

## **PENGENDALI MOTOR INDUKSI UNTUK KECEPATAN RENDAH TANPA SENSOR FLUKSI STATOR**

**Sudarmono**

Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Negeri Surabaya

### **Abstrak**

Penggerak motor AC dengan efisiensi tinggi tanpa sensor kecepatan pada motor induksi baik dari sisi ketahanan dan stabilitas. Artikel ini menyajikan pengendali motor induksi tanpa sensor kecepatan dan vektor tegangan. Kecepatan motor diperoleh dari kecepatan posisi sudut dan perbedaan sudut kecepatan yang dihitung dari arus stator dan kecepatan putaran medan magnet stator. Untuk membuat karakteristik pengendali pada kecepatan rendah, perhitungan yang akurat untuk tegangan kerja harus direncanakan dengan mempertimbangkan faktor kesalahan pada pengendali digital, rugi tegangan (tegangan jatuh) pada saklar dan waktu pemutusan dari rangkaian inverter. Hasil eksperimen menunjukkan terjadi perbaikan karakteristik putaran dengan rangkaian pengendali yang dibuat.

Kata kunci : Pengendali motor induksi, efisien pada kecepatan rendah, pengendali tanpa sensor.

### **Abstract**

*The alternating current motor mover with high efficiency without speed sensor at the induction motor is better than endurance and stability side. This article presents induction motor control without speed sensor and voltage vector. Speed motor is found from difference of angle position frequency and differentiation of angle frequency counted from stator current and frequency. To makes control characteristic at the low speed, accuracy calculation for voltage have to designed with consider error factor at the digital control. Voltage drop at switch and breaking times from the inverter circuit. Result of experiment shows better characteristic of control circuit.*

*Key words : Induction motor control, efficiency for low speed, without sensor control.*

### **I. Pendahuluan**

Sistem pengendali motor induksi rangkaian terbuka, telah banyak digunakan di industri. Kelebihan dari sistem ini terutama jika digunakan pada kecepatan rendah. Sistem dengan efisiensi tinggi, teknik pengendali yang berorientasi pada pengaturan medan. Pengendali tanpa sensor kecepatan yang berorientasi pada pengaturan medan telah dipakai untuk menghilangkan penggunaan sensor kecepatan yang masih memiliki kelemahan pada nilai, ukuran, ketahanan terhadap gesekan dan stabilitas.

Beberapa pendekatan sistem pengendali tanpa sensor didasarkan pada sistem adaptive dengan mode P dalam menghitung kecepatan dari pengukuran arus dan tegangan terminal. Pengendali yang berorientasi medan akibat fluksi sudah banyak dikembangkan untuk mengatasi kelemahan pengendali dengan sensor.

Perhitungan vektor balik EMF dari daya reaktif yang cepat pada fluksi rotor diusulkan untuk meningkatkan efisiensi pada kecepatan rendah. Untuk menghindari sensitivitas perubahan suhu pada tahanan pembantu pada pengendali tanpa sensor, metode perhitungan tahanan bantu tidak memerlukan variabel kecepatan rotor.

Walaupun berbagai upaya telah dilakukan, pengendali tanpa sensor untuk kecepatan rendah pada motor induksi masih merupakan masalah yang belum terpecahkan.

Penelitian ini memperkenalkan pengendali motor induksi tanpa sensor tegangan dan kecepatan pada penggunaan umum. Blok diagram pengendali tanpa sensor didasarkan pada persamaan tegangan motor induksi dengan sumbu d-q yang berputar secara sinkron dengan vektor fluksi stator. Tegangan kerja untuk mengatur vektor fluksi stator dapat diperoleh dengan mudah



kecepatan referensi  $\omega_r^*$  dengan kecepatan rotor  $\omega_r$ . Dengan menggunakan  $i_{sq}^*$  dan arus torsi  $i_{sq}$ , regulator arus membangkitkan kecepatan sudut slip  $\omega_s^*$  untuk mengatur komponen torsi arus.

## 2. Vektor posisi fluksi stator

Kecapatan sudut slip  $\omega_s^*$  ditambah dengan kecepatan sudut rotor  $\omega_r$  membangkitkan kecepatan sudut stator  $\omega^*$ . Integral dari kecepatan sudut  $\omega^*$  dan kedudukan vektor posisi fluksi stator adalah :

$$\theta = \int \omega^*.dt \quad \dots [6]$$

Kedudukan  $\theta$  digunakan dalam blok transformasi d-q dan blok inverter PWM v/f untuk menghitung arus sumbu d-q dan bentuk PWM secara berurutan.

