digunakan untuk mendapatkan karakteristik lebar pita dengan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $\text{VSWR}=1,5$, diantaranya berdasarkan referensi [2] dan [48] yaitu dengan cara memperbaiki kesepadanan saluran melalui penyesuaian impedansi secara bertahap sehingga dapat menurunkan koefisien refleksi. Diantaranya pada penelitian [43] menyarankan penggunaan jaringan penyesuaian impedansi banyak tahap untuk meningkatkan *coupling ratio*. Namun penggunaan jaringan penyesuaian impedansi *multi section* ini akan meningkatkan dimensi Butler matriks secara keseluruhan.

Penyesuaian impedansi secara bertahap juga telah diterapkan pada filter dengan menggunakan metode *taper*. Beberapa penelitian yang terkait dengan penggunaan penyesuaian impedansi dengan metode *taper* pada filter, diantaranya pada penelitian [53][54]. Dari hasil penelitian tersebut diperoleh filter yang memiliki karakteristik pita lebar dengan ukuran dan bobot yang lebih kompak. Oleh karena itu, metode tersebut menjadi satu pertimbangan tersendiri untuk diterapkan pada bagian pengkopel hibrid 3dB yang ada pada Butler matriks,

karena sejauh penelusuran referensi yang telah dilakukan, metode tersebut belum pernah digunakan pada pengkopel hibrid 3dB. Penggunaan metode *taper* pada pengkopel hibrid akan menghasilkan dimensi Butler matriks yang lebih kecil dan kompak.

Oleh karena itu perumusan masalah dari penelitian ini adalah:

1. Bagaimana mendapatkan pengkopel hibrid 3dB yang memiliki karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$ dengan menggunakan distribusi *taper* eksponensial untuk mendapatkan kinerja sesuai dengan yang diharapkan?
2. Apakah pengkopel hibrid 3dB pita lebar yang diperoleh dapat diimplementasikan pada jaringan pencatu pembentuk banyak berkas Butler matriks?
3. Apakah 2 arah berkas dapat diperoleh dengan mengintegrasikan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar yang berfungsi sebagai pembagi daya dengan antena susun?
4. Apakah 4 arah berkas dapat diperoleh dengan mengintegrasikan pencatu Butler matriks pita lebar 4x4 pada antena susun?

Tentu ini merupakan tantangan tersendiri saat melakukan perancangan pengkopel hibrid 3dB yang bekerja pada frekuensi X-band. Selain itu, apabila pengkopel hibrid 3dB tersebut diimplementasikan pada rancangan Butler matriks maka akan mempunyai tingkat kesulitan dan inovatif tersendiri karena Butler matriks memiliki banyak *branches* dan *bends*.

1.3 TUJUAN PENELITIAN

Tujuan utama penelitian ini adalah mengembangkan pengkopel hibrid 3dB mikrostrip satu lapis substrat melalui penggunaan penyesuai impedansi berbasis saluran dengan distribusi *taper* eksponensial pada lengan serinya, sehingga lengan seri dari pengkopel hibrid 3dB menjadi non linier dan menghasilkan karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$ serta mengimplementasikan pengkopel hibrid 3dB yang dikembangkan pada pembentuk banyak arah berkas – Butler matriks, yang mampu menghasilkan karakteristik *impedance bandwidth* \geq

10% untuk $VSWR=1,5$ untuk aplikasi antena yang memiliki banyak arah pada X-band.

Tujuan Khusus:

- a. Mendapatkan metode yang efisien dalam penggunaan penyesuai impedansi berbasis *taper* pada pengkopel hibrid 3dB berkaitan dengan bentuk geometri dan karakteristik elektriknya.
- b. Melakukan simulasi dan optimasi pada lengan seri pengkopel hibrid 3dB untuk mendapatkan transisi penyesuai impedansi berbasis saluran secara eksponensial *taper* sehingga dapat memiliki karakteristik pita lebar.
- c. Mendapatkan struktur baru pengkopel hibrid 3dB non linier karena penggunaan penyesuai impedansi berbasis saluran dengan distribusi eksponensial.
- d. Menguji hasil pengembangan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar secara matematis.
- e. Mengimplementasikan hasil pengembangan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar pada jaringan pembentuk banyak arah berkas Butler matriks.
- f. Mengintegrasikan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar dan Butler matriks pada antena susun untuk melihat arah berkas yang dihasilkan.

1.4 KONTRIBUSI PENELITIAN

Kontribusi utama:

- a. Mendapatkan keterbaruan geometri pengkopel hibrid 3dB yang memiliki karakteristik pita lebar melalui penggunaan penyesuai impedansi berbasis saluran dengan distribusi secara eksponensial *taper* pada lengan serinya, sehingga lengan seri dari pengkopel hibrid 3dB menjadi non linier.
- b. Memberikan kontribusi keilmuan dengan diterapkannya distribusi taper eksponensial pada pengkopel hibrid 3dB sehingga memberikan karakteristik pita lebar

- c. Mendapatkan *crossover* yang memiliki karakteristik pita lebar dengan melakukan kaskade pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar.
- d. Mendapatkan jaringan Butler matriks yang memiliki kinerja pita lebar dengan mengimplementasikan pengembangan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar dan *crossover* pita lebar.
- e. Mendapatkan antenna dengan banyak arah berkas.

Kontribusi tambahan:

- a. Dapat diterapkan sebagai antenna dengan banyak berkas yang dapat dikontrol secara pensaklaran (*switched beam antenna*).
- b. Menjadi alternatif metode *scanning* vertikal yang lebih efisien pada antenna radar 3D melalui pensaklaran arah berkas secara elektronik.

1.5 BATASAN MASALAH

Pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar yang diimplementasikan pada Butler matriks dirancang untuk rentang frekuensi X band yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz. Karakteristik pengkopel hibrid 3dB pita lebar meliputi parameter koefisien refleksi, koefisien isolasi, koefisien kopling, ketidakseimbangan daya dan kesalahan fasa. Koefisien refleksi dan koefisien isolasi yang diinginkan $\leq -18\text{dB}$. Koefisien kopling -3dB dengan ketidakseimbangan daya sebesar $\pm 1\text{dB}$ dan kesalahan fasa sebesar $\pm 3^\circ$. Sedangkan parameter yang digunakan untuk antenna dengan banyak arah berkas adalah koefisien refleksi $\leq -18\text{dB}$ dan pola radiasi. Lebar pita (*impedance bandwidth*) yang diharapkan adalah $\geq 10\%$ untuk $\text{VSWR}=1,5$ dengan hanya menggunakan satu lapis substrat.

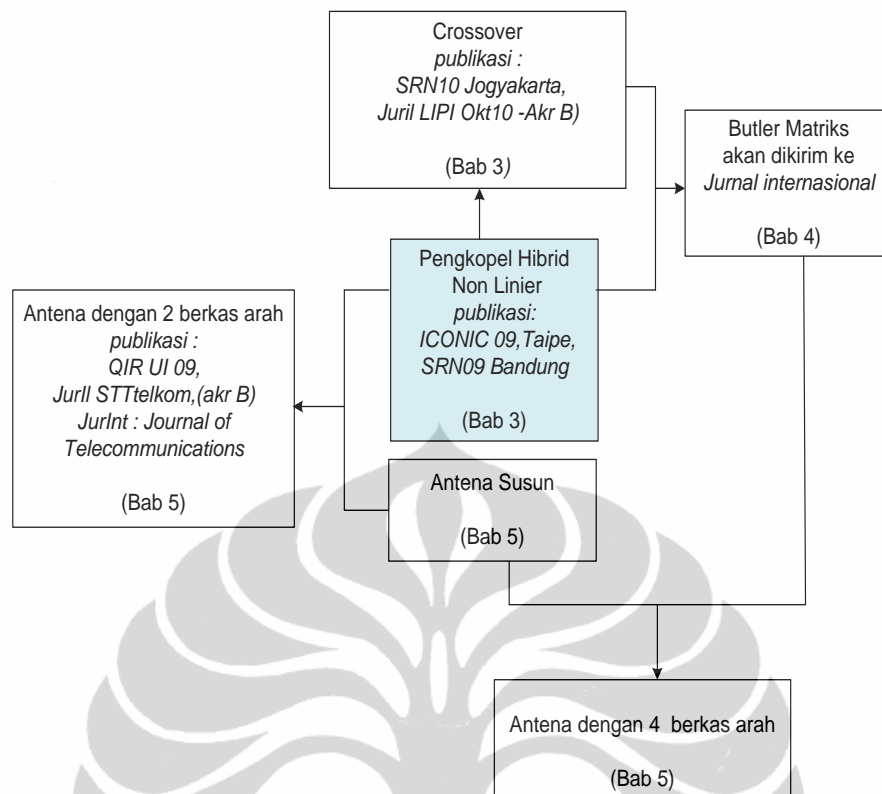
Tipe elemen antenna yang digunakan adalah antenna mikrostrip dan bekerja pada frekuensi 9,4GHz. Tujuan penggunaan antenna yang memiliki karakteristik pita terbatas tersebut adalah untuk mengetahui arah berkas berdasarkan pola radiasi yang dihasilkan pada frekuensi kerja yang diinginkan ketika diintegrasikan dengan pengkopel hibrid 3dB maupun dengan pembentuk banyak arah Butler matriks.

Butler matriks yang dirancang adalah Butler matriks 4x4 yang merupakan konfigurasi terkecil dari jaringan Butler matriks. Pemilihan konfigurasi Butler matriks 4x4 karena untuk diimplementasikan pada antena yang dapat menghasilkan 4 arah berkas. Konfigurasi tersebut dapat ditingkatkan sesuai dengan jumlah arah berkas yang diinginkan.

1.6 METODOLOGI PENELITIAN

Kegiatan penelitian ini merupakan sebuah studi pengembangan pengkopel hibrid 3dB mikrostrip dengan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$ untuk diterapkan pada jaringan pembentuk banyak arah berkas. Strategi yang digunakan untuk mencapai tujuan yang diharapkan adalah dengan menerapkan penyesuaian impedansi berbasis saluran melalui penggunaan distribusi impedansi eksponensial *taper* pada lengan serinya, sehingga impedansi karakteristik lengan seri pengkopel hibrid 3dB menjadi non linier. Hal yang pertama dilakukan terlebih dahulu adalah melakukan simulasi untuk mendapatkan impedansi karakteristik lengan seri dengan distribusi *taper* eksponensial yang diharapkan. Simulasi dilakukan dengan menjaga jarak antar lengan tetap $\frac{1}{4} \lambda$.

Gambar 1.1 menjelaskan keterkaitan penelitian yang dilakukan untuk mencapai tujuan dari penelitian ini. Penelitian yang dilakukan pertama kali adalah merancang pengkopel hibrid 3dB mikrostrip pita lebar dengan distribusi *taper* eksponensial sehingga impedansi karakteristik pada lengan seri menjadi non linier sesuai dengan frekuensi kerja yang dipilih. Hasil rancangan tersebut diimplementasikan pada *crossover*, dengan cara melakukan kaskade dua buah pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar. Selanjutnya, bersama dengan penggeser fasa, kedua komponen tersebut diintegrasikan menjadi jaringan Butler matriks 4x4 pita lebar, yang menghasilkan 4 beda fasa diantara terminal keluarannya. Di samping itu, hasil rancangan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar diintegrasikan dengan antena susun sehingga diperoleh antena dengan 2 arah berkas. Dengan cara yang sama, rancangan Butler matriks pita lebar diintegrasikan dengan antena susun sehingga diperoleh antena dengan 4 arah berkas.



Gambar 1.1. Keterkaitan Penelitian

1.7 SISTEMATIKA PENULISAN

Sistematika penulisan ini dibagi menjadi 6 bab, yaitu : Bab 1 berisi pendahuluan yang menjelaskan latar belakang, perumusan masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, kontribusi penelitian, metodologi penelitian dan sistematika penulisan. Bab 2 membahas tentang teori atau konsep saluran transmisi, jaringan pembentuk banyak arah dan antena susun mikrostrip secara umum. Bab 3 membahas tentang pengembangan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar dan *crossover* pita lebar. Bab 4 mengimplementasikan hasil rancangan pengkopel hibrid 3dB pada jaringan pembentuk banyak arah berkas Butler matriks. Bab 5 membahas integrasi antena dengan jaringan pembentuk banyak arah berkas Butler matrik pita lebar yang menggunakan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar sebagai pembagi daya. Dan terakhir Bab 6 kesimpulan.

BAB 2

SALURAN TRANSMISI MIKROSTRIP, PEMBENTUK BANYAK ARAH DAN ANTENA MIKROSTRIP

2.1 SALURAN TRANSMISI

Dalam proses penyampaian informasi yang berasal dari suatu sumber informasi ke penerima akan dapat terlaksana bila ada media penyampai diantara keduanya. Media penyampai tersebut dinamakan sistem transmisi. Saluran transmisi merupakan komponen yang sangat penting dalam sistem transmisi. Saluran transmisi dapat dimodelkan sebagai rangkaian listrik yang memiliki tegangan dan arus walaupun gelombang yang merambat pada saluran transmisi berupa medan listrik dan medan magnet.

Saluran-saluran transmisi dapat balans atau tidak balans terhadap tanah. Dua jenis dasar dari saluran transmisi adalah saluran dua kawat sejajar (*two wire transmission line*) yang biasanya dioperasikan dalam ragam (*mode*) balans dan saluran transmisi koaksial (*coaxial transmission line*) yang dioperasikan dalam ragam tidak balans.

Saluran transmisi dua kawat hanya cocok digunakan pada daerah frekuensi rendah sebab pada frekuensi yang lebih tinggi, saluran transmisi jenis ini memiliki redaman yang sangat besar. Untuk memperbaiki keterbatasan tersebut, penggunaan sepasang penghantar yang disusun dalam satu sumbu yang sama, disebut *coaxial*. Dengan saluran ini, redaman yang dialami dalam medan elektromagnetik akan dapat dikurangi.

Pada frekuensi-frekuensi yang lebih tinggi dari kira-kira 3000MHz, transmisi gelombang elektromagnetis melalui saluran-saluran dan kabel menjadi sulit, terutama karena rugi-rugi yang terjadi baik pada dielektrikum padat yang diperlukan untuk menyangga penghantar, maupun pada penghantar itu sendiri. Penggunaan bentuk *waveguide* (bumbung gelombang), dapat dimungkinkan untuk memancarkan gelombang elektromagnetis pada frekuensi tinggi. Arus-arus yang diimbas pada dinding *waveguide* menimbulkan rugi-rugi daya, dan untuk

membuat rugi-rugi ini seminimum mungkin, resistansi dinding *waveguide* harus dibuat serendah mungkin.

Pada daerah frekuensi yang lebih tinggi (gelombang mikro) dengan daya yang tinggi, dielektrikum padat dihilangkan untuk mendapatkan rugi-rugi seminimum mungkin, sebagai gantinya digunakan suatu konstruksi jenis terbuka dengan isolator-isolator penyangga yang berjarak cukup, sehingga dielektrikum utamanya adalah udara.

Terdapat 2 jenis yang paling umum digunakan yaitu saluran mikrostrip (*microstrip*) dan saluran trip (*stripline*).

2.1.1 Saluran Transmisi Mikrostrip

Saluran transmisi mikrostrip tersusun dari dua konduktor, yaitu sebuah *strip* dengan lebar w dan bidang pentanahan, keduanya dipisahkan oleh suatu substrat yang memiliki konstanta dielektrik relatif ϵ_r dengan tinggi h seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1. Pada saluran mikrostrip, medan elektromagnetik (EM) ada sebagian pada udara yang berada di sekitar bahan dielektrik dan sebagian diantara bahan dielektrik itu sendiri.

Perbaikan pada ϵ_r menjadi konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) dilakukan oleh Hammerstad dan Bekkadal, karena konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) harus digunakan untuk menghitung perambatan gelombang pada saluran. Nilai ϵ_{reff} sedikit lebih kecil daripada ϵ_r , karena medan di sekitar batas luar *patch* tidak semuanya di dalam substrat dielektrik tetapi ada yang di udara [19]. Nilai ϵ_{eff} dapat ditulis dengan persamaan sebagai berikut :

- a. Untuk $w/h \leq 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (2.1)$$

- b. Untuk $w/h \geq 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0,5} \quad (2.2)$$

dimana

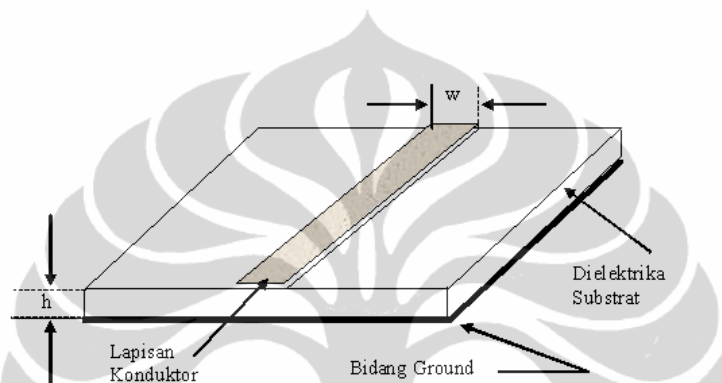
h = ketebalan bahan dielektrik (mm)

w = lebar strip konduktor (mm)

ϵ_r = konstanta bahan dielektrik

ϵ_{eff} = konstanta bahan dielektrik efektif

Saluran transmisi mikrostrip mempunyai karakteristik sendiri yang mempengaruhinya, seperti impedansi karakteristik, rugi-rugi saluran transmisi, dan kecepatan propagasi.



Gambar 2.1. Geometri Saluran Mikrostrip [19]

Parameter utama yang penting untuk diketahui pada suatu saluran transmisi adalah impedansi karakteristiknya Z_0 . Pada saluran transmisi mikrostrip, impedansi karakteristiknya dapat dihitung dengan menganggap bahwa medan EM pada saluran merupakan *quasi transverse* EM (TEM), ketipisan strip diabaikan, konduktivitas yang sempurna, bahan dielektrik tipis dan lebar *trace* yang kecil relatif terhadap panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip tersebut. Impedansi karakteristik saluran transmisi (Z_0) ditentukan oleh lebar strip (w) dan tinggi substrat (h), dan permitivitas (konstanta dielektrik) relatif dari substrat. Rumus impedansi karakteristik dapat dituliskan sebagai berikut :

a. Untuk $w/h \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (2.3)$$

b. Untuk $w/h \geq 1$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [W/h + 1,393 + 0,667 \ln(W/h + 1,444)]} \quad (2.4)$$

Dimana :

Z_o = impedansi karakteristik (Ω)

h = ketebalan bahan dielektrik (mm)

w = lebar strip konduktor (mm)

ϵ_r = konstanta bahan dielektrik

ϵ_{eff} = konstanta bahan dielektrik

Adapun rumus untuk menghitung lebar saluran mikrostrip diberikan oleh persamaan (2.5) – (2.7) di bawah ini [19].

$$w = \begin{cases} \frac{8e^a h}{e^{2a} - 2} & \text{untuk } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} h \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right] & \text{untuk } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.5)$$

Dengan ϵ_r adalah konstanta dielektrik relatif dan

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.6)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

Perancangan suatu saluran transmisi tidak terlepas dari penyesuaian impedansi (*impedance matching*). Suatu saluran transmisi dikatakan *matched* apabila karakteristik impedansi $Z_o = Z_L$ atau dengan kata lain tidak ada refleksi yang terjadi pada ujung saluran beban. Z_o merupakan karakteristik impedansi suatu saluran transmisi dan biasanya bernilai 50Ω (sesuai dengan impedansi konektor SMA). Z_L merupakan impedansi beban. Beban dapat berupa antenna atau rangkaian lain yang mempunyai impedansi ekuivalen Z_L . Karena kegunaan utama saluran transmisi adalah untuk mentransfer daya secara sempurna maka beban yang *matched* sangat diperlukan.

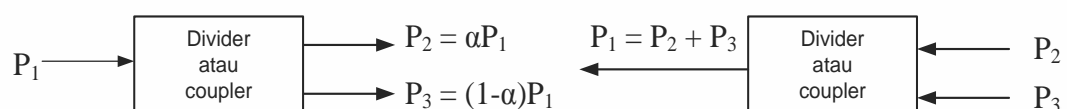
2.2 PEMBENTUK BANYAK ARAH BERKAS (*MULTIPLE BEAM FORMER*)

Saat ini kebutuhan antenna yang mempunyai banyak arah berkas (*multiple beam antenna*) semakin meningkat seiring dengan perkembangan teknologi. Antena banyak arah berkas dapat diimplementasikan pada berbagai aplikasi seperti radar dan komunikasi bergerak. Beberapa keuntungan penggunaan antenna dengan banyak arah berkas diantaranya pada komunikasi bergerak dapat meningkatkan *gain* sesuai dengan lokasi pengguna serta mengurangi efek interferensi. Sedangkan pada radar dapat mengurangi frame waktu (T_f) yang dibutuhkan untuk pengamatan area yang diobservasi [1] karena dengan semakin banyak jumlah *beam* maka frame waktu yang dibutuhkan semakin kecil.

Pembentuk 2 arah berkas diantaranya dapat digunakan pengkopel hibrid 3dB sebagai pencatu. Apabila diinginkan lebih dari 2 arah berkas, pembentuk banyak arah yang dapat digunakan, diantaranya adalah Rotman Lens, Blass matriks atau Butler matriks. Butler matriks memiliki kelebihan diantara ketiga pembentuk banyak arah berkas, karena lebih sederhana dan membutuhkan jumlah pengkopel hibrid 3dB yang lebih sedikit sehingga dapat mengurangi ukuran (dimensi). Pengkopel hibrid 3dB pada jaringan pembentuk banyak arah berkas berfungsi sebagai pembagi daya.

2.2.1 Pengkopel Hibrid

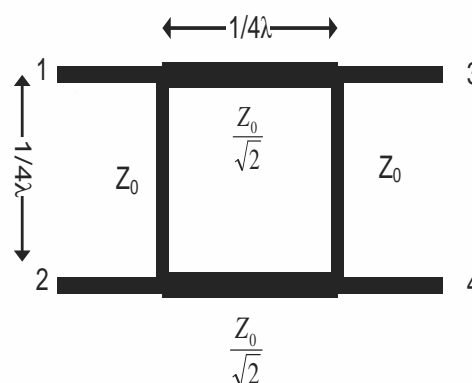
Power divider dan *directioner coupler* adalah komponen pasif *microwave* yang berguna sebagai *power division* atau *power combining* seperti diilustrasikan dalam Gambar 2.2. [2]



Gambar 2.2. *Power Divider* dan *Directioner Coupler*
(a) *Power Division* (b) *Power Combining* [2]

Pada *power division*, sinyal masukan dibagi oleh pengkopel menjadi dua (atau lebih) sinyal dengan *power* yang lebih rendah. Pengkopel dapat berupa komponen tiga terminal, dengan atau tanpa *loss*, atau dapat juga berupa komponen empat terminal. Jaringan tiga-terminal mengambil bentuk dari *T-junction* dan *power divider* lainnya, sedangkan jaringan empat-terminal mengambil bentuk dari *directional coupler* dan hibrid. *Power divider* biasanya adalah tipe pembagi yang sama (*equal-division*) tetapi dapat juga sebagai pembagi yang tidak sama besar (*unequal power division ratio*). *Directional coupler* dapat didesain untuk pembagian daya sesuai dengan yang dibutuhkan, atau digunakan untuk mengkombinasikan dua sinyal dengan tetap menjaga isolasi yang tinggi diantara keduanya [2]. Pengkopel hibrid 3dB merupakan salah satu jenis *Directional coupler* dimana memiliki pembagian daya yang sama besar. Pengkopel hibrid 3dB memiliki perbedaan fasa antara terminal keluaran 90° (*quadrature*).

Gambar 2.3 adalah pengkopel hibrid 3dB (*branch-line hybrid*). Apabila terminal 1 merupakan terminal masukan, maka terminal 2 merupakan terminal isolasi, terminal 3 adalah terminal langsung (*direct port*) dan terminal 4 merupakan terminal yang terkople (*coupled port*). Bila suatu pengkopel hibrid 3dB dicatu dengan impedansi sebesar Z_0 , maka nilai impedansi pada lengan *shunt* = Z_0 dan nilai impedansi pada lengan serinya = $Z_0/\sqrt{2}$. Sedangkan jarak antar lengan $\lambda/4$ ditentukan oleh frekuensi resonansi yang diinginkan.



Gambar 2.3. Pengkopel Hibrid 3dB (*Branch-Line Hybrid*) [2]

Kinerja suatu pengkopel hibrid ditentukan oleh parameter-parameter berikut ini:

- a. Faktor refleksi yang menunjukkan nilai kesesuaian dari impedansi masukan. Jika masukan sesuai maka koefisien refleksi akan rendah yang berarti hanya sedikit daya yang dipantulkan kembali.

$$\text{Return loss atau reflection loss} = -20 \log |S_{11}| \quad (2.8)$$

- b. Faktor kopling menunjukkan suatu jumlah daya yang dikopel dari terminal langsung. Nilai ini menunjukkan jenis pengkopelnya. Pengkopel hibrid 3dB merupakan pengkopel yang memiliki daya yang dikopel sebesar setengah dari daya yang diberikan. Daya tersebut dibagi dua antara terminal langsung dengan terminal yang terkopel

$$\text{Coupling} = -20 \log |S_{31}| \quad (2.9)$$

- c. Faktor isolasi menunjukkan seberapa besar kemampuan pengkopel mampu mempertahankan daya sehingga daya tidak keluar melalui terminal isolasi. Untuk kondisi yang ideal, isolasinya akan sama dengan tak hingga

$$\text{Isolasi} = -20 \log |S_{21}| \quad (2.10)$$

- d. Faktor insersi menunjukkan jumlah daya yang masuk ke terminal langsung

$$\text{Insersi} = -20 \log |S_{41}| \quad (2.11)$$

2.2.1.1 Pengkopel Hibrid 3dB

Pengkopel hibrid 3dB adalah pengkopel dengan perbedaan fasa sebesar 90° pada kedua keluarannya, yaitu *port through* (terminal 3) dan *port coupled* (terminal 4) [2]. Pada pengkopel hibrid 3dB, koefisien insersi dan koefisien koplingnya memiliki nilai yang sama, berarti pengkopel hibrid 3dB akan membagi daya sama besar pada terminal langsung dan terminal yang terkopel.

Berdasarkan Gambar 2.3, operasi dasar pada pengkopel hibrid 3dB adalah sebagai berikut: bila semua terminal dalam keadaan *matched*, daya yang masuk ke terminal 1 akan dibagi rata diantara terminal 3 dan terminal 4, dengan pergeseran fasa 90° antara kedua keluarannya dan tidak ada daya yang dikopling ke terminal 2 (*isolated port*). Dengan kata lain bila $S_{11} = 0$, maka daya yang masuk ke terminal 1 menghasilkan nilai koefisien kopling S_{31} dan S_{41} sebesar $1/2$ dari daya

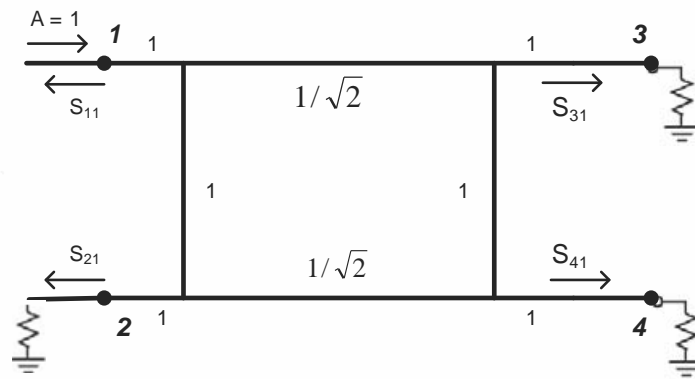
yang masuk (3dB) dengan beda fasa sebesar 90° antara kedua keluarannya. Beda fasa 90° terjadi akibat panjang masing-masing lengan $\lambda/4$. Saat daya masuk ke terminal 1 sampai ke terminal 3, fasanya adalah 90° karena melalui lengan seri yang panjangnya $\lambda/4$, sedangkan daya yang masuk ke terminal 1 sampai ke terminal 4 fasanya $2 \times \lambda/4$ atau 180° karena melalui lengan *shunt* dan lengan seri. Dengan demikian selisih fasa S_{31} dengan S_{41} sebesar $\lambda/4$ atau sama dengan 90° . Tidak boleh ada daya yang masuk ke terminal 2 (*isolated port*) yang berarti nilai koefisien isolasi S_{21} haruslah 0. Uraian tersebut dapat dipersingkat dengan menggunakan matriks [S] untuk pengkopel hibrid 3dB yang dinyatakan oleh [2]:

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Pengkopel hibrid 3dB memiliki derajat simetri yang tinggi, sehingga semua terminalnya dapat bekerja sebagai masukan. Terminal keluaran akan selalu berada di sisi yang berlawanan dengan terminal masukan. *Isolated port* akan selalu berada di satu sisi dengan port masukan. Simetri ini terefleksi pada *scattering matriksnya*, dimana setiap baris dapat dicari dengan mentranspos baris pertamanya. Pengkopel hibrid 3dB yang ideal, seharusnya memiliki perbedaan daya diantara kedua terminal keluaran sebesar 0dB, namun pada prakteknya, frekuensi mempengaruhi keseimbangan amplitudo sehingga tidak dapat mencapai perbedaan ideal 0dB.

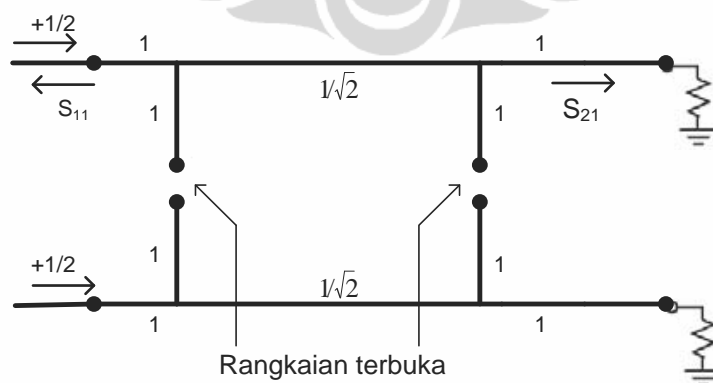
2.2.1.2 Analisis Mode *Even* dan Mode *Odd* Pengkopel Hibrid 3dB

Gambar 2.4. merupakan skematik rangkaian pengkopel hibrid 3dB, dimana masing-masing saluran transmisi memiliki impedans karakteristik yang dinormalisasi terhadap Z_0 , dengan asumsi amplitudo gelombang yang masuk ke terminal 1 besarnya $A_1=1$

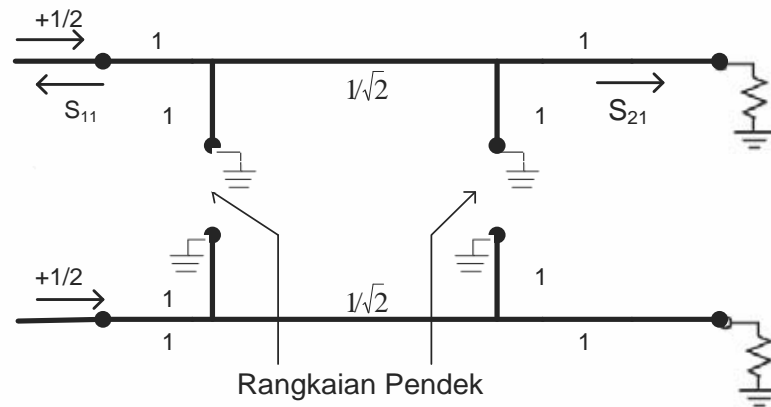


Gambar 2.4. Skematik Rangkaian Pengkoppel Hibrid 3dB [2]

Oleh karena geometri dari pengkoppel hibrid 3dB memiliki struktur yang simetri, maka analisis matematika terhadap rancangan pengkoppel hibrid 3dB yang dibuat dapat dilakukan penyederhanaan empat terminal yang ada menjadi dua terminal yang simetris dengan menggunakan analisis mode *even* dan mode *odd*. Mode *even*, dalam kondisi rangkaian terbuka (*open circuit*) sedangkan mode *odd*, dalam kondisi rangkaian hubung singkat (*short circuit*). Rangkaian pengkoppel hibrid 3dB dapat didekomposisi ke dalam superposisi dari eksitasi mode *even* dan mode *odd*, seperti terlihat pada Gambar 2.5



(a) Mode Even

(b) Mode *Odd*Gambar 2.5. Dekomposisi Rangkaian Pengkoppel Hibrid 3dB ke dalam Eksitasi Mode *Even* dan Mode *Odd*

Karena amplitudo dari gelombang yang datang pada kedua terminal ini adalah $\pm 1/2$, maka amplitudo dari gelombang yang datang pada setiap terminal dari pengkoppel hibrid 3dB dapat dinyatakan sesuai acuan [2]:

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11}^e + S_{11}^o) \quad (2.13a)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{11}^e - S_{11}^o) \quad (2.13b)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(S_{21}^e + S_{21}^o) \quad (2.13c)$$

$$S_{41} = \frac{1}{2}(S_{21}^e - S_{21}^o) \quad (2.13d)$$

dimana S_{11}^e dan S_{11}^o adalah koefisien refleksi dan koefisien transmisi mode *even* dan mode *odd* dari jaringan 2 terminal yang ada pada Gambar 2.4. Selanjutnya dilakukan perhitungan S_{11}^e dan S_{21}^e untuk rangkaian 2-terminal mode *even*. Hal tersebut dapat dilakukan dengan pengalihan matriks ABCD dari setiap komponen kaskade pada rangkaian tersebut, sehingga diperoleh matriks ABCD pengkoppel hibrid 3dB mode *even* $\left(\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e \right)$ yaitu:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} - j/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j(\sqrt{2} - 1/\sqrt{2}) & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2}(2-1) & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \tag{2.15}
\end{aligned}$$

Matriks ABCD dapat dikonversi ke dalam parameter S, yaitu dengan melakukan ekuivalen koefisien refleksi dan koefisien transmisi, yaitu sesuai persamaan (2.16) berikut ini:

$$S_{11}^e = \frac{(A+B-C-D)_e}{\Delta Y^e} \tag{2.16a}$$

$$S_{11}^o = \frac{(A+B-C-D)_o}{\Delta Y^o} \tag{2.16b}$$

$$S_{21}^e = \frac{2}{\Delta Y^e} \tag{2.16c}$$

$$S_{21}^o = \frac{2}{\Delta Y^e} \tag{2.16d}$$

dimana,

$$\Delta Y^e = (A + B + C + D)_e \tag{2.17a}$$

$$\Delta Y^o = (A + B + C + D)_o \tag{2.17b}$$

Parameter ABCD dikonversikan ke parameter S dengan mengasumsikan $Z_o = 1$ [2], sehingga koefisien refleksi dan koefisien transmisi untuk mode *even* maupun mode *odd* adalah sebagai berikut:

$$S_{11}^e = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} = \frac{(-1+j-j+1)/\sqrt{2}}{(-1+j+j-1)/\sqrt{2}} = 0 \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
S_{21}^e &= \frac{2}{A+B+C+D} = \frac{2}{(-1+j+j-1)/\sqrt{2}} \tag{2.19} \\
&= \frac{2}{(-2+2j)/\sqrt{2}} = \frac{2}{(1-j)/\sqrt{2}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{-(1/\sqrt{2})(1-j)} \\
&= \left(\frac{1}{-1/\sqrt{2}(1-j)} \right) \times \frac{(1/\sqrt{2})(1+j)}{(1/\sqrt{2})(1+j)} \\
&= \frac{1/\sqrt{2} (1+j)}{-\frac{1}{2}(1-j)(1+j)} \\
&= \frac{(1/\sqrt{2})(1+j)}{-\frac{1}{2}(1+j-j+1)} \\
&= \frac{(1/\sqrt{2})(1+j)}{-\frac{1}{2}(2)} \\
&= -(1/\sqrt{2})(1+j) \tag{2.20}
\end{aligned}$$

Dengan cara yang sama diperoleh matriks ABCD pengkopel hibrid 3dB mode *odd* ($\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o$) yaitu:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

sehingga koefisien refleksi dan koefisien transmisi pada mode *odd* :

$$S_{11}^o = 0, \tag{2.22}$$

$$S_{21}^o = \frac{1}{\sqrt{2}} (1-j) \tag{2.23}$$

Kemudian dengan menggunakan persamaan (2.13a) sampai dengan (2.13d), dapat diperoleh:

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{1}{2}(0+0) = 0 \\
S_{21} &= \frac{1}{2}(0-0) = 0 \\
S_{31} &= \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}(1+j) + \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j) \right) \\
&= -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} ((1+j) - (1-j)) \\
&= -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} (1+j-1+j) \\
&= -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} (2j)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{1}{\sqrt{2}}(j) \\
S_{41} &= \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}(1+j) - \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j) \right) \\
&= \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} \right) ((1+j) + (1-j)) \\
&= -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} (1+j+1-j) \\
&= -\frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} (2) \\
&= -\frac{1}{\sqrt{2}}
\end{aligned}$$

Secara lebih singkat parameter S yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$S_{11} = 0 \quad (\text{terminal 1 matching}) \quad (2.24a)$$

$$S_{21} = 0 \quad (\text{tidak ada daya pada terminal 2}) \quad (2.24b)$$

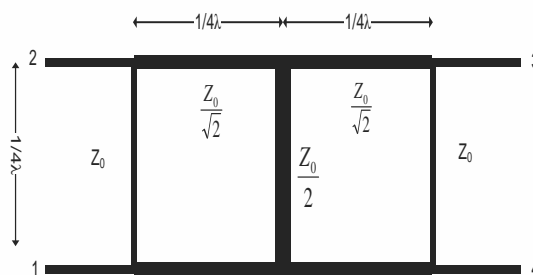
$$S_{31} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad (\text{setengah daya, bergeser fasa } -90^\circ \text{ dari terminal 1 dan 3}) \quad (2.24c)$$

$$S_{41} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{setengah daya, bergeser fasa } -180^\circ \text{ dari terminal 1 dan 4}) \quad (2.24d)$$

Hasil tersebut cocok dengan baris dan kolom pertama dari matriks S yang terdapat pada persamaan (2.12), sedangkan yang lainnya dapat dicari dengan mudah melalui transposisi.

2.2.2 Crossover

Crossover dikenal sebagai pengkopel 0dB karena persyaratan *cross line transmission* pada *crossover* memiliki minimal *coupling* (0dB) diantara terminal keluaran. Gambar 2.6 adalah *crossover* yang ada pada [28]. Bentuk tersebut merupakan dua pengkopel hibrid yang dikaskade. Dengan kondisi yang terkaskade, sinyal hanya melewati terminal yang berada disisi lain dari terminal masukan pada *branch line (cross line)*.



Gambar 2.6. *Crossover* (Pengkopel 0dB) [28]

Dengan melihat mekanisme kerja dari *crossover* tersebut maka parameter S (*scattering matrix*) dari jaringan 4 terminal seperti pada [28] adalah:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Crossover pada jaringan pembentuk banyak arah berfungsi sebagai perangkat yang mengisolasi arus pada arah tertentu. Berbagai cara juga digunakan untuk mendapatkan *crossover* yang bersifat pita lebar diantaranya dengan menggunakan teknologi *suspended strip lines* pada struktur *multilayer* [13]. Dengan penggunaan teknologi tersebut, selain diperoleh karakteristik pita lebar juga berhasil mengurangi ukuran (*size*). Namun material yang digunakan lebih mahal dan lebih sulit pada saat proses fabrikasi.

Crossover yang banyak digunakan dalam penelitian adalah *crossover* yang dibentuk dari beberapa pengkopel hibrid yang dikaskade [7][19][28]. Kekurangan cara tersebut akan menyebabkan ukuran yang lebih besar dengan karakteristiknya bersifat pita sempit.

2.2.3 Butler Matriks

Salah satu pencatu pada antenna yang memiliki kemampuan membentuk banyak arah berkas adalah Butler matriks [12]. Pada dasarnya Butler matriks

konvensional merupakan kombinasi dari pengkopel hibrid 3dB dan penggeser fasa.

Butler matriks adalah suatu jaringan $2N$ terminal dimana $N = 2^n$ ($n =$ bilangan integer). Sebanyak N terminal pada sisi masukan dan N terminal lainnya sebagai keluaran. Koefisien transfer daya antara terminal masukan dari satu sisi ke terminal keluaran di sisi lainnya adalah $1/N$. Jika daya dicatukan pada sembarang terminal masukan yang sesuai (*matched*) maka daya tersebut akan terbagi secara sama (*uniform*) di semua terminal keluaran tanpa *loss* namun distribusi fasa pada terminal keluarannya tertentu sesuai dengan pergeseran fasanya.

Arah berkas utama (θ) pada jaringan Butler matriks yang diimplementasikan pada antena susun dapat diarahkan ke arah yang sesuai dengan beda fasa (β) yang dihasilkan, yaitu:

$$\theta = \sin^{-1}(\beta/kd) \quad (2.26)$$

$$= \sin^{-1}(\lambda\beta/2\pi d) \quad (2.27)$$

Dimana

$\beta =$ beda fasa antara 2 elemen $= \pm(2i-1)\pi/N$ bila $i= 1,2,3,\dots,N/2$

$N =$ jumlah elemen antena susun

$d =$ jarak antar elemen

$k =$ konstanta propagasi

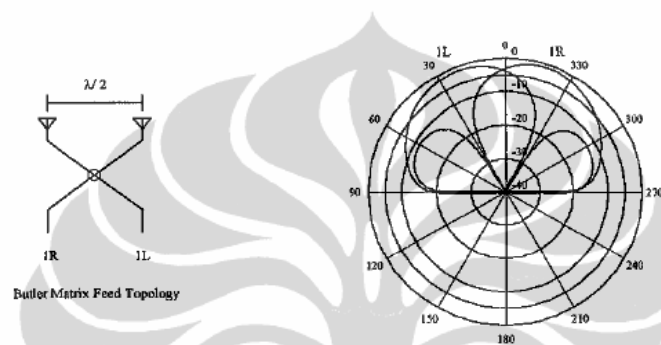
Cakupan berkas ($\theta_{coveragr}$) yang dihasilkan adalah [12] :

$$\theta_{coveragr} = 2 \arcsin \frac{(N-1)\lambda}{2Nd} \quad (2.28)$$

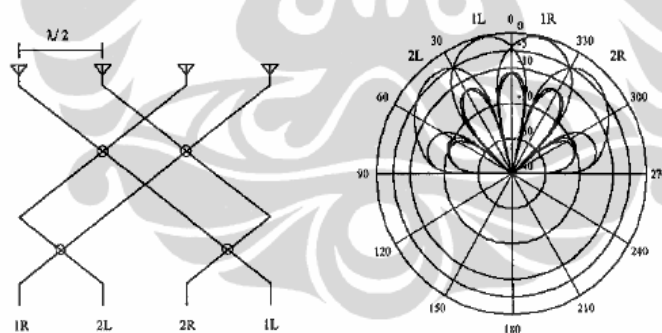
Pengertian cakupan berkas adalah cakupan antara pusat arah berkas paling kiri sampai dengan pusat arah berkas paling kanan. Maka berdasarkan Persamaan (2.28) terlihat bahwa untuk jaringan Butler matriks 4×4 , dengan $N = 4$, $d = \frac{1}{2} \lambda$, area cakupannya adalah 97° .

Oleh karena itu, bila jarak antar elemennya (d) adalah $\leq \lambda/2$ akan diperoleh *visible space*, namun bila $> \lambda/2$ akan terjadi *grating lobes* (GL) yang dapat menyebabkan *aliasing* dan *gain loss*.

Gambar 2.7 adalah topologi dan pola radiasi dari Butler matriks 2x2 (a) dan 4x4 (b) dimana terlihat pada topologi Butler matriks 2x2 menghasilkan pola radiasi dengan 2 arah berkas dan pada topologi Butler matriks 4x4 menghasilkan pola radiasi dengan 4 arah berkas. Dari gambar tersebut juga terlihat semakin banyak elemen, lebar berkas yang dihasilkan pada masing-masing berkas semakin sempit dan di lain pihak jaringan pencatu Butler matriksnya semakin rumit.



(a). Butler Matriks 2x2

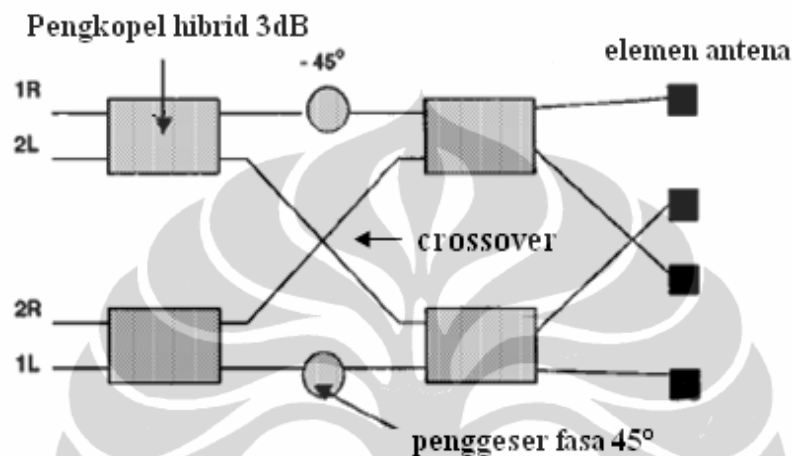


(b). Butler Matriks 4x4

Gambar 2.7. Topologi dan Pola Radiasi Butler Matriks

Bila salah satu terminal masukan pada jaringan Butler Matris dieksitasi oleh sinyal *Radio Frequency* (RF) maka semua terminal keluaran pada Butler matriks akan tereksitasi secara sama tetapi dengan fasa yang dihasilkan merupakan hasil progresif diantara terminal keluaran.

Berbagai cara/metode untuk mendesain Butler matriks telah dilakukan seperti pada penelitian [7][8][13]-[42][44]-[47] tergantung dengan bentuk *lay-out* nya. Desain dasarnya terdiri pembagi daya yang merupakan pengkopel hibrid 3dB, *crossover*, dan penggeser fasa dimana ketiganya merupakan rangkaian pasif (Gambar 2.8).



Gambar 2.8. Skema Umum Butler Matriks

Sejumlah N berkas arah akan dihasilkan dari N elemen antenna yang disusun secara linier. Jumlah komponen yang dibutuhkan pada jaringan Butler matriks tergantung dari N terminal yang digunakan, yaitu:

$$\Sigma \text{ pengkopel hibrid} = (N/2)\log_2(N) \quad (2.29)$$

$$\Sigma \text{ penggeser fasa} = (N/2)(\log_2(N)-1) \quad (2.30)$$

$$\Sigma \text{ crossover} = C_n = 2C_{n-1} + 2^{n-2}(2^{n-2}-1) \quad (2.31)$$

dimana n adalah = bilangan integer yang menunjukkan order matriks yang terkait dengan jumlah terminal $N = 2^n$.

2.3 ANTENA MIKROSTRIP

Elemen antenna sangat berperan dalam membentuk dan mendapatkan pola radiasi yang diinginkan. Salah satu tipe elemen antenna yang dapat digunakan adalah dengan menggunakan mikrostrip.

Antena mikrostrip pertama kali diperkenalkan pada tahun 1950 dan perkembangan terhadap teknologi ini mulai serius dilakukan pada tahun 1970. Melalui beberapa dekade penelitian, diketahui bahwa kemampuan beroperasi antena mikrostrip diatur terutama oleh bentuk geometri dari elemen peradiasi (*patch*) dan karakteristik material substrat yang digunakan.

Hingga saat ini antena mikrostrip telah banyak digunakan pada antena gelombang mikro karena bentuknya yang sederhana, efisien, ekonomis, dan ringan baik untuk yang elemen tunggal atau yang tersusun. Namun antena mikrostrip juga memiliki beberapa kekurangan diantaranya lebar pita (*bandwidth*) yang sempit dan keterbatasan penguatan (*gain*) [49].

