



TESIS - TE142599

**PERANCANGAN INVERTER TIGA FASA
MENGUNAKAN METODE HYSTERESIS SPACE
VECTOR PULSE WIDTH MODULATION UNTUK
PENGENDALIAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA**

HENDI PURNATA
2214202203

DOSEN PEMBIMBING
Dr.Ir.Mochammad .Rameli
Ir.Rusdhianto Effendi Ak., MT

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK SISTEM PENGATURAN
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2017



TESIS - TE142599

**PERANCANGAN INVERTER TIGA FASA
MENGUNAKAN METODE HYSTERESIS SPACE
VECTOR PULSE WIDTH MODULATION UNTUK
PENGENDALIAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA**

HENDI PURNATA
2214202203

DOSEN PEMBIMBING
Dr. Ir. Mochammad. Rameli
Ir. Rusdianto Effendi Ak., MT

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK SISTEM PENGATURAN
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2017

Halaman ini sengaja dikosongkan

LEMBAR PENGESAHAN


Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar
Magister Teknik (MT)
di
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

oleh:

Hendi Purnata
NRP. 2214202203

Tanggal Ujian : 5 Januari 2016
Periode Wisuda: Maret 2017

Disetujui oleh:

- 
1. Dr. Ir. Mochammad Rameli (Pembimbing I)
NIP: 195412271981031002
 2. Ir. Rusdhianto Effendi Ak., MT (Pembimbing II)
NIP: 195704241985021001
 3. Prof. Dr. F. Mohammad Nuh, DEA (Penguji I)
NIP: 195906111984031002
 4. Prof. Dr. Ir. Achmad Jazidie, M.Eng. (Penguji II)
NIP: 195902191986101001
 5. Dr. Triastuti Agustinah, ST., MT. (Penguji III)
NIP: 196808121994032001



Direktur Program Pascasarjana
Asisten Direktur

Prof. Dr. Ir. Widjaja, M.Eng.
NIP. 196110211986031001

Direktur Program Pascasarjana

Prof. Ir. Djauhar Manfaat, M.Sc, Ph.D
NIP. 196012021987011001

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERNYATAAN KEASLIAN TESIS

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Tesis saya dengan judul “**PERANCANGAN INVERTER TIGA FASA MENGGUNAKAN METODE *HYSTERESIS SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION* UNTUK PENGENDALIAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA**” adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, 4 Januari 2017

Hendi Purnata

NRP. 2214202203

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERANCANGAN INVERTER TIGA FASA MENGUNAKAN METODE *HYSTERESIS SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION* UNTUK PENGENDALIAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI TIGA FASA

Nama mahasiswa : Hendi Purnata
NRP : 2214202203
Pembimbing : 1. Dr. Ir. Mochammad. Rameli
2. Ir. Rusdhianto Effendi AK., MT

ABSTRAK

Pengaturan kecepatan motor induksi relatif sulit, karena torsi dan fluks yang dihasilkan saling berkaitan. Selain itu untuk mengatur kecepatan diperlukan inverter. Keluaran inverter bukan sinyal sinusoidal murni tetapi hasil dari pensaklaran. Oleh karena itu diperlukan metode pensaklaran untuk dapat memperbaiki sinyal keluaran inverter agar dapat meningkatkan efisiensi dan mengatur kecepatan motor induksi dengan beban yang berubah-ubah.

Pada penelitian ini metode *indirect vector control* diterapkan untuk pengaturan kecepatan dan menggabungkan metode SVPWM (*Space vector pulse width modulation*) dengan *Hysteresis* lalu menjadi *hysteresis space vector pulse width modulation* (HSVPWM) pada inverter. Pada penelitian ini juga merekonstruksi ulang sinyal arus.

Hasil simulasi menunjukkan *ripple* arus keluaran pada inverter menggunakan metode HSVPWM dapat berkurang 65%. Efisiensi motor induksi menggunakan metode HSVPWM yang semula 91% dapat ditingkatkan menjadi 94% atau kenaikan 3%. Pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa menggunakan metode *indirect vector control* berhasil diterapkan yaitu dapat mengikuti *set point* sebesar 600 rpm dengan *rise time* 0.527 detik, *steady state* 0.723 detik dengan *overshoot* sebesar 0.8%. Keterkaitan antara beban dan *ripple* efektif telah dilakukan pengujian dengan hasil, pada saat beban 0 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.35 N.m, beban 40 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.12 N.m, dan beban 80 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.71 N.m. Dari data tersebut, dapat disimpulkan bahwa *ripple* terkecil terjadi pada saat beban optimal yaitu 40 N.m.

Kata kunci: *Indirect Vector Control, Space vector pulse width modulation, Hysteresis Band, Inverter, Motor Induksi*

Halaman ini sengaja dikosongkan

DESIGN OF THREE PHASE INVERTER USING HYSTERESIS SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED CONTROL THREE PHASE INDUCTION MOTOR

By : Hendi Purnata
Student Identity Number : 2214202203
Supervisor(s) : 1. Dr. Ir. Mochammad. Rameli
2. Ir. Rusdhianto Effendi AK., MT

ABSTRACT

Induction motor speed control is relatively difficult, because the generated torque and flux are related or not free. In addition to adjusting the speed, it requires inverter control. The inverter output is not a pure sinusoidal signal but it is the result of the switching. Therefore, it is necessary to be able to fix the method of switching the inverter output signal that can adjust induction motor speed with load changes.

this study applies the indirect method of vector control for setting the speed and incorporates methods of SVPWM (space vector pulse width modulation) with hysteresis then becomes hysteresis space vector pulse width modulation (HSVPWM) on the inverter. In this study, current signal is also reconstructed.

The results show the ripple current at the inverter output using methods HSVPWM can be reduced 65%. The setting speed three phase induction motor vector control using indirect methods are successfully applied. A change of pace on HSVPWM method successfully achieves the set point of 600 rpm with a rise time of 0.5267 seconds, 0.723 seconds steady state and has over shoot of 0.8%. Testing the motor current ripple not load obtain effective at 13.35 N.m, when loaded 40 N.m get effective ripple at 13.12 N.m and when laden 80 N.m get effective ripple of 13.71 N.m.

Key words: Vector Control, *Space vector pulse width modulation*, *Hysteresis Band*, Induction motor

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Alhamdulillah, pada akhirnya Thesis dalam rangka untuk memenuhi sebagian persyaratan untuk mendapat gelar Megister Teknik dengan judul “Perancangan Inverter Tiga Fasa Menggunakan Metode *Hysteresis Space vector pulse width modulation* untuk Pengendalian Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa” dapat disusun sesuai dengan harapan. Tesis ini dapat diselesaikan tidak lepas dari bantuan dan kerja sama dengan pihak lain. Terutama doa dari kedua orang tua dan dosen pembimbing yang selalu memberi arahan agar dapat terselesainya tesis ini.

Semoga segala bantuan yang telah diberikan semua pihak di atas menjadi amalan yang bermanfaat dan mendapatkan balasan dari Allah SWT dan Tesis ini menjadi informasi bermanfaat bagi pembaca atau pihak lain yang membutuhkannya

Surabaya, 20 Desember 2016

Hendi Purnata

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

PERNYATAAN KEASLIAN TESIS	vii
ABSTRAK	ix
ABSTRACT	xi
KATA PENGANTAR.....	xiii
DAFTAR ISI.....	Error! Bookmark not defined.
DAFTAR GAMBAR.....	xx
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Rumusan Masalah.....	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Tujuan	4
1.5 Kontribusi/Manfaat	4
1.6 Metodologi.....	4
1.7 Harapan Hasil	5
BAB 2 KAJIAN PUSTAKA DAN DASAR.....	7
2.1 Kajian Pustaka	7
2.2 Motor Induksi	8
2.2.1 Prinsip Kerja Motor Induksi	9
2.2.2 Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi Tiga Fasa [2].....	10
2.2.3 Aliran Daya Pada Motor Induksi	15
2.3 Kontrol Vektor.....	16
2.3.1 Prinsip Kontrol Vektor	17
2.3.2 Transformasi Clarke	18
2.3.3 Transformasi Park.....	18
2.3.4 Rotor Flux Orientation Control	20
2.4 Space vector pulse width modulation [11]	22
2.4.1 Prinsip SVPWM	23
2.5 Hysteresis Pulse Width Modulation	26
BAB 3 PERANCANGAN SISTEM.....	27
3.1 Diagram Blok.....	28

3.2	Perancangan Sistem	28
3.2.1	Perancangan Motor Induksi	28
3.2.2	Perancangan metode Indirect Vector Control	29
3.2.3	Perancangan Metode Hysteresis	33
3.2.4	Perancangan Metode SVPWM	34
3.2.5	Perancangan Rekonstruksi Sinyal Arus	39
3.2.6	Perancangan Metode HSVPWM.....	42
3.2.7	Perhitungan Efisiensi Motor Induksi	45
BAB 4 HASIL DAN PEMBAHASAN		47
4.1	Inverter	47
4.1.1	Hysteresis Pulse Width Modulation	47
4.1.2	Space vector pulse width modulation	50
4.1.3	Hysteresis Space vector pulse width modulation	51
4.1.4	Perbandingan Respon Arus	53
4.2	Motor Induksi	54
4.2.1	Hysteresis Pulse Width Modulation	55
4.2.2	Space vector pulse width modulation	56
4.2.3	Perbandingan Metode Hysteresis dan SVPWM	57
4.2.4	Hysteresis Space vector pulse width modulation	58
4.2.5	Perbandingan respon Kecepatan	60
4.2.6	Perbandingan Torsi Elektromagnetik.....	61
4.2.7	Perhitungan Efisiensi Motor Induksi	62
4.2.8	Perubahan Kecepatan	62
4.2.9	Perubahan Torsi Elektromagnetik.....	64
BAB 5 KESIMPULAN.....		67
5.1	Kesimpulan	67
DAFTAR PUSTAKA		69
RIWAYAT PENULIS		71

TABLE OF CONTENT

STATEMENT OF AUTHENTICITY	vii
ABSTRACT	ix
ABSTRACT	xi
PREFACE	xiii
TABLE OF CONTENT	Error! Bookmark not defined.
ILUSTRATION	xx
CAPTER 1. INTRODUCTION	1
1.1 Background	1
1.2 Problem Formalation	3
1.3 Problem Definition	3
1.4 Objective	4
1.5 Contribution	4
1.6 Research Methodology	4
1.7 Expectation Result	5
CHAPTER 2. LITERATURE AND BASIC THEORY	7
2.1 Literature Review	7
2.2 Induction Motor	8
2.2.1 Principle of Induction Motor	9
2.2.2 Equivalent Circuit Induction Motor	10
2.2.3 Power Flow Induction Motor	15
2.3 Vector Control	16
2.3.1 Principle of Vector Control	17
2.3.2 Clarke Transformation	18
2.3.3 Park Transformation	18
2.3.4 Rotor Flux Orientation Control	20
2.4 Space vector pulse width modulation [11]	22
2.4.1 Principle of SVPWM	23
2.5 Hysteresis Pulse Width Modulation	26
CHAPTER 3. SYSTEM DESIGN	27
3.1 Block Diagram	28

3.2	Design System.....	28
3.2.1	Design of Induction Motor.....	28
3.2.2	Design of Indirect Vector Control Methode	29
3.2.3	Design of Hysteresis Methode	33
3.2.4	Design of SVPWM Methode	34
3.2.5	Design of Current Reconstruction.....	39
3.2.6	Design of HSPWM Methode	42
3.2.7	Calculation of Efficiency Induction Motor	45
CHAPTER 4. RESULTS AND DISCUSS		47
4.1	Inverter	47
4.1.1	Hysteresis Pulse Width Modulation.....	47
4.1.2	Space vector pulse width modulation	50
4.1.3	Hysteresis Space vector pulse width modulation.....	51
4.1.4	Comparison of current response.....	53
4.2	Induction Motor	54
4.2.1	Hysteresis Pulse Width Modulation.....	55
4.2.2	Space vector pulse width modulation	56
4.2.3	Perbandingan Metode Hysteresis dan SVPWM	57
4.2.4	Hysteresis Space vector pulse width modulation.....	58
4.2.5	Comparison of Speed Control.....	60
4.2.6	Comparison of Electromagnetic Torque	61
4.2.7	Calculation of Efficiency Induction Motor	62
4.2.8	Speed Changes	62
4.2.9	Electromagnetic Torque Change	64
CHAPTER 5. CONCLUSION		67
5.1	Conclusioin	67
BIBLIOGRAPHY.....		69
BIOGRAPHY		71

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Konstruksi motor induksi tiga fasa tipe squirrel cage	9
Gambar 2.2 Rangkaian ekivalen d-q motor induksi 3 fasa [2]	11
Gambar 2.3 Aliran Dara Motor Induksi	16
Gambar 2.4 Prinsip pada Kontrol Vektor	17
Gambar 2.5 Koordinat transformasi Clarke	18
Gambar 2.6 Koordinat transformasi Park	19
Gambar 2.7 Bentuk Referensi d-q pada sumbu Putar	22
Gambar 2.8 Skema dasar inverter tiga fasa [6]	23
Gambar 2.9 Delapan kemungkinan pola switching	24
Gambar 2.10 Dasar pensaklaran vektor dan sektor	24
Gambar 2.11 Bentuk Gelombang Kontrol Arus Hysteresis	26
Gambar 3.1 Diagram Alir Perancangan Sistem Keseluruhan	27
Gambar 3.2 Usulan Diagram Blok Sistem	28
Gambar 3.3 Skematik Blok Indirect Vector Control	29
Gambar 3.4 Diagram Simulink ψ_r	30
Gambar 3.5 Perhitungan Teta	30
Gambar 3.6 Perhitungan i_{ds}^*	31
Gambar 3.7 Perhitungan i_{qs}^*	31
Gambar 3.8 Perhitungan V_{sd} dan V_{sq}	32
Gambar 3.9 Transformasi v_{sdq} ke v_{ab}	32
Gambar 3.10 Prinsip Hysteresis Band	33
Gambar 3.11 Hysteresis Current Control	33
Gambar 3.12 Perbandingan Arus SVPWM dan Rekonstruksi Pase A	34
Gambar 3.13 Ruang vektor tegangan pada komponen (α, β)	34
Gambar 3.14 Vektor referensi dari vektor yang berdekatan pada sektor 1 ..	36
Gambar 3.15 Waktu switching untuk tiap transistor pada sektor 1	37
Gambar 3.16 Simulink SVPWM	39
Gambar 3.17 Simulink Rekonstruksi Signal Arus	41
Gambar 3.18 Sinyal yang telah direkonstruksi ulang	42

Gambar 3.19 Pulsa Pada metode SVPWM Gate 1	43
Gambar 3.20 Pulsa Pada Metode Hysteresis	43
Gambar 3.21 Perbandingan Pulsa Pada Tiap Metode	44
Gambar 3.22 Gate Pertama pada Penggabungan Metode	45
Gambar 4.1 Arus Stator pada metode Hysteresis Pulse Width Modulation	48
Gambar 4.2 Tegangan Pada Fasa Vab	48
Gambar 4.3 Tegangan pada Fasa Vbc	49
Gambar 4.4 Arus Pada Metode Space vector pulse width modulation	50
Gambar 4.5 Tegangan Keluaran pada Inverter	51
Gambar 4.6 Arus dengan metode Hysteresis Space vector pulse width modulation.....	51
Gambar 4.9 Tegangan dengan metode Hysteresis Space vector pulse width modulation.....	52
Gambar 4.10 Arus (a) Hysteresis, (b) SVPWM, (c) HSVPWM	53
Gambar 4.11 Kecepatan Motor dengan menggunakan Metode Hysteresis.	55
Gambar 4.12 Torsi Elektromagnetik	55
Gambar 4.13 Respon kecepatan Menggunakan Metode SVPWM.....	56
Gambar 4.14 Torsi Elektromagnetik menggunakan Metode SVPWM.....	56
Gambar 4.15 Perbandingan Respon Kecepatan.....	57
Gambar 4.16 Respon Torsi elektromagnetik Kedua Metode	58
Gambar 4.17 Respon Kecepatan Hysteresis Space vector Pulse Width Modulation	59
Gambar 4.18 Torsi Elektromagnetik Hysteresis Space vector pulse width modulation.....	59
Gambar 4.19 Perbandingan Respon Kecepatan.....	60
Gambar 4.20 Perbandingan Torsi Elektromagnetik	61
Gambar 4.21 Respon Kecepatan yang diubah-ubah.....	63
Gambar 4.22 Respon Perubahan Torsi	65

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Motor induksi merupakan salah satu mesin listrik yang paling banyak digunakan dalam dunia industri. Motor jenis ini banyak diaplikasikan dalam bidang HVAC (*Heating, Ventilation and Air-Conditioning*), *Industrial drives (motion control, robotic)*, *Automotive (Electric Vehicle)* dan lain - lain. Berdasarkan pada jenis rotor yang digunakan motor induksi dibagi menjadi dua macam, yaitu jenis rotor lilit (*wound rotor*) dan rotor sangkar tupai (*rotor squirrel cage*). Motor jenis ini memiliki beberapa kelebihan diantaranya konstruksinya sederhana dan kokoh, harganya relatif murah, serta perawatannya mudah. Secara konvensional motor induksi dioperasikan pada kecepatan konstan sesuai dengan frekuensi sumber tegangan dan jumlah kutub motor induksi. Pengaturan kecepatan motor induksi squirrel cage secara umum menggunakan perubahan tegangan pada terminal dan pengaturan frekuensi [1]. Pengaturan kecepatan motor induksi lebih sulit dibandingkan dengan motor DC, Karena fluks dan torsi yang dihasilkan saling berkaitan atau tidak bebas. Jika arus yang melewati terminal motor berubah maka fluks medan magnet stator dan torsi elektromagnetik yang dibangkitkan juga akan berubah. Faktor ini yang menyebabkan pengaturan motor induksi menjadi lebih kompleks [2].

Pengaturan kecepatan motor induksi lebih sulit dibandingkan dengan motor DC, Karena fluks dan torsi yang dihasilkan saling berkaitan atau tidak bebas. Jika arus yang melewati terminal motor berubah maka fluks medan magnet stator dan torsi elektromagnetik yang dibangkitkan juga akan berubah. Faktor ini yang menyebabkan pengaturan motor induksi menjadi lebih kompleks [2].

Motor induksi agar mendapatkan efisiensi yang optimal, beberapa teknik pengaturan dikembangkan untuk mengatur motor induksi yaitu dengan menggunakan pengaturan skalar, pengaturan vektor, pengaturan torsi langsung. Pengaturan skalar merupakan satu dari teknik pengaturan motor induksi, didalam metode ini membandingkan antara frekuensi dan amplitude kemudian dikasih

sumber tegangan untuk menjaga celah udara pada fluks agar mendapatkan torsi yang maksimum. Implementasi pengaturan skalar mudah dilakukan tetapi tidak menghasilkan performa yang memuaskan karena efek antara respon torsi dan fluks lamban dan sistem mudah rentan terhadap ketidak seimbangan tegangan. Solusi dari pengaturan skalar yaitu dengan menggunakan pengaturan vektor atau pengaturan torsi langsung. Metode pengaturan vektor yaitu memisahkan antara fluks dan rotornya sehingga untuk pengaturan kecepatan sama halnya dengan pengaturan pada motor DC [3].

Kontrol konvensional seperti *proportional integral* (PI) dan *proportional integral derivative* (PID) digunakan bersama dengan menggunakan metode pengaturan vektor untuk menghasilkan kecepatan motor yang lebih baik. Kelemahan kontrol konvensional (PID) yaitu parameter dari sistemnya bervariasi dan mengakibatkan performanya rendah, dan faktanya ketika menggunakan gain yang tetap maka kontroler tidak dapat memberikan kecepatan dan performa yang diperlukan dalam parameter motor [4].

Space vector width modulation (SVPWM) merupakan penggabungan antara pengaturan vektor dengan *pulse width modulation*. Pengaturan kecepatan motor induksi menggunakan *inverter SVPWM* dengan kontroler *PI-Fuzzy Hybrid* dapat menjaga kecepatan motor secara konstan walaupun diberikan beban yang berubah-ubah [5]. SVPWM dengan kontroler *iterative learning control* (ILC) dan PI dapat mengurangi kecepatan *ripple* dibanding kontroler *Hysteresis pulse width modulation* (HPWM) tetapi respon *transient* pada HPWM lebih cepat dibandingkan SVPWM dengan ILC-PI [6].

Kontrol *Hysteresis* adalah metode klasik yang penggunaannya sangat luas pada pengaturan arus. Kontrol *Hysteresis* mempunyai respon yang cepat, jumlah perhitungannya sedikit, stabilitasnya tinggi dan juga bisa tanpa membawa modulasi. Metode kontrol *Hysteresis switching* pada frekuensinya tidak fix dan akan berubah-ubah berdasarkan perubahan arus [7].

Penelitian selanjutnya tentang beban yang berubah-ubah menggunakan kontrol vektor tidak langsung dengan metode SVPWM. Hasil simulasi dari penelitian ini membandingkan antara kontroler konvensional PI dengan *Fuzzy PI* dimana respon kecepatan pada kontroler konvensional PI lebih lambat

dibandingkan dengan kontroler *fuzzy* PI, saat percobaan perubahan kecepatan dari 800 rpm ke 1200 rpm kontroler *fuzzy* PI lebih cepat dibanding konvensional PI dan ketika perubahan 1200 rpm ke 800 rpm kontroler konvensional PI lebih cepat dibandingkan *fuzzy* PI [8].

Penelitian selanjutnya mengatur kecepatan motor dengan beban yang berubah-ubah kemudian di implementasikan untuk mengetahui kontroler yang dicapai. Penelitian ini menggunakan pengaturan vektor tidak langsung dengan metode HPWM. Kontroler pada penelitian ini dapat mengatasi beban yang berubah-ubah. Hasil eksperimen pada penelitian ini respon kecepatan dan perubahan torsi belum dapat diatasi karena respon belum bisa mengikuti referensi secara sempurna. [9].

Penelitian-penelitian diatas maka dapat dijadikan ide untuk penelitian lanjutan yaitu bagaimana mengatur kecepatan dan meningkatkan efisiensi motor induksi menggunakan *inverter* dengan metode *Hysteresis space vector pulse width modulation* (HSVPWM) dan merekonstruksi arus yang sebenarnya.

1.2 Rumusan Masalah

Permasalahan yang ingin diselesaikan adalah memperbaiki sinyal arus dan tegangan pada keluaran inverter untuk pengendalian kecepatan dan meningkatkan efisiensi motor induksi tiga fasa dengan menggunakan metode *indirect vector control* dan menggabungkan metode *space vector pulse width modulation* (SVPWM) dengan *Hysteresis pulse width modulation*.