Pada saat kecepatan sudut referensi  $\omega^*$  lebih besar dari frekuensi sudut dasar COB, besarnya  $\Delta_s^*$  dari vektor posisi fluksi stator menurun memperlemah medan untuk menghindari keadaan saturasi tegangan output dari inverter. Amplitudo dari vektor posisi fluksi stator secara otomatis menurun berbanding terbalik dengan kecepatan sudut referensi pada saat bekerja di atas kecepatan COB, dapat dirumuskan:

$$\Delta_s^* = \left\{ \begin{array}{l} \Delta_{so}^* : \omega^* \leq \omega_b \\ \omega_b \\ -\Delta_s^* : \text{for } \omega^* > \omega_b \\ \omega^* \end{array} \right\} \quad \dots [7]$$

$\Delta_{so}^*$  adalah amplitudo konstan dari vektor fluksi stator.

## 3. Pengaturan arus penguat

Penghitung arus penguatan akan menghasilkan arus sumbu  $d^*_{is-d}$ . Cara menghitungnya adalah dari baris ketiga dan keempat dalam persamaan [3], keadaan jenuh dari  $i_{sd}$  dapat dicari dengan :

$$i_{sd} = \left( \frac{1}{M'} + \frac{1}{2I'_r} \right) \Delta_s - \sqrt{\left( \frac{\Delta_s^2}{2I'_r} \right) - i_{sq}^2} \quad \dots [8]$$

dengan asumsi :

$$\left( \frac{\Delta_s}{2I'_r} \right)^2 \gg 1^2_{sq} \quad \dots [9]$$

Nilai pendekatan untuk  $I_{sd}$  dicari dengan persamaan :

$$i_{sd} = \frac{\Delta_s}{M'} + \frac{I'_r}{\Delta_s} i_{sq}^2 \quad \dots [10]$$

Masukkan harga sebenarnya  $\Delta_s$  dan  $i_{sq}$  pada persamaan [10] dengan harga yang sesuai, arus sumbu -d dapat diperoleh rumus:

$$i_{sd} = \frac{\Delta_s}{M'} + \frac{I'_r}{\Delta_s^*} i_{sq}^2 \quad \dots [11]$$

Untuk mengatur arus sumbu -d, kerugian tegangan  $r^*_{sd}$  ditemukan dengan rumus :

$$\Delta r^*_{sd} = K_d \Delta_{isd} = K_d (I^*_{sd} - i_{sd}) \quad \dots [12]$$

$K_d$  adalah pengatur penguatan :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega^* \Delta_s^* \end{pmatrix} + RS \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \quad \dots [13]$$

## 4. Fungsi dari blok inverter PWM v/f

Dari baris pertama dan kedua dalam persamaan [3] tegangan stator  $V_{sd}$  dan  $V_{sq}$  dijabarkan sebagai berikut :

Jumlahkan  $r^*_{sd}$  pada pers. [12] ke persamaan [13] tegangan kerja  $V^*_{sd}$  dan  $V^*_{sq}$ , dengan cara :

$$\begin{pmatrix} V^*_{sd} \\ V^*_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega^* \Delta_s^* \end{pmatrix} + RS \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta V^*_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \dots [14]$$

Tegangan PWM yang sesuai dengan tegangan kerja  $V^*_{sd}$  dan  $V^*_{sq}$  diaplikasikan pada motor induksi.

## 5. Penghitungan kecepatan

Kecepatan sudut rotor  $\omega_r$  dapat ditentukan dari kecepatan sudut sinkron  $\omega$  dan kecepatan sudut slip  $\omega_s$  sebagai berikut :

$$\omega_r = \omega - \omega_s \quad \dots [15]$$

Pada saat kecepatan sudut sinkron  $\omega$  diketahui, kecepatan sudut  $\omega_s$  harus dihitung. Kecepatan sudut slip  $\omega_s$  dihitung dari baris ke 4 dalam persamaan [3], sebagai berikut :

$$\omega_s = \frac{R'_r + I'_r P}{\left( 1 + \frac{I'_r}{M'} \right) \Delta^*_s - I'_r i_{sd}} \dots [16]$$

