



UNIVERSITAS INDONESIA

**METODE FFT-2D UNTUK TRANSFORMASI NF-FF PADA
PENGUKURAN ANTENA DENGAN PEMINDAIAN
SILINDRIS**

TESIS

CATUR APRIONO
NPM 0906644146

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM PASCASARJANA BIDANG ILMU TEKNIK
DEPOK
JANUARI 2011**



UNIVERSITAS INDONESIA

**METODE FFT-2D UNTUK TRANSFORMASI NF-FF PADA
PENGUKURAN ANTENA DENGAN PEMINDAIAN
SILINDRIS**

TESIS

**Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar
Magister Teknik**

**CATUR APRIONO
NPM 0906644146**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
KEKHUSUSAN TELEKOMUNIKASI
DEPOK
JANUARI 2011**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Catur Apriono

NPM : 0906644146

Tanda Tangan : 

Tanggal : 17 Januari 2011



HALAMAN PENGESAHAN


Tesis ini diajukan oleh :
Nama : Catur Apriono
NPM : 0906644146
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Tesis : Metode FFT-2D untuk Transformasi NF-FF
pada Pengukuran Antena 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 : Dr. Fitri Yuli Zulkifli, S.T., M.Sc. ()

Penguji : Dr. Ir. Muhamad Asvial, M.eng ()

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

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 17 Januari 2011

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 Microwave and Propagation Research Group* (AMRG) sehingga Tesis ini dapat diselesaikan dengan baik.

Depok, 17 Januari 2011

Penulis,



Catur Apriono
NPM 0906644146

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

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

Nama : Catur Apriono
NPM : 0906644146
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Janis Karya : Tesis

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

**Metode FFT-2D untuk Transformasi NF-FF pada Pengukuran Antena
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 2010
Yang menyatakan



(Catur Apriono)

ABSTRAK

Nama : Catur Apriono
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Metode FFT-2D untuk Transformasi NF-FF pada Pengukuran Antena dengan Pemindaian Silindris
Pembimbing : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc.

Pengukuran antena dilakukan untuk mengetahui kinerja dari antenna. Sistem pengukuran yang biasa digunakan adalah metode medan jauh. Namun, jika antena memiliki dimensi besar, maka batas medan jauh yang harus dipenuhi dalam pengukuran menjadi lebih panjang. Sehingga pengukuran antena yang dilakukan di ruang anti gema (*anechoic chamber*) dengan jarak medan jauh antena melebihi ukuran dimensi ruang tidak dapat dilakukan.

Salah satu solusi untuk mengatasi masalah ini adalah pengukuran dengan metode medan dekat. Berdasarkan koordinat permukaan pengukuran, terdapat tiga metode yang dikenal pada pengukuran medan dekat, yaitu planar, cylindrical dan spherical. Dalam implementasinya, ketiga metode tersebut meningkat dalam tingkat kerumitan perancangannya.

Pada penelitian ini membahas mengenai rancangan perangkat lunak dan sistem pengukuran medan dekat antena dengan bidang pengukuran silindris untuk melengkapi fasilitas di ruang anti gema (*anechoic chamber*). Perancangan perangkat lunak yang diperlukan melakukan transformasi data medan dekat hasil pengukuran menjadi data medan jauh. Selain itu, diperlukan juga program untuk pembacaan data dari alat ukur, mengatur sudut perputaran rotator dan pergerakan antena penjejak di daerah pengukuran. Tiap komponen pengukuran terhubung dengan komponen lainnya membentuk sistem pengukuran antena medan dekat dengan metode silindris.

Output yang didapat dari penelitian ini berupa pola radiasi medan E dari antena yang diukur. Pengujian program transformasi dilakukan dengan melakukan perbandingan data medan dekat yang ditransformasi ke medan jauh dengan data medan jauh dari simulasi antena. Sedangkan pengujian sistem pengukuran dengan melakukan perbandingan data pengukuran medan dekat yang ditransformasikan ke medan jauh dengan data yang diperoleh dari pengukuran medan jauh secara langsung.

Hasil transformasi dengan menggunakan data simulasi memberikan nilai penyimpangan error sebesar 3.184188 dB dengan penyelesaian FFT-1D, 2.708618 dB menggunakan FFT-2D dan 3.5184181dB dengan menggunakan metode numerik, dimana menunjukkan bahwa efisiensi dan keakuratan transformasi terletak pada penggunaan algoritma FFT-2D. Pada implementasi pengukuran Antena microstrip Array 8, hasil terbaik didapat dengan metode algoritma FFT-2D dimana transformasi tanpa kompensasi probe mendapatkan nilai penyimpangan rata-rata sebesar 3.28886 dB, waktu komputasi 0.365671 detik, dan nilai Axial Ratio 38.8865 dB. Sedangkan untuk kondisi dengan memperhatikan kompensasi probe mendapatkan nilai penyimpangan rata-rata 3.035867 dB, waktu komputasi 0.485675 detik, dan Axial Ratio 40.3505 dB. Faktor kompensasi probe dapat menekan penyimpangan kesalahan khususnya pada daerah radiasi sidelobe dari antena.

Kata kunci: *pengukuran, medan dekat, silindris*

ABSTRACT

Name : Catur Apriono
Study Program : Teknik Elektro
Title : FFT-2D Method to Transform NF-FF in Cylindrical Scanning Measurement Surface
Supervisor : Prof. Dr. Ir. Eko Tjipto Rahardjo, M.Sc.

Antenna measurement is conducted to determine the performance of the antenna. The common measurement system used is the far field method. However, if the antenna has a large dimension, the far-field edge that must be fulfilled in the measurement becomes longer. So, the antenna measurement conducted in Anechoic Chamber with antenna's far-field distance exceeding the dimension of the room can not be done.

The solution to solve this problem is the near-field measurement system. Based on the coordinates of the surface measurements, there are three methods in the near field measurement: planar, cylindrical and spherical. In its implementation, all three methods increases in the complexity of its design.

This study discusses about the design of software and near-field antenna measurement with cylindrical plane to complete the facilities in the anechoic chamber. The software is required to transform near-field data to the far-field data. The program also needed for reading data from measurement devices, setting up the angle of rotator rotation and antenna tracking movements in the area of measurement. Each component of the measurement connected with other components form a near-field antenna measurement system with cylindrical method.

The output obtained from this research is a field radiation pattern E of the antenna under test. Testing of the program is conducted by comparing the transformation between near-field data that transformed into far-field data and far field data simulated from the antenna. While the measurement system testing is conducted by comparing the near-field measurement data that are transformed into the far-field and data obtained from direct measurement of the far-field.

The results of transformation by using simulation data yield error deviation of 3.184188 dB by using FFT-1D, 2.708618 dB by using FFT-2D, and 3.5184181 dB by using numerical method. It shows that the transformation by using FFT-2D yields the most efficient and accurate results. When conducting the measurement of microstrip array 8-elemen antenna, the best results obtained with the method of FFT-2D algorithm. The results of transformation in the antenna measurement without probe compensation yield error deviation of 3.28886 dB, computation time of 0.365671 second, and Axial Ratio value of 38.8865 dB. Meanwhile, by using probe compensation, it is yielded error deviation of 3.035867 dB, computation time of 0.485675 second, and Axial Ratio value of 40.3505 dB. Probe compensation factor successfully suppressed deviation errors especially in the areas of antenna sidelobe radiation.

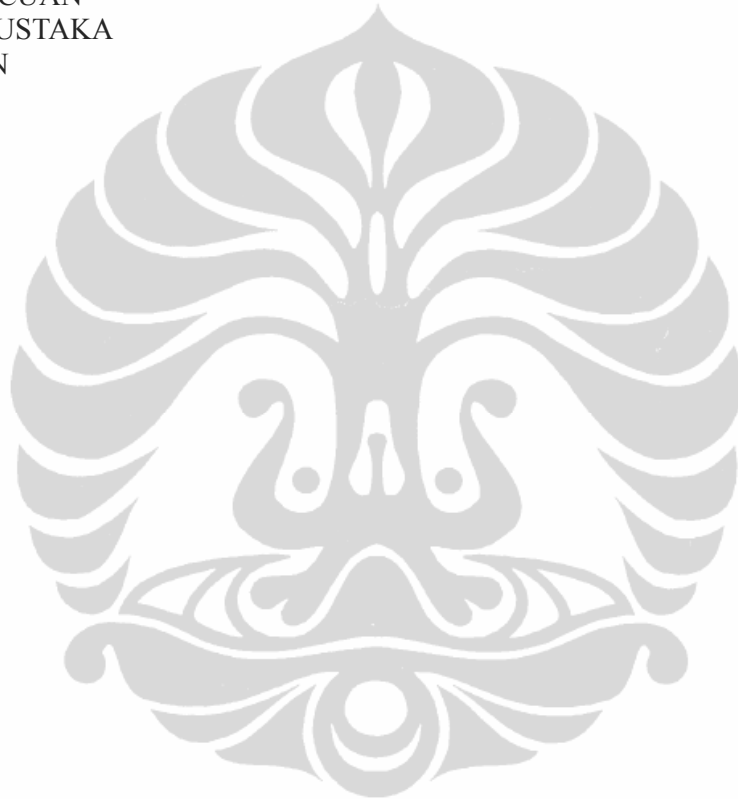
Key words : *measurement, near field, cylindrical*

DAFTAR ISI

Halaman Judul	i
Halaman Pernyataan Orisinalitas	ii
Halaman Pengesahan	iii
Ucapan Terima Kasih	iv
Halaman Pernyataan Persetujuan Publikasi Tugas Akhir Untuk Kepentingan Akademis	v
Abstrak	vi
Abstract	vii
Daftar Isi	viii
Daftar Gambar	x
Daftar Tabel	xi
Daftar Singkatan	xii
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1. Latar Belakang	1
1.2. Tujuan Penulisan	3
1.3. Batasan Masalah	3
1.4. Sistematika Penulisan	4
BAB II PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT	5
2.1. Sejarah Singkat	5
2.2. Definisi Medan Dekat dan Medan Jauh	6
2.3. Konsep Pengukuran Medan Dekat	7
2.4. Keuntungan Pengukuran Medan Dekat	8
2.5. Beberapa Kriteria Pengukuran Antena Medan Dekat	10
2.5.1 Kriteria Spasi	10
2.5.2 Kriteria Jarak	11
2.6. Teori Medan Dekat Silinder	11
2.6.1 Fungsi Hankel	16
2.6.2 Integrasi Numerik dengan Metode Trapezoidal	18
2.6.3 Kompensasi Probe	19
2.7. FFT (Fast Fourier Transform)	20
2.8. Polarisasi dan Axial Ratio	22
BAB III PERANCANGAN SISTEM PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT	26
3.1. Algoritma Pengukuran	26
3.2. Transformasi Medan Dekat Silinder	27
3.3. Sistem Pengukuran	29
3.4. Komponen Sistem Pengukuran	30
3.5. Komponen Pengaturan – PC	33
3.6. Peralatan Pengukuran – VNA	34
3.7. Komunikasi dalam Sistem	35

BAB IV PENGUJIAN DAN ANALISA	36
4.1 Perancangan Perangkat Lunak Transformasi	36
4.2 Pengujian Perangkat Lunak Transformasi.....	37
4.3 Penggunaan Perangkat Lunak Transformasi dalam Pengukuran	48
4.4 Analisa Hasil	55
BAB V KESIMPULAN	56

DAFTAR ACUAN
DAFTAR PUSTAKA
LAMPIRAN



DAFTAR GAMBAR

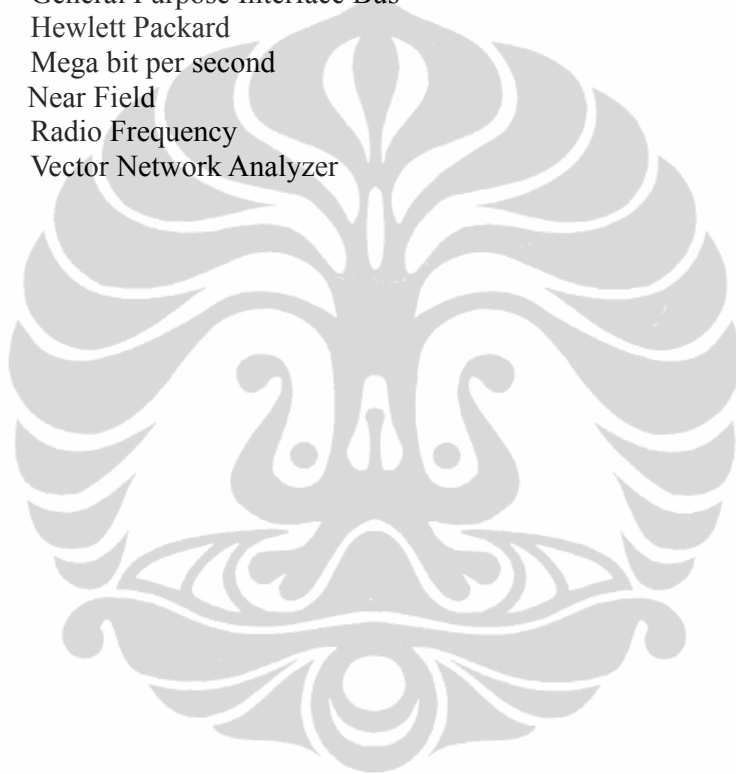
Gambar 2.1	Medan Di Sekeliling Antena Yang <i>Radiasi</i>	6
Gambar 2.2	Perbandingan 3 Metode Pemindai.....	8
Gambar 2.3	Sistem Koordinat	12
Gambar 2.4	Pola Pemindaian Silindris	13
Gambar 2.5	Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Satu	17
Gambar 2.6	Penyelesaian untuk Fungsi Bessel Jenis Dua	18
Gambar 2.7	Interpretasi Geometris dari Integral Definite	18
Gambar 2.8	Integrasi Numerik Menggunakan Integral Trapezoidal	19
Gambar 2.9	Polarisasi Linier.....	23
Gambar 2.10	Polarisasi Melingkar.....	23
Gambar 2.11	Polarisasi Elips	24
Gambar 2.12	Polarisasi Elips yang Menunjukkan Sumbu Semi-majior dan Semi –minor	25
Gambar 3.1	Diagram Alir Pengukuran	26
Gambar 3.2	Skema Diagram Alir Medan Dekat Silindris.....	27
Gambar 3.3	Sistem Koordinat Sferis.....	29
Gambar 3.4	Sistem Pengukuran Medan Dekat	30
Gambar 3.5	Gambar Pemindai Di Ruang Anechoic Chamber.....	31
Gambar 3.6	Sketsa Scanner	31
Gambar 3.7	Rancangan Scanner Medan Dekat.....	32
Gambar 3.8	Scanner dan Rotator dalam Pengukuran Medan Dekat.....	33
Gambar 3.9	Daerah Pemindaian Pada Pengukuran Medan Dekat Silindris	33
Gambar 3.10	Diagram Alir Pangaturan untuk Sistem Pengukuran Secara Real Time	34
Gambar 3.11	Vector Network Analyzer	35
Gambar 4.1	Tampilan Antena Horn 3.3 Ghz.....	38
Gambar 4.2	Pola radiasi dengan metode 1D (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$	40
Gambar 4.3	Grafik Penyimpangan Dengan Metode fft 1-d	41
Gambar 4.4	Pola radiasi dengan metode 2D (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$	42
Gambar 4.5	Grafik Penyimpangan dengan Metode fft 2-d	43
Gambar 4.6	Pola radiasi saat metode numerik (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$	45
Gambar 4.7	Grafik Penyimpangan dengan Metode Numerik	46
Gambar 4.8	antena Microstrip Array 8 Elemen Sebagai AUT dan Antena Monopole Sebagai Probe.....	49
Gambar 4.9	Pola Radiasi Pengukuran tanpa kompensasi probe (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$	51
Gambar 4.10	Grafik Penyimpangan dari Pengukuran Antena antara Hasil Pengukuran Medan Jauh dan Transformasi NF-FF tanpa Koreksi Probe	52
Gambar 4.11	Pola Radiasi Pengukuran dengan kompensasi probe (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$	53
Gambar 4.12	Grafik Penyimpangan dari Pengukuran Antena antara Hasil Pengukuran Medan Jauh dan Transformasi NF-FF dengan Koreksi Probe	54

DAFTAR TABEL

Tabel 1.1	Perbandingan Tiga Metode Pengukuran Medan Dekat	2
Tabel 2.1	Perbandingan Tiga Metode Pengukuran Medan Dekat	9
Tabel 2.2	Perbandingan Kompleksitas antara algoritma FFT dan DFT ..	22
Tabel 4.1	Parameter simulasi pengukuran medan dekat	38
Tabel 4.2	Parameter Hasil Simulasi dengan Metode 1D.....	42
Tabel 4.3	Parameter Hasil Simulasi dengan Metode 2D.....	44
Tabel 4.4	Parameter Hasil Simulasi dengan Metode Numerik	47
Tabel 4.5	Tabel Perbandingan Performansi	48
Tabel 4.6	Parameter pengukuran medan dekat antena mikrostrip <i>array fixed position</i>	49
Tabel 4.7	Parameter Hasil Transformasi Data Pengukuran Medan Dekat tanpa Koreksi Probe.....	52
Tabel 4.8	Parameter Hasil Transformasi Data Pengukuran Medan Dekat	56

DAFTAR SINGKATAN

AR	Axial Ratio
AUT	Antenna Under Test
FF	Far Field
FFT-1D	Fast Fourier Transform-1 Dimension
FFT-2D	Fast Fourier Transform-2 Dimension
FFT	Fast Fourier Transform
GPIB	General Purpose Interface Bus
HP	Hewlett Packard
Mbps	Mega bit per second
NF	Near Field
RF	Radio Frequency
VNA	Vector Network Analyzer



BAB I

PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG

Pengukuran pola radiasi antena pada daerah medan jauh (*far-field*) adalah salah satu topik penting dalam pengembangan dan perancangan antena. Teknik yang digunakan dalam pengukuran pola radiasi medan jauh antena dapat diklasifikasikan ke dalam dua kategori umum, yaitu langsung (*direct*) dan tidak langsung (*indirect*) [1].

Teknik pengukuran pola radiasi antena secara langsung pada daerah medan jauh tidak selalu mampu untuk menentukan kinerja dari antena. Beberapa permasalahan muncul, seperti efek cuaca dan *multipath*. Ketika antena yang diukur memiliki ukuran yang sangat besar, maka pengukuran akan menjadi sangat sulit diimplementasi dan cenderung untuk dapat memberikan hasil yang tidak tepat[2].

Teknik tidak langsung (*indirect techniques*) mengarah pada teknik pengukuran dengan metode medan dekat. Teknik ini dikembangkan untuk mendapatkan daerah pengukuran pada zona medan dekat dari antena yang diukur dengan menggunakan peralatan yang praktis. Setelah didapatkan data hasil pengukuran, dilakukan transformasi secara matematis untuk mendapatkan hasil yang sama dengan pengukuran pada daerah medan jauh. Pengukuran medan dekat memberikan keuntungan dengan memungkinkannya dilakukan pengukuran di dalam ruangan (*indoor*) sehingga akan dapat menekan kekurangan pada sistem pengukuran *outdoor* (*direct*).

Pengukuran antena yang dilakukan pada daerah radiasi medan dekat akan mendapatkan parameter-parameter pengukuran medan dekat yang kemudian secara analisis digunakan untuk mendapatkan parameter antena yang digunakan, seperti pola radiasi, besar *beamwidth* (lebar pancaran) dan *gain* antena[3]. Pada pengukuran medan dekat, selain antena uji yang akan diukur parameternya, diperlukan antena *probe* (penjejak) yang digunakan untuk mengukur efek langsung dari antena uji. Antena *probe* akan mengukur efek radiasi antena uji

pada titik-titik pengukuran yang telah ditentukan. Probe akan bergerak melingkupi semua titik pengukuran yang membentuk suatu sistem koordinat tertentu, yaitu sistem koordinat *planar*, *cylindrical* (silindris) atau *spherical* (sferis) [3].

Pada saat melakukan pengukuran medan dekat, maka perlu diketahui komponen dasar dari sistem pengukuran medan dekat, yang secara umum dapat terbagi atas tiga bagian utama yaitu daerah pemindaian (*scanning*), peralatan pengukuran dan mekanisme komputasi [2]. Prosedur pengukuran medan dekat bertujuan untuk mendapatkan data medan dekat yang diinginkan. Selain itu, perlu diperhatikan metode komputasi yang sesuai pada proses transformasi dari pola medan dekat yang diperoleh dari pengukuran menjadi pola medan jauh. Guna mendapatkan hasil transformasi dengan tingkat keakuratan tinggi dan efisien, maka digunakan metode perhitungan yang tepat, yaitu dengan menggunakan *Fast Fourier Transform* (FFT)[5].

Telah terdapat penelitian-penelitian dalam penerapan pengukuran medan dekat antenna [1-4, 6-13, 16]. Penelitian [3], [6], dan [8] menjelaskan mengenai rumusan dasar penerapan pengukuran medan dekat pada ketiga bentuk pengukuran, yaitu *planar*, *cylindrical* dan *spherical*. Penelitian [2] dan [16] dilakukan perancangan sistem pengukuran antenna medan dekat *planar*. Sedangkan pada penelitian [4, 12, 13] membahas mengenai bentuk pengukuran medan dekat pada bidang silindris. Pada penelitian [19], [20], dan [21] merupakan penelitian yang telah dilakukan di Departemen Teknik Elektro. Data pengukuran yang didapatkan, baik dengan simulasi maupun pengukuran digunakan untuk penentuan pola medan jauh dari antenna. Hasil yang didapatkan pada penelitian-penelitian tersebut memberikan gambaran bahwa metode pengukuran medan dekat telah berhasil untuk mendapatkan pola medan jauh hasil transformasi yang sesuai dengan data referensi dari pola medan jauh.