1.3 Batasan Masalah

Masalah pada penelitian ini dibatasi agar penelitian ini hanya meneliti di jangkauan oleh peneliti dan diharapkan tidak melebar. Pembatasan pada penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Plant yang dikontrol merupakan motor induksi 3 fasa dalam bentuk model d-q
2. Ruang lingkup yang dibahas yaitu permasalahan respon kecepatan pada saat kondisi *transient*, kemampuan sistem dalam mengatasi perubahan torsi beban serta fluktuasi fluks dan torsi
3. Hanya meneliti pada *two level inverter* pada SVPWM

4. *Rectifier* dianggap tidak ada gangguan karena telah terdapat DC link untuk mengubah tegangan tiga fasa menjadi tegangan DC
5. Parameter plant motor induksi tetap

1.4 Tujuan

Tujuan dari penelitian ini adalah menerapkan metode *indirect vector control* dan merancang inverter *hysteresis space vector pulse width modulation* (HSVPWM) dan merekonstruksi ulang sinyal arus untuk meningkatkan efisiensi dan mengatur kecepatan dengan beban yang berubah-ubah

1.5 Kontribusi/Manfaat

Dapat memberikan sumbangan pemikiran dan referensi akan sebuah rancangan *inverter Hysteresis space vector pulse width modulation* dan memperbaiki sinyal arus untuk mengatur motor induksi tiga fasa.

1.6 Metodologi

Metodologi penelitian yaitu untuk mencapai tujuan yang diharapkan oleh peneliti, penelitian ini melalui beberapa tahapan berikut ini:

1. Studi Literatur

Langkah pertama yaitu melakukan studi literatur untuk mendapatkan informasi sebanyak-banyaknya dalam penelitian ini. Peneliti meakukan beberapa pustaka yang terkait dengan kecepatan motor serta mempelajari berbagai parameter yang telah ada dari motor induksi.

2. Identifikasi Parameter

Tahap selanjutnya merupakan mengidentifikasi parameter-parameter motor induksi yang bertujuan untuk mengetahui parameter-parameter yang digunakan pada motor induksi, kontroler yang digunakan dan parameter-parameter lain yang diakibatkan oleh gangguan yang terjadi. Kemudian melakukan transformasi koordinat pada model motor induksi dengan parameter-parameter yang telah diperoleh dari proses identifikasi. Proses ini digunakan untuk melakukan pengaturan vektor pada motor induksi agar motor induksi tiga fasa seolah-olah seperti motor DC penguat terpisah.

3. Merancang Permodelan Sistem

Tahap selanjutnya ialah perancangan sistem, dari transformasi koordinat maka kita dapat merancang suatu sistem yang diinginkan yaitu merancang sistem inverter dengan metode *hysteresis space vector pulse width modulation* kemudian arus keluaran dari inverter di rekonstruksi sehingga menjadi sinyal sinusoidal murni dan diharapkan dapat meningkatkan efisiensi motor yang dilihat dari perbedaan daya keluar dan daya masukan yang ada pada motor induksi tiga fasa.

4. Simulasi Sistem

Tahap ini membuat program simulasi untuk pengujian sistem kecepatan motor dengan beban yang diubah-ubah dan mengetahui efisiensi pada motor induksi tiga fasa. Melakukan serangkaian eksperimen untuk mengetahui kinerja dan ketahanan sistem kemudian dilakukan pengembangan dan perbaikan.

5. Analisa hasil Pengujian

Tahap ini ialah pengujian dan analisa skema kontroler yang telah diterapkan apakah sudah sesuai dengan yang diharapkan. Jika hasilnya kurang maksimal bisa dilakukan perubahan atau modifikasi pada sistem atau skema kontroler yang digunakan. Apabila telah memenuhi tujuan berarti penelitian telah berhasil, dan apabila belum memenuhi maka perlu dikaji lebih lanjut solusi atau gagasan alternative agar tujuan yang telah ditetapkan tercapai.

6. Penarikan Kesimpulan

Jika hasil evaluasi menunjukkan bahwa tujuan penelitian telah tercapai maka akan ditarik kesimpulan untuk menegaskan bahwa gagasan yang diusulkan berhasil menyelesaikan permasalahan dan memenuhi tujuan penelitian.

7. Penulisan Laporan

Tahapan akhir dari penelitian ini adalah penulisan laporan dengan tujuan agar semua hal yang telah dilakukan dapat terdokumentasikan

1.7 Harapan Hasil

Harapan hasil pada penelitian ini bisa memperbaiki respon arus dari keluaran inverter, meningkatkan efisiensi motor induksi dan mengatur kecepatan dengan beban yang berubah-ubah.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 2

KAJIAN PUSTAKA DAN DASAR TEORI

2.1 Kajian Pustaka

Beberapa penelitian yang telah melakukan tentang pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa. Penelitian tersebut akan digunakan sebagai acuan/kajian pustaka dalam penyusunan penelitan ini. Penelitian-penelitian yang sebagai acuan telah di publikasi dalam sejumlah jurnal ilmiah diantaranya yang berhubungan dengan pengaturan kecepatan motor.

Penelitian yang dilakukan N. Subha Lakshmi, melakukan penelitian dengan mengangkat permasalahan yaitu ingin mengatasi ripple torsi dan fluks pada saat kecepatan rendah. Usulan dari penelitian ini menggunakan kontroler PI dengan *Iterative learning Control* (ILC), kemudian peneliti membandingkan antara kontroler PI dengan metode HPWM dengan kontroler yang diusulkan. Hasil simulasi dengan menggunakan metode usulan ripple torsinya dapat berkurang sebesar 9,3% dari kontroler PI dengan metode HPWM tetapi respon transient pada metode usulan sangat lama untuk mencapai keadaan yang tunak. Hasil simulasi dari kedua metode tersebut didapatkan kelebihan dan kekurangan. Kelebihan penelitian ini menggunakan kontroler SVPWM ripple torsinya dapat berkurang tetapi kekurangan pada penelitian ini hanya mencoba dengan kecepatan rendah, respon *transient* menggunakan kontroler yang diusulkan lebih lama [6].

Penelitian selanjutnya oleh R. Arulmozhiyal. Peneliti mengangkat permasalahan mengatur kecepatan motor dengan beban yang berubah-ubah dan menggunakan metode SVPWM berbasis *indirect vector controlled* dan menggunakan kontroler Fuzzy-PI. Hasil simulasi dari penelitian ini membandingkan antara kontroler konvensional PI dengan Fuzzy PI dimana respon kecepatan pada kontroler konvensional PI lebih lambat dibandingkan dengan kontroler *fuzzy* PI, saat percobaan perubahan kecepatan dari 800 rpm ke 1200 rpm kontroler *fuzzy* PI lebih cepat dibanding konvensional PI dan ketika perubahan 1200 rpm ke 800 rpm kontroler konvensional PI lebih cepat dibandingkan *fuzzy* PI. Hasil simulasi dari penelitian ini didapatkan kelebihan dan kekurangan. Kelebihan pada

makalah ini yaitu kontroler dapat menjaga kecepatan secara konstan walaupun diberikan beban yang berubah-ubah. Kekurangan pada penelitian ini yaitu respon pada torsiya masih terdapat overshoot untuk dapat mengikuti referensi [8].

Penelitian selanjutnya dari Madhusudan, Peneliti mengangkat permasalahan mengatur kecepatan motor dengan beban yang berubah-ubah dan menggunakan metode *Hysteresis pulse width modulation* berbasis *indirect vector controlled* dan membandingkan menggunakan kontroler Fuzzy-PI dan konvensional PI. Kontroler pada penelitian ini dapat mengatasi beban yang berubah-ubah. Hasil eksperimen pada penelitian ini respon kecepatan dan perubahan torsi belum dapat diatasi karena respon belum bisa mengikuti referensi secara sempurna. Hasil simulasi dari penelitian ini didapatkan kelebihan dan kekurangan. Kelebihan pada penelitian ini yaitu pada simulasi kedua kontroler dapat mengatasi permasalahan pada penelitian ini, kekurangan pada penelitian ini respon yang dimiliki pada simulasi penggunaan FLC dibanding kontroler PI tidak ada perbedaan yang signifikan dan hasil pada simulasi tidak sama seperti hasil pada simulasi [9].

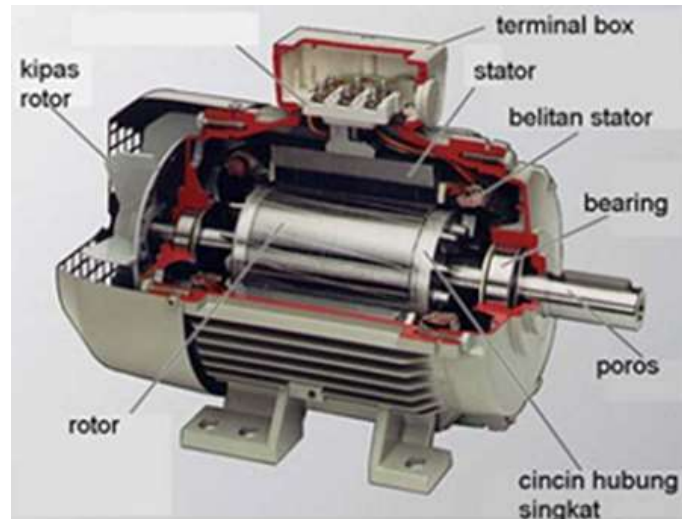
Penelitian lain dari Xu Chen dan Shou Qi Wei menggabungkan kedua metode yaitu *variable-frequency Hysteresis current control* dengan SVPWM. Metode ini error arus bisa dibatasi dan diberikan *Hysteresis loop* dengan *switching* pada tegangan *space vector* di VSR (*Voltage Source Rectifier*). Prinsip kontrol pada penelitian ini dimana arus sesungguhnya dibandingkan dengan arus yang telah dikompensasi kemudian diberikan *Hysteresis loop* sebelum masuk ke pemilihan vektor tegangan. Penelitian ini hanya meneliti tentang VSR dan belum dicoba dengan beban non linear, *Hysteresis* hanya mengatasi error pada area tiap sector [10].

Dari beberapa penelitian-penelitian diatas untuk mengatasinya kekurangan-kekurangannya disini peneliti melakukan penelitian tentang pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa dengan beban torsi yang berubah-ubah dengan menggabungkan *space vector* dengan *Hysteresis pulse width modulation*.

2.2 Motor Induksi

Berdasarkan tegangan kerjanya, motor induksi bekerja dengan sumber tegangan ac satu fasa atau tiga fasa. Salah satu jenis motor induksi adalah tipe

squirrel cage yang mempunyai beberapa kelebihan jika dibandingkan dengan motor DC. Beberapa kelebihannya adalah perawatannya mudah, lebih handal, harganya relatif murah dan memiliki efisiensi yang tinggi. Motor jenis ini banyak dioperasikan pada kecepatan dan beban konstan [2].



Gambar 2.1 Konstruksi motor induksi tiga fasa tipe *squirrel cage*

Motor induksi terdiri dari rangkaian stator (bagian yang tetap), rangkaian rotor (bagian yang bergerak), *bearing* mekanik dan celah udara yang ditunjukkan pada Gambar 2.1. Sebuah motor induksi tiga fasa tipe *squirrel cage* terdiri dari kumparan tiga fasa seimbang pada stator, sedangkan pada rotor mempunyai konduktor yang dihubungkan pada bagian akhir.

2.2.1 Prinsip Kerja Motor Induksi

Prinsip kerja motor induksi berdasarkan proses induksi yang terjadi pada bagian rotor. Arus yang mengalir pada kumparan rotor merupakan arus yang terinduksi akibat adanya perbedaan putaran rotor dengan medan putar yang dihasilkan oleh kumparan stator. Secara singkat prinsip kerja motor induksi tiga fasa adalah sebagai berikut:

1. Apabila sumber tegangan diberikan pada kumparan stator, maka akan timbul medan putar dengan kecepatan angular (N_s). Besarnya kecepatan angular dapat dilihat pada Persamaan (2.1).

$$N_s = \frac{120 \times f}{p} \quad (2.1)$$

dimana, f : frekuensi masukan motor induksi
 p : jumlah pasang kutub
 N_s : kecepatan angular

2. Medan putar stator akan memotong batang konduktor pada rotor, sehingga pada kumparan stator timbul gaya gerak listrik (ggl).
3. Gaya gerak listrik induksi yang timbul menyebabkan timbulnya arus pada kumparan rotor, karena rangkaian rotor merupakan rangkaian tertutup.
4. Adanya arus stator dan arus rotor, maka akan menimbulkan torsi elektromagnetik (T_e), torsi mula yang dihasilkan cukup besar, sehingga rotor akan berputar searah dengan medan putar stator.

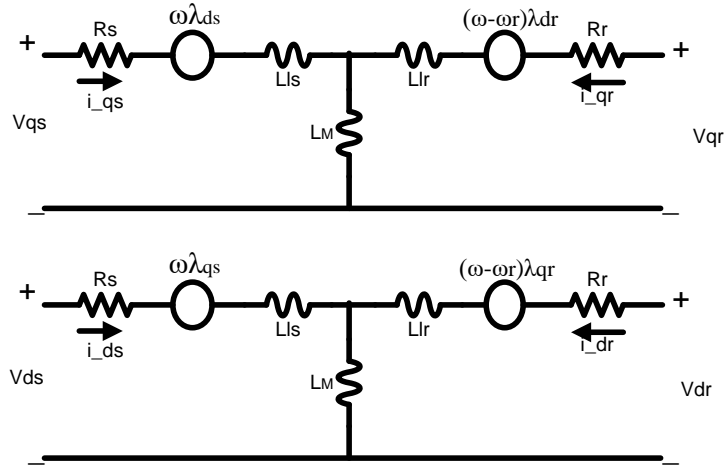
$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100\% \quad (2.2)$$

5. Agar tegangan terinduksi, maka diperlukan adanya perbedaan antara kecepatan angular dari medan putar stator (N_s) dengan kecepatan putar rotor (N_r). Selisih antara (N_s) dan (N_r) disebut dengan slip (S). Besarnya slip dapat dihitung menggunakan Persamaan (2.2).

2.2.2 Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi Tiga Fasa [2]

Motor induksi agar lebih mudah untuk menganalisis maka digunakan rangkaian ekuivalen d-q seperti pada Gambar 2.2. Keadaan motor induksi dapat dianggap sebagai transformator, dimana stator merupakan rangkaian primer dan rotor sebagai rangkaian sekunder. Tegangan sumber diasumsikan sinusoidal dan dalam keadaan tunak.

Tegangan sumber yang tidak sinusoidal akan mengakibatkan masalah tersendiri dan terjadi perubahan beban. Pemodelan motor induksi dalam referensi d-q dibutuhkan untuk masalah ini sehingga analisis terhadap motor induksi dapat dilakukan lebih mudah dan fleksibel.



Gambar 2.2 Rangkaian ekivalen d-q motor induksi 3 fasa [2]

Model yang digunakan adalah model motor induksi dalam koordinat d-q dimana memerlukan transformasi koordinat tiga fasa (koordinat abc) menjadi koordinat dua fasa (koordinat d-q). Tegangan referensi pada koordinat d-q ($Vd-q$) dapat ditentukan dengan mengikuti Persamaan (2.3).

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= r_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_{qs} \\
 V_{ds} &= r_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_{ds} \\
 V_{qr} &= r_r \cdot i_{qr} + (\omega - \omega_r) \omega \cdot \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_{qr} \\
 V_{dr} &= r_r \cdot i_{dr} + (\omega - \omega_r) \omega \cdot \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \cdot \lambda_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{ 2.3 }$$

Keunggulan model motor induksi dalam koordinat d-q, selain mempermudah analisis, agar motor tersebut memiliki sifat yang menyerupai motor DC, sehingga lebih mudah dikontrol. Analisis tersebut meliputi tegangan stator, tegangan rotor, fluks stator dan fluks rotor, serta torsi elektromagnetik. Berdasarkan Gambar 2.2, persamaan tegangan stator dan rotor motor induksi merupakan fungsi arus stator dan arus rotor, sedangkan fungsi fluks yang tercakup pada kumparan dapat dinyatakan dengan Persamaan (2.4).

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr}
 \tag{ 2.4 }$$

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr}$$

$$\lambda_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}$$

$$\lambda_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds}$$

Dengan melakukan substitusi Persamaan (2.4) ke dalam Persamaan(2.3), maka akan didapat Persamaan (2.5).

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega L_s & pL_m & \omega L_m \\ -\omega L_s & R_s + pL_s & -\omega L_m & pL_m \\ pL_m & (\omega - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & (\omega - \omega_r)L_r \\ -(\omega - \omega_r)L_m & pL_m & -(\omega - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

dengan,

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.6)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m$$

dilakukan pemisahan antara variabel yang mengandung turunan, sehingga bentuk persamaannya menjadi:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e \cdot L_s & 0 & \omega_e \cdot L_m \\ -\omega_e \cdot L_s & R_s & -\omega_e \cdot L_m & 0 \\ 0 & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & 0 & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & 0 & pL_r & 0 \\ 0 & pL_m & 0 & pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

dalam bentuk lain, persamaan di atas dapat menjadi seperti di bawah ini:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e \cdot L_s & 0 & \omega_e \cdot L_m \\ -\omega_e \cdot L_s & R_s & -\omega_e \cdot L_m & 0 \\ 0 & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & 0 & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & pL_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

$$\text{Misal, } \mathbf{P} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e \cdot L_s & 0 & \omega_e \cdot L_m \\ -\omega_e \cdot L_s & R_s & -\omega_e \cdot L_m & 0 \\ 0 & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & 0 & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r \end{bmatrix}$$

$$\text{dan } \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & pL_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}. \text{ Persamaan di atas dapat dibentuk menjadi}$$

lebih sederhana yaitu:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \mathbf{Q} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

Apabila yang ingin dicari nilai arus, maka persamaan di atas menjadi:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}^{-1} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} - \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Persamaan (2.7) akan digunakan untuk mencari nilai arus dari motor induksi. Dalam model matematis motor induksi terdapat nilai tahanan dan induktansi yang harus diketahui sebagai parameter. Selain nilai tahanan dan induktansi, pada perancangan simulasi motor induksi diperlukan parameter-parameter motor induksi lainnya seperti nilai inertia, jumlah kutub, dll

Dimana beberapa parameter-parameter yang digunakan adalah sebagai berikut:

V_{qs}, V_{ds}	: tegangan stator pada sumbu d-q	(Volt)
V_{qr}, V_{dr}	: tegangan rotor pada sumbu d-q	(Volt)
i_{qs}, i_{ds}	: arus stator pada sumbu d-q	(Ampere)
i_{qr}, i_{dr}	: arus rotor pada sumbu d-q	(Ampere)
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$: fluks stator pada sumbu d-q	(Webber)
$\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$: fluks rotor pada sumbu d-q	(Webber)

R_s	: tahanan stator	(Ω)
R_r	: tahanan rotor	(Ω)
L_{ls}	: induktansi diri stator	(Henry)
L_{lr}	: induktansi diri rotor	(Henry)
L_M / M	: induktansi mutual	(Henry)
ω / ω_s	: kecepatan rotor / kecepatan sinkron	(rad/s)
P	: jumlah kutub	[buah]
T_e	: torsi elektromagnetik	[Nm]

Dari nilai arus dan fluks yang sudah dipaparkan pada persamaan di atas, maka dapat dicari nilai torsi elektromagnetik yang dibangkitkan dengan menggunakan persamaan (2.8):

$$T_{em} = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.8)$$

di mana:

T_{em} = Torsi elektromagnetik yang dibangkitkan (Nm),

P = Jumlah pasang kutub.

Untuk mencari besarnya kecepatan listrik (ω_r) dan kecepatan mekanik (ω_m) yang dihasilkan pada rotor, dapat menggunakan persamaan (2.8) di mana pada persamaan tersebut terdapat hubungan antara torsi yang dibangkitkan (T_{em}) dengan torsi beban (T_L):

$$T_{em} = T_L + J_r \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} J_r \frac{d\omega_r}{dt}$$

$$\omega_m = \int \frac{T_{em} - T_L}{J_r} \quad (2.9)$$

$$\omega_r = \int \frac{T_{em} - T_L}{J_r} \frac{P}{2}$$

di mana:

T_L = Torsi beban (N.m),

T_{em} = Torsi elektromagnetik yang dibangkitkan (N.m),

J_r = Momen inersia motor (kg.m²),

P = Jumlah pasang kutub,

ω_r = Kecepatan elektrik rotor (rad/s),

ω_m = Kecepatan mekanik rotor (rad/s).

2.2.3 Aliran Daya Pada Motor Induksi

Efisiensi motor induksi diketahui dari aliran daya motor induksi yaitu perbandingan antara daya keluaran dengan daya masukan. Bagian masukan daya ke motor P_{in} adalah diserap atau dikonsumsi pada rangkaian stator dalam bentuk rugi-rugi kumparan P_{cu1} dan rugi-rugi besi P_{iron} . Sisa daya P_g mengalir lewat melalui celah-udara ke rangkaian rotor. Sisa daya P_g mengalir lewat melalui celah-udara ke rangkaian rotor. Daya demikian disebut daya celah-udara, P_g masuk ke kumparan rotor, sebagian dikonsumsi tahanan rotor sebagai rugi-rugi tembaga P_{cu2} dan sisanya disebut daya yang dibangkitkan P_d . Bagian dari daya yang dibangkitkan adalah rugi-rugi rotasi Protational karena gesekan, tahanan-angin, dsb; dan sisanya adalah daya keluaran P_{out} yang akan dikonsumsi beban. Daya masukan dapat dihitung sebagai berikut:

$$P_{in} = 3VI_1 \cos \theta_1 \quad (2.10)$$

Dimana V adalah tegangan fasa sumber dan θ_1 adalah sudut fasa arus. Rugi-rugi rotor, daya yang dibangkitkan disajikan pada persamaan dibawah ini:

$$P_{cu2} = 3(I_2')^2 R_2' = sP_g \quad (2.11)$$

$$P_d = P_g - P_{cu2} = 3(I_2')^2 \frac{R_2'}{s} (1 - s) = P_g(1 - s) \quad (2.12)$$

Daya yang dibangkitkan motor adalah daya poros yang dikonsumsi oleh beban mekanik ditambah rugi-rugi rotasi. Daya motor induksi dapat disajikan dengan komponen mekanika seperti torsi dan kecepatan. Bentuk pertama daya mekanik adalah daya celah-udara, yang sama dengan torsi yang dibangkitkan T_d oleh fluks (gaya Lorentz) kali kecepatan fluks ω_s .

$$P_g = T_d \omega_s \quad (2.13)$$

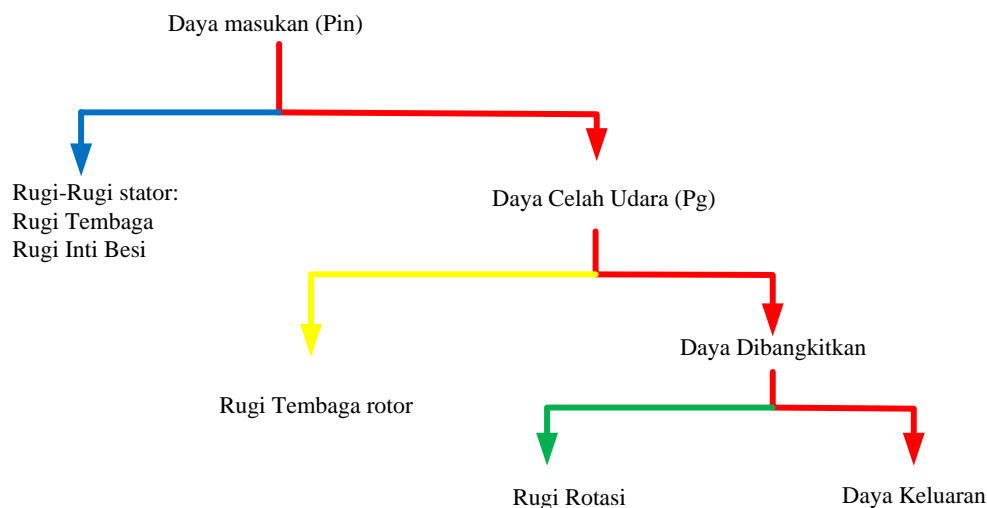
Bentuk kedua dari daya mekanik adalah daya yang dibangkitkan,

$$P_d = P_g(1 - s) = T_d \omega_s (1 - s) = T_d \omega \quad (2.14)$$

dimana ω adalah kecepatan rotor Rugi-rugi rotasi mereduksi torsi, sehingga daya keluaran adalah

$$P_{out} = T\omega, \rightarrow T < T_d \quad (2.15)$$

Berdasarkan analisa diatas, diagram aliran daya motor induksi sekarang dapat disajikan dalam bentuk lebih detail seperti pada gambar dibawah.