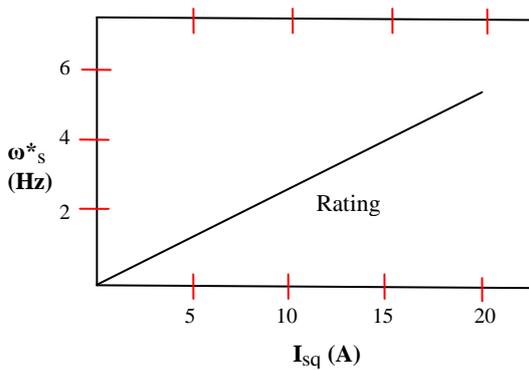
Untuk menghindari pembagian yang rumit pada persamaan [16] digunakan pendekatan dengan menggunakan persamaan [10], persamaan [16] dapat ditransformasikan menjadi :

$$\omega_0 = \frac{1}{1 - \frac{I'_r}{\Delta^*_0}} \frac{R'_r + I'_r P}{\Delta^*_s} i_{sd} \dots [17]$$

Selanjutnya dengan menggunakan *Polynom Taylor*, persamaan di atas [17] menjadi :

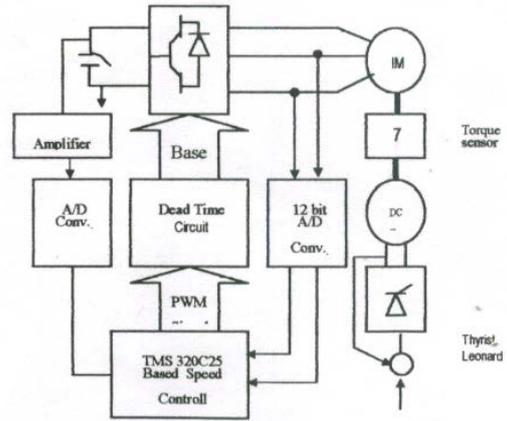
$$\omega_s = \left\{ 1 + \left( \frac{i_r}{\Delta^*_s} \right)^2 \right\} \frac{R'_r + I'_r P}{\Delta^*_s} i_{sq} \dots [18]$$

Untuk menguji validitas pendekatan yang digunakan, karakteristik pada kondisi *steady state*  $\omega_s$  terhadap  $i_{sq}$  yang dicari dari pers. [16] dan [18] dibandingkan, seperti ditunjukkan pada Gambar 2. Menurut gambar tersebut, persamaan pendekatan [18] adalah valid pada titik kerja kondisi normal.



Gambar 2

Perbandingan antara persamaan kecepatan sudut slip normal dan pendekatan



Gambar 3

Konfigurasi sistem eksperimen

- 1) Inverter PWM tegangan 3 fasa 2,2kW, 200V, 600Hz, 4mb, 8,5A, 1,25kgm
- 2) Penguat isolasi
- 3) Konverter analog ke digital
- 4) Sinyal dasar
- 5) Rangkaian *dead time*
- 6) Sensor torsi
- 7) Konverter analog ke digital 12 bit
- 8) Beban
- 9) Sinyal PWM
- 10) Pengatur kecepatan dan TMS 320C25
- 11) Thyristor

#### IV. Pembahasan

Gambar 3 menunjukkan konfigurasi sistem kontrol pada eksperimen dengan motor 4kutub 2.200watt, spesifikasi motor induksi ditunjukkan pada Tabel 1.

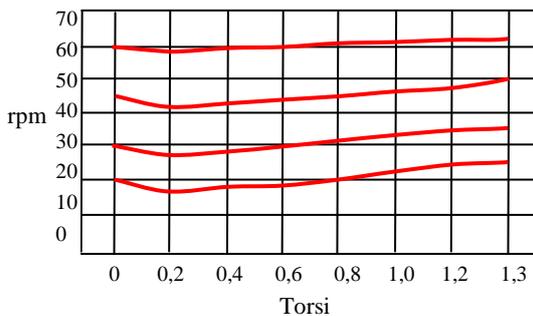
Motor uji dikontrol oleh inverter transistor bipolar dengan gerbang terisolasi (IGBT), *switching* 2,5kHz dan *dead time* 1,5. Tegangan input inverter  $V_{dc} = 2 \times 200V$ . Beban untuk uji adalah generator dc, dan rangkaian arus minor *thyristor* dasar *Ward Leonard* yang disediakan untuk memberikan beban torsi yang halus, bahkan pada rentang kecepatan rendah.

Rangkaian pengontrol DSP TMS 320C25 melaksanakan pengaturan kontinu fluksi stator dan kontrol kontinu kecepatan tanpa sensor dalam waktu 125detik. Waktu kontrol untuk kecepatan dan torsi  $TC = 200$  detik.

