

**INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO S-1
KONSENTRASI TEKNIK ENERGI LISTRIK**



**ANALISA *DIRECT TORQUE CONTROL* UNTUK MEMINIMALISASI
RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN
METODE *SLIDING MODES* DI LABORATORIUM
KONVERSI ENERGI ELEKTRIK
ITN MALANG**

SKRIPSI



**Disusun Oleh :
YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
NIM: 01.12.039**

SEPTEMBER 2008

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. AIR FORCE
HONOLULU AIR FORCE BASE

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. AIR FORCE
HONOLULU AIR FORCE BASE

RECEIVED

RECEIVED
JAN 10 1964
U.S. AIR FORCE
HONOLULU AIR FORCE BASE

RECEIVED

LEMBAR PERSETUJUAN

**ANALISA *DIRECT TORQUE CONTROL* UNTUK MEMINIMALISASI
RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN
METODE *SLIDING MODES* DI LABORATORIUM
KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG**

SKRIPSI

Disusun Untuk Melengkapi dan Memenuhi Persyaratan

Guna Mencapai Gelar Sarjana Teknik Elektro Strata Satu (S-1)

Oleh :

YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER

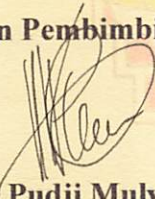
NIM: 01.12.039

**Mengetahui,
Ketua Jurusan Teknik Elektro**

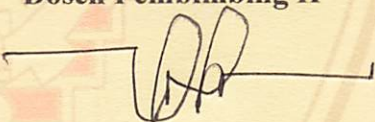

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
NIP.Y.103 9500 274

Menyetujui,

Dosen Pembimbing I


Ir. Widodo Pudji Mulyanto, MT
NIP.Y.1028700171

Dosen Pembimbing II


Ir. M. Abdul Hamid, MT
NIP.Y.1018800188

**KONSENTRASI TEKNIK ENERGI LISTRIK
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO S-1
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG**

2008

**ANALISA *DIRECT TORQUE CONTROL* UNTUK MEMINIMALISASI
RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN
METODE *SLIDING MODES* DI LABORATORIUM
KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG**

(Yohanes Dwi Hariyanto Bakker Nim : 01.12.039)

Dosen Pembimbing I : Ir. Widodo Pudji M, MT

Dosen Pembimbing II : Ir. M. Abdul Hamid, MT

ABSTRAK

Pada saat ini terdapat beberapa metode pengontrolan torsi motor induksi 3 fasa yang sering digunakan, diantaranya *direct torque control* konvensional dan *direct torque control* dengan menggunakan *sliding mode control*. DTC (*direct torque control*) merupakan salah satu metode untuk mengontrol torsi motor induksi yang menghasilkan respon torsi motor yang cepat tetapi memiliki kekurangan yaitu memiliki ripple yang tinggi. Untuk mengurangi ripple yang tinggi maka digunakan *direct torque control* dengan metode *sliding mode control*. Software *matlab simulink* di gunakan dalam proses analisa untuk mebandingkan antara DTC (*direct torque control*) konvensional dan *direct torque control* dengan menggunakan *sliding mde control*.

Dimana pada DTC SMC memiliki ripple yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional dimana pada kecepatan referensi 100rad/s. Maka didapatkan bahwa ripple torque DTC SMC(0.9)Nm lebih kecil dibandingkan dengan DTC Konvensional (2Nm). Pada kecepatan referensi 150rad/s. Maka didapatkan bahwa ripple torque DTC SMC(0.8)Nm lebih kecil dibandingkan dengan DTC Konvensional (2.1Nm). Untuk arus DTC SMC juga lebih kecil daripada arus DTC Konvensional. Sedangkan kecepatan DTC SMC cepat mengalami kondisi stedy state dibandingkan dengan kecepatan DTC Konvensional

. Jadi untuk penggunaan DTC SMC mampu meminimalisasi ripple torsi yang lebih baik dibandingkan dengan penggunaan DTC Konvensional. DTC SMC mampu membuat kecepatan motor lebih cepat mengalami kondisi steady state dibandingkan DTC Konvensional.

Kata kunci: motor induksi, *direct torque control*, *dte using sliding mode control*

KATA PENGANTAR

Dengan memanjatkan puji syukur kepada Tuhan Yesus Kristus atas anugrah dan kasih karunia-nya skripsi ini dapat terselesaikan dengan baik, yang diajukan sebagai syarat untuk menyelesaikan studi di Fakultas Teknologi Industri Jurusan Teknik Elektro Konsentrasi Energi Listrik, Institut Teknologi Nasional Malang.

Pada kesempatan yang berbahagia ini penulis menyampaikan rasa terimakasih yang sebesar-besarnya kepada :

1. Bapak Prof.Dr. Ir. Abraham Lomi, MSEE. selaku rektor Institut Teknologi Nasional Malang.
2. Bapak Ir. Mochtar Asroni, MSME, selaku dekan Fakultas Teknologi Industri Institut Teknologi Nasional Malang.
3. Bapak Ir. F. Yudi Limpraptono, MT, selaku ketua jurusan Teknik Elektro S-1.
4. Bapak Ir. Widodo Pudji Mulyanto, MT, selaku dosen pembimbing utama
5. Bapak Ir. M..Abdul Hamid, MT. Selaku dosen pembimbing pendamping
6. Kedua orang tua untuk doa dan dukungannya selama ini
7. Semua pihak yang telah membantu selama penulisan skripsi ini yang tidak dapat saya sebutkan satu persatu.

Penulis menyadari bahwa isi skripsi ini kemungkinan masih jauh dari sempurna. Untuk itu saran dan kritik yang membangun penulis harapkan.

Semoga skripsi ini dapat bermanfaat bagi penyusun maupun pembaca pada umumnya.

Malang, September 2008

Penulis

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
LEMBAR PERSETUJUAN.....	ii
ABSTRAKSI.....	iii
KATA PENGANTAR.....	iv
DAFTAR ISI.....	v
DAFTAR TABEL.....	viii
DAFTAR GAMBAR	ix

BAB I PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang	1
1.2.. Perumusan Masalah.....	2
1.3. Tujuan Penelitian.....	2
1.4. Batasan Masalah.....	2
1.5. Metodologi Penelitian	3

BAB II KONSEP DASAR MOTOR INDUKSI TIGA PHASA

2.1. Teori Dasar Motor Induksi	4
2.2. Konstruksi Motor Induksi.....	5
2.2.1. Stator.....	5
2.2.2. Rotor	6
2.3. Medan Magnet Putar	7

2.4. Prinsip Kerja Motor Induksi	8
2.4.1. Slip dan Frekuensi Arus Rotor	10
2.5. Karakteristik $T \sim S$	11
2.6. Rangkaian Ekivalen Motor Induksi.....	13
2.6.1. Rangkaian Ekivalen Stator	14
2.6.2. Rangkaian Ekivalen Rotor	14
2.6.3. Rangkaian Ekivalen DQ Motor Induksi	17
2.7. Operasional Motor Induksi	19
2.7.1. Performa <i>Steady State</i>	19
2.7.2. Performa Transient.....	20
2.8. Pengujian Motor Induksi Tiga Phasa	23
2.8.1. Pengujian Arus Searah (<i>DC Test</i>).....	23
2.8.2. Pengujian Tanpa Beban (<i>No-Load Test</i>).....	24
2.8.3. Pengujian Rotor Tertahan (<i>Blocked Rotor Test</i>)	25
2.9. Pemodelan Motor Induksi 3 Phasa.....	27
2.9.1. Matlab Simulink.....	27

BAB III *DIRECT TORQUE CONTROLLER*

3.1. <i>Direct Torque Controller</i>	31
3.2. <i>Inverter Tiga Phasa</i>	34
3.2.1. <i>Umum</i>	34
3.2.1.1. Prinsip Kerja Inverter Tiga Phasa.....	36
3.3 <i>DTC Using Sliding Mode Control</i>	37

3.3.1 Sliding Mode Control.....	37
3.3.1.1 Vektor Tegangan.....	37
3.4 Algoritma Program.....	48
3.4.1 Algoritma Pemecahan Masalah Secara Umum.....	48
3.5 Flowchart Permasalahan Secara Umum.....	49

BAB IV MENGHITUNG PARAMETER MOTOR DAN ANALISA HASIL SIMULASI

4.1. Menentukan Parameter Motor Induksi.....	50
4.1.1. Alat-alat yang digunakan	50
4.1.2. Pengujian Arus Searah (<i>DC Test</i>).....	51
4.1.3. Pengujian Tanpa Beban (<i>No Load Test</i>).....	51
4.1.4. Pengujian Rotor Tertahan (<i>Blocked Rotor Test</i>).....	52
4.2. Analisa Parameter Motor Induksi.....	52
4.3. Tampilan Blok Simulink DTC SVM.....	58
4.4. Tampilan Blok Simulink DTC Konvensional.....	59
4.5. Hasil Simulasi	61
4.5.1. Hasil Simulasi Dengan Menggunakan DTC SVM.....	61
4.5.2. Hasil Simulasi Dengan Menggunakan DTC Konvensional....	62

BAB V PENUTUP

5.1. Kesimpulan	82
-----------------------	----

5.2. Saran.....	84
-----------------	----

DAFTAR PUSTAKA

LAMPIRAN

DAFTAR TABEL

Tabel 3-1 <i>Vector Selection Table</i>	33
Tabel 3-2 tegangan keluaran inverter 3 fasa.....	44
Tabel 3-3 Waktu swiching.....	46
Tabel 3-4 Urutan swiching untuk 3 phasa 3 kawat	47
Tabel 4-1 Data Pengujian Arus Searah	51
Tabel 4-2 Data Hasil Pengujian Beban Nol	51
Tabel 4-3 Data Hasil Pengujian Rotor Tertahan	52
Tabel 4-4 Hasil Perhitungan Pengujian Parameter Motor Induksi Tiga Phasa...	55

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2-1	Konstruksi Motor Induksi.....	5
Gambar 2-2	Stator Tiga Fasa Motor Induksi.....	6
Gambar 2-3	Motor Induksi Rotor Belitan Dan Rotor Sangkar Bajing	7
Gambar 2-4	Medan Putar Pada Motor Induksi.....	8
Gambar 2-5	Karakteristik T~S	11
Gambar 2-5	Rangkaian Ekuivalen Stator.....	13
Gambar 2-6	Rangkaian Ekuivalen rotor	14
Gambar 2-7	Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi.....	16
Gambar 2-8	Rangkaian Ekuivalen DQ Motor Induksi	17
Gambar 2-9	Karakteristik Motor Induksi keadaan <i>steady state</i>	20
Gambar 2-10	Transient Respons Pada Starting Moror Induksi 3 HP	21
Gambar 2-11	Karakteristik Motor Torsi Pada Beban Berubah	21
Gambar 2-12	Pengujian Arus Searah (<i>DC Test</i>)	23
Gambar 2-13	Rangkaian Pengujian Tanpa Beban (<i>No Load Test</i>)	24
Gambar 2-14	Rangkaian Pengujian Rotor Tertahan	26
Gambar 2-15	Simulink Library Pada MATLAB 7.0.....	28
Gambar 2-16	Contoh Penggunaan Simulink.....	29
Gambar 2-17	Contoh Tampilan M-Files	30
Gambar 3-1	Blok Kontrpl DTC.....	31
Gambar 3-2	Pengaruh Flux Rotor Terhadap Torsi	33

Gambar 3-3	Direct Torque Operation	34
Gambar 3-4	Rangkaian Inverter Tiga Fasa	35
Gambar 3-5	Teknik PWM	37
Gambar 3-6	Delapan Topologi Tegangan Vektor Inverter	38
Gambar 3-7	(a)Topologi dari suatu inverter.....	39
Gambar 3-7	(b). Penyajian dari topologi	39
Gambar 3-8	Non zero Voltage vektor.....	40
Gambar 3-9	(a). Topologi Keluaran nol	41
Gambar 3-9	(b).Penyajian vektor tegangan nol.....	41
Gambar 3-10	(a) vektor tegangan keluaran.....	42
Gambar 3-10	(b) Tegangan Line keluaran	42
Gambar 4-1	Blok Simulink Untuk DTC SMC.....	58
Gambar 4-2	Blok Simulink Untuk DTC Konvensional.....	59
Gambar 4-3	Tampilan Parameter Motor	60
Gambar 4-4	Kecepatan DTC SMC	61
Gambar 4-5	Kecepatan DTC Konvensional.....	62
Gambar 4-6	Torque DTC SMC	63
Gambar 4-7	Torque DTC Konvensional.....	64
Gambar 4-8	Arus DTC SMC.....	65
Gambar 4-9	Arus DTC Konvensional	66
Gambar 4-10	Tegangan DTC SMC	67
Gambar 4-11	Tegangan DTC Konvensional.....	68
Gambar 4-12	Kecepatan DTC SMC	69

Gambar 4-13 Kecepatan DTC Konvensional.....	70
Gambar 4-14 Torque DTC SMC	71
Gambar 4-15 Torque DTC Konvensional.....	72
Gambar 4-16 Arus DTC SMC.....	73
Gambar 4-17 Arus DTC Konvensional	74
Gambar 4-18 Tegangan DTC SMC.....	75
Gambar 4-19 Tegangan DTC Konvensional.....	76

BAB I

PENDAHULUAN

1. Latar Belakang

Penggunaan motor induksi yang mencakup dunia luas baik dalam bidang industri maupun dalam kehidupan sehari-hari membuat motor jenis ini mendapat perhatian dari para pengguna serta pabrik pembuatannya untuk semakin meningkatkan mutu dari suatu motor induksi yang dihasilkan sehingga tidak mengecewakan para konsumennya. Motor induksi yang kecil digunakan untuk peralatan rumah tangga misalnya untuk mesin cuci, dan lemari es, sedangkan motor induksi dengan kapasitas yang besar digunakan pada dunia industri sebagai pompa, fan, compresor dan banyak lainnya.

Pada umumnya motor induksi biasanya sering disimulasikan dan dianalisa dalam kondisi *steady state*, tetapi untuk mempelajari pengendalian dalam bidang elektrik metode *Direct Torque Control* dengan menggunakan *Sliding Mode Control* juga sangat penting.

Hal-hal yang berhubungan dengan metode *Direct Torque Control* dengan menggunakan *Sliding Mode Control* adalah untuk mengontrol torsi pada motor induksi 3 fasa

1.2. Perumusan Masalah

Berdasarkan latar belakang diatas maka permasalahan yang timbul adalah Bagaimana mengevaluasi kecepatan motor induksi dengan menganalisa *direct torque control* menggunakan *metode sliding modes* dengan software MATLAB 7.0 sehingga perubahan arus, torsi, flux kecepatan dapat diketahui, sehingga skripsi ini mengambil judul:

**"ANALISA *DIRECT TORQUE CONTROL* UNTUK MEMINIMALISASI
RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN
METODE SLIDING MODES DI LABORATORIUM
KONVERSI ENERGI ELEKTRIK
ITN MALANG"**

1.3. Tujuan Pembahasan

Tujuan pembahasan skripsi ini adalah untuk meminimalisasi *ripple torque* dengan menganalisa *direct torque control* menggunakan *metode sliding modes* serta pengaruhnya pada motor induksi dan membandingkan dengan *direct torque control* konvensional.

1.3 Batasan Masalah

Agar pembahasan dalam skripsi akan lebih terarah sesuai dengan tujuan dan judul yang ada maka permasalahan dibatasi oleh beberapa hal sebagai berikut :

- a. Analisis dilakukan pada Motor Induksi Tiga Fasa Rotor Sangkar DE LORENZO/DL1021, 1,1 kW, 220/380 (Δ/Y) Volt, 4,3/2,5 (Δ/Y) Ampere, $\cos \phi$ 0,9, 50 Hz, 2820 rpm, 2 kutup.

- b. Analisa Menggunakan Simulink yang dibentuk menggunakan *transfer function* dari persamaan matematika.
- c. Sistem kontrol yang digunakan adalah *Direct Torque Control* menggunakan *metode sliding modes* dan *Direct Torque Control* konvensional.
- d. Pembahasan lebih ditekankan pada respon torsi yang berubah pada motor induksi.
- e. Rangkaian DQ digunakan untuk memodelkan motor induksi
- f. Untuk referensi nilainya tetap

1.5 Metodologi Penelitian

Dalam melaksanakan penulisan skripsi ini metodologi sebagai berikut:

- a. Studi literatur
Pengumpulan bahan yang berkaitan dengan motor induksi serta penurunan rumus – rumus yang digunakan dalam skripsi ini.
- b. Pengumpulan Data
Melakukan percobaan dan pengambilan data dari motor induksi yang akan dianalisa.
- c. Melakukan analisa dari data untuk parameter-parameter yang akan digunakan.
- d. Melakukan simulasi dari data yang ada ke dalam Blok Simulink
Dengan Bantuan MATLAB versi 7.0
- e. Menganalisa hasil Simulasi
- f. Menarik Kesimpulan

BAB II

TEORI DASAR

2.1. Teori Dasar Motor Induksi.

Motor arus bolak-balik (Motor AC) adalah suatu mesin yang berfungsi untuk mengubah tenaga listrik menjadi tenaga mekanik atau tenaga gerak, dimana tenaga gerak ini berupa perputaran pada poros motor. Salah satu jenis motor AC ini adalah motor induksi atau motor tak serempak.

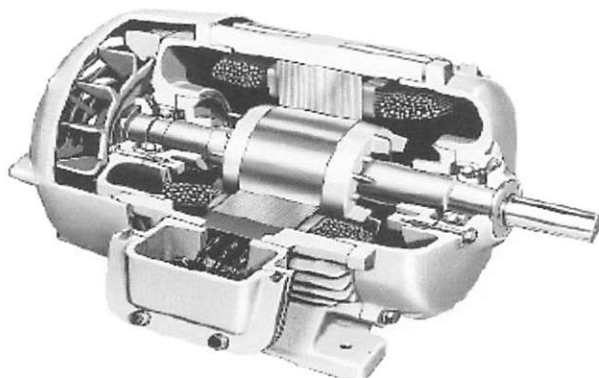
Dinamakan motor tak serempak (*asynchrone*) karena putaran poros motor tidak sama dengan putaran medan fluks magnet stator. Dengan kata lain, bahwa antara putaran rotor dan putaran fluks magnet terdapat selisih putaran yang disebut slip.

Motor induksi *polyphase* banyak dipakai dikalangan industri. Ini berkaitan dengan beberapa keuntungannya. yaitu

1. Sangat sederhana dan daya tahan kuat (konstruksi hampir tak pernah mengalami kerusakan, khususnya tipe rotor sangkar bajing).
2. Harga relatif murah dan perawatan mudah.
3. Efisiensi tinggi. Pada kondisi berputar normal, tidak dibutuhkan sikat dan karenanya rugi daya yang ditimbulkan dapat dikurangi (khususnya motor induksi rotor belitan).

2.2. Konstruksi Motor Induksi

Konstruksi motor induksi terdiri dari dua bagian utama yaitu stator dan rotor. Hal ini dapat dilihat pada gambar 2-1 di bawah ini :

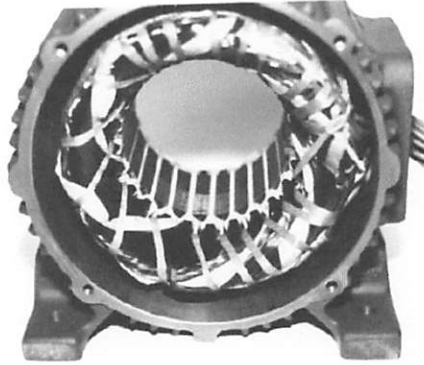


Gambar 2-1
Konstruksi Motor Induksi

2.2.1. Stator

Pada dasarnya konstruksi stator pada motor induksi mempunyai bentuk fisik yang sama dengan mesin sinkron, yang terdiri dari :

- a. Rumah stator terbuat dari besi tuang.
- b. Inti stator dari besi atau baja silikon.
- c. Alur dan gigi materialnya sama dengan inti, alur tempat meletakkan belitan.
- d. Belitan stator dari tembaga.



Gambar 2-2
Stator Tiga-Phasa Motor Induksi

2.2.2. Rotor

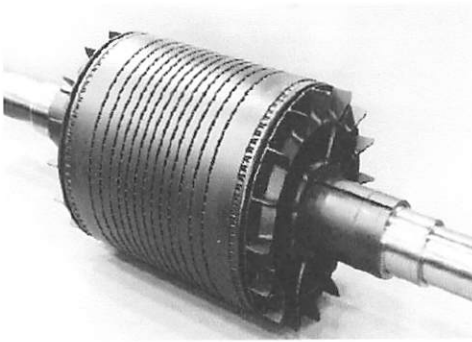
Konstruksi dari rotor motor induksi mempunyai dua bentuk, yaitu :

- a. Rotor Belitan (*wound rotor/ rotor slip ring*).

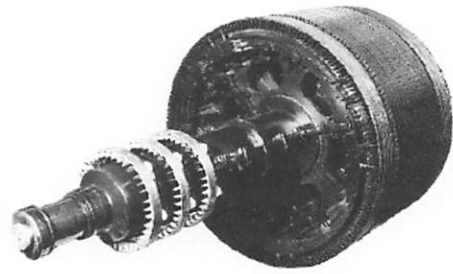
Motor induksi jenis ini mempunyai rotor dengan belitan kumparan tiga-fasa sama seperti kumparan stator. Kumparan stator dan rotor juga mempunyai jumlah kutub yang sama.

- b. Rotor sangkar (*squirrel cage rotor*).

Motor induksi jenis ini mempunyai rotor dengan kumparan yang terdiri atas beberapa batang konduktor yang disusun sedemikian rupa sehingga menyerupai sangkar tupai.



a)

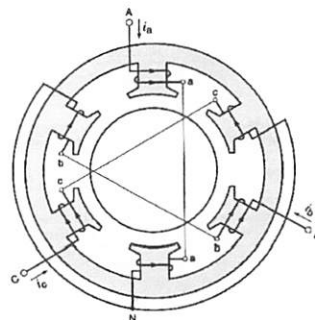


b)

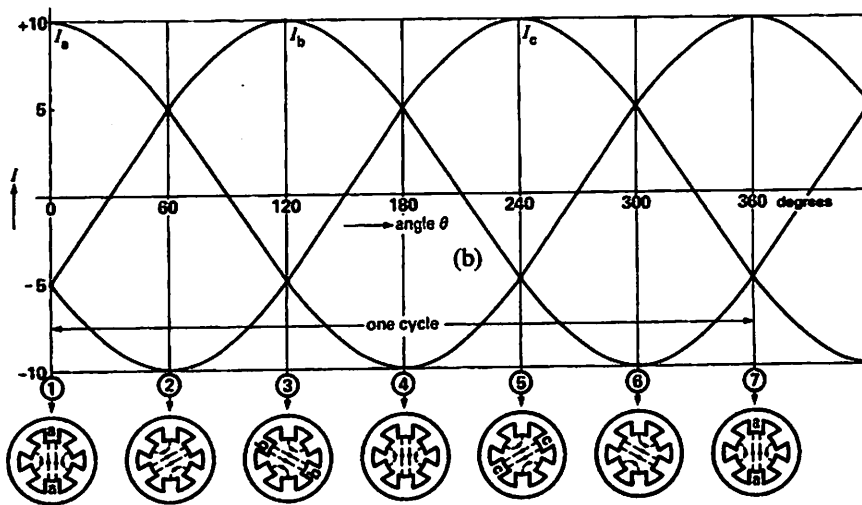
**Gambar 2-3 : a) Rotor Sangkar
b) Rotor Belitan**

2.3. Medan Magnet Putar

Perputaran motor pada mesin arus bolak-balik ditimbulkan oleh adanya medan putar (fluks yang berputar) yang dihasilkan dalam kumparan statornya. Medan putar ini terjadi apabila kumparan stator dihubungkan dalam phasa banyak, umumnya tiga phasa. Hubungan dapat berupa hubungan bintang atau delta.



(a)



Gambar 2-4 : Medan Putar Pada Motor Induksi

Medan putar terjadi apabila kumparan A-a, B-b, C-c dihubungkan tiga fasa dengan beda fasa masing-masing 120° (hubungan bintang, Y) dan dialiri arus sinusoida. Distribusi i_a , i_b , i_c sebagai fungsi waktu adalah seperti gambar 2-4b. Pada keadaan t_1 fluks resultan mempunyai arah yang sama dengan arah yang dihasilkan oleh kumparan A-a, sedangkan pada t_3 , fluks resultannya dihasilkan oleh kumparan B-b. Untuk t_4 , fluks resultannya berlawanan arah dengan fluks resultan yang dihasilkan pada t_1 . Dari gambar 2-4 b tersebut terlihat bahwa fluks resultan ini akan berputar satu kali.

2.4 Prinsip Kerja Motor Induksi

Motor induksi tiga fasa dapat dibandingkan dengan transformator karena merupakan piranti yang melibatkan perubahan kebocoran fluks pada kumparan stator. Dalam hubungan ini diasumsikan bahwa rotor terdiri atas tipe lilitan dan hubungan bintang. Dengan lilitan rotor dalam keadaan rangkaian terbuka tidak

ada torsi yang dibangkitkan. Dengan demikian pemberian tegangan tiga fasa pada kumparan stator tiga fasa menimbulkan medan magnet putar dan memotong kumparan rotor pada frekuensi f_1 . Nilai rata-rata ggl induksi per fasa dari kumparan rotor dinyatakan dengan persamaan :

$$E_2=4,44f_1N_2k_{w2}\Phi_m \dots\dots\dots (2.1)$$

Perlu diketahui bahwa frekuensi stator f_1 digunakan disini karena rotor tersebut dalam keadaan diam / berhenti. Dengan demikian E_2 merupakan ggl frekuensi saluran . Fluks (Φ_m) tentu merupakan tiap elektroda (pole) dari kumparan stator dan rotor.

Rumus yang serupa menyatakan nilai rata-rata ggl induksi tiap fasa yang terjadi dari kumparan stator, yaitu :

$$E_1=4,44f_1N_1k_{w1}\Phi_m \dots\dots\dots (2.2)$$

Berdasarkan persamaan (2.1) dan (2.2) dapat dirumuskan rasio :

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1K_{w1}}{N_2K_{w2}} \dots\dots\dots (2.3)$$

Pada dasarnya, motor induksi pada keadaan diam menyerupai karakteristik transformator dengan kumparan stator sebagai sisi primer dan kumparan rotor sebagai sisi sekundernya.

Untuk menghasilkan torsi mula (dan torsi penggerak berturut-turut) perlu arus yang mengalir dalam kumparan rotor. Mula-mula ggl induksi E_2 mengakibatkan arus rotor I_2 mengalir melalui rangkaian hubung-singkat, menghasilkan distribusi *ampere-conductor* yang berkerja dengan medan fluks untuk menghasilkan torsi mula. Pengaruh torsi ini selalu mengakibatkan rotor berputar dalam arah yang sama sebagaimana medan putar. Anggaplah bahwa

medan fluks putar searah jarum jam pada kecepatan tertentu yang bergantung pada frukuensi stator dan banyaknya kutub dari kumparan stator. Kecepatan ini disebut “kecepatan sinkron” dan dinyatakan :

$$n_s = \frac{120 f}{p} \text{ rpm} \dots\dots\dots (2.4)$$

karena rotor meningkat kecepatannya, laju yang mengijinkan medan stator memotong kumparan rotor menurun. Hal ini mengurangi ggl induksi resultan per fasa, pada gilirannya menurun magnitudo distribusi *amper-conductor* dan menghasilkan torsi yang lebih kecil. Pada kenyataan proses ini berlanjut hingga kecepatan rotor mampu untuk menghasilkan ggl yang cukup agar arus yang diperlukan untuk membangkitkan torsi yang setara dengan torsi lawan.

2.4.1. Slip dan Frekuensi Arus Rotor

Slip diidentifikasi sebagai bagian Dari kecepatan sinkron n_s dan kecepatan aktual rotor n_r . Slip dirumuskan sebagai berikut :

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \dots\dots\dots (2.5)$$

Pada keadaan diam medan magnet putar yang dihasilkan oleh stator mempunyai kecepatan relatif yang sama dengan kumparan rotor. Pada saat ini frekuensi dari arus rotor sama dengan frekuensi stator ($f_r = f_s$). Frekuensi rotor f_r adalah nol ketika motor berputar pada kecepatan sinkron. Pada saat tersebut tidak terdapat gerakan (putaran) relatif antara medan putar dan rotor. Pada kecepatan yang lain, frekuensi rotor proporsional dengan slip (s). Hubungan antara slip dan frekuensi dapat dilihat dari persamaan berikut ini^[2] :

$$n_s = \frac{120f_s}{p} \text{ atau } f_s = \frac{pn_s}{120} \dots\dots\dots (2.6)$$

dimana : p = jumlah kutub

f_s = frekuensi stator

Pada rotor berlaku hubungan :

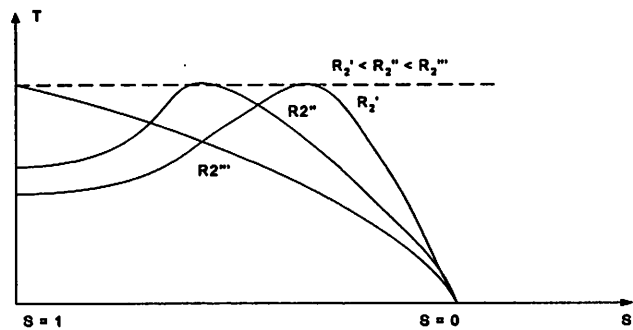
$$f_r = \frac{(n_s - n_r)p}{120} = \frac{(n_s - n_r)n_s p}{n_s 120} \dots\dots\dots (2.7)$$

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \text{ dan } f_s = \frac{pn_s}{120}$$

Maka :

$$f_r = s.f_s \dots\dots\dots (2.8)$$

2.5 Karakteristik T – S



Gambar 2-5 Kurva T ~ S

$$T = \frac{3}{\omega} V_1^2 \frac{S_a^2 R_2}{(a^2 R^2)^2 + S^2 (a^2 X_2)^2} \dots\dots\dots (2.9)$$

Berapa harga S agar harga T maksimum? Harga S untuk mendapatkan T maksimum adalah bila dT/dS = 0. Dari diferensi dT/dS = 0 diperoleh harga T maksimum pada saat

$$S = \pm R_2 / X_2 \dots\dots\dots (2.10)$$

$$T_{maks} = \pm 3V_1^2 / 2\omega a^2 X_2 \dots\dots\dots (2.11)$$

Dari ketiga persamaan tersebut dapat ditarik beberapa kesimpulan. Dari persamaan (2.9) diketahui bahwa untuk harga S kecil di mana $S^2(a^2 X_2^2)$ dapat diabaikan. Maka kopel sebanding dengan S ($T \sim S$). Dari persamaan (2.10) diketahui bahwa untuk memperoleh kopel maksimum pada saat *start* ($S = 1$) ialah dengan membuat $R_2 = X_2$. harga kopel maksimum dapat diubah dengan mengatur harga X_2 atau tegangan sumber V_1 (lihat persamaan (2.11)). dari persamaan (2.9) diketahui bahwa kopel akan menjadi nol ketika $S = \pm \infty$. Persamaan (2.9) dan (2.10) menunjukkan bahwa R_2 tidak mengubah harga kopel maksimum, melainkan hanya mengubah harga S pada saat kopel maksimum terjadi. Perubahan R_2 dalam hubungannya dengan kopel (T) dan slip (S) dapat dilihat dari kurva berikut pada Gambar dibawah ini.