Gambar 2.3 Aliran Dara Motor Induksi

2.3 Kontrol Vektor

Kontrol vektor atau biasa disebut *field oriented control* ditemukan oleh Blaschke untuk menyamai karakteristik motor DC pada motor induksi. Secara umum motor listrik dapat digagas pada mengendalikan sumber torsi. Torsi merupakan hasil motor dengan interaksi antara medan magnet pada medan stator dan arus di rotor. Medan stator akan memperbaiki pada level tertentu, untuk hasil torsi yang tinggi, tetapi hasilnya terlalu banyak saturasi pada rangkaian magnetik pada motor. Dengan medan stator tetap torsinya akan menyeimbangkan arus rotor.

Konstruksi yang digunakan motor DC secara terpisah untuk dapat memastikan medan stator selalu orthogonal terhadap medan rotor. Menjadi orthogonal, ini tidak terdapat interaksi antara dua medan. Selanjutnya, mengendalikan tersendiri pada arus rotor dan medan stator dimana memungkinkan arus stator menghasilkan sistem medan, yang mana arus di rotor bisa digunakan sebagai torsi secara langsung.

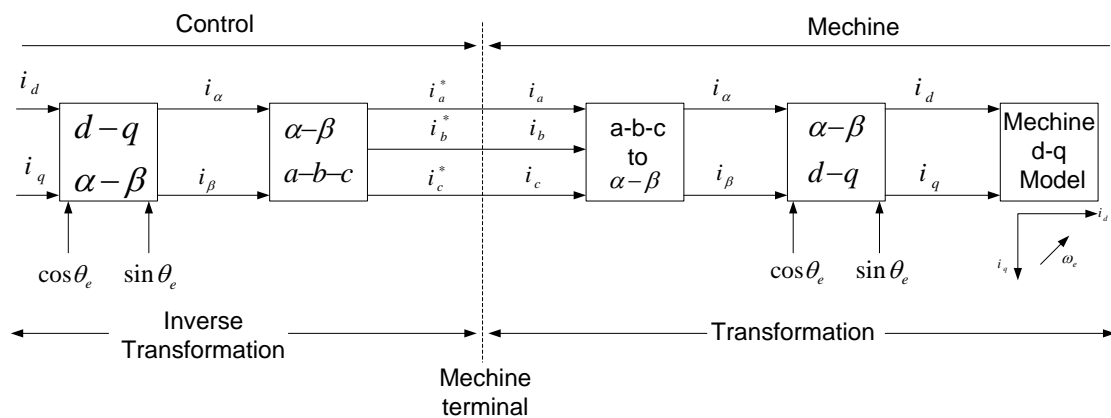
Di motor induksi sangkar bajing, arus rotor tidak memberikan secara langsung sumber eksternal tetapi hasilnya dari medan magnet emf di lilitan rotor. Dikata lain, arus stator adalah sumber pada medan magnet dalam stator dan arus rotor. Selanjutnya, mengendalikan motor induksi tidak semudah seperti halnya Motor DC untuk interaksi antara medan stator dan medan rotor yang orintasinya

selalu 90° tetapi variasi tergantung kondisi operasi. Kita dapat memperoleh performa seperti motor DC di motor induksi dengan menahan orientasi orthogonal antara stator dan medan rotor untuk memperoleh mengontrol secara tersendiri flux dan torsi. Tiap skema bisa dipanggil pengendalian vektor atau field oriented control.

Kontrol vektor terdiri pada pengendalian komponen arus stator, ditunjukkan dengan sebuah vektor, didalam putaran sinkron bentuk refrensi $d^e - q^e$, yang mana di ekspresikan pada torsi electromagnetic pada smooth-air-grap motor sama halnya dengan rangkaian motor DC. Teknik ini berdasarkan transformasi tiga fasa dan kecepatan tergantung kedalam dua sistem koordinat waktu bervariasi. Transformasi ini dilakukan agar mempermudah analisis pengaturan motor induksi. Transformasi vektor ada dua, yaitu transformasi Clarke dan transformasi Park.

2.3.1 Prinsip Kontrol Vektor

Kontrol vektor terdiri dari beberapa komponen arus stator yang ditunjukkan sebagai sebuah vektor, didalam putaran sinkron bentuk refrensi $d-q$, dimana diekspresikan pada torsi elektromagnetic seperti halnya motor DC. Teknik ini berdasarkan transformasi tiga fasa kedalam dua koordinasi waktu yang bervariasi, untuk pengendalian kecepatan juga tergantung kepada dua sistem koordinasi tersebut. Arus terminal fasa I_a, I_b , dan I_c diubah dengan menggunakan transformasi clarke yaitu dari sinyal tiga fasa sinusoidal ke dua fasa kedalam bentuk komponen $(\alpha\beta)$. Dua komponen selanjutnya diubah kedalam bentuk $d-q$ dimana komponen tersebut dengan sumbu direct dan quadrature yaitu memisahkan antara torsi dan flux tersendiri.

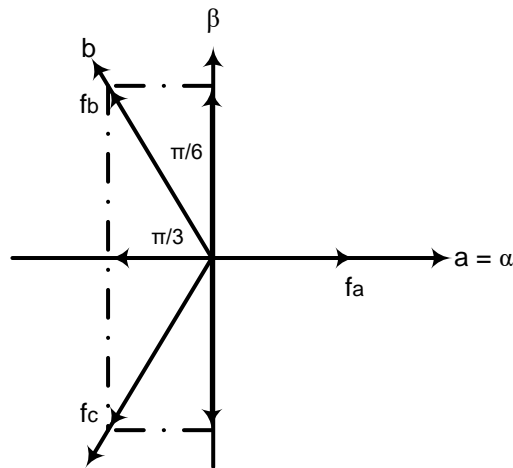


Gambar 2.4 Prinsip pada Kontrol Vektor

Unutk melihat perubahan pada sumbu tiga fasa I_a , I_b , dan I_c ke dalam sumbu (d-q) diperlukan transformasi koordinat. Setelah ini akan menjelaskan transformasi koordinat yaitu transformasi Clarke dan Park.

2.3.2 Transformasi Clarke

Transformasi Clarke adalah transformasi dari sistem koordinat tiga fasa (abc) ke dalam dua fasa ($\alpha\beta$) diam seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4. Dari Gambar 2.4, terlihat bahwa koordinat α sejajar dengan koordinat a pada tiga fasa sedangkan koordinat β tegak lurus dengan koordinat a dengan kata lain selisih 90° dengan koordinat α . Oleh karena itu, penjumlahan vektor pada bidang α dan β dapat ditulis sebagai Persamaan (2.10).



Gambar 2.5 Koordinat transformasi Clarke

$$[f_\alpha \quad f_\beta \quad f_0] = \frac{2}{3} \cdot [f_a \quad f_b \quad f_c] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Notasi f menyatakan fungsi yang ada pada motor induksi, baik fungsi arus, fluks dan tegangan sedangkan f_0 adalah pusat sumbu dengan nilai konstan sebesar 1 (satu) dan $2/3$ adalah konstanta pada matrik transformasi Clarke.

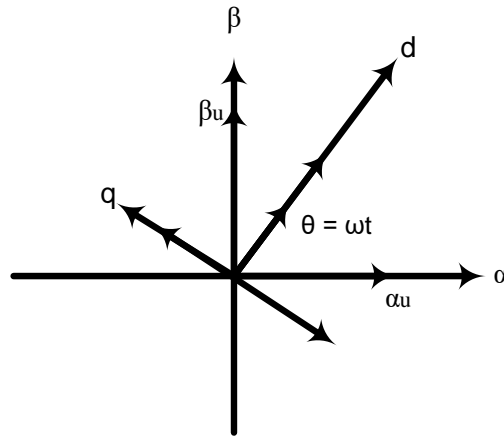
2.3.3 Transformasi Park

Transformasi Park adalah transformasi dari sistem koordinat *stationer* ($\alpha\beta$) ke dalam sistem koordinat putar (d-q) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.5.

Karakteristik motor induksi yang mulanya berada pada sumbu *stationer* ($\alpha\beta$) lalu bekerja dan terjadi putaran rotor , sehingga fungsi arus tegangan, dan fluks juga mengalami perubahan nilai. Transformasi dari sumbu $\alpha\beta$ menjadi sumbu d-q dapat ditulis seperti Persamaan (2.17).

$$[f_d \ f_q \ f_0] = \frac{2}{3} \cdot [f_\alpha \ f_\beta \ f_0] \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Dari persamaan matrik transformasi Clarke dan Park, maka persamaan umum transformasi dari koordinat abc menjadi koordinat d-q ditunjukkan pada persamaan



Gambar 2.6 Koordinat transformasi Park

$$[f_d \ f_q \ f_0] = \frac{2}{3} \cdot [f_a \ f_b \ f_c] \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Transformasi koordinat merupakan suatu bentuk untuk mengubah fasor untuk membuat sehingga 90° bentuknya seperti halnya motor DC, sehingga komponen antara $\bar{\psi}_s$ atau $\bar{\psi}_r$ dan \bar{i}_s . Setelah mengubah putaran pada bentuk dq kedalam $\bar{\psi}_r$ atau bentuk *rotor-flux oriented control* dan $\bar{\psi}_s$ atau bentuk *stator-flux oriented control*.

Secara ringkas prinsip kontrol vektor yaitu memilih vektor $\bar{\psi}_f$ (diantara $\bar{\psi}_s$, $\bar{\psi}_r$ atau $\bar{\psi}_m$). Untuk menggunakan kontrol vektor terdapat beberapa tahapan agar tercapai suatu metode.

1. Dalam bentuk referensi sumbu putar $d^{\psi f} - q^{\psi f}$ diperoleh $i_{sq}^{\psi f}$ didapatkan dari referensi kecepatan ω_r^*
 $i_{sd}^{\psi f}$ didapatkan dari flux referensi ω_f^*
2. Dapatkan sudut posisi $\theta_{\psi f}$ atau $\bar{\psi}_f$ (contohnya pada bentuk referensi sumbu putar)
Digunakan dalam perubahan dari $d^{\psi f} - q^{\psi f}$ ke $d^s - q^s$ dari $V_{sdq}^{\psi f}$ (keluaran pada $i_{sdq}^{\psi f}$ kontroler arus) untuk V_{sdq}^s
3. Didalam bentuk $d^s - q^s$ akan menghasilkan tegangan referensi sumbu stator V_{abc}^s
Untuk mendapatkan PWM inverter dari V_{sdq}^s menggunakan $d^s - q^s$
→ abc transformation.

2.3.4 Rotor Flux Orientation Control

Dari persamaan dinamik model pada motor induksi, jika dalam bentuk dq berputar pada kecepatan ω_g (dalam istilah pada $V_{sd}, V_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$):

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & -\omega_g L_s & SL_m & -\omega_g L_m \\ \omega_g L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r' + SL_r & -(\omega_g - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & SL_m & (\omega_g - \omega_r)L_r & R_r' + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Dimana,

- $\bar{\psi}_r$ putar pada saat kecepatan sinkron ω_s ,
- $d^{\psi r} - q^{\psi r}$ bentuk putaran saat ω_s , kemudian

$$\omega_g = \omega_s \quad (2.20)$$

- Persamaan tegangan kedalam istilah $(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq})$
- Untuk mendapatkan persamaan yang terbaik kedalam istilah pada $i_{sd}, i_{sq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}$
- Hubungan lilitan flux diberikan dengan

$$\psi_{rdq} = L_m i_{sdq} + L_r' i_{rdq} \quad (2.21)$$

$$i_{rdq} = \frac{\psi_{rdq}}{L_r'} - \frac{L_m}{L_r'} i_{sdq} \quad (2.22)$$

Kemudian subsitusikan persamaan (2.20) dan (2.22) kedalam (2.19) kedalam persamaan tegangan motor induksi dengan putaran pada ω_s kedalam istilah pada $V_{sd}, V_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}$

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^{\psi r} \\ v_{sq}^{\psi r} \\ v_{rd}^{\psi r} \\ v_{rq}^{\psi r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + S\sigma L_s & -\omega_s \sigma L_s & SL_m/L_r' & -\omega_s L_m/L_r' \\ \omega_s \sigma L_s & R_s + S\sigma L_s & \omega_s L_m/L_r' & SL_m/L_r' \\ -R_r' L_m/L_r' & 0 & (R_r'/L_r') + SL_r & -(\omega_g - \omega_r)L_r \\ 0 & -R_r' L_m/L_r' & \omega_{sl} & (R_r'/L_r') + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^{\psi r} \\ i_{sq}^{\psi r} \\ \psi_{rd}^{\psi r} \\ \psi_{rq}^{\psi r} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Ketika $\psi_{rd}^{\psi r} = 0$, maka persamaan putaran rotor menjadi:

$$v_{sd}^{\psi r} = R_s i_{sd}^{\psi r} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd}^{\psi r} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}^{\psi r} + \omega_s \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \psi_{rd}^{\omega r} \quad (2.24)$$

$$v_{sq}^{\psi r} = R_s i_{sq}^{\psi r} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq}^{\psi r} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}^{\psi r} + \omega_s \frac{L_m}{L_r'} \psi_{rd}^{\omega r} \quad (2.25)$$

$$v_{rd}^{\psi r} = 0 = \frac{R_r}{L_r'} \psi_{rd}^{\omega r} + \frac{d}{dt} \psi_{rd}^{\omega r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r i_{sd}^{\omega r} \quad (2.26)$$

$$v_{rq}^{\psi r} = 0 = \omega_{sl} \psi_{rd}^{\omega r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r i_{sd}^{\omega r} \quad (2.27)$$

Persamaan (2.26) dan (2.27) merupakan telah merupai kontrol pada orientasi flux.

Dimana ω_{sl} kecepatan slip pada putaran, dalam orientasi kontrol flux terdapat kebocoran pada pada flux dimana mengikuti persamaan

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_s} \quad (2.28)$$

Kemudian

$$\psi_{rd}^{\psi r} = L_m i_{mrd}^{\psi r} \quad (2.29)$$

Menggunakan persamaan (2.29), persamaan (2.26) dapat disusun ulang menjadi di persamaan (2.30)

$$i_{sd}^{\psi r} = i_{mrd}^{\psi r} + \frac{L_r'}{R_r} \frac{d}{dt} i_{mrd}^{\psi r} \quad (2.30)$$

Diman $i_{mrd}^{\psi r}$ biasa disebut rangkaian arus magnetik atau medan magnet

Kemudian dari persamaan (2.30) disederhanakan menjadi (2.31)

$$i_{sd}^{\psi r} = (1 + S\tau_r) i_{mrd}^{\psi r} \quad (2.31)$$

Dimana

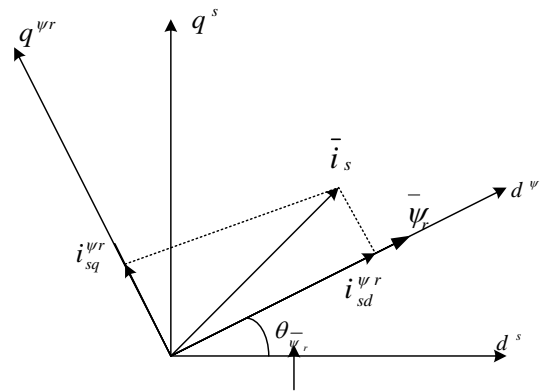
$$\tau_r = \frac{L_r'}{R_r}$$

Didawah kedalam saat kondisi keadaan tunak (flux konstan)

$$i_{sd}^{\psi r} = i_{mr d}^{\psi r} \quad (2.32)$$

Gambar 2.7 merupakan bentuk sumbu putar referensi pada rotor flux. Dimana $\bar{\psi}_r, d^{\psi r} q^{\psi r}$ merupakan putaran pada kecepatan sinkron ω_s . Untuk mendapatkan kontrol presisi, harus mendapatkan $\theta_{\psi r}$ pada saat yang cepat. Terdapat dua metode untuk mendapatkan $\theta_{\psi r}$ yaitu metode *indirect rotor flux orientation* dan *direct Rotor Flux orientation*. Peneliti mangambil *indirect rotor flux orientation* sebagai acuan untuk mengendalikan kecepatan motor induksi tiga fasa. Dimana persamaan untuk mendapatkan sudut pada fluk disajikan pada persamaan (2.33)

$$\theta_{\psi r} = \int \omega_s dt \quad (2.33)$$



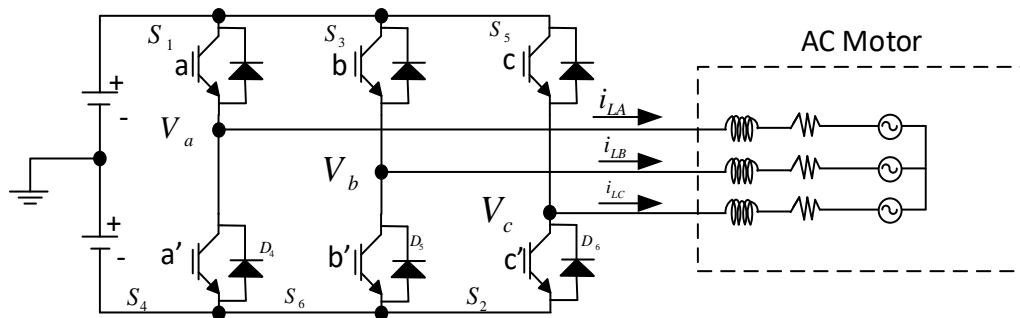
Gambar 2.7 Bentuk Referensi d-q pada sumbu Putar

2.4 Space vector pulse width modulation [11]

SVPWM awalnya dikembangkan sebagai metode pendekatan vektor pada *Pulse Width Modulation* (PWM) untuk *inverter* tiga fasa. Metode SVPWM ini didasarkan adanya vektor ruang pada koordinat abc sumber tiga fasa. SVPWM adalah sebuah teknik tingkat lanjut untuk membangkitkan gelombang sinus yang menghasilkan bentuk tegangan sumber untuk motor induksi dengan total distorsi harmonik yang rendah. Tujuan utama dari teknik modulasi ini adalah untuk mendapatkan variasi keluaran yang mempunyai komponen fundamental maksimum dengan nilai harmonisa yang minimum. SVPWM adalah metode tingkat lanjut dari metode PWM dengan komputasi khusus untuk aplikasi penggerak elektrik dengan frekuensi yang berubah-ubah.

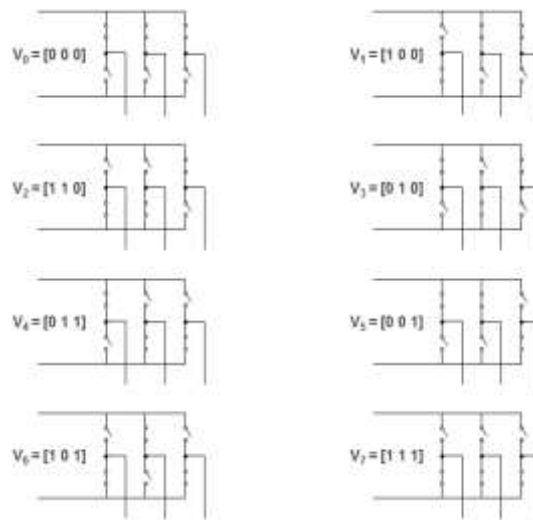
2.4.1 Prinsip SVPWM

Model rangkaian *inverter* tiga fasa secara umum ditunjukkan pada Gambar 2.6. Dimana S_1 sampai S_6 adalah 6 (enam) buah saklar power yang membentuk ukeluaran, yang dikendalikan oleh perubahan pensaklaran a , a' , b , b' dan c , c' . Saklar dapat menggunakan komponen daya seperti MOSFET atau IGBT. Ketika saklar atas (a , b dan c) aktif, maka saklar bawah (a' , b' dan c') yang berhubungan tidak aktif. Oleh karena itu, perubahan pola *switching* a , b , c dan a' , b' , c' akan menghasilkan 8 (delapan) kemungkinan pola *switching* seperti terlihat pada Gambar 2.6. Kemudian muncullah delapan buah vektor tegangan yang terdiri dari V_0 sampai dengan V_7 .



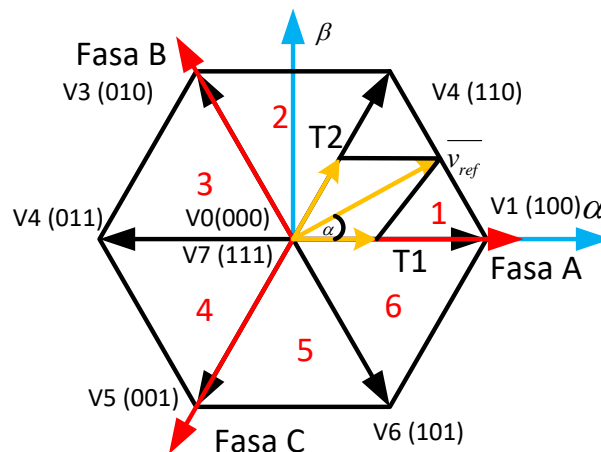
Gambar 2.8 Skema dasar *inverter* tiga fasa [6]

SVPWM mengacu pada urutan *switching* khusus dari tiga transistor bagian atas dan bawah pada *inverter*. Pola *switching* dan tegangan yang dihasilkan dapat dilihat pada Tabel 2.1.



