



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**Pemodelan dan Desain Kendali Sistem Aktuator Kendali Sirip  
Berbasis *Brushless DC Motor***

**SKRIPSI**

**MUHAMMAD AZZUMAR**

**0806455345**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
DEPOK  
JUNI 2012**



**UNIVERSITAS INDONESIA**

**Pemodelan dan Desain Kendali Sistem Aktuator Kendali Sirip  
Berbasis *Brushless DC Motor***

**SKRIPSI**

**Diajukan Untuk Melengkapi Sebagian Persyaratan Menjadi Sarjana Teknik**

**MUHAMMAD AZZUMAR**

**0806455345**

**FAKULTAS TEKNIK  
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO  
DEPOK  
JUNI 2012**

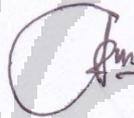
## HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

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

Nama : Muhammad Azzumar

NPM : 0806455345

Tanda Tangan :



Tanggal : 19 Juni 2012

## LEMBAR PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh:

Nama : Muhammad Azzumar  
NPM : 0806455345  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul Skripsi : Pemodelan dan Desain Kendali Sistem Aktuator Kendali Sirip  
Berbasis *Brushless DC Motor*

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik pada Program Studi Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

### DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Dr. Abdul Halim, M.Eng



)

Penguji : Dr. Abdul Muis ST, M.Sc



)

Penguji : Dr. Ir. Feri Yusivar M.Eng



)

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 19 Juni 2012

## KATA PENGANTAR

Puji dan syukur ke hadirat Tuhan Yang Maha Esa, karena berkat rahmat dan karunia-Nya lah penulis dapat menyelesaikan skripsi ini. Skripsi ini ditulis sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik.

Penulis menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, dari masa perkuliahan sampai pada penyusunan skripsi, sangatlah sulit bagi penulis untuk dapat menyelesaikan skripsi ini. Oleh karena itu, penulis mengucapkan terima kasih kepada:

- (1) Dr. Abdul Halim M. Eng, selaku dosen pembimbing, serta dosen-dosen lainnya, yang telah menyediakan waktu, tenaga, dan pikiran untuk mengarahkan saya dalam penyusunan laporan skripsi ini;
- (2) Orang tua dan keluarga saya yang telah memberikan bantuan berupa dukungan material dan moral;
- (3) Novia Resmita Putri, yang telah memberi dukungan yang membangun.
- (4) Teman-teman, terutama Arnol Sinaga dan Dwi Sanjaya, selaku rekan sekerja saya, dan pihak-pihak lainnya yang telah membantu saya dalam menyelesaikan laporan skripsi ini.

Akhir kata, saya berharap agar Tuhan Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan dari semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini dapat memberikan manfaat bagi pengembangan ilmu.

Depok, Juni 2012

Penulis

**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI SKRIPSI  
UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

---

---

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

Nama : Muhammad Azzumar  
NPM : 0806455345  
Departemen : Teknik Elektro  
Fakultas : Teknik  
Jenis karya : Skripsi

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

**Pemodelan dan Desain Kendali Sistem Aktuator Kendali Sirip Berbasis  
*Brushless DC Motor***

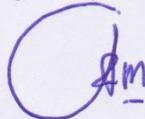
beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (database), merawat, dan memublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis / pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok,

Pada tanggal : 19 Juni 2012,

Yang menyatakan,



(Muhammad Azzumar)

## ABSTRAK

Nama : Muhammad Azzumar  
Program Studi : Teknik Elektro  
Judul : Pemodelan dan Desain Kendali Sistem Aktuator Kendali  
Sirip Berbasis *Brushless DC Motor*

Skripsi ini membahas tentang perancangan sistem aktuator kendali sirip berbasis motor brushless DC. Penggunaan motor brushless DC karena ukuran/dimensi motor jenis ini lebih kecil dibandingkan model brushed DC. Dengan keunggulan ini, motor brushless DC sangat tepat dipakai pada aktuator sirip wahana terbang kendali karena keterbatasan ruang peletakan modul aktuator ini. Perancangan dilakukan berdasarkan model simulasi yang dikembangkan terlebih dahulu. Model matematika dipergunakan tidak hanya untuk sistem aktuator tetapi juga model torsi beban. Model matematik torsi beban yang diturunkan merupakan fungsi sudut defleksi. Untuk mencapai tujuan pengendalian yaitu mendapatkan sudut defleksi sirip yang sesuai dengan yang diperintahkan maka diaplikasikan metode kendali PI dan kendali struktur berubah (*Variable Structure Control*). Metode kendali ini diterapkan baik pada kendali kecepatan maupun kendali posisi. Hasil simulasi menunjukkan bahwa kedua pengendali mampu mencapai kriteria yang ditetapkan. Namun begitu pengendali VSC memberikan performansi yang memuaskan (*fast reaching* dan *low chattering*) dibandingkan kendali PI.

***Kata kunci: sirip roket, aktuator, motor brushless DC, kendali PI, VSC***

## ABSTRACT

Name : Muhammad Azzumar  
Study Program : Electrical Engineering  
Title : Modeling and Designing for Fin Control Actuator System  
Based on Brushless DC Motor

This Thesis describes research of designing control systems of fin actuator based brushless DC motor. The brushless DC motor is found to be the promising motor rather than DC motor because of its small dimension. With this advantage, brushless dc motor is fit as the actuator for air vehicle because the limitation of space for the actuator. The design process is using simulation model which have been developed. Mathematical model is used for describing actuator system and also the load torque. Mathematical model of load torque is derived to obtain the function of deflection angle. The control strategy PI and Variable structure control is used to obtain the desired fin's deflection angle. These control methods are implemented for the speed and position control. The simulation shows that both of the controllers able to achieved the best results. But the VSC give more good performance rather than PI control methods because of its fast reaching and low chattering

***Keywords: fin missile, actuator, brushless DC motor, PI controller, VSC***

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL .....	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS.....	ii
LEMBAR PENGESAHAN .....	iii
KATA PENGANTAR .....	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI SKRIPSI UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS .....	v
ABSTRAK.....	vi
ABSTRACT.....	vii
DAFTAR ISI.....	viii
DAFTAR GAMBAR.....	xi
DAFTAR TABEL.....	xiv
BAB 1 PENDAHULUAN .....	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Rumusan Masalah.....	2
1.3 Batasan Masalah .....	3
1.4 Tujuan Penulisan.....	3
1.5 Sistematika Penulisan .....	3
BAB 2 SISTEM AKTUATOR SIRIP ROKET .....	5
2.1 Motor Brushless DC .....	5
2.1.1 Konstruksi Motor Brushless DC.....	5
2.1.2 Prinsip Kerja Motor Brushless DC .....	7
2.1.3 Model Matematik Brushless DC.....	7
2.2 Pengendalian Motor Brushless DC.....	16
2.2.1 Brushless DC Motor Driver (Inverter).....	16
2.2.2 Metode Six Step.....	19
2.2.3 Metode Pendeteksian Perubahan Komutasi .....	21
2.2.4 Back EMF dan Zero Crossing.....	21
2.2.5 Sensor Hall.....	21
2.3 Penggunaan Roda Gigi pada Aktuator.....	22
2.3.1 Prinsip Kerja Roda Gigi.....	22
2.3.2 Model Matematik Roda Gigi .....	23

2.4	Torsi Beban Aktuator.....	25
2.4.1	Prinsip Kerja Torsi Beban.....	25
2.4.2	Model Matematik Torsi Beban .....	26
2.5	Model Matematik Sistem Aktuator.....	26
<b>BAB 3 KONSEP DASAR VARIABLE STRUCTURE CONTROL DAN PENGENDALI PID .....</b>		<b>29</b>
3.1	Konsep Pengendalian Aktuator.....	29
3.2	Pengendali Variable Structure Control .....	29
3.2.1	Konsep Dasar Pengendali Robust.....	29
3.2.2	Konsep Pengendali VSC.....	30
3.2.3	Teori Dasar dan Perancangan Pengendali VSC.....	31
3.2.4	Pengurangan Riak (Chattering).....	35
3.2.5	Model Matematik Perancangan Pengendali VSC.....	36
3.3	Pengendali PID .....	39
<b>BAB 4 PERANCANGAN SIMULASI .....</b>		<b>43</b>
4.1	Parameter Motor Brushless DC dan Planetary Gearhead .....	43
4.2	Perancangan Motor Brushless DC .....	44
4.2.1	Perancangan Motor Brushless DC tanpa Roda Gigi.....	44
4.2.2	Perancangan Motor Brushless DC dengan Roda Gigi .....	45
4.3	Perancangan Pengendali PI.....	48
4.3.1	Modul Pengendali Posisi PI.....	48
4.3.2	Modul Pengendali Kecepatan PI.....	49
4.3.3	Modul Arus Fasa Stator Referensi .....	50
4.3.4	Modul Pengendali Arus Histerisis .....	51
4.3.5	Modul Inverter Tegangan.....	52
4.4	Perancangan Pengendali Variable Structure .....	53
4.4.1	Modul Ueq .....	55
4.4.2	Modul switching surface.....	55
<b>BAB 5 SIMULASI DAN ANALISIS.....</b>		<b>57</b>
5.1	Percobaan Loop Terbuka .....	57
5.1.1	Percobaan Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban.....	57
5.1.2	Percobaan dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	59
5.1.3	Percobaan dengan Roda Gigi dan dengan Beban Penuh.....	63
5.1.4	Analisis Percobaan Loop Terbuka .....	64

5.2	Pengendali PI pada Konfigurasi Loop Tertutup.....	65
5.2.1	Pengendali Kecepatan .....	65
5.2.2	Pengendali Posisi .....	67
5.2.3	Analisis Pengendali PI .....	73
5.3	Pengendali VSC pada Konfigurasi Loop Tertutup .....	73
5.3.1	Observasi dan Komparasi .....	73
5.3.2	Pengendali Variable Structure .....	74
5.3.3	Teknik Smooth VSC .....	83
BAB 6 KESIMPULAN.....		90
DAFTAR PUSTAKA .....		91
LAMPIRAN.....		93

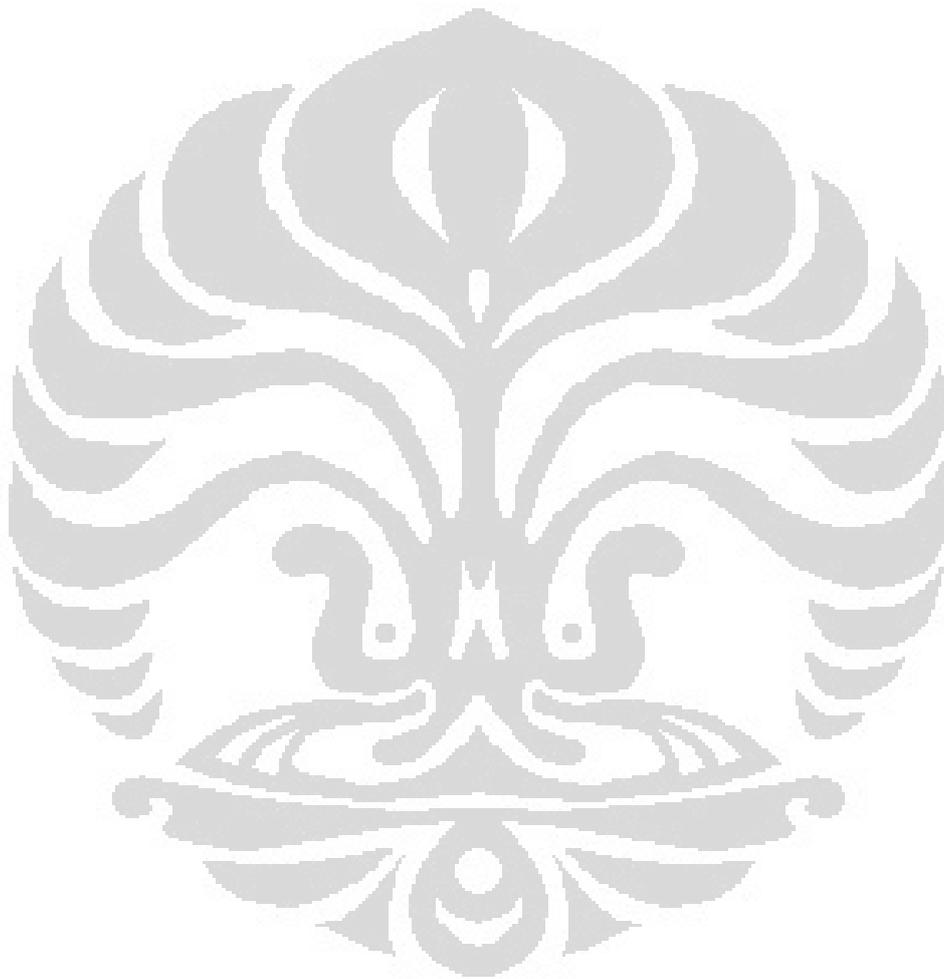


## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Bentuk Melintang Motor Brushless DC.....	6
Gambar 2. 2 Rangkaian Equivalen Stator Brushless DC Motor .....	8
Gambar 2. 3 Implementasi Back EMF terhadap Posisi Rotor .....	10
Gambar 2. 4 Transformasi Clarke.....	14
Gambar 2. 5 Transformasi Park .....	15
Gambar 2. 6 Skema Umum Driver Tiga Fasa Motor Brushless DC.....	16
Gambar 2. 7 Bentuk Pulsa Trigger.....	18
Gambar 2. 8 Bentuk Tegangan Keluaran Inverter ( $V_{UV}$ , $V_{VW}$ , dan $V_{WU}$ ) .....	19
Gambar 2. 9 PWM Six Step.....	20
Gambar 2. 10 PWM Six Step 3 Fasa .....	20
Gambar 2. 11 Sensor Hall, Perubahan Komutasi, dan Back EMF .....	22
Gambar 2. 12 Skema Motor Brushless DC dengan Beban .....	22
Gambar 2. 13 Sistem Roda Gigi .....	23
Gambar 2. 14 Torsi Beban pada Sistem Aktuator.....	26
Gambar 3. 1 Sistem Unity Feedback .....	29
Gambar 3. 2 Diagram Fasa Trayektori Keadaan.....	33
Gambar 3. 3 Bentuk Fungsi Signum.....	35
Gambar 3. 4 Bentuk Fungsi Signum dan Saturasi .....	36
Gambar 3. 5 Blok Diagram Pengendali PID.....	40
Gambar 4. 1 Blok Aktuator Tanpa Roda Gigi .....	44
Gambar 4. 2 Blok Aktuator dengan Input Tegangan 3 Fasa.....	46
Gambar 4. 3 Blok Aktuator dengan Input Tegangan 2 Fasa.....	47
Gambar 4. 4 Blok Diagram Pengendali Posisi dan Pengendali Kecepatan dengan pengendali PI .....	48
Gambar 4. 5 Blok Diagram Kendali Posisi dengan Pengendali PI .....	49
Gambar 4. 6 Blok Pengendali Posisi pada Blok Simulasi .....	49
Gambar 4. 7 Blok Diagram Kendali Kecepatan dengan Pengendali PI.....	50
Gambar 4. 8 Blok Pengendali Kecepatan pada Blok Simulasi .....	50
Gambar 4. 9 Blok Arus Referensi pada Simulasi .....	51
Gambar 4. 10 Modul Pengendali Arus Histerisis .....	52
Gambar 4. 11 Blok Current Controller pada Simulasi.....	52
Gambar 4. 12 Modul Inverter Tegangan.....	53
Gambar 4. 13 Blok Diagram Pengendali Posisi dengan Pengendali Variable Structure ..	53
Gambar 4. 14 Blok Diagram Pengendali Variable Structure .....	54
Gambar 4. 15 Modul Ueq .....	55
Gambar 4. 16 Modul Switching Surface.....	56
Gambar 5. 1 Rangkaian Loop Terbuka Motor Brushless DC Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	57

Gambar 5. 2 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Torsi Elektromagnetik (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban.....	58
Gambar 5. 3 Arus Fasa Stator Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban .....	59
Gambar 5. 4 Rangkaian Loop Terbuka Motor Brushless DC dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	60
Gambar 5. 5 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Kecepatan Operasional (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	60
Gambar 5. 6 Grafik Torsi Mekanik (a) dan Torsi Elektrik (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	62
Gambar 5. 7 Arus Fasa Stator Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban .....	62
Gambar 5. 8 Grafik Kecepatan Putar (a), Torsi (b), dan Arus Fasa Stator (c) Motor pada Beban Penuh dengan Roda Gigi .....	64
Gambar 5. 9 Blok Diagram Pengendali Kecepatan PI.....	66
Gambar 5. 10 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Arus Fasa (b) Motor Brushless DC dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban .....	66
Gambar 5. 11 Blok Diagram Pengendali Posisi PI .....	68
Gambar 5. 12 Grafik Posisi Sudut (a), Kecepatan Putar (b), dan Arus Stator $i_a$ (c), Arus $i_q$ (d), dan Arus $i_d$ (e) Motor dengan Pengendali Posisi PI Tanpa Beban .....	69
Gambar 5. 13 Grafik Posisi Sudut (a), Kecepatan Putar (b), Arus Stator (c), Torsi (d), Arus $i_d$ (e), dan Arus $i_q$ (f) Motor dengan Pengendali Posisi PI Beban .....	72
Gambar 5. 14 Blok Diagram Pengendali VSC .....	74
Gambar 5. 15 Fungsi signum(s).....	75
Gambar 5. 16 Sliding Mode: Boundary Layer.....	75
Gambar 5. 17 Variable Structure: Respon Posisi Tanpa Beban.....	76
Gambar 5. 18 Variable Structure: Respon Kecepatan Tanpa Beban .....	76
Gambar 5. 19 Variable Structure: Respon $i_d$ Tanpa Beban.....	77
Gambar 5. 20 Variable Structure: Respon $i_q$ Tanpa Beban.....	78
Gambar 5. 21 Variable Structure: Respon $V_q$ Tanpa Beban.....	78
Gambar 5. 22 Variable Structure: Respon $V_d$ Tanpa Beban.....	79
Gambar 5. 23 Variable Structure: Respon Posisi dengan Beban .....	80
Gambar 5. 24 Variable Structure: Respon Kecepatan dengan Beban.....	80
Gambar 5. 25 Variable Structure: Respon $i_q$ dengan Beban .....	81
Gambar 5. 26 Variable Structure: Respon $i_d$ dengan Beban .....	81
Gambar 5. 27 Variable Structure: Respon $V_q$ dengan Beban .....	82
Gambar 5. 28 Variable Structure: Respon $V_d$ dengan Beban .....	82
Gambar 5. 29 Smooth Variable Structure dengan fungsi sat(s/ $\epsilon$ ).....	83
Gambar 5. 30 Smooth Variable Structure: Boundary layer .....	84
Gambar 5. 31 Smooth Variable Structure: Respon Posisi Tanpa Beban .....	84
Gambar 5. 32 Smooth Variable Structure: Respon Kecepatan Tanpa Beban.....	85
Gambar 5. 33 Smooth Variable Structure: Respon $i_q$ Tanpa Beban .....	85
Gambar 5. 34 Smooth Variable Structure: Respon $i_d$ Tanpa Beban .....	86
Gambar 5. 35 Smooth Variable Structure: Respon $V_q$ Tanpa Beban.....	86
Gambar 5. 36 Smooth Variable Structure: Respon $V_d$ Tanpa Beban.....	87
Gambar 5. 37 Smooth Variable Structure: Respon Posisi dengan Beban.....	87

Gambar 5. 38 Smooth Variable Structure: Respon Kecepatan dengan Beban .....	88
Gambar 5. 39 Smooth Variable Structure: Respon $i_q$ dengan Beban.....	88
Gambar 5. 40 Smooth Variable Structure: Respon $i_d$ dengan Beban.....	88
Gambar 5. 41 Smooth Variable Structure: Respon $V_q$ dengan Beban.....	89
Gambar 5. 42 Smooth Variable Structure: Respon $V_d$ dengan Beban.....	89



## DAFTAR TABEL

Tabel 2. 1 Tabel Hubungan antara posisi rotor dan Back EMF .....	10
Tabel 2. 2 Implementasi PWM Six Step pada Switch Transistor Inverter .....	20
Tabel 3. 1 Karakteristik Parameter Pengendali PID .....	42
Tabel 4. 1 Tabel Parameter dan Konstanta Motor Brushless DC .....	43
Tabel 4. 2 Parameter Planetary Gearhead .....	44
Tabel 4. 3 Hubungan Antara Posisi Rotor dan Arus Referensi.....	51
Tabel 5. 1 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Putar pada Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban.....	58
Tabel 5. 2 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor pada Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	59
Tabel 5. 3 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Putar pada Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	61
Tabel 5. 4 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Operting pada Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban .....	61
Tabel 5. 5 Respon Torsi Operating, Torsi Motor, Dan Arus Fasa Pada Saat Pemberian Roda Gigi.....	62
Tabel 5. 6 Respon Kecepatan Putar, Torsi Motor, Dan Arus Fasa Pada Saat Pemberian Beban Penuh Dengan Roda Gigi. ....	64
Tabel 5. 7 Nilai Respons Kecepatan Putar dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban .....	66
Tabel 5. 8 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban.....	67
Tabel 5. 9 Nilai Respons Posisi Sudut Motor dengan Pengendali Posisi PI Tanpa Beban69	
Tabel 5. 10 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban.....	70
Tabel 5. 11 Nilai Respons Posisi Sudut Motor dengan Pengendali Posisi PI dengan Beban .....	72
Tabel 5. 12 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban.....	73

# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Sirip roket merupakan bagian motor roket yang berfungsi untuk memberikan stabilisasi pada motor roket. Sistem aktuator kendali sirip adalah salah satu komponen penting industri peralatan militer. Sistem ini dipergunakan terutama dalam wahana terbang kendali [1][2]. Sistem aktuator kendali merupakan komponen vital yang menggerakkan sirip wahana terbang ini sehingga dapat mengarahkan gerak lateral dan longitudinalnya menuju sasaran yang ditetapkan. Sistem aktuator kendali sirip ini mendapatkan sinyal perintah berupa sudut defleksi sirip dari autopilot, dan sinyal perintah ini dieksekusi oleh aktuator secara cepat, tepat dan kualitas gerak sirip yang baik. Sistem aktuator terdiri dari sirip sebagai objek kendali, aktuator dan sistem pengendali. Pada awalnya, aktuator yang dipakai adalah tipe hidrolis atau pneumatik. Dengan perkembangan teknologi motor dan elektronik, saat ini tipe elektromekanik sudah banyak dikembangkan dan dipergunakan [3].

Skripsi ini berfokus pada desain sistem aktuator dan pengujian kinerjanya dengan simulasi. Penelitian bertujuan mendapatkan sistem aktuator yang memiliki kinerja yang baik dalam batasan-batasan yang ada. Aktuator yang dipergunakan adalah tipe elektromekanik. Sistem aktuator ini terdiri dari sirip sebagai objek kendali, gear, *brushless DC motor* [4][5], rangkaian penggerak motor dan pengendali. Pada skripsi ini, pemodelan dan simulasi adalah teknik yang dipergunakan. Pada tahap awal, pemodelan matematik untuk gerak rotasi sirip, motor DC brushless, rangkaian penggerak dan komponen tak linear lainnya dibuat. Pada tahap ini telah dikembangkan juga model torsi beban yang diintegrasikan dengan model matematik komponen sistem. Setelah ini selesai tahap berikutnya adalah pengembangan simulasi. Perangkat lunak simulasi dipergunakan untuk mengetahui dinamika sistem.

