



UNIVERSITAS INDONESIA

DETEKSI KERUSAKAN *BEARING* DAN *ECCENTRICITY* PADA
MOTOR INDUKSI TIGA FASA DENGAN *CURRENT SIGNATURE*
ANALYSIS

TESIS

I GUSTI PUTU YUDIASTAWAN
0606001310

FAKULTAS MATEMATIKA & ILMU PENGETAHUAN
ALAM
PROGRAM MAGISTER FISIKA
DEPOK
JUNI 2009



UNIVERSITAS INDONESIA

DETEKSI KERUSAKAN *BEARING* DAN *ECCENTRICITY* PADA
MOTOR INDUKSI TIGA FASA DENGAN *CURRENT SIGNATURE*
ANALYSIS

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Magister Sains

I GUSTI PUTU YUDIASTAWAN
0606001310

FAKULTAS MATEMATIKA & ILMU PENGETAHUAN
ALAM
PROGRAM MAGISTER FISIKA
KEKHUSUSAN INSTRUMENTASI
DEPOK
JUNI 2009

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : I G P Yudiastawan

NPM : 0606001310

Tanda Tangan :

Tanggal : 30 Juni 2009



HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh :
Nama : I Gusti Putu Yudiastawan
NPM : 0606001310
Program Studi : Magister Fisika
Judul Tesis : Deteksi Kerusakan *Bearing* dan *Eccentricity* Pada
Motor Induksi Tiga Fasa Dengan *Current
Signature Analysis*

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Magister Sains pada Program Studi Magister Fisika, Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam, Universitas Indonesia

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr. Sastra Kusuma Wijaya ()
Penguji : Dr. Santoso Sukirno ()
Penguji : Dr. Prawito ()
Penguji : Dr. Tony Mulia ()

Ditetapkan di : Depok
Tanggal : 30 Juni 2009

KATA PENGANTAR/UCAPAN TERIMA KASIH

Puji syukur saya panjatkan kepada Tuhan Yang Maha Esa, karena atas berkat dan rahmat-Nya, saya dapat menyelesaikan tesis ini. Penulisan tesis ini dilakukan dalam rangka memenuhi salah satu syarat untuk mencapai gelar Magister Sains pada Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam Universitas Indonesia. Saya menyadari bahwa, tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan tesis ini, sangatlah sulit bagi saya untuk menyelesaikan tesis ini. Oleh karena itu, saya mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Dr. Sastra Kusuma Wijaya, selaku dosen pembimbing yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan tesis ini;
- (2) rekan – rekan di *workshop* listrik dan *Predictive Engineering* PT Pembangkitan Jawa-Bali UP Muara Karang yang telah banyak membantu dalam usaha memperoleh data yang saya perlukan;
- (3) orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan dukungan material dan moral.

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

Depok, 30 Juni 2009

Penulis

HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS

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

Nama : I Gusti Putu Yudiastawan
NPM : 0606001310
Program Studi : Magister Fisika
Departemen : Fisika
Fakultas : Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam
Jenis Karya : Tesis

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

Deteksi Kerusakan *Bearing* dan *Eccentricity* Pada Motor Induksi Tiga Fasa Dengan *Current Signature Analysis* beserta perangkat yang ada (jika diperlukan).

Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia bebas menyimpan, mengalihmedia/format-kan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (*database*), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya tanpa meminta izin dari saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di: Jakarta
Pada tanggal : 30 Juni 2009
Yang menyatakan

(I Gusti Putu Yudiastawan)

ABSTRAK

Nama : I Gusti Putu Yudiastawan
Program studi : Magister Fisika
Judul : Deteksi Kerusakan *Bearing* dan *Eccentricity* Pada Motor Induksi Tiga Fasa Dengan *Current Signature Analysis*

Motor Induksi telah mendominasi bidang konversi energi elektromekanik dengan penggunaan sekitar 80% dari berbagai jenis motor listrik yang digunakan. Salah satu metode yang digunakan untuk menganalisa kerusakan pada motor adalah *current signature analysis*. Sinyal arus motor dideteksi dengan *current transducer*, dilewatkan pada *signal conditioning* kemudian akuisisi data dan dianalisa oleh komputer dengan *Fast Fourier Transform (FFT)*. Hasil analisis ini (*signature*) memperlihatkan kondisi dari motor, apakah normal atau terjadi kerusakan.

Kata kunci : motor induksi, *current transducer*, *signal conditioning*, akuisisi data, *signal analysis*.

ABSTRACT

Name : I Gusti Putu Yudiastawan
Study Program : Master of Physics
Title : Bearing and Eccentricity Fault Detection in Three Phase Induction Motor Using Current Signature Analysis

Induction motor has been dominated electrical energy conversion field with about 80% used rather than other electric motor. Some research in fault detection has been done. One of the methods is current signature analysis. Electric motor current signal detected by a current transducer, passes through a signal conditioning, is acquired and analyzed with signal analysis software with Fast Fourier Transform (FFT). Analysis results (signature) show motor condition normal or fault occurred.

Key words: induction motor, current transducer, signal conditioning, data acquisition, signal analysis

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	i
LEMBAR PENGESAHAN	ii
KATA PENGANTAR.....	iii
LEMBAR PERSETUJUAN PUBLIKASI KARYA ILMIAH.....	iv
ABSTRAK.....	v
DAFTAR ISI.....	vi
DAFTAR GAMBAR.....	ix
DAFTAR TABEL	xi
1. PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Kerusakan Pada Motor Induksi.....	2
1.3 Deteksi Kerusakan Motor Induksi.....	2
1.4 Batasan Masalah.....	5
1.5 Tujuan Penelitian.....	5
2. MOTOR INDUKSI TIGA FASA.....	7
2.1 Komponen Utama.....	7
2.2 Prinsip Kerja.....	9
2.3 Kecepatan Sinkron, Asinkron dan Slip.....	11
2.4 Kerusakan Pada Motor Induksi.....	12
2.4.1 <i>Eccentricity</i>	12
2.4.2 Kerusakan <i>Bearing</i>	14
2.5 Gerakan Radial Motor Induksi	17
2.5.1 Variasi panjang <i>airgap</i>	17
2.5.1.1 Kerusakan <i>Outer raceway</i>	17
2.5.1.2 Kerusakan <i>Inner Raceway</i>	18
2.5.1.3 Kerusakan Bola <i>Bearing</i>	18
2.5.2 <i>Airgap Permeance</i>	19
2.5.3 Kerapatan Fluks <i>Airgap</i>	19
2.5.4 Arus Stator	20
3. CURRENT SIGNATURE ANALYSIS.....	21

3.1 <i>Current Transducer</i>	22
3.2 <i>Signal Conditioning (Filtering dan Penguat sinyal)</i>	24
3.2.1 <i>Desain Low Pass Filter (arsitektur Sallen-Key)</i>	24
3.2.2 Rangkaian Pengkondisi Sinyal.....	27
3.2.3 <i>Switch Capacitor Filter</i>	28
3.3 Akuisisi Data.....	28
3.3.1 <i>Sampling</i>	29
3.3.2 <i>Quantization</i>	30
3.3.3 <i>Coding</i>	30
3.4 <i>Signal analysis</i>	31
3.4.1 <i>Discrete Fourier Transform (DFT)</i>	31
3.4.1.2 <i>Real DFT</i>	32
3.4.1.3 <i>Complex DFT</i>	33
3.4.2 <i>Fast Fourier Transform (FFT)</i>	34
3.4.3 Komputasi dengan FFT	39
3.4.4 Unit Logaritmik	40
3.5. Analisa Vibrasi.....	41
3.5.1 <i>Piezoelectric transducer</i>	42
3.5.2 Pengukuran vibrasi motor	43
3.5.3 Kerusakan eccentricity dan Bearing dengan analisa vibrasi	44
4. ANALISA GANGGUAN MOTOR	47
4.1 Diagram alur percobaan.....	47
4.2 Data Motor yang diuji	48
4.3 Simulasi Gangguan	48
4.4 Analisa Vibrasi	50
4.5 <i>Motor Current Signature Analysis</i>	59
4.5.1 <i>Current Transducer</i>	59
4.5.2 <i>Signal Conditioning</i>	59
4.5.3 <i>Data Acquisition (DAQ) Card</i>	60
4.5.3.1 <i>Resolution</i>	60
4.5.3.2 <i>Sampling rate</i>	60

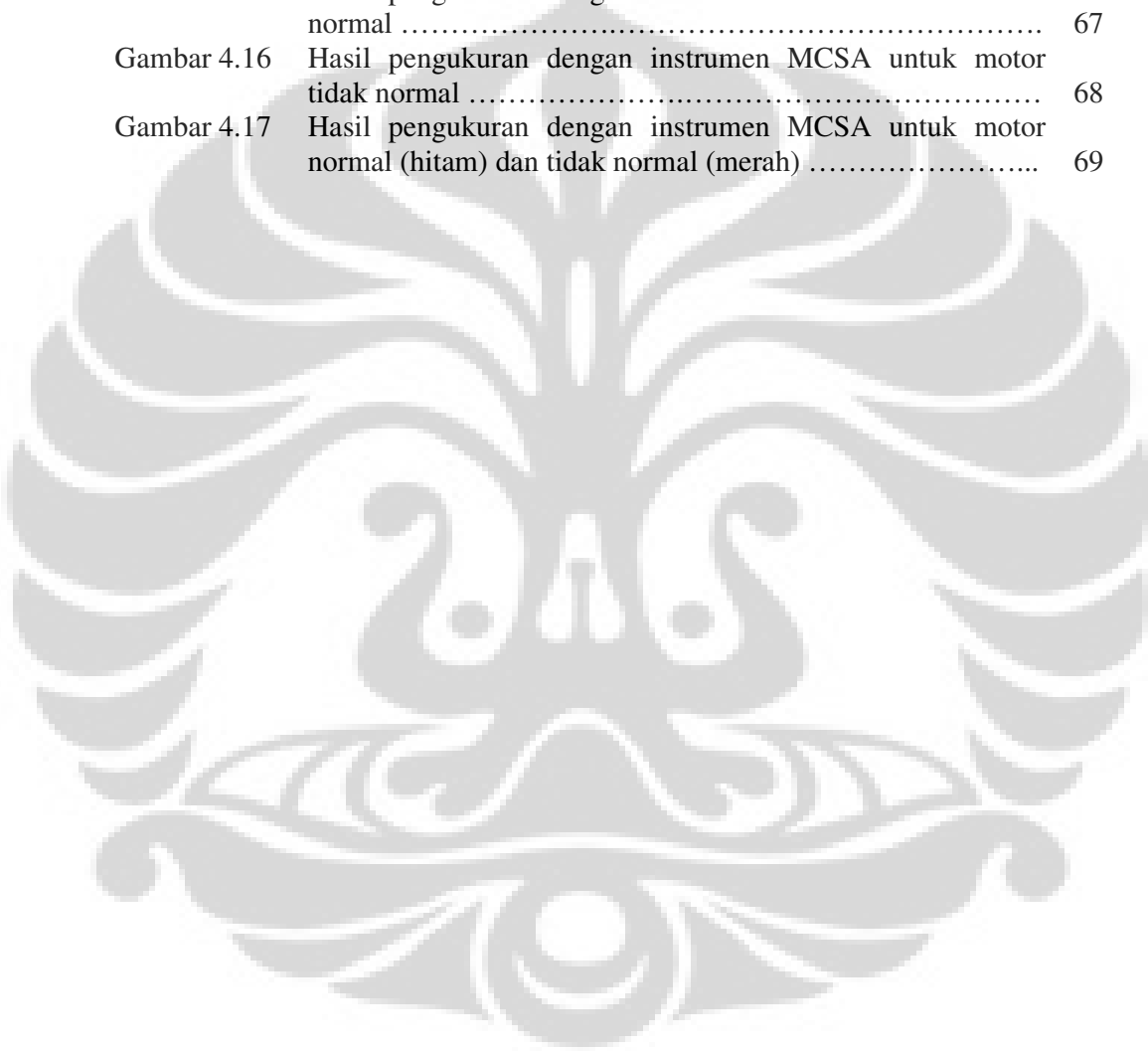
4.5.4 Pengukuran dengan <i>Motor Current Signature analysis</i>	61
5. KESIMPULAN	74
DAFTAR REFERENSI	75



DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Motor Induksi	7
Gambar 2.2	Komponen Motor Induksi	7
Gambar 2.3	Rotor Sangkar	8
Gambar 2.4	Rotor belit (wound)	9
Gambar 2.5	Skematik motor induksi 2 kutub	9
Gambar 2.6	Medan putar dari motor induksi 2 kutub	10
Gambar 2.7	Tipe eccentricity	12
Gambar 2.8	Konstruksi <i>Deep groove</i> (kiri) dan <i>Angular Contact</i> (tengah) <i>ball bearing</i> dan rumah bearing (kanan)	14
Gambar 2.9	Geometri bearing.....	15
Gambar 3.1	Bagan instrumen CSA	17
Gambar 3.2	Deteksi kerusakan dengan instrumen CSA	18
Gambar 3.3	Konduktor dalam toroida	18
Gambar 3.4	AC Clamp-on current probe	19
Gambar 3.5	Tipe output dari AC clamp-on probe	20
Gambar 3.6	Arsitektur Sallen-Key	21
Gambar 3.7	Rangkaian Simulasi pengkondisi sinyal	23
Gambar 3.8	Simulasi rangkaian pengkondisi sinyal	24
Gambar 3.9	Komponen dasar dari konverter analog ke digital	24
Gambar 3.10	Tipe transformasi Fourier dan contoh sinyal	27
Gambar 3.11	Real DFT	28
Gambar 3.12	Complex DFT	29
Gambar 3.13	Dekomposisi FFT	31
Gambar 3.14	FFT synthesis	33
Gambar 3.15	FFT synthesis flow diagram	34
Gambar 3.16	FFT Butterfly	34
Gambar 3.17	Flow diagram FFT	35
Gambar 3.18	ISO 10816 severity level	38
Gambar 3.19	Piezoelectric transducer	39
Gambar 3.20	Rangkaian ekivalen piezoelectric	40
Gambar 3.21	Posisi pengukuran vibrasi radial	41
Gambar 3.22	Posisi pengukuran vibrasi axial.....	41
Gambar 3.23	Kerusakan tingkat pertama bearing	41
Gambar 3.24	Kerusakan tingkat kedua bearing	42
Gambar 3.25	Kerusakan tingkat ketiga bearing	42
Gambar 3.26	Kerusakan tingkat keempat bearing	42
Gambar 3.27	Spektrum mesin dengan masalah <i>eccentricity</i>	43
Gambar 4.1	Diagram alir percobaan	47
Gambar 4.2	Simulasi perubahan posisi <i>eccentricity</i>	49
Gambar 4.3	Posisi Normal	49
Gambar 4.4	Posisi gangguan eccentricity	49
Gambar 4.5	Lokasi simulasi kerusakan bearing	50
Gambar 4.6	Pengukuran vibrasi <i>motor inside vertical</i> (kondisi normal) ..	51
Gambar 4.7	Pengukuran vibrasi <i>motor inside horizontal</i> (kondisi normal).....	52

Gambar 4.8	Pengukuran vibrasi <i>motor outside vertical</i> (kondisi normal)	53
Gambar 4.9	Pengukuran vibrasi <i>motor outside horizontal</i> (kondisi normal)	54
Gambar 4.10	Pengukuran vibrasi <i>motor inside vertical</i> (tidak normal)	55
Gambar 4.11	Pengukuran vibrasi <i>motor inside horizontal</i> (tidak normal) ...	56
Gambar 4.12	Pengukuran vibrasi <i>motor outside vertical</i> (tidak normal)	57
Gambar 4.13	Pengukuran vibrasi <i>motor outside horizontal</i> (tidak normal) ..	58
Gambar 4.14	Blok diagram USBPGF-S1/B	60
Gambar 4.15	Hasil pengukuran dengan instrumen MCSA untuk motor normal	67
Gambar 4.16	Hasil pengukuran dengan instrumen MCSA untuk motor tidak normal	68
Gambar 4.17	Hasil pengukuran dengan instrumen MCSA untuk motor normal (hitam) dan tidak normal (merah)	69



DAFTAR TABEL

Tabel 1.1	Prosentase kerusakan berdasarkan komponen motor	2
Tabel 2.1	Frekuensi mekanik kerusakan bearing	15
Tabel 3.1	Butterworth Filter	22
Tabel 3.2	Perhitungan Desain LPF Butterworth	22
Tabel 3.1	FFT bit reversal sorting	32
Tabel 4.1	Data bearing	48
Tabel 4.2	Frekuensi puncak gangguan eccentricity.....	62
Tabel 4.3	Frekuensi puncak gangguan bola bearing 6203.....	63
Tabel 4.4	Frekuensi puncak gangguan <i>cage</i> bearing 6203.....	64
Tabel 4.5	Frekuensi puncak gangguan <i>inner race</i> bearing 6203	65
Tabel 4.6	Frekuensi puncak gangguan <i>outer race</i> bearing 6203.....	66
Tabel 4.7	Frekuensi puncak gangguan bola bearing 6204.....	67
Tabel 4.8	Frekuensi puncak gangguan <i>cage</i> bearing 6204.....	68
Tabel 4.9	Frekuensi puncak gangguan <i>inner race</i> bearing 6204.....	69
Tabel 4.10	Frekuensi puncak gangguan <i>outer race</i> bearing 6204.....	70



BAB I PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Motor Induksi adalah peralatan elektromekanik yang digunakan dalam berbagai aplikasi industri untuk mengubah tenaga listrik menjadi energi mekanik. Motor induksi digunakan di berbagai bidang seperti pada pembangkit tenaga listrik, industri kertas, ladang minyak dan pabrik. Penggunaannya sebagian besar untuk penggerak pompa, *conveyor*, mesin *press*, elevator dan masih banyak lagi. Diantara mesin listrik yang ada, motor induksi paling banyak digunakan karena kuat, kokoh, harganya cukup murah, handal, perawatannya mudah, dan efisiensi daya cukup tinggi.

Karena proses penuaan alami dan berbagai faktor lain yang terkait dengan pola operasi motor induksi kerusakan pada motor induksi dapat terjadi. Stres elektrik dan mekanik adalah contoh dari kerusakan akibat pola operasi. Stres mekanik terjadi akibat kelebihan beban dan perubahan beban yang tiba-tiba yang dapat mengakibatkan kerusakan *bearing* dan patahnya *rotor bar*. Stress elektrik biasanya dihubungkan dengan permasalahan sumber tegangan. Sebagai contoh motor induksi yang bersumber pada *AC drive* memiliki kecenderungan mengalami stres elektrik akibat frekuensi tinggi dari komponen arus stator, *overvoltage* akibat panjang kabel antara motor dan *AC drive* akibat pantulan gelombang tegangan transien. Stres elektrik ini dapat menyebabkan hubung singkat belitan stator yang berarti kerusakan total motor induksi (da Silva, 2006).

Apabila kerusakan pada motor induksi tidak dideteksi pada tahap permulaan akan dapat mengakibatkan kerusakan yang sangat parah dengan berbagai tipe kerusakan. Kerusakan motor yang tidak terdeteksi dapat mengakibatkan *shutdown* dari proses produksi yang tentunya menyebabkan hilangnya waktu produktif akibat perbaikan mesin yang cukup lama, biaya pemeliharaan yang besar akibat banyaknya komponen yang harus diganti, dan kerugian bahan baku produksi yang seharusnya bisa diolah namun harus terbuang karena mesin berhenti beroperasi.

1.2 Kerusakan Pada Motor Induksi

Menurut survei dari *Electric Power Research Institute* (EPRI) yang mensurvei 6312 motor dan survei dari *Motor Reliability Working Group IEEE-IAS* yang mensurvei 1141 motor, hasilnya seperti tabel 1.1 (da Silva, 2006).

Kerusakan bearing berdasarkan lokasinya dapat dikategorikan sebagai kerusakan *inner-race* dan *outer-race*. Penyebab utama dari kerusakan bearing adalah tercemarnya pelumas, hilangnya minyak pelumas, beban yang berlebih dan panas yang berlebih.

Tabel 1.1 Prosentase kerusakan berdasarkan komponen motor

Failed Component	Percentage of failures (%)	
	IEEE-IAS	EPRI
Bearings Related	44	41
Windings Related	26	36
Rotor Related	8	9
Others	22	14

Kerusakan pada belitan dapat terjadi akibat panas berlebih atau *voltage stress*, vibrasi mekanik, abrasi atau gesekan antara stator dan rotor. Lemahnya isolasi belitan dapat menyebabkan hubung singkat antar belitan ataupun belitan dengan *ground*.

Ada dua tipe dari kerusakan rotor. Yang dihubungkan dengan rotor sendiri seperti retak atau patahnya rotor bar akibat panas berlebih, *hot-spot* atau *fatigue stress* saat operasi transien (*start-up*). Tipe kedua adalah yang berhubungan dengan *air-gap eccentricity*. *Air-gap eccentricity* adalah akibat permasalahan mekanik seperti beban tak seimbang atau *misalignment* poros. Beban tak seimbang yang berlangsung lama dapat mengakibatkan kerusakan bearing dan rumah bearing yang akan mempengaruhi simetrisnya *air-gap*. *Shaft misalignment* berarti *misalignment* arah horizontal, vertikal atau radial antara poros motor dan beban yang dikopel. Karena adanya *misalignment* rotor akan berubah posisi dari posisi normal akibat gaya radial yang konstan (Huang, 2005).

1.3 Deteksi Kerusakan Motor Induksi

Ada beberapa metode yang sudah digunakan untuk mendeteksi dan mendiagnosa kerusakan motor induksi. Huang (2005) mengelompokkan menjadi 5 yaitu:

a) *Noise monitoring*

Spektrum sinyal akustik noise dari air-gap eccentricity digunakan untuk menganalisa kerusakan. Namun pengukuran noise ini secara praktek di lapangan tidak akurat karena banyaknya noise dari lingkungan tempat mesin berada.

b) *Torque monitoring*

Hampir semua kerusakan motor menyebabkan harmonisa dengan frekuensi tertentu dalam torsi airgap. Pada penelitian mengenai torsi airgap ini digunakan parameter tegangan terminal, data rotor, poros dan beban mekanik dari motor untuk menghitung torsi airgap. Metode ini berhasil digunakan untuk mendeteksi retak rotor bar, stator unbalance akibat kerusakan belitan. Meski demikian metode ini menjadi tidak cukup akurat ketika reaktansi magnetik bocor dan alur magnetik dari ketiga fasa menjadi tidak simetris.

c) *Flux monitoring*

Flux airgap dari motor induksi mengandung banyak harmonisa. Pengamatan terhadap flux memberikan informasi yang akurat mengenai kondisi mesin. Adanya perubahan pada airgap, belitan, tegangan dan arus tercermin dalam spektrum harmonisa. Fluks *airgap* diukur dengan menggunakan coil yang dipasang pada inti stator. Karena struktur tertutup dari motor induksi metode ini memerlukan pemutusan tegangan sumber untuk pemasangan sensor, sehingga sangat tidak praktis dan tidak ekonomis ketika motor sudah beroperasi terlebih dahulu. Karena airgap yang kecil pemasangan lilitan memerlukan modifikasi desain sehingga tidak mudah untuk diimplementasikan.

d) *Vibration monitoring*

Metode ini berhasil digunakan untuk mendeteksi kerusakan mekanik, karena kerusakan mekanik menciptakan harmonisa yang unik dengan frekuensi berbeda dan level daya dalam sinyal vibrasi. Sinyal vibrasi diukur dengan menggunakan sensor vibrasi yang dipasang pada *frame* stator dan spektrum yang dihitung dengan *Fast Fourier Transform* (FFT). Harmonisa spesifik diamati untuk menentukan kerusakan apa yang terjadi.

Kelemahan utama dari metode ini adalah beayanya. Sensor vibrasi khususnya *accelerometer* harganya mahal.

e) *Current monitoring*

Metode ini paling ekonomis dibanding metode yang lain. Pada aplikasi yang umum arus stator dari motor sudah diukur untuk proteksi mesin terhadap arus lebih, arus ke tanah yang sangat merusak. Sehingga current monitoring dilakukan tanpa perlu peralatan tambahan. Ada tiga metode yang sudah digunakan yaitu *Park's vector*, *zero-sequence* dan *negative sequence* dan *Current Spectral Analysis*. Dari ketiga metode monitoring arus *Current Spectral Analysis* atau sering disebut *Current Signature Analysis* (CSA) adalah yang paling banyak dipakai.

Fast Fourier Transform (FFT) adalah metode yang biasanya digunakan dalam aplikasi praktis untuk *Current Signature Analysis* (CSA). Sangat banyak penelitian dilakukan dengan metode FFT .

Menacer (2004) menggunakan *current signature analysis* dengan FFT untuk menganalisa kerusakan rotor *bar*. Menacer (2004) memodelkan motor induksi secara matematis dengan menghitung induktansi dari rotor dan stator yang kemudian memodelkan motor induksi dengan model *Mesh*. Model secara matematis tersebut disimulasikan dengan program Matlab. Metode ini mampu mengenali kerusakan rotor bar dengan baik. Simulasi untuk aplikasi di dunia industri sangat tidak cocok karena terkadang data-data motor seperti nilai resistansi, induktansi dan data material motor sulit untuk diketahui dan harus melakukan pengukuran tersendiri yang tentunya tidak praktis dari segi waktu dan biaya.

