



UNIVERSITAS INDONESIA

**METODE EKSPANSI PENCUPLIKAN UNTUK
TRANSFORMASI MEDAN DEKAT KE MEDAN JAUH
DENGAN PEMINDAIAN SILINDRIS**

TESIS

**EVA YOVITA DWI UTAMI
0906577854**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM PASCASARJANA BIDANG ILMU TEKNIK
DEPOK
JANUARI 2012**



UNIVERSITAS INDONESIA

**METODE EKSPANSI PENCUPLIKAN UNTUK
TRANSFORMASI MEDAN DEKAT KE MEDAN JAUH
DENGAN PEMINDAIAN SILINDRIS**

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Magister Teknik

**EVA YOVITA DWI UTAMI
0906577854**

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

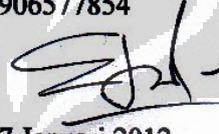
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Eva Yovita Dwi Utami

NPM : 0906577854

Tanda Tangan:



Tanggal : 17 Januari 2012

HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh :

Nama : Eva Yovita Dwi Utami
NPM : 0906577854
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Tesis : Metode Ekspansi Pencuplikan untuk Transformasi Medan Dekat ke Medan Jauh dengan Pemindaian Silindris

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

DEWAN PENGUJI

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

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

Penguji : Dr. Fitri Yuli Zulkifli, ST., M.Sc. ()

Penguji : Basari, ST., MEng., Ph.D ()

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 17 Januari 2012

UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terima kasih kepada :

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

selaku dosen pembimbing yang telah bersedia meluangkan waktu untuk memberi pengarahan, diskusi, bimbingan, dan memberikan tempat untuk eksperimen serta menyetujui sebagai bagian dari penelitian pada *Antenna and Microwave Research Group* (AMRG) sehingga Tesis ini dapat diselesaikan dengan baik.

Depok, 17 Januari 2012

Penulis,

Eva Yovita Dwi Utami

NPM: 0906577854

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

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

Nama : Eva Yovita Dwi Utami
NPM : 0906577854
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Tesis

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

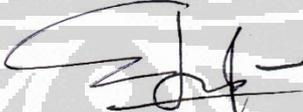
Metode Ekspansi Pencuplikan untuk Transformasi Medan Dekat ke Medan Jauh dengan Pemindaian Silindris

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 : 17 Januari 2012

Yang menyatakan


(Eva Yovita Dwi Utami)

ABSTRAK

Nama : Eva Yovita Dwi Utami
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Metode Ekspansi Pencuplikan untuk Transformasi Medan Dekat ke Medan Jauh dengan Pemindaian Silindris
Pembimbing : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc.

Pengukuran antena dengan metode medan dekat dikembangkan untuk mengatasi permasalahan pada pengukuran medan jauh, dengan cara melakukan pengukuran pada jangkauan medan dekat radiasi lalu mentransformasikan data terukur menjadi pola radiasi medan jauh. Secara umum, penekanan berpusat pada teknik berbasis teori-teori ekspansi yang mengekspresikan medan dekat sebagai penjumlahan mode-mode yang dapat berupa planar, silindris atau sferis. Transformasi medan dekat ke medan jauh pemindai silindris menggunakan ekspansi mode silindris yang komputasinya memanfaatkan algoritma *Fast Fourier Transform* dan fungsi Hankel. Transformasi menggunakan ekspansi pencuplikan merupakan transformasi yang diturunkan dari ekspansi mode silindris untuk mengurangi jumlah cuplikan dengan cara memperlebar spasi cuplikan pada sumbu vertikal (sumbu z) melebihi batas maksimum spasi menurut kriteria pencuplikan.

Pada penelitian ini dirancang transformasi medan dekat ke medan jauh pada pengukuran medan dekat menggunakan algoritma berbasis ekspansi modal silindris untuk mendapatkan pola radiasi medan elektrik (E) dan pola medan magnetik (H). Dengan nilai E dan H yang diperoleh, dilakukan perhitungan untuk mendapatkan parameter kinerja antena berupa daya pancar, intensitas radiasi dan *directivity*. Selain itu dirancang juga transformasi dengan algoritma ekspansi pencuplikan, untuk digunakan dalam transformasi data medan dekat yang spasi cuplikannya telah diperlebar dari batas maksimum spasi cuplikan sumbu z .

Hasil penelitian telah dapat menggambarkan pola medan magnetik dari transformasi medan dekat ke medan jauh. Hasil pengujian transformasi pada simulasi menunjukkan penyimpangan rata-rata sebesar 1,556 dB pada pola medan E , penyimpangan rata-rata sebesar 0,722 dB pada pola medan H , dan sebesar 2,89 dB pada pola *directivity*. Penyimpangan pola medan E pada hasil transformasi data medan dekat pengukuran rata-rata sebesar 3,965 dB dan untuk medan H sebesar 2,818 dB. Keakuratan pada hasil transformasi dengan ekspansi pencuplikan tetap dapat dipertahankan pada pengurangan jumlah cuplikan. Spasi cuplikan dapat diperlebar sampai dengan 0,88 kali panjang gelombang. Pengurangan jumlah cuplikan sebesar 32% menghasilkan pengurangan waktu komputasi 31,51% dan pengurangan waktu pengukuran sebesar 32,75%. Pengurangan jumlah cuplikan sebesar 48% menghasilkan pengurangan waktu komputasi sebesar 47,46 dan pengurangan waktu pengukuran sebesar 49,12%.

Kata Kunci: pengukuran medan dekat, transformasi, ekspansi pencuplikan

ABSTRACT

Nama : Eva Yovita Dwi Utami
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Sampling Expansion Method for Near Field to Far Field Transformation Using Cylindrical Scanning
Pembimbing : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc.

Near field antenna measurement was developed to overcome problems of limited space and uncontrollable environmental conditions in the far field measurements. Antenna under test (AUT) was measured by scanning probe antenna in the form of planar, cylindrical or spherical. Then the measured near field data were transformed into the far field radiation pattern. Generally, the emphasis has been centered on techniques based on expansion theories which express the near-field as a summation of modes. The modes can be planar (plane waves), cylindrical (Hankel modes) or spherical (spherical wave functions). Near field to far field transformation of cylindrical scanning use the cylindrical mode expansion for computing the data and employed the FFT algorithm and Hankel functions to obtain the far field radiation pattern. Transformations using sampling expansions are derived from cylindrical modal expansion to reduce the number of sampling by expanding the sample spacing on the vertical axis (z-axis) exceeding the maximum sample spacing criteria.

The research focused on designing a near field to far field transformation using cylindrical scanning by developing a cylindrical modal expansion-based algorithm to obtain the electric and magnetic field radiation pattern. The result of electric field and magnetic field are employed to compute the performance parameters of radiation power, radiation intensity and directivity. The sampling expansion transformation was designed to reconstruct the antenna far field radiation pattern from near field measurement data whose sampling spacing has been extended to exceed the maximum sample spacing criteria.

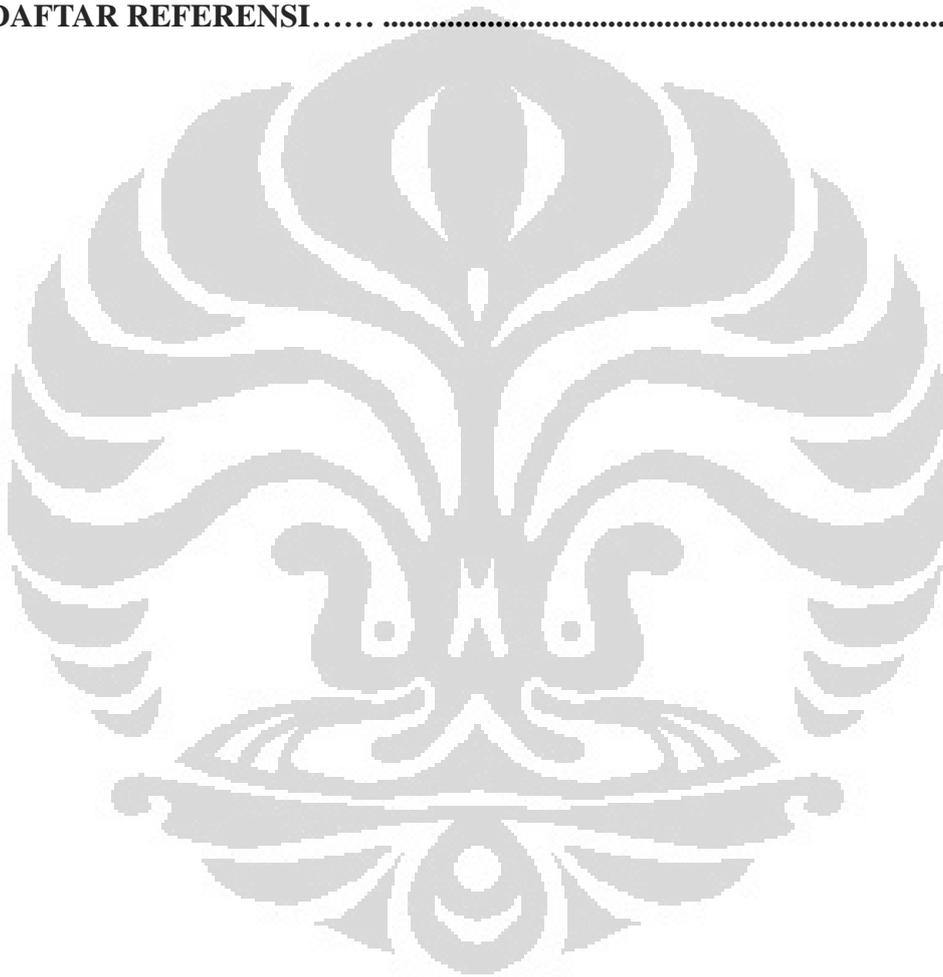
The results have shown that a pattern of magnetic field can be obtained from near field to far field transformation. The transformation of simulation software showed an average deviation of 1.556 dB on the electric field pattern, the average deviation of 0.722 dB on the magnetic field pattern, and the average deviation of 2.89 dB on the directivity pattern. Average error of near field to far-field transformation of the measurement data was 3.965 dB on the electric field pattern and 2.818 dB on the magnetic field pattern. The transformation accuracy of the sampling expansion can be maintained on reducing number of sample spacing. Sample spaces could be extended up to 0.88 times of the wavelength. Sampling reduction of 32% results in computation time reduction of 31.51% and measurement time reduction of 32.75%. Sampling reduction of 48% results in computation time reduction of 47.46% and measurement time reduction of 49.12%.

Key words : near field measurement, transformation, sampling expansion

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
HALAMAN PENGESAHAN.....	iii
UCAPAN TERIMA KASIH	iv
HALAMAN PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH	v
ABSTRAK.....	vi
ABSTRACT.....	vii
DAFTAR ISI	viii
DAFTAR GAMBAR.....	x
DAFTAR TABEL.....	xii
DAFTAR SINGKATAN.....	xiii
BAB 1. PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	5
1.3 Batasan Masalah	5
1.4 Sistematika Penulisan	6
BAB 2. PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT	7
2.1 Pola Radiasi Antena.....	7
2.2 Medan Radiasi pada Antena.....	7
2.3 Konsep Pengukuran Medan Dekat	9
2.4 Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris	14
2.4.1 Geometri Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris ...	14
2.4.2 Transformasi Analitis Pemindaian Silindris.....	16
2.4.3 Fungsi Hankel.....	20
2.4.4 FFT (Fast <i>Fourier Transform</i>)	22
2.4 Ekspansi Pencuplikan	23
2.5 Parameter Medan Jauh Antena	27
2.5.1 <i>Radiation Power Density</i>	27
2.5.2 Intensitas Radiasi.....	29
2.5.3 <i>Directivity</i>	29
BAB 3. PERANCANGAN PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT	
SILINDRIS.....	31
3.1 Sistem Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris	31
3.1.1 Antena Uji	32
3.1.2 Antena Probe	32
3.1.3 Ruang Anti Gema.....	33
3.1.4 Sistem <i>Positioner</i> dan Rotator.....	33
3.1.5 Sistem RF	35
3.2 Algoritma Pengukuran Antena Medan Dekat Pemindaian Silindris	36
3.3 Algoritma Transformasi Data Medan Dekat ke Medan Jauh.....	37
3.4 Algoritma Ekspansi Pencuplikan.....	39

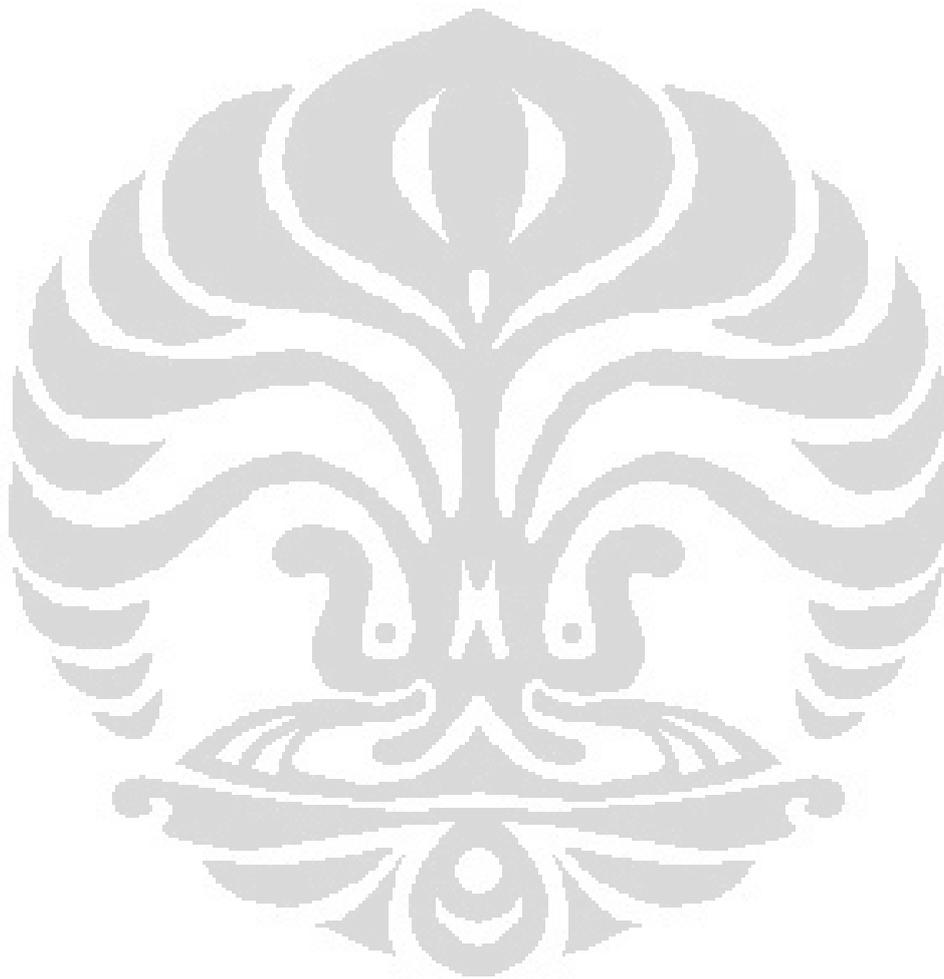
BAB 4. PENGUJIAN DAN HASIL TRANSFORMASI.....	43
4.1 Pengukuran Antena dan <i>Setting</i> Pengukuran.....	43
4.2 Perancangan Perangkat Lunak Transformasi	47
4.3 Pengujian Transformasi	47
4.4 Transformasi Data Medan Dekat Pengukuran Antena	54
4.5 Hasil Transformasi dengan Ekspansi Pencuplikan.....	61
BAB 5. KESIMPULAN	64
DAFTAR REFERENSI.....	65



DAFTAR GAMBAR

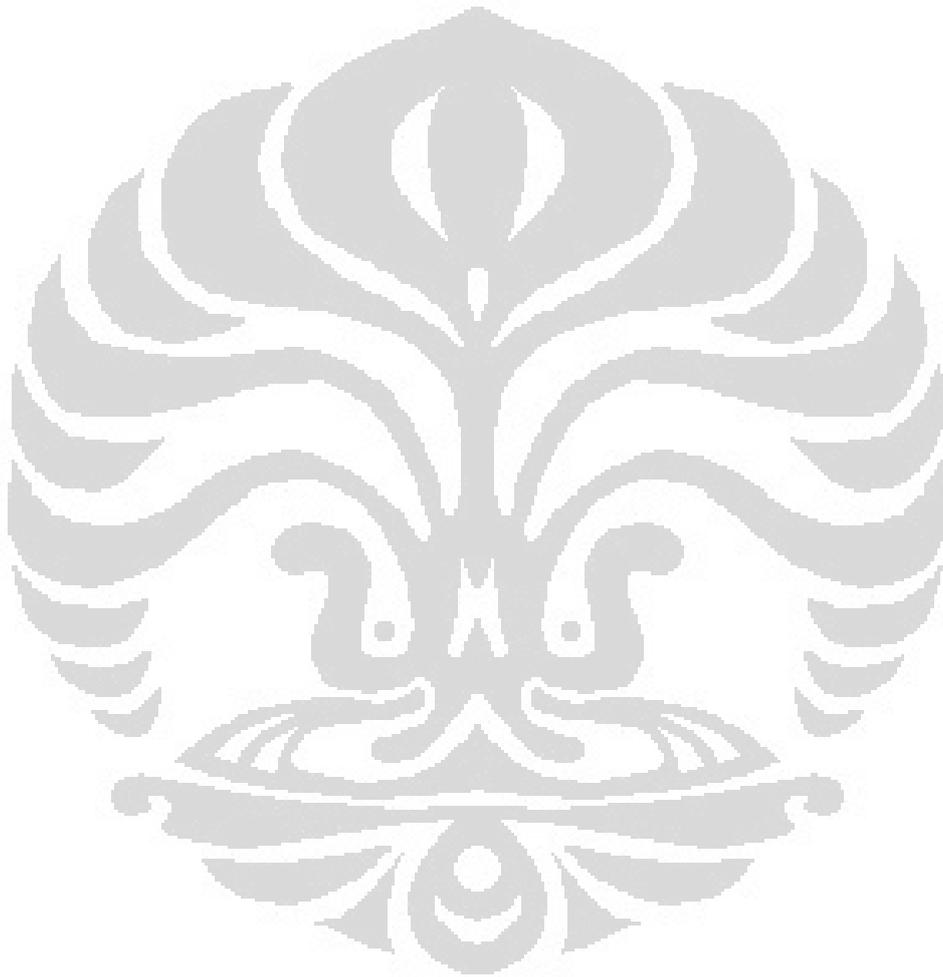
Gambar 2.1 Medan Radiasi Antena.....	9
Gambar 2.2 Pemindai Planar, Silindris dan Sferis	12
Gambar 2.3 <i>Grid</i> Pemindaian Silindris	15
Gambar 2.4 Skematik Sistem Posisi Pemindaian Silindris.....	16
Gambar 2.5 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Pertama	21
Gambar 2.6 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Kedua.....	22
Gambar 2.7 Geometri Koordinat Pengukuran Medan Dekat Silindris	24
Gambar 3.1 Sistem Pengukuran Medan Dekat	31
Gambar 3.2 Sistem <i>Positioner/Scanner</i>	34
Gambar 3.3 Sistem <i>Positioner</i> dan Rotator.....	35
Gambar 3.4 <i>Vector Network Analyzer</i>	35
Gambar 3.5 Diagram Alir Proses Pengukuran.....	36
Gambar 3.6 Diagram Alir Transformasi Medan Dekat Silindris.....	38
Gambar 3.7 Diagram Alir Transformasi dengan Ekspansi Pencuplikan.....	40
Gambar 3.8 Sistem Koordinat Sferis.....	42
Gambar 4.1 Skema Pengukuran Medan Dekat Silindris.....	44
Gambar 4.2 Antena Uji (AUT).....	45
Gambar 4.3 Pengukuran Antena Medan Dekat di Ruang Anti Gema.....	46
Gambar 4.4(a) Grafik Kartesian Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola Radiasi pada $\theta = 90^\circ$	49
Gambar 4.5(a) Grafik Kartesian Pola Radiasi Medan H pada $\theta = 90^\circ$	50
(b) Grafik Polar Pola Radiasi pada $\theta = 90^\circ$	51
Gambar 4.6(a) Grafik Kartesian Pola <i>Directivity</i> pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola <i>Directivity</i> pada $\theta = 90^\circ$	52
Gambar 4.7(a) Grafik Kartesian Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ untuk Transformasi Data Pengukuran.....	55
Gambar 4.8 (a) Komponen medan E_ϕ dan H_ϕ Normalisasi pada $\theta=90^\circ$,	56
(b) Komponen medan E_θ dan H_θ Normalisasi pada $\theta=90^\circ$	57
Gambar 4.9 (a) Grafik Kartesian Pola H (dB), (b) Grafik Polar Pola H (dB).....	58
Gambar 4.10 (a) Grafik Kartesian Pola <i>Directivity</i> pada $\theta = 90^\circ$, (b) Grafik Polar Pola <i>Directivity</i> pada $\theta = 90^\circ$, untuk Transformasi Data Hasil Pengukuran	59

Gambar 4.11 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan61
Gambar 4.12 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan setelah Interpolasi..62
Gambar 4.13 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan dalam dB63



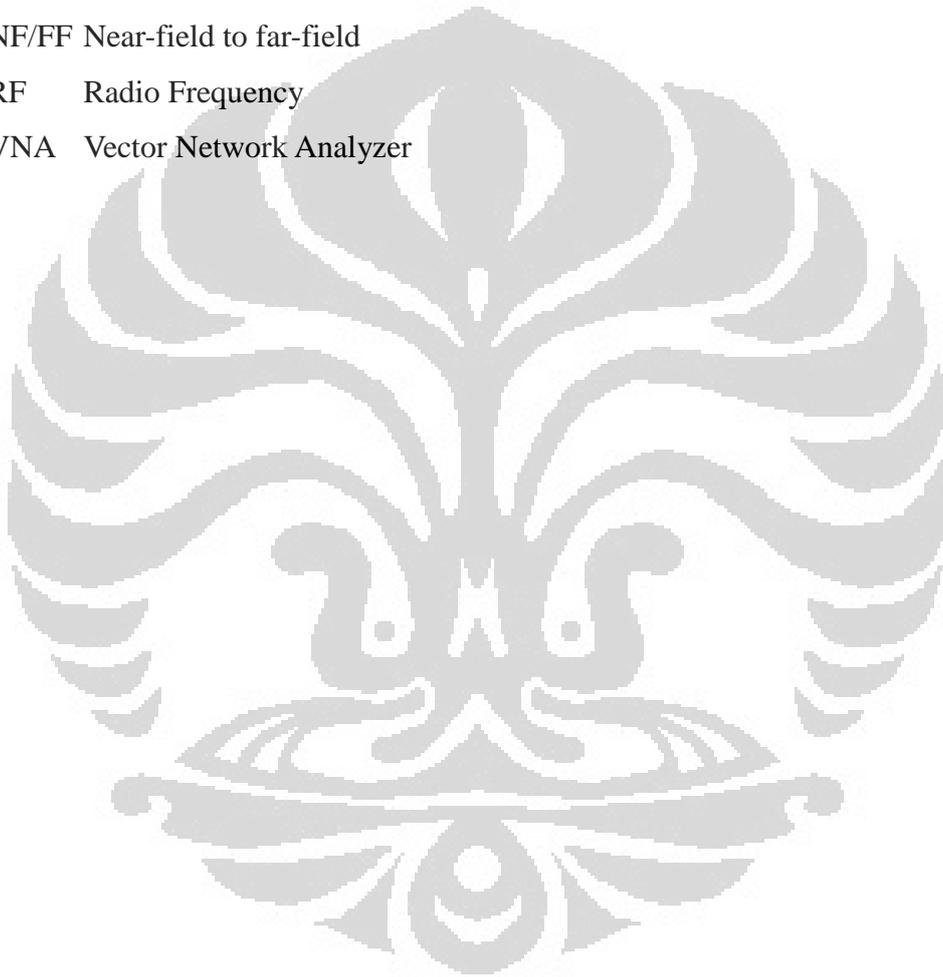
DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Perbandingan Pemindai pada Sistem Pengukuran Medan Dekat.....	14
Tabel 4.1 Parameter Pengukuran Medan Dekat.....	45
Tabel 4.2 Parameter Simulasi Pengukuran Medan Dekat	48
Tabel 4.3 Parameter Medan Jauh Hasil Transformasi <i>Software</i> Simulasi.....	53
Tabel 4.4 Parameter Medan Jauh Hasil Transformasi Data Pengukuran.....	60



DAFTAR SINGKATAN

AUT	Antenna Under Test
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
GHz	Giga Hertz
HP	Hewlett Packard
NF/FF	Near-field to far-field
RF	Radio Frequency
VNA	Vector Network Analyzer



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Pada sistem komunikasi radio yang menggunakan media transmisi nirkabel, antena memegang peranan penting sebagai perangkat yang meradiasikan gelombang elektromagnetik ke udara dan juga sebaliknya, menerima gelombang elektromagnetik dari udara. Perkembangan implementasi komunikasi nirkabel memacu perkembangan perancangan antena untuk berbagai penerapan teknologi nirkabel sesuai spesifikasi yang dibutuhkan. Setiap antena yang dirancang memiliki beberapa karakteristik khusus seperti *gain*, frekuensi operasi dan pola radiasi. Setelah proses perancangan dan konstruksi antena, diperlukan jaminan kinerja sebelum digunakan dalam praktek. Pengukuran antena dikembangkan sebagai respon untuk memenuhi kebutuhan tersebut. Di antara karakteristik antena, ekstraksi pola radiasi sejauh ini merupakan hal paling sulit, menghabiskan waktu dan bagian yang berat. Hal ini dikarenakan antena apa pun memancarkan dan beberapa meluas ke segala arah yang berbeda, konsekuensinya pola antena mempunyai bentuk tiga dimensi. Selain itu parameter lain yang sering digunakan untuk menggambarkan kinerja antena adalah *gain*, *directivity*, efisiensi, impedansi, distribusi arus dan polarisasi.