Variable Structure Control (VSC) merupakan salah satu metodologi pengaturan yang mampu mengatasi perubahan yang mengganggu pada sistem,

tanpa menyebabkan gangguan pada performa sistem itu sendiri (Alfaro-Cid, 2005). VSC menyediakan pendekatan yang sistematis untuk mengarahkan permasalahan kestabilan dan melacak pencapaian keberhasilan sistem dengan kemungkinan pemodelan yang sangat luas (Furlan, R., Cuzzola, 2008). Struktur VSC terdiri dari bagian utama, yang berfungsi memperbaiki sinyal eror dengan mengarahkan sinyal tersebut pada sebuah lintasan yang diinginkan, dan bagian tambahan berfungsi untuk mempertahankan sinyal pada lintasan tersebut.

Berdasarkan uraian di atas, maka modifikasi sistem kendali sirip roket ini menggunakan kontroler VSC. Gangguan muncul dari pengaruh sudut defleksi sirip roket ini. Sehingga kontroler VSC dirancang untuk mengatasi gangguan agar diperoleh posisi laras meriam sesuai dengan setpoint / posisi sudut yang dikehendaki. Untuk meminimalkan resiko dan mendapatkan hasil yang maksimal dilakukan penelitian dan pembuatan rancangan simulasi sistem kendali meriam, sebelum diterapkan pada meriam sesungguhnya.

Selain menggunakan variable structure control digunakan pengendali PI sebagai pengendali kecepatan putar dan pengendali posisi. Pada skripsi ini akan membandingkan kinerja pengendali PI dengan variable structure control. Perbandingan ini dibandingkan berdasarkan error steady state (galat tunak)-nya dan transien responnya.

## **1.2 Rumusan Masalah**

Dalam penelitian ini, dirumuskan suatu penyelesaian untuk mengatasi permasalahan yang telah dikemukakan pada latar belakang. Rumusan tersebut diantaranya pertama merancang dan sekaligus membuat sebuah plant yaitu model aktuator motor brushless DC. Kedua merancang desain pengendali arus, kecepatan, dan posisi sudut dengan pengendali PI. Ketiga merancang pengendali VSC (variable structure control). Masing – masing tujuan pengendali tersebut agar respon keluaran sistem (sudut defleksi roket dan kecepatan putar sirip) tetap pada posisinya / setpoint, meskipun terdapat gangguan beban dari defleksi sudutnya.

### 1.3 Batasan Masalah

Pembahasan skripsi ini dilakukan dengan batasan masalah sebagai berikut:

1. Memodelkan sistem aktuator sirip roket, yang terdiri dari motor brushless DC dan *driver*-nya, roda gigi, dan beban dari defleksi sirip roket
2. Merancang pengendali VSC
3. Model motor brushless DC, model pembebanan, dan perancangan pengendali disimulasikan dengan menggunakan Matlab R2009A.

### 1.4 Tujuan Penulisan

Berdasarkan latar belakang dan perumusan masalah, tujuan yang hendak dicapai dalam skripsi ini, dapat memodelkan motor brushless DC dan bebannya dengan penggunaan roda gigi secara matematik, serta menggunakan pengendali PI dan VSC untuk mengendalikan gerakan sirip pada roket sehingga pergerakan sirip roket dapat mencapai *setpoint* / posisi sudut yang diharapkan, walaupun terdapat gangguan akibat pergerakan sirip.

### 1.5 Sistematika Penulisan

Laporan skripsi ini dibagi menjadi 6 bab, yakni:

1. Bab I Pendahuluan, bagian ini berisi latar belakang, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan penulisan, dan sistematika penulisan.
2. Bab II Sistem Aktuator Sirip Roket, bagian ini membahas model fisik, prinsip kerja, dan pemodelan matematik sistem aktuator sirip roket.
3. Bab III Konsep Dasar Variable Structure Control dan Pengendali PID, bagian ini membahas konsep dasar pengendali secara umum dan pengendali yang akan digunakan untuk mengendalikan aktuator, termasuk perancangannya.
4. Bab IV Perancangan Simulasi, bagian ini adalah merancang aktuator dan pengendalinya yang telah dimodelkan pada bab 2 dan bab 3 ke dalam bentuk simulasi Matlab.

5. Bab V Simulasi dan Analisis, bagian ini membahas tentang simulasi dari hasil motor yang telah dimodelkan serta menganalisis setiap percobaan berdasarkan analisis transien responnya.
6. Bab VI Kesimpulan, bagian ini adalah kesimpulan dari skripsi ini.



## BAB 2

### SISTEM AKTUATOR SIRIP ROKET

Pada bab 2 ini membahas model fisik, prinsip kerja, dan pemodelan matematik sistem aktuator sirip roket, seperti motor brushless DC dan *driver*-nya, penggunaan roda gigi pada shaft motor, serta model beban defleksi sirip roket.

#### 2.1 Motor Brushless DC

Salah satu masalah besar dengan motor DC terletak pada operasi komutasi. Komutasi mekanik menyebabkan keterbatasan kinerja motor. Jika kecepatan armature terlalu tinggi, gaya sentrifugal akan menyebabkan segmen komutator terlempar keluar dari armature. Jika terjadi *overheat*, komutator dapat melengkung dan berubah bentuk. Komutator juga harus terlindung dari kelembaban dan debu, karena akan menyebabkan kontak dengan brush menjadi tidak sempurna sehingga terjadi *sparking*.

Masih banyak kekurangan lain yang dimiliki proses komutasi ini. Untuk mengatasi kekurangan – kekurangan tersebut, maka proses *switching* dicoba digantikan oleh komutasi elektronik. Motor yang menggunakan sistem komutasi elektronik ini dikenal sebagai *Electronically Commutated Motor*.

*Electronically commutated* diartikan sebagai fungsi *switch* elektronik sebagai pengganti *switch* mekanik karena *Electronically Commutated Motor* beroperasi tanpa *brush* maka motor jenis ini disebut Motor Brushless DC.

Komutator elektronik terdiri dari thyristor atau transistor yang memerlukan sinyal atau pulsa penyalan, yang bergantung pada posisi rotor, dan memungkinkan mereka aktif pada waktu yang tepat.

##### 2.1.1 Konstruksi Motor Brushless DC

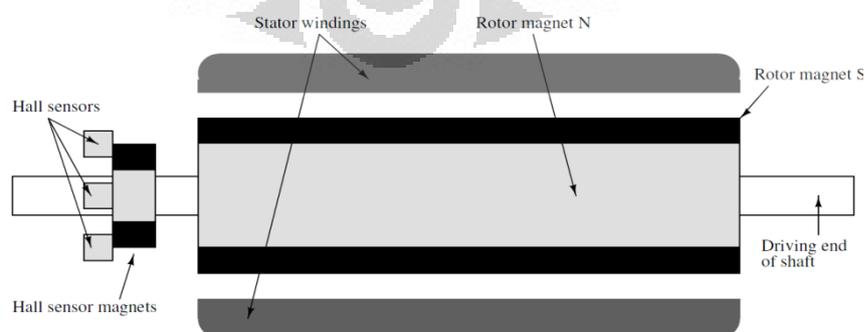
Suatu motor *bldc* adalah motor sinkron dengan magnet permanen yang menggunakan sensor posisi dan sebuah rangkaian elektronika (*inverter*) untuk mengendalikan arus armatur yang ada. Motor brushless DC kadangkala dimodelkan sebagai suatu motor DC 2 arah karena armature-nya ada di stator dan

magnet berada pada rotor dan karakteristik operasinya mirip dengan motor DC. Daripada menggunakan suatu komutator mekanik seperti yang ada pada motor dc konvensional, motor brushless DC menggunakan komutasi elektronik yang menjadikannya motor yang minim perawatan.

Terdapat dua tipe dari motor brushless DC: tipe trapezoidal dan tipe sinusoidal. Pada trapezoidal, back-emf yang diinduksikan pada belitan stator mempunyai bentuk trapesium dan tiap fasanya disuplai oleh arus dengan bentuk quasi-square untuk operasi torsi yang bebas ripple. Bentuk dari back-emf ditentukan oleh bentuk magnet rotor dan distribusi belitan stator.

Motor tipe sinusoidal membutuhkan sensor posisi dengan resolusi tinggi karena posisi rotor mesti diketahui pada setiap saat untuk operasi yang optimal. Dibutuhkan juga software dan hardware yang lebih kompleks. Motor trapezoidal merupakan motor yang lebih banyak digunakan sebagai alternatif untuk kebanyakan aplikasi dikarenakan kesederhanaannya, harga yang lebih murah, dan efisiensi yang tinggi.

Motor brushless DC memiliki banyak konfigurasi namun motor tiga fasa memiliki tipe yang lebih umum dikarenakan efisiensinya dan ripple torsi rendah. Tipe motor yang satu ini juga menawarkan keunggulan pada presisi kendali dan jumlah divais elektronika daya yang dibutuhkan untuk mengendalikan arus stator. Gambar 2.1 menunjukkan penampang melintang dari suatu motor brushless DC. Sensor posisi biasanya menggunakan 3 sensor efek Hall yang mendeteksi kehadiran magnet kecil yang terpasang pada shaft motor [6].



**Gambar 2.1 Bentuk Melintang Motor Brushless DC**

### 2.1.2 Prinsip Kerja Motor Brushless DC

Untuk mengembangkan sebuah motor DC tanpa brush, diambil sebuah dasar yaitu motor AC, seperti motor induksi dengan rotor sangkar atau motor sinkron dengan permanen magnet. Dasar pemikirannya adalah motor – motor ini tidak memiliki komutator dan brush sehingga jika motor – motor ini dapat dijalankan dengan sumber DC maka dapat disebut sebagai motor brushless DC. Jadi jika sebuah motor dengan permanen magnet menggunakan rangkaian elektronik sebagai pengontrol dan sensor posisi maka motor ini dapat disebut sebagai motor brushless DC dengan karakteristik yang hampir sama dengan motor DC konvensional.

Motor brushless DC ini dapat bekerja ketika stator yang terbuat dari kumparan diberikan arus 3 fasa. Akibat arus yang melewati kumparan pada stator timbul medan magnet (B):

$$B = \frac{\mu Ni}{2l} \quad (2.1)$$

Di mana N merupakan jumlah lilitan, i merupakan arus, l merupakan panjang lilitan dan  $\mu$  merupakan permeabilitas bahan.

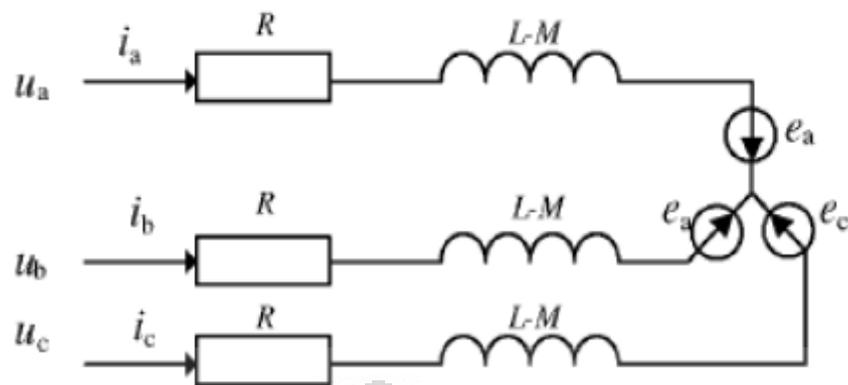
Karena arus yang diberikan berupa arus AC 3 fasa sinusoidal, nilai medan magnet dan polarisasi setiap kumparan akan berubah-ubah setiap saat. Akibat yang ditimbulkan dari adanya perubahan polarisasi dan besar medan magnet tiap kumparan adalah terciptanya medan putar magnet dengan kecepatan

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (2.2)$$

Di mana f merupakan frekuensi arus input dan p merupakan jumlah pole rotor.

### 2.1.3 Model Matematik Brushless DC

Motor brushless DC memiliki magnet permanen di rotor (seperti pada gambar 2.1) dan kumparan 3 fasa di statornya. Bentuk rangkaian ekuivalen stator motor brushless DC ditunjukkan oleh gambar berikut.



**Gambar 2. 2 Rangkaian Equivalen Stator Brushless DC Motor**

dengan:

$U_a, U_b, U_c$  = tegangan input stator tiap fasa (V)

$i_a, i_b, i_c$ , = arus stator tiap fasa (A)

$R$  = tahanan stator (ohm)

$L$  = induktansi stator (henry)

$M$  = induktansi bersama (henry)

$e_a, e_b, e_c$  = Back Emf tiap fasa

Dari rangkaian pada gambar 2.2, maka dapat diturunkan dengan menggunakan hukum Kirchhoff untuk tegangan (KVL), persamaan kumparan stator dapat dituliskan sebagai:

Pada Rangkaian A:

$$U_a = (L - M) \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a + e_a$$

$$(L - M) \frac{di_a}{dt} = U_a - R \cdot i_a - e_a$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L - M} U_a - \frac{1}{L - M} R \cdot i_a - \frac{1}{L - M} e_a$$

Pada rangkaian B:

$$U_b = (L - M) \frac{di_b}{dt} + R \cdot i_b + e_b$$

$$(L - M) \frac{di_b}{dt} = U_b - R \cdot i_b - e_b$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L - M} U_b - \frac{1}{L - M} R \cdot i_b - \frac{1}{L - M} e_b$$

Pada rangkaian C:

$$U_c = (L - M) \frac{di_c}{dt} + R \cdot i_c + e_c$$

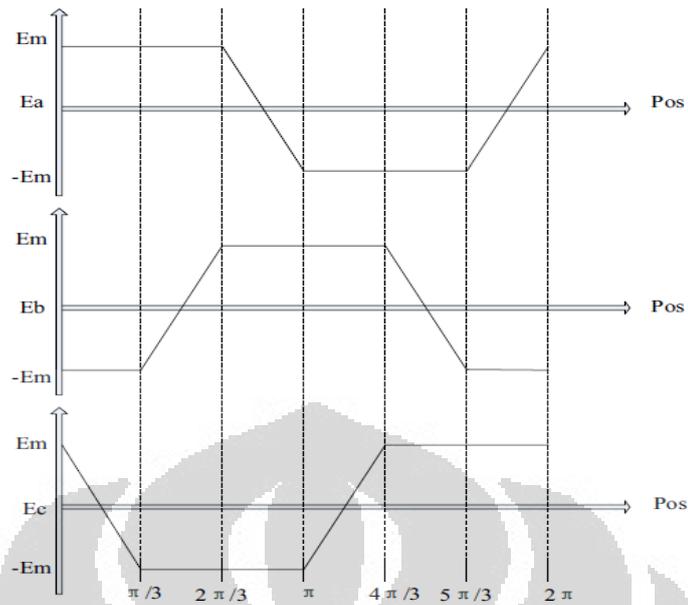
$$(L - M) \frac{di_c}{dt} = U_c - R \cdot i_c - e_c$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L - M} U_c - \frac{1}{L - M} R \cdot i_c - \frac{1}{L - M} e_c$$

Maka bentuk persamaan kumpulan stator brushless DC motor, sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Untuk motor yang didesain, *Back Electromotive Force* (gaya gerak listrik balik) merupakan suatu fungsi dari posisi aktual rotor dan kecepatan angular.



**Gambar 2. 3 Implementasi Back EMF terhadap Posisi Rotor**

Hubungan berbanding lurus pada posisi aktual rotor dan GGL balik ditunjukkan pada tabel 2.1 di bawah:

**Tabel 2. 1 Tabel Hubungan antara posisi rotor dan Back EMF**

Rotor position	Ea	Eb	Ec
$0 \sim \pi/3$	$k \cdot \omega$	$-k \cdot \omega$	$k \cdot \omega \cdot ((-Pos)/(\pi/6)+1)$
$\pi/3 \sim 2\pi/3$	$k \cdot \omega$	$k \cdot \omega \cdot ((Pos-\pi/3)/(\pi/6)-1)$	$-k \cdot \omega$
$2\pi/3 \sim \pi$	$k \cdot \omega \cdot ((2\pi/3-Pos)/(\pi/6)+1)$	$k \cdot \omega$	$-k \cdot \omega$
$\pi \sim 4\pi/3$	$-k \cdot \omega$	$k \cdot \omega$	$k \cdot \omega \cdot ((Pos-\pi)/(\pi/6)-1)$
$4\pi/3 \sim 5\pi/3$	$-k \cdot \omega$	$k \cdot \omega \cdot ((4\pi/3-Pos)/(\pi/6)+1)$	$k \cdot \omega$
$5\pi/3 \sim 2\pi$	$k \cdot \omega \cdot ((Pos-5\pi/3)/(\pi/6)-1)$	$-k \cdot \omega$	$k \cdot \omega$

dengan  $k$  adalah konstanta GGL balik ( $k = \text{fluks magnetik}$ ),  $Pos$  merupakan sinyal posisi rotor, dan  $\omega_e$  merupakan sinyal kecepatan angular.

Keunggulan dari motor brushless DC adalah mempunyai kecepatan yang sinkron, meskipun beban berubah – ubah. Bagian mekanik motor terdapat inersia motor ( $J_m$ ) dan redaman gesekan ( $D_m$ ) yang berhubungan dengan torsi yang dibangkitkan oleh arus stator sesuai dengan persamaan:

$$J_m \frac{d\omega}{dt} + D_m \omega = T_e \quad (2.4)$$

di mana  $\omega$  adalah kecepatan putar motor.

Torsi yang dihasilkan motor berbanding lurus dengan hasil kali antara arus stator tiap fasa dengan fluks induksi yang dihasilkan magnet permanen antara rotor dan stator yang ditunjukkan oleh persamaan sebagai berikut:

$$T_e = p \cdot \lambda \cdot (\Phi_a i_a + \Phi_b i_b + \Phi_c i_c) \quad (2.5)$$

di mana:

$T_e$  = torsi elektromagnetik

$p$  = kutub motor

$\lambda$  = amplitudo fluks induksi yang dihasilkan magnet permanen antara rotor dan stator

$\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$  = electromotive force tiap fasa

$i_a, i_b, i_c$  = arus stator tiap fasa

Namun pemodelan yang dilakukan skripsi ini menggunakan transformasi d-q. Pembagian fluks celah udara yang dihasilkan oleh lilitan medan secara simetris berada di sekitar garis tengah kutub medan. Sumbu ini dinamakan sumbu medan atau sumbu langsung (*direct*). Sumbu dari gelombang *armature* terletak 90 derajat dari sumbu kutub medan dinamakan sumbu kuadratur (*quadrature*).

Persamaan tegangan stator dan rotor motor brushless DC secara umum:

$$V_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} + \varepsilon \quad (2.6)$$

$$V_r = 0 \quad (2.7)$$

Sedangkan persamaan untuk fluksnya adalah:

$$\lambda_s = L_s \cdot i_s \quad (2.8)$$

di mana:

$V_s$  = tegangan stator

$V_r$  = tegangan rotor

$R_s$  = resistansi stator

$\lambda_s$  = fluks stator

$\varepsilon$  = tegangan balik akibat induksi

$L_s$  = induktansi stator

$i_s$  = arus stator

dengan persamaan (2.6) tegangan balik

$$\varepsilon = \omega_e \lambda_s \quad (2.9)$$

kemudian persamaan (2.9) disubstitusikan ke persamaan (2.6), maka persamaan-persamaan tersebut akan menjadi [6] [7]:

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.10)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.11)$$

Persamaan (2.8) menjadi:

$$\lambda_{ds} = L_{ds} \cdot i_{ds} + \lambda_m \quad (2.12)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs} \quad (2.13)$$

di mana:

$\lambda_m$  = fluks celah udara

$L_{ds}$  = induktansi stator d

$L_{qs}$  = induktansi stator q

Sehingga persamaan tegangan dan fluks brushless DC motor dalam frame dq adalah sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

kemudian dengan mensubstitusikan persamaan (2.12) dan (2.13) ke persamaan (2.14) menjadi persamaan (2.15) sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot i_d + V_d + \omega_e \cdot L_q \cdot i_q}{L_d} \\ \frac{-R \cdot i_q - \lambda_m \omega_e + V_q - \omega_e \cdot L_d \cdot i_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

di mana:

$i_d$  = arus langsung

$i_q$  = arus kuadratur

$\lambda_m$  = fluks celah udara

$V_d$  = tegangan stator langsung

$V_q$  = tegangan stator kuadratur

$L_d$  = induktansi stator sumbu *direct*

$L_q$  = induktansi stator sumbu *quadratic*

$R$  = resistansi stator

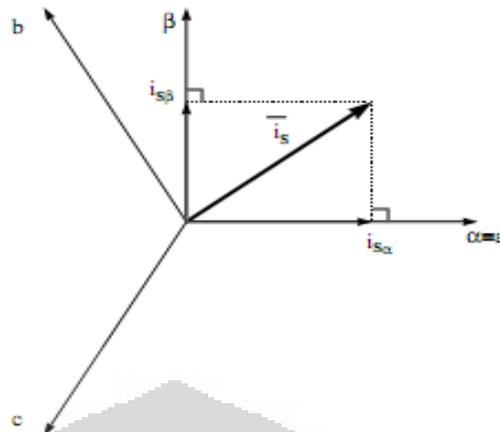
$\omega_e$  = kecepatan elektrik

Berikut ini membahas penurunan persamaan transformasi 3 fasa ke 2 fasa untuk mendapat persamaan tegangan  $V_d$  dan  $V_q$  dari  $V_a, V_b, V_c$

#### 1. Transformasi Clarke

Transformasi Clarke merupakan transformasi sistem tiga fasa (a,b,c) menjadi sistem dua fasa ( $\alpha$  dan  $\beta$ ) yang stasioner.

Model dinamik untuk motor brushless DC dapat dinyatakan ke dalam mesin dua fasa jika ekuivalensi diantara keduanya dapat ditentukan. Ekuivalensi tersebut didasarkan pada kesamaan nilai *mmf* (*magnetomotive force*) yang dihasilkan pada kumparan dua dan tiga fasa dengan besar arus yang sama. Misalkan dengan mengasumsikan bahwa kumparan tiga fasa mempunyai lilitan sejumlah  $T_l$  dan besar arus untuk tiap fasanya yang sama besar, maka kumparan dua fasa akan mempunyai jumlah lilitan sebanyak  $3T_l/2$  tiap fasanya untuk membuat nilai *mmf* antara kumparan tiga fasa dan dua fasa bernilai sama.



**Gambar 2. 4 Transformasi Clarke**

Arus  $\vec{i}_s$  pada gambar 2.4. diatas bila dinyatakan sebagai fungsi dari komponen tiga fasa adalah sebagai berikut:

$$\vec{i}_s = i_{sa}e^{j0^\circ} + i_{sb}e^{j120^\circ} + i_{sc}e^{j240^\circ} \quad (2.16)$$

dan dengan menggunakan identitas Euler  $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j\sin(\omega t)$ , maka komponen  $i_a$  dan  $i_\beta$  dari vektor  $i_s$  dapat dinyatakan sebagai:

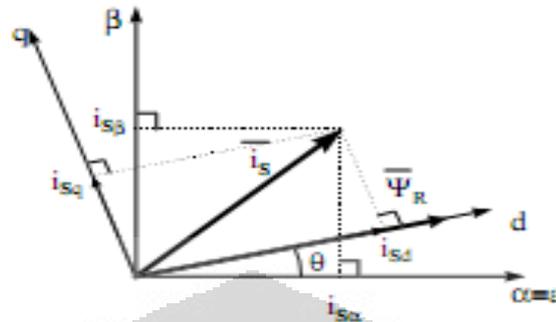
$$\begin{aligned} \vec{i}_s &= i_{sa}[\cos 0^\circ + j \sin 0^\circ] + i_{sb}[\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ] + i_{sc}[\cos 240^\circ + j \sin 240^\circ] \\ &= \left( i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc} \right) + j \left( \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sc} \right) \\ &= i_\alpha + ji_\beta \end{aligned}$$

sehingga persamaan dalam bentuk matriks untuk mengubah komponen tiga fasa menjadi dua fasa, dengan memperhatikan ekuivalensi diantara keduanya, adalah sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

## 2. Transformasi Park

Transformasi Park merupakan transformasi sistem dua fasa stasioner,  $\alpha$  dan  $\beta$ , menjadi sistem dua fasa yang berputar, *direct* (d) dan *quadrature* (q).