Gambar 2.9 Delapan kemungkinan pola *switching*

Persamaan tegangan pada kerangka acuan abc harus diubah menjadi kerangka acuan $\alpha\beta$ yang terdiri dari sumbu horisontal α dan sumbu vertikal β . Kemudian diperoleh vektor V_0 hingga V_7 . Vektor tersebut kemudian dibagi menjadi dua yaitu 2 (dua) buah vektor nol dan 6 (enam) buah vektor aktif. Vektor aktif tersebut dapat dipetakan dalam bentuk heksagonal dengan beda sudut 60° seperti terlihat pada Gambar 2.8.



Gambar 2.10 Dasar pensaklaran vektor dan sektor

Pada Gambar 2.8 besar tegangan pada tiap vektor akan dialirkan ke motor induksi saat vektor tersebut aktif. Tujuan dari teknik ini adalah berusaha mendekati vektor tegangan referensi (V_{ref}) menggunakan 8 (delapan) pola *switching*. Salah

satu caranya adalah dengan menghasilkan tegangan keluaran rata-rata *inverter* pada selang waktu T yang sama hasilnya dengan besar V_{ref} pada selang waktu yang sama, sehingga menghasilkan tegangan keluaran yang besarnya tepat dengan tegangan referensi melalui kombinasi 8 (delapan) bentuk *switching* ($V_0 - V_7$).

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Hubungan antara vektor terhadap perubahan *switching* $[a, b, c]^t$ dan tegangan vektor *line* ke *line* $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^t$ ditunjukkan pada Persamaan (2.12). Untuk mendapatkan besarnya tegangan fasa terhadap sumbu netral $[V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^t$ dapat digunakan Persamaan (2.35).

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

(2.14)

Oleh karena itu, dapat dibuat tabel tegangan keluaran pada setiap vektornya yang terlihat pada Tabel 2.1.

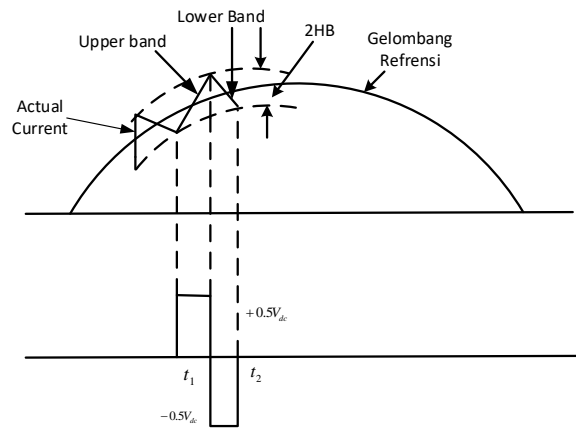
Tabel 2.1 Nilai tegangan tiap vektor pada *inverter*

Vektor Tegangan	Vektor <i>Switching</i>			Tegangan Line ke Netral*			Tegangan Line ke Line*		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

* dikalikan dengan VDC

2.5 Hysteresis Pulse Width Modulation

Kontroler *Hysteresis* merupakan teknik kontrol arus yang mengaktifkan *switching* pada tegangan fasa yang terhubung sebagai hasil pada bentuk feedback sensor arus. Arus fasa ditentukan apakah nilai dalam toleransi *Hysteresis* bisa memanipulasi disekitar nilai arus yang diinginkan. Kontrol *Hysteresis* ini untuk menyederhanakan dan *robustnes* pada beban parameter yang berubah-ubah sebagaimana untuk mengetahui lebar frekuensi *switching* yang tidak dapat di prediksi dan juga terdapat kesulitan pada keamanan rangkaian untuk sistem *inverter*.

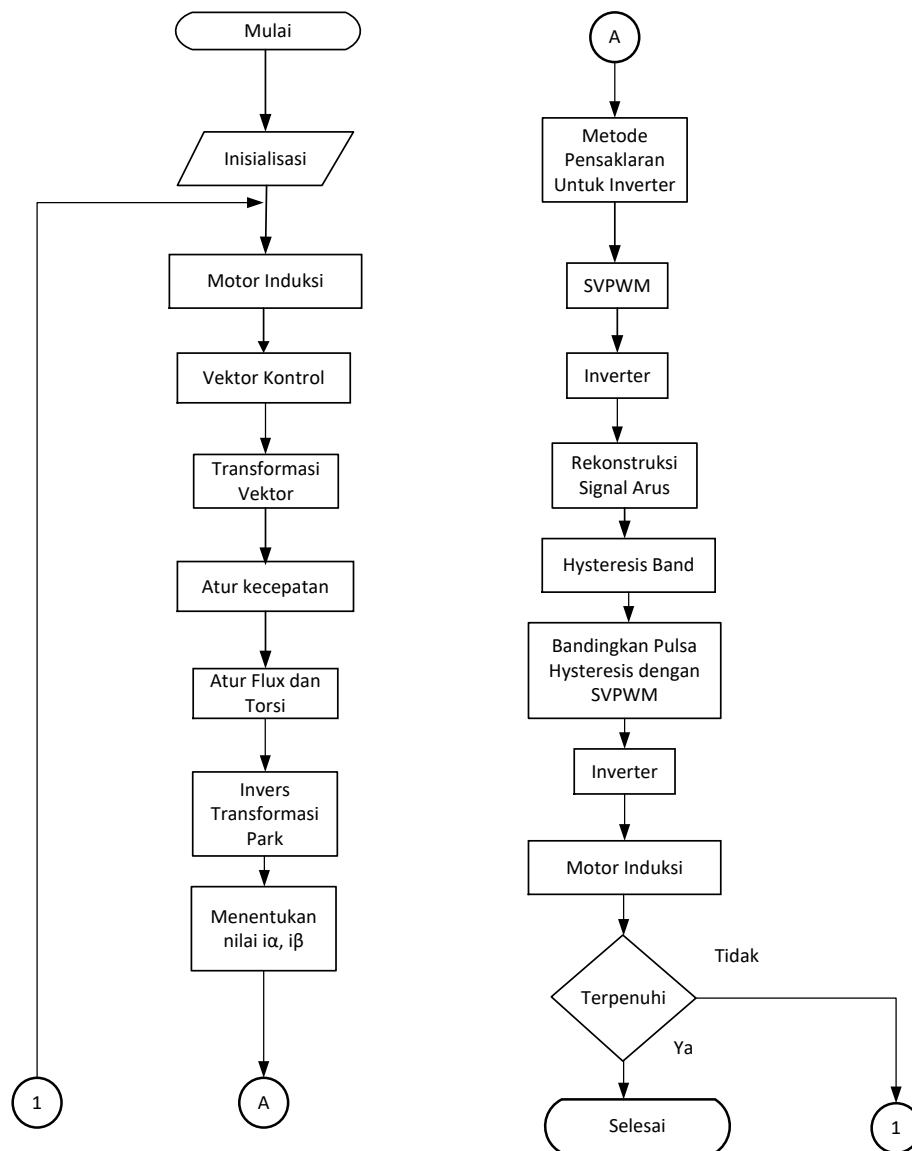


Gambar 2.11 Bentuk Gelombang Kontrol Arus *Hysteresis*

BAB 3

PERANCANGAN SISTEM

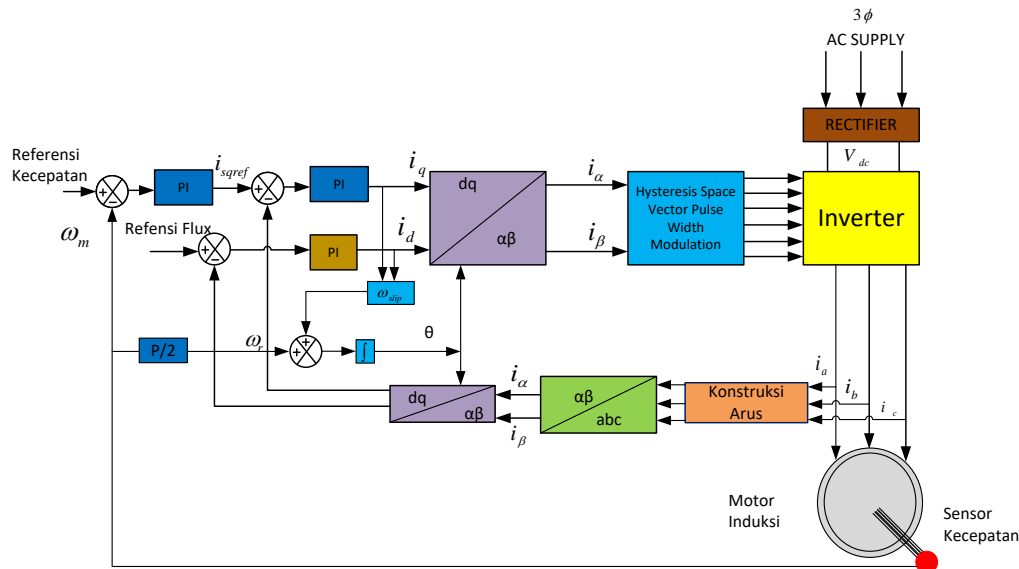
Bab ini membahas tahapan-tahapan yang dilakukan dalam proses perancangan sistem pengaturan kecepatan motor. Proses perancangan yang dilakukan meliputi proses perancangan model matematika motor induksi, dan perancangan *inverter* menggunakan metode *Hysteresis space vector pulse width modulation*. Seluruh perancangan ditunjukkan dalam bentuk diagram alir pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Diagram Alir Perancangan Sistem Keseluruhan

3.1 Diagram Blok

Secara keseluruhan sistem dapat dilihat dalam gambar diagram blok. Diagram blok sistem ini ditunjukkan pada gambar 3.2



Gambar 3.2 Usulan Diagram Blok Sistem

Sistem diatas terdapat fungsi-fungsi tertentu agar dapat mencapai penelitian yang diinginkan. *Plant* dari sistem ini adalah motor induksi tiga fasa. Sistem ini terdapat *rectifier* (DC Link) yang merupakan penyearah terkendali sehingga menjadi tegangan DC. *Inverter* merupakan suatu alat yang fungsinya untuk merubah dari tegangan DC ke tegangan AC, *Inverter* dikendalikan dengan metode pensaklaran *Hysteresis space vector pulse width modulation*. *Plant* motor induksi menggunakan model d-q yang telah dirubah dari sistem koordinat tiga fasa menjadi dua fasa.

3.2 Perancangan Sistem

Tujuan dari perancangan sistem yaitu untuk mengetahui cara kerja sistem secara keseluruhan. Terdapat beberapa tahapan perancangan untuk mencapai tujuan dari penelitian yaitu perancangan motor induksi, metode *indirect vector control*, metode *hysteresis*, metode SVPWM dan rekonstruksi sinyal arus.

3.2.1 Perancangan Motor Induksi

Tahapan awal dalam melakukan perancangan sistem yaitu mencari model matematis dari motor induksi. Model matematis dari motor induksi yang digunakan

dalam perancangan ini didapatkan dari dasar teori mengikuti persamaan (2.5) - (2.9).

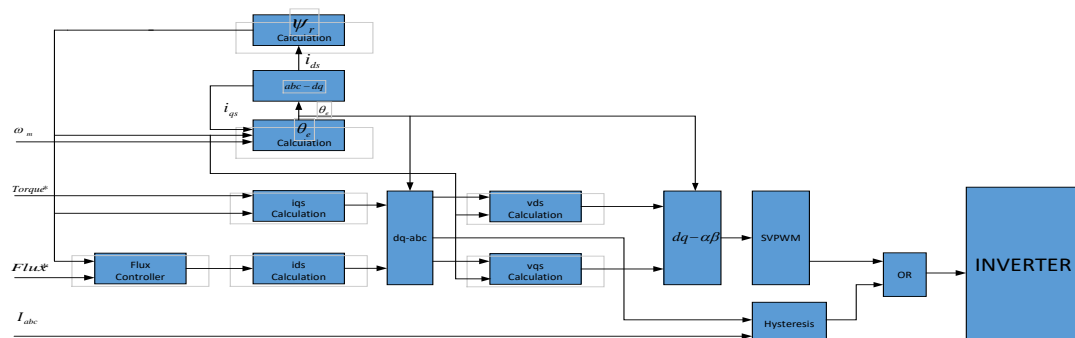
Parameter pada motor induksi terdapat rangkaian listrik dan mekanik. Parameter motor induksi yang digunakan pada perancangan dan simulasi dapat dilihat pada tabel 3.1

Tabel 3.1 Parameter Motor Induksi

No.	Nama (Satuan)	Nilai
1.	Tenaga motor (HP)	50/37.3 kW
2.	Tegangan motor (line to line) (Volt)	460
3.	Frekuensi (Hz)	60
4.	Jumlah kutub	2
5.	Tahanan stator (Ohm)	0.087
6.	Tahanan rotor (Ohm)	0.228
7.	Induktansi stator (mH)	0,8
8.	Induktansi rotor (mH)	0,8
9.	Induktansi Gabungan (mH)	0,34
10.	Momen inersia (kg.m ²)	1,662
11.	Faktor gesekan (N.m.s)	0,01

3.2.2 Perancangan metode *Indirect Vector Control*

Tahapan selanjutnya setelah membuat simulasi model motor induksi adalah membuat perancangan metode *indirect vector control* untuk mengatur kecepatan pada motor induksi. Skematik *indirect vector control* bisa kita lihat gambar 3.4 dibawah ini.



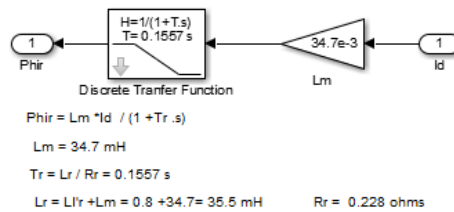
Gambar 3.3 Skematik Blok *Indirect Vector Control*

Blok ψ_r calculation merupakan perhitungan untuk estimasi rotor flux, perhitungannya berdasarkan persamaan motor yaitu dengan persamaan (3.1)

$$\psi_r = \frac{L_m \cdot i_d}{1 + T_r s} \quad (3.1)$$

Dimana:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$



Gambar 3.4 Diagram Simulink ψ_r

Skematik pada gambar 3.4 mempunyai blok kontroler flux dimana menggunakan kontroler PI yaitu dengan mengikuti persamaan (3.2)

$$\psi_r^* = k_p \psi_r + k_i \int \psi_r dt \quad (3.2)$$

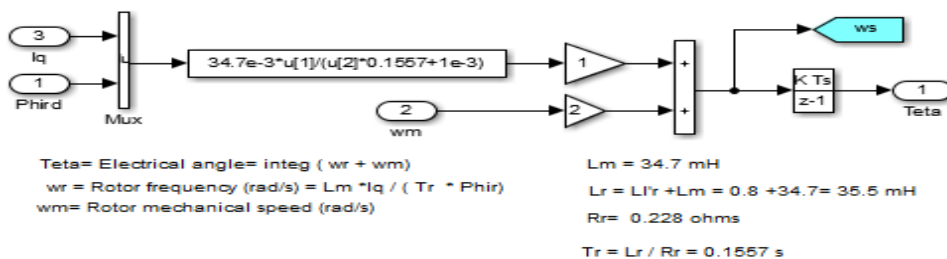
Perhitungan θ_e pada Gambar 3.3, untuk menentukan sudut putar agar dapat menghasilkan mode putar pada rotor, dimana mengikuti persamaan (3.3)

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (3.3)$$

Kecepatan sinkron diperoleh dengan menambahkan kecepatan slip dan kecepatan elektrik rotor yaitu dengan mengikuti persamaan (3.4)

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.4)$$

Kemudian untuk mendapatkan sudut putar θ_e diketahui terlebih dahulu ω_{sl} atau kecepatan pada slip bisa mengikuti persamaan (3.5)

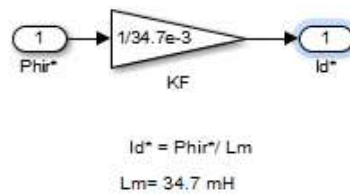


Gambar 3.5 Perhitungan Teta

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \psi_r} i_{qs} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \psi_r} \quad (3.5)$$

Indirect vector control dapat diimplementasikan pada sistem *closed-loop* dibawah kondisi saat flux konstan dengan cara mengetahui i_{ds} dengan menggunakan persamaan ψ_r menjadi mengikuti persamaan (3.6)

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^* \quad (3.6)$$

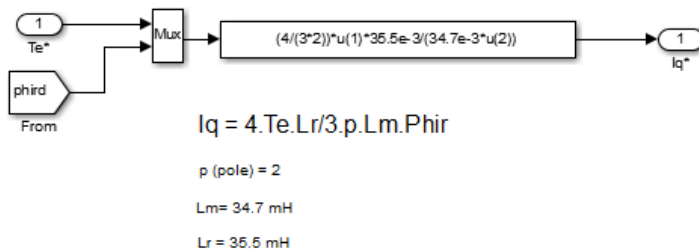


Gambar 3.6 Perhitungan i_{ds}^*

Skematik pada gambar 3.4 mempunyai blok perhitungan i_{qs}^* yaitu perhitungan torsi elektromagnetik yang telah terkontrol dimana dalam blok diatas terdapat masukan berupa rotor flux dan torsi untuk menghitung arus rotor *quadrature* yang dibutuhkan untuk menghasilkan torsi elektromagnetik motor induksi, untuk mendapatkan persamaan i_{qs}^* mengikuti persamaan (3.7)

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs}^* \quad (3.7)$$

$$i_{qs}^* = \frac{T_e}{\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \psi_r} = \frac{4 \cdot T_e \cdot L_r}{3 \cdot p \cdot L_m \cdot \psi_r}$$

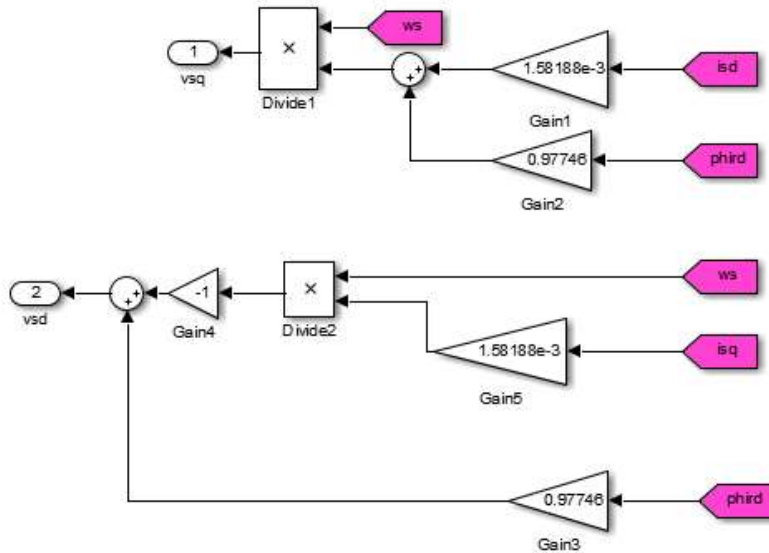


Gambar 3.7 Perhitungan i_{qs}^*

Setelah mendapatkan i_{qs}^* dan i_{ds}^* kemudian kita dapat memperoleh perhitungan v_{ds} dan v_{qs} pada blok di Gambar 3.3 dengan cara *decomposition term* jadi dengan mengikuti persamaan (3.8) (3.9)

$$V_{sd} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - \omega_m \sigma L_s i_{sq} \quad (3.8)$$

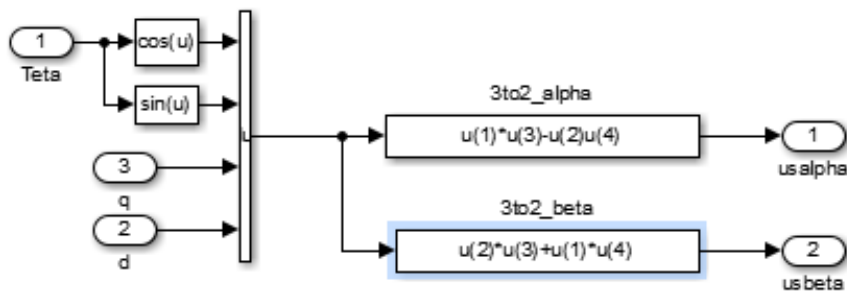
$$V_{sq} = \omega_m \left(\frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} + \sigma L_s i_{sq} \right) \quad (3.9)$$



Gambar 3.8 Perhitungan V_{sd} dan V_{sq}

Setelah mendapatkan V_{ds} dan V_{qs} kemudian diubah kedalam bentuk sumbu acuan tetap untuk memasukan algoritma pensaklaran pada inverter mengikuti persamaan (3.10)

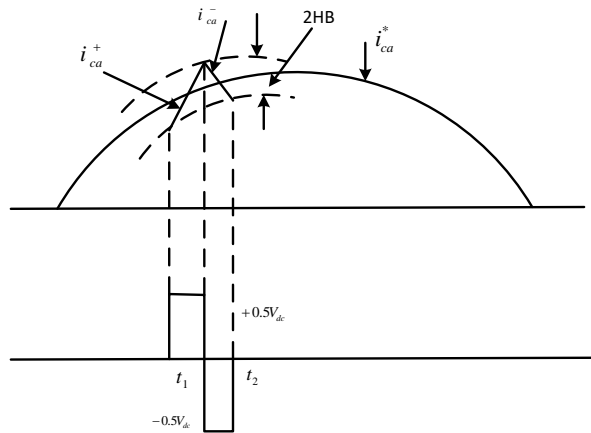
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$



Gambar 3.9 Transformasi v_{sdq} ke v_{ab}

Setelah mengetahui $i_{qs}^* - i_{ds}^*$ dan $V_{ds} - V_{qs}$ kemudian di transformasi koordinat untuk masukan pada metode *hysteresis* (i_{abc}) dan metode SVPWM (v_{ab}).