Daerah pemindaian silindris dapat diperoleh dengan merotasi antenna uji pada bidang azimuthnya sementara antenna probe sebagai pendeteksi medan listrik bergerak pada posisi linier pada daerah pemindaian. Kemampuan dari metode pengukuran medan dekat silindris yang memberikan cakupan pemindaian yang dapat mengukur antenna dengan pola pancar 360° (*omnidirectional*) pada bidang azimuthnya. Sehingga dapat diperoleh gambaran pola radiasi suatu antenna pada

main lobe, *side lobe* dan *back lobe*. Hal ini merupakan kelebihan dibandingkan dengan pengukuran antenna pada bidang pemindaian planar yang hanya dapat memberikan gambaran pada cakupan area tertentu. Dengan tetap mempertahankan scanner pada planar untuk pergerakan linier antenna probe pada arah vertikal dan penggunaan rotator untuk mendapatkan putaran dari antenna uji pada bidang azimuth, maka koordinat pemindaian dengan pola silindris akan dicapai. Meskipun secara teoritis karakteristik dari pola pancar antenna akan diperoleh secara lengkap dengan menerapkan metode pengukuran antenna dengan pemindaian sferis, akan tetapi kompleksitas dari mekanik yang sangat tinggi dan waktu pemindaian yang lebih lama akan membutuhkan perhatian implementasi yang lebih jika dibandingkan dengan implementasi metode lainnya. Keuntungan dari metode sferis adalah dapat menggambarkan pola secara lengkap pada daerah tiga dimensi dimana hal ini merupakan kelebihan dibandingkan dengan metode pemindaian silindris yang hanya mendapatkan pola secara lengkap hanya pada bidang azimuthnya, sedangkan untuk bidang vertikal masih dibatasi pada cakupan area tertentu. Akan tetapi, pengukuran dari pola radiasi antenna secara dua dimensi dipilih untuk merepresentasikan prinsip ortogonal dari pola bidang E dan bidang H [14]. Sehingga, untuk mendapatkan efisiensi dari pengukuran antenna secara dua dimensi, maka metode pemindaian silindris akan lebih efisien diterapkan dibandingkan dengan sferis baik secara mekanik maupun matematis. Tabel 1.1 memberikan perbandingan dari ketiga metode medan dekat yang memiliki pola pemindaian pada bidang yang berbeda.

Tabel 1.1 Perbandingan Tiga Metode Pengukuran Medan Dekat [4]

Method	Kompleksitas Mekanik	Cakupan Pemindaian	Kompleksitas Matematis
Planar	Sedang	Rendah	Sederhana
Silindris	Sederhana	Sedang	Sedang
Sferis	Kompleks	Baik	Kompleks

Penggunaan dari pengukuran medan dekat dengan tujuan untuk mendapatkan pola radiasi medan jauh dari suatu antenna menjadi salah bagian yang akan dikembangkan dalam penyediaan fasilitas pengukuran antenna, karena dengan menggunakan teknik ini akan dapat diperoleh pola antenna yang diukur dengan

biaya yang efisien dan sangat efektif serta kemudahan pengendalian kondisi lingkungan yang ideal. Meskipun pembahasan mengenai sistem pengukuran medan dekat bukan merupakan hal yang baru dan telah banyak publikasi yang tersedia, tetapi infrastruktur ini tidak banyak diimplementasikan dalam studi antenna di Indonesia. Hal mendasar yang ingin dicapai dalam studi kali ini adalah merancang sistem pengukuran medan dekat antenna dengan bidang pengukuran silindris untuk melengkapi fasilitas di ruang anti gema (*anechoic chamber*) di Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Selain itu juga dikembangkan perangkat lunak yang digunakan untuk proses transformasi dari medan dekat ke medan jauh dengan menggunakan metode silindris.

1.2 TUJUAN PENELITIAN

Tujuan penulisan penelitian ini adalah merancang sistem pengukuran medan dekat yang dapat digunakan pada bidang pengukuran silindris. Pada penelitian [21] telah dibahas mengenai prosedur transformasi dengan pemindaian silindris dengan menggunakan algoritma komputasi FFT-1D untuk mendapatkan gambaran pola radiasi pada bidang azimuth di sudut $\theta=90^\circ$. Sedangkan dalam penelitian ini dibahas mengenai transformasi NF-FF dengan menggunakan algoritma FFT-2D dan metode numerik untuk mendapatkan perbaikan kinerja dari hasil transformasi yang telah didapatkan dari penelitian sebelumnya.

Scanner yang telah dirancang pada penelitian sebelumnya untuk sistem pengukuran medan dekat planar dapat dikembangkan untuk pengukuran medan dekat silindris dengan memanfaatkan rotator untuk memutar antenna uji pada bidang azimuthnya. Sedangkan pada pergerakan antenna probe pada sumbu-z memanfaatkan pergerakan vertikal dari scanner planar. Dengan tersedianya fasilitas pengukuran antenna dengan metode medan dekat silindris, maka akan dapat diperoleh gambaran kinerja antenna di daerah medan jauh, berupa pola radiasi, beamwidth, dan polarisasi.

1.3 BATASAN MASALAH

Permasalahan yang akan dibahas pada penelitian ini dibatasi pada rancang

bangun sistem pengukuran medan dekat silindris. Dalam penelitian ini dirancang suatu algoritma pengukuran pada sistem pengukuran medan dekat silindris yang dibangun. Sistem yang dirancang ini akan mampu untuk memberikan alternatif pengukuran yang tepat pada bentuk antena uji yang akan diukur. Selain itu, dikembangkan perangkat lunak transformasi data medan dekat ke medan jauh pada metode silindris yang menggunakan beberapa metode komputasi untuk mendapatkan proses transformasi yang akurat dan efisien.

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 Antena Medan Dekat

Bagian ini berisi Sejarah Singkat pengukuran medan dekat, Definisi Medan Dekat dan Medan Jauh, Konsep Pengukuran Medan Dekat, Keuntungan Pengukuran Medan Dekat, Beberapa Kriteria Pengukuran Antena Medan Dekat, Teori Medan Dekat Silinder, FFT (*Fast Fourier Transform*) serta Polarisasi dan Axial Ratio.

Bab 3 Perancangan Sistem Pengukuran Antena Medan Dekat

Bagian ini terdiri dari Algoritma Pengukuran, Transformasi Medan Dekat Silinder, Sistem Pengukuran, Komponen Sistem Pengukuran, Komponen Pengaturan – PC, Peralatan Pengukuran – VNA dan Komunikasi dalam Sistem.

Bab 4 Pengujian dan Analisa

Bagian ini membahas mengenai Perancangan Perangkat Lunak Transformasi, Pengujian Perangkat Lunak Transformasi, Penggunaan Perangkat Lunak Transformasi dalam Pengukuran dan Analisa Hasil.

Bab 5 Kesimpulan

Bagian ini berisikan kesimpulan dari penelitian.

BAB 2

PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT

2.1 SEJARAH SINGKAT

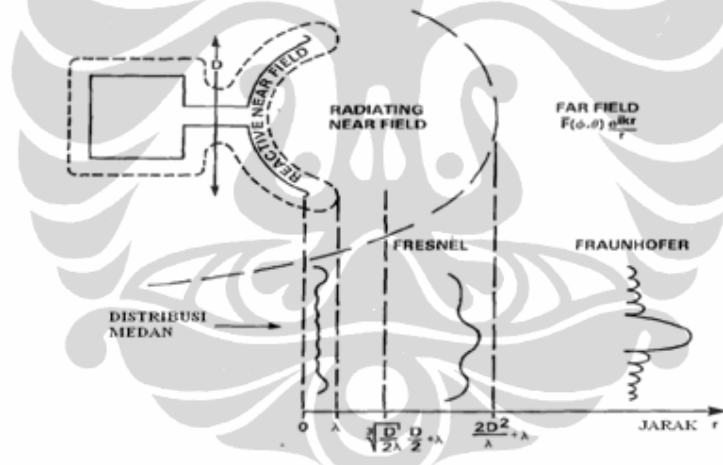
Pengembangan dari pemindaian medan dekat sebagai sebuah metode untuk mengukur antenna dapat dibagi menjadi empat periode, yaitu periode eksperimen awal dengan tanpa menggunakan koreksi probe (1950-1961), periode pembahasan teori awal mengenai koreksi probe (1961-1975), periode penerapan teori penerapan koreksi probe (1965-1975) dan periode transfer teknologi (1975-1985) dimana terdapat 50 atau lebih pembuatan *scanner* medan dekat di seluruh dunia[6].

Sejarah penerapan *scanner* dalam implementasi pengukuran antenna medan dekat yang pertama adalah "*automatic antenna wave front plotter*" dari *Air Force Cambridge Research Center* yang dibuat sekitar tahun 1950 oleh Barret dan Barnes [6]. Meskipun tidak dilakukan penghitungan pola medan jauh dari data medan dekat terukur, tetapi didapatkan pemetaan yang lengkap dari variasi fase dan amplitudo di depan antenna *microwave*. Lima tahun kemudian Richmond dan Tice membandingkan kalkulasi medan jauh dari pengukuran medan dekat dengan pola medan jauh yang terukur secara langsung[6].

Pada tahun 1963 dilaporkan analisa gelombang permukaan oleh Kern. Hal ini merupakan awal dari dibentuknya solusi pertama yang tepat dan lengkap untuk permasalahan koreksi probe dalam tiga dimensi. Sehingga pengukuran medan dekat dihitung dengan dimensi terbatas dari probe dan dengan pengaruhnya pada antenna uji. Kemudian pada tahun 1965 direalisasikan probe terkoreksi pertama pada pengukuran antenna medan dekat di National Bureau Standards dengan menggunakan pemindaian permukaan[6]. Teknik medan dekat antenna menggabungkan pengukuran lokal dengan proses numerik. Dalam perkembangannya, penelitian mengenai metode ini terus mengalami perkembangan hingga ditemukannya teori sampling untuk jarak data tiap titik, dan juga metode untuk mengefisienkan metode komputasi serta penelitian-penelitian lain yang terkait.

2.2 DEFINISI MEDAN DEKAT DAN MEDAN JAUH

Suatu antenna yang bekerja pada satu frekuensi yang tetap akan meradiasi gelombang elektromagnetik yang terdistribusi menjadi 3 daerah seperti yang tergambar pada Gambar 2.1. Distribusi ruang dari energi radiasi tersebut dinyatakan sebagai fungsi dari posisi observasi dalam suatu jari-jari (radius) yang konstan. Umumnya, fungsi tersebut adalah fungsi pola daya (E) dan fungsi pola medan. Pola daya adalah penggambaran dari daya yang diterima pada suatu radius konstan, sedangkan pola medan (fungsi dari θ dan Φ) adalah variasi spasial dari medan elektrik dan medan magnetik pada suatu radius yang konstan. Daerah-daerah medan radiasi di sekitar antenna tersebut adalah medan dekat reaktif (*reactive near-field*), medan dekat radiasi (*radiating near-field* atau *Fresnel region*) dan medan jauh (*far field* atau *Fraunhofer region*)[6].



Gambar 2.1 Medan di sekeliling antenna yang radiasi [6]

Medan dekat (*near-field* atau *near zone*) adalah daerah radiasi elektromagnetik dari suatu antenna, dimana distribusinya secara *angular* tergantung dari jarak suatu titik pada daerah tersebut terhadap antenna. Medan dekat terdiri dari medan dekat reaktif dan medan dekat radiasi. Medan dekat reaktif adalah bagian dari daerah medan dekat yang langsung mengelilingi atau paling dekat dengan antenna dimana medan reaktifnya dominan. Jika D adalah dimensi terbesar dari suatu antenna dan λ adalah panjang gelombang, maka medan dekat reaktif dimulai dari permukaan antenna sampai sejauh $\lambda/2\pi$ dari permukaan

antena, meskipun eksperimen dengan pengukuran medan dekat mengindikasikan bahwa jarak sejauh satu panjang gelombang (λ) membentuk batas paling memungkinkan untuk medan dekat reaktif. Sedangkan daerah radiasi medan dekat adalah bagian dari medan dekat suatu antenna antara medan dekat reaktif dan medan jauh di mana distribusi medan secara *angular* tergantung dari jarak dari antenna. Medan dekat *radiasi* dimulai dari jarak $\sqrt[3]{\frac{D}{2\lambda} \frac{D}{2}} + \lambda$ dari permukaan antenna sampai awal radius medan jauh[6].

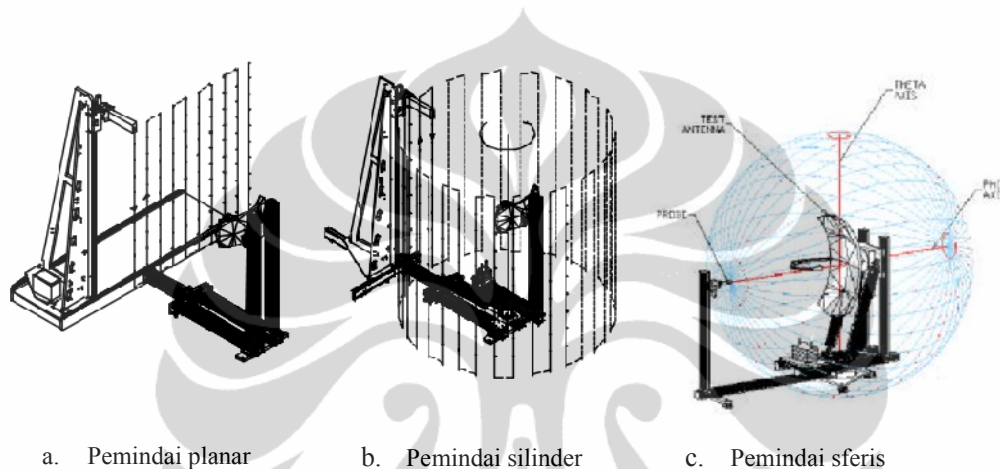
Medan jauh adalah daerah dari medan antenna dimana distribusi medan secara *angular* sudah tidak dipengaruhi oleh jarak dari suatu titik pada daerah di sekeliling antenna. Medan jauh dimulai dari radius $\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$ dari permukaan antenna sampai ke jarak tak terhingga. Oleh karena sifat dari medan terdistribusi pada medan ini sudah tidak dipengaruhi oleh jarak terhadap antenna, umumnya pengukuran antenna dilakukan pada daerah medan jauh ini karena beberapa variabel dapat dihilangkan dalam penghitungannya. Medan magnetik dan medan elektrik pada medan ini secara radial bervariasi dengan faktor sebesar $\frac{e^{jkr}}{r}$. Penambahan nilai λ pada penghitungan radius radiasi medan dekat dan medan jauh adalah representasi dari jarak Rayleigh yang seharusnya dihitung dari permukaan terluar dari daerah medan dekat reaktif antenna. Namun, untuk arah pancaran (*beam*) utama, jarak Rayleigh kadang-kadang tidak diperhitungkan.

2.3 KONSEP PENGUKURAN MEDAN DEKAT

Dimensi dari rentang pengukuran konvensional pada pengukuran antenna dapat direduksi dengan melaksanakan pengukuran di medan dekatnya, dan menggunakan metode analisis untuk transformasi medan dekat terukur dengan menghitung karakteristik radiasi di medan jauhnya. Metode ini yang dinamakan dengan metode pengukuran medan dekat. Teknik ini biasanya digunakan untuk mengukur pola radiasi, dan sering dilakukan pada area indoor.

Data yang terukur pada metode ini biasanya berupa distribusi amplitudo dan fasa pada daerah pemindaian probe yang telah ditentukan sebelumnya.

Daerah pemindaian dari metode medan dekat dapat berupa planar, silinder dan sferis. Data yang terukur kemudian ditransformasi ke daerah medan jauhnya. Kompleksitas dari analisis transformasi meningkat dari bentuk planar ke silinder, dan dari silinder ke sferis. Pemilihan metode yang sesuai ditentukan dengan memperhatikan antenna uji yang akan diukur. Gambar 2.2 Memperlihatkan perbandingan daerah pemindaian dari ketiga bentuk metode pengukuran medan dekat.



Gambar 2.2 Perbandingan 3 metode pemindai [7]

Secara umum pelaksanaan dari eksperimen untuk pengukuran medan dekat memerlukan tiga langkah dasar, yaitu :

1. Karakterisasi dari antenna *probe*
2. Pengukuran dengan menggunakan dua orientasi dari antenna probe, dimana pengukuran dari medan tangential diperoleh pada interval yang dipilih pada sebuah permukaan di medan dekat antenna uji
3. Evaluasi pola medan jauh dilakukan dimana umumnya menggunakan algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT).

2.4 KEUNTUNGAN PENGUKURAN MEDAN DEKAT

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, pengukuran medan dekat ialah pengukuran yang dilakukan pada daerah medan dekat radiasi atau *Fresnel Region*. Pada pengukuran dengan metode ini, ada beberapa kelebihan yang dapat diperoleh jika dibandingkan dengan pengukuran menggunakan metode medan

jauh, diantaranya ialah [8]:

1. Rentang pada medan dekat menyediakan suatu kapabilitas untuk semua cuaca dan juga suatu kemampuan untuk pengaturan cuaca.
2. Informasi yang dihasilkan ialah berupa performansi dari antenna secara lengkap.
3. Untuk sistem antenna yang besar, permasalahan-permasalahan seperti batasan ukuran rentang medan jauh, transportasi dan pemasangan, serta permasalahan untuk positioner skala besar dapat diatasi dan juga dihilangkan.
4. Pengukuran medan dekat memiliki tingkat akurasi dari pola yang dikomputasi lebih baik dibandingkan dengan medan jauh. Selain itu, pengukuran medan dekat juga menawarkan solusi waktu dan biaya yang lebih efektif.

Selain dari beberapa keuntungan yang telah dijelaskan sebelumnya, pengukuran dengan metode ini juga memiliki beberapa kerugian, yaitu [8]:

1. Diperlukan suatu prosedur ekstensif untuk mengkalibrasi *probe* pada pengukuran medan dekat seperti dibandingkan dengan medan jauh dari probe.
2. Pola antenna yang diuji tidak didapatkan secara *real time*.
3. Dibutuhkan suatu pengukuran yang lebih kompleks dan mahal.
4. Perangkat lunak dari komputer memainkan peranan penting dalam mengkalkulasi perhitungan dari pola antenna.

Pengukuran medan dekat berdasarkan pada sistem koordinat yang digunakan untuk pemindaian dibagi menjadi tiga bagian, yaitu sistem koordinat planar, silindris dan sferis (*spherical*). Ketiga sistem koordinat ini memiliki kelebihan dan kekurangan masing-masing pada pengukuran medan dekat, yaitu antara lain ditunjukkan oleh Tabel 2.1

Tabel 2.1 Perbandingan Tiga Metode Pengukuran Medan Dekat [4]

Method	Kompleksitas Mekanik	Cakupan Pemindaian	Kompleksitas Matematis
Planar	Sedang	Rendah	Sederhana
Silindris	Sederhana	Sedang	Sedang
Sferis	Kompleks	Baik	Kompleks

Berdasarkan perbandingan antar sistem koordinat dalam pemindaian

pengukuran medan dekat pada Tabel 2.1, dapat terlihat bahwa keunggulan utama dari sistem koordinat planar ialah mudah dalam matematis dan komputasinya. Namun, kekurangan dari sistem koordinat planar ialah polanya hanya dapat dikalkulasi pada daerah berbentuk *cone* dengan sudut kurang dari 180° [8]. Kekurangan tersebut dapat diatasi dengan melakukan pengukuran dengan sistem koordinat silindris. Pola yang terbentuk dapat mencapai sudut azimuth 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 [8].

Pembagian berdasarkan tiga sistem koordinat tersebut selanjutnya memiliki beberapa fungsi dan penggunaan masing-masing dalam proses pengukuran medan dekat. Pada sistem koordinat planar banyak digunakan untuk antenna gain tinggi yang hanya memerlukan sedikit koreksi probe. Sedangkan pengukuran medan dekat dengan sistem koordinat sferis biasanya digunakan untuk antenna gain rendah dan antenna *feed element*. Pada pemindaian dengan sistem koordinat sferis, hasil yang diperoleh sangat akurat dalam menggambarkan pola suatu antenna dibandingkan dengan pemindaian metode yang lain. Sedangkan untuk pengukuran medan dekat silindris, biasanya digunakan untuk antenna yang memiliki bentuk pola radiasi *omnidirectional* [2].

2.5 BEBERAPA KRITERIA PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT

Dalam implementasi metode medan dekat, ada beberapa ketentuan yang harus dipenuhi untuk mencapai hasil pengukuran yang diperkenankan. Beberapa kriteria yang harus dipenuhi dalam pelaksanaan pengukuran medan dekat adalah kriteria spasi dan kriteria jarak.

2.5.1 Kriteria Spasi

Kriteria spasi memberikan ketentuan pada penggunaan jarak antar titik pengambilan data (sampling) pada daerah pemindaian. Adapun tujuan dari kriteria ini adalah untuk mengembangkan teknik minimisasi data medan dekat yang mengarah pada reduksi proses komputasi guna mendapatkan pola radiasi medan

jauhnya.

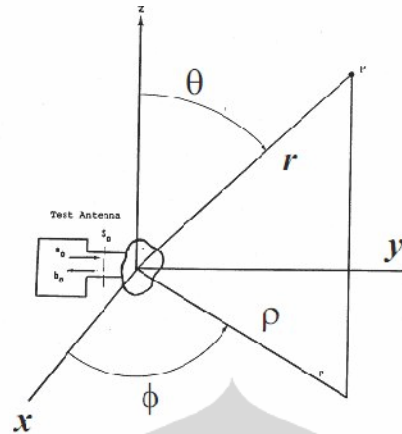
Pada saat dilakukan pengukuran dengan menggunakan permukaan planar, jarak antar titik pengukuran di antena probe sebesar $\frac{1}{2} \lambda$ [1]. Nilai tersebut memenuhi teorema sampling Nyquist dalam dua dimensi pada spektrum terbatas. Sedangkan pada pengukuran dengan menggunakan metode silinder, besarnya jarak antar titik sampling pada sumbu $z \leq \lambda/2$ dan pergerakan sudut pada bidang azimuthnya sebesar $\Delta\Phi \leq \pi/ka$.

2.5.2 Kriteria Jarak

Pada saat melakukan pengukuran medan dekat, perlu diperhatikan mengenai jarak antara posisi antena uji dan antena probe. Tujuan dari penentuan jarak ini adalah untuk menghindari kopling dari medan reaktif dari antena yang digunakan dalam pengukuran [6]. Penentuan kriteria jarak memberikan ketentuan bahwa dengan pengukuran yang dilakukan pada daerah medan dekat antena, maka perlu ditentukan posisi yang tepat dalam perancangan sistem pengukuran medan dekat yang tepat dengan memperhatikan lokasi medan dekat, khususnya daerah Fresnel baik pada sisi antena uji maupun antena probe. Pengukuran medan dekat dengan kriteria spasi $2-10 \lambda$ merupakan nilai yang disarankan untuk digunakan dalam pengukuran medan dekat [9].