**Gambar 2.5 Transformasi Park**

Dari gambar diatas, hubungan antara vektor  $\vec{i}_s^e$  pada kerangka referensi stasioner dan vektor  $\vec{i}_s^e$  pada kerangka referensi yang bergerak adalah:

$$\vec{i}_s^e = \vec{i}_s^s e^{-j\theta} \quad (2.18)$$

persamaan di atas dapat dijabarkan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} i_{sd}^e + j i_{sq}^e &= (i_{s\alpha}^s + j i_{s\beta}^s) [\cos -\theta^\circ + j \sin -\theta^\circ] \\ &= [i_{s\alpha}^s \cos \theta^\circ + i_{s\beta}^s \sin \theta^\circ] + j [-i_{s\alpha}^s \sin \theta^\circ + i_{s\beta}^s \cos \theta^\circ] \end{aligned}$$

atau secara umum, bila persamaan di atas dinyatakan dalam matriks, maka:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

dan sebaliknya:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Sehingga tegangan  $V_d$  dan  $V_q$  dicari dengan menggunakan matriks transformasi clake dan transformasi park yaitu sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

di mana:

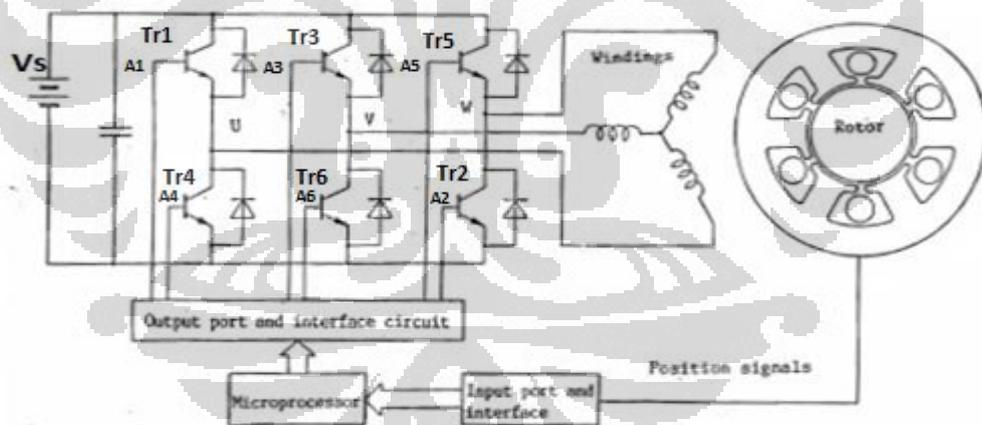
$\theta_e$  = sudut elektrik

$V_a, V_b, V_c$  = tegangan stator dalam 3 fasa (a, b, dan c)

## 2.2 Pengendalian Motor Brushless DC

### 2.2.1 Brushless DC Motor Driver (Inverter)

Cara kerja inverter, yaitu setiap transistor aktif selama interval  $180^\circ$  terhadap siklus gelombang, hanya waktu pengaktifan transistor masing – masing fasa dibuat berbeda  $120^\circ$ . Hal ini menggambarkan adanya tiga buah fasa dari tegangan yang masing – masing berbeda  $120^\circ$ . Pergeseran fasa ini dihasilkan dalam urutan pengaktifan, dimana transistor diaktifkan pada suatu interval yang teratur dan terus menerus dari  $60^\circ$  secara berurutan, yaitu  $Tr_1, Tr_2, Tr_3, Tr_4, Tr_5,$  dan  $Tr_6$ , untuk menyelesaikan satu siklus dari gelombang tegangan keluaran ( $360^\circ$ ). Adapun rangkaian inverter tiga fasa diberikan oleh gambar 2.6.



**Gambar 2. 6 Skema Umum Driver Tiga Fasa Motor Brushless DC**

di mana

Tr = transistor

A = pulsa trigger

Pengaturan on – off transistor  $Tr_1$  sampai dengan  $Tr_6$  dilakukan oleh pulsa trigger  $A_1$  sampai dengan  $A_6$ . Munculnya pulsa – pulsa trigger ini diatur. Motor

brushless DC yang digunakan ini menggunakan elemen Hall sebagai sensor posisi yang kemudian diubah menjadi sebuah informasi dalam bentuk pulsa trigger untuk men-drive motor brushless DC ini.

Perbedaan periode  $A_1$  ke  $A_2$ ,  $A_2$  ke  $A_3$ , dan seterusnya adalah  $60^\circ$ , sedangkan periode pada tiap – tiap pulsa itu sendiri (pulsa  $A_1$  yang pertama ke  $A_1$  yang kedua) adalah sebesar  $360^\circ$ . Selain itu waktu kontak (on) untuk tiap transistor didesain sedemikian rupa yaitu sebesar  $180^\circ$ . Bentuk pulsa – pulsa  $A_1$  sampai  $A_2$  dan kondisi on – off  $Tr_1$  sampai dengan  $Tr_6$  dapat dilihat pada gambar 2.7. Dengan diode  $D_1$  sampai dengan  $D_6$ , maka akan dihasilkan bentuk tegangan – tegangan pada output U, V, W (gambar 2.8).

Penjelasan terjadinya gelombang pada titik U, V, W, adalah sebagai berikut:

Di sini digunakan trigger negative untuk men-trigger transistor yang semula on menjadi off. Pada keadaan off, waktu off-nya dapat didesain agar mencapai  $180^\circ$ . Setelah itu, transistor akan on kembali.

Berdasarkan pengaturan on-off transistor – transistor tersebut, ternyata bahwa transistor 1 dan 4 on/off-nya saling berlawanan, demikian juga untuk transistor 3 dan 6, serta transistor 2 dan 6. Kemudian apabila dilihat siklus  $0^\circ$  sampai  $60^\circ$ , ternyata bahwa pada kondisi ini  $Tr_2$ ,  $Tr_3$ , dan  $Tr_4$  on dan yang lainnya off. Pada keadaan ini,  $D_2$ ,  $D_3$ , dan  $D_4$  konduksi (on) dan tegangan di titik U = 0, di titik V =  $V_s$  dan di titik W = 0, sehingga dengan demikian tegangan

$$V_{UV} = V_U - V_V = -V_s,$$

$$V_{VW} = V_V - V_W = +V_s, \text{ dan}$$

$$V_{WU} = V_W - V_U = 0.$$

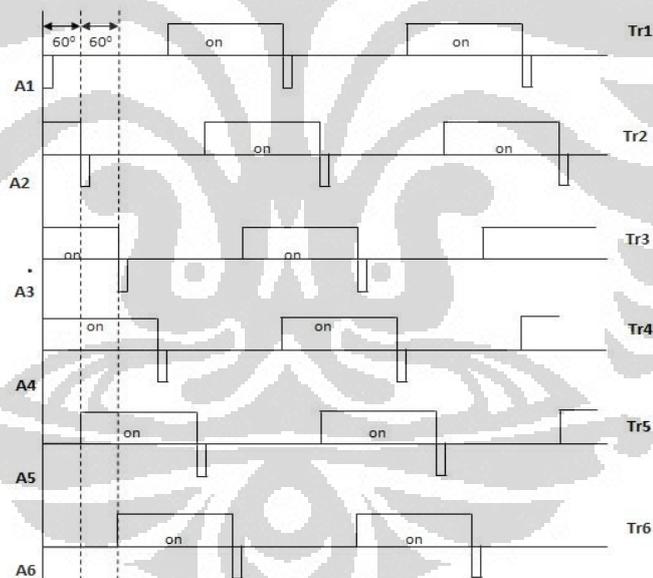
Demikian pula untuk siklus  $60^\circ$  sampai  $120^\circ$ , di sini  $Tr_3$ ,  $Tr_4$ , dan  $Tr_5$  on, yang menyebabkan  $D_3$ ,  $D_4$ , dan  $D_5$  konduksi (on). Hal ini akan menimbulkan tegangan di titik U = 0, titik V =  $V_s$  dan di titik W =  $+V_s$ , sehingga dengan demikian tegangan

$$V_{UV} = V_U - V_V = -V_s,$$

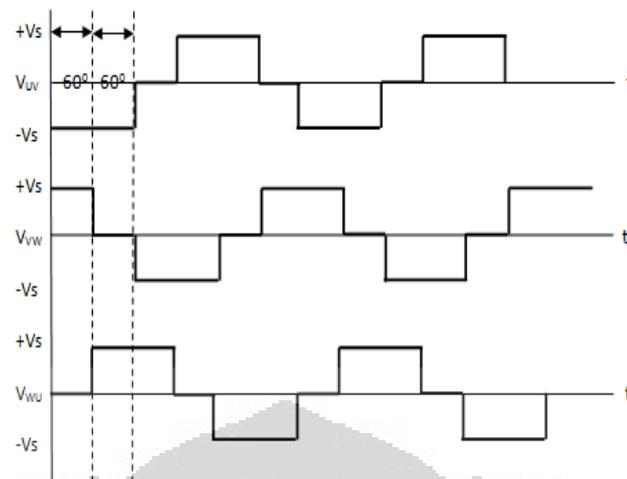
$$V_{VW} = V_V - V_W = 0, \text{ dan}$$

$$V_{WU} = V_W - V_U = +V_s.$$

Bentuk  $V_{UV}$ ,  $V_{VW}$ , dan  $V_{WU}$  dapat dilihat pada gambar 2.8. Pada gambar tersebut terlihat bahwa hasil output tegangan  $V_{UV}$ ,  $V_{VW}$ , dan  $V_{WU}$  belum berbentuk sinus murni meskipun sudah tampak tegangan AC 3 fasa. Untuk mendapatkan bentuk gelombang sinus murni, maka pada saat transistor – transistor tersebut on, diinjeksikan suatu pulsa-pulsa segi empat yang sudah termodulasi sinus. Hal ini dikenal sebagai PWM (pulse width modulation). Untuk menginjeksikan pulsa – pulsa PWM tersebut pada transistor – transistor yang bersangkutan tidaklah mudah karena diperlukan sinkronisasi pengaturan waktu (timing).



**Gambar 2. 7 Bentuk Pulsa Trigger**

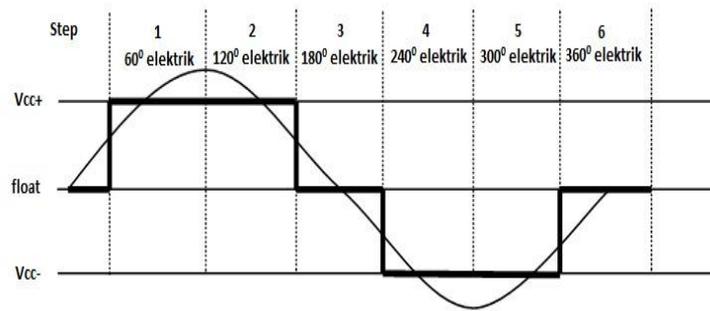


**Gambar 2. 8 Bentuk Tegangan Keluaran Inverter ( $V_{UV}$ ,  $V_{VW}$ , dan  $V_{WU}$ )**

### 2.2.2 Metode Six Step

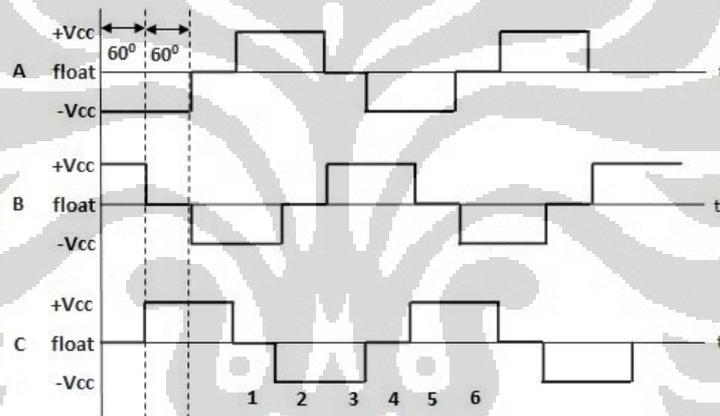
Metode six step merupakan metode yang paling sering digunakan dalam pengendalian motor brushless DC komersial. Hal ini terjadi karena metode ini sederhana sehingga mudah diimplementasikan. Hanya saja metode ini memiliki kelemahan yakni memiliki arus rms yang tinggi, rugi – rugi daya yang tinggi, dan bising. Hal ini terjadi karena PWM yang diinginkan dalam metode ini merupakan PWM *square* dengan frekuensi tertentu sehingga menciptakan gelombang AC yang berbentuk trapezoid atau *square*. Akibat dari gelombang yang terbentuk square atau trapezoid timbul gelombang harmonik. Gelombang harmonik inilah yang menyebabkan motor “bising” saat berputar.

Metode ini disebut metode six step karena agar mampu menciptakan gelombang trapezoid atau square yang menyerupai gelombang sinusoidal, digunakan PWM square yang terdiri dari 6 bagian yakni 2 bagian positif, 2 negatif, dan 2 bagian floating. Masing – masing bagian besarnya 60 derajat gelombang sinusoidal. Kondisi floating pada algoritma ini adalah kondisi ketika gelombang sinusoidal berpotong pada titik 0.



**Gambar 2. 9 PWM Six Step**

Untuk membentuk gelombang trapezoid atau gelombang square 3 fasa, digunakan 3 buah algoritma six step yang masing – masing berbeda 1 step (60 derajat) antara satu algoritma dengan algoritma lainnya.



**Gambar 2. 10 PWM Six Step 3 Fasa**

Dalam implementasi pada driver 3 fasa, maka algoritma PWM pada tabel 2.2 yang menjelaskan hubungan PWM six step ini dengan pengaturan switch on-off transistor pada inverter (gambar 2.6).

**Tabel 2. 2 Implementasi PWM Six Step pada Switch Transistor Inverter**

PWM Six Step 3 Fasa			Implementasi pada Switch Transistor pada Inverter					
A	B	C	Tr1	Tr2	Tr3	Tr4	Tr5	Tr6
0	-Vcc	+Vcc	0	0	0	0	1	1
-Vcc	+Vcc	0	0	0	1	1	0	0

-Vcc	0	+Vcc	0	0	0	1	1	0
+Vcc	0	-Vcc	1	1	0	0	0	0
+Vcc	-Vcc	0	1	0	0	0	0	1
0	+Vcc	-Vcc	0	1	1	0	0	0

### 2.2.3 Metode Pendeteksian Perubahan Komutasi

Agar motor brushless DC dapat dikendalikan dengan baik (kecepatan dan torsi konstan), diperlukan adanya *timing* perubahan komutasi yang tepat. Apabila *timing* perubahan komutasi tidak tepat, motor motor brushless DC akan mengalami *slip*. Akibat adanya *slip* adalah kecepatan dan torsi motor tidak konstan. Hal ini tampak terutama pada saat motor berputar pada kecepatan tinggi. Ketika terjadi *slip*, kecepatan motor akan cenderung turun dan memiliki kemungkinan motor berhenti berputar. Untuk menentukan *timing* perubahan komutasi terdapat dua metode yang digunakan yakni metode *sensorless* dan dengan menggunakan sensor. Metode *sensorless* dilakukan dengan cara mendeteksi BEMF dan zero crossing pada fasa motor yang mengalami kondisi *floating* (hanya terdapat pada metode *six-step*), sedangkan metode dengan menggunakan sensor adalah dengan menggunakan encoder dan sensor hall.

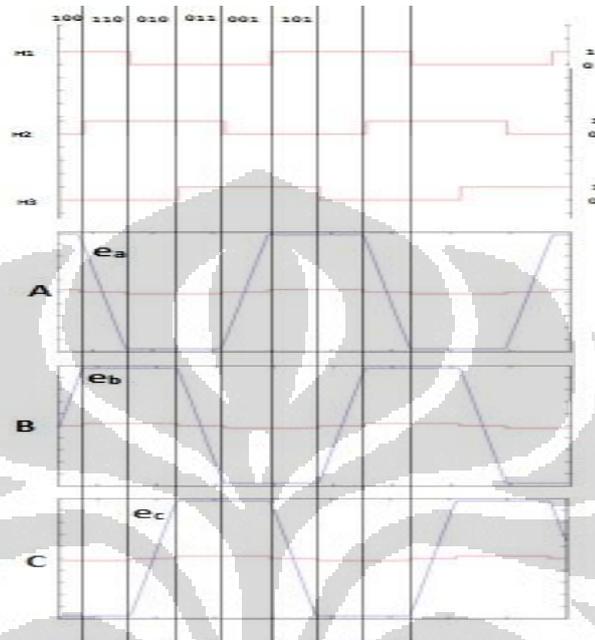
### 2.2.4 Back EMF dan Zero Crossing

Pendeteksian dengan menggunakan Back Electromotive Force (BEMF) dan Zero Crossing dapat disebut dengan pendeteksian *sensorless* karena pendeteksian ini dilakukan dengan cara mendeteksi tegangan yang timbul akibat induksi magnet rotor pada salah satu kumparan stator yang mengalami kondisi *floating*. Kondisi *floating* merupakan kondisi di mana suatu fasa tidak terdapat arus yang mengalir (tidak aktif) dan terjadi tiap 60 derajat.

### 2.2.5 Sensor Hall

Salah satu cara untuk menentukan *timing* perubahan komutasi yang tepat adalah dengan menggunakan 3 buah sensor hall. Pada umumnya ketiga sensor hall terpisah 120 derajat satu dengan yang lainnya, walaupun pada kondisi khusus tidak. Kondisi khusus adalah pada motor brushless DC yang memiliki *pole* dalam jumlah banyak (di atas 6 pole).

Dengan menggunakan tiga sensor hall akan didapatkan 6 kombinasi yang berbeda. Keenam kombinasi ini menunjukkan *timing* perubahan komutasi. Ketika dari ketiga sensor hall didapatkan kombinasi tertentu, sinyal PWM pada suatu *step* harus diubah sesuai dengan kombinasi yang didapatkan.

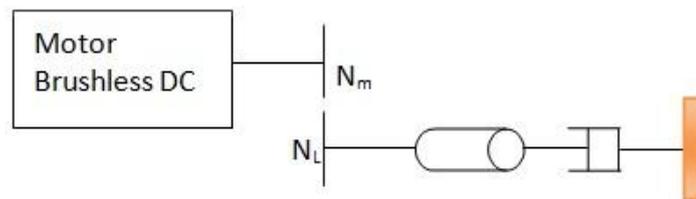


**Gambar 2. 11 Sensor Hall, Perubahan Komutasi, dan Back EMF**

## 2.3 Penggunaan Roda Gigi pada Aktuator

### 2.3.1 Prinsip Kerja Roda Gigi

Sistem motor brushless DC yang akan dipergunakan pada skripsi ini menggunakan pembebanan pada motor yang dihubungkan dengan sebuah roda gigi. Akibatnya timbul rasio antara roda gigi motor dengan beban  $N_m : N_L$ . Gambar 2.12 menunjukkan rangkaian motor brushless DC dalam keadaan berbeban.

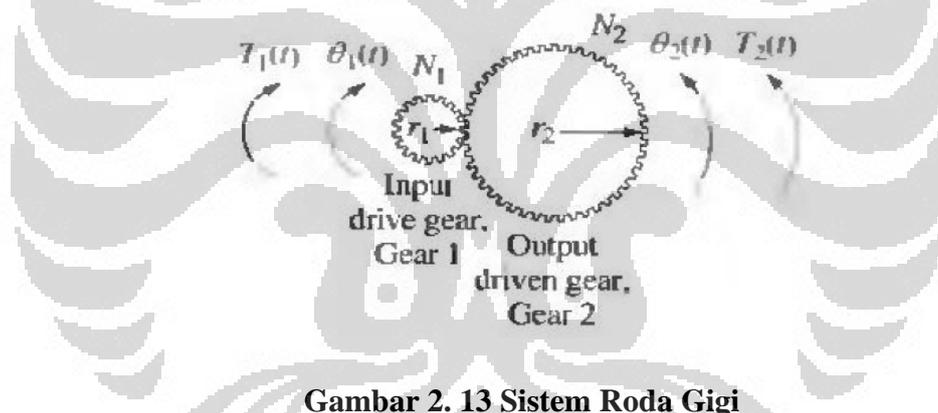


**Gambar 2. 12 Skema Motor Brushless DC dengan Beban**

Sebelum membahas pemberian beban pada aktuator, akan dibahas tentang penggunaan roda gigi pada shaft motor. Tujuan dari penggunaan roda gigi salah satunya memberikan keuntungan mekanis untuk sistem berputar. Penggunaan roda gigi aktuator dapat mengatur antara kecepatan putar dan torsi mekanik dari beban yang diterima.

Untuk kebanyakan aplikasi, roda gigi menghasilkan sifat *backlash* (reaksi balikan), yang terjadi akibat terdapatnya ruang antara 2 gerigi yang berhubungan. Penggerak roda gigi berputar melalui sudut kecil sebelum mengenai gerigi pasangannya. Hasilnya adalah rotasi angular dari gigi keluaran tidak memengaruhi sampai suatu rotasi angular kecil dari roda gigi masukan terjadi.

Interaksi yang dilinearkan diantara 2 roda gigi diperlihatkan pada gambar 2.13



**Gambar 2. 13 Sistem Roda Gigi**

Suatu gigi masukan dengan radius  $r_1$  dan  $N_1$  roda gigi berotasi melalui sudut  $\theta_1(t)$  disebabkan suatu torsi mekanik,  $T_1(t)$ . Suatu gigi Keluaran dengan radius  $r_2$  dan  $N_2$  roda gigi bereaksi dengan cara berputar melalui sudut  $\theta_2(t)$  dan menghasilkan torsi  $T_2(t)$ . Sekarang mari kita mencari hubungan antara putaran roda gigi 1 dan roda gigi 2.

### 2.3.2 Model Matematik Roda Gigi

Dari gambar 2.13 terlihat bahwa ketika gigi berputar, jarak yang ditempuh tiap keliling gerigi adalah sama, kemudian :

$$r_1\theta_1 = r_2\theta_2 \quad (2.22)$$

Atau

$$\frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{r_1}{r_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.23)$$

Sejak rasio dari jumlah gerigi sebanding dengan jari-jari roda gigi, maka dapat disimpulkan bahwa rasio dari perpindahan angular dari roda gigi yang satu ke roda gigi yang lain adalah berbanding terbalik dengan rasio antara jumlah gerigi.

Apa hubungan antara torsi masukan  $T_1$  dan torsi yang dihasilkan  $T_2$ . Jika diasumsikan roda gigi tidak menyerap atau menyimpan energi, energi pada roda gigi 1 sama dengan energi yang dihasilkan pada roda gigi 2 (mengabaikan inersia dan redaman yang ada). Sejak energi translasi merupakan gaya dikali dengan perpindahan berubah menjadi energi rotasi yang ekuivalen dengan torsi dikalikan perpindahan angular, maka

$$T_1 \theta_1 = T_2 \theta_2 \quad (2.24)$$

Dengan persamaan (2.9) di atas dapat diketahui perbandingan torsi dengan konstanta roda gigi bahwa torsi sebanding dengan konstanta roda gigi:

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.25)$$

Pada gambar (2.12) memperlihatkan bahwa pada shaft motor brushless DC diberikan roda gigi utama sebagai penghubung ke beban. Roda gigi utama yang digunakan di shaft motor ini memiliki momen inersia roda gigi ( $J_L$ ) berputar dan peredam roda gigi ( $B_L$ ) dalam sistem yang lengkap. Dengan penggunaan roda gigi utama pada shaft motor akan mengubah persamaan mekanik pada motor.