Szabò, Dobai dan Birò (2003) membuat instrumentasi maya untuk mendeteksi kerusakan rotor. Instrumentasi maya yang digunakan adalah software Labview dengan analisa sinyal arus dengan FFT. Penelitian mengenai deteksi kerusakan motor induksi dengan instrumentasi maya juga dilakukan oleh Pillay dan Xu (1996). Önel , Dalci dan Senol (2005) menggunakan CSA dengan FFT untuk mendeteksi kerusakan pada bearing motor.

Berbagai instrumen khusus untuk *Current Signature Analysis* sudah dikembangkan dan digunakan dalam praktek di industri. Thomson dan Fenger

(2001) melakukan studi kasus terhadap berbagai motor yang digunakan dalam industri menggunakan alat ukur CSMeter yaitu instrumen khusus dari *Iris Power Engineering* untuk analisa arus (CSA) dengan FFT dan mampu mendeteksi kerusakan rotor bar, airgap eccentricity, pengaruh dari gearbox. Penrose (2003) juga menggunakan CSA dengan FFT untuk mendeteksi berbagai kerusakan pada motor induksi dengan alat ukur berbeda yaitu *ALL-TEST PRO 2000* dan EMCAT yaitu software untuk motor manajemen.

Berbagai metode analisa sinyal selain FFT juga banyak digunakan untuk *current signature analysis* untuk studi kasus tertentu. Ayhan (2005) mendeteksi patahnya rotor bar dengan menggunakan CSA dengan *Notch filter*, *Discrete time fourrier transform* (DTFT) dan *Auto Regressive based spectrum*. Supangat (2004) menggunakan CSA dengan *Continous Wavelet Transform* (CWT) untuk menganalisa arus mula dari motor induksi untuk mendeteksi kerusakan pada rotor bar. Penggunaan kecerdasan buatan sebagai sistem *expert* juga banyak dilakukan. Benbouzid (2005) menggunakan *Fuzzy Logic* untuk memonitor kondisi stator. Lehtonen dan Koivo (2006) menggunakan *dynamical neural network* dengan memodelkan motor induksi dengan *Finite Element Method* (FEM). Önel , Dalci dan Senol (2005) menggunakan *Radial Basis Function Neural Network* untuk mendeteksi kerusakan bearing dimana metode CSA yang dipakai adalah *Park's transform*. Metode kecerdasan buatan ini secara praktik di industri belum banyak dipakai karena banyaknya parameter yang dipakai dan dengan hardware yang berkembang sekarang belum cukup cepat dan praktis .

1.4 Batasan Masalah

Pada penelitian ini akan dibahas tentang pendeteksian kerusakan mekanik pada motor induksi yaitu:

- a. Kerusakan *Ball-Bearing*
- b. *Airgap Eccentricity*

Metode analisa yang digunakan adalah dengan *Fast Fourier Transform* (FFT) yang dihitung dengan software Labview.

1.5 Tujuan Penelitian

Adapun yang menjadi tujuan dari penelitian ini adalah untuk mendesain suatu instrumentasi maya yang dapat digunakan secara praktis dalam industri. Instrumen ini harus meminimalkan pengetahuan seorang tenaga ahli sehingga pengguna yang pengetahuannya terbatas tentang *Current Signature Analysis* (CSA) dapat mengetahui kondisi apa yang terjadi pada motor induksi. Apakah kondisi dari mesin normal atau sudah mengalami kerusakan haruslah dapat dibaca dengan mudah.



BAB II

MOTOR INDUKSI TIGA FASA

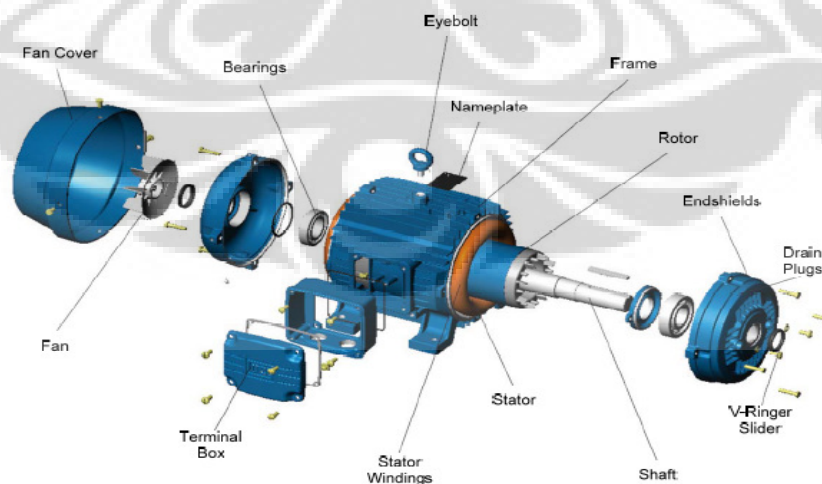
Motor induksi tiga fasa adalah motor yang paling banyak digunakan dalam industri. Motor ini sederhana, kuat, murah dan pemeliharaannya mudah. Motor ini bekerja pada kecepatan konstan dari nol sampai beban penuh. Kecepatannya sangat tergantung pada frekuensi sehingga motor ini mudah untuk dikemudikan secara elektris.

2.1 Komponen Utama

Motor Induksi tiga fasa (Gambar 2.1) terdiri atas dua komponen utama yaitu bagian yang diam yang disebut stator dan bagian yang berputar yang disebut rotor. Antara rotor dan stator dipisahkan oleh celah udara (*air gap*) yang kecil yang jaraknya antara 0.4 mm sampai dengan 4 mm, tergantung daya *output* motor.



Gambar 2.1 Motor Induksi

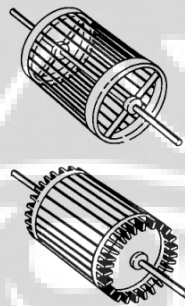


Gambar 2.2 Komponen Motor Induksi

Stator terdiri atas rangka/ bingkai baja yang berlubang, inti besi silinder yang dibuat berlaminasi dan sejumlah slot yang dibuat untuk menampung belitan stator. Secara mekanis rangka menyangga rotor stator dan bearing. Belitan stator terdiri atas belitan belitan yang terbagi tiga secara seimbang yang terdistribusi dalam slot stator dan dihubungkan dengan sumber tegangan. Energi untuk rotor dihantarkan secara induksi oleh rotasi sinkron dari medan magnetik stator. Oleh sebab itu disebut motor induksi.

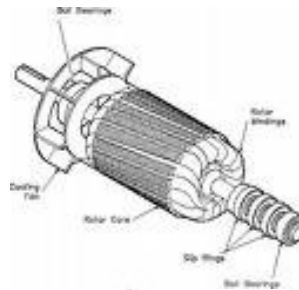
Rotor juga dibuat berlaminasi dan mempunyai sejumlah slot untuk menampung belitan rotor. Berdasarkan jenis belitan rotor, ada dua jenis motor induksi tiga fasa yaitu rotor sangkar bajing (*squirrel-cage*) atau sering disebut rotor sangkar (Gambar 2.3), dan motor rotor belit (*wound-rotor*).

Rotor sangkar terdiri dari batang konduktor yang dimasukkan pada slot-slot rotor dan ujungnya dihubungkan oleh cincin sehingga berupa rangkaian tertutup. Konstruksi antara batang konduktor dan cincin membentuk sebuah sangkar sehingga disebut rotor sangkar. Batang konduktor diselubungi dengan inti besi yang berlaminasi yang mengkonsentrasikan fluks magnetik dari stator ke rotor. Laminasi ini juga menyangga poros rotor. Sedang *bearing* (bantalan) pada kedua sisi poros rotor berfungsi agar rotor dapat berputar bebas di dalam stator.



Gambar 2.3 Rotor Sangkar

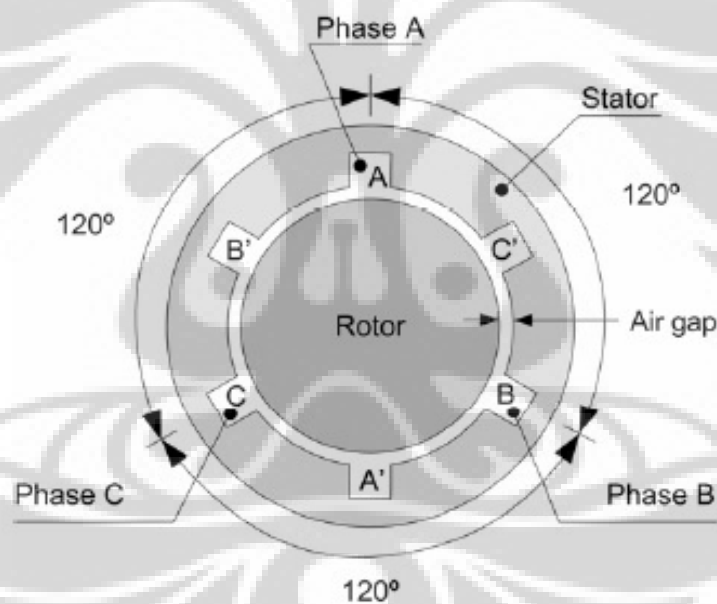
Rotor belit (Gambar 2.4) mempunyai belitan tiga fasa seperti pada stator. Belitan di masukkan dalam slot rotor dan dihubungkan bintang. Terminal dihubungkan pada *slip-ring* yang ikut berputar bersama rotor. *Slip-ring* ini dihubungkan dengan sikat dan dihubungkan keluar sehingga bisa diseri dengan tahanan luar untuk *start-up*, ataupun operasi normal. Sikat ini juga dihubungkan singkat.



Gambar 2.4 Rotor belit (wound)

2.2 Prinsip Kerja

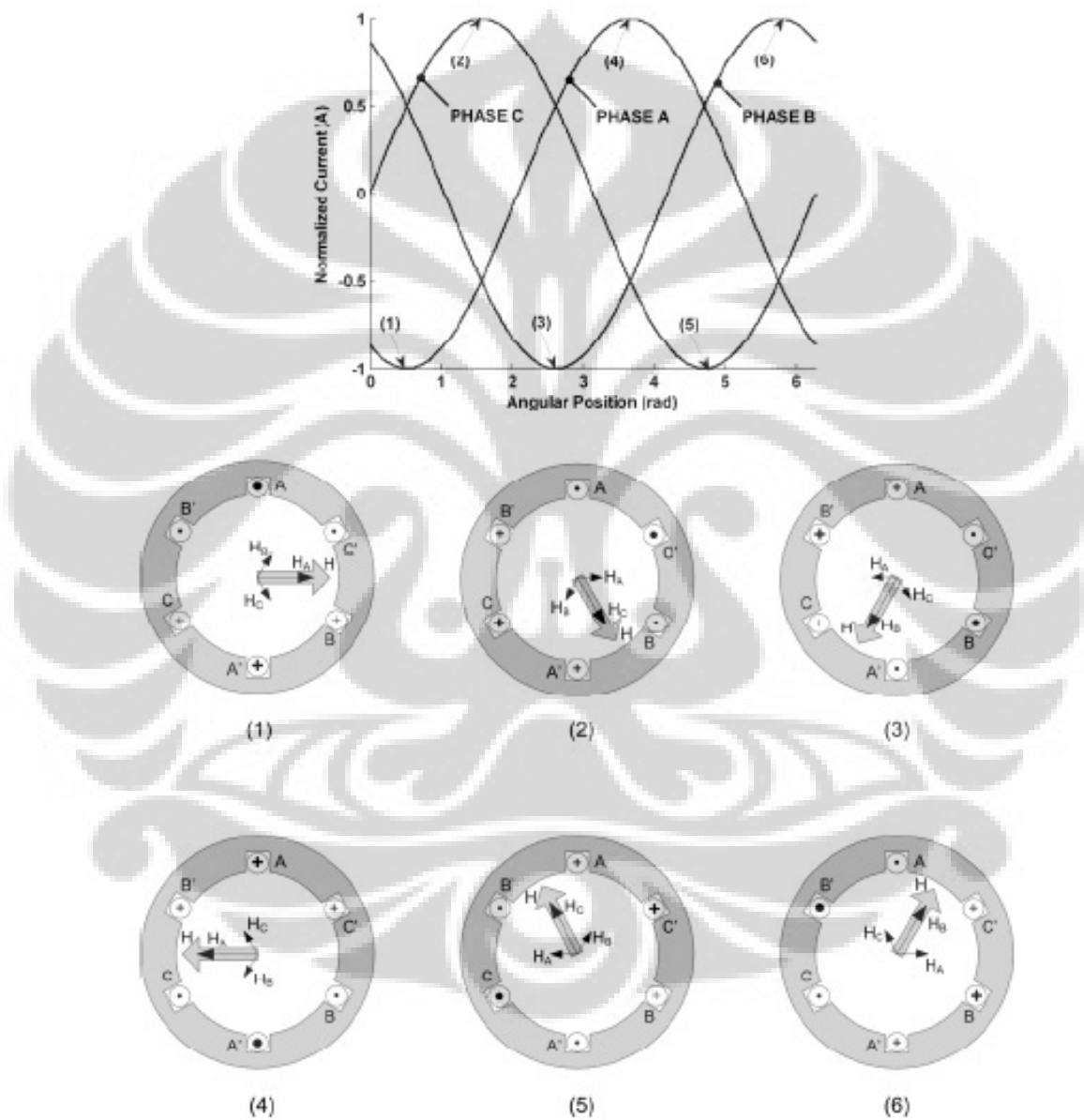
Prinsip kerja dari motor induksi berdasar pada prinsip medan putar. Stator terdiri atas tiga belitan yang secara elektris berbeda sudut fasa sebesar 120° seperti Gambar 2.5. ketiga belitan ini dihubungkan pada sumber tegangan 3 fasa.



Gambar 2.5 Skematik motor induksi 2 kutub

Ketika arus I melalui belitan, arus ini menginduksikan medan magnet dengan dua kutub (utara dan selatan). Medan magnet yang terbentuk H sebanding dengan arus I . Medan magnet H memiliki karakteristik distribusi sinusoidal spatial dan polaritasnya terbalik setiap setengah periode dari 180° elektris. Sehingga ketiga medan magnet H_A , H_B , H_C terbentuk ketika arus stator I_A , I_B , I_C melewati belitan stator. Pergeseran fasa 120° elektris dari arus stator menghasilkan 120° elektris

pada ketiga medan magnet H_A , H_B , H_C . Medan magnet ini melalui rotor dan laminasi stator. Medan magnet resultan pada tiap waktu adalah sama dengan penjumlahan medan magnet H_A , H_B , H_C pada waktu tertentu. Medan putar resultan seperti pada Gambar 2.6 (da Silva, 2006).



Gambar 2.6 Medan putar dari motor induksi 2 kutub

Pada waktu 1 arus 3 fasa stator menghasilkan medan magnet maksimum H_A karena nilai puncak dari arus A, dan medan magnet H_B dan H_C dengan amplitudo

sama dengan setengah dari nilai maksimum. Resultan medan magnet dari waktu ini mempunyai arah H_A . Demikian juga untuk waktu 2, 3, 4, 5, 6 menghasilkan medan putar sinkron dengan amplitudo yang konstan. Medan putar ini diinduksikan ke rotor menghasilkan arus pada rotor bar, ketika fluks magnetik dari stator memotong rotor bar. Arus rotor ini menghasilkan medan magnet dengan polaritas yang berlawanan dengan medan stator. Karena kutub berlawanan akan tarik menarik, rotor mengikuti medan putar stator menghasilkan putaran yang lebih rendah dari medan putar stator. Perbedaan dari putaran medan putar stator dan rotor disebut *slip*. Untuk menghasilkan torsi yang diinginkan hanya slip yang kecil dibutuhkan untuk menghasilkan arus rotor yang diperlukan karena tahanan yang kecil dari rotor bar. Sehingga rotor menghasilkan torsi yang sebanding dengan arus stator dan rotor.

2.2.1 Tegangan dan arus

Motor Induksi disuplai oleh sistem 3 fasa dimana Tegangan ketiga fasa tersebut berbeda sebesar 120^0 atau $2\pi/3$ radian.

$$V_a = V_m \cos(\omega t), \quad (2.1)$$

$$V_b = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.2)$$

$$V_c = V_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.3)$$

dimana V_a adalah arus fasa A dan V_b adalah fasa B dan V_c adalah fasa C, V_m adalah nilai puncak dari frekuensi fundamental dari masing fasa, ω adalah frekuensi elektrik fundamental (rad/s).

Karena perbedaan fasa simetris maka penjumlahan ketiga fasa adalah nol,

$$I_a + I_b + I_c = 0$$

Arus juga berbeda fasa 120^0 :

$$I_a = I_m \cos(\omega t - \phi), \quad (2.4)$$

$$I_b = I_m \cos\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.5)$$

$$I_c = I_m \cos\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.6)$$

dimana I_a adalah arus fasa A dan I_b adalah fasa B dan I_c adalah fasa C, I_m adalah nilai puncak dari frekuensi fundamental dari masing arus fasa, ω adalah frekuensi elektrik fundamental (rad/s), ϕ adalah faktor daya *lagging*, dan t adalah waktu (s). Karena pergeseran fasa yang simetris sebesar 120° penjumlahan ketiga fasa adalah nol.

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.7)$$

2.3 Kecepatan Sinkron, Asinkron dan Slip

Kecepatan dari medan putar disebut kecepatan sinkron. Untuk motor induksi dengan p kutub, kecepatan sinkron dalam rpm adalah:

$$n_{syn} = \frac{120f}{p} \quad (2.1)$$

dimana f adalah frekuensi stator dalam Hertz, n_{syn} adalah kecepatan sinkron. Karena rotor berputar pada kecepatan asinkron yang biasanya lebih lambat dari kecepatan sinkron. Perbedaan kecepatan disebut dengan kecepatan slip dimana,

$$n_s = n_{syn} - n_{asyn} \quad (2.2)$$

n_{syn} adalah kecepatan rotor dalam rpm dan n_s adalah kecepatan slip. Kecepatan slip dapat ditulis sebagai s yaitu slip per unit:

$$s = \frac{n_{syn} - n_{asyn}}{n_{syn}} \quad (2.3)$$

Kecepatan sinkron tergantung pada frekuensi dari tegangan sumber dan jumlah kutub. Kecepatan asinkron atau kecepatan rotor tidak hanya tergantung pada frekuensi dan jumlah kutub tetapi juga terpengaruh pada torsi beban motor. Semakin tinggi torsi beban maka slip menjadi lebih tinggi dan kecepatan rotor menjadi lebih lambat (da Silva, 2006).

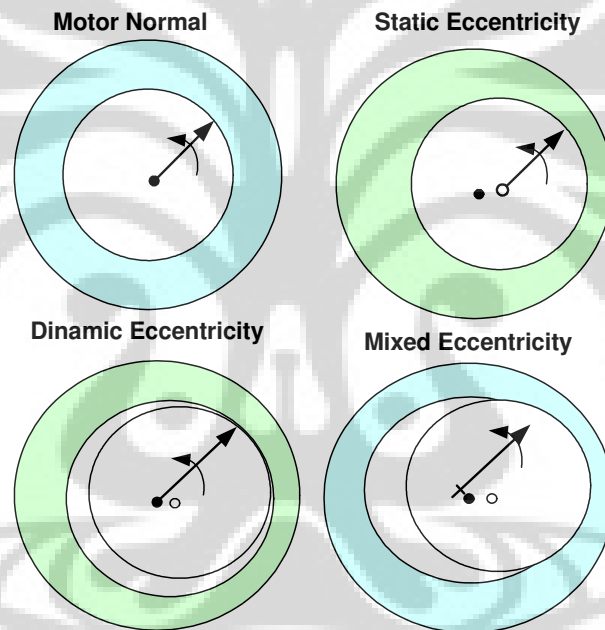
2.4 Kerusakan Pada Motor Induksi

2.4.1. Eccentricity

Eccentricity didefinisikan sebagai kondisi air-gap yang asimetri yang terjadi antara stator dan rotor. Beberapa pabrikan motor menentukan level yang

dijinkan adalah 5 %, dan dalam kasus lain maksimum 10 % dari panjang air-gap. Meskipun demikian pabrikan biasanya menjaga level eccentricity serendah-rendahnya untuk mengurangi vibrasi dan noise dan meminimalisasi *unbalance magnetic pull* (UMP). Karena pada motor induksi air-gap sangat kecil maka motor induksi sangat sensitif terhadap perubahan pada panjang air-gap (Jover, 2007).

Ada dua tipe air-gap eccentricity yaitu *static* dan *dynamic eccentricity*. Pada *static eccentricity* posisi dari panjang radial minimum dari air-gap tetap pada jarak tertentu. Pada *dynamic eccentricity*, pusat dari rotor tidak pada titik pusat rotasi dan posisi minimum air-gap ikut berputar bersama rotor.



Gambar 2.7 Tipe eccentricity

Meskipun demikian *static* dan *dynamic eccentricity* adalah klasifikasi dasar, variasi dan modifikasi seperti *unilateral eccentricity*, *misalignment angular* dan *radial* mungkin dapat terjadi.

Static eccentricity dapat disebabkan oleh keovalan dari inti stator atau posisi yang tidak benar dari rotor dan stator saat *commissioning*. Dengan asumsi bahwa rotor sangat padat sehingga level *static eccentricity* tidak berubah. *Dynamic eccentricity* dapat diakibatkan beberapa faktor. Misalnya toleransi pabrik, *wear bearing*, *misalignment*, resonansi mekanik pada kecepatan kritis dan komponen yang tidak baik saat produksi. Rotor *whirl* di dekat kecepatan kritis

adalah sumber lain *dynamic eccentricity* dan penting dipikirkan pada mesin yang lebih besar, dan poros yang fleksibel.

Frekuensi harmonisa akibat eccentricity dapat dihitung menurut persamaan:

$$f_{ecc} = f \left[(kQ_2 \pm n_d) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm n_w \right] \quad (2.7)$$

f_s adalah frekuensi supply dan Q_2 adalah jumlah slot rotor, $n_d=0$ dalam kasus static eccentricity dan $n_d=1,2,3\dots$ pada dynamic eccentricity (n_d adalah orde eccentricity), s adalah slip, p adalah jumlah pasang kutub, k adalah angka integer, dan n_w adalah orde dari waktu harmonisa stator yang terjadi pada motor dengan pengaturan tegangan supply ($n_w=\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 5, \dots$). Saat harmonisa tersebut adalah kelipatan 3 tidak dapat dilihat pada arus dari mesin 3 fasa seimbang. Meskipun demikian hanya kombinasi jumlah pasang kutub dan jumlah slot rotor yang akan memberi kenaikan pada komponen static atau dynamic eccentricity. Hubungannya untuk mesin 3 fasa adalah:

$$Q_2 = 2p[3(m+q) \pm r] \pm k \quad (2.8)$$

dimana $m \pm q = 1, 2, 3$ dan $r=0, k=1$. Efek dari kombinasi antara static dan dynamic eccentricity menyebabkan karakteristik arus *sideband* dalam spektrum arus menjadi:

$$f_{ecc,i} = f \left(1 \pm k \frac{1-s}{p} \right) \quad (2.9)$$

dimana k adalah orde dalam integer. Interaksi antara harmonisa-harmonisa dengan tegangan supply yang sinusoidal mengakibatkan harmonisa eccentricity spesifik pada spektrum daya dan spektrum torsi pada:

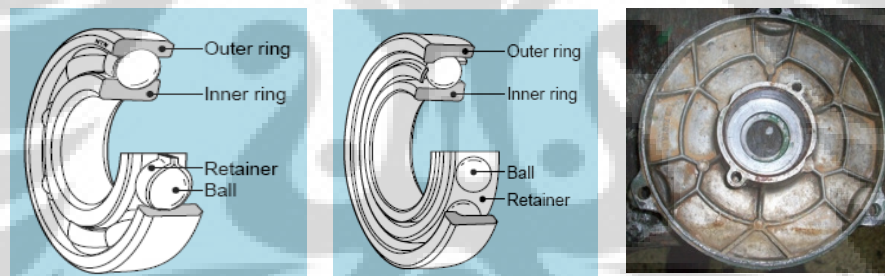
$$f_{ecc,p} = f k \frac{1-s}{p} \quad (2.10)$$

frekuensi yang rendah ini juga akan menaikkan komponen frekuensi tinggi. Meski demikian komponen tersebut hanya kuat pada mesin yang jumlah pasang kutub dan jumlah slot rotor sesuai persamaan 2.8, dimana $k=1$, sedang untuk mesin dengan $k=2$ komponen frekuensi ini agak lemah. Perubahan torsi beban dapat menghasilkan harmonisa arus yang mirip dengan perhitungan diatas, sehingga diasumsikan beban adalah konstan. Ditemukan bahwa magnitudo dari

komponen frekuensi karena perubahan beban selalu lebih besar dari harmonisa eccentricity.

2.4.2 Kerusakan *Bearing*

Hubungan yang erat antara sistem pengembangan motor dan pemasangan bearing membuat sangat sulit untuk membayangkan kemajuan dari mesin listrik modern tanpa memikirkan aplikasi yang luas dari *bearing*. *Bearing* motor harganya sekitar 3 dan 10% dari harga motor, tetapi biaya yang tidak terlihat akibat downtime-cost dan kehilangan waktu produksi mengakibatkan kerusakan bearing harus dibayar mahal. Kerusakan *bearing* mungkin menampilkan diri mereka sebagai kerusakan rotor asimetri yang biasanya terkait dengan kategori *eccentricity*. Namun untuk kerusakan pada *ball bearing* dapat dikategorikan sebagai kerusakan *outer-ring*, *inner-ring*, kerusakan bola dan kerusakan pada *train/retainer*. Gambar 2.8 menjelaskan masing masing bagian dari bearing.