2.6 TEORI MEDAN DEKAT SILINDER

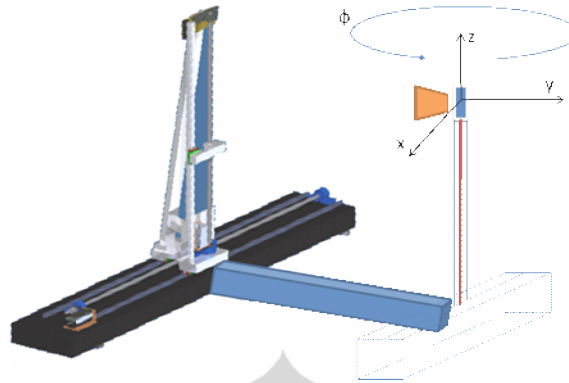
Secara umum, penggambaran geometri dari sistem koordinat silindris ialah dengan menggunakan koordinat-koordinat silindris. Definisi sudut digunakan untuk menentukan sudut-sudut pada koordinat yang digunakan. Gambar 2.7 ialah penggambaran dari sistem koordinat yang digunakan dengan definisi sudut.



Gambar 2.3 Sistem Koordinat

Pada Gambar 2.3 tersebut terlihat bahwa sudut-sudut yang digunakan dalam pemindaian silindris, yaitu sudut Φ dan sudut θ . Sudut Φ ialah sudut yang digunakan pada pemindaian silindris untuk bidang-XY. Sedangkan sudut θ ialah sudut yang digunakan dalam pemindaian silindris untuk bidang-YZ.

Sudut-sudut tersebut pada pengukuran medan dekat silindris terbentuk dari pergerakan antara antena uji (*Antenna Under Test-AUT*) dan antena *probe*. Pergerakan dari antena uji yang berputar akan membentuk sudut Φ . Sedangkan pergerakan dari antena *probe* pada sumbu-Z akan menyebabkan antena uji akan dipindai membentuk sebuah sudut elevasi, yang mana kemudian akan sama dengan sudut θ pada bidang-YZ. Pergerakan dari kedua antena ini selanjutnya akan membentuk suatu pola pemindaian silindris yang akan melingkupi antena uji. Gambar 2.4 ialah penggambaran dari pola pemindaian silindris hasil pergerakan dari dua antena tersebut



Gambar 2.4 Pola Pemindaian Silindris

Berdasarkan pada teknik yang disampaikan oleh Brown dan Jull pada tahun 1961, yang berdasarkan pada aplikasi dari teori integral keterbalikan Lorentz, maka pada tahun 1975 dilakukan penelitian oleh Leach dan Paris [12] mengenai perhitungan kompensasi probe pada pengukuran medan dekat silindris yang berbasiskan pada vektor gelombang silindris secara tiga dimensi pada medan elektromagnetik. Hasil dari penelitian tersebut ialah beberapa persamaan aljabar yang menegaskan mengenai hubungan antara medan dari antenna *probe* dengan medan radiasi dari antenna uji. Selanjutnya dari persamaan tersebut, maka akan dapat diperoleh pola medan jauh dari antenna uji.

Pada frekuensi tertentu, suatu antenna meradiasi suatu gelombang elektromagnetik pada bidang sferis untuk bidang medan jauh dari antenna tersebut. Nilai intensitas dari medan magnet dan medan listrik yang diradiasikan akan dinyatakan dengan Persamaan 2.1 dan Persamaan 2.2 [3]:

$$E(\theta, \phi) = E_{\theta}(\theta, \phi)\hat{\theta} + E_{\phi}(\theta, \phi)\hat{\phi} \quad (2.1)$$

$$H(\theta, \phi) = \frac{1}{\eta} \left(E_{\theta}(\theta, \phi)\hat{\theta} - E_{\phi}(\theta, \phi)\hat{\phi} \right) \quad (2.2)$$

Pola medan jauh dari suatu permukaan dari sebuah lingkaran dengan radius R, maka intensitas medan listrik yang diradiasikan oleh antenna dapat dituliskan pada Persamaan (2.3) dan (2.4) [12]

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = j \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} j^n b_n(h) \exp(jn\phi) \quad (2.3)$$

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} j^n a_n(h) \exp(jn\phi) \quad (2.4)$$

Nilai dari $a_n(h)$ dan $b_n(h)$, dimana h adalah wave number dengan nilai $h = k \cos \theta$ pada persamaan tersebut ialah sebuah fungsi bobot amplitudo dari faktor-faktor gelombang silindris pada perluasan gelombang silindris dari medan yang diradiasikan oleh antenna. Kalkulasi dari Persamaan (2.3) dan (2.4) tersebut dapat dilakukan secara efisien dengan menggunakan algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT). Komponen medan jauh selanjutnya dapat dihitung menjadi E_{θ} dan E_{ϕ} dimana berlaku Persamaan 2.5.

$$\phi_n = \frac{2n\pi}{N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.5)$$

Persamaan mengenai fungsi bobot amplitudo pada gelombang silindris dari antenna uji ini selanjutnya akan direlasikan dengan sebuah transformasi Fourier dari tegangan output pada sebuah antenna *probe* ketika permukaan dari pengukurannya ialah sebuah silinder dengan radius r_0 . Fungsi bobot amplitudo pada gelombang silindris dapat dicari dengan Persamaan (2.6) dan (2.7)

$$a_n(h) = \frac{k^2}{\Lambda^2 \Delta_n(h)} \left(I_n(h) \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} d_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) - I_n'(h) \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} d_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \quad (2.6)$$

$$b_n(h) = \frac{k^2}{\Lambda^2 \Delta_n(h)} \left(I_n'(h) \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} c_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) - I_n(h) \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} c_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \quad (2.7)$$

Dimana nilai dari Λ ialah $\Lambda = \sqrt{k^2 - h^2}$. k ialah sebuah konstanta dengan nilai $2\pi/\lambda$ dan h ialah sebuah *wave number*. Nilai dari $H_{n+m}^{(2)}$ ialah fungsi dari Hankel jenis dua. Sedangkan nilai dari $c_m(-h)$, $c_m'(-h)$, $d_m(-h)$, $d_m'(-h)$ ialah nilai dari koefisien *probe* yang digunakan untuk kompensasi dari *probe*. Sementara itu, nilai

dari Δ_n ialah determinan dari persamaan sistem yang ditunjukkan oleh Persamaan (2.8)

$$\Delta_n(h) = \left(\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} c_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} d_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) - \left(\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} c_m'(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} d_m(-h) H_{n+m}^{(2)}(\Lambda r_0) \right) \quad (2.8)$$

Selanjutnya, nilai dari I_n dan I_n' yang merupakan sebuah fungsi dari tegangan kompleks output pada probe yang direpresentasikan oleh Persamaan (2.9) dan (2.10)

$$I_n(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v(r_0, \phi, z) \exp(-jn\phi) \exp(jhz) d\phi dz \quad (2.9)$$

$$I_n'(h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\pi}^{\pi} v'(r_0, \phi, z) \exp(-jn\phi) \exp(jhz) d\phi dz \quad (2.10)$$

Nilai dari $v(r, \phi, z)$ adalah tegangan output co-polarisasi dari antena *probe*, sedangkan $v'(r, \phi, z)$ ialah tegangan output dari antena *probe*, ketika diputar 90° sesuai dengan sumbu longitudinalnya. Fungsi-fungsi berupa $I_n(h)$ dan $I_n'(h)$ terdiri atas integral Fourier kompleks dua dimensi yang selanjutnya akan dapat dikalkulasikan secara efisien menggunakan algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT).

Permukaan dari pengukuran silindris dapat dibagi menjadi beberapa kisi-kisi dari titik dengan koordinat $(r_0, n\Delta\phi, m\Delta z)$, dimana nilai batasan yang berlaku $0 \leq n \leq N-1$ dan $0 \leq m \leq M-1$. Nilai dari M dan N adalah sebuah bilangan bulat positif yang diambil dari jumlah sampling pada silinder yang dibentuk dari pemindaian.

Untuk mendapatkan nilai dari sampling yang akurat dalam evaluasi dari integral Fourier, maka diperlukan jarak spasi delta yang sesuai dengan kriteria-kriteria yang telah ditentukan. Kriteria tersebut adalah saat $\Delta z \leq \lambda/2$ dan saat $\Delta\phi \leq \pi/k.a$, dimana nilai dari λ ialah panjang gelombang dari antena uji, dan nilai dari a ialah radius dari silinder terkecil dengan bagian tengah bertepatan dengan sumbu z yang menyelimuti antena.

2.6.1 Fungsi Hankel

Fungsi Hankel ialah suatu fungsi yang berupa fungsi kompleks yang juga dapat disebut sebagai fungsi Bessel jenis ketiga atau fungsi Weber adalah sebuah kombinasi linear dari fungsi Bessel jenis pertama dan jenis kedua. 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 dari persamaannya sebagai berikut:

$$H_\alpha^{(1)} = J_\alpha(x) + jY_\alpha(x) \quad (2.11)$$

Sedangkan untuk fungsi Hankel jenis kedua memiliki bentuk umum dari persamaannya sebagai berikut:

$$H_\alpha^{(2)} = J_\alpha(x) - jY_\alpha(x) \quad (2.12)$$

Dimana nilai dari j ialah satuan imajiner yaitu $\sqrt{-1}$. Persamaan (2.11) dan (2.12) menerangkan tentang hubungan antara fungsi Hankel dengan fungsi Bessel. Seperti yang telah disebutkan bahwa fungsi Hankel adalah suatu kombinasi linier dari fungsi Bessel jenis satu $J_\alpha(x)$ 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 satu adalah sebuah penyelesaian dari persamaan diferensial yang berbentuk seperti Persamaan 2.25 yang tidak tunggal pada origin ($x = 0$):

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - \nu^2)y = 0 \quad (2.13)$$

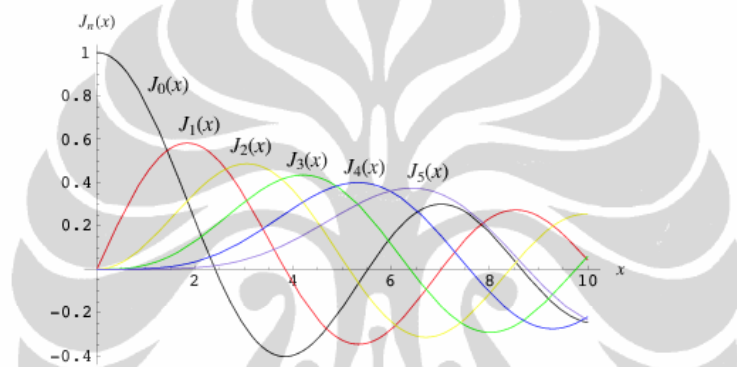
Fungsi Bessel jenis satu $J_\alpha(x)$ dimana ketika nilai $\alpha = n$ didefinisikan sebagai Persamaan 2.14 [10]:

$$J_n(x) = x^n \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m x^{2m}}{2^{2m+n} m!(n+m)!} \quad (2.14)$$

Fungsi Bessel jenis satu ini juga dapat disebut sebagai fungsi silindris atau silinder harmonik [12]. Selanjutnya, ketika nilai dari $\alpha = -n$, maka persamaan dari fungsi Bessel akan menjadi Persamaan 2.15.

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x) \quad (2.15)$$

Berikut ini adalah gambaran dari plot penyelesaian dari $J_n(x)$ untuk nilai $n = 0, 1, 2, \dots, 5$



Gambar 2.5 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel jenis satu $J_n(x)$

Fungsi Bessel jenis kedua ialah penyelesaian dari persamaan diferensial pada Persamaan 2.11 yang tunggal pada origin ($x = 0$). Fungsi Bessel jenis dua $Y_\alpha(x)$ didefinisikan sebagai persamaan 2.28 [10]:

$$Y_\alpha(x) = \frac{J_\alpha(x) \cos(\alpha\pi) - J_{-\alpha}(x)}{\sin(\alpha\pi)} \quad (2.16)$$

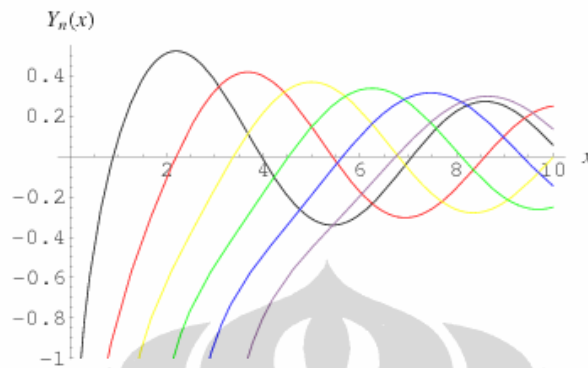
Pada kasus dimana pada orde n yang berupa bilangan bulat, fungsi Bessel jenis dua ini dijelaskan dengan mengambil limit dari nilai α yang tidak berupa bilangan bulat mendekati nilai n , yaitu sebagai berikut:

$$Y_n(x) = \lim_{\alpha \rightarrow n} Y_\alpha(x) \quad (2.17)$$

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

$$Y_{-n}(x) = (-1)^n Y_n(x) \quad (2.18)$$

Berikut ini adalah gambaran dari plot penyelesaian dari $Y_n(x)$ untuk nilai $n = 0, 1, 2, \dots, 5$



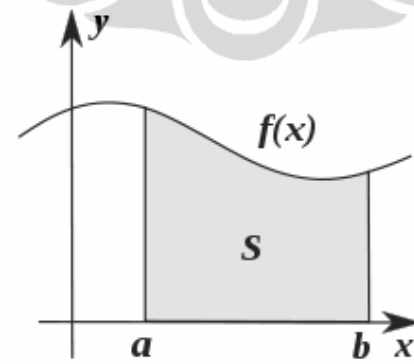
Gambar 2.6 Penyelesaian untuk Fungsi Bessel jenis dua $Y_n(x)$

2.6.2 Integrasi Numerik dengan Metode Trapezoidal

Integral Numerik ialah evaluasi dari suatu integrasi dengan menggunakan metode numerik. Berikut ini adalah persamaan dari integrasi secara umum, yaitu:

$$S = \int_a^b f(x) dx \quad (2.19)$$

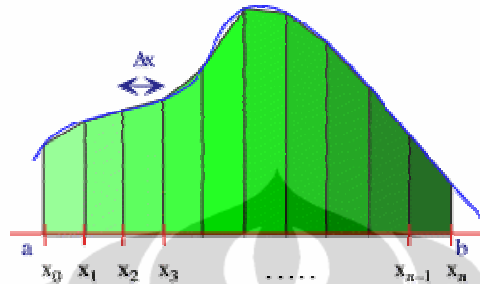
dimana nilai dari a dan b ialah batas dari integral yang diberikan, dan $f(x)$ adalah suatu fungsi yang akan dianalisis. Maka secara geometris pada Gambar 2.7, nilai dari S ialah sebuah luasan daerah di bawah kurva yang dibentuk oleh fungsi $f(x)$ dengan batas antara a dan b .



Gambar 2.7 Interpretasi Geometris dari integral *definite*

Metode integrasi secara numerik diperoleh dengan melakukan aproksimasi dari integran f dengan menggunakan fungsi yang dapat dengan mudah untuk

diintegrasikan. Ada dua aturan yang dapat digunakan dalam integrasi secara numerik, yaitu dengan menggunakan aturan rektanguler dan yang lain ialah dengan menggunakan aturan trapesium atau integral trapezoidal.



Gambar 2.8 Integrasi Numerik menggunakan integral Trapezoidal [D12]

Selanjutnya kita dilakukan penjumlahan dari masing-masing luas trapesium yang terbentuk dari daerah dibawah kurva tersebut untuk memperoleh hasil integrasi numerik dengan menggunakan aturan trapezoidal. Luas daerah yang dibentuk dari masing-masing trapesium yang terbentuk dari kiri ke kanan ialah:

$$\text{Trapezium Paling Kiri : } \frac{1}{2}(f(x_0) + f(x_1))\Delta x$$

$$\text{Trapezium Selanjutnya : } \frac{1}{2}(f(x_1) + f(x_2))\Delta x$$

.....

$$\text{Trapezium Terakhir : } \frac{1}{2}(f(x_{n-1}) + f(x_n))\Delta x$$

$$\text{Penjumlahan Trapezium} = \frac{1}{2}(f(x_0) + f(x_1))\Delta x + \dots + \frac{1}{2}(f(x_{n-1}) + f(x_n))\Delta x$$

Penjumlahan dari semua trapesium yang terbentuk antara batas daerah a sampai dengan b akan menghasilkan integrasi numerik dengan menggunakan aturan integral trapezoidal ini.

2.6.3 Kompensasi Probe

Kompensasi dari efek probe dalam kalkulasi dari medan jauh antena uji,

maka diperlukan untuk mencari nilai-nilai dari koefisien *probe* yang berupa $c_n(h)$, $d_n(h)$, $c_n'(h)$ dan $d_n'(h)$ dengan argumen $h = -k \cos \theta_m = k \cos (180^\circ - \theta_m)$, dimana nilai dari θ_m adalah sudut elevasi yang dibentuk saat perhitungan dari medan jauh antenna uji. Bentuk dari pola kompensasi dari *probe*, yaitu berupa ekspansi gelombang silindris dari medan probe pada dapat dilihat pada Persamaan 2.20 dan 2.21 [13].

$$c_m(-h) = \frac{1}{j^m \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\phi(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.20)$$

$$d_m(-h) = \frac{1}{j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\theta(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.21)$$

Selain itu, perhitungan di atas juga dilakukan untuk posisi dari probe ketika diputar 90° sesuai dengan sumbu longitudinalnya. Hal tersebut akan menghasilkan nilai dari $c_m'(-h)$ dan juga nilai $d_m'(-h)$. Maka persamaannya akan menjadi seperti pada persamaan 2.22 dan 2.23.

$$c_m'(-h) = \frac{1}{j^m \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\phi'(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.22)$$

$$d_m'(-h) = \frac{1}{j^{m+1} \sin \theta} \int_{-\phi_1}^{\phi_1} E_\theta'(\theta, \phi) \cdot \exp(-jm\phi) d\phi \quad (2.23)$$

Pada persamaan-persamaan tersebut, integral pada bagian kanan dapat diselesaikan dengan menggunakan aturan integral secara numerik menggunakan integral trapezoidal. Pada perhitungan tersebut, nilai dari θ akan bersesuaian dengan nilai θ_m , oleh karena sudut elevasi antara antenna uji dengan sudut elevasi dari *probe* akan saling berhubungan. Koefisien-koefisien dari probe tersebut selanjutnya disubstitusikan ke Persamaan (2.6) dan (2.7) untuk digunakan sebagai faktor kompensasi dari *probe*.

2.7 FFT (Fast Fourier Transform)

Dalam transformasi medan dekat ke medan jauh, digunakan algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT) untuk kalkulasi dari beberapa persamaannya. FFT adalah salah satu penyelesaian dari *Discrete Fourier Transform* (DFT). FFT

menggunakan algoritma yang lebih efisien dari DFT dalam melakukan perhitungan, sehingga akan mempercepat waktu dari perhitungannya.

Dalam perhitungan transformasi medan dekat ke medan jauh, terdapat integral dalam bentuk . Integral rangkap dua tersebut dapat diselesaikan dengan menggunakan prinsip perhitungan DFT. Selain itu, pada persamaan untuk perhitungan dari medan jauh dari intensitas medan listrik yang diradiasikan oleh antenna uji dapat juga menggunakan prinsip perhitungan dengan DFT. Persamaan umum dari DFT dapat dilihat pada Persamaan (2.24):

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-jnx_k} \quad (2.24)$$

Dimana nilai dari x_k dapat diperoleh dari Persamaan (2.25):

$$x_k = \frac{2\pi k}{N} \quad (2.25)$$

Dimana nilai dari $k = 0, \dots, N-1$. Maka dengan mensubstitusi Persamaan (2.25) ke Persamaan (2.24), maka persamaan umum dari DFT akan menjadi Persamaan (2.26)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (2.26)$$

Persamaan 2.9 dan 2.10 dapat diperhitungkan dengan menggunakan perhitungan DFT dikarenakan bentuk umumnya akan sama dengan persamaan 2.26. Persamaan umum dari DFT tersebut nampak sulit untuk dikerjakan, dikarenakan sulit untuk melakukan operasi perkalian dan penjumlahan dalam bilangan kompleks terutama dalam jumlah sample yang banyak. Untuk menghitung Persamaan 2.26 secara langsung, maka akan diperlukan operasi perhitungan sebanyak $O(N^2)$, dimana ada sebanyak N output dari X_k dan setiap dari outputnya membutuhkan penjumlahan dari N bagian.

Permasalahan tersebut dapat diselesaikan dengan menggunakan metode FFT, yang mana merupakan suatu metode komputasi dari DFT yang lebih efisien dalam perhitungannya. FFT hanya membutuhkan operasi perhitungan sebanyak $O(N) \log_2 N$, sehingga perhitungannya akan lebih efisien dibandingkan dengan menghitung menggunakan DFT secara langsung yang memerlukan operasi

perhitungan sebanyak $O(N^2)$. Tabel 2.2 menunjukkan perbandingan kebutuhan dari komputasi yang diperlukan antara FFT dengan DFT jika dilihat dari perubahan jumlah dari sample (N).

Tabel 2.2 Perbandingan Kompleksitas antara algoritma FFT dan DFT [22]

N	DFT		FFT		Ratio of DFT multiplications to FFT multiplications	Ratio of DFT additions to FFT additions
	Number of complex multiplications	Number of complex multiplications	Number of complex multiplications	Number of complex multiplications		
2	4	2	1	2	4.0	1.0
4	16	12	4	8	4.0	1.5
8	64	56	12	24	5.3	2.3
16	256	240	32	64	8.0	3.8
32	1024	992	80	160	12.8	6.2
64	4096	4032	192	384	21.3	10.5
128	16384	16256	448	896	36.6	18.1
256	65536	65280	1024	2048	64.0	31.9
512	262144	261632	2304	4608	113.8	56.8
1024	1048576	1047552	5120	10240	204.8	102.3
2048	4194304	4192256	11264	22528	372.4	186.1
4096	16777216	16773120	24576	49152	682.7	341.3
8192	67108864	67100672	53248	106496	1260.3	630.0

2.8 POLARISASI DAN AXIAL RATIO

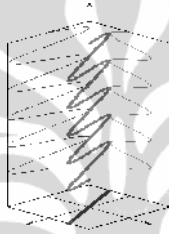
Polarisasi antena adalah polarisasi dari gelombang yang ditransmisikan oleh antena. Jika arah tidak ditentukan maka polarisasi merupakan polarisasi pada arah *gain* maksimum [21]. Pada praktiknya, polarisasi dari energi yang teradiasi bervariasi dengan arah dari tengah antena, sehingga bagian lain dari pola radiasi mempunyai polarisasi yang berbeda.