Pengujian dan evaluasi terhadap suatu antena dilakukan dalam daerah jangkauan antena. Fasilitas antena dikelompokkan dalam *outdoor* dan *indoor*, dengan masing-masing memiliki keterbatasan tidak terlindungi dari kondisi lingkungan pada sistem *outdoor* dan mempunyai keterbatasan ruang pada fasilitas *indoor* [1]. Karena beberapa karakteristik antena diukur dalam *receiving mode* dan memerlukan kriteria medan jauh, medan ideal yang datang pada antena uji sebaiknya merupakan gelombang bidang seragam. Untuk memenuhi hal tersebut, diperlukan ruang yang besar yang sulit dipenuhi oleh *indoor system*. Namun demikian pengukuran antena di luar ruangan menimbulkan permasalahan seperti sulitnya mencegah pemantulan pada tanah dan obyek-obyek di sekitarnya, kondisi lingkungan yang lebih sulit dikontrol dan kondisi cuaca yang menghambat pelaksanaan pengukuran di lapangan serta biaya tambahan untuk transportasi

antena. Pada antenna yang memiliki ukuran sangat besar, implementasi pengukuran pada medan jauh menjadi sangat sulit karena keterbatasan untuk memenuhi jangkauan medan jauh antenna, kesulitan *mounting* dan transportasi dan kecenderungan memberikan hasil yang tidak tepat.

Permasalahan dimensi pada sistem pengukuran di dalam ruangan dapat dikurangi dengan teknik pengukuran antenna medan dekat, kemudian menggunakan metode analitis untuk mentransformasikan data medan dekat yang terukur agar didapatkan karakteristik radiasi medan jauh antenna. Pengukuran medan dekat memberikan keuntungan karena dapat dilakukan di dalam ruangan sehingga memiliki kemampuan mengatasi kondisi lingkungan dan cuaca, biaya dan waktu yang efektif dan pola yang dihasilkan bisa seakurat dengan pengukuran pada medan jauh. Meskipun demikian, teknik pengukuran medan dekat memiliki kelemahan dalam hal kompleksitas sistem dan perangkat lunak yang digunakan serta pola yang didapatkan tidak *real time*.

Distribusi medan elektromagnetik yang dipancarkan suatu antenna pada frekuensi kerja tertentu dapat dibagi menjadi tiga daerah yaitu daerah medan dekat reaktif (*reactive near field*), daerah medan dekat radiasi (*radiating near field* atau *Fresnel Region*) dan medan jauh (*Far field* atau *Fraunhofer region*). Pada sistem pengukuran metode medan dekat, antenna diukur pada medan dekat radiasi, untuk mendapatkan parameter-parameter medan dekat yang kemudian ditransformasikan untuk mendapatkan parameter-parameter antenna medan jauh. Pada proses pengukuran, selain *antenna under test* (AUT) atau antenna uji yang akan diukur, digunakan juga antenna probe yang digunakan untuk mengukur pancaran antenna uji yang diterimanya secara langsung. Antenna probe ditempatkan pada cakupan daerah medan dekat radiasi antenna uji, dan akan mengukur pada titik-titik pengukuran yang telah ditentukan. Titik-titik tersebut akan membentuk suatu permukaan pemindai yang merepresentasikan sistem koordinat tertentu yaitu planar, silindris dan sferis. Ketiga metode pemindaian tersebut memiliki kelebihan dan kekurangan masing-masing berdasarkan kompleksitas perangkat, wilayah cakupan pemindaian dan kompleksitas analitis matematisnya. Titik-titik pengukuran ditentukan berdasarkan kriteria pencuplikan masing-masing teknik

pemindai. Kriteria pencuplikan berkaitan dengan jarak antara antenna uji dengan antenna probe, yaitu semakin besar jarak antenna, semakin banyak pula pencuplikan data yang dibutuhkan. Jarak antar antenna akan meningkat untuk antenna berukuran besar guna menghindari daerah reaktif. Namun jumlah titik cuplikan yang besar akan meningkatkan waktu pengambilan data dan *memory* yang dibutuhkan dalam komputasi.

Selain perangkat keras yang mendukung sistem pengukuran medan dekat, diperlukan juga perangkat lunak untuk melakukan transformasi analitis data terukur menjadi parameter medan jauh antenna. Secara umum, proses transformasi melibatkan ekspresi medan sebagai penjumlahan mode-mode, mengoreksi mode-mode pada *one-to-one basis*, dan menjumlahkan spektrum mode yang telah dimodifikasi tersebut untuk mendapatkan medan jauh. Teknik ini berdasarkan hubungan transformasi Fourier antara pola angular dengan spektrum modal yang dapat menggunakan algoritma *Fast Fourier Transform (FFT)*, untuk melakukan integrasi numerik secara cepat dan efisien dalam memrediksi pola medan jauh. Pada transformasi pemindai sferis diperlukan komputasi yang lebih kompleks dibandingkan dengan kedua metode lainnya.

Perkembangan penelitian teknik pengukuran antenna dengan metode medan dekat telah dijelaskan dalam penelitian [2]. Pada penelitian [3] teori dasar pengukuran medan dekat dengan kompensasi probe dijelaskan untuk tiga metode pemindaian, dan dijelaskan dalam aplikasinya pada penelitian [4]. Penelitian [5] membahas secara khusus teknik medan dekat dengan kompensasi probe pada pemindaian silindris. Selain itu penelitian yang mengemukakan ide dasar di balik tipe-tipe transformasi untuk masing-masing jenis pemindai adalah transformasi yang dirintis oleh Brown dan Jull [6], dan diaplikasikan pada data medan dekat terukur pada permukaan silindris. Teknik ini dibatasi sampai problem dua dimensi dan diasumsikan tidak ada ketergantungan medan pada koordinat z . Leach dan Paris [5] mengaplikasikan teknik sampai tiga dimensi pada permukaan silindris. Brown dan Jull mengembangkan teknik kompensasi probe untuk memperhitungkan medan elektrik probe yang menjadi pemindai. Ekspresi untuk medan yang diradiasikan oleh AUT dan probe ketika dieksitasi secara individual

dimasukkan dalam *Lorentz reciprocity theorem*, dan ekspresi untuk konstanta respon probe akan didapatkan. Di sini medan antenna diekspresikan sebagai ekspansi mode silindris dan medan probe sebagai spektrum gelombang bidang (*plane wave spectrum*, PWS). Prosedur kompensasi telah digunakan oleh Leach and Paris di mana kedua medan antenna dan medan probe diekspresikan sebagai ekspansi mode silindris, dan pendekatan oleh Borgiotti [7] mengekspresikan probe dan medan antenna sebagai *plane wave spectra*. Suatu modifikasi terhadap ekspansi mode silindris untuk merekonstruksi medan jauh dari data medan dekat dengan pengurangan jumlah cuplikan dilakukan dalam [8].

Sementara itu telah dilakukan penelitian-penelitian dalam penerapan teknik pengukuran medan dekat di Departemen Teknik Elektro Universitas Indonesia. Penelitian teknik medan dekat dengan pemindaian silindris tanpa kompensasi probe dibahas dalam [9] dan dengan kompensasi probe pada [10]. Pengaruh kompensasi probe pada penelitian [10] memberikan perbaikan pola radiasi pada bagian sisi *side lobe* dan hampir pada semua bagian *minor lobe* dari pola radiasi yang terbentuk. Penelitian medan dekat dengan pemindaian silindris dengan metode transformasi FFT 2 dimensi dan metode numerik untuk meningkatkan kinerja transformasi analitis dibahas dalam [11], dengan hasil FFT 2 dimensi mampu menurunkan *error* transformasi paling baik dibandingkan metode FFT 1 dimensi dan metode numerik. Pada penelitian [11] juga telah didapatkan tambahan parameter *axial ratio* untuk menentukan jenis polarisasi dari antenna uji. Sedangkan untuk teknik pemindaian planar dilakukan pada penelitian [12] dan [13]. Dari penelitian [12] hasil transformasi telah mampu menggambarkan grafik pola radiasi tetapi belum menghasilkan grafik yang halus (*smooth*) dan belum dapat menggambarkan *back lobe*-nya. Sedangkan pada penelitian [13] dengan penambahan kompensasi probe telah menghasilkan perbaikan kinerja pada *side lobe* baik dalam simulasi perangkat lunak maupun dalam pengukuran. Hasil yang didapatkan pada penelitian-penelitian tersebut menunjukkan bahwa metode pengukuran medan dekat telah berhasil untuk mendapatkan pola medan jauh hasil transformasi yang sesuai dengan data validasi dari pola medan jauh.

Pada umumnya parameter dasar kinerja antenna yang didapatkan dalam penelitian-penelitian tersebut adalah pola radiasi berupa pola medan yang merepresentasikan plot magnitudo medan elektrik (medan E) sebagai fungsi sudut. Pada penelitian ini akan dikembangkan transformasi medan dekat ke medan jauh dari data medan dekat pemindaian silindris, untuk mendapatkan pola radiasi medan elektrik dan pola medan magnet (medan H). Jika pola medan E dan H diperoleh, akan dapat diturunkan parameter kinerja antenna berupa daya pancar, intensitas radiasi dan *directivity*. Selain itu transformasi dengan teknik ekspansi pencuplikan dikembangkan untuk melakukan pengurangan jumlah cuplikan tanpa mengurangi keakuratan hasil transformasi yang diperoleh.

1.2 Tujuan Penelitian

Tujuan penulisan penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Merancang transformasi analitis pada sistem pengukuran medan dekat dengan pemindaian silindris dengan algoritma berbasis ekspansi mode silindris untuk mendapatkan pola radiasi medan elektrik dan medan magnetik, serta menghitung parameter kinerja antenna berupa daya pancar, intensitas radiasi dan *directivity*
2. Merancang transformasi medan dekat ke medan jauh dengan algoritma berbasis ekspansi pencuplikan untuk mengurangi jumlah cuplikan pengukuran.

1.3 Batasan Masalah

Permasalahan yang akan dibahas pada penelitian ini dibatasi pada hal-hal sebagai berikut:

1. Pengukuran medan dekat pada ruang anti gema dengan pemindaian silindris
2. Perancangan perangkat lunak transformasi menggunakan algoritma berbasis ekspansi mode silindris untuk mendapatkan pola radiasi medan elektrik dan magnetik, serta menghitung parameter daya pancar, intensitas radiasi dan *directivity*

3. Transformasi dengan ekspansi pencuplikan untuk mendapatkan pola medan jauh dari data medan dekat dengan pengurangan jumlah cuplikan
4. Validasi transformasi dilakukan dengan membandingkan hasil transformasi data medan dekat simulasi *software* dengan data medan jauhnya, serta membandingkan pola radiasi medan jauh dari hasil transformasi data medan dekat pengukuran dengan pola radiasi medan jauh yang diukur langsung.

1.4 Sistematika Penulisan

Pembahasan yang dilakukan pada penelitian ini meliputi lima bab, yaitu:

Bab 1 Pendahuluan

Bagian ini terdiri dari latar belakang masalah, tujuan penelitian, batasan masalah dan sistematika penulisan.

Bab 2 Pengukuran Medan Dekat dengan Pemindaian Silindris

Bagian ini membahas Pola Radiasi Antena, Medan Radiasi pada Antena, Konsep Pengukuran Medan Dekat dan Pengukuran Medan Dekat dengan Pemindaian Silindris, Ekspansi Pencuplikan dan Parameter Medan Jauh Antena

Bab 3 Perancangan Pengukuran Antena Medan Dekat Silindris

Bab ini menjelaskan Sistem Pengukuran Antena Medan Dekat Pemindaian Silindris, Algoritma Pengukuran Antena Medan Dekat Pemindaian Silindris, Algoritma Transformasi Data Medan Dekat ke Medan Jauh dan Algoritma Ekspansi Pencuplikan

Bab 4 Pengujian dan Hasil Transformasi

Bagian ini membahas Pengukuran Antena dan *Setting* Pengukuran, Perancangan Perangkat Lunak Transformasi, Pengujian Perangkat Lunak Transformasi, Transformasi Data Medan Dekat Pengukuran Antena dan Pengujian Ekspansi Pencuplikan.

Bab 5 Penutup

Bagian ini berisikan kesimpulan penelitian.

BAB 2

PENGUKURAN MEDAN DEKAT DENGAN PEMINDAIAN SILINDRIS

2.1 Pola Radiasi Antena

Suatu pola radiasi antena didefinisikan sebagai fungsi matematis atau representasi grafis radiasi antena sebagai fungsi koordinat ruang. Biasanya pola radiasi ditentukan dalam daerah medan jauh dan direpresentasikan sebagai fungsi koordinat arah [1]. Properti radiasi dapat berupa rapat fluks daya, intensitas radiasi, kuat medan, *directivity*, fase atau polarisasi. Pola radiasi yang sering diperhatikan adalah distribusi spasial dua atau tiga dimensi dari energi yang dipancarkan sebagai fungsi posisi pengamat sepanjang sebuah jalur atau permukaan pada radius yang konstan. Jalur medan elektrik atau medan magnetik yang diterima pada radius konstan disebut pola medan amplitudo. Sementara grafik variasi spasial dari kerapatan daya sepanjang radius yang tetap disebut *amplitude power pattern*. Pola medan dan pola daya dinormalisasi terhadap harga maksimumnya menghasilkan pola daya atau medan ternormalisasi dan digambarkan dalam skala logaritmik atau *decibel* (dB). Untuk suatu antena pola medan dijelaskan sebagai berikut.

- a. Pola medan (dalam skala linier) biasanya merepresentasikan plot suatu magnitudo medan elektrik atau magnetik sebagai fungsi ruang sudut.
- b. Pola daya (dalam skala linier) biasanya merepresentasikan plot kuadrat magnitudo dari medan elektrik atau magnetik sebagai fungsi ruang sudut.
- c. Pola daya(dalam dB) merepresentasikan magnitudo dari medan elektrik atau magnetik dalam dB sebagai fungsi fungsi ruang sudut.

2.2 Medan Radiasi pada Antena

Distribusi medan elektromagnetik yang dipancarkan suatu antena pada frekuensi kerja tertentu dapat dibagi menjadi tiga daerah yaitu daerah medan dekat reaktif (*reactive near field*), daerah medan dekat radiasi (*radiating near field* atau *Fresnel Region*) dan medan jauh (*Far field* atau *Fraunhofer region*). Daerah-daerah ini ditandai untuk mengidentifikasi struktur medan pada masing-masing

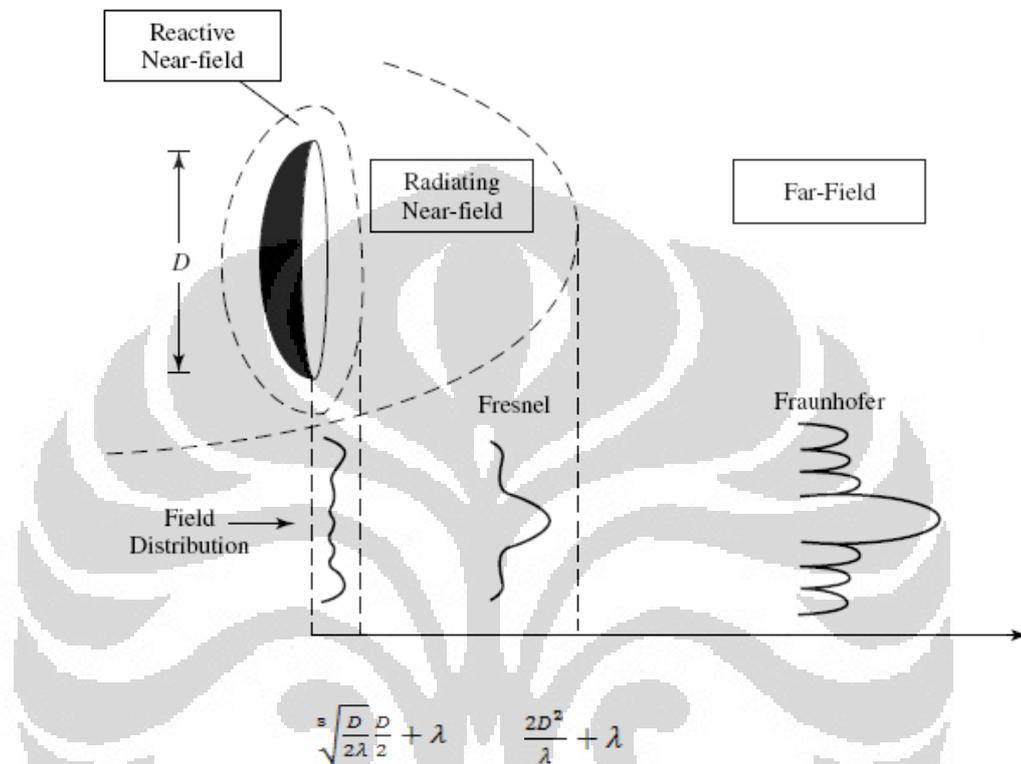
daerah seperti terlihat pada gambar 2.1.

Daerah medan dekat reaktif didefinisikan sebagai bagian dari daerah medan dekat yang secara langsung mengelilingi antenna dimana medan reaktifnya dominan[1]. Daerah ini meliputi daerah dari permukaan konduktif antenna sampai dengan jarak sebesar panjang gelombang λ . Daerah medan dekat radiasi (daerah Fresnel) didefinisikan sebagai daerah medan suatu antenna yang berada di antara medan dekat reaktif dan medan jauh di mana di dalamnya medan radiasi mendominasi dan distribusi medan angularnya tergantung pada jarak suatu titik dari antenna [1]. Daerah ini sesuai dengan Gambar 2.1 terletak pada radius $\sqrt{\frac{D}{2\lambda} \frac{D}{2}} + \lambda$ sampai dengan radius awal dari medan jauh.

Daerah medan jauh didefinisikan sebagai daerah medan suatu antenna di mana distribusi medan angular tidak tergantung pada jarak suatu titik dari antenna. Daerah radiasi medan jauh memiliki rentang dari radius $\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$ dari permukaan antenna, sampai dengan jarak tak terhingga, dimana nilai D ialah dimensi terbesar dari suatu antenna dan nilai λ ialah suatu panjang gelombang antenna tersebut yang diukur dari frekuensi kerjanya. Pada daerah medan jauh ini, sifat distribusi medan sudah tidak dipengaruhi oleh jarak terhadap antenna. Oleh karena itu pengukuran antenna selama ini dilakukan pada daerah medan jauh. Nilai λ yang ditambahkan dimaksudkan untuk mencakup kemungkinan antenna memiliki dimensi D maksimum yang lebih kecil daripada panjang gelombang. Dengan kata lain, jarak Rayleigh sebenarnya harus diukur dari batas terluar medan dekat reaktif dari antenna [2].

Perbedaan pola radiasi pada ketiga daerah tersebut dapat dilihat pada gambar 2.1. Jika dilakukan pengamatan pada pola amplitudo antenna pada jarak observasi dari daerah medan dekat reaktif sampai daerah medan jauh, akan diketahui perubahan bentuk karena variasi besar magnitudo dan fase medan pada masing-masing daerah. Medan antenna pada daerah medan dekat reaktif menunjukkan pola yang lebih tersebar dan hampir seragam, dengan variasi yang kecil. Jika pengamatan dilakukan pada daerah medan dekat radiasi, pola mulai menghalus dan membentuk *lobe*. Sedangkan pada daerah medan jauh, pola medan

sudah terbentuk dengan baik yang biasanya terdiri dari beberapa *minor lobe* dan satu atau lebih *major lobe*.



Gambar 2.1 Medan Radiasi Antena [1]

Dengan mengamati perbedaan pola medan yang terbentuk pada ketiga daerah medan radiasi antenna tersebut, maka pengukuran antenna biasa dilakukan pada daerah medan jauh. Akan tetapi karena rentang setiap daerah medan radiasi juga tergantung pada dimensi dari antenna, maka semakin besar dimensi antenna, semakin jauh juga daerah medan jauh yang harus dijangkau dalam pelaksanaan pengukuran.

2.3 Konsep Pengukuran Medan Dekat

Teknik pengukuran antenna medan dekat telah menjadi metode yang berkembang dengan baik untuk prediksi pola radiasi medan jauh dari antenna *microwave*. Pengukuran antenna medan dekat merupakan pengukuran antenna yang

dilakukan pada daerah medan radiasi antena yang akan diukur kemudian data medan dekat tersebut ditransformasikan untuk mendapatkan pola radiasi medan jauh dan parameter-parameter medan jauh antena lainnya. Metode ini disebut metode *near-field to far-field (NF/FF)*, atau pengukuran antena dengan metode medan dekat, yang digunakan untuk mengukur pola radiasi dan dilakukan dalam ruang anti gema

Pada bagian sebelumnya telah dapat diketahui pengukuran pola radiasi antena paling akurat adalah pada daerah medan jauh. Namun dalam perkembangan rancang bangun antena untuk komunikasi modern, terdapat kesulitan untuk melakukan pengukuran dengan sistem pengukuran antena medan jauh. Hal ini didasarkan pada perlunya mengatasi adanya kelemahan pada sistem pengukuran medan jauh, yaitu [1]:

- a. Untuk mengakomodasi jarak dari antena sampai daerah medan jauh diperlukan kondisi lingkungan yang memadai. Jika pengukuran pola dilakukan di luar ruangan, akan menyulitkan dalam hal mencegah pemantulan pada tanah dan obyek-obyek di sekitarnya yang tidak diinginkan di bawah level yang diijinkan, dan kondisi cuaca seringkali menghambat pelaksanaan pengukuran. Sedangkan bila dilakukan di dalam ruangan, diperlukan ruang anti gema yang besar dan mahal, bahkan pengukuran untuk sistem antena yang besar misalnya *ship*, *aircraft*, *spacecraft*, dan sebagainya tidak dapat diakomodasi
- b. Dalam banyak kasus pemindahan antena ke daerah pengukuran sangat tidak praktis dan menambah biaya transportasi
- c. Terdapat situasi di mana antena harus diukur pada kondisi absorpsi, temperatur, derau atmosfer, kelembaban tertentu yang dapat dikontrol, sehingga pengukuran harus dilakukan dalam ruangan, akibatnya pengukuran medan jauh sulit dilakukan untuk antena berukuran besar
- d. Untuk beberapa jenis antena, misalnya *phased array*, waktu yang dibutuhkan untuk mengukur karakteristik yang diperlukan bisa sangat lama
- e. Teknik pengukuran secara umum mahal

Dimensi cakupan pengujian antena dengan pengukuran medan jauh secara langsung tersebut dapat dikurangi dengan melakukan pengukuran dalam medan dekat, kemudian menggunakan metode analitis untuk mentransformasikan data medan dekat terukur untuk menghitung karakteristik radiasi medan jauh.. Metode medan dekat memberikan beberapa kelebihan diantaranya ialah [1,3]:

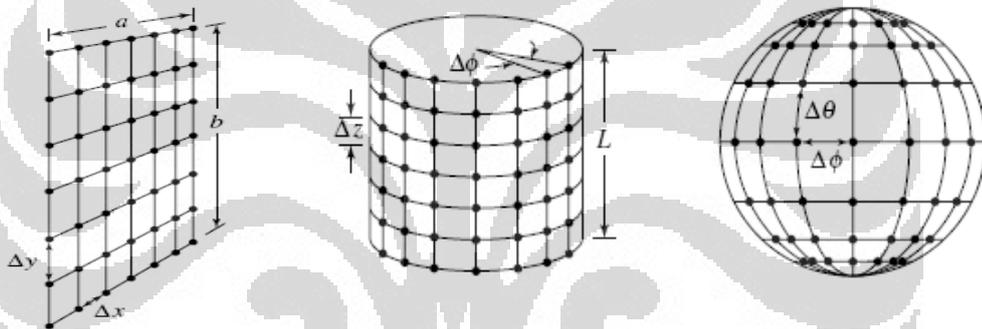
- a. Rentang daerah yang dibutuhkan pada medan dekat lebih kecil daripada rentang daerah medan jauh sehingga memungkinkan suatu kemampuan pengukuran yang dapat dilakukan dalam segala cuaca dan juga mengatasi pengaruh lingkungan terhadap proses pengukuran.
- b. Informasi yang dihasilkan ialah berupa kinerja dari antena secara lengkap.
- c. Untuk sistem antena yang besar, permasalahan-permasalahan seperti batasan ukuran rentang medan jauh, transportasi dan pemasangan, serta permasalahan untuk *positioner* skala besar dapat diatasi dan juga dihilangkan.
- d. Pengukuran medan dekat memiliki tingkat keakuratan pada pola hasil komputasi sama baiknya dengan atau bahkan bisa lebih baik daripada pola pengukuran medan jauh.
- e. Pengukuran medan dekat juga menawarkan solusi waktu dan biaya yang lebih efektif.