Tabel 1  
Parameter Motor Induksi

Besaran	Keterangan
Jumlah phasa	3 phasa
Jumlah kutub	4 kutub
Output	2,2 kW
Frekuensi	60 Hz
Tegangan	200 Volt
Arus	8,5 A
Torsi	12,25 Nm
Kecepatan	1710 rpm
$J = 0,09 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$	$D = 6 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}/\text{sec}$
$R_s = 0,598 \Omega$	$R = 0,716 \Omega$
$M = 91,842 \text{ mH}$	$L = 2,88 \text{ mH}$

Gambar 4 menunjukkan karakteristik kecepatan torsi dalam keadaan jenuh dengan rentang kecepatan rendah tanpa kompensasi untuk kerugian *dead time*.



Gambar 4

Karakteristik kecepatan terhadap torsi dalam kecepatan rendah

Karakteristik di atas 1,3 pu, torsi tidak diukur karena adanya pembatasan arus pada inverter. Kesalahan kecepatan maksimum untuk 60 rpm dan 20 rpm adalah 3 rpm. Di bawah 20 rpm, keadaan yang stabil tidak dapat dicapai.

## V. Pengembangan Efisiensi Kecepatan Rendah

### 1. Pengujian keakuratan tegangan output

Seperti halnya penurunan kecepatan, tegangan kerja menurun, dan juga kualitas kesalahan berkaitan pembangkitan sinyal PWM, efek *dead time*, dan tegangan jatuh maju dari peralatan pensaklaran menimbulkan kesalahan tegangan cukup berarti dalam amplitudo dan fasa.

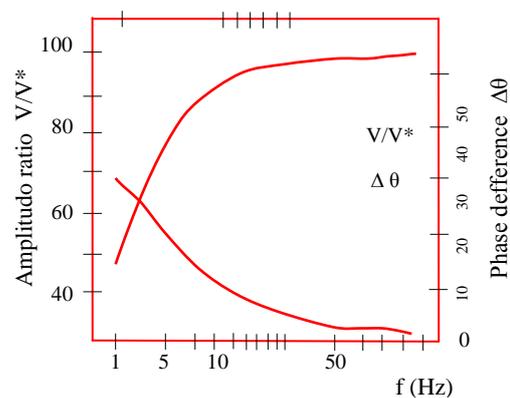
Gambar 5 menunjukkan perbandingan amplitudo dan perbedaan fasa dari komponen dasar tegangan output berhubungan dengan referensi yang sesuai pada saat motor uji dikendalikan dengan rangkaian kontrol terbuka v/f tanpa beban. Pada kondisi frekuensi di bawah 5Hz peningkatan kesalahan terjadi secara signifikan, misalnya tegangan output meningkat 50% dan beda fasanya  $28^\circ$  untuk setiap perubahan 1Hz.

Gambar 6 menunjukkan garis arus  $i_a, i_b, i_c$ . Kecepatan rotor  $\omega_r$ , dan sudut phase tegangan kerja  $Q_o$  pada  $f = 1\text{Hz}$ . Tegangan phasa sangat rendah,  $V = 1,692\text{V}$  pada  $f=1\text{ Hz}$ . Hasil eksperimen juga menunjukkan bahwa vektor arus terdiri dari komponen dc, dan karena komponen dc kecepatan rotor berfluktuasi (berubah) karena perubahan frekuensi inverter setiap 1 Hz.

Keakuratan tegangan dikompensasi dengan tiga cara, yaitu :

- Kompensasi kuantitas kesalahan dalam pembangkitan sinyal PWM,
- Efek *dead time*,
- Drop tegangan maju pada peralatan pensaklaran

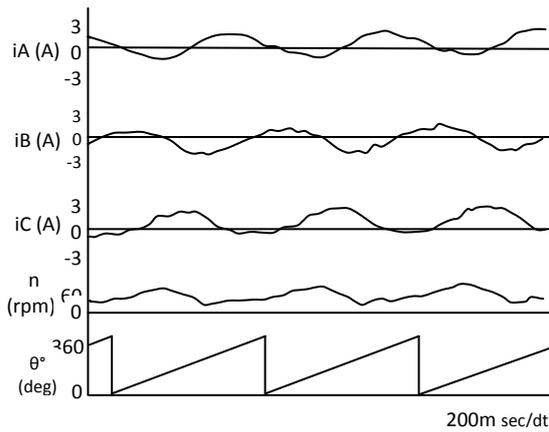
### 2. Penggantian kuantitas kesalahan



Gambar 5

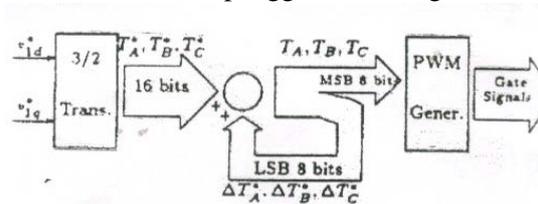
Perbandingan amplitudo dan perbedaan fasa