Gambar 2.8 Konstruksi *Deep groove* (kiri) dan *Angular Contact* (tengah) *ball bearing* dan rumah bearing (kanan)

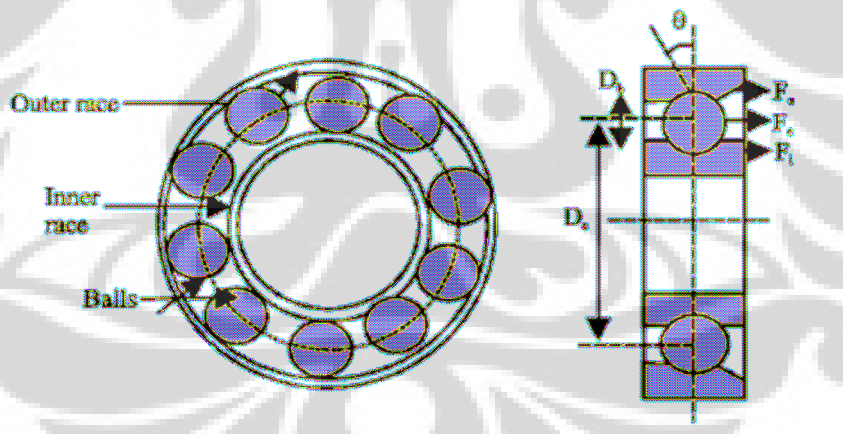
Secara umum teknik monitoring kondisi dari *bearing* tergantung pada arus motor dan vibrasi. Hubungan antara keduanya telah dibuktikan secara eksperimen. Kombinasi analisis didukung oleh fakta bahwa vibrasi mekanik diasosiasikan dengan variasi dari *air-gap* mesin secara fisik. Ketika *ball bearing* menyangga rotor, kerusakan apapun pada bearing akan menghasilkan gerakan radial antara rotor dan stator. Variasi ini mengakibatkan *air-gap flux density* dimodulasikan dan arus stator terbentuk pada frekuensi yang berhubungan dengan supply listrik dan frekuensi vibrasi. Kerusakan mekanik pada bearing memberikan komponen harmonik dalam spektrum arus pada frekuensi:

$$f_{brg} = f \pm m f_b \tag{2.11}$$

dimana f adalah frekuensi supply, $m=1,2,3\dots$ dan f_b adalah frekuensi mekanik yang bergantung pada tipe kerusakan dan karakteristik bearing seperti pada Tabel 2.1 (Senol, Dalci, Önel, 2005).

Tabel 2.1 Frekuensi mekanik kerusakan bearing

Kerusakan rumah <i>bearing</i>	$f_c = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_B \cos \theta}{D_P} \right)$
Kerusakan lintasan luar	$f_o = \frac{N_B}{2} f_r \left(1 - \frac{D_B \cos \theta}{D_P} \right)$
Kerusakan lintasan dalam	$f_i = \frac{N_B}{2} f_r \left(1 + \frac{D_B \cos \theta}{D_P} \right)$
Kerusakan bola bearing	$f_{ball} = \frac{D_P}{2D_B} f_r \left(1 - \frac{D_B^2 \cos^2 \theta}{D_P^2} \right)$



Gambar 2.9 Geometri bearing

Dimana N_B adalah jumlah bola *bearing*, D_B adalah diameter bola, D_P adalah diameter pitch bola, θ adalah sudut kontak bola, f_r adalah putaran relatif per detik antara lintasan luar dan lintasan dalam. Untuk menghitungnya diperlukan data-data manufaktur lengkap dari *bearing* yang dipakai motor. Dalam kasus jumlah bearing antara 6 sampai 12 elemen putar frekuensi fundamental dari lintasan dalam dan lintasan luar f_i dan f_o dapat didekati dengan persamaan berikut:

$$f_i = 0.6N_B f_{rm} \quad (2.12)$$

$$f_o = 0.4N_B f_{rm} \quad (2.13)$$

dimana f_{rm} adalah kecepatan rotor dalam Hertz. Persamaan 2.12 dan 2.13 memungkinkan untuk melakukan perhitungan tanpa data-data lengkap dari *bearing*.

2.5 Gerakan Radial Motor Induksi

Kerusakan mekanik pada motor menghasilkan variasi panjang *airgap* dan variasi ini menyebabkan perubahan medan magnet, dan akhirnya mempengaruhi arus pada stator. Langkah pertama analisis secara teori adalah menentukan pengaruh panjang *airgap* g sebagai fungsi waktu dan posisi angular θ dengan referensi *frame* stator (Rodriguez, Alves, 2006).

2.5.1 Variasi panjang *airgap*

2.5.1.1 Kerusakan *Outer raceway*

Ketika tidak ada kontak antara bola dan daerah yang rusak, rotor adalah sangat *center*. Dalam hal ini panjang *airgap* g memiliki nilai yang konstan g_0 , dengan mengabaikan efek *slotting* rotor dan stator. Sebaliknya bila ada kontak antara bola dan daerah yang rusak setiap:

$$t = \frac{k}{f_0}, \text{ dengan nilai } k \text{ integer} \quad (2.14)$$

Kontak antara bola dengan daerah yang rusak menghasilkan gerakan kecil rotor terhadap *frame* stator.

Dalam hal ini panjang *airgap* didekati dengan $g_0(1 - e_0 \cos \theta)$, dimana e_0 adalah tingkat relatif *eccentricity*. Pemikiran ini menghasilkan persamaan untuk panjang *airgap*:

$$g_0(\theta, t) = g_0 \left[1 - e_0 \cos \theta \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta \left(t - \frac{k}{f_0} \right) \right] \quad (2.15)$$

2.5.1.2 Kerusakan *Inner Raceway*

Dalam kasus ini situasinya berbeda dengan kerusakan *outer raceway*. Kerusakan terjadi pada

$$t = k/f_i \quad (2.16)$$

Karena kerusakan terjadi pada *inner race* posisi angular untuk minimum *airgap* bergerak terhadap *frame* stator mengikuti putaran rotor pada frekuensi w_r . Antara kedua kontak tersebut, kerusakan pindah dengan sudut:

$$\therefore \theta_i = \omega_r \therefore t = \frac{\omega_r}{f_i} \quad (2.17)$$

sehingga:

$$g(\theta, t) = g_0 \left[1 - e_i \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \cos(\theta + k \therefore \theta_i) \delta \left(t - \frac{k}{f_i} \right) \right] \quad (2.18)$$

dimana e_i adalah tingkat relatif *eccentricity* karena kerusakan *inner race*. Sehingga panjang *airgap* menjadi:

$$g(\theta, t) = g_0 \left[1 - e_i \cos(\theta + \omega_r t) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta \left(t - \frac{k}{f_i} \right) \right] \quad (2.19)$$

2.5.1.3 Kerusakan Bola *Bearing*

Dalam kondisi ini lokasi kerusakan bergerak seperti pada kerusakan *inner raceway*.

$$\omega_{cage} = \frac{1}{2} \omega_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (2.20)$$

Dengan analogi persamaan 2.19, maka persamaan panjang *airgap* ketika kerusakan bola terjadi:

$$g_b(\theta, t) = g_0 \left[1 - e_b \cos(\theta + \omega_{cage} t) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta \left(t - \frac{k}{f_b} \right) \right] \quad (2.21)$$

Dimana e_b adalah derajat relatif *eccentricity* akibat kerusakan bola. Persamaan 2.15, 2.19, 2.21 persamaan *airgap* kerusakan bearing menjadi:

$$g(\theta, t) = g_0 \left[1 - e \cos(\theta + \psi(t)) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta \left(t - \frac{k}{f_c} \right) \right] \quad (2.22)$$

dimana f_c adalah karakteristik frekuensi pada tabel 2.1. dan $w(t)$ didefinisikan sebagai berikut:

$$\psi(t) \begin{cases} 0, \text{outrance} \\ \omega_r, \text{innerrace} \\ \omega_{\text{cage}}, \text{cage} \end{cases} \quad (2.23)$$

2.5.2 Airgap Permeance

Airgap permeance Λ adalah proporsional dengan *inverse* panjang *airgap* g seperti persamaan berikut:

$$\Lambda = \frac{\mu}{g} \quad (2.24)$$

dimana μ adalah permeabilitas magnetik dari airgap, dalam hal kerusakan bearing menjadi:

$$\Lambda(\theta, t) = \frac{\mu_0 / g_0}{\left[1 - e \cos(\theta + \psi(t)) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(t - \frac{k}{f_c}\right) \right]} \quad (2.25)$$

Untuk menyederhanakan persamaan, fungsi Dirac ditulis sebagai fungsi Fourier Series:

$$\sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(t - \frac{k}{f_c}\right) = f_c \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} e^{-jkf_c t} = f_c + 2f_c \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.26)$$

Sehingga persamaan airgap permeance dapat ditulis menjadi:

$$\Lambda(\theta, t) = \frac{\mu_0}{g_0} \left[1 + ef_c \cos[\theta + \psi(t)] + ef_c \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \cos[\theta + \psi(t) \pm k\omega_c t] \right] \quad (2.27)$$

2.5.3 Kerapatan Fluks Airgap

Kerapatan fluks di airgap adalah perkalian antara MMF dengan gelombang permeance. MMF F_r didapat dengan kombinasi dasar rotor dan stator diasumsikan sebagai:

$$F_r(\theta, t) = F \cos(p\theta - \omega_s t + \varphi) \quad (2.28)$$

perkalian antara persamaan 2.27 dengan 2.28 menghasilkan persamaan distribusi kerapatan fluks $B_r(\theta, t)$:

$$B(\theta, t) = B_0 \cos(p\theta - \omega_s t + \varphi) + B_1 \sum_{k=0}^{\infty} \cos[(p+1)\theta \pm k\omega_s t + \varphi] \quad (2.29)$$

Pengaruh dari rotor displacement disebabkan oleh kerusakan bearing pada kerapatan fluks. Sebagai penambah dalam gelombang sinusoid yang fundamental (B_0), sehingga gelombang sinus yang tertumpuk terlihat di airgap. Gelombang tambahan ini memiliki $p \pm 1$ pasang kutub dan frekuensinya adalah:

$$f_{fc} = \frac{1}{2\pi} \left(\pm \frac{d\psi(t)}{dt} \pm k\omega_c - \omega_s \right) \quad (2.30)$$

2.5.4 Arus Stator

Penambahan komponen kerapatan fluks sesuai persamaan 2.29 ekuivalen dengan penambahan fluks magnetik $\phi(\theta, t)$. Dengan memperhatikan realisasi dari belitan geometri mesin tambahan fluks pada masing-masing fasa dapat didapatkan. Dengan imposisi tegangan stator perubahan fluks terhadap waktu menyebabkan penambahan arus stator sesuai persamaan tegangan:

$$V_m(t) = R_s I_m(t) + \frac{d\phi_m}{dt} \quad (2.31)$$

Frekuensi dari fluks pada masing-masing fasa adalah sama dengan frekuensi yang terdapat pada airgap sesuai persamaan 2.30. Arus stator pada masing-masing fasa diberikan oleh turunan dari fluks sehingga persamaan $I_m(t)$ adalah:

$$I_m(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos[\pm \psi(t) \pm k\omega_s t + \varphi_m] \quad (2.32)$$

sehingga gerakan rotor akibat kerusakan bearing menghasilkan tambahan frekuensi pada arus stator. Sehingga frekuensi kerusakan dari persamaan 2.23 dan 2.32 untuk outer race adalah:

$$f_{fpe} = f_s \pm kf_e \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.33)$$

untuk inner race adalah:

$$f_{fpi} = f_s \pm f_r \pm kf_i \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.34)$$

untuk kerusakan bola adalah:

$$f_{fball} = f_s \pm f_{jaulas} \pm kf_b \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.35)$$

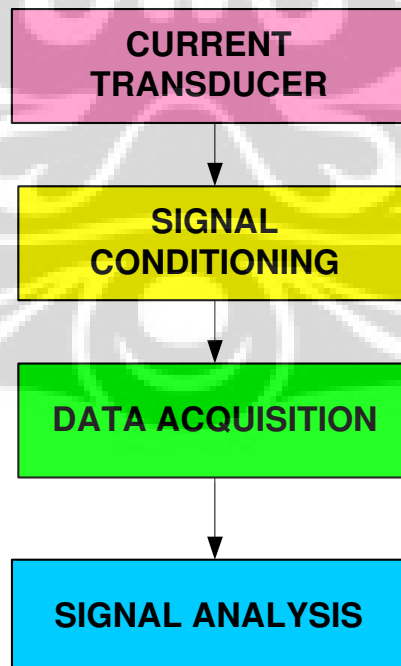
BAB III

CURRENT SIGNATURE ANALYSIS

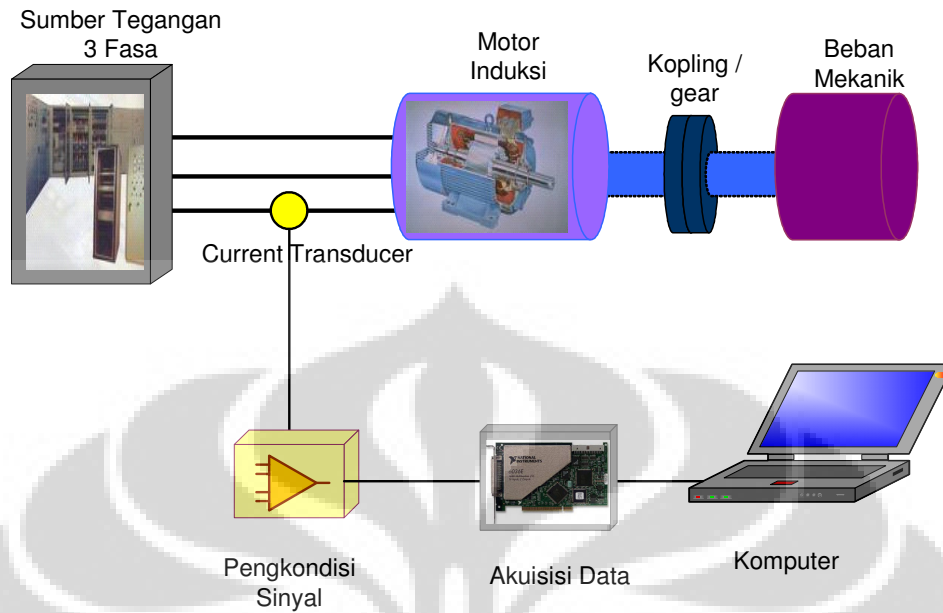
CSA didasarkan pada pengenalan bahwa sebuah mesin listrik dapat bertindak sebagai sebuah *transducer* yang efisien dan sifatnya permanen yang mendeteksi beban mekanik motor yang berubah terhadap waktu dan mengubahnya ke dalam sinyal arus listrik yang mengalir sepanjang kabel *power supply* motor. Sinyal ini meskipun kecil dibandingkan arus rata-rata motor dapat di extract secara *non-intrusive* dan diproses untuk memperlihatkan indikator dari kondisi (signature) dari motor (Menacer, Said, 2004).

Sinyal arus dapat dianalisa dalam domain waktu ataupun domain frekuensi. Dalam domain waktu dimungkinkan untuk menganalisa sistem saat transien seperti saat mesin distart atau saat distop. CSA memerlukan informasi amplitudo dari arus motor. Arus berhubungan erat dengan beban. Untuk mendapatkan kecepatan rotor dipilih analisa pada domain frekuensi.

Secara umum bagan dari instrumen *Current Signature Analysis* dapat dijelaskan seperti pada Gambar 3.1 dan 3.2



Gambar 3.1 Bagan instrumen CSA

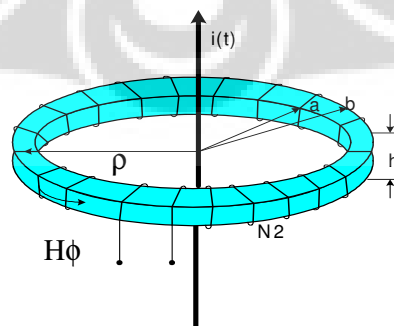


Gambar 3.2 Deteksi kerusakan dengan instrumen CSA

3.1 Current Transducer

Sensor yang digunakan dalam CSA adalah *clamp-on current probe* (tang amper). Karena penggunaannya sangat praktis yaitu dengan mengalungkan tang pada kabel. Jadi tidak perlu mematikan sumber dulu untuk mengukur arus. Ada dua jenis sensor yang dipakai yaitu dengan belitan (transformator arus) untuk pengukuran arus bolak-balik, dan dengan sensor Hall untuk pengukuran arus AC/DC.

AC clamp adalah salah satu model dari transformator arus. Prinsip kerja mirip toroida (gambar 3.3) yang terdiri dari belitan pada satu inti besi.



Gambar 3.3 Konduktor dalam toroida

Berdasarkan hukum Ampere intensitas medan magnet pada radius ρ adalah:

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_0^{2\pi} H_\phi \rho d\phi = 2\pi\rho H_\phi \quad (3.1)$$

karena arus pada konduktor adalah I_1 maka:

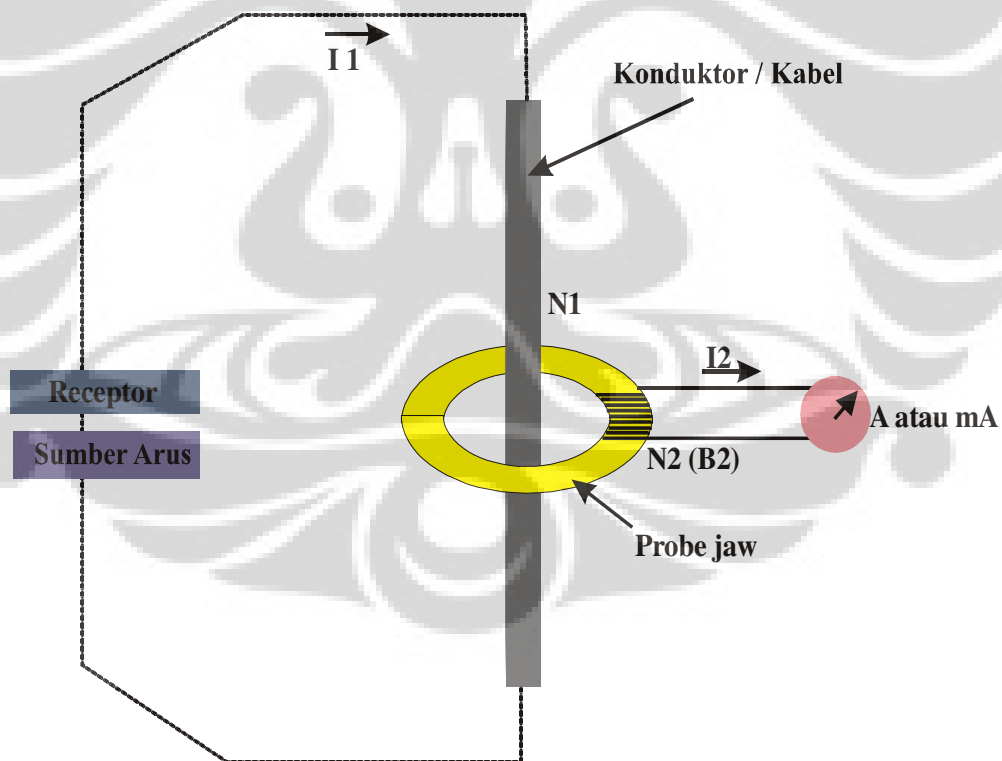
$$\vec{H}_{12} = \frac{I_1}{2\pi\rho} \vec{a}_\phi \quad (3.2)$$

Untuk rangkaian tertutup pada cincin maka intensitas medan magnet pada cincin adalah:

$$\vec{H}_{21} = \frac{N_2 I_2}{2\pi\rho} \vec{a}_\phi \text{ untuk } a \leq \rho \leq b \quad (3.3)$$

Intensitas medan magnet H_{12} dan H_{21} adalah sama dengan intensitas medan magnet pada cincin maka didapat hubungan :

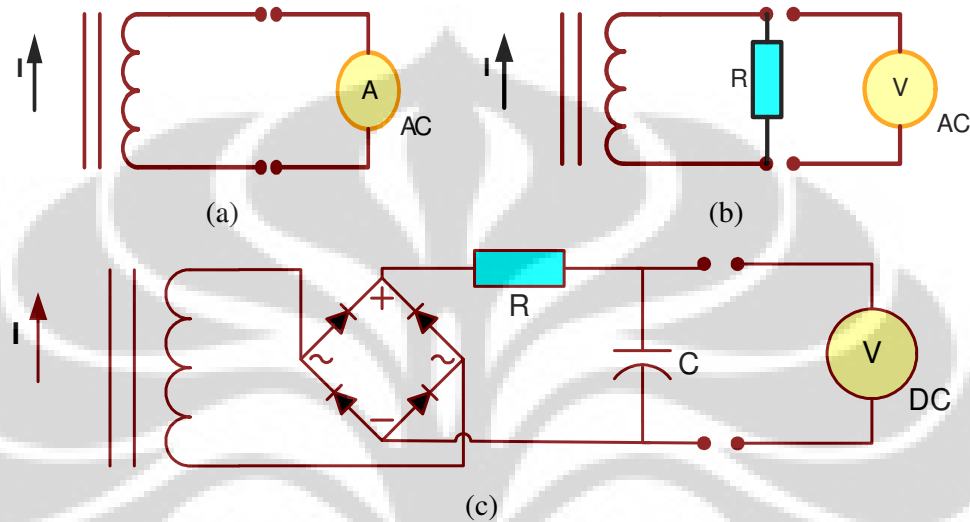
$$i_2 = \frac{i_1}{N_2} \quad (3.4)$$



Gambar 3.4 AC Clamp-on current probe

Belitan B_2 dililitkan pada inti besi berbentuk tang (*probe jaw*) yang dikalungkan pada konduktor dimana I_1 mengalir. B_1 adalah konduktor biasa

(kabel) dimana arus yang ingin diukur mengalir dengan jumlah belitannya adalah satu. Jika N_2 adalah 1000 maka rasio N_1/N_2 adalah 1/1000 biasanya dalam spesifikasi alat ditulis 1000:1 atau dikatakan output probe adalah 1mA/A untuk Gambar 3.5a, 1mVac/A untuk Gambar 3.5b atau 1mVdc/A untuk Gambar 3.5c.



Gambar 3.5 Tipe output dari AC clamp-on probe

3.2 Signal Conditioning (Filtering dan Penguat sinyal)

3.2.1. Desain Low pass filter (Arsitektur Sallen-Key)

Low Pass Filter umumnya digunakan untuk filter anti aliasing. Bentuk standar dari fungsi transfer Low Pass filter orde kedua adalah persamaan berikut.

$$H_{LP} = \frac{K}{\left(\frac{f}{FSF \times f_c}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{jf}{FSF \times f_c} + 1} \quad (3.5)$$

dalam persamaan 3.3 bila f adalah variabel frekuensi, f_c adalah frekuensi cutoff, FSF adalah *frequency scaling factor* dan Q adalah *quality factor*. Persamaan 3.5 memiliki 3 daerah yaitu dibawah cutoff, dalam area cutoff dan diatas cutoff.

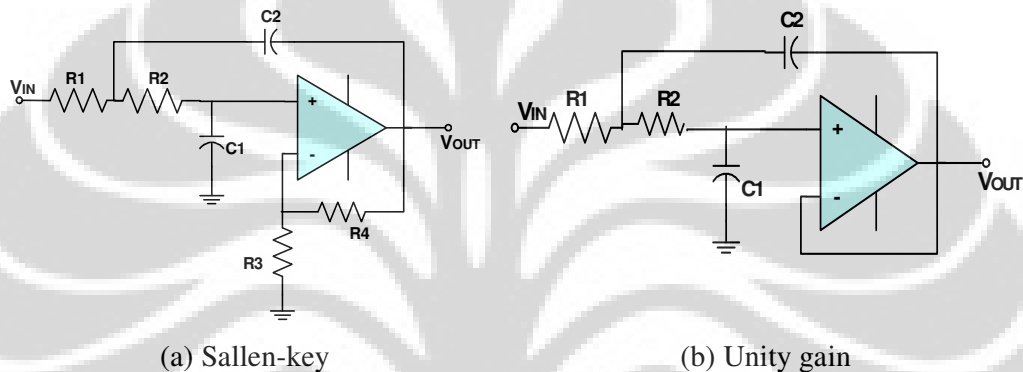
Untuk masing-masing area persamaan 3.5 menjadi:

- $f \ll f_c \Rightarrow H_{LP}(f) \approx K$, rangkaian melewatkan sinyal dengan faktor gain K.
- $f/f_c = FSF \Rightarrow H_{LP}(f) = -jKQ$, sinyal phase-shifted 90° dan dirubah dengan faktor Q.

- $f \gg f_c \Rightarrow H_{LP}(f) \approx -K \left(\frac{FSF \times f_c}{f} \right)^2$, sinyal *phase shifted* 180° dan ter-atenuasi dengan kuadrat dari rasio frekuensi.

Dengan atenuasi pada frekuensi diatas f_c naik dengan daya sebesar 2, maka rumus terakhir mendeskripsikan sebuah filter Low-pass orde 2.

Gambar 3.6.a memperlihatkan suatu rangkaian arsitektur *Low Pass Sallen-Key* dan 3.6.b *Sallen-Key* dengan *Unity Gain*.