Namun demikian pengukuran dengan metode ini juga memiliki beberapa kerugian, antara lain [3]:

- a. Untuk mengkalibrasi *probe* pada pengukuran medan dekat diperlukan suatu prosedur yang lebih detil dibandingkan dengan probe pada pengukuran medan jauh.
- b. Pola antena yang diuji tidak didapatkan secara *real time*.
- c. Dibutuhkan suatu pengukuran yang lebih kompleks dan mahal.
- d. Perangkat lunak dari komputer memainkan peranan penting dalam proses komputasi untuk mendapatkan pola antena.

Secara umum data medan dekat terukur (biasanya distribusi amplitudo dan fase) diperoleh dari probe medan pemindai melalui suatu permukaan yang telah dipilih sebelumnya, ditransformasikan menjadi pola medan jauh menggunakan

ekspansi medan antenna uji dalam suku mode-mode, yaitu satu set lengkap solusi (yang difaktorkan) dari suatu persamaan gelombang vektor di luar antenna. Tipe ekspansi yang dipilih untuk representasi medan elektromagnetik dalam penjumlahan mode-mode menentukan jenis permukaan pemindaian yang digunakan dalam pengukuran medan dekat yang sesuai dengannya. Mode-mode ini dapat berupa planar (*plane waves*), silindris (*Hankel modes*) atau sferis (*spherical wave functions*). Sifat ortogonalitas mode-mode pada permukaan tersebut kemudian dimanfaatkan untuk mendapatkan koefisien ekspansi modal yang digunakan untuk rekonstruksi medan jauh. Bentuk geometri permukaan pemindai dapat dilihat pada gambar 2.2.



Gambar 2.2 Pemindai Planar, Silindris dan Sferis [1]

Pada pemindaian planar, data medan dekat yang diukur dilakukan pada *grid* x-y rektanguler seperti ditunjukkan pada gambar 2.2, dengan spasi cuplikan maksimum $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$. Selain itu dimungkinkan juga mendapatkan pengukuran medan dekat pada *plane-polar grid* atau *bipolar grid*. Pengukuran dilakukan dengan antenna uji dalam kondisi diam, sementara antenna probe bergerak pada setiap lokasi *grid* planar. Secara prinsip, keuntungan planar terletak pada transformasi medan dekat ke medan jauh karena kesederhanaan matematisnya, dengan mengaplikasikan algoritma FFT. Dengan asumsi jumlah titik-titik data adalah 2^n , transformasi planar dapat dihitung sebanding dengan $(ka)^2 \log^2(ka)$ dengan a radius lingkaran terkecil yang memotong antenna uji. Planar cocok untuk antenna dengan *back lobe* rendah seperti horn, antenna reflektor, *planar array*. Kekurangannya ada pada pola yang dihasilkan yang terbatas.

Kekurangan tersebut dapat diatasi dengan melakukan pengukuran dengan sistem koordinat silindris dan sferis (bola). Meskipun sistem silindris memerlukan komputasi yang lebih kompleks dari planar, untuk banyak antena yang diukur dengan metode ini, perangkat *positioning*, dan probe memerlukan biaya lebih rendah. Pola yang dibentuk oleh pemindai silindris dapat mencapai sudut azimuth dari 180° sampai 180° untuk semua sudut elevasi, namun tidak termasuk dari sudut polar sferis. Untuk melakukan pengukuran sudut polar sferis, maka dapat menggunakan metode pengukuran sistem koordinat sferis, karena pengukuran dengan metode ini dapat mengukur pola lengkap sampai dengan 4π steradian. Akan tetapi dalam sistem pemindai sferis, bagian penting dalam transformasi tidak dapat dipenuhi dengan menggunakan FFT. Integrasi numerik, operasi matriks dan penyelesaian persamaan secara simultan diperlukan. Hal ini menyebabkan meningkatnya waktu komputasi dan kesulitan dalam transformasi, di samping biaya peralatannya yang juga mahal.

Kelebihan dan kekurangan masing-masing metode pemindai yang digunakan dapat dirangkum dalam hal kompleksitas transformasi, biaya perangkat dan tingkat keakuratan sebagaimana ditunjukkan pada tabel 2.1

Tabel 2.1 Perbandingan Pemindai pada Sistem Pengukuran Medan Dekat

<i>Scanner</i>	Kompleksitas transformasi analitis	Biaya Perangkat	Akurasi
Planar	Rendah (FFT efisien)	Sedang	Rendah polanya hanya dapat dihitung pada daerah berbentuk <i>cone</i> dengan sudut kurang dari 180°
Silindris	Sedang FFT (integrasi numerik) dan fungsi Hankel (ekspansi mode silindris)	Rendah	Sedang Pola dapat mencapai sudut azimuth lengkap untuk semua sudut elevasi, namun tidak termasuk bagian <i>cone</i> atas dan bawah sumbu silindris
Sferis	Tinggi	Tinggi	Tinggi pola lengkap sampai dengan 4π steradian

2.4 Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris

2.4.1 Geometri Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris

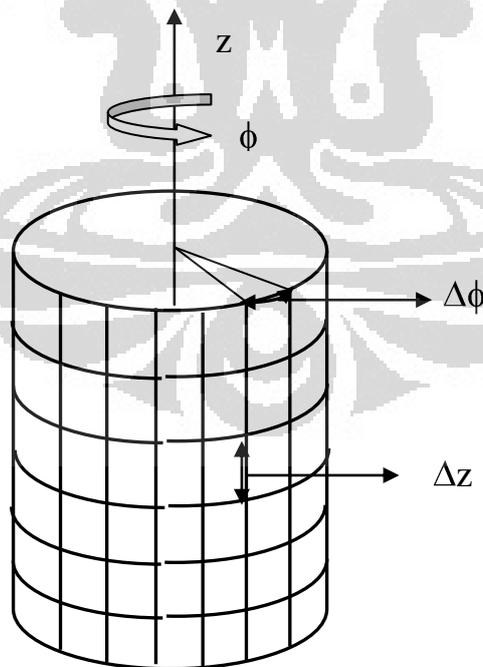
Sekumpulan pengukuran medan dekat yang lengkap dengan permukaan silindris mencakup informasi yang dibutuhkan untuk menghitung pola azimuth yang lengkap untuk setiap sudut elevasi, tetapi tidak termasuk daerah berbentuk kerucut (*cone*) pada sumbu silinder atas dan bawah. Karena integrasi numerik dapat dilakukan dengan FFT, transformasi silindris memperlihatkan efisiensi numerik dan waktu komputasi yang sebanding dengan yang dimiliki transformasi planar. Akan tetapi ekspansi modal *angular* diekspresikan dalam suku-suku fungsi Hankel, yang bisa lebih sulit untuk dihitung terutama untuk orde-orde tinggi.

Grid pemindaian silindris ditunjukkan pada gambar 2.3. Karena koefisien mode dievaluasi oleh Transformasi Fourier Diskrit, spasi cuplikan harus sedemikian rupa agar *aliasing error* dapat diabaikan. Pertimbangan yang relative sederhana pada kandungan spektral medan antenna non super direktif, membawa pada kriteria yang sudah umum diterima yaitu dihitung dari [1]

$$\Delta\phi \leq \frac{\lambda}{2(a+\lambda)} \quad (2.1)$$

$$\Delta z \leq \lambda/2 \quad (2.2)$$

Dengan λ adalah panjang gelombang dan a adalah radius silinder terkecil yang melingkupi antenna. Berdasarkan persamaan (2.1) dapat diketahui bahwa jika radius silinder semakin besar maka spasi sudut semakin kecil, sehingga jumlah cuplikan data pada putaran sudut azimuth meningkat. Peningkatan jumlah cuplikan dapat terjadi jika antenna yang diukur memiliki dimensi besar karena rentang medan dekat radiasi (untuk menghindari daerah medan reaktif) antenna uji tergantung pada nilai dimensinya.

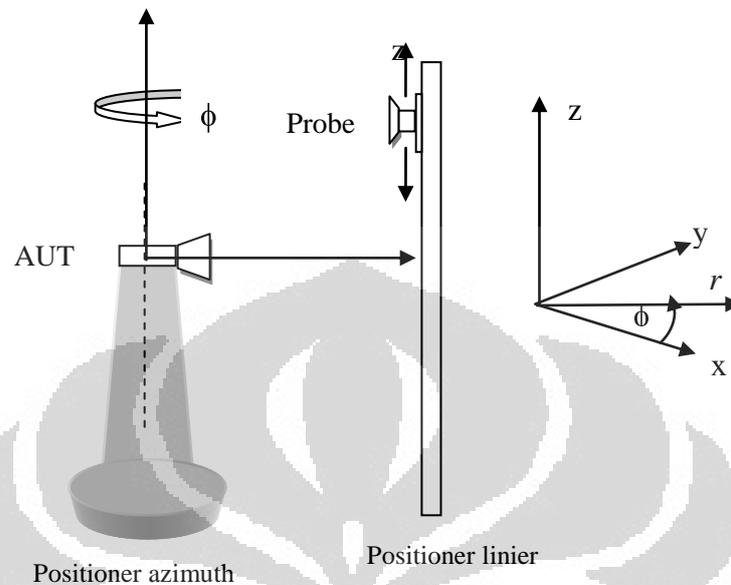


Gambar 2.3 *Grid* Pemindaian Silindris

Sistem pemindaian silindris yang biasa digunakan dapat dilihat pada

Universitas Indonesia

gambar 2.4.



Gambar 2.4 Skematik Sistem Posisi Pemindaian Silindris [1]

Lokasi azimuth antenna dibuat konstan sementara medan ditangkap pada lokasi diskrit dalam arah vertikal pada jarak yang tetap dari antenna uji. Untuk setiap pergerakan vertikal pemindai, diambil juga data pada setiap posisi sudut dengan merotasikan antenna uji seperti pada gambar 2.4, dengan koordinat posisi (r, ϕ, z) . Orientasi probe yang berkaitan dengan antenna uji berubah sejalan dengan lokasi vertikal perubahan probe, sehingga koreksi probe biasanya dibutuhkan seperti yang juga dilakukan pada kasus planar.

2.4.2 Transformasi Analitis Pemindaian Silindris

Metode transformasi yang dijelaskan berikut merupakan transformasi yang berbasis ekspansi gelombang silindris vektor tiga dimensi. Pendekatan ini mendasarkan pada aplikasi *Lorentz reciprocity integral*. Dapat ditunjukkan bahwa pola medan jauh antenna bisa diperoleh dari data medan dekat terukur pada permukaan silinder yang melingkupi antenna. Dalam transformasi ini efek probe yang menjadi pengukur dapat dikompensasi, jika fungsi bobot amplitudo dalam ekspansi gelombang silindris medan yang diradiasikan probe pada saat digunakan sebagai *transmitter* diketahui. Fungsi bobot ini diperoleh dengan mengukur

amplitudo dan fase medan jauh antenna probe.

Pada koordinat sferis dengan radius tertentu, intensitas medan elektrik yang diradiasikan oleh suatu antenna pada daerah medan jauh akan dapat dituliskan dalam bentuk sebagai berikut [3],[4]

$$E_{\theta}(R, \theta, \Phi) = -j2k \sin \theta \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n b_n(k \cos \theta) e^{jn\Phi} \quad (2.3)$$

$$E_{\phi}(R, \theta, \Phi) = -2k \sin \theta \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n a_n(k \cos \theta) e^{jn\Phi} \quad (2.4)$$

Solusi untuk medan H yang berkaitan mengikuti hukum Faraday diberikan oleh

$$H(R, \theta, \Phi) = \frac{\hat{R} \times E(R, \theta, \Phi)}{\eta} \quad (2.5)$$

Dengan $\eta = \sqrt{(\mu/\epsilon)}$ = impedansi intrinsik medium

Persamaan (2.4) dan (2.5) jika dinormalisasi menjadi

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = \sin \theta \sum_{n=-N}^N j^n a_n(k \cos \theta) e^{jn\phi} \quad (2.6)$$

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = j \sin \theta \sum_{n=-N}^N j^n b_n(k \cos \theta) e^{jn\phi} \quad (2.7)$$

Dalam persamaan ini $a_n(h)$ dan $b_n(h)$ dengan $h = (k \cos \theta)$ adalah fungsi-fungsi bobot amplitudo dari vektor gelombang silindris dalam ekspansi gelombang silindris dari medan yang diradiasikan oleh antenna, dan N adalah harmonik sudut tertinggi pada ekspansi medan. Normalnya, diberikan $N = ka$, dengan a adalah radius silinder terkecil yang melingkupi antenna sepenuhnya.

Dengan melihat gambar 2.4, dapat diketahui geometri sistem pengukuran silindris dengan definisi sistem koordinatnya. Untuk selanjutnya diasumsikan bahwa antenna uji sejajar sedemikian sehingga arah radiasi maksimumnya tegak lurus dengan sumbu z . Pengukuran yang dilakukan oleh probe pada jarak r dan posisi ϕ dan z ditandai dengan $v(r, \phi, z)$. Pengukuran pada posisi yang sama dilakukan juga pada posisi antenna probe dirotasikan 90° terhadap sumbu sejajar dan ditandai dengan $v'(r, \phi, z)$, dengan koordinat-koordinat r, ϕ, z didefinisikan pada gambar 2.4.

Persamaan kopling sistem silindris menyertakan perkalian antara koefisien

deret Fourier dari medan yang dipancarkan oleh antenna uji dan yang dipancarkan oleh probe pengukur bila digunakan sebagai *transmitter*. Koefisien probe hasil pengukuran probe sebagai *transmitter* dilambangkan dengan $c_m(-h)$, $d_m(-h)$, $c_m'(-h)$ dan $d_m'(-h)$. Nilai M adalah harmonik orde tertinggi dalam ekspansi medan probe, dengan M ditentukan dengan cara yang sama dengan integer N dalam (2.6) dan (2.7).

Ketika persamaan kopling ditulis untuk setiap polarisasi probe, dua persamaan dapat diselesaikan secara simultan untuk koefisien deret Fourier medan yang diradiasikan oleh antenna uji untuk menghasilkan koefisien ternormalisasi sebagai berikut [4]

$$a_n(h) = \frac{1}{\sin^2 \theta \Delta_n(h)} \left[I_n(h) \sum_{m=-M}^M d_m'(-h) \cdot H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) - I_n'(\theta) \sum_{m=-M}^M d_m(-h) \cdot H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] \quad (2.8)$$

$$b_n(h) = \frac{1}{\sin^2 \theta \Delta_n(h)} \left[I_n'(h) \sum_{m=-M}^M c_m(-h) \cdot H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) - I_n(h) \sum_{m=-M}^M c_m'(-h) \cdot H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] \quad (2.9)$$

Dengan $H_n^{(2)}(kr \sin \theta)$ adalah fungsi Hankel jenis kedua dan $\Delta_n(h)$ adalah determinan sistem persamaan yang diberikan oleh [4]

$$\begin{aligned} \Delta_n(h) = & \left[\sum_{m=-M}^M c_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] \cdot \\ & \left[\sum_{m=-M}^M d_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] - \\ & \left[\sum_{m=-M}^M c_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] \cdot \\ & \left[\sum_{m=-M}^M d_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(kr \sin \theta) \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Fungsi $I_n(h)$ dan $I_n'(h)$ merupakan integral yang melibatkan respon probe pada silinder, diberikan oleh [4]

$$I_n(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v(r, \phi, z) \exp(-jn\phi + jhz) d\phi dz \quad (2.11)$$

$$I_n'(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v'(r, \phi, z) \exp(-jn\phi + jhz) d\phi dz \quad (2.12)$$

Integral pada (2.11) dan (2.12) merupakan integral Fourier dua dimensi yang dapat dievaluasi dengan FFT.

Untuk mengkompensasi efek probe dalam perhitungan medan jauh antenna uji, maka diperlukan perhitungan nilai-nilai koefisien probe yang berupa $c_m(-h)$, $d_m(-h)$, $c_m'(-h)$ dan $d_m'(-h)$ dengan argumen $h = -k \cos \theta_m = k \cos(180^\circ - \theta_m)$, dimana nilai dari θ_m adalah sudut elevasi yang dibentuk saat pengukuran medan jauh antenna uji. Bentuk pola kompensasi *probe*, yaitu berupa ekspansi gelombang silindris medan yang diradiasikan oleh probe dapat dilihat pada Persamaan 2.13 dan 2.14 [14].

$$c_m(-h) = \frac{1}{j^{-m} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\phi(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.13)$$

$$d_m(-h) = \frac{1}{j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\theta(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.14)$$

Selain itu, perhitungan di atas juga dilakukan untuk posisi probe ketika diputar 90° sesuai dengan sumbu longitudinalnya. Hal tersebut akan menghasilkan nilai $c_m'(-h)$ dan juga nilai $d_m'(-h)$. Maka persamaannya akan menjadi seperti pada persamaan 2.15 dan 2.16.

$$c_m'(-h) = \frac{1}{j^m \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\phi'(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.15)$$

$$d_m'(-h) = \frac{1}{j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\theta'(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.16)$$

Pada persamaan-persamaan tersebut, integral pada bagian kanan dapat diselesaikan dengan menggunakan aturan integral secara numerik menggunakan integral trapezoidal. Pada perhitungan tersebut, nilai θ akan bersesuaian dengan nilai θ_m , oleh karena sudut elevasi antara antenna uji dengan sudut elevasi dari probe akan saling berhubungan. Koefisien-koefisien probe tersebut selanjutnya disubstitusikan ke Persamaan (2.8) dan (2.9) untuk digunakan sebagai faktor

kompensasi probe.

Evaluasi yang akurat dari (2.5) dan (2.6) mensyaratkan bahwa Δz kurang dari atau sama dengan $\lambda/2$, bahwa $\Delta\phi$ kurang dari atau sama dengan π/N , dan bahwa r paling kecil beberapa panjang gelombang sedemikian sehingga pencuplikan medan dilakukan pada daerah medan dekat. Jika setiap $a_n(h)$ dan $b_n(h)$ telah dihitung untuk potongan sudut elevasi yang diinginkan, deret Fourier dalam (2.6) dan (2.7) dapat dijumlahkan dengan FFT untuk mendapatkan medan jauh antenna.

2.4.3 Fungsi Hankel

Dalam menyelesaikan persamaan (2.8) dan (2.9) diperlukan solusi untuk fungsi Hankel. Fungsi Hankel ialah suatu fungsi berupa fungsi kompleks yang juga dapat disebut sebagai fungsi Bessel jenis ketiga atau fungsi Weber, yang merupakan sebuah kombinasi linear dari fungsi Bessel jenis pertama dan jenis kedua [16]. Fungsi ini digunakan untuk analisis perambatan ke arah radial.

Fungsi Hankel terdiri atas dua jenis, yaitu jenis pertama ($H_\alpha^{(1)}(x)$) dan jenis kedua ($H_\alpha^{(2)}(x)$). Fungsi Hankel jenis pertama digunakan untuk mengekspresikan propagasi gelombang silindris bagian luar dari persamaan propagasi gelombang silindris, sedangkan fungsi Hankel jenis kedua digunakan untuk mengekspresikan propagasi gelombang silindris bagian dalam dari persamaan gelombang silindris. Fungsi Hankel jenis pertama memiliki bentuk umum persamaan sebagai berikut:

$$H_\alpha^{(1)} = J_\alpha(x) + jY_\alpha(x) \quad (2.17)$$

Sedangkan fungsi Hankel jenis kedua memiliki bentuk umum persamaan sebagai berikut:

$$H_\alpha^{(2)} = J_\alpha(x) - jY_\alpha(x) \quad (2.18)$$

Dimana nilai dari j ialah satuan imajiner yaitu $\sqrt{-1}$. Persamaan (2.17) dan (2.18) menjelaskan hubungan antara fungsi Hankel dengan fungsi Bessel, yaitu bahwa fungsi Hankel merupakan kombinasi linier fungsi Bessel jenis pertama [$J_\alpha(x)$] dan fungsi Bessel jenis kedua [$Y_\alpha(x)$]. Fungsi Bessel ini memiliki aplikasi yang

sangat banyak, terutama untuk penyelesaian masalah propagasi gelombang.

Fungsi Bessel jenis pertama didefinisikan sebagai penyelesaian dari persamaan diferensial yang berbentuk seperti persamaan 2.19 di bawah ini yang tidak tunggal pada titik asal/*origin* ($x = 0$):

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - \nu^2)y = 0 \quad (2.19)$$

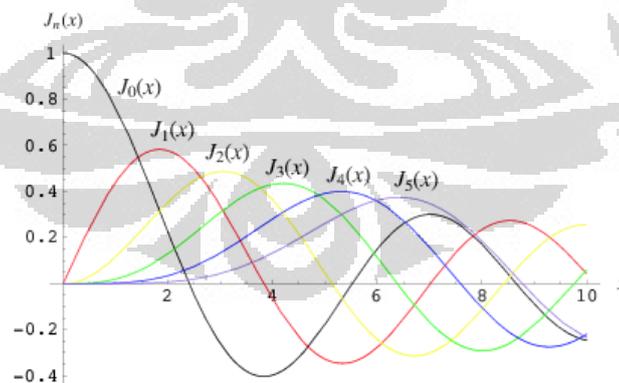
Parameter ν merupakan suatu nilai yang diberikan, berupa bilangan riil dan tidak negatif. Penyelesaian persamaan diferensial pada (2.19) menghasilkan Fungsi Bessel jenis pertama $J_\alpha(x)$ yang pada saat memiliki nilai $\alpha = n$ didefinisikan sebagai persamaan 2.20 [16]:

$$J_n(x) = x^n \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m x^{2m}}{2^{2m+n} m!(n+m)!} \quad (2.20)$$

Fungsi Bessel jenis pertama ini juga dapat disebut sebagai fungsi silindris atau silinder harmonik [16]. Selanjutnya, ketika nilai dari $\alpha = -n$, maka persamaan fungsi Bessel akan menjadi persamaan 2.21.