Data lebar pulsa 16 bit  $TA^*$ ,  $TB^*$  dan  $TC^*$  untuk pembangkitan sinyal PWM didapatkan dari tegangan kerja yang mengacu  $V_d^*$  dan  $V_q^*$  dalam pengendali.



Gambar 6

Bentuk gelombang kerja pada frekuensi 1Hz sebelum penggantian kerugian



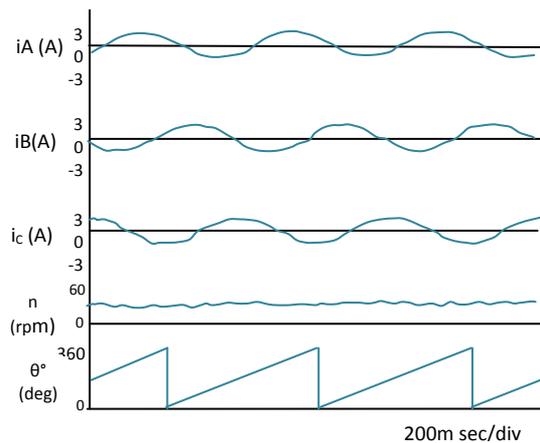
Gambar 7

Kompensasi kerugian untuk kuantitas kesalahan

Hanya data 8 bit di bagian atas digunakan dalam generator sinyal PWM dan data 8 bit bagian bawah  $T_A$ ,  $T_B$  dan  $T_C$  tidak digunakan, karena resolusi dari generator sinyal PWM hanya 8 bit. Gambar 7 menunjukkan skema kompensasi sederhana untuk kualitas kesalahan dalam pembangkitan sinyal PWM. Data 8 bit bagian rendah  $T_A^*$ ,  $T_B^*$  dan  $T_C^*$  pada sampling berikutnya.

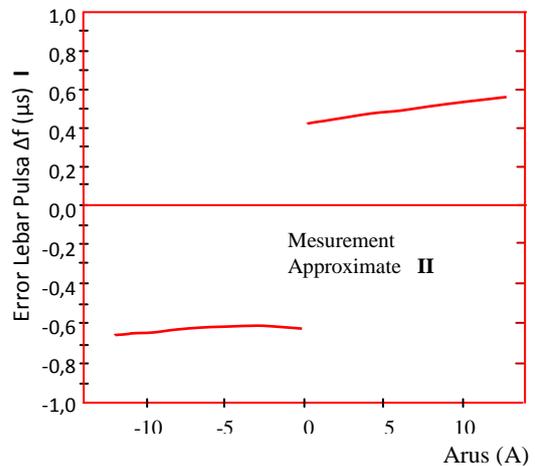
Dengan memodifikasi data PWM pada setiap sampling menjadi susunan data 8 bit bagian rendah, data PWM  $T_A$ ,  $T_B$ , dan  $T_C$  yang lebih akurat dapat digunakan untuk generator sinyal PWM.

Dengan kompensasi tersebut, hasil eksperimen ditunjukkan pada Gambar 8. Meskipun bentuk gelombang masih cacat, penghapusan komponen dc pada vektor arus akan memperbaiki *ripple* torsi, dan selanjutnya menghilangkan terjadinya fluktuasi kecepatan. Sehingga perubahan perbandingan amplitudo dan perbedaan fasa, tegangan output tidak berubah.