Berikut persamaan torsi mekanik yang dihasilkan dari putaran motor yang digunakan

$$(J_m s^2 + B_m s) \theta_1 = T_1 \quad (2.26)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (2.23) ke (2.24) akan diketahui hubungan antara motor dengan roda gigi yang digunakan [7]:

$$(J_m s^2 + B_m s) \frac{N_2}{N_1} \theta_2 = \frac{N_1}{N_2} T_2 \quad (2.27)$$

$$\left[ J_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 s^2 + B_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 s \right] \theta_2 = T_2 \quad (2.28)$$

Sehingga persamaan ekuivalen dari mekanik motor setelah direduksi kecepatannya dengan roda gigi dan belum menggunakan beban (gambar 2.12) menjadi

$$\left[ \left( J_L + J_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right) s^2 + \left( B_L + B_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \right) s \right] \theta_2 = T_2 \quad (2.29)$$

Menghasilkan suatu solusi yang umum, dapat dikatakan bahwa mekanikal rotasi dapat direfleksikan melalui gigi penggerak dengan cara mengalikan inersia putar ( $J_m$ ) dan peredaman ( $B_m$ ) mekanik dengan rasio

$$\left( \frac{\text{Jumlah gigi pada gear keluaran}}{\text{Jumlah gigi pada gear masukan}} \right)^2$$

Dimana inersia putar ( $J_m$ ) dan peredaman ( $B_m$ ) yang direfleksikan terdapat pada shaft masukan dan direfleksikan menuju shaft keluaran.

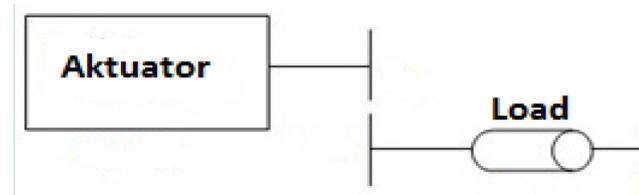
## 2.4 Torsi Beban Aktuator

### 2.4.1 Prinsip Kerja Torsi Beban

Model motor brushless DC yang diturunkan di sub bab 2.1.3 adalah motor yang belum diberikan beban. Pengaruh beban pada motor akan menimbulkan torsi luar yang akan mempengaruhi kecepatan putar motor. Akibat adanya pengaruh torsi luar tersebut maka kecepatan putar motor akan turun. Karena itu torsi luar akibat pembebanan adalah gangguan yang sering muncul pada proses pengendalian kecepatan putar motor brushless DC (seperti pada gambar 2.14). Persamaan (2.4) akan berubah akibat adanya torsi luar menjadi:

$$J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega + T_L = T_e \quad (2.30)$$

dengan  $T_L$  adalah torsi gangguan (beban) pada motor (Nm).



**Gambar 2. 14 Torsi Beban pada Sistem Aktuator**

#### 2.4.2 Model Matematik Torsi Beban

Torsi beban dinyatakan sebagai fungsi dari sudut defleksi atau

$$T_L = N_{fin} (x_{AC} - x_{HL})_{fin} \quad (2.31)$$

dimana

$T_L$  : torsi beban

$N_{fin}$  : gaya normal sirip

$x_{AC}$  : fin center of pressure

$x_{HL}$  : fin hinge line

Dalam penurunan model torsi beban ini, fungsi  $(x_{AC} - x_{HL})_{fin}$  merupakan fungsi dari sudut defleksi sirip. Pada makalah ini torsi beban dinyatakan sebagai berikut :

$$T_L = k_l \theta \quad (2.32)$$

dimana  $k_l$  : konstanta beban

#### 2.5 Model Matematik Sistem Aktuator

Karena model beban yang digunakan menggunakan roda gigi, maka persamaan mekanikanya menjadi:

$$\dot{\omega}_m = \frac{-B_{eq}\omega_m + T_m - T_L}{J_{eq}} \quad (2.33)$$

dengan:

$$J_{eq} = J_g + J_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (2.34)$$

$$B_{eq} = B_g + B_m \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \quad (2.35)$$

$$T_m = \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \frac{T_o}{\eta_G} \quad (2.36)$$

di mana:

$J_g$  = inersia roda gigi

$B_g$  = damping friction roda gigi

$N_1$  dan  $N_2$  = konstanta reduksi roda gigi

$T_o$  = torsi operating

$T_m$  = torsi motor

$\eta_G$  = efisiensi roda gigi

$\omega_m$  = kecepatan motor

dan torsi operating di sini yaitu torsi elektromagnetik motor tersebut yaitu:

$$T_o = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.37)$$

dari persamaan (2.33) didapat kecepatan motor  $\omega_m$  sehingga dapat diketahui persamaan kecepatan operating motor, yaitu sebagai berikut:

$$\omega_o = \left( \frac{N_2}{N_1} \right) \omega_m \quad (2.38)$$

kecepatan operating  $\omega_o$  inilah yang bekerja di dalam motor brushless DC.

Sehingga persamaan elektrik yang terbentuk di dalam stator brushless DC ini adalah:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R \cdot i_d + V_d + p \cdot \omega_o \cdot L_q \cdot i_q}{L_d} \\ \frac{-R \cdot i_q - \lambda_m \cdot p \cdot \omega_o + V_q - p \cdot \omega_o \cdot L_d \cdot i_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Berikut bentuk elektrik dan mekanik dari actuator sirip roket yang telah dimodelkan:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_{eq}\omega_m + T_m - T_L}{J_{eq}} \\ \frac{-R.i_d + V_d + p.\omega_o.L_q.i_q}{L_d} \\ \frac{-R.i_q - \lambda_m\omega_e + V_q - p.\omega_o.L_d.i_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (2.36) dan (2.38), maka persamaan (2.40) menjadi:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_{eq}\omega_m + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)\frac{T_o}{\eta_G} - T_L}{J_{eq}} \\ \frac{-R.i_d + V_d + p.\left(\frac{N_2}{N_1}\right)\omega_m.L_q.i_q}{L_d} \\ \frac{-R.i_q - \lambda_m\omega_e + V_q - p.\left(\frac{N_2}{N_1}\right)\omega_m.L_d.i_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Kemudian mensubstitusikan lagi dengan persamaan (2.37) menjadi:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_{eq}\omega_m + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)\frac{3}{2}p.\left(\lambda_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q\right)}{\eta_G} - T_L}{J_{eq}} \\ \frac{-R.i_d + V_d + p.\left(\frac{N_2}{N_1}\right)\omega_m.L_q.i_q}{L_d} \\ \frac{-R.i_q - \lambda_m.p.\left(\frac{N_2}{N_1}\right)\omega_m + V_q - p.\left(\frac{N_2}{N_1}\right)\omega_m.L_d.i_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Persamaan (2.42) dapat disusun kembali menjadi persamaan keadaan  $\dot{x} = Ax + Bu + F$ , sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} & 0 \\ -\frac{\lambda_m.p.N_2}{L_q.N_1} & -\frac{R}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{T_L}{J_{eq}} \\ \frac{-p.N_2.\omega_m.L_d.i_d}{L_q.N_1} \\ \frac{p.N_2.\omega_m.L_q.i_q}{L_d.N_1} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

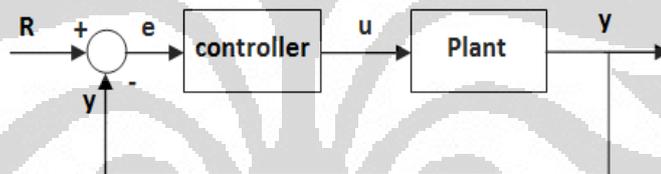
## BAB 3

### KONSEP DASAR VARIABLE STRUCTURE CONTROL DAN PENGENDALI PID

Pada bab 3 dibahas tentang konsep dasar pengendali secara umum dan pengendali yang akan digunakan untuk mengendalikan aktuator. Pengendalian menggunakan 2 jenis pengendali, yaitu pengendali VSC dan pengendali PI. Pada bab 3 ini diturunkan juga model matematik masing – masing pengendali.

#### 3.1 Konsep Pengendalian Aktuator

Di dalam teori kontrol modern, teknik perancangan sebagian besar didasarkan pada konfigurasi state feedback. Sistem unity feedback secara umum dapat dilihat pada blok diagram gambar 3.1.



**Gambar 3. 1 Sistem Unity Feedback**

Pada skripsi ini pengendali akan diterapkan pada pengendalian aktuator. Dalam blok diagram (gambar 3.1) *plant* adalah sistem aktuator yang telah dibahas pada bab 2. *Output Y* keluaran *plant* berupa arus  $i_d$  dan  $i_q$ , kecepatan putar, dan posisi sudut. *Control variable R* atau biasa diistilahkan dengan *set point* berupa kecepatan putar dan posisi sudut, tergantung saat proses pengendalian. Blok *controller* berupa pengendali VSC atau pengendali PI. *Manipulated variable u* adalah keluaran pengendali yang akan diinputkan ke *plant* (sistem akuator).

#### 3.2 Pengendali Variable Structure Control

##### 3.2.1 Konsep Dasar Pengendali Robust

Memodelkan ketidakakuratan dapat memberikan kerugian yang besar pada sistem kendali nonlinear. Ketidakakuratan model sistem kendali nonlinear dapat diperoleh dari parameter ketidaktentuan (uncertainty) dan dinamika yang tidak

dimodelkan. Contoh yang pertama berasal dari ketidakakuratan pada hal yang sebenarnya telah dimasukkan dalam model, Kemudian contoh yang kedua berasal dari ketidakakuratan pada derajat sistem. Salah satu pendekatan yang paling penting dalam mengatasi model ketidakpastian ini adalah dengan menggunakan kendali robust. Komposisi yang umum digunakan dalam pengendali robust adalah bagian nominal, mirip dengan metode linearisasi umpan balik, dan bagian tambahan yang bertujuan mengatasi model ketidakpastian.

Dalam pendekatan yang dilakukan, pengendali robust variable structure control atau lebih sering dikenal sliding mode control diturunkan dari analisa Lyapunov pada persamaan nonlinear dinamik untuk penggerak (aktuator) sirip roket. Desain variable structure control memberikan pendekatan sistematis untuk permasalahan yang menjaga kestabilan dan kestabilan performa dalam memodelkan ketidakakuratan.

### 3.2.2 Konsep Pengendali VSC

Variable structure control (sliding mode control) memperoleh popularitas yang tinggi dalam beberapa tahun terakhir ini dikarenakan kemampuan pengaplikasiannya pada sistem nonlinear dan kemampuan untuk memerhitungkan ke-robustness-an (kekokohan) dalam pendekatannya. Variable structure control telah berhasil diaplikasikan untuk robot manipulator, kendaraan bawah laut, mesin dan transmisi kendaraan, mesin listrik performa tinggi dan juga sistem tenaga.

Variable structure control memberikan pendekatan yang sistematis untuk permasalahan dalam menjaga kestabilan dan konsistensi performa dalam ketidakakuratan pemodelan. Variable structure systems merupakan tipe sistem yang dimana hukum kendali (*control law*) dengan sengaja dirubah di saat pengendali bekerja yang bergantung pada tiap – tiap aturan yang telah didefinisikan secara jelas, yang juga bergantung pada keadaan dari sistem. Tergantung kepada target kendali, dan metode ini membangun pergeseran yang berlipat ganda (*sliding manifold*) atau permukaan pergeseran (*sliding surface*) dan kekuatan dari keadaan sistem untuk meraih dan kemudian tetap pada permukaan pergeseran (*sliding*

*surface*). Permukaan pergeseran akan bernilai tetap dengan mengambil akar dari fungsi pergeseran berlipat ganda (*sliding manifold*) sebagai kandidat fungsi Lyapunov, dan memilih beberapa parameter. Kemudian kelakuan dinamika dari sistem ketika menghasilkan permukaan dinamakan gerakan pergeseran. Respon lengkap dari sistem kendali sliding motion terdiri dari dua fasa pergerakan yang berbeda. Fasa awal didefinisikan sebagai fasa *reaching* dimana dibutuhkan waktu terbatas (*finite*) untuk keadaan penjejak mencapai permukaan pergeseran dari kondisi awal yang sembarang. Fasa kedua dideskripsikan sebagai gerakan pergeseran setelah mencapai permukaan geseran dan bergerak menuju keadaan yang diinginkan secara eksponensial.

### 3.2.3 Teori Dasar dan Perancangan Pengendali VSC

Sistem non-linier dimodelkan dalam persamaan keadaan pada persamaan (3.1) berikut ini:

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + B(x, t) u(t) + d(t) \quad (3.1)$$

dengan  $x(t) \in R^n$  merupakan vektor keadaan sistem,  $u(t) \in R^m$  merupakan vektor masukan kendali,  $d(t)$  merupakan gangguan eksternal, fungsi  $f(x, t) \in R^n$  dan  $B(x, t) \in R^{n \times m}$  diasumsikan kontinyu dan memiliki turunan yang terbatas. Setiap elemen  $u_i(t)$  yang merupakan bagian dari vektor masukan kendali  $u(t) \in R^m$  dapat ditulis seperti pada persamaan (3.2).

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \sigma_i(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \sigma_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m \quad (3.2)$$

dengan  $\sigma_i(x) = 0$  adalah permukaan luncur ke- $i$  yang merupakan bagian dari permukaan luncur berdimensi  $(n - m)$ .

Secara umum ada dua tahap dalam perancangan sliding mode control, yaitu:

#### 1. Perancangan permukaan luncur (sliding surface)

Permukaan luncur dapat dituliskan dalam persamaan (3.3) di bawah ini:

$$\sigma(x) = Sx(t) \quad (3.3)$$

dengan  $S$  adalah matrik berukuran  $m \times n$  dan memiliki elemen yang konstan. Parameter  $S$  ini disebut sebagai konstanta persamaan permukaan luncur.

Permukaan luncur sendiri merupakan fungsi dari keadaan (state) sistem. Nilai matrik ini tidak dapat ditentukan dengan sembarang, sebab kestabilan sistem dipermukaan luncur akan ditentukan oleh nilai konstanta tersebut.

Agar penjejukan dapat tercapai oleh suatu masukan terbatas  $u$ , kondisi awal dari keadaan yang diinginkan ( $x_d$ ) atau lebih dikenal dengan set point dibuat sedemikian hingga  $x_d(0) = x(0)$ . Galat penjejukan pada keadaan  $x$ , didefinisikan pada persamaan (3.4) di bawah ini.

$$\tilde{x} = x_d - x \quad (3.4)$$

dengan  $\tilde{x}$  adalah vektor galat penjejukan (*tracking error*). Untuk sistem dengan masukan tunggal, didefinisikan suatu permukaan yang berubah waktu  $\sigma(t)$  (*switching surface*) dalam ruang keadaan dengan persamaan skalar  $\sigma(x, t) = 0$ , dimana

$$\sigma(x, t) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \tilde{x} \quad (3.5)$$

dengan  $\lambda$  adalah konstanta positif dan  $n$  adalah orde sistem.

## 2. Perancangan variable structure control

Tahapan selanjutnya adalah merancang masukan kendali yang akan membawa trayektori status sistem menuju permukaan luncur yang telah dirancang sebelumnya dan menjaganya agar tetap berada di dalamnya (dalam kondisi luncur). Secara umum masukan kendali merupakan  $m$ -vektor  $u(t)$  yang setiap elemennya mempunyai bentuk seperti yang telah dituliskan pada persamaan (3.2).

Pada perancangan ini hukum kendali  $u(t)$  dibuat dengan menggunakan syarat kestabilan Lyapunov dengan persamaan (3.6):

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (3.6)$$

Di mana fungsi ini merupakan suatu bentuk fungsi Lyapunov. Telah diketahui sebelumnya bahwa dengan teknik Lyapunov maka dapat ditentukan kestabilan sistem tanpa menyelesaikan persamaan keadaannya. Itu cukup berguna,

mengingat penyelesaian persamaan keadaan non linear dan atau sistem parameter berubah (time varying sistem) cukup sulit.

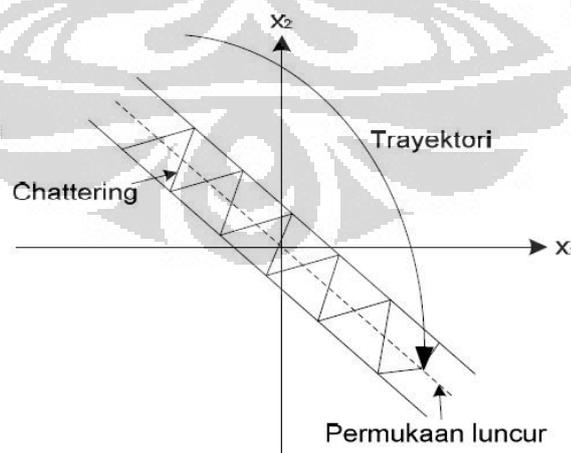
Turunan persamaan (3.6) di atas menjadi:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} \quad (3.7)$$

Secara umum hukum kendali (*control law*) dapat dipisah menjadi dua bagian sinyal kendali yaitu  $u_{eq}$  dan  $u_n$ , sehingga hukum kendali sistem diperoleh dengan menjumlahkan kedua bagian sinyal kendali tersebut, seperti yang terlihat pada persamaan (3.8) berikut ini.

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (3.8)$$

di mana  $u_{eq}$  merupakan sinyal kendali ekivalen yang membawa trayektori keadaan ke permukaan luncur (*sliding surface*), sedangkan  $u_n$  merupakan sinyal kendali natural untuk menjaga agar trayektori keadaan tetap berada pada permukaan luncur (*sliding surface*), seperti yang dapat dilihat pada Gambar 3.2 [7]. Proses pemeliharaan trayektori status pada permukaan luncur mengakibatkan terjadinya osilasi pada permukaan luncur. Osilasi ini sering disebut dengan chattering. Fenomena chattering pada permukaan luncur akan berdampak pada stabilitas dari sistem kendali.



**Gambar 3. 2 Diagram Fasa Trayektori Keadaan**

Dengan mensubstitusikan persamaan (3.1) dan persamaan (3.8), diperoleh dinamika loop tertutup sistem seperti yang terlihat pada persamaan (3.9) di bawah ini.

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)(u_{eq} + u_n) \quad (3.9)$$

Pada saat trayektori status sistem masuk ke permukaan luncur sehingga modulus luncur terjadi, maka kondisi ini akan menghasilkan  $\dot{\sigma}(x, t) = 0$  dan  $\sigma(x, t) = 0$  untuk semua  $t \geq t_0$  sehingga diperoleh masukan kendali ekuivalen pada persamaan (3.10) berikut ini:

$$u_{eq} = -(SB(x, t))^{-1} Sf(x, t) \quad (3.10)$$

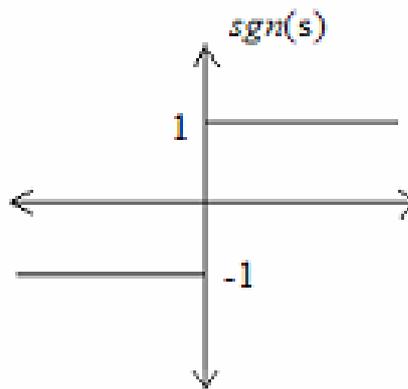
Persamaan (3.11) merupakan sinyal kendali untuk memepertahankan trayektori status pada permukaan luncur.

$$u_n = -k(SB(x, t))^{-1} \text{sign}(\sigma) \quad (3.11)$$

Agar  $\sigma_i$  selalu menuju nol, maka harus dipaksa agar

$$\dot{V} \leq -\eta|\sigma_i| \quad (3.12)$$

Dimana  $\eta > 0$ , kemudian itu sebagai kendala penjejak untuk menuju permukaan pergeseran. Bila  $\sigma = 0$  kemudian turunan dari fungsi Lyapunov ( $\dot{V} = 0$ ) di mana menunjukkan bahwa penjejakan dapat atau tidak dapat melewati permukaan pergeseran (*sliding surface*), tetapi jika penjejakan melewati permukaan geser ( $s \neq 0$ ) lagi penjejakan akan digerakkan untuk kembali menuju ke permukaan. Memenuhi kondisi geser menjadikan permukaan sebagai suatu set tetap (suatu set untuk setiap penjejakan sembarang dimulai dari keadaan awal di dalamnya tetap ada hingga kemudian). Selanjutnya persamaan (3.12) menunjukkan bahwa terdapat gangguan atau ketidaktentuan (uncertainty) dinamik yang dapat ditoleransi ketika masih menahan permukaan pada suatu set tetap. Penggunaan dari fungsi signum ( $\text{sign}(\sigma)$ ) (seperti pada gambar 3.2) dalam persamaan (3.11) menimbulkan riak yang tidak diinginkan, dan dalam praktiknya aktivitas kendali yang tinggi memungkinkan terjadinya pembangkitan suatu dinamik frekuensi tinggi yang tidak termodelkan.



**Gambar 3. 3 Bentuk Fungsi Signum**

### 3.2.4 Pengurangan Riak (Chattering)

Telah diketahui hukum kendali (*control law*) haruslah diskontinyu pada  $\sigma = 0$  untuk menghitung adanya gangguan dan tidak kepresisian model yang terjadi pada saat itu. Sejak pengimplementasian dari switching kendali yang diperlukan adalah tidak ideal (terdapatnya time delays untuk komputasi kendali dan batasan dari aktuator fisik), riak tidak diinginkan dalam praktiknya, sejak disertakannya aktivitas kendali yang tinggi dan selanjutnya akan menghasilkan dinamik yang tak termodelkan dalam sistem. Secara umum riak harus dihilangkan agar pengendali bekerja secara baik. Ini dapat diraih dengan menghaluskan kendali diskontinyu dalam lapisan tipis yang berada disekitar permukaan yang berubah (switching surface).

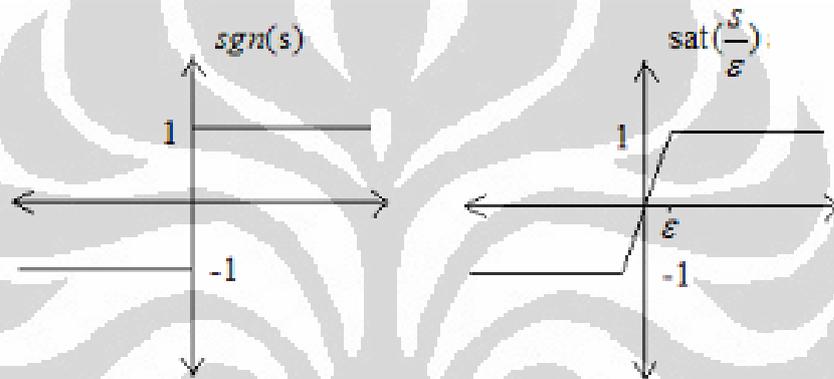
Untuk meminimalisasi riak pada pengendali, dapat digunakan fungsi saturasi yang didefinisikan:

$$\begin{aligned} sat(\sigma) &= \sigma, & \text{if } |\sigma| \leq 1 \\ &= sign(\sigma), & \text{if } |\sigma| > 1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Sehingga dapat didekatkan pada *sign* ketidaklinearan dengan saturasi ketidaklinearan dengan kemiringan yang tinggi :

$$sign(\sigma) \approx sat\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right) \quad (3.14)$$

Dimana  $\varepsilon$  merupakan konstanta positif, dan untuk pendekatan yang baik dari persamaan (3.14)  $\varepsilon$  haruslah sangat kecil. Bagaimanapun, ketika  $\varepsilon$  terlalu kecil, penguatan umpan balik yang tinggi pada porsi linear dari fungsi saturasi akan menghasilkan dinamik frekuensi tinggi yang tidak termodelkan. Kemudian untuk pemilihan  $\varepsilon$  merupakan pertukaran antara akurasi dan peningkatan dinamik frekuensi tinggi. Sebaliknya, nilai  $\varepsilon$  yang besar akan mengurangi akurasi ketika menghaluskan sinyal pengendali yang ada. Sebagai batasnya, ketika  $\varepsilon \rightarrow 0$ , saturasi non linear  $\text{sat}\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right)$  mendekati sinyal sign non linear  $\text{sign}(\sigma)$  yang ditunjukkan gambar 3.4 di bawah:



**Gambar 3. 4 Bentuk Fungsi Signum dan Saturasi**

Persamaan (3.11) dapat diganti dengan persamaan (3.15)

$$u_n = -k(SB(x, t))^{-1} \text{sat}\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right) \quad (3.15)$$

Dimana,

$$\begin{aligned} \text{sat}\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right) &= \frac{\sigma}{\varepsilon}, & \text{if } \left|\frac{\sigma}{\varepsilon}\right| < 1 \text{ atau } |\sigma| < \varepsilon \\ &= \text{sign}\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right), & \text{if } \left|\frac{\sigma}{\varepsilon}\right| \geq 1 \text{ atau } |\sigma| \geq \varepsilon \end{aligned} \quad (3.16)$$

### 3.2.5 Model Matematik Perancangan Pengendali VSC

Sistem mempunyai dua input yaitu  $V_d$  dan  $V_q$ . Perhitungan torsi (2.37) menunjukkan bahwa perbedaan induktansi ( $L_d - L_q$ ) merupakan hal yang penting pada sistem jika arus  $i_d$  tidak sama dengan nol. Strategi yang memungkinkan

untuk mengontrol posisi atau kecepatan motor brushless dc melalui teknik sliding mode adalah menjadikan  $i_d$  sama dengan nol. Selain itu strategi ini memenuhi ketentuan arus fasa.  $i_d$  dan  $i_q$  dikendalikan secara terpisah. Arus  $i_d$  dan  $i_q$  ditentukan berada di luar loop sehingga sliding mode terjadi pada permukaan switching  $s_i=0$ . Pada umumnya  $i_d$  ditentukan dengan harga nol, karena  $i_d$  tidak menghasilkan torsi motor, maka motor tidak tergantung  $i_d$ .