Polarisasi dari gelombang yang teradiasi didefinisikan sebagai suatu keadaan gelombang elektromagnet yang menggambarkan arah dan magnitudo vektor medan elektrik yang bervariasi menurut waktu. Selain itu, polarisasi juga dapat didefinisikan sebagai gelombang yang diradiasikan dan diterima oleh antena pada suatu arah tertentu.

Polarisasi dapat diklasifikasikan sebagai *linear* (linier), *circular*

(melingkar), atau *elliptical* (elips). Polarisasi linier seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9 terjadi jika suatu gelombang yang berubah menurut waktu pada suatu titik di ruang memiliki vektor medan elektrik (atau magnet) pada titik tersebut selalu berorientasi pada garis lurus yang sama pada setiap waktu. Hal ini dapat terjadi jika vektor (elektrik maupun magnet) memenuhi :

- a. hanya ada satu komponen, atau
- b. 2 komponen yang saling tegak lurus secara linier yang berada pada perbedaan fasa waktu atau 180^0 atau kelipatannya

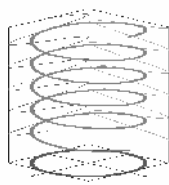


Gambar 2.9 Polarisasi Linier

Polarisasi melingkar, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10 terjadi jika suatu gelombang yang berubah menurut waktu pada suatu titik memiliki vektor medan elektrik (atau magnet) pada titik tersebut berada pada jalur lingkaran sebagai fungsi waktu [21]. Kondisi yang harus dipenuhi untuk mencapai jenis polarisasi ini adalah :

- a. Medan harus mempunyai 2 komponen yang saling tegak lurus linier
- b. Kedua komponen tersebut harus mempunyai magnitudo yang sama
- c. Kedua komponen tersebut harus memiliki perbedaan fasa waktu pada kelipatan ganjil 90^0 .

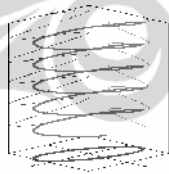
Polarisasi melingkar dibagi menjadi dua, yaitu *Left Hand Circular Polarization (LHCP)* dan *Right Hand Circular Polarization (RHCP)*. *LHCP* terjadi ketika $\delta = +\pi/2$, sebaliknya *RHCP* terjadi ketika $\delta = -\pi/2$



Gambar 2.10 Polarisasi Melingkar

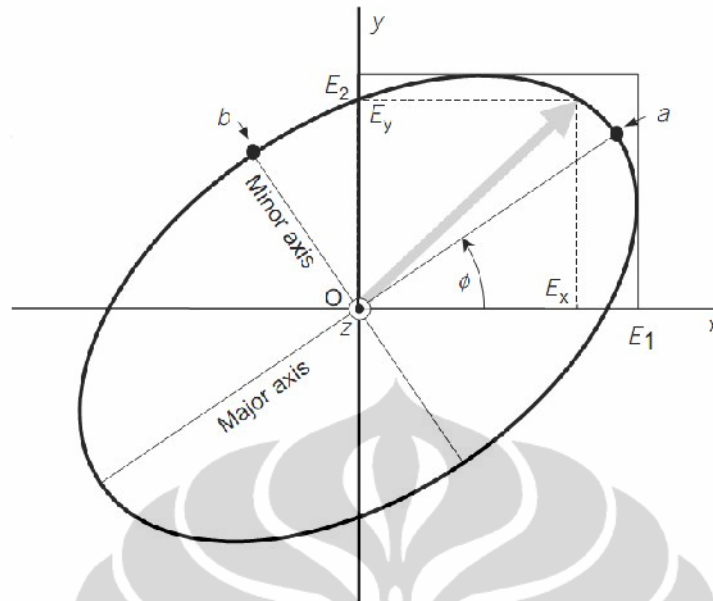
Polarisasi elips seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.11 terjadi ketika gelombang yang berubah menurut waktu memiliki vektor medan (elektrik atau magnet) berada pada jalur kedudukan elips pada ruang [21]. Kondisi yang harus dipenuhi untuk mendapatkan polarisasi ini adalah :

- a. Medan harus mempunyai dua komponen linier ortogonal
- b. Kedua komponen tersebut harus berada pada magnitudo yang sama atau berbeda
- c. Jika kedua komponen tersebut tidak berada pada magnitudo yang sama, perbedaan fasa waktu antara kedua komponen tersebut harus tidak bernilai 0^0 atau kelipatan 180^0 (karena akan menjadi linier). Jika kedua komponen berada pada magnitudo yang sama maka perbedaan fasa di antara kedua komponen tersebut harus tidak merupakan kelipatan ganjil dari 90^0 (karena akan menjadi lingkaran).



Gambar 2.11 Polarisasi Elips

Untuk mendapatkan karakteristik polarisasi dari suatu antena, maka digunakan besaran Axial Ratio. Nilai dari Axial Ratio digunakan untuk menentukan apakah gelombang terpolarisasi linier, circular atau elips. Gambar 2.12 menunjukkan gambaran polarisasi elips untuk menentukan nilai Axial Ratio di medan jauh.



Gambar 2.12 Polarisasi Elips yang Menunjukkan Sumbu Semi-majour dan Semi – minor [10]

Dari Gambar 2.12, nilai Axial Ratio dapat diperoleh dengan menghitung perbandingan antara nilai pada major axis terhadap minor axis atau sebaliknya. Persamaan 2.27 dan 2.28 Masing-masing menunjukkan penentuan dari nilai Axial ratio dengan meninjau perbandingan nilai minor axis terhadap major axis.

$$AR = \frac{a}{b} \quad (2.27)$$

$$AR|_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right) \quad (2.28)$$

Nilai yang didapatkan dari Persamaan 2.27 akan menunjukkan karakteristik gelombang terpolarisasi linier jika bernilai tak terhingga ("~") dan akan menunjukkan karakteristik gelombang terpolarisasi circular jika bernilai satu ("1"). Sedangkan nilai yang didapatkan dari Persamaan 2.28 menunjukkan representasi nilai axial ratio yang sering digunakan dalam satuan dB, dimana nilai axial ratio sebesar 0 dB menunjukkan polarisasi circular dan nilai tak terhingga ("~") dB menunjukkan polarisasi nya bersifat linier. Kelinearan suatu gelombang akan didapatkan pada kondisi ketika nilai Axial Ratio berada pada nilai yang lebih besar dari 3 dB.

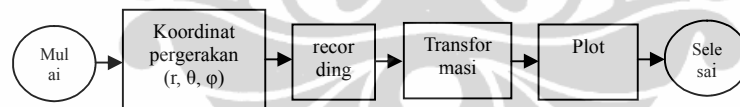
BAB 3

PERANCANGAN SISTEM PENGUKURAN ANTENA MEDAN DEKAT

Transformasi dalam proses pengukuran medan dekat untuk mendapatkan pola medan jauh merupakan suatu proses matematis yang membutuhkan proses komputasi. Dalam perkembangannya untuk meningkatkan keakuratan hasil, maka diterapkan pula proses kompensasi dari penggunaan probe. Dengan adanya proses kompensasi ini, maka data dari hasil pengukuran antenna uji akan dikoreksi dengan karakteristik dari antenna probe yang digunakan.

3.1 ALGORITMA PENGUKURAN

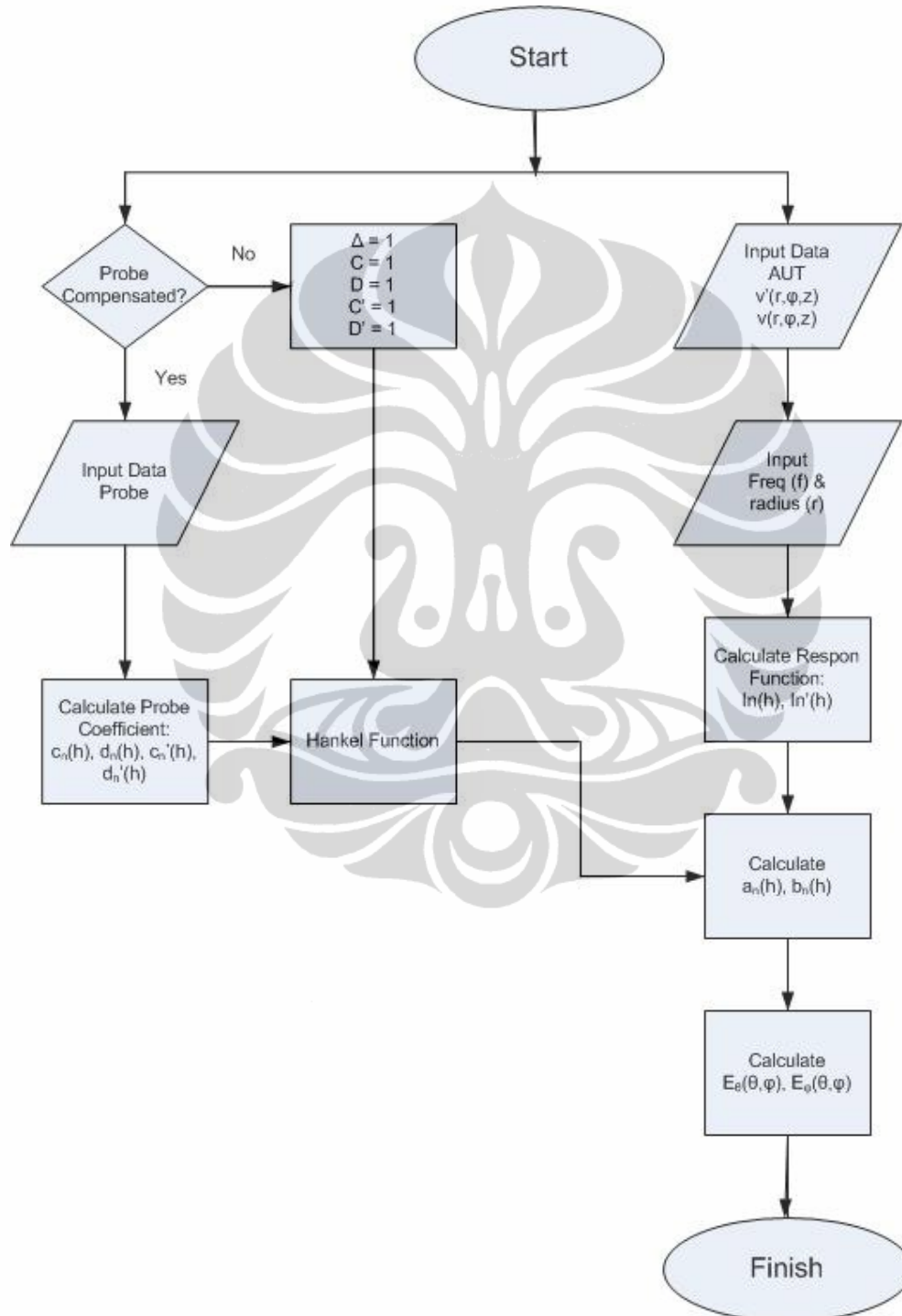
Dalam perancangan sistem pengukuran pada penelitian ini terfokus pada bagaimana membuat suatu sistem pengukuran medan dekat yang dapat diterapkan pada metode silinder. Pada Gambar 3.1 tampak algoritma pengukuran yang diusulkan dalam penelitian ini.



Gambar 3.1 Diagram Alir Pengukuran

Dari Gambar 3.1 dapat dibagi ke dalam dua proses umum dari proses untuk mendapatkan proses pengukuran medan dekat dengan pemindaian silinder, yaitu penentuan koordinat pergerakan dan recording data yang merupakan bagian dari proses mekanik dari pengukuran dan proses transformasi data medan dekat ke medan jauh serta plot data yang diselesaikan dengan menggunakan implementasi perangkat lunak. Pada pengukuran medan dekat dengan metode silindris, pengaturan dilakukan pada pergerakan probe di sumbu vertikal dan juga perputaran pada bidang azimuth dari antenna uji.

3.2 TRANSFORMASI MEDAN DEKAT SILINDER

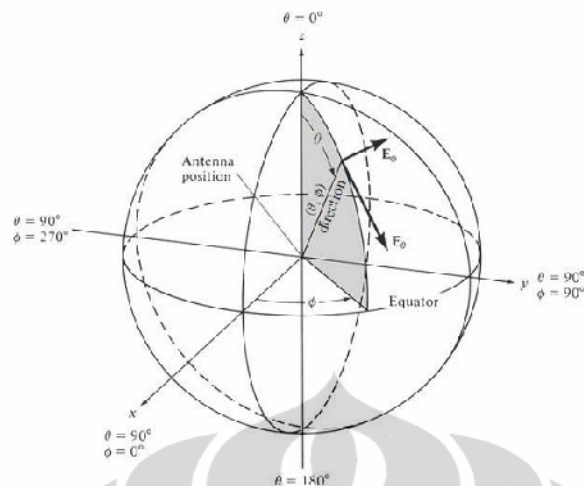


Gambar 3.2 Skema Diagram Alir Medan Dekat Silindris

Gambar 3.2 adalah diagram alir yang menggambarkan tentang proses-proses yang dilakukan dalam perangkat lunak untuk transformasi medan dekat ke medan jauh dengan menggunakan sistem koordinat silindris. Gambar 3.2 tersebut menggambarkan algoritma dasar dari perangkat lunak yang dirancang dalam proses perhitungan digunakan persamaan-persamaan dasar dari transformasi medan dekat ke medan jauh dengan sistem koordinat silindris. Hasil yang diperoleh dengan menggunakan transformasi tersebut ialah medan jauh yang selanjutnya akan diplot pada grafik.

Untuk menampilkan grafik pola medan jauh dari antenna yang diuji, maka diperlukan nilai dari medan E pada antenna uji. Pada umumnya, pola radiasi dari suatu antenna digambarkan secara tiga dimensi. Namun, oleh karena pengukuran dari 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 atau diartikan sebagai *pattern cut* diperoleh dengan membuat salah satu dari sudut menjadi tetap (θ atau ϕ) sementara itu membuat yang lain menjadi bervariasi. Sebagai contoh yaitu dengan membuat nilai ϕ menjadi tetap, maka selanjutnya ialah dengan memvariasikan θ . Pola yang diperoleh dapat disebut dengan pola elevasi. Contoh yang kedua yaitu ketika membuat nilai θ menjadi tetap dan memvariasikan nilai ϕ . Pola yang diperoleh disebut dengan pola azimuth. Pola cut tersebut dapat dilihat pada sistem koordinat pada Gambar 3.3.



Gambar 3.3 Sistem koordinat sferis [14]

Nilai yang diperoleh dari hasil transformasi medan dekat ke medan jauh sebelumnya ialah dalam medan E_θ dan E_ϕ pada antena uji. Pada Gambar 3.3 tersebut, medan E_θ ialah medan E yang diperoleh dari perubahan sudut θ , sedangkan medan E_ϕ ialah medan E yang diperoleh dari perubahan sudut ϕ . Kedua medan tersebut saling tegak lurus satu sama lain.

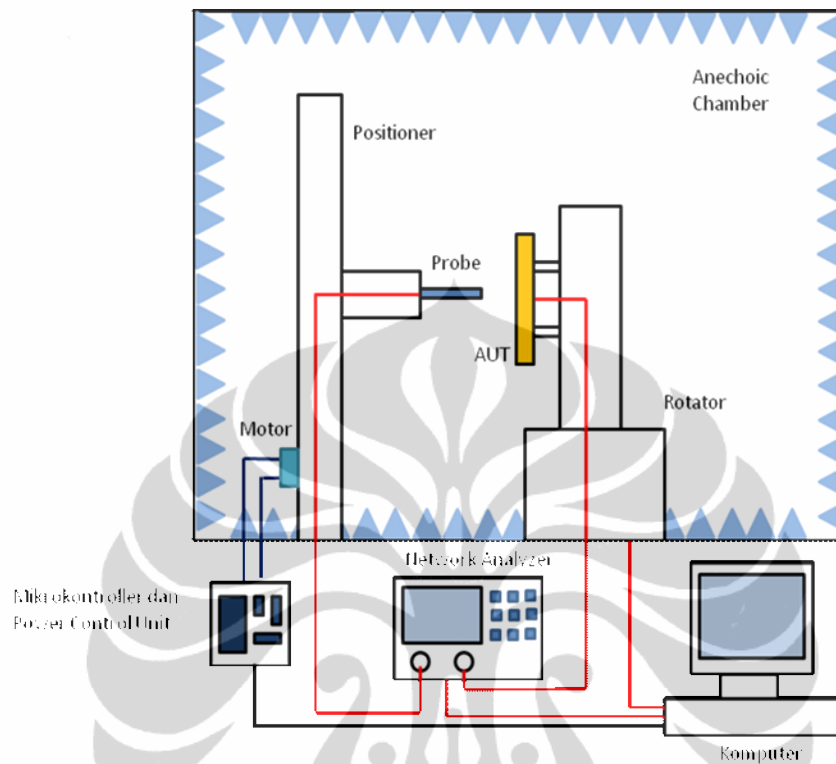
Persamaan dari intensitas medan listrik seperti ditunjukkan pada Persamaan 2.14 menunjukkan bahwa untuk memperoleh nilai intensitas medan listrik, maka perlu dilakukan penjumlahan dari vektor-vektor medan listrik antara E_θ dan E_ϕ . Oleh karena kedua medan tersebut saling tegak lurus vektornya, maka penjumlahan dari kedua vektor pada medan listrik tersebut akan dapat diperoleh dengan Persamaan 4.8.

$$E = \sqrt{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2} \quad (3.1)$$

3.3 SISTEM PENGUKURAN

Perancangan dari sistem pengukuran medan dekat akan menyediakan fleksibilitas yang signifikan kepada peningkatan dari kapabilitas dalam pengujian antena. Untuk sistem pengukuran, perancangan pengukurannya dibagi menjadi lima bagian, yaitu positioner, rotator, daerah pemindaian, peralatan pengukuran, serta manajemen dan komunikasi sistem seperti yang ditunjukkan pada

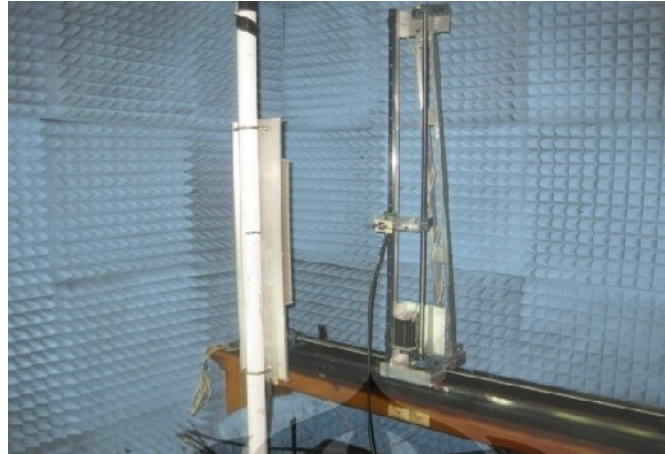
Gambar 3.4.



Gambar 3.4 Sistem Pengukuran Medan Dekat

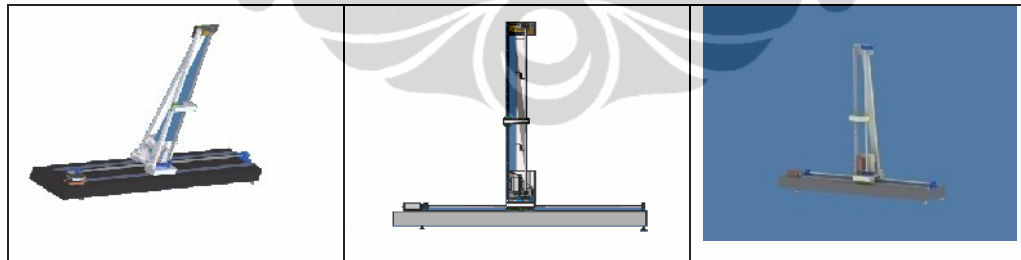
3.4 KOMPONEN SISTEM PENGUKURAN

Pada penelitian sebelumnya telah dilakukan perancangan pembuatan scanner yang diterapkan untuk sistem pengukuran medan dekat planar. Implementasi dari rancangan scanner diletakkan di *anechoic chamber*, Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia seperti yang tampak pada Gambar 3.5. Dengan melakukan penambahan komponen rotator antenna uji, maka hasil penelitian sebelumnya dapat dikembangkan untuk membuat sistem pengukuran medan dekat dengan metode silindris.