2.6 Rangkaian Ekuivalen

Suatu rangkaian ekuivalen motor induksi tiga phasa diperlukan untuk membantu analisis operasi dan untuk memudahkan penghitungan kinerja. Rangkaian ekuivalen tersebut mengasumsikan suatu bentuk yang identik rangkaian ekuivalen transformator. Proses penurunannya serupa dengan model dengan modifikasi-modifikasi baru seperlunya untuk menghitung kumparan sekunder (rotor) dalam hal ini berputar dan menghasilkan daya mekanik. Kerja motor induksi seperti juga kerja pada transformator adalah berdasarkan prinsip induksi elektromagnetik. Oleh karena itu motor induksi dipandang sebagai transformator yang mempunyai ciri-ciri khusus, yaitu :

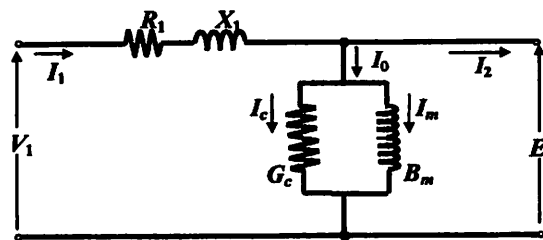
- 1. Stator sebagai sisi primer

2. Rotor sebagai sisi sekunder yang penghantar-penghantarnya dihubungkan singkat dan berputar
3. Kopling antara sisi primer dan sisi sekunder dipisahkan oleh celah udara (*air gap*).

2.6.1 Rangkaian Ekivalen Stator

Apabila kumparan stator diberikan tegangan catu dari jala-jala sebesar V_L , maka akan mengalir arus putar tiga fasa pada kumparan stator yang membangkitkan medan magnet tiga fasa. Arus stator (I_1) bercabang menjadi dua komponen arus yaitu :

1. Komponen arus beban (I_2)
2. Komponen arus eksitasi (I_0)



Gambar 2-6

Rangkaian Ekivalen Stator

Dimana : V_1 = tegangan terminal per-fasa

R_1 = resistansi kumparan stator per-fasa

X_1 = reaktansi bocor kumparan stator per-fasa

E_1 = tegangan induksi (ggl) per-fasa di dalam kumparan stator

G_c = konduktansi rugi-rugi inti stator per-fasa

B_m = suseptansi magnetisasi stator per-fasa

2.6.2 Rangkaian Ekivalen Rotor

Pada saat rotor diam, medan putar stator akan memotong batang konduktor rotor dengan kecepatan putar sinkron (n_s), sehingga frekuensi arus rotor sama dengan frekuensi arus stator ($f_s= f_r$) dan slip sama dengan satu ($s=1$). Dengan mengetahui bahwa frekuensi arus / tegangan rotor adalah frekuensi slip, maka reaktansi bocor rotor (*leakage reactance*) per fasa adalah :

$$X_2' = sX_2 (2.9)$$

$$X_2 = 2\pi f_s L_2 (2.10)$$

dimana X_2 merupakan reaktansi rotor pada start atau diam.

Tegangan induksi pada rotor :

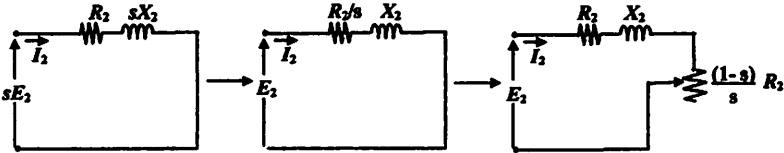
$$E_2=4,44f_2N_2\Phi_m (2.11)$$

Pada slip, s , frekuensi rotor menjadi $s f_s$, maka tegangan induksi pada rotor (E_2') pada slip, s , adalah :

$$E_2'=4,44sf_1N_2\Phi_m (2.12)$$

Dengan memasukkan persamaan (2.12) ke (2.13) maka didapat persamaan :

$$E_2' = s E_2 (2.13)$$



Gambar 2-7
Rangkaian Ekivalen Rotor

Dimana :

$S = \text{Slip}$

$E_2 =$ tegangan induksi per-fasa di dalam rotor pada keadaan diam

$R_2' =$ resistansi kumparan rotor per-fasa berpatokan pada stator

$X_2' =$ reaktansi bocor rotor per-fasa berpatokan pada stator

Berdasarkan persamaan (2.10) dan (2.14) maka diperoleh rangkaian ekivalen rotor seperti pada gambar 2-6.

Besar arus rotor (I_2) saat berputar adalah :

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \dots\dots\dots (2.14)$$

Atau

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2}} \dots\dots\dots (2.15)$$

Sedangkan torsi untuk motor induksi dapat dihtung dengan menggunakan rumus:

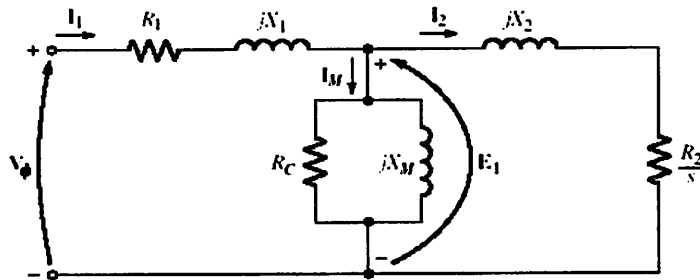
$$Po = T_o \cdot \omega_r \dots\dots\dots (2.16)$$

$$T_o = \frac{P_o}{\omega_r} \dots\dots\dots (2.17)$$

$$\omega_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_r}{60} \dots\dots\dots (2.18)$$

$$Pin = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I \cdot \cos \varphi \dots\dots\dots (2.19)$$

Jadi rangkaian ekivalen secara keseluruhan ketika motor berjalan adalah sebagai berikut:

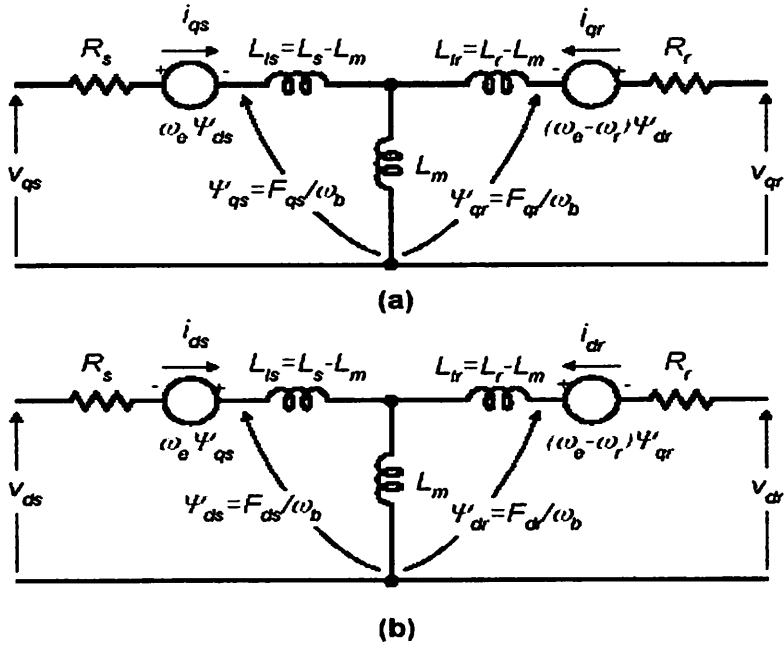


Gambar 2-8
Rangkaian Ekvivalen Motor Induksi

Dimana

- V_1 = tegangan terminal
- R_1 = resistansi kumparan stator
- X_1 = reaktansi kumparan stator
- X_m = reaktansi magnetik (ohm)
- I_1 = Arus Input (amp)
- I_2 = Arus Rotor (amp)
- I_m = Arus Magnetisasi (amp)
- E_1 = tegangan induksi (ggl) di dalam kumparan stator (volt)
- S = slip
- R_2 = resistansi kumparan rotor (ohm)
- X_2 = reaktansi bocor rotor (ohm)
- R_c = Resistansi Rugi Inti (ohm)
- P_o = Daya Output (Watt)
- P_{in} = Daya Input (Watt)
- T_o = Torsi Mekanik (Nm)
- ω_r = Kecepatan sudut rotor (rad/sec)

Untuk dapat melakukan menganalisis respons transient pada motor induksi dengan perubahan torsi mekanik yang bervariasi maka rangkaian ekuivalen harus dirubah dalam bentuk rangkaian DQ



Gambar 2-9
Rangkaian Ekuivalen DQ Motor Induksi

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \Psi'_{ds} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{qs} \dots\dots\dots (2.20)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \Psi'_{ds} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{ds} \dots\dots\dots (2.21)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{os} \dots\dots\dots (2.22)$$

$$v'_{qr} = r' i'_{qr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \Psi'_{dr} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{qr} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$v'_{dr} = r' i'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \Psi'_{qr} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{dr} \dots \dots \dots (2.24)$$

$$v'_{or} = r' i'_{or} + \frac{P}{\omega_b} \Psi'_{or} \dots \dots \dots (2.25)$$

$$\Psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \dots \dots \dots (2.26)$$

$$\Psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \dots \dots \dots (2.27)$$

$$\Psi_{as} = X_{ls} i_{as} \dots \dots \dots (2.28)$$

$$\Psi'_{qr} = X'_{lr} i'_{qr} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \dots \dots \dots (2.29)$$

$$\Psi'_{dr} = X'_{lr} i'_{dr} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \dots \dots \dots (2.30)$$

$$\Psi'_{or} = X'_{lr} i'_{or} \dots \dots \dots (2.31)$$

Dimana

- d : sumbu *direct*
- q : sumbu *quadrature*
- r : rotor variabel
- F_{ij} : fluks
- V_{qs}, V_{ds} : Tegangan stator sumbu q dan d
- F_{mq}, F_{md} : Fluks Magnetic sumbu q dan d
- R_r : Rotor Resistance
- R_s : Stator Resistance
- X_{ls} : Reaktansi Stator
- X_{lr} : Reaktansi Rotor
- I_{qs}, I_{ds} : Arus stator sumbu q dan d
- I_{qr}, I_{dr} : Arus Rotor sumbu q dan d
- P : Jumlah dari Kutub
- T_e : Torsi Output Elektrik
- T_L : Torsi Beban

- J : Moment Inertia
- ω_e : Frekuensi elektrik sudut stator
- ω_b : Frekuensi dasar elektrik sudut motor

Pada umumnya pada sebuah motor induksi telah terdapat informasi pada name plate dimana data informasi itu merupakan dasar dalam pengopersian motor tersebut. Data tersebut berupa:

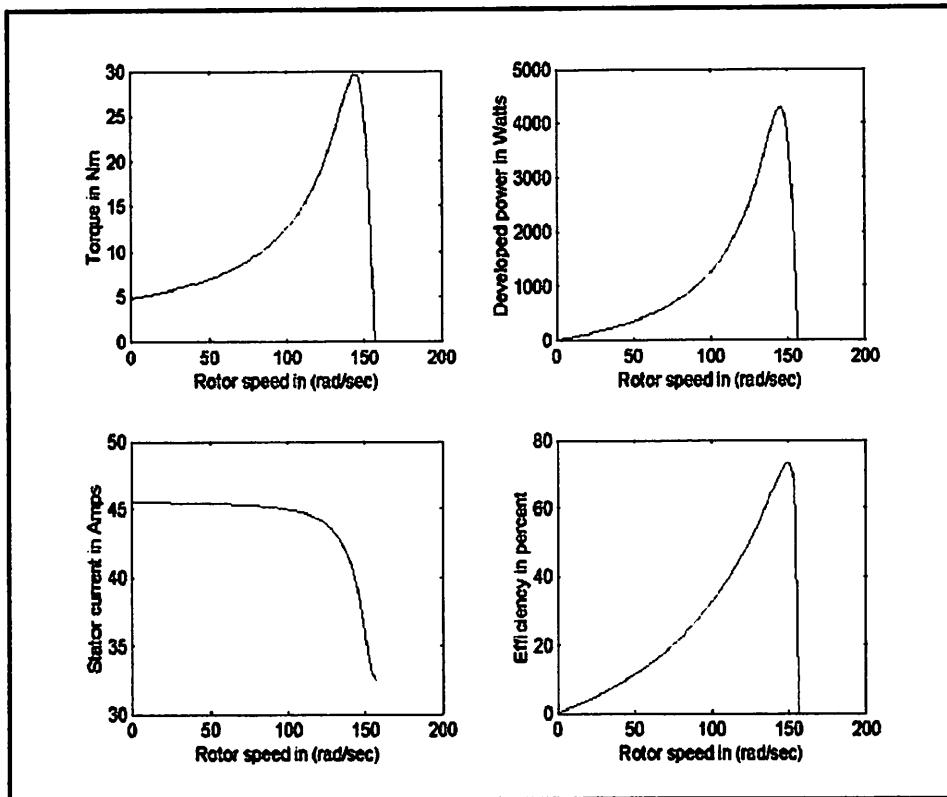
- Daya Output (Hp/KW)
- Tegangan Nominal $V_{Y-\Delta}$ (Volt)
- Arus Nominal (Amp)
- Power Faktor
- Kecepatan (rpm)
- Jumlah Kutub

2.7 Operasional Motor Induksi

Menjalankan motor induksi 3 fasa akan mengalami dua keadaan yaitu keadaan *transient* (peralihan) dan keadaan *steady state* (mantap).

2.7.1 Performa *Steady State*

Kondisi motor dalam keadan *steady state* adalah kondisi dimana motor dalam keadaaan mantap dimana hampir tidak ada perubahan arus, torsi maupun tegangan serta kecepatan sehingga motor dikatakan telah bekerja sesuai dengan name plate. Keadaan *steady state* ini merupakan gambaran secara keseluruhan dari motor tersebut yang dapat dijadikan acuan untuk penggunaanya.



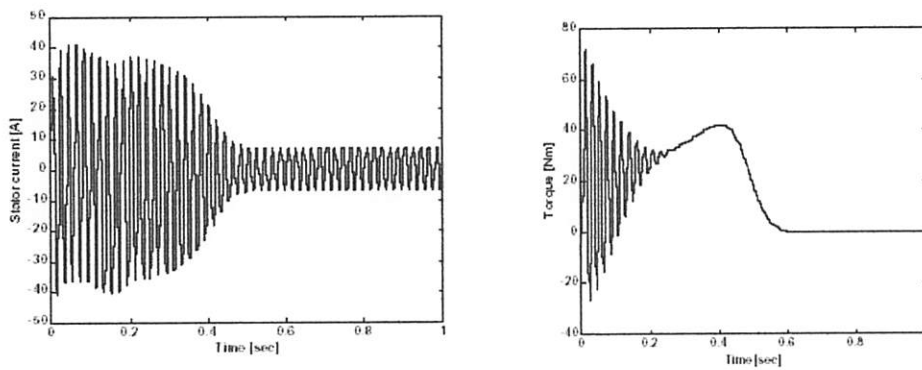
Gambar 2-10
Karakteristik Motor Induksi keadaan *steady state*

2.7.2 Performa Transient

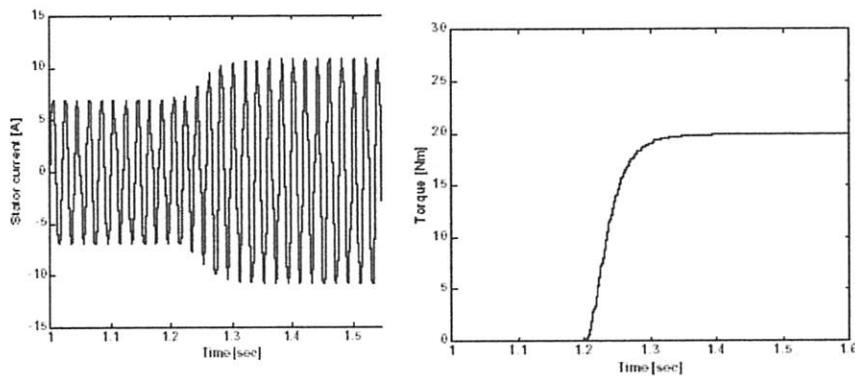
Keadaan transient atau peralihan merupakan kondisi motor sesaat dimana keadaan berubah-ubah dan dapat menentukan beberapa faktor penting dalam pengendalian motor, sedangkan keadaan *steady state* adalah kondisi dimana motor dalam keadaan mantap.

Kondisi pada awal atau start, pengereman, perubahan kecepatan akan mengalami keadaan transient pada motor induksi. Misalnya pada keadaan

start motor induksi dengan kapasitas besar akan menghasilkan arus starting yang besar dimana besarnya 3 sampai 8 kali arus nominal yang tertera pada name plate motor.



Gambar 2-11
Transient Respons Pada Starting Moror Induksi 3 HP



Gambar 2-12
Karakteristik Motor Torsi Pada Beban Berubah

Beban motor induksi merupakan factor yang penting dalam stabilitas power system karena adanya beberapa alasan yaitu:

- Perubahan yang cepat dari penambahan beban

- Untuk beban dengan power faktor rendah akan meminta daya reaktif yang tinggi
- Akan menyebabkan tegangan turun ketika beban pada motor ditambah

Perubahan arus torsi dan tegangan yang terjadi misalnya pada keadaan penambahan torsi beban yang berubah-ubah merupakan informasi yang diperlukan oleh teknisi di bidang kontrol sehingga dapat menentukan jenis pengaman yang akan digunakan dan peralatan kontrol yang mana akan digunakan. Keadaan transien berlangsung dalam waktu yang cukup singkat tetapi jika diperhatikan secara baik akan menyebabkan bahaya pada motor tersebut. Jadi adanya transient respons ini sangat berhubungan dengan waktu..

Perubahan torsi beban pada motor akan mempengaruhi, arus stator, tegangan dan fluks rotor. Tidak semua motor dijalankan pada torsi yang konstan misalnya suatu motor dijalankan pada 0,5 dari torsi rata-rata pada awal dan torsi penuh setelah motor berjalan beberapa detik. Faktor-faktor dalam ini merupakan suatu gejala peralihan ketika motor dioperasikan dengan beban ataupun torsi yang berubah-ubah. Perubahan ini juga akan mengakibatkan pada arus, dan flux rotor. Ketika motor pertama kali dijalankan atau pada kondisi startup dapat diketahui akan mengalami transient respons adanya gejala naiknya arus, tegangan, kecepatan dan flux sebelum motor tersebut beroperasi dalam kondisi steady state.

Dalam menganalisa gejala transient ada motor induksi, maka motor induksi digunakan dalam dua fasa yaitu motor dalam D (direct) dan Q (quadrature)

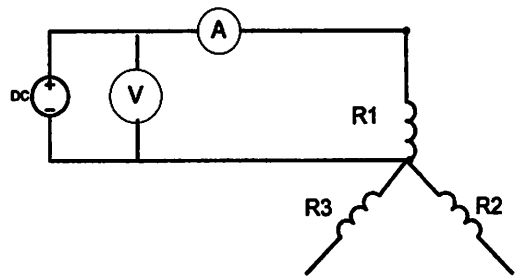
sumbu. Konsep ini dianggap mudah karena terdiri dari dua pengaturan medan yaitu pada stator dan pada rotor.

2.8 Pengujian Motor Induksi Tiga Phasa

Untuk menganalisis motor diperlukan inputan parameter motor yang dapat diperoleh dengan melakukan pengujian.

2.8.1. Pengujian Arus Searah (DC Test)

Tujuan dari pengujian arus searah (*DC Test*) adalah untuk menentukan nilai resistansi stator. Diagram pengukuran ditunjukkan pada gambar 2.10.



Gambar 2-13
Pengujian Arus Searah (*DC Test*)

Kumparan stator terhubung bintang (Y) dan bila sumber DC disuplai melalui kumparan kumparan 1 , dengan kumparan ke tiga (kumparan c) dalam keadaan terbuka (*open circuit*), maka nilai dari resistansi ekivalen (R_{dc}) :

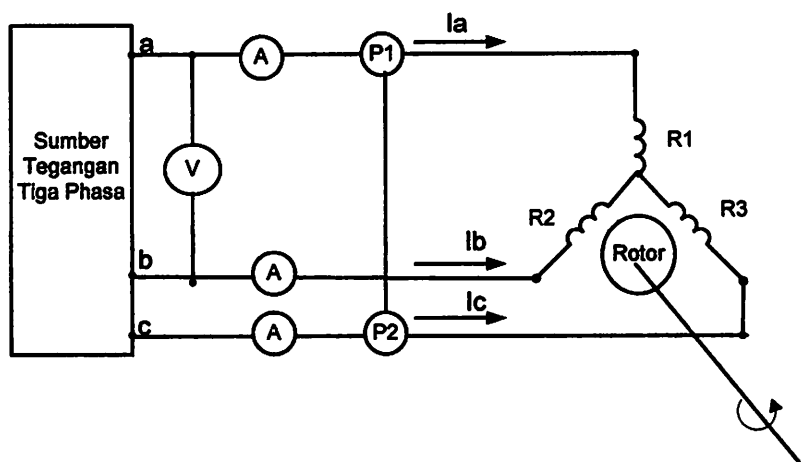
untuk nilai resistansi kumparan a dan b :

$$R_{ab} = R_1 = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \Omega \dots\dots\dots (2.32)$$

Dalam pengujian arus searah dijaga agar arus DC (I_{DC}) tidak melampaui nilai dari arus nominal motor induksi.

2.8.2 Pengujian Tanpa Beban (*No-Load Test*)

Pengujian Tanpa Beban (*No-Load Test*) bertujuan untuk menentukan nilai resistansi rugi-rugi inti (R_c) dan reaktansi pemagnetan (X_m). Pada pengujian ini motor induksi disuplai pada tegangan dan frekuensi nominalnya, serta rotor berputar tanpa terhubung dengan peralatan beban dimana harga slip sangat kecil (mendekati 0,0001 atau lebih kecil)



Gambar 2-14
Rangkaian Pengujian Tanpa Beban (*No Load Test*)

$P_{3-\phi}$, daya total yang terukur dari P1 dan P2 :

$$P_{3-\phi} = P_1 + P_2 \text{ Watt}$$

$$P_{nl} \text{ daya per fasa } P_{nl} = \frac{P_{3-\phi}}{3} \text{ Watt/ per fasa}$$

Dengan asumsi bahwa tegangan antar fasa stator seimbang, maka tegangan fasa stator :

$$V_{nl} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \text{ Volt/fasa} \dots\dots\dots (2.33)$$

Untuk arus pada no load

$$I_{nl} = \frac{I_a + I_b + I_c}{3} \text{ Ampere} \dots\dots\dots (2.34)$$

$$Z_{nl} = \frac{V_{nl}}{I_{nl}} \text{ ohm} \dots\dots\dots (2.35)$$

$$R_{nl} = \frac{P_{3\Phi}}{3I_0} \text{ ohm} \dots\dots\dots (2.36)$$

$$X_{nl} = \sqrt{Z_{nl}^2 - R_{nl}^2} \text{ ohm} \dots\dots\dots (2.37)$$

R_c, resistansi rugi-rugi inti :

$$P_c = P_{nl} - P_{rs} \dots\dots\dots (2.38)$$

$$R_c = \frac{E_a^2}{P_c} \text{ ohm/phase} \dots\dots\dots (2.39)$$

Rugi Rugi Stator

$$P_{rs} = 3I_{nl}^2 \cdot R_s \text{ (Watt)} \dots\dots\dots (2.40)$$

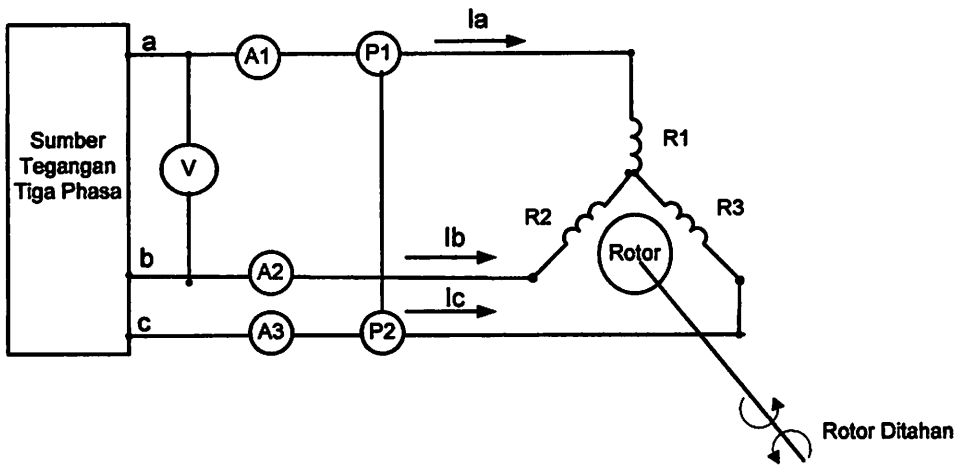
Rugi Gesek, angin, rugi besi :

$$P_{fwc} = P_{nl} - P_{rs} \text{ (Watt)} \dots\dots\dots (2.41)$$

2.8.3 Pengujian Rotor Tertahan (*Blocked Rotor Test*)

Tujuan pengujian rotor tertahan adalah untuk menentukan resistansi rotor pada motor induksi. Pada saat pengujian ini perputaran rotor motor induksi dikunci / diblok sehingga slip(s) sama dengan satu. Suplai tegangan tiga phasa motor induksi adalah tegangan yang nilainya di bawah tegangan nominalnya, yakni tegangan yang dapat menghasilkan arus nominalnya. Sebagai pendekatan, diasumsikan bahwa arus pemagnetan (I_m) cukup kecil

akibat penurunan suplai tegangan serta motor dalam keadaan tidak berputar ($s=1$) sehingga rugi-rugi inti dapat diabaikan.



Gambar 2-15
Rangkaian Pengujian Rotor Tertahan (*Blocked Rotor*)

$P_{3-\phi}$,daya total yang terukur dari W_a dan W_b :

$$P_{3-\phi} = P_1 + P_2 \text{ watt}.....(2.42)$$

Daya total tiga-fasa merupakan rugi-rugi tembaga stator dan rotor, karena motor tidak berputar maka rugi-rugi inti diabaikan.

P_{br} , rugi-rugi daya per fasa :

$$P_{br} = \frac{P_{3-\phi}}{3} \text{ watt/fasa}.....(2.43)$$

Dengan asumsi bahwa tegangan antar fasa stator seimbang, maka tegangan fasa stator :

$$V_{br} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \text{ Volt/fasa}.....(2.44)$$

I_{br} , arus phasa stator :

$$I_{br} = \frac{I_a + I_b + I_c}{3} \text{ Ampere} \dots\dots\dots (2.45)$$

R_{ek} , resistansi ekivalen :

$$R_{ek} = \frac{P_{br}}{I_{br}^2} \text{ ohm/phase} \dots\dots\dots (2.46)$$

Untuk R_r' , resistansi rotor berpatokan pada stator :

$$R_r' = R_{ek} - R_s \text{ ohm/phase} \dots\dots\dots (2.47)$$

Z_{br} , Impedansi rotor tertahan :

$$Z_{br} = \frac{V_{br}}{I_{br}} \text{ ohm/phase} \dots\dots\dots (2.48)$$

X_{ek} , reaktansi ekivalen :

$$X_{ek} = \sqrt{(Z_{br}^2 - R_{ek}^2)} \text{ ohm/phase} \dots\dots\dots (2.49)$$

Dimana Motor induksi yang dipakai adalah motor induksi dengan rotor sangkar tunggal. Secara umum X_s dan X_r' diasumsikan sama, sehingga ;

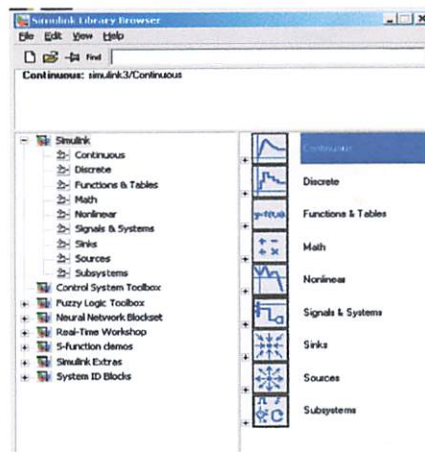
$$X_s = X_r' = 0.5 X_{ek} \text{ ohm/phase}$$

2.9 Pemodelan Motor Induksi 3 Phasa

2.9.1 Matlab Simulink

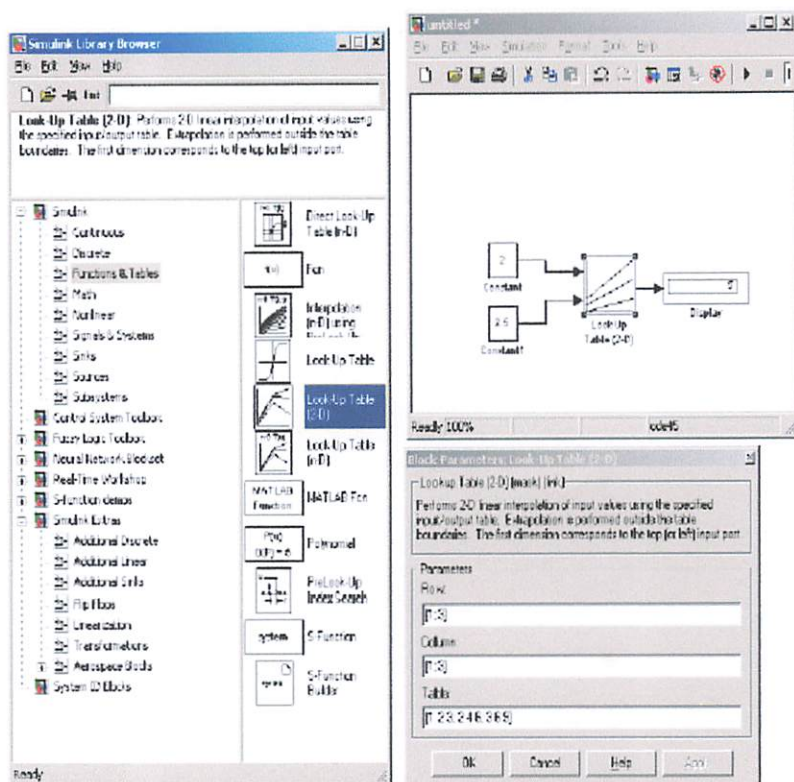
MATLAB merupakan suatu software yang sangat baik untuk digunakan untuk menganalisa berbagai kebutuhan dalam bidang teknik. Didalam matlab terdapat dua bagian penting yaitu M-files yang berfungsi untul menuliskan listing programnya dan Simulink yang digunakan untuk melakukan simulasi.

Dengan menggunakan Simulink yang merupakan kesatuan dalam program tersebut kita dapat melakukan suatu pemodelan sistem kontrol atau suatu plant yang akan diatur. Hal itu dapat didesain dengan menggunakan blok-blok yang telah tersedia serta setting parameter-parameter akan menjadi lebih mudah. Blok-blok simulink dapat juga dibentuk dari persamaan matematika dengan menggunakan blok *transfer function* sehingga kita dapat menuliskan persamaan dalam blok tersebut sesuai dengan parameter yang akan kita cari.