Gambar 3.6 Arsitektur Low pass Sallen-Key

Fungsi transfer dalam keadaan ideal adalah:

$$H(f) = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{1}{(j2\pi f)^2 (R_1 R_2 C_1 C_2) + j2\pi f \left(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) \right) + 1} \quad (3.6)$$

Substitusikan mendekati persamaan 3.5 menjadi:

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \quad (3.7)$$

$$FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 (1 - K)} \quad (3.9)$$

Untuk referensi dalam desain, daftar dari zero dari koefisien polinomial yang digunakan tipe filter Butterworth tersedia dalam Tabel 3.1 dan hasil perhitungan komponen dalam Tabel 3.2.

Dalam desain diperlukan suatu penyederhanaan. Penyederhanaan ada beberapa macam. Dalam penelitian ini penyederhanaan dilakukan dengan menset komponen filter sebagai rasio dan Gain =1. Sehingga untuk $R_1=mR$, $R_2=R$, $C_1=C$, $C_2=nC$ dan $K=1$ menghasilkan:

$$FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}} \tag{3.10}$$

dan :

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} \tag{3.11}$$

langkah ini akan menset gain =0dB dalam pass-band. Desain dilakukan dengan menentukan rasio m dan n untuk Q yang diperlukan oleh filter, dan memilih C dan menghitung R untuk menentukan f_c

Tabel 3.1. Butterworth Filter

FILTER ORDER	Stage 1		Stage 2		Stage 3		Stage 4		Stage 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	1.000	0.7071								
3	1.000	1.0000	1.000							
4	1.000	0.5412	1.000	1.3065						
5	1.000	0.6180	1.000	1.6181	1.000					
6	1.000	0.5177	1.000	0.7071	1.000	1.9320				
7	1.000	0.5549	1.000	0.8019	1.000	2.2472	1.000			
8	1.000	0.5098	1.000	0.6013	1.000	0.8999	1.000	2.5628		
9	1.000	0.5321	1.000	0.6527	1.000	1.0000	1.000	2.8802	1.000	
10	1.000	0.5062	1.000	0.5612	1.000	0.7071	1.000	1.1013	1.000	3.1969

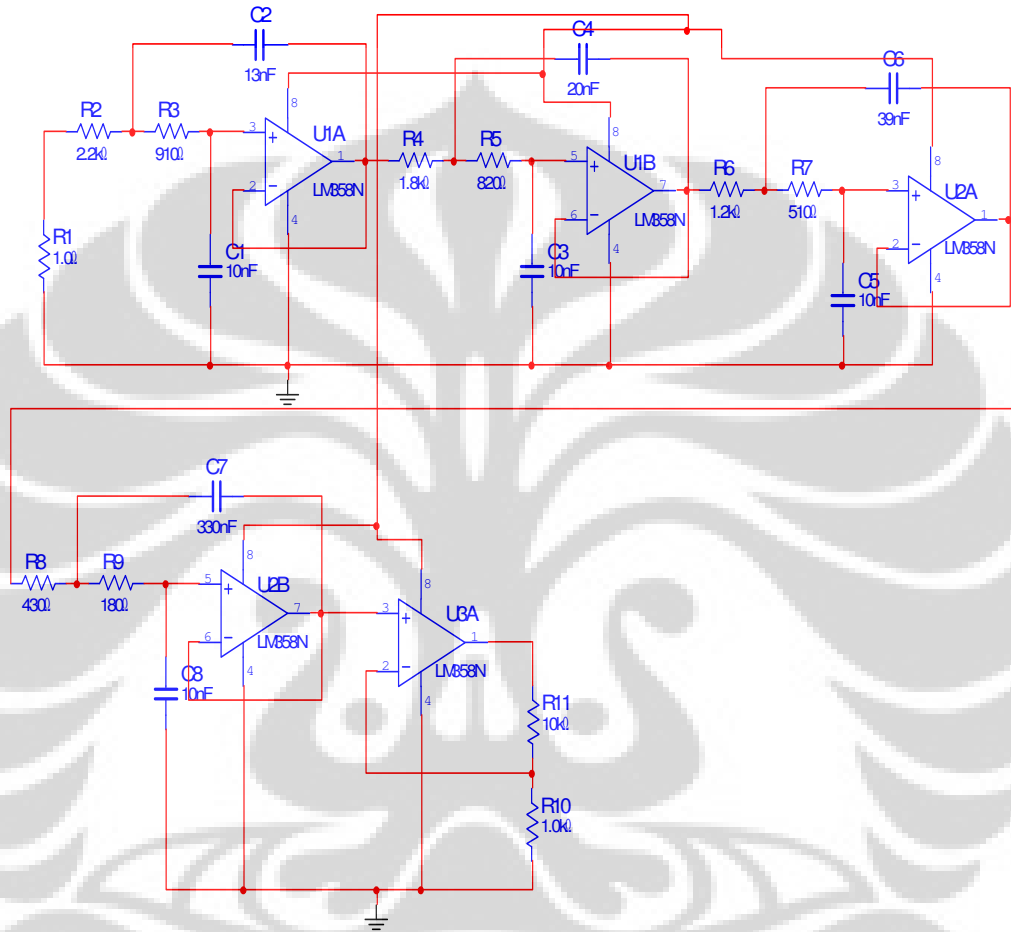
Tabel 3.2 Perhitungan Desain LPF Butterworth

FSFQ	R2	Aktual R2	m	R1	Aktual R1	C1	n	C2	aktual C2	fc	fc desain	
Desain butterworth filter												
8 pole												
1	1.05098	2199.64	2200	0.42	923.85	910	1.00E-08	1.25	1.25E-08	1.30E-08	9870.44	10000
2	1.06013	1864.92	1800	0.42	783.27	820	1.00E-08	1.74	1.74E-08	2.00E-08	9267.92	10000
3	1.08999	1246.11	1200	0.42	523.37	510	1.00E-08	3.89	3.89E-08	3.90E-08	10307.00	10000
4	1.25628	437.56	430	0.42	183.78	180	1.00E-08	31.53	3.15E-07	3.30E-07	9963.52	10000

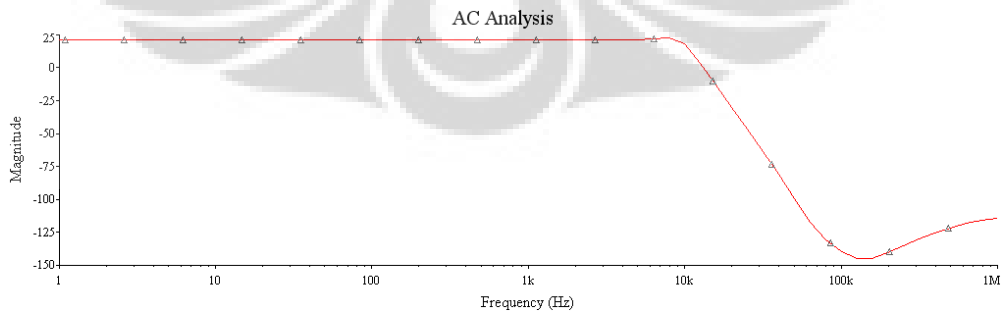
3.2.2 Rangkaian pengkondisi sinyal

Dalam penelitian ini diinginkan filtering terhadap sinyal dengan frekuensi cutoff 10KHz digunakan filter orde 8 dengan Sallen-key unity gain dan terakhir

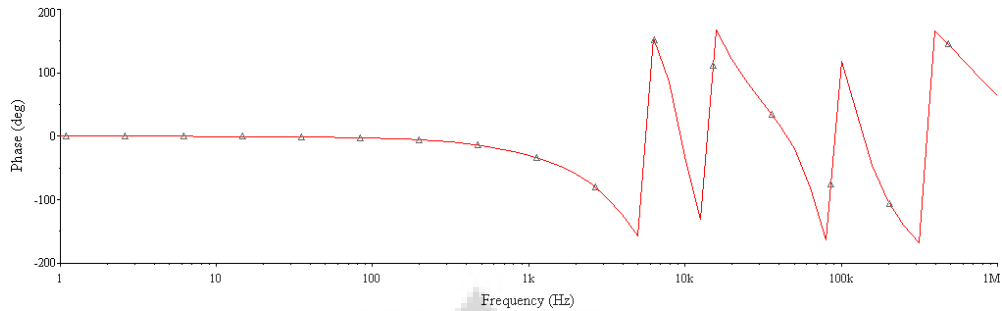
adalah amplifier dengan penguatan sinyal sekitar 10 kali dengan menggunakan op-amp LM358 sebagai penguat *non-inverting*, dipilih nilai $R_3=30K\Omega$ dan $R_4=1K\Omega$. Rangkaian seperti Gambar 3.7.



Gambar 3.7 Rangkaian Simulasi pengkondisi sinyal



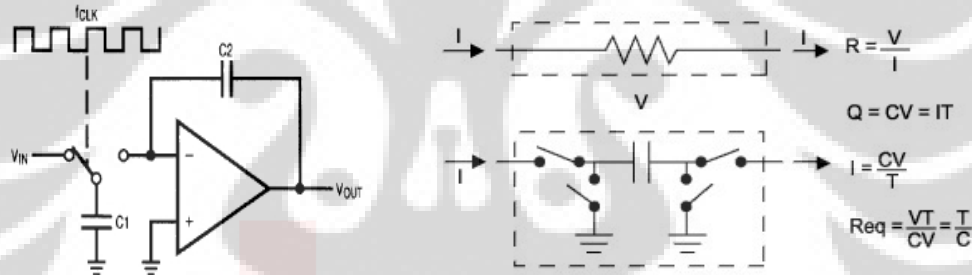
Gambar 3.8 Simulasi rangkaian pengkondisi sinyal



Gambar 3.8 Simulasi rangkaian pengkondisi sinyal (sambungan)

3.2.3 Switch Capacitor Filter

Filter dengan kapasitor *switch* dapat menggantikan tahanan dalam filter RC dalam satu chip IC. Pensaklaran kapasitor mampu mereduksi harga dan toleransi komponen dari filter RC. Gambar 3.9 memperlihatkan blok diagram filter *switch capacitor*.



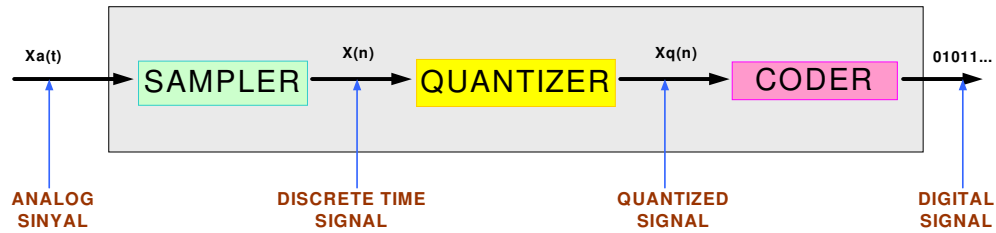
Gambar 3.9 Switch Capacitor Filter

Frekuensi *cutoff* sesuai persamaan :

$$f_0 = \frac{f_{clk} C_1}{2\pi C_2} \quad (3.12)$$

3.3 Akuisisi Data

Akuisisi data bertujuan untuk mengambil data dari sensor dan menampilkan ataupun melakukan perhitungan secara digital dengan komputer atau mikroprosesor. Secara umum akuisisi data dilakukan dengan konversi sinyal analog ke sinyal digital (Proakis, 1996). Proses konversi analog ke digital terdiri dari 3 komponen seperti pada Gambar 3.9.



Gambar 3.9 Komponen dasar dari konverter analog ke digital

3.3.1 Sampling

Pada tahap ini sinyal kontinu dikonversi menjadi sinyal diskrit dengan mengambil sampel dari sinyal kontinu pada waktu diskrit instan. Jika $X_a(t)$ adalah input yang masuk ke sampler (gambar 3.9), output adalah $X_a(nT) \equiv X(n)$, dimana T adalah interval *sampling* dan $1/T = F_s$ disebut *sampling rate* atau sampel per detik atau disebut frekuensi *sampling* (hertz). Terdapat hubungan antara frekuensi variabel F atau Ω untuk sinyal analog dan frekuensi variabel f atau ω untuk sinyal diskrit. Misalkan sebuah sinyal analog :

$$X_a(t) = A \cos(2\pi Ft + \theta) \quad (3.12)$$

jika disampling pada rate $F_s = 1/T$ sampel per detik maka:

$$\begin{aligned} X_a(nT) \equiv x(n) &= A \cos(2\pi FnT + \theta) \\ &= A \cos\left(\frac{2\pi nF}{F_s} + \theta\right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Sehingga didapat hubungan:

$$f = \frac{F}{F_s} \quad (3.14)$$

$$\text{atau } \omega = \Omega T \quad (3.15)$$

Persamaan 3.12 dinamakan frekuensi relatif atau normalisasi untuk mendeskripsikan f . Kita dapat menggunakan f untuk menentukan F jika frekuensi sampling F_s diketahui. Sampling periodik dari sinyal kontinu memperlihatkan pemetaan dari rentang frekuensi infinite untuk variabel F atau Ω menjadi rentang frekuensi finite untuk variabel f atau ω . Karena frekuensi tertinggi dalam sinyal diskrit adalah $\omega = \pi$ atau $f = 1/2$ maka dengan sampling rate F_s maka nilai tertinggi F atau Ω adalah:

$$F_{\max} = \frac{Fs}{2} = \frac{1}{2T} \quad (3.16)$$

$$\Omega_{\max} = \pi Fs = \frac{\pi}{T} \quad (3.17)$$

sehingga sampling memperlihatkan ketidakjelasan karena frekuensi tertinggi sinyal kontinu adalah pada rate $Fs=1/T$ adalah $F_{\max}=Fs/2$ atau $\Omega_{\max}=\pi Fs$.

Diatas frekuensi $Fs/2$ atau dibawah $-Fs/2$ menghasilkan sampel yang identik dengan frekuensi dalam rentang $-Fs/2 \leq F \leq Fs/2$. Untuk menghindari ambiguitas akibat aliasing harus dipilih sampling rate yang cukup tinggi. Sehingga dipilih $Fs/2$ yang lebih besar dari F_{\max} sehingga:

$$Fs > 2F_{\max} \quad (3.18)$$

Saat $Fs=2F_{\max}$ disebut *Nyquist rate*.

3.3.2 Quantization

Proses ini mengubah sinyal waktu diskrit dengan nilai kontinu menjadi sinyal waktu diskrit dengan nilai diskrit (digital). Nilai dari masing-masing sampel sinyal diperlihatkan dengan nilai yang dipilih dari finite-set dari nilai yang memungkinkan. Perbedaan antara sampel yang tak terkuantisasi X_n dan output kuantisasi $X_q(n)$ disebut *quantization error* (e_q). Jika kita ingin hanya satu digit signifikan, untuk menghilangkan kelebihan digit dilakukan *truncation* atau *rounding*. Harga yang diijinkan dalam sinyal digital dinamakan level kuantisasi dimana jarak Δ antara dua suksesi level kuantisasi yang disebut *quantization step size* atau *resolusi*. *Rounding* membawa sampel $x(n)$ ke level kuantisasi terdekat sedangkan dengan *Truncation* membawa sinyal $x(n)$ ke level dibawahnya. Error kuantisasi $e_q(n)$ dalam *rounding* terbatas pada rentang $-\Delta/2$ sampai $\Delta/2$.

3.3.3 Coding

Pada tahap ini masing masing nilai diskrit $X_q(n)$ diperlihatkan dengan sebuah *b-bit binary sequence*. Proses Coding dalam konverter analog ke digital memperlihatkan bilangan biner yang unik untuk masing-masing level kuantisasi. Jika kita mempunyai L level maka diperlukan setidaknya L angka biner. Dengan panjang word dari b bit dibuat 2^b angka biner berbeda. Sehingga $2^b \geq L$ atau $b \geq$

$\log_2 L$, sehingga jumlah bit yang diperlukan dalam coder adalah integer terkecil yang lebih besar atau sama dengan $\log_2 L$. Secara umum semakin tinggi kecepatan sampling dan kuantisasi yang lebih baik semakin mahal peralatan tersebut.

Dalam penelitian ini digunakan Card data akuisisi tipe USB-6009 dari National Instrument yang sangat murah dan portable, memiliki 8 *single end / 4 differential* analog input, dengan resolusi input 14 bit dan sampling rate maksimum 48 kS/s yang cukup untuk keperluan penelitian ini dimana pengamatan area frekuensi pada daerah 0 - 5 KHz.

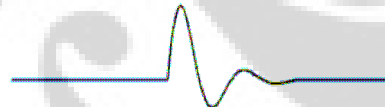
3.4 Signal analysis

3.4.1 Discrete Fourier Transform (DFT)

Transformasi Fourier dapat dibagi menjadi empat kategori berdasarkan tipe sinyal. Suatu sinyal dapat kontinu ataupun diskrit dan dapat periodik ataupun aperiodik seperti pada Gambar 3.10 (Smith, 1997).

Fourier Transform

Sinyal adalah aperiodik kontinu



Fourier Series

Sinyal adalah periodik kontinu



Discrete Time Fourier Transform

Sinyal adalah aperiodik diskrit



Discrete Fourier Transform

Sinyal adalah periodik diskrit



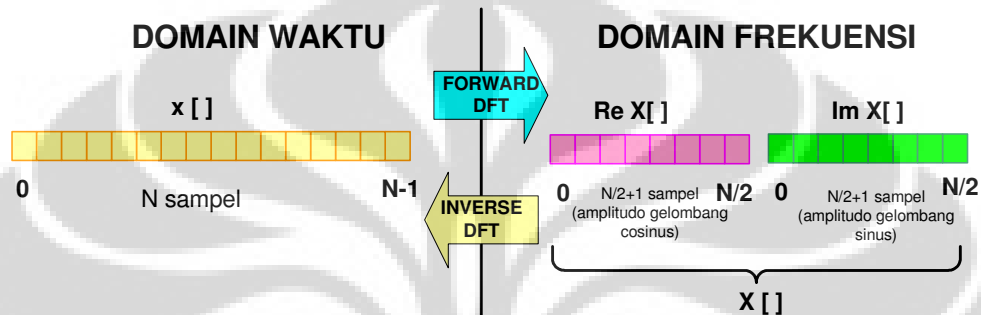
Gambar 3.10 Tipe transformasi Fourier dan contoh sinyal

Masing-masing dari keempat jenis transformasi fourier dapat dibagi menjadi dua yaitu real dan kompleks. Pada prosesor sinyal digital ataupun pada komputer digital biasanya analisa sinyal adalah analisa frekuensi dari sinyal diskrit. Maka fokus adalah pada *Discrete Fourier Transform (DFT)*. Apabila diberikan sinyal dalam domain waktu maka proses untuk menghitung domain frekuensi disebut dengan *Decomposition, Analysis, Forward DFT atau DFT*. Sebaliknya bila

diketahui sinyal dalam domain frekuensi maka untuk menghitung domain waktu disebut dengan *Synthesis* atau *Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)*.

3.4.1.2 Real DFT

Seperti terlihat pada Gambar 3.11, DFT mengubah sinyal dengan N titik input menjadi dua sinyal output dengan N/2+1 titik.



Gambar 3.11 Real DFT

Persamaan untuk dekomposisi, analisis atau forward DFT adalah:

$$\text{Re } X[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos(2\pi kn / N) \quad (3.19)$$

$$\text{Im } X[k] = \frac{-2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin(2\pi kn / N) \quad (3.20)$$

Sedang untuk synthesis atau inverse DFT persamaan adalah:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N/2} \text{Re } X[k] \cos(2\pi kn / N) - \text{Im } X[k] \sin(2\pi kn / N) \quad (3.21)$$

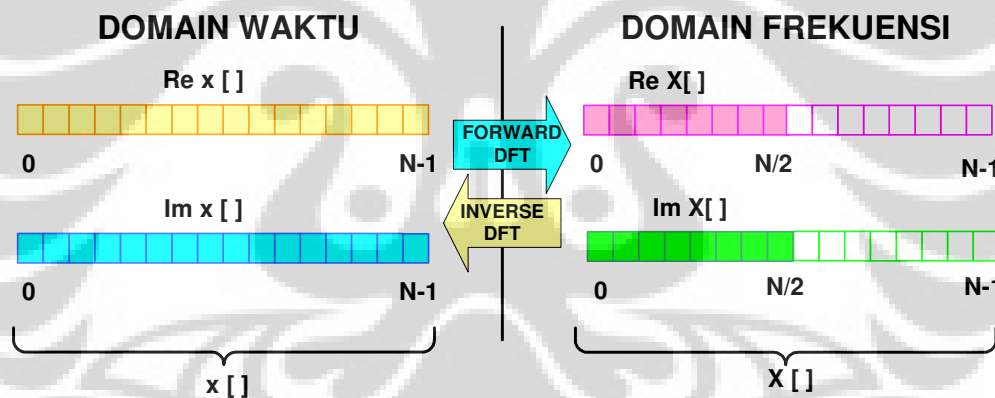
Untuk domain waktu $x[n]$ adalah real, diskrit dan periodik, n berlangsung satu periode dari 0 sampai $N-1$. Sedangkan dalam domain frekuensi $\text{Re } X[k]$ dan $\text{Im } X[k]$ adalah real, diskrit dan periodik. k berlangsung selama 1 periode dari 0 sampai $N-1$. Sebelum menggunakan persamaan synthesis harga dari $\text{Re } X[0]$ dan $\text{Re } X[N/2]$ harus dibagi 2 terlebih dahulu.

Real DFT hanya menggunakan bilangan riil, substitusi mengijinkan domain frekuensi direpresentasikan menggunakan bilangan kompleks. $\text{Re } X[k]$ menjadi bagian riil dari spektrum frekuensi kompleks dan $\text{Im } X[k]$ menjadi bagian

imaginer. Dengan kata lain kita menempatkan operator j pada nilai imaginer dan menjumlahkannya dengan bagian riil. Namun ini bukan DFT kompleks tetapi real DFT dengan substitusi kompleks.

3.4.1.3 Complex DFT

Ada tiga kelemahan yang dimiliki oleh real DFT. Pertama hanya dapat memanfaatkan keuntungan dari bilangan kompleks melalui substitusi. Kelemahan kedua adalah penanganan spektrum frekuensi negatif yang sangat jelek. Gelombang sinus dan cosinus dapat dianggap memiliki frekuensi negatif dan positif. Karena identik transformasi Fourier real mengabaikan frekuensi negatif namun informasi frekuensi negatif sangat penting untuk beberapa aplikasi. Kelemahan ketiga adalah penanganan $\text{Re } X[0]$ dan $\text{Re } X[N/2]$. Dalam komputasi sangat mudah dilakukan namun sulit secara persamaan matematis.



Gambar 3.12 Complex DFT

Complex DFT mengubah sinyal dengan N titik kompleks dalam domain waktu menjadi sinyal dengan N titik kompleks dalam domain frekuensi. Untuk analisis, dekomposisi atau forward DFT kompleks persamaan dalam bentuk polar adalah:

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\pi kn / N} \quad (3.22)$$

atau dengan menggunakan persamaan Euler:

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (3.23)$$

sehingga persamaan 3.22 dapat ditulis menjadi:

$$X[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] (\cos(2\pi kn / N) - j \sin(2\pi kn / N)) \quad (3.24)$$

Persamaan untuk synthesis atau inverse complex DFT adalah:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi kn / N} \quad (3.25)$$

atau dengan hubungan Euler dapat ditulis menjadi:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re } X[k] (\cos(2\pi kn / N) + j \sin(2\pi kn / N)) - \sum_{k=0}^{N-1} \text{Im } X[k] (\sin(2\pi kn / N) - j \cos(2\pi kn / N)) \quad (3.26)$$

dimana untuk domain waktu $x[n]$ adalah kompleks, diskrit dan periodik. N berlangsung 1 periode dari 0 sampai $N-1$. Dalam domain frekuensi $X[k]$ adalah kompleks, diskrit dan periodik, k berlangsung 1 periode dari 0 sampai $N-1$. $k=0$ sampai $N/2$ adalah frekuensi positif sedangkan $k=N/2$ sampai $N-1$ adalah frekuensi negatif.

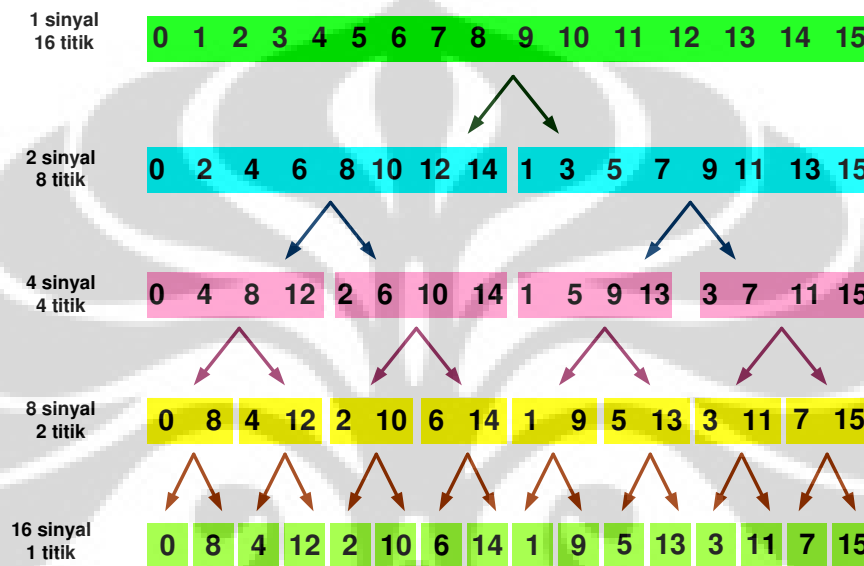
3.4.2 Fast Fourier Transform (FFT)

Ada beberapa cara untuk menghitung Discrete Fourier Transform (DFT). FFT adalah salah satu metode untuk perhitungan. FFT adalah algoritma kompleks. Dalam notasi kompleks, domain waktu dan domain frekuensi masing masing memiliki satu sinyal yang terdiri dari N titik kompleks. Masing masing dari titik kompleks tersebut terdiri dari dua angka yaitu real dan imajiner. Sebagai contoh bilangan kompleks sampel $X[42]$, adalah kombinasi dari $\text{Re}X[42]$ dan $\text{Im}X[42]$.