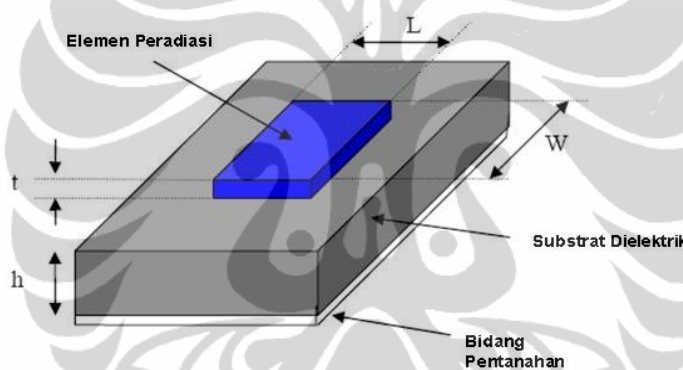
Antena mikrostrip terdiri dari 3 elemen, yaitu: elemen peradiasi (*radiator*), substrat, dan elemen pentanahan (*ground*). Antena mikrostrip memiliki bentuk dan ukuran yang ringkas sehingga dapat digunakan untuk berbagai macam aplikasi yang membutuhkan spesifikasi antena yang berdimensi kecil sehingga dapat mudah dibawa (*portable*) dan dapat diintegrasikan dengan rangkaian elektronik lainnya (seperti IC, rangkaian aktif, dan rangkaian pasif). Antena ini dapat diaplikasikan pada berbagai kegunaan seperti komunikasi satelit, militer, aplikasi bergerak (*mobile*), kesehatan, dan komunikasi radar [49].

Elemen peradiasi (*radiator*) berfungsi untuk meradiasikan gelombang listrik dan magnet. Elemen ini biasa disebut sebagai *radiator patch* dan terbentuk dari lapisan logam (*metal*) yang memiliki ketebalan (h) tertentu. Jenis logam yang biasanya digunakan adalah tembaga (*copper*) dengan konduktivitas $5,8 \times 10^7$ S/m. Ada beberapa jenis *radiator patch* berdasarkan bentuknya, diantaranya segiempat, segitiga, lingkaran, dan lain-lain. Substrat merupakan bagian dielektrik yang membatasi elemen peradiasi dengan elemen pentanahan. Bagian ini memiliki nilai konstanta dielektrik (ϵ_r), faktor disipasi, dan ketebalan (h) tertentu. Ketiga nilai tersebut mempengaruhi frekuensi kerja, lebar pita, dan juga efisiensi dari antena yang akan dibuat. Ketebalan substrat jauh lebih besar daripada ketebalan konduktor metal peradiasi. Semakin tebal substrat maka lebar pita akan semakin meningkat, tetapi berpengaruh terhadap timbulnya gelombang permukaan (*surface wave*) [49].

2.3.1 Ukuran Elemen Peradiasi

Ukuran elemen peradiasi sangat tergantung dari perencanaan bentuk rancangan yang akan dilakukan. Bentuk yang akan dibahas dalam sub bab berikutnya adalah bentuk segiempat karena dalam penelitian ini akan digunakan bentuk dasar segiempat dengan alasan memiliki karakteristik pancaran yang bersifat direksional.

Konfigurasi elemen peradiasi dari suatu antenna mikrostrip segiempat diperlihatkan pada Gambar 2.9. Pada konfigurasi tersebut dimensi elemen peradiasi terdiri atas parameter lebar (W) dan panjang (L).



Gambar 2.9. Konfigurasi Antena Mikrostrip

Frekuensi resonansi akan dihasilkan bila panjang saluran sebesar setengah panjang gelombang ($\frac{1}{2}\lambda$). Adanya pengaruh medan limpahan (*fringing field effect*) pada ujung-ujung antenna menyebabkan panjang fisik antenna tidak tepat $\frac{1}{2}\lambda$ saluran. Medan-medan tadi sebagian besar menembus bahan dielektrik, oleh karenanya dalam perhitungan harus memuat faktor konstanta bahan. Bila medan limpahan tidak diperhitungkan, maka panjang efektif *patch* antenna adalah setengah panjang gelombang di dalam bahan dielektrik adalah[49]:

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.32)$$

$$= \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.33)$$

Bila medan limpahan diperhitungkan, maka *patch* antenna dapat dianggap sebagai saluran dengan panjang $\frac{1}{2}\lambda$ yang kedua ujungnya terbuka. Adanya medan sisi pada ujung saluran terbuka memberikan penambahan panjang saluran pada satu sisi sebesar [49]:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{eff}+0,3)(w/h+0,264)}{(\epsilon_{eff}-0,258)(w/h+0,8)} \quad (2.34)$$

sehingga panjang elemen peradiasi efektif adalah[49]:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.35)$$

Dengan menggunakan persamaan (2.32) ke dalam persamaan (2.35), panjang elemen (L) *patch* antenna dapat dicari.

Pada perancangan antenna, efisiensi daya yang dipancarkan pada frekuensi resonansi harus diperhatikan. Efisiensi ini berkaitan dengan lebar elemen peradiasi. Penggunaan *patch* antenna yang terlalu lebar cenderung akan menghasilkan mode-mode tinggi. Mode-mode ini akan memberikan rugi-rugi yang cukup besar. Sebaliknya bila terlalu sempit efisiensi pancar menjadi rendah [49].

Lebar *patch* antenna dengan adanya bahan dielektrik di antara konduktor dan bidang pentanahan adalah sebagai berikut[49]:

$$w = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (2.36)$$

Frekuensi resonansi dirumuskan sebagai berikut:

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e} \left[\left(\frac{p}{L_{eff}} \right)^2 + \left(\frac{q}{w} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.37)$$

Dimana :

p dan q = indeks mode pada arah x dan y

w = lebar *patch* antenna persegi panjang

L = panjang *patch* antenna persegi panjang

c = kecepatan cahaya

ϵ_r = konstanta dielektrik

f = frekuensi operasi dalam Hz

ϵ_{eff} = konstanta dielektrik efektif

ΔL = perubahan panjang yang disebabkan oleh adanya *fringing effect*

Biasanya antena elemen tunggal memiliki pola radiasi yang sangat lebar, dan setiap elemen tersebut menghasilkan keterarahan dan perolehan (gain) yang kurang baik [49]. Pada banyak aplikasi diperlukan antena dengan keterarahan yang baik dan perolehan (gain) yang tinggi. Contoh aplikasi yang membutuhkan karakteristik tersebut antara lain adalah radar, penginderaan jauh, komunikasi satelit, dan banyak lagi. Kebutuhan karakteristik ini dapat dipenuhi dengan menyusun antena dengan beberapa konfigurasi. Antena susunan ini sering disebut sebagai antena susun. Antena susun adalah susunan dari beberapa antena yang identik. Dalam antena mikrostrip *patch*, yang disusun secara *array* adalah bagian *patch*.

2.3.2 Parameter Dasar Antena Mikrostrip

Seperti pada bentuk antena-antena yang lain, kinerja dari suatu antena mikrostrip dilihat berdasarkan parameter-parameter antena yang akan dijelaskan pada sub bab berikut ini:

a. Penguatan (*Gain*)

Penguatan (G) pada antena mikrostrip merupakan perbandingan intensitas radiasi pada arah tertentu terhadap intensitas radiasi yang diterima jika daya yang diterima berasal dari antena isotropik. Penguatan dapat dirumuskan sebagai [49] :

$$G = 4\pi \frac{\text{Intensitas radiasi pada arah tertentu}}{\text{Intensitas radiasi yang diterima}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.38)$$

b. VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ($|V|_{\max}$) dengan minimum ($|V|_{\min}$) [41]. Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang

dikirimkan (V_0^+) dan tegangan yang direfleksikan (V_0^-). Perbandingan antara tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan (Γ) [50]:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.39)$$

dimana Z_L adalah impedansi beban (*load*) dan Z_0 adalah impedansi saluran *lossless*.

Koefisien refleksi tegangan (Γ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitudo dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari Γ adalah nol, maka [49][50]:

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

Rumus untuk mencari nilai VSWR adalah [49][50]:

$$S = \frac{\left| \tilde{V} \right|_{\max}}{\left| \tilde{V} \right|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.40)$$

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

c. Return Loss

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

diskontinuitas (*mismatched*), besarnya *return loss* bervariasi tergantung pada frekuensi [49][50].

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.41a)$$

$$\text{return loss} = 20 \log_{10} |\Gamma| \quad (2.41b)$$

Nilai *return loss* yang sering digunakan adalah di bawah -9,54dB untuk menentukan lebar pita, sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan atau dengan kata lain, saluran transmisi sudah sesuai. Nilai parameter ini menjadi salah satu acuan untuk melihat apakah antenna sudah dapat bekerja pada frekuensi yang diharapkan atau tidak.

d. Impedansi Masukan

Impedansi masukan dari suatu antenna dapat dilihat sebagai impedansi dari antenna tersebut pada terminalnya. Impedansi masukan, Z_{in} terdiri dari bagian real (R_{in}) dan imajiner (X_{in}).

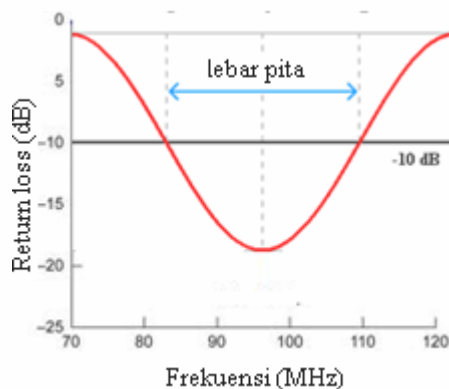
$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad \Omega \quad (2.42)$$

Resistansi masukan (R_{in}) mewakili disipasi yang terjadi karena dua hal. Pertama karena daya yang meninggalkan antenna dan tidak kembali lagi (radiasi), yang kedua karena rugi-rugi ohmic yang terkait dengan panas pada struktur antenna. Namun pada banyak antenna, rugi-rugi ohmic sangat kecil bila dibandingkan dengan rugi-rugi akibat radiasi.

Komponen imajiner (X_{in}) mewakili reaktansi dari antenna dan daya yang tersimpan pada medan dekat antenna. Kondisi sesuai (*matching*) harus dibuat sedemikian rupa sehingga mendekati $50 + j0 \Omega$.

e. Lebar Pita Antena

Lebar pita (*bandwidth*) suatu antenna didefinisikan sebagai rentang frekuensi dimana kinerja antenna yang berhubungan dengan beberapa karakteristik (seperti impedansi masukan, pola, *beamwidth*, polarisasi, *gain*, efisiensi, VSWR, *return loss*, *axial ratio*) memenuhi spesifikasi standar [49][50].



Gambar 2.10. Lebar Pita Berdasarkan Nilai Impedansi

Lebar pita suatu antenna ditentukan oleh parameter apa yang digunakan. Beberapa definisi dari lebar pita yang berhubungan dengan antenna mikrostrip adalah [49][50] :

- a) *Impedance bandwidth* adalah rentang frekuensi tertentu dimana *patch* antenna sesuai (*matching*) dengan saluran catunya. Hal ini terjadi karena impedansi dari elemen antenna (*patch* dan saluran catu) bervariasi nilainya menurut frekuensi. Kondisi kesesuaian (*matching*) dari suatu elemen antenna dapat dilihat dari *return loss* atau VSWR. Pada umumnya nilai *return loss* yang diminta ≤ -10 dB atau $VSWR \leq 2$ seperti terlihat pada Gambar 2.10, namun pada beberapa sistem ada yang meminta *return loss* ≤ -15 dB atau $VSWR \leq 1,5$.
- b) *Pattern bandwidth* adalah rentang frekuensi dengan lebar berkas, *sidelobe*, atau *gain* memenuhi nilai tertentu. Nilai tersebut harus ditentukan sehingga besarnya lebar pita dapat ditentukan. Seperti properti antenna lainnya, *beamwidth*, *sidelobe*, dan *gain* juga bervariasi menurut frekuensi.
- c) *Axial ratio bandwidth* adalah rentang frekuensi dimana polarisasi (linier atau melingkar) masih terjadi. Dengan menentukan nilai maksimum dari *cross-polarization* atau *axial ratio*, maka lebar pita antenna dengan polarisasi linier atau melingkar dapat ditentukan.

Lebar pita (*Bandwidth-BW*) antenna biasanya ditulis dalam bentuk persentase karena bersifat relatif lebih konstan terhadap frekuensi dan dirumuskan sebagai:

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100 \% \quad (2.43)$$

dengan: f_h = frekuensi tertinggi dalam *band* (GHz)

f_l = frekuensi terendah dalam *band* (GHz)

f_c = frekuensi tengah dalam *band* (GHz), $f_c = \frac{f_h + f_l}{2}$

2.4 METODE *TAPER*

Penyesuai impedansi adalah salah satu hal yang cukup penting dalam frekuensi tinggi khususnya pada gelombang mikro. Konsep dasar suatu penyesuai impedansi adalah sebuah transformator yang mempunyai kemampuan untuk melakukan proses transformasi dari satu nilai impedansi ke nilai impedansi lain. Pada dasarnya penyesuai impedansi dibagi atas 2 keluarga besar, yaitu: penyesuai impedansi menggunakan komponen *Lumped* dan penyesuai impedansi menggunakan saluran transmisi. Penggunaan komponen *Lumped* terutama hanya sesuai pada sistem yang bekerja pada frekuensi rendah dengan daya rendah. Sedangkan pada sistem yang bekerja pada daerah frekuensi tinggi dan gelombang mikro, penyesuai impedansi yang digunakan adalah metode penyesuai impedansi berbasis saluran transmisi.

Pada dasarnya pengembangan struktur penyesuai impedansi tersebut adalah pencarian struktur yang memiliki sifat tak merugi (*lossless*), mempunyai rentang frekuensi kerja yang lebar (*wideband*) dan yang terutama adalah dimensi yang cukup kecil untuk dapat diintegrasikan pada struktur antenna mikrostrip misalnya. Struktur-struktur seperti trafo $1/4\lambda$, multisection $1/4\lambda$ dan *stub* adalah struktur yang umum digunakan, akan tetapi mempunyai kelemahan dari segi lebar pita dan dimensi [2][[49]. Struktur berbentuk *taper* mempunyai keunggulan dari segi lebar pita. Struktur *taper* tergantung dari penentuan model distribusi

impedansi yang digunakan. Model distribusi impedansi berkaitan erat dengan sebaran koefisien pantul yang dihasilkan. Dari referensi [2] terdapat 3 macam model yang umum digunakan, yaitu eksponensial, segitiga dan Klopfenstein. Meskipun struktur-struktur ini adalah struktur-struktur klasik, akan tetapi struktur ini masih efektif untuk digunakan sebagai penyesuai impedansi yang efisien.

Struktur *taper* adalah suatu struktur yang dapat melaksanakan proses transformasi impedansi masukan (Z_0) menuju Z_L dimana nilai impedansi karakteristik struktur tersebut terdistribusi secara tak uniform sepanjang L (Gambar 2.11.(a)). Pengaturan nilai impedansi karakteristik dari saluran tersebut sedemikian rupa sehingga sumber dapat memandang saluran dan beban (Z_L) sebagai suatu sistem yang bersesuaian.

Jika saluran disegmentasi dengan sejumlah tahapan dengan panjang Δz dan perubahan impedansi dari satu tahap ke tahap berikutnya adalah $\Delta Z(z)$ seperti pada Gambar 2.11, maka peningkatan nilai koefisien pantul dari satu tahap pada z adalah:

$$\Delta\Gamma_o = \frac{Z + \Delta Z - Z}{(Z + \Delta Z) + Z} \approx \frac{\Delta Z}{2Z} \quad (2.44)$$

Bila $\Delta z \rightarrow 0$, maka bentuk diferensialnya

$$d\Gamma = \frac{d}{2Z} = \frac{1}{2} d(\ln Z) = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} (\ln Z) dz \quad (2.45)$$

Kemudian dengan menggunakan teori refleksi kecil (*theory of small reflection*), maka koefisien refleksi total - $\Gamma(\theta)$ - dapat dicari dengan penjumlahan semua bagian-bagian refleksi sesuai dengan pergeseran fasa yang terjadi, yaitu:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^{L_{tap}} e^{-j2\gamma z} \frac{1}{2} \frac{d}{dz} (\ln Z) dz \quad (2.46a)$$

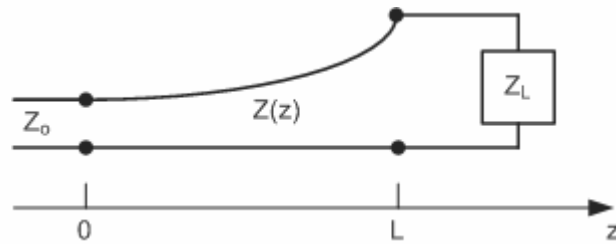
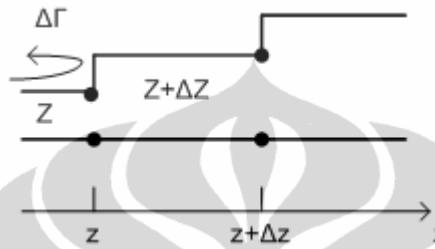
Bila pada titik $z=0$, $Z(0)=Z_0$ dan pada titik $z=L$ impedansi karakteristiknya adalah $Z(L) = Z_L$ maka, koefisien refleksi total $\Gamma(\theta)$ adalah:

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \int_0^{L_{tap}} e^{-j2\gamma z} \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \left(\ln \frac{Z_L}{Z_0} \right) dz \quad (2.46b)$$

dimana L_{tap} = panjang saluran yang di *taper*

γ = konstanta fasa

$\Gamma(\theta)$ = koefisien refleksi total

(a) Variasi Impedansi dengan Eksponensial *Taper*

(b) Perubahan Variasi Impedansi untuk Setiap Step

Gambar 2.11. Penyesuaian Impedansi dengan Metode *Taper* [2][47]

Koefisien refleksi total ($\Gamma(\theta)$) tergantung dari distribusi impedansi yang digunakan. Terdapat 3 macam distribusi variasi impedansi dari metode *taper* yaitu eksponensial, segitiga dan Klopfenstein [2].

a. Distribusi *Taper* Eksponensial

Penyesuaian impedansi *taper* eksponensial adalah implementasi praktis dari penyesuaian impedansi metode *taper* dengan melakukan perubahan impedansi ΔZ terhadap panjang transmisi saluran yang di *taper* (L_{tap}). Secara grafis perubahan impedansi terhadap panjang transmisi z ($Z(z)$) dapat dilihat pada Gambar 2.12.(a). Perubahan impedansi dengan distribusi *taper* eksponensial:

$$Z(z) = Z_0 e^{-az} \quad \text{untuk } 0 < z \leq L_{tap} \quad \text{untuk } 0 < z < L \quad (2.47)$$

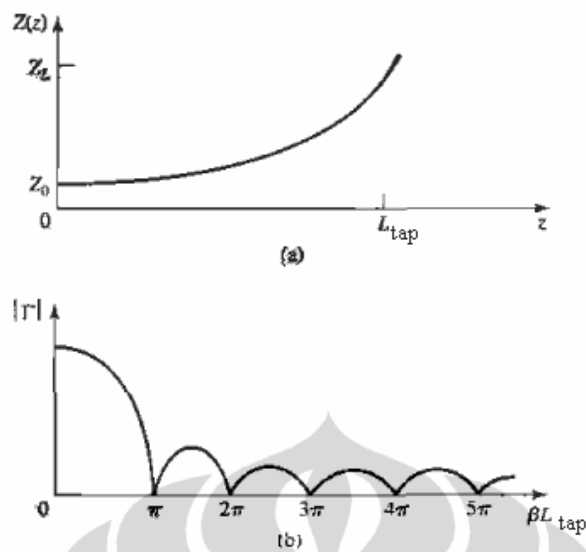
$$\text{dimana } a = \frac{1}{L_{tap}} \ln \left(\frac{Z_{L_{tap}}}{Z_0} \right) \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned}
\Gamma &= \frac{1}{2} \int_0^{L_{tap}} e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} (\ln e^{az}) dz \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2L_{tap}} \int_0^{L_{tap}} e^{-2j\beta z} dz \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2L_{tap}} \frac{1}{-2j\beta} e^{-2j\beta z} \Big|_0^{L_{tap}} \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2L_{tap}} \frac{1}{-2j\beta} [e^{-2j\beta L_{tap}} - 1] \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2L_{tap}} \frac{1}{-2j\beta} e^{-2j\beta L_{tap}} [e^{-j\beta L_{tap}} - e^{j\beta L_{tap}}] \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2L_{tap}} \frac{1}{-2j\beta} e^{-2j\beta L_{tap}} [-2j \sin \beta L_{tap}] \\
&= \frac{\ln Z_{L_{tap}}/Z_o}{2} e^{-j\beta L_{tap}} \frac{\sin \beta L_{tap}}{\beta L_{tap}} \tag{2.49}
\end{aligned}$$

Sehingga koefisien refleksi total ($\Gamma(\theta)$):

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{Z_{L_{tap}}}{Z_o} \right) \frac{\sin \beta L_{tap}}{\beta L_{tap}} \tag{2.50}$$

Karakter distribusi impedansi *taper* eksponensial dan responnya terhadap βL_{tap} dapat dilihat pada Gambar 2.12.(b), apabila maksimum koefisien $\Gamma_m = 0,02$ atau VSWR=1,05 dalam menyepadankan 50Ω dengan 100Ω . Terlihat magnitudo dari koefisien refleksi $|\Gamma|$ menurun dengan meningkatnya panjang *taper*. Koefisien refleksi $|\Gamma| = 0$ dicapai ketika $\beta L_{tap} = \pi$



Gambar 2.12. Distribusi *Taper* Eksponensial. (a) Variasi Impedansi (b) Respons Magnitudo Koefisien Refleksi Terhadap βL_{tap} [2]

b. Distribusi *Taper* Segitiga

Implementasi lain dari distribusi impedansi pada penyesuai saluran transmisi metode *taper* adalah distribusi *taper* segitiga, dimana perubahan impedansi $Z(z)$ sampai tercapai impedansi yang diinginkan menggunakan fungsi segitiga terhadap panjang saluran transmisi yang ditaper (L_{tap}), yaitu

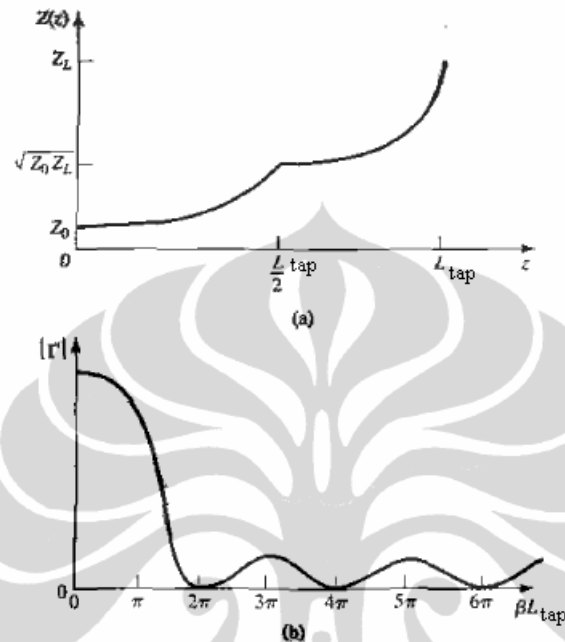
$$Z(z) = \begin{cases} Z_0 e^{2(z/L_{tap})^2 \ln Z_{L_{tap}}/Z_0} & \text{untuk } 0 \leq z \leq \frac{L_{tap}}{2} \\ Z_0 e^{(4z/L_{tap} - 2z^2/L_{tap} - 1) \ln Z_{L_{tap}}/Z_0} & \text{untuk } \frac{L_{tap}}{2} \leq z \leq L_{tap} \end{cases} \quad (2.51)$$

Sehingga koefisien refleksi total ($\Gamma(\theta)$):

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} e^{-j\beta L_{tap}} \ln \left(\frac{Z_{L_{tap}}}{Z_0} \right) \left[\frac{\sin(\beta L_{tap}/2)}{\beta L_{tap}/2} \right]^2 \quad (2.52)$$

Karakter distribusi impedansi *taper* segitiga dan responnya terhadap βL_{tap} dapat dilihat pada Gambar 2.13, apabila impedansi yang disepadankan adalah 50Ω dengan 100Ω dengan maksimum koefisien Γ_m yang diharapkan sebesar 0,02 atau VSWR = 1,05, maka kondisi diskontinu

terjadi pada $L_{\text{tap}}/2$. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.13.(a). Koefisien refleksi $|\Gamma| = 0$ terjadi ketika $\beta L_{\text{tap}} = 2\pi$



Gambar 2.13. Distribusi *Taper* Segitiga untuk $d(\ln Z/Z_0)/dz$ (a) Variasi Impedansi (b) Respons Magnitudo Koefisien Refleksi Terhadap βL_{tap} [2]

c. Distribusi *Taper* Klopfenstein

Taper dengan distribusi Klopfenstein *taper* adalah variasi impedansi lain yang berasal dari distribusi Chebyshev, dimana penyesuaian saluran transmisi dilakukan secara perlahan (*gradually*) [2][51]. Logaritmik variasi (perubahan) impedansi $Z(z)$ untuk distribusi Klopfenstein adalah:

$$\ln Z(z) = \frac{1}{2} \ln Z_0 Z_{L_{\text{tap}}} + \frac{\Gamma_0}{\cosh A} A^2 \phi(2z/L_{\text{tap}} - 1, A) \quad \text{untuk } 0 \leq z \leq L \quad (2.53)$$

Dimana fungsi $\phi(x, A) = -\phi(-x, A) = \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{A\sqrt{1-y^2}} dy$ untuk $|x| \leq 1$

$I_1(x)$ adalah fungsi Bessel yang dimodifikasi. Untuk nilai khusus

$$\phi(0, A) = 0$$

$$\begin{aligned}\emptyset(x, 0) &= \frac{x}{2} \\ \emptyset(1, A) &= \frac{\cosh A - 1}{A^2}\end{aligned}$$

Sehingga koefisien refleksi total ($\Gamma(\theta)$):

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 e^{-j\beta L_{tap}} \frac{\cos \sqrt{(\beta L_{tap})^2 - A^2}}{\cosh A} \quad \text{untuk } \beta L_{tap} > A \quad (2.54)$$

dimana

$$\Gamma_0 = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{Z_{L_{tap}}}{Z_0} \right) \quad (2.55)$$

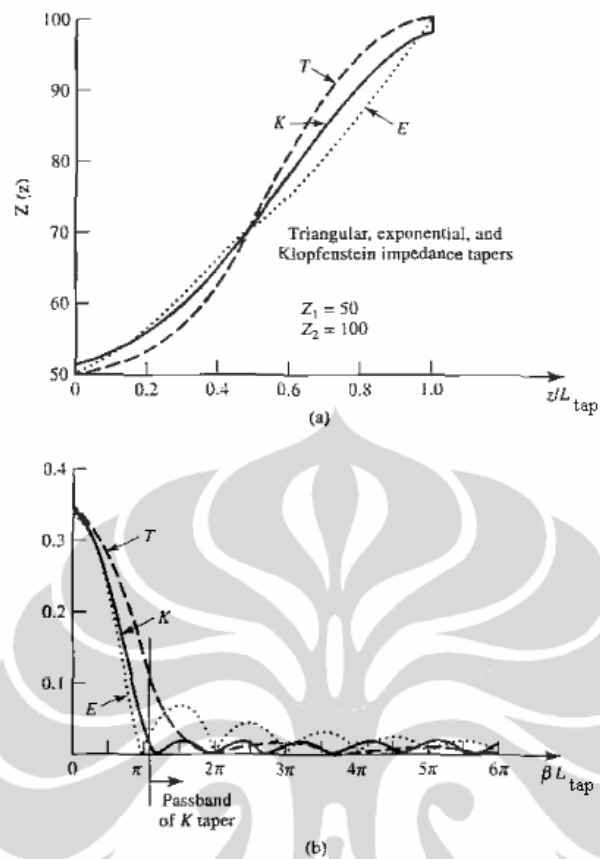
$$A = \cosh^{-1} \left(\frac{\Gamma_0}{\Gamma_m} \right) \quad (2.56)$$

$$\Gamma_m = \frac{\Gamma_0}{\cosh A} \quad (2.57)$$

dimana Γ_m = koefisien refleksi minimum

Karakter distribusi impedansi *taper* Klopfenstein dan responnya terhadap distribusi *taper* eksponensial dan *taper* segitiga dapat dilihat pada Gambar 2.14, apabila maksimum koefisien Γ_m yang diinginkan sebesar 0,02 atau VSWR = 1,05 untuk menyepadankan 50 Ω dengan 100 Ω . Terlihat dari Gambar 2.14, distribusi Klopfenstein *taper* memberikan respon koefisien refleksi $|\Gamma| \leq \Gamma_m = 0,02$ pada $\beta L_{tap} \geq 1,13\pi$.

Dengan demikian, distribusi *taper* eksponensial menghasilkan respon koefisien refleksi ($|\Gamma|$) = 0 dengan panjang *taper* (L_{tap}) terpendek dibandingkan dengan distribusi *taper* segitiga dan *taper* Klopfenstein. Sehingga apabila distribusi *taper* eksponensial diimplementasikan pada pengkopel hibrid 3dB, panjang *taper* yang dibutuhkan untuk menyepadankan impedansi di lengan seri menjadi yang terpendek diantara ketiga macam distribusi *taper*.



Gambar 2.14. Perbandingan Karakter Distribusi *Taper* Eksponensial, *Taper* Segitiga dan *Taper* Klopfenstein. (A) Variasi Impedansi (B) Respons Magnitudo Koefisien Refleksi Terhadap Frekuensi untuk Panjang *Taper* βL_{tap} [2]

BAB 3

PENGEMBANGAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR DAN *CROSSOVER* NON LINIER PITA LEBAR

3.1 MOTIVASI

Banyak cara digunakan untuk memperoleh karakteristik pengkopel hibrid 3dB pita lebar yaitu geometri banyak cabang (*multibranch geometry*), geometri banyak lapis (*multilayer geometry*) atau penggunaan substrat tebal. Penggunaan substrat tebal dapat dilakukan karena lebar pita berbanding terbalik dengan faktor kualitas total (Q) [49][50]. Salah satu unsur yang mempengaruhi faktor kualitas adalah rugi-rugi akibat bahan konduktor, dimana rugi-rugi bahan konduktor tersebut berbanding terbalik dengan ketebalan substrat. Dengan semakin tebal substrat, rugi-rugi akibat bahan konduktor semakin kecil sehingga faktor kualitas total semakin kecil. Dengan faktor kualitas yang lebih kecil maka akan diperoleh karakteristik pita lebar.

Terdapat beberapa hal yang perlu diperhatikan saat merancang komponen maupun antenna mikrostrip pada frekuensi tinggi, diantaranya adalah substrat, seperti yang diungkapkan pada penelitian [7][21] dan [30]. Masing-masing jenis substrat memiliki nilai konstanta dielektrik (ϵ_r), faktor disipasi, dan ketebalan (h) tertentu. Ketiga nilai tersebut akan mempengaruhi frekuensi kerja, lebar pita, dan juga efisiensi dari komponen yang dibuat. Khusus pada jaringan pencatu yang sekaligus sebagai jaringan pembentuk banyak berkas seperti Butler matriks - yang memiliki banyak *branchs* dan *bends* - maka kemungkinan hal tersebut dapat terjadi sehingga perlu dipertimbangkan dalam mendesain jaringan Butler matriks khususnya yang bekerja pada frekuensi tinggi.

Komponen utama pada pencatu banyak arah – Butler matriks - adalah pengkopel hibrid 3dB. Komponen tersebut berfungsi sebagai pembagi daya. Karena pengkopel hibrid 3dB merupakan saluran transmisi maka pengkopel hibrid 3dB memiliki karakteristik pita terbatas $\leq 10\%$ untuk $V_{SWR}=1,5$. Lebar pita dapat ditingkatkan menjadi $\geq 10\%$, dengan penggunaan transformasi bertahap banyak [2][43]. Namun karena peningkatan impedansi bersifat diskrit, maka

faktor diskontinuitas akan memberikan efek *loss* pada pengkopel hibrid 3dB selain menyebabkan peningkatan dimensi [2][43].

Salah satu cara yang dapat digunakan untuk meningkatkan lebar pita adalah penggunaan penyesuai impedansi berbasis saluran secara kontinu berbentuk *taper* [2]. Struktur *taper* mempunyai keunggulan dari segi lebar pita. Struktur *taper* tergantung pada penentuan model distribusi impedansi yang digunakan. Model distribusi impedansi berkaitan erat dengan sebaran koefisien pantul yang dihasilkan. Berdasarkan referensi [2] yang telah diuraikan pada sub Bab 2.4, terdapat 3 macam model yang umum digunakan, yaitu Eksponensial, Segitiga dan Klopfenstein, dimana model dengan distribusi *taper* eksponensial memiliki panjang *taper* terpendek untuk mendapatkan koefisien refleksi terendah. Oleh karena itu, dalam penelitian ini digunakan metode *taper* dengan distribusi *taper* eksponensial pada pengkopel hibrid 3dB untuk mendapatkan lebar pita $\geq 10\%$ untuk VSWR=1,5.

Hal yang pertama dilakukan terlebih dahulu adalah melakukan simulasi untuk mendapatkan impedansi karakteristik lengan seri dengan distribusi *taper* eksponensial terkait dengan geometri dan karakteristik yang diharapkan.

Persamaan (3.1) adalah persyaratan yang harus dipenuhi untuk memilih material yang cocok untuk frekuensi tinggi [21].

$$f[\text{GHz}] h [\text{mm}] > 2,14 \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.1)$$

Pada penelitian ini dipilih substrat yang memiliki ketebalan 1,57mm ($0,049\lambda_0$) dengan konstanta dielektrik sebesar 2,2 (Tabel 3.1), sehingga berdasarkan persamaan (3.1), material tersebut cocok untuk frekuensi kerja 9.4GHz.

3.2 PENGKOPEL HIBRID 3dB LINIER

Pengkopel hibrid 3dB pada dasarnya adalah suatu perangkat pasif empat (4) terminal yang memiliki 4 buah lengan yang simetris untuk dapat menghasilkan sinyal keluaran yang berbeda fasa 90° [2][49].

Pengkopel hibrid 3dB yang linier ditunjukkan pada Gambar 2.3. Saluran masukan pada pengkopel hibrid 3dB terbagi menjadi lengan seri dan lengan *shunt*. Jarak antar lengan sejauh $\frac{1}{4}\lambda$ dimana saluran masukannya memiliki karakteristik impedansi sebesar $Z_0 \Omega$, sedangkan impedansi pada lengan seri sebesar $Z_0/\sqrt{2} \Omega$ dan impedansi pada lengan *shunt* sebesar $Z_0 \Omega$.

Terminal yang letaknya disisi yang sama pada sisi masukan, kondisinya akan terisolasi. Terminal 1 (P_1) akan mengkopel daya ke dalam P_3 dan P_4 tapi tidak ke P_2 (terisolasi). Persyaratan pengkopel hibrid 3dB harus memiliki koefisien kopling sebesar -3dB yang artinya membagi daya masukan P_1 sama besar ke keluaran P_3 dan P_4 sehingga pengkopel hibrid 3dB berfungsi sebagai pembagi daya. Pengkopel hibrid 3dB pada terminal keluarannya berbeda fasa 90° sehingga disebut juga *hybrid junction*.

3.3 PENGEMBANGAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR

Hal yang pertama dilakukan terlebih dahulu adalah melakukan simulasi untuk mendapatkan impedansi karakteristik lengan seri dengan distribusi *taper* eksponensial untuk mendapatkan karakteristik yang diharapkan.

Jika pengkopel hibrid 3dB mempunyai impedansi keluaran sebesar 50 Ohm, maka *taper* yang dirancang harus dapat melakukan proses transformasi yang baik sampai mendapatkan karakteristik refleksi, isolasi dan kopling yang diharapkan. Dalam perancangan ini dibuat jarak antar lengan tetap $\frac{1}{4}\lambda$. Dalam tahap ini dilakukan analisis secara numerik terhadap proses tersebut, berkaitan dengan nilai koefisien refleksi dan distribusi impedansi karakteristiknya.

Dalam melakukan proses pengembangan pengkopel hibrid 3dB pita lebar, perangkat lunak yang digunakan:

- a. Perangkat lunak *AWR Microwave Office 2009* untuk proses simulasi.
- b. Perangkat lunak *Microsoft Excel 2007* untuk perhitungan dimensi *patch* dan untuk analisis hasil pengukuran.
- c. Perangkat lunak *Microsoft Visio 2007* untuk menggambar bentuk antenna.
- d. Perangkat lunak *PCAAD 3.0* untuk perhitungan dimensi saluran mikrostrip dan iterasi impedansi masukan.

Sedangkan untuk proses fabrikasi dan pengukuran dibutuhkan beberapa perangkat keras, yaitu:

- a. Substrat dielektrik Taconic TLY 5 0620 CH/CH, untuk proses fabrikasi
- b. Terminator 50Ω
- c. Konektor tipe SMA, yang mempunyai impedansi karakteristik sebesar 50Ω dan digunakan sebagai terminal untuk menghubungkan antena mikrostrip dengan alat ukur atau kabel koaksial
- d. *Network Analyzer* yang digunakan untuk melakukan pengukuran parameter antena dan jaringan pencatu Butler matriks

Spesifikasi substrat TLY 5 0620 CH/CH ditunjukkan pada Tabel 3.1.

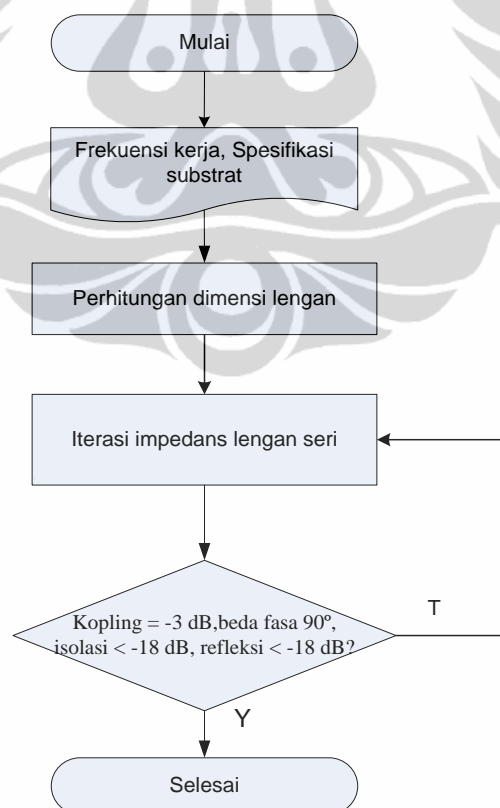
Tabel 3.1. Spesifikasi Substrat yang Digunakan

Parameter	Nilai
Jenis Substrat	TLY 5 0620 CH/CH
Konstanta Dielektrik Relatif (ϵ_r)	2.2
Konstanta Permeabilitas Relatif (μ_r)	1
Dielectric Loss Tangent ($\tan \delta$)	0,0009
Ketebalan Substrat (h)	1,57 mm
Konduktifitas Bahan	$5,8 \times 10^7$ S/m

Diagram alir perancangan dan pengembangan pengkopel hibrid 3dB pita lebar dapat dilihat pada Gambar 3.1. Proses perancangan dimulai dengan pemilihan frekuensi kerja sesuai aplikasi yang diinginkan dan penentuan spesifikasi substrat sesuai kebutuhan. Selanjutnya dimensi dari masing-masing lengan dihitung dengan menggunakan persamaan (2.5) dan (2.6) dan diverifikasi dengan bantuan program PCCAD. Bila saluran masukan memiliki karakteristik impedansi sebesar 50Ω , maka lebar saluran pada lengan *shunt* yang memiliki nilai impedansi $Z_0/\sqrt{2} = 35\Omega$ akan sebesar 5mm dan lebar saluran pada lengan seri yang memiliki nilai impedansi $Z_0/\sqrt{2} = 35\Omega$ akan sebesar 8mm. Karena jarak antar lengan sejauh $\frac{1}{4}\lambda$ untuk frekuensi kerja 9,4GHz adalah sebesar 8mm, maka lebar saluran pada lengan seri akan sama besar dengan jarak antar lengan seri. Sehingga kedua lengan seri akan saling berhimpitan untuk mendapatkan jarak $\frac{1}{4}\lambda$.

Dengan kondisi demikian, kinerja yang dihasilkan tidak dapat memenuhi persyaratan yang diharapkan.

Oleh karena itu selanjutnya dilakukan simulasi penyesuaian impedansi pada lengan seri dengan distribusi *taper* eksponensial agar diperoleh nilai impedansi yang dapat menghasilkan karakteristik yang diharapkan. Dengan menggunakan penyesuaian impedansi distribusi *taper* eksponensial, maka impedansi pada bagian lengan seri pengkopel hibrid 3dB menjadi tidak linier. Proses simulasi dilakukan untuk beberapa ukuran atau nilai impedansi lengan seri. Impedansi lengan seri yang optimal adalah impedansi yang menghasilkan koefisien refleksi dan koefisien isolasi sebesar $\leq -18\text{dB}$, koefisien kopling -3dB dengan beda fasa 90° . Toleransi ketidakseimbangan daya sebesar $\pm 1\text{dB}$ dan kesalahan fasa sebesar $\pm 3^\circ$. Selain itu VSWR yang diharapkan adalah sebesar 1,5 yang merupakan standar untuk operasi radar. Sedangkan lebar pita yang diinginkan untuk kebutuhan transmisi data kecepatan tinggi adalah sebesar $\geq 10\%$.

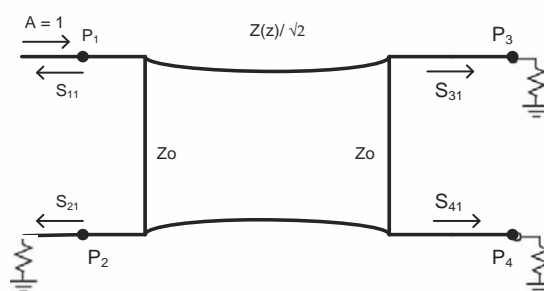


Gambar 3.1. Diagram Alir Proses Rancang Bangun Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier

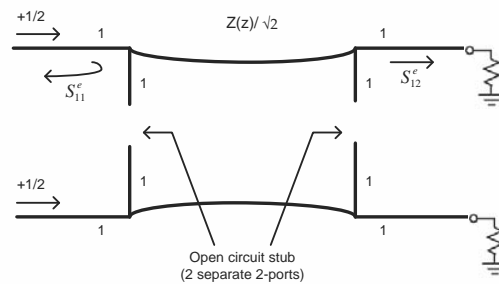
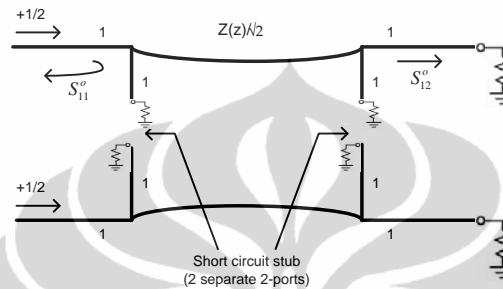
3.4 FORMULASI MATEMATIKA PENKOEPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR

Sesuai dengan yang diuraikan pada Sub Bab 3.1, terdapat suatu teknik yang digunakan untuk meningkatkan lebar pita dengan kinerja yang tinggi melalui kesepadanan yang bertahap untuk mereduksi gelombang refleksi dan memaksimalkan daya yang dikirim. Cara tersebutpun telah diterapkan pada filter. Beberapa penelitian terkait dengan penggunaan penyesuai impedansi pada filter diantaranya pada penelitian [17][18]. Dari hasil penelitian tersebut diperoleh filter yang memiliki karakteristik pita lebar dengan ukuran dan bobot yang lebih kompak. Berdasarkan referensi dan pertimbangan, maka pada penelitian ini metode *taper* dipilih untuk mengembangkan pengkopel hibrid 3dB agar diperoleh karakteristik lebar pita yang diinginkan memiliki *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$.

Oleh karena geometri dari pengkopel hibrid 3dB non linier memiliki struktur yang simetri, maka analisis matematika terhadap rancangan pengkopel hibrid 3dB yang dibuat dapat dilakukan penyederhanaan 4 terminal yang ada menjadi 2 terminal yang simetris dengan menggunakan analisis mode *even* dan mode *odd*. Mode *even*, dalam kondisi rangkaian terbuka (*open circuit*) sedangkan mode *odd*, dalam kondisi rangkaian hubung singkat (*short circuit*). Gambar 3.2. memperlihatkan skematik dari rangkaian pengkopel hibrid 3dB non linier. Rangkaian tersebut dapat didekomposisi ke dalam superposisi dari eksitasi mode *even* dan mode *odd*, seperti terlihat pada Gambar 3.3 yang merupakan gambar skema dari kedua mode tersebut.



Gambar 3.2. Rangkaian Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier

(a) mode *even* (e).(b) mode *odd* (o).

Gambar 3.3. Dekomposisi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Pita Lebar ke Dalam Mode *Even* dan *Odd*

Matriks ABCD pengkopel hibrid 3dB dari masing-masing mode dapat diekspresikan sesuai persamaan (2.15) dan (2.21). Dalam kasus pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar, matriks untuk mode *even* dan *odd* menjadi:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \frac{z(z)}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \frac{z(z)}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Berdasarkan teori refleksi rendah (*the theory of small reflection*) yang terdapat pada referensi [2] dan [48], digunakan impedansi yang memiliki karakteristik eksponensial *taper* pada lengan seri untuk mendapatkan koefisien refleksi yang kecil dengan karakteristik pita lebar. Persamaan impedansi eksponensial *taper* dapat dilihat pada persamaan (2.51). Konversi S_{11} dan S_{21} pada mode *even* dan *odd* untuk parameter jaringan 2 terminal, dapat didefinisikan sesuai dengan persamaan (2.13a) dan (2.13b), dengan amplitudo dari gelombang yang datang pada terminal 1 adalah $\pm 1/2$, maka karakteristik koefisien refleksi

(S_{11}), koefisien isolasi (S_{21}), koefisien transmisi (S_{31} dan S_{41}) pada setiap terminal dari pengkopel hibrid 3dB dapat diekspresikan sesuai persamaan (2.13c) dan (2.13c). Dengan demikian parameter S_{11} untuk mode *even* dan mode *odd* pada pengkopel hibrid 3dB non linier dapat diekspresikan dalam persamaan (3.4) dan (3.5) berikut ini:

$$S_{11}^e = \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} \left(\frac{-1+j-j+1}{-1+j+j-1} \right) = 0 \quad (3.4)$$

$$S_{11}^o = \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} \left(\frac{1+j-j-1}{1+j+j+1} \right) = 0 \quad (3.5)$$

Idealnya pengkopel hibrid 3dB yang dirancang harus memiliki koefisien refleksi mendekati nol dan membagi sama besar daya yang masuk ke terminal keluaran. Dengan mempertimbangkan persamaan (3.2) sampai dengan (3.5) sejumlah properti dari pengkopel hibrid 3dB yang ideal dengan tetap mempertimbangkan panjang lengan seri dan lengan *shunt* sebesar $1/4\lambda$, dapat disimpulkan koefisien refleksi dari pengkopel hibrid 3dB non linier adalah 0 ($S_{11} = 0$). Karena koefisien refleksi S_{11} pada kedua mode *even* dan mode *odd* besarnya 0 maka berdasarkan persamaan (2.24b) diperoleh koefisien isolasi (S_{21}) sebesar 0.