Gambar 2.16
Simulink Library Pada MATLAB 6.1

Dalam simulink tersebut terdapat beberapa blok yang dapat digunakan untuk pemodelan control atau analisa dalam dunia electric. Sebagai contoh penggunaan Blok Fuction dan Tables. Misalnya kita mempunyai soal $2 \times 2.5 = 5$ maka kita dapat menggunakan blok look up table (2-D) seperti dapat dilihat pada gambar di bawah ini



Gambar 2-17
Contoh Penggunaan Simulink

Selain Simulink dalam MATLAB juga terdapat M-Files yaitu bagain untuk menuliskan listing program yang dengan hasil program setelah dijalankan akan disimulasikan dengan Blok Simulink yang telah dibuat.

```

C:\Burak\My Papers\Accepted\IEMDC 2003\PARAM.M
File Edit View Text Debug Breakpoints Web Window Help
[Icons] StdC Base
4 % initialization
5
6 Rr=.39; %rotor resistance
7 Rs=.19; %stator resistance
8 Lls=.21e-3; %stator inductance
9 Llr=.6e-3; %rotor inductance
10 Lm=4e-3; %magnetizing inductance
11 fb=100; %base frequency
12 p=4; %number of poles
13 J=0.0226; %moment of inertia
14
15 Lr=Llr+Lm;
16 Tr=Lr/Rr;
17
18 % impedance and angular speed calculations
19
20 wb=2*pi*fb; %base speed
21 Xls=wb*Lls; %stator impedance
22 Xlr=wb*Llr; %rotor impedance
23 Xm=wb*Lm; %magnetizing impedance
24 Xstar=1/(1/Xls+1/Xm+1/Xlr);
  
```

script Ln 24 Col 29

Gambar 2-18
Contoh Tampilan M-Files

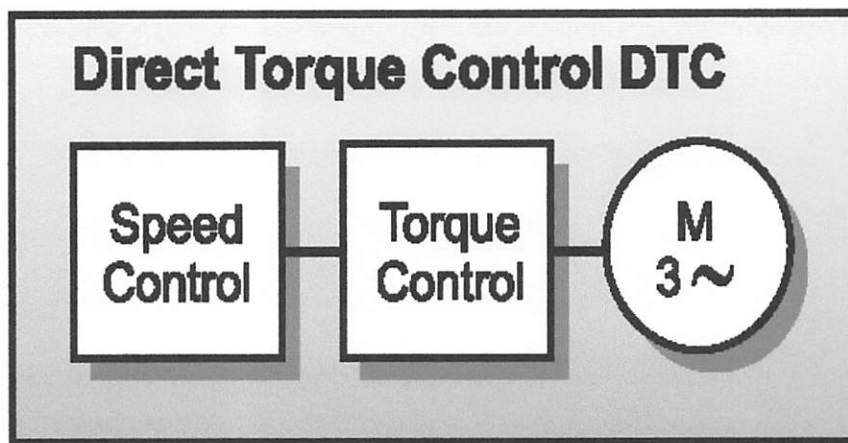
Dalam skripsi ini digunakan MATLAB versi 6.1 dengan membentuk blok-blok simulink dengan menggunakan persamaan – persamaan motor induksi berdasarkan rangkaian DQ

BAB III

DIRECT TORQUE CONTROLLER

3.1. *Direct Torque Controller*

Torsi motor secara sederhana dapat dikontrol dengan menggunakan *Field Orient Control* (FOC). Ini meliputi transformasi arus stator ke sebuah bentuk synchronous referensi DQ yang merupakan tipe untuk mengontrol fluksi rotor. Pada metode ini torsi dan fluksi menghasilkan komponen arus stator. Dengan menggunakan PI controller yang berfungsi untuk mengatur output tegangan yang dipakai arus stator kemudian menghasilkan torsi.



Gambar 3.1

Blok Kontrol DTC

Direct Torque Controller pada motor induksi dipergunakan untuk memprediksi tegangan untuk menyuplai torsi output. Jadi untuk pengontrolan dengan metode *Direct Torque Controller* merupakan pengendalian torsi motor

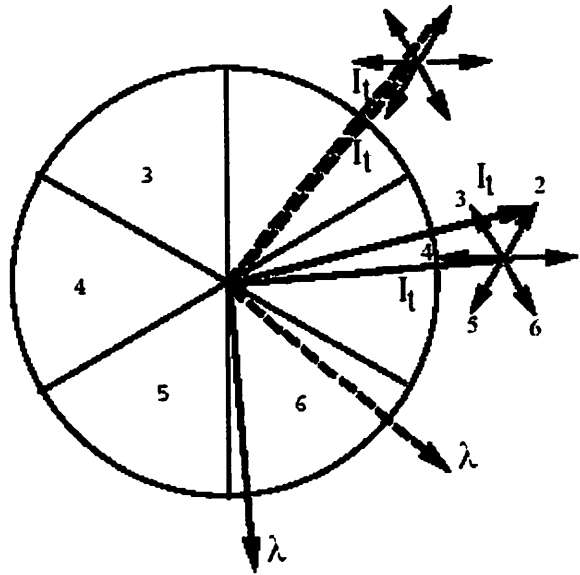
dengan inputan torsi yang menjadi referensi dan fluks yang menjadi referensi. Dengan sebuah rangkaian *closed loop* maka dapat dibandingkan nilai torsi elektrik yang menjadi referensi dan nilai torsi elektrik ketika motor diberi beban luar, adanya torsi error kemudian dengan menggunakan metode DTC maka akan mengatur tegangan dan masuk ke dalam motor Induksi sehingga dapat mengikuti torsi beban. *Direct torque Controller* merupakan suatu metode pengontrol torsi motor induksi yang menghasilkan respons yang cepat dan jelas.

Pada prinsipnya DTC suatu metode dengan memilih satu dari inverter 6 vektor control dan dua vektor nol untuk tetap menjaga torsi tetap sesuai dengan referensi.. Torsi pada motor induksi dapat ditulis dengan persamaan dibawah ini:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{L_s} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot |\lambda_r| \cdot |\lambda_s| \cdot \sin \alpha \dots\dots\dots(3.1)$$

Dari persamaan diatas torsi yang dihasilkan bergantung pada stator fluksi, magnitude dan sudut antara stator dan rotor fluks vectors.

Pengaruh perubahan position dari flux terhadap torsi motor induksi dapat terlihat pada gambar di bawah ini.



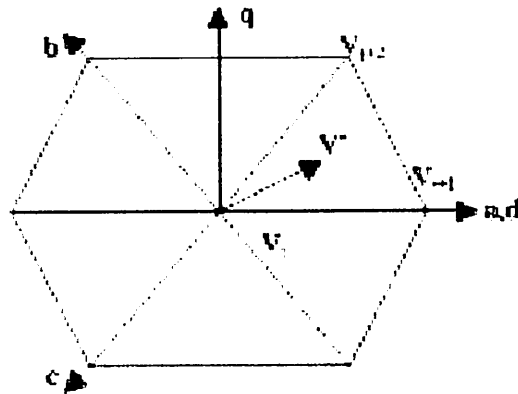
Gambar 3-2
Pengaruh Flux Rotor Terhadap Torsi

Sebuah dua level inverter hanya dapat menghasilkan *six non zero* Vektor tegangan dan dua vector nol, ini mungkin untuk membuat table untuk menghitung vektor tegangan yang digunakan berdasarkan posisi dari fluks stator dan perubahan yang terjadi pada fluksi stator dan torsi. Tabel dinamakan *Vector Selection Table*.

		Sector					
$\Delta\lambda$	ΔT_{em}	1	2	3	4	5	6
↑	↑	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0
	↓	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
↓	↑	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0
	↓	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

TABEL 3-1 Vector Selection Table.

Untuk merubah fluks stator dan torsi pada system control DTC maka dapat menggunakan vector 6 tegangan dan vector tegangan nol. Variasi pengatur vector tegangan adalah seperti pada gambar dibawah ini



Gambar 3-3
Direct Torque Operation

3.2. Inverter Tiga Fasa^[5]

3.2.1. Umum

Saat ini *inverter* membutuhkan desain yang mampu menyuplai torsi pada motor terutama pada kondisi *transient*. Karena pada saat kondisi *transient* sangat menentukan performansi dari *inverter*. Pada saat tersebut, motor membutuhkan perubahan arus yang cepat dan tegangan akan naik secara linear terhadap frekuensi, sedangkan torsi dipastikan cukup untuk melakukan *start* awal.

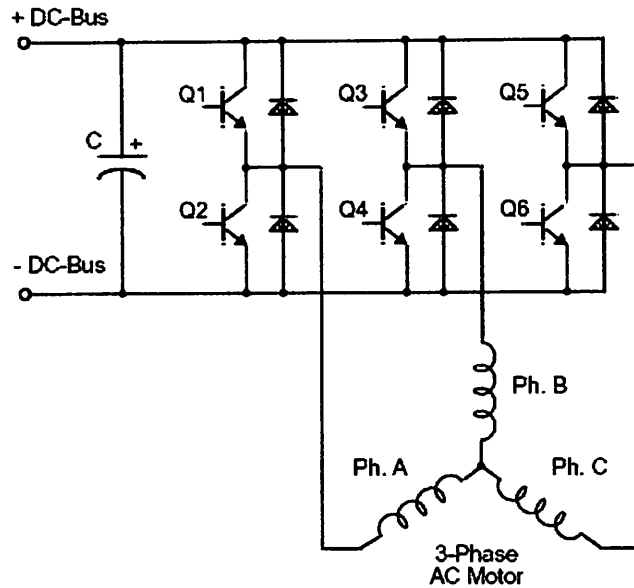
Secara umum pembalik (*inverter*) adalah rangkaian listrik yang digunakan untuk mengubah tegangan searah (DC) menjadi tegangan bolak balik (AC).

Ada dua jenis inverter yang umum digunakan pada sistem tenaga listrik yaitu :

- a. *Inverter* dengan frekuensi dan tegangan keluaran yang konstan CVCF (*Constant Voltage Constant Frequency*).
- b. *Inverter* dengan frekuensi dan tegangan keluaran yang berubah-ubah.

Perubahan tegangan keluaran dari *inverter* ditentukan oleh perubahan tegangan masukan DC dan yang terpenting disini adalah penguat *inverter* harus konstan. Disisi lain jika tegangan masukan DC tetap dan tidak bervariasi, perubahan tegangan keluaran dapat ditentukan oleh perubahan penguat pada *inverter*. Penguat *inverter* dapat didefinisikan sebagai pembanding tegangan keluaran AC dengan tegangan masukan DC.

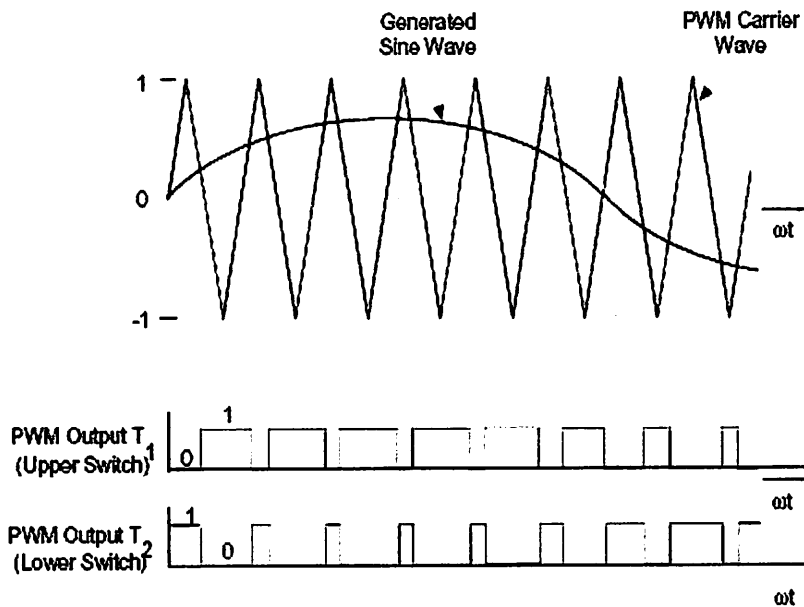
Bentuk gelombang keluaran yang ideal adalah murni gelombang *sinusoidal*, untuk penggunaan daya rendah dan menengah gelombang kotak bisa digunakan tetapi untuk penggunaan daya besar diharapkan gelombangnya adalah gelombang *sinusoidal* dengan distorsi rendah. Dengan penggunaan komponen elektronika daya yang mempunyai respon tinggi maka faktor harmonisa dapat ditekan seminimal mungkin.



Gambar 3.4
Rangkaian Inverter Tiga Fasa

3.2.1.1.Prinsip Kerja Inverter Tiga Fasa

Inverter tiga fasa pada umumnya digunakan pada aplikasi daya besar. Sinyal yang dibangkitkan oleh *inverter* harus mempunyai perbedaan sudut 120° antara fasa yang satu dengan fasa yang lainnya dan harus mempunyai tegangan yang seimbang. Sebuah *inverter* terdiri dari tiga unit *half bridge*, dimana *switch* bagian atas dan bawah dikontrol secara bergantian, yang berarti ketika *switch* bagian atas dihidupkan maka *switch* bagian bawah harus dimatikan, dan begitupun sebaliknya. Kebanyakan tegangan keluaran yang dihasilkan adalah hasil dari teknik modulasi PWM (*Pulse Width Modulation*), dimana gelombang pembawa yang berbentuk gelombang segitiga sama kaki dibandingkan dengan gelombang frekuensi dasar yang berbentuk gelombang sinus.



Gambar 3.5
Teknik PWM (*Pulse Width Modulation*)

3.3. DTC Using Sliding Mode Control

3.3.1. Sliding Mode Control

3.3.1.1. Vektor Tegangan

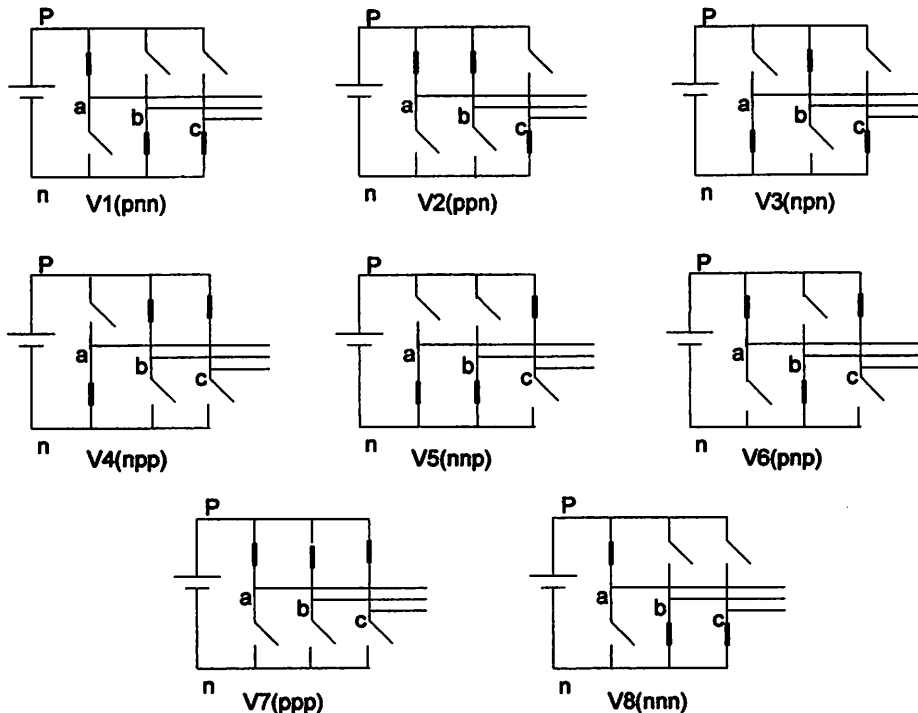
Untuk SVI (sumber tegangan inverter) 3 kaki berdasarkan pada penyajian 3 fasa sebagai vector dalam dua dimensi sudut (α , β). Melihat topologi satu pada gambar 3.6. yang mana diulangi pada gambar 3.7 dapat kita lihat bahwa tegangan line V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} diberikan oleh

$$V_{ab} = g$$

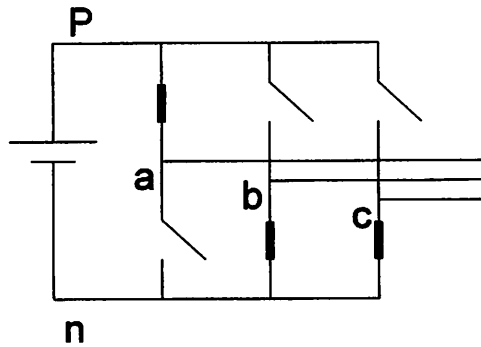
$$V_{bc} = 0 \quad \dots\dots\dots(3-2)$$

$$V_{ca} = -g$$

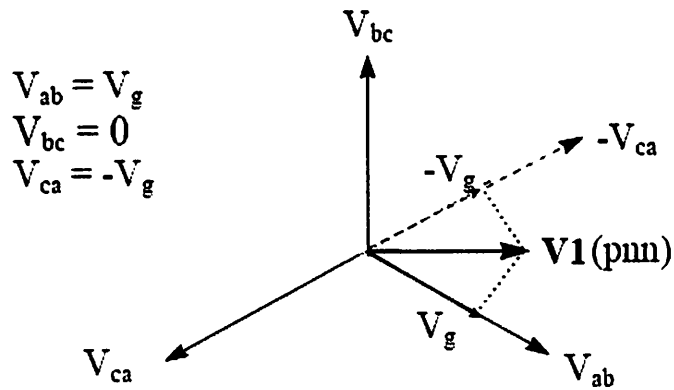
Ini dapat disajikan dalam dua dimensi sudut (α , β). Seperti ditunjukkan dalam gambar 3.7.b. dimana tegangan V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} adalah tiga tegangan line yang terpisah secara vector 120° dalam ruang. Tegangan vector yang efektif dihasilkan oleh topologi ini adalah seperti yang disajikan V_1 (pnn) pada gambar 3.7.b. notasi pnn mengacu pada tiga kaki/phase a,b,c yang dihubungkan pada rel dc positif (p) atau rel dc negatif (n). jadi 'pnn' sesuai dengan phase a yang dihubungkan pada rel dc positif dan phase b,c dihubungkan pada rel dc negatif.



Gambar 3.6. delapan topologi tegangan vector inverter

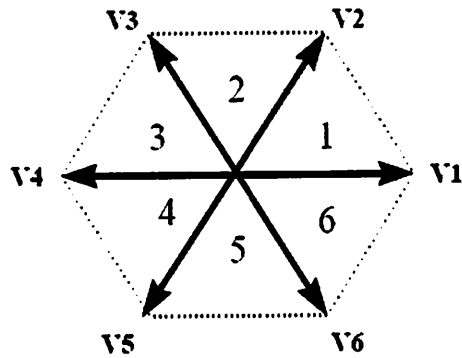


Gambar 3.7. (a). Topologi 1-V! (pnn) dari suatu inverter (vsi)



Gambar 3.7.(b). Penyajian dari topologi 1-V! (pnn) dalam (α , β)

Kelanjutan dalam bentuk yang serupa enam vector tegangan tidak nol (V1-V6) yang dapat digambarkan untuk asumsi posisi seperti yang ditunjukkan pada gambar 3.7. kita menggambarkan area yang dipagari oleh dua vector yang bersebelahan didalam enam bangun ruang sebagai sektor. Yang kemudian dinomori 1-6 seperti pada gambar 3.8



Gambar 3.8. Non-Zero voltage vector dalam α, β plane

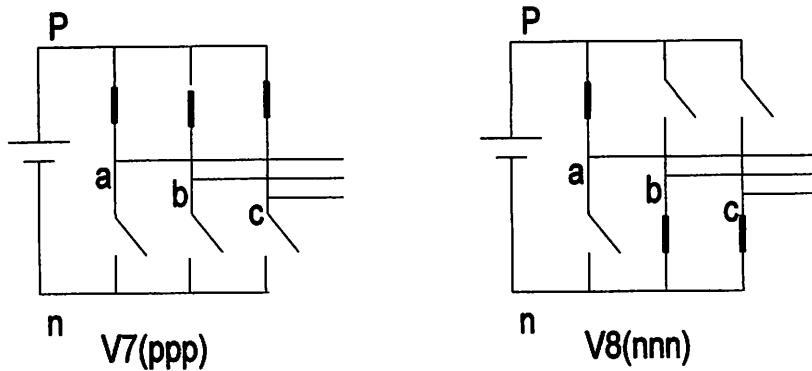
Mempertimbangkan dua topologi terakhir pada gambar 3.6. yang diulang pada gambar 3.7.(b) untuk memudahkan kita melihat bahwa tegangan arus keluaran yang dihasilkan oleh topologi ini diberi oleh :

$$V_{ab} = 0$$

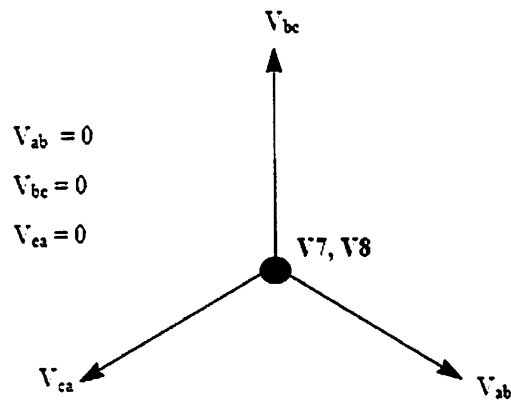
$$V_{bc} = 0 \quad \dots\dots\dots(3-3)$$

$$V_{ca} = 0$$

Ini mewakili ketika vecor mempunyai *zero magnitude* dan karenanya dikenal sebagai keadaan *zro-switching vector* atau tegangan vector nol.diasumsikan posisi mereka pada keadaan asal dalam dimensi ruang α, β seperti digambarkan pada gambar. 3.7.(b). Vector V1-V8 disebut sebagai *switching state vectors (SSVS) / vector keadaan switching*.



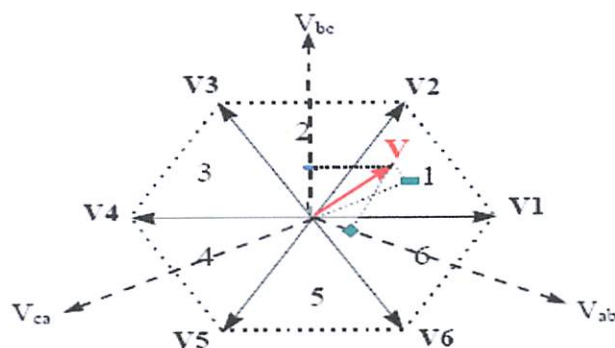
Gambar 3.9.(a). topologi tegangan keluaran nol



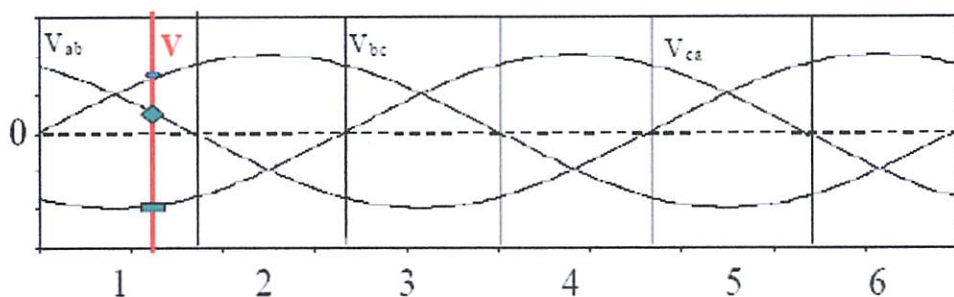
Gambar 3.9.(b). penyajian vector tegangan nol dalam dimensi α, β plane

Tegangan tiga fasa yang diinginkan pada keluaran dari inverter bias diwakili dengan suatu vector berputar V yang sepadan dalam jam konter yang memiliki arah yang beragam seperti pad gambar. 3.10.(a). magnitude dari vector ini berhubungan dengan magnitude tegangan keluaran inventer. (gambar 3.10.b)

dan waktu vector ini menuju ke satu perubahan yang sama seperti periode waktu yang diperlukan pada tegangan keluaran.



Gambar.3.10.(a). vector tegangan keluaran pada α, β



Gambar. 3.10.(b). tegangan line keluaran pada waktu domain

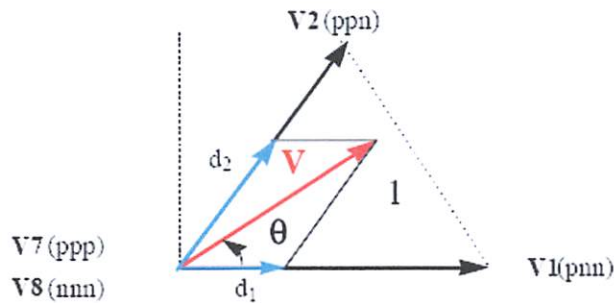
Mari kita mempertimbangkan situasi manakala line to line tegangan keluaran vector V adalah dalam sector 1 seperti ditunjukkan dalam gambar .3.11. vector ini dapat disatukan oleh pulse width-modulation (PWM) dari kedua yang bersebelahan SSV'S $V1$ (pnn) dan $V2$ (pnn), siklus putaran masing-masing

menjadi d_1 dan d_2 yang berturut-turut dan vector nol V_7 (nnn) dan V_8 (ppp) menjadi d_0 .

$$d_1 V_1 + d_2 V_2 = V = m V_g e^{je} \quad \dots\dots\dots(3.4)$$

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

Dimana $0 \leq m \leq 0,866$ adalah indeks modulasi. Ini akan sesuai dengan suatu tegangan line to line maksimum dari $1.0.V_g$ yang mana 15% lebih sinusoidal dari PWM konvensional.



Gambar. 3.11. hasil perkiraan vector tegangan keluaran pada sector

Langkah-langkah untuk mengimplementasikan *sliding mode control* untuk inverter sumber tegangan:

1. Transformasi sistem tiga fasa yang di definisikan oleh $u(t)$, $v(t)$, dan $w(t)$, dapat direpresentasikan dengan vector berputar as :

$$\underline{as} = \frac{2}{3} [u(t)] + \underline{a^2}.w(t)$$

Dimana $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ dan $\underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ (3.6)

Representatasi vector didapat dengan transformasi 3 ke 2, dalam bentuk matriks :

$$\underline{as} = \begin{bmatrix} A\alpha \\ A\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.7)$$

Dimana (Aα,Aβ) membentuk sistem 2 phasa ortogonal, dan $\underline{as} = A\alpha + jA\beta$.

2. Definnisi vector switching yang mungkin pada tegangan output.

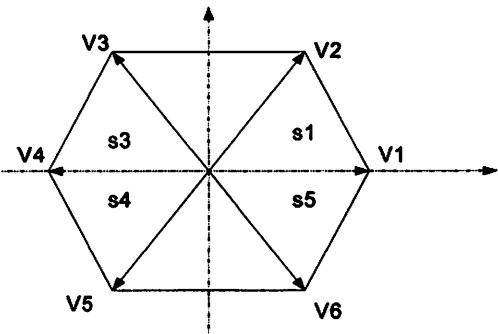
Diasumsikan S1 dan S2,S3 dan S4,S5 dan S6 diswitch secara komplementer

Tabel 3.2. tegangan keluaran inverter 3 fasa

Vector	Vector swicthing			Tegangan line ke line		
	S1	S3	S5	Vab	Vbc	Vca
V0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	1	0	-1
V2	1	1	0	0	1	-1
V3	0	1	0	-1	1	0
V4	0	1	1	-1	0	1
V5	0	0	1	0	-1	1
V6	1	0	1	1	-1	1
V7	1	1	1	0	0	0

3. Mencari Matriks dekomposisi

Space tegangan output dibuat dengan mengaplikasikan persamaan (3-15) ke delapan vektor switching yang diberikan di tabel 3.3. Pada koordinat system baru ini, terdapat 6 vektor tidak nol (V1 – V6) dan dua vector mempunyai amplitudo sama dengan nol (V0 – V7)



Gambar 3.12. *space vector* output dari sistem tiga phasa

4. Definisi urutan switching

Matriks dekomposisi diperlukan untuk mencari waktu switching. Misalkan vektor referensi ada di sector 1 dan urutan switching yang diimplementasikan adalah V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0. jika vektor switching V1, V2, V0/V7, dan waktu durasi yang diasosiasikan untuk setiap vector adalah t1, t2, t0, maka vector tegangan output rata-rata dari inverter pada periode sampling Ts adalah sama dengan Uref, sehingga:

$$V1.t1 + V2.t2 + V0.t0 = Uref . Ts \qquad \dots\dots\dots(3.8)$$

Jika persamaan (3) dipenuhi, maka:

$$t1 + t2 + t0 = Ts \qquad \dots\dots\dots(3.9)$$

menulis persamaan diatas dalam bentuk matriks didapat:

$$\begin{bmatrix} V1 & V2 & V0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t1 \\ t2 \\ t0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Uref \\ 1 \end{bmatrix} Ts \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

Diinginkan agar perhitungan waktu dilakukan secara unik yaitu:

$$\begin{bmatrix} t1 \\ t2 \\ t0 \end{bmatrix} = M1 \begin{bmatrix} Uref\alpha \\ Uref\beta \\ 1 \end{bmatrix} Ts; M1 = \begin{bmatrix} V1 & V2 & V3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

Dimana M1 adalah matriks dekomposisi diasosiasikan dengan sector 1. waktu durasi dari sektor lain dihitung dengan cara serupa. Dalam bentuk tabel, persamaan dituliskan dalam tabel 2.