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x) \quad (2.21)$$

Gambaran plot penyelesaian dari $J_n(x)$ untuk nilai $n = 0, 1, 2, \dots, 5$, ditunjukkan pada gambar 2.5



Gambar 2.5 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Pertama $J_n(x)$

Fungsi Bessel jenis kedua ialah penyelesaian dari persamaan diferensial pada persamaan 2.16 yang tunggal pada origin ($x = 0$). Fungsi Bessel jenis kedua $Y_\alpha(x)$ didefinisikan sebagai persamaan 2.22 [16]:

$$Y_{\alpha}(x) = \frac{J_{\alpha}(x) \cos(\alpha\pi) - J_{-\alpha}(x)}{\sin \alpha\pi} \quad (2.22)$$

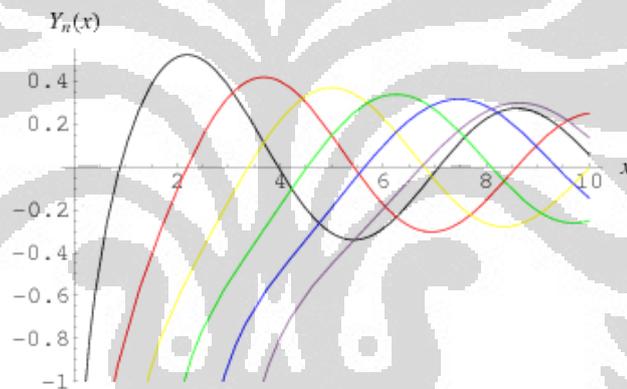
Pada kasus dimana pada orde n yang berupa bilangan bulat, fungsi Bessel jenis dua ini dijelaskan dengan mengambil limit nilai α yang tidak berupa bilangan bulat mendekati nilai n , yaitu sebagai berikut:

$$Y_n(x) = \lim_{\alpha \rightarrow n} Y_{\alpha}(x) \quad (2.23)$$

Selanjutnya, ketika nilai $\alpha = -n$, maka terdapat hubungan dari persamaan tersebut menjadi:

$$Y_{-n}(x) = (-1)^n Y_n(x) \quad (2.24)$$

Gambaran plot penyelesaian dari $Y_n(x)$ untuk nilai $n = 0, 1, 2, \dots, 5$, diperlihatkan pada gambar 2.6



Gambar 2.6 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Kedua $Y_n(x)$

2.4.4 FFT (*Fast Fourier Transform*)

Dalam menyelesaikan persamaan dalam proses transformasi dari medan dekat ke medan jauh, terdapat fungsi integral Fourier yang berbentuk $\iint_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{j(ux+vy)} dx dy$, yaitu pada (2.11) dan (2.12). Namun karena data medan dekat yang diambil hanya pada titik-titik cuplikan tertentu (tidak kontinyu) maka penyelesaiannya dilakukan dengan *Discrete Fourier Transform* (DFT). Selain itu terdapat juga persamaan untuk perhitungan medan jauh dari intensitas medan listrik yang diradiasikan oleh antenna uji yang menggunakan prinsip perhitungan dengan DFT. Dalam proses komputasi digunakan algoritma *Fast*

Fourier Transform (FFT). FFT adalah salah satu penyelesaian dari *Discrete Fourier Transform* (DFT) dengan menggunakan algoritma yang lebih efisien daripada DFT dalam melakukan perhitungan. Persamaan umum DFT adalah

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jnx_k} \quad (2.25)$$

Dengan nilai x_k dapat diperoleh dari

$$x_k = \frac{2\pi k}{N} \quad (2.26)$$

Dengan nilai $k = 0, \dots, N-1$. Dengan mensubstitusi persamaan (2.26) ke persamaan (2.25), persamaan umum DFT akan menjadi persamaan (2.27)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (2.27)$$

Persamaan umum DFT mengandung operasi perkalian dan penjumlahan dalam bilangan kompleks yang rumit untuk diselesaikan terutama jika jumlah cuplikan sangat banyak. Pada perhitungan secara langsung akan memerlukan operasi perhitungan sebanyak (N^2) perkalian dengan output sebesar N dari X_k dan setiap output tersebut membutuhkan N penjumlahan.

Untuk mengatasi masalah tersebut digunakan metode FFT, yaitu suatu metode komputasi DFT dengan perhitungan yang lebih efisien. FFT membutuhkan operasi perhitungan sebanyak $(N/2) \log_2 N$ perkalian dan $N \log_2 N$ penjumlahan, sehingga lebih efisien dibandingkan dengan menghitung menggunakan DFT secara langsung..

2.5 Ekspansi Pencuplikan

Jika faktor fase yang sesuai dipilih dari komponen tangensial dari medan elektrik terukur, medan jauh dapat dievaluasi dari cuplikan medan dekat yang spasinya sepanjang sumbu pengukuran silinder tidak lebih dari $(\lambda/2)$ (r/a), dengan r adalah radius silinder dan a adalah radius bola terkecil yang melingkupi antenna[8]. Karena itu dengan spasi tersebut, bila jarak pengukuran silinder meningkat, spasi pengukuran pada silinder akan menjadi lebih dari $(\lambda/2)$, yang biasanya diterima sebagai harga maksimum spasi pencuplikan pada sumbu z . Hal ini akan mengurangi jumlah cuplikan pengukuran dan persyaratan memori dan konsekuensinya mengurangi waktu pengukuran yang seringkali lebih tinggi

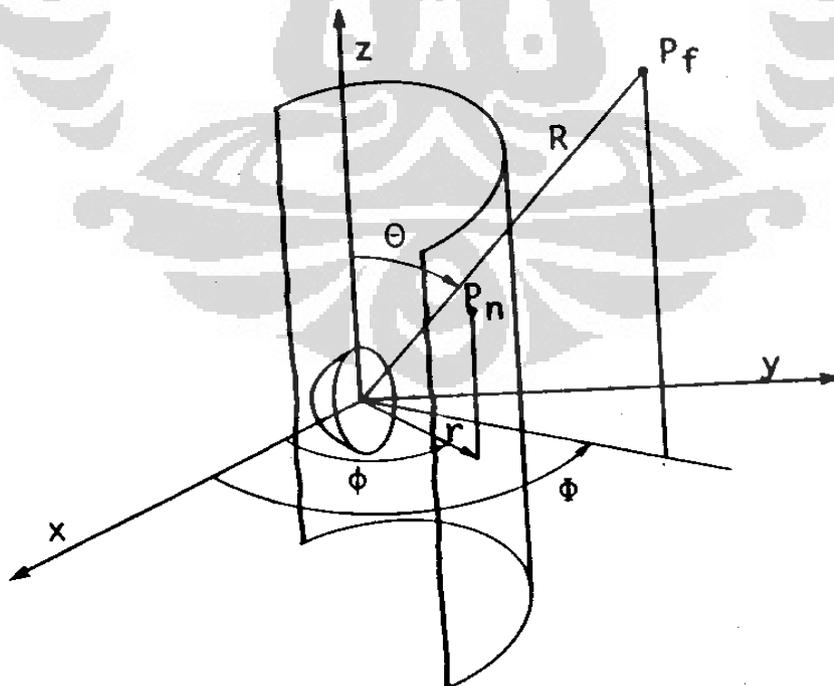
daripada waktu komputasi yang diperlukan untuk mengolah data medan dekat untuk pemindaian planar rektangulardan silindris.

Gambar 2.7 menunjukkan silinder dengan radius r melingkupi antenna. Medan dekat antenna didefinisikan dalam (r, ϕ, z) sementara koordinat bola dari medan jauh adalah (R, θ, Φ) . Pada pengukuran silinder komponen tangensial medan elektrik yang dpancarkan antenna dapat direpresentasikan sebagai superposisi gelombang silindris elementer yaitu

$$E_z(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) e^{jn\phi} e^{-jhz} dh \quad (2.28)$$

$$E_\phi(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}(\Lambda r)}{\partial r} \right]_{r=a} e^{jn\phi} e^{-jhz} dh \quad (2.29)$$

Dengan k adalah *wavenumber* ruang bebas dan $H_n^{(2)}(\Lambda a)$ adalah fungsi Hankel jenis kedua orde n dengan $\Lambda = \sqrt{k^2 - h^2}$



Gambar 2.7 Geometri Koordinat Pengukuran Silindris [8]

Pada daerah medan jauh evaluasi asimtot (2.28) dan (2.29) akan memberikan bentuk persamaan seperti pada persamaan (2.3) dan (2.4).

Memperhatikan (2.28) dan (2.29) memperlihatkan bahwa $E_z(\phi, z)$ dan $E_\phi(\phi, z)$ adalah dalam bentuk deret Fourier dalam ϕ dan integral Fourier dalam z , yang dengan transformasi balik didapatkan

$$b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} E_z(\phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad (2.30)$$

$$\left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}(\Lambda r)}{\partial r} \Big|_{r=a} \right] = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} E_z(\phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad (2.31)$$

Persamaan (2.30) dan (2.31) berhubungan dengan koefisien modal terhadap komponen medan tangensial pada silinder, yang sebenarnya bukan kuantitas terukur, kecuali probe ideal digunakan. Akan tetapi persamaan serupa tetap digunakan juga dalam kasus sembarang probe, menggunakan adanya faktor korektif tergantung pada karakteristik probe penerima yang sudah diketahui. Dalam hal ini probe ideal diasumsikan digunakan dalam transformasi.

Persamaan (2.30)-(2.31) diselesaikan dengan menggunakan FFT. Spasi pencuplikan harus sedemikian rupa agar *aliasing error* dapat diabaikan, dengan kriteria yang sudah umum diterima yaitu $\Delta z = \lambda/2$ dan $\Delta \phi = \lambda/2a$. Dengan a radius dari bola terkecil yang melingkupi antenna uji. Kondisi tersebut menyatakan bahwa yang pertama memperbaiki jarak antar cuplikan yang kedua untuk sudut di antaranya. Sebagai konsekuensi, jumlah cuplikan bertambah bila jarak pengukuran meningkat. Berikutnya adalah faktor propagasi faktor $\exp(-jk\sqrt{a^2 + z^2})$ harus dipilih dari komponen E, medan tangensial,

$$E_{z,\phi}(\phi, z) = F_{z,\phi}(\phi, z) e^{-jk\sqrt{a^2 + z^2}} = F_{z,\phi}(\phi, s) e^{-jk\sqrt{1+s^2}} \quad (2.32)$$

Menjadi $s=z/a$. Menurut teorema Shannon-Whittaker, rekonstruksi dapat diperoleh dari pengetahuan tentang pencuplikannya pada laju Nyquist melalui ekspansi pencuplikan

$$F_{z,\phi}(\phi, z) = \sum_{m=-M}^M F_{z,\phi}(\phi, z_m) \operatorname{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) \quad (2.33)$$

dengan

$$z_m = m\pi a/W \leq n(\lambda/2)(r/a)$$

$$M = \operatorname{int}(LW/2\pi r)$$

$\operatorname{Int}(x)$ melambangkan integer terbesar yang kurang dari atau sama dengan x

L adalah panjang silinder pengukuran

W adalah *bandwidth* fungsi pita terbatas $F_{z,\phi}(\phi, z)$

Mengekspresikan $F_{z,\phi}(\phi, z_m)$ sebagai deret Fourier dalam sudut azimuth ϕ :

$$F_{z,\phi}(\phi, z_m) = \sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi} \quad (2.34)$$

Dengan

$$N_m = \operatorname{int}(W_\phi) \geq \operatorname{int}\left[ka/\sqrt{1 + (m\pi/ka)^2}\right] \quad (2.35)$$

Didapatkan

$$E_{z,\phi}(\phi, z) = \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi} \operatorname{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) e^{jk\sqrt{a^2+z^2}} \quad (2.36)$$

Substitusi (2.37) dalam (2.32) dan (2.33)

$$b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi} \operatorname{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) e^{jk\sqrt{a^2+z^2}} e^{jhz} dz \right]_{m=-M}^M F_{z,\phi}^n(z_m) g_{mh} \quad (2.37)$$

$$\left[b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n(h) \frac{\partial H_n^{(2)}}{\partial r}(\Lambda r) \right]_{r=a} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=-N_m}^{N_m} F_{z,\phi}^n(z_m) e^{jn\phi} \operatorname{sinc}\left(\frac{Wz}{a} - m\pi\right) \right] \cdot e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}} e^{jhz} dz = \sum_{m=-M}^M F_{z,\phi}^n(z_m) g_{mh} \quad (2.38)$$

Dengan

$$g_{mh} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc} \left(\frac{Wz}{a} - m\pi \right) e^{jk\sqrt{a^2+z^2}} e^{jhz} dz \quad (2.39)$$

Pada persamaan medan jauh dapat diletakkan

$$E_{\theta,\Phi}(R, \theta, \Phi) = F_{\theta,\Phi}(\theta, \Phi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.40)$$

Dapat ditunjukkan dengan mengaplikasikan teorema *polar sampling* dengan $F_{\theta,\Phi}(\theta, \Phi)$ dapat direpresentasikan dengan ekspansi pencuplikan

$$F_{\theta,\Phi}(\theta, \Phi) = \sum_{j=-N_1}^{N-N_1} \left[S_N(\theta - \theta_j) \sum_{i=0}^{2M_j-1} F_{\theta,\Phi}(\theta_j, \Phi_{ij}) S_{M_j-1}(\Phi - \Phi_{ij}) - \right. \\ \left. S_N\theta + \theta_j i = 0 2M_j - 1 F_{\theta,\Phi} \theta_j, \Phi_{ij} S_{M_j-1} \Phi + \pi - \Phi_{ij} . 2M_j - 1 M_j \right] \quad (2.41)$$

dengan

$$S_N(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{2N+1}{2}\theta\right)}{(2N+1)\sin\frac{\theta}{2}} \quad (2.42)$$

$$\theta_j = j2\pi/(2N+1) \quad (2.43)$$

$$\Phi_{ij} = i\pi/M_j \quad (2.44)$$

$$N = \text{int}(W) \geq \text{int}(ka) \quad (2.45)$$

$$M_j = \text{int}(N \sin \theta_j) + 1 \quad (2.46)$$

Dan N adalah integer yang menentukan rentang rekonstruksi tertinggi medan jauh sesuai dengan hukum

$$2N_1\pi/(2N+1) \leq \theta \leq 2(N-N_1)\pi/(2N+1) \quad (2.47)$$

2.6 Parameter Medan Jauh Antena

2.6.1 Radiation Power Density

Gelombang elektromagnetik digunakan untuk membawa informasi melalui media nirkabel atau fisik, dari satu titik ke titik lain, sehingga diasumsikan daya dan energinya dihubungkan dengan medan elektromagnetik. Kuantitas yang

digunakan untuk menggambarkan daya yang berkaitan dengan gelombang elektromagnetik adalah vektor *Poynting* sesaat yang didefinisikan sebagai[1]

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2.48)$$

Dengan

\mathcal{W} = vektor *Poynting* sesaat (W/m^2)

\mathcal{E} = intensitas medan elektrik sesaat (V/m)

\mathcal{H} = intensitas medan magnet sesaat (A/m)

Karena vektor *Poynting* merupakan rapat daya, maka daya total yang melintasi permukaan tertutup dapat diperoleh dengan mengintegrasikan komponen normal vektor *Poynting* pada seluruh permukaannya. Untuk aplikasi medan berubah waktu, diinginkan untuk mendapatkan rapat daya rata-rata (*average power density*) yang diperoleh dengan mengintegrasikan vektor *Poynting* sesaat pada suatu periode dan dibagi dengan periodenya.

Untuk variasi harmonik waktu bentuk $e^{j\omega t}$, didefinisikan medan kompleks \mathbf{E} dan \mathbf{H} yang berkaitan dengan bagian \mathcal{E} dan \mathcal{H} sesaat dengan

$$\mathcal{E}(x, y, z, t) = \text{Re}(E(x, y, z, t)e^{j\omega t}) \quad (2.49)$$

$$\mathcal{H}(x, y, z, t) = \text{Re}(H(x, y, z, t)e^{j\omega t}) \quad (2.50)$$

Menggunakan definisi \mathcal{E} dan \mathcal{H} tersebut dan identitas $\text{Re}[E^{ej\omega t}] = 1/2 [E^{ej\omega t} + E^*e^{-j\omega t}]$ maka

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H e^{-j\omega t}] = \quad (2.51)$$

Vektor *Poynting* rata-rata waktu (Rapat daya rata-rata) menjadi

$$W_{av}(x, y, z) = [\mathcal{W}(x, y, z, t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (2.52)$$

Power density berkaitan dengan medan elektromagnetik sebuah antenna pada daerah medan jauhnya didominasi bagian *real*-nya dan disebut sebagai *radiation density*. Daya rata-rata yang diradiasikan oleh suatu antenna (daya pancar) dapat dituliskan sebagai

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S W_{rad} \cdot dS = \oint_S W_{av} \cdot \hat{n} da = \frac{1}{2} \oint_S \operatorname{Re}(E \times H^*) \cdot dS \quad (2.53)$$

2.6.2 Intensitas Radiasi

Radiation intensity pada arah tertentu didefinisikan sebagai daya radiasi dari antenna per satuan sudut, merupakan parameter medan jauh dan dapat diperoleh dengan mengalikan *radiation density* dengan kuadrat jarak [1]

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.54)$$

Dengan

$U =$ radiation intensity (W/unit solid angle)

$W_{rad} =$ radiation density (W/m²)

2.6.3 Directivity

Directivity suatu antenna didefinisikan sebagai perbandingan Intensitas Radiasi pada arah yang ditentukan dari antenna terhadap intensitas radiasi rata-rata di segala arah. Intensitas radiasi rata-rata sama dengan total daya yang diradiasikan antenna dibagi dengan 4π . Jika arah tidak ditentukan, maka digunakan arah dari intensitas radiasi maksimum.

Secara sederhana *directivity* dari sumber non isotropis sama dengan perbandingan intensitas radasinya pada arah yang diberikan terhadap intensitas radiasi pada arah yang ditentukan pada sumber isotropis yang secara matematis dinyatakan sebagai [1]

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.55)$$

Jika arah tidak ditentukan

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.56)$$

Dengan

$D =$ directivity (tanpa satuan)

D_0 = maksimum *directivity* (tanpa satuan)

U = Intensitas Radiasi (W/unit solid angle)

U_{max} = Intensitas radiasi maksimum (W/unit solid angle)

U_0 = Intensitas radiasi sumber isotropis (W/unit solid angle)

P_{rad} = Daya pancar total (W)

Untuk sumber isotropis, *directivity*-nya adalah unity karena U, U_{max} , sama besarnya dengan U_0 . Untuk antena dengan komponen polarisasi orthogonal didefinisikan *partial directivity* suatu antena untuk polarisasi pada arah tertentu sebagai bagian dari intensitas radiasi yang berkaitan dengan polarisasi yang ditentukan dibagi dengan intensitas radiasi total rata-rata pada semua arah. Dengan definisi untuk *partial directivity*, maka pada arah tertentu total *directivity* adalah penjumlahan *partial directivity* untuk dua polarisasi orthogonal. Untuk sistem koordinat sferis, total *maximum directivity* D_0 untuk komponen orthogonal θ dan ϕ antena dapat dituliskan sebagai

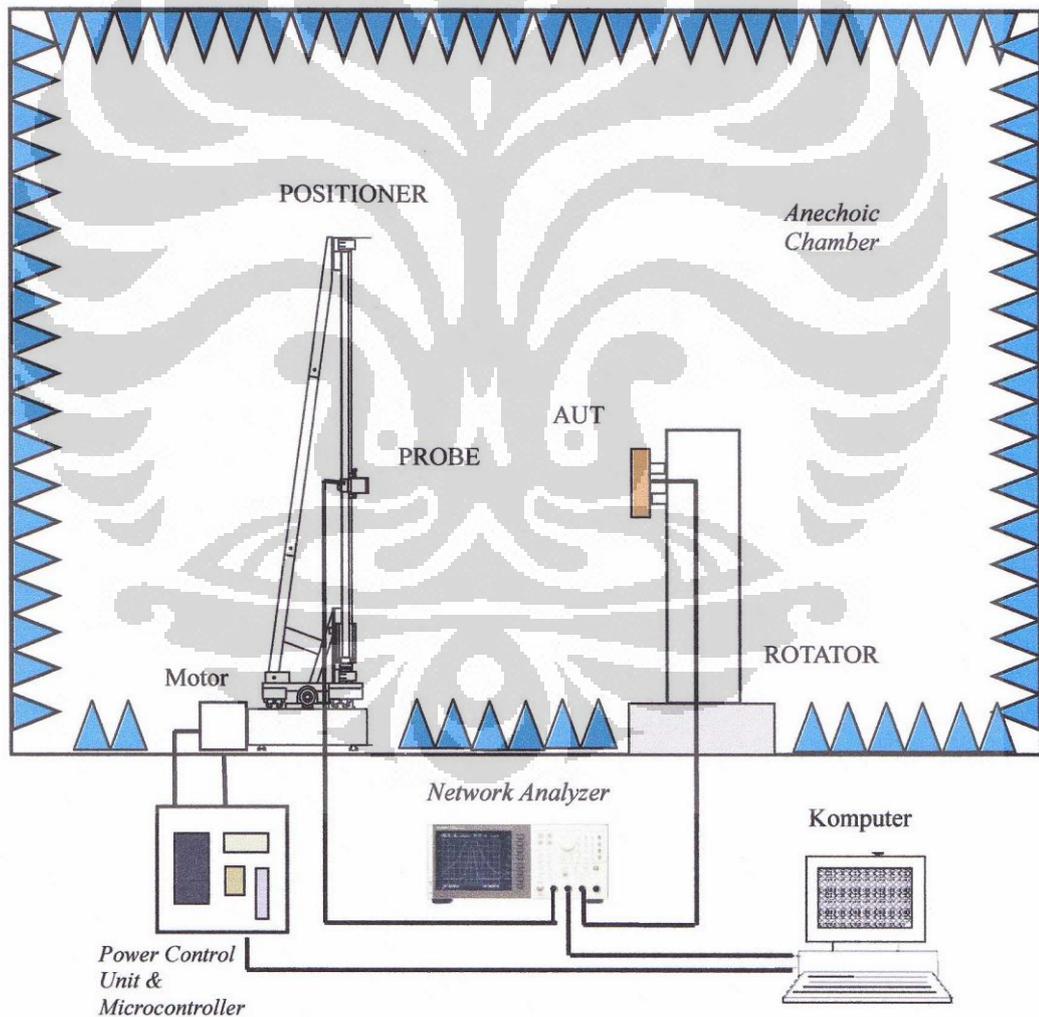
$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.57)$$

BAB 3

PERANCANGAN PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT SILINDRIS

3.1 Sistem Pengukuran Medan Dekat Pemindaian Silindris

Secara umum sistem pengukuran medan dekat metode silindris terdiri atas antenna tes, antenna probe, *anechoic chamber*, sistem *positioner* dan rotator, serta sistem RF. Gambar sistem pengukuran medan dekat dapat ditunjukkan pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Sistem Pengukuran Medan Dekat

3.1.1 Antena Uji

Antenna Under Test (AUT) atau antena uji pada pengukuran medan dekat disesuaikan dengan metode pemindaian yang akan digunakan. Antena tes yang memiliki *gain* yang tinggi dan memiliki pola radiasi yang kuat pada arah tertentu (*directional*) serta *side lobe* yang kecil lebih sesuai menggunakan pengukuran medan dekat dengan metode planar. Sedangkan antena yang memiliki *side lobe* yang besar maka pengukuran medan dekat metode silindris dan bola sangat cocok digunakan.

Pada pelaksanaan pengukuran medan dekat, antena uji diletakkan di atas rotator di dalam ruang anti gema. Antena uji terhubung ke alat ukur *Network Analyzer* yang diletakkan di luar ruang anti gema. Pengukuran dilakukan pada setiap putaran sudut tertentu.

3.1.2 Antena Probe

Antena probe dalam pengukuran medan dekat sangat berperan dalam kualitas data yang diambil dari wilayah pencuplikan dari pengukuran medan dekat. Beberapa persyaratan karakteristik *scanning probe*, yaitu [17]:

- *Time invariant gain* dan “*rigid*” secara mekanis.
- *Low directivity*, atau secara elektrik dan fisik kecil.
- *Bandwidth* lebar.
- *Return loss* kecil.
- *Front to back ratio* yang baik untuk meminimalkan sensitivitas terhadap penempatan probe dan *multiple reflection*

Antena probe pada pengukuran di dalam ruang anti gema diletakkan pada *positioner* yang bergerak secara vertikal dan terhubung ke *Network Analyzer* sehingga gelombang dari antena uji yang diterima antena probe dapat diukur. Gerak vertikal antena probe merupakan gerak sumbu z koordinat silindris pada setiap spasi yang telah ditentukan.