3.2.3 Perancangan Metode *Hysteresis*



Gambar 3.10 Prinsip *Hysteresis Band*

Formula *switching*:

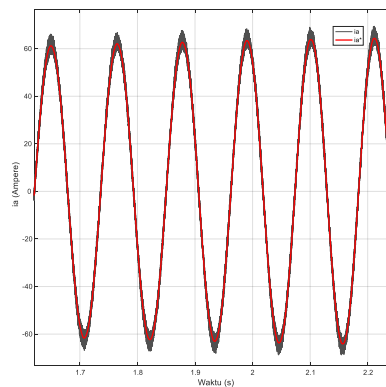
Jika $i_{ca} < (i_{ca}^* - HB)$ saklar atas OFF dan saklar bawah ON

Jika $i_{ca} > (i_{ca}^* + HB)$ saklar atas ON dan saklar bawah OFF

Dimana:

i_{ca} : Arus sesungguhnya pada fasa

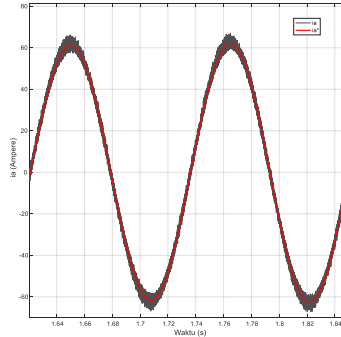
i_{ca}^* : Arus yang mengikuti *band*



Gambar 3.11 *Hysteresis Current Control*

Hysteresis yaitu dimana arus aktualnya bisa mengikuti dengan arus referensi yang sebenarnya. Gambar 3.11 merupakan hasil dari perbandingan pada arus i_a dengan i_a^* dimana setelah direkonstruksi arus dari i_{abc} motor dibandingkan dengan arus i_{abc}^* yang telah dikontrol dengan menggunakan metode *indirect vector control*. Gambar 3.12 diperbesar dengan 2 periode agar dapat terlihat

perbedaan arus pada yang telah di terkontrol dengan arus yang ada pada motor induksi.



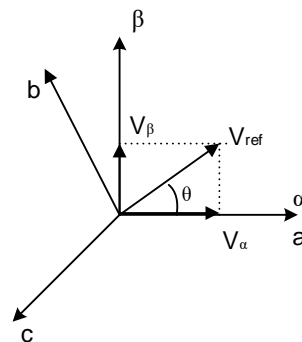
Gambar 3.12 Perbandingan Arus SVPWM dan Rekonstruksi Pase A

3.2.4 Perancangan Metode SVPWM

Perancangan pada metode ini membutuhkan beberapa langkah untuk mendapatkan arus dan tegangan serta frekuensi yang kita inginkan. Tahapan untyk menerapkan algoritma SVPWM yaitu dengan langkah-langkah sebagai berikut:

Langkah 1 : Menentukan V_{α} , V_{β} , V_{ref} dan Sudut θ

V_{α} dan V_{β} merupakan kerangka acuan tetap dan V_{ref} merupakan tegangan referensi dan sudut θ merupakan sudut dari V_{ref} dengan kerangka acuan tetap (α, β) Dari Gambar 3.13 V_{α} , V_{β} , V_{ref} dan sudut teta (θ) dapat ditentukan sebagai berikut :



Gambar 3.13 Ruang vektor tegangan pada komponen (α, β)

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha} &= V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60 \\
 &= V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn}
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
V_{\beta} &= 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30 \\
&= V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Dalam bentuk matriks, dituliskan pada persamaan 3.7

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

Persamaan 3.7 disebut juga transformasi Clarke dimana V_{α} dan V_{β} merupakan perubahan dari kerangka acuan tiga fasa menjadi kerangka acuan tetap dua fasa (α, β). Kerangka acuan tetap dua fasa (α, β) merupakan sumbu tegak lurus dengan sumbu a sama dengan sumbu α . V_{ref} merupakan tegangan yang didapat dari nilai V_{α} dan V_{β} sehingga sektor tegangan masukan dapat ditentukan. Nilai V_{ref} didapatkan dari persamaan (3.14)

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \tag{3.14}$$

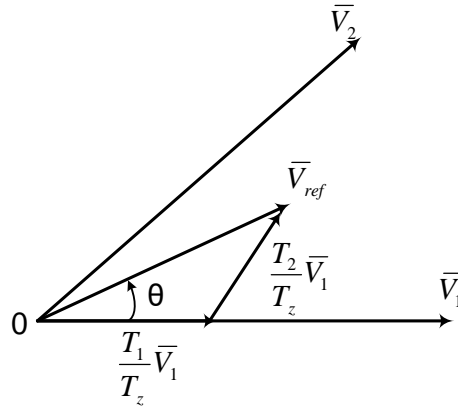
Sedangkan nilai dari sudut θ didapatkan dari persamaan (3.15)

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}} \right) = 2\pi f t \tag{3.15}$$

dimana f = frekuensi dasar (dipakai $f = 60$ hz) sedangkan sudut θ merupakan sudut dari V_{ref}

Langkah 2 : Menentukan Durasi Waktu (T_1, T_2, T_0)

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, bila telah didapatkan V_{ref} jatuh pada salah satu sektor, maka T_1 merupakan waktu yang mempengaruhi vektor pertama pada suatu sektor yang mempengaruhi V_{ref} . Sedangkan T_2 merupakan waktu yang mempengaruhi vektor kedua yang mempengaruhi V_{ref} dan T_0 merupakan waktu dari dua vektor nol yang mempengaruhi V_{ref} yaitu vektor V_0 dan V_7 . Gambar 3.14 Vektor referensi dari vektor yang berdekatan pada sektor 1 durasi waktu *switching* dapat dihitung sebagai berikut :



Gambar 3.14 Vektor referensi dari vektor yang berdekatan pada sektor 1

- **Perhitungan *Switching* pada Sektor 1**

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (3.16)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (3.17)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

(dimana, $0 < \theta < 60$)

$$T_1 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.19)$$

$$T_2 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.20)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \left(T_z = \frac{1}{f_z}, a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{DC}} \right) \quad (3.21)$$

Dimana V_{ref} merupakan nilai dari tegangan referensi dan T_z merupakan waktu *sampling*.

- **Durasi Waktu pada Tiap Sektor**

Untuk perhitungan durasi waktu T_1 , T_2 , T_0 pada tiap sektor dijelaskan pada persamaan (3.22) sampai persamaan (3.24)

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \quad (3.22)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta\right) \right)$$

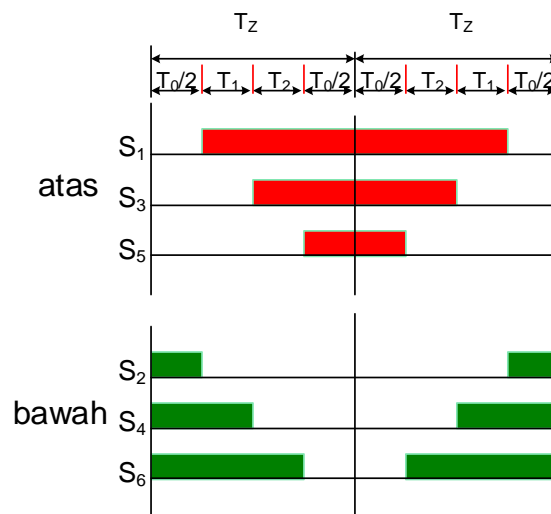
$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{DC}} \cdot \left(\sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (3.23)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (3.24)$$

Dimana n merupakan sektor dengan nilai 1-6 dan sudut θ antara $0 < \theta < 60^\circ$.

Langkah 3. Menentukan Waktu *Switching* untuk Tiap Transistor

Waktu *switching* menentukan lama dari tiap *switch* untuk hidup dan mati. Setiap sektor dipengaruhi oleh 4 vektor yaitu dua vektor nol dan dua vektor tidak nol. Waktu yang mempengaruhi dua vektor nol adalah T_0 . Karena nilai dari waktu pada vektor nol (t_0) dan pada vektor tujuh (t_7) dianggap sama maka nilai dari T_0 dibagi menjadi dua. Waktu hidup-mati tiap *switching* dimulai dari vektor nol sampai kembali pada vektor nol.



Gambar 3.15 Waktu *switching* untuk tiap transistor pada sektor 1

Bila diambil contoh dari pengaturan waktu *switching* tiap transistor pada sektor satu, sekuensial waktu hidup-mati untuk tiap *switch* secara berurutan $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ untuk waktu dua kali waktu *sampling*. Untuk lebih jelasnya terlihat pengaturan waktu *switching* tiap transistor pada sektor satu ditunjukkan pada Gambar 3.15

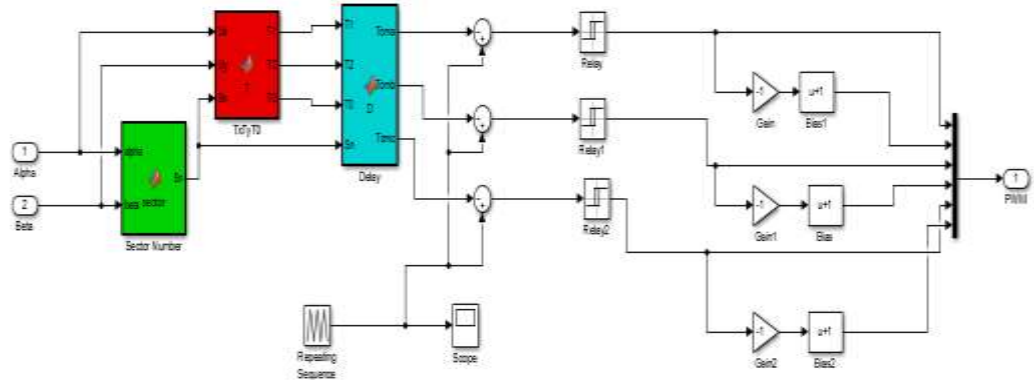
Tabel 3.1. waktu *switching* tiap transistor

Sektor	Switch atas (S_1, S_3, S_5)	Switch bawah (S_2, S_4, S_6)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_2 = T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_2 = T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_2 = T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$

Keadaan *switch* pertama yang hidup dari suatu sektor berbeda-beda. Pada sektor 1, *switch* yang pertama kali hidup *switch* S_1 , sedangkan pada sektor 2, *switch* yang pertama kali hidup *switch* S_3 , kemudian untuk sektor 3, *switch* yang pertama kali hidup *switch* S_5 . Sedangkan untuk sektor 4, sektor 5 dan sektor 6, keadaan *switch* yang pertama kali hidup sesuai dengan sektor 1, sektor 2 dan sektor 3 secara berurutan.

Gambar 3.16 merupakan diagram simulink SVPWM dimana terdapat blok pada *embedded system* pada *toolbox MATLAB* yang berisikan persamaan-persamaan untuk membangkitkan algoritma SVPWM. Blok Pemilihan sektor pada tahapan langkah pertama ditunjukkan pada warna hijau. Blok warna merah merupakan perancangan pada langkah kedua yaitu penentuan durasi waktu setiap sektor pada tiap-tiap vektor. Blok warna biru muda merupakan waktu untuk pensaklaran pada rangkaian elektronika daya (IGBT). Keluaran pada subsistem ini merupakan gate sinyal pulsa yang dibangkitkan. Inverter aktif rangkaian

pensaklaran atas dan bawah tidak boleh bersamaan maka dari itu menggunakan gain -1 dan bias u+1.



Gambar 3.16 Simulink SVPWM

3.2.5 Perancangan Rekonstruksi Sinyal Arus

Langkah selanjutnya adalah merekonstruksi sinyal arus saat keluaran pada *inverter*. Keluaran pada *inverter* merupakan bukan gelombang sinusoidal murni tetapi gelombang sinus yang telah diubah dari *switching inverter*, disini peneliti membuat gelombang sinus yang sebenarnya.

$$y(t) = A \sin \omega T \quad (3.25)$$

Dalam waktu diskrit:

$$y(k) = A \sin \omega T_s \quad (3.26)$$

$$y(k - 1) = A \sin \omega T_s (k - 1)$$

$$y(k - 1) = A \sin \omega T_s k - \omega T_s \quad (3.27)$$

$$= A \sin \omega T_s k \cos \omega T_s - A \sin \omega T_s \cos \omega T_s k$$

$$y(k - 2) = A \sin \omega T_s (k - 2)$$

$$y(k - 2) = A \sin \omega T_s k - 2\omega T_s \quad (3.28)$$

$$= A \sin \omega T_s k \cos 2\omega T_s - A \sin 2\omega T_s \cos \omega T_s k$$

Dari persamaan (3.27) diperoleh

$$\cos \omega T_s k = \frac{1}{A \sin \omega T_s} (A \sin \omega T_s k \cos \omega T_s - y(k - 1)) \quad (3.29)$$

Persamaan (3.28) di eliminasi

$$y(k - 2) = A \sin \omega T_s k - 2\omega T_s \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned}
&= y(k) \cos 2\omega T_s \\
&\quad - \frac{A \sin 2\omega T_s}{A \sin \omega T_s} (y(k) \cos \omega T_s - y(k-1)) \\
&= y(k) \cos 2\omega T_s - \frac{\sin 2\omega T_s \cos \omega T_s}{\sin \omega T_s} y(k) \\
&\quad + \frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s} y(k-1)
\end{aligned}$$

Persamaan (3.30) disederhanakan dengan memisalkan

$$\cos 2\omega T_s = p$$

$$\frac{\sin 2\omega T_s \cos \omega T_s}{\sin \omega T_s} = q$$

Dan

$$\frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s} = r$$

sehingga persamaan (3.30) dapat ditulis ulang menjadi:

$$y(k-2) = p y(k) - q y(k) - r y(k-1)$$

$$y(k-2) = (p - q)y(k) - r y(k-1)$$

$$(p - q)y = -r y(k-1) + y(k-2) \quad (3.31)$$

$$y(k) = -\frac{r}{p - q} y(k-1) + \frac{1}{p - q} y(k-2)$$

Persamaan (3.31) disubsitusikan akan menjadi:

$$\begin{aligned}
y(k) &= -\frac{\frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s}}{\cos 2\omega T_s - \frac{\sin 2\omega T_s \cos \omega T_s}{\sin \omega T_s}} y(k-1) \\
&\quad + \frac{1}{\cos 2\omega T_s - \frac{\sin 2\omega T_s \cos \omega T_s}{\sin \omega T_s}} y(k-2) \\
y(k) &= -\frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s \cos 2\omega T_s - \sin 2\omega T_s \cos \omega T_s} y(k-1) \\
&\quad + \frac{\sin \omega T_s}{\sin \omega T_s \cos 2\omega T_s - \sin 2\omega T_s \cos \omega T_s} y(k-2) \quad (3.32)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
y(k) &= -\frac{\sin 2\omega T_s}{\sin(\omega T_s - 2\omega T_s)} y(k-1) \\
&\quad + \frac{\sin \omega T_s}{\sin(\omega T_s - 2\omega T_s)} y(k-2) \\
y(k) &= -\frac{\sin 2\omega T_s}{-\sin \omega T_s} y(k-1) + \frac{\sin \omega T_s}{-\sin \omega T_s} y(k-2) \\
y(k) &= \frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s} (y(k-1) - y(k-2)) \\
y(k+1) &= \frac{\sin 2\omega T_s}{\sin \omega T_s} (y(k) - y(k-1)) \tag{3.33}
\end{aligned}$$

Dengan beda fasa 120° menjadi

$$y(k) = \frac{\sin(2\omega T_s - 120^\circ)}{\sin(\omega T_s - 120^\circ)} (y(k-1) - y(k-2)) \tag{3.34}$$

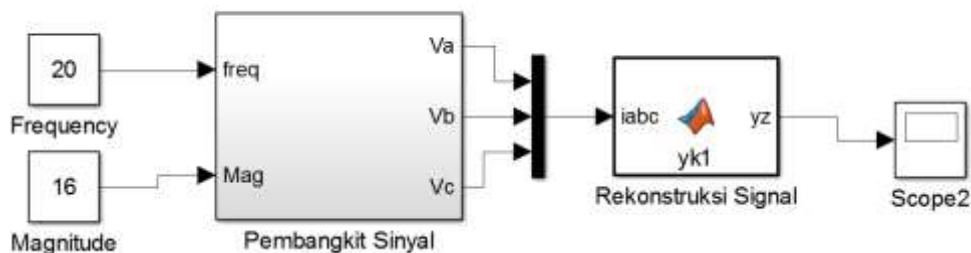
$$y(k+1) = \frac{\sin(2\omega T_s - 120^\circ)}{\sin(\omega T_s - 120^\circ)} (y(k) - y(k-1)) \tag{3.35}$$

Beda fasa 240° dari fasa A

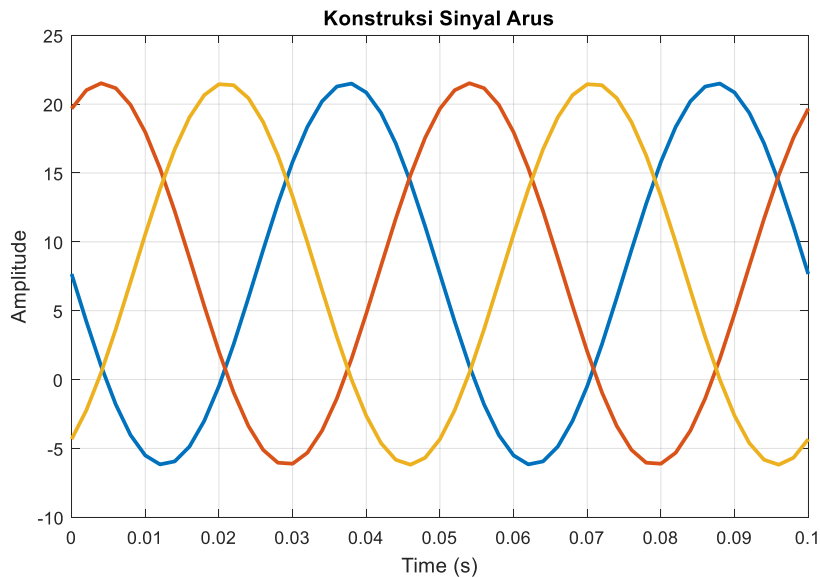
$$y(k) = \frac{\sin(2\omega T_s - 240^\circ)}{\sin(\omega T_s - 240^\circ)} (y(k-1) - y(k-2)) \tag{3.36}$$

$$y(k+1) = \frac{\sin(2\omega T_s - 240^\circ)}{\sin(\omega T_s - 240^\circ)} (y(k) - y(k-1)) \tag{3.37}$$

Setelah mengetahui persamaan-persamaan untuk merekonstruksi sinyal arus pada waktu $y(k-2), y(k-1)$ sampai dengan $y(k+1)$ tahapan selanjutnya menyajikan persamaan tersebut kedalam bentuk fungsi yang ada pada MATLAB. Perancangan kontruksi sinyal arus ini dicoba dengan menggunakan frekuensi 20 Hz dan magnitude atau Tegangan sebesar 16Vp. Pada Gambar 3.17 terdapat blok *embedded MATLAB Function* yang berfungsi untuk memasukan fungsi dari persamaan model matematis.



Gambar 3.17 Simulink Rekonstruksi Signal Arus



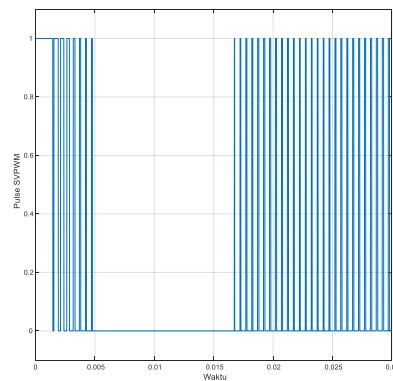
Gambar 3.18 Sinyal yang telah direkonstruksi ulang

Setelah arus direkonstruksi selanjutnya menggunakan *Hysteresis band* dimana prinsipnya arus yang keluar pada *inverter* dibawa ke prinsip *Hysteresis band* dimana arus yang sebenarnya harus mengikuti *band*. Gambar prinsip pada *Hysteresis band* yaitu dijelaskan pada gambar 3.9

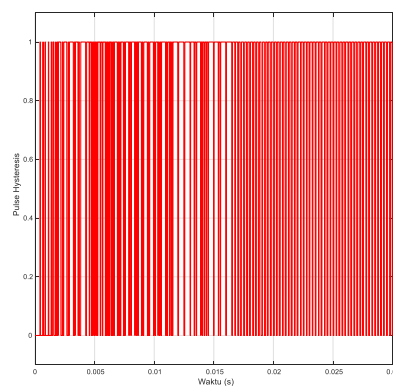
3.2.6 Perancangan Metode HSVPWM

Perancangan metode HSVPWM merupakan langkah terakhir untuk menentukan pensaklaran pada inverter. Pada Gambar 3.3 menunjukkan bahaimana sebelum penggabungan pada metode tersebut. Komponen metode *hysteresis* diambil dari blok i_{dqs} kemudian di transformasi kedalam bentuk i_{abc}^* yaitu arus yang telah terkendali. *Hysteresis band* pada tahapan ini dimana membandingkan antara i_{abc} pada motor induksi dengan i_{abc}^* dengan *band* atau lebar sebesar $0.5HB$.

SVPWM merupakan metode tegangan dimana untuk membentuk SVPWM dibutuhkan tegangan masukan yang berupa v_α dan v_β . Gambar 3.3 untuk mengubah dari komponen i_{dqs} ke dalam v_{dqs} dengan melalui bentuk dekomposisi yang didapatkan dari parameter yang ada pada motor induksi. Setelah mendapatkan v_{dqs} baru bisa kita dapatkan v_α dan v_β dengan cara menggunakan transformasi kordinat dari sumbu acuan tetap ke sumbu acuan putar.

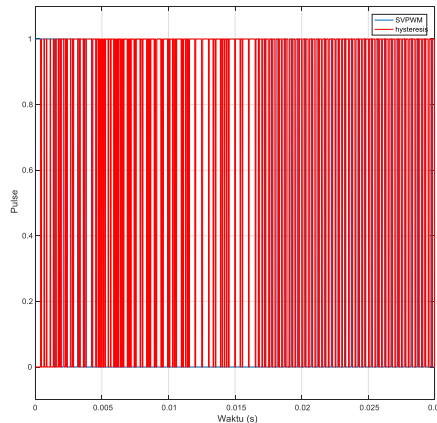


Gambar 3.19 Pulsa Pada metode SVPWM Gate 1



Gambar 3.20 Pulsa Pada Metode *Hysteresis*

Setelah melakukan pemisahan antara metode arus dan tegangan atau menggunakan metode *hysteresis* dan metode SVPWM, penggabungannya dengan menggunakan operasi logika yaitu OR. Keluaran *Hysteresis* PWM dan SVPWM berupa pulsa yang keluarannya antara 0 dan 1. Disini peneliti akan menampilkan penggabungan antara metode *hysteresis* PWM dan SVPWM dengan melihat respon pulsa pada gate pertama dengan waktu simulasi 0 – 0.3 detik.