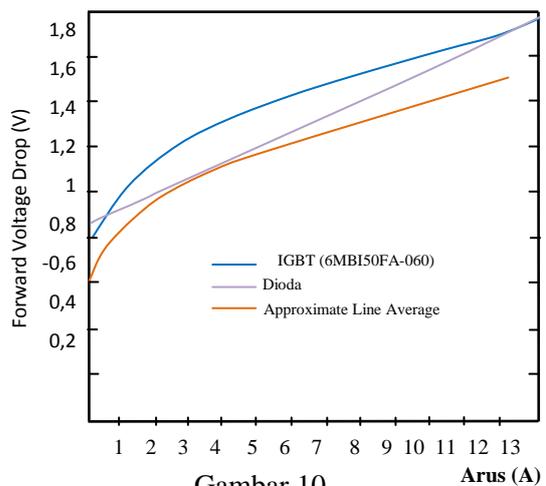
Gambar 8

Bentuk gelombang dengan kompensasi kuantitas kesalahan



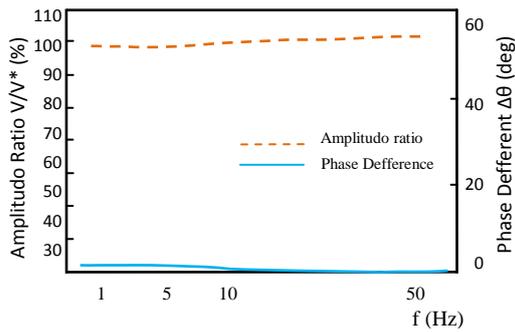
Gambar 9

Kesalahan waktu penyaluran dengan waktu mati (pemutusan)



Gambar 10

Tegangan maju pada peralatan pensaklaran



Gambar 11

Perbandingan amplitudo dan beda fase tegangan kerja setelah kompensasi

### 3. *Dead time* dan drop tegangan maju

Gambar 9, menunjukkan kesalahan *pay conducting time t* yang terukur pada pulsa PWM antara nilai pendekatan dan nilai sebenarnya selama selang waktu sampling. Kesalahan *conducting time t* diakibatkan oleh *dead time* dan penundaan pensaklaran. Kompensasi untuk kesalahan *conducting time* dapat dicapai dengan menambah *t* pada sinyal PWM murni.

Gambar 10, menunjukkan karakteristik tegangan jatuh maju dari transistor IGBT dan diode. Meskipun tegangan jatuh maju dari IGBT dan diode adalah berbeda dan kurvanya tidak berupa garis lurus. Dengan menggunakan garis lurus, lebar pulsa dan secara bersamaan dengan tegangan jatuh maju dihitung. Kemudian ditambahkan dengan data lebar pulsa yang sebenarnya untuk kompensasi tegangan jatuh maju.

Kompensasi untuk efek *dead time* dan tegangan jatuh maju dapat dicapai dengan kompensator pengaruh arus maju yang ditunjukkan dalam Gambar 10.

Gambar 11 menunjukkan perbandingan amplitudo dan perbedaan fase dari tegangan output yang telah diperbaiki setelah dilakukan kompensasi pada kuantitas kesalahan efek *dead time* dan tegangan jumlah maju, dengan kondisi eksperimen yang sama seperti pada Gambar 5. Di bawah 5Hz kesalahan berkembang secara pesat dari sebelumnya, sebagai misal perbandingan amplitudo dan perbedaan fase berkembang menjadi 97% dan 1,7% pada  $f = 1$  Hz setelah dipasang kompensator.

Gambar 12, menunjukkan garis arus  $i_a, i_b, i_c$  kecepatan rotor  $\omega_r$ , dan sudut fase dari tegangan kerja  $Q_o$ , pada  $f = 1$  Hz. Distorsi arus karena efek *dead time* dan tegangan jatuh maju seperti pada gambar 6 dapat diperbaiki dengan baik dan bentuk gelombang yang sinusoidal pada garis arus dapat dicapai. Kecepatan rotor pada Gambar 12 adalah hampir konstan.

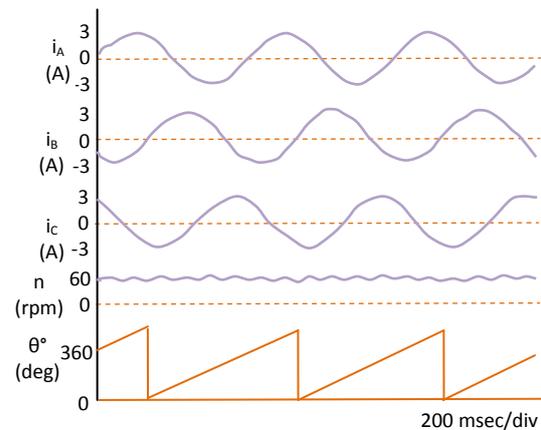
## VI. Pembahasan

Hasil eksperimen dalam keadaan jenuh dan transient setelah adanya kompensasi pada tegangan output akan dijelaskan sebagai berikut :