Tabel 3.3. Waktu swiching

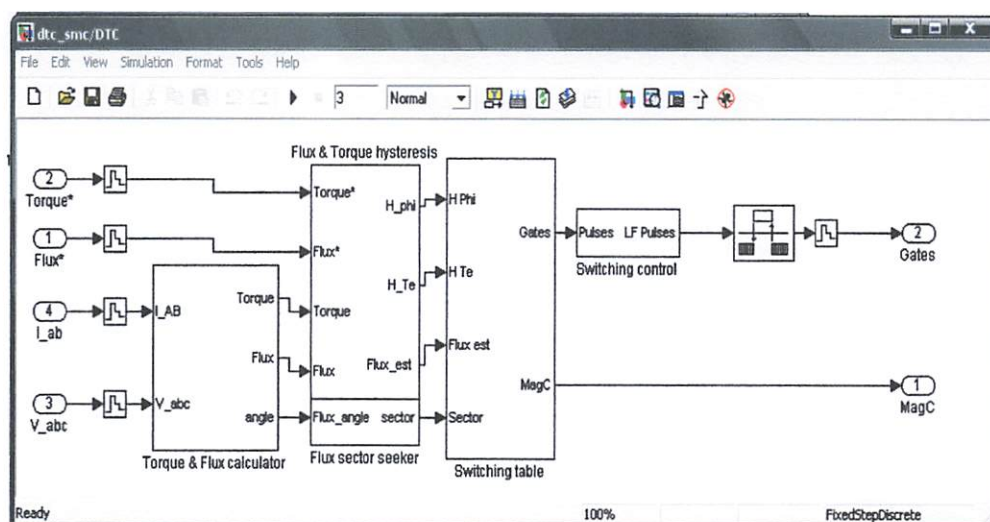
SEKTOR	WAKTU SWITCHING	
1	$t1 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(\alpha - \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$	$t2 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(\frac{\beta}{\sin 60} \right)$
2	$t2 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(\alpha + \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$	$t3 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\alpha + \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$
3	$t3 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(\frac{\beta}{\sin 60} \right)$	$t4 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\alpha - \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$
4	$t4 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\alpha + \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$	$t5 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\frac{\beta}{\sin 60} \right)$
5	$t5 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\alpha - \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$	$t6 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\alpha - \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$
6	$t1 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(\alpha - \beta \frac{\cos 60}{\sin 60} \right)$	$t6 = \frac{Ts}{Vdc\sqrt{2/3}} \left(-\frac{\beta}{\sin 60} \right)$

Tabel 3.4. Urutan swithcing untuk 3 phasa 3 kawat

SEKTOR	URUTAN SIMETRIK
S1	V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0
S2	V0-V3-V2-V7-V2-V3-V0
S3	V0-V3-V4-V7-V4-V3-V0
S4	V0-V5-V4-V7-V4-V5-V0
S5	V0-V5-V6-V7-V6-V5-V0
S6	V0-V1-V6-V7-V6-V1-V0

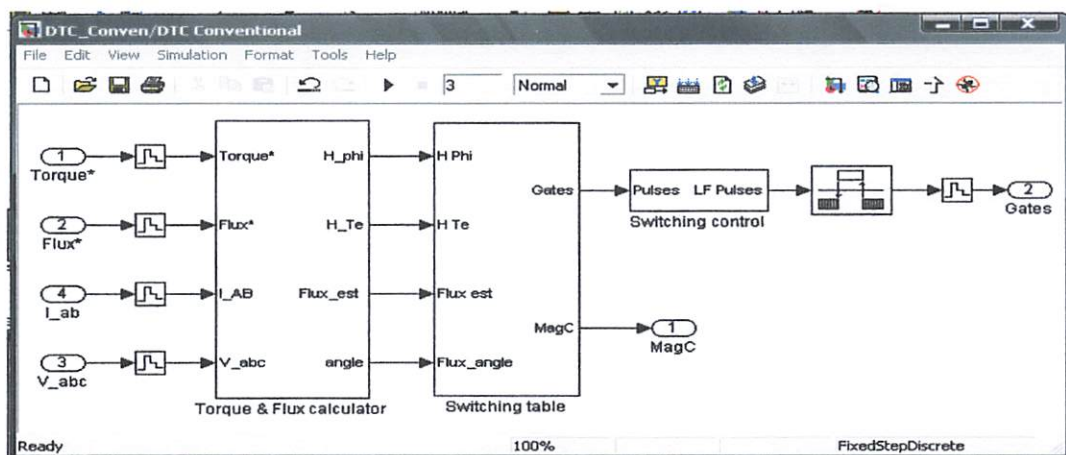
Urutan switching yang digunakan adalah metode DIH. Dalam metode DIH, pembagian interval vektor nol sama besar pada setiap interval sampling ($t_0=t_7$).

Dengan menggunakan bantuan MATLAB 7.0.4 maka dapat dibentuk blok pengontrolan untuk mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa dan pengurangan ripple torque dengan metode SMC (*Sliding Mode Control*) seperti yang tampak pada gambar 3.13.



Gambar 3-14

Blok Control DTC – *Sliding Mode Control*



Gambar 3-15

Blok Control DTC Konvensional

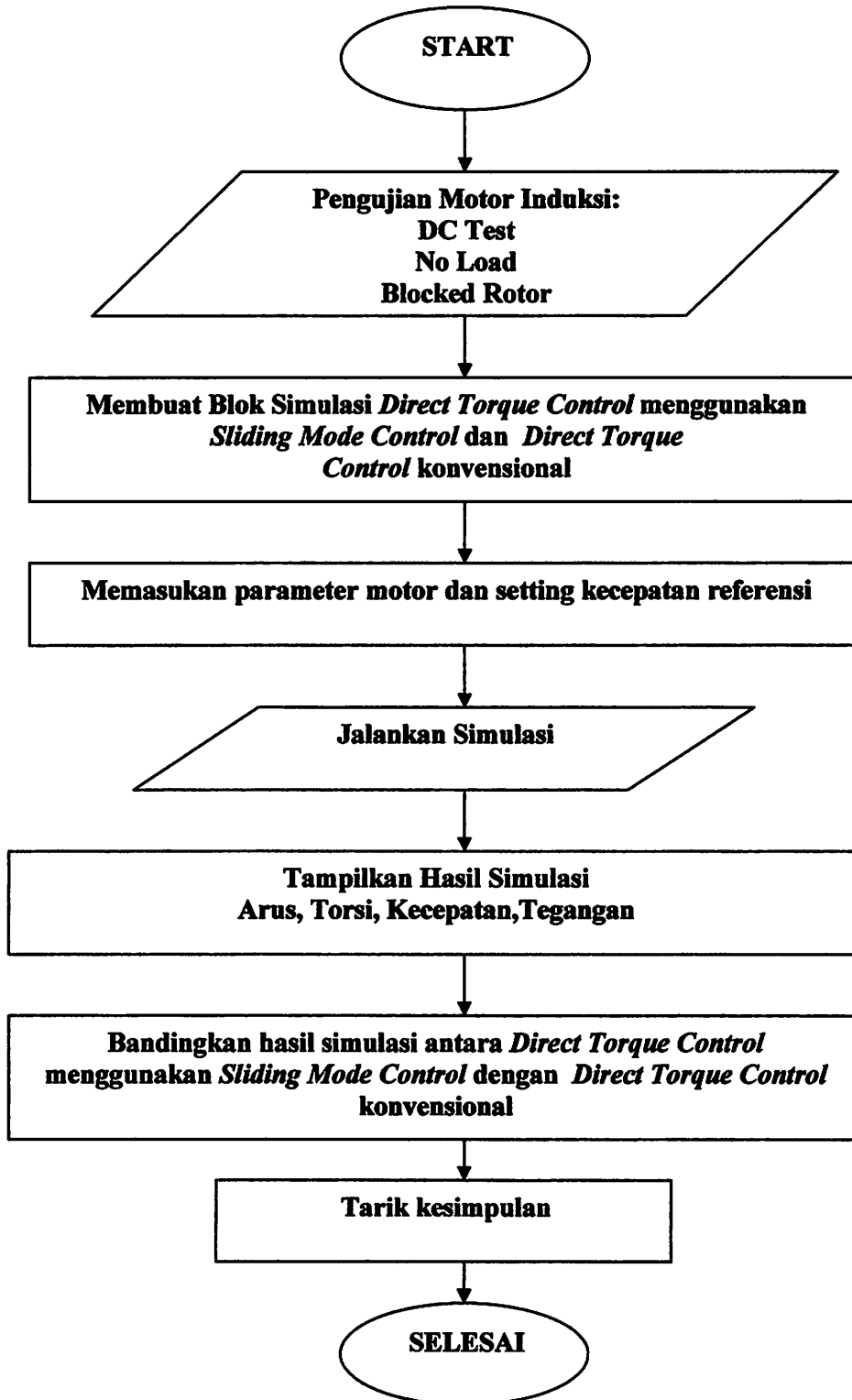
Dari gambar di atas terlihat perbedaan pada Torque dan Flux Calculator antara Blok Control DTC SMC dan Blok Control DTC Konvensional. Dan pada Blok Control DTC SMC terdapat Flux sector seeker sehingga hasil ripple pada DTC SMC lebih baik dibandingkan dengan DTC Konvensional

3.4 Algoritma Program

3.4.1. Algoritma Pemecahan Masalah Secara Umum

1. Pengujian Parameter Motor Induksi
 - a. Dc Test
 - b. Beban Nol (*No Load Test*)
 - c. Rotor Tertahan (*Blocked Rotor Test*)
2. Membentuk Blok Simulink Motor Induksi Dalam Bentuk DQ berdasarkan *Transfer Function*.
3. Memasukan parameter motor induksi dan seting waktu untuk torsi mekanik
4. Menjalankan simulasi Motor Induksi dengan parameter motor dan torsi yang telah dimasukan.
5. Menampilkan Hasil Simulasi Arus Stator, Torsi, kecepatan dan tegangan stator

3. 5 Flowchart Pemecahan Masalah Secara Umum



BAB IV
MENGHITUNG PARAMETER MOTOR
DAN ANALISA HASIL SIMULASI

Untuk menentukan parameter dari motor induksi yang akan dianalisa maka dapat dilakukan dengan mengambil parameter dengan melakukan pengujian.

4.1. Menentukan Parameter Motor Induksi

Pengujian untuk mencari parameter motor induksi 3 phasa dilakukan di laboratorium konversi energi elektrik ITN Malang.

4.1.1. Alat-alat yang digunakan

- a. Motor induksi Tiga Phasa DE LORENZO / DL 1021

Data papan (*Name-Plate*)

TEGANGAN	: 220/380 (Δ/Y) VOLT
ARUS	: 4.3/2.5 (Δ/Y) AMPERE
COS ϕ	: 0.83
FREKUENSI	: 50 HZ
DAYA	: 1.1 KW
PUTARAN	: 2820 RPM
KUTUP	: 2 KUTUP
KELAS ISOLASI	: F

- b. Voltmeter DE LORENZO DL 1031
- c. Amperemeter DE LORENZO DL 1031

- d. Wattmeter 3 phasa DE LORENZO DL 1031
- e. Tachometer DE LORENZO 2026
- f. AC voltage Regulator dan DC Supply DE LORENZO 1013 M2
- g. Current Break DE LORENZO

4.1.2. Pengujian Arus Searah (*DC Test*)

Tabel 4.1

Data Hasil Pengujian Arus Searah

No	Vdc (Volt)	I (Ampere)
1	4	0.75
2	6	1.12
3	8	1.44
4	10	1.78
5	12	2.14

4.1.3. Pengujian Tanpa Beban (*No Load Test*)

Tabel 4.2

Data Hasil Pengujian Beban Nol

I_{motor} (Ampere)			P_{3 Phasa} (WATT)	V_{L-L} (Volt)	Frekuensi (Hz)
R	S	T			
0.59	0.68	0.59	90	220	50

4.1.4. Pengujian Rotor Tertahan (*Blocked Rotor Test*)

Tabel 4.3

Data Hasil Pengujian Motor Rotor Tertahan

I _{stator} (Ampere)			P _{3 Phase} (WATT)	V _{L-L} (Volt)
R	S	T		
2.01	2.03	1.95	140	65

4.2. Analisa Parameter Motor Induksi

A. Dari pengujian arus searah besarnya resistansi stator adalah:

Dengan menggunakan persamaan

$$R_s = R_{dc} = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \Omega$$

Maka $R_{dc(1)} = \frac{4}{0.75} = 5.33 \Omega$

$$R_{dc(2)} = \frac{6}{1.12} = 5.35 \Omega$$

$$R_{dc(3)} = \frac{8}{1.44} = 5.55 \Omega$$

$$R_{dc(4)} = \frac{10}{1.78} = 5.61 \Omega$$

$$R_{dc(s)} = \frac{12}{2.14} = 5.61\Omega$$

$$R_s = \frac{5.33 + 5.35 + 5.55 + 5.61 + 5.61}{5} = 5.49\Omega / \text{phasa}$$

B. Dari pengujian Tanpa Beban (No-load Test)

$$I_{tb} = \frac{I_{ta} + I_{tb} + I_{tc}}{3}$$

$$I_{tb} = \frac{0.59 + 0.68 + 0.59}{3} = 0.62A$$

$$Z_{tb} = \frac{V}{\sqrt{3}I_{tb}} = \frac{220}{\sqrt{3} \times 0.62} = 205\Omega$$

$$R_{tb} = \frac{P_{(3\phi)}}{3I_{tb}^2} = \frac{90}{3 \cdot (0.62^2)} = 78\Omega$$

$$X_{tb} = \sqrt{Z_{tb}^2 - R_{tb}^2}$$

$$= \sqrt{205^2 - 78^2} = 189.58\Omega$$

C. Dari Rotor tertahan (Blocked Rotor Test)

$$I_{br} = \frac{I_{bra} + I_{brb} + I_{brc}}{3}$$

$$I_{br} = \frac{2.01 + 2.03 + 1.97}{3} = 2.0A$$

$$Z_{br} = \frac{V}{\sqrt{3}I_{br}} = \frac{65}{\sqrt{3} \times 2} = 18.76\Omega$$

$$R_r = \frac{P_{(3\phi)}}{3I_r^2} = \frac{140}{3 \cdot (2^2)} = 11.78 \Omega$$

$$X_{br} = \sqrt{Z_{br}^2 - R_{br}^2}$$

$$= \sqrt{18.76^2 - 11.67^2} = 14.6 \Omega$$

$$X_{rt} = X_s + X'_r$$

Motor induksi yang dipakai adalah motor induksi dengan model motor induksi rotor sangkar tunggal kelas A, maka secara umum X_s dan X'_r diasumsikan sama, sehingga :

$$X_s = X'_r = \frac{1}{2} X_{rt} = \frac{1}{2} \cdot 14.6 = 7.3 \Omega$$

Besarnya reaktansi yang diukur pada terminal stator pada keadaan tanpa beban (X_{tb}) mendekati sama dengan $X_s + X_m$ yang merupakan reaktansi diri stator sehingga:

$$X_{ss} = X_{tb} = X_s + X_m$$

$$X_m = X_{tb} - X_s$$

$$= 189.58 - 7.3$$

$$= 182.28 \Omega$$

Resistansi stator dapat dipandang sebagai harga DC-nya maka resistansi rotor dapat ditentukan sebagai berikut :

$$R = R_r - R_s$$

$$= 11.67 - 5.49$$

$$= 6.18$$

$$X_{rr} = X'_r + X_m$$

$$X_{rr} = 7.3 + 182.58 = 189.58\Omega$$

$$R'_r = R \left(\frac{X_{rr}}{X_m} \right)^2$$

$$= 6.18 \cdot \left(\frac{189.58}{182.28} \right)^2 = 6.68\Omega$$

Tabel 4.4

Hasil Perhitungan Pengujian Parameter Motor Induksi Tiga Phasa

Rs	R'r	Xs	X'r	Xm
5.49	6.68	7.3	7.3	182.28

Setelah mendapatkan data parameter motor induksi berdasarkan pengujian tersebut maka dapat dilakukan perhitungan parameter tersebut dirubah dalam bentuk PU (perunit).

Untuk melakukan perhitungan dalam PU maka

Untuk Mva

$$VA = \frac{P}{\cos\theta}$$

$$VA = \frac{1100}{0.85}$$

$$Z_{dasar} = \frac{KV^2}{MVA}$$

$$Z_{dasar} = \frac{(220 \times 10^{-3})^2}{1294.11 \times 10^{-6}} = 37.40 \text{ ohm}$$

Untuk parameter motor dapat dihitung sebagai berikut

$R_s(\text{pu})$

$$R_s(\text{pu}) = \frac{R_s}{Z_{dasar}}$$

$$R_s(\text{pu}) = \frac{5.49}{37.40} = 0.1468 \text{ ohm}$$

$$R_r(\text{pu}) = \frac{R_r}{Z_{dasar}}$$

$$R_r(\text{pu}) = \frac{6.68}{37.40} = 0.1786 \text{ ohm}$$

$$X_{ls} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s$$

$$L_s = \frac{X_{ls}}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

$$L_s = \frac{7.3}{2 \cdot 3.14 \cdot 50} = 0.023$$

$$L_s(\text{pu}) = \frac{L_s}{Z_{dasar}}$$

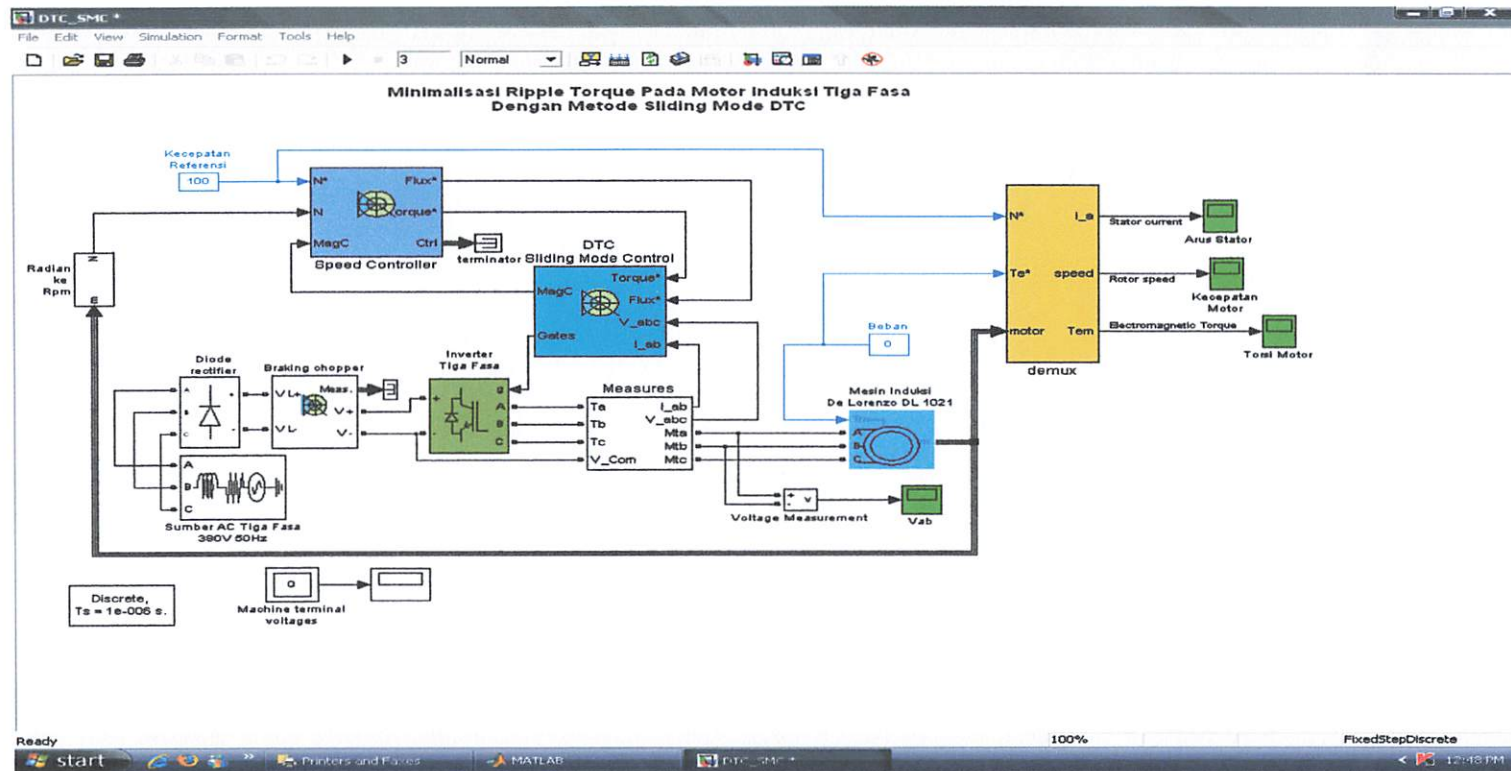
$$L_s(\text{pu}) = \frac{0.023}{37.40} = 0.0006$$

$$L_s = L_r = 0.0006$$

$$X_{lm} = 2 \cdot 3.14 \cdot f \cdot L_m$$

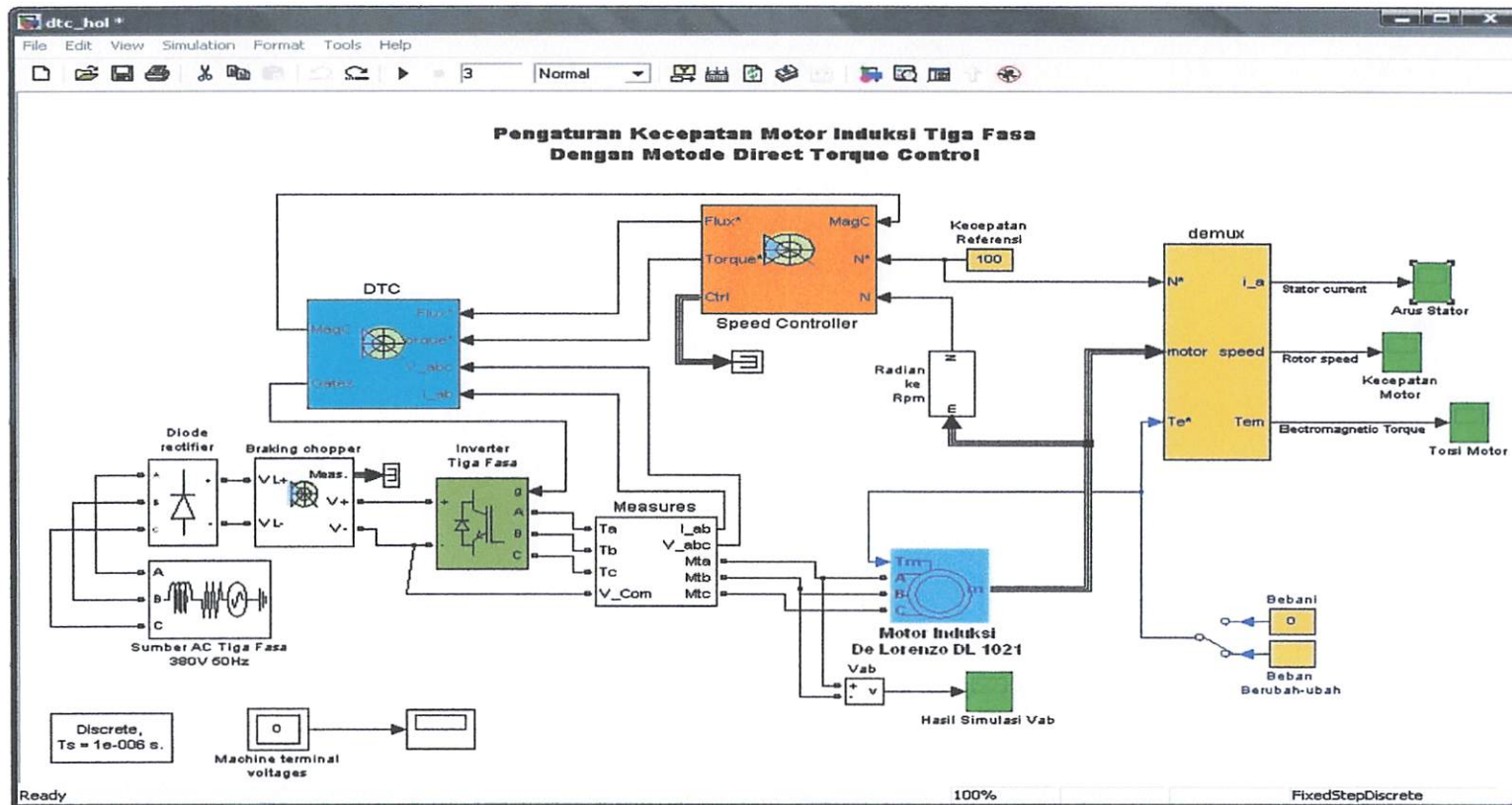
$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot F} = \frac{182.28}{2 \cdot 3.14 \cdot 50} = 0.5805$$

Dengan menggunakan bantuan Matlab-Simulink maka blok analisa DTC menggunakan *Sliding Mode Control* dan DTC Konvensional dapat dibentuk dapat dilihat pada gambar dibawah ini



Gambar 4-1

Blok Control DTC – SMC



Gambar 4-2

Blok Control DTC KONVENSIONAL

Dari gambar 4.1 terlihat blok simulasi minimalisasi ripple torque motor induksi tiga fasa. Dari blok tersebut kita dapat memasukkan data-data yang diperlukan seperti parameter-parameter motor induksi dan juga *setting point* dari beban maupun dari kecepatan.

Block Parameters: Motor Induksi 3 Fasa DE LORENZO...

[Asynchronous Machine \(mask\) \(link\)](#)

Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor or squirrel cage) modeled in the dq rotor reference frame. Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point. You can specify initial values for stator and rotor currents or for the stator current only.

Parameters

Preset model: No

☒ ----- Show detailed parameters -----

Rotor type: Squirrel-cage

Reference frame: Stationary

Nominal power, voltage (line-line), and frequency [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:
[1325.3 380 50]

Stator resistance and inductance [Rs(ohm) Lls(H)]:
[5.496 0.0234]

Rotor resistance and inductance [Rr'(ohm) Llr'(H)]:
[6.64 0.0234]

Mutual inductance Lm (H):
0.58

Inertia, friction factor and pairs of poles [J(kg.m^2) F(N.m.s) p]:
[0.0131 0.002985 1]

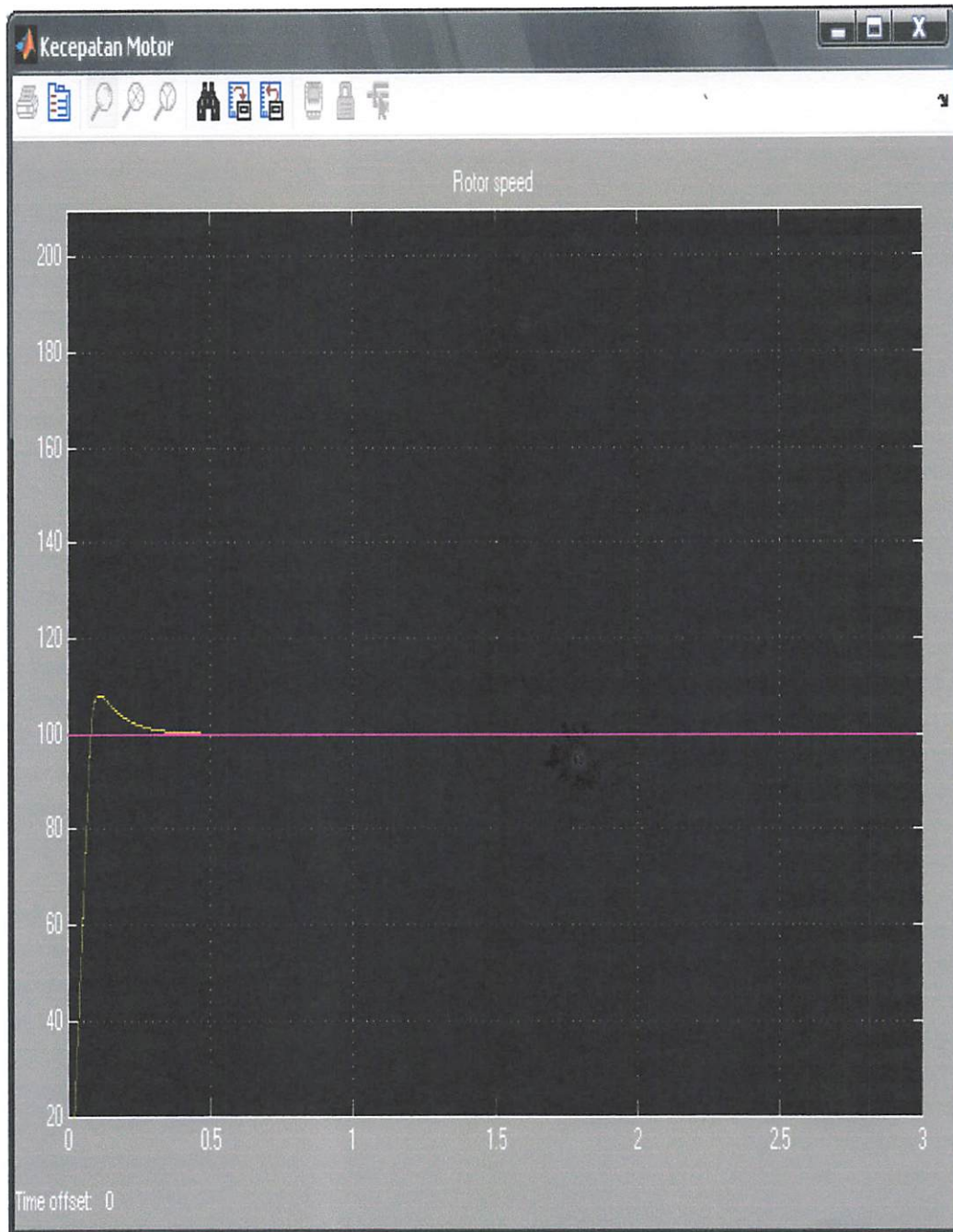
Initial conditions
[1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]