FFT beroperasi dengan dekomposisi N titik dalam satu sinyal domain waktu ke N sinyal yang terdiri dari satu titik. Langkah kedua adalah menghitung N frekuensi spektra yang berhubungan dengan N sinyal domain waktu. terakhir N spektra disintesa menjadi satu spektrum frekuensi. Gambar 3.13 memperlihatkan contoh proses dekomposisi dalam FFT. Sebuah sinyal dengan 16 titik didekomposisi melalui 4 tahap (Smith,1997).

Tahap pertama memecah sinyal dengan 16 titik menjadi 2 sinyal yang terdiri dari 8 titik. Tahap kedua, mendekomposisi data menjadi 4 sinyal yang

terdiri atas 4 titik. Pola ini berlanjut sampai terjadi N sinyal yang terdiri atas 1 titik. *Interlaced decomposition* digunakan masing masing sinyal terpecah menjadi dua yaitu sampel ganjil dan genap. Ada $\log_2 N$ tahap yang diperlukan dalam dekomposisi. Sinyal 16 titik (2^4) memerlukan 4 tahap, sinyal 512 (2^7) memerlukan 7 tahap, 4096 (2^{12}) memerlukan 12 tahap.



Gambar 3.13 Dekomposisi FFT

Dekomposisi adalah tidak lebih dari mengurutkan kembali sampel dalam sinyal. Tabel 3.1 memperlihatkan pola penyusunan kembali yang diperlukan. Sebelah kiri adalah sampel dari sinyal semula yang diperlihatkan dalam ekivalen biner. Sebelah kanan adalah sampel yang disusun kembali yang juga dalam ekivalen biner. Hal terpenting adalah angka biner urutan terbalik. Dekomposisi domain waktu FFT disebut algoritma *bit reversal sorting*.

Tahap kedua adalah menghitung frekuensi spektra dari sinyal 1 titik dalam domain waktu tersebut. Spektrum frekuensi dari sinyal 1 titik tersebut adalah dirinya sendiri. Sehingga sinyal 1 titik adalah spektrum frekuensi dan bukan sebuah sinyal dalam domain waktu.

Tahap terakhir dalam FFT adalah mengkombinasikan N spektra frekuensi dalam urutan yang terbalik persis sebagaimana dekomposisi dalam domain waktu terjadi. Tahap pertama 16 spektra frekuensi (masing-masing 1 titik) disintesa menjadi 8 spektra frekuensi (2 titik). Tahap kedua 8 spektra frekuensi (2 titik)

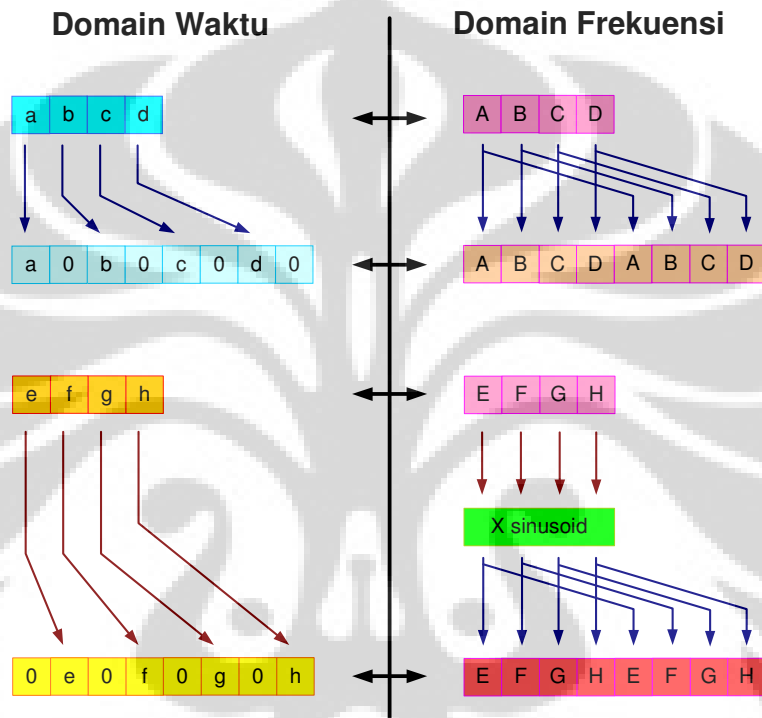
disintesa menjadi 4 spektra frekuensi (4 titik) yang selanjutnya disintesa menjadi 2 spektra frekuensi (8 titik) dan terakhir menjadi output dari FFT yaitu spektra frekuensi dengan 16 titik.

Tabel 3.1 FFT bit reversal sorting

Sampel urutan normal		Sampel setelah bit reversal	
Desimal	Biner	Desimal	Biner
0	0000	0	0000
1	0001	8	1000
2	0010	4	0100
3	0011	12	1100
4	0100	2	0010
5	0101	10	1010
6	0110	6	0110
7	0111	14	1110
8	1000	1	0001
9	1001	9	1001
10	1010	5	0101
11	1011	13	1101
12	1100	3	0011
13	1101	11	1011
14	1110	7	0111
15	1111	15	1111

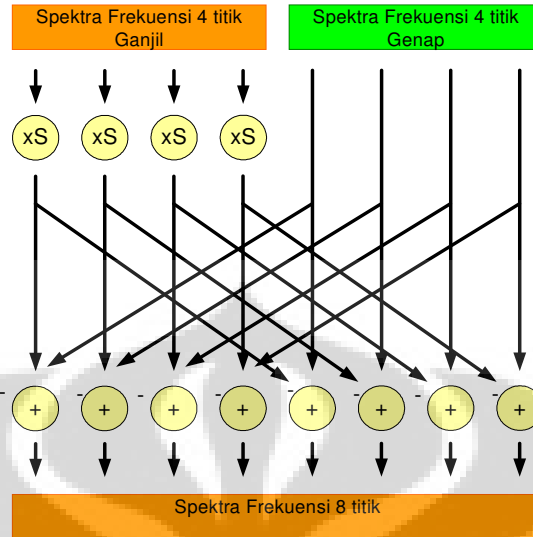
Gambar 3.12 memperlihatkan bagaimana 2 spektra frekuensi, masing-masing terdiri dari 4 titik, dikombinasikan menjadi satu spektrum frekuensi dengan 8 titik. Sintesa harus membalik dekomposisi yang dilakukan dalam domain waktu, sehingga operasi dalam domain frekuensi harus berkaitan dengan prosedur kombinasi 4 titik sinyal dengan interlacing. Misalkan 2 sinyal dalam domain waktu, *abcd* dan *efgh*. Sebuah sinyal 8 titik dalam domain waktu dapat dibentuk dengan 2 langkah, gabungkan masing-masing sinyal 4 titik dengan nol untuk membentuk sinyal 8 titik dan gabungkan sinyal tersebut. Sehingga sinyal

abcd menjadi $a0b0c0d0$, dan efgh menjadi $0e0f0g0h$. menambahkan dua sinyal 8 titik menghasilkan $abcdefgh$. Dalam gambar 3.12 meleburkan sinyal domain waktu dengan nol berkaitan dengan duplikasi dari spektrum frekuensi. Sehingga spektra frekuensi yang dikombinasi dalam FFT dengan menduplikasi dan menambahkan spektra hasil duplikasi bersama-sama.



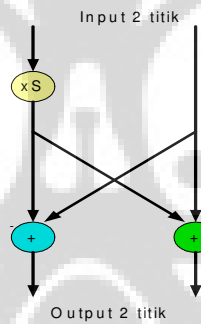
Gambar 3.14 FFT synthesis

Agar cocok saat dijumlahkan, dua sinyal domain waktu dilebur dengan nol dengan cara sedikit berbeda. Dalam satu sinyal, titik ganjil adalah nol sedang dalam sinyal yang lain titik genap adalah nol. Dengan kata lain salah satu sinyal domain waktu ($0e0f0g0h$ dalam Gambar 3.14) digeser kekanan sebesar satu sampel. Pergeseran sinyal domain waktu berkaitan dengan perkalian spektrum dengan sinusoid. Untuk melihat hal ini panggil kembali pergeseran dalam domain waktu yang ekuivalen dengan konvolusi dengan sebuah fungsi *shifted delta*. Spektrum dari *shifted delta* adalah sinusoid. Gambar 3.15 memperlihatkan diagram alir untuk kombinasi spektra 4 titik menjadi spektrum 8 titik.



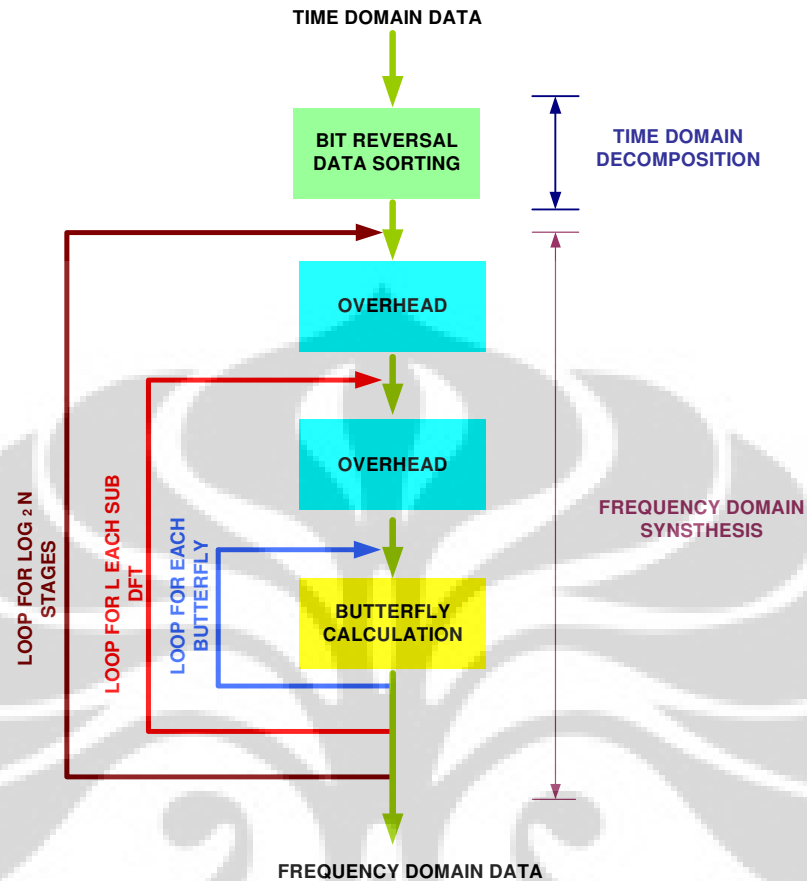
Gambar 3.15 FFT synthesis flow diagram

Gambar 3.15 adalah bentuk dari pola dasar dalam gambar 3.16 yang diulang-ulang.



Gambar 3.16 FFT Butterfly

Diagram alir yang sederhana disebut butterfly karena mirip sayap. Butterfly adalah dasar komputasi elemen FFT, mentransformasikan 2 titik kompleks menjadi 2 titik kompleks yang lain. Gambar 3.17 memperlihatkan struktur dari FFT keseluruhan.



Gambar 3.17 Flow diagram FFT

3.4.3 Komputasi dengan FFT

Perhitungan FFT memberikan dua sisi spektrum dalam bentuk kompleks (real dan imajiner), yang harus diskalakan dan diubah dalam bentuk polar untuk mendapatkan *magnitude* dan *phase*. Amplitudo dari FFT berhubungan dengan jumlah titik dalam domain waktu. Untuk mendapatkan amplitudo dan fasa terhadap frekuensi dari FFT digunakan persamaan:

$$\begin{aligned}
 \text{Amplitude spectrum peak} &= \frac{\text{Magnitude}(\text{FFT}())}{N} \\
 &= \frac{\sqrt{|\text{real}|\text{FFT}(A)|^2 + |\text{imag}|\text{FFT}(A)|^2}}{N} \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

$$Phase\ in\ radian = Phase(FFT(A)) = \arctan\left(\frac{imag|FFT(A)|}{real|FFT(A)|}\right) \quad (3.28)$$

Spektrum *two-side* memperlihatkan setengah puncak amplitudo pada frekuensi positif dan negatif. Untuk mengubah menjadi spektrum *ingle-side* kalikan frekuensi selain DC dengan 2. Unit dari *single-side* memberikan nilai *peak* komponen sinusoidal. Untuk memperlihatkan amplitudo spektrum dalam Volt rms, bagi komponen non DC dengan akar 2 setelah mengubah spektrum menjadi *single side*. Persamaan adalah:

$$\begin{aligned} Amplitude\ in\ volt\ rms &= \sqrt{2} * \frac{Magnitude[FFT(A)]}{N} \text{ untuk } i = 1 \text{ sampai } \frac{N}{2} - 1 \\ &= \frac{Magnitude[FFT(A)]}{N} \text{ untuk } i = 0(DC) \end{aligned} \quad (3.29)$$

dimana *i* adalah index frekuensi.

$$Phase\ in\ deg = \frac{180}{\pi} * Phase\ FFT(A) \quad (3.30)$$

Spektrum daya dari *two-side* dapat dihitung:

$$Power\ spectrum\ S_{AA}(f) = \frac{FFT(A) \bullet FFT^*(A)}{N} \quad (3.31)$$

$FFT^*(A)$ adalah konjugasi kompleks dari $FFT(A)$.

3.4.4 Unit Logaritmik

Amplitudo atau spektra daya diperlihatkan dalam decibel (dB). Hal ini dilakukan untuk memudahkan melihat sinyal kecil dibandingkan yang besar.

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P}{P_r} \quad (3.32)$$

P adalah daya terukur dan P_r adalah referensi daya. Untuk rasio dB dari Amplitudo:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{A}{A_r} \quad (3.33)$$

A adalah amplitudo terukur dan A_r adalah amplitudo referensi. Konvensi yang digunakan sebagai referensi adalah 1 V_{rms} untuk 0 dB.

3.5. Analisa Vibrasi

Analisa vibrasi adalah metode tertua yang digunakan untuk memonitor kondisi dari suatu mesin. Metode ini digunakan untuk mendeteksi kerusakan mekanik seperti mechanical imbalance, kerusakan bearing, misalignment dan lain-lain. Dalam penelitian ini tidak akan dibahas mendalam mengenai analisa vibrasi namun metode ini dijadikan sebagai pembanding analisa sinyal arus, karena untuk analisa vibrasi sudah ada standar yang baku yaitu ISO 10816 untuk severity level dari kondisi mesin (Gambar 3.18). Sebuah transducer piezoelektrik digunakan untuk mendapatkan sinyal tegangan dari getaran atau vibrasi yang proporsional dengan percepatan (*acceleration*) dalam mm/sec², kecepatan (*velocity*) dalam mm/sec maupun simpangan (*displacement*) dalam mm.

VIBRATION SEVERITY PER ISO 10816					
Machine		Class I small machines	Class II medium machines	Class III large rigid foundation	Class IV large soft foundation
in/s	mm/s				
Vibration Velocity Vrms	0.01	0.28			
	0.02	0.45			
	0.03	0.71		good	
	0.04	1.12			
	0.07	1.80			
	0.11	2.80		satisfactory	
	0.18	4.50			
	0.28	7.10		unsatisfactory	
	0.44	11.2			
	0.70	18.0			
	0.71	28.0		unacceptable	
	1.10	45.0			

Gambar 3.18 ISO 10816 severity level

Class 1 : Mesin kecil / motor < 15 kW

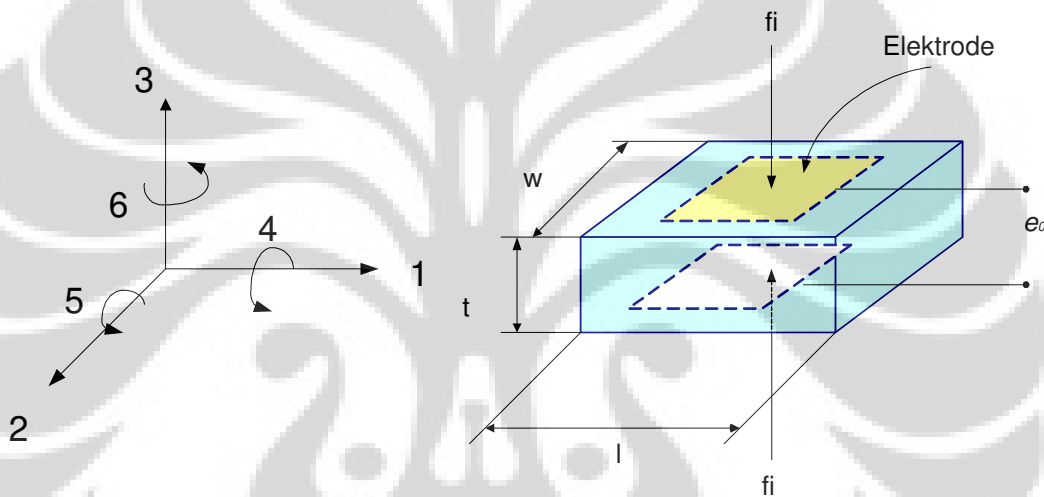
Class 2 : Mesin medium / motor >15kW dan <75kW tanpa pondasi khusus

Class 3: Mesin besar dengan pondasi berat

Class 4 : Mesin sangat berat / mesin turbo dengan pondasi khusus

3.5.1 Piezoelectric transducer

Transducer ini mengikuti prinsip efek piezoelectric dimana ketika material padat berubah bentuk maka akan timbul arus listrik demikian sebaliknya jika diberikan arus maka responnya adalah terjadi perubahan bentuk (Doebelin, 1966).



Gambar 3.19 Piezoelectric transducer

Ada dua konstanta yaitu g dan d . Dimana untuk barium titanate yang berekspansi arah vertikal g_{33} adalah,

$$g_{33} \cong \frac{\text{medan arah 3}}{\text{sress arah 3}} = \frac{e_0/t}{f_i(wl)} \quad (3.34)$$

bila g untuk material tertentu diketahui maka akan diketahui tegangan output sesuai perubahan stress. Untuk konstanta d ,

$$d_{33} \cong \frac{\text{muatan arah 3}}{\text{Gaya arah 3}} = \frac{Q}{f_i} \quad (3.35)$$

untuk barium titanate $g = 12 \times 10^{-3}$ dan $d = 1.25 \times 10^{-11}$.

Muatan yang dihasilkan oleh kristal dapat ditulis sebagai:

$$Q = k_q x_i \quad (3.36)$$

dimana, K_q adalah konstanta dan x_i adalah simpangan dalam cm.

Rangkaian ekivalen untuk piezoelectric seperti pada gambar3.24. Sehingga

$$i_{cr} = i_C + i_R \tag{3.37}$$

$$e_0 = \frac{\int i_C dt}{C} \tag{3.38}$$

$$\frac{e_0}{x_i} D = \frac{K \tau D}{\tau D + 1} \tag{3.39}$$

K adalah sensitifitas K_q/C , V/cm dan τ adalah time konstan RC, detik. Bila displacement x_i adalah A maka hubungan antara tegangan dengan displacement menjadi:

$$e_0 = \frac{K_q A}{C} \tag{3.40}$$

Bentuk gerak dari vibrasi adalah gerak harmonik yang direpresentasikan oleh kurva sinusoidal atau cosinusoidal. Secara matematis simpangan atau displacement terhadap waktu adalah:

$$x(t) = A \sin \omega t \tag{3.41}$$

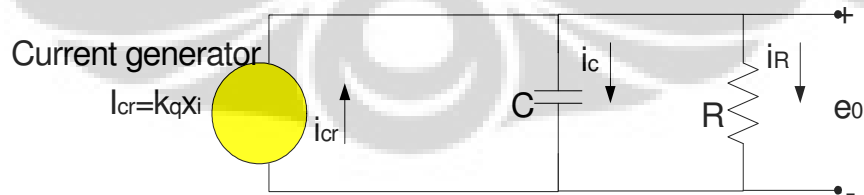
untuk kecepatan :

$$v(t) = \omega A \cos \omega t \tag{3.42}$$

dan percepatan adalah:

$$a(t) = -\omega^2 A \sin \omega t \tag{3.43}$$

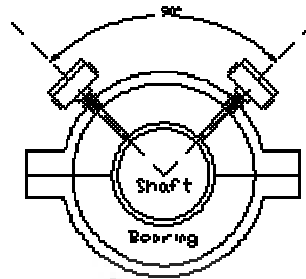
dimana A adalah *displacement peak amplitude* (simpangan maksimum) dan ω adalah $2\pi f$.



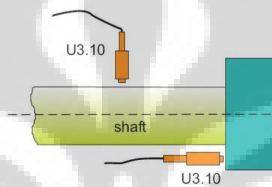
Gambar 3.20 Rangkaian ekivalen piezoelectric

3.5.2 Pengukuran vibrasi motor

Posisi pengukuran vibrasi dengan sensor piezo dilakukan seperti pada Gambar 3.21 dan 3.22. ada tiga posisi yaitu horizontal, vertikal dan axial.



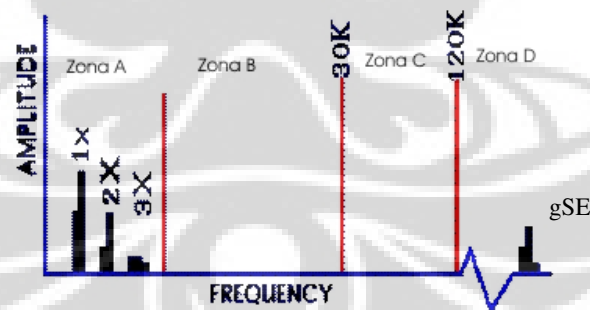
Gambar 3.21 Posisi pengukuran vibrasi radial



Gambar 3.22 Posisi pengukuran vibrasi axial

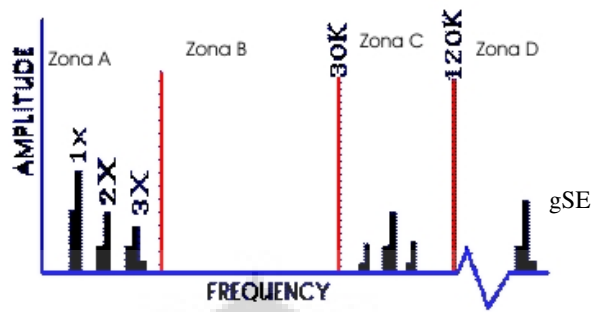
3.5.3 Kerusakan eccentricity dan Bearing dengan analisa vibrasi

Kerusakan pada bearing dapat dikelompokkan menjadi 4 tingkat dan masing masing tingkat memiliki tipikal spektrum tertentu gambar 3.23 sampai 3.26 menunjukkan kerusakan tingkat 1,2,3 dan 4.



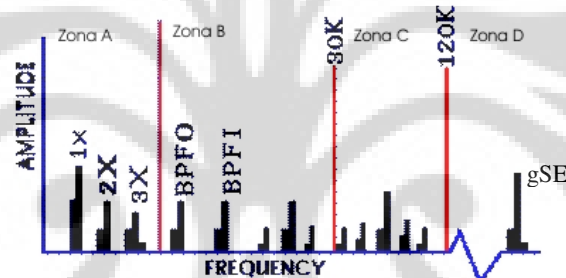
Gambar 3.23 Kerusakan tingkat pertama bearing

Pada tingkat ini dapat dilihat indikasi paling awal dari kerusakan yaitu pada range ultrasonik, frekuensi ini dievaluasi dengan spike energy (gSE) , HFD(g) dan shock pulse. Spike energy dapat terjadi pada 0.25 gSE untuk tahap ini.



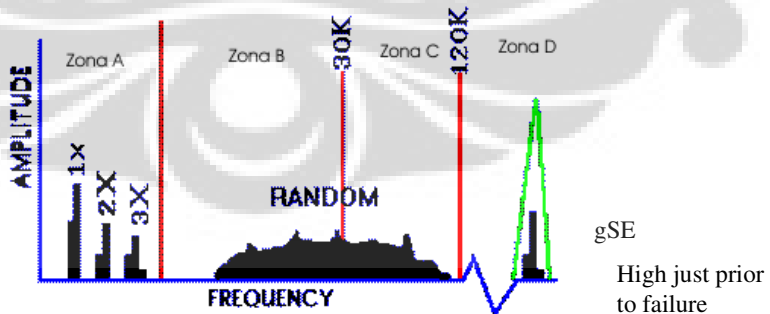
Gambar 3.24 Kerusakan tingkat kedua bearing

Pada tingkat kedua kerusakan mulai terjadi pada bearing dengan frekuensi natural 30K sampai 120K cpm. Frekuensi sideband muncul di atas dan di bawah frekuensi natural dan spike energy antara 0.25 sampai 0.5 gSE.



Gambar 3.25 Kerusakan tingkat ketiga bearing

Pada tingkat ketiga frekuensi kerusakan bearing mulai terlihat dan wear terlihat dengan tinggi dari sideband dengan spike energy 0.5 sampai 1 gSE.