Gambar 3.5 Gambar Pemindai di Ruang Anechoic Chamber

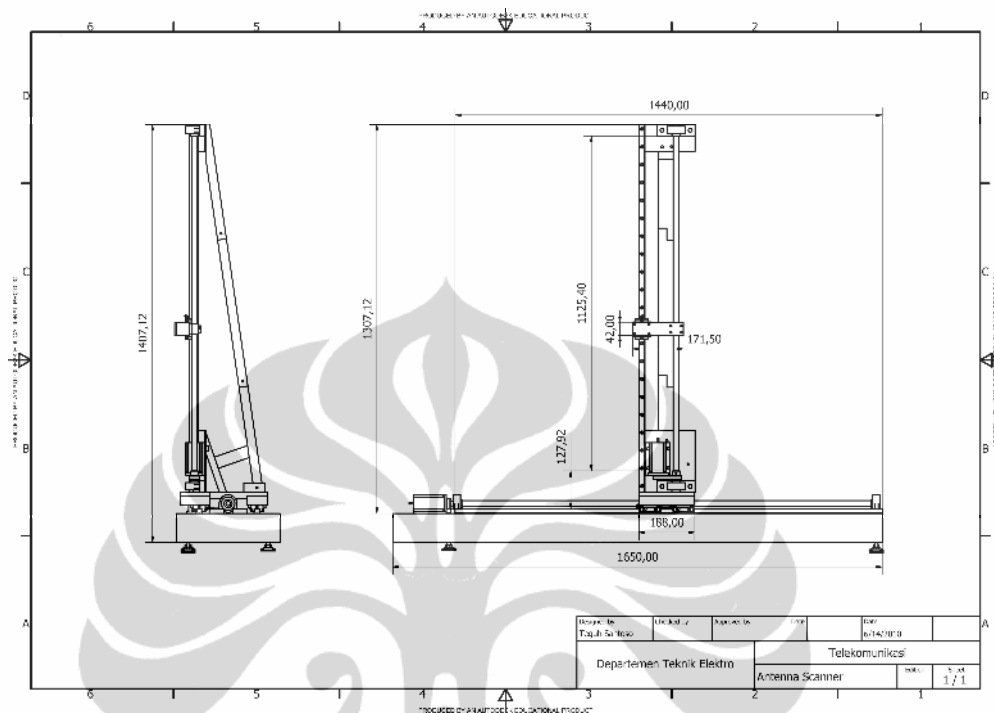
Scanner bertujuan untuk mengatur pergerakan dan posisi dari antena *probe*. Alat ini akan menggerakkan antena *probe* naik turun pada sumbu *Z* untuk melakukan pemindaian pada pengukuran medan dekat silindris dan juga pergerakan ke samping untuk dimanfaatkan pada pengukuran medan dekat planar. Scanner yang dimiliki oleh Departemen Teknik Elektro Universitas Indonesia ialah sebuah scanner dua arah yang mampu bergerak pada dua buah sumbu yang saling tegak lurus. Gambar 3.6 merupakan sketsa dari scanner yang berada dalam *anechoic chamber* Departemen Teknik Elektro, Universitas Indonesia.



Gambar 3.6 Sketsa Scanner

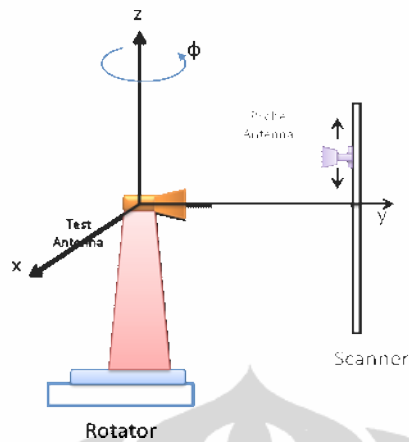
Scanner untuk pergerakan antena seperti yang tampak pada Gambar 3.7 memiliki dimensi panjang 1,650 meter dan tinggi 1,40712 meter. Dengan dimensi tersebut dan dilengkapinya scanner dengan motor stepper yang digerakkan oleh mikrokontroler, maka dapat diatur pergerakan posisi antena probe dengan dimensi

pergerakan sejauh 1,252 meter x 1,08340 meter.



Gambar 3.7 Rancangan scanner medan dekat

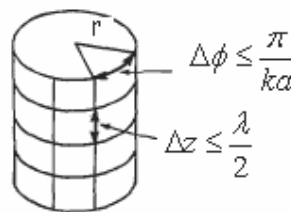
Bagian kedua ialah untuk antena uji akan digerakkan oleh suatu rotator sesuai dengan bidang azimuth untuk mendapatkan nilai variasi dari sudut ϕ . Gambar 3.8 menggambarkan secara sederhana letak dan kerja dari masing-masing positioner pada masing-masing antenna.



Gambar 3.8 Scanner dan rotator dalam pengukuran medan dekat [14]

Kedua peralatan yang digunakan dalam pengukuran medan dekat tersebut akan digerakkan oleh motor stepper yang mana dikendalikan oleh komputer.

Bagian ketiga ialah daerah pemindaian. Pada pengukuran medan dekat silindris, perancangan lebih dikhususkan pada jarak sampling yang akan diambil baik pada bidang azimuth maupun pada sumbu Z untuk pengukuran dengan menggunakan metode silinder. Untuk setiap pergerakan dari antenna positioner yang mengatur pergerakan dari antenna *probe* pada sumbu Z, akan diatur untuk mengikuti aturan sampling $\Delta z \leq \lambda/2$ dan selanjutnya antenna rotator yang mengatur pergerakan antenna uji pada bidang azimuth diatur jaraknya untuk sesuai dengan aturan sampling, yaitu $\Delta\phi \leq \pi/ka$. Gambar 3.9 menunjukkan daerah pemindaian dari pengukuran medan dekat silindris.

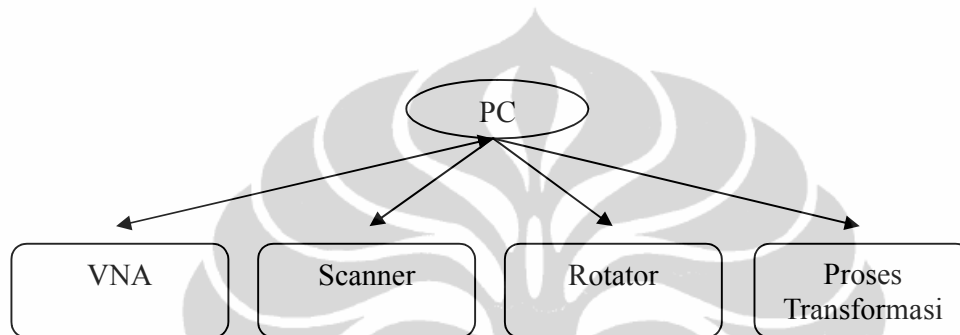


Gambar 3.9 Daerah Pemindaian pada Pengukuran Medan Dekat Silindris

3.5 KOMPONEN PENGATURAN – PC

Dari pembahasan sebelumnya, tampak banyak sekali komponen

pengaturan yang dibutuhkan dalam sistem pengukuran medan dekat. Selain itu, perlu juga diperhatikan mengenai proses transformasi yang membutuhkan komputasi. Oleh karena itu, dibutuhkan komputer untuk pengendalian proses pengukuran, seperti mengatur pergerakan antena probe, perputaran rotator, pengambilan data dari VNA, dan juga manajemen dari komunikasi antara VNA dan PC. Gambar 3.10 memberikan rancangan diagram alir pangaturan untuk sistem pengukuran secara *real time*.



Gambar 3.10 Diagram alir pangaturan untuk sistem pengukuran secara *real time*

3.6 PERALATAN PENGUKURAN – VNA

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} . Gambar 3.11 merupakan gambar dari VNA yang digunakan dalam pengukuran medan dekat silindris ini:

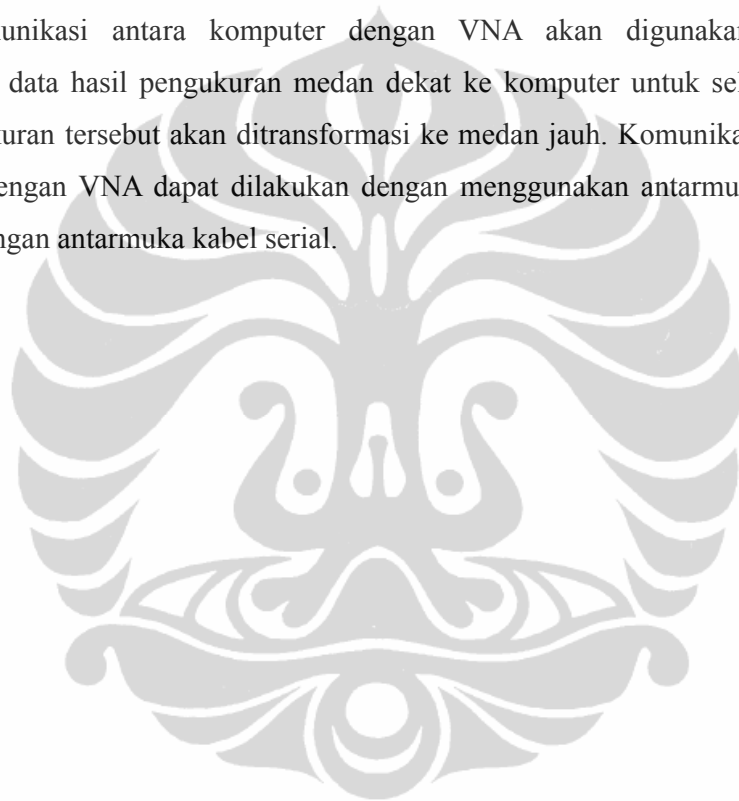


Gambar 3.11 *Vector Network Analyzer*

Peralatan pengukuran yang dimiliki oleh Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Indonesia ialah sebuah VNA dengan tipe Hewlett Packard (HP) seri 8753e.

3.7 KOMUNIKASI DALAM SISTEM

Komunikasi antara komputer dengan VNA akan digunakan dalam mentransfer data hasil pengukuran medan dekat ke komputer untuk selanjutnya data pengukuran tersebut akan ditransformasi ke medan jauh. Komunikasi antara komputer dengan VNA dapat dilakukan dengan menggunakan antarmuka GPIB atau pun dengan antarmuka kabel serial.



BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISA

4.1 PERANCANGAN PERANGKAT LUNAK TRANSFORMASI

Setelah mempelajari mekanisme transformasi pada data medan dekat dengan format pengambilan data secara silinder, maka langkah berikutnya adalah implementasi prosedur tersebut ke dalam program. Implementasi dilakukan dengan menggunakan program MATLAB. Penggunaan MATLAB disebabkan karena dengan program ini tersedia fasilitas untuk mengembangkan program pengolah data dalam transformasi medan dekat ke medan jauh serta dapat melakukan visualisasi terhadap hasil dari simulasi transformasi yang dilakukan. Selain itu, Matlab merupakan salah satu bahasa tingkat tinggi dimana secara penggunaan oleh user memberikan kemudahan dalam syntax yang digunakan serta tampilan yang *user friendly* memudahkan untuk dimanfaatkan oleh pengguna (*user*).

Dalam penyusunan perangkat lunak transformasi data medan dekat ke medan jauh, digunakan beberapa fungsi yang bermanfaat dalam memudahkan operasi pengolahan data, diantaranya :

- besselh(UN, K, Z)** : untuk menyelesaikan fungsi hankel
- fft(x)** : untuk menyelesaikan bentuk integral Fourier dengan memanfaatkan algoritma Fast Fourier Transform (FFT)
- cumtrapz(y)** : untuk menyelesaikan fungsi integral dengan metode numerik
- atan(x)** : untuk menyelesaikan operasi trigonometri arc tangent
- cos(x)** : untuk menyelesaikan operasi trigonometri kosinus
- sin(x)** : untuk menyelesaikan operasi trigonometri sinus
- exp(x)** : untuk membentuk persamaan eksponensial
- ceil(x)** : untuk mengambil nilai tengah dari satu baris
- length (x)** : untuk mendapatkan ukuran dari matriks “x”.

Dengan menggunakan fungsi-fungsi yang sudah disediakan oleh matlab tersebut,

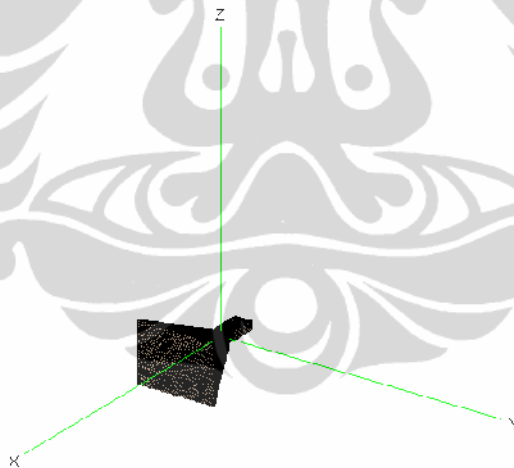
maka disusun suatu program berdasarkan rumusan pada pembahasan sebelumnya dan alurnya berdasarkan pada Gambar 3.2.

4.2 PENGUJIAN TRANSFORMASI DENGAN DATA SIMULASI

Pengujian dilakukan dengan menggunakan software simulasi komersial untuk mendapatkan data medan dekat pada antenna Horn yang bekerja pada frekuensi resonan 3.3 GHz. Gambar 4.1 menunjukkan gambar dari antenna Horn yang disimulasikan untuk mendapatkan data medan dekatnya. Antena Horn tersebut memiliki dimensi dari *aperture* sepanjang 0.2335 meter, sehingga rentang jarak yang diijinkan untuk mengukur medan nya dapat dihitung sebagai berikut :

$$r_{\min} = \sqrt[3]{\frac{D}{2\lambda}} \cdot \frac{D}{2} + \lambda = 0.212 \text{ m}$$

$$r_{\max} = \frac{2D^2}{\lambda} + \lambda = \frac{2 \cdot (0.2335)^2}{\lambda} + \lambda = 1.307 \text{ m}$$



Gambar 4.1 Tampilan Antena Horn 3.3 GHz

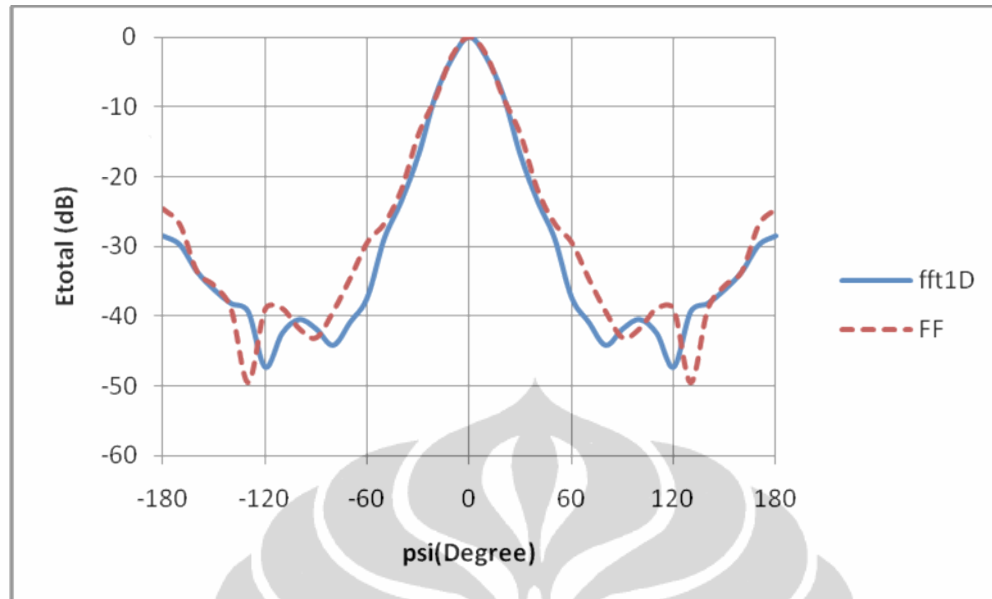
Tabel 4.1 menunjukkan parameter yang digunakan dalam pengambilan sampling data pada simulasi antenna Horn tersebut.

Tabel 4.1 Parameter simulasi pengukuran medan dekat

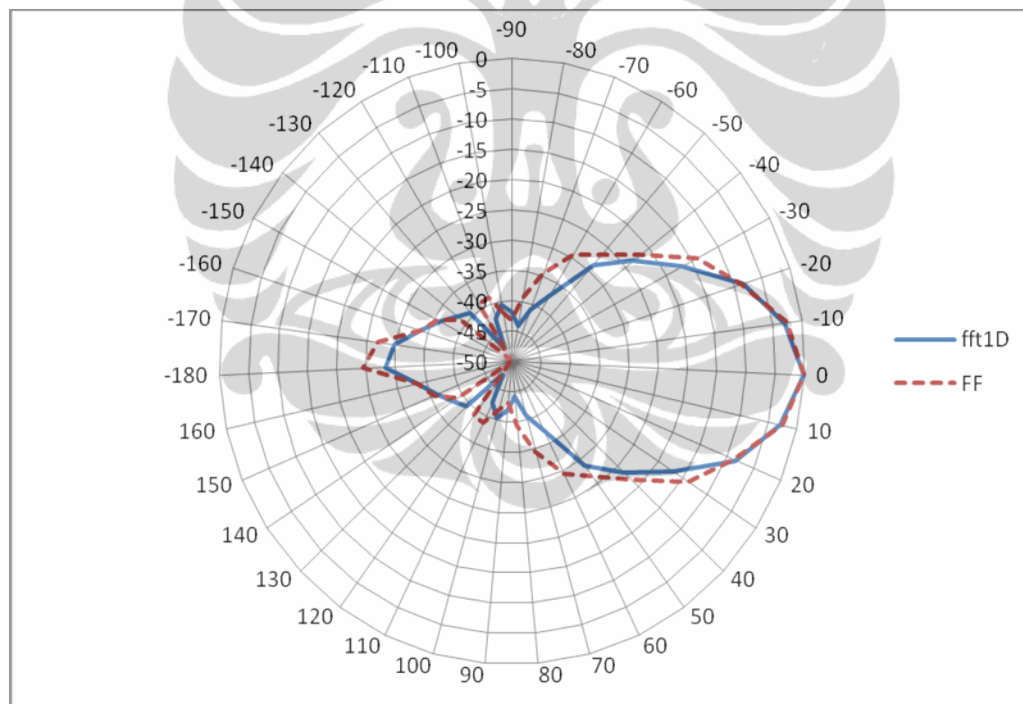
Antena Uji	Antena Horn
Frekuensi	3.3 GHz
radius (r)	1 m
ΔZ	10 cm (dari -1 m sampai dengan 1 m)
$\Delta \Phi$	10° (dari -180° sampai dengan 180°)

Dari parameter pengambilan sampling yang digunakan seperti pada Tabel 4.1, maka akan didapatkan sampling dengan ukuran 37 x 21 data. Jumlah data ini diperoleh ketika dilakukan pengambilan 21 data sampling pada sumbu Z sepanjang 2 meter dengan selisih antar sampling (ΔZ) sebesar 10 cm, dan 37 data sampling yang diperoleh dengan melakukan putaran pada sumbu azimuthnya sebesar 360° dengan selisih antar sampling di sumbu azimuthnya ($\Delta \Phi$) sebesar 10°.

Pada pengujian perangkat lunak untuk program transformasi medan dekat ke medan jauh dengan metode silindris digunakan tiga skema metode perhitungan untuk menyelesaikan bentuk persamaan integral fourier seperti yang ditunjukkan pada persamaan 2.9 dan 2.10, yaitu komputasi dengan *algoritma fast fourier transform* (FFT) 1 dimensi (FFT-1D) seperti yang telah dilakukan dalam penelitian [21], metode FFT-2D, dan menggunakan penghitungan secara numerik. Pengujian dilakukan dengan melakukan transformasi data medan dekat yang kemudian dibandingkan dengan data pembanding dari medan jauh. Penggambaran kinerja yang ditampilkan menggambarkan baik dari transformasi maupun simulasi dalam parameter pola radiasi (*radiation pattern*) antena uji. Untuk mendapatkan gambaran besarnya deviasi antara hasil transformasi data NF-FF dengan data simulasi medan jauh dilakukan perhitungan antara menghitung selisih antara nilai medan total (dB) dari hasil transformasi dengan medan total dari nilai referensi medan jauh simulasi. Adapun spesifikasi dari PC yang digunakan adalah Intel® Core™ 2 Duo CPU, T6600 @2.20GHz 1.19 GHz, dan RAM berkapasitas 896 MB.



(a)

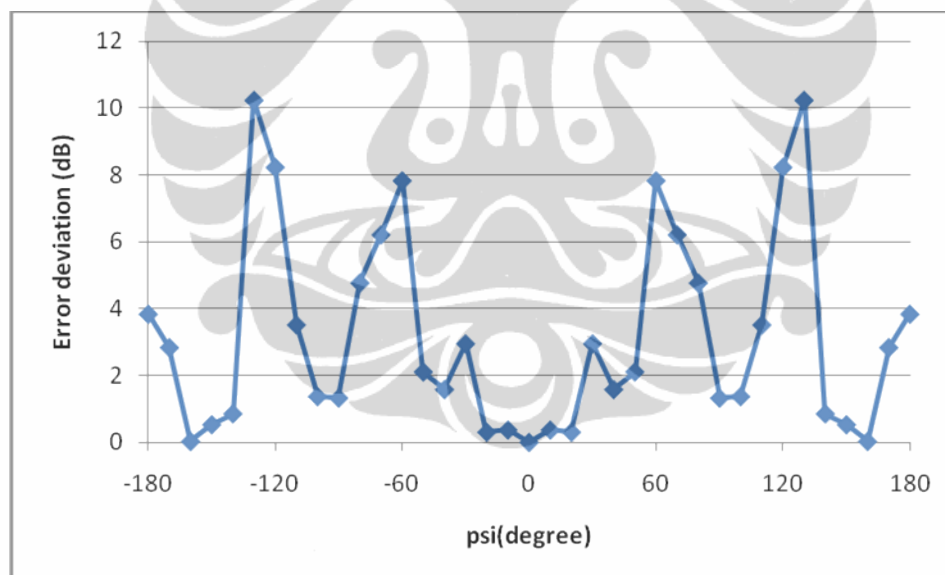


(b)

Gambar 4.2 Pola radiasi dengan metode 1D (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$

Pengujian pertama dilakukan dengan menggunakan prinsip komputasi dengan metode FFT-1D untuk menyelesaikan persamaan fourier yang ada.

Penggunaan dari operasi fourier satu dimensi dilakukan dengan hanya meninjau kondisi normalisasi pola radiasi antena secara horizontal (bidang azimuth)[15]. Gambar 4.2 menunjukkan hasil transformasi yang dilakukan dengan menggunakan fungsi FFT-1D. Gambar 4.2 merupakan hasil dari plot untuk hasil transformasi dari data medan dekat untuk posisi bidang pada saat $\theta = 90^\circ$. Lebar pancaran utama (*main lobe*) pada hasil transformasi berada pada sudut -80° sampai dengan 80° . Pola radiasi tersebut didapatkan dari resultan data pada komponen E_θ dan E_ϕ . Sedangkan apabila ditinjau dari nilai lebar pancaran utama (*main lobe*) pada simulasi medan jauh berada pada sudut -90° sampai dengan 90° . Dari perbandingan yang ditunjukkan pada Gambar 4.2, dapat dilihat bentuk dari hasil transformasi mendekati hasil yang diharapkan dari referensi yang digunakan. Terdapat ketidaksesuaian *main lobe* sebesar 10° antara hasil transformasi dan hasil simulasi medan jauh.