3.1.3 Ruang Anti Gema (*Anechoic Chamber*)

Untuk menyediakan lingkungan pengukuran yang dapat dikontrol dan meminimalkan pemantulan gelombang elektromagnetik, ruang anti gema dikembangkan sebagai tempat pengukuran dalam ruangan. Pengukuran dapat dilakukan dalam ruangan yang pada permukaannya dilapisi *absorber* RF. Secara umum, bila frekuensi kerja menurun, ketebalan material *absorber* RF harus ditingkatkan untuk menjaga level pantulan yang diijinkan. Suatu RF *absorber* yang memenuhi persyaratan elektrik minimum pada frekuensi lebih rendah biasanya memiliki kinerja yang meningkat pada frekuensi-frekuensi kerja lebih tinggi.

3.1.4 Sistem *Positioner* dan Rotator

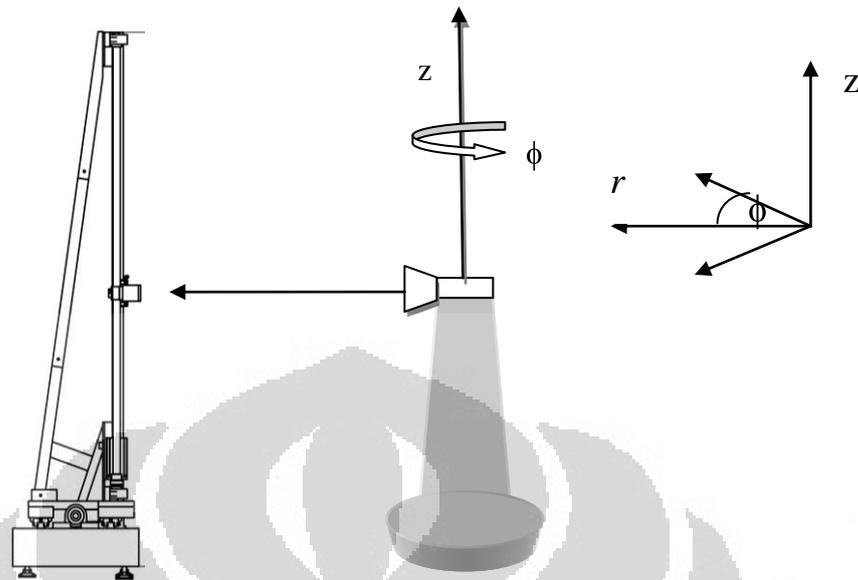
Sistem *positioner* merupakan sistem *scanner* yang pada penelitian sebelumnya diterapkan untuk sistem pengukuran medan dekat planar. *Scanner* merupakan suatu sistem *positioner* untuk mengatur pergerakan dan posisi dari antena *probe*. *Probe positioner* ini terdiri atas dua bagian yaitu rel dan motor. *Scanner* yang dimiliki oleh Departemen Teknik Elektro Universitas Indonesia ialah sebuah *scanner* dua arah yang mampu bergerak pada dua buah sumbu yang saling tegak lurus atau bergerak pada dua arah, yaitu arah x dan y, sehingga *probe* yang digerakkan membentuk pemindaian planar. *Positioner* dapat bergerak maksimum 1 m masing-masing pada arah x dan y. Gerakan *positioner* diatur oleh *mikrocontroller* yaitu dengan cara *mikrocontroller* mengatur motor yang merupakan penggerak *positioner*.



Gambar 3.2 Sistem *Positioner/Scanner*

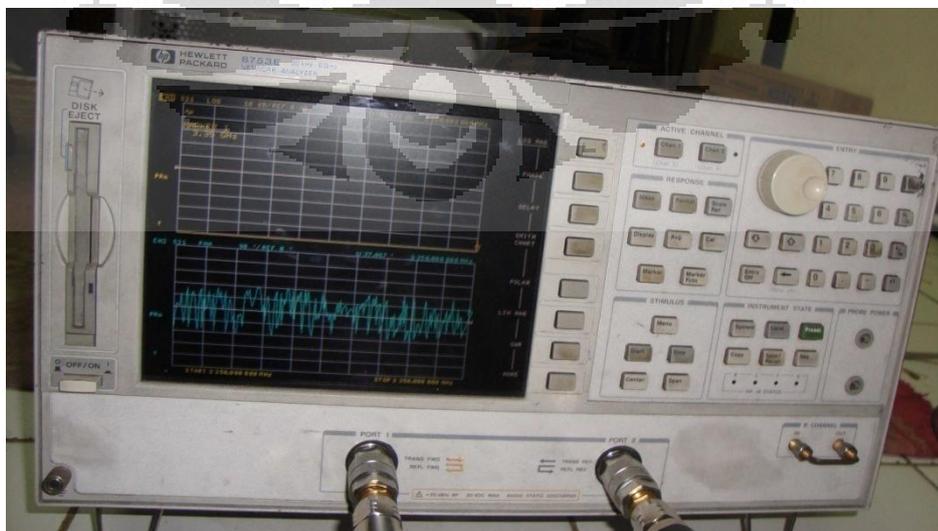
Scanner untuk pergerakan antenna tersebut memiliki dimensi panjang 1,650 meter dan tinggi 1,40712 meter, dilengkapi dengan *scanner* dengan *motor stepper* yang digerakkan oleh mikrokontroler, maka dapat diatur pergerakan posisi antenna probe dengan dimensi pergerakan sebesar 1,252 meter x 1,08340 meter.

Pada pengukuran medan dekat menggunakan pemindaian silindris, gerak *positioner* yang digunakan hanya pada arah vertikal, atau arah y. Arah gerak vertikal ini merupakan gerak pada sumbu z pada permukaan silindris. Sedangkan untuk mendapatkan nilai variasi sudut ϕ , antenna uji akan digerakkan oleh suatu rotator sesuai dengan bidang azimuth. Rotator diletakkan di depan probe *positioner* pada jarak tertentu seperti ditunjukkan pada gambar 3.3. Dengan pengambilan data pada variasi sudut ϕ yang didapatkan dari putaran rotator dan gerakan vertikal dari *positioner* didapatkan pemindaian yang membentuk koordinat silindris.

Gambar 3.3 Sistem *Positioner* dan Rotator

3.1.5 Sistem RF

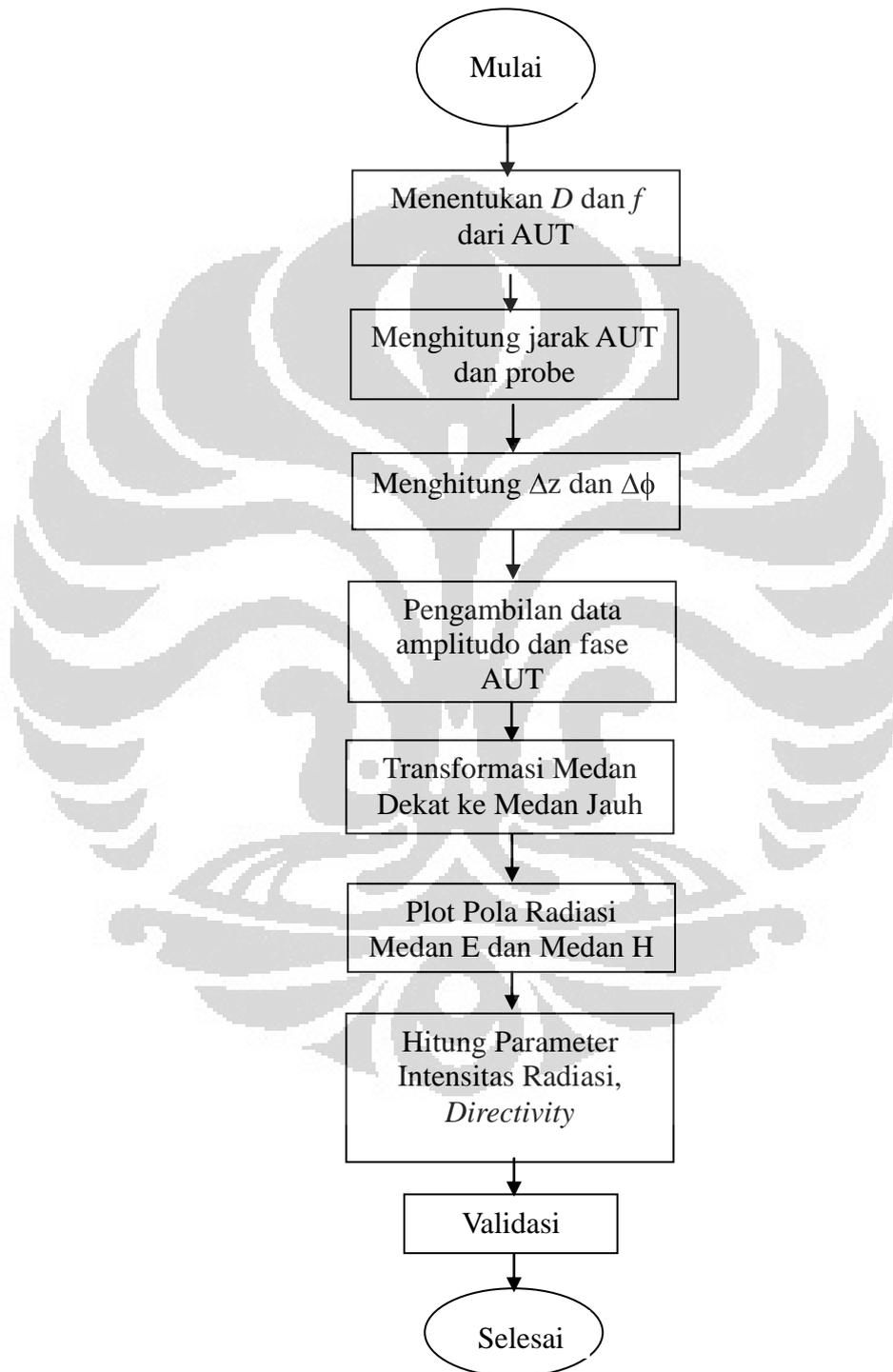
Sistem RF meliputi alat ukur dan kabel RF. Alat ukur yang digunakan pada pengukuran medan dekat ini ialah sebuah *Vector Network Analyzer (VNA)* untuk pengukuran parameter S pada rangkaian-rangkaian *microwave*. Parameter yang dapat diukur ialah parameter refleksi, yaitu S_{11} dan S_{22} serta parameter transmisi, yaitu S_{21} dan S_{12} . Peralatan pengukuran yang dimiliki oleh Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia ialah sebuah VNA dengan tipe Hewlett Packard (HP) seri 8753e, yang ditunjukkan pada Gambar 3.4.

Gambar 3.4 *Vector Network Analyzer*

Universitas Indonesia

3.2 Algoritma Pengukuran Antena Medan Dekat Pemindaian Silindris

Langkah-langkah pengukuran antena dengan metode medan dekat silindris dalam penelitian ini dapat digambarkan dalam diagram alir pada gambar 3.5.

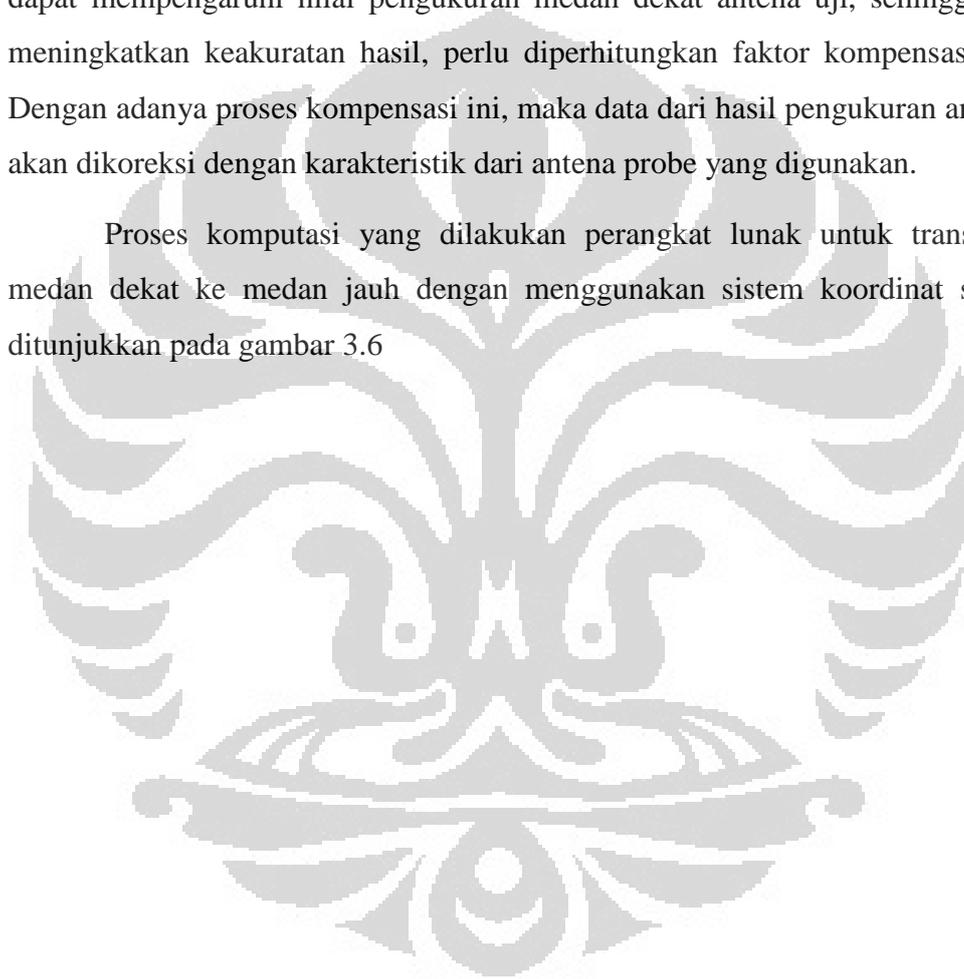


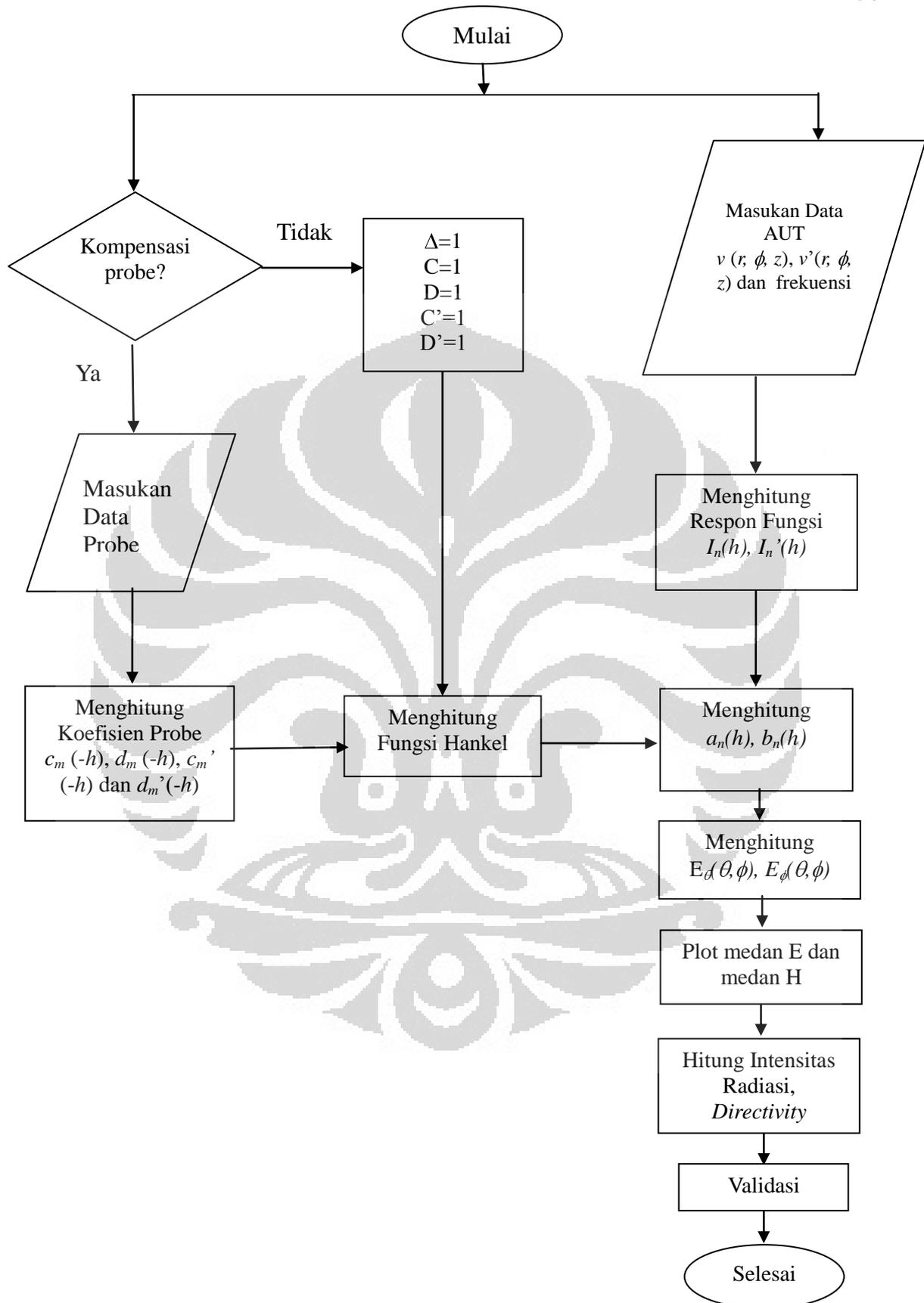
Gambar 3.5 Diagram Alir Proses Pengukuran

3.3 Algoritma Transformasi Data Medan Dekat ke Medan Jauh

Setelah data medan dekat didapatkan dari pengukuran maka diperlukan transformasi medan dekat untuk mendapatkan parameter-parameter medan jauh antenna uji. Transformasi merupakan suatu proses matematis yang membutuhkan proses komputasi perangkat lunak. Dalam pengukuran yang menggunakan sembarang probe (bukan probe ideal), medan yang diradiasikan oleh antenna probe dapat mempengaruhi nilai pengukuran medan dekat antenna uji, sehingga untuk meningkatkan keakuratan hasil, perlu diperhitungkan faktor kompensasi probe. Dengan adanya proses kompensasi ini, maka data dari hasil pengukuran antenna uji akan dikoreksi dengan karakteristik dari antenna probe yang digunakan.

Proses komputasi yang dilakukan perangkat lunak untuk transformasi medan dekat ke medan jauh dengan menggunakan sistem koordinat silindris. ditunjukkan pada gambar 3.6



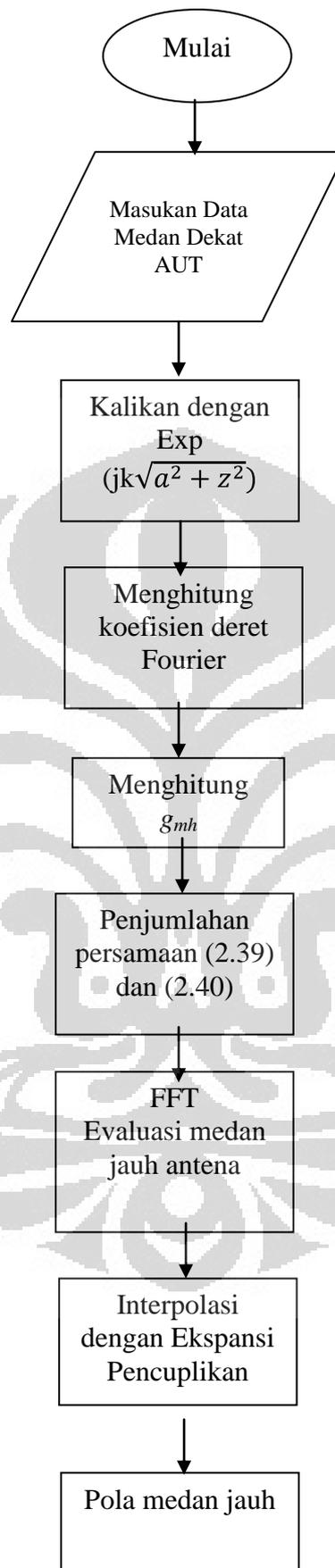


Gambar 3.6 Diagram Alir Transformasi Medan Dekat Silindris

3.4 Algoritma Ekspansi Pencuplikan

Sesuai dengan persamaan-persamaan pada bagian 2.5 sebelumnya dan seperti ditunjukkan pada gambar 3.7 maka penentuan medan jauh antenna dari pengukuran medan dekat pada silinder yang melingkup antenna dapat diperoleh melalui langkah-langkah berikut

- 1 Data yang terukur pada komponen tangensial dari medan elektrik antenna dikalikan dengan faktor fase $\exp(jk\sqrt{a^2 + z^2})$ dan koefisien Deret Fourier $F_{z,\phi}^n(z_m)$ dihitung melalui FFT.
- 2 Untuk setiap potongan sudut elevasi θ yang diinginkan, koefisien ekspansi $a_n(k \cos \theta)$ dan $b_n(k \cos \theta)$ dihitung dengan cara mengintegrasikan persamaan (2.39) kemudian melakukan evaluasi penjumlahan pada sisi kanan persamaan (2.37) dan (2.38)
- 3 Evaluasi medan jauh antenna pada potongan sudut elevasi yang dipertimbangkan secara efisien diperoleh dengan melakukan penjumlahan dalam (2.6) dan (2.7), dengan FFT.



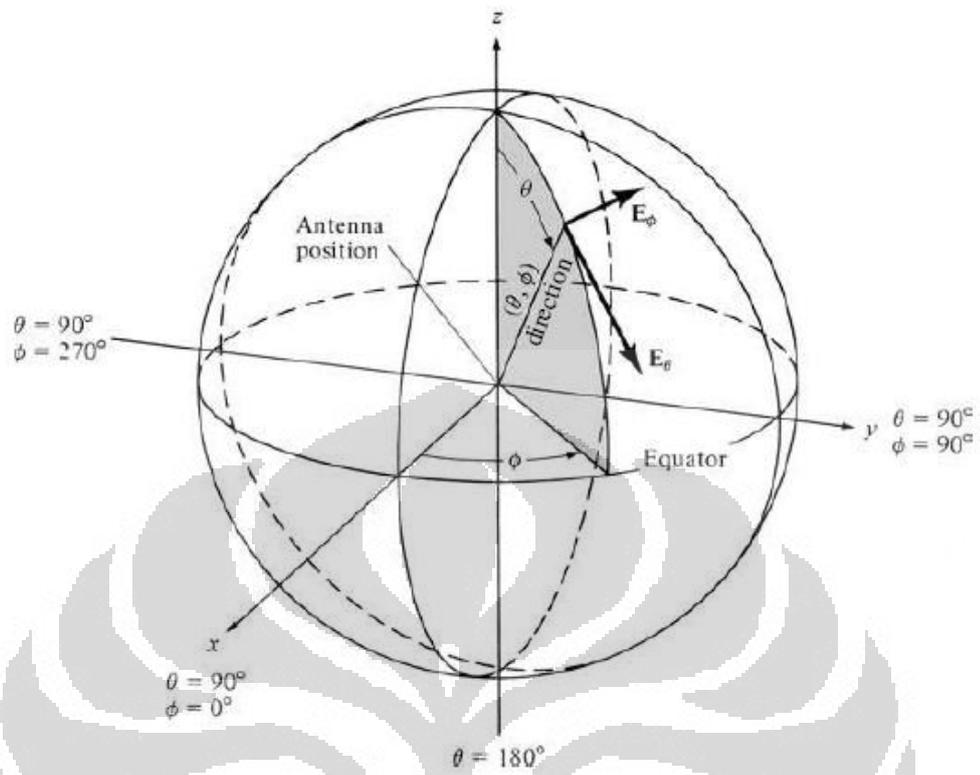
Gambar 3.7 Diagram Alir Transformasi dengan Ekspansi Pencuplikan

Setelah dilakukan transformasi data medan dekat menjadi medan jauh, didapatkan medan elektrik medan jauh. Nilai yang diperoleh dari hasil transformasi medan dekat ke medan jauh sebelumnya ialah dalam medan E_θ dan E_ϕ pada antenna uji. Untuk memperoleh nilai intensitas medan listrik, dilakukan penjumlahan dari vektor-vektor medan listrik antara E_θ dan E_ϕ . Oleh karena kedua medan tersebut memiliki vektor yang saling tegak lurus, E total dapat diperoleh

dengan perhitungan $\sqrt{|E_\phi|^2 + |E_\theta|^2}$

Untuk menampilkan grafik pola medan jauh antenna uji, maka diperlukan nilai dari medan E pada antenna uji. Pola radiasi medan jauh suatu antenna yang digunakan untuk mencirikan kemampuan radiasinya, diukur pada permukaan sferis dengan radius konstan. Posisi di mana pun pada sferis diidentifikasi menggunakan sistem koordinat sferis standar seperti pada gambar 3.8. Karena jarak radial dibuat tetap, maka hanya dua koordinat sudut (θ, ϕ) dibutuhkan untuk identifikasi posisi. Representasi karakteristik antenna sebagai fungsi θ dan ϕ untuk jarak radial dan frekuensi konstan merupakan pola antenna. Pada umumnya, pola radiasi dari suatu antenna digambarkan secara tiga dimensi. Namun, karena pengukuran pola antenna secara tiga dimensi tidak praktis, maka dilakukan pengukuran dari pola radiasi secara dua dimensi. Pengukuran dari pola secara dua dimensi ini biasanya dipilih untuk merepresentasikan dari prinsip orthogonal dari pola bidang E dan bidang H.