Dua permukaan sliding dapat ditentukan ketika dua titik tujuan dapat dicapai secara bersamaan. Hal tersebut dapat dikatakan tepat ketika dua masukan yang berdiri sendiri didapatkan yaitu  $V_d$  dan  $V_q$ .

Tulisan  $x$  sebagai vector keadaan dari sistem,  $V$  merupakan vector input yang terdiri dari  $V_d$  atau  $V_q$  dan  $s(x)$  merupakan permukaan sliding. kontrol sliding mode dapat tercapai jika terdapat kaidah kendali dengan kondisi  $\dot{s} < 0$ .

$$V = V_{eq} + V_n \quad (3.17)$$

Ketika  $V_{eq}$  adalah solusi dari  $\dot{s}(x, v) = 0$ .  $V_{eq}$  akan dapat mengontrol ketika  $s(x)=0$  dan disebut kontrol ekivalen dalam terminology standar. Desain dari  $V_{eq}$  pada persamaan (3.17) agak teoritis: lebih cenderung kepada linearisasi eksak dari output  $s(x)$  dengan sebuah penempatan kutub (pole placement) ke tempat asal.  $V_n$  didesain untuk mampu menarik trajektori keadaan menuju permukaan  $s(x)=0$ . Persoalan kontrol secara umum adalah membagi ke dalam dua sub permasalahan yang dipecahkan secara bebas. Hal ini menjadi mungkin ketika  $i_d$  dibuat menjadi nol dan akan tetap kecil pada beberapa situasi. Sebagian besar teknik sliding mode dasar berhasil mengontrol arus  $i_d$ .

### **Kaidah Kendali Arus Langsung ( $i_d$ )**

Untuk mengendalikan arus  $i_d$  akan digunakan bentuk sliding surface sebagai berikut:

$$s_i = i_{d,ref} - i_d = -i_d \quad (3.18)$$

$$\dot{s}_i = -\dot{i}_d \quad (3.19)$$

Di substitusikan persamaan (2.43) dan (3.19) menjadi

$$\dot{s}_i = - \left[ -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{V_d}{L_d} \right] \quad (3.20)$$

di dapatkan

$$\dot{s}_i = \frac{R}{L_d} i_d - \frac{V_d}{L_d} \quad (3.21)$$

untuk menghitung  $V_{d,eq}$ , diselesaikan persamaan  $\dot{s}_i = 0$

$$V_{d,eq} = R \cdot i_d \quad (3.22)$$

Dengan  $V_d = V_{d,eq} + V_{d,n}$  kondisi sliding mode  $s_i \dot{s}_i < 0$  dinyatakan

$$\frac{-V_{d,n}}{L_d} s_i < 0 \quad (3.23)$$

Kemudian

$$V_d = V_{d,eq} + k_d \text{sign}(s_i) \quad (3.24)$$

di mana  $k_d$  bernilai real konstan positif.  $k_d$  diambil sesuai dengan nilai  $V_{d,eq}$  dan nilai yang sesuai untuk masukan tegangan motor.

### Kaidah Kendali Posisi

$\theta_{ref}$  merupakan referensi yang tetap dari posisi sudut motor.  $s_\omega = \theta_{ref} - \theta$  tidak tepat untuk definisi permukaan sliding ketika input tidak secara eksplisit terletak pada  $\dot{s}$ . Definisikan kembali  $s_\theta = \ddot{\theta} + 2k_\theta \dot{\theta} + k_\theta^2 \theta$  dengan  $e_\theta = \theta_{ref} - \theta$  dan dengan  $k_\theta$  tetap bilangan real positif menghasilkan

$$\dot{s}_\omega = (\ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}) + 2k_\theta(\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}) + k_\theta^2(\theta_{ref} - \theta) \quad (3.25)$$

di mana  $\dot{\theta}_{ref} = 0$ ,  $\ddot{\theta}_{ref} = 0$ , dan  $\ddot{\theta}_{ref} = 0$

sehingga persamaan (4.26) menjadi

$$\dot{s}_\omega = -\ddot{\theta} - 2k_\theta \dot{\theta} - k_\theta^2 \theta \quad (3.26)$$

$$\dot{s}_\omega = -\frac{d}{dt} \left( -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega + \frac{3 \cdot N_2 \cdot p \cdot \lambda_m}{2 \cdot N_1 \cdot \eta_G \cdot J_{eq}} i_q \right) - 2k_\theta \left( -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega + \frac{3 \cdot N_2 \cdot p \cdot \lambda_m}{2 \cdot N_1 \cdot \eta_G \cdot J_{eq}} i_q \right) - k_\theta^2 \omega \quad (3.27)$$

Jadi untuk mendapatkan  $V_{q,eq}$ , dituliskan  $\dot{s}_\omega = 0$

$$0 = \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \dot{\omega} - \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} \left( -\frac{\lambda_m p N_2}{L_q N_1} \omega - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{V_q}{L_q} \right) - 2k_\theta \left( -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega + \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} i_q \right) - k_\theta^2 \omega \quad (3.28)$$

$$0 = -\left( 2k_\theta - \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \right) \left( -\frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega + \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} i_q \right) - \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} \left( -\frac{\lambda_m p N_2}{L_q N_1} \omega - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{V_q}{L_q} \right) - k_\theta^2 \omega \quad (3.29)$$

$$0 = \left( \frac{2B_{eq}k_\theta}{J_{eq}} - \left( \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \right)^2 + \frac{3p^2\lambda_m^2.N_2^2}{2J_{eq}L_q.N_1^2\eta_G} - k_\theta^2 \right) \omega + \left( -\frac{3.p.\lambda_m.2k_\theta.N_2}{2J_{eq}.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.B_{eq}.N_2}{2J_{eq}^2.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.R.N_2}{2J_{eq}L_q.N_1\eta_G} \right) i_q - \left( \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}.L_q} \right) V_q \quad (3.30)$$

$$\left( \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}.L_q} \right) V_q = \left( \frac{2B_{eq}k_\theta}{J_{eq}} - \left( \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \right)^2 + \frac{3p^2\lambda_m^2.N_2^2}{2J_{eq}L_q.N_1^2\eta_G} - k_\theta^2 \right) \omega + \left( -\frac{3.p.\lambda_m.2k_\theta.N_2}{2J_{eq}.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.B_{eq}.N_2}{2J_{eq}^2.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.R.N_2}{2J_{eq}L_q.N_1\eta_G} \right) i_q \quad (3.31)$$

$$V_{q,eq} = \left( \left( \frac{2B_{eq}k_\theta}{J_{eq}} - \left( \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \right)^2 + \frac{3p^2\lambda_m^2.N_2^2}{2J_{eq}L_q.N_1^2\eta_G} - k_\theta^2 \right) \omega + \left( -\frac{3.p.\lambda_m.2k_\theta.N_2}{2J_{eq}.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.B_{eq}.N_2}{2J_{eq}^2.N_1\eta_G} + \frac{3.p.\lambda_m.R.N_2}{2J_{eq}L_q.N_1\eta_G} \right) i_q \right) \left( \frac{2.N_1.\eta_G.J_{eq}.L_q}{3.N_2.p.\lambda_m} \right) \quad (3.32)$$

Kemudian

$$V_q = V_{q,eq} + k_q \text{sign}(s_i) \quad (3.33)$$

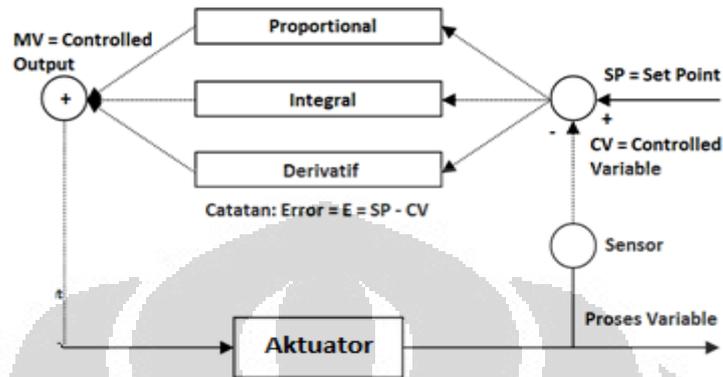
di mana  $k_q$  bernilai real konstan positif.

Fungsi signum pada persamaan(3.24) dan (3.33) dapat diganti dengan sebuah fungsi yang secara aproksimatif kontinu yaitu dengan menggantikan fungsi sign(s) dengan fungsi sat(s) atau fungsi sat(s/ε) seperti pada gambar 3.4.

### 3.3 Pengendali PID

Teknik kontrol PID merupakan salah satu bentuk khusus dari skema kontrol state feedback tersebut. Dan dapat dikatakan pula bahwa kontrol PID merupakan

suatu bentuk yang paling sederhana dari semua teknik kompensasi sistem kontrol yang menggunakan operasi turunan dan integral. Dalam blok diagram, kontroler PID dapat digambarkan sebagai berikut:



**Gambar 3. 5 Blok Diagram Pengendali PID**

Bentuk persamaan kendali PID adalah sebagai berikut:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.17)$$

di mana:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.18)$$

$$K_d = K_p T_d \quad (3.19)$$

Persamaan 1 di atas ditransformasi ke dalam bentuk laplace menjadi:

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (3.20)$$

Kemudian mensubstitusikan persamaan (3.18) dan (3.19) ke dalam persamaan (3.20), menjadi:

$$U(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (3.21)$$

dengan

$K_p$  = Konstanta proporsional

$T_d$  = Waktu derivative

$T_i$  = waktu integral

$K_i$  = Konstanta integral

$K_d$  = Konstanta derivative

Dalam konfigurasi ini, pengendali ditempatkan secara seri dengan plant. Maka konfigurasi sistem seperti ini biasa disebut series atau cascade compensation. Konfigurasi ini yang paling banyak dipakai di dalam desain sistem kontrol.

Seperti yang telah diketahui, manfaat penggunaan feedback yaitu untuk meningkatkan performansi sistem kontrol itu sendiri, memperbaiki performansi response atau mengatur transien respons (seperti mereduksi time constant), mengurangi error, dan mengurangi sensitivitas atau mendapatkan robustness. Di dalam Prakteknya, bisa saja hanya menggunakan term proporsional saja (P), term integral dan proporsional (PI) atau term proporsional dan derivative (PD). Hal itu disesuaikan dengan kebutuhan dan sangat tergantung dari karakteristik sistem yang akan dikendalikan.

Pengendali PID pada sistem loop tertutup menggunakan skema yang terlihat pada gambar 3.1. Variable (e) menggambarkan tracking error, nilai masukan yang berubah – ubah (R) atau yang sering disebut set point, keluaran aktual (Y). Signal error ini akan dikirim ke pengendali PID, dan pengendali akan menghitung keseluruhan turunan dan integral dari signal error ini. Signal input plant atau signal output dari kontroler (u), sekarang sama dengan proporsional penguatan ( $K_p$ ) dikalikan ukuran kesalahannya ditambah penguatan integral ( $K_i$ ) dikalikan ukuran kesalahan integralnya ditambah penguatan turunan ( $K_d$ ) dikalikan ukuran kesalahan derivasinya.

Masing – masing pengendali akan memberikan efek sebagai berikut:

- Pengendali Proporsional: sistem menanggapi masukan dengan cepat namun cenderung memperbesar osilasi yang terjadi. Sehingga bila terlalu besar nilai konstanta penguatannya ( $K_p$ ) maka overshoot akan semakin besar.

- Pengendali Integral: mempunyai karakteristik mengurangi error steady state namun akan memperburuk tanggapan transien sistem. Penambahan konstanta penguatan  $K_i$  akan menambah overshoot pula sehingga penggunaannya akan membuat respons sistem menjadi lambat.
- Pengendali Derivative: mempunyai karakteristik mengurangi fluktuasi pada keluaran sistem dalam mencapai nilai akhir (DC gain). Penambahan konstanta penguatan  $K_d$  akan mempercepat respons sistem.

Tabel 1. menunjukkan ringkasan dari karakteristik masing – masing bagian dari pengendali PID:

**Tabel 3. 1 Karakteristik Parameter Pengendali PID**

Konstanta Pengendali	Rise Time	Overshoot	Settling Time	Error Steady State
$K_p$	Mengurangi	Menambah	Menimbulkan perubahan yang kecil	Mengurangi
$K_i$	Mengurangi	Menambah	Menambah	Meniadakan
$K_d$	Menimbulkan perubahan yang kecil	Mengurangi	Mengurangi	Menimbulkan perubahan yang kecil

Teknik kontrol PID ini diterapkan pada motor brushless DC sebagai aktuator pada sirip roket (telah dibahas pada bab 2) dengan tujuan untuk agar roket mampu mencapai posisi sudut yang diinginkan sesuai set point yang diberikan.

## BAB 4

### PERANCANGAN SIMULASI

Pada bab 4 dibahas tentang merancang aktuator dan pengendalinya yang telah dimodelkan pada bab 2 dan bab 3 ke dalam bentuk simulasi Matlab.

#### 4.1 Parameter Motor Brushless DC dan Planetary Gearhead

Parameter dan konstanta yang dipergunakan dalam skripsi ini dikutip dari maxon motor seri **EC 60** [8] dan blok simulasi diperoleh dari *simulink* yang terdapat pada Matlab versi 7.8.0. Parameter Utama dari spesifikasi motor adalah:

- Tegangan DC yang dicatu pada motor driver sebesar 48 volt, yang diubah menjadi tegangan 3 fasa ke terminal stator.
- Motor mempunyai daya nominal 400 watt atau 0.5 HP dengan kecepatan putar operasional motor yang diharapkan stabil pada 3100 rpm.

Parameter – parameter lainnya adalah:

**Tabel 4. 1 Tabel Parameter dan Konstanta Motor Brushless DC**

Parameter	Nilai	Keterangan
$R_s$	1.03ohm	Fluks linkage yang dihasilkan oleh permanen magnet
$L_s$	0.82 mH	
$\lambda_m$	0.0735 Vs	
$J_m$	831 g.cm <sup>2</sup>	Inersia motor
$D_m$	4.8x10 <sup>-5</sup> N.m.sec/rad	Redaman motor
$J_g$	125 g.cm <sup>2</sup>	Inersia roda gigi
$D_g$	1x10 <sup>-6</sup> N.m.sec/rad	Redaman roda gigi
P	1	Pole pair

Planetary gearhead yang digunakan juga dari maxon motor, tipe yang digunakan seri **GP 81 A** [8]. Parameter roda gigi yang digunakan yaitu sebagai berikut:

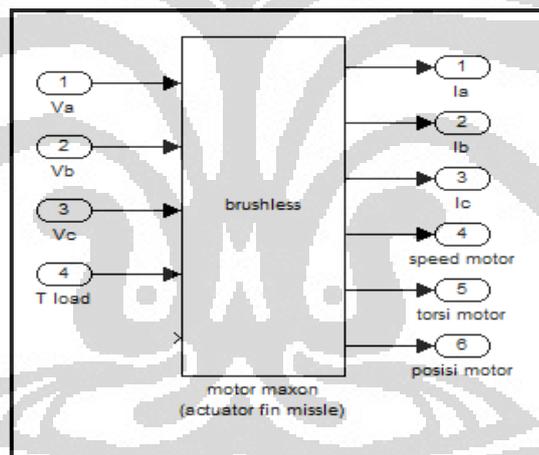
Tabel 4. 2 Parameter Planetary Gearhead

Gear Data	
Reduction	25:1
Max efficiency	75%
Mass Inertia	125 g.cm <sup>2</sup>
Damping Friction	1x10 <sup>-6</sup> N.m.sec/rad

## 4.2 Perancangan Motor Brushless DC

### 4.2.1 Perancangan Motor Brushless DC tanpa Roda Gigi

Perancangan motor brushless DC tanpa roda gigi ditujukan untuk memvalidasi model motor brushless DC dalam bentuk simulasi dari motor yang dimodelkan. Berikut gambar dari blok simulasinya:



Gambar 4. 1 Blok Aktuator Tanpa Roda Gigi

Model motor yang digunakan adalah model dan parameter dari maxon motor. Dari bagian elektrik persamaan (2.15) dan bagian mekanik (2.30) dapat dibentuk bentuk persamaan motor brushless DC tanpa roda gigi yang direpresentasikan dalam ruang keadaan sebagai berikut  $\dot{x} = Ax + Bu + F$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} & \frac{3\lambda_m}{2J_m} & 0 \\ -\frac{\lambda_m}{L_q} & -\frac{R}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3(L_d - L_q)i_q i_d}{2J_m} - \frac{T_L}{J} \\ -\omega_m \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \omega_m \frac{L_q}{L_d} i_q \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Dengan menggunakan parameter tabel 4.1 ruang keadaan di atas (persamaan (4.1)) menjadi:

$$A = \begin{bmatrix} -0.6 & 0.1 & 0 \\ -89.6 & -1256.1 & 0 \\ 0 & 0 & -1256.1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1219.5 & 0 \\ 0 & 1219.5 \end{bmatrix}$$

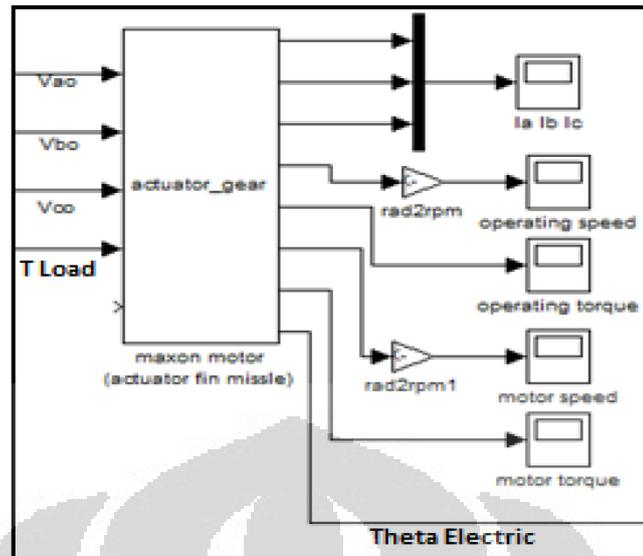
$$F = \begin{bmatrix} -12034 T_L \\ -\omega_m i_d \\ \omega_m i_q \end{bmatrix}$$

Keluaran aktuator pada gambar 4.1 di atas berupa:

- $i_a, i_b, i_c$  : arus 3 fasa didapat dari  $i_d$  dan  $i_q$  yang ditransformasikan dengan transformasi park dan transformasi Clarke
- speed motor : kecepatan putar motor dalam satuan rad/sec yang dikonversikan menjadi rpm (rotasi per menit) .
- torsi motor: torsi elektromagnetik motor dengan satuan Nm
- posisi motor: posisi sudut motor yang didapat dari integral kecepatan putar motor dengan satuan rad.

#### 4.2.2 Perancangan Motor Brushless DC dengan Roda Gigi

Blok diagram aktuator yang dibuat pada simulasi ada 2 tipe input, yaitu input tegangan 3 fasa ( $V_a, V_b, V_c$ ) dan input 2 fasa ( $V_d$  dan  $V_q$ ), berikut masing – masing blok simulasinya ditunjukkan pada gambar 4.2 dan gambar 4.3:

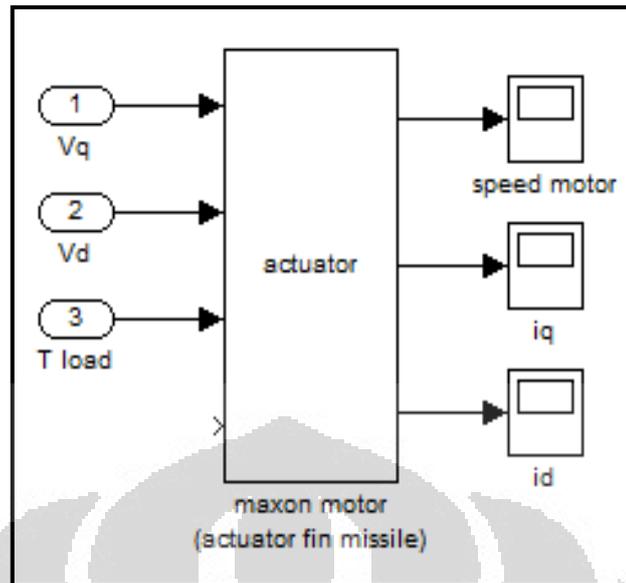


**Gambar 4. 2 Blok Aktuator dengan Input Tegangan 3 Fasa**

Gambar 4.2 adalah blok diagram aktuator yang digunakan saat inputan aktuator berupa tegangan 3 fasa ( $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ), saat tegangan diinput dari inverter. Kemudian tegangan yang masuk ke aktuator akan diubah oleh matriks transformasi abc ke dq (seperti yang telah dijelaskan pada bab 2) pada persamaan (2.21).

Keluaran aktuator pada gambar 4.2 di atas berupa:

- $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  : arus 3 fasa didapat dari  $i_d$  dan  $i_q$  yang ditransformasikan dengan transformasi park dan transformasi Clarke
- speed motor : kecepatan putar motor dalam satuan rad/sec yang dikonversikan menjadi rpm (rotasi per menit) .
- torsi motor: torsi elektromagnetik motor dengan satuan Nm
- posisi motor: posisi sudut motor yang didapat dari integral kecepatan putar motor dengan satuan rad.



**Gambar 4.3 Blok Aktuator dengan Input Tegangan 2 Fasa**

Sedangkan gambar 4.3 adalah blok diagram aktuator yang digunakan saat inputan aktuator berupa tegangan 2 fasa ( $V_d$  dan  $V_q$ ), saat tegangan diinput dari pengendali.

Keluaran aktuator pada gambar 4.3 di atas berupa:

$i_d$  dan  $i_q$  : arus 2 fasa yaitu arus langsung dan arus kuadratik.

speed motor : kecepatan putar motor dalam satuan rad/sec.