OK Cancel Help Apply

Gambar 4.3

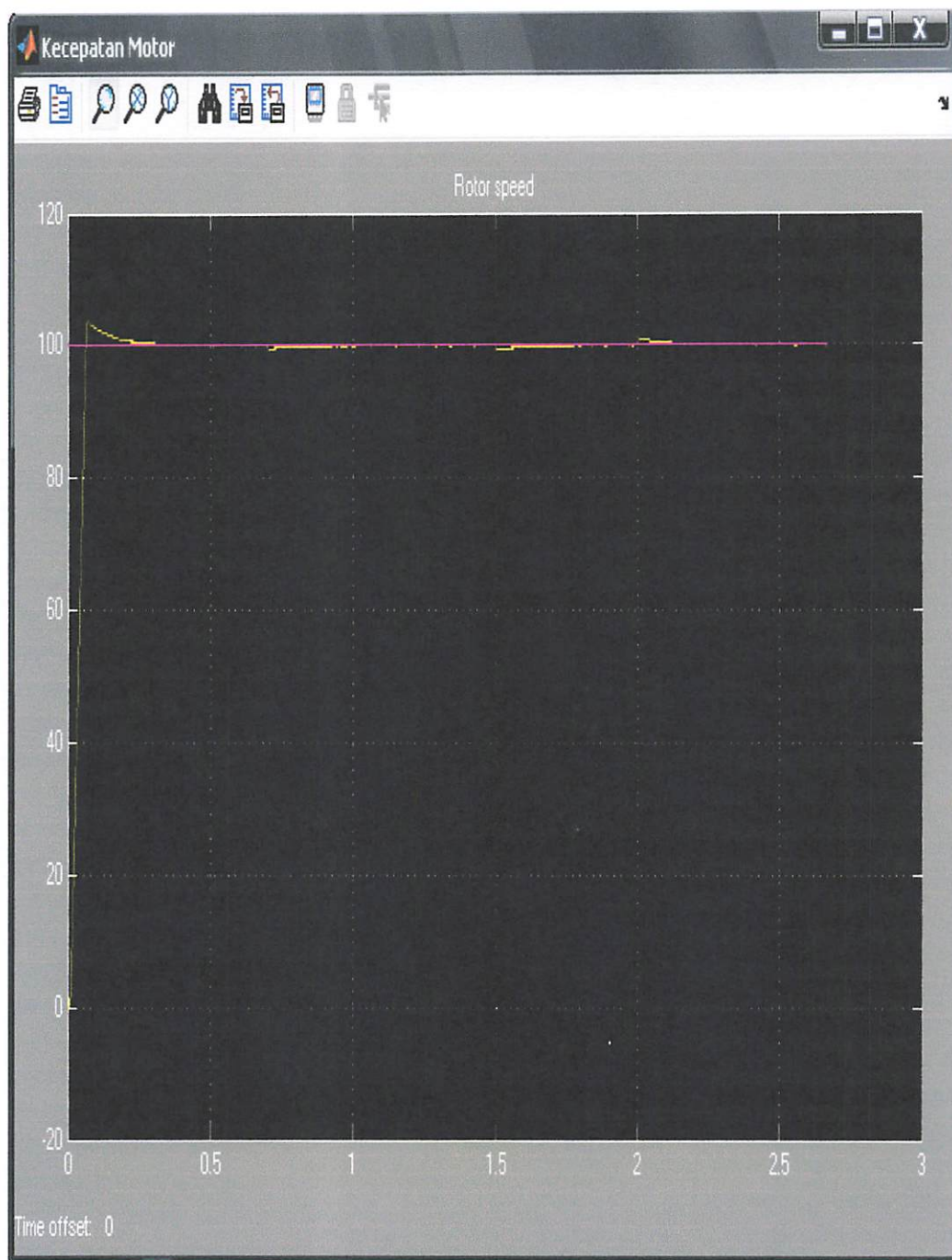
Tampilan Parameter Motor

- Untuk kecepatan 100rad/s



Gambar 4-4

Kecepatan DTC - SMC

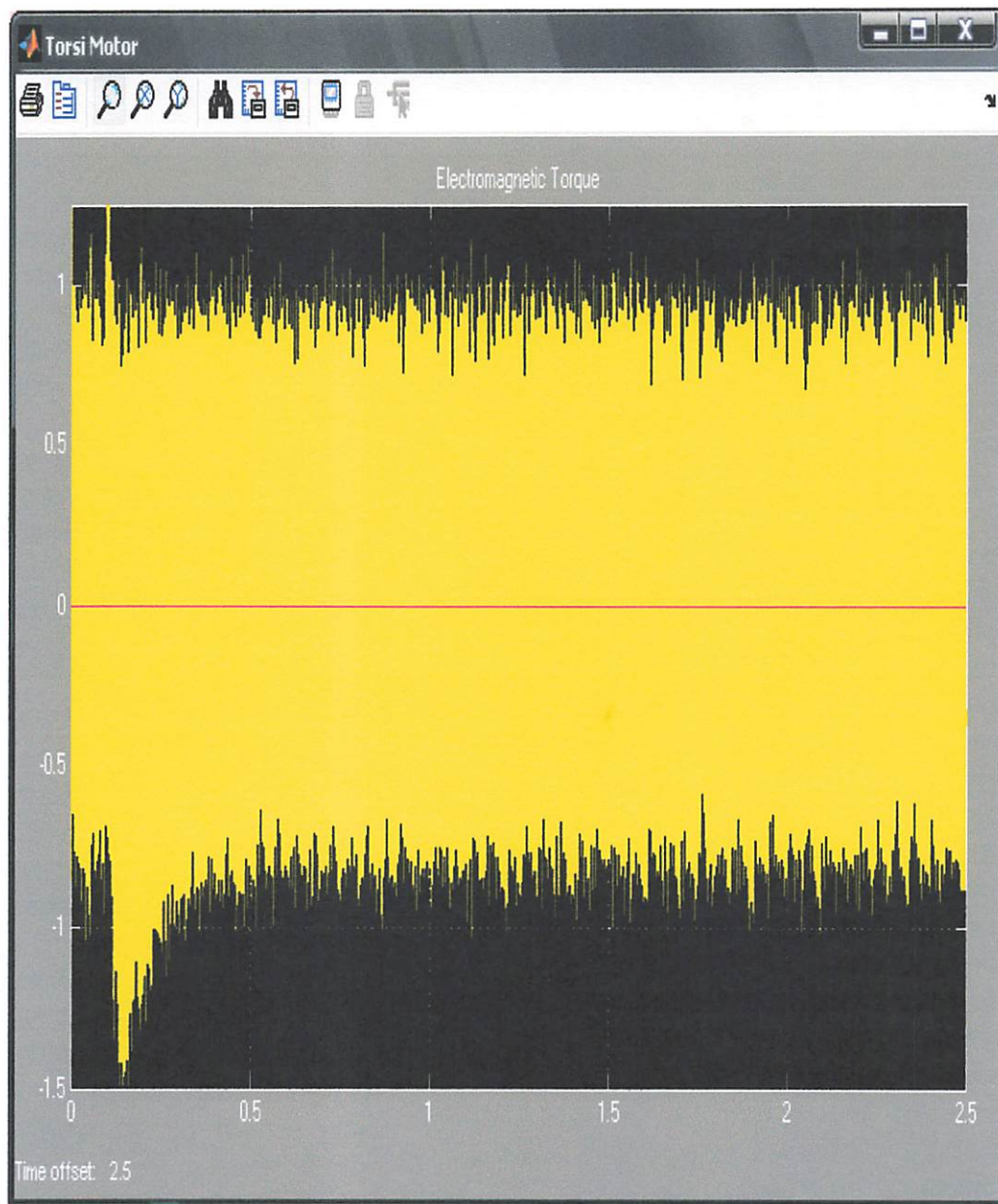


Gambar 4-5

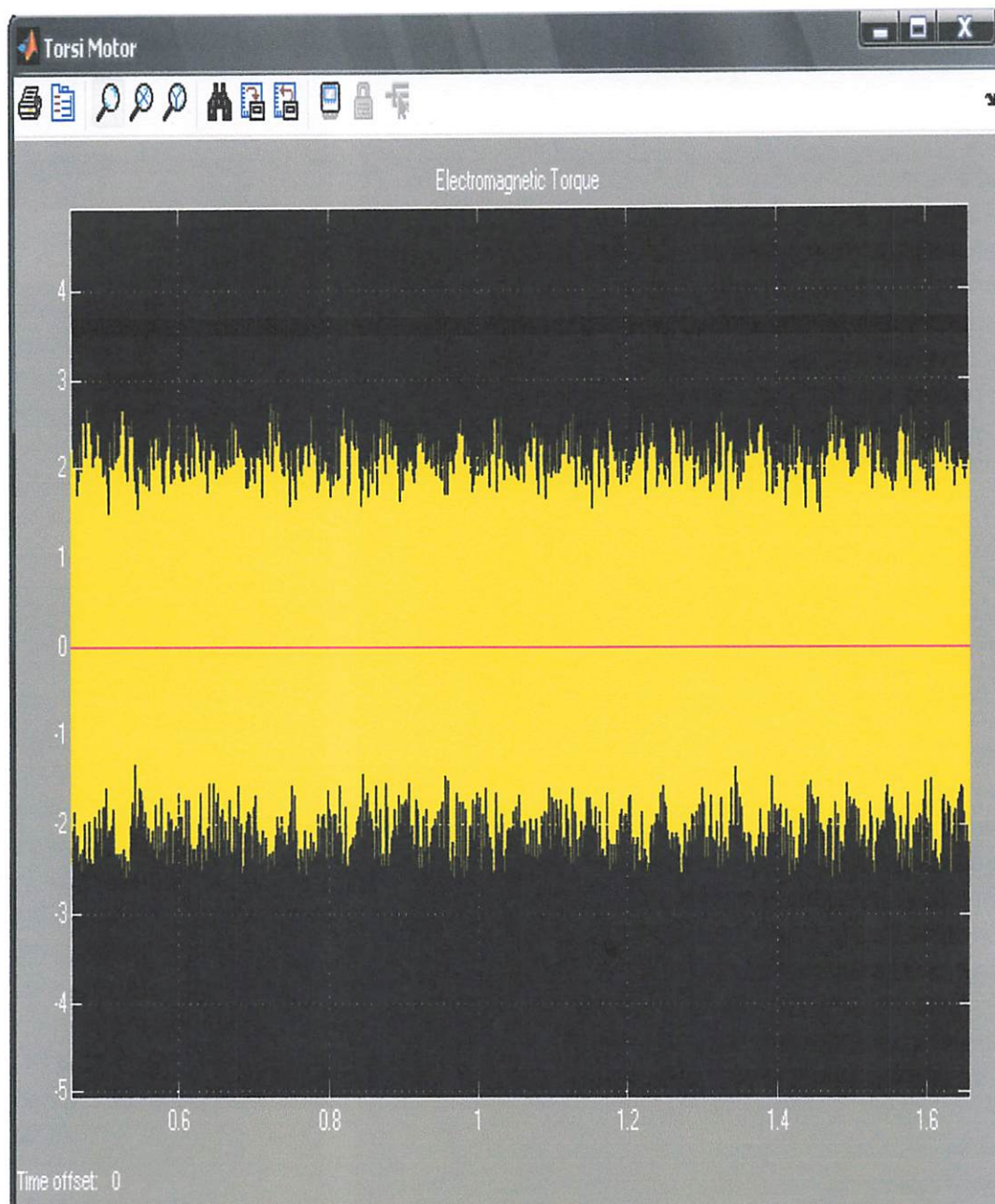
Kecepatan DTC KONVENTSIONAL

Setelah simulink dijalankan pada kecepatan referensi 100 rad/s untuk DTC - SMC terlihat bahwa kecepatan motor mengalami kondisi transient pada $t = 0$ s sampai dengan $t = 0,4$ s dan setelah itu kecepatan motor mencapai keadaan steady state,

sedangkan untuk DTC – KONVENSIONAL mengalami kondisi yang berubah –
ubah /tidak stabil (kondisi transien).



Gambar 4-6
Torque DTC - SMC

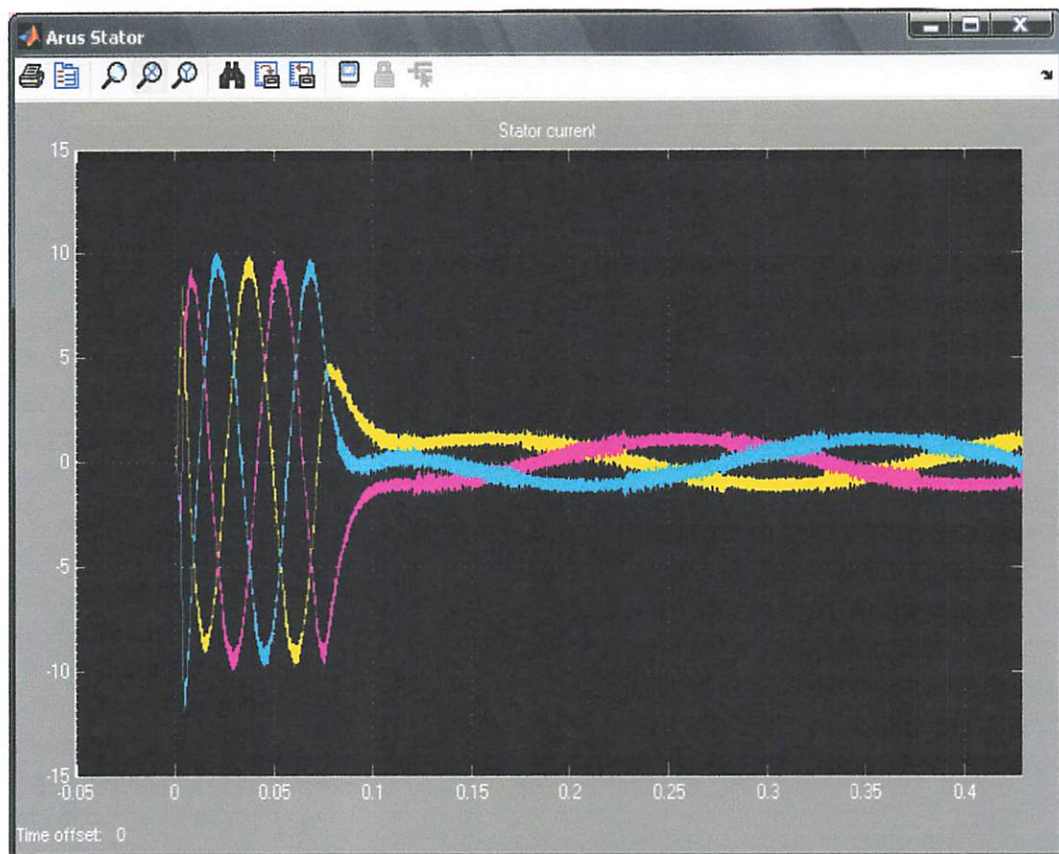


Gambar 4-7

Torque DTC KONVENTSIONAL

Setelah Simulink dijalankan dari gambar diatas maka pada DTC SMC memiliki ripple yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional, dimana ripple torsi DTC KONVENTSIONAL maksimum mencapai 2 Nm

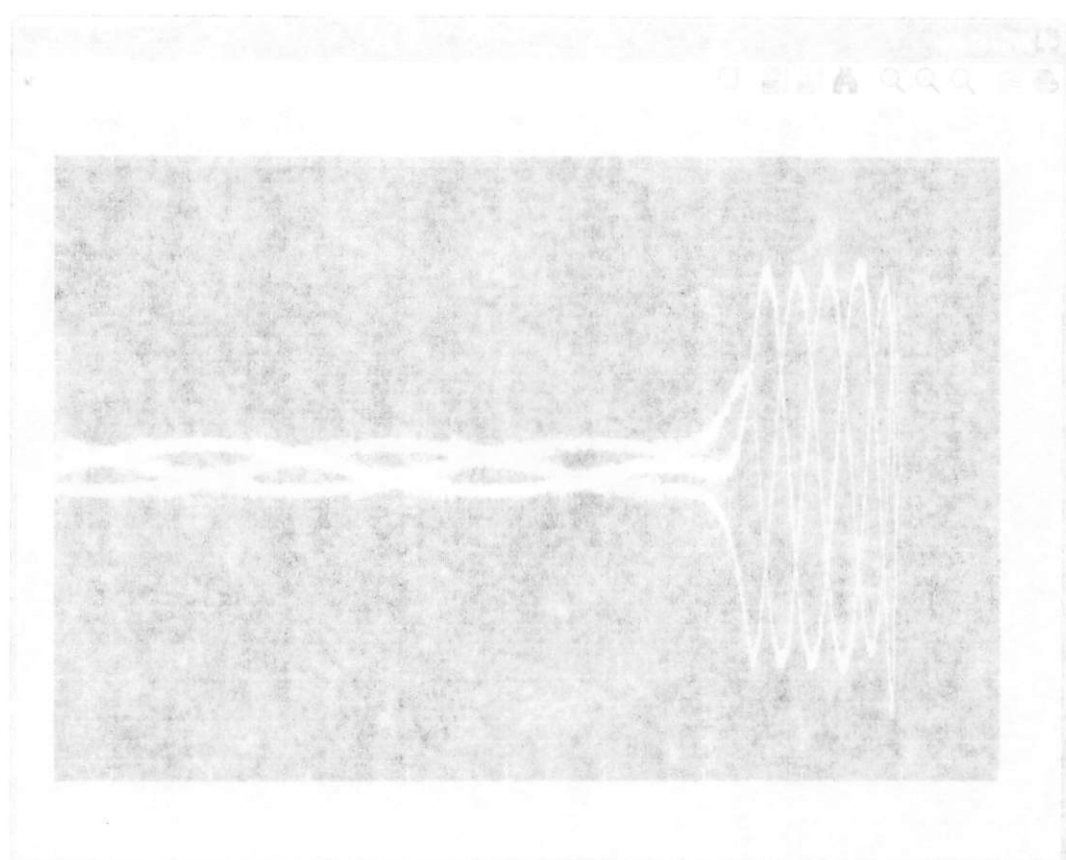
sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai nilai maksimum 0,9 Nm dan dari bentuk gelombang pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Untuk respons torsi juga pada DTC-SMC memiliki respons torsi yang lebih cepat, dimana untuk DTC SMC memiliki respons dari $t=0.0$ s, sedangkan untuk DTC Konvensional respons dimulai dari 0.1 s.



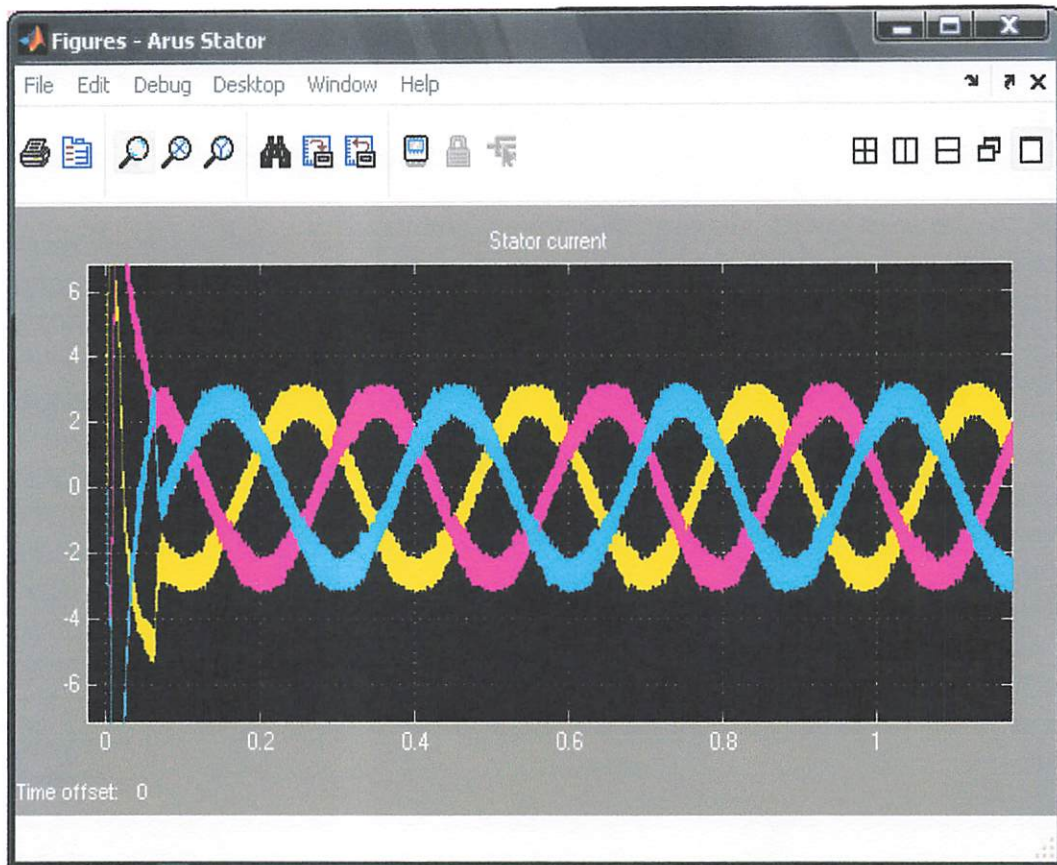
Gambar 4-8

ARUS DTC SMC

Konvensional respons dinamis dari 0.1 s. dimana untuk DTC SMC memiliki respons dari $t=0.0$ s. sedangkan untuk DTC konvensional untuk DTC SMC hanya mencapai nilai maksimum 0.9 Nm dan dari bentuk gelombang pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Untuk respons torsi juga pada DTC-SMC memiliki respons torsi yang lebih cepat.



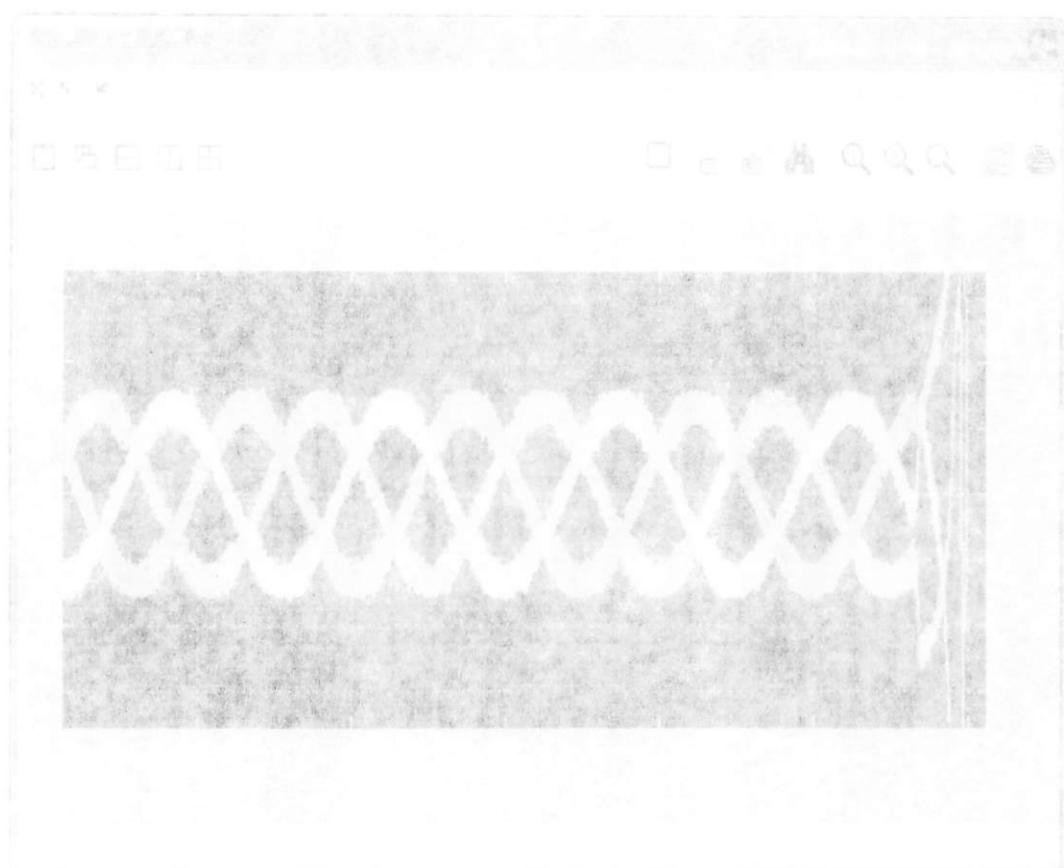
Gambar 4-8
ARLS DTC SMC



Gambar 4-9

ARUS DTC KONVENTSIONAL

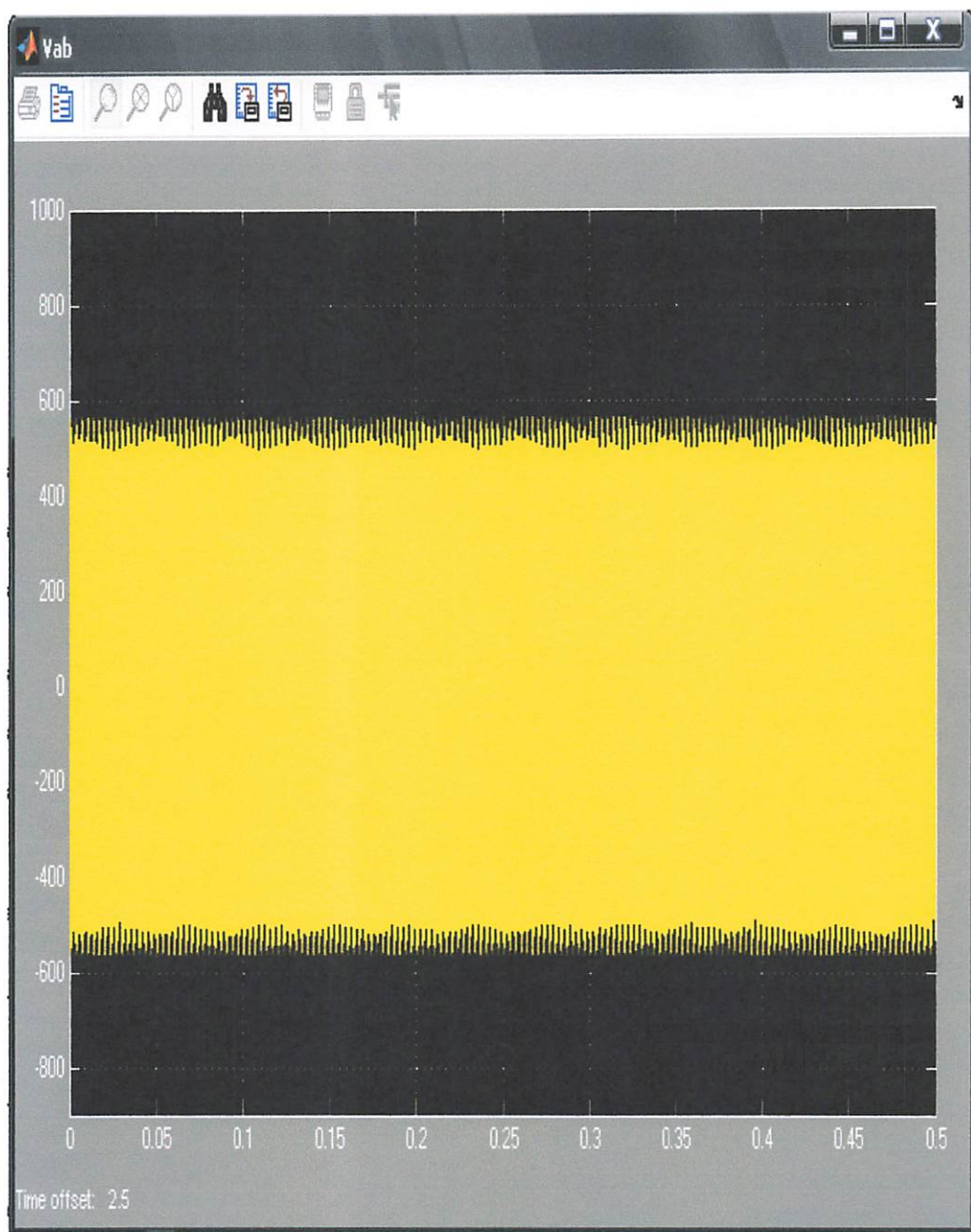
DTC SMC pada gambar 4-8 memiliki ripple pada arus yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional. Gambar 4-7 dimana ripple pada arus DTC KONVENTSIONAL mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,5 Amp dan dari bentuk gelombang arus terlihat pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Jadi untuk bentuk gelombang arus yang memiliki ripple paling kecil adalah DTC SMC



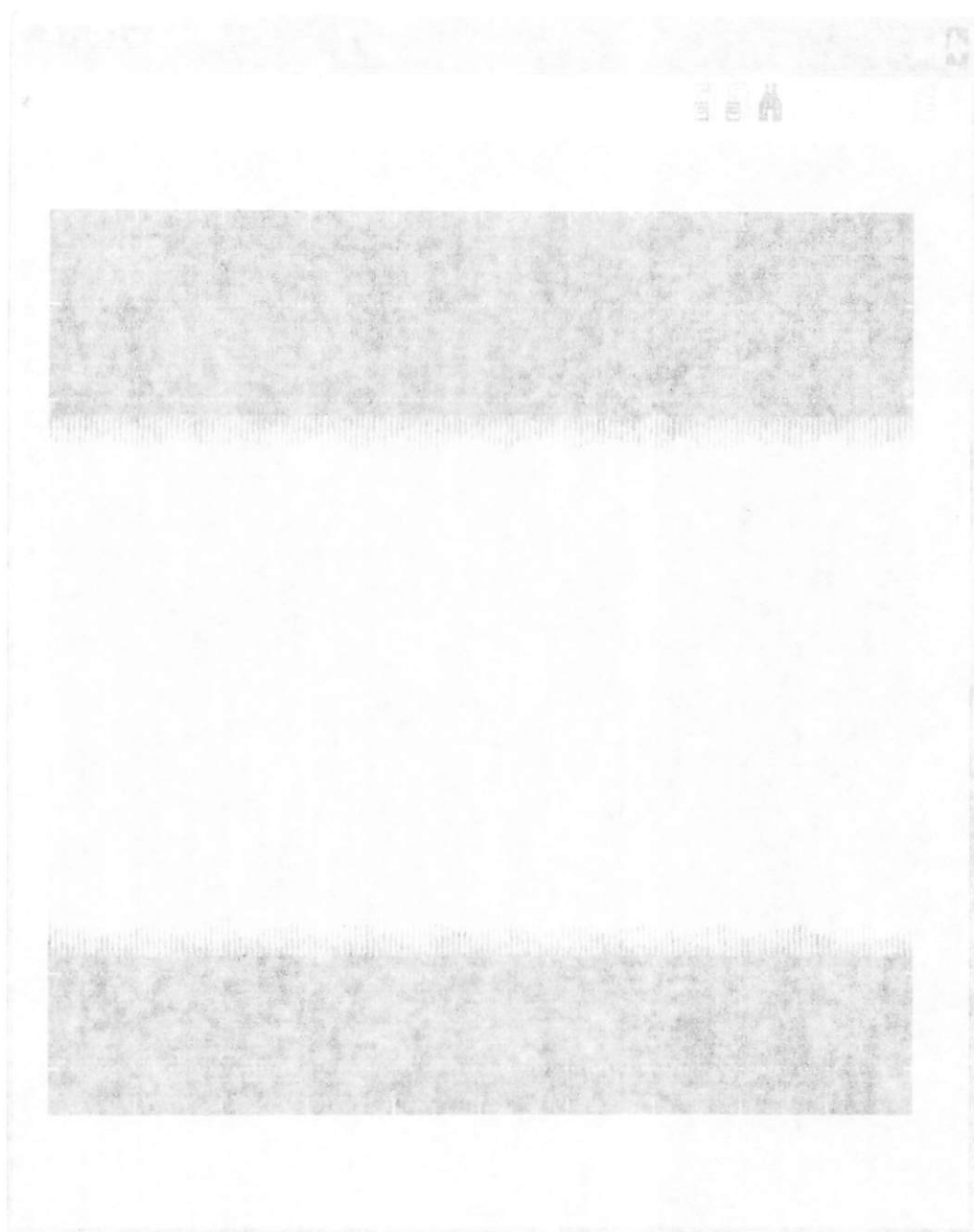
Gambar 4-9

ARUS DTC KONVENSIONAL

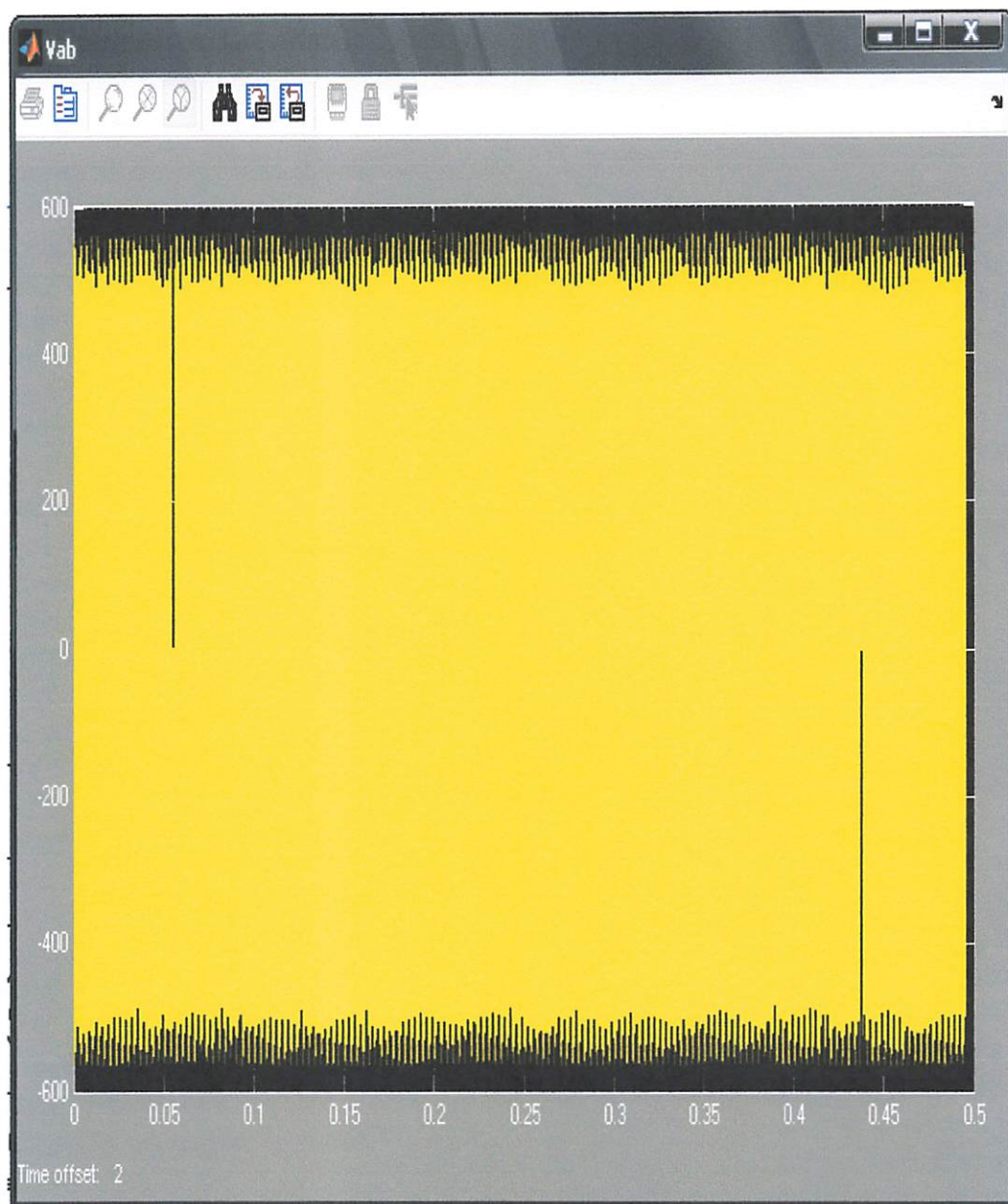
DTC SMC pada gambar 4-8 memiliki ripple pada arus yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional. Gambar 4-7 dimana ripple pada arus DTC KONVENSIONAL mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,5 Amp dan dari bentuk gelombang arus terlihat pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus, jadi untuk bentuk gelombang arus yang memiliki ripple paling kecil adalah DTC SMC.