Pola dua dimensi yang disebut sebagai *pattern cut*, diperoleh dengan membuat tetap salah satu sudut (θ atau ϕ) dan mengubah-ubah nilai sudut lainnya. Contohnya dengan melihat gambar 3.8, *pattern cut* dapat diperoleh dengan menetapkan nilai ϕ tertentu yaitu ϕ_j dengan $0 \leq \phi_j \leq 2\pi$ dan mengubah-ubah nilai θ pada $0 \leq \theta \leq \pi$. Pola yang didapat ini merupakan pola elevasi. Dengan cara serupa θ dapat dijaga pada nilai tetap ($0 \leq \theta_i \leq \pi$) sementara ϕ diubah-ubah pada rentang $0 \leq \phi \leq 2\pi$. Pola yang diperoleh merupakan pola azimuth.



Gambar 3.8 Sistem Koordinat Sferis [1]

BAB 4

PENGUJIAN DAN HASIL TRANSFORMASI

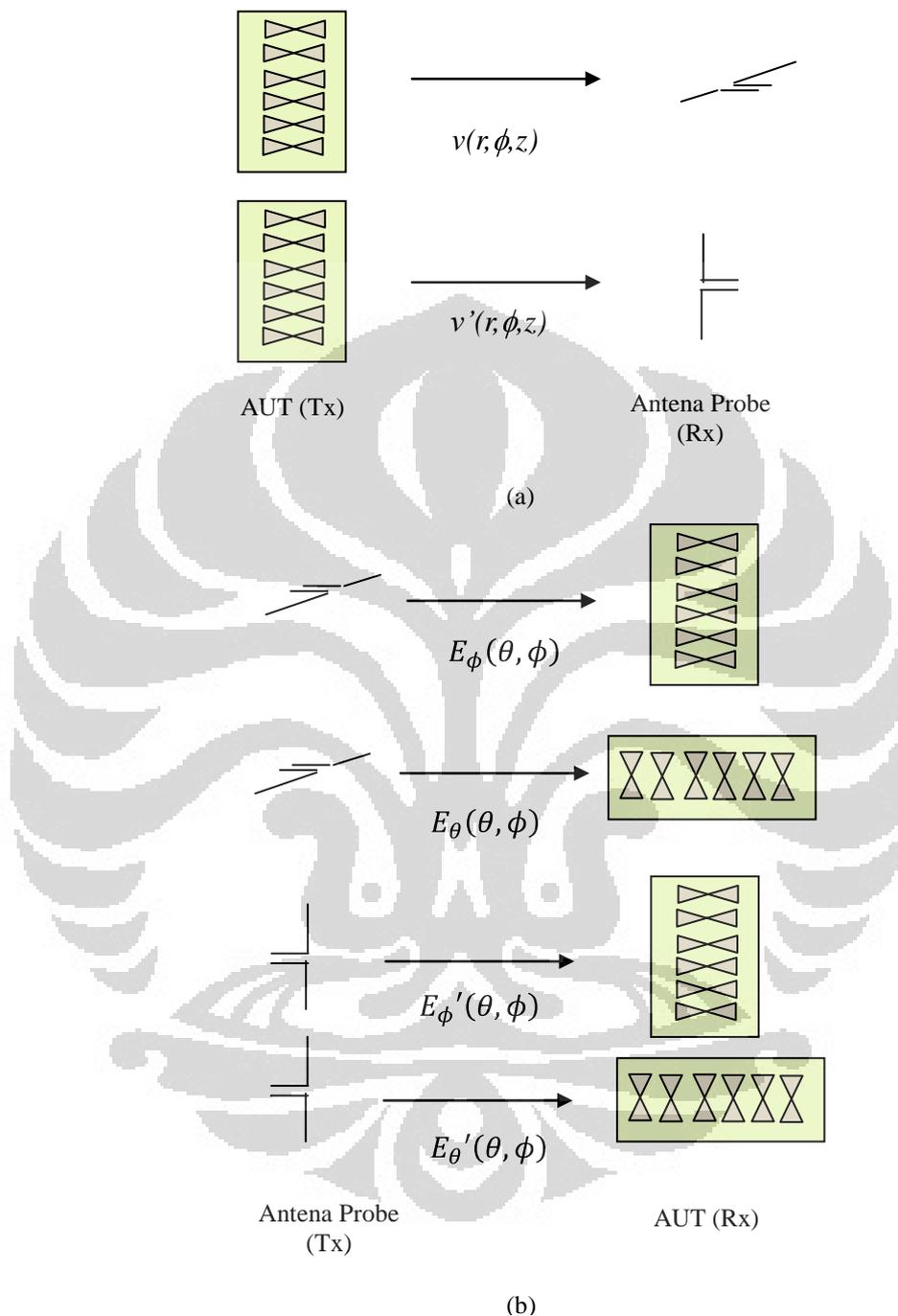
4.1. Pengukuran Antena dan *Setting* Pengukuran

Prosedur pengambilan data medan dekat terbagi menjadi dua bagian, yaitu prosedur pengambilan data medan dekat antena uji dan data medan jauh antena probe. Pengambilan data medan dekat antena uji dengan mengukur data medan dekat berupa magnitudo dan fase yang tercatat pada *Network Analyzer* HP 8753 dengan antena uji sebagai *transmitter* berjarak pada daerah medan dekat antena probe. Data medan dekat antena uji yang diambil pada kondisi polarisasi secara horizontal dan vertikal antena uji. Data polarisasi secara horizontal dari antena uji ditentukan ketika antena uji dan probe pada posisi bidang E, yaitu data $v(r, \phi, z)$ sedangkan data polarisasi secara vertikal ditentukan dengan merotasi antena probe sebesar 90° artinya antena uji pada posisi bidang E dan antena probe pada posisi bidang H diperoleh data $v'(r, \phi, z)$.

Pengambilan data medan jauh antena probe dilakukan dengan antena probe sebagai *transmitter* berada pada daerah medan jauh dari antena uji. Data medan jauh yang diambil berupa magnitudo dan fase yang tercatat pada *Network Analyzer* HP 8753. Data ini diambil pada posisi probe dengan polarisasi horizontal dan vertikal dan posisi antena uji juga pada kondisi polarisasi horizontal dan vertikal. Maka didapatkan data pola medan jauh pada empat kondisi. Kondisi pertama ialah antena uji saat polarisasi horizontal dengan antena probe pada kondisi polarisasi secara horizontal dan vertikal, dengan nilai yang terukur merupakan data $E_\phi(\theta, \phi)$ dan $E_\phi'(\theta, \phi)$. Kondisi kedua ialah antena uji pada polarisasi vertikal dengan antena probe pada kondisi polarisasi horizontal dan vertikal, menghasilkan nilai terukur yang merupakan masukan data $E_\theta(\theta, \phi)$ dan $E_\theta'(\theta, \phi)$.

Posisi antena probe saat polarisasi vertikal ialah rotasi posisi antena probe sebesar 90° terhadap posisi antena probe saat polarisasi horizontal. Skema pengambilan data medan dekat antena tes dan medan jauh antena probe pada

pengukuran medan dekat metode silindris dijelaskan pada gambar 4.1



Gambar 4.1 Skema Pengukuran Medan Dekat Silindris, (a) Pengukuran Medan Dekat Antena Uji, (b) Pengukuran Medan Jauh Antena Probe

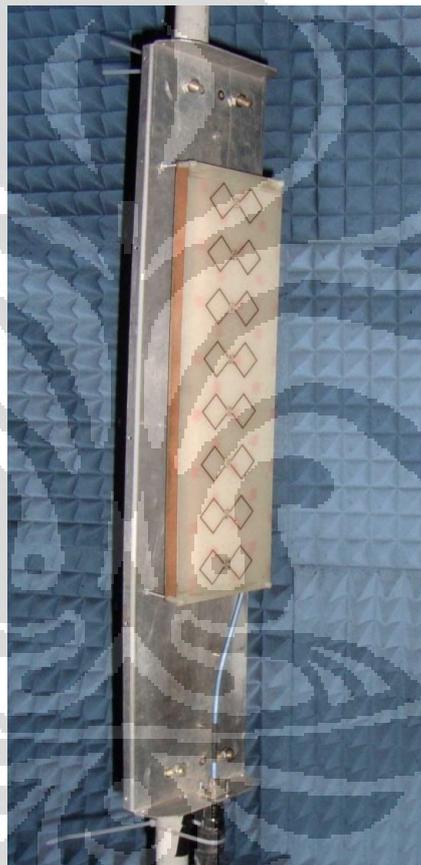
Pengukuran yang dilakukan di dalam ruang anti gema Departemen Teknik Elektro dilakukan pada antena uji (AUT) jenis *microstrip fixed position* pada frekuensi 3,35 GHz. Sedangkan antena probe menggunakan jenis dipole. Contoh setting pengukuran antena uji beserta parameter pengukuran diringkas dalam

Universitas Indonesia

Tabel 4.1 dan antenna uji diperlihatkan pada Gambar 4.2.

Tabel 4.1. Parameter Pengukuran Medan Dekat

<i>Antena Probe</i>	Antena Dipole
Antena Uji	Antena Array 8 Element
Frekuensi	3,35 GHz
radius (r)	0,4 m
ΔZ	2 cm (dari -0,44 m sampai dengan 0,44 m)
$\Delta \Phi$	5° (dari -180° sampai dengan 180°)



Gambar 4.2 Antena Uji (AUT)

Jarak antara antena probe dan antena uji tersebut di atas telah memenuhi kriteria jarak antara dua antena yaitu antena probe berada di daerah medan dekat dari antena uji yaitu pada jarak r di antara $\sqrt[3]{\frac{D}{2\lambda} \frac{D}{2} + \lambda}$ dan $\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$ dan antena uji berada pada jarak medan jauh jika ditinjau dari antena probe yaitu lebih besar daripada $\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$.

Sudut azimuth yang diukur telah melingkupi seluruh daerah sudut yaitu dari -180° sampai 180° derajat dan spasi sudut mengikuti kriteria pencuplikan spasi sudut. Sedangkan pergerakan vertikal dari $-z$ sampai dengan z akan memberikan posisi medan pada sudut elevasi θ berdasarkan hubungan $\theta = 90 - \arctan(z/r)$ dengan z adalah posisi pada sumbu vertikal dan r adalah jarak kedua antenna. Dengan melihat contoh *setting* pengukuran pada Tabel 4.1 maka diperoleh ukuran data sebesar 73×45 data medan dekat berupa amplitudo dan fase. Gambar 4.3 menunjukkan setting pengukuran antenna medan mekat dengan pemindaian silindris pada ruang anti gema.



Gambar 4.3 Pengukuran Antena Medan Dekat di Ruang Anti Gema

4.2 Perancangan Perangkat Lunak Transformasi

Berdasarkan algoritma yang digunakan untuk transformasi pada bab 3, maka prosedur transformasi yang telah dijelaskan tersebut diimplementasikan ke dalam program menggunakan program Matlab. Matlab merupakan bahasa komputasi teknik tingkat tinggi dan lingkungan interaktif untuk pengembangan algoritma, visualisasi data, analisis data dan komputasi numerik.

Dengan persamaan-persamaan yang telah dijelaskan pada bab 2 dan algoritma transformasi pada bab 3, maka diperoleh pola medan elektrik antenna uji. Untuk mendapatkan pola medan magnet maka dilakukan perhitungan dengan persamaan (2.5). Pada jarak r tetap komponen medan E terdiri dari E_θ dan E_ϕ , sehingga medan H dihitung dengan

$$H_{(\theta,\phi)} = \left(\frac{E_\phi}{377}\right)\hat{\theta} - \left(\frac{E_\theta}{377}\right)\hat{\phi}$$

Untuk menghitung rapat daya radiasi digunakan persamaan (2.48) – (2.53), dengan nilai medan E dan medan H yang telah didapatkan. Vektor *Poynting* rata-rata waktu (Rapat daya rata-rata) dari persamaan (2.52) menjadi

$$W_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] = \frac{1}{2} |E||H| \sin \theta = \frac{1}{2} |E||H|$$

Nilai $|E|$ adalah magnitudo vektor medan E dan nilai $|H|$ adalah magnitudo vektor medan H, sedangkan sudut antara kedua vektor adalah tegak lurus sehingga $\sin \theta = 1$. Setelah W_{av} diperoleh, dilakukan integrasi W_{av} pada keseluruhan permukaan sehingga didapatkan daya rata-rata (P_{rad}) sesuai dengan persamaan (2.53). Intensitas radiasi didapatkan dengan menghitung persamaan (2.54), dan hasilnya digunakan bersama dengan nilai P_{rad} untuk menghitung *directivity* dengan persamaan (2.55) - (2.56).

4.3 Pengujian Transformasi

Pengujian transformasi yang telah dibuat dilakukan dengan membangkitkan data medan dekat dan data medan jauh dari *software* FEKO Suite 5.5. Simulasi menggunakan antenna horn 3,3 GHz, dengan ukuran *aperture* 0,235 m, sehingga dapat dihitung parameter-parameter berikut.

- a. Jarak minimum dan maksimum untuk mendapatkan data medan dekat adalah memenuhi

Panjang gelombang $\lambda = 0,0909$ m

$$R_{\min} = \sqrt[3]{\frac{D}{2\lambda} \frac{D}{2}} + \lambda = 0,218 \text{ m}$$

$$R_{\max} = \frac{2D^2}{\lambda} + \lambda = 1,29 \text{ m}$$

Pada simulasi dipilih jarak 0,5 m

- b. Kriteria spasi sudut $\Delta\phi$ dan spasi z dihitung dengan

$$\Delta\phi \leq \frac{\lambda}{2(a+\lambda)} = 5,0266^\circ$$

$$\Delta z \leq \lambda/2 = 0,0454 \text{ m}$$

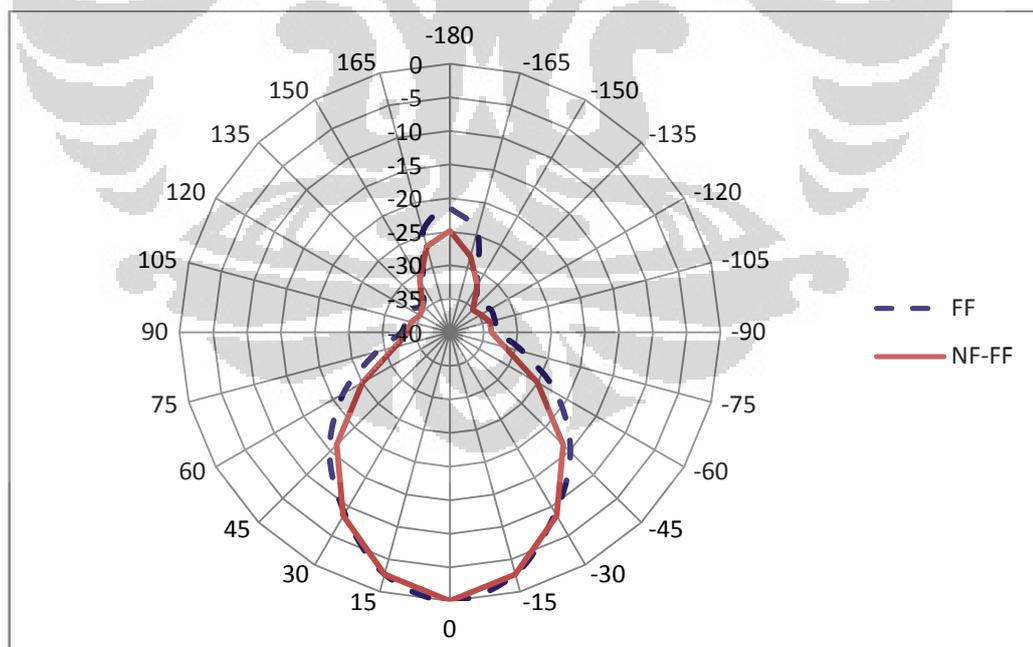
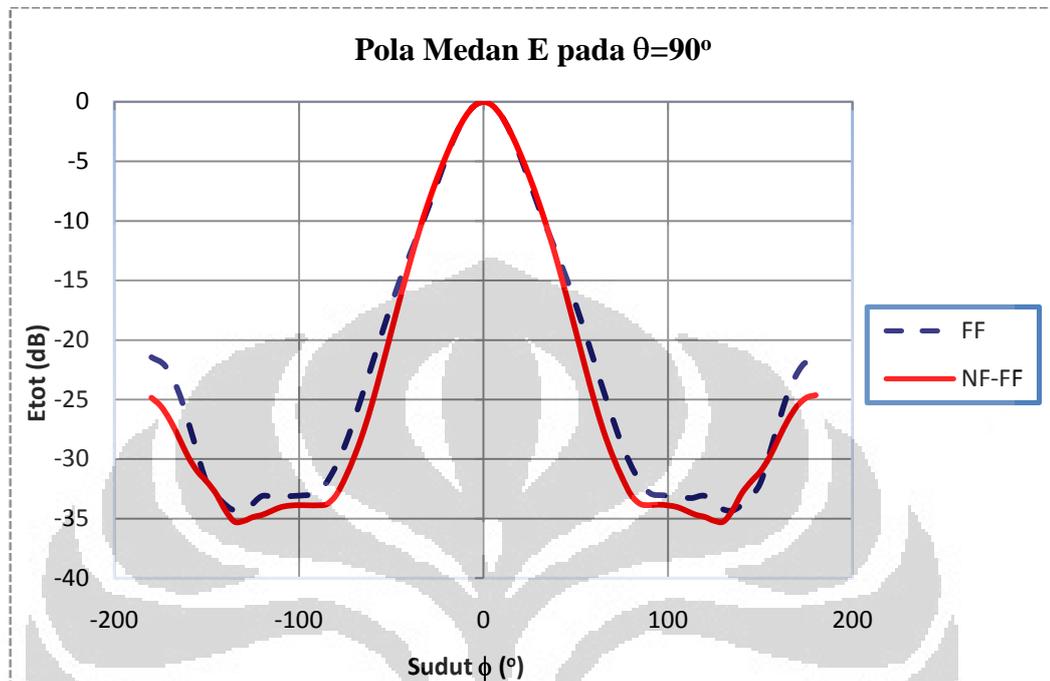
Selengkapnya parameter simulasi ditunjukkan pada tabel 4.2

Tabel 4.2 Parameter Simulasi Pengukuran Medan Dekat

Antena Uji	Antena Horn
Frekuensi	3,3 GHz
radius (r)	0,5 m
Δz	2 cm (dari -0,5 m sampai dengan 0,5 m)
$\Delta\phi$	5° (dari -180° sampai dengan 180°)

Dengan mensimulasikan antena horn dengan spesifikasi di atas dan parameter pengambilan nilai medan dekat sesuai Tabel 4.2, dibangkitkan data medan dekat dengan skema pemindaian silindris. Kemudian data medan dekat yang dibangkitkan akan dimasukkan ke dalam proses transformasi. Validasi dilakukan dengan membandingkan hasil antara pola medan jauh yang didapatkan dari hasil transformasi data medan dekat dengan pola medan jauh yang langsung dibangkitkan oleh *software* simulasi. Maka pola medan E yang dihasilkan dapat dilihat pada gambar 4.4. Pada gambar 4.4(a), ditunjukkan pola radiasi medan E yang dinormalisasi terhadap nilai maksimumnya dalam skala dB dalam bentuk koordinat kartesian. Sementara pada gambar 4.4(b) diperlihatkan pola dalam bentuk koordinat polar. Pada gambar didapatkan pola medan elektrik hasil transformasi *near field-to-far field* (NF-FF) yang digambarkan dengan kurva NF-

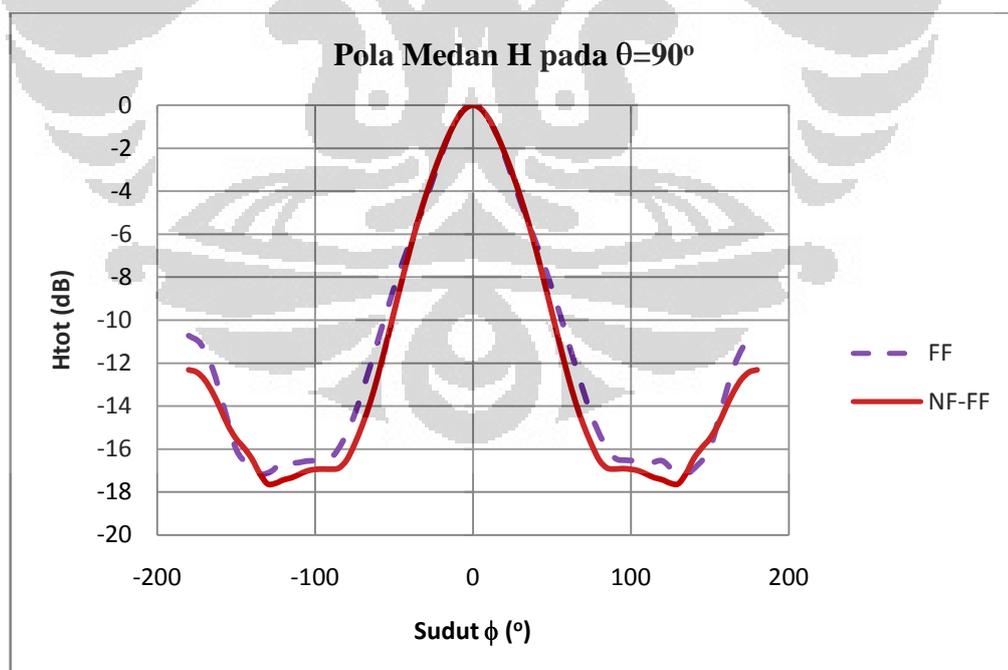
FF menyerupai pola medan jauh/*far field* (FF) simulasi yang langsung dibangkitkan oleh *software* simulasi (digambarkan dengan kurva FF).



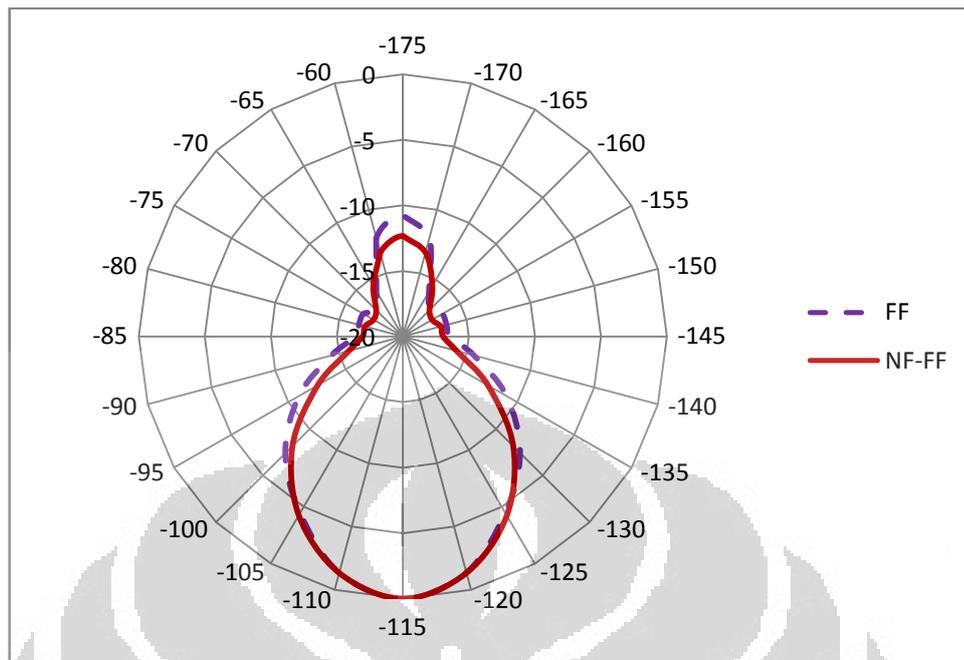
Gambar 4.4 (a) Grafik Kartesian Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola Radiasi pada $\theta = 90^\circ$

Dari perhitungan selisih pola medan jauh dan medan jauh transformasi didapatkan penyimpangan terbesar pada sudut -165 dan 165° sebesar $3,7615$ dB. Sedangkan penyimpangan rata-rata sebesar $1,556$ dB. Di sini dapat diketahui bahwa secara umum *main lobe* pola radiasi telah mendekati akurat sedangkan penyimpangan lebih banyak hanya terdapat pada sisi *minor lobe*-nya.