Dengan cara dan kondisi yang sama dalam melakukan analisis S_{11}^e dan S_{11}^o , mode *even* dan mode *odd* dari koefisien transmisi (S_{31} dan S_{41}) dapat dilakukan mengikuti persamaan (2.20) dan (2.21).

$$S_{21}^e = -\frac{Z(z)}{\sqrt{2}}(1+j) \quad (3.6)$$

$$S_{21}^o = \frac{Z(z)}{\sqrt{2}}(1-j) \quad (3.7)$$

Berdasarkan persamaan (2.24c), S_{31} dapat diekspresikan dalam persamaan (3.8):

$$\begin{aligned} S_{31} &= -\frac{1}{2} \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} ((1+j) - (1-j)) \\ &= -\frac{1}{2} \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} (1+j-1+j) \\ &= -j \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Sedangkan berdasarkan persamaan (2.24d), S_{41} pengkopel hibrid 3dB non linier dapat dihitung sesuai persamaan (3.9):

$$\begin{aligned} S_{41} &= -\frac{1}{2} \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} ((1+j) + (1-j)) \\ &= -\frac{1}{2} \frac{Z(z)}{\sqrt{2}} (1+j+1-j) \\ &= -\frac{Z(z)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Berdasarkan kedua hasil yang diperoleh dalam persamaan (3.8) dan (3.9), maka kedua koefisien transmisi S_{31} and S_{41} dari pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar mempunyai nilai koefisien yang sama yaitu -3dB. Oleh karena struktur pengkopel hibrid 3dB non linier simetri, maka diperoleh koefisien refleksi yang sama besar yaitu 0 pada keempat terminal ($S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0$), koefisien transmisi $S_{13}=S_{31}$, $S_{14}=S_{41}$, $S_{12}=S_{34}$. Oleh karena itu *scattering matrix* dari pengkopel hibrid 3dB non linier adalah sebagai berikut:

$$S = -\frac{Z(z)}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.5 PENYESUAI IMPEDANSI EKSPONENSIAL TAPER

Penyesuaian impedansi pada lengan seri dilakukan dengan penggunaan metode *taper* dengan distribusi *taper* eksponensial. Distribusi *taper* eksponensial dipilih karena dari perbandingan ketiga macam distribusi yang ada pada metode *taper*, distribusi *taper* eksponensial mempunyai panjang taper yang terpendek pada rentang frekuensi yang diinginkan.

Saluran transmisi pada metode *taper* dibagi menjadi beberapa segmen kecil yang mempunyai nilai impedansi karakteristik yang berbeda sesuai dengan distribusi *taper* yang dipilih. Pengaturan nilai impedansi karakteristik saluran transmisi tersebut sedemikian rupa sehingga sumber dapat memandang saluran dan beban (Z_L) sebagai suatu sistem yang sepadan (*match*).

Terdapat 3 parameter yang digunakan untuk melakukan analisis karakterisasi pengkopel hibrid yaitu faktor isolasi, faktor refleksi dan faktor kopling [53]. Bila terminal 1 dan terminal 2 merupakan terminal masukan serta terminal 3 dan terminal 4 merupakan terminal keluaran, maka faktor isolasi adalah parameter yang diukur antara kedua terminal masukan (S_{12}, S_{21}) dan antara kedua terminal keluaran (S_{32}, S_{23}). Faktor refleksi diukur dengan parameter $S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$. Sedangkan faktor kopling diukur dengan parameter S_{13}, S_{14} . Kondisi ideal faktor kopling adalah memiliki magnitudo yang ekivalen sama besar karena secara struktur bentuknya simetri, dengan beda fasa antara terminal keluaran sebesar 90° . Kondisi magnitudo yang tidak sama antar kedua terminal disebut dengan kondisi ketidakseimbangan daya sedangkan kondisi beda fasa antar terminal yang tidak 90° disebut dengan kesalahan fasa.

Beberapa impedansi lengan seri yang berbeda digunakan untuk mendapatkan panjang *taper* yang optimal dengan karakteristik yang diharapkan. Panjang *taper* tidak boleh melebihi panjang $1/4\lambda$, karena akan berakibat pada perbedaan fasa yang dihasilkan. Tabel 3.2 menunjukkan nilai impedansi lengan seri pengkopel hibrid 3dB [56] yang mendekati karakteristik yang diharapkan. Hasil simulasi untuk kelima nilai impedansi pada lengan seri terhadap kinerja pengkopel hibrid 3dB dapat dilihat pada Tabel 3.2.

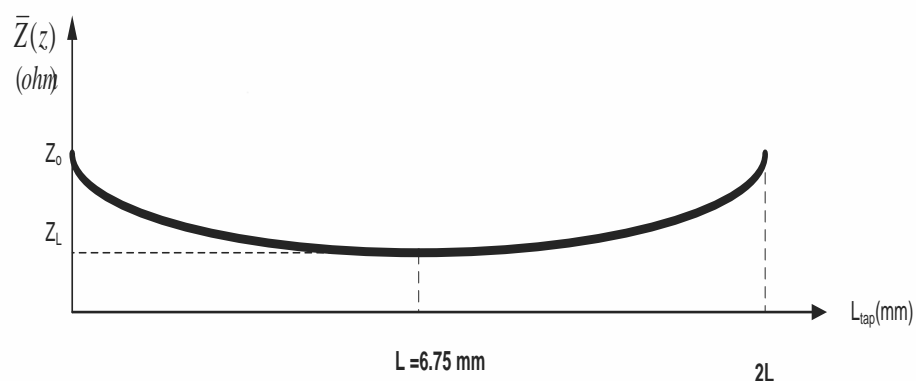
Berdasarkan Tabel 3.2 terlihat bahwa saat nilai impedansi lengan seri sebesar 50Ω , kesalahan fasa yang terjadi cukup besar yaitu $6,5^\circ$, selanjutnya menurun pada 3 nilai impedansi lainnya ($50,6\Omega$, $52,5\Omega$ dan $54,5\Omega$) dan kembali meningkat saat nilai impedansi sebesar $56,7\Omega$. Hal ini menunjukkan apabila jarak antar lengan seri tidak lagi $1/4\lambda$ maka akan mempengaruhi beda fasa antar kedua terminal keluaran. Koefisien refleksi yang terendah saat impedansi lengan seri sebesar $50,6\Omega$ dimana hasilnya mencapai $-25,45\text{dB}$ dengan koefisien isolasi mencapai $-17,26\text{dB}$ untuk frekuensi $9,4\text{GHz}$.

Tabel 3.2. Pengaruh Nilai Impedansi Lengan Seri

Impedansi lengan seri (Ω)	Koefisien Refleksi	Koefisien Isolasi	Koefisien Kopleng			
	$S_{11}(\text{dB})$	$S_{12}(\text{dB})$	$S_{13}(\text{dB})$	$S_{13} (^{\circ})$	$S_{14}(\text{dB})$	$S_{14} (^{\circ})$
50	-20,3	-13,7	-3,4	164,4	-3,8	80,9
50,6	-25,5	-17,3	-2,8	155,7	-4,0	67,8
52,5	-22,5	-17,5	-2,8	155,5	-4,0	67,7
54,5	-20,7	-17,5	-2,8	155,4	-4,0	67,7
56,7	-19,3	-17,5	-2,9	155,2	-3,8	67,7

Dengan demikian, karakteristik optimal secara *taper* eksponensial diperoleh ketika panjang *taper* (L_{tap}) yang terbaik sebesar = 6,75mm dengan kelengkungan transisi penyesuaian impedansi lengan seri antara 50Ω dan $50,6\Omega$ sebesar 0,75mm.

Gambar 3.4 adalah hasil akhir dari proses optimalisasi pengkopel hibrid 3dB non linier dengan penyesuaian impedansi berbasis saluran secara *taper* eksponensial dari 50Ω sampai dengan $50,6\Omega$ sepanjang dan sebaliknya sampai $2L$. Oleh karena itu untuk selanjutnya pengkopel hibrid 3dB yang berhasil dikembangkan dinamakan pengkopel hibrid 3dB non linier.

Gambar 3.4. Variasi Impedansi dengan Distribusi *Taper* Eksponensial

Tabel 3.3 menunjukkan perbandingan kinerja yang diperoleh antara pengkopel hibrid 3dB yang linier dan pengkopel hibrid 3dB yang non linier.

Tabel 3.3. Perbandingan Kinerja Berdasarkan Perbedaan Geometri Lengan Seri

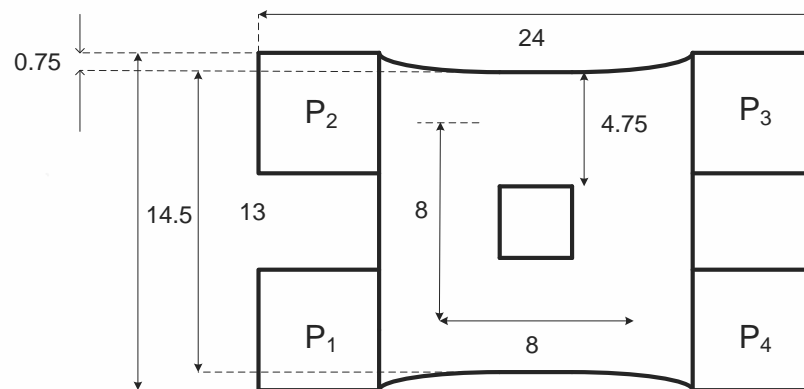
Geometri lengan seri	Faktor Refleksi	Faktor Isolasi	Koefisien Kopling			
	$S_{11}(\text{dB})$	$S_{12}(\text{dB})$	$S_{13}(\text{dB})$	$S_{13}(\text{°})$	$S_{14}(\text{dB})$	$S_{14}(\text{°})$
Linier	-25,45	-17,26	-2,8	155,7	-4,1	67,8
Non Linier	-21,4	-19,28	-3,2	159,3	-3,6	71,3

Tabel 3.4 menunjukkan kondisi ketidakseimbangan daya dan kesalahan fasa yang terjadi untuk pengkopel hibrid 3dB linier dan pengkopel hibrid 3dB non linier.

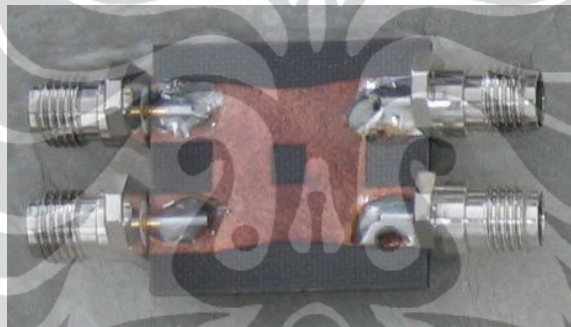
Tabel 3.4. Perbandingan Ketidakseimbangan Daya dan Fasa Error

Geometri Lengan Seri (Ω)	Unbalance (dB)	ϕ error (°)
Linier	0,6	2,1
Non Linier	0,4	2

Gambar 3.5 merupakan hasil akhir dari rancangan baru pengkopel hibrid 3dB dimana pada lengan serinya menggunakan penyesuaian impedansi dengan distribusi *taper* eksponensial sehingga geometri lengan serinya menjadi non linier, sedangkan Gambar 3.6 foto fabrikasi dari rancangan pengkopel hibrid 3dB non linier [65]. Dimensi ukuran pada rancangan adalah millimeter (mm)



Gambar 3.5. Rancangan Akhir Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$ [56]



Gambar 3.6. Fabrikasi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$

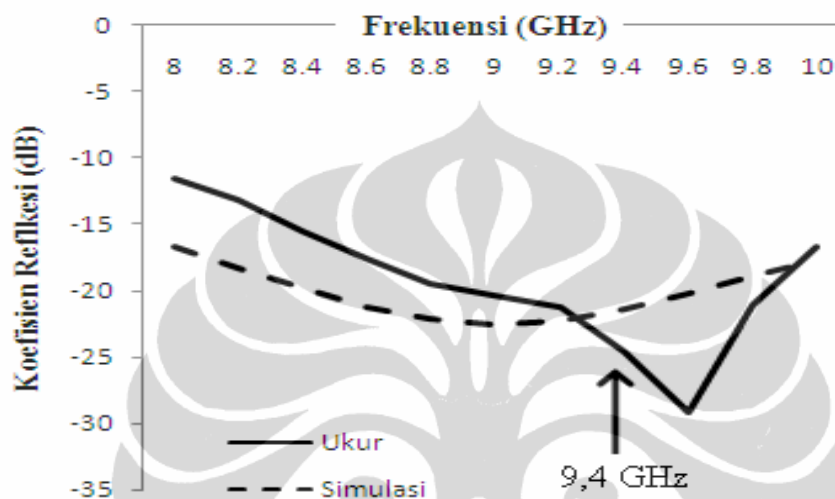
3.6 ANALISIS HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR

Analisis hasil simulasi maupun hasil pengukuran dilakukan untuk 2 frekuensi kerja dengan frekuensi kerja yang utama adalah pada 9,4GHz. Terdapat 3 parameter yang digunakan untuk melakukan analisis karakterisasi pengkopel hibrid 3dB yaitu koefisien isolasi, koefisien refleksi dan koefisien kopling. Target yang diharapkan untuk koefisien refleksi adalah sebesar -18dB, koefisien isolasi -18dB dan koefisien kopling -3dB dengan beda fasa 90° .

a. Koefisien Refleksi

Parameter S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} adalah parameter untuk mengetahui koefisien refleksi (*Return Loss*). Gambar 3.7 adalah hasil simulasi dan pengukuran yang

dilakukan. Hasil simulasi koefisien refleksi di frekuensi 9,4GHz sebesar -21,4dB. Terlihat pada hasil pengukuran, nilai koefisien refleksi terendah sebesar -28,96dB pada frekuensi 9,54GHz. Sedangkan nilai koefisien refleksi pada frekuensi 9,4GHz sebesar -25dB.



Gambar 3.7. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$

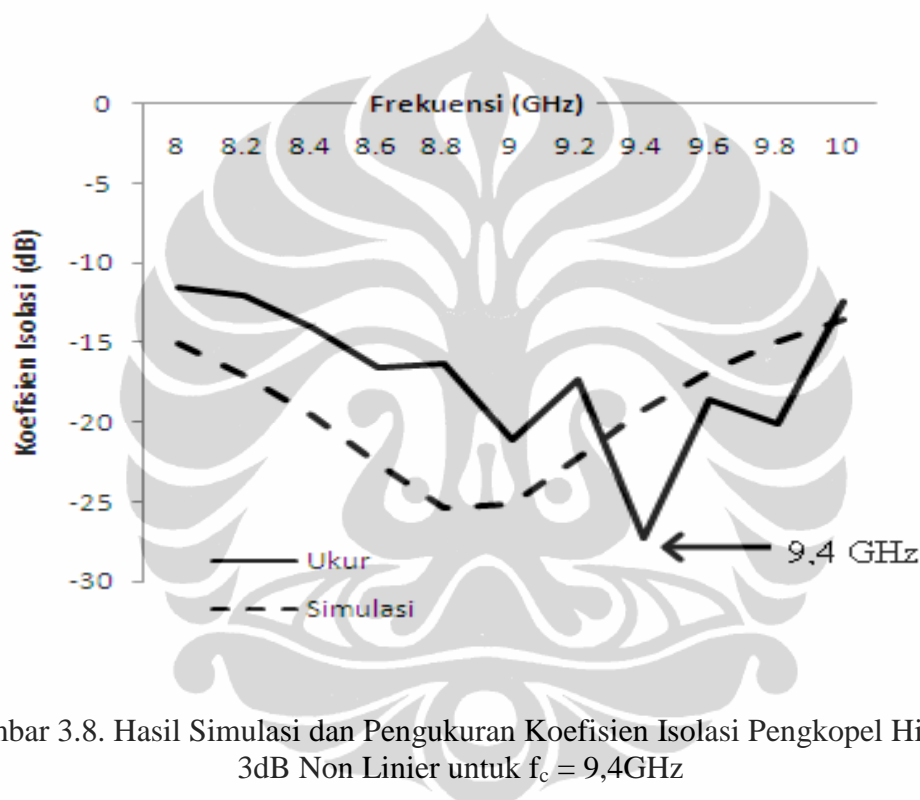
Banyak hal yang dapat menyebabkan pergeseran frekuensi kerja saat dilakukan pengukuran diantaranya ketidaktepatan ukuran saat proses fabrikasi, *etching* ataupun penyolderan. Hal tersebut akan lebih sensitif khususnya untuk frekuensi tinggi.

b. Koefisien Isolasi

Guna mengetahui kondisi isolasi antara terminal masukan maka dilakukan simulasi dan pengukuran di parameter S_{12} , S_{21} , S_{34} dan S_{43} . Berdasarkan Tabel 3.3, koefisien isolasi pada pengkopel hibrid 3dB non linier pada lengan serinya dapat meningkat 2dB menjadi -19,26dB dibandingkan dengan pengkopel hibrid 3dB linier. Dengan kondisi demikian berarti diperoleh koefisien isolasi sesuai dengan target yang diharapkan. Hal tersebut menunjukkan bahwa dengan

pengkopel hibrid 3dB non linier pada lengan seri, terjadi penyesuaian impedansi yang lebih baik.

Gambar 3.8. menunjukkan hasil simulasi dan pengukuran koefisien isolasi untuk frekuensi kerja di 9,4GHz. Hasil pengukuran koefisien isolasi di frekuensi 9,4GHz sebesar -27,2dB, lebih baik dari hasil simulasi yang hanya mencapai -19,26dB. Nilai koefisien isolasi terendah diperoleh di frekuensi kerja 9,45GHz sebesar -34,26dB

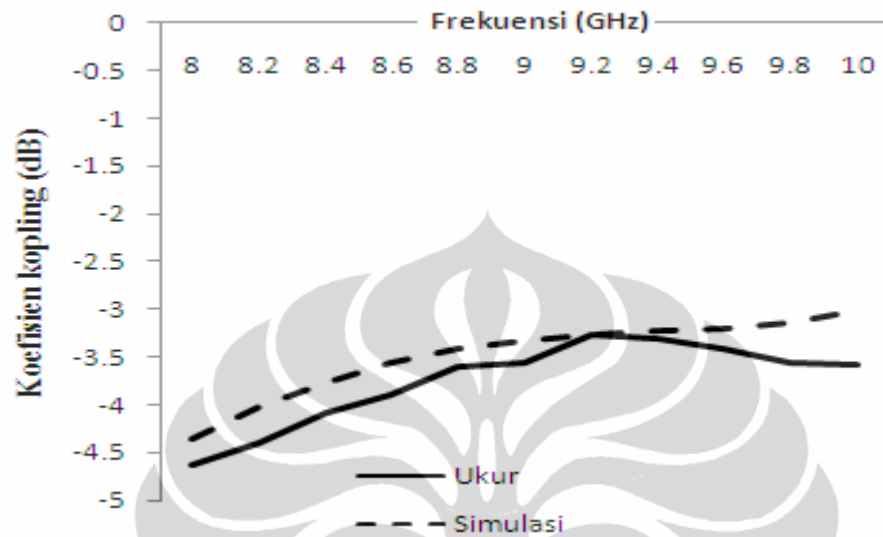


Gambar 3.8. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Isolasi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$

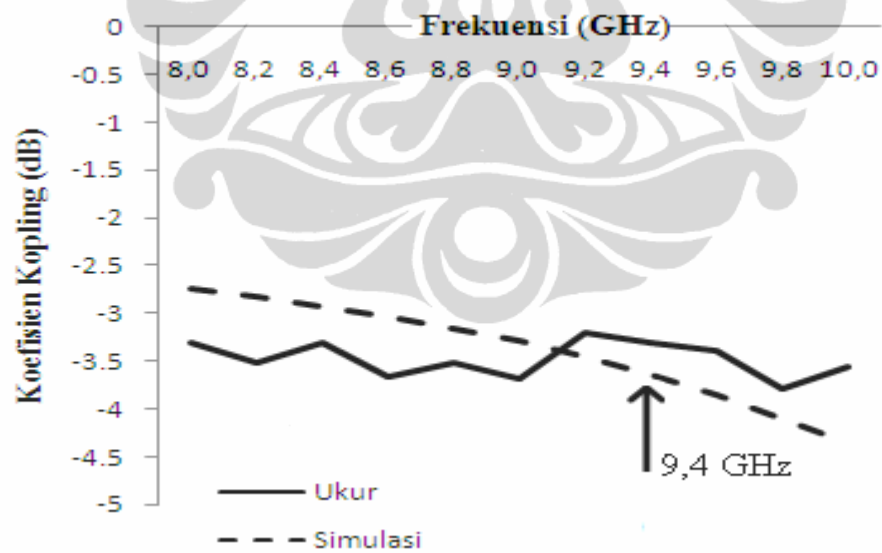
c. Koefisien Kopling

Salah satu hal yang penting saat merancang pengkopel hibrid 3dB adalah kemampuannya membagi daya yang sama dengan beda fasa sebesar 90° antara terminal keluaran yang saling terkopel (koefisien kopling). Dari Tabel 3.4 dapat dilihat hasil simulasi S_{31} dan S_{41} pada frekuensi 9,4GHz, magnitudo pada terminal yang saling terkopel yaitu pada S_{31} sebesar -3,2dB dan pada S_{41} sebesar -3,6dB seperti yang terlihat pada Gambar 3.9.(a) Hasil pengukuran pada S_{31} sebesar -3,4dB dan pada S_{41} sebesar -3,2dB seperti terlihat pada Gambar 3.9.(b). Dengan demikian ketidak seimbangan daya pada frekuensi 9,4GHz adalah sebesar 0,3 dB

dari -3dB yang diharapkan. Bila diinginkan ketidakseimbangan daya sebesar ± 1 dB rentang frekuensinya antara 8,4GHz - 10GHz.



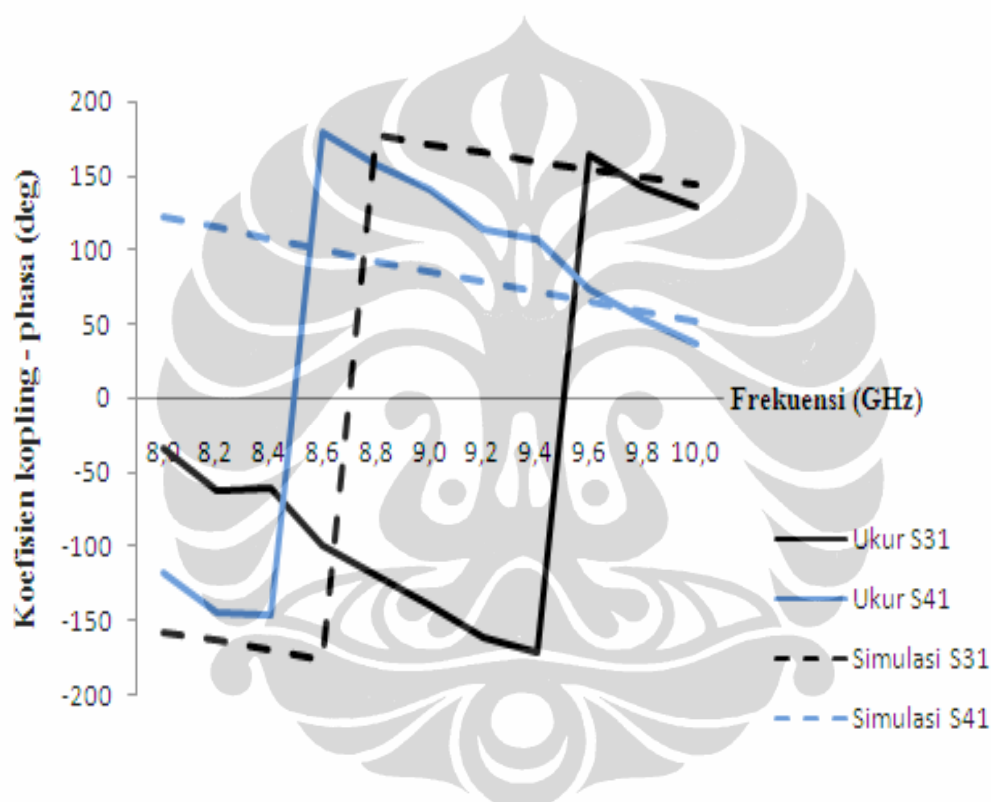
a) Respon Magnitudo S_{31}



(b) Respon Magnitudo S_{41}

Gambar 3.9. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling Respon Magnitudo Pengkoppel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4$ GHz

Gambar 3.10 menunjukkan hasil simulasi dan pengukuran koefisien kopling untuk respon fasa pada $f_c = 9,4\text{GHz}$, dimana untuk kondisi yang ideal, perbedaan fasa antara terminal keluaran adalah sebesar 90° . Pada Gambar 3.10, terlihat hasil pengukuran fasa antara terminal 1 dengan terminal 3 pada frekuensi $9,4\text{GHz}$ adalah -172° dan fasa antara terminal 1 dengan terminal 4 adalah 100° sehingga beda fasa (β) antara kedua terminal yang terkopel sebesar 272° atau -88° yang berarti hanya terjadi kesalahan fasa sebesar 2° .



Gambar 3.10. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopling Respon Fasa Pengkopel Hibrid Non Linier 3dB untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$

d. Perbandingan Dimensi dan Lebar Pita

Hal yang penting pada suatu rancangan adalah ukuran, karena diharapkan suatu komponen harus memiliki ukuran seminimal mungkin, sehingga bila diintegrasikan dengan komponen lain secara keseluruhan menjadi lebih kompak. Desain baru pengkopel hibrid 3dB non linier yang dirancang berhasil mereduksi dimensi karena lebar saluran pada lengan seri yang dirancang memiliki ukuran yang lebih kecil dari pengkopel hibrid 3dB linier.

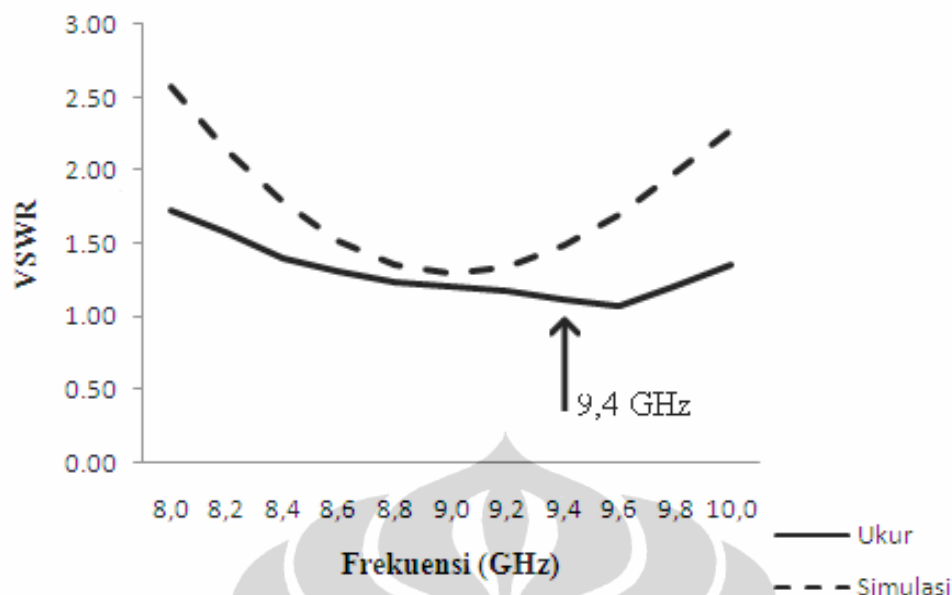
Dengan digunakannya penyesuaian impedansi *taper* yang membentuk geometri non linier pada lengan seri pada pengkopel hibrid 3dB, membuat dimensinya semakin kecil. Tabel 3.5. memperlihatkan perbandingan dimensi kedua kondisi dari pengkopel hibrid tersebut untuk frekuensi 9,4GHz, dengan reduksi dimensi sebesar:

$$(384-277)/384 \times 100\% = 27,8\% \quad (3.11)$$

Tabel 3.5. Perbandingan Dimensi

Parameter	Linier	Non Linier
Lebar lengan seri	8 mm	4,75 mm
Luas bidang tembaga	384 mm ²	277 mm ²

Gambar 3.11. memperlihatkan hasil simulasi dan pengukuran VSWR pengkopel hibrid 3dB non linier yang dirancang. Berdasarkan hasil simulasi terlihat lebar pita yang diperoleh sebesar 1GHz atau sekitar 11,1% yaitu dari rentang frekuensi 8,6GHz – 9,6GHz dengan VSWR = 1,5. Berdasarkan hasil pengukuran terlihat VSWR yang diperoleh mencapai 1,7 GHz atau sebesar $[(10-8,3 / 9) \times 100\%] = 18,8\%$.



Gambar 3.11. VSWR Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier untuk $f_c = 9,4\text{GHz}$

3.7 PENGEMBANGAN *CROSSOVER* MIKROSTRIP NON LINIER PITA LEBAR

Crossover yang banyak digunakan dalam penelitian adalah *crossover* yang dibentuk dari beberapa pengkopel hibrid 3dB yang dikaskade [22]-[25]. Kekurangan cara tersebut akan menyebabkan ukuran yang lebih besar dengan karakteristiknya bersifat pita sempit.

Oleh karena tujuan dari penelitian ini adalah memperoleh *crossover* dengan cara sederhana namun memiliki karakteristik pita lebar maka desain *crossover* pada penelitian ini dilakukan dengan cara mengkaskade pengkopel hibrid 3dB yang telah dirancang sebelumnya, dengan memilih substrat yang tebal dengan konstanta dielektrik rendah.

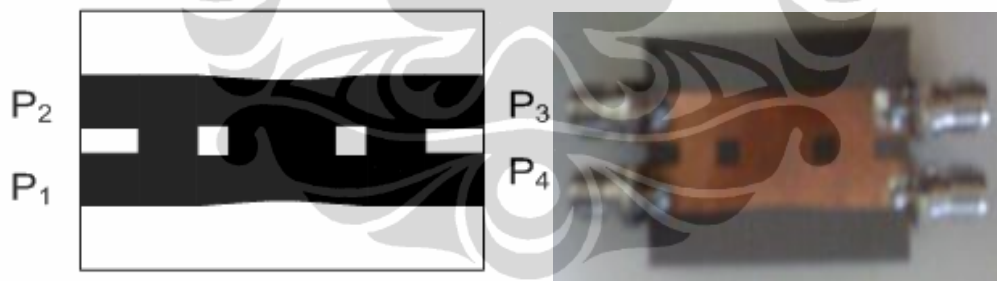
3.7.1 Rancangan Dasar dan Simulasi *Crossover* Non Linier Pita Lebar

Proses desain *crossover* yang dilakukan mengikuti acuan [56], dimana bila penyesuaian impedansi dengan distribusi *taper* eksponensial digunakan dapat diperoleh suatu *crossover* yang memiliki karakteristik pita lebar dengan desain

yang sederhana dan dimensi yang lebih kecil yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz untuk diaplikasikan di frekuensi X band.

Setelah pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar dikaskade, maka salah satu lengan crossover menjadi tidak linier. Selanjutnya dengan cara yang sama dilakukan simulasi untuk mendapatkan penyesuai impedansi yang tepat dan menghasilkan karakteristik yang diharapkan. Terdapat 3 parameter yang digunakan untuk melakukan analisis karakteristik *crossover* yaitu koefisien isolasi, koefisien refleksi dan koefisien kopling [2]. Koefisien refleksi dan koefisien isolasi yang diharapkan sebesar $\leq -18\text{dB}$, serta koefisien kopling mendekati 0dB dan lebar pita (*impedance bandwidth*) sebesar $\geq 10\%$ untuk $\text{VSWR}=1,5$.

Gambar 3.12 adalah rancangan akhir crossover yang dibuat, dimana pada bagian lengan seri dari *crossover* tidak linier, karena penyesuai impedansinya menggunakan distribusi *taper* eksponensial. Dimensi dari *crossover* tersebut adalah panjang 3,5cm dan lebar 1,35cm.



a. *Layout Rancangan*

b. *Layout Fabrikasi*

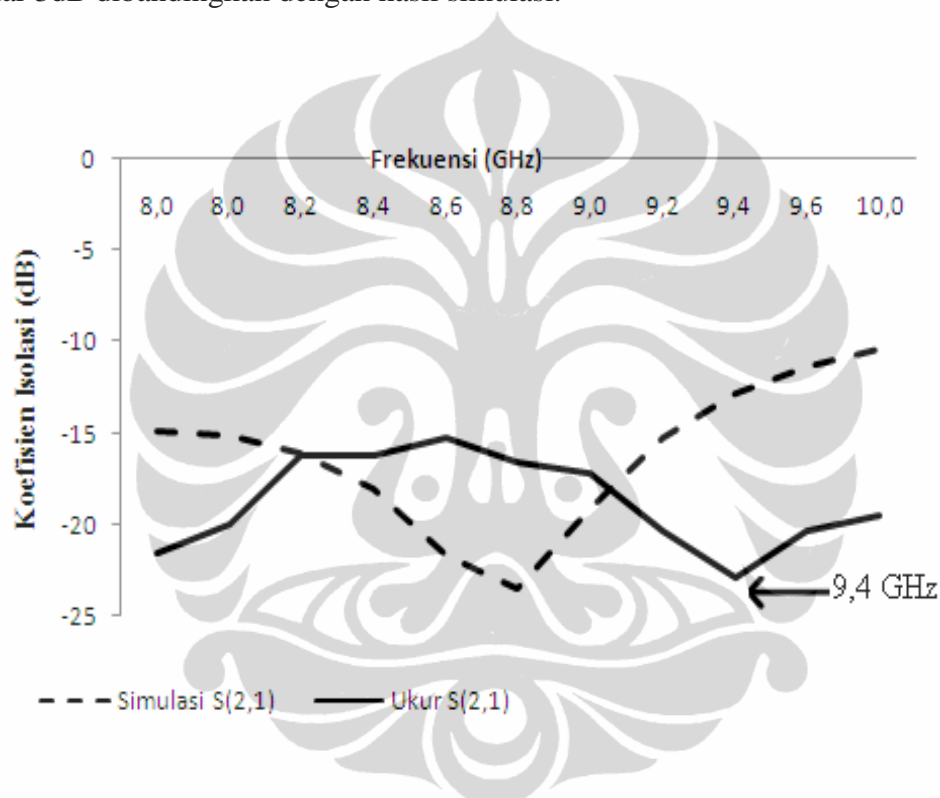
Gambar 3.12. *Crossover Non Linier* [57][58]

3.7.2 Analisis Hasil Simulasi dan Pengukuran *Crossover Non Linier Pita Lebar*

a. Koefisien Isolasi

Bila terminal 1 (P_1) dan terminal 4 (P_4) merupakan terminal masukan serta terminal 2 (P_2) dan terminal 3 (P_3) merupakan terminal keluaran, maka koefisien isolasi adalah parameter yang diukur antara kedua terminal masukan (S_{41} , S_{14}) dan

antara kedua terminal keluaran (S_{23}, S_{32}). Berdasarkan Gambar 3.13, isolasi pada *crossover* non linier menurun sebesar 1,2dB dibandingkan dengan *crossover* konvensional. Hal tersebut menunjukkan bahwa dengan *crossover* non linier pada lengan seri, koefisien isolasinya yang diperoleh lebih rendah menjadi sekitar -14,83dB untuk frekuensi kerja di 9,4GHz. Gambar 3.14, menunjukkan hasil pengukuran S_{14} yang diperoleh, terlihat nilai koefisien isolasi pada frekuensi 9,4GHz sebesar -17,8dB. Dengan kondisi tersebut hasil pengukuran lebih rendah sekitar 3dB dibandingkan dengan hasil simulasi.

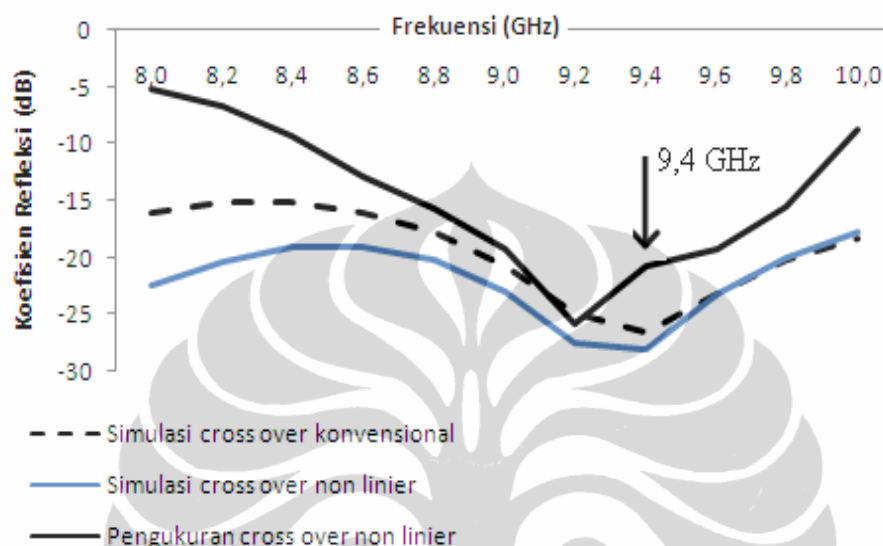


Gambar 3.13. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Isolasi Pada *Crossover* Non Linier

b. Koefisien Refleksi

Parameter S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} adalah parameter untuk mengetahui koefisien refleksi. Pada Gambar 3.14. terjadi perbaikan koefisien refleksi sebesar 4dB pada rancangan *crossover* non linier. Berdasarkan hasil simulasi koefisien refleksi yang diperoleh pada frekuensi kerja 9,4GHz sebesar -28,14dB. Kondisi tersebut masih dalam nilai toleransi yang diinginkan yaitu < -18 dB. Selain itu pada Gambar 3.14 juga memperlihatkan hasil pengukuran koefisien refleksi sebesar -21dB. Dari hasil pengukuran tersebut terlihat koefisien refleksi terendah terjadi pada

frekuensi 9,2GHz, yaitu sebesar -27,59dB. Dengan kondisi demikian, terjadi pergeseran frekuensi kerja diantaranya karena ketidaktepatan ukuran dalam proses fabrikasi.

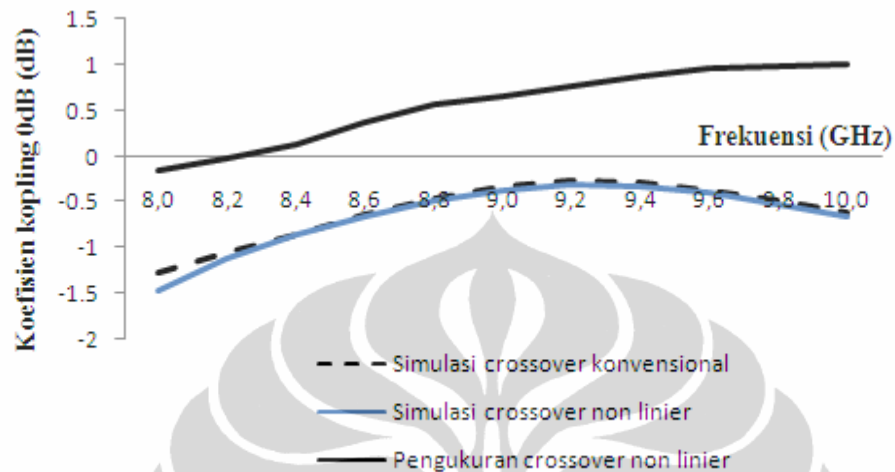


Gambar 3.14. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi *Crossover* Non Linier

c. Koefisien Kopling

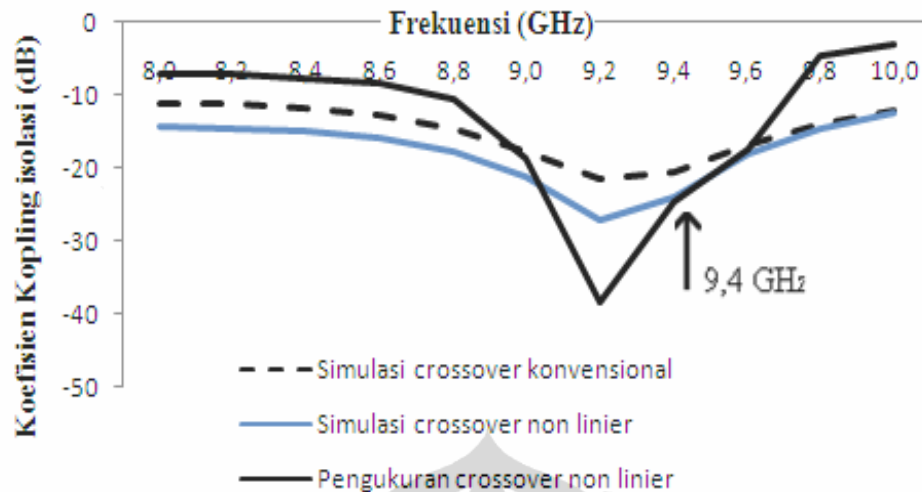
Salah satu hal yang penting saat merancang *crossover* adalah kemampuannya melewatkan seluruh sinyal yang masuk (0dB) pada salah satu terminal keluaran dengan terminal keluaran yang lainnya terisolasi (kopling isolasi). Dari Gambar 3.15. dapat dilihat hasil simulasi dan pengukuran koefisien kopling pada *crossover* non linier (S_{31}). Hasil simulasi menunjukkan koefisien kopling pada frekuensi 9,4GHz sebesar 0,29dB, dan *crossover* konvensional nilainya sebesar 0,33dB. Sedangkan hasil pengukuran S_{31} yang diperoleh, nilainya sebesar 0.8dB. Hal yang mempengaruhi hasil pengukuran tidak sebaik hasil simulasi diantaranya adalah ketidaktepatan saat proses pencetakan ke film negatif, selain itu juga terjadi pergeseran posisi kaki konektor (tidak tepat berada di tengah), ketebalan timah, tingginya temperatur saat proses penyolderan. Sehingga

berakibat impedansi saluran pencatu tidak seperti yang diharapkan dan membuat ada daya yang dipantulkan, tidak semua ditransmisikan.



Gambar 3.15. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopleng 0dB Pada *Crossover* Non Linier

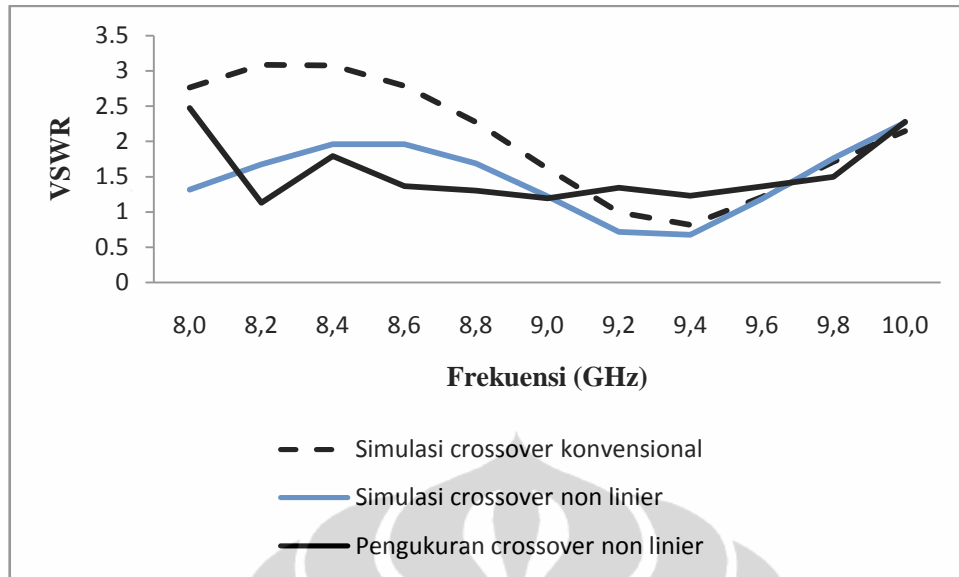
Selain itu koefisien kopleng isolasi pada *crossover* juga penting untuk diperhatikan. Dari Gambar 3.16, terlihat hasil simulasi koefisien kopleng isolasi ke arah terminal 4 (P_4) pada frekuensi 9,4GHz, nilainya sebesar -23,74dB dan untuk *crossover* konvensional nilainya sebesar -22,61dB. Selain itu pada Gambar 3.16 tersebut juga menunjukkan hasil pengukuran koefisien kopleng isolasi *crossover* non linier, S_{41} pada frekuensi 9,4GHz sebesar -22dB.



Gambar 3.16. Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Kopleng Isolasi pada *Crossover Non Linier*

d. Lebar Pita

Pada rancangan ini berhasil diperoleh hasil simulasi dengan lebar pita untuk $VS_{WR}=1,5$, sebesar 0,85GHz yaitu rentang frekuensi 8,85GHz – 9,7GHz atau sebesar 9,1% pada rentang frekuensi 8,7GHz – 10GHz seperti ditunjukkan pada Gambar 3.17. Selain itu Gambar 3.17 juga memperlihatkan hasil pengukuran VS_{WR} . Diperoleh lebar pita sekitar 1,3GHz pada rentang frekuensi 8,5GHz – 9,8GHz. Dengan demikian lebar pita *crossover non linier* hasil pengukuran untuk $VS_{WR}=1,5$ besarnya adalah $[(9,7-8,5/9,4) \times 100\%] = 14\%$ yang termasuk katagori pita lebar.



Gambar 3.17. Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran VSWR *Crossover* Non Linier

Dengan demikian penggunaan distribusi *taper* eksponensial pada *crossover* dapat diperoleh kinerja yang lebih baik. Hal tersebut dikarenakan kondisi kesesuaian impedansinya menjadi lebih baik bila menggunakan distribusi *taper* eksponensial. Nilai koefisien isolasi dan nilai koefisien refleksi yang diperoleh pun lebih baik yaitu -28dB dengan salah satu koefisien koplingnya mendekati 0dB .

BAB 4

IMPLEMENTASI PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PADA PEMBENTUK BANYAK ARAH BUTLER MATRIKS PITA LEBAR

4.1 MOTIVASI

Jaringan pembentuk banyak arah yang banyak digunakan adalah jaringan Butler matriks. Kelebihan Butler matriks (BM) dibandingkan dengan jaringan pembentuk banyak arah lainnya seperti Rotman Lens dan Blass matriks adalah karena BM lebih sederhana (*simple*) dengan penggunaan pengkopel hibrid 3dB yang lebih sedikit [33][34][38]. Arah berkas yang dihasilkan juga relatif tetap pada semua frekuensi.

Beberapa penelitian telah dilakukan untuk mengimplementasikan Butler matriks mikrostrip [7][8][13]-[42][44]-[47] sebagai jaringan pencatu banyak arah. Sebagian besar hasil penelitian yang telah dilakukan memiliki karakteristik lebar pita (*impedance bandwidth*) terbatas yaitu $\leq 10\%$ untuk VSWR=1,5 Hal tersebut dikarenakan komponen penyusun Butler matriks yaitu pengkopel hibrid, *crossover* (*cross line*) dan penggeser fasa merupakan saluran transmisi, yang pada dasarnya juga memiliki lebar pita (*impedance bandwidth*) terbatas.

Selain lebar pita (*impedance bandwidth*) terbatas, frekuensi kerja dari kebanyakan penelitian yang dilakukan berada pada rentang frekuensi $\leq 7\text{GHz}$. Sejumlah penelitian dilakukan pada frekuensi tinggi, di atas 8GHz, yaitu pada literatur [8][19][28][30][35][47].