Gambar 4-10
Tegangan DTC - SMC



Gambar 4.10
Tegangan DT - SMC

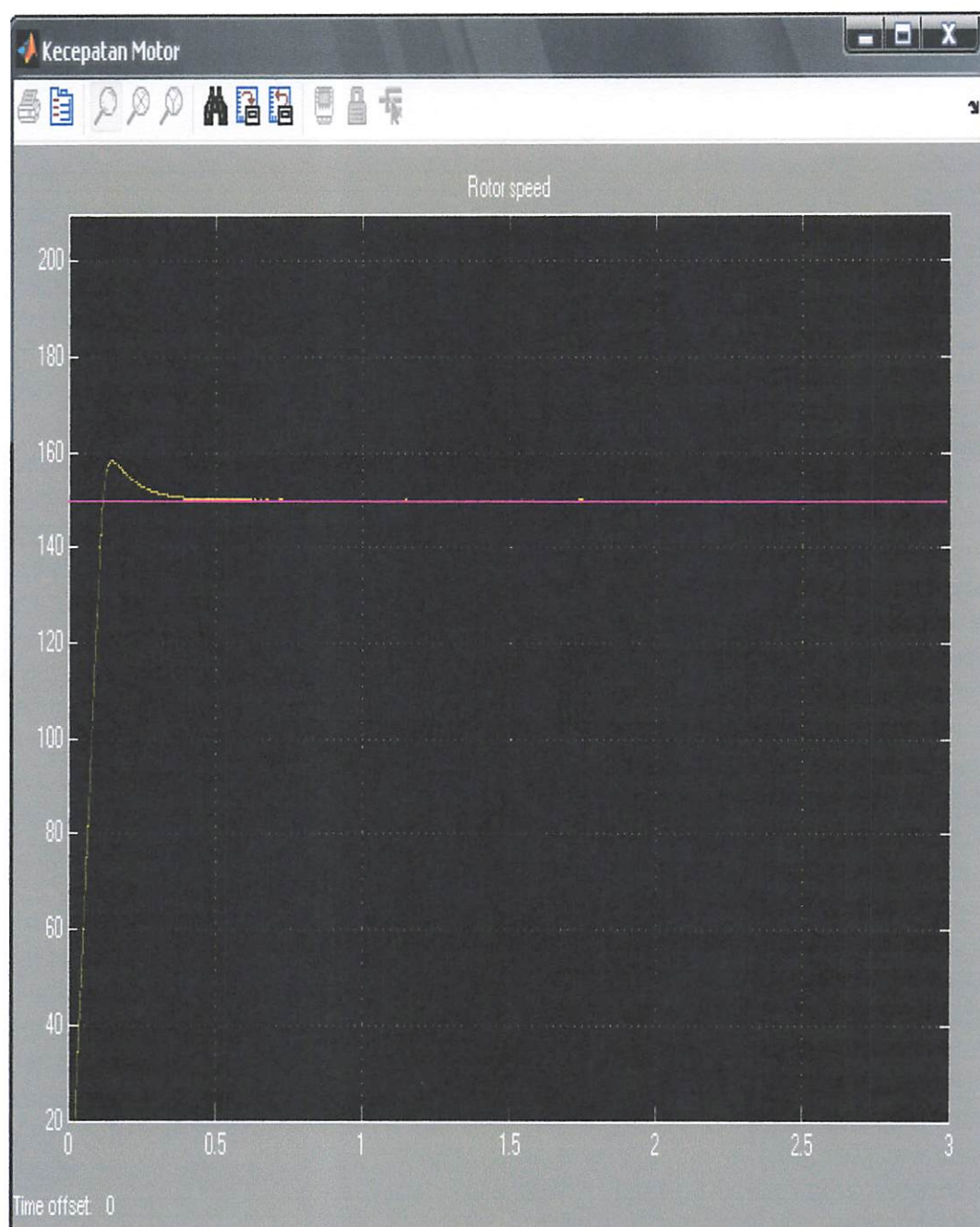


Gambar 4-11

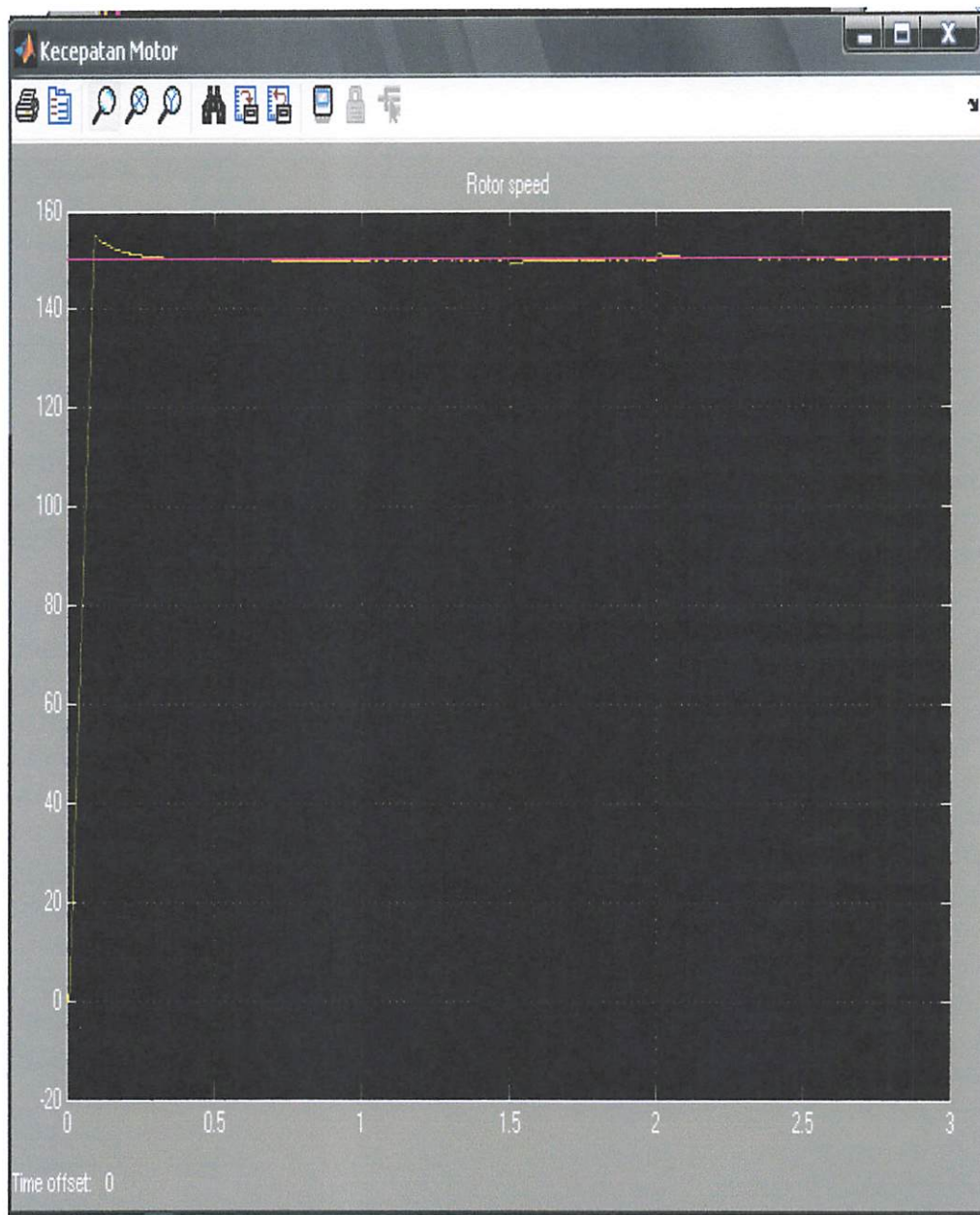
Tegangan DTC KONVENSIONAL

Untuk nilai tegangan antara DTC – SMC dan DTC KONVENSIONAL mempunyai nilai tegangan yang sama atau tidak ada perbedaan $V = 580$ Volt

- Untuk kecepatan 150 rad/s



Gambar 4-12
Kecepatan DTC - SMC

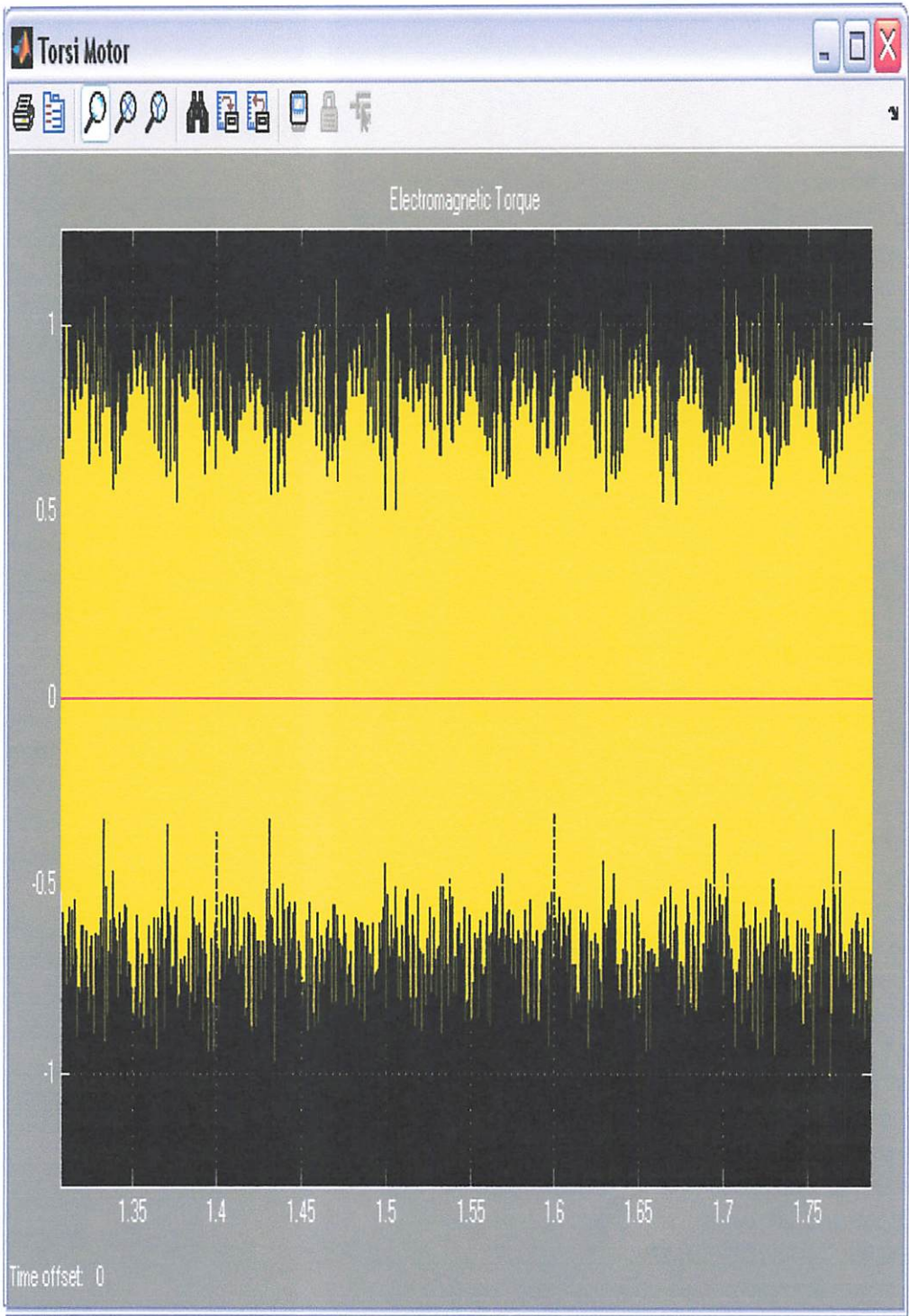


Gambar 4-13

Kecepatan DTC KONVENTSIONAL

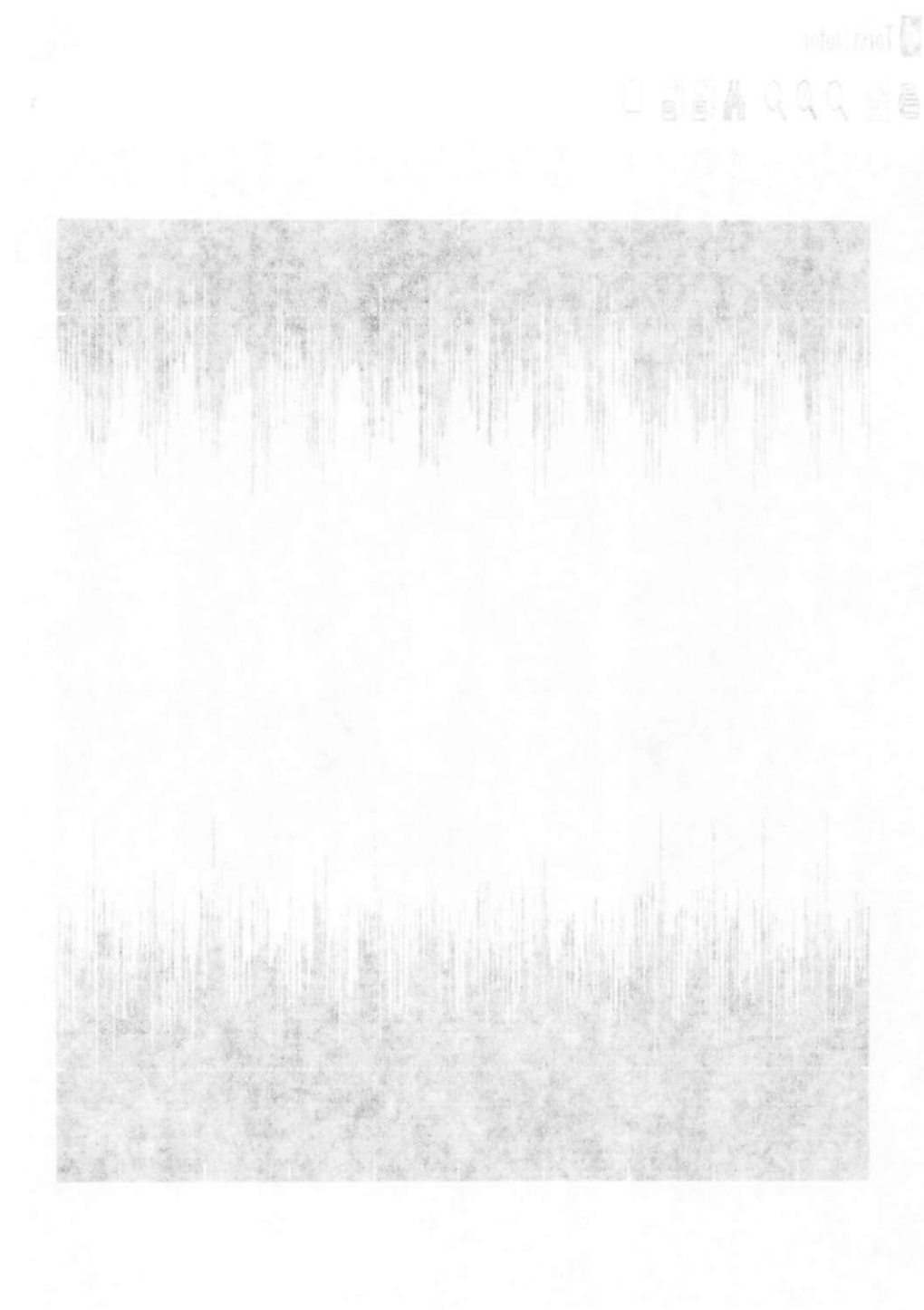
Setelah simulink dijalankan pada kecepatan referensi 150 rad/s untuk DTC – SMC terlihat bahwa kecepatan motor mengalami kondisi transien pada $t = 0$ s sampai $t = 0,7$ s dan setelah itu kecepatan motor mencapai keadaan steady state,

sedangkan untuk DTC KONVENSIONAL mengalami kondisi yang berubah –
ubah/tidak stabil (kondisi transien).

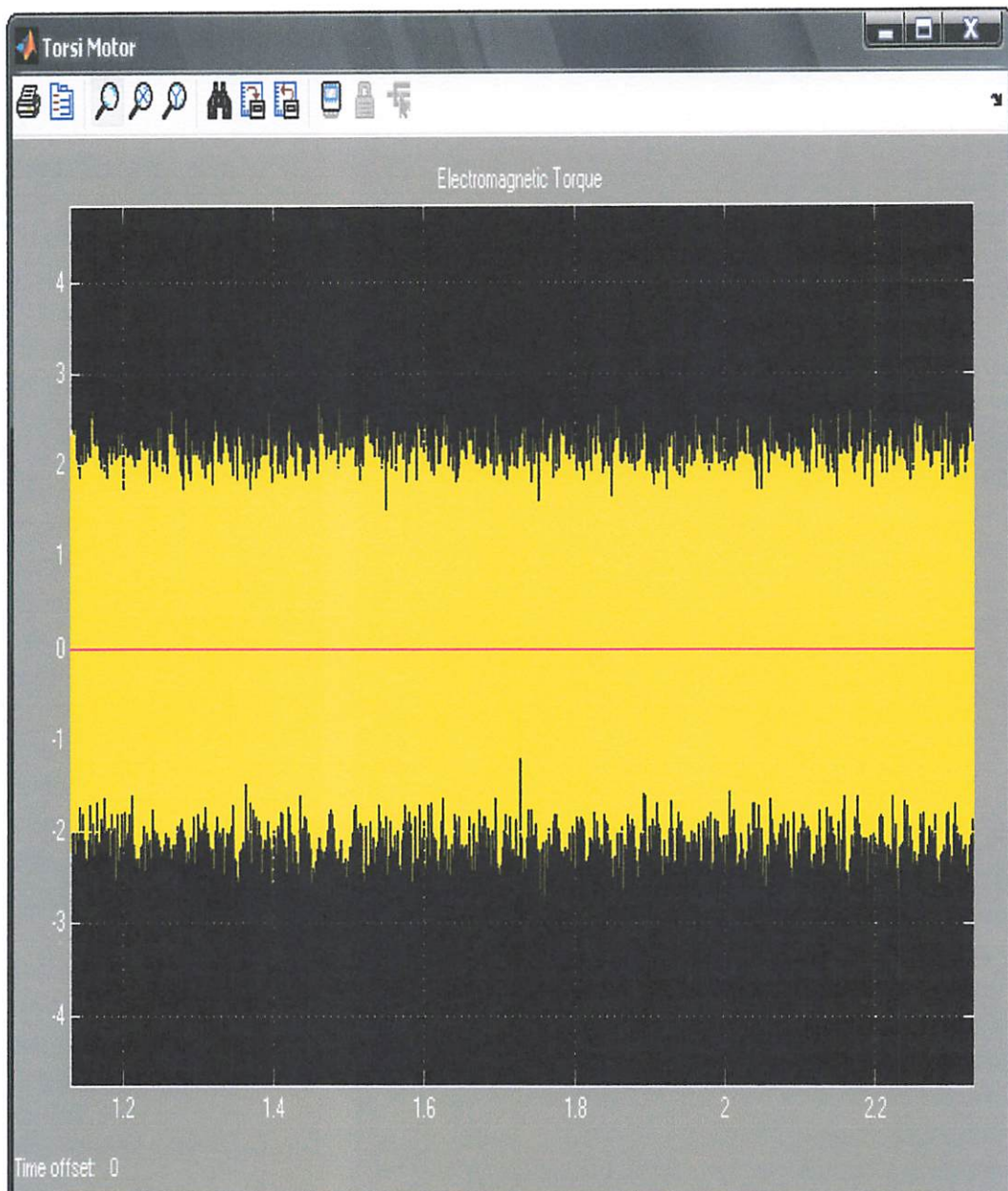


Gambar 4-14
Torque DTC – SMC

sedangkan untuk DTC KONVENSIIONAL mengalami kondisi yang berubah -
 ubah/tidak stabil (kondisi transien).



Gambar 4-14
 Torque DTC - 2NIC

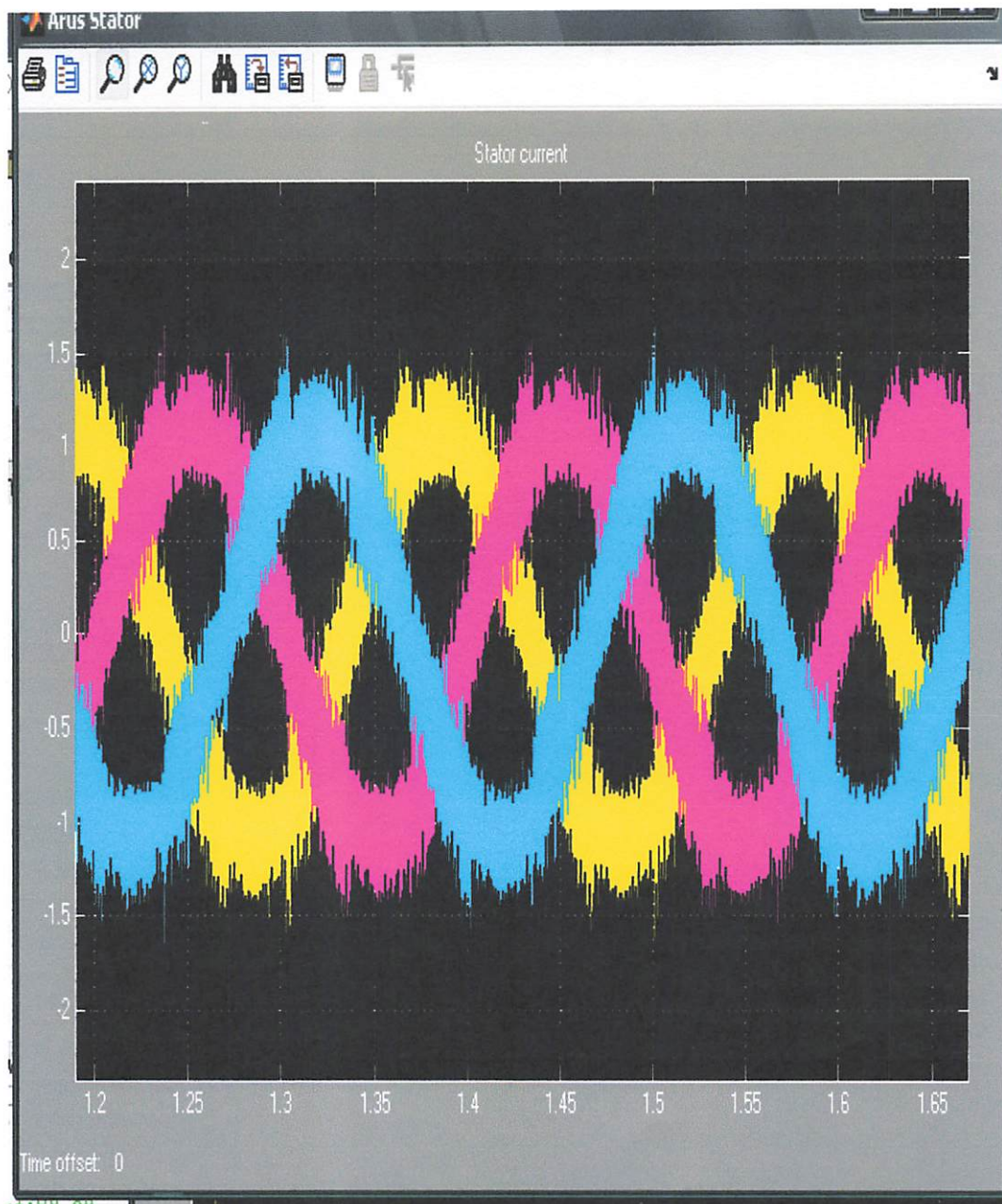


Gambar 4-15

Torque DTC KONVENTSIONAL

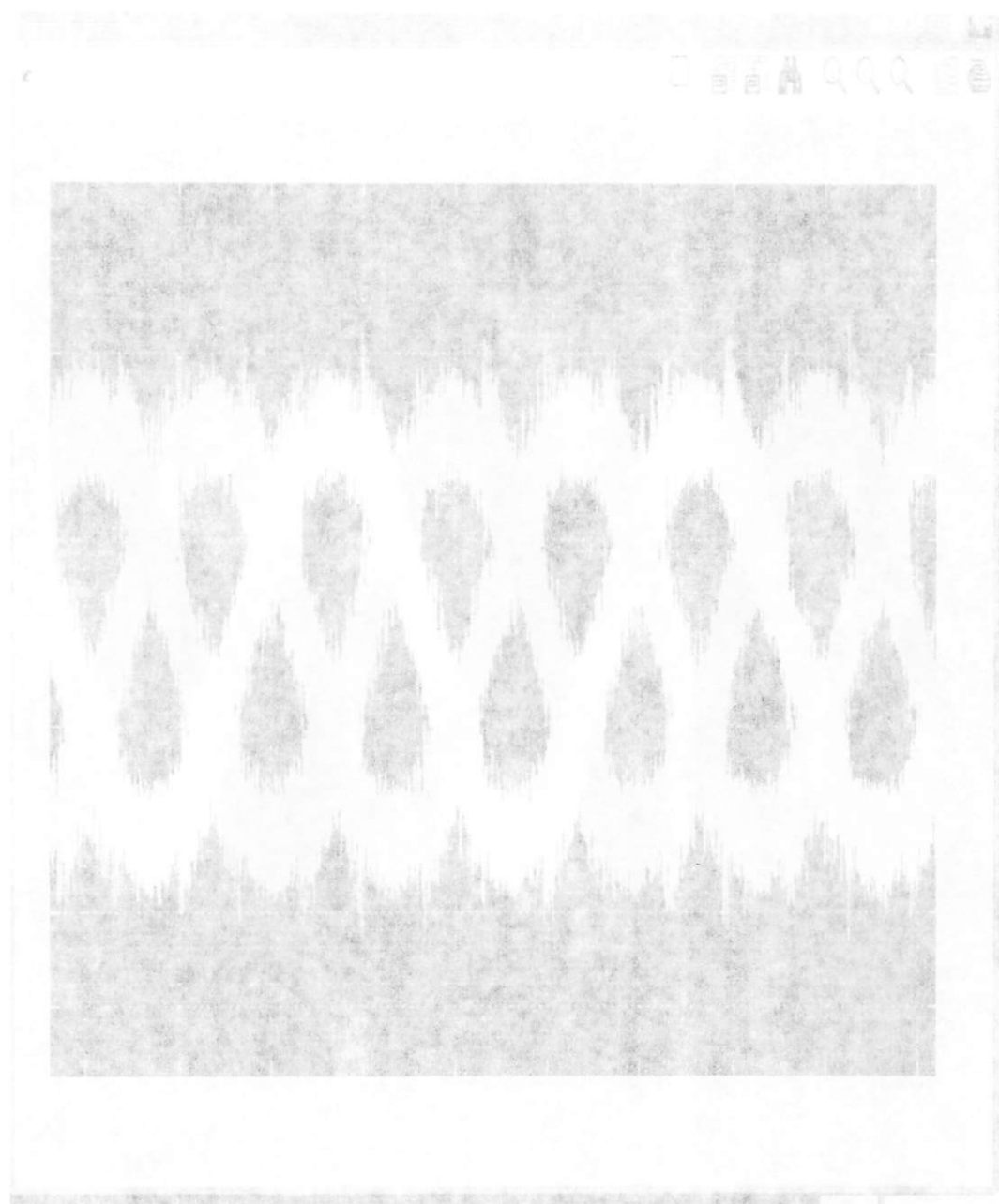
Setelah Simulink dijalankan dari gambar diatas maka pada DTC SMC memiliki ripple yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional, dimana ripple torsi DTC KONVENTSIONAL maksimum mencapai 2,1 Nm sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai nilai maksimum 0,8 Nm dan dari

bentuk gelombang pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Untuk respons torsi juga pada DTC-SMC memiliki respons torsi yang lebih cepat, dimana untuk DTC SMC memiliki respons dari $t=0.0$ s, sedangkan untuk DTC Konvensional respons dimulai dari 0.1 s.