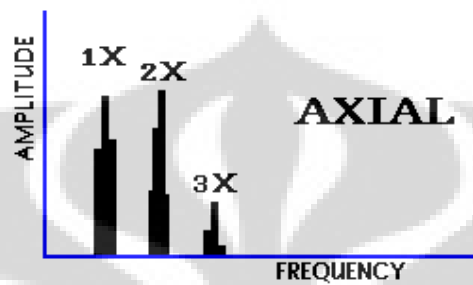


Gambar 3.26 Kerusakan tingkat keempat bearing

Pada tahap keempat frekuensi defect bearing menghilang dan diganti dengan random broadband vibration dalam bentuk lantai noise. Bahkan amplitudo dari 1x rpm dapat terpengaruhi. High frequency noise floor amplitudo dan spike energy

dapat menurun. Sebelum benar-benar rusak gSE dapat mencapai level yang sangat tinggi.

Untuk gangguan *eccentricity* spektrum yang muncul adalah seperti Gambar 3.27.



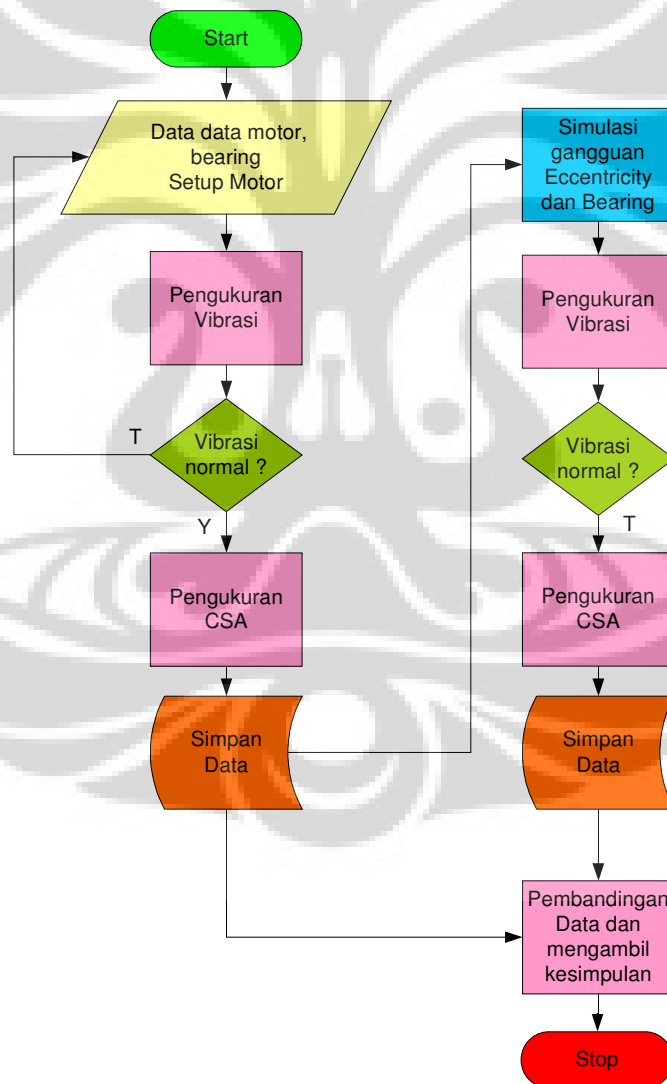
Gambar 3.27 Spektrum mesin dengan masalah *eccentricity*

BAB IV ANALISA GANGGUAN *ECCENTRICITY* DAN *BEARING*

Pada percobaan ini dilakukan kerusakan buatan pada motor, dengan Fast Fourier Transform (FFT) akan dapat dideteksi frekuensi puncak yang merupakan frekuensi kerusakan.

4.1 Diagram alur percobaan

Urutan eksperimen dilakukan sesuai dengan diagram pada gambar 4.1.



Gambar 4.1 Diagram alir percobaan

Pertama, sebelum pengambilan data sangat penting untuk menentukan motor yang akan dipakai dalam eksperimen, mendapatkan spesifikasi dari motor dan yang penting adalah mencari data-data geometri bearing yang dipakai motor. Kemudian kita melakukan *setup* untuk motor yang normal. Pengukuran vibrasi dilakukan untuk memastikan bahwa motor benar-benar normal. Setelah motor dipastikan normal baru dilakukan pengukuran *Current Signature Analysis* apabila belum maka dilakukan *setup* ulang. Motor disimulasikan mengalami gangguan *bearing* dan *eccentricity*. pengukuran vibrasi motor digunakan memastikan kerusakan telah terjadi. Kemudian diambil data pengukuran *Current Signature Analysis*. Terakhir, data dari masing-masing kondisi dianalisa.

4.2 Data Motor yang diuji:

Nama Lapangan : *Lube Oil Air Heater*

Motor Induksi Tiga fasa, tipe rotor sangkar.

Daya output : 1.5 kw

Tegangan kerja nominal: 380V,

Frekuensi nominal = 50Hz,

Bearing Front (outside) / Rear (inside) : 6203 2Z/ 6204 2Z

Kecepatan nominal 2980 rpm (slip nominal 0.0133),

Jumlah rotor bar = 24

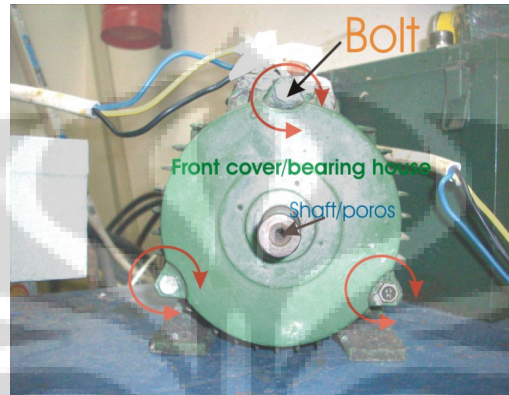
Tabel 4.1 Data bearing

	SKF 6203 2Z	SKF 6204 2Z
Jumlah bola bearing	8	8
Diameter bola (in)	0.25	0.3125
Diameter Pitch (in)	1.1378	1.1366
Inner race diameter (in)	0.6693	0.7874
Outer race diameter (in)	1.5748	1.8504
Sudut kontak (θ)	0	0

4.3 Simulasi Gangguan

Simulasi gangguan *eccentricity* dilakukan dengan mengubah kekencangan baut cover depan/ bracket. Komposisi baut diatur sehingga posisi poros motor

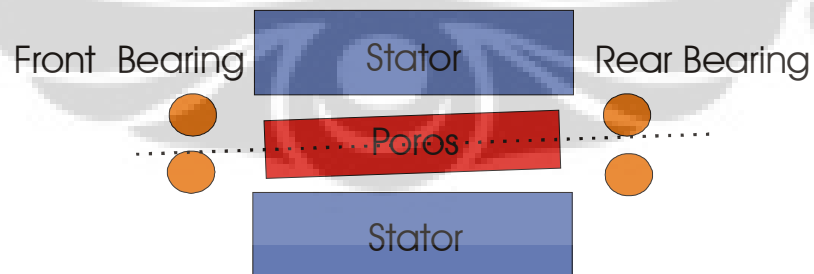
tidak normal / terjadi *eccentricity*. Karena sulit untuk mengukur besar *eccentricity* maka untuk mengetahui *eccentricity* sudah tidak normal maka poros motor diputar dengan tangan sampai poros hampir bergesekan dengan stator (poros terasa berat untuk diputar).



Gambar 4.2 Simulasi perubahan posisi *eccentricity*



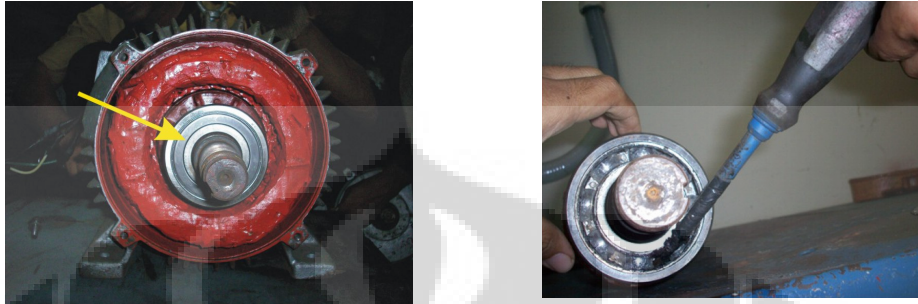
Gambar 4.3 Posisi Normal



Gambar 4.4 Posisi gangguan *eccentricity*

Untuk simulasi kerusakan bearing dilakukan dengan memukul bagian dalam bearing (antara bola, cage dan outer race) sampai bearing tidak normal

(pengecekan secara visual, bila diputar ada suara tidak normal atau putaran seperti ada yang menghambat). Simulasi dilakukan pada bearing sisi *outside/rear*.



Gambar 4.5 Lokasi simulasi kerusakan bearing

4.4 Analisa Vibrasi

Analisa vibrasi dilakukan dengan menggunakan vibrasi meter CSI. Analisa ini dipakai karena merupakan standar analisa apakah motor benar-benar telah mengalami kerusakan atau tidak. Gambar 4.6 sampai dengan 4.9 memperlihatkan pengukuran vibrasi untuk motor yang normal. Grafik atas adalah analisa FFT dan grafik bagian bawah adalah sinyal pengukuran vibrasi.

Motor Inside Vertical : 0.3331 mm/sec (Gambar 4.6)

Motor Inside Horizontal : 0.5949 mm/sec (Gambar 4.7)

Motor Outside Vertical : 0.4497 mm/sec (Gambar 4.8)

Motor Outside Horizontal : 0.3638 mm/sec (Gambar 4.9)

Untuk motor dengan gangguan eccentricity dan bearing (tidak normal) terlihat pada gambar 4.10 sampai gambar 4.13. hasil pengukuran adalah:

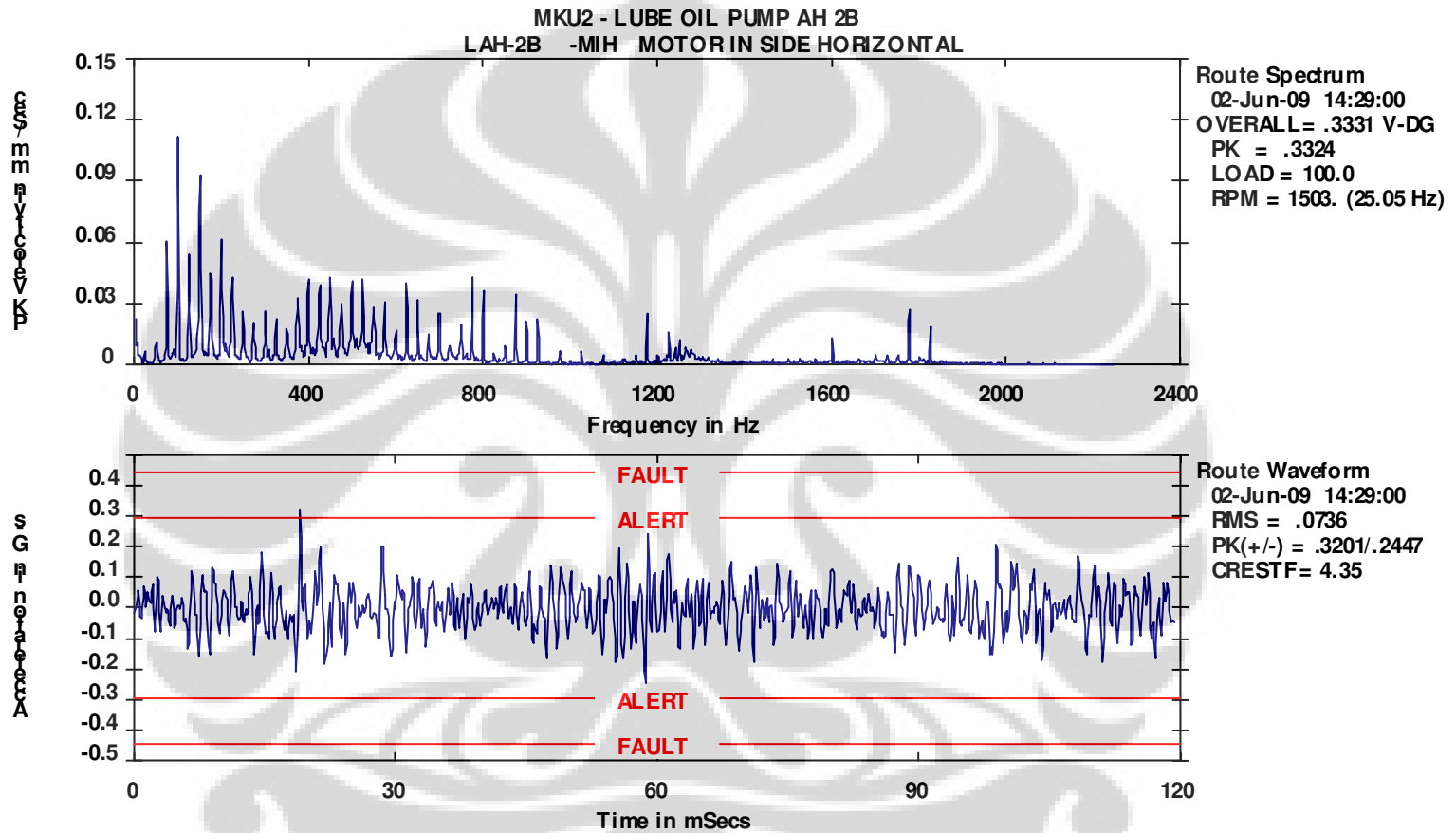
Motor Inside Vertical : 3.63 mm/sec (Gambar 4.10)

Motor Inside Horizontal : 3.07 mm/sec (Gambar 4.11)

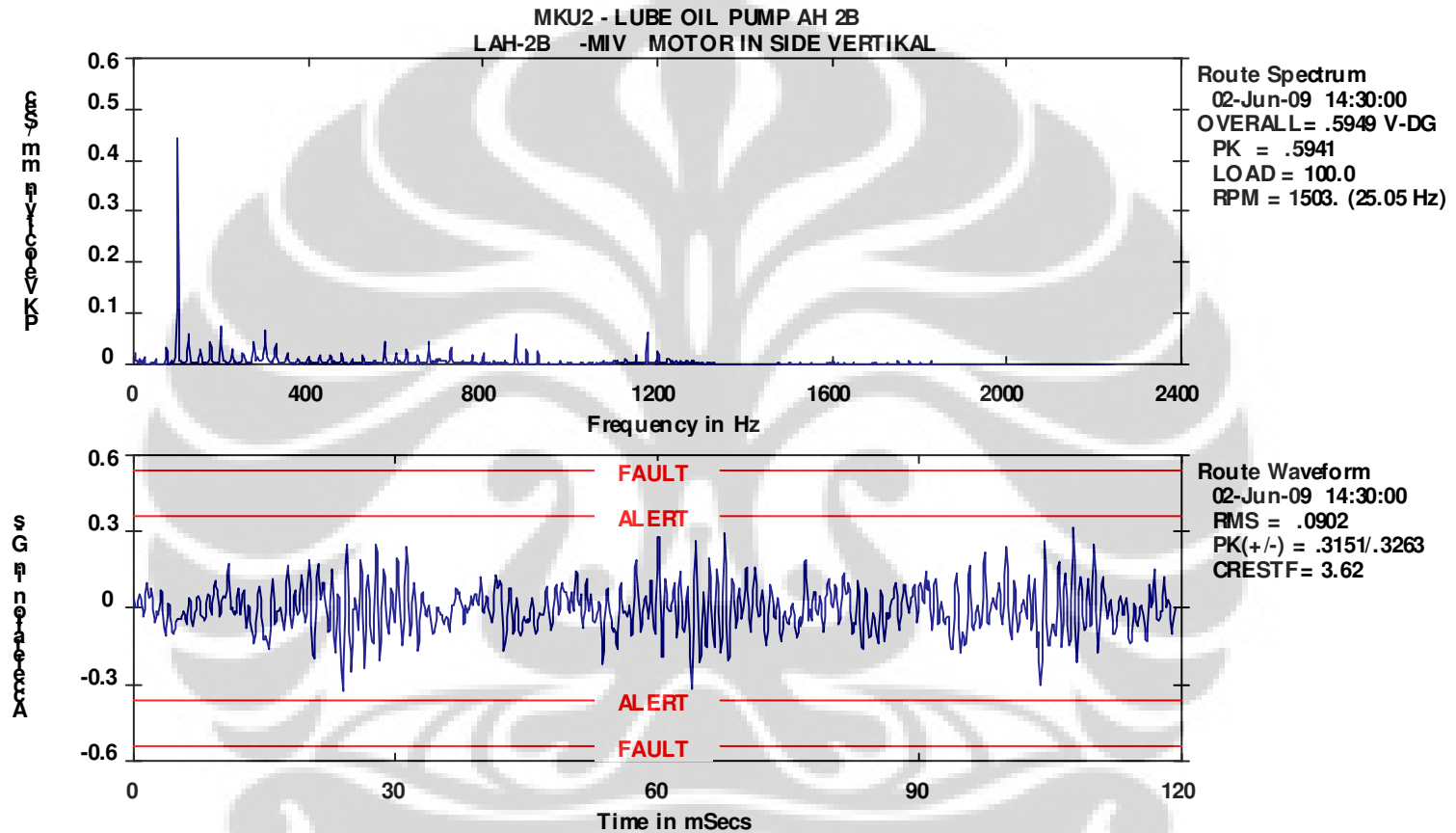
Motor Outside Vertical : 3.67 mm/sec (Gambar 4.12)

Motor Outside Horizontal : 3.18 mm/sec (Gambar 4.13)

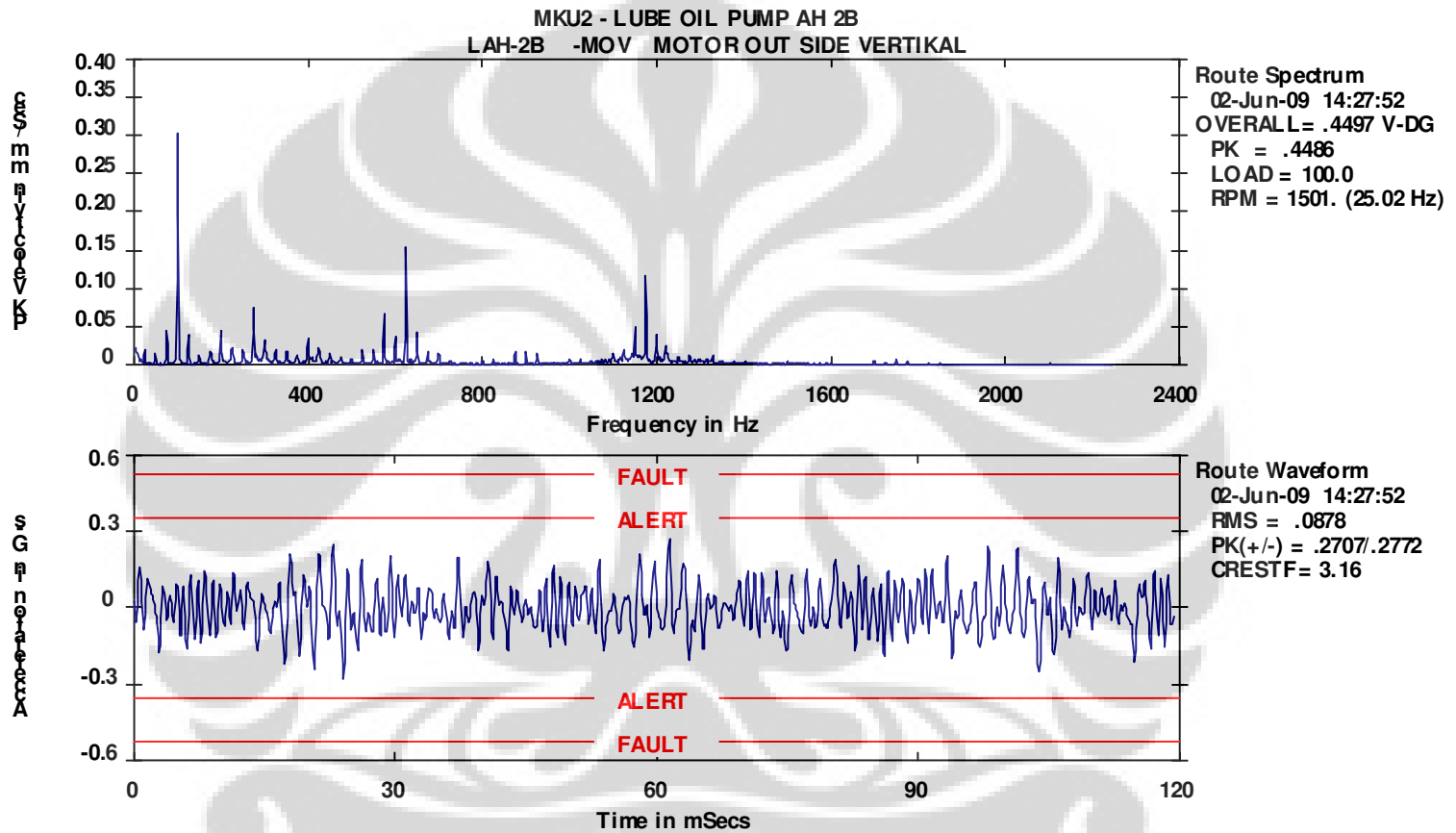
Berdasarkan ISO 10826 severity level untuk vibrasi minimum untuk Class-1 adalah 0.72 mm/sec. Diatas nilai tersebut maka motor dalam kondisi tidak normal.



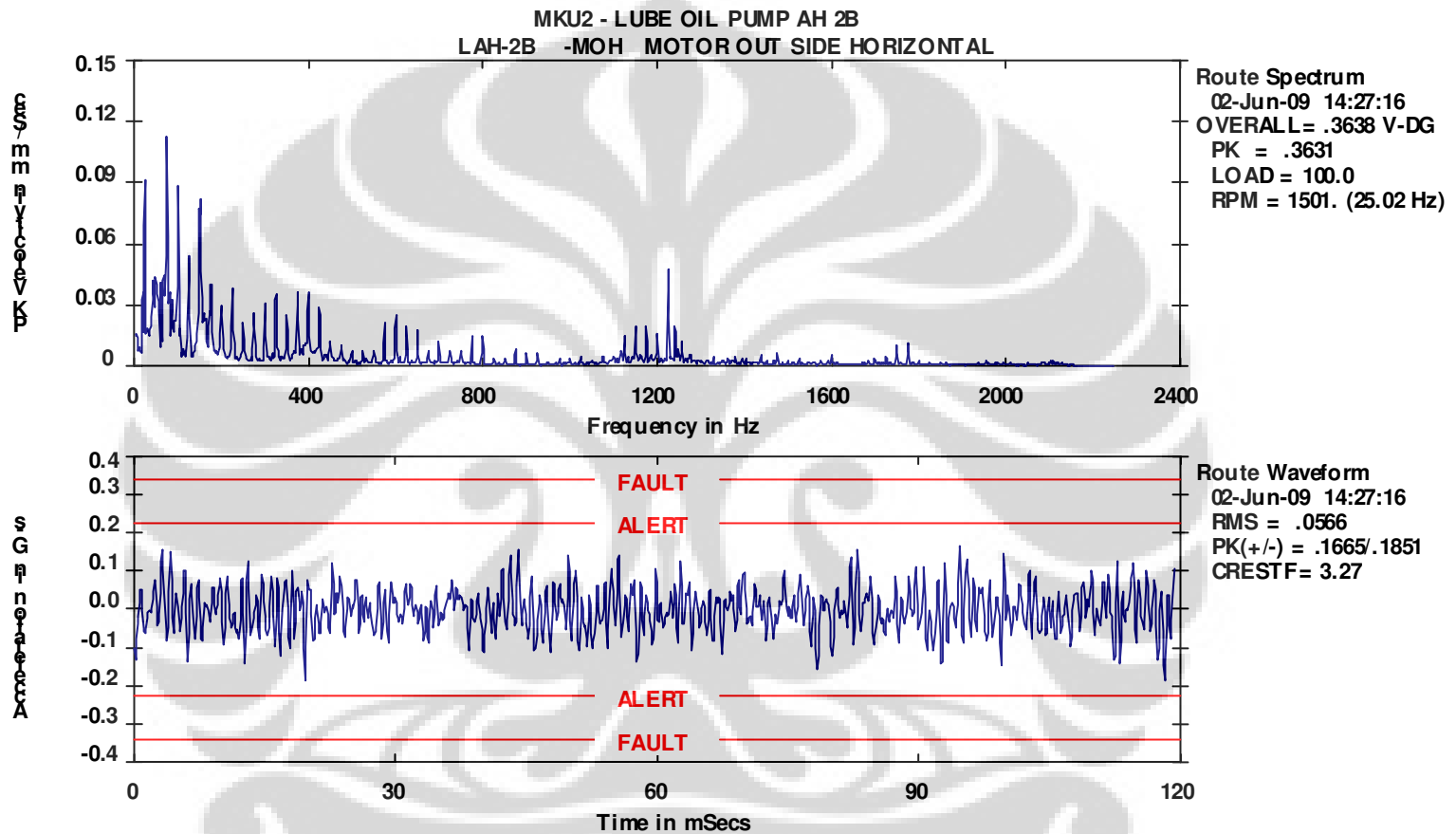
Gambar 4.6 Pengukuran vibrasi motor inside vertical (kondisi normal)