Dari pola radiasi medan E dapat diturunkan pola medan H dalam nilai normalisasi terhadap nilai maksimumnya dalam dB yang ditunjukkan pada gambar 4.5. Pada gambar 4.5(a), pola ditunjukkan dalam bentuk koordinat kartesian sementara pada gambar 4.4(b) pola diperlihatkan dalam bentuk koordinat polar. Pada gambar 4.5 didapatkan pola medan magnetik hasil transformasi yang menyerupai pola medan magnetik dari medan jauh simulasi. Pola medan magnetik hasil transformasi digambarkan dengan kurva NF-FF sedangkan pola medan magnetik yang langsung dibangkitkan oleh *software* simulasi digambarkan dengan kurva FF. Dari perhitungan selisih pola medan jauh dan medan jauh transformasi didapatkan penyimpangan terbesar pada sudut 180° sebesar $1,625$ dB. Sedangkan penyimpangan rata-rata sebesar $0,722$ dB.



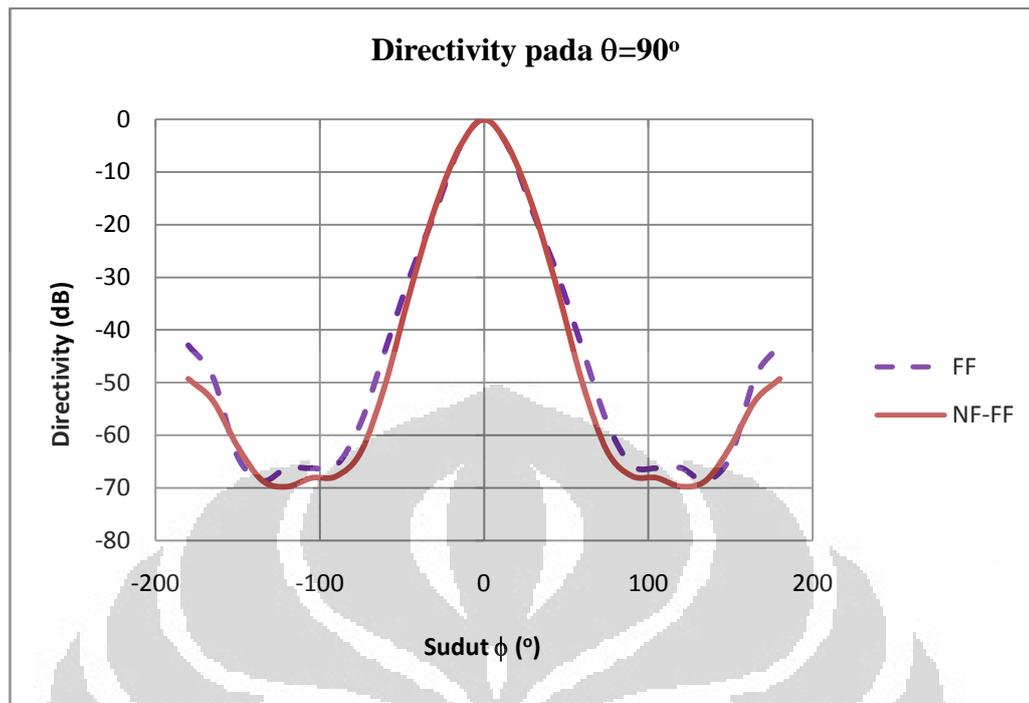
(a)



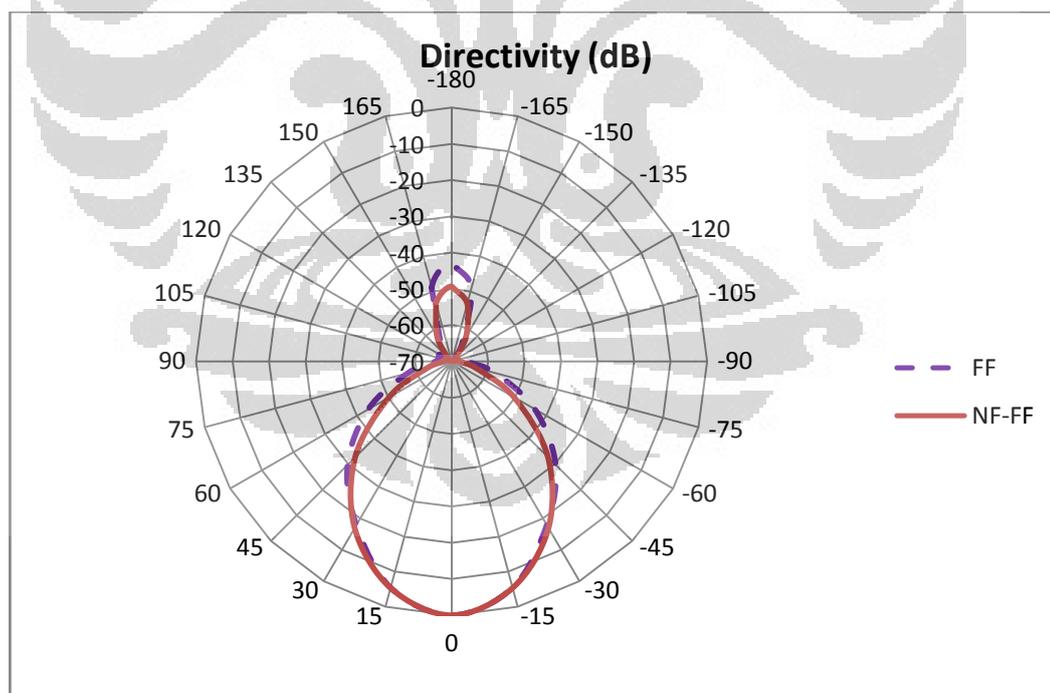
(b)

Gambar 4.5 (a) Grafik Kartesien Pola Radiasi Medan H pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola Radiasi pada $\theta = 90^\circ$

Sedangkan pola *directivity* yang telah diturunkan dengan perhitungan memberikan hasil seperti pada gambar 4.6. Gambar 4.6 (a), menunjukkan pola *directivity* normalisasi terhadap nilai maksimumnya dalam dB pada *pattern cut* sudut $\theta = 90^\circ$ dalam bentuk koordinat kartesien sementara pada gambar 4.6 (b) diperlihatkan pola dalam bentuk koordinat polar.



(a)



(b)

Gambar 4.6 (a) Grafik Kartesian Pola *Directivity* pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola *Directivity* pada $\theta = 90^\circ$

Pada gambar didapatkan pola *directivity* hasil transformasi yang menyerupai pola *directivity* simulasi. Pola *directivity* hasil transformasi digambarkan dengan kurva NF-FF sedangkan pola medan jauh simulasi yang langsung dibangkitkan oleh *software* simulasi digambarkan dengan kurva FF. Dari perhitungan selisih antara keduanya didapatkan penyimpangan terbesar pada sudut 180° sebesar yaitu sebesar 6,3644 dB. Sedangkan penyimpangan rata-rata sebesar 2,89 dB. Nilai penyimpangan terkecil sebesar 0 dB terletak pada sudut azimuth ϕ sebesar 0° . Dengan demikian transformasi medan dekat telah dapat menghasilkan pola *directivity* dengan keakuratan yang baik pada *main lobe*-nya dan penyimpangan yang terjadi lebih banyak terdapat pada sisi *back lobe*-nya.

Directivity maksimum yang diperoleh dari medan jauh simulasi *software* adalah 31,526 atau 14,987 dB. Sementara itu nilai *directivity* maksimum hasil transformasi diperoleh dengan menghitung nilai daya pancar dan nilai intensitas radiasi maksimum. Dari nilai intensitas radiasi yang diperoleh pada semua posisi sudut, titik maksimumnya diperoleh pada perpotongan sudut $\phi = 0^\circ$ dan $\theta = 90^\circ$ yaitu

$$\begin{aligned} \text{Directivity maksimum} &= 4\pi(1,4056 \times 10^{23}) / 1,4880 \times 10^{23} \\ &= 11,871 \\ &= 10,745 \text{ dB} \end{aligned}$$

Selengkapnya parameter medan jauh yang didapatkan dari hasil transformasi dapat dirangkum dalam Tabel 4.3.

Tabel 4.3 Parameter Medan Jauh Hasil Transformasi *Software* Simulasi

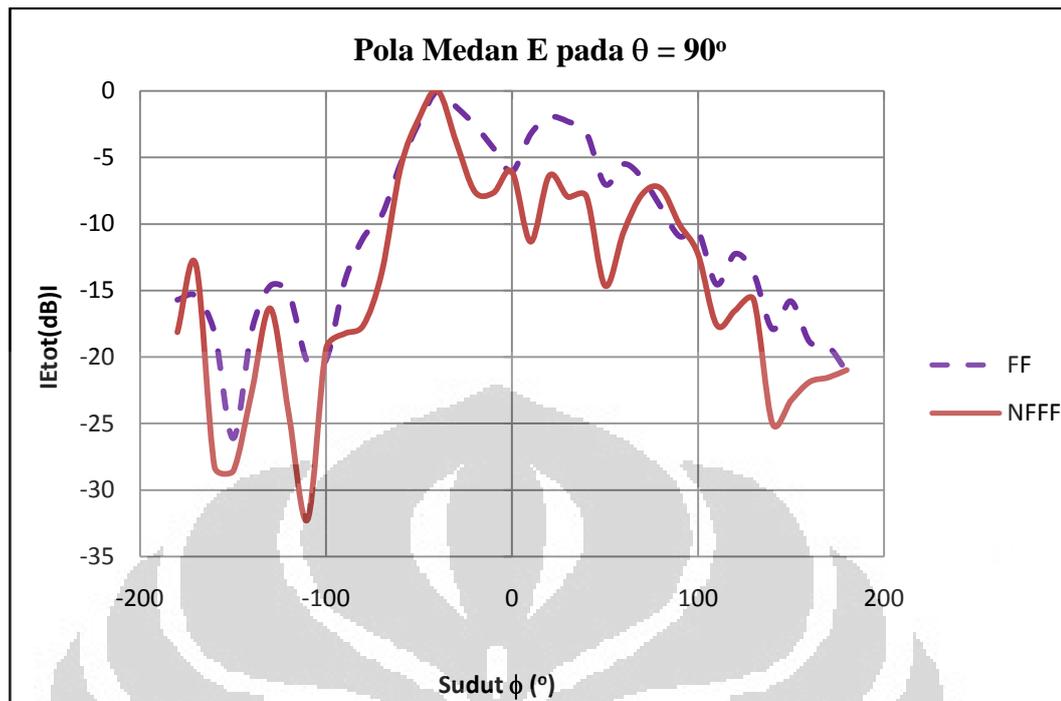
Parameter	Nilai
Daya Pancar	$1,4880 \times 10^{23} \text{ W}$
Intensitas Radiasi (maksimum)	$1,4056 \times 10^{23} \text{ W/m}^2$
<i>Directivity</i> (maksimum)	11,871 (10,745 dB)

Hasil pengujian pada pola medan E, medan H dan *directivity* menunjukkan hasil transformasi medan dekat ke medan jauh mampu menghasilkan pola yang seakurat pola medan jauh yang didapatkan secara langsung terutama pada sisi *main lobe*. Penyimpangan yang terjadi terdapat pada *minor lobe* pola terdapat di luar *beamwidth* antena.

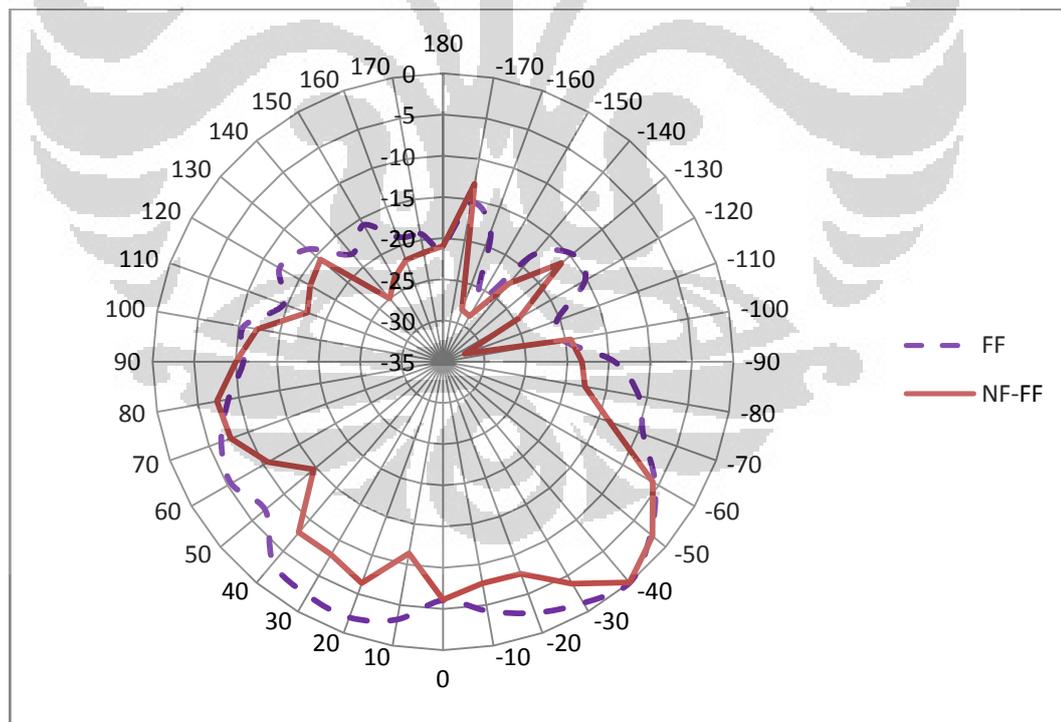
Dengan hasil pengujian pada *software* simulasi yang telah dilakukan maka transformasi medan dekat ke medan jauh dapat diaplikasikan untuk mentransformasikan data medan dekat dari hasil pengukuran.

4.4 Transformasi Data Medan Dekat Pengukuran Antena

Data medan dekat yang diperoleh dengan setting pengukuran yang dijelaskan pada bagian 4.1, ditransformasikan untuk mendapatkan pola medan jauh yang kemudian dibandingkan dengan hasil pengukuran medan jauh secara langsung. Hasil transformasi yang didapatkan ditunjukkan pada gambar 4.7. Pada gambar 4.7 (a), ditunjukkan dalam bentuk koordinat kartesian sementara pada gambar 4.7 (b) diperlihatkan pola dalam bentuk koordinat polar. Pola medan E hasil transformasi digambarkan dalam kurva bertanda NF-FF dan pola medan E pengukuran pada jangkauan medan jauh secara langsung digambarkan oleh kurva bertanda FF. Kedua kurva dalam gambar ini membentuk pola medan E yang saling menyerupai. Dari perhitungan selisih pola medan jauh dan medan jauh transformasi didapatkan penyimpangan terbesar pada sudut -120 sebesar $9,139$ dB. Sedangkan penyimpangan rata-rata sebesar $3,965$ dB.



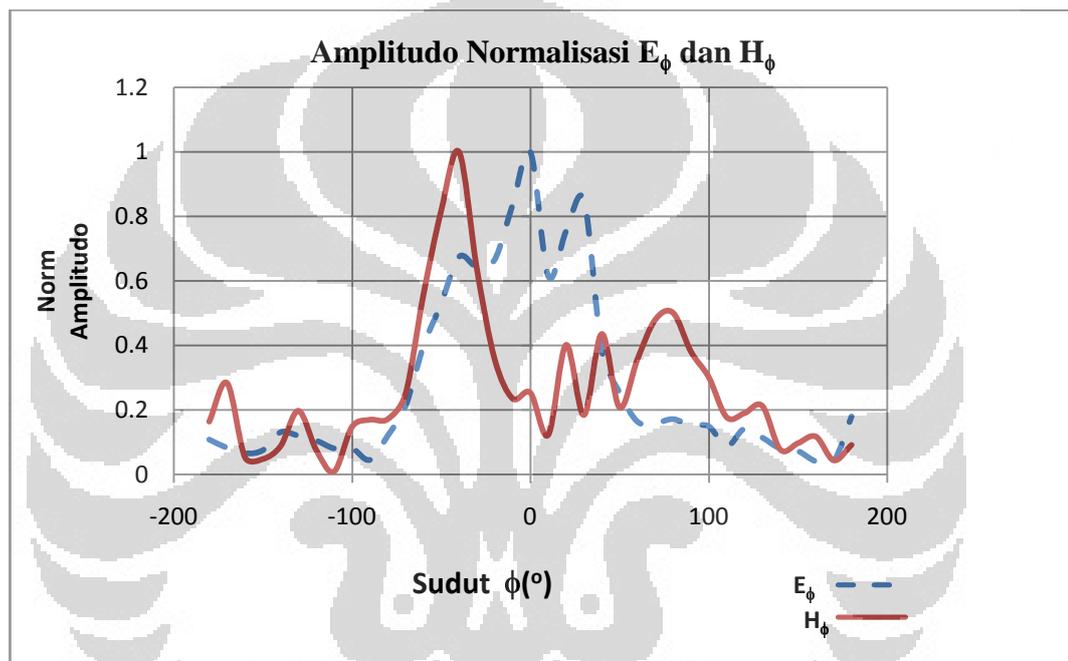
(a)



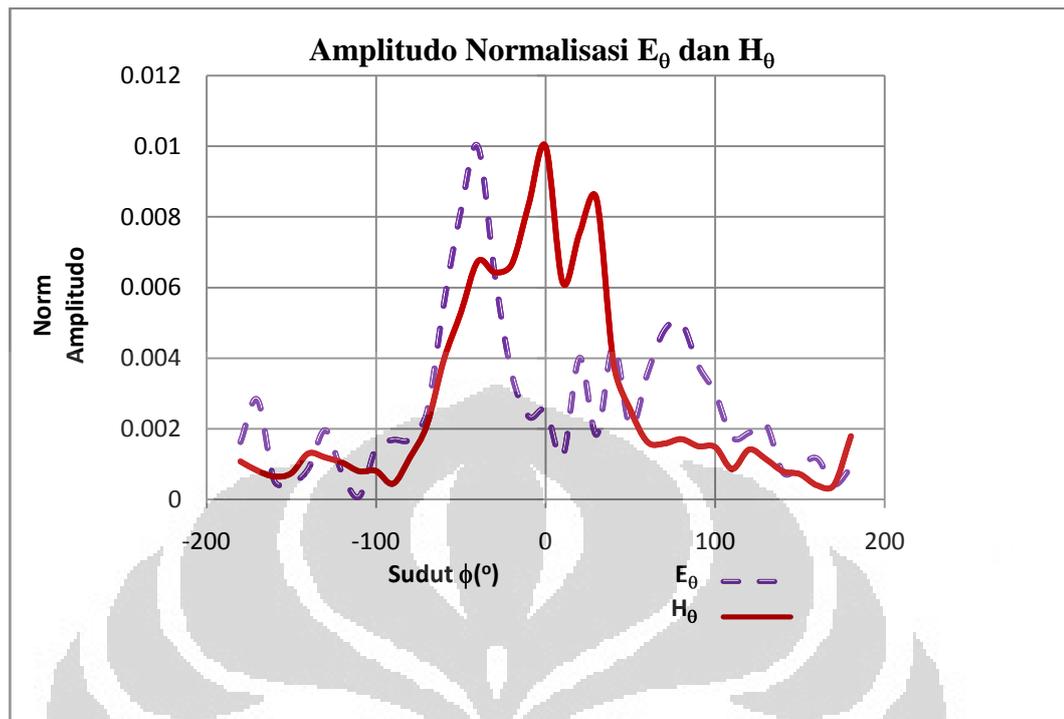
(b)

Gambar 4.7 (a) Grafik Kartesian Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola Radiasi Medan E pada $\theta = 90^\circ$ untuk Transformasi Data Pengukuran

Dengan mengambil nilai $H_{\theta(\theta,\phi)} = \left(\frac{E_{\phi}}{377}\right)$ dan $H_{\phi(\theta,\phi)} = -\left(\frac{E_{\theta}}{377}\right)$ maka pola medan H yang dinormalisasi terhadap nilai maksimumnya dapat diperlihatkan pada gambar 4.8. Pada kedua gambar tersebut, kurva biru merupakan pola untuk medan E masing-masing komponen dan kurva merah menunjukkan medan H untuk masing-masing komponen.