Gambar 4.3 Grafik Penyimpangan dengan metode FFT 1-D

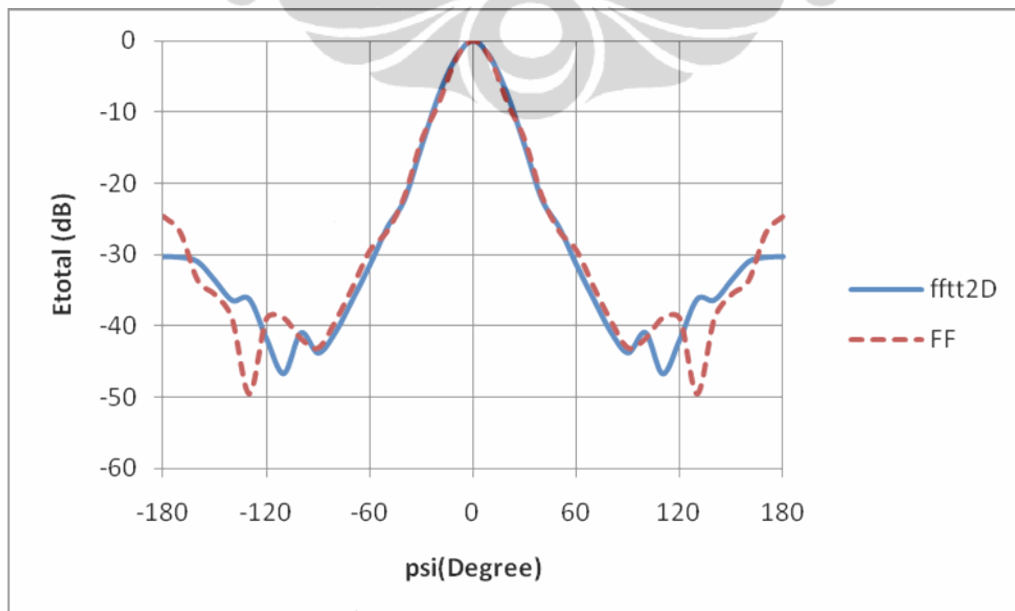
Gambar 4.3 menunjukkan penyimpangan nilai yang terjadi antara hasil transformasi medan dekat ke medan jauh dengan simulasi medan jauh. Gambar 4.3 menunjukkan penyimpangan yang bervariasi terjadi pada data yang diperoleh. Nilai penyimpangan terkecil sebesar 0 dB terletak pada sudut ψ (Φ) sebesar 0° . Nilai ini berada pada posisi pancaran utama dari radiasi antena yang diuji.

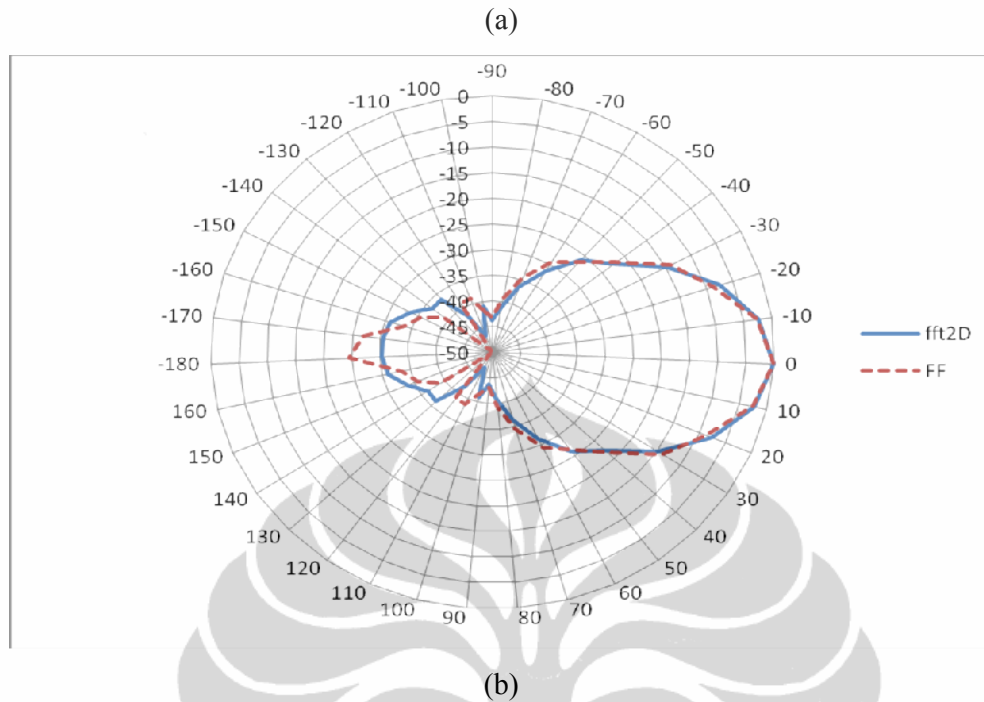
Sedangkan penyimpangan terbesar terletak pada sudut -130° dan 130° . Posisi error terbesar terletak pada sisi *side lobe* dari antenna yang diuji. Jika dilakukan perbandingan antara Gambar 4.2 dan Gambar 4.3, maka dapat disimpulkan bahwa pada sisi main lobe, hasil transformasi sudah memberikan kondisi yang menyerupai dan lebih baik jika dibandingkan dengan sisi sidelobe dari antenna yang diuji.

Selain pola radiasi yang didapatkan dari kedua komponen medan yang didapatkan, pada transformasi juga dapat diperoleh informasi mengenai polarisasi dari antenna yang ditandai dengan nilai *axial ratio* yang dihasilkan. Dari hasil transformasi, didapatkan nilai axial ratio sebesar 18.3090 yang mengindikasikan bahwa desain antenna tersebut memiliki karakteristik polarisasi linier tidak sempurna. Jika meninjau pada polarisasi referensi sebesar ∞ dB, maka desain antenna memiliki karakteristik polarisasi linier. Tabel 4.2 menunjukkan ringkasan parameter yang digunakan dan dicapai dalam transformasi.

Tabel 4.2 Parameter Hasil Simulasi dengan Metode 1D

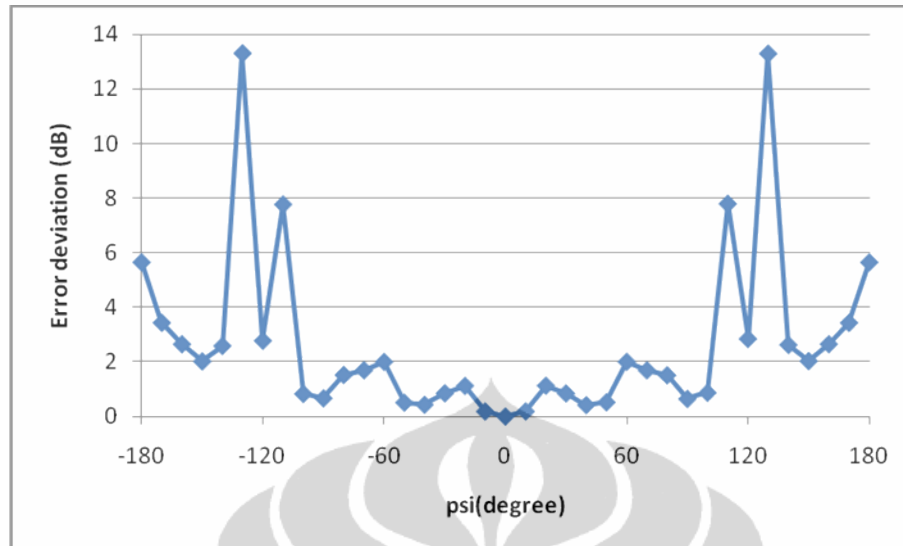
Penyimpangan rata-rata (dB)	3.184188
Waktu komputasi (detik)	0.223895
AR (dB)	18.3090
AR Referensi (dB)	∞





Gambar 4.4 Pola radiasi dengan metode 2D (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$

Pengujian kedua dilakukan dengan menggunakan prinsip komputasi dengan metode FFT-2D untuk menyelesaikan persamaan fourier yang ada. Pada Gambar 4.4 menunjukkan hasil transformasi yang dilakukan dengan menggunakan fungsi FFT-2D. Gambar 4.4 merupakan plot hasil transformasi data medan dekat untuk posisi bidang pada saat $\theta = 90^\circ$. Lebar pancaran utama (*main lobe*) pada hasil transformasi berada pada sudut -90° sampai dengan 90° . Pola radiasi tersebut didapatkan dari resultan data pada komponen E_θ dan E_ϕ . Apabila ditinjau dari nilai lebar pancaran utama (*main lobe*) pada simulasi medan jauh yang berada pada sudut -90° sampai dengan 90° , maka dapat dikatakan bahwa hasil transformasi pada pancaran utama (*main lobe*) sama dengan hasil simulasi medan jauh sebagai referensi yang ingin dicapai.



Gambar 4.5 Grafik Penyimpangan dengan metode FFT-2D

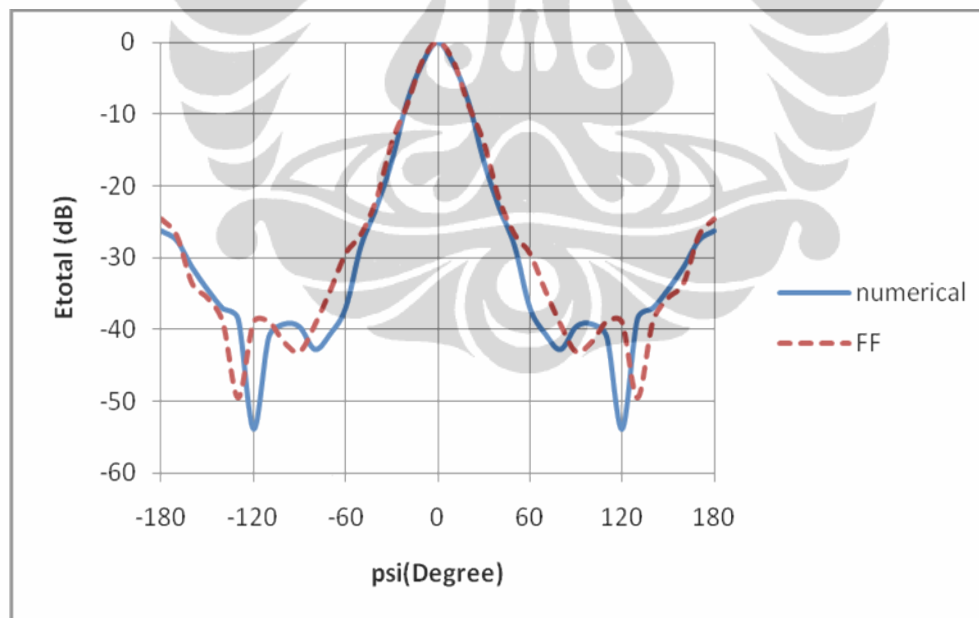
Gambar 4.5 menunjukkan penyimpangan nilai yang terjadi antara hasil transformasi medan dekat ke medan jauh dengan simulasi medan jauh. Dari Gambar 4.5 menunjukkan penyimpangan yang bervariasi terjadi pada data yang diperoleh. Nilai penyimpangan terkecil sebesar 0 dB terletak pada sudut psi sebesar 0° . Dari Gambar 4.5 tersebut, dapat dilihat pula bahwa rata-rata penyimpangan terbaik dengan nilai kurang dari 2 dB terletak pada rentang sudut -100° sampai 100° . Nilai ini berada pada posisi pancaran utama dari radiasi antenna yang diuji. Sedangkan penyimpangan terbesar terletak pada sudut -130° dan 130° . Posisi error terbesar terletak pada sisi sidelobe dari antenna yang diuji. Jika dilakukan perbandingan antara Gambar 4.4 dan Gambar 4.5, maka dapat disimpulkan bahwa pada sisi main lobe, hasil transformasi sudah memberikan kondisi yang sama dengan simulasi medan jauh dan lebih baik jika dibandingkan dengan sisi sidelobe dari antenna yang diuji.

Selain pola radiasi yang didapatkan dari kedua komponen medan yang didapatkan, pada transformasi juga dapat diperoleh informasi mengenai polarisasi dari antenna yang ditandai dengan nilai *axial ratio*. Dari hasil transformasi, didapatkan nilai axial ratio sebesar 19.9432 dB yang mengindikasikan bahwa desain antenna tersebut memiliki karakteristik polarisasi linier tidak sempurna. Tabel 4.3 menunjukkan ringkasan parameter yang digunakan dan dicapai dalam transformasi.

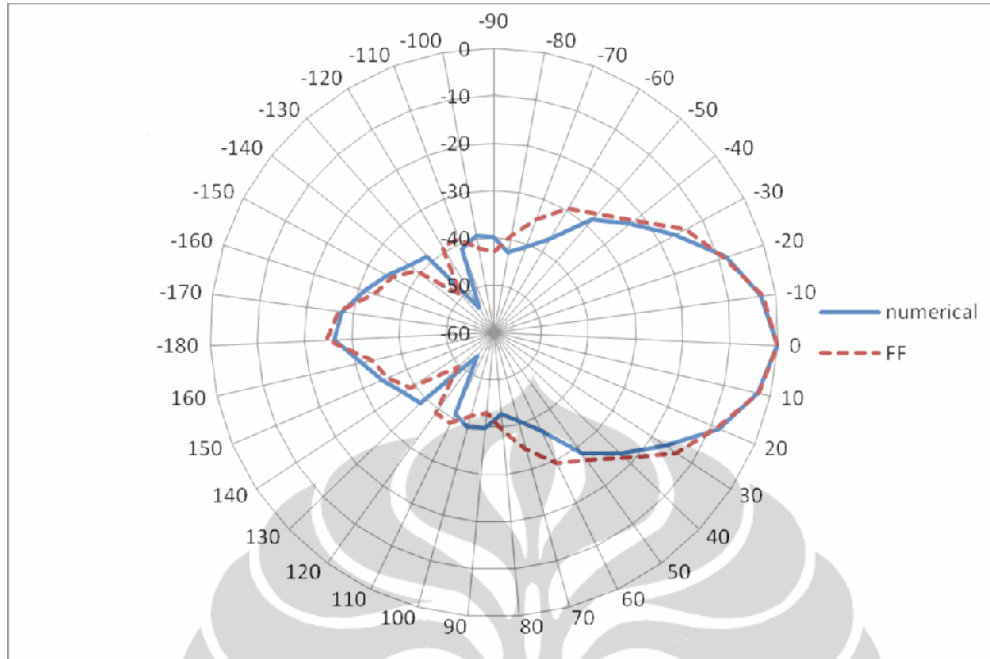
Tabel 4.3 Parameter Hasil Simulasi dengan Metode 2D

Penyimpangan rata-rata (dB)	2.708618
Waktu komputasi (detik)	0.237676
AR (dB)	19.9432
AR Referensi (dB)	∞

Dari Tabel 4.3 terlihat bahwa waktu komputasi yang digunakan pada metode perhitungan FFT-2D sebesar 0.237676 detik. Nilai ini lebih besar jika dibandingkan dengan metode komputasi FFT-1D sebelumnya sebesar 0.223895 detik. Hal ini terjadi karena perhitungan dengan metode FFT-2D terjadi penambahan proses untuk melakukan transformasi diskrit fourier. Akan tetapi jika dilihat dari penyimpangan error yang didapatkan sebesar 2.708618, maka dapat dikatakan bahwa diperoleh hasil transformasi yang lebih baik dari metode pertama yang memiliki penyimpangan rata-rata sebesar 3.184188 dB.

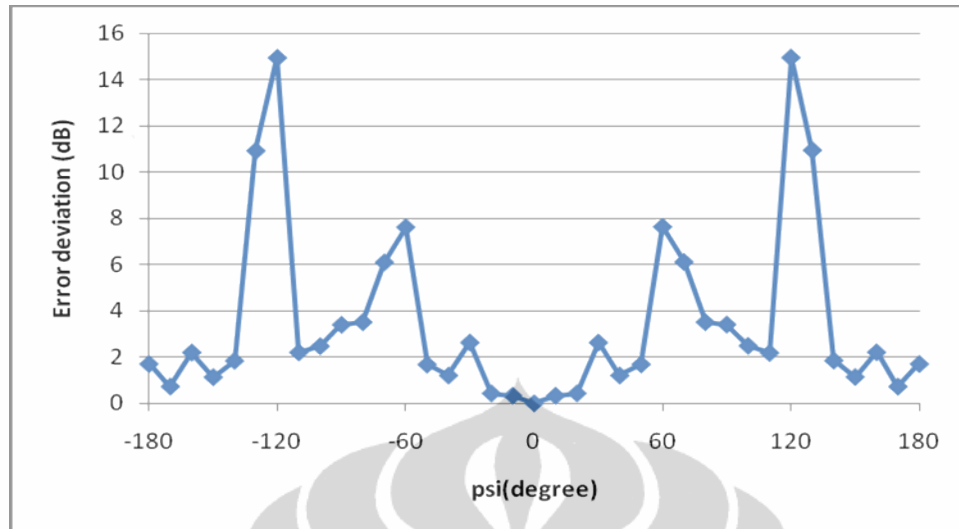


(a)



Gambar 4.6 Pola radiasi dengan metode numerik (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$

Pengujian ketiga dilakukan dengan menggunakan prinsip komputasi dengan metode numerik untuk menyelesaikan persamaan fourier yang ada. Pada Gambar 4.6 menunjukkan hasil transformasi yang dilakukan dengan menggunakan fungsi numerik. Pada Gambar 4.6 merupakan plot hasil transformasi data medan dekat untuk posisi bidang pada saat $\theta = 90^\circ$. Lebar pancaran utama (*main lobe*) pada hasil transformasi berada pada sudut -80° sampai dengan 80° . Pola radiasi tersebut didapatkan dari resultan data pada komponen E_θ dan E_ϕ . Apabila ditinjau dari nilai lebar pancaran utama (*main lobe*) pada simulasi medan jauh yang berada pada sudut -80° sampai dengan 80° , maka dapat dikatakan bahwa hasil transformasi pada pancaran utama (*main lobe*) terjadi pergeseran hasil simulasi medan jauh sebagai referensi yang ingin dicapai sebesar 10° . Sedangkan jika melihat pada sisi *side lobe*, masih terdapat ketidaksesuaian dari grafik yang diperoleh dengan variasi nilai yang cenderung memiliki bentuk yang sama dengan hasil simulasi medan jauhnya.



Gambar 4.7 Grafik Penyimpangan dengan metode numerik

Gambar 4.7 menunjukkan penyimpangan nilai yang terjadi antara hasil transformasi medan dekat ke medan jauh dengan simulasi medan jauh. Dari Gambar 4.7 menunjukkan penyimpangan yang bervariasi terjadi pada data yang diperoleh. Nilai penyimpangan terkecil sebesar 0 dB terletak pada sudut ψ (Φ) sebesar 0° atau pada posisi pancaran utama dari antenna. Dari Gambar 4.7 tersebut, dapat dilihat pula bahwa rata-rata penyimpangan terbaik dengan nilai kurang dari 3 dB terletak pada rentang sudut -50° sampai 50° . Nilai ini berada pada posisi pancaran utama dari radiasi antenna yang diuji. Sedangkan penyimpangan terbesar terletak pada sudut -130° dan 130° . Posisi penyimpangan terbesar terletak pada sisi sidelobe dari antenna yang diuji. Jika dilakukan perbandingan antara Gambar 4.6 dan Gambar 4.7, maka dapat disimpulkan bahwa pada sisi main lobe, hasil transformasi sudah memberikan kondisi yang menyerupai dengan simulasi medan jauh dengan sedikit penyimpangan dan lebih baik jika dibandingkan dengan sisi *side lobe* dari antenna yang diuji.

Selain pola radiasi yang didapatkan dari kedua komponen medan yang didapatkan, pada transformasi juga dapat diperoleh informasi mengenai polarisasi dari antenna yang ditandai dengan nilai *axial ratio* yang dihasilkan. Dari hasil transformasi, didapatkan nilai *axial ratio* sebesar 35.0093 dB yang mengindikasikan bahwa desain antenna tersebut memiliki karakteristik polarisasi linier tidak sempurna. Tabel 4.4 menunjukkan ringkasan parameter yang

digunakan dan dicapai dalam transformasi.

Tabel 4.4 Parameter Hasil Simulasi dengan Metode Numerik

Penyimpangan rata-rata (dB)	3.5184181
Waktu komputasi (detik)	0.270954
AR (dB)	35.0093
AR Referensi (dB)	∞

Dari Tabel 4.4 terlihat bahwa waktu komputasi yang digunakan pada metode perhitungan numerik sebesar 0.270954 detik. Nilai ini lebih besar jika dibandingkan dengan metode komputasi FFT-1D sebelumnya sebesar 0.223895 detik dan juga metode 2-D sebesar 0.237676 detik. Hal ini menunjukkan bahwa dengan menggunakan algoritma FFT, maka perhitungan menjadi lebih efisien dibandingkan dengan metode numerik untuk menyelesaikan persamaan integral fourier. Penyimpangan error yang diberikan pada metode numerik menunjukkan nilai yang lebih besar pula jika dibandingkan dengan algoritma FFT yang digunakan sebelumnya.

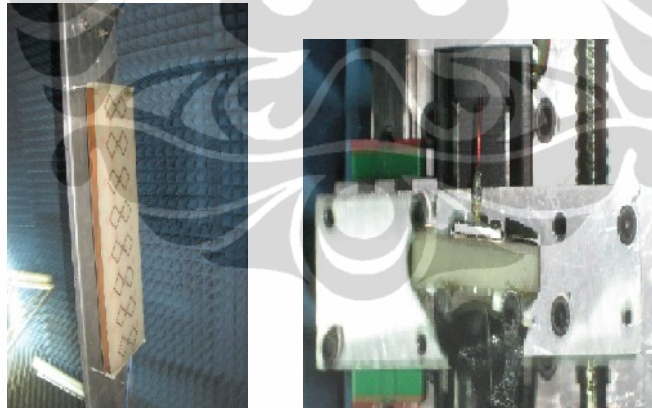
Tabel 4.5 Tabel Perbandingan Performansi

	FFT 1-D	FFT-2D	Numerik
Penyimpangan rata-rata (dB)	3.184188	2.708618	3.5184181
Waktu komputasi (detik)	0.223895	0.237676	0.270954
AR (dB)	18.3090	19.9432	35.0093

Tabel 4.5 menunjukkan perbandingan performansi antara ketiga metode pengujian yang dilakukan. Dari ketiga pengujian yang dilakukan untuk melakukan transformasi, maka dapat dikatakan bahwa dengan menggunakan metode FFT 2-D memberikan hasil transformasi yang paling baik dengan rata-rata penyimpangan sebesar 2.708168 dB serta memberikan efisiensi penggunaan sumber daya yang lebih baik jika dibandingkan dengan menggunakan numerik.