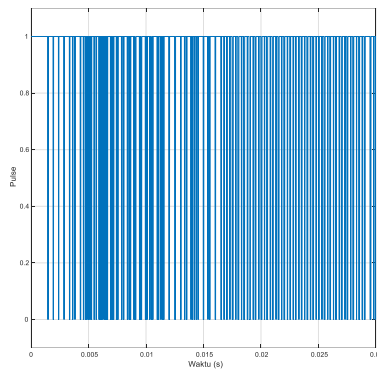
Gambar 3.21 Perbandingan Pulsa Pada Tiap Metode

Gambar 3.21 merupakan gambar perbandingan antara pulsa gate pertama *hysteresis* dengan SVPWM. Gambar berwarna merah merupakan respon dari hysteresis dan gambar berwarna biru merupakan respon SVPWM. Tahapan selanjutnya telah mengetahui respon gate pada tiap pulsa dibandingkan dengan operasi logika OR. Analisa OR akan ditampilkan pada tabel dibawah ini.

Tabel 3.2 Operasi Logika OR

Tabel Kebenaran		
A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabel 3.2 Operasi Logika OR merupakan tabel operasi logika OR untuk menggabungkan antara metode *hysteresis* dengan SVPWM. Keluaran pada kedua metode merupakan nilai 1 atau 0. Dengan menggunakan operasi logika OR maka hasil dari operasi tersebut ditunjukkan pada Gambar 3.22 Gate Pertama pada Penggabungan Metode



Gambar 3.22 Gate Pertama pada Penggabungan Metode

3.2.7 Perhitungan Efisiensi Motor Induksi

Perhitungan efisiensi motor induksi tiga fasa dapat dilihat dari aliran daya yang dibahas pada bab 2. Motor induksi dikatakan efisien yaitu perbandingan antara daya masukan sama dengan daya keluaran tidak lebih dari 1% atau tidak kurang dari 0.8%. Perhitungan efisiensi motor induksi disajikan pada persamaan dibawah ini:

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{T\omega}{3VI_1 \cos \theta_1} \times 100\% \quad (3.38)$$

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

HASIL DAN PEMBAHASAN

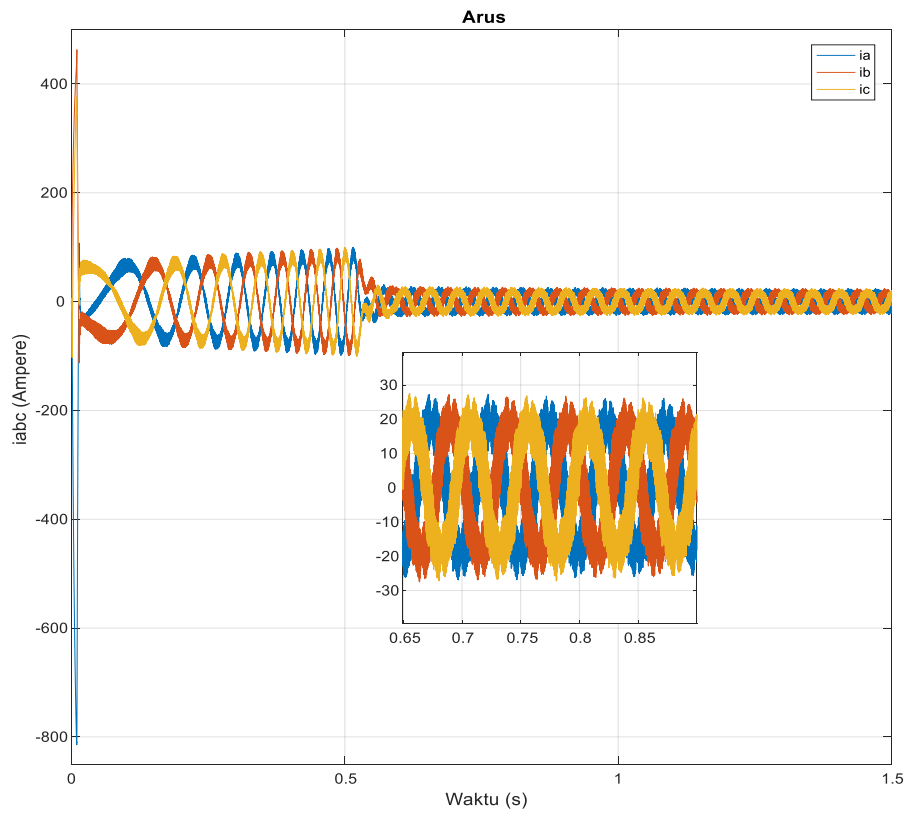
Pada bab ini akan dibahas simulasi dari hasil perancangan sistem pada BAB III. Setelah dilakukan simulasi kemudian mendeskripsikan tiap data pada hasil simulasi apakah semua yang dilakukan sesuai dengan tujuan pada penelitian. Tahapan ini akan membahas pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa. Sebelum untuk mencapai tujuan penelitian ada beberapa tahap pengujian pada metode *indirect vector control* yaitu pada metode pensaklaran inverter. Metode pensaklaran inverter yaitu metode *Hysteresis* PWM, SVPWM, HSVPWM. Data yang ditampilkan berupa grafik arus, tegangan, respon kecepatan dan torsi elektromagnetik.

4.1 Inverter

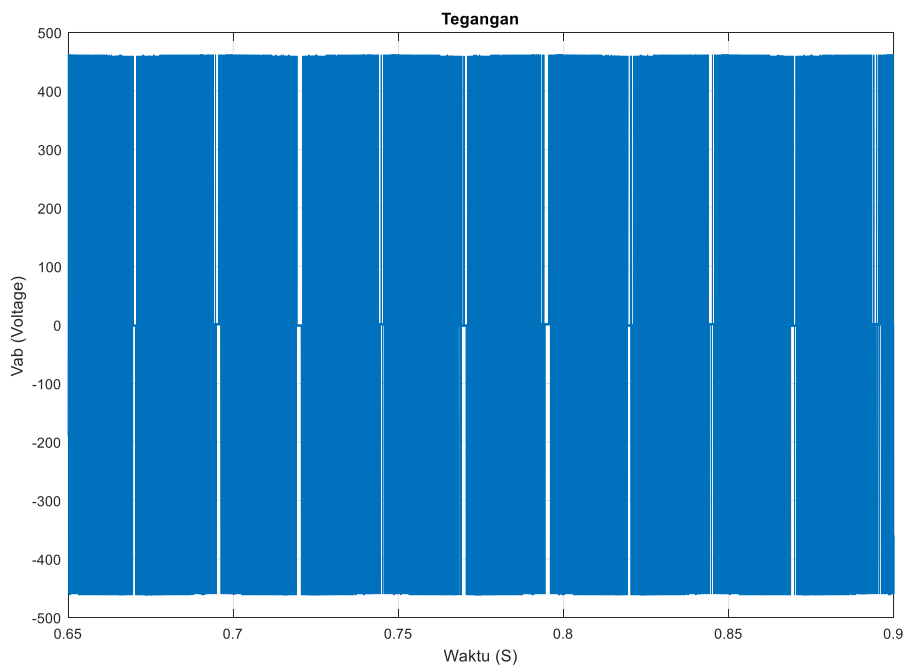
Tahapan ini menampilkan hasil simulasi perancangan metode *hysteresis* pensaklaran pada inverter. Data yang ditampilkan meliputi grafik sinyal arus dan tegangan pada metode *Hysteresis*, SVPWM, perbandingan kedua metode dan HSVPWM.

4.1.1 *Hysteresis Pulse Width Modulation*

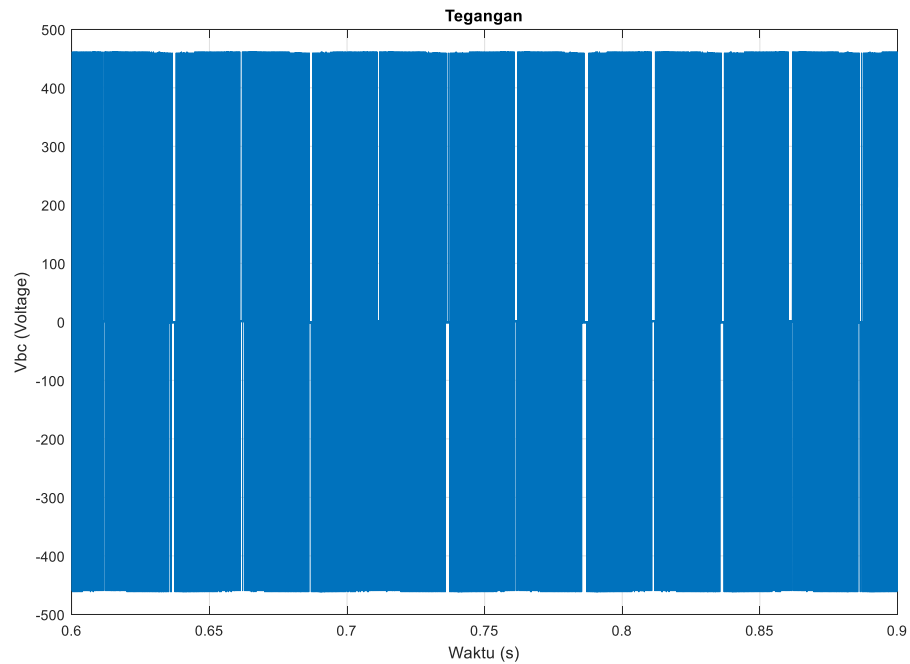
Hysteresis merupakan suatu metode pengaturan arus yang dapat dikendalikan secara langsung. Teknik ini untuk mengaktifkan pensaklaran pada tiap tegangan fasa yang terhubung sebagai hasil pada bentuk *feedback* sensor arus. *Band* atau lebar untuk cakupan frekuensi yang dipakai oleh sinyal, sedangkan *Hysteresis band* merupakan pengaturan sinyal arus yang mempunyai batasan atau cakupan frekuensi tertentu. Data diambil dengan menggunakan 0.5HB. Data yang ditampilkan berupa arus dan tegangan.



Gambar 4.1 Arus Stator pada metode *Hysteresis* Pulse Width Modulation



Gambar 4.2 Tegangan Pada Fasa Vab



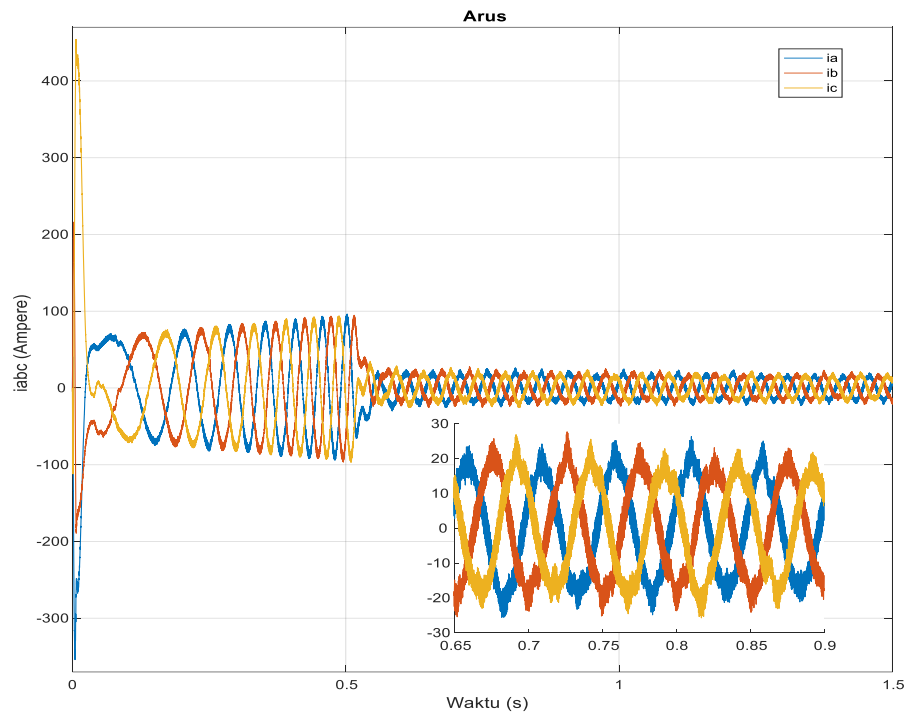
Gambar 4.3 Tegangan pada Fasa Vbc

Gambar 4.1 diatas merupakan grafik sinyal arus pada metode *hysteresis*. Hasil menunjukkan bahwa pada awal mula motor diberi sumber kemudian arus yang mengalir sebesar 462A, setelah waktu di 0.635 detik sinyal berubah dengan amplitude sebesar 26A atau saat *steady state*. Metode ini menghasilkan ripple sebesar 29.7A saat sinusoidal, saat puncak ripple sebesar 5.82A dan saat lembah sebesar 5.3A.

Gambar 4.2 dan Gambar 4.3 grafik sinyal tegangan pada metode *hysteresis*. Hasil tegangan puncaknya sebesar 460 Volt sesuai spesifikasi motor yang diinginkan tetapi untuk beda fasa antara Vab dan Vbc tidak terlihat begitu sempurna. Grafik sinyal tegangan fasa diatas merupakan hasil dari pensaklaran yang dikendalikan melalui teknik *Hysteresis PWM* dimana arus yang telah terkontrol dibandingkan dengan arus pada yang dihasilkan motor dan mempunyai batasan atau band yang ditentukan. Tegangan menjadi +V atau -V yaitu didapatkan dari teknik *Hysteresis PWM* tersebut.

4.1.2 Space vector pulse width modulation

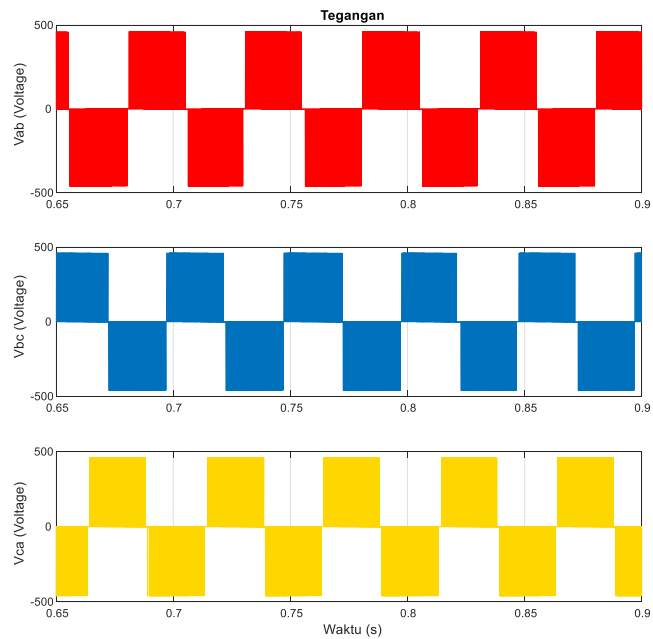
SVPWM merupakan gabungan antara kontrol vektor dengan teknik PWM. Sub bab ini menampilkan arus dan tegangan pada keluaran inverter dengan menggunakan metode SVPWM.



Gambar 4.4 Arus Pada Metode *Space vector pulse width modulation*

Tahapan ini membahas metode SVPWM dimana grafik sinyal yang ditampilkan berupa arus dan tegangan pada keluaran inverter. Gambar 4.4 menampilkan arus tiga fasa *iabc* yang mana saat awal mula motor diberi sumber tenaga kemudian puncak arusnya mencapai 454A tetapi saat waktu 0.65 detik arus mengalir sebesar 24A. Metode ini masih menghasilkan ripple sebesar 9.68 A saat sinusoidal, saat puncak ripple sebesar 4A dan saat lembah sebesar 4A.

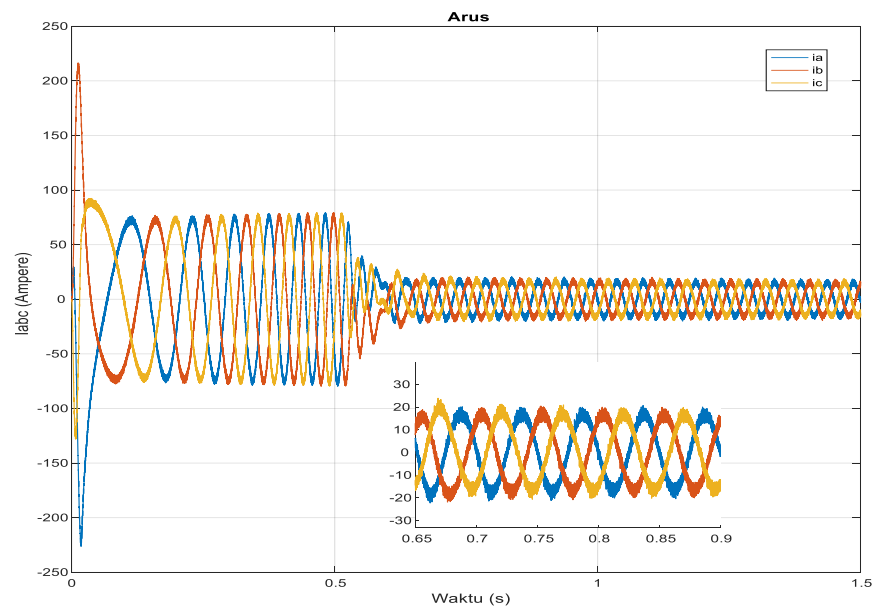
Gambar 4.5 merupakan data hasil tegangan yang dikeluarkan pada inverter dimana pada SVPWM merupakan metode yang masukan berupa tegangan. Gambar 4.5 terlihat beda fasa dan frekuensi yang dihasilkan pada metode SVPWM.



Gambar 4.5 Tegangan Keluaran pada Inverter

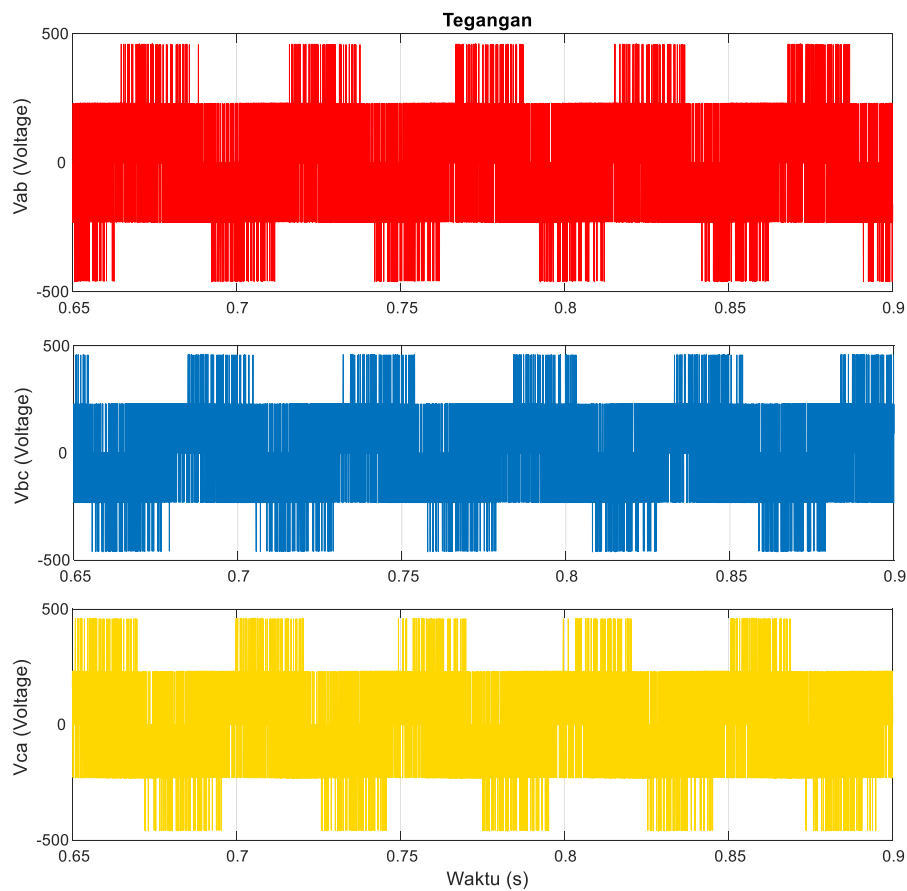
4.1.3 Hysteresis Space vector pulse width modulation

Tahap ini akan menampilkan data grafik usulan yaitu HSVPWM. Data yang akan ditampilkan berupa grafik sinyal arus dan tegangan pada keluaran inverter.



Gambar 4.6 Arus dengan metode Hysteresis Space vector pulse width modulation

Gambar 4.6 merupakan gabungan antara metode *Hysteresis* PWM dengan SVPWM atau *Hysteresis space vector pulse width modulation*. Terlihat jelas bahwa pada perbedaan pada kedua metode tersebut. Tahapan ini gabungan pada kedua metode menunjukkan sinyal arus keluaran dapat diperbaiki yaitu ripple pada sinyal arus. Metode ini menghasilkan ripple sebesar 4.2A saat sinusoidal, saat puncak ripple sebesar 4.5A dan saat lembah sebesar 4.5A

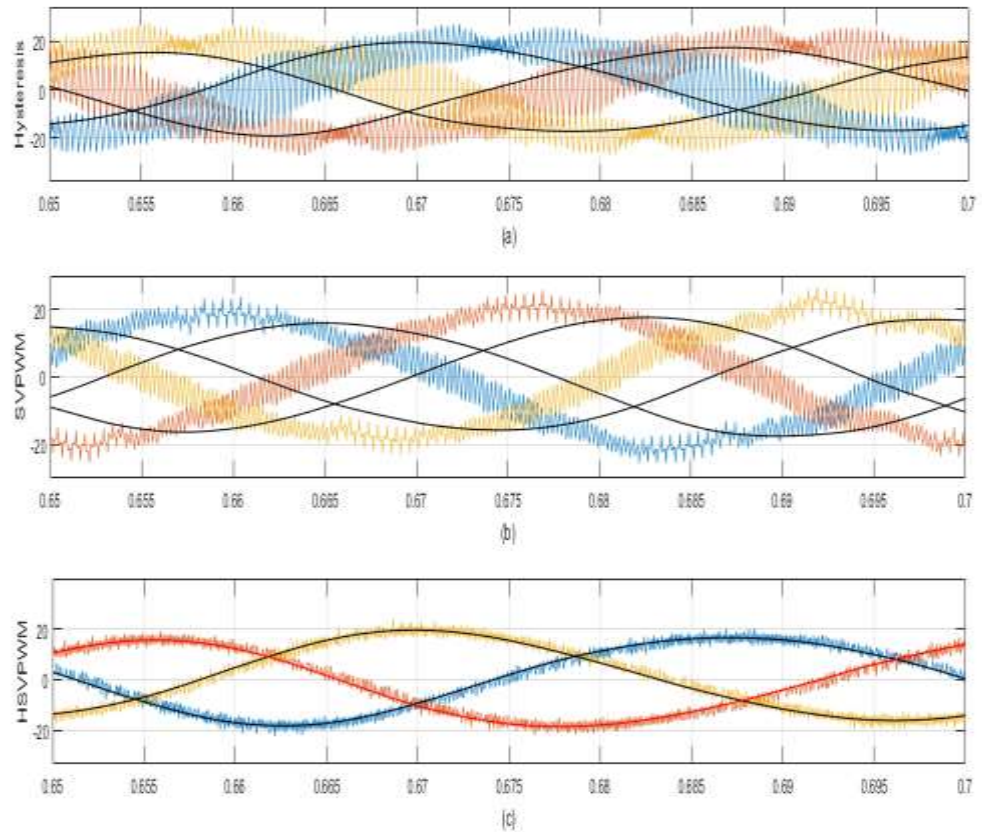


Gambar 4.7 Tegangan dengan metode *Hysteresis Space vector pulse width modulation*

Tegangan pada metode gabungan antara *Hysteresis* dengan *space vector pulse width modulation* atau *Hysteresis space vector pulse width modulation* terlihat pada Gambar 4.7. Hasil menunjukkan bahwa sudut pаса untuk antara pаса dengan beda fasa 120° dan frekuensi 20 Hz.