Terdapat kesulitan dalam merancang Butler matriks dengan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk VSWR=1,5, karena adanya konflik antara kemampuan menghasilkan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ dengan ukuran/dimensi Butler matriks yang kompak. Hal tersebut terjadi karena kebanyakan penelitian, menggunakan banyak cabang atau menambah *stub* pada bagian pengkopel hibrid 3dB untuk mendapatkan performansi pita lebar pada jaringan Butler matriks. Pengkopel hibrid 3dB merupakan komponen utama dalam Butler matriks, oleh karena itu menurut penelitian [43] untuk mendapatkan perancangan Butler matriks pita lebar, difokuskan ke perancangan pengkopel hibrid 3dB yang memiliki

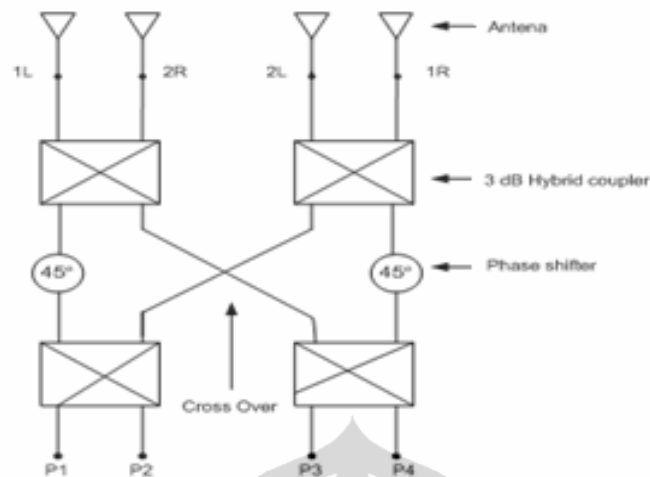
karakteristik pita lebar. Hal tersebut juga terdapat pada penelitian [7][15]. Pada penelitian [7], walaupun penggeser fasa yang digunakan adalah penggeser fasa berupa saluran transmisi, namun karena pengkopel hibrid 3dB nya memiliki karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ maka Butler matriknya juga memiliki karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ yaitu sebesar 13% untuk VSWR=1,5 yang termasuk katagori pita lebar. Sedangkan penelitian [15] mendapatkan karakteristik *impedance bandwidth* sebesar 40% yang termasuk katagori *ultra wideband* (UWB).

Oleh karena itu, pengembangan Butler matriks pita lebar yang dilakukan pada penelitian ini adalah dengan menggunakan struktur baru pengkopel hibrid 3dB non linier dan *crossover* non linier yang telah diuraikan pada Bab 3 sebelumnya, dimana pengkopel hibrid 3dB non linier dan *crossover* non linier tersebut memiliki karakteristik *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk VSWR=1,5.

4.2 RANCANG BANGUN JARINGAN BUTLER MATRIKS 4x4 DENGAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR

Butler matriks yang dirancang adalah Butler matriks 4x4 yang merupakan salah satu konfigurasi jaringan Butler matriks. Pemilihan konfigurasi Butler matriks 4x4 karena akan diimplementasikan pada antena yang dapat menghasilkan 4 arah berkas. Konfigurasi tersebut dapat ditingkatkan sesuai dengan jumlah arah berkas yang diinginkan. Berdasarkan persamaan (2.29) - (2.31) maka jumlah pengkopel hibrid 3dB yang dibutuhkan sebanyak 4 buah, penggeser fasa sebanyak 2 buah dan *crossover* sebanyak 1 buah. Parameter yang digunakan dalam proses karakterisasi dan optimasi diantaranya koefisien kopling, koefisien isolasi, koefisien refleksi dan beda fasa yang dihasilkan.

Gambar 4.1. menggambarkan penempatan komponen utama dari jaringan Butler matriks.



Gambar 4.1. Penempatan Komponen Jaringan Butler Matriks

Butler matriks yang didesain menggunakan pengkopel hibrid 3dB non linier dan *crossover* non linier. Penggeser fasa yang digunakan pada jaringan Butler matriks 4x4 adalah penggeser fasa -45° sehingga untuk menghasilkan beda fasa sebesar -45° , maka perlu perbedaan panjang saluran mikrostrip (Δl) sesuai dengan persamaan (4.1) seperti dituliskan di bawah ini:

$$\begin{aligned}\Delta l &= \beta \lambda / 360 & (4.1) \\ &= (315) \times 3 \times 10^8 / (360 \times 9,4 \times 10^9) \\ &= 27,9 \text{ mm} \approx 28 \text{ mm}\end{aligned}$$

Berkas arah utama (θ) dapat dihitung berdasarkan persamaan (2.27). Apabila frekuensi resonansi yang diinginkan pada penelitian ini bekerja pada 9,4GHz, maka panjang gelombang dengan substrat ini adalah sebesar:

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{2,23} \times 9,4 \times 10^9} & (4.2) \\ &= 0,021 \text{ m} = 21 \text{ mm}\end{aligned}$$

sehingga bila jarak antar elemen (d) yang efektif adalah sebesar $0,5\lambda$ maka arah berkas utamanya untuk:

$$\begin{aligned}\beta &= -45^\circ \text{ adalah :} \\ \theta &= \sin^{-1}(0,021(-45)/(2.180.(0,0105))) \\ &= \sin^{-1}(-0,25) \\ &= -14,4^\circ\end{aligned}$$

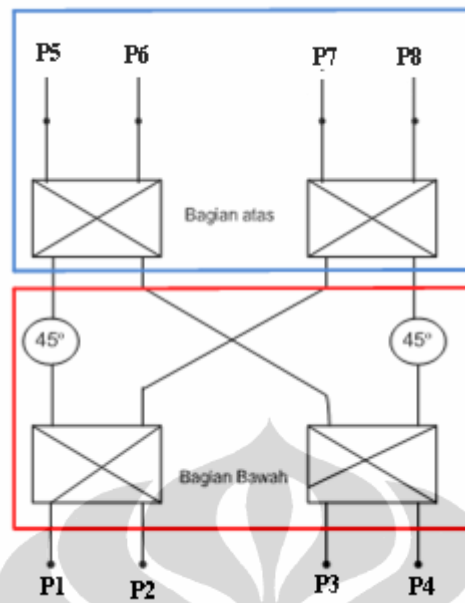
$\beta = -135^\circ$ maka dengan cara yang sama diperoleh $\theta = -48,6^\circ$

Tabel 4.1 merupakan arah berkas utama (θ) jaringan Butler matriks 4x4 yang dirancang. Arah berkas utama (θ) $14,4^\circ$ (arah 1L) didapat ketika terminal 1 (P_1) dieksitasi sehingga menyebabkan beda fasa (β) yang terjadi antar terminal masukan (P_1) dan terminal keluaran (P_5, P_6, P_7, P_8) sebesar 45° . Begitu pula arah 2R bila β yang terjadi antar terminal masukan (P_2) dan terminal keluaran (P_5, P_6, P_7, P_8) sebesar -135° . Arah 2L bila β yang terjadi antar terminal masukan (P_3) dan terminal keluaran (P_5, P_6, P_7, P_8) sebesar 135° dan arah 1R bila β yang terjadi antar terminal masukan (P_4) dan terminal keluaran (P_5, P_6, P_7, P_8) sebesar -45° .

Tabel 4.1. Beda Fasa (β) pada Jaringan Butler Matriks

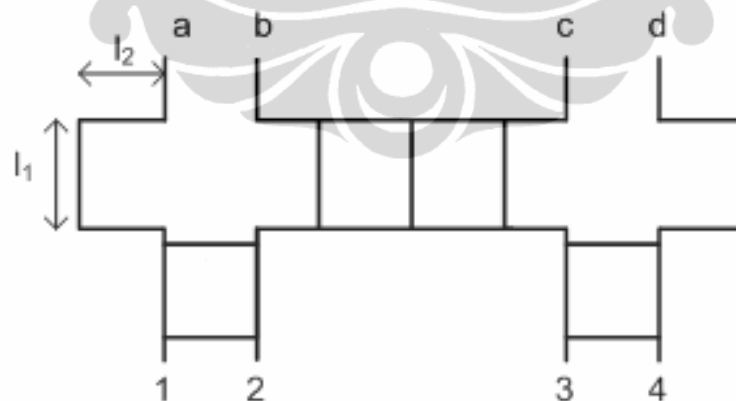
	$P_5(^{\circ})$	$P_7(^{\circ})$	$P_6(^{\circ})$	$P_8(^{\circ})$	$\beta(^{\circ})$
P_1	45	90	135	180	45
P_2	135	0	225	90	-135
P_3	90	225	0	135	135
P_4	180	135	90	45	-45

Dalam perancangan ini, strategi yang digunakan untuk memudahkan simulasi yang menghasilkan kinerja yang diharapkan adalah dengan membagi 2 bagian, seperti pada Gambar 4.2. Masing-masing bagian tersebut memiliki kondisi yang simetrik dan sebangun, sehingga simulasi dilakukan hanya pada 2 terminal masukan saja pada masing-masing bagian.



Gambar 4.2. Pembagian Struktur Jaringan Butler Matriks

Bagian bawah pada jaringan Butler matriks terdiri dari pengkopel hibrid 3dB, penggeser fasa 45° dan *crossover*. Agar lebih jelas, Gambar 4.3. menunjukkan struktur jaringan Butler matriks bagian bawah.



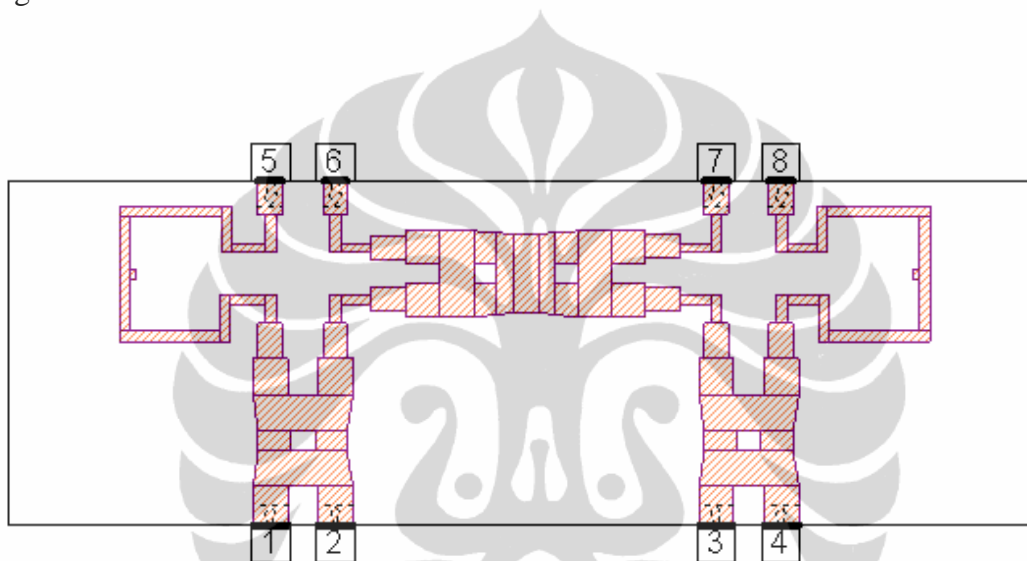
Gambar 4.3. Struktur Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah

Langkah-langkah yang dilakukan pada proses simulasi adalah sebagai berikut :

1. Tinggi l_1 pada Gambar 4.3 pada awalnya dibuat sama dengan lebar dari *crossover* yang dirancang

2. Panjang l_2 disesuaikan agar diperoleh panjang saluran yang dapat menyebabkan beda fasa antara terminal a dan c sebesar -45° yaitu sepanjang 28mm sesuai dengan hasil perhitungan Δl di atas
3. Selanjutnya kondisi tersebut disimulasikan
4. Beda fasa antara $S_{1a} - S_{1c}$ harus -45° , apabila belum mencapai nilai tersebut maka dilakukan iterasi berulang hingga didapat nilai yang diinginkan

Gambar 4.4 adalah rancangan yang optimal dari jaringan Butler matriks bagian bawah.

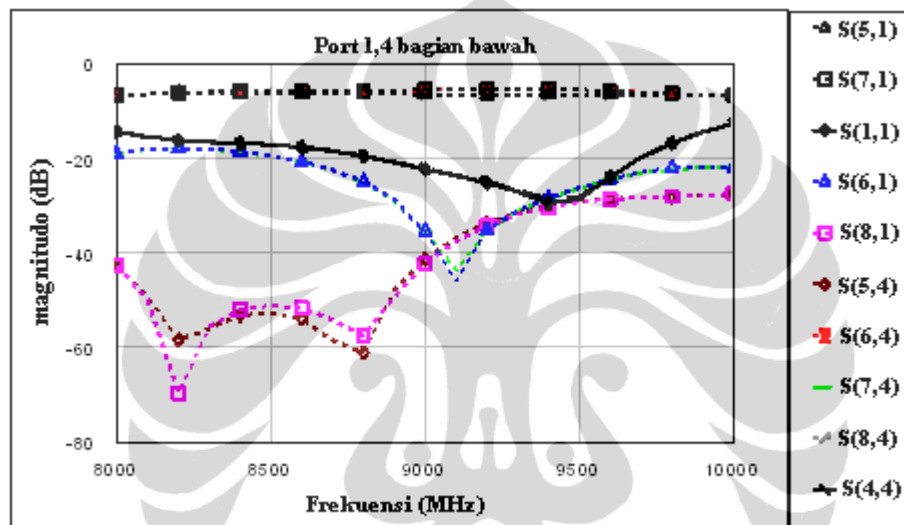


Gambar 4.4. Rancangan Struktur Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah

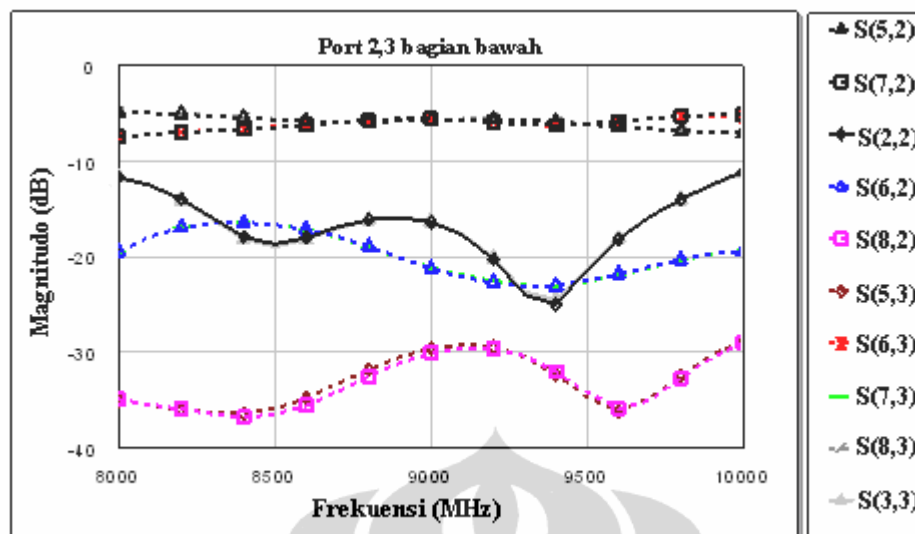
Gambar 4.5.(a) menunjukkan hasil simulasi respon magnitudo yang dihasilkan bila terminal 1 atau 4 dieksitasi. Terlihat hasil simulasinya menunjukkan nilai koefisien yang hampir sama yang berarti bentuk bangunnya simetrik dan identik. Dari Gambar 4.5.(a) terlihat, bila terminal 1 dieksitasi dengan daya sebesar 0 dBm, maka arus hanya mengalir ke terminal 5 (S_{51}) dan terminal 7 (S_{71}), dimana perbandingan daya antara keluaran dan masukan sekitar -5dB, yang berarti daya dari terminal masukan ditransmisikan ke kedua terminal tersebut. Sedangkan dari terminal 1 ke terminal 6 dan terminal 8 arus tidak ditransmisikan tapi diisolasi karena perbandingan daya antara terminal keluaran dan terminal masukan (S_{61}, S_{81}) lebih dari -20dB. Hal tersebut memperlihatkan bahwa *crossover* berfungsi sesuai dengan prinsip kerjanya yaitu

hanya melewati arus ke terminal yang dituju saja yaitu ke terminal 5 dan terminal 7 saja.

Gambar 4.5.(b) merupakan hasil simulasi respon magnitudo yang dihasilkan bila terminal 2 atau 3 dieksitasi. Terlihat karakteristik yang diperoleh hampir sama dengan Gambar 4.5.(a), dimana koefisien refleksi S_{22} , S_{33} mencapai -25dB. Begitu pula koefisien transmisinya sebesar 8dB.



Gambar 4.5.(a). Hasil Simulasi Koefisien Refleksi dan Transmisi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau 4 Yang Dieksitasi

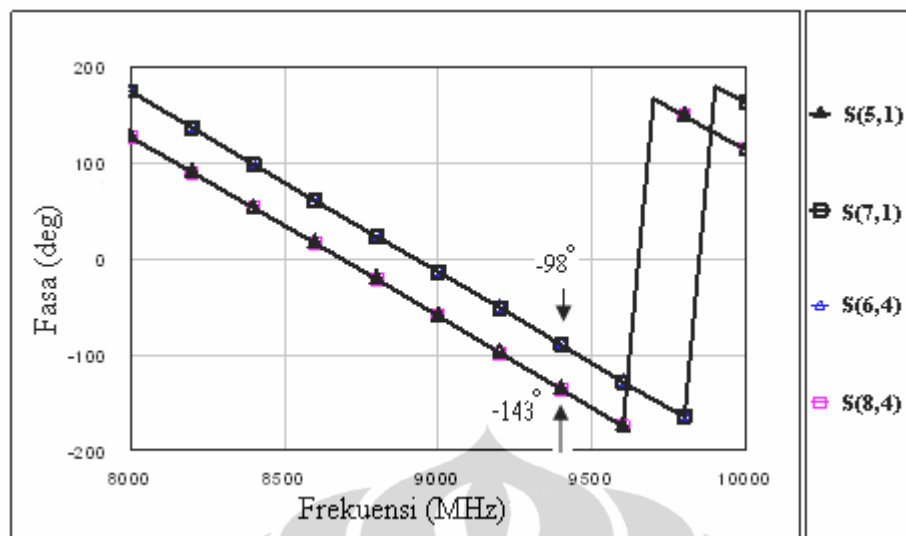


Gambar 4.5.(b). Hasil Simulasi Koefisien Refleksi dan Transmisi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau 3 Yang Dieksitasi

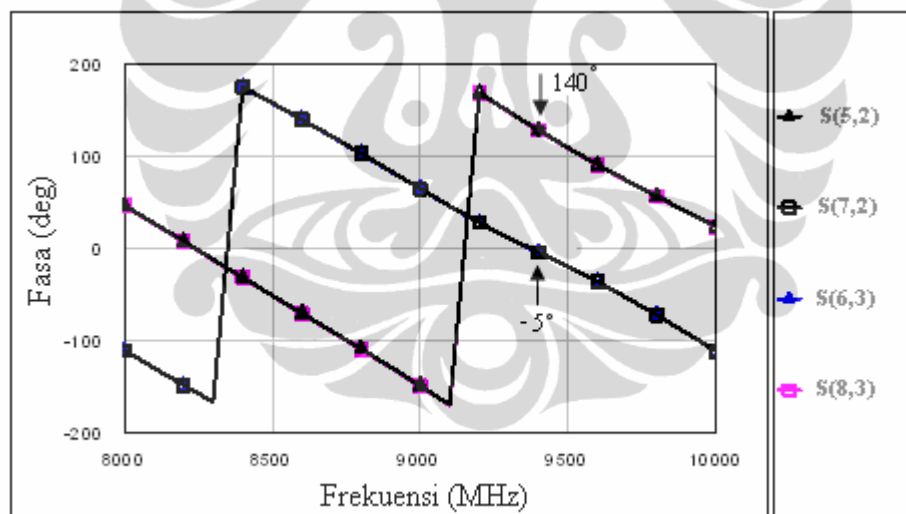
Selain respon magnitudo, respon fasa juga merupakan hal yang penting. Sesuai dengan geometri Butler matriks, dimana terdapat penggeser fasa sebesar 45° , yang mengakibatkan keluaran dari pengkopel hibrid menjadi berbeda fasa 45° . Oleh karena itu, bila terminal 1 dieksitasi maka fasa yang terjadi pada S_{51} adalah sebesar -143° dan fasa yang terjadi pada S_{71} adalah -98° sehingga beda fasa antara terminal keluaran yaitu terminal 5 dan terminal 7 adalah sebesar 45° .

Oleh karena terminal 1 dan 4 identik maka perbedaan fasa yang terjadi juga identik seperti diperlihatkan pada Gambar 4.6.(a) dimana terlihat S_{15} nilainya sama dengan S_{48} , begitu pula untuk S_{17} sama dengan S_{46} .

Sedangkan Gambar 4.6.(b) memperlihatkan hasil simulasi fasa yang dihasilkan apabila terminal 2 atau 3 dieksitasi. Fasa yang terjadi pada S_{52} adalah sebesar 140° dan fasa yang terjadi pada S_{72} adalah -5° sehingga beda fasa antara terminal keluaran yaitu terminal 5 dan terminal 7 adalah sebesar 135° . Oleh karena terminal 2 dan 3 identik maka perbedaan fasa yang terjadi bila terminal 3 dieksitasi akan identik seperti bila terminal 2 dieksitasi seperti halnya terminal 1 dan terminal 4.



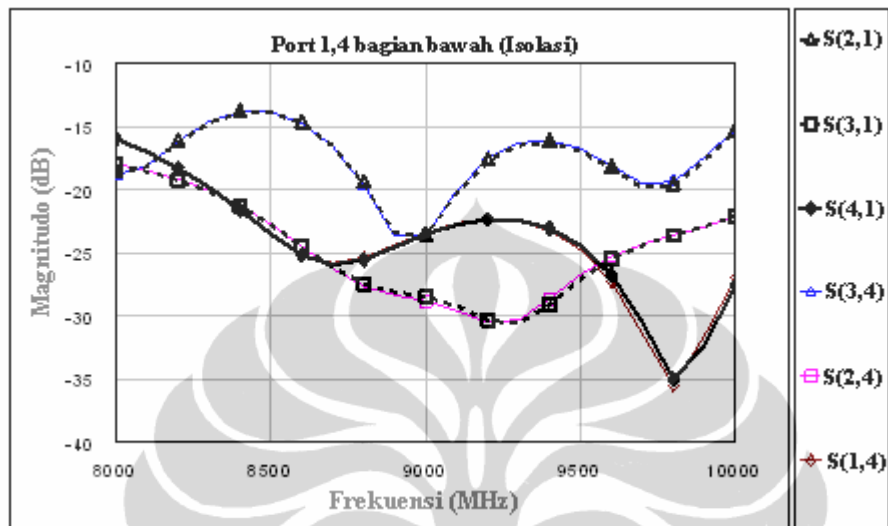
Gambar 4.6.(a). Hasil Simulasi Respon Fasa Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau Terminal 4 Dieksitasi



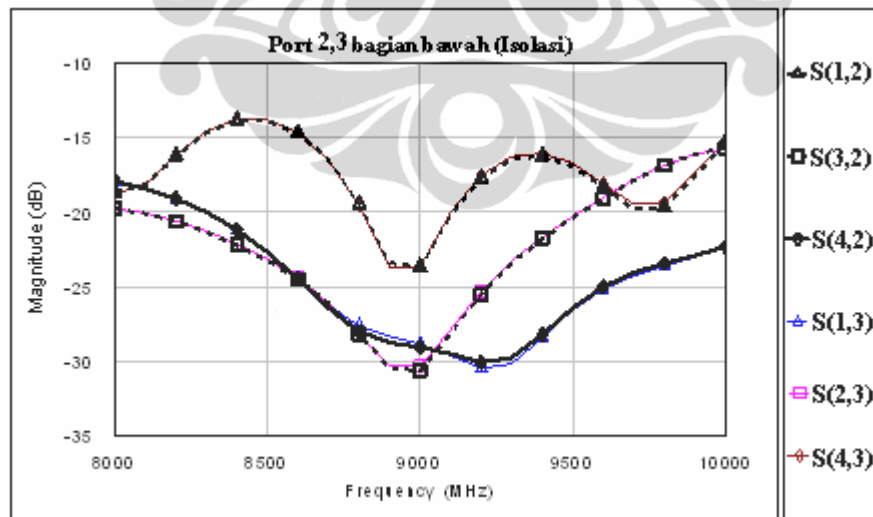
Gambar 4.6.(b). Hasil Simulasi Respon Fasa Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau Terminal 3 Dieksitasi

Selain koefisien transmisi dan refleksi, koefisien isolasi juga merupakan salah satu parameter yang perlu diperhatikan, karena koefisien isolasi S_{12}, S_{13}, S_{14} atau S_{41}, S_{43}, S_{42} menunjukkan seberapa besar daya dipertahankan sehingga tidak keluar melalui terminal isolasi. Gambar 4.7.(a) menunjukkan nilai isolasi bila

terminal 1 atau 4 dieksitasi dan Gambar 4.7.(b) menunjukkan nilai isolasi bila terminal 2 atau 3 dieksitasi. Terlihat rata-rata nilai isolasi adalah sebesar -20dB.

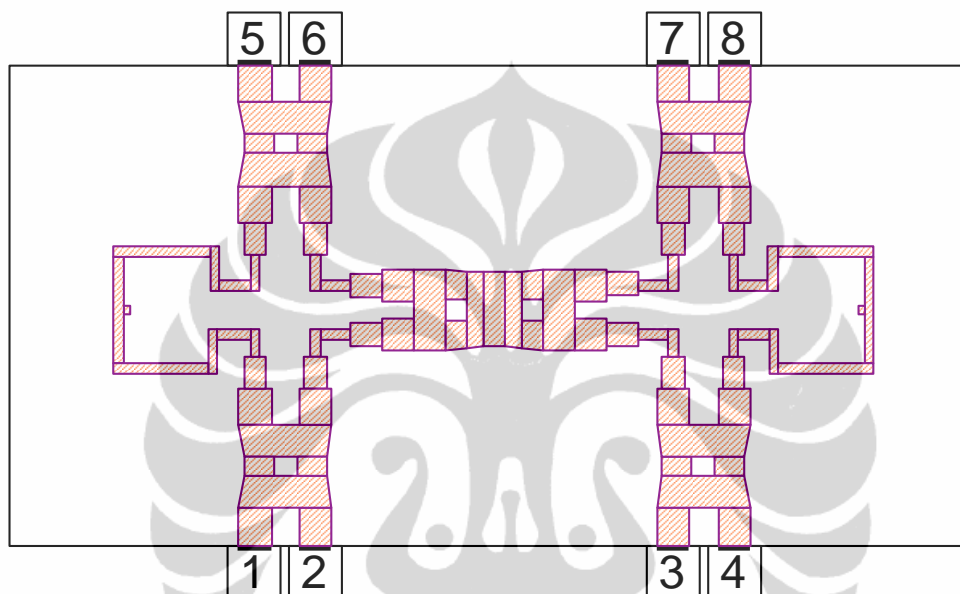


Gambar 4.7.(a). Hasil Simulasi Koefisien Isolasi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 1 atau 4 Dieksitasi



Gambar 4.7.(b). Hasil Simulasi Koefisien Isolasi Jaringan Butler Matriks Bagian Bawah Bila Terminal 2 atau 3 Dieksitasi

Setelah bagian bawah selesai disimulasikan, selanjutnya menggabungkan hasil rancangan bagian bawah dengan pengkopel hibrid 3dB seperti pada Gambar 4.1 sehingga terbentuk geometri jaringan Butler matriks. Gambar 4.8 merupakan rancangan struktur Butler matriks, dengan pengkopel hibrid 3dB non linier.

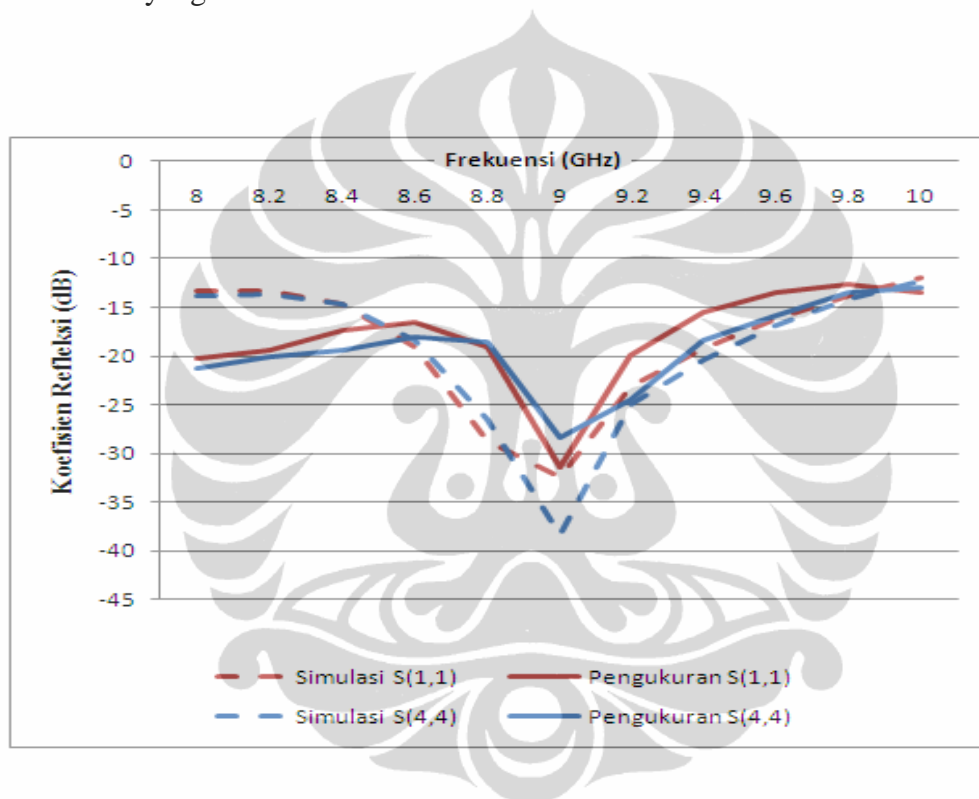


Gambar 4.8. Rancangan Struktur Jaringan Butler Matriks

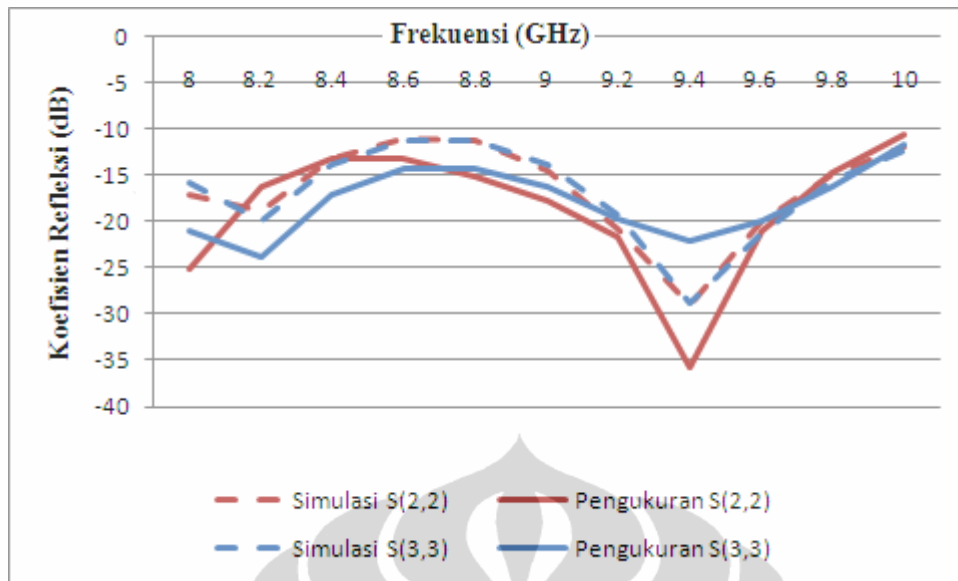
4.3 ANALISIS PERBANDINGAN HASIL SIMULASI DAN PENGUKURAN RANCANGAN BUTLER MATRIKS 4x4 PITA LEBAR DENGAN PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER

Hasil simulasi dan pengukuran rancangan Butler matriks dapat dilihat pada Gambar 4.9.(a) dan 4.9.(b). Oleh karena secara geometri terminal 1 dan terminal 4 identik maka dalam melakukan analisis kedua terminal tersebut digabungkan, begitu pula dalam melakukan analisis terhadap terminal 2 dan terminal 3. Dari Gambar 4.9.(a) terlihat hasil simulasi dan pengukuran koefisien refleksi yang diperoleh hampir sama bila terminal 1 dieksitasi dan bila terminal 4 dieksitasi, begitu pula pada terminal 2 dan terminal 3. Hal tersebut menunjukkan geometrinya sebangun dan identik. Gambar 4.9. menunjukkan koefisien refleksi

dari Butler matriks yang dirancang. Terlihat hasil pengukuran koefisien refleksi terendah untuk terminal 1, diperoleh di frekuensi kerja 9GHz yaitu $S_{11} = -31\text{dB}$ dan untuk terminal 4 sebesar -28dB . Sedangkan dari Gambar 4.9.(b) hasil pengukuran koefisien refleksi terendah untuk terminal 2, diperoleh di frekuensi kerja 9.4GHz yaitu $S_{22} = -36\text{dB}$ dan untuk terminal 3 sebesar -22dB . Dengan kondisi demikian terjadi pergeseran frekuensi kerja yang cukup jauh diantara terminal. Oleh karena itu perlu dilakukan rancang ulang untuk mendapatkan karakteristik yang lebih baik.



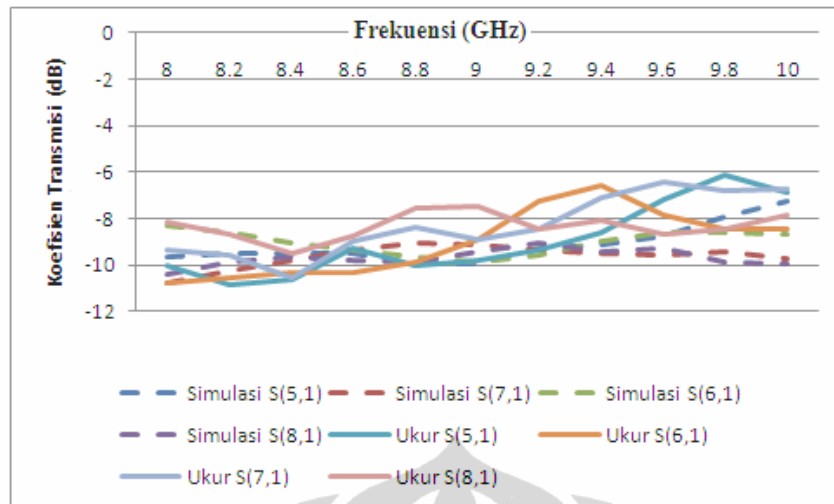
Gambar 4.9.(a). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 atau Terminal 4 Dieksitasi



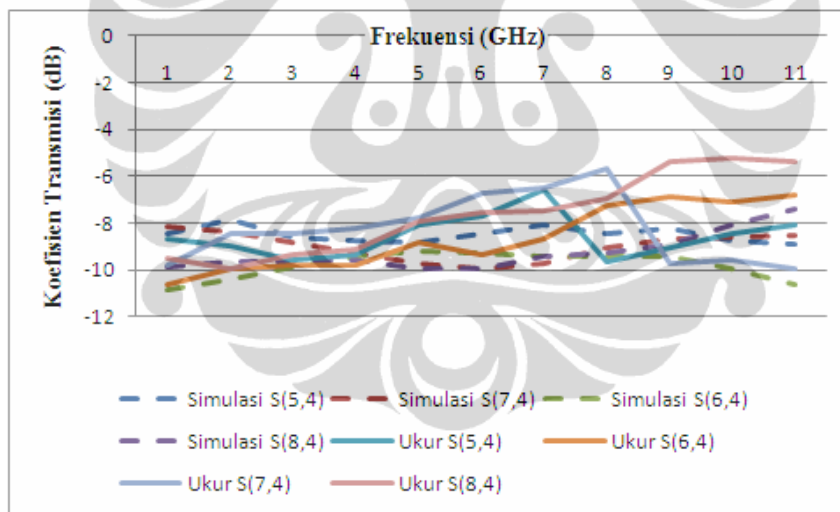
Gambar 4.9.(b). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 atau Terminal 3 Dieksitasi

Selain koefisien refleksi, koefisien transmisi juga perlu dilakukan analisis agar dapat diketahui seberapa besar sinyal dapat ditransmisikan. S_{51} , S_{61} , S_{71} , S_{81} , merupakan parameter koefisien transmisi dari terminal masukan 1 menuju terminal keluaran 5,6,7, dan 8. Sedangkan S_{25} , S_{62} , S_{72} , S_{82} berasal dari terminal masukan 1 begitu pula yang berasal dari terminal masukan 3 yaitu S_{53} , S_{63} , S_{73} , S_{83} dan dari terminal 4 yaitu S_{54} , S_{64} , S_{74} , S_{84} .

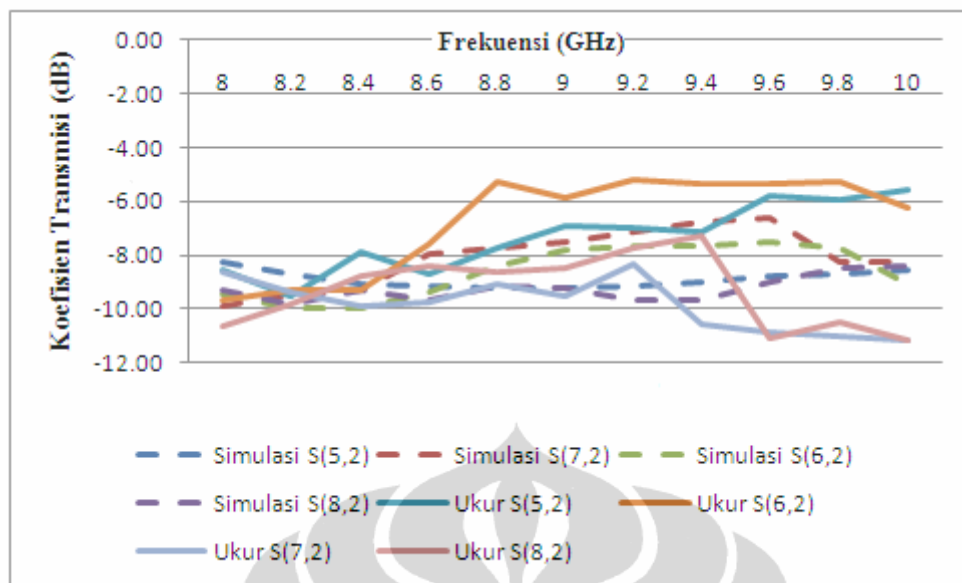
Dari Gambar 4.10. terlihat baik hasil simulasi maupun hasil pengukuran koefisien transmisi berkisar antara -5dB sampai dengan -11dB. Hal tersebut menunjukkan sinyal yang ditransmisikan tidak banyak yang dipantulkan.



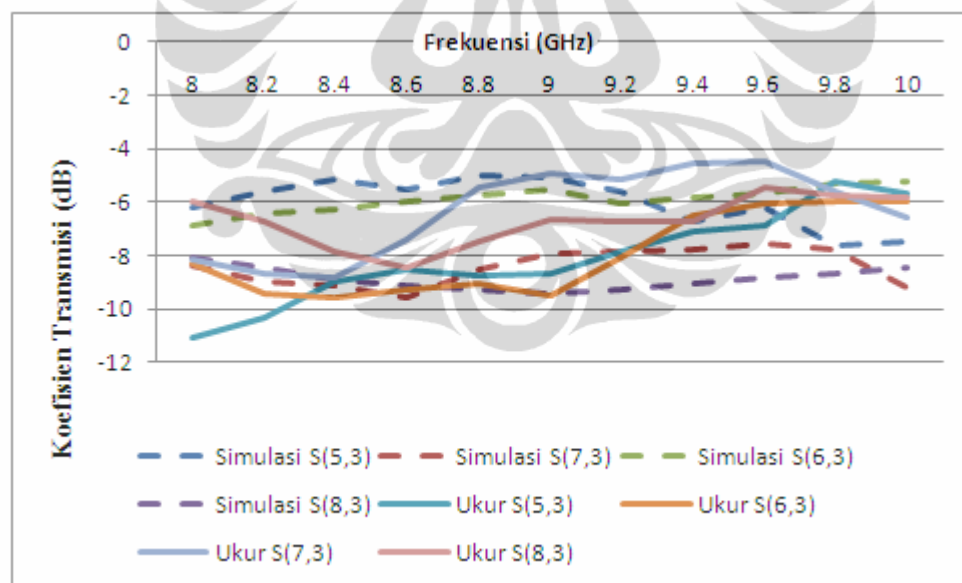
Gambar 4.10.(a). Karakteristik Hasil Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 Dieksitasi



Gambar 4.10.(b). Karakteristik Hasil Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 4 Dieksitasi



Gambar 4.10.(c). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 Dieksitasi



Gambar 4.10.(d). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 3 Dieksitasi

Seperti diketahui pencatu yang memiliki kemampuan membentuk banyak arah berkas adalah jaringan Butler matriks, dimana banyaknya arah berkas

tergantung dari jumlah elemen yang terdapat pada antenna susun. Maka ketika pencatu Butler matriks dintegrasikan dengan antenna susun 4 elemen maka akan terdapat 4 arah berkas yaitu 1L yaitu arah berkas pertama pada sisi kiri akibat beda fasa (β) = 45° , arah 2R yaitu arah berkas kedua sisi kanan akibat beda fasa (β) = -135° , arah 2L yaitu arah berkas kedua sisi kiri akibat beda fasa (β) = 135° , dan arah 1R yaitu arah berkas yang pertama sisi kanan akibat beda fasa (β) = -45° .

Arah berkas tersebut terbentuk akibat beda fasa yang dihasilkan oleh masing-masing terminal keluaran ketika salah satu terminal masukan dieksitasi seperti pada Tabel 4.2. Lampiran 2 menunjukkan perbandingan antara hasil simulasi dan hasil pengukuran terhadap fasa yang menyebabkan terbentuknya arah berkas dari masing-masing terminal yang dieksitasi.

Tabel 4.2. Beda Fasa yang Terjadi pada Butler Matriks 4x4

	$P_5(^{\circ})$	$P_7(^{\circ})$	$P_6(^{\circ})$	$P_8(^{\circ})$	$\beta(^{\circ})$	$\theta(^{\circ})$
P_1	45	90	135	180	45	14,4 [1L]
P_2	135	0	225	90	-135	-48,6 [2R]
P_3	90	225	0	135	135	48,6 [2L]
P_4	180	135	90	45	-45	-14,4 [1R]

Agar mempermudah dalam melakukan analisis, maka dari hasil simulasi dan pengukuran yang ada pada Lampiran 2 diambil satu frekuensi yaitu di frekuensi 9,4GHz, seperti pada Tabel 4.3. Pada Tabel 4.3 terlihat hasil simulasi dan hasil ukurnya hampir sama. Hal tersebut menunjukkan prototip yang dibuat sesuai dengan yang dirancang.

Tabel 4.3. Perbandingan Hasil Simulasi & Pengukuran Arah Berkas pada 9,4GHz

Arah berkas	f=9,4GHz							
	Hasil simulasi (deg)				Hasil ukur (deg)			
1L	-152,5	-104,4	117,5	163,4	-149,6	-107,6	112,5	167,0
2R	122,0	-20,4	35,2	-108,2	118,9	-23,0	50,8	-96,5
2L	-109,5	40,9	-20,1	128,6	-100,0	48,1	-9,8	125,1
1R	163,1	124,1	-103,3	-145,8	160,5	108,1	-102,0	-155,2

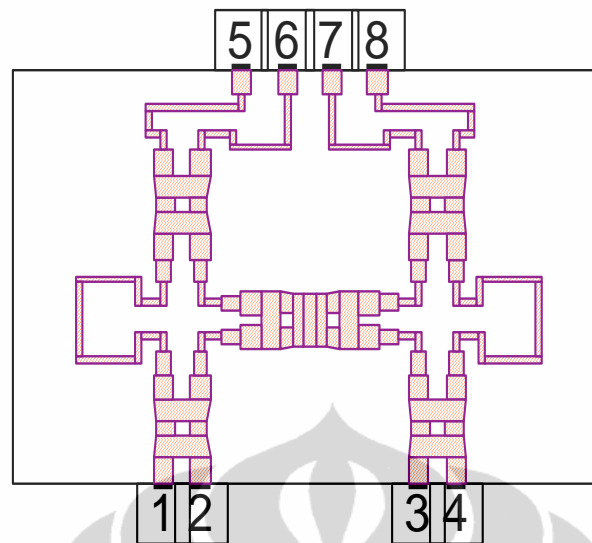
Tabel 4.4. menunjukkan beda fasa antar terminal yang terjadi pada frekuensi 9,4GHz dan beda fasa yang diharapkan. Terlihat beda fasa yang terjadi, hasilnya tidak sesuai dengan yang diharapkan khususnya beda fasa yang terjadi antara terminal 2 dan 3.

Tabel 4.4. Hasil Simulasi Beda Fasa Pada Butler Matriks pada $f = 9,4\text{GHz}$

Arah berkas	f = 9,4GHz							Beda fasa (β) yang diharapkan
	Hasil simulasi (deg)				Beda fasa (β) yang terjadi			
	Terminal 1	Terminal 3	Terminal 2	Terminal 4	Terminal 3&1	Terminal 2&3	Terminal 4&2	
1L	-152,5	-104,4	117,5	163,4	48,1	221,8	46,0	45,0
2R	122,0	-20,4	35,2	-108,2	-142,4	55,7	-143,5	-135,0
2L	-109,5	40,9	-20,1	128,6	150,4	-61,0	148,7	135,0
1R	163,1	124,1	-103,3	-145,8	-39,0	-227,3	-42,5	-45,0

Oleh karena hasil pengukuran koefisien refleksi belum sesuai dengan harapan begitu pula beda fasa yang belum tercapai maka perlu dilakukan perancangan ulang dengan melakukan simulasi kembali untuk mendapatkan hasil yang sesuai dengan yang diharapkan.

Setelah dilakukan iterasi berulang-ulang maka diperoleh hasil rancang ulang jaringan Butler matriks dimana arah berkas yang dihasilkan sesuai dengan yang diharapkan seperti terlihat pada Gambar 4.11.