Isi dari blok diagram aktuator pada gambar 4.2 dan gambar 4.3 berisi state space dari pemodelan matematis yang telah dibahas pada bab 2. Disusun kembali menjadi persamaan (4.2) dengan bentuk  $\dot{x} = Ax + Bu + F$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_m \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-B_{eq}}{J_{eq}} & \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} & 0 \\ \frac{-\lambda_m.p.N_2}{L_q.N_1} & \frac{-R}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-T_L}{J_{eq}} \\ \frac{-p.N_2.\omega_m.L_d.i_d}{L_q.N_1} \\ \frac{p.N_2.\omega_m.L_q.i_q}{L_d.N_1} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dengan menggunakan parameter motor dan planetary gearhead dari maxon motor akan menghasilkan:

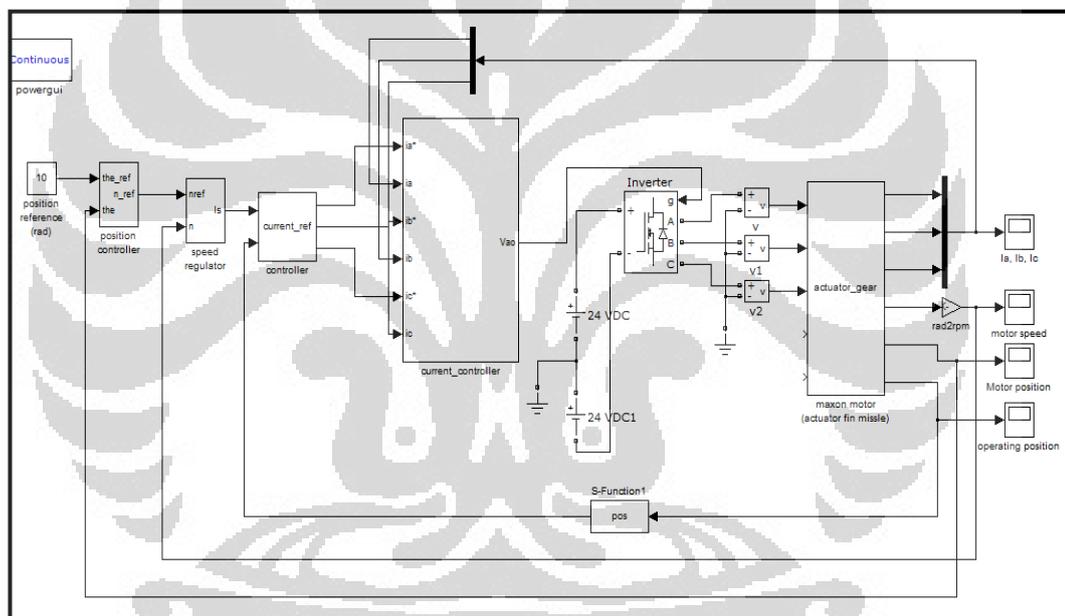
$$A = \begin{bmatrix} -0.5786 & 2.1265 & 0 \\ -2240.9 & -1256.1 & 0 \\ 0 & 0 & -1256.1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1219.5 & 0 \\ 0 & 1219.5 \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} -19.2493 * T_L \\ -25 \omega_m i_d \\ 25 \omega_m i_q \end{bmatrix}$$

### 4.3 Perancangan Pengendali PI

Blok diagram yang dibentuk untuk mensimulasikan pengendalian kecepatan dan posisi, yaitu pada gambar 4.4:

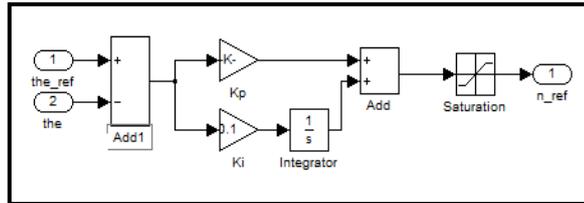


**Gambar 4. 4 Blok Diagram Pengendali Posisi dan Pengendali Kecepatan dengan pengendali PI**

Gambar 4.4 merupakan blok diagram yang digunakan untuk mensimulasikan pengendalian aktuator dengan pengendali PI. Masukan blok diagram ini berupa posisi referensi. Serta keluaran blok diagram tersebut berupa arus fasa ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), kecepatan putar, posisi sudut motor, dan posisi sudut operating.

#### 4.3.1 Modul Pengendali Posisi PI

Modul pengendali posisi mengadopsi algoritma diskrit PI untuk mencapai performa dinamik yang terbaik. Konstruksi blok diagram ditunjukkan gambar 4.5:



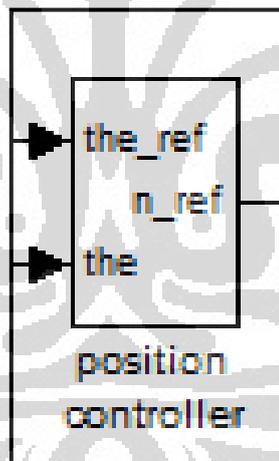
**Gambar 4. 5 Blok Diagram Kendali Posisi dengan Pengendali PI**

Satu masukan : perbedaan diantara sudut referensi (*the\_ref*) dengan posisi sudut aktual (*the*)

Satu keluaran : besaran dari kecepatan referensi ke motor.

Di mana  $K_p$  adalah parameter proporsi dari pengendali PI dan  $K_i$  untuk parameter integral. Modul saturasi untuk menjaga kecepatan putar referensi pada daerah tertentu.

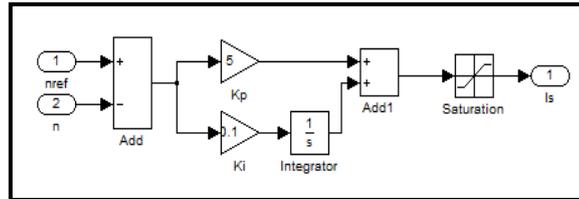
Blok diagram kendali posisi pada gambar 4.5 berada pada blok sebagai berikut:



**Gambar 4. 6 Blok Pengendali Posisi pada Blok Simulasi**

### 4.3.2 Modul Pengendali Kecepatan PI

Modul pengendali kecepatan putar juga menggunakan pengendali PI dengan konstruksi sebagai berikut:



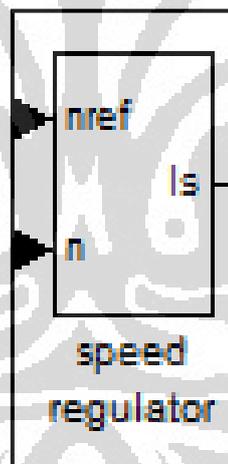
**Gambar 4. 7 Blok Diagram Kendali Kecepatan dengan Pengendali PI**

Satu masukan : perbedaan diantara kecepatan putar referensi ( $n_{ref}$ ) dengan kecepatan putar aktual ( $n$ )

Satu keluaran : besaran dari arus fasa stator referensi ke motor.

Dimana  $K_p$  adalah parameter proporsi dari pengendali PI dan  $K_i$  untuk parameter integral. Modul saturasi untuk menjaga arus fasa referensi pada daerah tertentu.

Blok diagram kendali kecepatan pada gambar 4.8 berada pada blok sebagai berikut:



**Gambar 4. 8 Blok Pengendali Kecepatan pada Blok Simulasi**

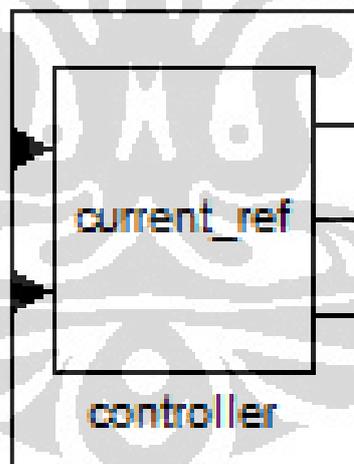
### 4.3.3 Modul Arus Fasa Stator Referensi

Dengan sinyal arus yang diberikan  $I_s$  (hasil keluaran dari pengendali kecepatan) dan sinyal posisi  $Pos$  dengan modul arus referensi untuk menghasilkan arus tiga fasa referensi sebagai masukan pada modul arus histerisis untuk pembandingan dengan arus aktual. Hubungan antara posisi rotor dan arus referensi ditunjukkan tabel 4.3 di bawah:

Tabel 4. 3 Hubungan Antara Posisi Rotor dan Arus Referensi

Rotor Position	I_ar	I_br	I_cr
$0 \sim \frac{\pi}{3}$	Is	-Is	0
$\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3}$	Is	0	-Is
$\frac{2\pi}{3} \sim \pi$	0	Is	-Is
$\pi \sim \frac{4\pi}{3}$	-Is	Is	0
$\frac{4\pi}{3} \sim \frac{5\pi}{3}$	-Is	0	Is
$\frac{5\pi}{3} \sim 2\pi$	0	-Is	Is

Blok diagram arus fasa stator referensi pada gambar 4.9 berada pada blok sebagai berikut:

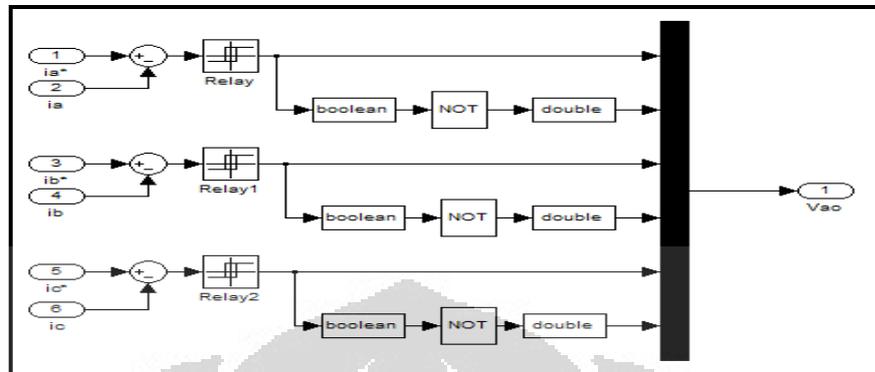


Gambar 4. 9 Blok Arus Referensi pada Simulasi

#### 4.3.4 Modul Pengendali Arus Histerisis

Secara teori, kendali histerisis merupakan metode pengendali tercepat. Modul kendali arus histerisis menghasilkan arus aktual mengikuti arus yang diberikan. Pilih lebar loop histerisis yang sesuai, kemudian arus aktual dapat

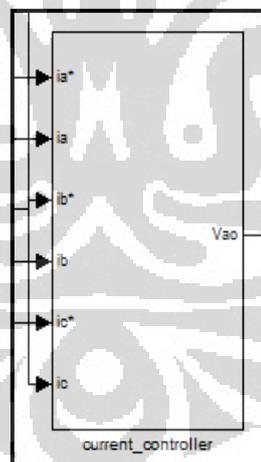
mengikuti bentuk gelombang arus referensi dan kendali loop tertutup arus dapat dicapai. Modul diagram blok ditunjukkan pada gambar 4.10 di bawah:



**Gambar 4. 10 Modul Pengendali Arus Histerisis**

Masukan adalah arus tiga fasa referensi dan arus aktual, ketika outputnya merupakan sinyal pengendali untuk inverter PWM.

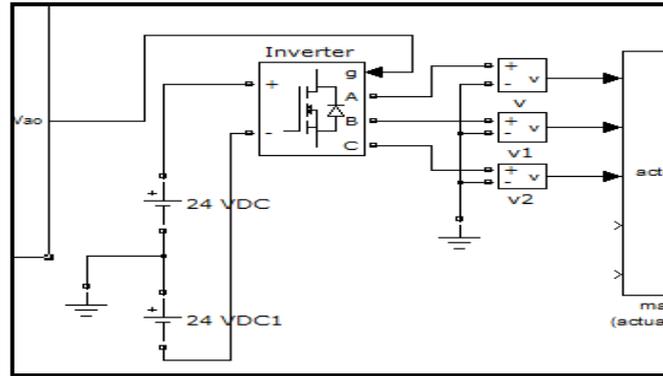
Blok diagram kendali arus histerisis pada gambar 4.11 berada pada blok sebagai berikut:



**Gambar 4. 11 Blok Current Controller pada Simulasi**

#### 4.3.5 Modul Inverter Tegangan

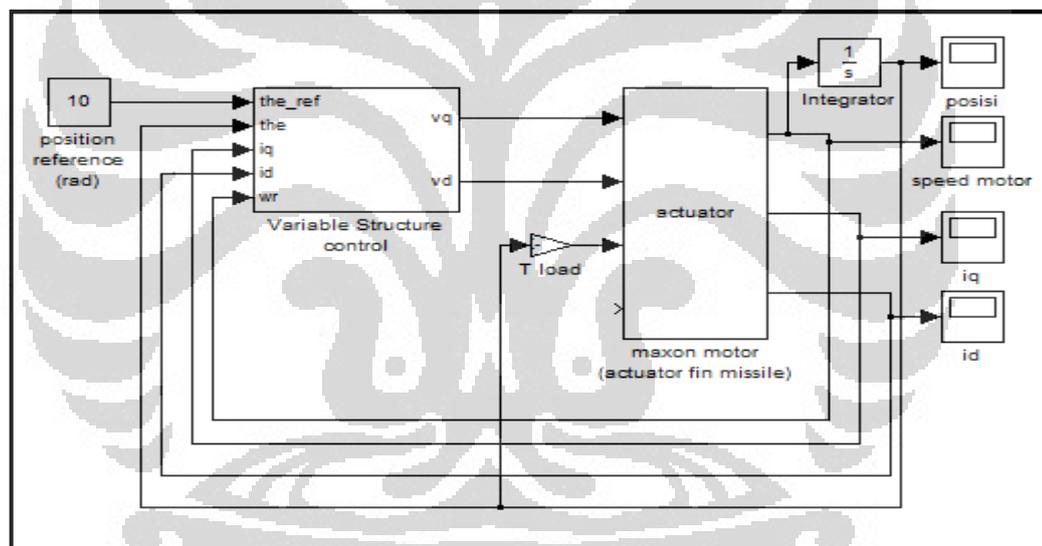
Pemodelan dari inverter menggunakan modul tiga fasa jembatan penuh Mosfet dari Simulink SimPowerSystemToolbox, seperti pada gambar:



Gambar 4. 12 Modul Inverter Tegangan

#### 4.4 Perancangan Pengendali Variable Structure

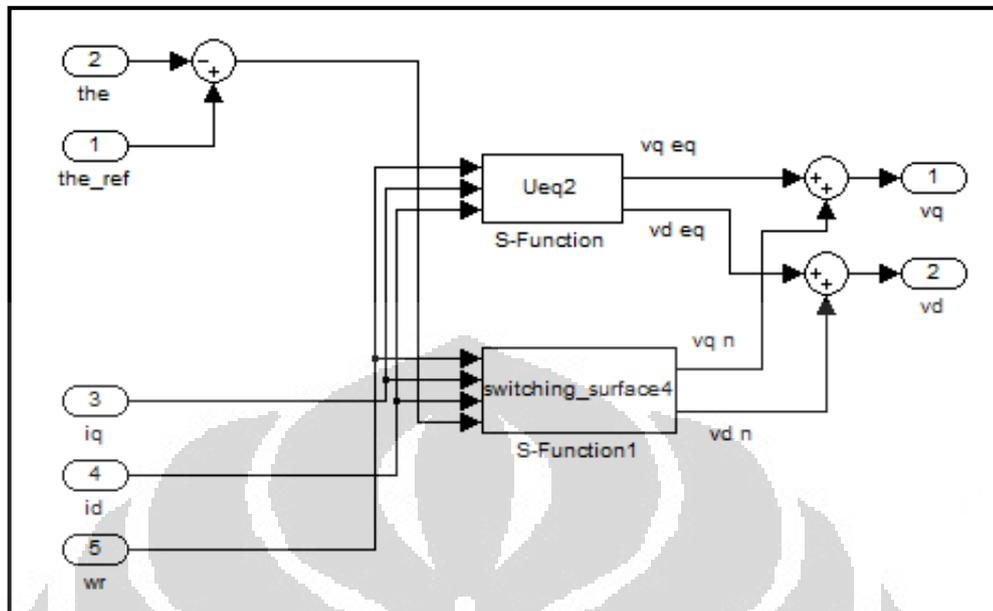
Blok diagram pengendali posisi VSC yang digunakan dalam simulasi skripsi ini sebagai berikut gambar 4.13:



Gambar 4. 13 Blok Diagram Pengendali Posisi dengan Pengendali Variable Structure

Gambar 4.13 merupakan blok diagram yang digunakan untuk mensimulasikan pengendalian aktuator dengan pengendali VSC. Masukan blok diagram ini berupa posisi referensi. Serta keluaran blok diagram tersebut berupa arus fasa ( $i_d$  dan  $i_q$ ) dan kecepatan putar aktuator (seperti yang telah dijelaskan pada sub bab 4.22). Posisi sudut motor didapat dengan cara memberi integrator pada kecepatan putar. Posisi sudut digunakan sebagai *feedback* pengendalian. Agar pengendali dapat mencapai *set point* yang diberikan.

Konstruksi blok diagram pengendali VSC sebagai berikut:



**Gambar 4. 14 Blok Diagram Pengendali Variable Structure**

Masukan pengendali VSC yaitu sebagai berikut:

- $the\_ref$  : posisi sudut referensi yang harus dicapai aktuator sirip roket
- $the$  : posisi aktual yang di-*feedback*-an dari sirip roket
- $i_q$  : arus kuadratur stator motor brushless DC yang di-*feedback*-an
- $i_d$  : arus langsung stator motor brushless DC yang di-*feedback*-an
- $w_r$  : kecepatan putar aktual yang di-*feedback*-an dari sirip roket

Keluaran pengendali VSC yaitu sebagai berikut:

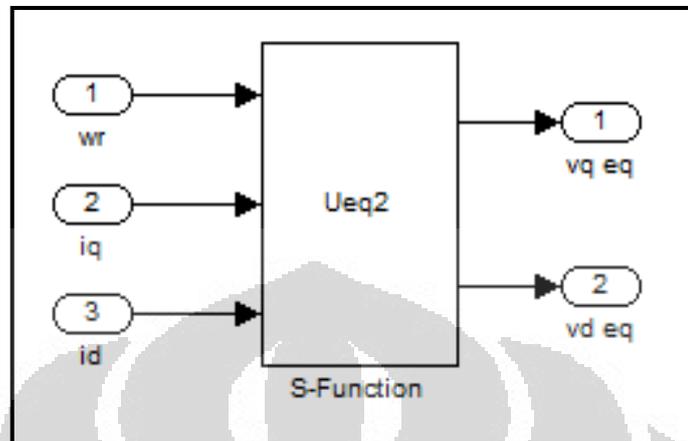
- $v_q$  : tegangan kuadratur yang akan diinput ke aktuator.
- $v_d$  : tegangan langsung yang akan diinput ke aktuator.

Seperti yang telah dijelaskan pada sub bab 3.2, pengendali variable structure terdiri dari 2 langkah, yaitu perancangan permukaan luncur (sliding surface) dan perancangan variable structure control.

Pada simulasi dirancang 2 modul dalam blok pengendali variable structure, yaitu **Ueq** dan **switching\_surface**.

#### 4.4.1 Modul Ueq

Blok modul Ueq pada simulasi sebagai berikut:



Gambar 4. 15 Modul Ueq

Seperti yang telah dijelaskan pada sub bab 3.2.5, didapat persamaan  $v_{q,eq}$  dan  $v_{d,eq}$ :

$$V_{q,eq} = \left( \left( \frac{2B_{eq}k_{\theta}}{J_{eq}} - \left( \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \right)^2 + \frac{3p^2\lambda_m^2 N_2^2}{2J_{eq}L_q N_1^2 \eta_G} - k_{\theta}^2 \right) \omega + \left( -\frac{3p\lambda_m 2k_{\theta} N_2}{2J_{eq} N_1 \eta_G} + \frac{3p\lambda_m B_{eq} N_2}{2J_{eq}^2 N_1 \eta_G} + \frac{3p\lambda_m R N_2}{2J_{eq} L_q N_1 \eta_G} \right) i_q \right) \left( \frac{2N_1 \eta_G J_{eq} L_q}{3N_2 p \lambda_m} \right)$$

dan

$$V_{d,eq} = R \cdot i_d$$

dengan menggunakan parameter motor maxon dan  $k_{\theta} = 1000$  didapat persamaan:

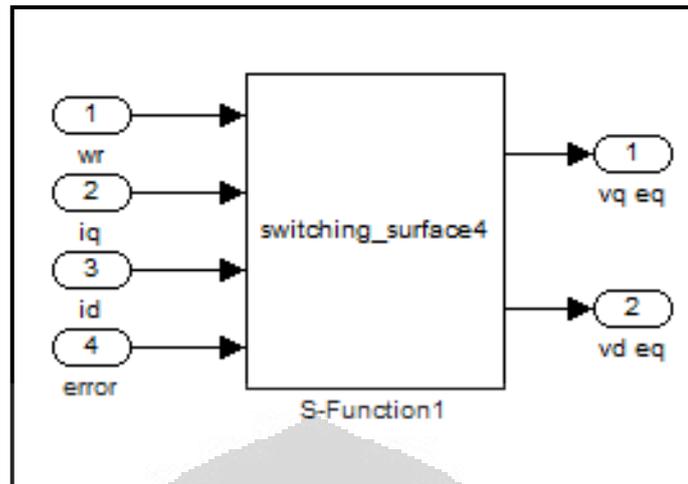
$$V_{q,eq} = -9.7407\omega - 0.6095i_q$$

dan

$$V_{d,eq} = 1,03 \cdot i_d$$

#### 4.4.2 Modul switching surface

Blok modul switching surface pada simulasi sebagai berikut:



**Gambar 4. 16 Modul Switching Surface**

Seperti yang telah dijelaskan pada sub bab 3.2.5, pada blok switching surface ini dibentuk persamaan S:

$$s_1 = - \left( - \frac{B_{eq}}{J_{eq}} \omega + \frac{3.N_2.p.\lambda_m}{2.N_1.\eta_G.J_{eq}} i_q \right) - 2k_\theta \omega + k_\theta^2 (\theta_{ref} - \theta)$$

dan

$$s_2 = i_{d,ref} - i_d = -i_d$$

dengan menggunakan parameter motor maxon dan  $k_\theta = 1000$  didapat persamaan:

$$s_1 = (0.5786 - 2k_\theta)\omega - 70.7411i_q + k_\theta^2(\theta_{ref} - \theta)$$

dan

$$s_2 = -i_d$$

## BAB 5

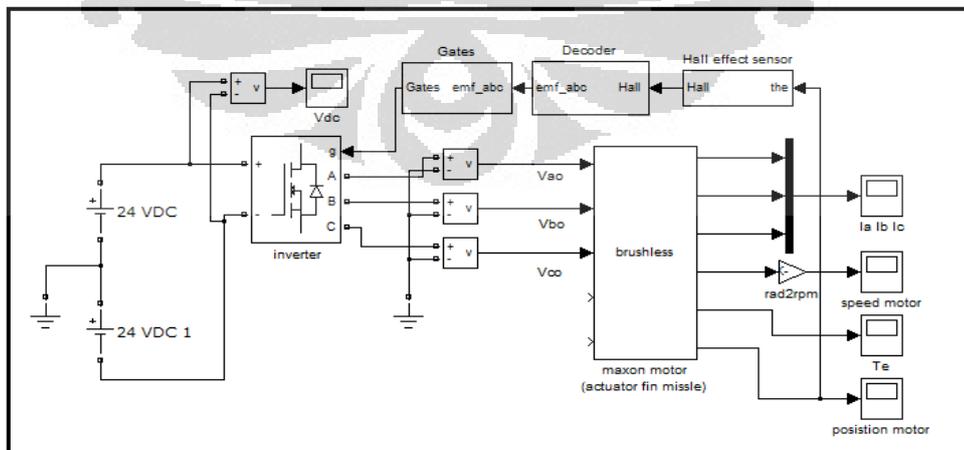
### SIMULASI DAN ANALISIS

#### 5.1 Percobaan Loop Terbuka

Percobaan loop terbuka adalah proses pemberian masukan kepada motor berupa tegangan terminal yang sebelumnya telah dispesifikasikan terhadap parameter motor lainnya pada sub-bab 2.13. Karena itu loop terbuka yang dimaksud di sini adalah memberikan masukan kepada motor berupa tegangan 3 fasa dengan tegangan DC sebesar 48 volt dengan driver motor yang dikendalikan berdasarkan sinyal dari sensor posisi (sensor hall) dari motor dan melihat berapa kecepatan putar yang dicapai motor setelah itu melalui analisis transien kecepatan.