4.1.4 Perbandingan Respon Arus

Sub bab ini menampilkan perbandingan arus pada ketiga metode. Data yang ditampilkan berupa arus dengan satu periode saat kecepatan *steady state*.



Gambar 4.8 Arus (a) Hysteresis, (b) SVPWM, (c) HSVPWM

Gambar 4.8 diatas merupakan perbandingan arus keluaran inverter pada tiap metode. Perbandingan ripple pada ketiga metode dapat dilihat pada Tabel 4.1 data diambil saat ripple sinusoidal, puncak dan lembah pada luaran inverter. Data diatas juga berupa ripple efektif dan sinyal efektif.

Tabel 4.1 Perbandingan Metode Pada Keluaran Arus di Inverter

	Sinusoidal	Puncak	Lembah	Ripple Efektif	Sinyal Efektif
Hysteresis	29.7A	5.82A	5.3A	33.1017	33.8467
SVPWM	9.68A	4A	4A	19.32	27.57
HSVPWM	4.2A	4.5A	4.5A	1.6071	27.6113

Tabel 4.1 diatas menunjukkan bahwa ripple sinusoidal dari metode hysteresis ke metode SVPWM ripplanya berkurang sebesar 32% atau 20.02A, sedangkan dari metode SVPWM ke HSVPWM ripplanya berkurang sebesar 43% atau 5.48A. Ripple puncak dengan metode *hysteresis* ke SVPWM berkurang sebesar 68% atau 1.82A sedangkan dari SVPWM ke HSVPWM bertambah sebesar 112,5% atau naik sebesar 0.5A. Ketika saat lembah ripple dari metode *hysteresis* berkurang sebesar 75% atau berkurang sebesar 1.3A, saat metode SVPWM ke HSVPWM bertambah sebesar 112.5% atau bertambah 0.5A. Perbandingan antara ripple efektif dengan sinyal efektif dapat ditampilkan

Tabel 4.2 Perbandingan presentase Ripple

	Persentase Ripple (%)	Frekuensi ripple (Hz)
Hysteresis	97	3.33 K
SVPWM	70	3.33 K
HSVPWM	5	5 K

Persentase ripple didapatkan dari persamaan:

$$\frac{\text{efektif Ripple}}{\text{efektif sinyal}} \times 100\% \quad (4.1)$$

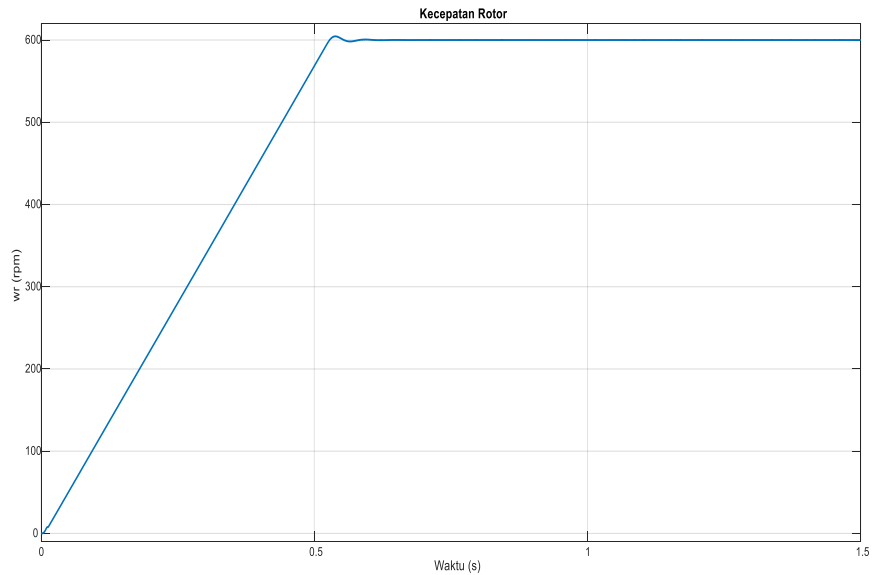
Pada Tabel 4.2 bahwa dari persentase ripple hysteresis ke SVPWM berkurang 27%, sedangkan persentase ripple SVPWM dibandingkan HSVPWM berkurang 65%. Data persentase ripple menunjukkan metode HSVPWM dapat mengurangi ripple dari kedua metode tersebut. Frekuensi ripple metode Hysteresis dengan SVPWM sebesar 3.33 KHz, frekuensi ripple HSVPWM sebesar 5 KHz. Data ini menunjukkan semakin kecil frekuensi ripple bisa menyebabkan panas pada medan yang terdapat pada motor.

4.2 Motor Induksi

Pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa menggunakan metode *indirect vector control* ditunjukkan pada tahapan ini. Data yang ditampilkan pada sub bab ini yaitu meliputi data hasil percobaan kecepatan dan torsi elektromagnetik.

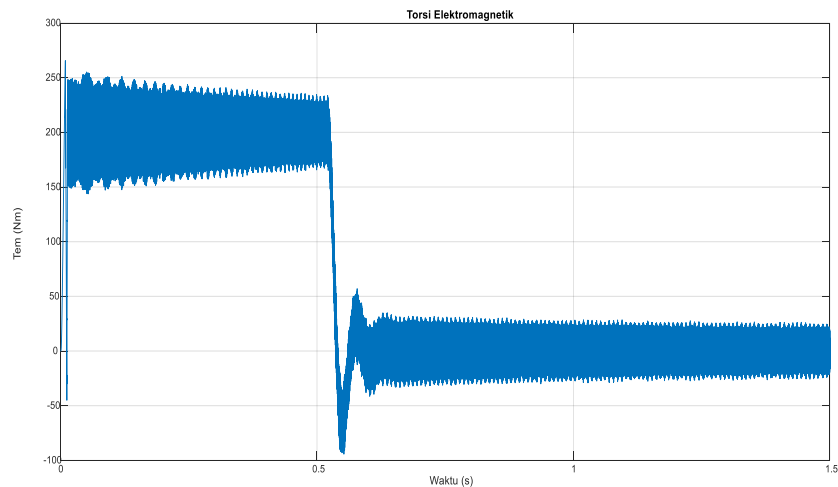
4.2.1 Hysteresis Pulse Width Modulation

Data pada sub bab ini menunjukkan respon kecepatan dan torsi elektromagnetik pada metode pensaklaran *hysteresis pulse width modulation*. Berikut merupakan grafik respon kecepatan motor induksi.



Gambar 4.9 Kecepatan Motor dengan menggunakan Metode *Hysteresis*

Gambar 4.9 merupakan hasil dari metode *indirect vector control* dengan metode pensaklaran *hysteresis* dimana hasil menunjukkan bahwa kecepatan bisa mengikuti referensi sebesar 600 rpm saat waktu 0.65 detik masih terdapat *overshoot* mencapai 604.5rpm atau sebesar 0.75% saat waktu 0.54 detik.

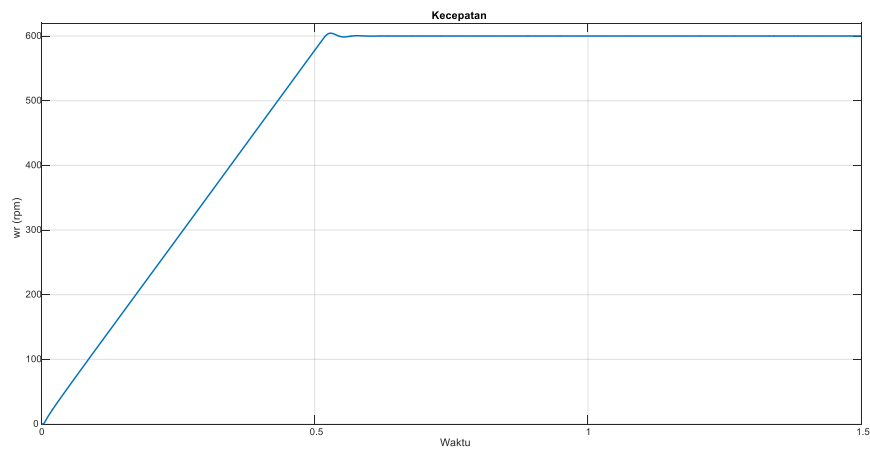


Gambar 4.10 Torsi Elektromagnetik

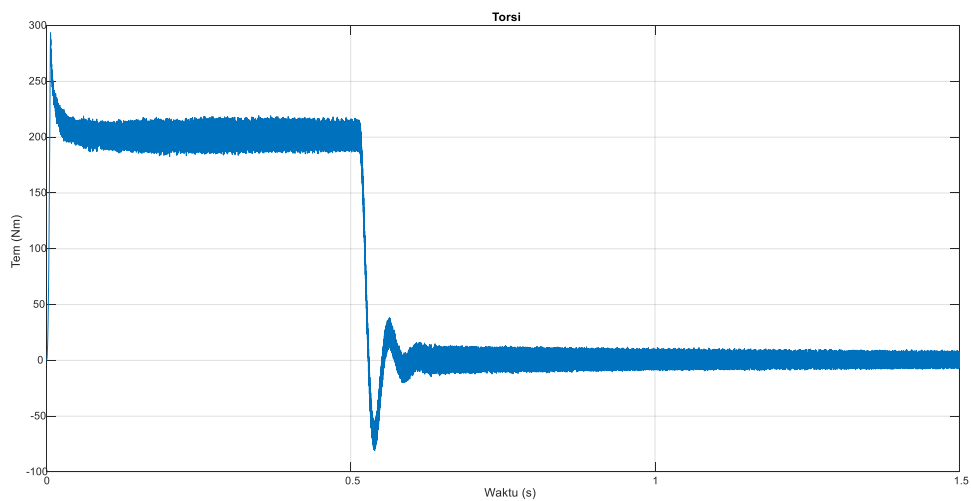
Gambar 4.10 menunjukkan respon torsi elektromagnetik, saat awal mula motor diberi sumber torsi yang meningkat sampai 200 Nm, di waktu 0.6 detik waktu menurun di 28.12 Nm sampai -25.92 atau riplenya sebesar 53 Nm.

4.2.2 Space vector pulse width modulation

Pengaturan kecepatan menggunakan metode *indirect vector control* dengan pensaklaran menggunakan SVPWM ditampilkan pada sub bab ini. SVPWM merupakan gabungan antara vektor kontrol dengan teknik PWM. Data yang ditunjukkan pada sub bab ini berupa kecepatan dan torsi elektromagnetik dengan menggunakan metode SVPWM.



Gambar 4.11 Respon kecepatan Menggunakan Metode SVPWM

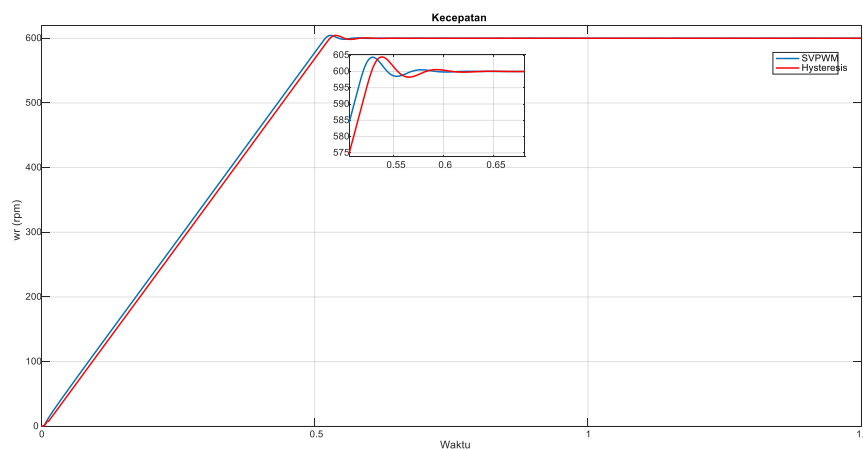


Gambar 4.12 Torsi Elektromagnetik menggunakan Metode SVPWM

Dari data kecepatan dan torsi elektromagnetik dengan metode pensakalaran SVPWM menunjukkan bahwa respon kecepatan dapat mengikuti referensi yang diinginkan dimana hasil menunjukkan bahwa kecepatan bisa mengikuti referensi sebesar 600 rpm saat waktu 0.63 detik masih terdapat *overshoot* mencapai 604.4rpm atau sebesar 0.73% saat waktu 0.54 detik. Respon torsi elektromagnetik pada Gambar 4.12 saat awal mula arus motor diberi sumber mencapai 300 Nm saat respon kecepatan dengan keadaan tunak yaitu di waktu 0.63 detik respon torsi berkurang dengan di sekitar ripple 9.96 Nm sampai -7.8 Nm atau sebesar 17.8 Nm.

4.2.3 Perbandingan Metode *Hysteresis* dan SVPWM

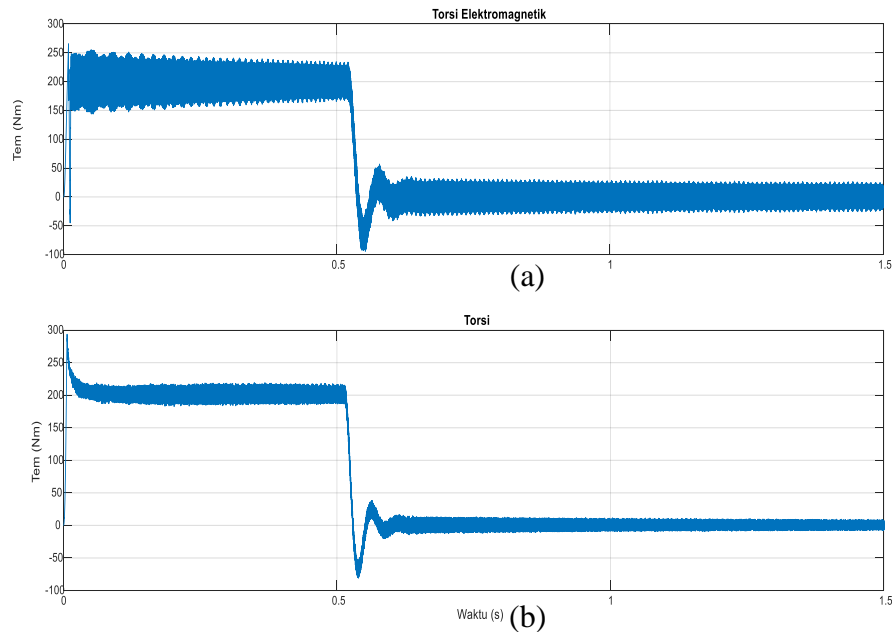
Pada sub bab ini membandingkan respon kecepatan dan torsi elektromagnetik dari kedua metode yang dibahas. Tujuan untuk perbandingan ini agar dapat mengetahui metode yang mana yang lebih baik digunakan. Perbandingan metode ini dapat dilihat pada Gambar 4.13 yaitu perbandingan kecepatan dan Gambar 4.14 perbandingan torsi elektromagnetik pada metode *hysteresis* dan SVPWM.



Gambar 4.13 Perbandingan Respon Kecepatan

Data diatas merupakan hasil perbandingan kecepatan antara metode *Hysteresis* dan SVPWM. Respon yang berwarna merah merupakan respon kecepatan menggunakan metode *Hysteresis* sedangkan respon warna biru merupakan respon kecepatan menggunakan metode SVPWM. Hasil menunjukkan bahwa respon SVPWM lebih cepat menuju *steady state* dibanding *Hysteresis* yaitu

perbandingan sebesar 0.02 detik dan *overshoot* pada metode *hysteresis* dengan SVPWM berkurang sebesar 0.02%.

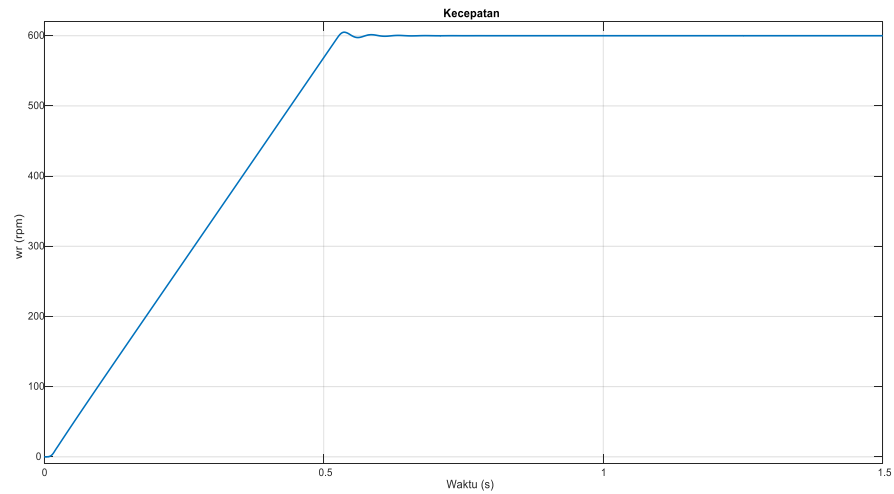


Gambar 4.14 Respon Torsi elektromagnetik Kedua Metode

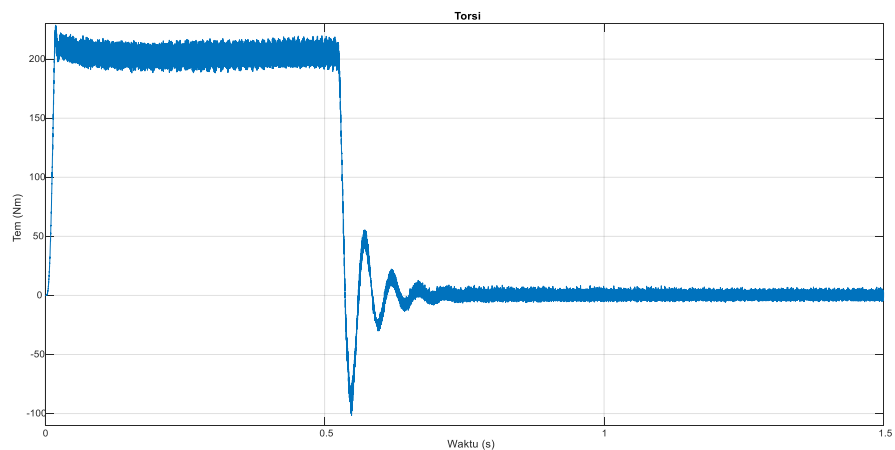
Respon torsi elektromagnetik pada kedua metode ditunjukkan pada gambar 4.16 dimana respon menggunakan SVPWM ripple pada torsinya lebih kecil dibandingkan pada metode *Hysteresis* yaitu berkurang sebesar 35.3 Nm atau sebesar 34%. Dari data kecepatan dan torsi elektromagnetik dengan metode pensaklaran SVPWM menunjukkan bahwa respon kecepatan dapat mengikuti referensi yang diinginkan dengan metode pensaklaran SVPWM dimana hasil menunjukkan bahwa kecepatan bisa mengikuti referensi sebesar 600 rpm saat waktu 0.63 detik masih terdapat *overshoot* mencapai 604.4rpm atau sebesar 0.73% saat waktu 0.54 detik. Respon torsi elektromagnetik pada Gambar 4.12 saat awal mula arus motor diberi sumber mencapai 300 Nm saat respon kecepatan dengan keadaan tunak yaitu di waktu 0.63 detik respon torsi berkurang dengan di sekitar rippli 9.96 Nm sampai -7.8 Nm atau sebesar 17.8 Nm

4.2.4 *Hysteresis Space vector pulse width modulation*

Tahap ini akan menampilkan data dari gabungan antara metode *Hysteresis* PWM dan SVPWM. Data yang akan ditampilkan berupa data respon kecepatan dan torsi elektromagnetik.



Gambar 4.15 Respon Kecepatan *Hysteresis Space vector Pulse Widt Modulation*

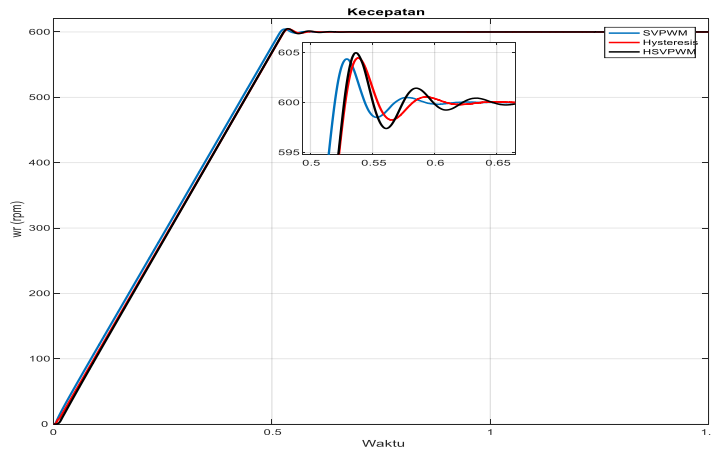


Gambar 4.16 Torsi Elektromagnetik *Hysteresis Space vector pulse width modulation*

Dari data kecepatan dan torsi elektromagnetik dengan metode pensakalaran HSVPWM menunjukkan bahwa respon kecepatan dapat mengikuti referensi yang diinginkan dimana hasil menunjukkan bahwa kecepatan bisa mengikuti referensi sebesar 600 rpm saat waktu 0.72 detik masih terdapat *overshoot* mencapai 605rpm atau sebesar 0.8% saat waktu 0.54 detik. Respon torsi elektromagnetik pada Gambar 4.16 saat awal mula arus motor diberi sumber mencapai 250 Nm saat respon kecepatan dengan keadaan tunak yaitu di waktu 0.72 detik respon torsi berkurang disekitar ripple 6.099 Nm sampai -3.115 Nm atau sebesar 9.24 Nm.

4.2.5 Perbandingan respon Kecepatan

Sub bab ini menampilkan grafik respon kecepatan dengan perbandingan antara ketiga metode.