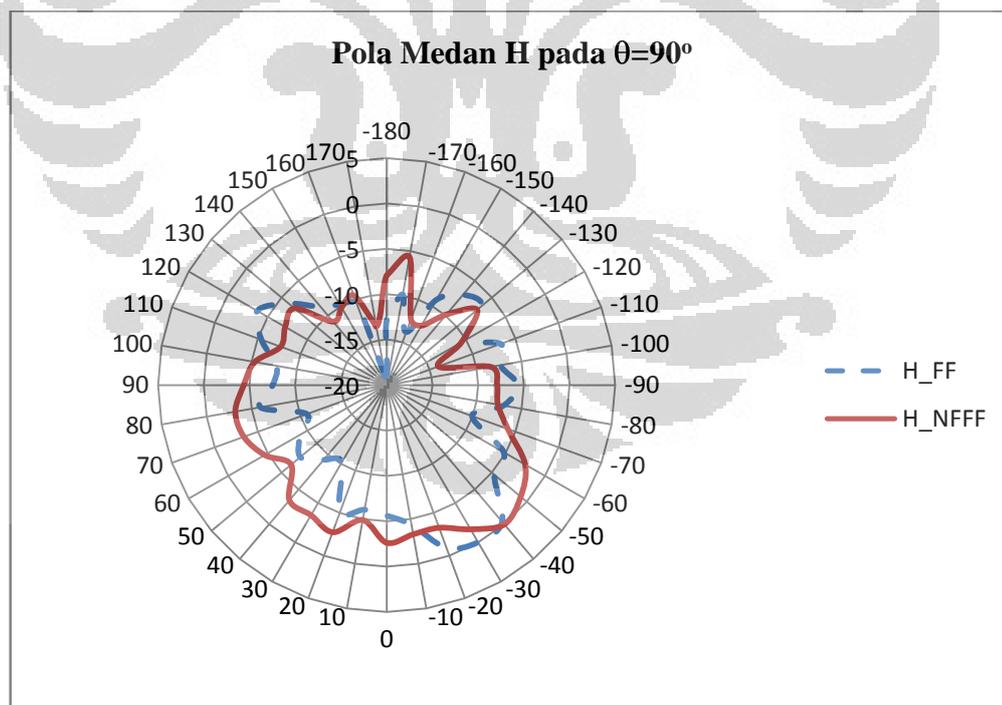
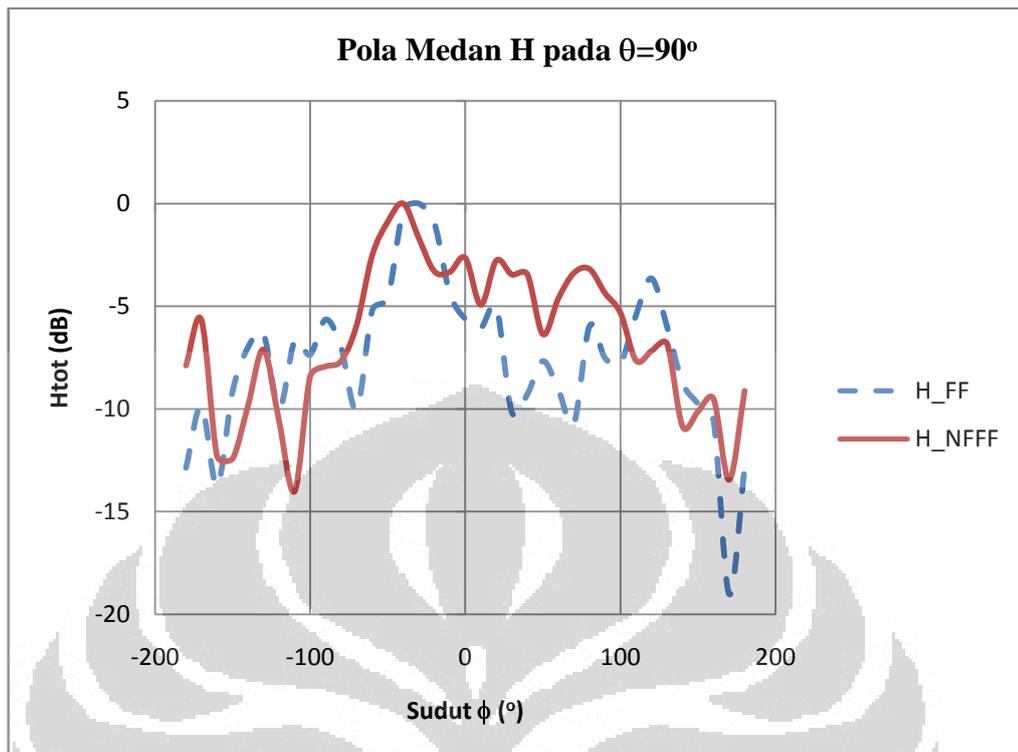
(a)



(b)

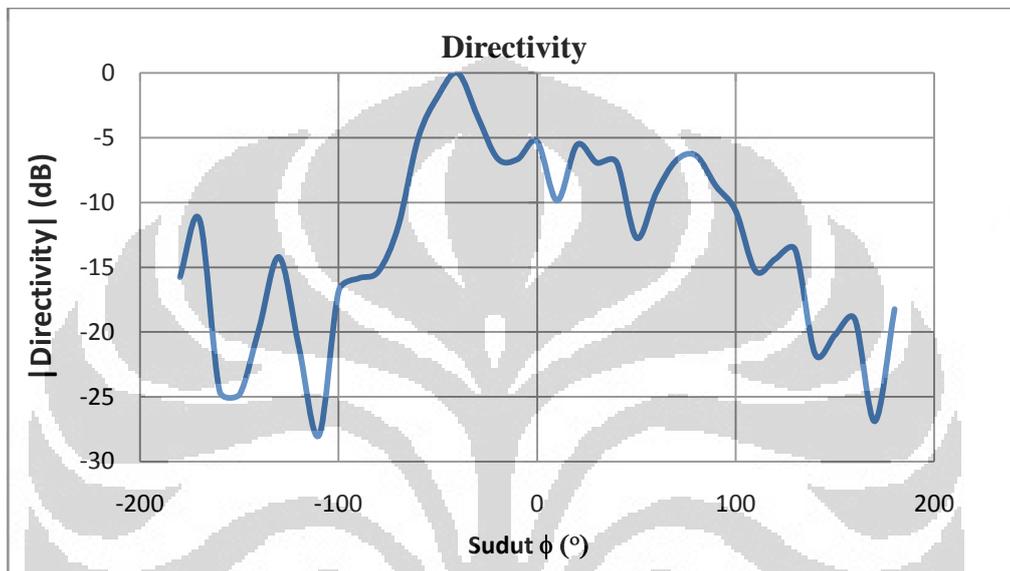
Gambar 4.8 (a) Komponen Medan E_ϕ dan H_ϕ Normalisasi pada $\theta=90^\circ$
 (b) Komponen medan E_θ dan H_θ Normalisasi pada $\theta=90^\circ$

Gambar 4.9 (a) dan (b) memperlihatkan perbandingan pola medan magnetik H hasil transformasi dengan pola hasil pengukuran medan jauh secara langsung. Pola medan magnetik H hasil transformasi ditunjukkan oleh kurva H_NFFF sedangkan pola medan H hasil pengukuran digambarkan oleh kurva H_FF . Dari perhitungan selisih nilai dB diperoleh penyimpangan maksimum sebesar 7,323 dB pada sudut 70° dengan rata-rata penyimpangan 2,818 dB. Meskipun terjadi penyimpangan namun pola medan magnetik yang dibentuk dari hasil transformasi medan dekat ke medan jauh sudah mendekati pola hasil pengukuran. Adanya perbedaan nilai diakibatkan oleh faktor-faktor dalam pengukuran dimana sering terjadi pergeseran antenna pada saat *mounting* dan *alignment* antenna menyebabkan pergeseran posisi sudut yang mempengaruhi hasil pengukuran.

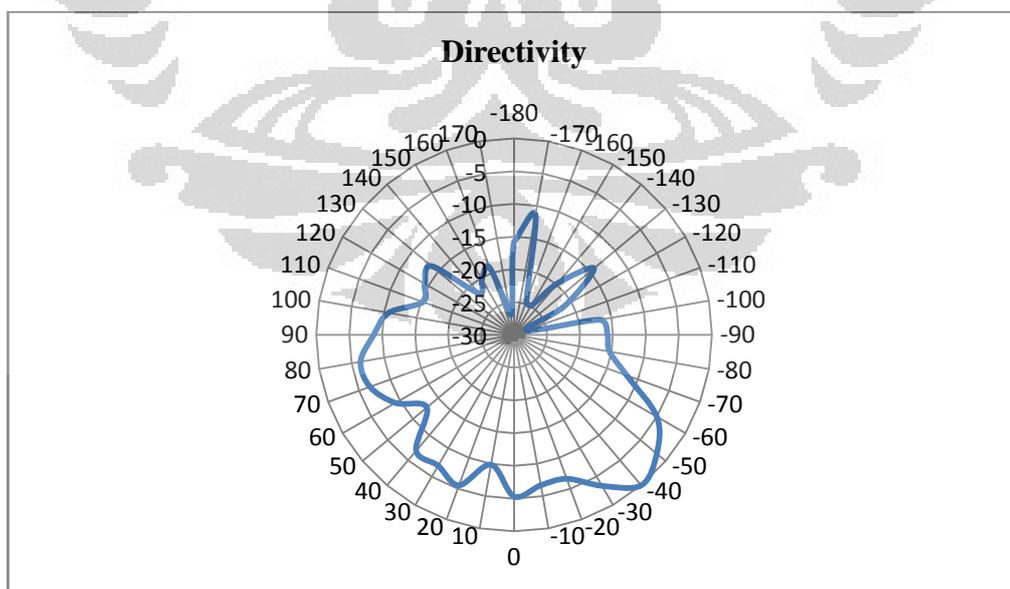


Gambar 4.9 (a) Grafik Kartesian Pola Medan H (dB), (b) Grafik Polar Pola Medan H (dB)

Sedangkan pola *directivity* yang telah diturunkan dari nilai medan E dan medan H yang telah didapatkan sebelumnya memberikan hasil seperti pada gambar 4.10. Gambar 4.10 (a), menunjukkan pola *directivity* normalisasi terhadap nilai maksimumnya dalam dB pada *pattern cut* $\theta = 90^\circ$ pada sudut azimuth -180° sampai dengan 180° dalam bentuk koordinat kartesian sementara pada gambar 4.10 (b) diperlihatkan pola dalam bentuk koordinat polar.



(a)



(b)

Gambar 4.10 (a) Grafik Kartesian Pola *Directivity* pada $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar Pola *Directivity* pada $\theta = 90^\circ$, untuk Transformasi Hasil Pengukuran

Nilai *directivity* maksimum didapatkan dengan mencari nilai maksimum intensitas radiasi pada keseluruhan permukaan pola radiasi yang kemudian dibagi dengan nilai daya pancar yang telah dihitung sebelumnya, yaitu

$$\begin{aligned} \text{Directivity maksimum} &= 4\pi(2,1699 \times 10^{-102}) / 2,2772 \times 10^{-102} \\ &= 11,9746 \\ &= 10,7826 \text{ dB} \end{aligned}$$

Selengkapnya parameter medan jauh hasil transformasi dapat diringkas dalam Tabel 4.4.

Tabel 4.4 Parameter Medan Jauh Hasil Transformasi Data Pengukuran

Parameter	Nilai
Daya pancar	$2,2772 \times 10^{-102} \text{ W}$
Intensitas Radiasi (maksimum)	$2,1699 \times 10^{-102} \text{ W/m}^2$
<i>Directivity</i> (maksimum)	11,9746 (10,7826 dB)

Dari hasil pengujian dengan simulasi dan hasil transformasi dari data medan dekat yang diukur, dapat terlihat bahwa meskipun *error* yang terjadi pada transformasi *software* simulasi telah mendapatkan penyimpangan rata-rata yang kecil (di bawah 3 dB) namun dalam penerapan transformasi untuk pengukuran data medan dekat, masih didapatkan penyimpangan yang cukup besar. Penyimpangan yang besar pada pola medan E dan H akan menyebabkan pola *directivity* mempunyai *error* yang lebih besar, karena faktor penjumlahan penyimpangan dari masing-masing penyimpangan pola E dan H.

Penyimpangan yang terjadi disebabkan oleh faktor-faktor yang mempengaruhi dalam pengukuran dan pengambilan data medan dekat, yaitu:

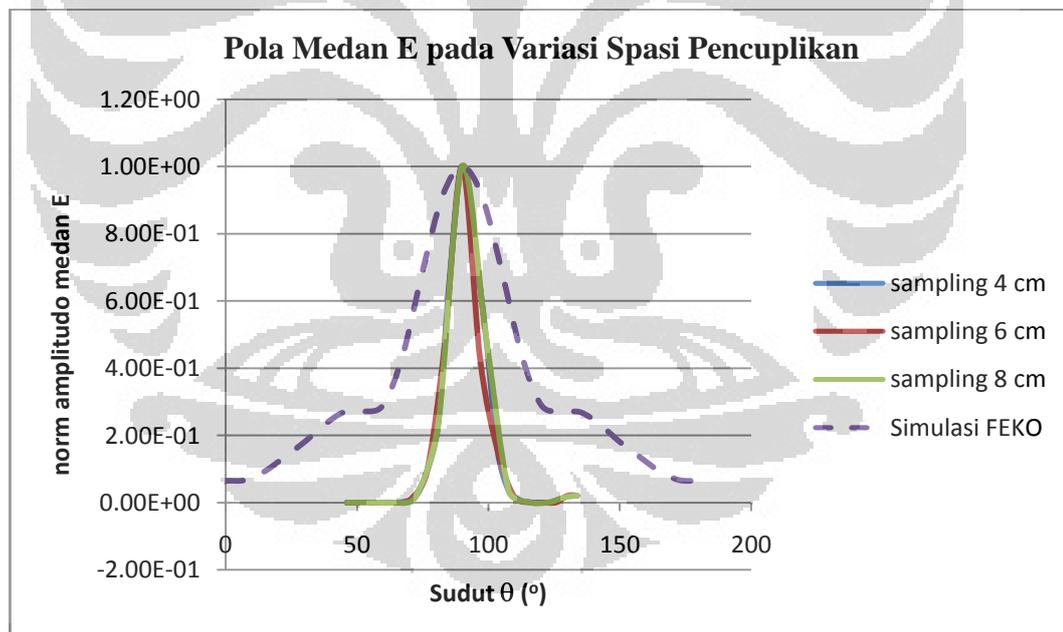
- Mounting* dan *alignment* antenna uji dan antenna probe, yang tidak selalu mendapatkan posisi sejajar.
- Perputaran posisi rotasi dari antenna uji pada bidang azimuth masih menggunakan rotator dengan perputaran secara manual, sehingga posisi sudut yang diinginkan tidak akurat.
- Loss kabel yang panjang dan loss karena terjadi pembengkokan kabel pada saat perputaran sumbu azimuth dan konektor menyebabkan hasil

pengukuran menjadi tidak akurat dan nilai rugi-rugi ini berubah-ubah pada waktu pengukuran yang berbeda.

- d. Pengaruh pemantulan dari *scanner* yang terbuat dari logam, sementara *scanner/positioner* ini berada langsung di depan antenna uji.

4.5 Hasil Transformasi dengan Ekspansi Pencuplikan

Pada transformasi dengan ekspansi pencuplikan, dilakukan pengujian pada simulasi FEKO dengan menggunakan antenna horn dengan spesifikasi seperti pada bagian 4.3. Dengan spesifikasi tersebut maka panjang gelombang pancaran antenna λ adalah 0,0909 m. Jika memenuhi kriteria pencuplikan maka maksimum spasi pada sumbu vertikal (Δz) sebesar 4,5 cm. Dalam pengujian yang dilakukan, spasi cuplikan dicoba pada Δz sebesar 4 cm, 6 cm dan 8 cm atau sama dengan $0,44 \lambda$, $0,66 \lambda$ dan $0,88 \lambda$ yang hasilnya dapat dilihat pada gambar 4.11

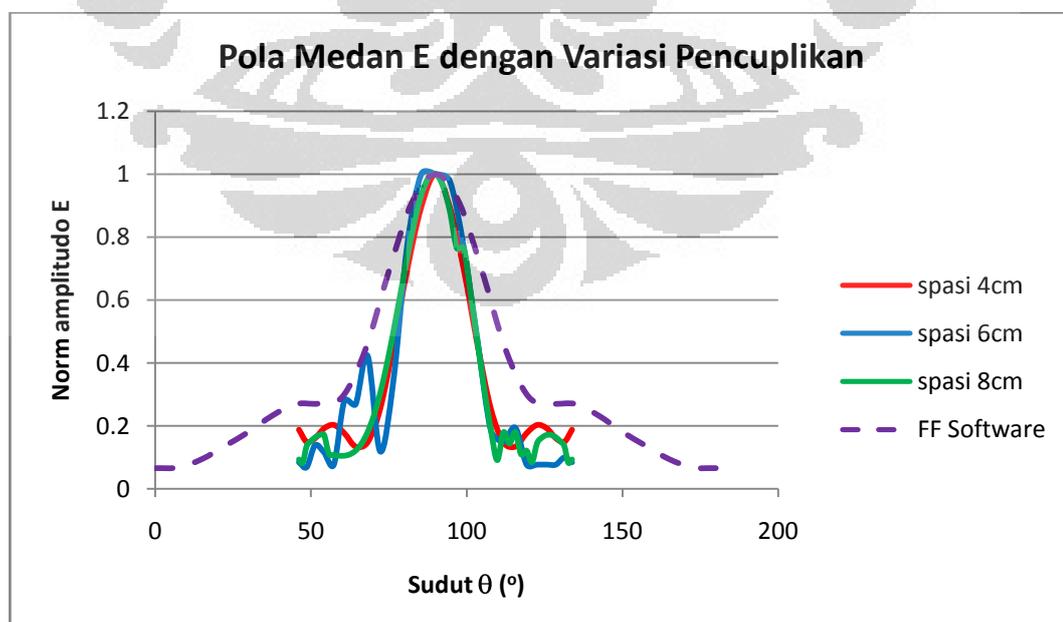


Gambar 4.11 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan

Dengan spasi pencuplikan yang diperlebar, jumlah cuplikan yang dibutuhkan akan berkurang. Pengurangan jumlah cuplikan memberikan pengaruh pada transformasi medan dekat ke medan jauh dengan menurunnya waktu komputasi. Hal tersebut dapat ditunjukkan dari pengurangan waktu komputasi

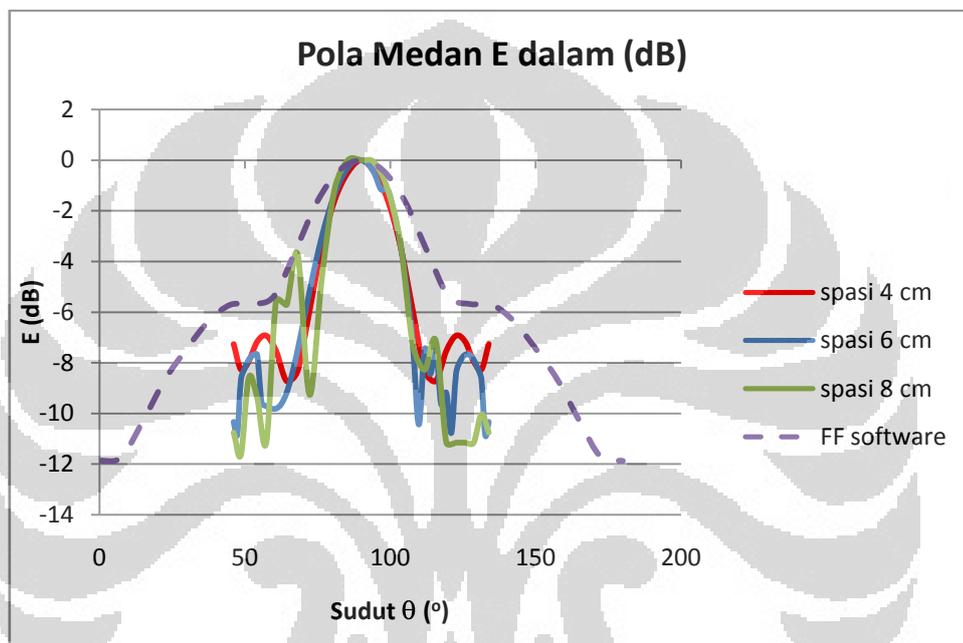
yang telah dihitung pada saat transformasi, yaitu untuk spasi 4 cm diperlukan waktu 17,57 detik, untuk spasi 6 cm dibutuhkan waktu 12,03 detik dan untuk spasi 8 cm diperlukan waktu 9,23 detik. Pada penelitian ini transformasi medan dekat dilakukan pada antena berukuran kecil. Bila transformasi ini diaplikasikan untuk antena dengan ukuran besar dengan jarak yang lebih jauh, dan jumlah pencuplikan yang lebih banyak, pengurangan pencuplikan dapat mempengaruhi waktu komputasi lebih signifikan. Dari penelitian, untuk spasi pencuplikan yang diperlebar 1,5 kali dari spasi pencuplikan yang menjadi acuan (spasi 4 cm digunakan sebagai acuan karena merupakan nilai integer terbesar yang mendekati nilai $\lambda/2$), maka jumlah cuplikan berkurang sebesar 32%, menghasilkan pengurangan waktu komputasi 31,51%. Sedangkan untuk spasi yang diperlebar dua kali, jumlah cuplikan berkurang sebesar 48% menghasilkan pengurangan waktu komputasi sebesar 47,46 %.

Gambar 4.12 merupakan hasil interpolasi seperti prosedur yang telah dijelaskan pada sub bab 2.5 dan sesuai algoritma ekspansi pencuplikan. Pola medan E pada spasi 6 cm dan 8 cm telah mendekati pola yang dihasilkan oleh transformasi dengan spasi 4 cm. Dengan demikian transformasi untuk pencuplikan dengan spasi diperlebar tidak mengurangi keakuratan hasil.



Gambar 4.12 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan setelah Interpolasi

Untuk melihat keakuratan hasil ekspansi pencuplikan pada gambar 4.13 telah ditunjukkan perbandingan hasil transformasi untuk setiap spasi pencuplikan dalam bentuk logaritma pola medan E. Penyimpangan rata-rata hasil transformasi untuk spasi 6 cm dari spasi 4 cm sebesar 2,127 dB dan penyimpangan rata-rata hasil spasi 8 cm dibandingkan dengan spasi 4 cm adalah 3,215 dB. Dengan demikian penyimpangan rata-rata yang terjadi masih berkisar pada nilai 3 dB.



Gambar 4.13 Pola Medan E pada Variasi Spasi Pencuplikan dalam dB

Pada pengukuran medan dekat di ruang anti gema, pengurangan jumlah cuplikan juga mempercepat waktu yang dibutuhkan untuk mengambil data medan dekat. Dengan spasi cuplikan 4 cm sebagai acuan, spasi yang diperlebar 1.5 kalinya, pengurangan jumlah cuplikan sebesar 32% menghasilkan pengurangan waktu pengukuran sebesar 32,75%. Sedangkan untuk spasi yang diperlebar dua kali, jumlah cuplikan berkurang sebesar 48% menghasilkan pengurangan waktu pengukuran sebesar 49,12%.

BAB 5

KESIMPULAN

1. Transformasi medan dekat ke medan jauh pada pemindaian silindris menggunakan algoritma ekspansi mode silindris telah dapat dikembangkan untuk memperoleh pola medan magnetik antena dan parameter kinerja antena berupa daya pancar, intensitas radiasi dan *directivity*.
2. Transformasi medan dekat ke medan jauh dengan algoritma berbasis ekspansi pencuplikan telah berhasil mengurangi jumlah cuplikan yang dipersyaratkan, sehingga mengurangi pula waktu pengukuran dan waktu komputasi dengan keakuratan hasil transformasi yang mendekati keakuratan pada transformasi yang jumlah cuplikannya sesuai dengan kriteria pencuplikan. Pengurangan jumlah cuplikan sebesar 32%, menghasilkan pengurangan waktu komputasi 31,51% dan pengurangan waktu pengukuran sebesar 32,75%. Sedangkan pengurangan jumlah cuplikan sebesar 48% menghasilkan pengurangan waktu komputasi sebesar 47,46 dan pengurangan waktu pengukuran sebesar 49,12%.

DAFTAR REFERENSI

- [1] Balanis, Constatine A. “*Antenna Theory Analysis and Design*”, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. USA. 1997
- [2] Yaghjian, Arthur D., ”An Overview of Near-Field Antenna Measurements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. AP-34, No.1, pp. 30-43, 1986.
- [3] Paris, Demetrius T., W. Marshall Leach, JR., & Edward B. Joy, “Basic Theory of Probe-Compensated Near Field Measurements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. AP-26, No.3, pp. 373-379, 1978.
- [4] Paris, Demetrius T., W. Marshall Leach, JR., George P. Rodrigue, & Edward B. Joy, “Applications of Probe-Compensated Near Field Measurements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. AP-26, No.3, pp. 379-389, 1978.
- [5] W.M. Leach, Jr., & D. T. Paris, “Probe-compensated near-field measurements on a Cylinder”, *IEEE Trans. Antennas Propagation*. vol. AP-21, pp.435-445, 1973
- [6] Brown, J., and Jull, E.V., “The prediction of aerial radiation patterns from near-field measurements”, *Proc. IEE*, No. 3649E, pp. 635-644, 1961
- [7] Borgiotti, G.V., “Integral equation formulation for probe corrected far-field reconstruction from measurements on a cylinder”, *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, AP26, No. 4, pp. 572-578, 1978
- [8] Bucci, O. M., C. Gennarelli, “Use Sampling Expansion in Near Field-Far Field Transformation: Cylindrical Case”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 36, No.6, pp. 830-835, June 1988.
- [9] Pradipta, Ayudha Nandi, “*Perancangan dan Pengujian Perangkat Lunak Pengukuran Antena Medan Dekat dengan Metode Pemindaian Silindris*”. Skripsi Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Depok. 2009
- [10] Firmansyah, Mochamad Dandy, Fitri Yuli Zulkifli, Catur Apriono, Eko Tjipto Rahardjo, ”A Cylindrical Near Field to Far Field Transformation using Fast Fourier Transform for Antenna Measurement”, *Indonesia Malaysia Microwave Conference (IMMAC) 2010*, Indonesia, 11-12 June 2010
- [11] Catur Apriono, “*Metode FFT-2D untuk Transformasi NF-FF pada Pengukuran Antena dengan Pemindaian Silindris*”, Tesis Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik Universitas Indonesia, Depok, 2011

[12] Catur Apriono, Fitri Yuli Zulkifli, Eko Tjipto Rahardjo. "Near Field Measurement Simulation Using Planar Surface", *International Symposium Antenna Propagation (ISAP)*, Oktober 2009.

[13] Nofrizal, Catur Apriono, Fitri Yuli Zulkifli, Eko Tjipto Rahardjo, "Planar Near Field to Far Field Transformation for Antenna Measurements with Probe Correction" *Indonesia Malaysia Microwave Conference (IMMAC) 2010*, Indonesia, 11-12 June 2010

[14] Z. A. Hussein and Y. Rahmat-Samii, "Probe compensation characterization in cylindrical near-field scanning," in *Proc. IEEE AP Symp.*, pp. 1808–1811, June 1993

[15] <http://mathworld.wolfram.com/HankelFunction.html>

[16] Kreyzig, Erwin. "Advanced Engineering Mathematics Ed. 9". Wiley.

[17] Stuart Gregson, John McCormick, Clive Parini, "Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements", Institution of Engineering and Technology, 2007