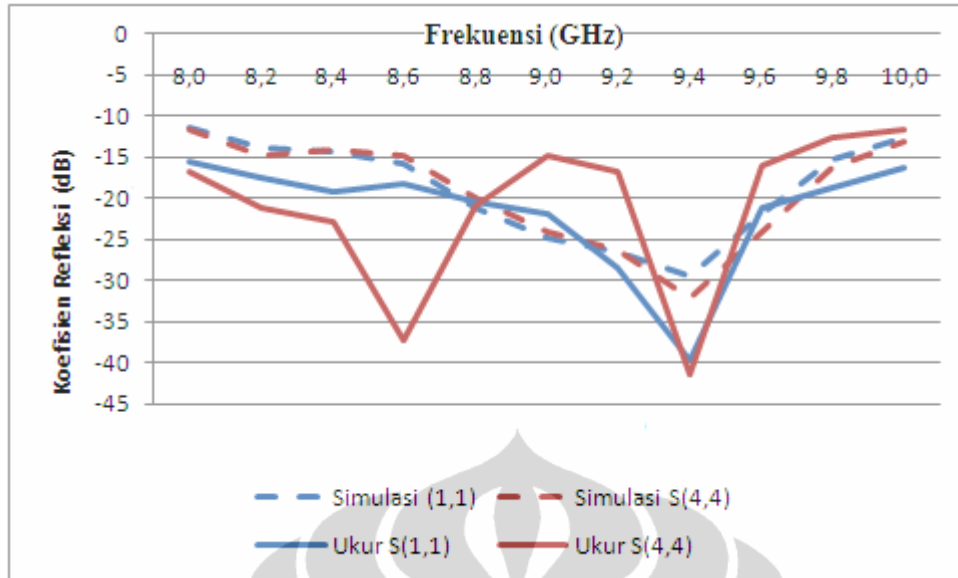
(a) *Layout* Rancangan Butler Matriks



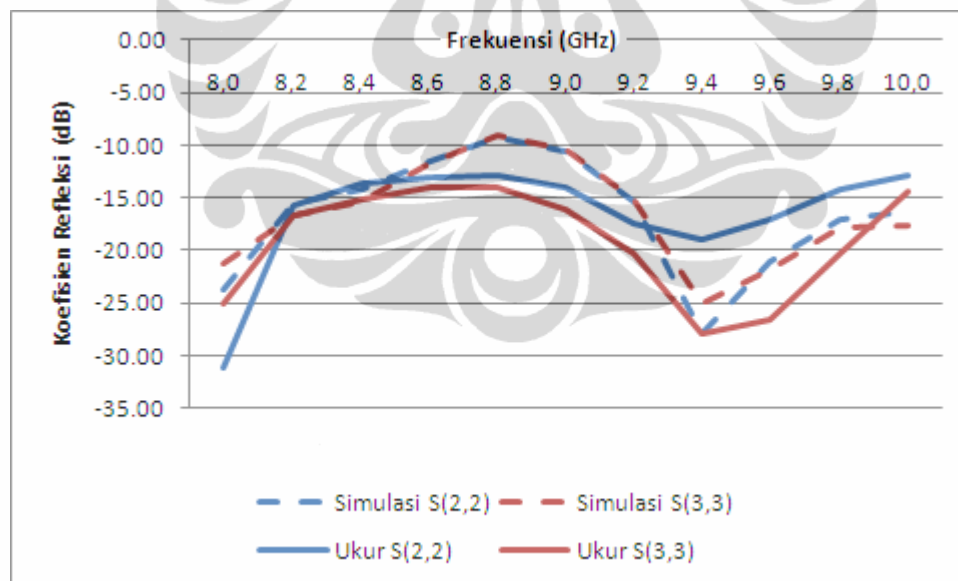
(b) Fabrikasi Butler Matriks Yang Dirancang

Gambar 4.11. Rancangan dan Foto Realisasi Jaringan Butler Matriks

Gambar 4.12 menunjukkan hasil simulasi dan pengukuran koefisien refleksi bila masing-masing terminal dieksitasi. Terlihat koefisien refleksi terendah pada frekuensi kerja 9,4GHz. Bila terminal 1 atau 4 dieksitasi maka hasil pengukuran koefisien refleksinya sebesar -41dB dan bila terminal 2 sebesar -19dB dan bila terminal 3 dieksitasi koefisien refleksinya sebesar -28dB.



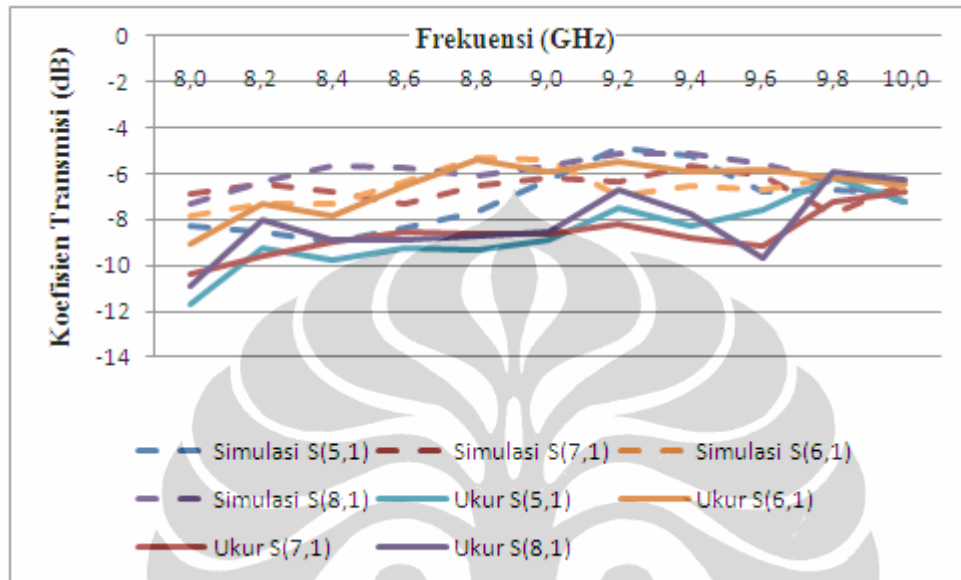
Gambar 4.12.(a). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 atau 4 Dieksitasi



Gambar 4.12.(b). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 atau 3 Dieksitasi

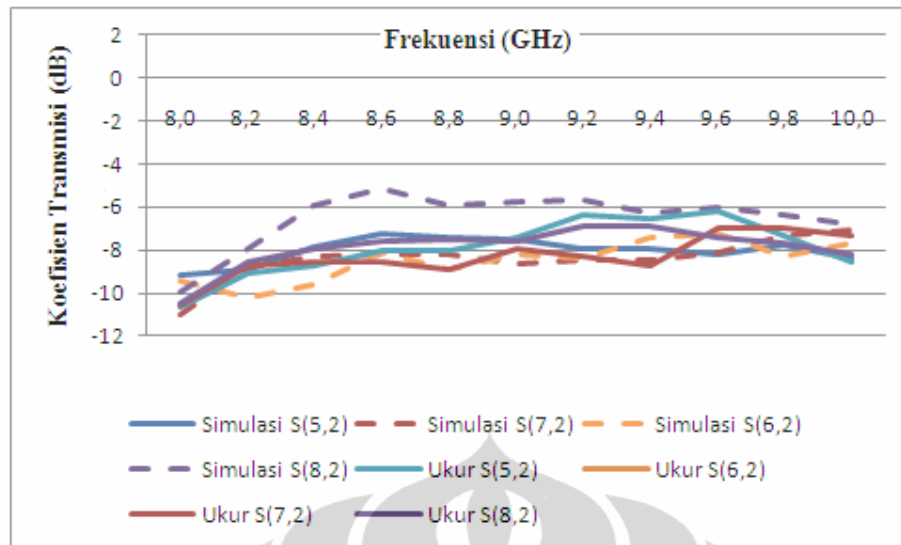
Gambar 4.13. merupakan grafik hasil simulasi dan hasil pengukuran koefisien transmisi bila masing-masing terminal masukan dieksitasi. Pada Gambar

4.13.(a) terlihat hasil pengukuran koefisien transmisi pada frekuensi 9,4GHz bila terminal 1 dieksitasi adalah -9dB sedangkan hasil simulasi sebesar -6dB.



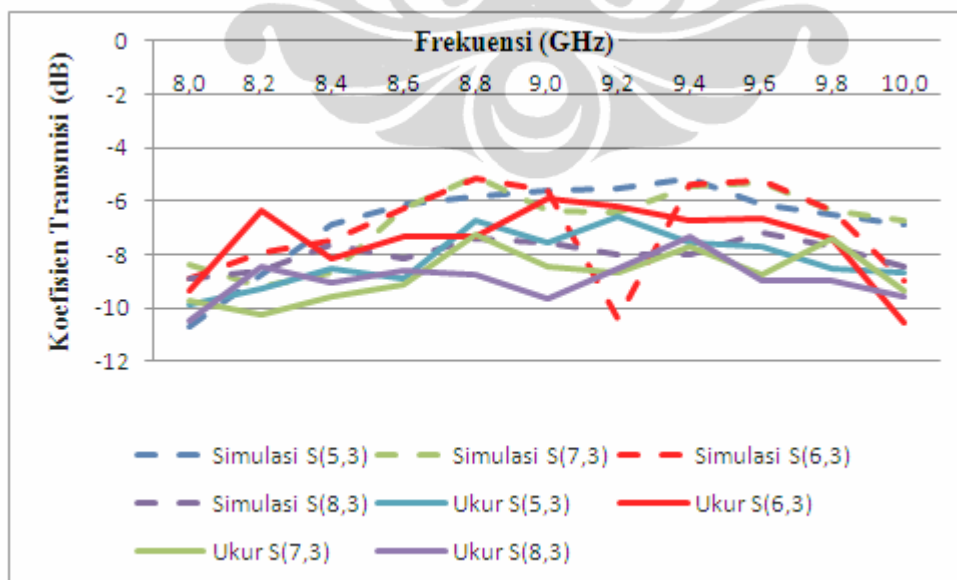
Gambar 4.13.(a). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 1 Dieksitasi

Gambar 4.13.(b) menunjukkan karakteristik hasil simulasi koefisien transmisi bila terminal 2 dieksitasi. Terlihat koefisien transmisi di frekuensi 9.4GHz sebesar -7 dB lebih baik dibandingkan ketika terminal 1 dieksitasi.



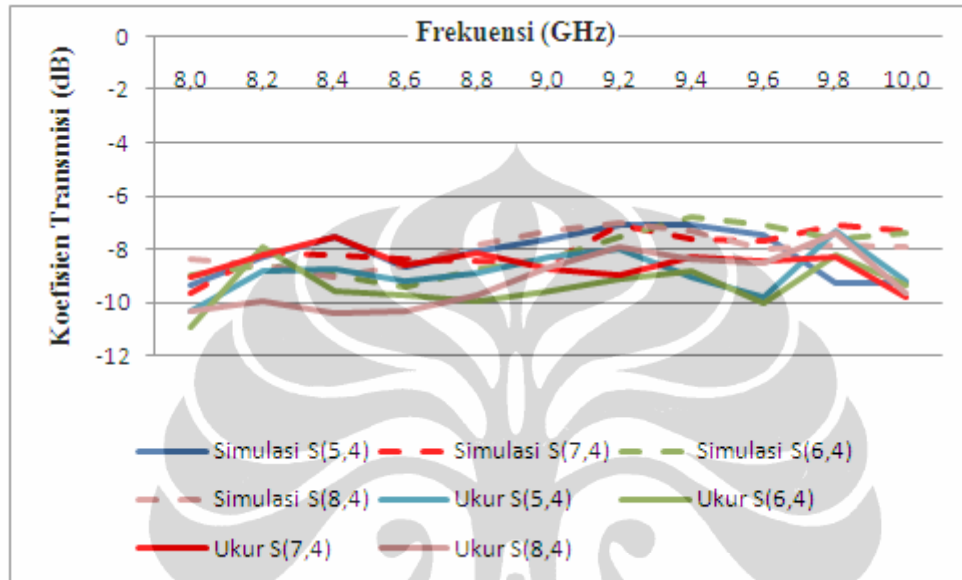
Gambar 4.13.(b). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 2 Dieksitasi

Gambar 4.13.(c) menunjukkan karakteristik hasil simulasi koefisien transmisi bila terminal 3 dieksitasi. Terlihat rata-rata koefisien transmisi di frekuensi 9.4GHz sebesar -8dB.



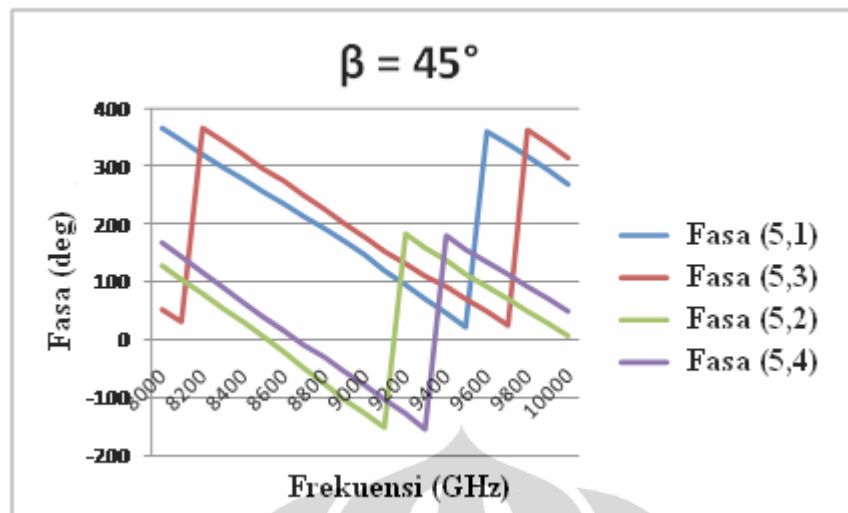
Gambar 4.13.(c). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 3 Dieksitasi

Gambar 4.13.(c) menunjukkan karakteristik hasil simulasi koefisien transmisi bila terminal 4 dieksitasi. Terlihat rata-rata koefisien transmisi di frekuensi 9,4GHz sebesar -7dB.

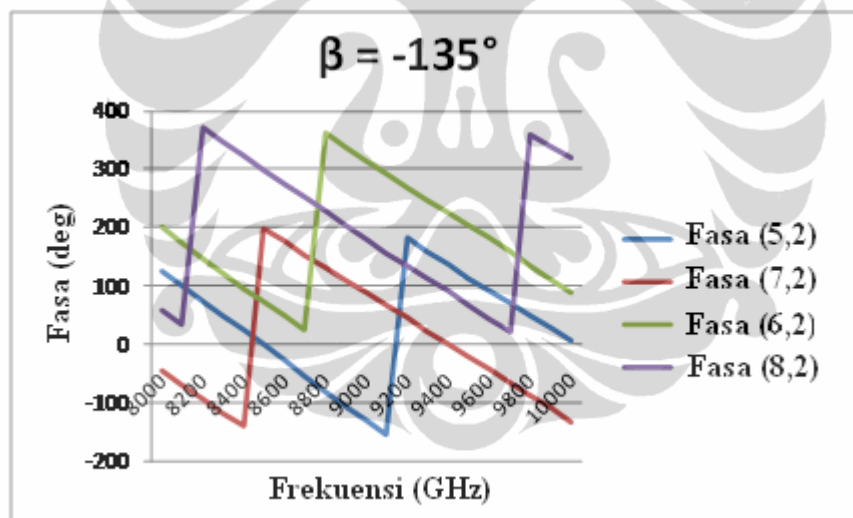


Gambar 4.13.(d). Karakteristik Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Transmisi Pada Jaringan Butler Matriks dengan Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier Bila Terminal 4 Dieksitasi

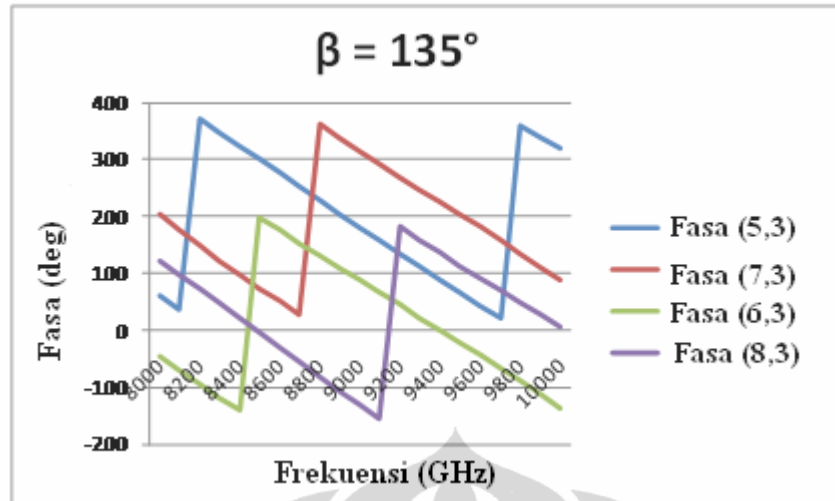
Gambar 4.14.(a)-(d) menunjukkan hasil simulasi beda fasa masing-masing arah berkas pada keempat terminal dieksitasi. Terlihat beda fasa masing-masing arah berkas sudah sesuai dengan yang diharapkan.



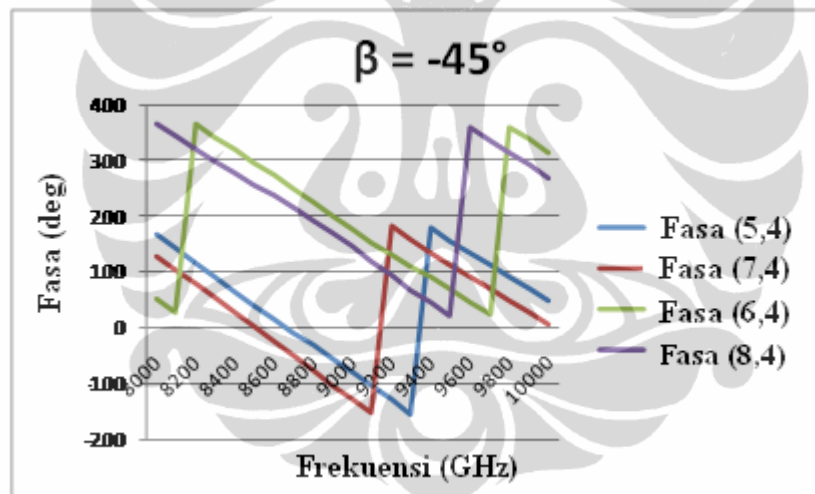
Gambar 4.14.(a). Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = 45°



Gambar 4.14.(b). Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = -135°

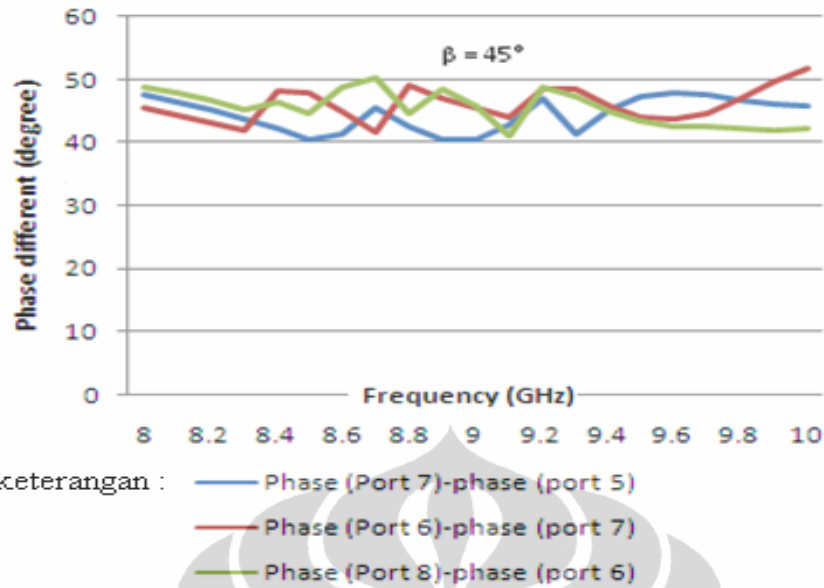


Gambar 4.14.(c). Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = 135°



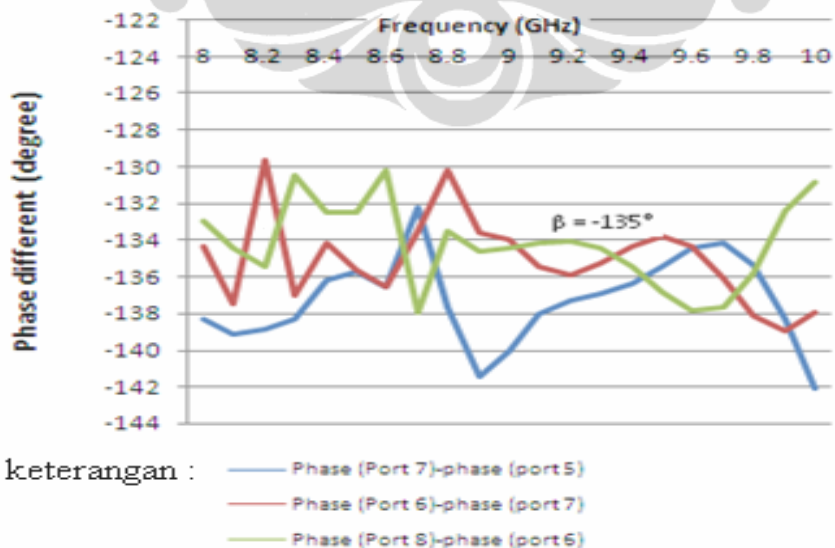
Gambar 4.14.(d). Hasil Simulasi Beda Fasa (β) = -45°

Gambar 4.15, menunjukkan beda fasa hasil pengukuran yang terjadi. Gambar 4.17.(a) beda fasa yang terjadi bila terminal 1 dieksitasi. Terlihat beda fasa (β) sekitar 45° .



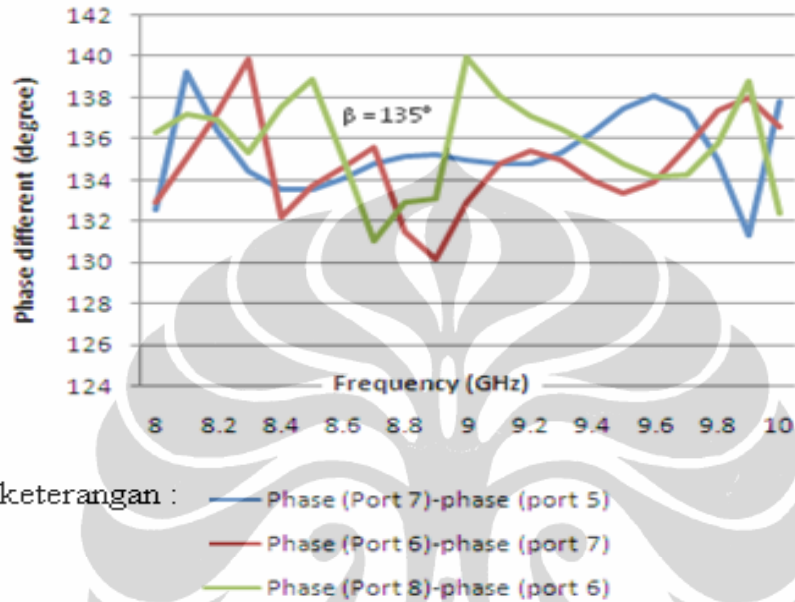
Gambar 4.15.(a). Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar 45°

Sedangkan Gambar 4.15.(b) menunjukkan beda fasa yang terjadi bila terminal 2 dieksitasi. Terlihat lebih berfluktuasi dibandingkan dengan beda fasa yang terjadi bila terminal 1 dieksitasi. Beda fasa (β) yang terjadi sekitar -135° dengan deviasi penyimpangan sekitar $\pm 5^\circ-7^\circ$.

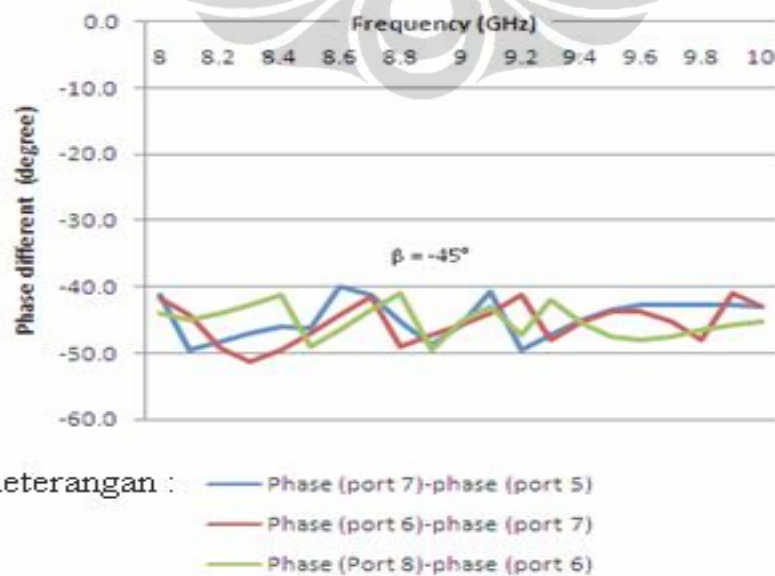


Gambar 4.15.(b). Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar -135°

Gambar 4.15.(c) menunjukkan beda fasa yang terjadi bila terminal 3 dieksitasi (arah 2L). Deviasi penyimpangan yang terjadi sekitar $\pm 5^\circ$ - 7° dari beda fasa yang diharapkan yaitu sebesar 135° .



Gambar 4.15.(c). Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar 135°



Gambar 4.15.(d). Hasil Pengukuran Beda Fasa (β) Sebesar -45°

Gambar 4.15.(d) menunjukkan beda fasa yang terjadi bila terminal 4 dieksitasi (arah 1R). Deviasi penyimpangan yang terjadi sekitar $\pm 5^\circ$ dari beda fasa yang diharapkan yaitu sebesar -45° .

Secara rata-rata kesalahan fasa sekitar 7° dari beda fasa yang diharapkan. Dengan adanya beda fasa tersebut maka arah berkas dapat terbentuk.



BAB 5

IMPLEMENTASI PENGKOPEL HIBRID 3dB NON LINIER PITA LEBAR PADA ANTENA MIKROSTRIP DENGAN BANYAK ARAH BERKAS

5.1 MOTIVASI

Terdapat beberapa cara untuk mendapatkan formasi dua arah berkas diantaranya pada penelitian [60] dengan menggunakan saluran transmisi yang membentuk formasi tertentu pada jaringan pencatunya yang dikopel melalui slot dengan kanal *waveguide*. Dengan cara ini telah berhasil diperoleh *gain* yang tinggi dengan *sidelobe level* yang rendah, namun dengan penggunaan slot maka strukturnya harus 2 lapis sehingga menambah bobot (*volume*) dan cukup sulit untuk difabrikasi.

Selain itu pada penelitian [61] juga diperoleh antenna *switched beam* yaitu dengan menggunakan elemen parasitik dimana beberapa elemen diletakkan berdekatan dengan salah satunya sebagai pengendali (*driven*). Kelebihan cara ini adalah konfigurasi atau arah beam dapat disesuaikan atau diatur dengan kombinasi antara *driven* elemen dan elemen parasitik yang dipilih. Kekurangan dari cara tersebut adalah antenna tersebut tidak berbentuk planar sehingga dimensi dan *volumenya* cukup besar.

Salah satu cara yang lebih sederhana untuk dapat menghasilkan kemampuan formasi 2 arah berkas adalah dengan mengintegrasikan antenna susun 2 elemen dengan pengkopel hibrid 3dB sebagai pencatu sehingga antenna tersebut memiliki 2 pola radiasi yang berbeda dengan keterarahan tertentu. Beberapa penelitian telah dilakukan untuk mendapatkan formasi 2 arah berkas tersebut.

Diantaranya pada penelitian [62] dimana antenna *switched beam* diperoleh dengan mengintegrasikan rangkaian susun arus magnetik persegi dengan pengkopel hibrid 3dB. Namun hasil pengukuran tidak mendapatkan hasil yang sama ketika dilakukan simulasi. Hal tersebut dikarenakan arus magnetik tidak dapat menghasilkan pola radiasi yang baik. Selain itu pada penelitian [62] antenna *switched beam* datar yang dibuat memiliki karakteristik pita terbatas dengan *impedance bandwidth* $\leq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$.

Sedangkan antena dengan 4 arah berkas atau lebih (*multiple beam*), bentuk yang relatif sederhana adalah dengan menggunakan jaringan pencatu banyak arah Butler matriks.

5.2 ANTENA MIKROSTRIP DENGAN 2 ARAH BERKAS

Tujuan dari perancangan antena mikrostrip ini adalah untuk mengetahui 2 arah berkas berdasarkan pola radiasi yang diukur. Diharapkan antena ini mampu menghasilkan 2 arah berkas dengan keterarahan tertentu pada frekuensi kerja yang diinginkan.

5.2.1 Rancangan Dasar dan Simulasi Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz

Seperti diketahui, salah satu cara yang sederhana untuk dapat menghasilkan kemampuan formasi 2 arah berkas dengan keterarahan tertentu adalah dengan mengintegrasikan antena susun 2 elemen dengan pengkopel hibrid 3dB sebagai pencatu.

Pada penelitian [63], telah berhasil dibuat antena dengan 2 arah berkas pada frekuensi kerja 9,4GHz. Antena susun mikrostrip berbentuk *patch* berbentuk persegi panjang.

Perancangan antena susun linier dilakukan dengan terlebih dahulu merancang antena elemen tunggal sesuai dengan frekuensi kerja yang diinginkan yaitu 9,4GHz pada substrat yang memiliki ketebalan 1,57mm ($0,049\lambda_0$) dengan konstanta dielektrik sebesar 2,2.

Dengan menggunakan persamaan (2.32)-(2.36) maka didapatkan dimensi lebar (w) dan panjang efektif antena pada frekuensi 9,4GHz sebagai berikut:

$$\begin{aligned} w &= \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot (9,4 \cdot 10^9)} \sqrt{\frac{2}{2,2 + 1}} \\ &= 0,01256m \approx 12,56mm \end{aligned}$$

Karena nilai efektif dielektrik konstan (ϵ_{reff}) adalah :

$$\begin{aligned}\epsilon_{reff} &= \frac{2,2+1}{2} + \frac{2,2-1}{2} \left[1 + 12 \frac{1,57}{12,56} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ &= 2,23\end{aligned}$$

maka efek medan tepi (ΔL) pada elemen peradiasi:

$$\Delta L = 0,412 \times 1,57 \frac{(2,23 + 0,3) \left(\frac{12,56}{1,57} + 0,264 \right)}{(2,23 - 0,258) \left(\frac{12,56}{1,57} + 0,8 \right)} = 0,782 \text{ mm} \approx 0,78 \text{ mm}$$

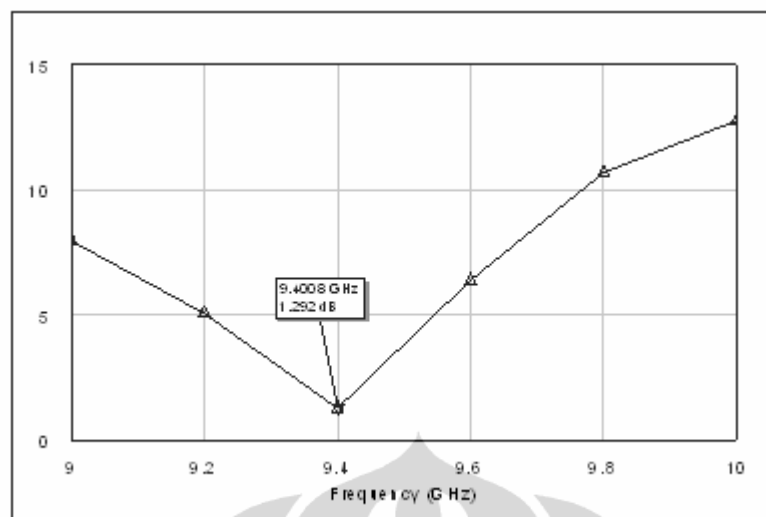
dan panjang elemen peradiasi efektif (L_{eff}) adalah:

$$\begin{aligned}L_{eff} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{(9,4 \cdot 10^9) \sqrt{2,23}} \\ &= 0,01071 \text{ m} \\ &= 10,71 \text{ mm}\end{aligned}$$

Sehingga dimensi panjang (L) antena pada frekuensi 9,4GHz adalah:

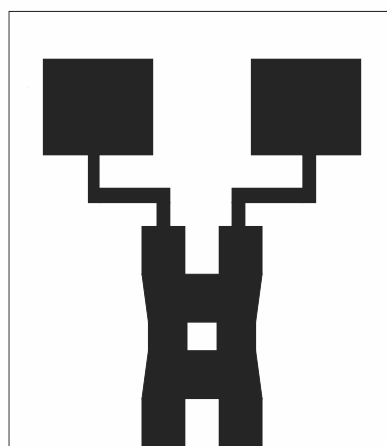
$$\begin{aligned}L &= 10,71 - (2 \times 0,78) \\ &= 9,15 \text{ mm}\end{aligned}$$

Setelah dilakukan iterasi dan simulasi dengan perangkat lunak AWR Microwave Office 2009, maka didapatkan ukuran efektif *patch* antena dengan panjang $L = 10\text{mm}$ dan lebar $w = 12,80\text{mm}$. Hasil simulasi antena tunggal memperlihatkan karakteristik *impedance bandwidth* $\leq 10\%$ untuk $VSWR=1,5$ seperti terlihat pada Gambar 5.1.



Gambar 5.1. VSWR Antena Mikrostrip Elemen Tunggal untuk Frekuensi Kerja 9,4GHz

Seperti diketahui, salah satu tujuan dari penelitian ini adalah untuk mengetahui arah berkas pada antena yang bekerja di frekuensi tertentu yang diinginkan, maka antena tunggal yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz diintegrasikan dengan pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar. Gambar 5.2 merupakan antena dengan 2 arah berkas yang bekerja di frekuensi 9,4GHz. Desain yang sama dapat dilakukan untuk frekuensi lainnya yang masih berada dalam rentang frekuensi pengkopel hibrid 3dB non linier yang dikembangkan.



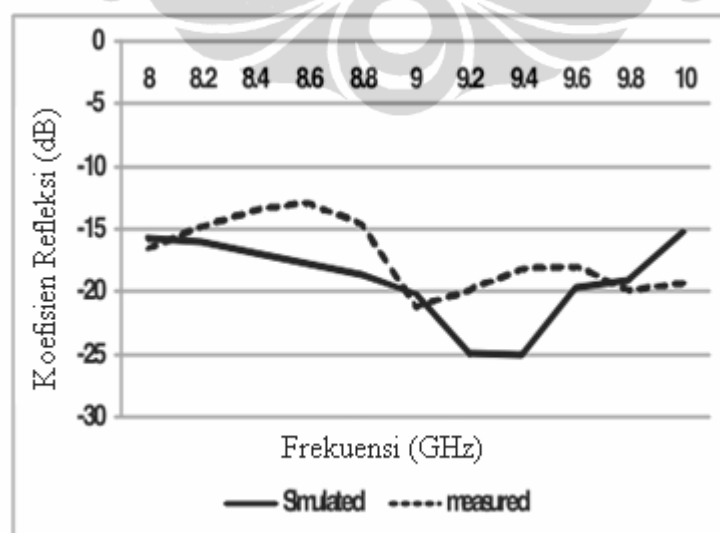
Gambar 5.2. Desain Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas [63]

5.2.2 Analisis Hasil Simulasi dan Pengukuran Antena Mikrostrip dengan 2 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz

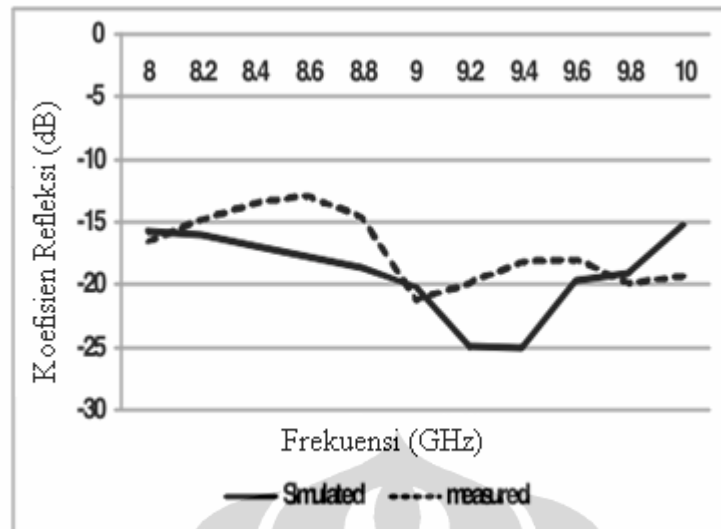
Perbandingan hasil simulasi dan pengukuran [63] koefisien refleksi dari rancangan antena mikrostrip dengan 2 arah berkas dapat dilihat pada Gambar 5.3. sedangkan pola radiasinya dapat dilihat pada Gambar 5.4.

a. Koefisien Refleksi

Hasil pengukuran koefisien refleksi (S_{11}, S_{22}) pada antena mikrostrip dengan 2 arah berkas ini berbeda dengan hasil simulasi. Kondisi keduanya dapat dilihat pada Gambar 5.3. Hasil simulasi koefisien refleksi pada perancangan antena 2 arah berkas terlihat lebih rendah bila dibandingkan dengan hasil pengukuran. Hasil simulasi antara terminal 1 dengan terminal 2 juga menunjukkan hasil yang sama yaitu sebesar $-25,06\text{dB}$. Pada hasil pengukuran, terjadi perbedaan antara terminal 1 dan terminal 2. Bila terminal 1 yang dieksitasi, maka hasil pengukurannya mencapai $-18,54\text{dB}$ sedangkan bila terminal 2 yang dieksitasi hanya mencapai $-14,87\text{dB}$, seperti terlihat pada Gambar 5.3, dimana pita lebar mencapai $1,2\text{GHz}$ (13%) pada frekuensi kerja di $9,4\text{GHz}$ untuk $\text{VSWR}=1,5$. Proses fabrikasi dan penyolderan menjadi hal yang penting saat melakukan fabrikasi, khususnya pada frekuensi tinggi.



(a) Terminal 1



(b) Terminal 2

Gambar 5.3. Perbandingan Hasil Simulasi dan Pengukuran Koefisien Refleksi Antena dengan 2 Arah Berkas

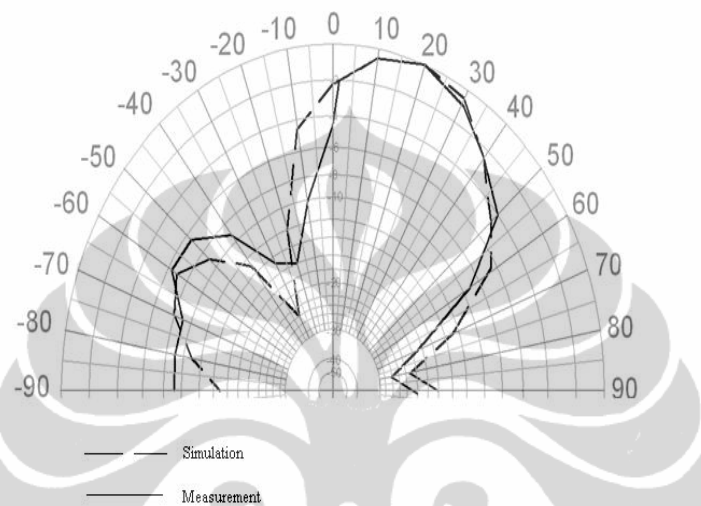
b. Pola Radiasi

Hasil simulasi dan pengukuran pola radiasi menunjukkan adanya 2 arah berkas dengan keterarahan yang berbeda. Hasil tersebut menunjukkan bahwa penggunaan pengkopel hibrid 3dB non linier dapat berfungsi sebagai pembentuk arah berkas sesuai dengan terminal yang dieksitasi. Dengan kondisi demikian arah berkas dapat dipilih sesuai dengan arah yang diinginkan.

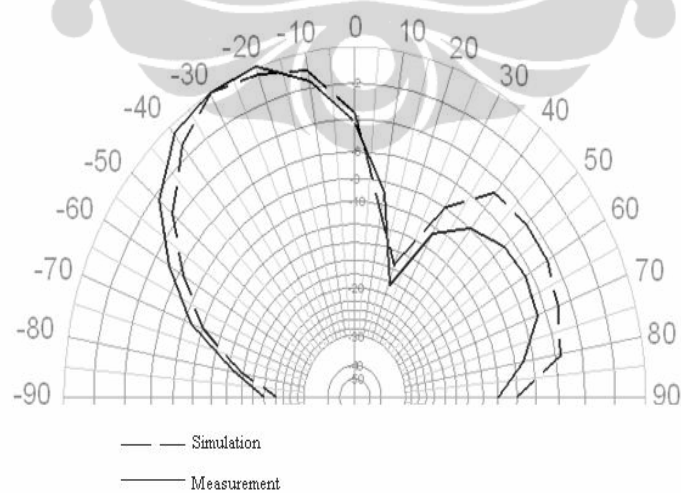
Gambar 5.4. menunjukkan hasil pengukuran pola radiasi pada bidang vertikal (yz) bila salah satu terminal masukan dari pengkopel hibrid dieksitasi dan terminal masukan lainnya diberi beban 50Ω . Hasil tersebut memperlihatkan lebar berkas (*half power beam width*) yang diperoleh dari kedua antena tersebut relatif sama besarnya yaitu sekitar 40° .

Dari Gambar 5.4. juga terlihat bahwa pola radiasi yang dihasilkan menunjukkan arah berkas yang berbeda sesuai dengan terminal yang dieksitasi. Bila terminal 1 yang dieksitasi maka arah berkas utamanya (θ) pada sudut 20° dan bila terminal 2 yang dieksitasi maka θ mengarah pada sudut -30° atau 330° . Dengan kondisi demikian terlihat bahwa pada terminal 2 terjadi deviasi sudut sebesar 10° , sedangkan pada terminal 1 sesuai dengan yang diharapkan yaitu pada arah 20° . *Sidelobe level* yang dihasilkan sekitar -10dB , masih cukup besar, hal

tersebut diantaranya dikarenakan adanya difraksi dari tepi antenna. Terjadinya deviasi sudut pada terminal 2 diantara disebabkan adanya perubahan ukuran saluran transmisi karena proses fabrikasi, yang fasa gelombang yang datang tidak seragam lagi.



Gambar 5.4.(a). Pola Radiasi Antena dengan 2 Arah Berkas Bila Terminal 1 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz



Gambar 5.4.(b). Pola Radiasi Antena dengan 2 Arah Berkas Bila Terminal 2 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz

5.2.3 Perbaikan Koefisien Refleksi Antena Mikrostrip 2 Arah Berkas dengan Menggunakan *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ Dan *Stub*

Tujuan dari penelitian ini adalah untuk memperbaiki kondisi kesepadanan antara pengkopel hibrid 3dB dan *patch* antena pada frekuensi 9,4GHz. Hal tersebut dilakukan karena rancangan antena 2 arah berkas yang telah diukur, karakteristik refleksinya belum memenuhi target yang diharapkan yaitu $< -18\text{dB}$ tetapi hanya -15 dB . Pada frekuensi tertentu, karakteristik refleksi suatu antena diantaranya dapat ditingkatkan dengan penggunaan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan/atau menggunakan *stub* [2][48]. Oleh karena itu pada penelitian selanjutnya, digunakan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan penambahan *stub* untuk memperbaiki koefisien refleksi antena 2 arah berkas yang terdapat pada [63][64]. *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub* diletakkan diantara pengkopel hibrid 3dB dengan *patch* antena yang berfungsi sebagai penyesuai impedansi.

Transformer $\frac{\lambda}{4}$ adalah suatu teknik *impedance matching* dengan cara memberikan saluran transmisi dengan impedansi Z_T di antara dua saluran transmisi yang tidak *match*. Panjang saluran transmisi *transformer* $\frac{\lambda}{4}$ ini adalah sebesar $l = \frac{1}{4}\lambda_g$ di mana λ_g merupakan panjang gelombang pada bahan dielektrik yang besarnya dapat dihitung pada persamaan (5.1) yaitu:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5.1)$$

λ_0 adalah panjang gelombang pada ruang bebas dan ϵ_{eff} adalah konstanta dielektrik. Oleh karena $\lambda_0 = 0,003$, $\epsilon_{eff} = 2,21$ maka λ_g yang diperoleh sebesar 20mm, sehingga panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda_g$ adalah sebesar 5mm.

Nilai impedansi *transformer* $\frac{1}{4}\lambda_g$ (Z_T) tersebut dapat dihitung dengan menggunakan persamaan (5.2).

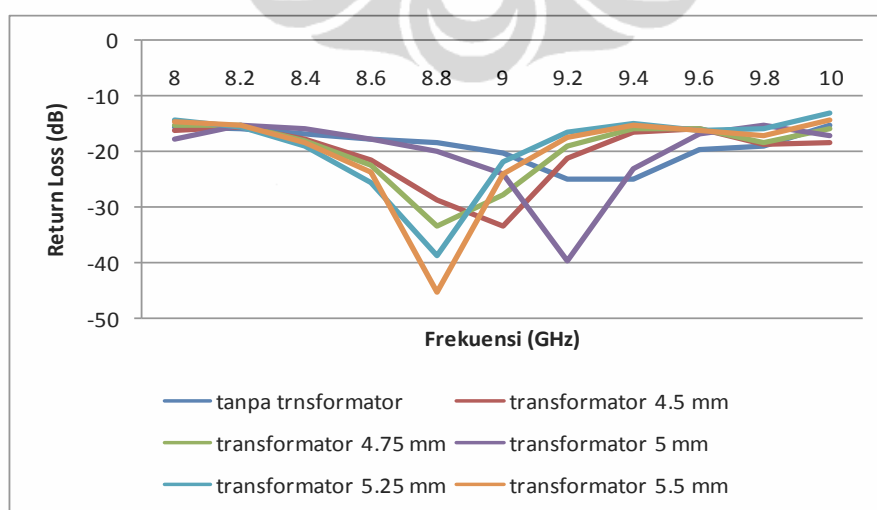
$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_3} \quad (5.2)$$

Pertama-tama, pada awal rancangan hanya digunakan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ diantara saluran pencatu mikrostrip 50Ω (Z_1) yang dihubungkan dengan konektor 50Ω dan impedansi karakteristik 100Ω (Z_3) yang menghubungkan pengkopel

hibrid 3dB dengan *patch* antenna. Penggunaan impedansi karakteristik 100Ω agar ruang substrat menjadi efisien karena saluran mikrostrip 100Ω mempunyai lebar yang kecil. Berdasarkan persamaan (5.2) diperoleh nilai impedansi *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar $70,7\Omega$.

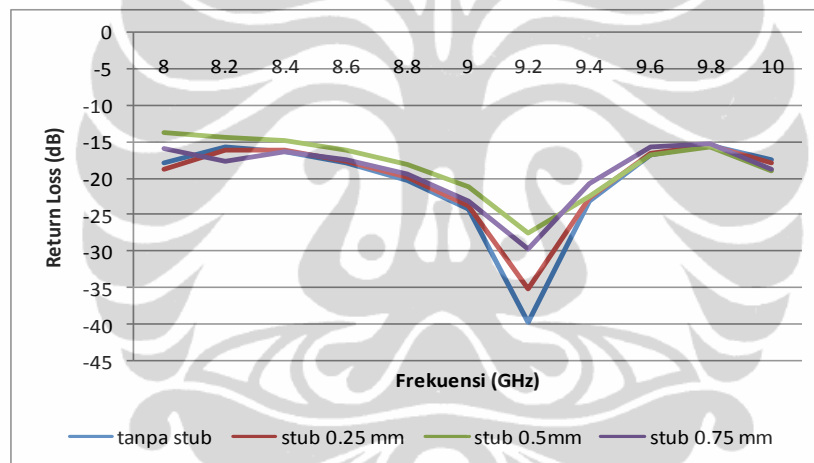
Hasil perhitungan berdasarkan persamaan (2.25) diperoleh lebar saluran *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ adalah sebesar $2,75\text{mm}$. Setelah diketahui lebar saluran maka dilakukan iterasi berulang-ulang untuk mendapatkan panjang saluran yang optimal/tepat untuk mendapatkan karakteristik yang terbaik. Iterasi dilakukan dengan rentang panjang saluran *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ diantara $4,5- 5,5\text{mm}$. Rentang nilai tersebut berada diantara hasil perhitungan $\frac{1}{4}\lambda$ dari frekuensi kerja $9,4\text{GHz}$ yaitu sebesar 5mm . Gambar 5.5 menunjukkan hasil iterasi dan simulasi koefisien refleksi pada rentang panjang saluran *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ yang berbeda.

Terlihat dari Gambar 5.5, koefisien terendah yang diperoleh bukan pada frekuensi kerja di $9,4\text{GHz}$, tapi berkisar diantara $8,8\text{GHz}$ sampai dengan $9,2\text{GHz}$. Deviasi frekuensi yang cukup kecil dengan nilai koefisien refleksi yang terendah adalah antenna dengan panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar $4,5\text{mm}$ dan 5mm , dimana untuk panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar $4,5\text{mm}$, deviasi frekuensinya $[(9-9,4)/9,4 \times 100\%] = 4,2\%$ sedangkan bila panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar 5mm maka deviasi frekuensinya sebesar $2,1\%$.