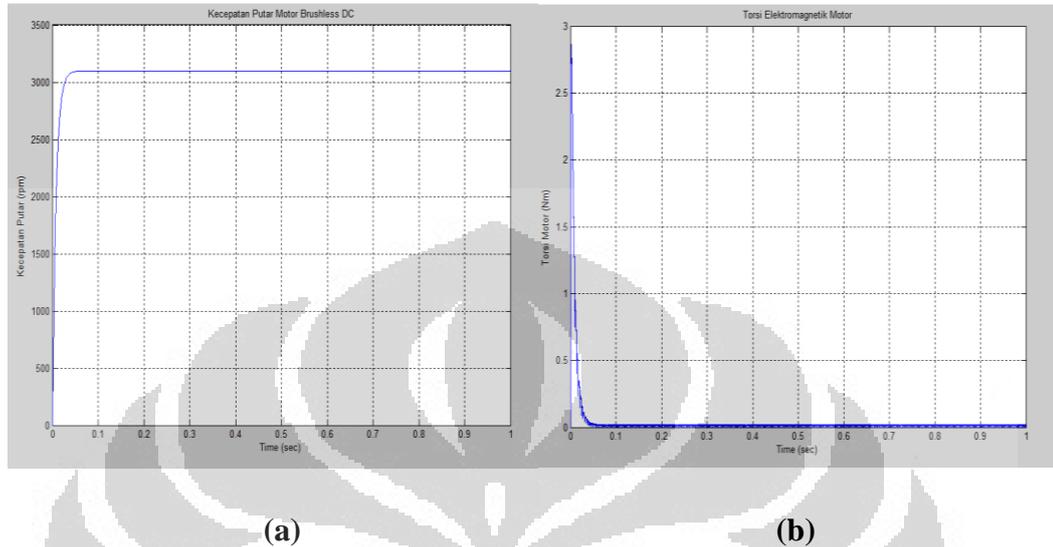
##### 5.1.1 Percobaan Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban

Percobaan tanpa roda gigi dan tanpa beban bertujuan untuk memvalidasi karakteristik dari kecepatan putar motor serta menguji respon transien kecepatan putar motor terhadap masukan yang diberikan kepada motor tanpa proses umpan balik yang dibutuhkan dalam proses pengendalian pada umumnya sehingga parameter – parameter yang dibutuhkan dalam perancangan sistem kontrol kecepatan motor dapat diketahui dan dianalisis. Oleh karena itu, untuk mencapai tujuan, percobaan dilakukan tanpa menggunakan roda gigi dan beban terlebih dahulu. Berikut gambar rangkaian percobaannya adalah:



**Gambar 5. 1 Rangkaian Loop Terbuka Motor Brushless DC Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Keluaran sistem di atas arus 3 fasa ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), kecepatan putar motor, torsi elektromagnetik, dan posisi sudut motor. Berikut grafik respon kecepatan putar motor dan torsi elektromagnetik:



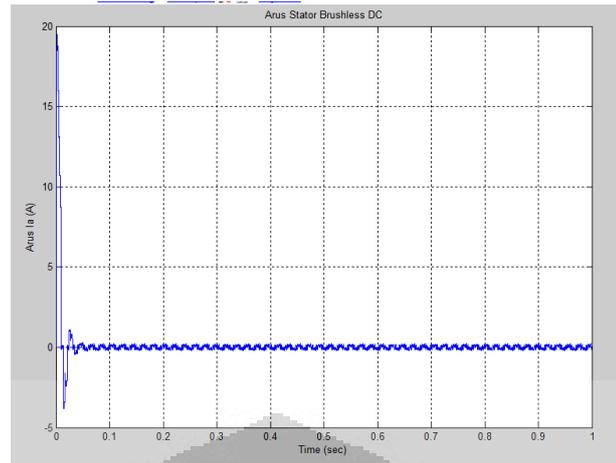
**Gambar 5. 2 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Torsi Elektromagnetik (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban**

Berikut transien respon dari kecepatan putar yang dihasilkan dituliskan dalam tabel.5.1:

**Tabel 5. 1 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Putar pada Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	0.03 sec
Peak Time	-
Settling Time	0.048 sec
Overshoot	0%
Final value	3099.988 rpm
Error steady state	0.000387 %

Berikut respon arus fasa yang mengalir di stator:



**Gambar 5. 3 Arus Fasa Stator Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban**

Analisis terhadap arus dan torsi meliputi nilai puncak dan nilai akhir dari keduanya. Hal tersebut sangat penting terutama pada saat starting, di mana keduanya akan sangat mempengaruhi proses pengendalian kecepatan nantinya. Pada saat starting, di mana  $t$  berkisar antara 0-0.1 detik, akan dilihat nilai puncak arus dan torsi saat tersebut. Tabel 5.2 memperlihatkan parameter – parameter tersebut:

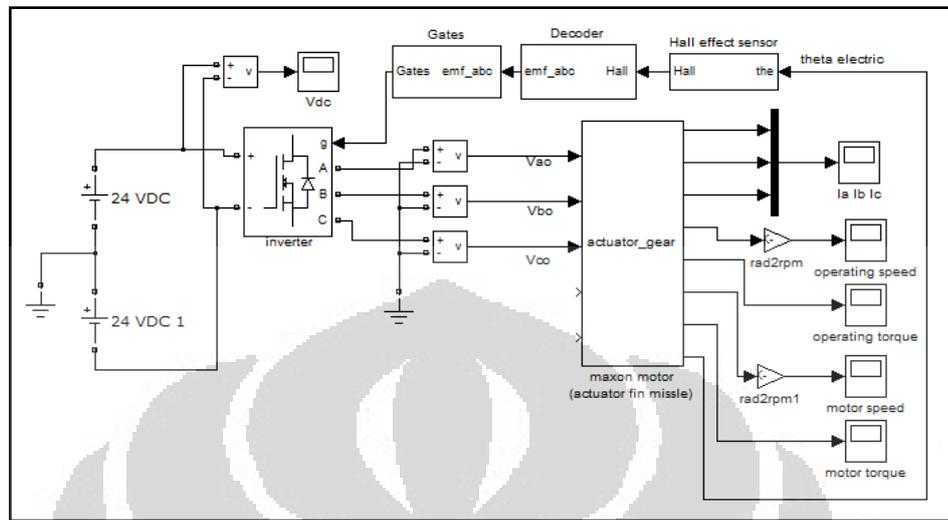
**Tabel 5. 2 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor pada Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Nilai Puncak Arus Fasa	19.475 A
Nilai Akhir Arus Fasa	0.22 A
Nilai Puncak Torsi Mekanik	2.683 Nm
Nilai Akhir Torsi Mekanik	0.021 Nm

### 5.1.2 Percobaan dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban

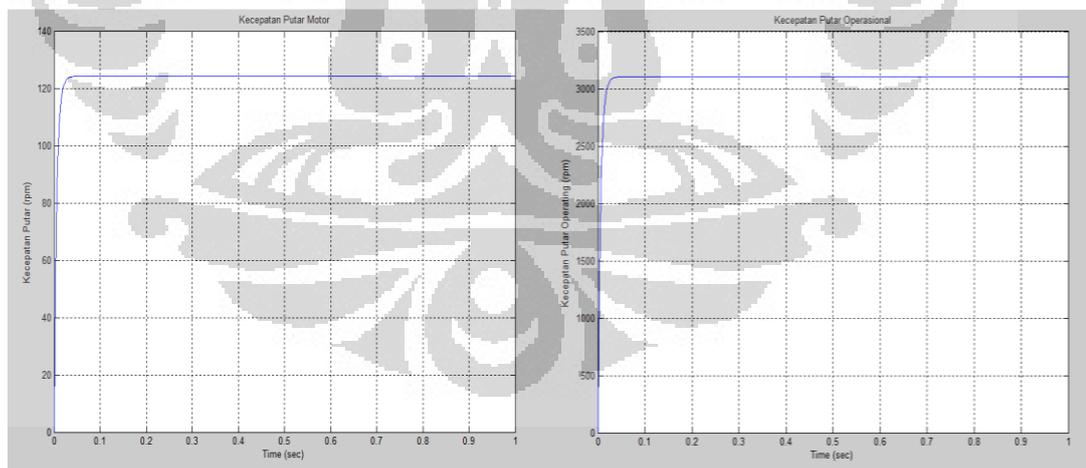
Percobaan dengan roda gigi ini bertujuan untuk mendapatkan kecepatan yang rendah sekitar 100 RPM, agar motor mampu menahan beban yang lebih besar. Tujuan penggunaan roda gigi pada shaft motor ini adalah untuk mereduksi kecepatan putar sesuai dengan rasio roda gigi reduksinya. Semakin kecil besaran rasionya menyebabkan kecepatan putar menjadi semakin kecil, kecepatan yang

semakin kecil, itu berarti motor mampu menahan beban yang semakin besar (seperti pada gambar 2.12). Berikut blok diagram simulasi yang digunakan:



**Gambar 5. 4 Rangkaian Loop Terbuka Motor Brushless DC dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Respon keluaran berupa arus 3 fasa ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), kecepatan putar operating dan kecepatan putar motor, serta torsi operating dan torsi motor. Berikut respon kecepatan putar operating dan kecepatan putar motor:



(a)

(b)

**Gambar 5. 5 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Kecepatan Operasional (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Berikut transien respon dari kecepatan putar motor dan kecepatan operasional yang dihasilkan masing – masing dituliskan dalam tabel.5.3 dan tabel.5.4:

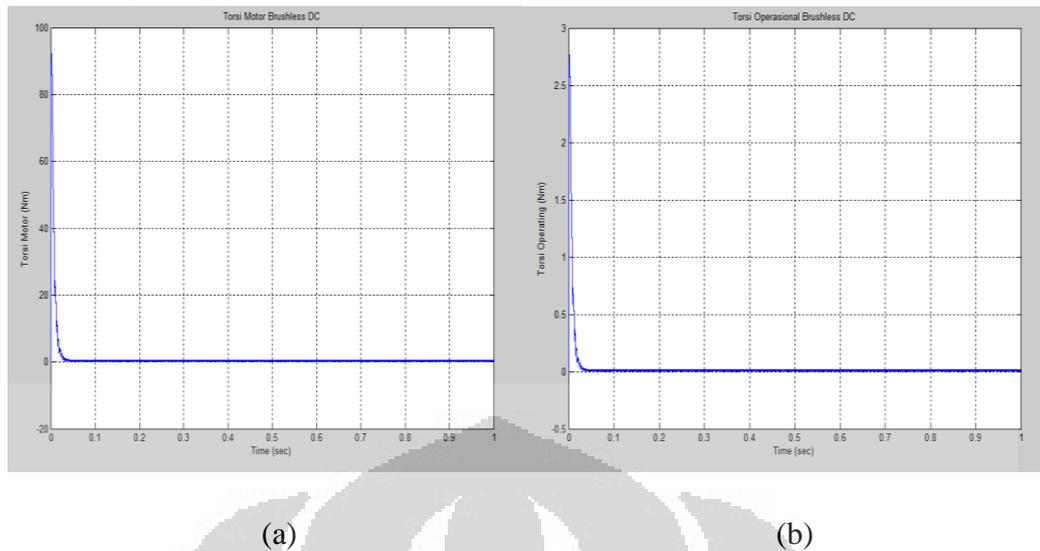
**Tabel 5. 3 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Putar pada Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	0.03 sec
Peak Time	-
Settling Time	0.04 sec
Overshoot	0%
Final value	124.155 rpm
Error steady state	0.125 %

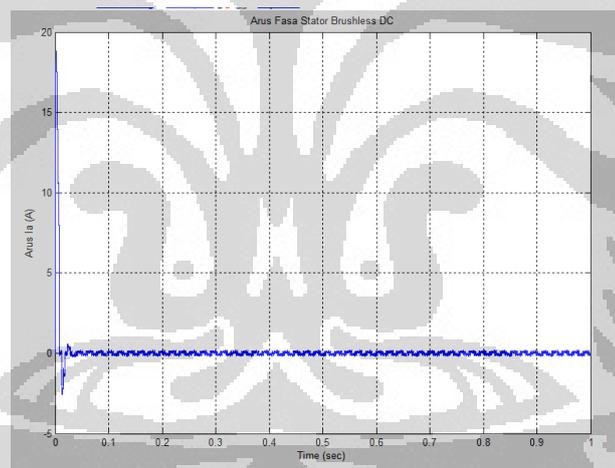
**Tabel 5. 4 Nilai Tanggapan Waktu Kecepatan Operting pada Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	0.03 sec
Peak Time	-
Settling Time	0.04 sec
Overshoot	0 %
Final value	3104 rpm
Error steady state	0.129 %

Beikut respon torsi motor dan torsi operasional dari motor yang menggunakan roda gigi pada shaft motor:



**Gambar 5. 6 Grafik Torsi Mekanik (a) dan Torsi Elektrik (b) Motor pada Percobaan Loop Terbuka dengan Roda Gigi dan Tanpa Beban**  
Berikut respon arus fasa stator yang dihasilkan:



**Gambar 5. 7 Arus Fasa Stator Motor pada Percobaan Loop Terbuka Tanpa Roda Gigi dan Beban**

Tabel 5.5 memperlihatkan respon yang ditimbulkan oleh torsi operating, torsi motor, dan arus fasa pada saat pemberian roda gigi.

**Tabel 5. 5 Respon Torsi Operating, Torsi Motor, Dan Arus Fasa Pada Saat Pemberian Roda Gigi**

Parameter	Nilai
Nilai Puncak Arus Fasa	19.475 A

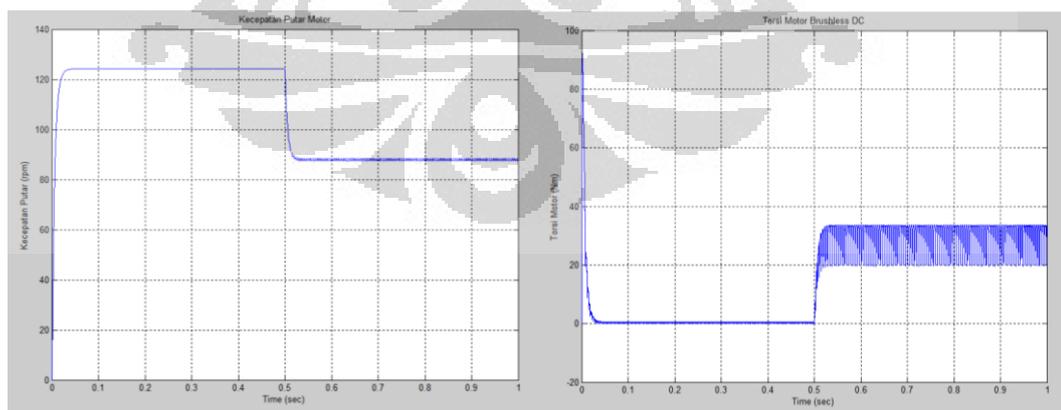
Nilai Akhir Arus Fasa	0.22 A
Nilai Puncak Torsi Operating	2.762 Nm
Nilai Akhir Torsi Operating	0.018 Nm
Nilai Puncak Torsi Motor	92.2 Nm
Nilai Akhir Torsi Motor	0.6 Nm

### 5.1.3 Percobaan dengan Roda Gigi dan dengan Beban Penuh

Percobaan beban penuh bertujuan mengetahui nilai torsi beban nominal yang dapat diberikan kepada motor. Parameter yang harus dipenuhi adalah penambahan beban tersebut harus mengakibatkan penambahan arus stator yang tidak melebihi arus rating motor yaitu 8.33 A. Pada simulasi ini hal tersebut dilakukan berdasarkan perhitungan berdasarkan daya, berikut perhitungan torsi beban maksimum yang mampu ditahan:

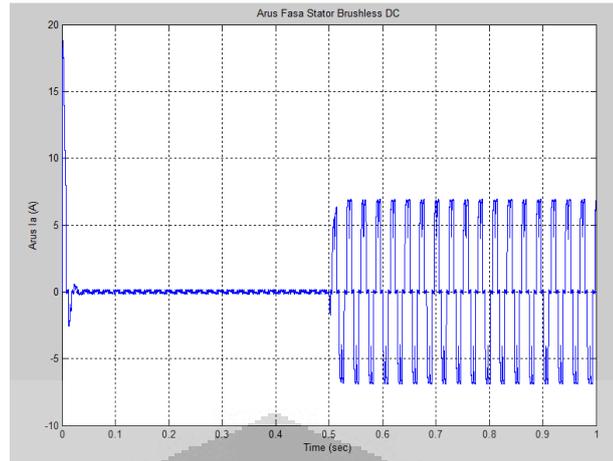
$$T = \frac{P}{\omega_m} = \frac{400}{124 \times \frac{2\pi}{60}} = 30,8Nm$$

Beban diberikan pada saat  $t=0.5$  detik dan pada saat tersebut akan dilihat bagaimana respon penambahan arus pada stator. Grafik yang dihasilkan pada percobaan beban penuh yaitu saat torsi beban 30 Nm diberikan pada motor adalah:



(a)

(b)



(c)

**Gambar 5. 8 Grafik Kecepatan Putar (a), Torsi (b), dan Arus Fasa Stator (c) Motor pada Beban Penuh dengan Roda Gigi**

Tabel 5.6 memperlihatkan respon yang ditimbulkan oleh kecepatan putar, torsi motor, dan arus fasa pada saat pemberian beban penuh dengan roda gigi.

**Tabel 5. 6 Respon Kecepatan Putar, Torsi Motor, Dan Arus Fasa Pada Saat Pemberian Beban Penuh Dengan Roda Gigi.**

Parameter	Nilai
Nilai Akhir Kecepatan	87.5 rpm
Nilai Akhir Torsi Motor	33.64 Nm
Nilai Akhir Arus Fasa	6.93 A

#### 5.1.4 Analisis Percobaan Loop Terbuka

Pada percobaan loop terbuka tanpa roda gigi dan beban ini diperoleh nilai kecepatan akhir yang sangat kecil errornya. Ini menunjukkan pemodelan motor brushless dengan parameter – parameter motor maxon sudah berhasil divalidasi, karena hasilnya sudah sesuai dengan nameplate motor maxon tersebut. Pada percobaan loop terbuka dengan roda gigi dan tanpa beban memperlihatkan terjadinya reduksi kecepatan putar motor menjadi lebih kecil sehingga motor mempunyai torsi yang lebih besar. Pada percobaan ini terlihat errornya menjadi sedikit lebih besar, hal ini dikarenakan pemakaian roda gigi. Roda gigi yang

digunakan memiliki efisiensi maksimum sebesar 75%, sehingga berpengaruh pada torsi motor dan kecepatan putarnya. Hal yang harus diperhatikan adalah nilai starting arus fasa stator yang sangat besar, melampaui batas toleransi nilai transien yang diperbolehkan, yaitu 1,5 kali arus rating.

Akibat arus stator yang sangat tinggi pada saat start, maka selain kecepatan dan posisi, arus stator juga perlu dikendalikan. Bila arus start terlalu besar dan terjadi terus menerus maka dapat merusak isolasi tahanan motor yang akhirnya merusak motor itu sendiri. Salah satu cara menanggulangnya dengan membuat loop dalam kontrol loop tertutup kecepatan tersebut.

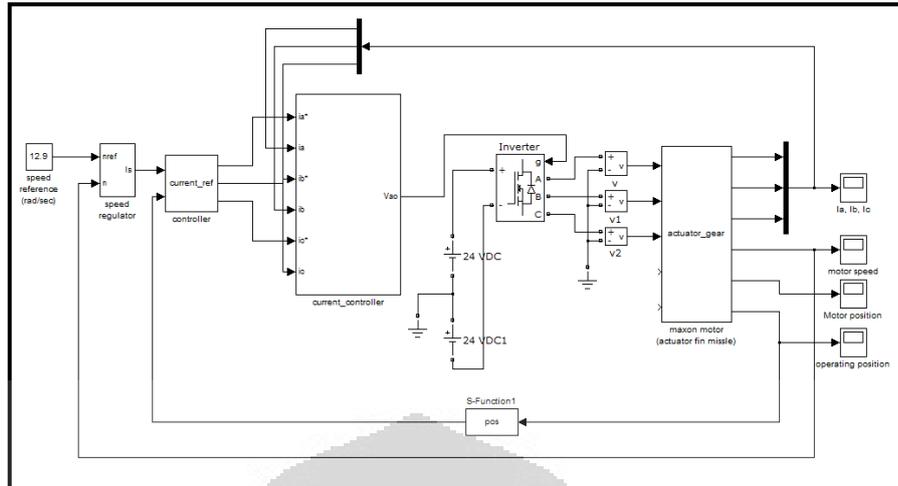
## **5.2 Pengendali PI pada Konfigurasi Loop Tertutup**

Proses pengendali pada simulasi ini dilakukan dengan 2 percobaan, yaitu percobaan pengendali kecepatan dan pengendali posisi. Tujuan dari proses pengendali ini adalah mendapat hasil yang akurasi dan presisi dan dengan transien yang sangat cepat.