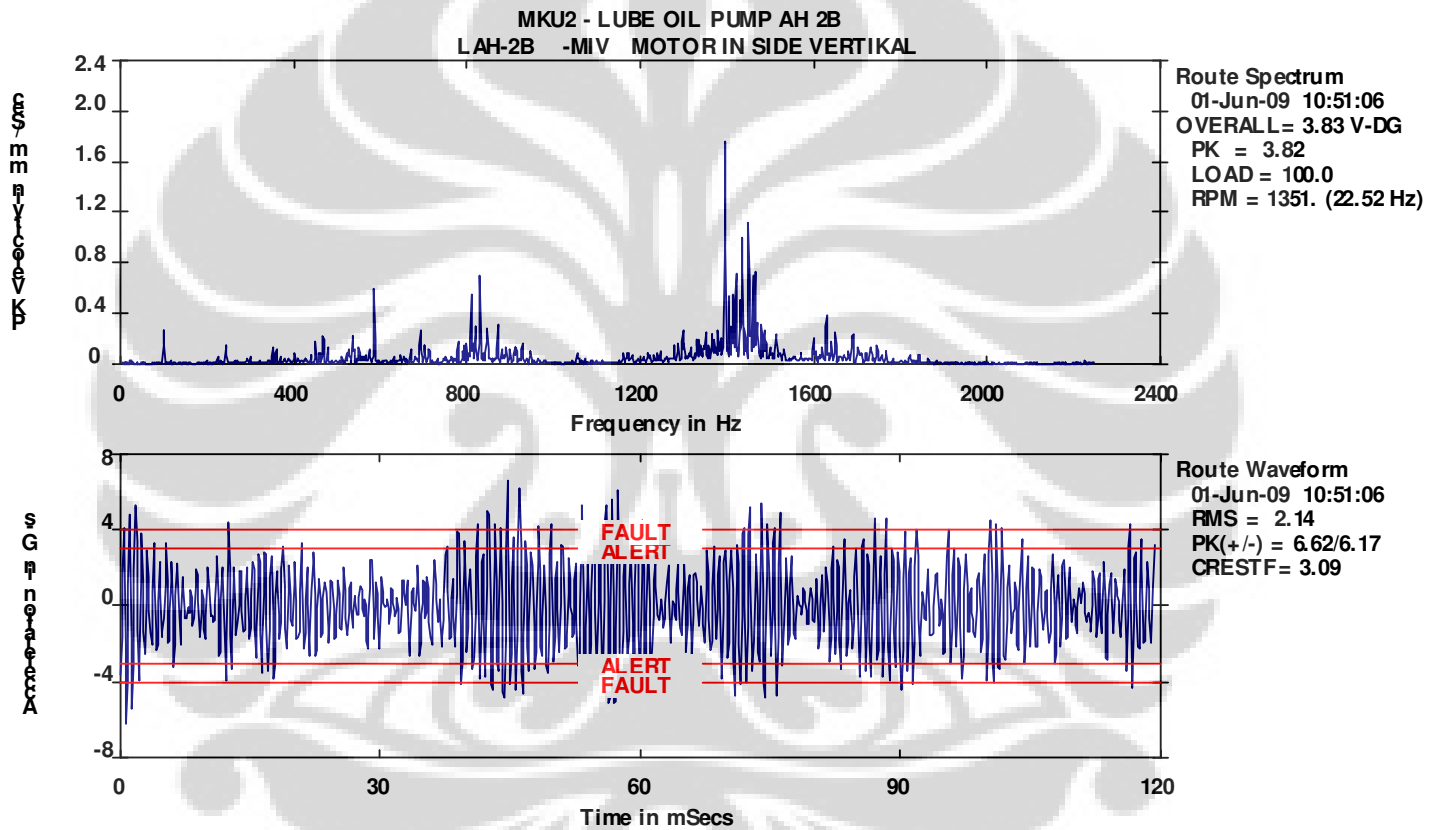
Gambar 4.7 Pengukuran vibrasi motor inside horizontal (kondisi normal)



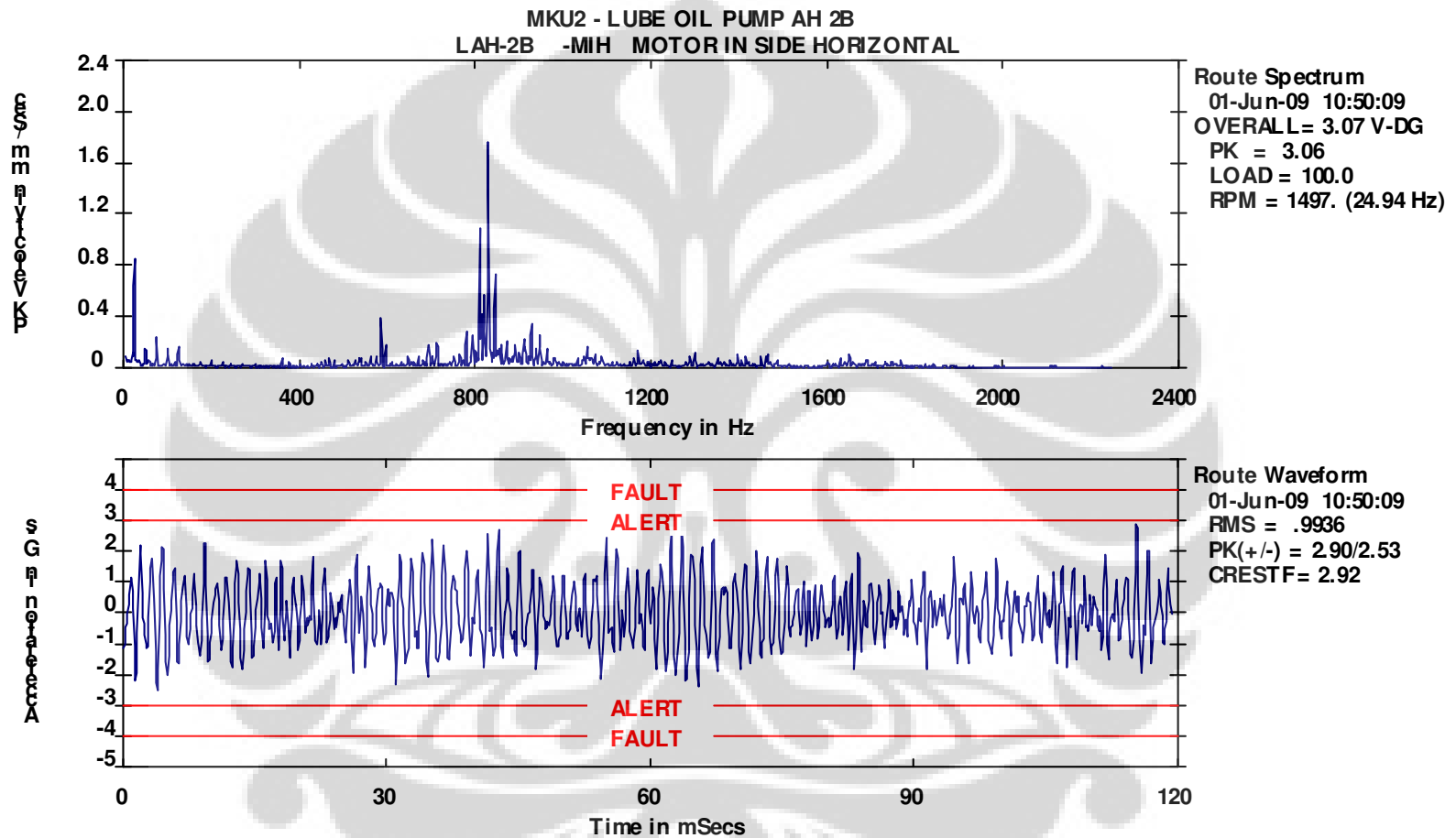
Gambar 4.8 Pengukuran vibrasi *motor outside vertical* (kondisi normal)



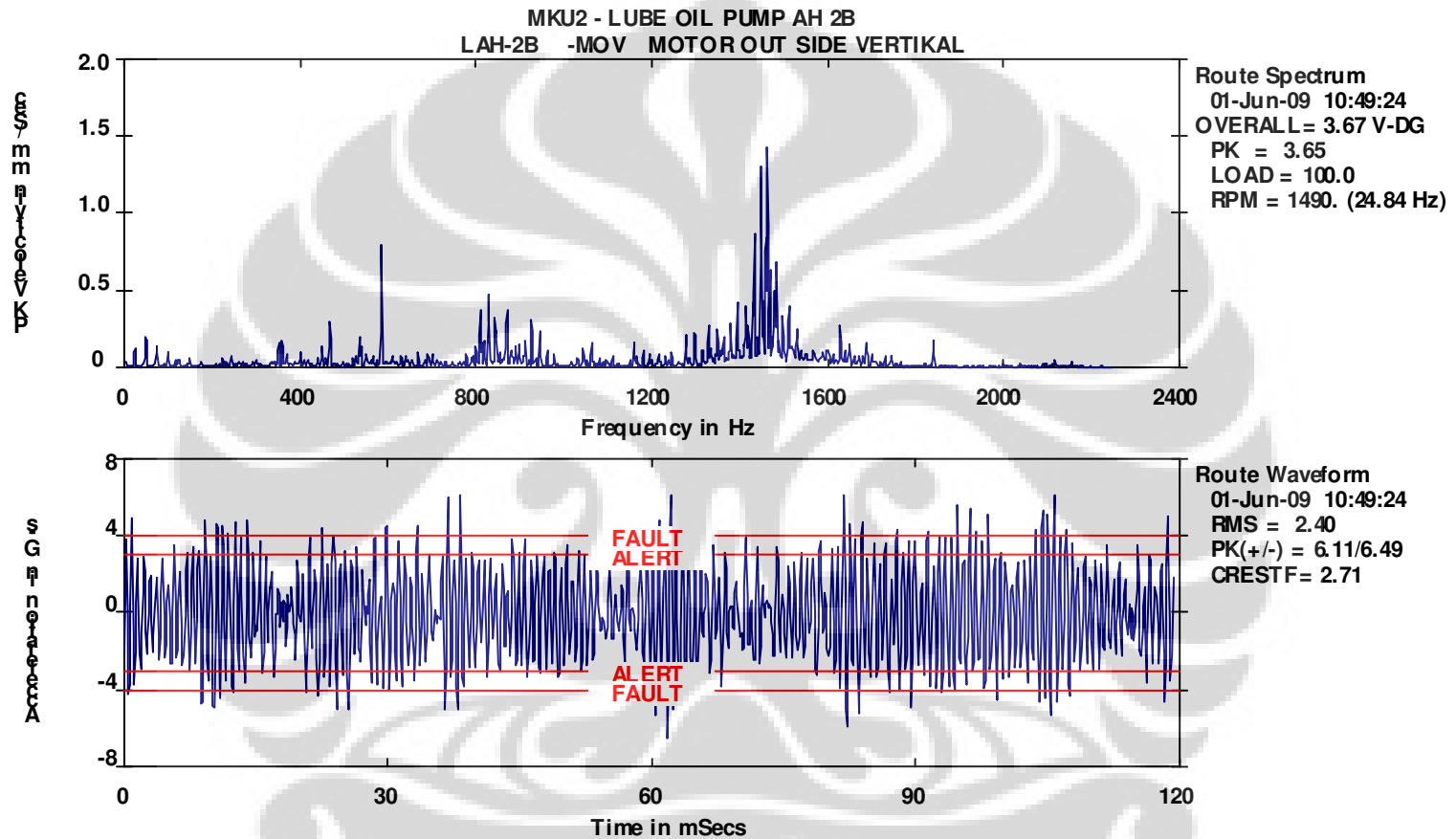
Gambar 4.9 Pengukuran vibrasi motor *outside horizontal* (kondisi normal)



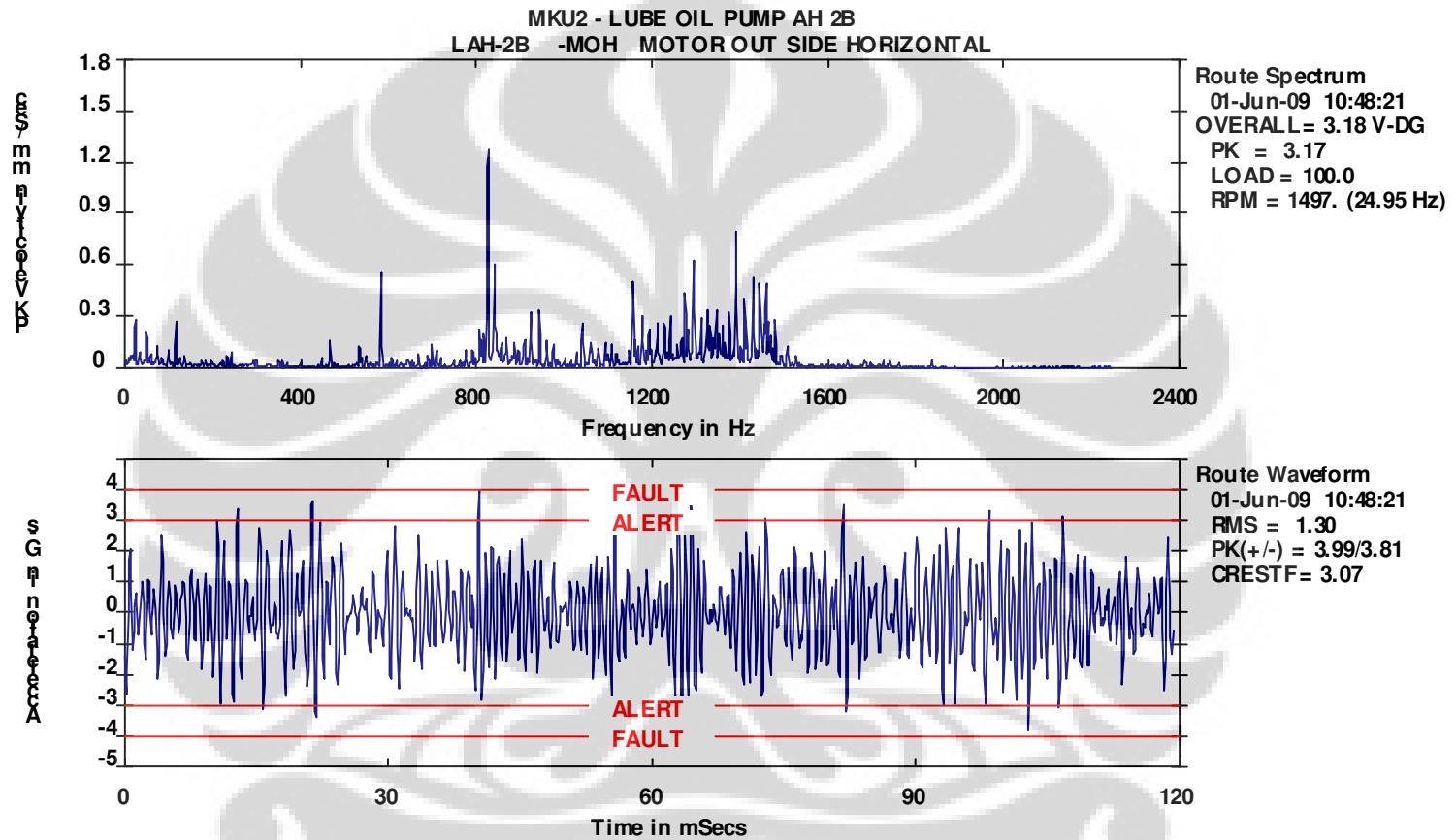
Gambar 4.10 Pengukuran vibrasi *motor inside vertical* (tidak normal)



Gambar 4.11 Pengukuran vibrasi motor inside horizontal (tidak normal)



Gambar 4.12 Pengukuran vibrasi *motor outside vertical* (tidak normal)



Gambar 4.13 Pengukuran vibrasi *motor outside horizontal* (tidak normal)

4.5 Motor Current Signature Analysis

4.5.1 Current Transducer

Clamp arus yang digunakan adalah Fluke i200 dengan spesifikasi sebagai berikut:

Rentang pengukuran	: 0.5 – 240 A (motor <i>rating</i> daya 110W – 52,8 kW)
Sinyal <i>output</i>	: 1mA/A
<i>Load on output</i>	: 0.2 – 15 Ω
<i>Bandwidth</i>	: 40 Hz – 10 kHz (-1.5 dB) 40 kHz (-3 dB)
<i>Basic accuracy</i>	: $\leq 3\% + 0.5A$ (0.5A – 10A) $\leq 2.5\% + 0.5A$ (10A – 40A) $\leq 2\% + 0.5A$ (40A – 100A) $\leq 1\% + 0.5A$ (100A – 240A)
<i>Additional error</i>	: 40 Hz – 48 Hz dan 65Hz – 1 kHz : + <3% 1 kHz – 10 kHz : + <12%

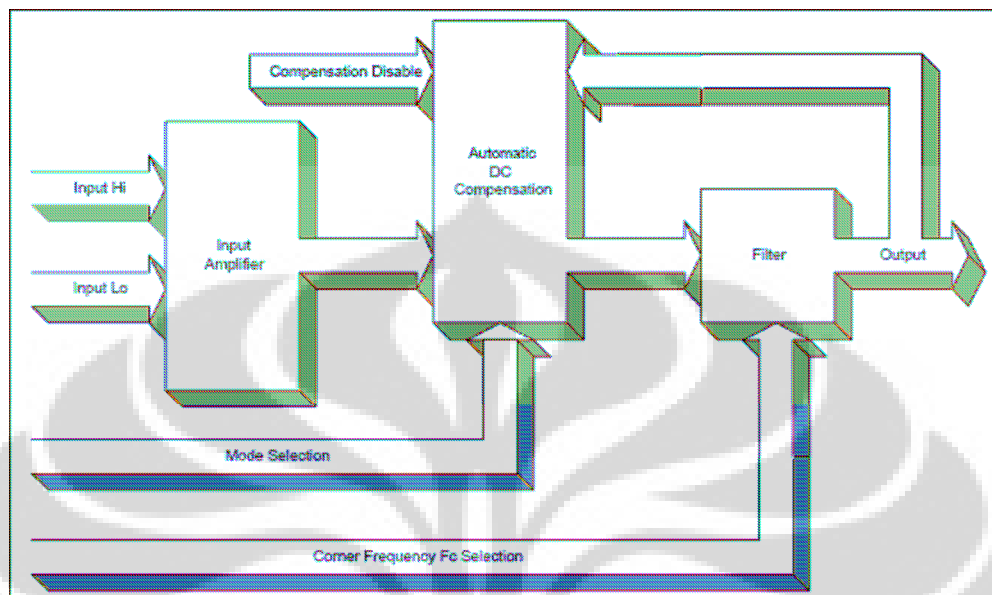
Shunt resistor yang digunakan sebagai beban dari clamp adalah sebesar 1 Ohm (masih dalam batas *output load*). Sinyal output maksimum dari tang ampere adalah 240 mA. Dengan beban 1 Ohm maka tegangan terukur pada output adalah maksimum 240 mV. Rentang Bandwidth cukup memenuhi syarat untuk melihat frekuensi signature maksimum 5000 Hz.

4.5.2 Signal Conditioning

Penggunaan antialiasing filter dan amplifier digunakan untuk menghindari frekuensi alias yaitu 2 kali 5000 Hz. Sehingga aliasing filter yang digunakan adalah *low pass filter* dengan frekuensi cut-off sebesar 10 kHz. Sinyal input dari transducer diperkuat sebesar 10 kali. Sehingga sinyal output maksimum yang akan diakuisis memiliki amplitudo sebesar 2.40 Volt. Signal conditioning yang digunakan adalah Alligator USBPGF-S1/B dengan spesifikasi :

<i>Filter</i>	: <i>Low – Pass Filter</i> , Butterworth 8 pole
<i>Bandwidth</i>	: 0.1Hz - 100 kHz (Cut-off dapat disetting)
Gain	: 1, 2, 5, 10, 100, 200, 500, 1000 (dapat dipilih)
Common mode Voltage	: $\pm 10V$ max

Impedansi : 20MHz (input) ; <0.01 Ohm (output)



Gambar 4.14 Blok diagram USBPGF-S1/B

4.5.3 Data Acquisition (DAQ) Card

DAQ Card yang digunakan adalah NI USB 6009, 8 Analog input (4 differential) dengan spesifikasi:

Input Resolution : 14 bits (differential), 13 bits (single ended)
 Max sampling rate : 48 kS/s (single channel), 42 kS/s (multi channel)
 Voltage maximum : ±10V (Single ended)
 : ±20V, ±10V, ±5V, ±2.5V, ±2V, ±1.5V, ±10V
 differential

4.5.3.1 Resolution

14 Bit ADC memiliki 16384 level, dengan tegangan batas dari -2.5V sampai +2.5V maka perubahan input yang dapat dideteksi (code width) adalah :

$$C = 5 * \frac{1}{2^{14}} = 0.31mV \quad (4.1)$$

berarti perubahan terkecil yang dapat dideteksi oleh DAQ adalah 0.31 mV.

4.5.3.2 Sampling rate

Digunakan sampling rate maksimum DAQ yaitu $F_s=43$ kS/s (multichannel). Untuk representasi sinyal yang akurat sinyal di sample dengan rate 5 –10 kali frekuensi tertinggi sinyal yang ingin diukur. Frekuensi yang akan diamati sampai 5 kHz maka rasio sampling adalah 8.6 kali (masih masuk kriteria). Dengan jumlah sample $N= 8192$ menghasilkan resolusi frekuensi $\Delta f=F_s/N =43$ kS/s /8192 = 5.25 Hz dengan rentang frekuensi dari DC sampai $(F_s/2)-(F_s/N)$, 0Hz sampai 16.25 kHz.

4.5.4 Pengukuran dengan *Motor Current Signature analysis (MCSA)*

Frekuensi puncak dari gangguan motor hasil perhitungan, hasil pengukuran untuk motor kondisi normal dan motor yang mengalami gangguan terlihat pada Tabel 4.2 sampai tabel 4.10. Hasil perhitungan adalah frekuensi pencarian gangguan.

Berdasarkan persamaan 2.9 maka hasil perhitungan letak frekuensi harmonik gangguan eccentricity untuk motor dengan 2 pasang kutub (p) dan slip(s) 0.0133 , dan frekuensi sumber (f) 50 Hz terlihat pada kolom perhitungan pada tabel 4.2.

Perhitungan secara teori berdasarkan persamaan pada tabel 2.1 dapat diperoleh frekuensi harmonik gangguan bearing seperti pada kolom perhitungan pada Tabel 4.3 sampai Tabel 4.6 untuk bearing 6203 2Z dan tabel 4.7 sampai tabel 4.10 untuk bearing 6204 2Z.

Pencarian frekuensi puncak untuk motor dengan gangguan dilakukan dengan *threshol* sebesar -95 dB, yang berarti program akan mendefinisikan spektrum daya diatas -95 dB sebagai frekuensi puncak. Dengan margin pencarian sebesar 2Hz.

Tabel 4.2 Frekuensi puncak gangguan eccentricity

Gangguan Eccentricity					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	0.33	0.00		0.00	
2	24.50	23.33	-56.60	0.00	
3	25.17	23.33	-56.60	0.00	
4	49.33	49.81	-19.34	50.12	-17.75
5	74.17	0.00		0.00	
6	74.83	0.00		0.00	
7	99.00	98.06	-72.06	0.00	
8	99.67	98.06	-72.06	0.00	
9	123.83	124.97	-79.79	125.53	-75.50
10	124.50	124.97	-79.79	125.53	-75.50
11	148.67	149.48	-56.08	150.25	-61.30
12	149.33	149.48	-56.08	150.25	-61.30
13	173.50	0.00		173.94	-87.02
14	174.17	0.00		173.94	-87.02
15	198.33	0.00		200.32	-86.95
16	199.00	0.00		200.32	-86.95
17	223.83	0.00		0.00	
18	248.67	249.18	-56.61	250.66	-61.82
19	273.50	0.00		275.46	-86.06
20	298.33	299.27	-88.08	0.00	

Untuk gangguan eccentricity pada Tabel 4.2, secara umum terlihat motor yang mengalami gangguan memiliki spektrum daya yang lebih besar daripada motor kondisi normal. Untuk motor kondisi normal frekuensi puncak yang berhasil terukur adalah 10 puncak atau 50% dari frekuensi pencarian. Sedangkan untuk motor dengan gangguan adalah 11 puncak atau 55% dari frekuensi pencarian, lebih banyak 5% daripada motor yang normal.

Tabel 4.3 Frekuensi puncak gangguan bola bearing 6203

Gangguan Pada Bola Bearing 6203					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	57.57	0.00		0.00	
2	157.57	0.00		0.00	
3	165.13	0.00		0.00	
4	265.13	0.00		0.00	
5	272.70	0.00		0.00	
6	372.70	0.00		0.00	
7	380.26	0.00		0.00	
8	480.26	0.00		0.00	
9	487.83	486.66	-93.64	0.00	
10	587.83	0.00		0.00	
11	595.39	596.36	-91.68	0.00	
12	695.39	0.00		0.00	
13	702.96	701.15	-93.46	701.30	-88.55
14	802.96	0.00		0.00	
15	810.52	811.02	-92.00	0.00	
16	910.52	910.62	-86.78	0.00	
17	918.09	0.00		0.00	
18	1018.09	0.00		0.00	
19	1025.65	0.00		0.00	
20	1125.65	0.00		0.00	

Untuk gangguan bola bearing 6203 2Z seperti Tabel 4.3, pada motor normal ditemukan 5 dari 20 puncak (25%) sedangkan pada motor yang mengalami gangguan 1 dari 20 puncak (5%) hal ini terjadi karena simulasi gangguan tidak dilakukan pada bagian bearing ini.

Untuk gangguan *cage* bearing seperti pada Tabel 4.4 , untuk motor normal ditemukan 2 dari 20 puncak (10%) sedang motor dengan gangguan adalah 2 dari 20 puncak (10%). Simulasi gangguan juga tidak dilakukan pada bagian bearing ini.