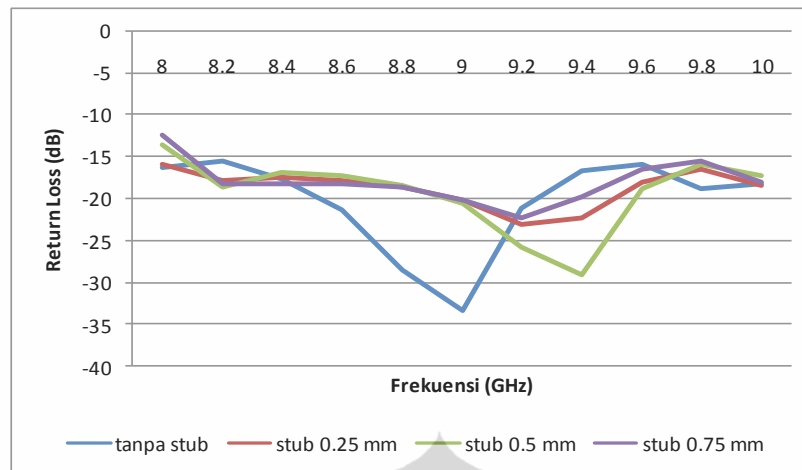


Gambar 5.5. Simulasi Koefisien Refleksi dengan Panjang *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$

Selanjutnya kedua nilai koefisien terendah dari antenna yang memiliki deviasi frekuensi terkecil tersebut dilakukan penyesuaian dimensi agar diperoleh frekuensi kerja yang diinginkan yaitu di 9,4GHz. Dalam perancangan ini, penyesuaian dimensi tidak dilakukan dengan mengurangi dimensi dari saluran maupun *patch* tapi dengan menggeser ke bawah saluran 100Ω menjadi tidak sejajar dengan ujung *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$. Dengan cara tersebut maka akan membentuk sebuah *stub* atau saluran lebih. Iterasi panjang *stub* dilakukan berulang-ulang berkisar antara 0,25mm sampai dengan 0,75mm untuk mendapatkan nilai *return loss* terbaik pada frekuensi kerja yang diinginkan yaitu pada 9,4GHz.



Gambar 5.6. Hasil Simulasi Koefisien Refleksi untuk Panjang *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ Sebesar 5mm dengan Berbagai Panjang *Stub*



Gambar 5.7. Simulasi Koefisien Refleksi untuk Panjang *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda = 4,5\text{mm}$ dengan Berbagai Panjang *Stub*

Berdasarkan Gambar 5.6 terlihat bahwa dengan panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar 5mm dan berbagai panjang *stub*, tidak ada satupun nilai koefisien refleksi terendah yang dapat dicapai pada frekuensi kerja 9,4GHz. Namun dengan panjang *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sebesar 4,5mm dengan panjang *stub* 0,5mm, diperoleh nilai *return loss* terendah pada frekuensi kerja 9,4GHz yaitu sebesar -29,07dB seperti terlihat pada Gambar 5.7. Hasil tersebut menunjukkan terjadinya perbaikan koefisien refleksi sebesar 4dB.

Tabel 5.1 merupakan hasil simulasi impedansi masukan (Z_{in}) dimana antenna yang menggunakan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ sepanjang 4,5mm dan panjang *stub* sebesar 0,5mm memiliki impedansi masukan pada frekuensi 9,4GHz sebesar $50,8\Omega$, yang artinya memiliki kondisi yang hampir sepadan dengan impedansi masukan sebesar 50Ω .

Tabel 5.1. Perbandingan Hasil Simulasi Impedansi Masukan Tanpa dan Dengan *Transformer $\frac{1}{4}\lambda$ dan Stub*

Frekuensi (GHz)	tanpa transformer dan stub			transformer 45 mm stub 05 mm		
	(Real)	(Imag)	Zin	(Real)	(Imag)	Zin
8	12.39	20.55	23.99	4.2466	-44.926	45.13
8.2	40.61	57.58	70.45	6.5318	-3.6296	7.47
8.4	120.03	31.35	124.06	22.563	29.526	37.16
8.6	80.45	-36.36	88.28	73.658	34.767	81.45
8.8	46.56	-26.17	53.41	71.999	-14.592	73.46
9	38.27	-10.45	39.67	47.553	-13.701	49.49
9.2	43.38	-0.69	43.39	44.127	-3.0145	44.23
9.4	45.98	-6.38	46.42	50.595	-4.5606	50.80
9.6	39.55	2.89	39.66	38.721	-9.4657	39.86
9.8	66.75	1.92	66.78	33.189	5.9125	33.71
10	38.45	-26.97	46.96	49.041	22.247	53.85

Setelah diperoleh hasil simulasi terbaik, rancangan antenna 2 arah berkas selanjutnya dilakukan fabrikasi dan pengukuran. Gambar 5.8 menunjukkan foto fabrikasi antenna 2 arah berkas yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz dengan menggunakan *transformer $\frac{1}{4}\lambda$ dan stub*.



Gambar 5.8. Antena dengan 2 Arah Berkas dengan *Transformer $\frac{1}{4}\lambda$ dan Stub*

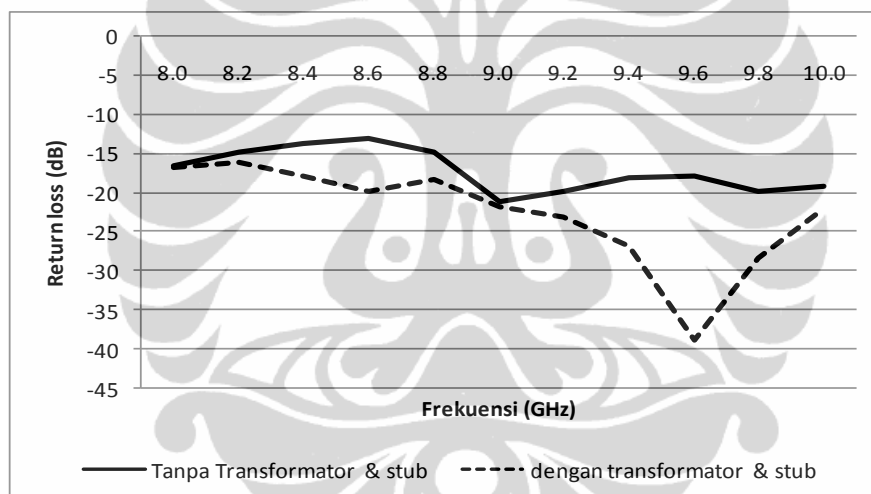
5.2.3.1 Analisis Hasil Pengukuran Antena 2 Arah Berkas dengan *Transformer $\frac{1}{4}\lambda$ dan Stub*

Gambar 5.9 merupakan hasil pengukuran antenna 2 arah berkas [64]. Masing-masing gambar merupakan perbandingan antara antenna 2 arah berkas tanpa *transformer $\frac{1}{4}\lambda$* dengan antenna 2 arah berkas yang menggunakan *transformer $\frac{1}{4}\lambda$ dan stub* diantara *patch* antenna dengan pengkopel hibrid 3dB.

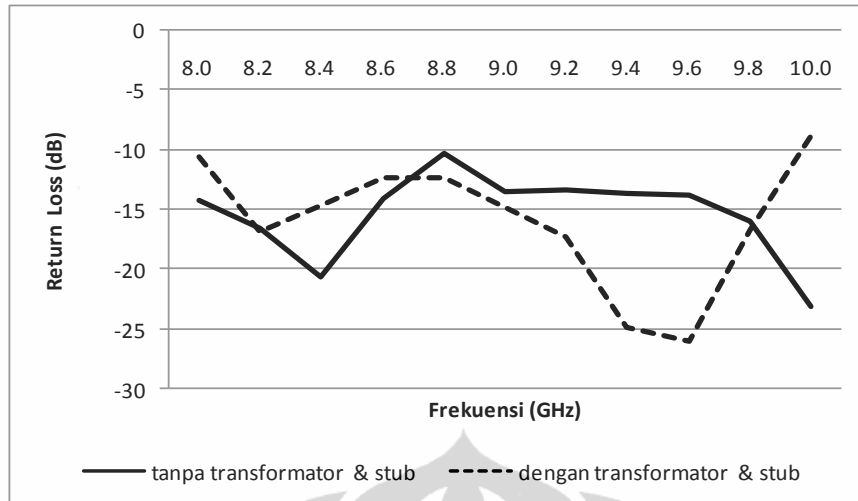
a. Analisis Koefisien Refleksi dan VSWR

Berdasarkan Gambar 5.9.(a), bila terminal 1 dieksitasi maka koefisien refleksi di frekuensi 9,4GHz sebesar -27dB, dan bila terminal 2 dieksitasi koefisien refleksi di frekuensi 9,4GHz sebesar -24dB. Hasil pengukuran yang terlihat pada Gambar 5.9 juga menunjukkan bahwa dengan penggunaan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub* pada frekuensi kerja 9,4GHz diperoleh perbaikan koefisien refleksi sebesar 10dB dibandingkan tanpa *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub*.

Perbaikan karakteristik tersebut disebabkan karena terjadi kesesuaian impedansi (*matching impedance*) yang lebih baik diantara saluran pencatu dan elemen antenna dengan adanya *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub*.



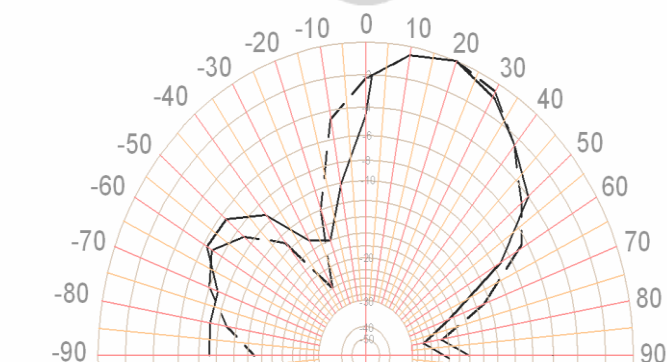
Gambar 5.9.(a). Perbandingan Pengukuran Return Loss Terminal 1 Dengan dan Tanpa Menggunakan *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *Stub*



Gambar 5.9.(b). Perbandingan Pengukuran *Return Loss* Terminal 2 Dengan dan Tanpa Menggunakan *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *Stub*

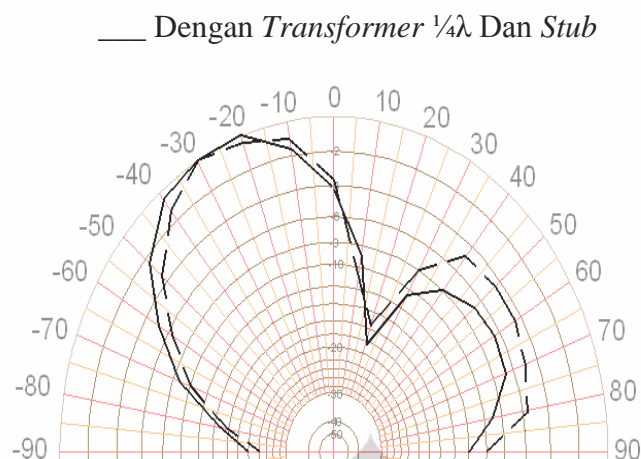
b. Analisis Pola Radiasi dan Lebar Berkas

Gambar 5.10 - 5.11 menunjukkan hasil pengukuran pola radiasi pada bidang vertikal (yz) bila salah satu terminal masukan dari pengkopel hibrid 3dB dieksitasi dan terminal masukan lainnya diberi beban 50Ω . Berdasarkan hasil pengukuran pola radiasi seperti yang terlihat pada Gambar 5.10 dan 5.11, lebar berkas setengah daya (*half power beam width*) yang diperoleh dari kedua antena tersebut relatif sama besarnya yaitu sekitar 40° .



Gambar 5.10. Hasil Pengukuran Pola Radiasi Antena 2 Arah Berkas bila Terminal 1 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz

----- Tanpa *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ Dan *Stub*



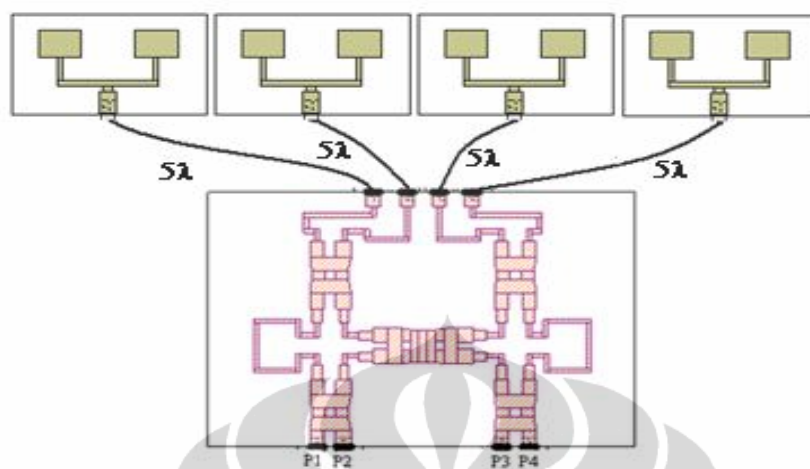
Gambar 5.11. Hasil Pengukuran Pola Radiasi Antena 2 Arah Berkas bila Terminal 2 Dieksitasi untuk Frekuensi 9,4GHz
 ----- Tanpa *Transformer* $\frac{1}{4} \lambda$ Dan *Stub*
 _____ Dengan *Transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ Dan *Stub*

Gambar 5.10 dan 5.11 juga memperlihatkan pola radiasi yang dihasilkan dimana arah berkas yang dihasilkan sesuai dengan terminal yang dieksitasi dan memiliki keterarahan yang berbeda. Bila terminal 1 yang dieksitasi maka arah berkasnya pada sudut 20° dan bila terminal 2 yang dieksitasi arah berkasnya pada sudut -30° atau 330° . Dengan kondisi demikian terlihat bahwa pada terminal 2 terjadi deviasi sudut sebesar 10° , sedangkan pada terminal 1 sesuai dengan yang diharapkan yaitu pada arah 20° . Relatif tidak ada perbedaan arah berkas antara antenna yang tanpa menggunakan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub* dengan antenna yang menggunakan *transformer* $\frac{1}{4}\lambda$ dan *stub*. *Sidelobe level* yang dihasilkan sekitar -10dB, masih cukup besar, hal tersebut mungkin dikarenakan adanya difraksi dari tepi antenna.

5.3 ANTENA MIKROSTRIP DENGAN 4 ARAH BERKAS

Gambar 5.12. merupakan *layout* rancangan antenna dengan 4 arah berkas yang mengintegrasikan antenna dan Butler matriks tidak dalam 1 bidang. Dengan *layout* seperti ini antenna susun yang diintegrasikan tidak hanya 1 elemen per keluaran Butler matriks tetapi bisa diintegrasikan dengan antenna susun dengan elemen *patch* yang lebih banyak. Dengan memisahkan bidang antenna dengan

pencatu banyak arah Butler matriks diharapkan antenna dengan banyak arah memiliki keterarahan yang tajam.



Gambar 5.12. Rancangan Antena 4 Arah Berkas Pita Lebar

5. 3.1 Realisasi Antena

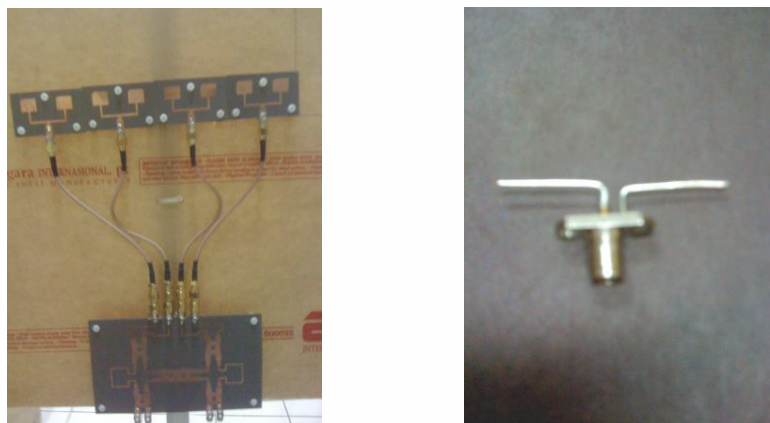
Setelah dilakukan perancangan antenna mikrostrip 4 arah berkas seperti pada Gambar 5.12, maka selanjutnya dilakukan realisasi antenna yang sudah dirancang untuk kemudian dilakukan pengukuran. Pengukuran dilakukan untuk mengetahui koefisien refleksi, VSWR, lebar pita dan pola radiasi.

Untuk mengukur pola radiasi maka diperlukan dua antenna yaitu antenna 4 arah berkas dan antenna *dipole* yang beroperasi di frekuensi 9,4GHz.

Gambar 5.13 memperlihatkan antenna 4 arah berkas yang akan diukur sebagai antenna penerima dan antenna *dipole* sebagai antenna pengirim.

Antenna 4 arah berkas yang terlihat pada Gambar 5.13.(a) terdiri dari 2 bagian yang terpisah yaitu antenna susun dan pencatu Butler matriks. Kedua komponen tersebut dihubungkan oleh kabel RG 174 sepanjang 5λ . Untuk mempermudah proses pengukuran kedua komponen tersebut dirangkai dalam sebuah bidang datar.

Gambar 5.13.(b) merupakan antenna *dipole* dengan dimensi lengan antenna *dipole* sebesar 1,5 cm.



a) Antena 4 Arah Berkas

b) Antena *Dipole*Gambar 5.13. Realisasi Antena 4 Arah Berkas dan Antena *Dipole* 9,4GHz

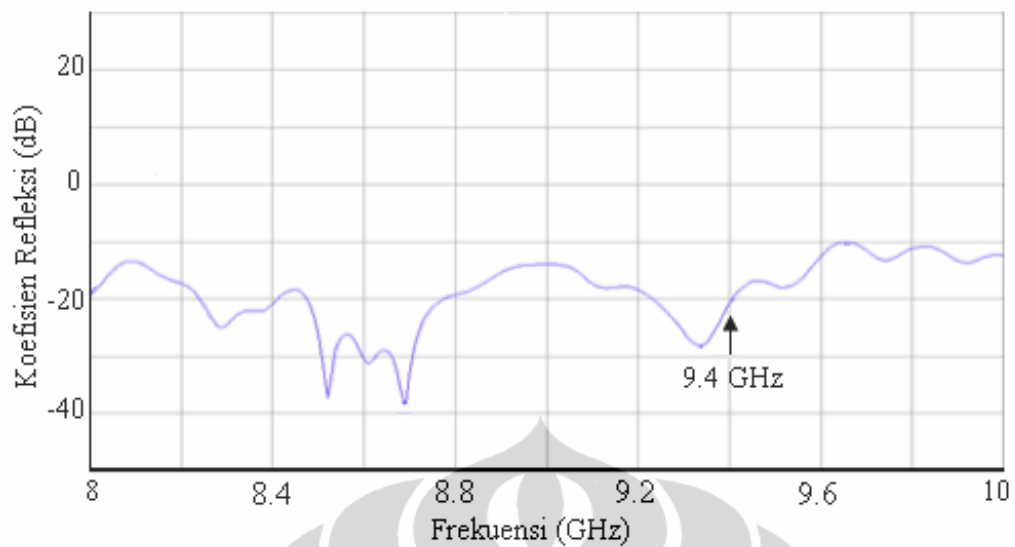
5.3.2 Hasil Pengukuran

Pengukuran dilakukan untuk melihat koefisien refleksi, VSWR dan pola radiasi dari antena 4 arah berkas yang telah direalisasikan. Hasil pengukuran antena mikrostrip dilihat melalui monitor *network analyzer*.

a. Pengukuran Koefisien Refleksi (*Return Loss*)

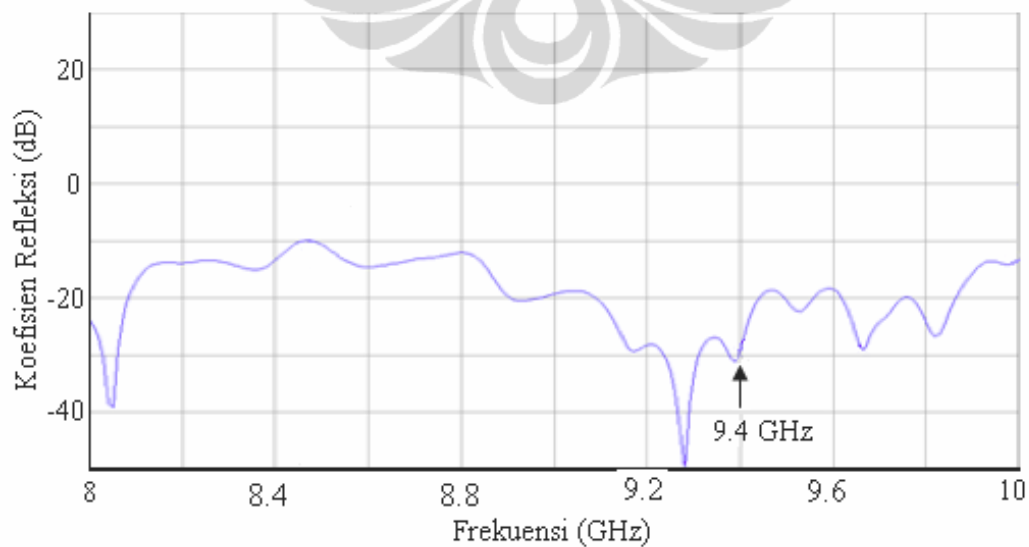
Hasil pengukuran koefisien refleksi (S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44}) pada antena mikrostrip dengan 4 arah berkas dapat dilihat pada Gambar 5.14.

Gambar 5.14.(a) merupakan koefisien refleksi yang diukur. Terlihat hasil pengukuran pada terminal 1, untuk frekuensi 9,4GHz adalah sebesar -20,5dB. Sedangkan koefisien refleksi terendah terjadi pada frekuensi 8,6GHz yaitu sebesar -37,9dB. Koefisien refleksi yang berada di bawah -15dB terjadi pada rentang frekuensi dari 8,1 – 9,58GHz.



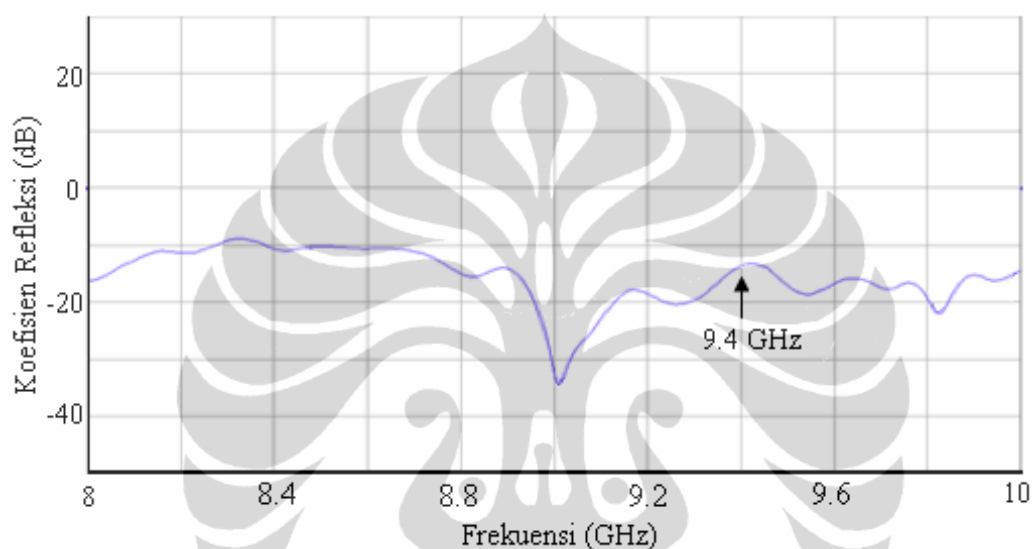
Gambar 5.14.(a). Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 1 Dieksitasi

Bila terminal 2 dieksitasi maka koefisien refleksi yang terukur pada frekuensi 9,4GHz menunjukkan hasil yang lebih rendah yaitu sebesar -27.1dB seperti yang terlihat pada Gambar 5,14.(b). Nilai koefisien terendah terjadi di frekuensi 9,28GHz sebesar -50dB. Rentang frekuensi yang memiliki koefisien refleksi dibawah -15dB terjadi sepanjang 8,85 sampai 9,9GHz.



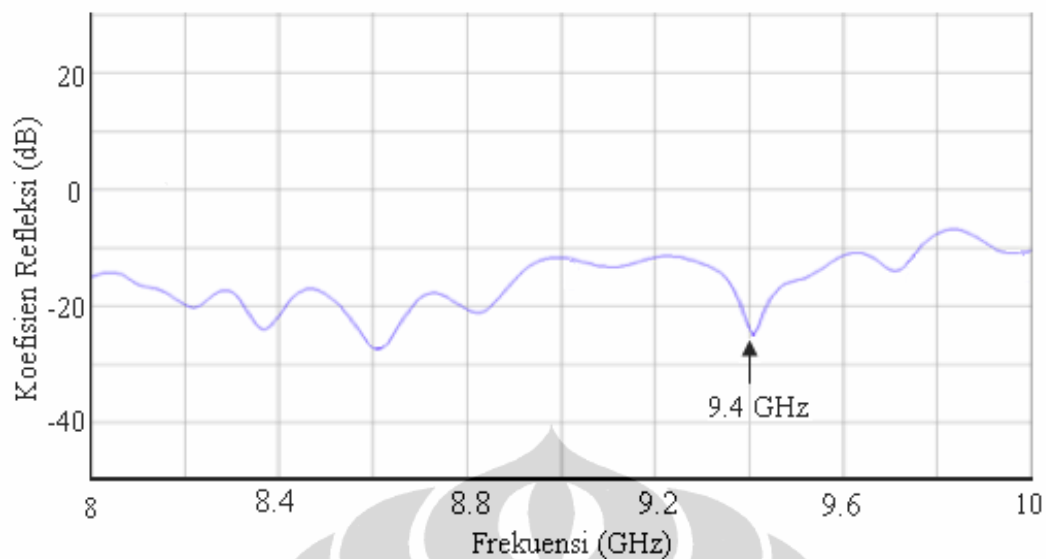
Gambar 5.14.(b). Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 2 Dieksitasi

Sedangkan bila terminal 3 dieksitasi, koefisien refleksi pada frekuensi 9,4GHz hanya sebesar -13,5dB seperti yang terlihat pada Gambar 5.14.(c). Nilai tersebut masih berada di bawah batas ambang yang diinginkan yaitu sebesar -15dB. Koefisien refleksi terbaik terjadi di frekuensi 9 GHz yaitu sebesar -33,4dB. Rentang frekuensi yang memiliki nilai refleksi di bawah -15dB adalah sepanjang 8,85 – 9,4GHz.



Gambar 5.14.(c). Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 3 Dieksitasi

Gambar 5.14.(d) merupakan hasil pengukuran koefisien refleksi pada terminal 4. Koefisien refleksi mencapai nilai terbaik tepat di frekuensi 9,4GHz yaitu sebesar -24,6dB. Rentang frekuensi yang memiliki koefisien refleksi di bawah -15dB berkisar antara 8-8,85GHz dan 9,3-9,5GHz.

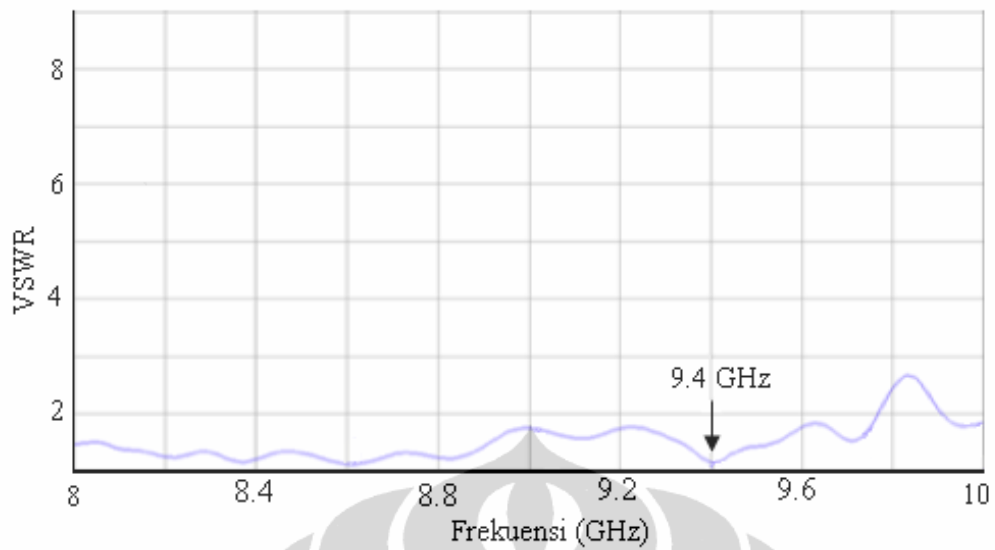


Gambar 5.14.(d). Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 4 Dieksitasi

Hanya di terminal 4 yang mempunyai koefisien refleksi terendah tepat di frekuensi yang dirancang. Hal tersebut menandakan bahwa antenna 4 arah berkhas sudah sesuai dengan yang diharapkan, walaupun pada terminal yang lain nilainya belum tepat. Di antara penyebabnya adalah proses fabrikasi maupun komponen penunjang saat pengukuran seperti kabel, adaptor dan lain sebagainya.

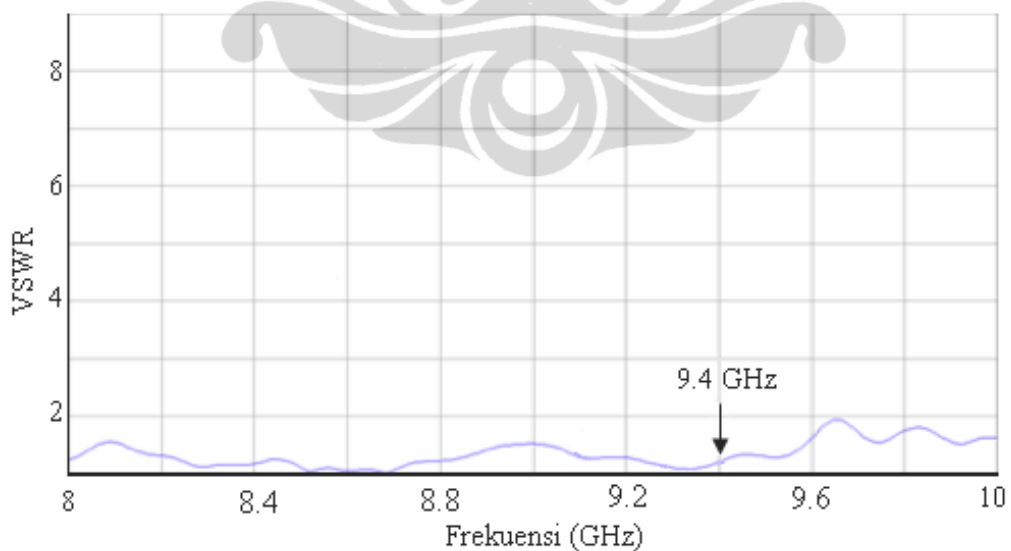
b. Pengukuran VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

Salah satu syarat agar antenna dapat bekerja dengan baik adalah nilai VSWR nya harus $\leq 1,5$. Karakteristik lebar pita yang diharapkan adalah antenna yang memiliki impedance bandwidth $\geq 10\%$ dengan VSWR=1,5. Pada Gambar 5.15 dapat dilihat hasil pengukuran VSWR pada masing- masing terminal.



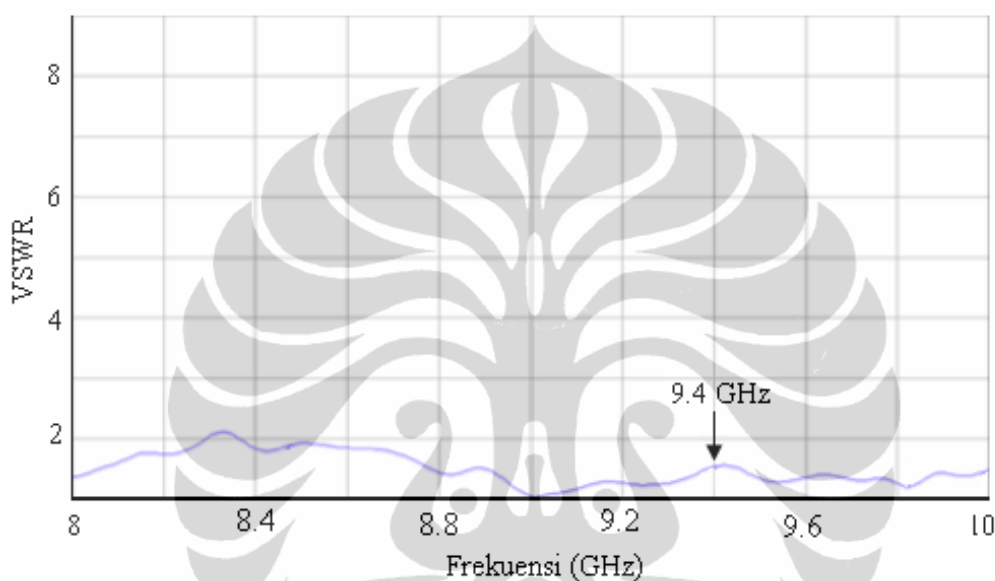
Gambar 5.15.(a). Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 1 Dieksitasi

Gambar 5.15.(a) merupakan hasil pengukuran VSWR dari antenna 4 arah berkas yang dirancang. Terlihat hanya pada frekuensi di atas 9,8GHz yang berada di atas batas yang diharapkan. Dengan demikian rentang frekuensi dengan $VSWR \leq 1,5$ adalah sebesar $[(9,58-8,10)/8,84] \times 100\% = 16,7\%$



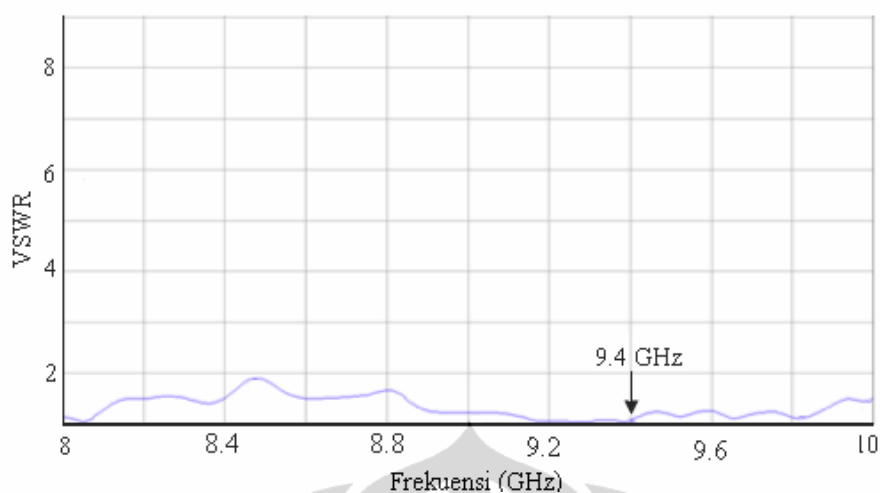
Gambar 5.15.(b). Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 2 Dieksitasi

Gambar 5.15.(b) merupakan hasil pengukuran VSWR dari antenna 4 arah berkas yang dirancang bila terminal 2 dieksitasi. Pada frekuensi 9,4GHz, nilai VSWR sebesar 1,5. Pada frekuensi 8,47GHz, nilai VSWR mendekati 1,5 yaitu sebesar 1,9. Rentang frekuensi dengan nilai VSWR $\leq 1,5$ sebesar $[(9,9-8,85 / 9,4) \times 100\%] = 11,2\%$.



Gambar 5.15.(c). Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 3 Dieksitasi

Gambar 5.15.(c) merupakan hasil pengukuran VSWR bila terminal 3 yang dieksitasi dari antenna 4 arah berkas yang dirancang. Nilai VSWR $\leq 1,5$ berada diantara frekuensi 8,85-9,45GHz, dengan demikian rentang frekuensinya sebesar $[(9,45-8,85 / 9,0) \times 100\%] = 9,5\%$.



Gambar 5.15.(d). Hasil Pengukuran VSWR Bila Terminal 4 Dieksitasi

Gambar 5.15(d) merupakan hasil pengukuran VSWR dari antenna 4 arah berkas yang dirancang bila terminal 4 yang dieksitasi. Terlihat sepanjang rentang frekuensi dari 8 sampai 10GHz, tidak ada yang berada di atas batas yang diharapkan. Dengan demikian rentang frekuensi yang $VSWR \leq 1,5$ sebesar $[(8,85-8/9,2) \times 100\%] = 9,4\%$ dan $[(9,5-9,3/9,4) \times 100\%]=2,2\%$.

Secara rata-rata di keempat terminal pada antenna dengan 4 arah berkas mempunyai lebar pita $VSWR \leq 1,5$ adalah sebesar $(16,7\%+11,2\%+9,6\%+11,6\%/4) = 12,28\%$. Ini berarti antenna 4 arah berkas lebar pita 12,28% yang berarti *impedance bandwidth* yang dirancang $\geq 10\%$ dengan $VSWR \leq 1,5$.

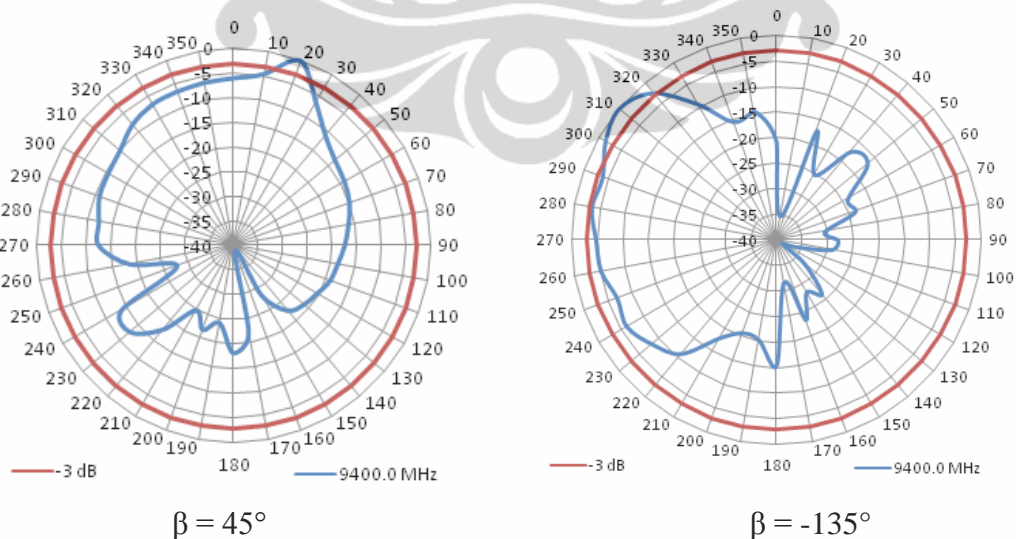
c. Pola Radiasi

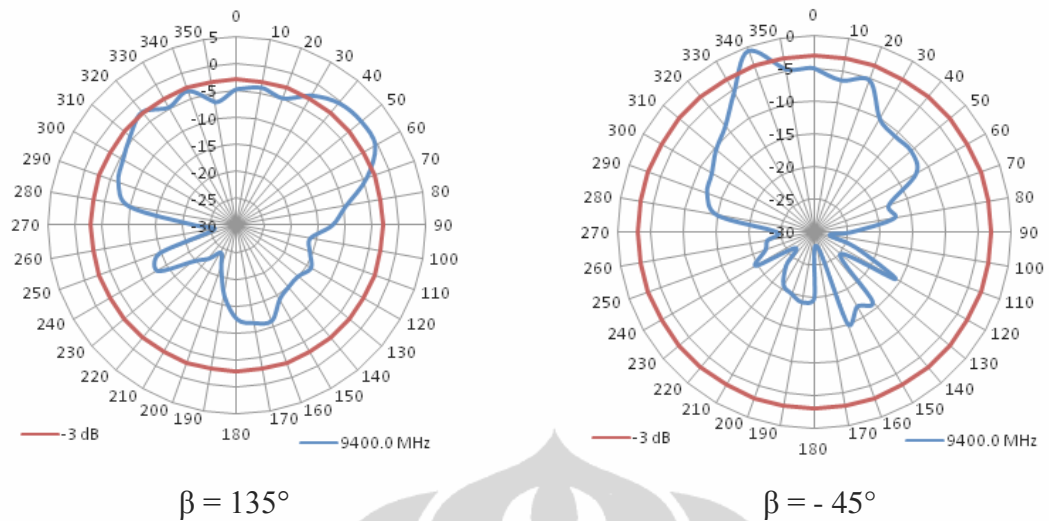
Dimensi terbesar yang digunakan pada pengukuran pola radiasi pada antenna 4 arah berkas adalah dimensi 4 antenna susun dengan panjang 22,5cm. Dimensi tersebut yang digunakan untuk mengukur daerah medan jauh (*far field*).

Gambar 5.16. hingga Gambar 5.21. memperlihatkan gambar grafik pola radiasi yang didapatkan dengan mengukur pola radiasi pada daerah medan jauh. Hasil pengukuran tersebut selanjutnya dinormalisasi dan diperoleh pola radiasi bidang E. Hasil pengukuran dan nilai normalisasinya ada pada Lampiran 5.

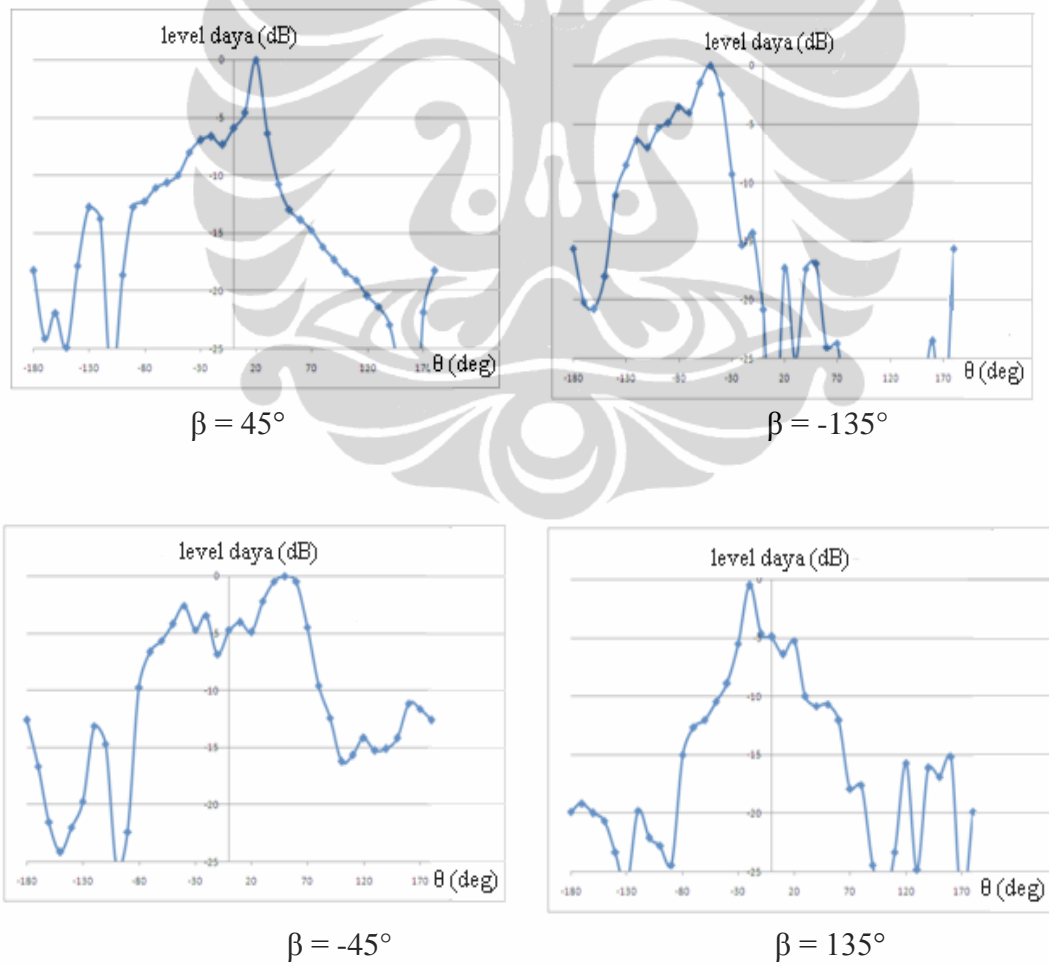
Gambar 5.16. memperlihatkan grafik pola radiasi dalam bentuk radar pada frekuensi 9,4GHz untuk medan E. Bila terminal 1 dieksitasi maka akan terjadi beda fasa (β) sebesar 45° . Dengan $\beta = 45^\circ$, maka arah berkas (θ) mengarah pada sudut 20° . Bila terminal 2 dieksitasi maka $\beta = -135^\circ$, dan θ yang diperoleh mengarah pada sudut -40° . Bila terminal 3 dieksitasi maka $\beta = 135^\circ$ dan θ yang diperoleh mengarah ke sudut 50° . Bila terminal 4 dieksitasi maka $\beta = -45^\circ$, θ yang diperoleh mengarah pada sudut -20° .

Gambar 5.17. memperlihatkan grafik antara arah berkas (θ) versus tingkatan daya untuk frekuensi 9,4GHz pada masing-masing terminal yang dieksitasi dalam bentuk polar. Terlihat β sebesar 45° apabila terminal 1 dieksitasi, maka θ mengarah ke sudut 20° dengan tingkatan daya sebesar 6dB. Bila terminal 2 dieksitasi menghasilkan beda fasa -135° , maka θ mengarah ke sudut -40° dengan tingkatan daya yang dihasilkan 6dB. Begitu pula bila terminal 3 dieksitasi, θ yang diperoleh mengarah pada sudut 50° dengan tingkatan daya sebesar 5dB, dan untuk terminal 4, terjadi $\theta = -45^\circ$ maka arah berkas utama (θ) mengarah pada -20° dengan tingkatan daya sebesar 5dB.