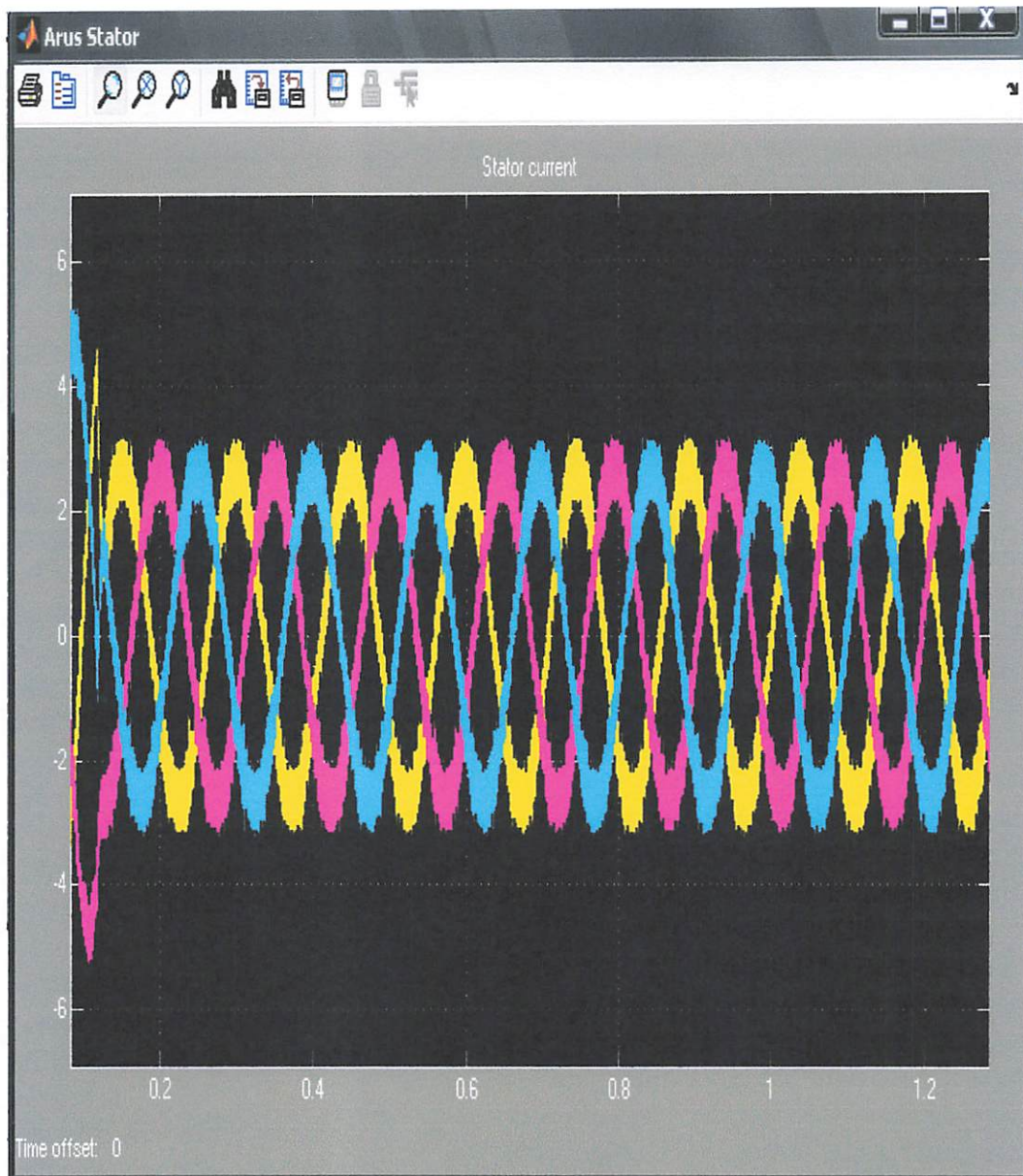


Gambar 4-16
Arus DTC – SMC

Konvensional respons dimulai dari 0.1 s, dimana untuk DTC SMC memiliki respons dari $t=0.0$ s, sedangkan untuk DTC untuk respons *torque* juga pada DTC-SMC memiliki respons *torque* yang lebih cepat. Untuk respons pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus.



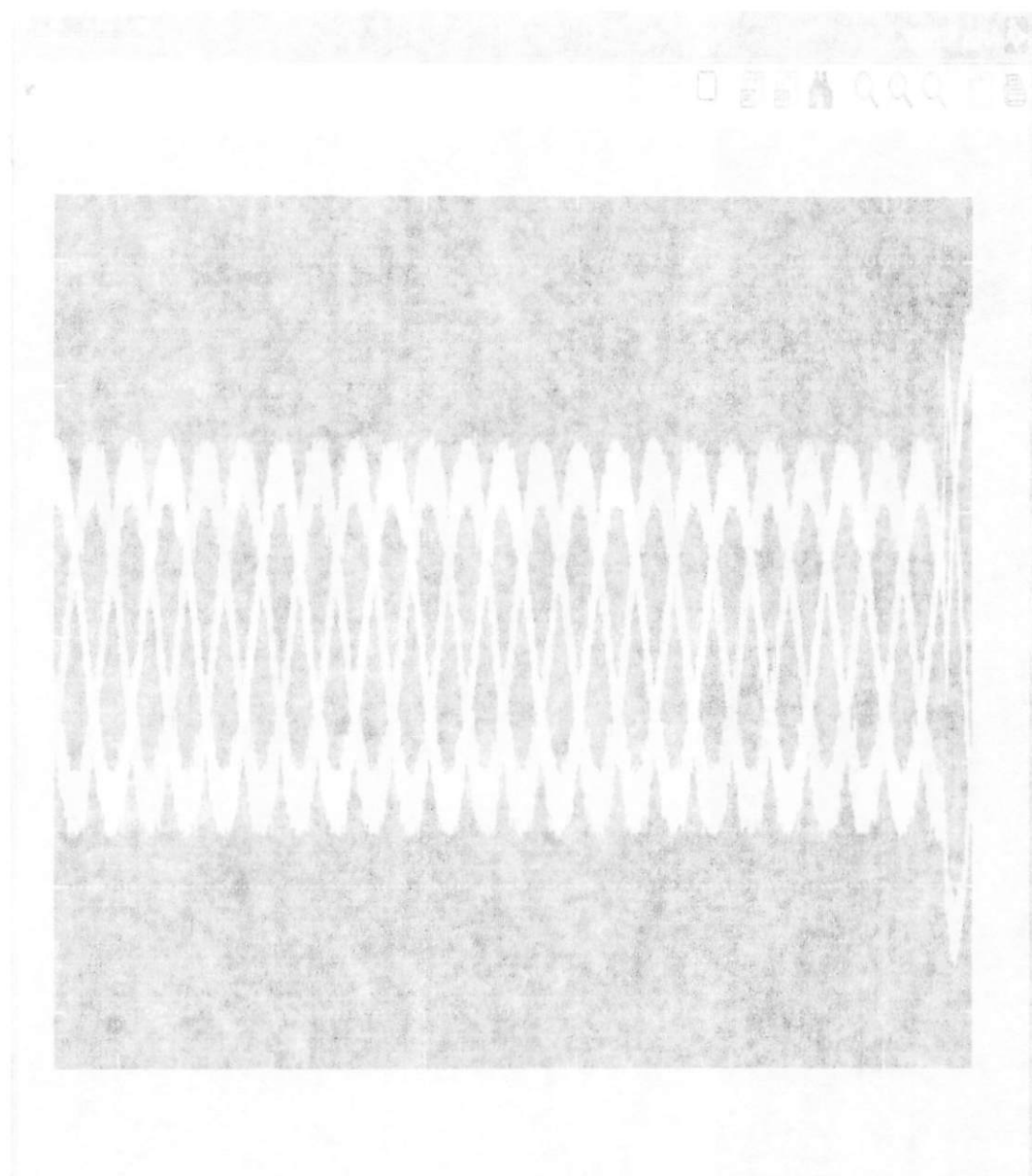
Gambar 4-10
Tipe DTC – SMC



Gambar 4-17

Arus DTC KONVENTSIONAL

DTC SMC pada gambar 4-16 memiliki ripple pada arus yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional. Gambar 4-7 dimana ripple pada arus DTC KONVENTSIONAL mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,5 Amp dan dari bentuk gelombang arus terlihat pada DTC

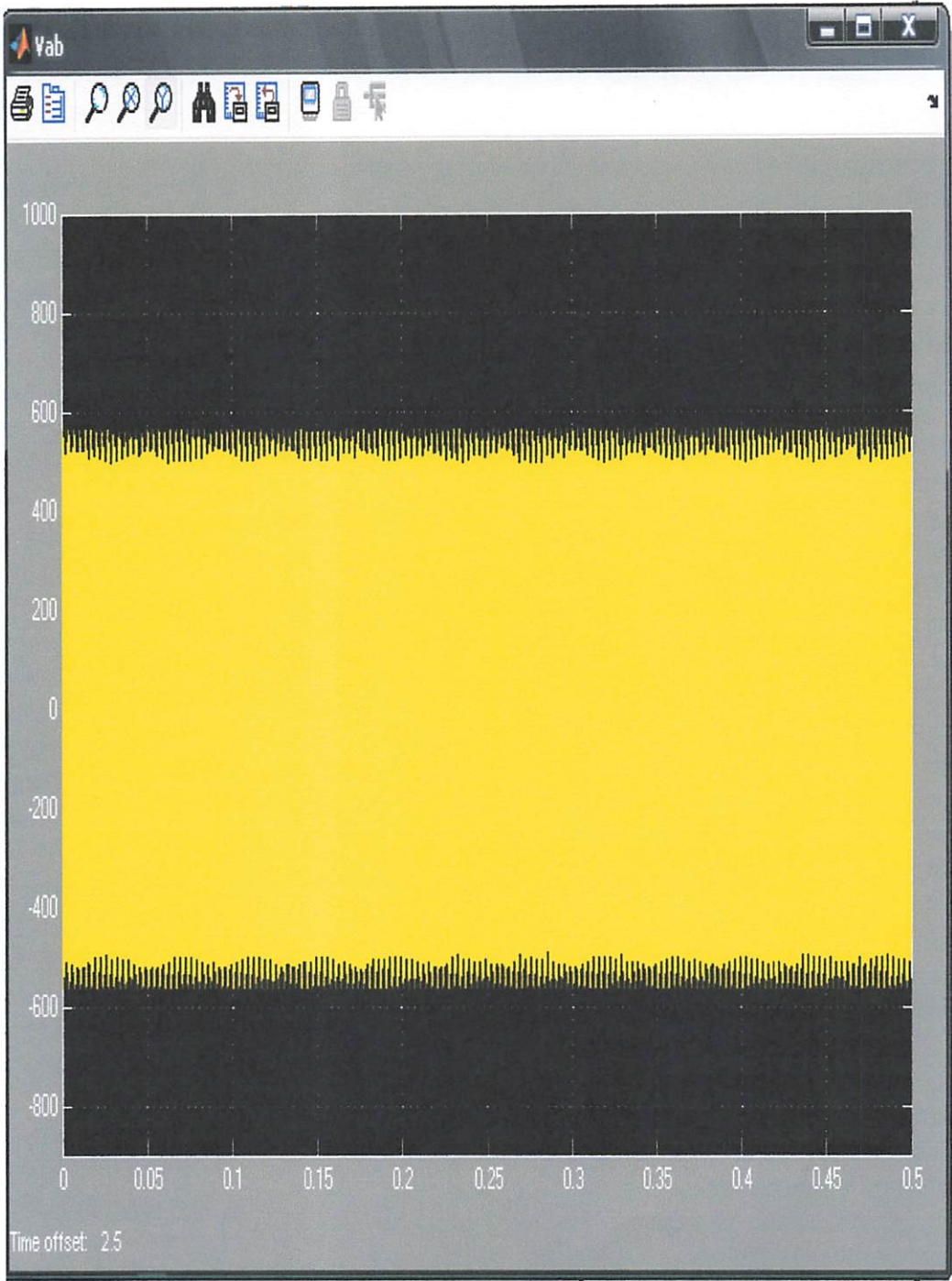


Gambar 4-17

Arus DTC KONVENSIONAL

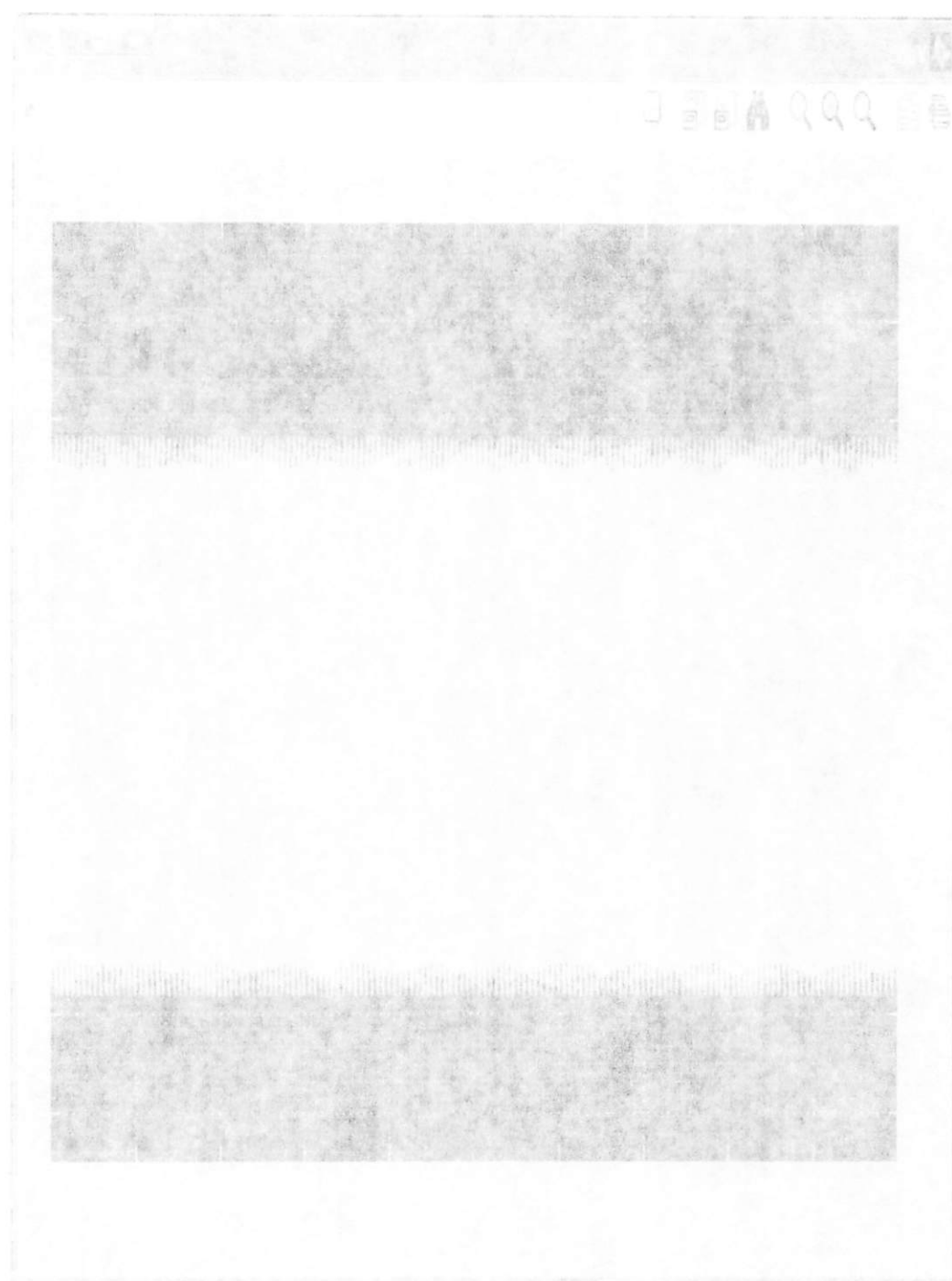
DTC SMC pada gambar 4-16 memiliki ripple pada arus yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional. Gambar 4-7 dimana ripple pada arus DTC KONVENSIONAL mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,2 Amp dan dari bentuk gelombang arus terlihat pada DTC

SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Jadi untuk bentuk gelombang arus yang memiliki ripple paling kecil adalah DTC SMC

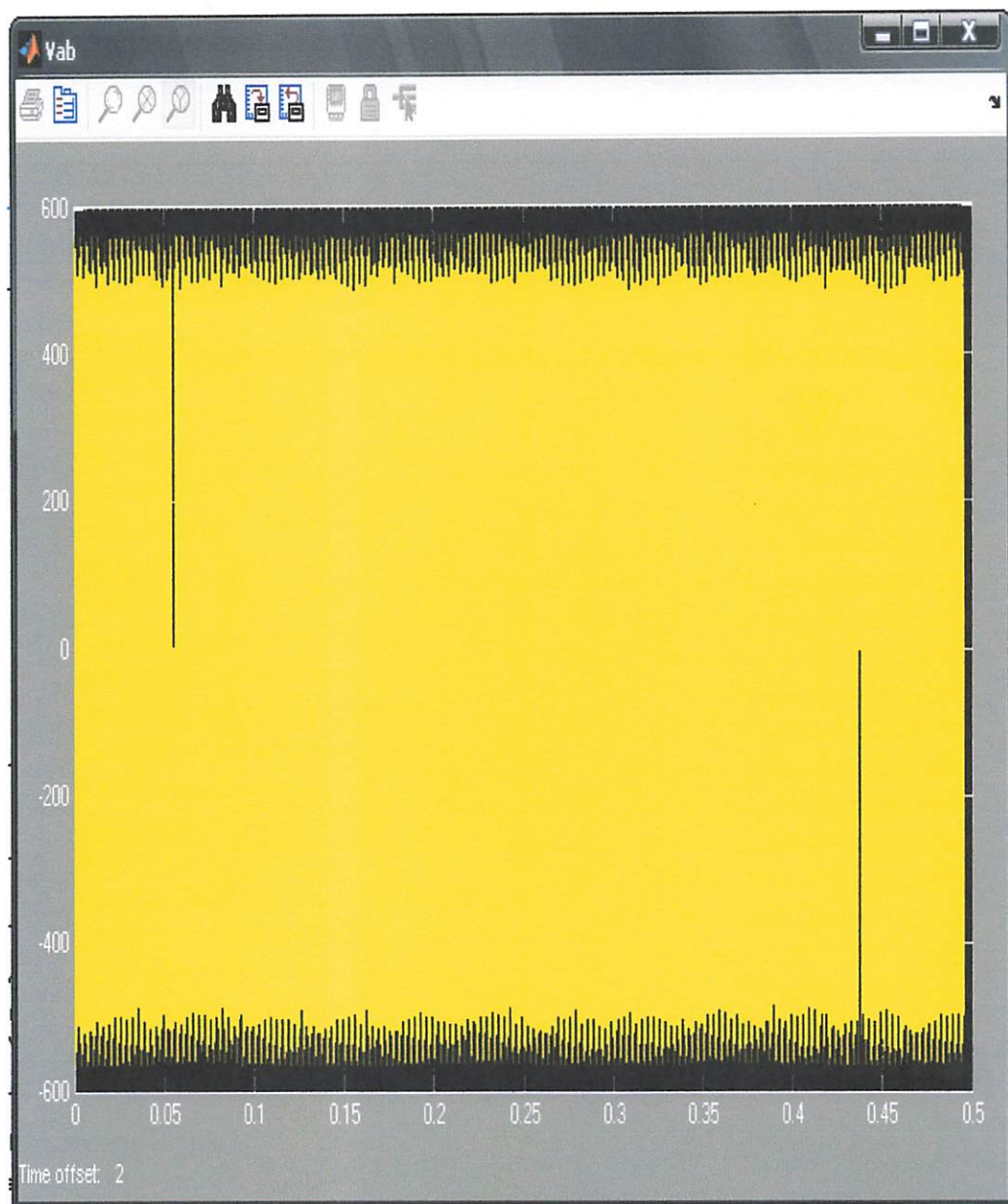


Gambar 4-18
Tegangan DTC - SMC

SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus, jadi untuk bentuk gelombang arus yang memiliki ripple paling kecil adalah DTC SMC



Gambar 4-18
Tegangan DTC - SMC



Gambar 4-19

Tegangan DTC KONVENSIONAL

Untuk nilai tegangan antara DTC – SMC dan DTC KONVENSIONAL mempunyai nilai tegangan yang sama atau tidak ada perbedaan $V = 580$ Volt

BAB V

PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Dari percobaan dan analisa respons torsi dengan perbandingan antara *direct torque control* menggunakan *sliding mode control* dan *direct torque control* konvensional dari motor DE LORENZO DL 1021 rotor sangkar dapat ditarik beberapa kesimpulan yaitu :

1. Setelah Simulink dijalankan maka pada DTC SMC memiliki ripple yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional
 - Pada kecepatan referensi 100 rad/s maka ripple torsi maksimum mencapai 2 Nm sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai nilai maksimum 0,9Nm,
 - Pada kecepatan referensi 150 rad/s maka ripple torsi maksimum mencapai 2.1 Nm sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai nilai maksimum 0.8 Nm,

Dari bentuk gelombang pada DTC SMC memiliki bentuk gelombang yang lebih halus. Untuk respons torsi juga pada DTC-SMC memiliki respons torsi yang lebih cepat, dimana untuk DTC SMC memiliki respons dari $t=0.0$ s, sedangkan untuk DTC Konvensional respons dimulai dari 0.1 s.

2. DTC SMC memiliki ripple pada arus yang lebih sedikit jika dibandingkan dengan DTC konvensional.

- Pada kecepatan referensi 100 rad/s maka ripple pada arus DTC Konvensional mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,5 Amp
 - Pada kecepatan referensi 150 rad/s maka ripple pada arus DTC Konvensional mencapai 3 Amp sedangkan untuk DTC SMC hanya mencapai 1,5 A
3. Setelah simulink dijalankan pada kecepatan referensi 100 rad/s untuk DTC - SMC terlihat bahwa kecepatan motor mengalami kondisi transient pada $t=0s$ sampai dengan $t=0,4s$ dan setelah itu kecepatan motor mencapai keadaan steady state, sedangkan untuk DTC – KONVENTIONAL mengalami kondisi yang berubah – ubah /tidak stabil (kondisi transien).
 4. Setelah simulink dijalankan pada kecepatan referensi 150 rad/s untuk DTC – SMC terlihat bahwa kecepatan motor mengalami kondisi transien pada $t = 0$ s sampai $t = 0,7$ s dan setelah itu kecepatan motor mencapai keadaan steady state, sedangkan untuk DTC KONVENTIONAL mengalami kondisi yang berubah – ubah/tidak stabil (kondisi transien).
 5. Untuk nilai tegangan antara DTC – SMC dan DTC KONVENTIONAL mempunyai nilai tegangan yang sama atau tidak ada perbedaan $V = 580$ Volt

5.2. Saran

Setelah melakukan penyusunan skripsi ini kami mempunyai beberapa masukan untuk dikembangkan yaitu:

1. Untuk lebih mempermudah analisa dapat digunakan MATLAB dengan versi terbaru.
2. Pengujian pada blok simulasi sebaiknya ditambah untuk menganalisa harmonisa dari keluaran inverter dan juga ditambahkan control yang lain semisal PID atau fuzzy agar keluaran dari motor lebih bagus dan dapat disesuaikan dengan yang diinginkan.

Daftar Acuan

1. Zuhail, 2000, *Dasar Teknik Tenaga Listrik dan Elektronika Daya*, Gramedia Pustaka Utama, Jakarta.
2. J. Edyanto, 2002, *Matlab Bahasa Komputasi Teknis*, Andi, Yogyakarta.
3. A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr., Stephen D. Umans, Ir.Djoko Achyanto,M.Sc.EE., “ *Mesin-Mesin Listrik* “, Penerbit Erlangga, Jakarta, 1997.
4. R. Krishan.1998.*Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control*. Pretince hall International Inc.
5. M.Vasudevan and Dr.R.Arumugan *New Direct Torque Control Scheme of Induction Motor for Electric Vehicles*.



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO S-1
KONSENTRASI TEKNIK ENERGI LISTRIK

BERITA ACARA UJIAN SKRIPSI FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI

1. Nama : YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
2. NIM : 01.12.039
3. Jurusan : Teknik Elektro S-1
4. Konsentrasi : Teknik Energi Listrik
5. Judul Skripsi : ANALISA DIRECT TORQUE CONTROL UNTUK MEMINIMALISASI RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN METODE SLIDING MODES DI LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG

Dipertahankan dihadapan Majelis Penguji Skripsi Jenjang Strata Satu (S-1) pada :

Hari : Selasa
Tanggal : 23 September 2008
Dengan Nilai : 73.85 *84*



Ir. Mochtar Asroni, MSME
Nip.Y.1018100036
Ketua

Panitia Ujian Skripsi

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
Nip.Y.1039500274
Sekretaris

Anggota Penguji

Ir. Teguh Herbasuki, MT
NIP. Y. 1038900209
Penguji Pertama

Ir. Eko Nurcahyo
Nip.Y.1028700172
Penguji Kedua



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

PERSETUJUAN PERBAIKAN SKRIPSI

Dari hasil ujian skripsi Jurusan Teknik Elektro jenjang strata satu (S-1)
yang diselenggarakan pada :

Hari : Selasa
Tanggal : 23 September 2008

Telah dilakukan perbaikan skripsi oleh :

1. Nama : YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
2. NIM : 01.12.039
3. Jurusan : Teknik Elektro
4. Konsentrasi : Teknik Energi Listrik
5. Judul Skripsi : ANALISA DIRECT TORQUE CONTROL UNTUK
MEMINIMALISASI RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3
PHASA MENGGUNAKAN METODE SLIDING MODES DI
LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ITN MALANG

Perbaikan meliputi :

No	Materi Perbaikan	Ket
1.	Referensi buku acuan (nomor) harap disesuaikan	

Anggota Penguji

Ir. Teguh Herbasuki
NIP. Y. 1038900209
Penguji Pertama

Dosen Pembimbing I

Ir. Widodo Pudji M, MT
NIP. Y. 1028700171

Dosen Pembimbing II

Ir. M. Abdul Hamid, MT
NIP. Y. 1018800188



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

PERSETUJUAN PERBAIKAN SKRIPSI

Dari hasil ujian skripsi Jurusan Teknik Elektro jenjang strata satu (S-1)
yang diselenggarakan pada :

Hari : Selasa
Tanggal : 23 September 2008

Telah dilakukan perbaikan skripsi oleh :

1. Nama : YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
2. NIM : 01.12.039
3. Jurusan : Teknik Elektro S-1
4. Konsentrasi : Teknik Energi Listrik
5. Judul Skripsi : ANALISA DIRECT TORQUE CONTROL UNTUK
MEMINIMALISASI RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3
PHASA MENGGUNAKAN METODE SLIDING MODES DI
LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ITN MALANG

Perbaikan meliputi :

No	Materi Perbaikan	Ket
1.	Perbaiki kesimpulan	✓
2.	Tambahkan diagram blok control DTC Konvensional	✓

Anggota Penguji

Ir. Eko Nurcahyo
NIP. Y. 1028700172
Penguji Kedua

Dosen Pembimbing I

Ir. Widodo Pudji M.MT
NIP.Y.1028700171

Dosen Pembimbing II

Ir. M. Abdul Hamid, MT
NIP.Y.1018800188



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

Formulir Perbaikan Ujian Skripsi

Dalam pelaksanaan Ujian Skripsi Janjang Strata 1 Jurusan Teknik Elektro Konsentrasi T. Energi Listrik / T. Elektronika / T. Infokom, maka perlu adanya perbaikan skripsi untuk mahasiswa :

NAMA : YOHANES DWI H. B.
N I M :
Perbaikan meliputi :

Referensi buku acuan (nomor) harap disesuaikan.

Malang,

200

()



INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

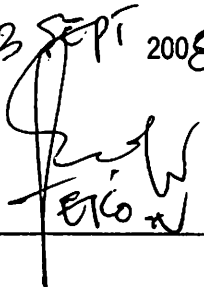
Formulir Perbaikan Ujian Skripsi

Dalam pelaksanaan Ujian Skripsi Janjang Strata 1 Jurusan Teknik Elektro Konsentrasi T. Energi Listrik / T. Elektronika / T. Infokom, maka perlu adanya perbaikan skripsi untuk mahasiswa :

NAMA : YOPHANE Dwi
NIM : 0112039
Perbaikan meliputi :

- Perbaiki Kesimpulan.
- Tambahkan Diagram Blok atau DTC yg konvensional

Malang, 23 SEPT 2008

()



FORMULIR PENGAJUAN JUDUL SKRIPSI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO/T. ENERGI LISTRIK S-1

1.	Nama Mahasiswa : Yohanes Dwi Hariyanto		Nim : 01.12.039	
2.	Waktu Pengajuan :	Tanggal 18	Bulan Desember	Tahun 2007
3.	Spesifikasi Judul *)			
	a. Sistem Tenaga Elektrik b. Energi & Konversi Energi c. Tegangan Tinggi & Pengukuran d. Sistem Kendali Industri		e. Elektronika & Komponen f. Elektro Digital & Komputer g. Elektronika Komunikasi h. Lainnya	
4.	Konsultasikan judul sesuai materi bidang ilmu kepada Dosen *) : Ir. Widodo Pudji M, MT		Ketua Jurusan, Ir. F. Yudi Limpraptono, MT NIP. P. 1039500274	
5.	Judul yang diajukan Mahasiswa :	"ANALISA DIRECT TORQUE DAN FLUX CONTROL UNTUK MEMINIMALISASI RIPPLE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN METODE SLIDING MODES DI LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG"		
6.	Perubahan Judul yang Disetujui Dosen materi bidang ilmu	"Analisa Direct Torque Control untuk meminimalisasi ripple torque motor induksi 3 phasa menggunakan metode sliding modes di laboratorium konversi energi elektrik ITN MALANG"		
7.	Catatan :			
8.	Persetujuan Judul Skripsi yang dikonsultasikan kepada Dosen materi bidang ilmu		Disetujui, Desember 2007 Dosen Widodo	

Perhatian :

1. Formulir Pengajuan ini harap dikembalikan ke Jurusan paling lambat **satu minggu** setelah disetujui Kelompok Dosen Keahlian dengan dilampirkan Proposal Skripsi beserta persyaratan Skripsi sesuai **Form. S-1**.
2. *) dilingkari a, b, c,atau f, sesuai bidang Keahlian.
3. **) diisi oleh Jurusan.



PERKUMPULAN PENGELOLA PENDIDIKAN UMUM DAN TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG

**FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
FAKULTAS TEKNIK SIPIL DAN PERENCANAAN
PROGRAM PASCASARJANA MAGISTER TEKNIK**

PT. BNI (PERSERO) MALANG
BANK NIAGA MALANG

Kampus I : Jl. Bendungan Sigura-gura No. 2 Telp. (0341) 551431 (Hunting), Fax. (0341) 553015 Malang 65145
Kampus II : Jl. Raya Karanglo, Km 2 Telp. (0341) 417636 Fax. (0341) 417634 Malang

Malang, 01 Juli 2008

Nomor : ITN-117/I.TA/2/08
Lampiran : -
Perihal : BIMBINGAN SKRIPSI

Kepada : Yth. Sdr. **Ir. WIDODO PUDJI M, MT**
Dosen Institut Teknologi Nasional Malang

Dosen Pembimbing
Jurusan Teknik Elektro S-1
di
Malang

Dengan hormat
Sesuai dengan permohonan dan persetujuan dalam Proposal Skripsi
Untuk Mahasiswa :

Nama : YOHANES DWI. H. B
Nim : 0112039
Fakultas : Teknologi Industri
Jurusan : Teknik Elektro S-1
Konsentrasi : Teknik Energi listrik

Maka dengan ini pembimbingan tersebut kami serahkan sepenuhnya
kepada Saudara/i selama masa waktu (enam) 6 bulan, terhitung mulai
tanggal :

19 Juni 2008 s/d 19 Desember 2008

Sebagai satu syarat untuk menempuh ujian Sarjana Teknik,
Jurusan Teknik Elektro S-1

Demikian agar maklum dan atas perhatian serta bantuannya kami sampaikan
terima kasih



Ketua Jurusan
Teknik Elektro S-1

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
Nip. Y. 1039500274

Tembusan Kepada Yth :
1. Mahasiswa Yang Bersangkutan
2. Arsip



PERKUMPULAN PENGELOLA PENDIDIKAN UMUM DAN TEKNOLOGI NASIONAL MALANG
INSTITUT TEKNOLOGI NASIONAL MALANG

FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
FAKULTAS TEKNIK SIPIL DAN PERENCANAAN
PROGRAM PASCASARJANA MAGISTER TEKNIK

PT. BNI (PERSERO) MALANG
BANK NIAGA MALANG

Kampus I : Jl. Bendungan Sigura-gura No. 2 Telp. (0341) 551431 (Hunting), Fax. (0341) 553015 Malang 65145
Kampus II : Jl. Raya Karanglo. Km 2 Telp. (0341) 417636 Fax. (0341) 417634 Malang

Malang, 01 Juli 2008

Nomor : ITN-118/I.TA/2/08
Lampiran : -
Perihal : BIMBINGAN SKRIPSI

Kepada : Yth. Sdr. **Ir. M. ABDUL HAMID, MT**
Dosen Institut Teknologi Nasional Malang

Dosen Pembimbing
Jurusan Teknik Elektro S-1
di
Malang

Dengan hormat
Sesuai dengan permohonan dan persetujuan dalam Proposal Skripsi
Untuk Mahasiswa :

Nama : YOHANES DWI. H. B
Nim : 0112039
Fakultas : Teknologi Industri
Jurusan : Teknik Elektro S-1
Konsentrasi : Teknik Energi listrik

Maka dengan ini pembimbingan tersebut kami serahkan sepenuhnya
kepada Saudara/i selama masa waktu (enam) 6 bulan, terhitung mulai
tanggal :

19 Juni 2008 s/d 19 Desember 2008

Sebagai satu syarat untuk menempuh ujian Sarjana Teknik,
Jurusan Teknik Elektro S-1

Demikian agar maklum dan atas perhatian serta bantuannya kami sampaikan
terima kasih



Ketua Jurusan
Teknik Elektro S-1

Ir. F. Yudi Limpraptono, MT
Nip. Y. 1039500274

Tembusan Kepada Yth :

1. Mahasiswa Yang Bersangkutan
2. Arsip



FORMULIR BIMBINGAN SKRIPSI

Nama : YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
Nim : 01.12.039
Masa Bimbingan : 18 Juni 2008 s/d 18 Desember 2008
Judul Skripsi : ANALISA DIRECT TORQUE CONTROL UNTUK MEMINIMALISASI RIPPLE TORQUE MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN METODE SLIDING MODES DI LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG

No.	Tanggal	Uraian	Paraf Pembimbing
1.	30 Juni 2008	Bimbingan Bab 1	[Signature]
2.	9 Juli 2008	Bimbingan Bab 2	[Signature]
3.	17 Juli 2008	Bimbingan Bab 3	[Signature]
4.	5 Agustus 2008	Bimbingan Bab 4	[Signature]
5.	12 Agustus 2008	Bimbingan Bab 5	[Signature]
6.	20 Agustus 2008	Bimbingan Bab 6	[Signature]
7.			
8.			
9.			
10.			