Tabel 4.4 Frekuensi puncak gangguan *cage* bearing 6203

Gangguan Pada Cage Bearing 6203					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	8.13	0.00		0.00	
2	11.25	0.00		0.00	
3	27.51	0.00		0.00	
4	30.62	0.00		0.00	
5	46.88	0.00		0.00	
6	66.26	0.00		0.00	
7	69.38	0.00		0.00	
8	85.64	0.00		0.00	
9	88.75	0.00		0.00	
10	105.02	0.00		0.00	
11	108.13	0.00		0.00	
12	124.39	124.97	-79.79	125.53	-75.50
13	127.51	0.00		125.53	-75.50
14	143.77	0.00		0.00	
15	146.88	0.00		0.00	
16	166.26	0.00		0.00	
17	185.64	187.11	-97.97	0.00	
18	205.02	0.00		0.00	
19	224.39	0.00		0.00	
20	243.77	0.00		0.00	

Untuk gangguan *inner race* bearing seperti pada Tabel 4.5 , untuk motor normal ditemukan 3 dari 20 puncak (15%) sedang motor dengan gangguan adalah 0 dari 20 puncak (0%). Simulasi gangguan juga tidak dilakukan pada bagian bearing ini.

Tabel 4.5 Frekuensi puncak gangguan *inner race* bearing 6203

Gangguan Pada Inner Race Bearing 6203					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	192.32	0.00		0.00	
2	292.32	0.00		0.00	
3	434.64	0.00		0.00	
4	534.64	0.00		0.00	
5	676.95	0.00		0.00	
6	776.95	775.57	-92.21	0.00	
7	919.27	0.00		0.00	
8	1019.27	0.00		0.00	
9	1161.59	0.00		0.00	
10	1261.59	0.00		0.00	
11	1403.91	1405.07	-94.00	0.00	
12	1503.91	0.00		0.00	
13	1646.23	0.00		0.00	
14	1746.23	0.00		0.00	
15	1888.55	0.00		0.00	
16	1988.55	0.00		0.00	
17	2130.86	2129.10	-91.72	0.00	
18	2230.86	0.00		0.00	
19	2373.18	0.00		0.00	
20	2473.18	0.00		0.00	

Untuk gangguan *outer race* bearing seperti pada Tabel 4.5 , untuk motor normal ditemukan 3 dari 20 puncak (15%) sedang motor dengan gangguan adalah 0 dari 20 puncak (0%). Simulasi gangguan juga tidak dilakukan pada bagian bearing ini.

Tabel 4.6 Frekuensi puncak gangguan *outer race* bearing 6203

Gangguan Pada Outer Race Bearing 6203					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	105.02	0.00		0.00	
2	205.02	0.00		0.00	
3	260.03	0.00		0.00	
4	360.03	0.00		0.00	
5	415.05	0.00		0.00	
6	515.05	0.00		0.00	
7	570.06	568.60	-93.39	0.00	
8	670.06	670.67	-92.20	0.00	
9	725.08	0.00		0.00	
10	825.08	0.00		0.00	
11	880.09	881.15	-98.58	0.00	
12	980.09	0.00		0.00	
13	1035.11	0.00		0.00	
14	1135.11	0.00		0.00	
15	1190.12	0.00		0.00	
16	1290.12	0.00		0.00	
17	1345.14	0.00		0.00	
18	1445.14	0.00		0.00	
19	1500.15	0.00		0.00	
20	1600.15	0.00		0.00	

Untuk gangguan pada bola bearing 6204 2Z , pada Tabel 4.7 terlihat untuk motor normal ditemukan 4 dari 20 puncak (20%) dan untuk motor dengan gangguan 11 dari 20 puncak (55%). Pada bagian ini dilakukan simulasi gangguan sehingga frekuensi puncak yang ditemukan lebih banyak daripada motor yang normal.

Tabel 4.7 Frekuensi puncak gangguan bola bearing 6204

Gangguan Pada Bola Bearing 6204					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	50.41	49.81	-19.34	50.12	-17.75
2	150.41	149.48	-56.08	150.25	-61.30
3	150.82	149.48	-56.08	150.25	-61.30
4	250.82	249.18	-56.61	250.66	-61.82
5	251.23	0.00		250.66	-61.82
6	351.23	0.00		350.83	-65.18
7	351.64	0.00		350.83	-65.18
8	451.64	0.00		451.01	-77.24
9	452.05	0.00		451.01	-77.24
10	552.05	0.00		550.89	-68.30
11	552.45	0.00		550.89	-68.30
12	652.45	0.00		0.00	
13	652.86	0.00		0.00	
14	752.86	0.00		0.00	
15	753.27	0.00		0.00	
16	853.27	0.00		0.00	
17	853.68	0.00		0.00	
18	953.68	0.00		0.00	
19	954.09	0.00		0.00	
20	1054.09	0.00		0.00	

Untuk gangguan pada *cage* bearing 6204 2Z , pada Tabel 4.8 terlihat untuk motor normal ditemukan 1 dari 20 puncak (5%) dan untuk motor dengan gangguan 3 dari 20 puncak (15%). Pada bagian ini dilakukan simulasi gangguan sehingga frekuensi puncak yang ditemukan lebih banyak daripada motor yang normal.

Tabel 4.8 Frekuensi puncak gangguan *cage bearing* 6204

Gangguan Pada Cage Bearing 6204					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	7.08	0.00		0	
2	11.95	0.00		0	
3	26.11	0.00		0	
4	30.97	0.00		0	
5	45.14	0.00		0	
6	64.16	0.00		0	
7	69.03	0.00		0	
8	83.19	0.00		0	
9	88.05	0.00		0	
10	102.22	0.00		0	
11	107.08	0.00		0	
12	121.25	0.00		0	
13	126.11	124.97	-79.789	125.528	-75.503
14	140.27	0.00		0	
15	145.14	0.00		0	
16	164.16	0.00		0	
17	183.19	0.00		182.177	-88.686
18	202.22	0.00		200.323	-86.949
19	221.25	0.00		0	
20	240.27	0.00		0	

Untuk gangguan pada *inner race* bearing 6204 2Z , pada Tabel 4.9 terlihat untuk motor normal ditemukan 3 dari 20 puncak (5%) dan untuk motor dengan gangguan 0 dari 20 puncak (0%).

Tabel 4.9 Frekuensi puncak gangguan *inner race* bearing 6204

Gangguan Pada Inner Race Bearing 6204					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	195.12	0.00		0	
2	295.12	0.00		0	
3	440.23	0.00		0	
4	540.23	0.00		0	
5	685.35	0.00		0	
6	785.35	0.00		0	
7	930.46	931.61	-91.064	0	
8	1030.46	0.00		0	
9	1175.58	0.00		0	
10	1275.58	0.00		0	
11	1420.69	1419.44	-94.736	0	
12	1520.69	0.00		0	
13	1665.81	0.00		0	
14	1765.81	0.00		0	
15	1910.92	0.00		0	
16	2010.92	2009.80	-93.502	0	
17	2156.04	0.00		0	
18	2256.04	0.00		0	
19	2401.15	0.00		0	
20	2501.15	0.00		0	

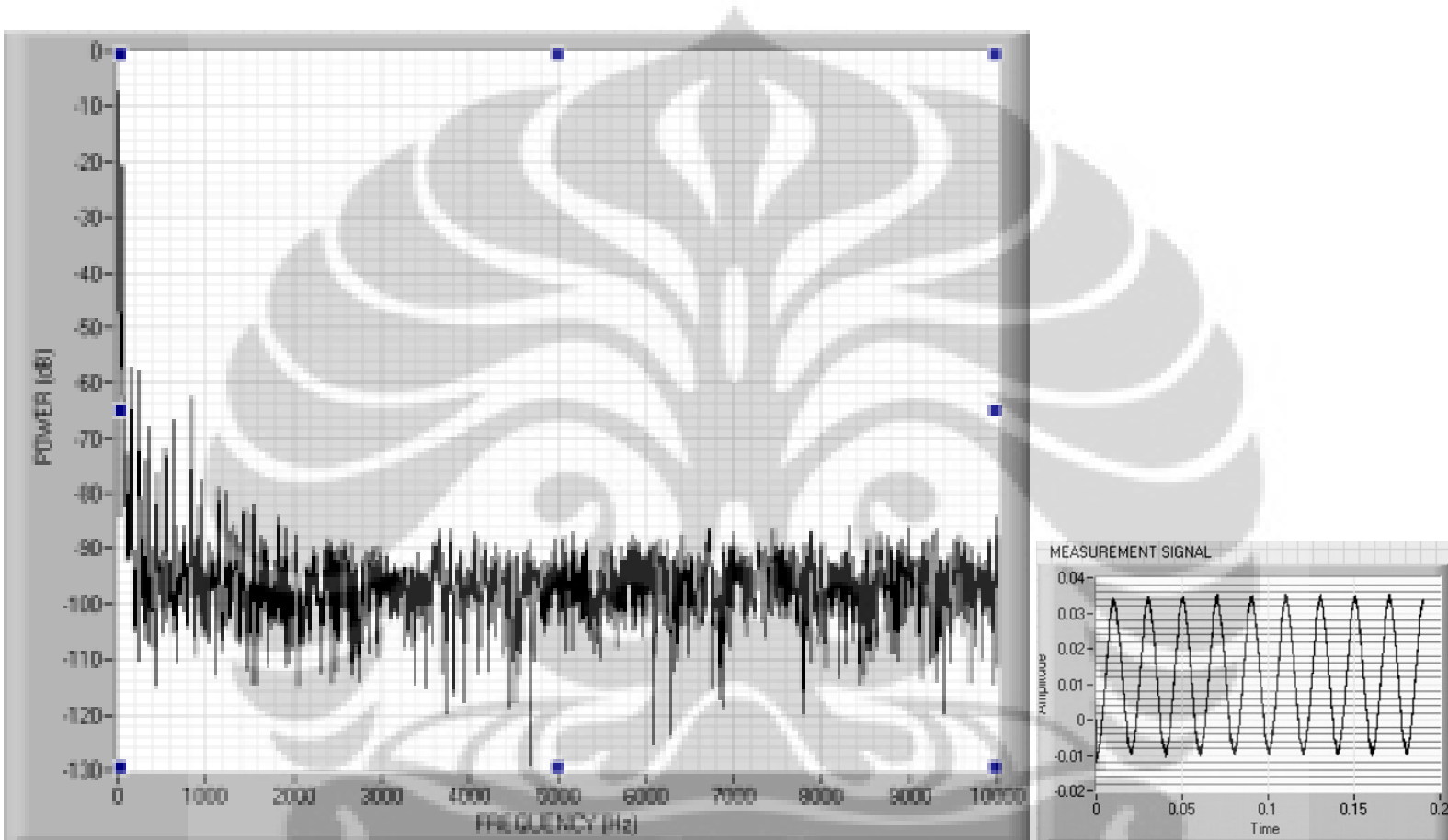
Untuk gangguan pada *outer race* bearing 6204 2Z , pada Tabel 4.9 terlihat untuk motor normal ditemukan 2 dari 20 puncak (10%) dan untuk motor dengan gangguan 0 dari 20 puncak (0%).

Spektrum FFT dan sinyal arus untuk motor normal terlihat pada gambar 4.15 dan untuk motor dengan gangguan seperti pada gambar 4.16 dan perbandingan kedua grafik sinyal terlihat pada gambar 4.17 dimana secara keseluruhan motor dengan gangguan memiliki spektrum daya yang lebih besar dari motor normal, hal ini terjadi karena arus motor dengan gangguan sedikit lebih besar dari motor normal (arus nominal pada frekuensi 50Hz) pada motor normal – 19.34 dB sedangkan pada motor dengan gangguan adalah -17.75 dB.

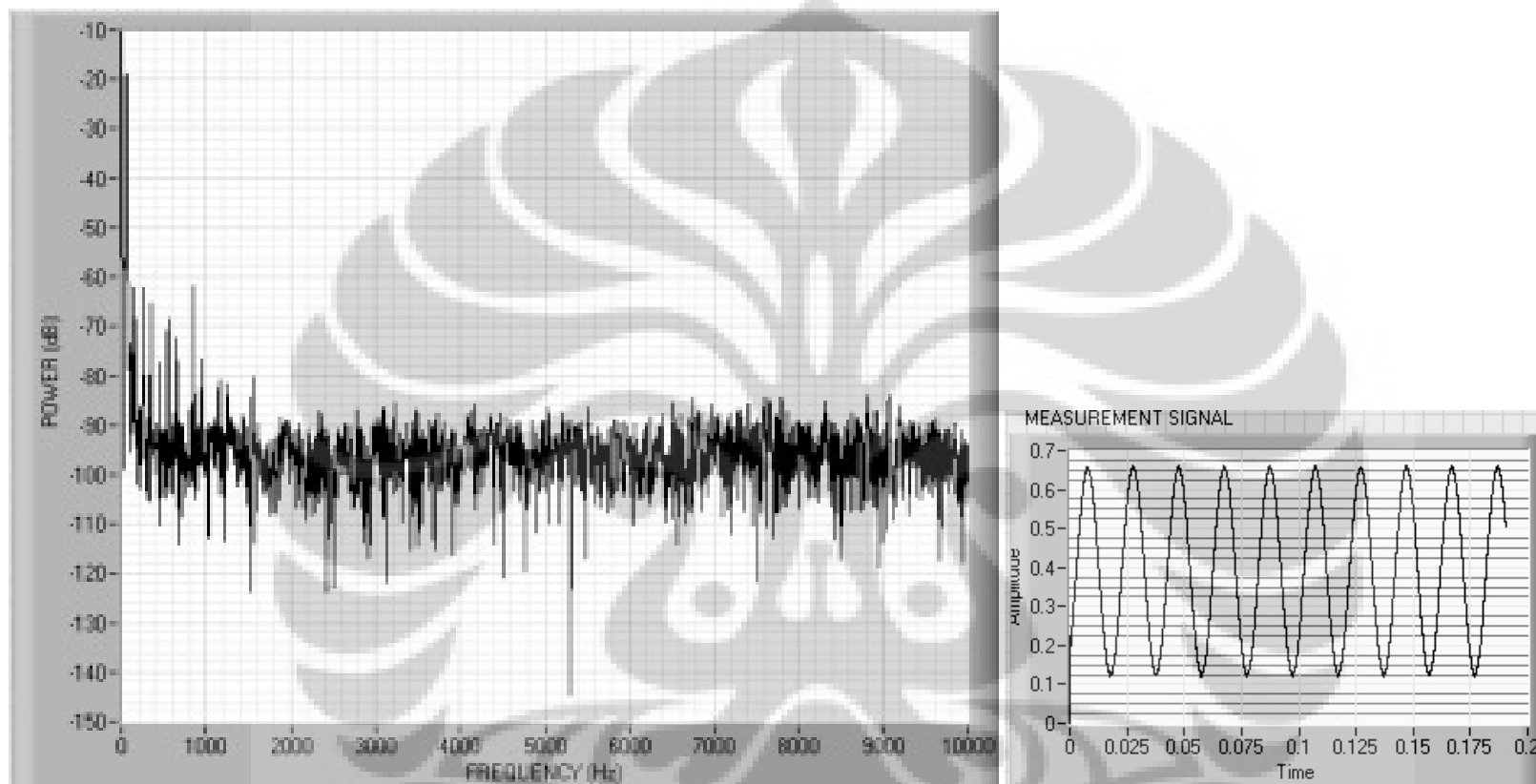
Tabel 4.10 Frekuensi puncak gangguan *outer race* bearing 6204

Gangguan Pada Outerer Race Bearing 6204					
No	Peak frekuensi (perhitungan) Hz	Motor Normal		Motor Tidak Normal	
		Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB	Frekuensi Hz	Spektrum Daya dB
1	102.22	0		0	
2	202.22	0		0	
3	254.44	0		0	
4	354.44	0		0	
5	406.65	0		0	
6	506.65	0		0	
7	558.87	0		0	
8	658.87	0		0	
9	711.09	0		0	
10	811.09	811.019	-91.997	0	
11	863.31	0		0	
12	963.31	0		0	
13	1015.53	0		0	
14	1115.53	0		0	
15	1167.74	0		0	
16	1267.74	0		0	
17	1319.96	0		0	
18	1419.96	1419.44	-94.736	0	
19	1472.18	0		0	
20	1572.18	0		0	

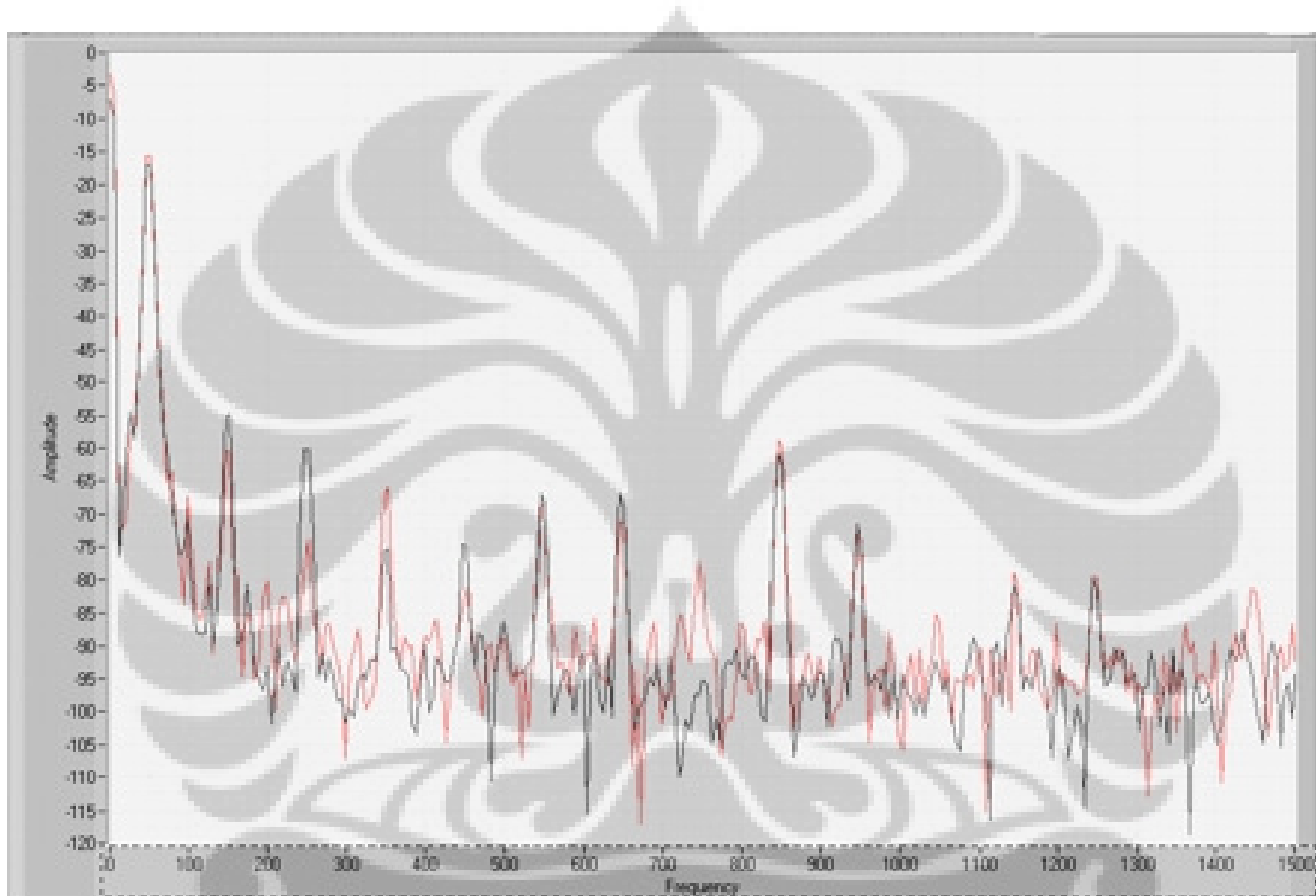
Spektrum hasil pengukuran dengan CSA terlihat pada Gambar 4.15 untuk motor yang normal dan Gambar 4.16 untuk motor dengan kerusakan *bearing* dan *eccentricity*. Secara visual terlihat sinyalnya mirip namun apabila kita melakukan *peak level detection*. Baru akan terlihat perbedaan frekuensi puncak yang muncul. Perbedaan secara visual antara kedua spektrum sinyal terlihat pada Gambar 4.17. Terlihat Spektrum daya untuk motor yang rusak lebih besar daripada motor yang normal.



Gambar 4.15 Hasil pengukuran dengan instrumen MCSA untuk motor normal



Gambar 4.16 Hasil pengukuran dengan instrumen MESA untuk motor tidak normal



Gambar 4.17 Hasil pengukuran dengan instrumen MCSA untuk motor normal (hitam) dan tidak normal (merah)



BAB V

KESIMPULAN

Dari Penelitian yang dilakukan untuk mendeteksi gangguan bearing dan eccentricity pada motor induksi tiga fasa dengan current signature analysis dapat disimpulkan beberapa hal yaitu:

1. Current Signature Analysis cocok untuk online monitoring dari motor induksi
2. Spektrum signature untuk gangguan bola bearing 6204 2Z yang jelas terlihat terletak pada frekuensi 50.12Hz, 150.25Hz, 250.66Hz, 350.83Hz, 451.01Hz, 550.89Hz, dengan keberhasilan pencarian sebesar 55% .
3. Spektrum signature untuk gangguan eccentricity yang dapat dideteksi oleh alat ukur terletak pada frekuensi: 50.12 Hz, 125.53 Hz, 150.25 Hz, 173.94 Hz, 200.32 Hz, 250.66 Hz, 275.46 Hz dengan keberhasilan pencarian 55%.
4. Spektrum daya untuk motor yang normal lebih kecil dibanding motor yang mengalami gangguan. Motor normal -19.34 dB sedang motor rusak - 17.75 dB.

Dari data hasil penelitian terdapat beberapa kelemahan, maka untuk penelitian lanjutan ada beberapa saran yaitu:

1. Penggunaan motor dengan beban.
2. Membandingkan analisa vibrasi dengan *Current Signature Analysis*.
3. Penggunaan sensor pengukur kecepatan.

DAFTAR PUSTAKA

1. Ayhan, B., Chow, M.Y., Song, M.H., Trussel, H.J, *Application of Notch Filtering under Low Sampling Rate for Broken Rotor Bar Detection with DTFT and AR based Spectrum Methods*, IEEE Trans on Energy Conversion, vol 20 no 2, June 2005.
2. Ayhan, B., Chow, M.Y., Song, M.H., *Multiple Signature Processing-Based Fault Detection Schemes for Broken Rotor Bar in Induction Motor*, IEEE Trans on Energy Conversion, vol 20 no 2, June 2005.
3. Benbouzid, M. E. H., Zeraouia, M., Mangel, H., Mamoune, A., *A Simple Fuzzy Logic Approach for Induction Motor Stator Condition Monitoring*, Journal od Electrical Systems, vol 1-1:19-30, 2005.
4. Da Silva, A. M., *Induction Motor Fault Diagnostic and Monitoring Method*, Marquette University, Milwaukee, Mei 2006.
5. Doebelin, E., *Measurement System: Application and Design*, McGraw Hill, New York, 1966.
6. Huang, X., *Diagnostic of Airgap Eccentricity in Closed-Loop Drive-Connected Induction Motors*, Georgia Institute of Technology, Mei 2005.
7. Jover, P, *Current, Force and Vibration-Based Techniques for Induction Condition Monitoring*, TKK Dissertation 85, Helsinki University of technology, 2007.
8. Lehtonen, J., Koivo, H.N., *Fault Diagnosis of Induction Motor with Dynamical Neural Networks*, Helsinki University, 2006.
9. Menacer, A., Said, M., *Stator Current Analysis of Incipient Fault Into Aynchronous Motor Rotor Bar Using Fourier Fast Transform*, Journal Of Electrical Engineering, Vol 55, 2004.
10. Negrea, M.D., *Electromagnetic Flux Monitoring for Detecting Faults in Electrical Machines*, TKK Dissertation 51, Helsinki University of Technology, 2006.
11. Pillay, P., Xu, Z., *Motor Current Signature Analysis*, IDM controls, Georgia, 1996.

12. Penrose, H.W., *Practical Motor Current Signature Analysis Taking The Mystery Out of MCSA*, ALL TEST Pro, BJM Corp USA, 2003.
13. Proakis, J.G., *Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Applications*, Prentice-Hall International, New Jersey, 1996.
14. Rodriguez, I., Alves, R., *Bearing Damage Detection of the Induction Motors using Current Analysis*, IEEE PES transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America, Venezuela, 2006.
15. Szabo, L., Dobai, J.B., Biro, K.A., *Virtual Instrumentation for Detecting Rotor Faults in Induction Motors*, Technical University of Cluj, 2003
16. Senol, I., Dalci, K.B., Önel, I.Y., *Detection of Outer Raceway Bearing Defects in Small Induction Motors using Stator Current Analysis*, Sādhanā, vol.30 part 6, December 2005.
17. Smith, S.W., *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, California Technical Publishing, 1997.
18. Supangat, R. Soong, W. L., Gray, D. A., *Broken Rotor Bar Fault Detection in Induction Motors Using Starting Current Analysis*, University of Adelaide, 2004.
19. *Signature Analysis*, 2008, www.maskindynamik.no.
20. Thomson, W. T., Fenger, M., *Case Histories of Current Signature Analysis to Detect faults in Induction Motor Drives*, Iris Power Engineering, 2001.