### 1. Karakteristik *steady state* (keadaan jenuh)

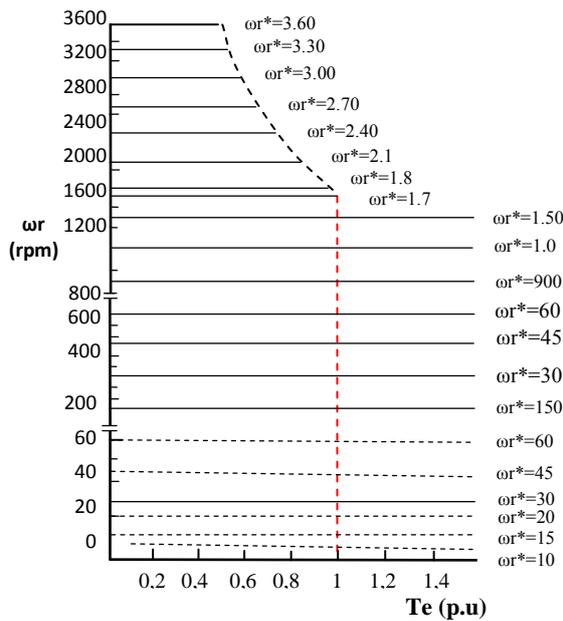
Gambar 13 menunjukkan karakteristik kecepatan torsi dalam keadaan *steady state* yang dioptimalkan setelah adanya kompensasi. Kecepatan minimum 10 rpm dan kecepatan maksimum 3600 rpm dicapai dengan cara memperkecil medan. Kecepatan stabil minimum dapat dikurangi sampai 10 rpm sesuai dengan kompensasi. Perbandingan kontrol kecepatannya 1 : 360.

Di bawah kecepatan 1.710 rpm, kecepatan yang stabil diperoleh dengan mengatur torsi dalam jangka 0-1,5 p.u, dengan kesalahan kontrol kecepatan maksimal 6 rpm. Di atas kecepatan rata-rata, pengaturan kecepatan supaya stabil dengan cara pelemahan medan pada nilai power rata-rata, seperti ditunjukkan titik garis pada Gambar 13.



Gambar 12

Bentuk gelombang pada  $f = 1$ Hz



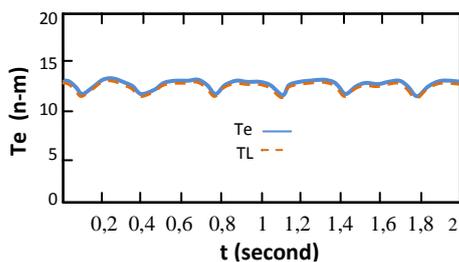
Gambar 13

Karakteristik kecepatan terhadap torsi setelah dipasang kompensator

Gambar 14 menunjukkan bentuk gelombang torsi dalam keadaan *steady state* di bawah harga beban pada  $\omega_r^* = 10$  rpm.

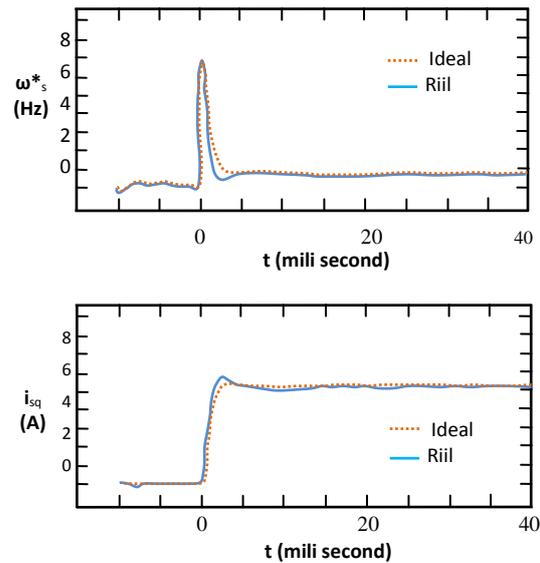
Distorsi arus dapat diperbaiki dengan pengendalian inverter secara optimum dan sebagai hasilnya, bentuk gelombang arus sinusoidal yang bersih dapat dicapai bahkan dalam kecepatan yang sangat rendah.

Dari alasan tersebut, torsi dengan tanpa *ripple* dapat dicapai (lihat Gambar 14), fluktuasi kecepatan juga dapat diperbaiki.