4.3 PENGGUNAAN PERANGKAT LUNAK TRANSFORMASI DALAM PENGUKURAN

Setelah dilakukan pengujian terhadap perangkat lunak, baik dari sisi fungsi maupun dengan menggunakan data sampling simulasi, maka tahap berikutnya dilakukan percobaan pada transformasi yang dilakukan di ruang anti gema (*Anechoic Chamber*) Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia. Percobaan dilakukan dengan menggunakan antenna uji jenis *microstrip fixed position* pada frekuensi 3.35 GHz dan menggunakan antenna monopole sebagai antenna probe. Gambar 4.8 menunjukkan jenis antenna yang digunakan dalam pengukuran yang dilakukan. Dengan dimensi sebesar $D=0.12$ m, maka dapat dihitung rentang untuk daerah medan dekat radiasi (*Fresnel Region*) terletak pada jarak 0.142 m sampai dengan 0.411 m. Sehingga masih memungkinkan untuk melakukan pengukuran pada jarak 0.3 meter dari posisi antenna uji. Gambar 4.8 menunjukkan antenna yang digunakan dalam pengukuran sampling data medan dekat silinder.



Gambar 4.8 Antena microstrip Array 8 elemen sebagai AUT dan antenna *monopole* sebagai *probe*

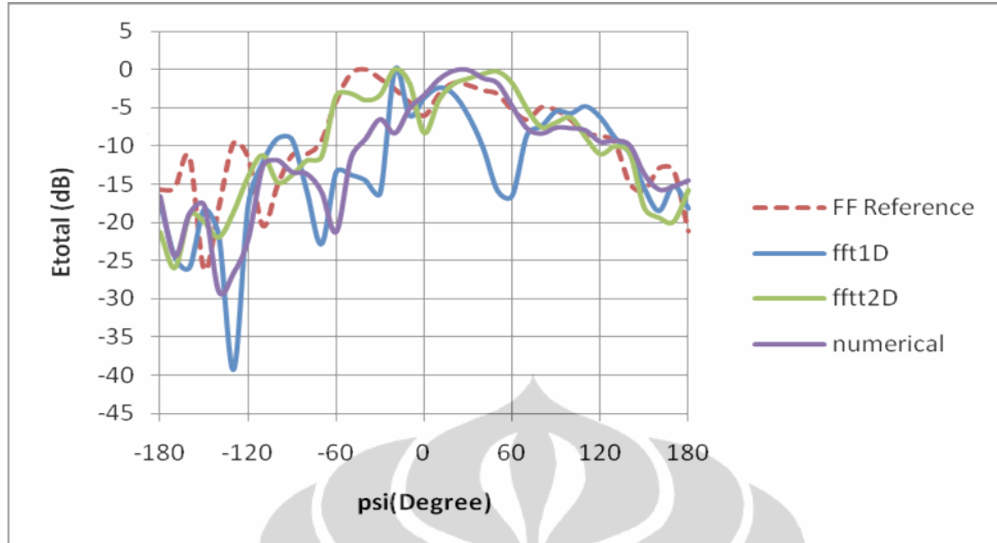
Pengukuran dilakukan untuk mendapatkan sampling data medan dekat dengan 9 data pada sumbu vertikal dengan selisih jarak antar titik ΔZ sebesar 4 cm, dan 37 data pada bidang azimuthnya dengan selisih sudut azimuth ($\Delta\Phi$) sebesar 10° . Tabel 4.10 menunjukkan nilai parameter yang digunakan dalam pengukuran sampling data medan dekat silinder.

Tabel 4.10 Parameter pengukuran medan dekat antena mikrostrip *array fixed position*

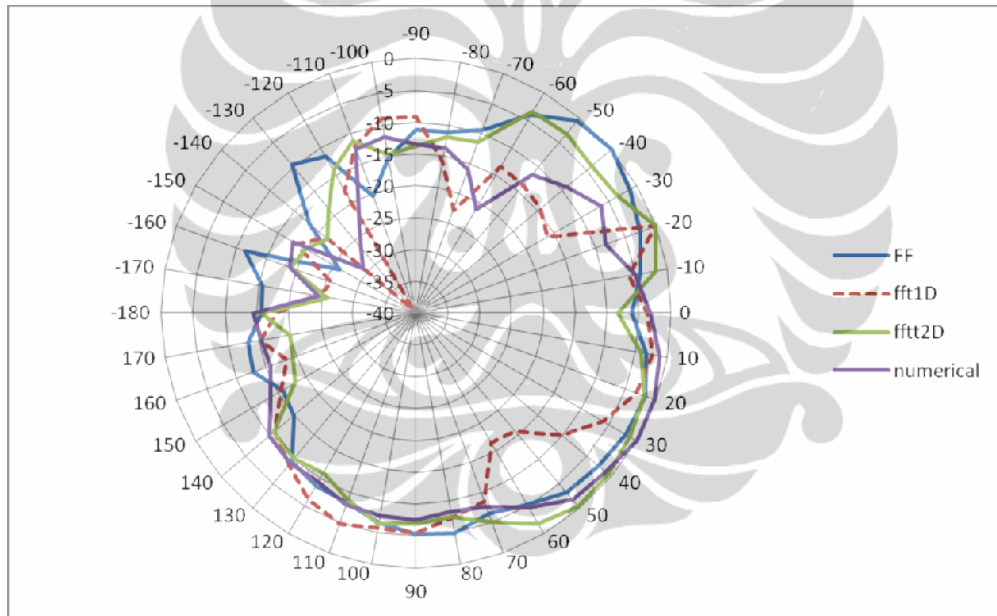
Antena Probe	Antena Monopole
Antena Uji	Antena Array 8 Element
Frekuensi	3.35 GHz
radius (r)	0.3 m
ΔZ	4 cm (dari -0.12 m sampai dengan 0.12 m)
$\Delta \Phi$	10° (dari -180° sampai dengan 180°)

Setelah didapatkan sampling data medan dekat terukur, maka tahap berikutnya adalah melakukan proses transformasi data tersebut ke daerah medan jauhnya. Gambar 4.9 menunjukkan hasil dari transformasi dari medan dekat yang diukur ke medan jauhnya. Plot grafik dilakukan pada rentang sudut dari -180° sampai dengan 180° dimana merupakan keuntungan dari pengukuran dengan medan dekat silinder yang mampu untuk mencakup pada rentang azimuth sebesar 360°. Penggambaran pola radiasi dilakukan saat sudut teta (θ) = 90° atau pada posisi pancaran utama (*main beam*) pada radiasi antena uji dengan menggunakan data pada posisi pusat di bidang vertikal dan memvariasikan nilai azimuth dengan cara memutar antena uji yang diukur.

Pengujian dilakukan dengan melakukan transformasi data medan dekat yang kemudian dibandingkan dengan data pembanding dari pengukuran medan jauh. Skema transformasi pertama untuk data pengukuran medan dekat dilakukan dengan tanpa memperhatikan faktor kompensasi probe. Penggambaran kinerja ditampilkan dengan menggambarkan pola radiasi (*radiation pattern*) baik dari transformasi dari pengukuran data medan dekat maupun pengukuran medan jauh antena antena uji. Untuk mendapatkan gambaran besarnya deviasi antara hasil transformasi data NF-FF dengan data simulasi medan jauh dilakukan perhitungan antara menghitung selisih antara nilai medan total (dB) dari hasil transformasi dengan medan total dari nilai referensi pengukuran medan jauh dari antena uji.



(a)

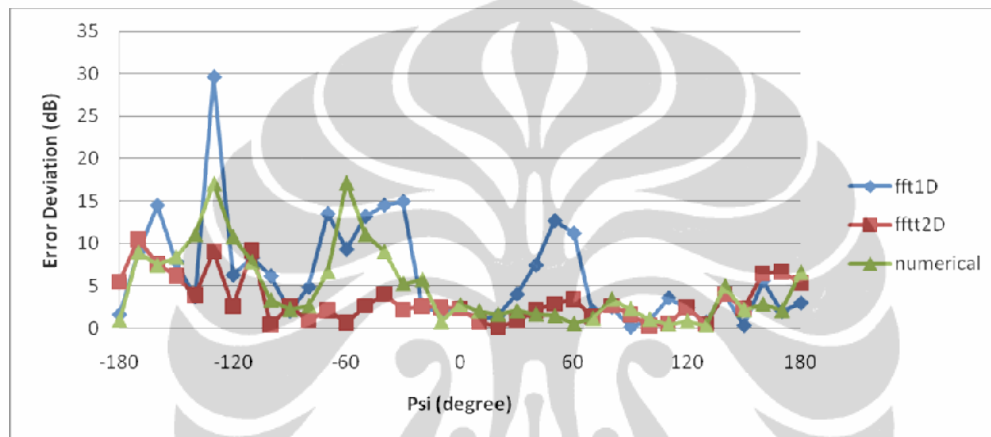


(b)

Gambar 4.9 Pola Radiasi Pengukuran tanpa kompensasi probe (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$ (b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$

Pada Gambar 4.9 merupakan hasil dari plot untuk hasil transformasi dari data medan dekat untuk posisi bidang pada saat $\theta = 90^\circ$. Pola radiasi tersebut didapatkan dari resultan data pada komponen E_θ dan E_ϕ . Tren dari grafik yang didapat apabila diperhatikan secara seksama, maka masih dapat diperoleh kencerungan yang sama antara data hasil transformasi dengan data pengukuran

medan jauhnya. Kondisi ini tidak terlepas dari berbagai faktor lapangan yang ditemui ketika melakukan pengukuran, baik pada saat melakukan pengukuran pada medan dekat antena uji ataupun pengukuran dari data medan jauh sebagai referensi nilai yang ingin dicapai. Variasi dari penyimpangan yang diperoleh dari pengukuran lapangan yang dilakukan di fasilitas pengukuran medan dekat dan medan jauh di *Anechoic Chamber*, Departemen Teknik Elektro, FT UI seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10.



Gambar 4.10 Grafik Penyimpangan dari Pengukuran Antena antara Hasil Pengukuran Medan Jauh dan Transformasi NF-FF tanpa Koreksi Probe

Pada Gambar 4.10, rata-rata penyimpangan terkecil untuk ketiga metode dengan nilai kurang dari 4 dB terletak pada rentang sudut -10° sampai dengan 130° . Daerah ini apabila dilihat pada Gambar 4.8 dan Gambar 4.9 terletak pada daerah pancaran utamanya. Hal ini terkait pula dengan desain antena uji yang dibuat sehingga dapat menimbulkan keterarahan yang tidak tepat pada sudut 0° . Sedangkan variasi penyimpangan terbesar terletak pada daerah yang lebih kecil dari sudut -10° . Tampak bahwa dari grafik penyimpangan kesalahan, dengan menggunakan metode perhitungan FFT-1D memberikan nilai penyimpangan terbesar. Sedangkan dengan metode perhitungan FFT-2D memberikan penekanan penyimpangan kesalahan paling kecil dibanding FFT-1D dan numerik.

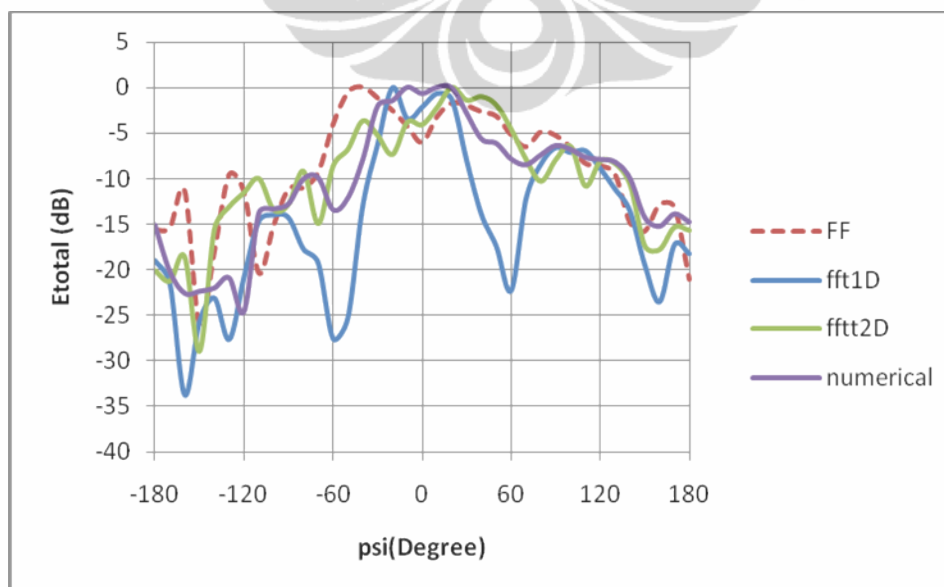
Tabel 4.7 menunjukkan ringkasan dari parameter hasil transformasi yang telah dilakukan pada transformasi medan dekat dari antena uji yang diukur. Nilai Axial Ratio sebesar 37.7276 dB, 38.8865 dB dan 31.3155 dB untuk masing-

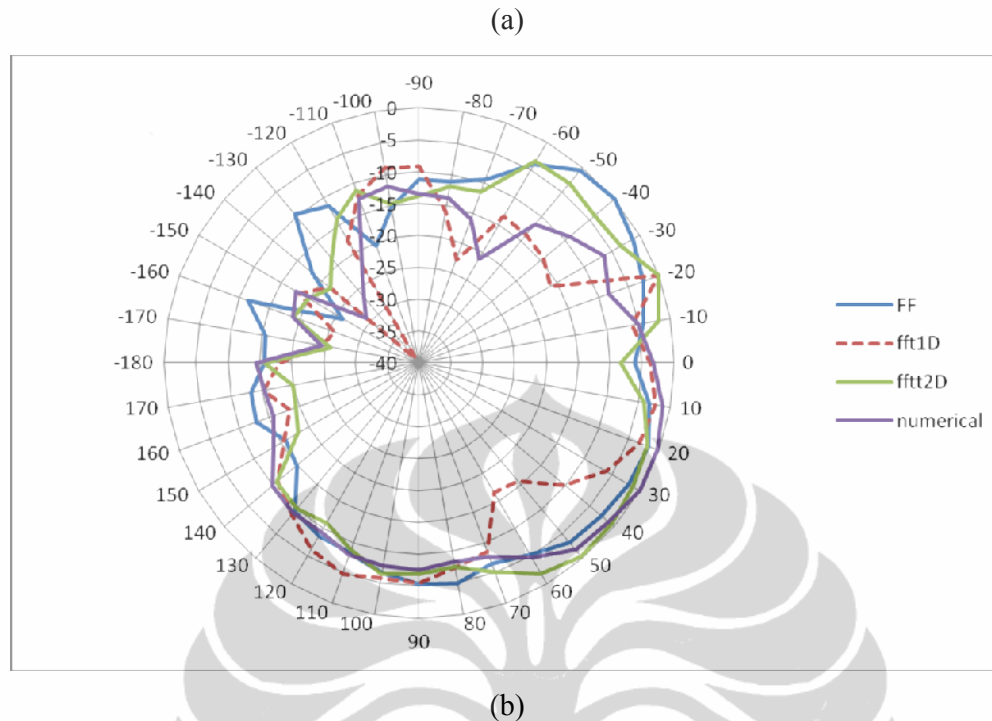
masing metode menunjukkan bahwa antenna uji memiliki polarisasi linier.

Tabel 4.7 Parameter Hasil Transformasi Data Pengukuran Medan Dekat tanpa Koreksi Probe

	FFT-1D	FFT-2D	Numerik
Penyimpangan rata-rata (dB)	6.228459	3.28886	4.7660581
Waktu komputasi (detik)	0.316921	0.365671	0.357098
AR (dB)	37.7276	38.8865	31.3155
AR Referensi (dB)	8.2099	8.2099	8.2099

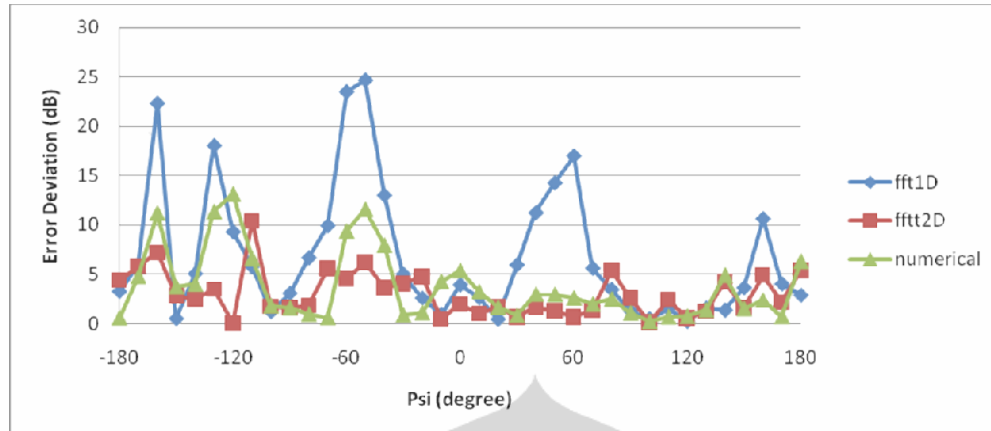
Skema transformasi kedua untuk data pengukuran medan dekat dilakukan dengan memperhatikan faktor kompensasi probe. Penggunaan faktor kompensasi dilakukan dengan memperhatikan karakteristik medan dari antenna probe yang digunakan. Dalam proses pengukuran medan dekat dengan memperhatikan faktor koreksi dari probe, pertama-tama dilakukan karakterisasi dari antenna probe dengan mengukur data medan jauh antenna probe pada orientasi vertikal dan horizontal untuk masing-masing komponen dari E_θ dan E_ϕ . Data-data probe terukur tersebut yang digunakan sebagai nilai-nilai dari variabel kompensasi pada proses transformasi dengan tujuan untuk mendapatkan hasil transformasi dengan penyimpangan yang lebih kecil dibandingkan dengan pengukuran tanpa memperhatikan faktor kompensasi probe.





Gambar 4.11 Pola Radiasi Pengukuran dengan kompensasi probe (a) Grafik kartesian saat $\theta = 90^\circ$
(b) Grafik Polar saat $\theta = 90^\circ$

Pada Gambar 4.11 merupakan hasil dari plot untuk hasil transformasi dari data medan dekat untuk posisi bidang pada saat $\theta = 90^\circ$. Apabila dibandingkan dengan hasil yang ditunjukkan pada Gambar 4.9, maka terdapat perubahan pola yang didapatkan ketika digunakan data karakteristik dari antenna probe yang digunakan. Pola yang didapatkan pada transformasi dengan memperhatikan faktor kompensasi menunjukkan perbaikan yang terjadi pada daerah sidelobe negatif. Gambar 4.12 menunjukkan penyimpangan error yang terjadi pada transformasi dengan faktor kompensasi terhadap transformasi tanpa kompensasi serta data pengukuran medan jauhnya.



Gambar 4.12 Grafik Penyimpangan dari Pengukuran Antena antara Hasil Pengukuran Medan Jauh dan Transformasi NF-FF dengan Koreksi Probe

Gambar 4.12 menunjukkan penyimpangan yang terjadi ketika digunakan faktor kompensasi pada proses transformasi pada ketiga metode perhitungan dengan membandingkan dengan data yang diambil secara pengukuran. Pada metode FFT-1D tampak bahwa terjadi peningkatan penyimpangan kesalahan pada beberapa titik. Hal ini ditunjukkan pula dengan peningkatan rata-rata penyimpangan kesalahan pada metode ini yang semula 6.228459 dB menjadi 6.832309 dB. Akan tetapi pada metode perhitungan FFT-2D dan secara numerik mendapatkan penekanan penyimpangan kesalahan dibandingkan dengan transformasi yang tanpa memperhatikan kompensasi probe. Penekanan penyimpangan kesalahan sangat terlihat ketika meninjau sisi sidelobe negatif yang dihasilkan dari transformasi dengan memperhatikan kompensasi probe pada Gambar 4.12 jika dibandingkan dengan hasil transformasi tanpa probe kompensasi seperti yang tampak pada Gambar 4.10.

Tabel 4.8 menunjukkan ringkasan dari parameter hasil transformasi yang telah dilakukan pada data medan dekat dari antenna uji yang diukur baik dengan transformasi tanpa memperhatikan faktor koreksi probe maupun transformasi yang menggunakan faktor koreksi probe. Nilai Axial Ratio pada transformasi dengan memperhatikan koreksi probe sebesar 39.6917 dB 40.3505 dB dan 33.5007 dB untuk masing-masing metode menunjukkan bahwa antenna uji memiliki polarisasi linier.

Tabel 4.8 Parameter Hasil Transformasi Data Pengukuran Medan Dekat

Tanpa Probe Kompensasi			
	FFT-1D	FFT-2D	Numerik
Penyimpangan rata-rata (dB)	6.228459	3.28886	4.7660581
Waktu komputasi (detik)	0.316921	0.365671	0.357098
AR (dB)	37.7276	38.8865	31.3155
AR Referensi (dB)	8.2099	8.2099	8.2099
Dengan Probe Kompensasi			
	FFT-1D	FFT-2D	Numerik
Penyimpangan rata-rata (dB)	6.832309	3.035867	3.7694951
Waktu komputasi (detik)	0.422372	0.485675	0.45978
AR (dB)	39.6917	40.3505	33.5007
AR Referensi (dB)	8.2099	8.2099	8.2099

4.4 ANALISA HASIL



Gambar 4.11 Setting Pengukuran Medan Dekat Silindris

Gambar 4.11 menunjukkan penempatan dan setting dari pengukuran antenna medan dekat di ruang Anechoic Chamber. Dengan memperhatikan faktor fisik pengukuran, ketidaksesuaian hasil transformasi medan dekat terukur ke medan jauh terhadap hasil dari pengukuran antenna di medan jauhnya disebabkan oleh beberapa hal :

1. Faktor refleksi dari benda-benda yang terdapat di sekitar pengukuran, diantaranya adalah scanner yang digunakan terbuat dari bahan logam.
2. Ketidakidealan ruangan yang digunakan. Dalam hal ini, peletakan scanner

yang tidak simetris terhadap dimensi ruangan akan mempengaruhi keakuratan data yang terukur.