Malang,
Dosen Pembimbing I,

[Signature]
Ir. Widodo Pudji M,MT
NIP. Y. 102 870 0171



FORMULIR BIMBINGAN SKRIPSI

Nama : YOHANES DWI HARIYANTO BAKKER
Nim : 01.12.039
Masa Bimbingan : 18 Juni 2008 s/d 18 Desember 2008
Judul Skripsi : ANALISA *DIRECT TORQUE CONTROL* UNTUK MEMINIMALISASI *RIPPLE TORQUE* MOTOR INDUKSI 3 PHASA MENGGUNAKAN METODE *SLIDING MODES* DI LABORATORIUM KONVERSI ENERGI ELEKTRIK ITN MALANG

No.	Tanggal	Uraian	Paraf Pembimbing
1.	7 Jul 2008	Bimbingan Bab I & Bab II	
2.	22 Jul 2008	Bimbingan Bab II	
3.	11	Bimbingan Bab III	
4.		Bimbingan Bab IV & V	
5.		Bimbingan Bab VI & VII	
6.			
7.			
8.			
9.			
10.			

Malang,
Dosen Pembimbing II,

Ir. M. Abdul Hamid, MT
NIP. Y. 101 880 0188

A RIPPLE MINIMIZATION STRATEGY FOR DIRECT TORQUE AND FLUX CONTROL OF INDUCTION MOTORS USING SLIDING MODES

Mónica Romero * Julio H. Braslavsky ** María I. Valla ***

** Depto. de Electrónica, Universidad Nacional de Rosario
Riobamba 245 bis, (2000) Rosario, Argentina*

*** Depto. de Ciencia y Tecnología, Universidad Nacional de Quilmes
and CONICET, Calchaquí al 5800, (1888) F. Varela, Argentina*

**** LEICI, Depto. de Electrotecnia, Universidad Nacional de La Plata
and CONICET, CC91, (1900) La Plata, Argentina*

Abstract: We present a direct torque and flux control (DTFC) design for an electric induction motor using a sliding-mode control technique. A distinctive feature of our approach is that, by appropriately parameterizing and implementing the sliding-mode controller, we explicitly take into account the discontinuous nature of the actuator in the design process. As a result, we obtain an improved implementation of DTFC, which significantly reduces the levels of steady-state ripple with respect to those typically obtained with conventional implementations of DTFC.

Keywords: Torque control, Sliding-mode control, Induction motors, Electrical machines, Steady-state errors.

1. INTRODUCTION

Vector control of electrical drives, with its two main commercial implementation approaches, Field Oriented Control (FOC) and Direct Flux and Torque Control (DTFC), has generated much discussion comparing advantages and disadvantages of each scheme (e.g., Le-Huy, 1995; Vas, 1998). On one hand, FOC appears as having a better performance than DTFC in a wide range of speed and load conditions. However, the performance of a FOC implementation critically depends on very accurate coordinate transformations and flux angle estimation, which are complex. This complexity leads to significantly more computations than those of the simpler alternative of an equivalent DTFC implementation, which normally only requires setting up a *lookup table* that specifies the actuation for each given torque and flux condition.

On the other hand, the simplicity of DTFC contrasts with some performance limitations, which essentially

arise from the way the inverter driving the motor operates in this approach. Namely,

- (1) The inverter operates at a variable switching frequency, and moreover, there is no control on the number of switches at a given update of the control signal.
- (2) The inverter can only generate a restricted set of actuating signals for a range of operating conditions for which the maximum DC bus is always applied, independently of the magnitude of the error signal or the load of the motor.

These characteristics give rise to difficulties in startup (machine magnetization) and increased levels of steady-state torque ripple.

Because the simplicity of DTFC is highly desirable in many applications, a number of recent works have suggested different strategies to circumvent its performance limitations. For example, Kazmierkowski and Kasprowicz (1995) have proposed the introduction of an additional carrier signal to the torque controller

input to improve startup and low speed operation, while Takahashi and Noguchi (1997); Idris and Yatim (2000); J.Kang and Sul (1998) suggest double parallel PWM-Inverter, injection of dither signal, triangular signal, and calculation of optimal switching technique for the reduction of steady-state torque ripple.

In recent works, Yan et al. (2000) and Romero and Valla (2000) have proposed modified DTFC control schemes based on the *sliding-mode* control (SMC) design technique (Utkin, 1993). A distinctive feature of the SMC of electrical drives is that the discontinuous nature of the actuator (the inverter) may be explicitly taken into account within the design process. Moreover, being SMC a Lyapunov-based design technique (Khalil, 1996, §13), it brings in the design process a powerful set of modern nonlinear control tools to further analyze and tune the control system.

In this paper, we propose extensions to the SMC scheme presented in Romero and Valla (2000). Firstly, we propose a methodology to design the inverter DC-bus value to guarantee convergence of the SMC (§3). Secondly, we present two strategies for the implementation of the SMC to achieve a significant reduction of the steady-state torque ripple, in comparison with those obtained using conventional DTFC schemes (§4). We discuss and compare these results in §5, illustrating the performance of the proposed controller on simulation experiments.

2. BACKGROUND

2.1 Induction Motor Model

We consider the following standard state-space model of the induction motor (Krause et al., 1986),

$$\begin{aligned} \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r L_s \sigma} \lambda_{qs} - \frac{n}{\sigma L_s} \omega_r \lambda_{ds} - \beta i_{qs} + n \omega_r i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} V_q \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r L_s \sigma} \lambda_{ds} + \frac{n}{\sigma L_s} \omega_r \lambda_{qs} - \beta i_{ds} - n \omega_r i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} V_d \\ \frac{d\lambda_{qs}}{dt} &= -R_s i_{qs} + V_q \\ \frac{d\lambda_{ds}}{dt} &= -R_s i_{ds} + V_d \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \tau_e - B \omega_r - \tau_l, \end{aligned} \quad (1)$$

in which the state variables, the stator currents i_{qs}, i_{ds} , and fluxes $\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$, are set in a reference frame fixed to the stator. Here, $\tau_e = \frac{3}{2} n (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs})$ denotes the electric torque, with n being the number of pole pairs, τ_l is the load torque, B is the mechanical friction coefficient, and ω_r denotes the rotor speed. The constants σ and β are $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ and $\beta = R_r/\sigma L_r + R_s/\sigma L_s$, where L_s, L_r, M are the stator, rotor, and mutual inductances, and R_s, R_r the stator and rotor resistances, respectively.

The input voltages V_q and V_d in the model (1) represent the projections of the motor phase voltages V_r, V_s, V_t driving the motor on the so-called q, d -plane, i.e.,

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix}, \quad K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

The phase voltages V_r, V_s, V_t are generated by the inverter that drives the motor. Since there are eight admissible combinations of the three pairs of switches of the inverter, the resulting voltage vector driving the motor has eight possible positions (Figure 1). Two of these positions are null vectors, and correspond to the three upper switches closed, V_7 , or the three lower switches closed, V_0 . The remaining six positions are the active (non null) values of the voltage vector, shown in the q, d -plane in Figure 2.

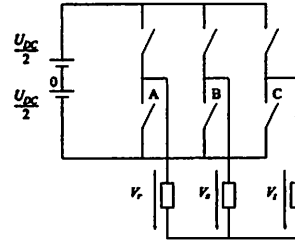


Fig. 1. Inverter scheme.

Since there is usually no neutral connection between the motor and the inverter, the inverter leg voltages V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} are not directly applied to the motor phases, but are related to them through the transformation

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Each of these leg voltages can only have two possible values, $\pm \frac{U_{DC}}{2}$, i.e., half of the DC-bus U_{DC} (Figure 1).

2.2 DTFC control

DTFC is based on limit cycle control (hysteresis loops) of both electric torque and stator flux controlling the output voltage of the inverter. A *switching table* is used to select the best output voltage vector depending on the position of the stator flux and the desired action on electric torque and stator flux (Takahashi and Noguchi, 1986; Depenbrok, 1988). The flux position in the q, d -plane is quantified in six sectors, one for each active voltage vector, $V_k, k = 1, 2, \dots, 6$, as shown in Figure 2.

The switching table proposed in Takahashi and Noguchi (1986) is shown in Table 1. Alternative tables exist for specific operation modes, e.g., high/low speed operation, 2/4-quadrant operation, etc. (Buja et al., 1998).

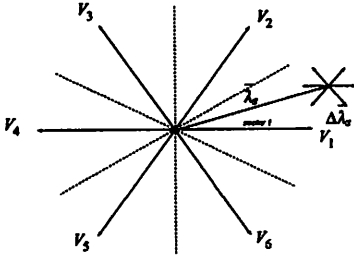


Fig. 2. Active voltage vectors, stator flux vector, and sectors on the q, d -plane.

Desired Effect	Voltage vector depending on sector					
	1	2	3	4	5	6
$\lambda_s \uparrow$	$\tau_e \uparrow$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	$\tau_e -$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau_e \downarrow$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$\lambda_s \downarrow$	$\tau_e \uparrow$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\tau_e -$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau_e \downarrow$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3

Table 1. DTFC Table; $x \uparrow$: increase in x , $x \downarrow$: decrease in x , and $x -$: x remains invariant.

3. SLIDING MODE CONTROL

The SMC strategy is based on the design of a discontinuous control signal that drives the system towards special manifolds in the state-space. These manifolds are chosen in a way that the system will have the desired behavior as the state converges to them (e.g., Utkin, 1993; Khalil, 1996).

We now review the basic strategy of SMC for an induction motor, as in Romero and Valla (2000), and show how to compute the inverter DC-bus U_{DC} off-line to guarantee the desired performance of the system in steady-state.

3.1 Basic Strategy

As in Romero and Valla (2000), we neglect the rotor speed dynamics as compared to the machine electrical dynamics, and consider ω_r in (1) constant for the synthesis process. On writing V_q, V_d in terms of V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} using (2) and (3), system (1) may be represented in the form

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv, \quad \text{where } x = [\lambda_{qs} \ \lambda_{ds} \ i_{qs} \ i_{ds}]^T$$

and

$$v = [V_{A0} \ V_{B0} \ V_{C0}]^T. \quad (4)$$

We postulate the SMC manifolds

$$S \doteq \begin{bmatrix} S_1(x) \\ S_2(x) \\ S_3(v) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2)/\lambda_{ref}^2 - 1 \\ \frac{3}{2}n(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs})/\tau_{ref} - 1 \\ \int (V_{A0}(t) + V_{B0}(t) + V_{C0}(t))dt \end{bmatrix} = 0,$$

where λ_{ref} and τ_{ref} are the references for the flux magnitude and the torque. The manifold $S_1(x) = 0$

represents the tracking of the flux magnitude, the manifold $S_2(x) = 0$ represents the torque regulation, and the manifold $S_3(v) = 0$ represents a voltage balance condition for the inverter.

In Romero and Valla (2000) the candidate Lyapunov function $W = \frac{1}{2}S^T S \geq 0$ is proposed to achieve convergence to the manifolds $S = 0$. The time derivative of W along the system trajectories can be written as

$$\frac{dW}{dt} = S^T \frac{dS}{dt} = S^T (H + Dv), \quad (5)$$

where

$$H \doteq \frac{\partial S}{\partial x} Ax + \begin{bmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial t} \\ \frac{\partial S_2}{\partial t} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad D \doteq \frac{\partial S}{\partial v} B + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 3} \\ \frac{\partial S_3}{\partial t} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

To guarantee the convergence of the system states to the manifolds $S = 0$, an appropriate discontinuous control signal is chosen to make $dW/dt < 0$. Because the inverter produces the three independent voltages V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} , each of which, in turn, can only take the values $\pm U_{DC}/2$, it is natural to propose the discontinuous control signal v from (4) as

$$v = -U_0 \text{sign}(S^*), \quad \text{with } S^* \doteq D^T S. \quad (7)$$

Now, on replacing (7) in (5) and rearranging terms, U_0 appears as the design parameter in

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} &= S^T D D^{-1} H - S^T D U_0 \text{sign}(S^*) \\ &= (S^*)^T H^* - U_0 |S^*|, \end{aligned} \quad (8)$$

where $H^{*T} \doteq (D^{-1}H)^T = [h_1^* \ h_2^* \ h_3^*]$ and $|S^*| = |S_1^*| + |S_2^*| + |S_3^*|$. Hence, from (8), by selecting U_0 such that

$$U_0 > |h_i^*|, \quad \forall i = 1, 2, 3, \quad (9)$$

convergence to the manifolds $S = 0$ is guaranteed (Utkin, 1993).

3.2 DC-Bus Design

Note that Equation (9), where h_i^* is a *time-varying function*, needs to be satisfied by appropriately selecting U_0 , which is produced by the *constant* DC-bus $U_{DC}/2$. Hence, we propose to select U_0 as the worst-case value under steady-state conditions. To this purpose, we now determine a steady-state expression of $H^* = D^{-1}H$.

Let the reference values λ_{ref} and τ_{ref} be constant. By neglecting ripple, the fluxes and currents in (1) may be assumed as sinusoidal with phases, say $\theta(t)$ and $\theta(t) + \delta$ respectively, with $\delta = cte$. Under these hypotheses, $H = [h_1 \ h_2 \ h_3]^T$ in (6) turns out to be a constant vector given by

$$\begin{aligned}
h_1 &= -2R_r(i_{ds}\lambda_{ds} + i_{qs}\lambda_{qs})/\lambda_{\text{ref}} \\
&= -\frac{2R_r}{\lambda_{\text{ref}}}(i_{\text{max}}\lambda_{\text{max}}\cos\delta) \\
&\leq -2R_r i_{\text{max}}\lambda_{\text{max}}/\lambda_{\text{ref}} \doteq \bar{h}_1, \\
h_2 &= \beta(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) + n\omega_r(i_{ds}\lambda_{ds} + i_{qs}\lambda_{qs}) \\
&\quad - \frac{n\omega_r}{\sigma L_s}(\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2) \\
&\leq \frac{2\beta}{3n}\tau_{\text{ref}} + n\omega_r i_{\text{max}}\lambda_{\text{max}} - \frac{n\omega_r}{\sigma L_s}\lambda_{\text{ref}}^2 \doteq \bar{h}_2, \\
h_3 &= 0.
\end{aligned}$$

Where $\bar{H} = [\bar{h}_1 \ \bar{h}_2 \ 0]^T$ is an upper bound of H . On the other hand D in (6) can be shown to be

$$D = \Lambda * K \quad (10)$$

where K is given in (2), and

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 2\lambda_{qs} & -2\lambda_{ds} & 0 \\ -\frac{3n}{2\sigma L_s}[\sigma L_s i_{ds} - \lambda_{ds}] & -\frac{3n}{2\sigma L_s}[\sigma L_s i_{qs} - \lambda_{qs}] & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}.$$

Because $\sigma L_s i_{ds}$ represents a leakage flux, it can be neglected as compared to λ_{ds} , and the same holds for $\sigma L_s i_{qs}$ with respect to λ_{qs} . Then, it is easy to see that the matrix Λ essentially performs a rotation, i.e., a change of coordinates from a fixed (q, d) -frame to a $(q, d)^\omega$ -frame rotating at the synchronous frequency $\omega = d\theta/dt$. Then the matrix $D = \Lambda * K$ transforms the three phase magnitudes in the (R, S, T) frame, to a rotating frame oriented with $\lambda_s = [\lambda_{qs} \ \lambda_{ds}]^T$. Notice that D is an orthogonal matrix, i.e., $D^T = D^{-1}$.

In summary, under steady-state conditions, the components of $D^{-1}H$ are, essentially, three identical sinusoids shifted $2/3\pi$ rad each. We can then select $U_{DC} = 2U_0$ from

$$U_0 = \max_i \|D^{-1}\bar{H}\|_\infty, \quad (11)$$

which may be easily computed *off-line*.

4. IMPLEMENTATIONS FOR TORQUE RIPPLE REDUCTION

This section presents the main contributions of the paper, namely, two techniques to implement the *on-line* computation of the control signal to achieve reduction of the steady-state torque ripple.

4.1 Lyapunov-Based Softening of the Control Action

The proposed constant value of U_0 in (11) has been shown to guarantee, in steady-state, the Lyapunov condition $dW/dt < 0$ required by SMC. However, notice from (8) that when $(S^*)^T H^* < 0$, this condition would still be guaranteed with $U_0 = 0$. This observation suggests the possibility of making the control

voltage v a null voltage vector, V_0 or V_7 , in that case, i.e.,

$$v = \begin{cases} -U_0 \text{sign}(S^*) & \text{if } (S^*)^T H^* \geq 0, \\ V_0, V_7 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (12)$$

Such a design for the output of inverter requires the *on-line* computation of the value $(S^*)^T H^* = SH$. This computation, however, is not exceedingly complex and produces a significant reduction of torque ripple with respect to the basic SMC strategy of §3 or other conventional DTFC strategies. We further discuss and illustrate this point with simulations in §5.2.

4.2 Periodic Intersample Modulation by Averaging

When the control voltage v in (12) does need to be an active voltage vector, $V_k, k = 1, \dots, 6$, the proposed SMC strategy applies the full U_0 , which we have designed in §3.2 as a worst-case value to satisfy (9) under steady-state conditions. This worst-case value turns out to be particularly conservative at low frequencies, producing a growth of torque ripple.

Since the implementation of the controller is in discrete time, $t = NT_s, N = 0, 1, 2, \dots$, with a control update time T_s , we propose to perform a *periodic modulation* of the applied voltage vector during the intersample period $[NT_s, (N+1)T_s]$ to further reduce the torque ripple when U_0 is too large. This modulation consists in applying the computed active voltage vector only on the first fraction of the intersample period $[NT_s, NT_s + T_{av})$, while assigning a null voltage vector V_0 or V_7 for the rest of the period $[NT_s + T_{av}, (N+1)T_s]$. The time T_{av} , which varies at each sampling time, is computed following an *averaging procedure* similar to that proposed in J.Kang and Sul (1998), as we see next.

We start by computing a virtual “necessary” voltage vector, say U_{0n} , to satisfy (9). At the sampling time $t = NT_s$, the value U_{0n} is obtained computing the “necessary” column voltages as

$$[U_{0nA}(NT_s) \ U_{0nB}(NT_s) \ U_{0nC}(NT_s)]^T = H^*(NT_s). \quad (13)$$

Then, from (13) we obtain the magnitude of the voltage vector as (for simplicity we omit the argument (NT_s))

$$\|U_{0n}\|_2 = \sqrt{U_{0nq}^2 + U_{0nd}^2}, \quad \text{with}$$

where

$$\begin{aligned}
U_{0nq} &= \frac{2}{3}(U_{0nA} - U_{0nB}/2 - U_{0nC}/2), \\
U_{0nd} &= \frac{\sqrt{3}}{3}(U_{0nC} - U_{0nB}).
\end{aligned}$$

The implementation of U_{0n} is carried out by “averaging” active and null vectors, which may be represented by the expression

$$U_{0n} = \frac{T_{av}V_k + (T_s - T_{av})V_0(V_7)}{T_s},$$

where T_{av} is defined as

$$T_{av} = \frac{3\|U_{0n}\|_2}{2U_{DC}} T_s.$$

The active vector $V_k, k = 1, 2, \dots, 6$ is provided by the control law (7), and the selection of the null vector V_0 or V_7 depends on the applied active vector in order to produce the least number of switch commutations. The quantity $\frac{2}{3}U_{DC}$ is the maximum magnitude of the voltage vector when an active vector is applied during the complete intersample interval $[NT_s, (N+1)T_s]$.

In summary, the proposed modulated control law v is given by

$$v(t) = \begin{cases} -U_0 \text{sign}(S^*) & \text{if } SH \geq 0 \text{ and } NT_s \leq t < NT_s + T_{av}, \\ V_0, V_7 & \text{otherwise,} \end{cases} \quad \text{for } t \in [NT_s, (N+1)T_s]. \quad (14)$$

5. DISCUSSION AND SIMULATION RESULTS

This section discusses the performance of the proposed controls (12) and (14), showing their advantages with respect to the basic scheme of §3.1 and conventional DTFC. The evaluation is performed through simulations. The emulated set-up considers a power IGBT inverter with a DC-bus of 500 V. Since the control imposes a variable frequency operation, the speed limit of the converter is fixed by the minimum pulsewidth, which is set at $t_{\min} = 5 \times 10^{-6}$ s. The sampling time is $T_s = 10^{-4}$ s. The motor parameters are given in Table 2.

$R_s = 7\Omega$	$M = 0.1094\text{Hy}$
$R_r = 6.4\Omega$	$J = 0.0195\text{Nm/s}^2$
$L_s = L_r = 0.1289\text{Hy}$	$B = 0.002$
$Pn = 1.5\text{ HP}$	$n = 2$

Table 2. Motor parameters for simulations.

The simulation results illustrate the performance on

- Machine magnetization,
- Steady-state torque ripple

5.1 Machine Magnetization

The proposed control scheme (14) permits the machine magnetization without a torque reference signal, a feature that is not possible with a conventional DTFC scheme. This feature is possible because the proposed scheme can use all eight voltage vectors instead of the five admissible in conventional DTFC. The best choice for machine magnetization is the voltage vector which is collinear to the flux vector in each sector, namely, if the flux vector is in sector k , the best choice is V_k . This situation is not contemplated in conventional DTFC. Figure 3 shows the response of the proposed SMC scheme at start up. Because

the proposed control law is not defined at the origin, however, it does require non zero initial conditions for start-up, which were set in $[\lambda_q, \lambda_d] = [10^{-5} \ 0]$, i.e., the flux vector is in sector $k = 1$, and vector V_1 is selected to magnetize the machine.

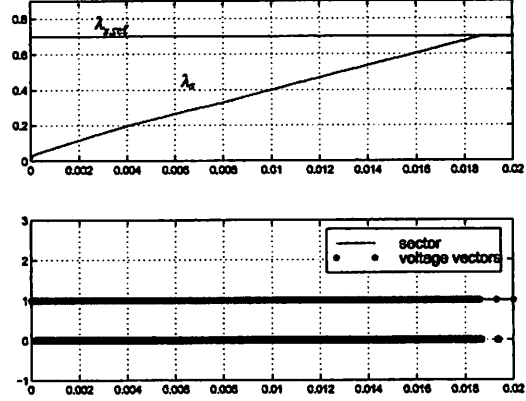


Fig. 3. Reference and flux module at start up.

5.2 Torque Ripple

By implementation of the softening of the control action of § 4.1 and the periodic modulation of § 4.2, the proposed control scheme achieves significant reduction of the steady-state torque ripple, as compared with the basic SMC and conventional DTFC schemes.

The ripple phenomenon in DTFC is mainly generated by two factors: (i) conventional DTFC assigns, for a specific action, a single voltage vector for the whole sector and during the whole sampling period, and (ii) voltage vectors producing torque decrease have a stronger action than those producing torque increase.

The assignment of voltage vector to a whole sector in DTFC amounts to computing the control action on an error measurement that is *quantized by sectors*. This quantization by sectors may produce undesirable effects depending on whether the flux vector is at the beginning, in the middle, or at the end of the sector (Bertoluzzo et al., 1999). The proposed SMC takes into account the flux position. Indeed, we can see from the expression of the control signal (7) that the information contained in $S^* = D^T S$ is the flux and torque error per phase, explicitly parameterized by the position of the stator flux vector.

The asymmetrical effect of voltage vectors in torque decrease or increase is discussed in Casadei et al. (1997). Basically, any torque increase $\Delta\tau_e = \tau_e(t_{N+1}) - \tau_e(t_N)$ has always a negative contribution (independently of the voltage input), a situation that becomes worse as speed and load torque go up.

In the proposed SMC strategy (14), the quantity $S^* H^* = SH < 0$ contains the information about when it is necessary to decrement the torque in $S_2 > 0$.

In that case, a null vector V_0 , (V_7) is selected as a control action, which results in an important decrease of torque ripple. Since H includes information about the references and their derivatives, a torque inversion, if required, is performed using active vectors, which makes the proposed control scheme suitable for four-quadrant operation. This operation makes our strategy better than those cited in Buja et al. (1998) as State Table A and B, which propose null vectors to decrement flux and torque (in case of torque inversion, these strategies will just apply null vectors, so that the motor will reverse the torque only with its unforced dynamics). Figure 4 shows the torque ripple in the conventional DTFC (top) and the proposed SMC scheme (bottom) at $\omega_r = 148\text{rad/seg}$ and $\tau_l = 7.6\text{Nm}$. The torque ripple produced by the proposed strategy is about half that of conventional DTFC.

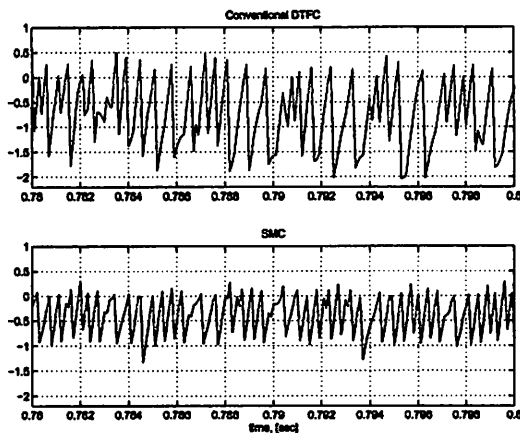


Fig. 4. Torque ripple: conventional DTFC vs. SMC.

Figure 5 shows (from top to bottom) the Conventional DTFC strategy, the SMC strategy without intersampling and the benefits of the application of the *periodic intersampling modulation technique*, developed in § 4.2 at low speed. This figure emulates the situation where the application of the total DC-bus, calculated in § 3.2 results too big for this operational condition. The simulation conditions were set to $\omega_r = 9\text{rad/seg}$ and $\tau_l = 7.6\text{Nm}$.

6. CONCLUSIONS

We have presented a DTFC strategy using the SMC approach implementation for torque ripple reduction, namely, the use of null vectors to correct special error conditions, and a periodic modulation technique to apply the correct magnitude of the control signal. This methodology presents substantial advantages over conventional DTFC, namely, the possibility of machine magnetization without a torque reference signal, more control degrees of freedom, and use of (non quantized) flux space vector information in the control computation.

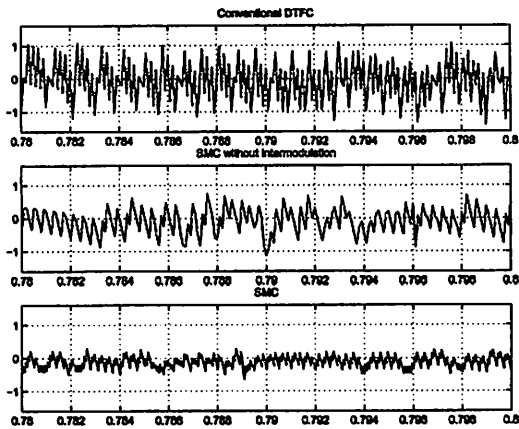


Fig. 5. Intersampling modulation effect at low speed

References

- M. Bertoluzzo, G. Buja, and R. Menis. Analytical formulation of the direct control of induction motor drives. In *IEEE-Int. Symp. Industrial Electronics*, pages Ps14–Ps20, Bled, Slovenia, 1999.
- G. Buja, D. Casadei, and G. Serra. Direct stator flux and torque control of an induction motor: theoretical analysis and experimental results. In *IEEE Proc. Industrial Electronic Conf.*, pages T50–T64, Aachen, Germany, 1998.
- D. Casadei, G. Serra, and A. Tani. Analytical investigation of torque and flux ripple in dtc scheme for induction motors. In *IEEE Proc. of Industrial Electronic Conf., IECON'97*, pages 552–556, New Orleans, USA, 1997.
- M. Depenbrock. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 3:420–429, 1988.
- N. Idris and A. Yatim. Reduced torque ripple and constant switching frequency strategy for direct torque control of induction machine. In *IEEE Appl. Power Electronics Conf.*, pages 154–160, New Orleans, USA, 2000.
- J. Kang and S. Sul. Torque ripple minimization strategy for direct torque control of induction motor. In *33rd Annual Meeting Industrial Applications Soc., IEEE-IAS'98, Oct. 98*, pages 546–551, St. Louis, USA, 1998.
- M. Kazmierkowski and A. Kasprowicz. Improve Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Drives. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 42:344–349, 1995.
- H. K. Khalil. *Nonlinear systems*. Prentice-Hall, 2nd edition, 1996.
- P. Krause, O. Wasymczuk, and S. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill, 1986.
- Hoang Le-Huy. Comparison of field oriented control and direct torque control for induction motor drives. *No se*, 44:35–46, 1995.
- M. Romero and M.I. Valla. DTFC of induction motor with sliding-mode approach. In *IEEE Int. Symp. Industrial Electronics*, pages 1287–1297, Cholula, Mexico, 2000.
- I. Takahashi and T. Noguchi. A New Quick response and High - Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. Industry Appl.*, 22:820–827, 1986.
- I. Takahashi and T. Noguchi. Take a look back upon the past decade of direct torque control. In *IEEE Proc. of Industrial Electronic Conf.*, pages 546–551, New Orleans, USA, 1997.
- Vadim Utkin. Sliding mode control design principles and application to electrical drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 40:23–36, 1993.
- Peter Vas. *Sensorless Vector Control and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- Z. Yan, C. Jin, and V. Utkin. Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47:1287–1297, 2000.