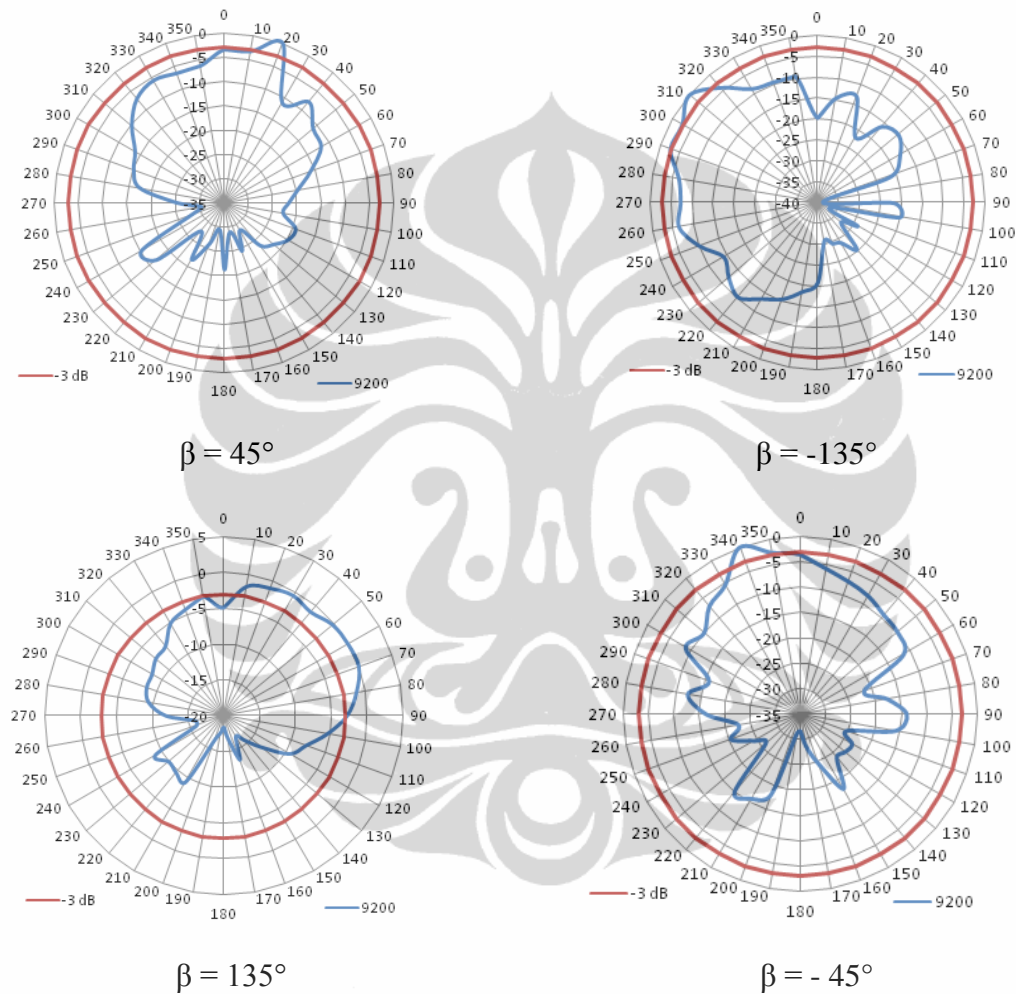


Gambar 5.16. Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz



Gambar 5.17. Hasil Pengukuran arah berkas (θ) Versus Tingkatan Daya Pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,4GHz

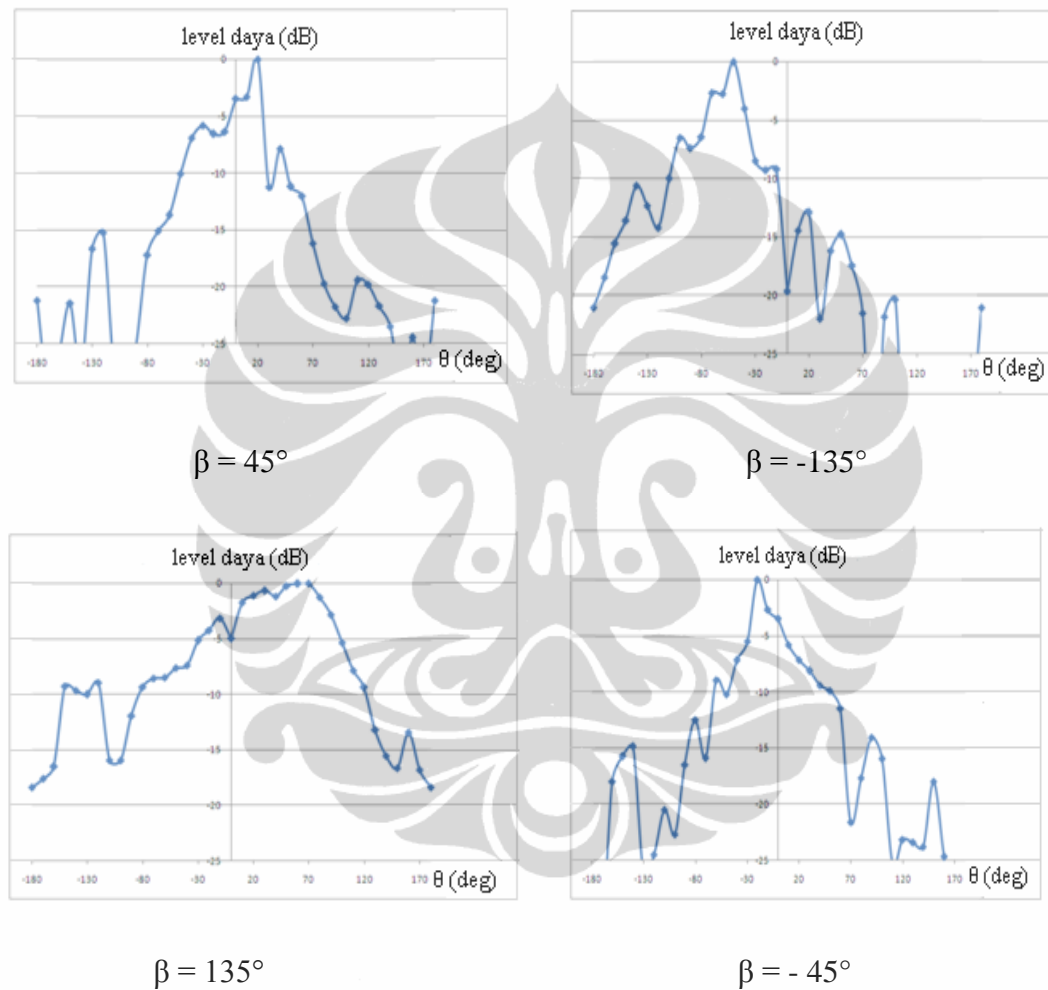
Gambar 5.18 merupakan hasil pengukuran pola radiasi dalam bentuk radar untuk frekuensi 9,2GHz untuk medan E. Bila $\beta = 45^\circ$, θ mengarah pada sudut 20° . Bila $\beta = -135^\circ$, θ mengarah pada sudut 320° . Bila $\beta = 135^\circ$, θ mengarah pada 70° dan bila $\beta = -45^\circ$, θ mengarah pada sudut -20° .



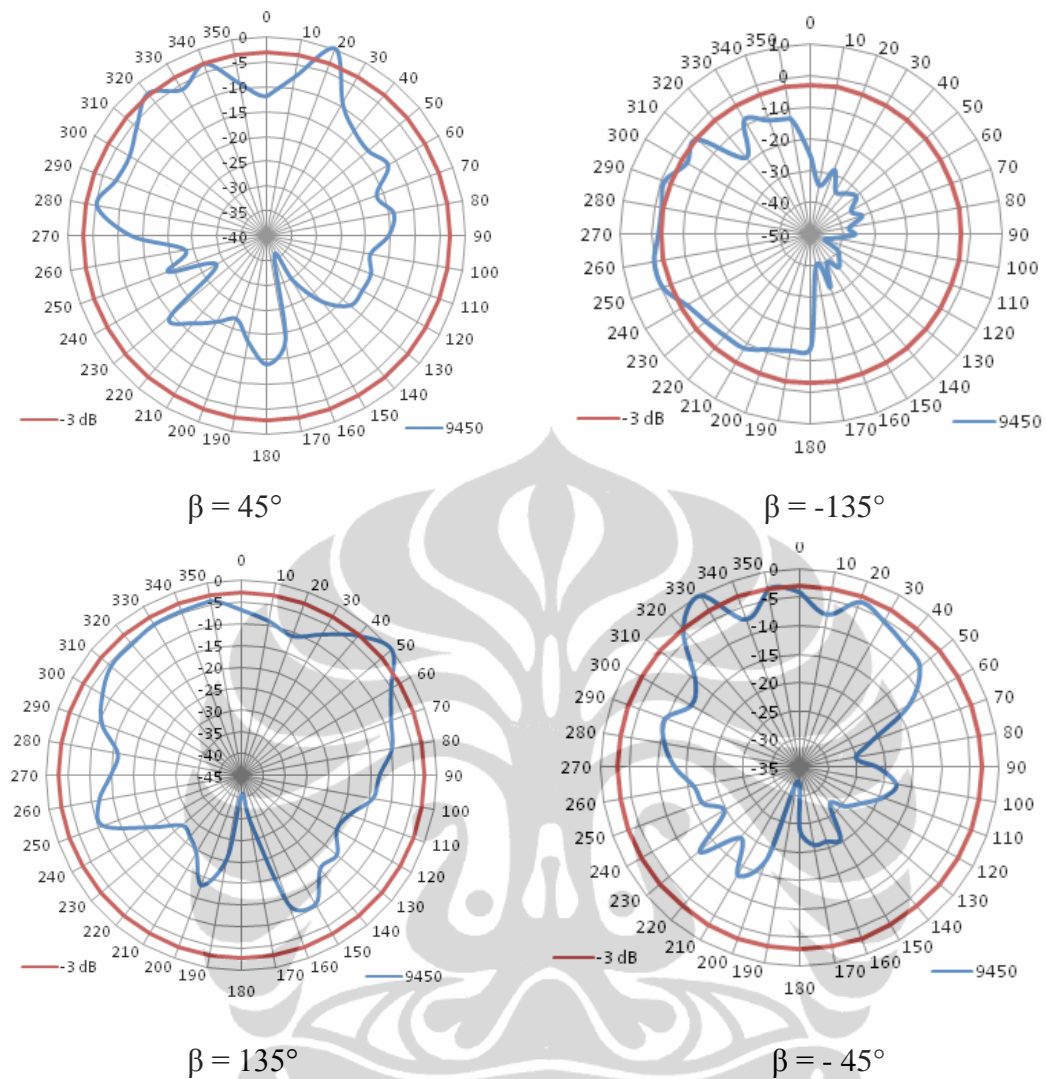
Gambar 5.18. Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,2GHz

Gambar 5.19 merupakan hasil pengukuran pola radiasi dalam bentuk grafik polar antara θ terhadap tingkatan daya yang dihasilkan untuk frekuensi 9,2GHz. Bila terminal 1 dieksitasi dengan $\beta = 45^\circ$, maka θ mengarah pada sudut 20° dengan tingkatan daya sebesar 5dB. Bila terminal 2 yang dieksitasi dengan β

= -135° , maka θ mengarah pada sudut θ pada arah -40° dengan tingkatan daya sebesar 4dB. Bila $\beta = 135^\circ$, maka θ mengarah pada sudut 70° dengan tingkatan daya sebesar 4dB. Bila $\beta = -45^\circ$, maka θ mengarah pada sudut -20° dengan tingkatan daya sebesar 4dB.

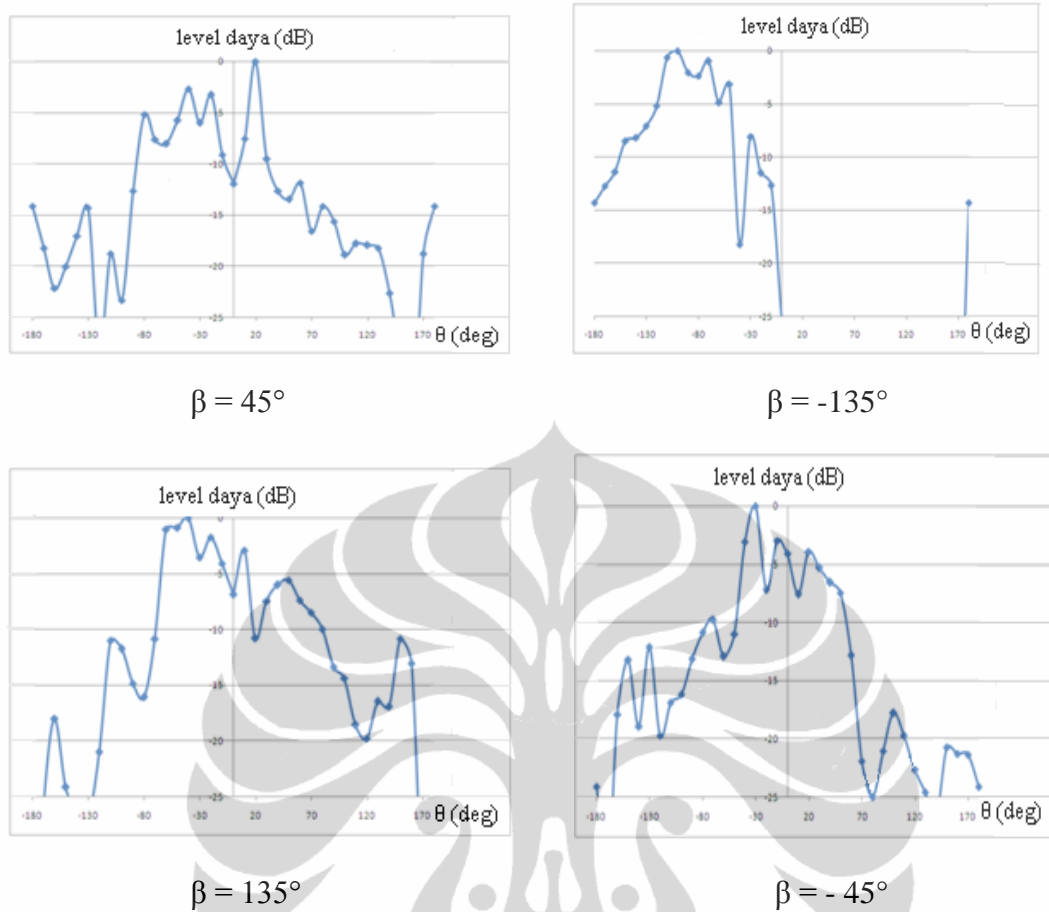


Gambar 5.19. Hasil Pengukuran arah berkas (θ) Terhadap Tingkatan Daya pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,2GHz



Gambar 5.20. Hasil Pengukuran Pola Radiasi Medan E Pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,45GHz

Gambar 5.20 merupakan hasil pengukuran pola radiasi dalam bentuk grafik polar untuk frekuensi 9,45GHz untuk medan E. Bila $\beta = 45^\circ$, θ mengarah pada sudut 20° . Bila $\beta = -135^\circ$, θ mengarah pada sudut -100° . Bila $\beta = 135^\circ$, θ mengarah pada sudut 50° , dan bila $\beta = -45^\circ$, θ mengarah pada sudut -30° .



Gambar 5.21. Hasil Pengukuran Arah Berkas (θ) Terhadap Tingkatan Daya Pada Antena 4 Arah Berkas untuk Frekuensi 9,45GHz

Gambar 5.21 merupakan hasil pengukuran pola radiasi antara arah brekas utama (θ) terhadap tingkatan daya untuk frekuensi 9,45GHz dalam bentuk grafik polar. Bila terminal 1 dieksitasi dengan $\beta = 45^\circ$, maka θ mengarah pada sudut yang diinginkan yaitu 20° dengan tingkatan daya sebesar 5dB. Bila terminal 2 yang dieksitasi dengan $\beta = -100^\circ$, mengakibatkan θ mengarah pada sudut -100° dengan tingkatan daya sebesar 3dB. Bila $\beta = 135^\circ$, θ mengarah pada sudut 50° dengan tingkatan daya sebesar 4dB. Bila $\beta = -45^\circ$, θ mengarah pada sudut -30° dengan tingkatan daya sebesar 4dB.

5.3.3 Analisis Hasil Pengukuran Antena dengan 4 Arah Berkas

Secara umum pola radiasi yang terukur memberikan hasil arah berkas yang sesuai dengan yang direncanakan khususnya pada frekuensi 9,4GHz (Tabel 5.2). Deviasi penyimpangan yang terjadi dapat dilihat pada Tabel 5.3. Rata-rata deviasi penyimpangan ($\bar{\delta}$) yang terjadi pada frekuensi 9,4GHz untuk keempat terminalnya adalah sebesar 5,3°. Pada frekuensi 9,2GHz, rata-rata deviasi penyimpangan ($\bar{\delta}$) sebesar 10,3°, dan pada frekuensi 9,45GHz rata-rata deviasi penyimpangan ($\bar{\delta}$) sebesar 18,5°.

Bentuk pola radiasinya cenderung "gendut" tidak berbentuk seperti pensil. Hal ini menandakan adanya interaksi lain yang dapat menghasilkan penambahan tingkatan medan sisi terhadap medan utama. Hal tersebut diantaranya dapat disebabkan karena adanya radiasi oleh saluran pencatu, ketidaksesuaian saluran pencatu, adanya pantulan dari dinding antena, dan adanya kopling antar elemen antena yang besarnya bergantung pada jarak antar elemen.

Pergeseran arah maksimum atau terjadinya diviasi penyimpangan ($\bar{\delta}$) pada pengukuran pola radiasi untuk bidang H dimungkinkan dengan adanya perubahan fasa pencatuan dari tiap elemen antena sebagai akibat dari kekurangtepatan ukuran saluran pencatuan akibat proses fabrikasi.

Kekurangtepatan ukuran saluran pencatu dapat menyebabkan penyempitan saluran pencatu. Makin kecil ukuran saluran pencatu, maka harga konstanta dielektrik efektif akan semakin besar. Hal tersebut mengakibatkan fasa gelombang yang datang di tiap elemen menjadi tidak seragam lagi.

Penggunaan kabel RG 174 yang menghubungkan Butler matriks dengan antena, relatif merugi pada frekuensi X band. Perkiraan redaman yang diakibatkan penggunaan kabel ini dalam perancangan tidak diperhitungkan.

Tabel 5.2. Hasil Pengukuran Pola Radiasi

Arah Berkas	θ teori	Fr=9,4GHz (θ)	Fr = 9,2 GHz (θ)	Fr = 9,45 GHz (θ)
1 L ($\beta = 45^\circ$)	14,4°	20°	20°	20°
2R($\beta = -135^\circ$)	-48,6°	-40°	-40°	-100°
2 L ($\beta = 135^\circ$)	48,6°	50°	70°	50°
1 R ($\beta = -45^\circ$)	-14,4°	-20°	-20°	-30°

Tabel 5.3. Deviasi Penyimpangan Arah Berkas $|\delta|$

Arah berkas	Arah berkas utama (θ) teori	Fr=9,4GHz		Fr = 9,2GHz		Fr = 9,45 GHz	
		θ (°)	$ \delta $ (°)	θ (°)	$ \delta $ (°)	θ (°)	$ \delta $ (°)
1 L ($\beta = 45^\circ$)	14,4°	20	5,6	20	5,6	20	5,6
2R($\beta = -135^\circ$)	-48,6°	-40	8,6	-40	8,6	-100	51,4
2 L ($\beta = 135^\circ$)	48,6°	50	1,4	70	21,4	50	1,4
1 R ($\beta = -45^\circ$)	-14,4°	20	5,6	20	5,6	-30	15,6

BAB 6

KESIMPULAN

1. Studi pengembangan pengkopel hibrid 3dB pita lebar telah dilakukan dengan menggunakan distribusi *taper* eksponensial pada lengan seri, sehingga karakteristik impedansinya menjadi non linier. Metode tersebut merupakan keterbaruan dari penelitian ini. *Impedance bandwidth* yang diperoleh pengkopel hibrid 3dB non linier untuk $V_{SWR}=1,5$ adalah sebesar 17,7% pada frekuensi kerja 9,4GHz dengan hanya menggunakan satu lapis substrat. Koefisien refleksi dan koefisien isolasi yang dihasilkan ≤ -18 dB, dengan ketidakseimbangan daya sebesar 1dB dan kesalahan fasa sebesar 3° . Reduksi dimensi pengkopel hibrid 3dB sebesar 27,8% dibandingkan dengan pengkopel hibrid konvensional.
2. Pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar telah diimplementasikan pada *crossover*, yang dibentuk melalui pengkaskadean 2 pengkopel hibrid 3dB non linier. Diperoleh karakteristik *impedance bandwidth crossover* non linier untuk $V_{SWR}=1,5$ sebesar 12,8% pada frekuensi kerja 9,4GHz .
3. Pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar telah diimplementasikan pada Butler matriks. Hasil pengukuran yang dilakukan pada Butler matriks diperoleh karakteristik *impedance bandwidth* sebesar 17% untuk $V_{SWR}=1,5$, dengan koefisien transmisi sebesar -9B dan koefisien refleksi dan isolasinya sebesar ≤ -18 dB pada rentang frekuensi 8-9,6GHz. Terdapat 4 beda fasa yang dihasilkan dengan rata-rata deviasi beda fasa pada keempat terminal masukan adalah sebesar 7° .
4. Pengkopel hibrid 3dB non linier pita lebar juga telah diintegrasikan pada antena susun 2 arah berkas, dimana hasil simulasi dan realisasinya mendapatkan arah yang sesuai dengan yang diharapkan yaitu arah 30° dan 330° untuk frekuensi 9,4GHz.

5. Rancangan Butler matriks pita lebar juga telah diintegrasikan dengan 4 buah antenna susun 2 elemen yang bekerja pada frekuensi 9,4GHz dan telah berhasil diperoleh 4 arah berkas menghasilkan rata-rata *impedance bandwidth* sebesar 17,57% untuk VSWR=1,5. Hasil pengukuran pola radiasi antenna 4 arah berkas menunjukkan karakteristik pola radiasi antenna yang tidak terlalu jauh menyimpang dengan rata-rata deviasi penyimpangan $|\bar{\delta}|$ yang terjadi pada frekuensi 9,4GHz untuk keempat terminalnya sebesar 5,3°.
6. Dari seluruh hasil penelitian yang dilakukan, telah diperoleh hasil simulasi dan pengukuran sesuai dengan karakteristik yang diharapkan dengan *impedance bandwidth* $\geq 10\%$ untuk VSWR=1,5. Pengkopel hibrid 3dB non linier yang menggunakan distribusi *taper* eksponensial pada lengan serinya memiliki karakteristik *impedance bandwidth* sebesar 17,7% untuk VSWR=1,5 dan berhasil diimplementasikan pada Butler matriks untuk mendapatkan antenna 4 arah berkas yang juga memiliki *impedance bandwidth* 17,57% untuk VSWR=1,5.

PENELITIAN LANJUTAN

Rancangan Butler Matriks Banyak Arah Berkas Untuk Aplikasi Radar

Indonesia sebagai negara kepulauan terbesar di dunia yang terletak di Asia Tenggara, melintang di khatulistiwa antara benua Asia dan Australia serta antara Samudra Pasifik dan Samudra Hindia, mempunyai panjang garis pantai sebesar 81,000 km yang merupakan negara berpantai terpanjang kedua di dunia setelah Kanada. Kondisi ini merupakan potensi yang dapat memberikan sumber devisa yang besar bagi Negara, namun tentunya memerlukan pengamanan di sepanjang wilayah perairan laut Kepulauan Indonesia untuk menjaga kedaulatan dan kekayaan alam Negara Indonesia. Luasnya wilayah perairan Indonesia menyulitkan pengawasan secara langsung bila tidak didukung dengan peralatan teknologi tinggi yang dapat mendeteksi benda-benda (objek) dari jarak jauh di sepanjang perairan Indonesia. Alat yang dapat mendukung hal tersebut adalah radar (*radio detection and ranging*).

Radar merupakan suatu sistem yang menggunakan gelombang elektro magnetik untuk mengamati jangkauan, ketinggian, arah dan kecepatan baik objek yang bergerak atau yang diam. Pemancar radar akan memancarkan gelombang radio, sinyal yang mengenai objek (target) akan menghasilkan *echo* yang dipantulkan kembali dan dideteksi oleh radar. Dengan antena penerima yang sangat sensitif, sinyal *echo* tersebut diolah kembali untuk mengidentifikasi objek (target). Hasil identifikasi target berupa jarak, ketinggian dan posisi.

Sistem radar konvensional - yang dikenal dengan radar 2 dimensi (radar 2D) - limit pengamatan objeknya hanya pada bidang horisontal, berdasarkan resolusi jarak (*range*) dan azimuth. Di Indonesia, saat ini tengah dikembangkan radar 3D, yang merupakan pengembangan dari radar 2D. Tujuan pengembangan radar 3D diantaranya adalah untuk mendapatkan informasi objek secara horisontal dan vertikal, dimana posisi objek diperoleh secara *scanning* horisontal dan ketinggian objek diperoleh melalui *scanning* vertikal. Dengan demikian informasi objek dapat lebih detail dan akurat. Agar mempunyai kemampuan melakukan *scanning* vertikal, maka dibutuhkan antena yang memiliki banyak berkas arah

dalam bentuk diskrit yang dapat dikontrol melalui sistem *switching (vertical multiple beam antenna)*.

Salah satu perangkat yang dapat menghasilkan banyak berkas arah secara diskrit adalah Butler matriks. Banyak arah berkas yang diinginkan biasanya disesuaikan dengan kebutuhan dan aplikasi yang akan menerapkannya. Apabila diinginkan lebih banyak lagi arah berkas, maka dengan konsep yang sama saat merancang Butler matriks 4x4, Butler matriks dengan banyak arah dapat dikembangkan. Banyaknya arah yang dihasilkan tergantung dari banyaknya terminal masukan yang dirancang.

Apabila Butler matriks akan diaplikasikan pada radar 3D maka radar tersebut dapat berfungsi sebagai *scanning* vertikal. Biasanya, area cakupan vertikal dari radar pengawasan perairan adalah antara 70° - 90° , sedangkan area cakupan Butler matriks adalah 180° . Oleh karena itu, hanya dibutuhkan setengah dari area cakupan yang dihasilkan oleh Butler matriks. Semakin banyak arah berkas maka beda fasa yang dihasilkan semakin kecil, yang berarti akan menghasilkan arah dengan kerapatan derajat yang lebih sempit. Agar proses *scanning* dari suatu objek dapat dilakukan dengan derajat yang sempit - minimum 10° , dan dengan area cakupan vertikal 70° sampai dengan 90° , maka dibutuhkan sekitar 7 sampai 9 arah berkas.

1. Konsep Dasar Pencatu Butler Matriks 16x16

Seperti diketahui area cakupan maksimal dari jaringan Butler matriks adalah 180° dan area cakupan *scanning* vertikal yang diinginkan hanya sebesar 90° . Oleh karena wilayah cakupan *scanning* vertikal hanya setengah dari area cakupan Butler matriks, maka apabila 7-9 arah berkas yang dibutuhkan, maka Butler matriks yang dirancang adalah Butler matriks 16x16 yang menghasilkan 16 arah berkas dengan hanya 8 arah berkas yang diaktifkan.

Pada dasarnya dalam melakukan perancangan Butler matriks 16x16, metode perancangan Butler matriks 4x4 dapat diterapkan. Bila diinginkan jaringan Butler matriks 16x16 maka berarti terdapat 16 terminal pada sisi masukan dan 16 terminal lainnya sebagai keluaran. Koefisien transfer daya antara terminal masukan dari satu sisi ke terminal keluaran di sisi lainnya adalah $1/16$.

Jika daya dicatukan pada sembarang terminal masukan yang sesuai (*matched*) maka daya tersebut akan terbagi secara sama (*uniform*) di semua terminal keluaran tanpa *loss* namun distribusi fasa pada terminal keluarannya tertentu sesuai dengan pergeseran fasanya.

Sejumlah 16 beda fasa akan dihasilkan dari 16 terminal masukan, yang akan menghasilkan 16 arah berkas. Sesuai dengan persamaan (2.29) sampai dengan persamaan (2.31), jaringan Butler matriks 16x16 akan membutuhkan jumlah pengkopel hibrid sebanyak 32 buah, penggeser fasa sebanyak 24 buah dan *crossover* sebanyak 24 buah. Gambar 1 adalah skema jaringan Butler matriks 16x16.

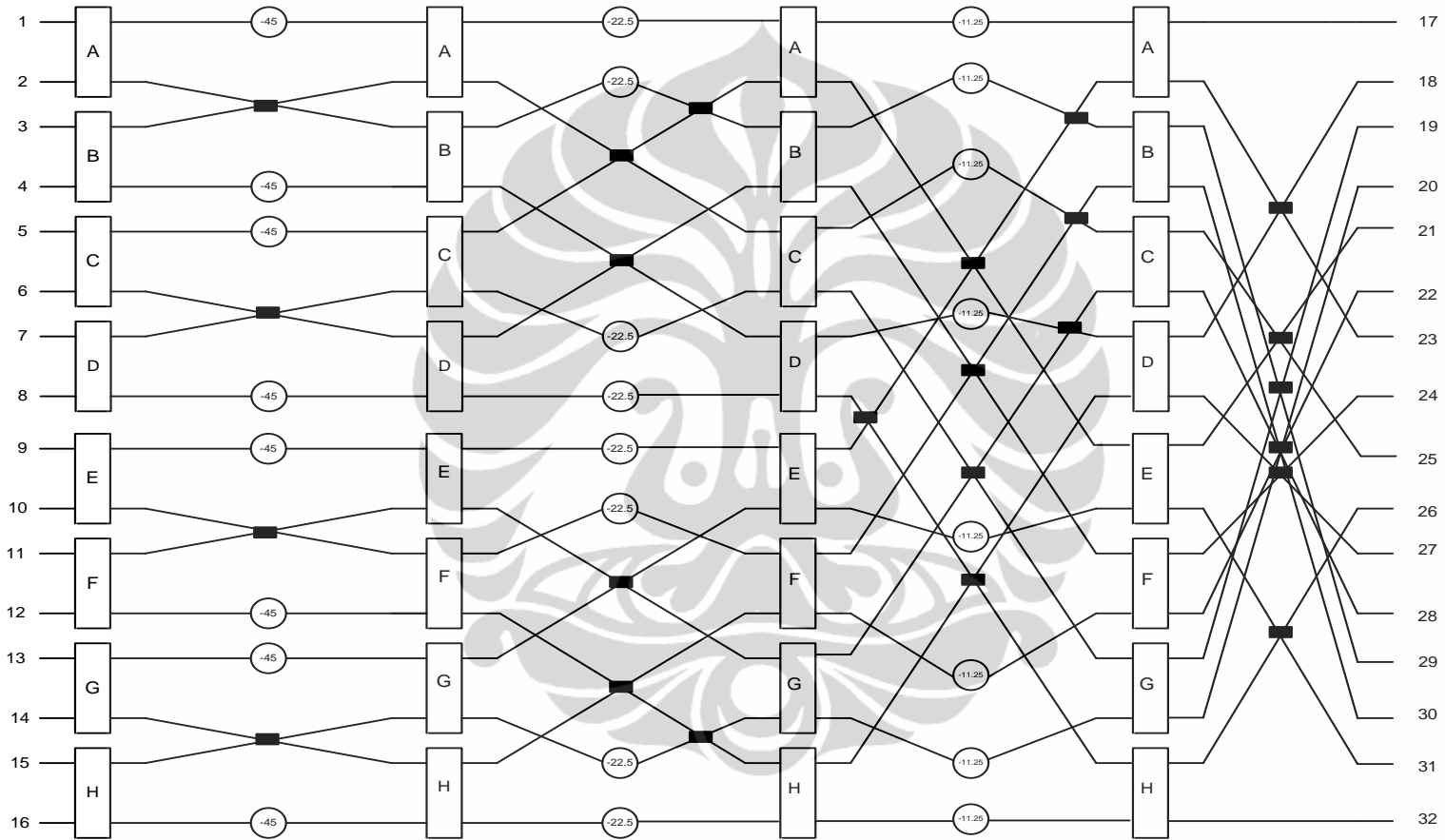
Berkas arah utama (θ) dapat dihitung berdasarkan persamaan (2.26). Apabila frekuensi resonansi yang diinginkan pada penelitian ini bekerja pada 9,4GHz, maka panjang gelombangnya sebesar 21mm persamaan (4.1), dan bila jarak antar elemen (d) yang efektif adalah sebesar $0,5\lambda$ maka arah berkas utamanya untuk $\beta = 11,25^\circ$ adalah :

$$\begin{aligned}\theta &= \sin^{-1}((0,021(11,25)/2 \times 180 \times \frac{1}{2} 0,021)) \\ &= \sin^{-1}((11,25)/180) \\ &= \sin^{-1}(0,0625) = 3,58^\circ \approx 3,6^\circ\end{aligned}$$

dengan cara yang sama beda fasa pada masing-masing terminal akan menghasilkan arah berkas (θ) seperti pada Tabel 1.

Tabel 1. Beda Fasa Dan Arah Berkas Pada Jaringan Butler Matriks 16x16

Port masuk	Port keluaran																$\beta(^{\circ})$	$\theta(^{\circ})$	Arah berkas
	17(^{\circ})	18(^{\circ})	19(^{\circ})	20(^{\circ})	21(^{\circ})	22(^{\circ})	23(^{\circ})	24(^{\circ})	25(^{\circ})	26(^{\circ})	27(^{\circ})	28(^{\circ})	29(^{\circ})	30(^{\circ})	31(^{\circ})	32(^{\circ})			
1	0	11.25	22.5	33.75	45	56.25	67.5	78.75	90	101.25	112.5	123.75	135	146.25	157.5	168.75	11.25	3.6	1L
2	0	33.75	67.5	101.25	135	168.75	202.5	236.25	270	303.75	337.5	11.25	45	78.75	112.5	146.25	33.75	10.8	2L
3	0	56.25	112.5	168.75	225	281.25	337.5	33.75	90	146.25	202.5	258.75	315	11.25	67.5	123.75	56.25	18.2	3L
4	0	78.75	157.5	236.25	315	33.75	112.5	191.25	270	348.75	67.5	146.25	225	303.75	22.5	101.25	78.75	24.9	4L
5	0	101.25	202.5	303.75	45	146.25	247.5	348.75	90	191.25	292.5	33.75	135	236.25	337.5	78.75	101.25	34.2	5L
6	0	123.75	247.5	11.25	135	258.75	22.5	146.25	270	33.75	157.5	281.25	45	168.75	292.5	56.25	123.75	43.4	6L
7	0	146.25	292.5	78.75	225	11.25	157.5	303.75	90	236.25	22.5	168.75	315	101.25	247.5	33.75	146.25	54.3	7L
8	0	168.75	337.5	146.25	315	123.75	292.5	101.25	270	78.75	247.5	56.25	225	33.75	202.5	11.25	168.75	69.6	8L
9	0	-168.75	-337.5	-146.25	-315	-123.75	-292.5	-101.25	-270	-78.75	-247.5	-56.25	-225	-33.75	-202.5	-11.25	-168.75	-69.6	8R
10	0	-146.25	-292.5	-78.75	-225	-11.25	-157.5	-303.75	-90	-236.25	-22.5	-168.75	-315	-101.25	-247.5	-33.75	-146.25	-54.3	7R
11	0	-123.75	-247.5	-11.25	-135	-258.75	-22.5	-146.25	-270	-33.75	-157.5	-281.25	-45	-168.75	-292.5	-56.25	-123.75	-43.4	6R
12	0	-101.25	-202.5	-303.75	-45	-146.25	-247.5	-348.75	-90	-191.25	-292.5	-33.75	-135	-236.25	-337.5	-78.75	-101.25	-34.2	5R
13	0	-78.75	-157.5	-236.25	-315	-33.75	-112.5	-191.25	-270	-348.75	-67.5	-146.25	-225	-303.75	-22.5	-101.25	-78.75	-24.9	4R
14	0	-56.25	-112.5	-168.75	-225	-281.25	-337.5	-33.75	-90	-146.25	-202.5	-258.75	-315	-11.25	-67.5	-123.75	-56.25	-18.2	3R
15	0	-33.75	-67.5	-101.25	-135	-168.75	-202.5	-236.25	-270	-303.75	-337.5	-11.25	-45	-78.75	-112.5	-146.25	-33.75	-10.8	2R
16	0	-11.25	-22.5	-33.75	-45	-56.25	-67.5	-78.75	-90	-101.25	-112.5	-123.75	-135	-146.25	-157.5	-168.75	-11.25	-3.6	1R



Keterangan : : crossover # : penggeser fasa A : pengkopel hibrid 3 dB

Gambar 1. Rancangan Butler Matriks 16x16

2. Analisis Rancangan Pencatu Butler Matriks 16x16

Seperti yang telah diuraikan sebelumnya, apabila suatu radar ingin dikembangkan menjadi radar 3D maka salah satunya dapat digunakan Butler matriks untuk mendapatkan banyak arah berkas secara diskrit untuk bisa melakukan fungsi *scanning* vertikal.

Area cakupan *scanning* vertikal dari radar pengawas perairan adalah hanya 70° - 90°. Dengan mempertimbangkan derajat *scanning* yang sempit - minimum 10°, telah dibuat suatu rancangan Butler matriks yang memenuhi persyaratan tersebut yaitu Butler matriks 16x16 seperti terlihat pada Gambar 1.

Dengan konfigurasi 16x16, akan dihasilkan lebar berkas yang semakin kecil (sempit) namun di lain pihak jaringan pencatu Butler matriksnya semakin rumit.

Bila salah satu terminal masukan pada jaringan Butler matriks 16x16 dieksitasi oleh sinyal *Radio Frequency* (RF) maka semua terminal keluaran akan tereksitasi secara sama tetapi dengan fasa yang dihasilkan merupakan hasil progresif diantara pencatu elemen. Dengan kondisi demikian area cakupan berkas (*beam*) yang dihasilkan pada Butler matriks 16x16 dapat dihitung berdasarkan persamaan (2.28) yaitu sebesar :

$$\theta_{coveragr} = 2 \arcsin \frac{(16-1)\lambda}{2 \times 16 \times 1 / 2\lambda} = 139^\circ$$

Pengertian cakupan berkas adalah cakupan antara pusat arah berkas paling kiri sampai dengan pusat arah berkas paling kanan. Oleh karena kebutuhan area *scanning* vertikal hanya 70°-90°, maka terminal yang diaktifkan hanya setengah dari terminal yang ada, yang menghasilkan arah berkas yang dimaksud.

Berdasarkan Tabel 1. maka terminal yang dapat diaktifkan adalah terminal 1 sampai dengan terminal 8, dengan arah berkas mengarah pada 3,6°, 10,8°, 18,2°, 24,9°, 34,2°, 43,4°, 53,4°, dan 69,6°. Dengan kondisi tersebut area *scanning*nya hampir 70°. Hal tersebut cukup memenuhi persyaratan area cakupan *scanning* vertikal.

Seperti diketahui, jaringan Butler matriks 16×16 akan membutuhkan jumlah pengkopel hibrid sebanyak 32 buah, penggeser fasa sebanyak 24 buah dan *crossover* sebanyak 24 buah. Bila diterapkan pengkopel hibrid 3dB non linier dan *crossover* non linier, secara dimensi akan sangat mengurangi ukuran, karena satu buah pengkopel hibrid dapat mereduksi sekitar 27,8% (persamaan 3.24). Namun, secara konfigurasi memang masih rumit sehingga proses fabrikasinya juga semakin sulit.



DAFTAR REFERENSI

- [1] W-D, Wirth. *Radar Techniques Using Array Antennas*. IEE, 2001.
- [2] Pozar, D.M. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2nd ed., New York, 1998.
- [3] Shamsinejad S., M.Soleimani, and N.Komjani, "Novel Enhanced and Miniaturized 90° Coupler for 3G EH Mixers", *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol.3, pp 43-50, 2008
- [4] Sun, K.O., S.J. Ho., C.C.Yen and D.V.D. Weide, "A Compact Branch Line Coupler Using Discontinuous Microstrip Lines", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol. 15, No. 8, August, 2005.
- [5] Liao, S.S., P.T.Sun, N.C.Chin, and J.T.Peng, "A Novel Compact Size Branch Line Coupler", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol. 15, No. 9, September, 2005.
- [6] Cho, Jeong Hoon, Hee Y.Hwang and Sang Won Yun, "A Design of Wideband 3 dB Coupler with N Section Microstrip Tandem Structure", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No.2, February, 2005.
- [7] Denidni, Tayeb A., and Taro Eric Libar, "Wideband Four Port Butler Matrix for Switched Multibeam Antenna Array", the 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, 2003
- [8] He J., et al, "Wideband X Band Microstrip Butler Matrix", *Progress in Electromagnetic Research, PIER* 74, pp 131-140, 2007.
- [9] Wu, W., BZ Wang, S.Sun, "Pattern Reconfigurable Microstrip Patch Antenna", *Journal of Electromagnetic Waves and Appl.*, Vol 19, No. 1, pp 107 – 113, 2005
- [10] R.L. Li and V.F. Fusco, "Beam Steered Reactively Loaded Printed Microstrip Loop Antennas", *IEE Proceeding Microwave, Antennas and Propagation*, Vol. 149, No.3, pp 169 – 172, June, 2002
- [11] OSD/DARPA, "Assesment of UltraWide Band (UWB) Technology", UltraWide Band Review Panel, Arlington, VA: DARPA, 1990
- [12] Hansen R.C, "Phase Array Antennas". John Wiley&Son, Canada, 1998
- [13] Chow, P.E.K., D.E.N. Davies, "Wide bandwidth Butler Matrix Network", *Electronic Letters*, Vol. 3 No.6, June, 1967
- [14] Shelton. J. Paul, "Multibeam Planar Arrays", *Proceeding of the IEEE*, Vol. 56, No. 11, Nov. 1968
- [15] M. Traii, et al, "Novel UWB Multilayer Butler Matrix", *Antennas and Propagation Society Symposium, APSURSI*, 2010.
- [16] Mourad Nedil, Tayeb A Denidni, and Larbi Talbi, "Novel Butler Matrix using CPW Multilayer Technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 1, January, 2006
- [17] M. Bona, L. Manholm and B. Svensson, "Low loss Compact Butler Matrix for a Microstrip Antenna", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 9, September 2002

- [18] Denidni, TA, Talbi, L., "Design and Implementation of a New Butler Matrix Using Slot Line Technology", **Radio and Wireless Symposium, IEEE** publication, pp 163-166, 2006
- [19] Koubesissi M., C. Decroze, et al, "Switched beam antenna based on novel design of Butler Matrix with broadside beam", *Electronics Letters* 29th, Vol. 41 No. 20, pp 1097 -1098, September, 2005
- [20] Barba, Mariano, et al, "A Switchable Multiple Beam Antenna for GSM-UMTS Base Station in Planar Technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, November, 2006
- [21] WR Li, CY Chu, et al, " Switched Beam Antenna Based on Modified Butler Matrix with low Side Lobe Level", *Electronics Letters* 4th, Vol. 40 No. 5, March, 2004
- [22] Collado, Carlos., Alfred Grau, and Franco De Flaviss, "Dual band Butler Matrix for WLAN System", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digital*, pp 2247-2250, 2005
- [23] Wincza K., S. Gruszczynski, and K. Sachse, "Integrated four beam dual beam antenna array fed by broadband Butler Matrix", *Electronic Letters* 4th, Vol.43, No.1, January, 2007
- [24] Denidni, Tayeb A., and Taro Eric Libar, "Wideband Four Port Butler Matrix for Switched Multibeam Antenna Array", the 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings , 2003
- [25] Zuraidah Ibrahim Siti, Marek E. Bialkowski, "Wideband Butler matrices in Microstrip-Slot Technology", *Microwave conference, APMC 2009*, pp. 2104-2107, 2009.
- [26] Wincza K., Slawomir Gruszczynski, "A Broadband 4x4 Butler Matrix for Modern Day Antenna", *Proceeding 35th European Microwave Conf.*, Paris, France, pp 1331-1334, October, 2005
- [27] Gruszczynski, Slawomir. Krzysztof Wincza and Krzysztof Sachse, "Reduced Side Lobe Four Beam N Element Antenna Arrays Fed by 4x4 N Butler Matrices", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, 2006
- [28] Jean Sebastien and Gilles Y. Delisle, "Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization", *ETRI Journal*, Vol. 27 No. 6, December, 2005
- [29] Kaifas, Theodoros N., and John N. Sahalos, "On Design of Single Layer Wideband Butler Matrix for Switched-Beam UMTS System Applications", *IEEE Antenna & Propagation Magazine*, Vol. 48, No. 6, December, 2005
- [30] Hiranandani, Manish A., and A.A Kishk, "Widening Butler Matrix bandwidth within the X Band," *Antenna and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol 4A, pp 321-324, 2005
- [31] Hall P.S., Vetterlein S.J., "Advance in Micro Strip Multiple Beam Arrays", **Antennas and Propagation, ICAP 91. Seventh International Conference on (IEE)**, Vol.1, pp129-132, 1991
- [32] Fu K.K., A.K.Y. Lai., "FDTD Optimization of Beam Forming Network for Multibeam Antenna", *Antennas and Propagation Society International Symposium IEEE*, Vol. 4, pp 2028 - 2031, June, 1998

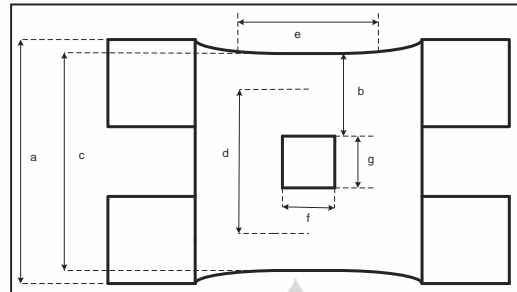
- [33] Ueno, Motoharu. , “A Systematic Design Formulation for Butler Matrix Applied FFT Algorithm”, IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. AP-29, No.3, May 1981
- [34] Yamamoto Schinichi, Jiro Hirokawa and Makoto Ando.,”A Beam Switching Slot Array with a 4-Way Butler Matrix Installed in a Single Layer Post Wall Waveguide”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE Vol. 1, 2002, 138 - 141
- [35] Nedil, Morad., Tayeb A Denidni.,”Design of a New Millimeter wave Bulter Matrix”, Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE Vol, July 2006, 841 – 844
- [36] Baggen L., M.Bottcher, M.Eube,”3D Butler Matrix Topologies for Phased Arrays”, **Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2007. International Conference on**, September 2007, 531-534
- [37] Gruszczynski Slawomir, Krzysztof Wincza and Krzysztof Sachse,” Reduced Side Lobe Four Beam N- Element Antenna Arrays Fed by 4 x N Butler Matrices”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 5, 2006, 536-1225
- [38] Chang, Dau Chyrh., Shin Huei Jou, “The Study of Butler Matrix BFN for Four Beams Antenna System” Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, Vol. 4, June 2003,176 - 179
- [39] Dufort, E.C., “Optimum low Sidelobe High Crossover Multibeam Antennas”, IEEE Transaction. Antenna Propagation, Vol AP-33, No.9, September 1985, 946-954
- [40] SJ Foti and T Machnamara,” Design of wideband Butler Matrices using Schiffman Lines”,Multibeam antenna and Beamformers,IEE Colloquium, Vol. 5,1989,1-8
- [41] Grau, A., Jordi Romeu, Franco De Flaviis, “On Diversity Gain Using a Butler Matrix in Fading MIMO Environment”, Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetic, 2005. IEEE/ACES International Conference on Volume, April 2005, 478 – 481
- [42] Grau, A., Jordi Romeu, Franco De Flaviis,” On the MIMO capacity Using a Butler Matrix with Circular Arrays in Fading Indoor Environment”, **Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE**,Vol. 2A, July 2005, 297- 300
- [43] B. Mayer and R. Knochel, “Branchline-couplers with Improved Design Flexibility and Broadbandwidth”, MicrowaveSymposiumDigest, IEEE MTT-S International, May 1990
- [44] Zhenghe Feng., Yu Yang, “Multibeam Plane Array Using Modified Butler Matrix Circuit”, Microwave Conference, Asia Pacific, Vol. 1, 1999, 103 – 106
- [45] U-Yen Kongpop, Minsik Ahn,et al,”Effects of Microwaves Switch Isolation on a Butler Matrix Beam forming Network in Smart Antenna Systems”, Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE, September 2004, 67 – 70
- [46] Nhi T. Pham, Grey An Lee, Franco De Flaviis,” Microstrip Antenna Array With Beamforming Network for WLAN Application”, Department Of Electrical Engineering and Computer Science, Univ of California, USA

- [47] Ahmed Ali Mohamed Ali, Nelson J. G. Fonseca, Fabio Coccetti, and Hervé Aubert “Design and Implementation of Two-Layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band Applications”, European Conference on Antennas and Propagation, 23-27 March 2009, 241-243.
- [48] Collin, R.E. *Foundation for Microwave Engineering*, 2-nd Edition, Mc Graw Hill International Edition. 1992
- [49] Garg, R., P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipibon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA, 2001
- [50] Balanis C.A. *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc, Canada, 1997
- [51] Saniati R, A., “*CAD of Microstrip Antenna for Wireless Application*”, Artech House, Boston, 1996
- [52] Klopfenstein, R.W., A Transmission Line of Improved Design, Proceedings of the I.R.E, 1956, 31-35
- [53] Hendjani, Nastaran, et al, “Design, Simulation, and Fabrication of Tapered Microstrip Filters by Applying the Method of Small Reflections”, International Symposium on Telecommunication, IST 2008, Taheran, 27-28 August 2008, 133-137
- [54] Dastkhosh, A.R., et al, “A Novel Ultra-wide Stopband Tapered Microstrip Filter using an Adaptive Genetic Algorithm”, Antennas and Propagation Society International Symposium 2007, Honolulu, 9-15 June 2007, 1577-1580
- [55] Stutzman W.L and Gary A. Thiele. *Antenna Theory and Design 2nd edition*. John Wiley and Sons, USA, 1998
- [56] Y.K. Ningsih, F.Y. Zulkifli, E.T. Rahardjo, A.A. Lestari, “Karakterisasi Penggunaan Garis Kurva pada Lengan seri Hybrid Coupler 3 dB Microstrip Pita Lebar” Seminar Radar Nasional, Bandung, 2009.
- [57] Y.K. Ningsih, E.T. Rahardjo, M. Asvial “Novel Design Wideband 3 dB Microstrip Hybrid Coupler Using Curve Line at the Series Arm”, Proceeding of the International Conference on Electromagnetic Near Field Characterization and Imaging, Taipei, 2009
- [58] Y.K. Ningsih, F.Y. Zulkifli, M. Asvial, E.T. Rahardjo, A.A. Lestari, “Crossover Mikrostrip Pita Lebar Menggunakan Impedansi Bertahap” Seminar Radar Nasional, Bandung, 2009
- [59] Y.K. Ningsih, F.Y. Zulkifli, M. Asvial, E.T. Rahardjo, A.A. Lestari, “Perancangan Crossover Mikrostrip Pita Lebar” Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi, Vol.10, No.3, Oktober 2010, 272-400
- [60] Frank Kolak and Channabasappa Eswarappa, “A low profile 77 GHz Three beam Antenna for Automotive Radar”, Microwave Symposium Digest, IEEE, MTT-S International, Vol. 2, 2001, 1107-1110.
- [61] Kamarudin, M.R, P.S. Hall, 2009, “Switched Beam Antenna Array with Parasitic Elements”, Progress In Electromagnetic Research B, Vol.13, 187-201.
- [62] Kuga, et al., “A Flat Four Beam Switched Array Antenna”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol.44, No. 9, September 1996, 1227-1230

- [63] Y.K. Ningsih, E.T. Rahardjo, M.Asrial “Novel Design Wideband Switched Beam Antenna Array Using Modified 3 dB Hybrid Coupler”, Proceeding the 11th International Conference on QIR (Quality in Research), August 2009, 67-71.
- [64] Y.K. Ningsih, E.T. Rahardjo, M.Asrial “Switched Beam Array Antenna using non linear arm 3 dB hybrid coupler” Journal of Telecommunication, Vol. 4, Issue 2, September 2010, pp 7-13.