Gambar 4.17 Perbandingan Respon Kecepatan

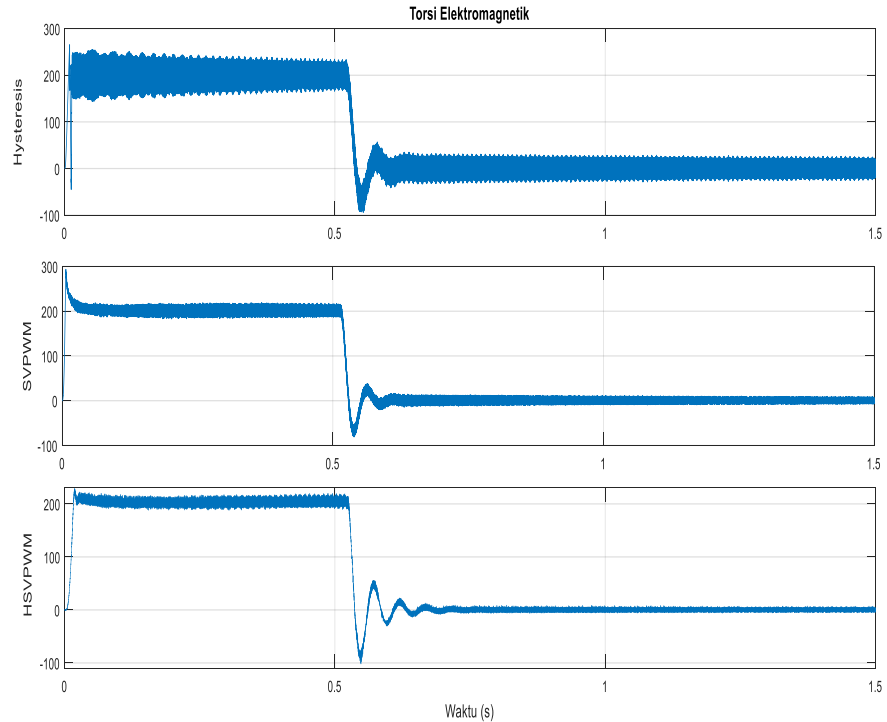
Hasil respon pada perbandingan kecepatan menunjukkan bahwa untuk mencapai keadaan *steady state* metode SVPWM lebih cepat yaitu membutuhkan waktu 0.628 detik. Metode HSVPWM lebih lambat dibandingkan metode SVPWM yaitu membutuhkan waktu sebesar 0.723 detik untuk mencapai *steady state*. Nilai konstanta waktu (τ) pada ketiga metode perbedaannya tidak terlihat secara signifikan antara 0.33 detik. Karakteristik respon terlihat pada tabel 4.3 dimana *delay time* disekitar 0.227 detik, *Settling time* sekitar 0.6 detik kemudian *rise time* disekitar 0.5 detik.

Tabel 4.3 Perbandingan Kecepatan pada tiap Metode

	t_d (Detik)	τ (Detik)	t_s (Detik)	t_r (Detik)	s_s (Detik)
Hysteresis	0.227	0.328	0.623	0.519	0.656
SVPWM	0.233	0.336	0.598	0.528	0.628
HSVPWM	0.233	0.337	0.686	0.527	0.723

4.2.6 Perbandingan Torsi Elektromagnetik

Sub bab ini menampilkan perbandingan torsi elektromagnetik pada ketiga metode.



Gambar 4.18 Perbandingan Torsi Elektromagnetik

Hasil respon pada perbandingan torsi elektromagnetik menunjukkan bahwa metode HSVPWM lebih diunggulkan karena torsi awal hanya mencapai 228.8 N.m dibandingkan torsi awal SVPWM yang mencapai 293 N.m dan torsi *hysteresis* sebesar 263.6 N.m. Ripple torsi rata-rata dalam keadaan tunak HSVPWM lebih kecil yaitu sebesar 12.36 N.m dibandingkan torsi metode *hysteresis* yang mencapai 18 N.m dan torsi SVPWM mencapai 16.77 N.m. Nilai perbandingan pada tiap metode dapat dilihat pada Tabel 4.4

Tabel 4.4 Perbandingan Torsi Elektromagnetik tiap Metode

	Torsi Awal (N.m)	Torsi saat Keadaan Tunak (N.m)
<i>hysteresis</i>	263.6	18.00
SVPWM	293.0	16.77
HSVPWM	228.8	12.36

4.2.7 Perhitungan Efisiensi Motor Induksi

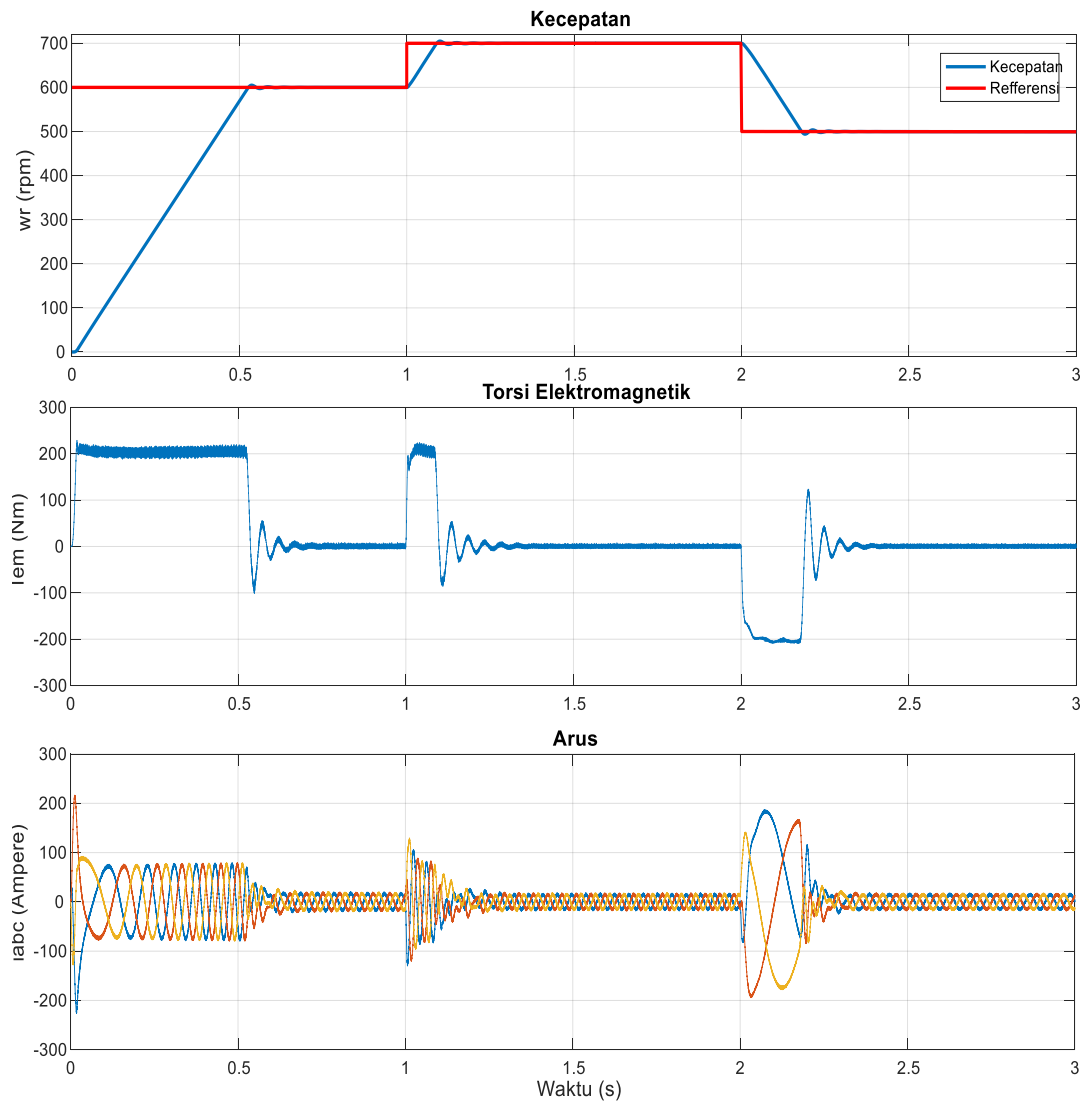
Setelah mengetahui daya masuk yang berupa tegangan dan arus pada tiap metode dan kemudian diketahui juga daya keluaran yang berupa torsi dan kecepatan. Sub bab ini menghitung seberapa besar efisiensi motor induksi tiga fasa dengan menggunakan tiap metode. Tabel 4.5 Perhitungan Efisiensi Motor

	Tegangan (Voltage)	Arus (Ampere)	Kecepatan (rpm)	Pout	Pin	Effisiensi (%)
Hysteresis	460	26	600	10800	11960	90
SVPWM	460	24	600	10062	11040	91
HSVPWM	460	17	600	7414	7820	94

Tabel diatas merupakan perhitungan parameter untuk menghitung efisiensi motor. Metode *Hysteresis* menghasilkan 90% efisiensi motor dimana daya masuk dengan tegangan sebesar 460 Volt, arus 26 Ampere dan daya keluaran motor yaitu torsi sebesar 18 Nm dan kecepatan 600 rpm. Metode SVPWM menghasilkan 91% efisiensi motor dimana daya masuk dengan tegangan sebesar 460 Volt, arus 24 Ampere dan daya keluaran motor yaitu torsi sebesar 16.77 Nm dan kecepatan 600 rpm. Metode HSVPWM menghasilkan 94% efisiensi motor dimana daya masuk dengan tegangan sebesar 460 Volt, arus 17 Ampere dan daya keluaran motor yaitu torsi sebesar 12.36 Nm dan kecepatan 600 rpm. Pada data diatas menunjukkan bahwa metode HSVPWM lebih efisien yaitu meningkat sebesar 3% dengan persentase sebesar 94%.

4.2.8 Perubahan Kecepatan

Pada bab ini dilihat bagaimana respon perubahan kecepatan pada motor induksi tiga fasa. Data yang ditampilkan pada sub bab ini meliputi respon perubahan kecepatan arus yang ada pada motor dan torsi elektromagnetik. Hasil respon pada Gambar 4.19 merupakan perubahan pada pengaturan kecepatan. Dimana *set point* yang diberikan adalah 600rpm setelah 1 detik berubah sebesar 700 rpm dan detik kedua menjadi 500 rpm.



Gambar 4.19 Respon Kecepatan yang diubah-ubah

Hasil menunjukkan respon kecepatan dapat mengikuti refferensi yang diinginkan, respon arus ketika terjadinya perubahan kecepatan arusnya melonjak, sedangkan pada respon torsi elektromagnetik juga demikian. Untuk mencapai *set point* 600 rpm dengan *rise time* 0.5267 detik, *steady state* 0.5986 dan smempunyai *over shoot* sebesar 0.99%. Ketika perubahan kecepatan dari 600 rpm ke 700 rpm dengan *rise time* 1.089 detik, *steady state* 1.119 dan smempunyai *over shoot* sebesar 0.99%, perubahan torsi adanya lonjakan sampai ke titik 228 Nm, dan ketika *set point* berubah dari 700 rpm ke 500 rpm dengan *rise time* 2.17 detik, *steady state* 2.298 dan smempunyai *over shoot* sebesar 0.98% perubahan pada torsi berubah menjadi -228 Nm tetapi saat keadaan tunak torsi elektromagnetik fluktuasi sebesar

4.738 Nm sampai -5.09 7Nm atau sebesar 9.829 Nm sedangkan arus sebesar 17A saat *steady state*.

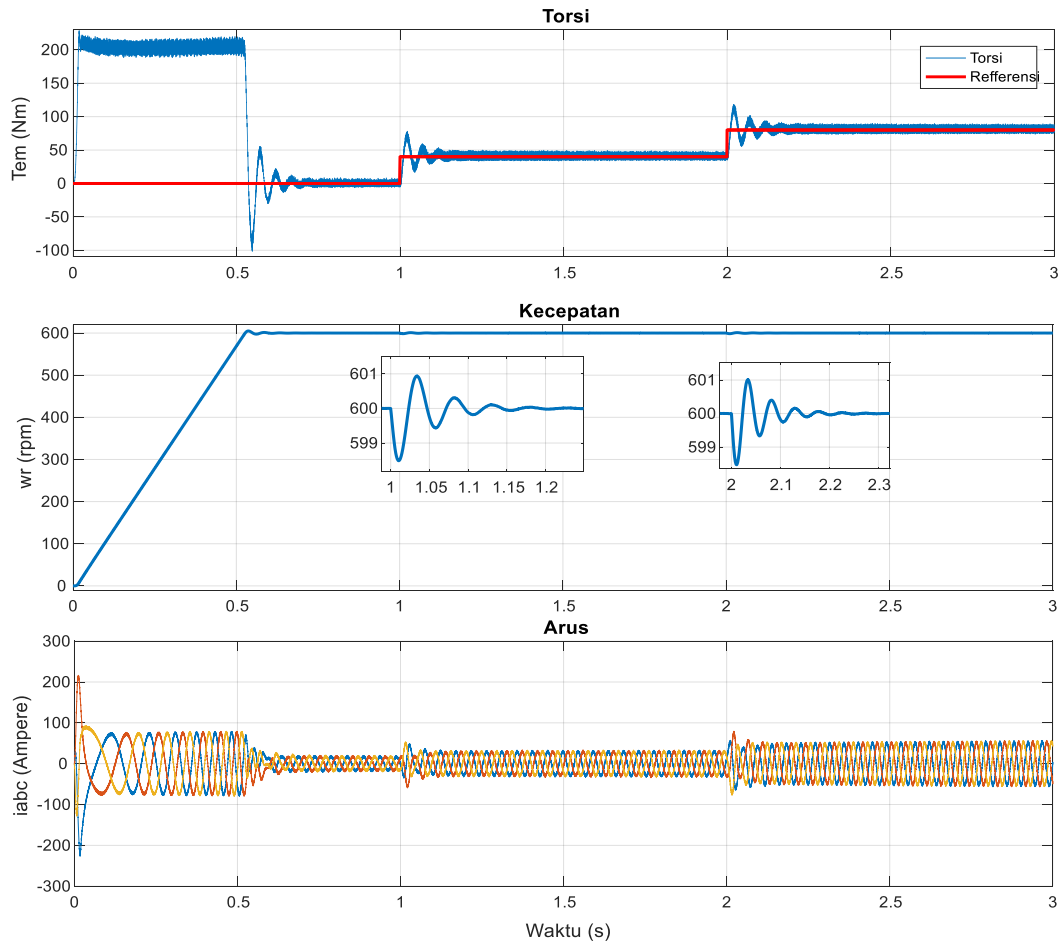
4.2.9 Perubahan Torsi Elektromagnetik

Pada bab ini dilihat bagaimana respon perubahan torsi elektromagnetik ketika kecepatan diberikan *set point* 600rpm. Data yang ditampilkan pada sub bab ini meliputi respon perubahan torsi elektromagnetik pada motor induksi. Hasil respon pada Gambar 4.20 merupakan perubahan torsi elektromagnetik dimana saat simulasi 1 detik perubahan torsi menjadi 40 Nm kemudian di detik kedua torsi berubah sebesar 80 Nm. Hasil menunjukkan torsi awal saat diberi sumber torsinya sampai 228.8 N.m, ketika mencapai waktu *steady state* kecepatan 600 rpm respon torsi beresilasi dengan memiliki *under shoot* di -100 N.m, ripple efektif saat torsi diberi beban 0 N.m fluktuasi disekitar 7.599 N.m sampai -5.75 N.m atau sebesar 13.349 N.m. Saat perubahan torsi beban menjadi 40 N.m pada 1 detik respon awal masih terdapat osilasi dan ripple torsi sebesar 47.13 N.m sampai 36.01 atau ripple efektifnya sebesar 11.12 N.m. Saat perubahan torsi beban menjadi 80 N.m pada 2 detik respon awal masih terdapat osilasi dan ripple torsi sebesar 90.28 N.m sampai 76.57 atau ripple efektifnya sebesar 13.71 N.m

Perubahan torsi berpengaruh juga dengan meningkatnya arus. Saat respon *transient* untuk mencapai *steady state* arus mengalir sebesar 77 A, saat kecepatan *steady state* 600 rpm dan beban torsi 0 N.m arus sebesar 20.7 A, beban torsi 40 N.m meningkat sebesar 30.9 A dan torsi beban 80 N.m arus sebesar 52.5 A.

Pengaruh perubahan torsi terhadap kecepatan dengan *set point* 600 rpm dan torsi 0 N.m dengan *rise time* 0.5271 detik, mencapai *steady state* membutuhkan waktu 0.5985 detik. Perubahan torsi dari 0 N.m ke 40 N.m respon kecepatan terdapat osilasi dengan rentang osilasi disekitar 5.98 rpm sampai 601 rpm atau beresilasi sekitar 2 rpm hanya di 0.2 detik saat 1.2 detik respon kembali di 600 rpm. Perubahan torsi dari 40 N.m ke 80 N.m respon kecepatan terdapat osilasi dengan rentang osilasi disekitar 5.98 rpm sampai 601 rpm atau beresilasi sekitar 2 rpm hanya di 0.3 detik saat 2.3 detik respon kembali di 600 rpm. Perubahan torsi elektromagnetik menunjukkan bahwa torsi awal saat diberi sumber torsinya sampai 228.8 N.m, ketika mencapai waktu *steady state* kecepatan 600 rpm respon torsi

beroperasi dengan memiliki *under shoot* di -100 N.m, ripple efektif rata-rata saat torsi diberi beban berubah-ubah 12.73 N.m.



Gambar 4.20 Respon Perubahan Torsi

--Halaman ini Sengaja dikosongkan--

BAB 5

KESIMPULAN

5.1 Kesimpulan

Setelah melaksanakan perancangan dan simulasi sistem kontrol kecepatan motor induksi menggunakan *indirect vector control* dan menggabungkan metode pensaklaran *hyestresis* dengan SVPWM didapatkan kesimpulan sebagai berikut:

1. Perancangan metode HSVPWM telah berhasil diterapkan. Ripple arus pada metode HSVPWM berkurang 65% dibandingkan.
2. Effisiensi motor induksi menggunakan metode HSVPWM dapat meningkat 3% atau sebesar 94% dibandingkan metode *hysteresis* dan SVPWM.
3. Pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa menggunakan metode *indirect vector control* berhasil diterapkan. Perubahan kecepatan pada metode HSVPWM berhasil mencapai *set point* 600 rpm dengan *rise time* 0.5267 detik, *steady state* 0.628 detik dan mempunyai *over shoot* sebesar 0.99%.
4. Keterkaitan antara beban dan *ripple* efektif telah dilakukan pengujian dengan hasil, pada saat beban 0 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.35 N.m, beban 40 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.12 N.m, dan beban 80 N.m, *ripple* efektif sebesar 13.71 N.m. Dari data tersebut, dapat disimpulkan bahwa *ripple* terkecil terjadi pada saat beban optimal yaitu 40 N.m.

--Halaman ini Sengaja dikosongkan--

DAFTAR PUSTAKA

- [1] R. Parekh, AC Induction Motor Fundamental, Michrochip Technology Inc, 2003.
- [2] N. Mohan, Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink, John Wiley & Sons, 2014.
- [3] P. K. M. K. B. a. A. K. S. Behera, "Comparative Analysis of scalar & vector control of Induction motor through Modeling & Simulation.," *international journal of innovative research in electrical, electronics, instrumentation and control engineering 2.4* , pp. 1340-1344, 2014.
- [4] C. a. I. S. P. Chengaiah, "PERFORMANCE OF INDUCTION MOTOR DRIVE BY INDIRECT VECTOR CONTROLLED METHOD USING PI AND FUZZY CONTROLLERS," *International Journal of Science, Environment 2.3* , pp. 475-469, 2013.
- [5] K. B. R. Arulmozhiyal, "space vector pulse width modulation based speed control of induction motor using fuzzy PI controller," *IEEE International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. I, no. 1, 2013.
- [6] N. S. e. a. Lakshmi, "Reduction of transient and steady state speed pulsation in permanent magnet synchronous motor using Space vector Pulse Width Modulation control.," in *ircuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2013.
- [7] H. e. a. Yi, "A source-current-detected shunt active power filter control scheme based on vector resonant controller," *Industry Applications, IEEE Transactions* , pp. 1953-1965, 2014.
- [8] R. K. B. a. R. M. Arulmozhiyal, "An intelligent speed controller for indirect vector controlled induction motor drive," in *Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC)*, 2010.

- [9] M. a. M. S. S. H. Singh, "Implementation of an Intelligent Controller for Three Phase Vector Controlled Induction Motor Drive."
- [10] S. W. Xu Chen, "Research on the Method of Variable-Frequency Hysteresis SVPWM," *Applied Mechanics and Materials*, vol. 678, pp. 392-398, 2014.
- [11] J. Woo Jing, "Space vector PWM Inverter," Mechatronics System Laboratory, The Ohio State University, 2005.
- [12] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Knoxville: Prentice Hall, 2002.
- [13] E. & R. C. E. Cipriano, "Advanced Power Electronics Converters," IEEE Press Canada , Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2005.

RIWAYAT HIDUP



Hendi Purnata dilahirkan di Tanjung Enim 13 Nopember 1992. Merupakan putra pertama dari pasangan Bapak Paryana dan Ibu Rahayu. Penulis menempuh perguruan tinggi di Universitas Negeri Yogyakarta dan lulus tahun 2014. Kemudian penulis melanjutkan pendidikan starta-2 di Institut Teknologi Sepuluh Nopember dengan bidang keahlian Teknik Sistem Pengaturan. Pada bulan januari 2017 penulis melaksanakan ujian tesis sebagai syarat untuk memperoleh gelar Magister Teknik (M.T)

CURICULUM VITAE (CV)

IDENTIFICATION PERSONAL

Full Name : Hendi Purnata
Place and Date of Birth : Tanjung Enim, 13 November 1992
Home Address : BTN Keban Agung Blok A 18 No 8, Tanjung Enim
Citizenship : Indonesian
No. ID Card : 1603071311920001
Blood Type : B
Sex : Men
Religion : Islam
Marital Status : Single
Contact Number : 085-7295-79545
E-mail : hendipurnata@gmail.com

FORMAL EDUCATION

LEVEL	PERIOD	SCHOOL NAME	CITY	MAJORS	GPA
Master Degree	2015-2017	Sepuluh Nopember Technology of Institute	Surabaya	Electrical Engineering (Control Engineering)	3.43
Bachelor Degree	2010-2014	Yogyakarta State of University	Yogyakarta	Education of Electrical Engineering	4.18
Vocational High School	2007-2010	SMKN 2 Muara Enim	Muara Enim	Utilization of Electrical Engineering	7.89
Junior High School	2004-2007	SMPN 3 Tanjung Agung	Muara Enim		
Elementary Schoo	1997-2004	SDN 25 Tanjung Eim	Muara Enim		