Gambar 14

Bentuk gelombang torsi di bawah harga beban pada  $\omega_r^* 10$  rpm



Gambar 15

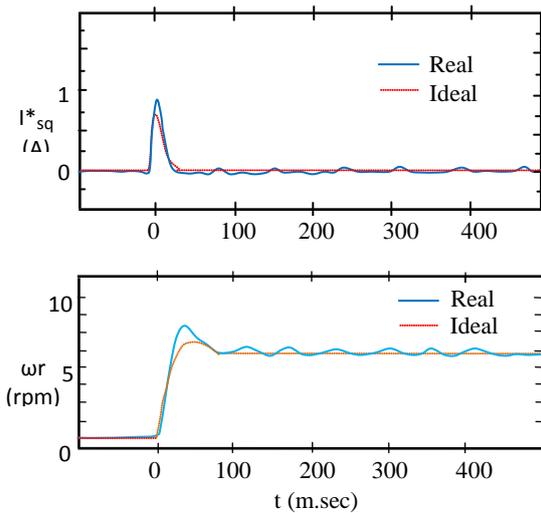
Respon transien dari sistem kontrol arus torsi

## 2. Karakteristik keadaan transien

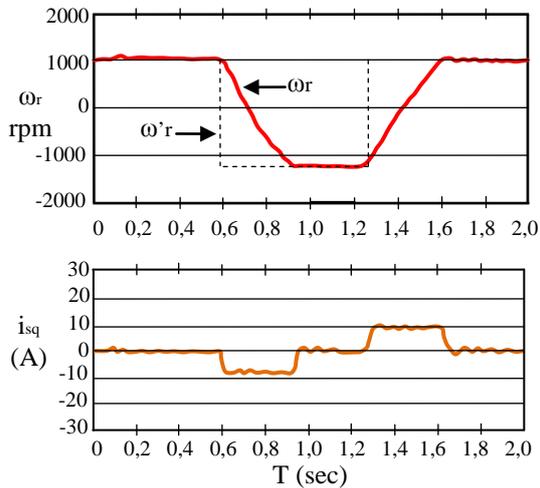
Mendapatkan respon cepat dari arus dan torsi pada pengendalian tanpa sensor kecepatan sangat penting. Regulator arus PI untuk pengaturan torsi dirancang sedemikian rupa sehingga mempunyai keceparan sudut 600 rad/s dan perbandingan pengurangan 1. Regulator kecepatan juga dirancang agar mempunyai frekuensi sudut 50 rad/s dan perbandingan pengurangan 1.

Gambar 15, menunjukkan respon transien dari arus torsi  $i_{sq}$  dan frekuensi sudut slip  $\omega_s^*$ , ketika komponen arus torsi berubah dari 0 sampai 3A. Respon hasil eksperimen hampir sama dengan teorinya.

Gambar 16, menunjukkan respon transien dari kecepatan rotor  $\omega_s$  dan arus torsi  $i_{sq}^*$  ketika kecepatan rotor berubah dari 0 sampai 60 rpm. Respon hasil eksperimen juga hampir sama dengan teori. Sedangkan Gambar 17 menunjukkan respon transien dari kecepatan dan komponen arus torsi selama kecepatannya bekerja secara terbalik arahnya (pengendali pada kuadran empat). Dalam hal ini, torsi yang dihasilkan dibatasi sampai harga tertentu, dan mengacu pada tingkat kecepatan yang berubah dari + 1200 sampai - 1200.



Gambar 16  
Respon transien dari sistem kontrol kecepatan rotor



Gambar 17  
Operasi kecepatan dengan arah terbalik

**Daftar Pustaka**

- A. Gastli T. Takeshita and Matsui, *A New Stator Flux Oriented Speed Sensor less Algorithm for General Purpose Induction Motor Drive*, Trans Inst Electr Eng Jpn D. Vol 114 No.1 pp 9-16, 1994
- F. Peng T. Fukao and J. Lai, *Low Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instaneous Reactive Power for Tucleless Vector Control of Induction Motors*, In Conf. Rec. IEEE/IAS Annu Meeting pp 509-514, 1994
- H. Tajima And Y. Hori, *Speed Sensorless Field Oriented Control of the Induction Motor*, In Couf. Rec. IEEE/IAS Annu Meeting pp 385-391, 1991
- Kaumochi and I Takahashi, *Sensorless Speed Control of an Induction Motor*, IEEE Ind Applicat Mag. Vol. 1. p 22. Jan/Feb, 1991