Karakterisasi Pengkopel Hibrid 3db



Tabel A.1 Proses Karakterisasi Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier

a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	e (mm)	f (mm)	g (mm)	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	unbalance (dB)	φ13 (deg)	φ14 (deg)	β (deg)	phase error (deg)	VSWR	BW 1:1.5 (GHz)	BW1:2 (GHz)
13	4.5	12.5	8	8	3.5	3	-26.7	-15.4	-3.7	-3.4	0.5	166.7	81	85.7	3.8	0.8	8.4-10.8	
13.5	4.5	12.5	8.5	8	3.5	3	-24.8	-17.4	-3.4	-3.4	0.5	164.9	78.2	86.7	3	1.1	8.5-10.1	
14	4.5	12.5	9	8	3.5	3	-21.1	-19.6	-3.5	-3.4	0.5	162.7	75.4	87.3	2.7	1.5	-	
14.5	4.5	12.5	9.5	8	3.5	3	-18.8	-21.8	-3.4	-3.5	0.45	160	72.2	87.8	2.2	2.2		
15	4.5	12.5	10	8	3.5	3	-16	-23.9	-3.6	-3.3	0.45	157.2	69.5	87.7	2.3	2.8		
13	4.25	12.5	8	8	3	3	-30.77	-15.13	-3.8	-3.3	0.55	165.8	80.3	85.5	4.5	0.5	8.3-10.6	
13.5	4.25	12.5	8.5	8	3	3	-26.51	-16.95	-3.6	-3.3	0.45	163.9	77.3	86.6	3.4	0.8	8.5-10	
14	4.25	12.5	9	8	3	3	-21.6	-18.85	-3.6	-3.3	0.45	161.8	75.5	86.3	2.7	1.4	8.8-9.5	
14.5	4.25	12.5	9.5	8	3	3	-18.37	-20.57	-3.6	-3.3	0.45	159	71.3	87.7	2.3	2.1		
15	4.25	12.5	10	8	3	3	-16.18	-21.92	-3.7	-3.2	0.45	156.3	68.5	87.8	2.2	2.7		
13	4.75	12.5	8	8	3	3	-24.26	-15.69	-3.7	-3.5	0.6	167.6	81.8	85.8	4.2	1	8.5-10.9	
13.5	4.75	12.5	8.5	8	3	3	-23.16	-17.83	-3.5	-3.5	0.5	165.7	78.9	86.8	3.2	1.2	8.7-10.1	
14	4.75	12.5	9	8	3	3	-20.41	-20.26	-3.5	-3.5	0.5	163.5	76.1	87.4	2.6	1.7		
14.5	4.75	12.5	9.5	8	3	3	-17.9	-23	-3.5	-3.5	0.5	160.7	73	87.7	2.3	2.2		
15	4.75	12.5	10	8	3	3	-15.9	-25.9	-3.6	-3.4	0.5	158	70.3	87.7	2.3	2.8		
13	4.5	13	8	8	4	3	-24.48	-13.36	-3.4	-3.7	0.55	164.1	79.5	84.6	5.4	1	8-11	7.8-11
13.5	4.5	13	8.5	8	4	3	-32.43	-15.17	-3.3	-3.6	0.45	162.5	76.1	86.4	3.6	0.4	8.1-10.4	7.9-10.7
14	4.5	13	9	8	4	3	-26.59	-16.84	-3.3	-3.6	0.45	160.6	73.4	87.2	2.8	0.8	8.3-9.9	8-10.2
14.5	4.5	13	9.5	8	4	3	-21.73	-18.54	-3.3	-3.5	0.4	158.3	70.4	87.9	2.1	1.43	8.5-9.4	8.2-9.8
15	4.5	13	10	8	4	3	-20.26	-18.5	-3.4	-3.4	0.4	155.5	67.1	88.4	1.6	2		8.5-9.4
13	4.25	13	8	8	3	3	-26.16	-13.15	-3.6	-3.5	0.55	163	78.6	84.4	5.4	0.9	7.9-10.7	
13.5	4.25	13	8.5	8	3	3	-43.57	-14.82	-3.5	-3.4	0.45	161.4	75.2	86.2	3.8	0.1	8-10.2	
14	4.25	13	9	8	3	3	-26.87	-16.29	-3.4	-3.4	0.4	159.5	72.2	87.3	2.7	0.8	8.3-9.7	
14.5	4.25	13	9.5	8	3	3	-21.58	-17.74	-3.4	-3.4	0.4	157.3	69.3	88	2	1.5	8.56-9.4	
15	4.25	13	10	8	3	3	-18.31	-19.02	-3.5	-3.4	0.45	154.6	65.9	88.7	1.3	2.1		
13	4.75	13	8	8	3.5	3	-22.88	-13.55	-3.4	-3.8	0.6	165.1	80.3	84.8	5.2	1.2	8.1-11.1	
13.5	4.75	13	8.5	8	3.5	3	-27.74	-15.5	-3.3	-3.7	0.5	163.5	77	86.5	3.5	0.7	8-10.5	
14	4.75	13	9	8	3.5	3	-25.22	-17.3	-3.2	-3.7	0.45	161.5	74.2	87.3	2.7	0.9	8.4-9.9	
14.5	4.75	13	9.5	8	3.5	3	-21.41	-19.25	-3.2	-3.6	0.4	159.2	71.3	87.9	2.1	1.5	8.6-9.4	

Tabel A.2. 5 Terbaik Dimensi & Karakteristik Pengkopel Hibrid 3dB Non Linier

a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	e (mm)	f (mm)	g (mm)	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	unbalance (dB)	φ13 (deg)	φ14 (deg)	β (deg)	phase error (deg)	VSWR	BW 1:1.5 (GHz)	BW1:2 (GHz)
14	4.5	12.5	9	8	3.5	3	-21.1	-19.6	-3.5	-3.4	0.5	162.7	75.4	87.3	2.7	1.5	-	8.4-9.9
14	4.25	12.5	9	8	3	3	-21.6	-18.85	-3.6	-3.3	0.45	161.8	75.5	86.3	3.7	1.4	8.8-9.5	8.4-9.9
14	4.75	12.5	9	8	3	3	-20.41	-20.26	-3.5	-3.5	0.5	163.5	76.1	87.4	2.6	1.7		8.6-9.6
14.5	4.5	13	9.5	8	4	3	-21.73	-18.54	-3.3	-3.5	0.4	158.3	70.4	87.9	2.1	1.43	8.5-9.4	8.2-9.8
14.5	4.75	13	9.5	8	3.5	3	-21.41	-19.25	-3.2	-3.6	0.4	159.2	71.3	87.9	2.1	1.5	8.6-9.4	8.3-9.8

Hasil Simulasi dan Pengukuran Fasa Rancangan Butler Matriks

Tabel 4.2.(a). Perbandingan Antara Hasil Simulasi dan Hasil Pengukuran Sudut Fasa Arah Berkas 1L Pada Jaringan Butler Matriks

Beam 1 L								
Frekuensi (GHz)	Hasil simulasi				Hasil ukur			
	S15(DEG)	S35(DEG)	S25(DEG)	S45(DEG)	S15(DEG)	S35(DEG)	S25(DEG)	S45(DEG)
8	168.3	-141.2	110.3	150.0	-93.8	-39.4	-138.5	-92.5
8.1	146.0	-164.6	85.8	124.6	-118.5	-69.8	-172.1	-130.9
8.2	123.9	172.1	61.3	99.0	-142.4	-98.4	154.3	-166.1
8.3	102.1	148.9	36.8	73.2	-164.7	-130.6	120.3	160.8
8.4	80.4	125.8	12.0	47.5	170.9	-162.6	86.7	130.0
8.5	59.1	102.7	-13.5	22.3	144.6	162.9	52.8	100.2
8.6	38.1	79.4	-39.9	-2.1	114.5	129.6	18.8	69.7
8.7	17.1	55.5	-67.0	-25.6	81.5	98.3	-15.2	39.1
8.8	-4.6	30.8	-94.3	-48.6	46.0	66.9	-50.9	5.6
8.9	-27.6	5.9	-121.1	-71.7	10.2	35.3	-91.0	-32.6
9	-52.1	-18.5	-147.1	-95.3	-23.7	6.5	-128.3	-69.4
9.1	-77.8	-41.9	-172.1	-120.0	-56.3	-22.6	-163.0	-105.1
9.2	-103.6	-63.8	163.7	-145.6	-89.3	-51.5	165.0	-137.3
9.3	-128.7	-84.3	140.3	-171.4	-120.3	-79.9	136.9	-167.0
9.4	-152.5	-104.4	117.5	163.4	-149.6	-107.6	112.5	167.0
9.5	-175.2	-124.9	95.1	139.4	179.8	-136.7	86.8	140.4
9.6	162.7	-146.5	73.1	116.8	149.6	-167.3	60.0	112.7
9.7	140.5	-169.0	51.7	95.3	117.5	158.7	29.0	81.1
9.8	118.1	167.7	30.7	74.1	85.6	125.9	-2.2	50.3
9.9	95.2	144.2	9.8	52.9	54.9	91.7	-33.3	20.5
10	71.8	120.6	-11.7	31.5	25.2	59.3	-64.0	-8.5

(lanjutan)

Tabel 4.2.(b). Perbandingan Antara Hasil Simulasi dan Hasil Pengukuran Sudut Fasa Arah Berkas 2R Pada Jaringan Butler Matriks

Beam 2R								
Frekuensi (GHz)	Hasil simulasi				Hasil ukur			
	S16(DEG)	S36(DEG)	S26(DEG)	S46(DEG)	S16(DEG)	S36(DEG)	S26(DEG)	S46(DEG)
8	109.6	-64.8	9.9	-140.1	-140.3	17.4	117.5	-27.8
8.1	85.1	-90.1	-17.5	-164.0	-174.9	-17.5	78.6	-62.7
8.2	60.3	-114.6	-44.2	172.3	151.7	-48.3	42.6	-96.5
8.3	35.4	-137.9	-69.9	148.6	117.7	-77.4	11.2	-129.7
8.4	10.1	-160.3	-94.5	125.0	84.2	-105.6	-17.4	-161.2
8.5	-15.7	177.5	-118.2	101.3	51.4	-132.9	-42.9	170.2
8.6	-42.2	155.1	-141.4	77.4	18.2	-160.5	-70.5	140.6
8.7	-69.0	132.7	-164.8	53.2	-16.7	169.8	-100.7	109.4
8.8	-95.7	110.6	171.5	29.0	-51.2	137.8	-135.2	75.3
8.9	-121.5	89.1	147.5	4.9	-88.0	109.1	-170.3	42.6
9	-146.1	67.8	123.9	-18.6	-122.2	84.8	157.6	13.6
9.1	-169.7	46.2	100.8	-41.4	-154.2	60.8	127.9	-14.4
9.2	167.5	24.2	78.3	-63.7	175.1	34.6	102.1	-41.1
9.3	144.8	1.9	56.6	-85.9	145.9	6.8	77.2	-67.7
9.4	122.0	-20.4	35.2	-108.2	118.9	-23.0	50.8	-96.5
9.5	99.0	-42.5	13.8	-131.1	89.8	-54.1	18.3	-130.3
9.6	76.3	-64.2	-8.5	-154.4	61.7	-84.5	-12.7	-162.4
9.7	54.4	-85.8	-31.9	-177.6	32.7	-115.2	-44.9	166.2
9.8	33.4	-108.0	-56.1	160.1	4.6	-144.1	-74.8	136.8
9.9	13.1	-131.3	-80.2	139.3	-23.6	-172.8	-104.6	108.4
10	-6.9	-155.1	-103.0	120.2	-51.7	160.1	-133.9	80.7

(lanjutan)

Tabel 4.2.(c). Perbandingan Antara Hasil Simulasi dan Hasil Pengukuran Sudut Fasa Arah Berkas 2L Pada Jaringan Butler Matriks

Beam 2L								
Frekuensi (GHz)	Hasil simulasi				Hasil ukur			
	S17(DEG)	S37(DEG)	S27(DEG)	S47(DEG)	S17(DEG)	S37(DEG)	S27(DEG)	S47(DEG)
8	-139.1	17.5	-64.5	114.8	-31.0	117.9	27.9	-134.1
8.1	-163.2	-9.9	-89.9	90.3	-67.1	77.3	-7.2	-169.5
8.2	172.8	-36.8	-114.4	65.5	-99.4	41.4	-38.8	154.8
8.3	148.9	-62.6	-137.8	40.6	-130.6	8.3	-68.9	118.6
8.4	125.1	-87.4	-160.2	15.4	-161.2	-20.6	-97.1	85.4
8.5	101.3	-111.1	177.6	-10.4	168.4	-46.8	-122.3	55.4
8.6	77.5	-134.4	155.2	-36.7	136.2	-74.2	-149.0	25.5
8.7	53.3	-157.9	132.7	-63.2	104.6	-104.3	-177.6	-7.0
8.8	28.9	178.1	110.5	-89.5	71.6	-136.8	150.1	-42.2
8.9	4.6	153.8	89.0	-114.9	38.9	-170.7	119.7	-82.0
9	-19.2	129.8	67.7	-139.3	10.8	157.5	94.2	-117.2
9.1	-42.4	106.4	46.2	-162.7	-15.9	127.3	70.6	-151.7
9.2	-65.0	83.9	24.3	174.5	-42.5	100.2	46.0	178.9
9.3	-87.2	62.2	2.1	151.6	-71.1	74.5	19.0	151.0
9.4	-109.5	40.9	-20.1	128.6	-100.0	48.1	-9.8	125.1
9.5	-132.1	19.4	-42.2	105.6	-132.7	16.2	-42.2	95.2
9.6	-155.1	-3.0	-64.1	83.1	-164.7	-15.7	-73.2	66.0
9.7	-178.0	-26.6	-86.0	61.3	163.5	-48.3	-105.2	35.3
9.8	160.0	-50.9	-108.5	40.3	134.9	-78.4	-134.3	6.1
9.9	139.6	-75.0	-132.0	19.8	107.2	-107.6	-162.5	-22.2
10	120.7	-97.5	-155.9	-0.5	79.7	-136.3	170.6	-48.8

(lanjutan)

Tabel 4.2.(d). Perbandingan Antara Hasil Simulasi dan Hasil Pengukuran Sudut Fasa Arah Berkas 1R Pada Jaringan Butler Matriks

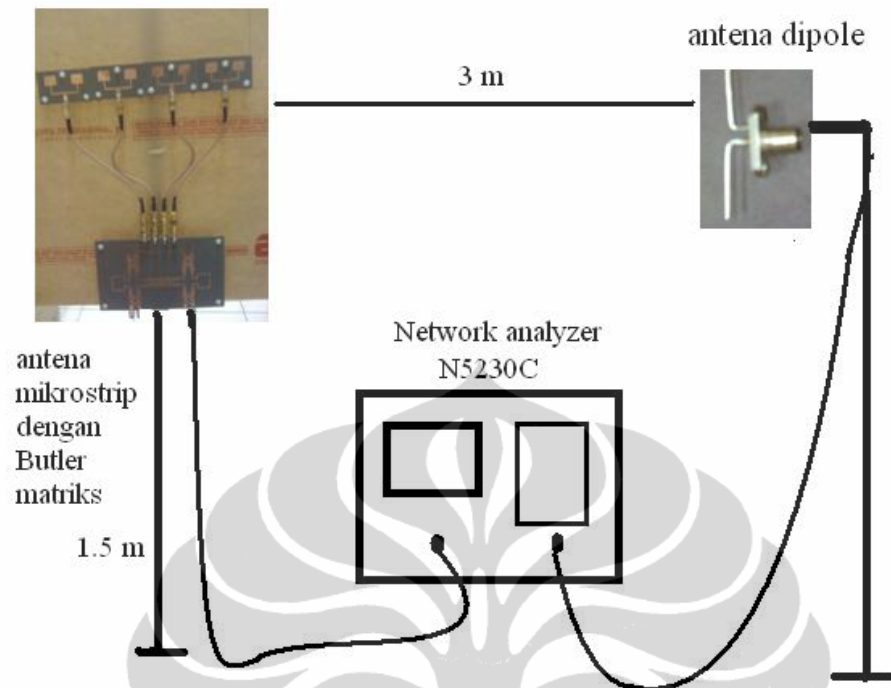
Beam 1R								
Frekuensi (GHz)	Hasil simulasi				Hasil ukur			
	S18(DEG)	S38(DEG)	S28(DEG)	S48(DEG)	S18(DEG)	S38(DEG)	S28(DEG)	S48(DEG)
8	149.9	115.6	-142.2	174.8	-99.8	-142.1	-26.3	-92.9
8.1	124.4	91.1	-165.3	152.7	-138.0	-176.9	-56.8	-118.2
8.2	98.8	66.5	171.7	130.8	-172.9	148.7	-88.7	-143.9
8.3	73.1	42.1	148.8	109.1	155.3	113.9	-122.9	-166.9
8.4	47.4	17.3	125.9	87.6	124.4	79.8	-156.3	166.3
8.5	22.2	-8.1	102.8	66.6	95.0	46.1	170.4	141.7
8.6	-2.1	-34.2	79.5	45.9	65.4	12.9	137.1	110.4
8.7	-25.5	-60.9	55.6	25.0	31.4	-20.9	104.8	79.8
8.8	-48.4	-87.7	31.1	3.1	-2.4	-56.6	74.0	44.7
8.9	-71.4	-114.2	6.4	-20.2	-40.5	-95.8	42.2	7.0
9	-95.1	-139.8	-17.7	-45.0	-74.3	-133.5	13.6	-29.1
9.1	-119.9	-164.7	-40.8	-70.8	-110.4	-168.7	-16.0	-63.4
9.2	-145.6	170.9	-62.4	-96.7	-142.4	160.2	-46.2	-96.1
9.3	-171.6	147.1	-83.0	-121.9	-172.1	132.7	-74.9	-127.1
9.4	163.1	124.1	-103.3	-145.8	160.5	108.1	-102.0	-155.2
9.5	139.1	101.6	-124.2	-168.8	132.0	82.4	-131.3	174.1
9.6	116.5	79.7	-146.1	168.7	103.1	54.6	-161.7	143.7
9.7	95.2	58.4	-169.0	146.3	73.4	22.8	164.0	109.9
9.8	74.3	37.6	167.4	123.7	43.6	-9.2	129.9	75.9
9.9	53.3	16.6	143.5	100.8	16.1	-42.0	95.7	43.5
10	31.9	-5.2	119.7	77.4	-12.0	-73.0	62.9	13.4

Langkah dalam melakukan pengukuran pola radiasi adalah sebagai berikut :

1. Antena mikrostrip yang akan diukur dihubungkan ke *Network Analyzer N5230C* melalui terminal 1.
2. Antena *dipole* juga dihubungkan ke *Network Analyzer N5230C* melalui terminal 2.
3. Jarak antena mikrostrip pemancar dan penerima ditentukan dengan menggunakan persamaan medan jauh (*far field*) antena yang diukur.
4. Ketinggian antena mikrostrip pemancar dan penerima ditentukan dengan perhitungan tinggi minimal *Fresnel Zone* antena yang diukur.
5. Sebelum dilakukan pengukuran pola radiasi terlebih dahulu dilakukan pengukuran karakteristik koefisien refleksi dan VSWR pada terminal 1 untuk antena 4 berkas (S_{11}) dan karakteristik koefisien refleksi dan karakteristik impedansi melalui terminal 2 untuk antena *dipole* (S_{22}).
6. Pada antena *dipole* dicari posisi terbaik dari co-polarisasi dengan memutar antena *dipole* dari 0° , $+45^\circ$, $+90^\circ$, -45° , -90° dan 0° .
7. Setelah masing-masing antena diukur karakteristiknya, selanjutnya dilakukan penyetingan *Network Analyzer N5230C* pada frekuensi yang diinginkan, dengan memberikan frekuensi *continuous wave* dan daya sebesar 10 dBm. Frekuensi yang dipilih adalah pada frekuensi 9,2GHz, 9,4GHz dan 9,5GHz. Pemilihan frekuensi tersebut berdasarkan karakteristik antena *dipole* yang dirancang, dimana koefisien refleksi terbaik pada frekuensi 9,45GHz, koefisien minimum -9,4dB ada pada 9,2GHz, dan frekuensi 9,4GHz adalah frekuensi yang diinginkan.
8. Selanjutnya untuk memperoleh pola radiasi, antena 4 berkas arah diputar dengan kenaikan 10° dari 0° hingga 360° pada keempat terminalnya.
9. Catat hasil pengukuran dan dinormalisir untuk mendapatkan *gain* antena.

Pengukuran antena dilakukan di Laboratorium Telekomunikasi Universitas Indonesia lantai 4 di ruang anti gema (*anechoic chamber*). Gambar proses pengukuran antena di laboratorium dapat dilihat pada Gambar di bawah ini.

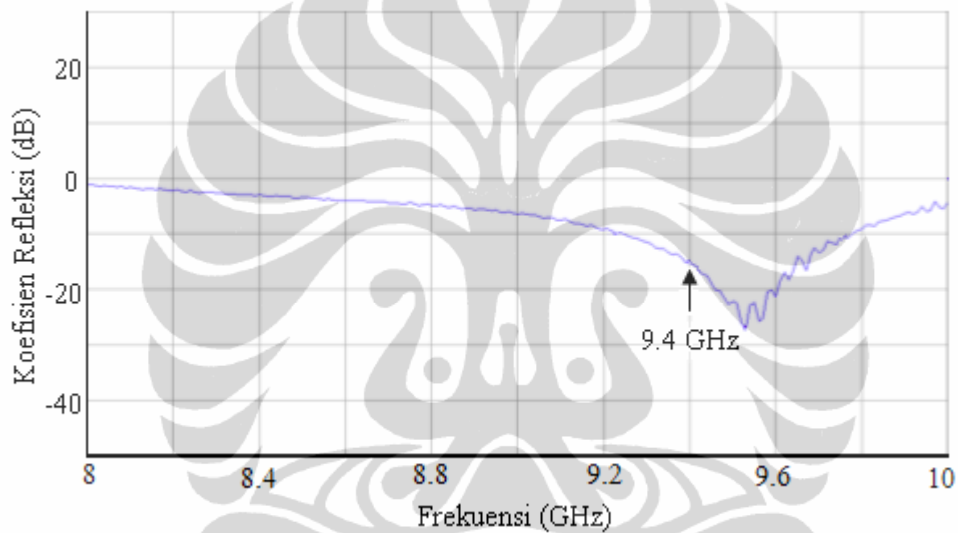
(lanjutan)



Gambar 1. Skema Sederhana Pengukuran Antena Mikrostrip

a. Koefisien Refleksi

Hasil pengukuran koefisien refleksi (S_{11}) pada antenna *dipole* dapat dilihat pada Gambar 1. Hasil pengukuran terlihat pada frekuensi 9,4GHz sebesar -15,17dB dan yang terbaik pada frekuensi 9,52GHz sebesar -26,54dB. Batas frekuensi yang memenuhi persyaratan koefisien refleksi -9,54dB ada pada frekuensi 9,2 GHz dan 9,8GHz.

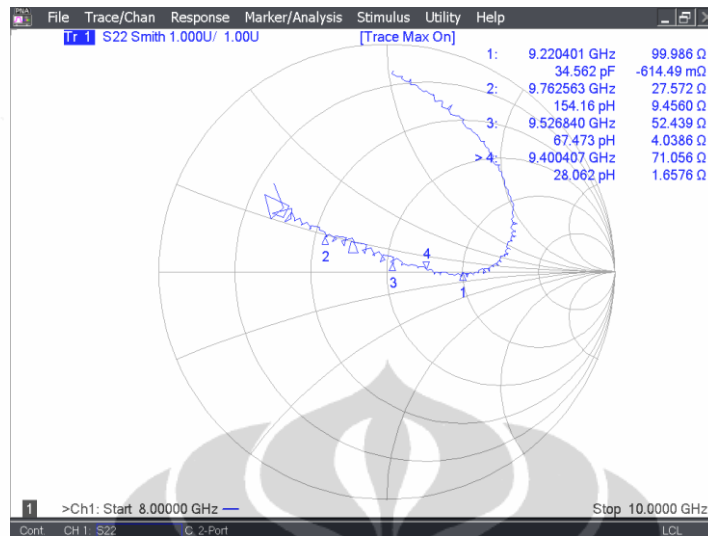


Gambar 1. Hasil Pengukuran Koefisien Refleksi Bila Terminal 1 Dieksitasi

b. Impedansi Masukan

Impedansi masukan dari suatu antenna dapat dilihat sebagai impedansi dari antenna tersebut pada terminalnya. Impedansi masukan, Z_m terdiri dari bagian real (R_{in}) dan imajiner (X_{in}). Daya real (R_{in}) menggambarkan banyaknya daya yang hilang melalui panas ataupun radiasi. Komponen imajiner (X_{in}) mewakili reaktansi dari antenna dan daya yang tersimpan pada medan dekat antenna. Kondisi *matching* pada antenna *dipole* harus dibuat sedemikian rupa sehingga mendekati $72 + j0 \Omega$. Pada Gambar 2 dapat dilihat impedansi masukan antenna pada frekuensi 9,4GHz bernilai $71,06\Omega$. Dengan kondisi demikian pada frekuensi 9,4GHz, kondisi antenna sudah *matching*.

(lanjutan)



Gambar 2. Hasil Pengukuran Impedansi Masukan Antena *Dipole* 9,4GHz

c. Pola Radiasi

Dalam melakukan pengukuran pola radiasi terlebih dahulu dilakukan pengukuran co-polarisasi untuk arah horisontal dan cross-polarisasi untuk arah vertikal. Dalam penelitian ini hanya dilakukan pengukuran co-polarisasi saja untuk pemutaran arah horisontal. Ada empat posisi yaitu 0° , $+45^\circ$, $+90^\circ$, -90° , -45° , 0° . Pengukuran daya dilakukan tiga kali, untuk mendapatkan posisi co-polarisasi antena *dipole* terbaik. Hasil ketiga pengukuran tersebut dapat dilihat pada Tabel 1, terlihat dari ketiga pengukuran tersebut nilai co-polarisasi terbaik pada posisi 0° . Posisi ini yang dipakai sebagai posisi antena *dipole* dalam pengukuran pola radiasi.

Tabel 1. Hasil Pengukuran Co-Polarisasi

Posisi <i>dipole</i>	Pengukuran 1	Pengukuran 2	Pengukuran 3
0°	-61,5dB	-62,3 dB	-61,9dB
$+45^\circ$	-71,7dB	-72,7dB	-71,5dB
$+90^\circ$	-64,2dB	-64,1dB	-64,3dB
-90°	-63,8dB	-63,7dB	-63,8dB
-45°	-73,4dB	-74,1dB	-73,6dB

Lampiran 5

Degree	9400,0 MHz			9200		
	E	E db	E normalize	E	E db	E normalize
0	5747	-57,47	-5,95	5283	-52,83	-3,45
10	5613	-56,13	-4,61	5269	-52,69	-3,31
20	5152	-51,52	0	4938	-49,38	0
30	5788	-57,88	-6,36	6061	-60,61	-11,23
40	6231	-62,31	-10,79	5727	-57,27	-7,89
50	6447	-64,47	-12,95	6058	-60,58	-11,2
60	6538	-65,38	-13,86	6142	-61,42	-12,04
70	6631	-66,31	-14,79	6554	-65,54	-16,16
80	6771	-67,71	-16,19	6908	-69,08	-19,7
90	6885	-68,85	-17,33	7112	-71,12	-21,74
100	6995	-69,95	-18,43	7213	-72,13	-22,75
110	7062	-70,62	-19,1	6883	-68,83	-19,45
120	7197	-71,97	-20,45	6919	-69,19	-19,81
130	7289	-72,89	-21,37	7107	-71,07	-21,69
140	7443	-74,43	-22,91	7284	-72,84	-23,46
150	7995	-79,95	-28,43	7795	-77,95	-28,57
160	9045	-90,45	-38,93	7383	-73,83	-24,45
170	7338	-73,38	-21,86	7821	-78,21	-28,83
180	6978	-69,78	-18,26	7061	-70,61	-21,23
190	7565	-75,65	-24,13	7872	-78,72	-29,34
200	7341	-73,41	-21,89	7544	-75,44	-26,06
210	7643	-76,43	-24,91	7082	-70,82	-21,44
220	6937	-69,37	-17,85	7675	-76,75	-27,37
230	6428	-64,28	-12,76	6607	-66,07	-16,69
240	6528	-65,28	-13,76	6463	-64,63	-15,25
250	7938	-79,38	-27,86	7712	-77,12	-27,74
260	7015	-70,15	-18,63	7957	-79,57	-30,19
270	6423	-64,23	-12,71	7459	-74,59	-25,21
280	6380	-63,8	-12,28	6659	-66,59	-17,21
290	6258	-62,58	-11,06	6448	-64,48	-15,1
300	6217	-62,17	-10,65	6308	-63,08	-13,7
310	6148	-61,48	-9,96	5943	-59,43	-10,05
320	5955	-59,55	-8,03	5632	-56,32	-6,94
330	5847	-58,47	-6,95	5523	-55,23	-5,85
340	5818	-58,18	-6,66	5595	-55,95	-6,57
350	5888	-58,88	-7,36	5575	-55,75	-6,37
		-51,52			-49,38	

Lampiran 5

Degree	9400.0 MHz			9200		
	E	E db	E normalize	E	E db	E normalize
0	5747	-57.47	-5.95	5283	-52.83	-3.45
10	5613	-56.13	-4.61	5269	-52.69	-3.31
20	5152	-51.52	0	4938	-49.38	0
30	5788	-57.88	-6.36	6061	-60.61	-11.23
40	6231	-62.31	-10.79	5727	-57.27	-7.89
50	6447	-64.47	-12.95	6058	-60.58	-11.2
60	6538	-65.38	-13.86	6142	-61.42	-12.04
70	6631	-66.31	-14.79	6554	-65.54	-16.16
80	6771	-67.71	-16.19	6908	-69.08	-19.7
90	6885	-68.85	-17.33	7112	-71.12	-21.74
100	6995	-69.95	-18.43	7213	-72.13	-22.75
110	7062	-70.62	-19.1	6883	-68.83	-19.45
120	7197	-71.97	-20.45	6919	-69.19	-19.81
130	7289	-72.89	-21.37	7107	-71.07	-21.69
140	7443	-74.43	-22.91	7284	-72.84	-23.46
150	7995	-79.95	-28.43	7795	-77.95	-28.57
160	9045	-90.45	-38.93	7383	-73.83	-24.45
170	7338	-73.38	-21.86	7821	-78.21	-28.83
180	6978	-69.78	-18.26	7061	-70.61	-21.23
190	7565	-75.65	-24.13	7872	-78.72	-29.34
200	7341	-73.41	-21.89	7544	-75.44	-26.06
210	7643	-76.43	-24.91	7082	-70.82	-21.44
220	6937	-69.37	-17.85	7675	-76.75	-27.37
230	6428	-64.28	-12.76	6607	-66.07	-16.69
240	6528	-65.28	-13.76	6463	-64.63	-15.25
250	7938	-79.38	-27.86	7712	-77.12	-27.74
260	7015	-70.15	-18.63	7957	-79.57	-30.19
270	6423	-64.23	-12.71	7459	-74.59	-25.21
280	6380	-63.8	-12.28	6659	-66.59	-17.21
290	6258	-62.58	-11.06	6448	-64.48	-15.1
300	6217	-62.17	-10.65	6308	-63.08	-13.7
310	6148	-61.48	-9.96	5943	-59.43	-10.05
320	5955	-59.55	-8.03	5632	-56.32	-6.94
330	5847	-58.47	-6.95	5523	-55.23	-5.85
340	5818	-58.18	-6.66	5595	-55.95	-6.57
350	5888	-58.88	-7.36	5575	-55.75	-6.37
		-51.52			-49.38	

(lanjutan)

Lampiran 5			
Degree	9450		
	E	E db	E normalize
0	6518	-65,18	-11,94
10	6077	-60,77	-7,53
20	5324	-53,24	0
30	6279	-62,79	-9,55
40	6591	-65,91	-12,67
50	6672	-66,72	-13,48
60	6513	-65,13	-11,89
70	6983	-69,83	-16,59
80	6738	-67,38	-14,14
90	6885	-68,85	-15,61
100	7214	-72,14	-18,9
110	7104	-71,04	-17,8
120	7118	-71,18	-17,94
130	7148	-71,48	-18,24
140	7591	-75,91	-22,67
150	8275	-82,75	-29,51
160	8905	-89,05	-35,81
170	7205	-72,05	-18,81
180	6740	-67,4	-14,16
190	7150	-71,5	-18,26
200	7540	-75,4	-22,16
210	7329	-73,29	-20,05
220	7031	-70,31	-17,07
230	6756	-67,56	-14,32
240	8148	-81,48	-28,24
250	7203	-72,03	-18,79
260	7656	-76,56	-23,32
270	6590	-65,9	-12,66
280	5846	-58,46	-5,22
290	6086	-60,86	-7,62
300	6129	-61,29	-8,05
310	5903	-59,03	-5,79
320	5592	-55,92	-2,68
330	5926	-59,26	-6,02
340	5651	-56,51	-3,27
350	6234	-62,34	-9,1
		-53,24	

Lampiran 5

Degree	9400,0 MHz			9200		
	E	E db	E normalize	E	E db	E normalize
0	7735	-77.35	-20.81	7495	-74.95	-19.64
10	9173	-91.73	-35.19	6978	-69.78	-14.47
20	7386	-73.86	-17.32	6824	-68.24	-12.93
30	8174	-81.74	-25.2	7730	-77.3	-21.99
40	7388	-73.88	-17.34	7147	-71.47	-16.16
50	7344	-73.44	-16.9	7013	-70.13	-14.82
60	8056	-80.56	-24.02	7274	-72.74	-17.43
70	8027	-80.27	-23.73	7681	-76.81	-21.5
80	8704	-87.04	-30.5	9412	-94.12	-38.81
90	8457	-84.57	-28.03	7716	-77.16	-21.85
100	8578	-85.78	-29.24	7563	-75.63	-20.32
110	9322	-93.22	-36.68	9228	-92.28	-36.97
120	9521	-95.21	-38.67	8437	-84.37	-29.06
130	8938	-89.38	-32.84	8812	-88.12	-32.81
140	8284	-82.84	-26.3	8083	-80.83	-25.52
150	8487	-84.87	-28.33	8435	-84.35	-29.04
160	8005	-80.05	-23.51	8505	-85.05	-29.74
170	8823	-88.23	-31.69	8624	-86.24	-30.93
180	7218	-72.18	-15.64	7634	-76.34	-21.03
190	7677	-76.77	-20.23	7375	-73.75	-18.44
200	7732	-77.32	-20.78	7090	-70.9	-15.59
210	7457	-74.57	-18.03	6891	-68.91	-13.6
220	6766	-67.66	-11.12	6591	-65.91	-10.6
230	6501	-65.01	-8.47	6765	-67.65	-12.34
240	6291	-62.91	-6.37	6951	-69.51	-14.2
250	6355	-63.55	-7.01	6534	-65.34	-10.03
260	6188	-61.88	-5.34	6183	-61.83	-6.52
270	6142	-61.42	-4.88	6268	-62.68	-7.37
280	6007	-60.07	-3.53	6176	-61.76	-6.45
290	6054	-60.54	-4	5802	-58.02	-2.71
300	5810	-58.1	-1.56	5805	-58.05	-2.74
310	5654	-56.54	0	5531	-55.31	0
320	6378	-63.78	-7.24	5931	-59.31	-4
330	6581	-65.81	-9.27	6382	-63.82	-8.51
340	7186	-71.86	-15.32	6457	-64.57	-9.26
350	7087	-70.87	-14.33	6452	-64.52	-9.21
		-56.54			-55.31	

Lampiran 5 (lanjutan)

Degree	9450		
	E	E db	E normalize
0	8369	-83,69	-25,35
10	9254	-92,54	-34,2
20	8654	-86,54	-28,2
30	9267	-92,67	-34,33
40	9128	-91,28	-32,94
50	8963	-89,63	-31,29
60	9368	-93,68	-35,34
70	9113	-91,13	-32,79
80	9621	-96,21	-37,87
90	9451	-94,51	-36,17
100	10157	-101,57	-43,23
110	10371	-103,71	-45,37
120	9869	-98,69	-40,35
130	9675	-96,75	-38,41
140	9485	-94,85	-36,51
150	9835	-98,35	-40,01
160	9060	-90,6	-32,26
170	9857	-98,57	-40,23
180	7264	-72,64	-14,3
190	7108	-71,08	-12,74
200	6974	-69,74	-11,4
210	6681	-66,81	-8,47
220	6652	-66,52	-8,18
230	6544	-65,44	-7,1
240	6352	-63,52	-5,18
250	5897	-58,97	-0,63
260	5834	-58,34	0
270	6040	-60,4	-2,06
280	6071	-60,71	-2,37
290	5934	-59,34	-1
300	6321	-63,21	-4,87
310	6152	-61,52	-3,18
320	7657	-76,57	-18,23
330	6646	-66,46	-8,12
340	6986	-69,86	-11,52
350	7102	-71,02	-12,68
		-58,34	

Lampiran 5							
Degree	9400.0 MHz			9200 MHz			
	E	E db	E normalize	E	E db	E normalize	
0	6037	-60.37	-4.71	5944	-59.44	-4.94	
10	5973	-59.73	-4.07	5623	-56.23	-1.73	
20	6057	-60.57	-4.91	5561	-55.61	-1.11	
30	5787	-57.87	-2.21	5518	-55.18	-0.68	
40	5613	-56.13	-0.47	5567	-55.67	-1.17	
50	5566	-55.66	0	5476	-54.76	-0.26	
60	5613	-56.13	-0.47	5455	-54.55	-0.05	
70	6017	-60.17	-4.51	5450	-54.5	0	
80	6525	-65.25	-9.59	5575	-55.75	-1.25	
90	6806	-68.06	-12.4	5734	-57.34	-2.84	
100	7188	-71.88	-16.22	5988	-59.88	-5.38	
110	7133	-71.33	-15.67	6234	-62.34	-7.84	
120	6985	-69.85	-14.19	6389	-63.89	-9.39	
130	7094	-70.94	-15.28	6769	-67.69	-13.19	
140	7079	-70.79	-15.13	7005	-70.05	-15.55	
150	6985	-69.85	-14.19	7115	-71.15	-16.65	
160	6682	-66.82	-11.16	6796	-67.96	-13.46	
170	6727	-67.27	-11.61	7130	-71.3	-16.8	
180	6827	-68.27	-12.61	7286	-72.86	-18.36	
190	7234	-72.34	-16.68	7212	-72.12	-17.62	
200	7717	-77.17	-21.51	7103	-71.03	-16.53	
210	7981	-79.81	-24.15	6379	-63.79	-9.29	
220	7764	-77.64	-21.98	6417	-64.17	-9.67	
230	7538	-75.38	-19.72	6452	-64.52	-10.02	
240	6876	-68.76	-13.1	6348	-63.48	-8.98	
250	7035	-70.35	-14.69	7046	-70.46	-15.96	
260	8137	-81.37	-25.71	7045	-70.45	-15.95	
270	7806	-78.06	-22.4	6642	-66.42	-11.92	
280	6541	-65.41	-9.75	6388	-63.88	-9.38	
290	6232	-62.32	-6.66	6308	-63.08	-8.58	
300	6132	-61.32	-5.66	6298	-62.98	-8.48	
310	5988	-59.88	-4.22	6215	-62.15	-7.65	
320	5828	-58.28	-2.62	6189	-61.89	-7.39	
330	6038	-60.38	-4.72	5967	-59.67	-5.17	
340	5914	-59.14	-3.48	5878	-58.78	-4.28	
350	6248	-62.48	-6.82	5766	-57.66	-3.16	
		-55.66			-54.5		

Lampiran 5 (lanjutan)				
Degree	9450 MHz			
	E	E db	E normalize	
0	6420	-64.2	-6.89	
10	6021	-60.21	-2.9	
20	6812	-68.12	-10.81	
30	6479	-64.79	-7.48	
40	6332	-63.32	-6.01	
50	6290	-62.9	-5.59	
60	6473	-64.73	-7.42	
70	6581	-65.81	-8.5	
80	6728	-67.28	-9.97	
90	7067	-70.67	-13.36	
100	7171	-71.71	-14.4	
110	7589	-75.89	-18.58	
120	7712	-77.12	-19.81	
130	7377	-73.77	-16.46	
140	7425	-74.25	-16.94	
150	6815	-68.15	-10.84	
160	7037	-70.37	-13.06	
170	9178	-91.78	-34.47	
180	9788	-97.88	-40.57	
190	8277	-82.77	-25.46	
200	7528	-75.28	-17.97	
210	8146	-81.46	-24.15	
220	8375	-83.75	-26.44	
230	8434	-84.34	-27.03	
240	7831	-78.31	-21	
250	6831	-68.31	-11	
260	6905	-69.05	-11.74	
270	7218	-72.18	-14.87	
280	7337	-73.37	-16.06	
290	6817	-68.17	-10.86	
300	5833	-58.33	-1.02	
310	5818	-58.18	-0.87	
320	5731	-57.31	0	
330	6084	-60.84	-3.53	
340	5907	-59.07	-1.76	
350	6143	-61.43	-4.12	
		-57.31		

Lampiran 5

Degree	9400 MHz			9200 MHz		
	E	E db	E normalize	E	E db	E normalize
0	5689	-56,89	-4,92	5561	-55,61	-3,47
10	5838	-58,38	-6,41	5798	-57,98	-5,84
20	5727	-57,27	-5,3	5932	-59,32	-7,18
30	6196	-61,96	-9,99	6028	-60,28	-8,14
40	6281	-62,81	-10,84	6156	-61,56	-9,42
50	6268	-62,68	-10,71	6207	-62,07	-9,93
60	6403	-64,03	-12,06	6366	-63,66	-11,52
70	6987	-69,87	-17,9	7374	-73,74	-21,6
80	6955	-69,55	-17,58	6979	-69,79	-17,65
90	7637	-76,37	-24,4	6618	-66,18	-14,04
100	7956	-79,56	-27,59	6813	-68,13	-15,99
110	7532	-75,32	-23,35	7747	-77,47	-25,33
120	6766	-67,66	-15,69	7532	-75,32	-23,18
130	7677	-76,77	-24,8	7556	-75,56	-23,42
140	6812	-68,12	-16,15	7594	-75,94	-23,8
150	6886	-68,86	-16,89	7012	-70,12	-17,98
160	6712	-67,12	-15,15	7684	-76,84	-24,7
170	7985	-79,85	-27,88	8078	-80,78	-28,64
180	7184	-71,84	-19,87	8381	-83,81	-31,67
190	7112	-71,12	-19,15	8325	-83,25	-31,11
200	7195	-71,95	-19,98	7012	-70,12	-17,98
210	7265	-72,65	-20,68	6788	-67,88	-15,74
220	7532	-75,32	-23,35	6703	-67,03	-14,89
230	7823	-78,23	-26,26	7833	-78,33	-26,19
240	7175	-71,75	-19,78	7662	-76,62	-24,48
250	7409	-74,09	-22,12	7262	-72,62	-20,48
260	7475	-74,75	-22,78	7482	-74,82	-22,68
270	7637	-76,37	-24,4	6862	-68,62	-16,48
280	6698	-66,98	-15,01	6465	-64,65	-12,51
290	6462	-64,62	-12,65	6806	-68,06	-15,92
300	6398	-63,98	-12,01	6109	-61,09	-8,95
310	6244	-62,44	-10,47	6238	-62,38	-10,24
320	6089	-60,89	-8,92	5935	-59,35	-7,21
330	5749	-57,49	-5,52	5766	-57,66	-5,52
340	5249	-52,49	0	5214	-52,14	0
350	5666	-56,66	-4,69	5480	-54,8	-2,66
		-52,49			-52,14	

Lampiran 5 (lanjutan)

Degree	9450 MHz		
	E	E db	E normalize
0	6420	-64,2	-6,89
10	6021	-60,21	-2,9
20	6812	-68,12	-10,81
30	6479	-64,79	-7,48
40	6332	-63,32	-6,01
50	6290	-62,9	-5,59
60	6473	-64,73	-7,42
70	6581	-65,81	-8,5
80	6728	-67,28	-9,97
90	7067	-70,67	-13,36
100	7171	-71,71	-14,4
110	7589	-75,89	-18,58
120	7712	-77,12	-19,81
130	7377	-73,77	-16,46
140	7425	-74,25	-16,94
150	6815	-68,15	-10,84
160	7037	-70,37	-13,06
170	9178	-91,78	-34,47
180	9788	-97,88	-40,57
190	8277	-82,77	-25,46
200	7528	-75,28	-17,97
210	8146	-81,46	-24,15
220	8375	-83,75	-26,44
230	8434	-84,34	-27,03
240	7831	-78,31	-21
250	6831	-68,31	-11
260	6905	-69,05	-11,74
270	7218	-72,18	-14,87
280	7337	-73,37	-16,06
290	6817	-68,17	-10,86
300	5833	-58,33	-1,02
310	5818	-58,18	-0,87
320	5731	-57,31	0
330	6084	-60,84	-3,53
340	5907	-59,07	-1,76
350	6143	-61,43	-4,12
		-57,31	