3. Pengaruh rugi-rugi dari alat pengukuran, seperti kabel koaksial dan konektor, yang terjadi karena panjangnya kabel koaksial yang digunakan maupun pembengkokan yang terjadi.
4. Ketidaktepatan posisi rotasi dari antena uji pada bidang azimuthnya. Hal ini terjadi karena untuk mendapatkan daerah medan dekat yang diinginkan, maka posisi dari antena uji dimajukan dari posisi rotator mekanik sehingga perputaran pada bidang azimuthnya dilakukan dengan peralatan rotator yang perputarannya dilakukan secara manual.
5. Ketidaktepatan posisi dari antena probe pada bidang sumbu vertikalnya dikarenakan peletakan antena probe pada scanner untuk mendapatkan deteksi pengukuran masih menggunakan faktor manual, salah satunya dengan menggunakan selotip untuk menahan dan merekatkan posisi antena. Hal ini berpengaruh terhadap ketepatan arah dari pemasangan antena probe.
6. Ketidaktepatan penempatan jarak antara antena uji dan bidang pengukuran. Harus diperhitungkan nilai jarak pengukuran terhadap antena uji dengan tujuan untuk meminimalkan faktor medan reaktif yang terletak pada kedua antena, baik antena uji yang akan diukur maupun antena probe sebagai detektor.

BAB 5

KESIMPULAN

1. Perancangan sistem pengukuran medan dekat silindris dengan memanfaatkan scanner yang dirancang pada penelitian sebelumnya mengenai pengukuran medan dekat dengan pemindaian planar dilakukan dengan menambahkan fasilitas rotator untuk pergerakan antena uji, telah memberikan gambaran pola radiasi dari antena yang diuji.
2. Hasil transformasi dengan menggunakan data simulasi memberikan nilai penyimpangan error sebesar 3.184188 dB dengan penyelesaian FFT-1D, 2.708618 dB menggunakan FFT-2D dan 3.5184181dB dengan menggunakan metode numerik.
3. Dari ketiga skema pengujian ditunjukkan bahwa efisiensi dan keakuratan transformasi terletak pada penggunaan algoritma FFT-2D.
4. Pada implementasi pengukuran medan dekat, hasil terbaik didapat dengan metode algoritma FFT-2D dimana untuk transformasi tanpa kompensasi probe mendapatkan nilai penyimpangan rata-rata sebesar 3.28886 dB, waktu komputasi 0.365671 detik dan nilai Axial Ratio 38.8865 dB, sedangkan pada transformasi dengan memperhatikan kompensasi probe mendapatkan nilai penyimpangan rata-rata sebesar 3.035867 dB, waktu komputasi 0.485675 detik dan nilai Axial Ratio sebesar 40.3505 dB dimana untuk nilai Axial Ratio pengukuran FF didapatkan nilai 8.2099 dB yang menunjukkan polarisasi linier tidak sempurna.
5. Algoritma transformasi dengan memperhatikan faktor kompensasi probe dapat menekan penyimpangan kesalahan khususnya pada daerah radiasi sidelobe dari antena.

DAFTAR ACUAN

- [1] Yahya Rahmat-Samii and Mark S. Gatti, "*Far-field patterns of spaceborne antennas from plane-polar near-field measurements*", IEEE trans. on Antennas and propagation, Vol. Ap-33, No. 6, pp. 638-648, June 1985
- [2] Bing Yan, "*A Low Cost Planar Near-Field / Far-Field Antenna Measurement System*" (Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland, Canada, 1997)
- [3] E. B. Joy, W. M. Leach, and G. P. Rodrigue, "*Applications of Probe-Compensated Near-Field Measurements*", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-26, no. 3, pp. 379-389, May 1978
- [4] M. Hajian, L.P. Lighthart "*Cylindrical near field measurement facilities at IRCTR*", Institute Research Centre for Telecommunications- transmission and Radar (IRCTR), Delft University of Technology, Department of Electrical Engineering.
- [5] M. S. Narasimhan, M. Karthikeyan, "*Evaluation of Fourier Transform Integrals Using FFT with Improved Accuracy and Its Applications*", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, no. 4, pp. 404-408, April 1984
- [6] A. D. Yaghjian, "*An Overview of Near-Field Antenna Measurements*", IEEE Trans. Antennas Propagat. , Vol. AP-34, no. 1, pp. 30-45, January 1986
- [7] Greg Hindman, David S. Fooshe. "*Probe Correction Effects on Planar, Cylindrical and Spherical Near-Field Measurements*", Nearfield System Inc.
- [8] D. T. Paris, W. M. Leach, & E. B. Joy, "*Basic Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements*", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-26, no. 3, pp. 373-379, May 1978
- [9] Edward B. Joy, "*Near-field range qualification methodology*", IEEE Trans. On antenna and propagation, Vol. 36, No. 6, pp. 836-844, June 1988
- [10] Stuart Gregson, John McCormick, and Clive Parini, "*Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements*", The Institution of Engineering and Technology. London. United Kingdom. 2007
- [11] I. R. Tkadlec, "*Near-Field Antenna Measurements*", Dept. of Radio

Electronics FEEC BUT

- [12] W. M. Leach, Jr., & D. T. Paris, “*Probe-compensated near-field measurements on a Cylinder*”, *IEEE Trans. Antennas Propagation*. vol. AP21, pp.435-445, July 1973.
- [13] Z. A. Hussein, Y. Rahmat, “*Probe Compensation Characterization In Cylindrical Near-Field Scanning*”, *IEEE Trans Antenna and Propagt.* , Vol. 3, pp 1808-1811 , 1993.
- [14] Balanis, C.A., “*Antena Theory; Analysis and Design*”, John Willey and Sons, USA,1997
- [15] Bing Yan, “A Low Cost Planar Near-Field/Far-Field Antenna Measurement System”, Faculty of Engineering and Applied Science, Memorial University of Newfoundland, September 1997
- [16] Dan Slater, Greg Hindman, “*A Low Cost Portable Near-Field*”, Nearfield System Incorporated, October 9-13, 1989
- [17] 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
- [18] Thorkild B. Hansen, D. Yaghjian, “*Formulation of Probe-Corrected Planar Near-Field Scanning in the Time Domain*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 6, June 1995, pp. 569-584
- [19] Eko Tjipto Rahardjo, Fitri Yuli Zulkifli, Catur Apriono, Adrian Andaya Lestari. “*Near Field Measurement Simulation Using Planar Surface*” . The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2009), pp.1187-1190, Okt 20-23, Bangkok,Thailand
- [20] Catur Apriono, Fitri Yuli Zulkifli, A. A. Lestari and Eko Tjipto Rahardjo . “*Near Field to Far Field Transformation Using FFT Method for Antenna Measurement*”. 11Th Int. Conference Quality in Research (QIR), Agustus 2009, Faculty of Engineering, Universitas Indonesia, Indonesia
- [21] Firmansyah, Mochamad Dandy, “*Pengembangan Perangkat Lunak untuk Pengukuran Medan Dekat Silindris dengan Memperhatikan Faktor Kompensasi Probe*”, Skripsi Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik

Universitas Indonesia. Depok. 2010


- [22] Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis, "*Digital Signal Processing*",
Second Edition, Prentice Hall, USA, 2002



DAFTAR PUSTAKA

- Apriono, Catur. *“Pengukuran Antena dengan Metode Medan Dekat pada Permukaan Pengukuran Planar”*. Skripsi Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Depok. 2009
- Balanis, Constatine A. *“Antenna Theory Analysis and Design”*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. USA. 1997
- Bing Yan. *“A Low Cost Planar Near-Field/Far-Field Antenna Measurement System”*. Faculty of Engineering and Applied Science. Memorial University of Newfoundland. Canada. 1997
- Firmansyah, Mochamad Dandy, *“Implementasi Faktor Koreksi Probe dalam Perancangan Perangkat Lunak untuk Pengukuran Medan Dekat Silindris”*, Skripsi Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Depok. 2010
- J.E. Hansen. *“Spherical Near-Field Antenna Measurements”*. Peter Peregrinus Ltd., London. United Kingdom. 1988
- Kreuzig, Erwin. *“Advanced Engineering Mathematics Ed. 9”*. John Wiley & Sons Inc.
- Nofrizal, *“Pengaruh Probe Koreksi pada Pengukuran Medan Dekat Planar”*, Skripsi Departemen Teknik Elektro. Fakultas Teknik Universitas Indonesia. Depok. 2010
- 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
- Stuart Gregson, John McCormick, and Clive Parini, *“Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements”*, The Institution of Engineering and Technology. London. United Kingdom. 2007
- Stutzman, Warren L. *“Antenna Theory and Design”*, second edition. Second Edition, John Wiley & Sons, Inc. USA. 1998
- Emmanuel C. Ifeakor, Barrie W. Jervis, *“Digital Signal Processing”*, Second Edition, Prentice Hall, USA, 2002

Lampiran 1 Tabel Fungsi Bessel

TABLE 4-8 Values of the Bessel Functions $J_n(\beta)$


$n \backslash \beta$	0.5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0.9385	0.7652	0.2239	-0.2601	-0.3971	-0.1776	0.1506	0.3001	0.1717	-0.09033	-0.2459
1	0.2423	0.4401	0.5767	0.3391	-0.06604	-0.3276	-0.2767	-0.004683	0.2346	0.2453	0.04347
2	0.03060	0.1149	0.3528	0.4861	0.3641	0.04657	-0.2429	-0.3014	-0.1130	0.1448	0.2546
3	0.002564	0.01956	0.1289	0.3091	0.4302	0.3648	0.1148	-0.1676	-0.2911	-0.1809	0.05838
4		0.002477	0.03400	0.1320	0.2811	0.3912	0.3576	0.1578	-0.1054	-0.2655	-0.2196
5			0.007040	0.04303	0.1321	0.2611	0.3621	0.3479	0.1858	-0.05504	-0.2341
6			0.001202	0.01139	0.04909	0.1310	0.2458	0.3392	0.3376	0.2043	-0.01446
7				0.002547	0.01518	0.05338	0.1296	0.2336	0.3206	0.3275	0.2167
8					0.004029	0.01841	0.05653	0.1280	0.2235	0.3051	0.3179
9						0.005520	0.02117	0.05892	0.1263	0.2149	0.2919
10						0.001468	0.006964	0.02354	0.06077	0.1247	0.2075
11							0.002048	0.008335	0.02560	0.06222	0.1231
12								0.002656	0.009624	0.02739	0.06337
13									0.003275	0.01083	0.02897
14									0.001019	0.003895	0.01196
15										0.001286	0.004508
16											0.001567

Lampiran 2 Listing Program

```

clear all
tic
% load feko10 Z;
% load feko10 Psi;
% load feko10 Vv;
% load feko10 Vh;
% load ff_feko;
load antena2;
load FF_ukur;

%Inputan Data Awal

%inputan jari-jari pengukuran (dalam meter)
r =0.3;

m = length (Z);
n = length (Psi);

m0 = -m/2:1:m/2-1;
n0 = -n/2:1:n/2-1;
%inputan frekuensi
f = 3.35*10^9;
lambda = (3*10^8)/(f);
k = 2*pi/lambda;

%Melakukan Pengurutan Data Inputan%
for x = 1:m
    z(x,1) = Z(x,1)/1;
end

for y = 1:n
    psi(1,y) = pi/180 * (Psi(y,1));
end

for x = 1:m
    for y = 1:n
        %vv(x,y) = Vv((y-1)*m+x,1);
        %vv(x,y) = Vv((y-1)*m+x,1)+Vv((y-1)*m+x,2)*j;
        %vv(x,y) = Vv((y-1)*m+x,1)*exp(j*Vv((y-1)*m+x,2)); %for
measurement
        vv(x,y) = Vv((x-1)*n+y,1)*exp(j*(Vv((x-1)*n+y,2)*pi/180));
% for feko

    end
end

for y = 1:n
    for x = 1:m
        %vh(x,y) = Vh((y-1)*m+x,1);
        %vh(x,y) = Vh((y-1)*m+x,1)+Vh((y-1)*m+x,2)*j;
        %vh(x,y) = Vh((y-1)*m+x,1)*exp(j*Vh((y-1)*m+x,2)); %for
measurement

```

Lampiran 2 Listing Program (Lanjutan)

```

        vh(x,y) = Vh((x-1)*n+y,1)*exp(j*(Vh((x-1)*n+y,2)*pi/180)); %
    for feko
        end
    end

    for x = 1:m
        for y = 1:n
            deg(x,1) = atan(z(x,1)/r);
            sudut_elevasi(x,1) = (180/pi)*deg(x,1);
        end
    end

    for x = 1:m
        for y = 1:n
            theta(x,y) = (pi/180)*(180-(90-sudut_elevasi(x,1)));
        end
    end

    %menghitung nilai dari Iv dan Ih

    for x = 1:m
        for y = 1:n
            h(x,y) = k * cos(theta(x,y));
        end
    end

    for x = 1:m
        for y = 1:n
            iv(x,y)=(vv(x,y));
            ih(x,y)=(vh(x,y));
        end
    end

    Iv0 = fft(iv.').';
    Ih0 = fft(ih.').';
    Iv = cumtrapz(Iv0.*exp(j.*h(x).*Z(x)));
    Ih = cumtrapz(Ih0.*exp(j.*h(x).*Z(x)));

    %mencari koefisien probe

    for x =1:m
        for y =1:n
            Cv(x,y) = 1;
            Ch(x,y) = 1;
            Dv(x,y) = 1;
            Dh(x,y) = 1;
        end
    end
end

```

Lampiran 2 Listing Program (Lanjutan)

```

% Mencari koefisien antena

for x = 1:m
    for y = 1:n
        %apa(x,y) = sqrt(k^2-h(x,y)^2)*r;
        apa(x,y) = k*r*sin(theta(x,1));
        H(x,y) = besselh(m0(x),2,apa(x,y));
        determinan = 1; %((Cv(x,y)*H(x,y)*r) * (Dh(x,y)*H(x,y)*r)) -
        ((Ch(x,y)*H(x,y)*r) * (Dv(x,y)*H(x,y)*r));
    end
end

for x = 1:m
    for y = 1:n
        hasil(x,y) = Dh(x,y) * H(x,y);
        hasil2(x,y) = Dv(x,y) * H(x,y);
        hasil3(x,y) = Cv(x,y) * H(x,y);
        hasil4(x,y) = Ch(x,y) * H(x,y);
    end
end

for x = 1:m
    for y = 1:n
        Theta(x,y) = theta(x,1);
        a(x,y) = sin(Theta(x,y));
        ans11(x,y) = 1/(a(x,y)^2*determinan);
    end
end

an = ans11.* (Iv.*hasil - Ih.*hasil2);
bn = ans11.* (Ih.*hasil3 - Iv.*hasil4);

for x = 1:m
    for y = 1:n
        An(x,y) = (an(x,y) * j^n);
        Bn(x,y) = (bn(x,y) * (j^(n)));
    end
end

% Hasil FFT pada koefisien antena

AnFFT = (ifft(An.').');
BnFFT = (ifft(Bn.').');

% Mencari medan Etheta dan Epsi Far Field

for x = 1:m

```

Lampiran 2 Listing Program (Lanjutan)

```

    for y = 1:n
        Etheta(x,y) = j*sin(theta(x))*BnFFT(x,y) ;
        Epsi(x,y) = sin(theta(x))*AnFFT(x,y);
    end
end

Etotal = (1/(2*120*pi))*(Etheta.*conj(Etheta) + Epsi.*conj(Epsi));
%mencetak hasil ke grafik 3D

E1 = Etheta;
E2 = Epsi;

amp = sqrt(abs (E1).^2 + abs (E2).^2);

max_amp1 = max(amp(:, :));
max_amp = max(max_amp1(1, :));

for x = 1:m
    for y = 1:n
        E_hasil(x,y) = amp(x,y);
    end
end

E = 10*log(E_hasil/max_amp);

%surf (E)

%mencetak hasil ke grafik polar

%saat theta = 90

clear cetak
clear max_E
for y = 1:n
    cetak(1,y) = (E_hasil(ceil(x/2),y));
end
max_E = max(cetak(1, :));

for y = 1:n
    norm(1,y) = 20*log(cetak(1,y)/max_E);
end

max_norm = max(norm(1, :));

%dirplot(psi(1, :), norm, 'b');
%polar(psi(1, :), (cetak/max_E), 'b');
%title ('E Field in 2D when Theta = 90');

%saat psi = 0

```


Lampiran 2 Listing Program (Lanjutan)

```

clear cetak
clear max_E
for x = 1:m
    cetak(x,1) = E_hasil(x,round(n/2));
end
max_E = max(cetak(:,1));

%polar(pi/2 - sudut_elevasi(:,1)*pi/180,(cetak/max_E),'b');
%title ('E Field in 2D when Psi = 0');

%mencetak hasil ke grafik kartesian

%saat theta = 90

clear cetak
clear max_E
for y = 1:n
    cetak(1,y) = E_hasil(ceil(m/2),y);
end
max_E = max(cetak(1,:));

for y = 1:n
    hebat(1,y) = cetak(1,y)/max_E;
end

plot(psi(1,:)*(180/pi),20*log10(hebat),'b');
hold on
plot(psi(1,:)*(180/pi),FF,'* -r');
xlabel ('Psi (degree)');
ylabel ('Amplitude (dB)');
title ('E Field in 2D when Theta = 90');

%saat psi = 0

clear cetak
clear max_E
for x = 1:m
    cetak(x,1) = (E_hasil(x,round(n/2)));
end
max_E = max(cetak(:,1));

%plot(90-(sudut_elevasi(:,1)),(cetak/max_E),'b');
%xlabel ('Theta (degree)');
%ylabel ('Amplitude');
%title ('E Field in 2D when Psi = 0');

%menghitung axial ratio
for x = 1:m
    for y = 1:n
        Ec=(E2(y)+j*E1(x))/sqrt(2);
        Ex=(E2(y)-j*E1(x))/sqrt(2);
    end
end

```

Lampiran 2 Listing Program (Lanjutan)

```
abcd=(Ec+Ex)/(Ec-Ex);  
axialratio(x,y)=abs(20*log10(abcd));  
  
end  
end  
  
axialratioutama=axialratio(ceil(m/2),ceil(n/2))  
toc
```



Lampiran 3 Data Transformasi Simulasi

Sudut psi (derajat)	FF (dB)	Fft-1D (dB)	Fft-2D (dB)	Numerik (dB)
-180	-24.6215	-28.4599495	-30.27176882	-26.32154765
-170	-26.9268	-29.76386153	-30.36391813	-27.65489299
-160	-33.6156	-33.590705	-30.96731176	-31.41844557
-150	-35.6182	-36.14668674	-33.59740447	-34.48648275
-140	-38.9858	-38.12964327	-36.39831672	-37.14672292
-130	-49.5355	-39.29406142	-36.22434778	-38.61015726
-120	-38.9985	-47.23455755	-41.77563051	-53.94546084
-110	-38.8966	-42.41306858	-46.67067047	-41.09955162
-100	-41.7969	-40.42776189	-40.96643151	-39.32566922
-90	-43.1049	-41.78062829	-43.77234169	-39.70575607
-80	-39.3461	-44.11825009	-40.87089739	-42.85784807
-70	-34.5759	-40.7901714	-36.27371866	-40.67559719
-60	-29.4404	-37.27560436	-31.44378357	-37.05910235
-50	-26.7279	-28.83648698	-26.22010963	-28.40683138
-40	-21.8927	-23.47227635	-22.32601302	-23.09659332
-30	-13.982	-16.93382109	-14.83394218	-16.61062265
-20	-8.76335	-8.459949862	-7.637384081	-8.333842165
-10	-2.5854	-2.954420969	-2.398076969	-2.915415914
0	0	0	0	0
10	-2.58542	-2.954420968	-2.396363171	-2.915089528
20	-8.76335	-8.459949869	-7.633022682	-8.33204312
30	-13.982	-16.93382106	-14.82949206	-16.60863882
40	-21.8927	-23.47227642	-22.31212959	-23.09854081
50	-26.7277	-28.83648708	-26.20404879	-28.41199634
60	-29.4401	-37.27560513	-31.44561464	-37.07526512
70	-34.5759	-40.7901711	-36.27168315	-40.6917566
80	-39.3463	-44.11825228	-40.85686659	-42.85849485
90	-43.1048	-41.7806287	-43.75261986	-39.69728361
100	-41.7975	-40.42776292	-40.92594473	-39.3083673
110	-38.8971	-42.41306926	-46.69681983	-41.07812698
120	-38.9986	-47.23455721	-41.84466162	-53.95414241
130	-49.5369	-39.29406239	-36.23940457	-38.59346281
140	-38.9861	-38.12964259	-36.36001237	-37.13452409
150	-35.6183	-36.14668716	-33.58416816	-34.480134
160	-33.6157	-33.59070495	-30.9638105	-31.40848974
170	-26.9266	-29.76386159	-30.36213328	-27.65061746
180	-24.6215	-28.4599495	-30.27176882	-26.32154765

Lampiran 4 Data Transformasi Pengukuran

sudut psi (derajat)	FF	NF - FF
-180	-15.712	-16.5906
-170	-15.43	-24.4103
-160	-11.419	-18.8588
-150	-26.134	-17.737
-140	-18.024	-29.0898
-130	-9.605	-26.6786
-120	-11.49	-22.2766
-110	-20.415	-12.5613
-100	-15.164	-11.8504
-90	-11.206	-13.3978
-80	-11.043	-13.6536
-70	-9.334	-16.0078
-60	-4.084	-21.2675
-50	-0.576	-11.6376
-40	0	-9.04532
-30	-1.201	-6.46647
-20	-2.572	-8.30514
-10	-4.306	-5.02897
0	-6.057	-3.29822
10	-3.242	-1.22604
20	-1.734	-0.10943
30	-2.043	0
40	-2.717	-1.08321
50	-3.205	-1.76248
60	-5.281	-4.78414
70	-6.552	-7.67829
80	-4.922	-8.34359
90	-5.317	-7.57575
100	-6.607	-7.63735
110	-8.383	-7.94243
120	-8.642	-9.43419
130	-9.586	-9.25609
140	-14.905	-9.89099
150	-15.815	-13.687
160	-12.874	-15.7019
170	-13.202	-15.2777
180	-21.112	-14.5056