### **5.2.1 Pengendali Kecepatan**

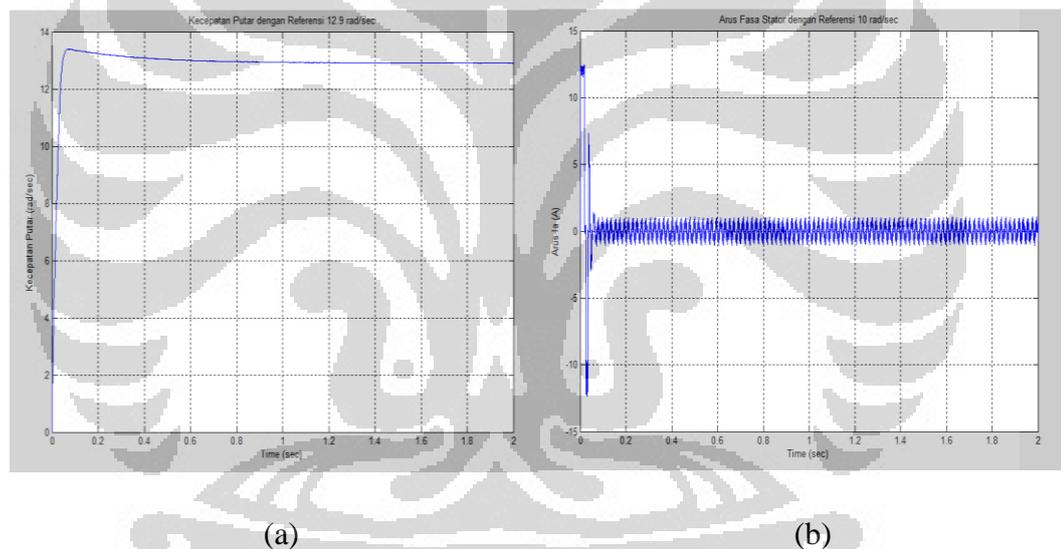
Proses kendali kecepatan putar motor brushless DC mula – mula menggunakan PI sebagai pengendalinya. Pengendali PI mempunyai dua parameter yang harus ditentukan besarnya yaitu  $K_p$  dan  $K_i$ . Proses pencarian nilai parameter tersebut dilakukan melalui eksperimen secara *trial and error*. Nilai  $K_p$  dan  $K_i$  terbaik yang diperoleh adalah  $K_p = 5$  dan  $K_i = 15$ :

Percobaan ini dilakukan dengan tanpa beban dengan tujuan untuk melihat kinerja dari pengendali PI ini. Pada percobaan tanpa beban ini akan dianalisis bagaimana respons transien kecepatan dan juga arus fasa stator. Konstruksi blok diagram simulasi yang digunakan sebagai berikut:



**Gambar 5. 9 Blok Diagram Pengendali Kecepatan PI**

Hasil grafiknya sebagai berikut:



**Gambar 5. 10 Grafik Kecepatan Putar (a) dan Arus Fasa (b) Motor Brushless DC dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban**

Respon kecepatan terhadap pengendali PI memperlihatkan  $e_{ss}$  yang minimal, namun menimbulkan overshoot. Tabel 5.7 menunjukkan nilai respons waktu kecepatan putar dengan pengendali kecepatan PI:

**Tabel 5. 7 Nilai Respons Kecepatan Putar dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	0.043 sec

Peak Time	0.075 sec
Settling Time	0.054 sec
Overshoot	3.798 %
Final value	12.9 rad/sec
Error steady state	0 %

Sedangkan respon dari arus pada kondisi starting dan stabil ditunjukkan tabel 5.8 berikut ini:

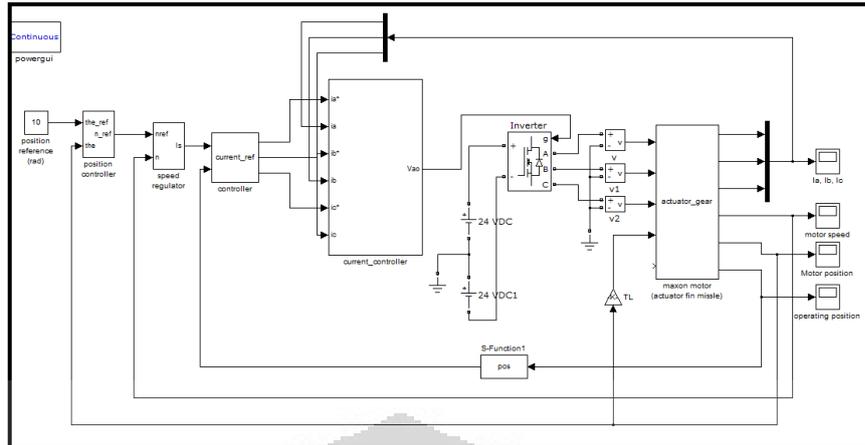
**Tabel 5. 8 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Nilai Puncak Arus Fasa	12.4 A
Nilai Akhir Arus Fasa	1.02 A

Berdasarkan hasil percobaan pengendalian kecepatan putar motor brushless DC bahwa pengendali PI ini mampu untuk mengendalikan kecepatan putar, ini terlihat dari  $e_{ss}$  yang dihasilkan bernilai nol. Serta arus starting yang dihasilkan tidak melampaui batas toleransi nilai transien yang diperbolehkan, yaitu 1,5 kali arus rating, sehingga tidak akan merusak isolasi tahanan motor. Pengendali ini akan digunakan untuk mengendalikan posisi putar motor.

### 5.2.2 Pengendali Posisi

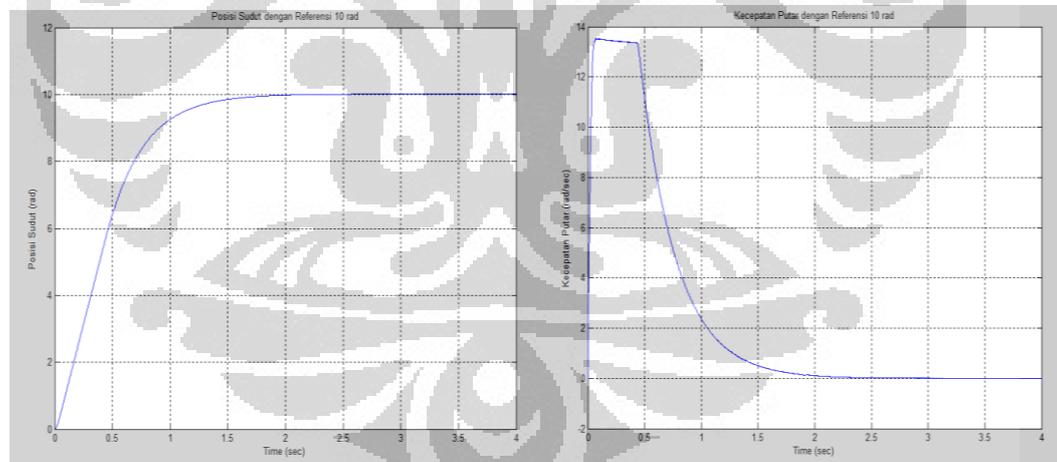
Setelah didapatkannya parameter pengendali kecepatan, kemudian menentukan parameter pengendali posisi sudut motor. Tujuan dari pengendalian posisi ini dapat diterapkan pada pengendalian posisi sirip roket dengan menggunakan roda gigi. Oleh karena itu percobaan ini akan dilakukan 2 percobaan, yaitu percobaan tanpa beban dan dengan beban. Pada percobaan pengendalian posisi ini nilai  $K_p$  dan  $K_i$  terbaik yang diperoleh adalah  $K_p = 1.29$  dan  $K_i = 0.01$ . Proses pencarian nilai parameter tersebut dilakukan melalui eksperimen secara *trial and error*. Berikut blok diagram simulasi yang digunakan:



**Gambar 5. 11 Blok Diagram Pengendali Posisi PI**

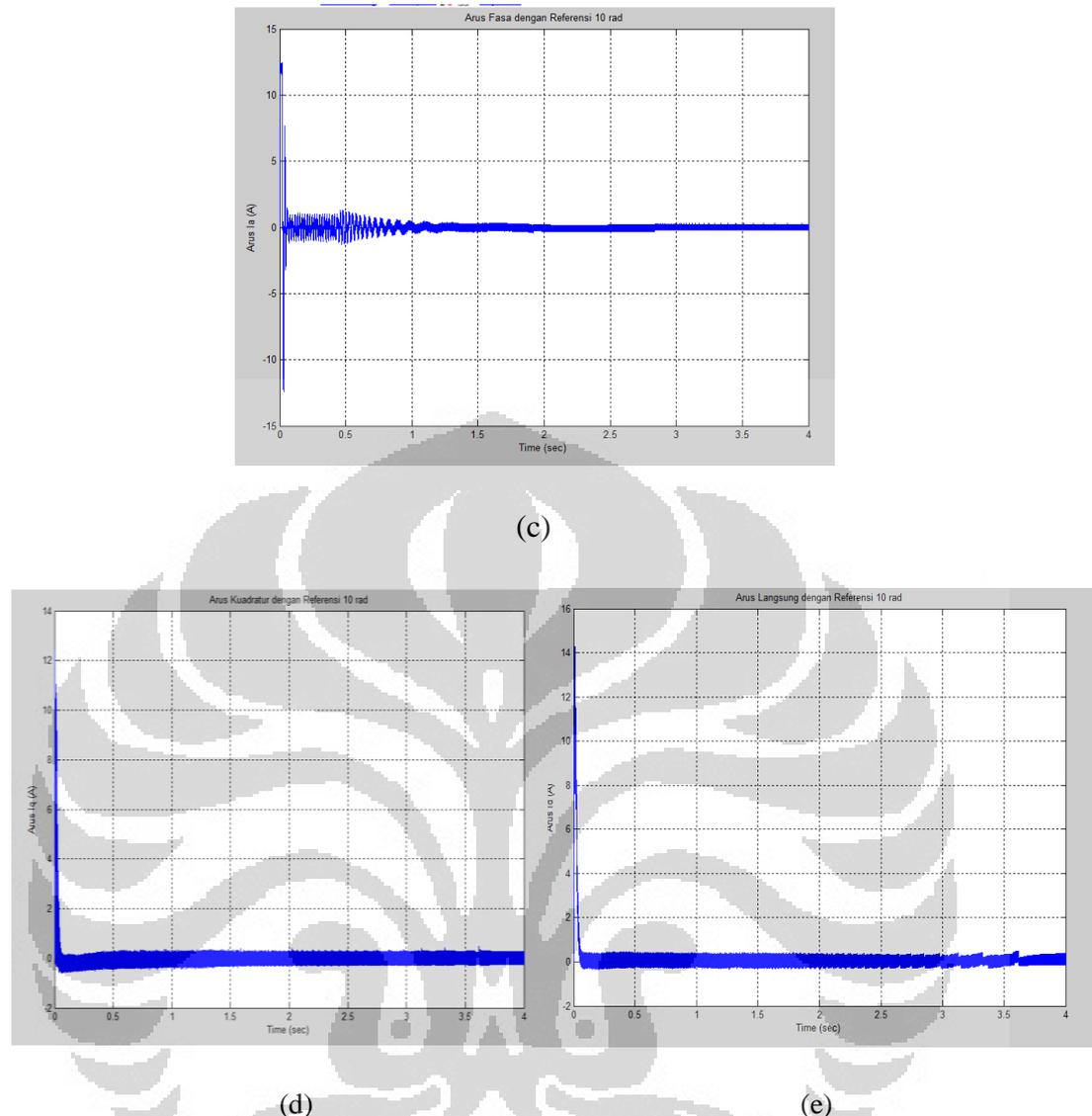
### Percobaan 1: Tanpa Beban

Kinerja pengendali PI pertama kali ditentukan melalui percobaan tanpa beban. Pada percobaan tanpa beban ini akan dianalisis bagaimana respons transien posisi sudut motor, kecepatan putar, dan juga arus fasa stator. Hasil grafiknya diperlihatkan gambar 5.12:



(a)

(b)



**Gambar 5. 12 Grafik Posisi Sudut (a), Kecepatan Putar (b), dan Arus Stator  $i_a$  (c), Arus  $i_q$  (d), dan Arus  $i_d$  (e) Motor dengan Pengendali Posisi PI Tanpa Beban**

Respon posisi terhadap pengendali PI memperlihatkan  $e_{ss}$  yang minimum, namun memiliki transien yang cukup lama. Tabel 5.9 menunjukkan nilai respons waktu posisi sudut motor dengan pengendali PI:

**Tabel 5. 9 Nilai Respons Posisi Sudut Motor dengan Pengendali Posisi PI Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	0.89 sec

Peak Time	-
Settling Time	1.4 sec
Overshoot	0 %
Final value	10.002 rad
Error steady state	0.02 %

Sedangkan respon kecepatan, pada saat waktu  $t = 0.05$  sec sampai  $t = 0.44$  sec, motor berputar pada kecepatan maksimum, yaitu sebesar 12.9 rad/sec (124 rpm). Setelah itu  $t=0.44$  sec sampai  $t = 2.25$  sec, kecepatan mulai menurun. Ketika sudah mencapai set point referensi, kecepatan berhenti berputar (0 rad/sec).

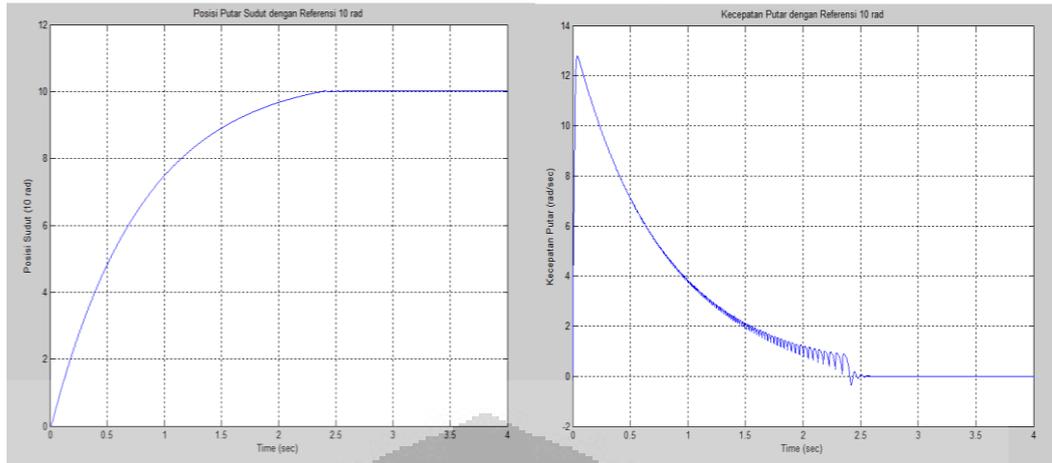
Sedangkan respon dari arus pada kondisi starting dan stabil ditunjukkan tabel 5.10 berikut ini:

**Tabel 5. 10 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Nilai Puncak Arus Fasa	12.4 A
Nilai Akhir Arus Fasa	0.3 A

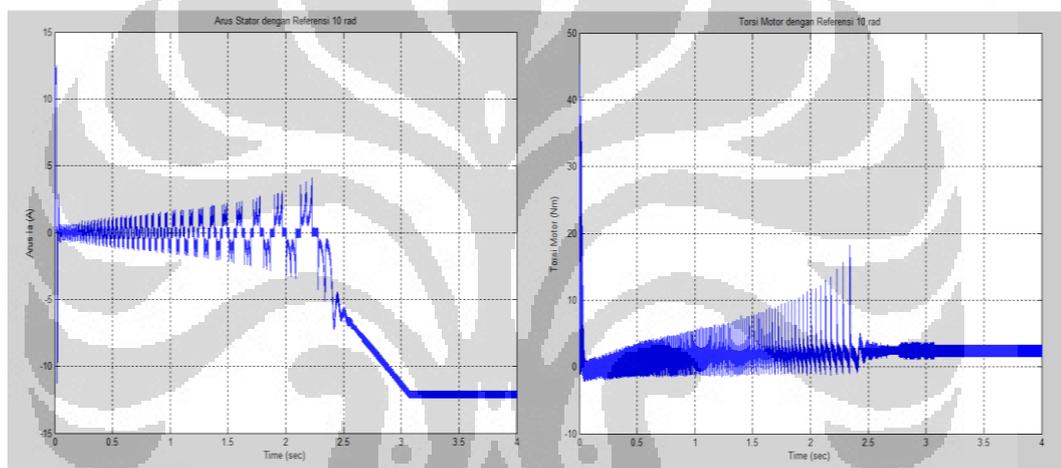
#### Percobaan 2: Dengan Beban

Kinerja pengendali PI pertama kali ditentukan melalui percobaan tanpa beban. Pada percobaan tanpa beban ini akan dianalisis bagaimana respons transien posisi sudut motor, kecepatan putar, dan juga arus fasa stator. Hasil grafiknya diperlihatkan gambar 5.13:



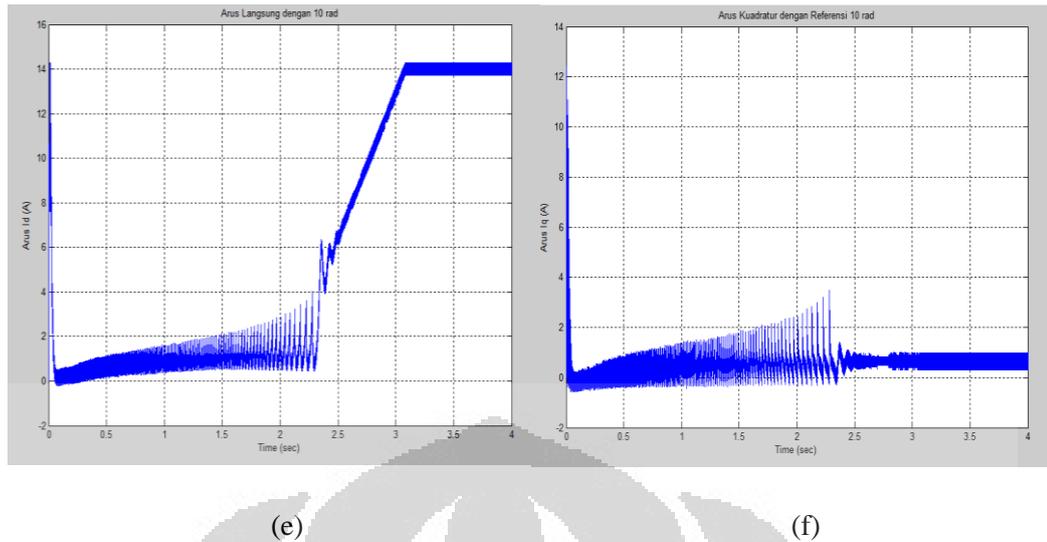
(a)

(b)



(c)

(d)



**Gambar 5. 13 Grafik Posisi Sudut (a), Kecepatan Putar (b), Arus Stator (c), Torsi (d), Arus  $i_d$  (e), dan Arus  $i_q$  (f) Motor dengan Pengendali Posisi PI Beban**

Respon posisi terhadap pengendali PI memperlihatkan  $e_{ss}$  yang minimum, namun memiliki transien yang cukup lama. Tabel 5.11 menunjukkan nilai respons waktu posisi sudut motor dengan pengendali PI:

**Tabel 5. 11 Nilai Respons Posisi Sudut Motor dengan Pengendali Posisi PI dengan Beban**

Parameter	Nilai
Rise Time	1.456 sec
Peak Time	2.385 sec
Settling Time	2.2 sec
Overshoot	0 %
Final value	10.0094 rad
Error steady state	0.094 %

Sedangkan respon kecepatan, pada saat waktu  $t = 0.04$  sec sampai  $t = 0.1$  sec, motor berputar pada kecepatan maksimum, yaitu sebesar 12.9 rad/sec (124 rpm). Setelah itu  $t=0.07$  sec sampai  $t = 2.4$  sec, kecepatan mulai menurun. Ketika sudah mencapai set point referensi, kecepatan berhenti berputar (0 rad/sec).

Sedangkan respon dari arus pada kondisi starting dan stabil serta torsi motornya ditunjukkan tabel 5.12 berikut ini:

**Tabel 5. 12 Nilai Puncak dan Nilai Akhir dari Arus dan Torsi Motor dengan Pengendali Kecepatan PI Tanpa Beban**

Parameter	Nilai
Nilai Puncak Arus Fasa	12.4 A
Nilai Akhir Arus Fasa	-12.37 A
Nilai Puncak Torsi Motor	33.9 Nm
Nilai Akhir Torsi Motor	2.5 Nm

### 5.2.3 Analisis Pengendali PI

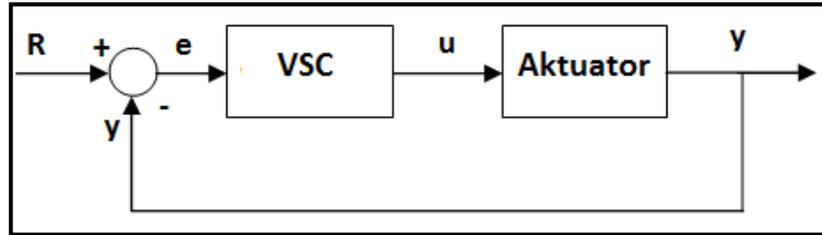
Dalam percobaan ini pengendali PI terbukti cukup baik untuk digunakan dalam pengendalian kecepatan putar dan posisi putar motor brushless DC. Kelemahan pengendali PI adalah mempunyai overshoot dan settling time yang cukup lama.

Pemberian beban dalam skripsi ini berubah semakin besar bergantung dengan penjejakan posisi sudut aktualnya sirip roket dengan besar maksimum 2,4 Nm. Dalam kasus pemberian beban, terlihat posisi sudut tetap mencapai set point. Kecepatan putar motor tetap dapat berputar dengan baik sesuai dengan set point yang diberikan oleh pengendali PI posisi.

## 5.3 Pengendali VSC pada Konfigurasi Loop Tertutup

### 5.3.1 Observasi dan Komparasi

Tujuan dari observasi dan komparasi adalah untuk menganalisis berbagai rancangan dalam teknik pengendali *variable structure control* yang terdiri dari pengendali *variable structure* dan *smooth variable structure*.



**Gambar 5. 14 Blok Diagram Pengendali VSC**

Pada gambar 5.14 ditunjukkan pengendali loop tertutup pada motor brushless DC dalam pengujian tanpa beban.

Dengan adanya fungsi sign(s) yang merupakan teknik sliding mode standar menyebabkan kaidah kendali  $u$  menjadi diskontinu. Hal ini bisa menimbulkan efek chattering ketika trayektori ada di sekitar permukaan sliding (*sliding surface*) dan ketika harga sign sering berubah-ubah. Fenomena ini dapat terjadi ketika sebuah parameter sistem diketahui kurang baik. Kemudian bagian ekuivalen pengendali ( $V_{eq}$ ) tidak memenuhi kondisi  $\dot{s}(x,u) = 0$ . Untuk menghindari fenomena chattering ini, fungsi signum dapat diganti dengan sebuah fungsi yang secara approximatif kontinu. Kaidah kendali ini diperoleh dengan menggantikan fungsi sign (s) dengan fungsi sat (s) atau fungsi sat(s/ $\epsilon$ ).

### 5.3.2 Pengendali Variable Structure

Daerah pada teknik variable structure ini ditentukan oleh nilai  $\epsilon$ . Sedangkan  $e$  menunjukkan penyimpangan faktor posisi (position error). Faktor penyimpangan posisi dapat ditulis dari persamaan

$$e = \theta_{ref} - \theta \quad (4.1)$$

Pada simulasi ini kecepatan yang diinginkan ( $\theta_{ref}$ ) adalah 10 rad dan arus langsung yang diinginkan  $i_{d,ref}$  adalah nol (ini diasumsikan dalam kondisi tanpa beban).

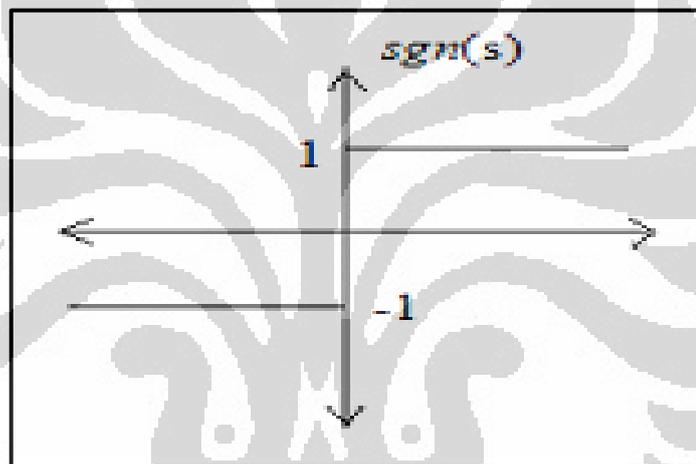
Penyelesaian pada persamaan (4.1) dapat digambarkan pada fasa ( $\dot{e}, e$ ), ketika kaidah kendali ekuivalen diterapkan pada *boundary layer* ( $-\epsilon < S < \epsilon$ ). *Boundary layer* merupakan lebar dari lapisan yang dibentuk oleh nilai  $\epsilon$  pada

permukaan sliding. Penjelasan *boundary layer* untuk sliding mode ini ditunjukkan gambar 5.16.

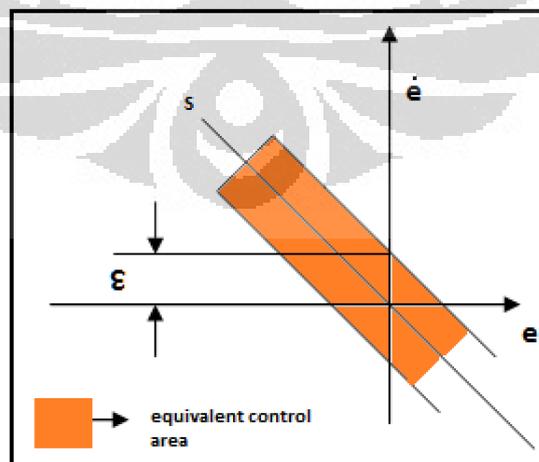
Pada permukaan sliding, penyimpangan kecepatan didapatkan dari persamaan

$$\dot{e} = K_{\theta} \times e \quad (4.2)$$

Penyimpangan faktor kecepatan dapat membentuk asimtot yang mendekati nol jika  $K_{\theta} > 0$  dan sistem akan menuju titik dari bidang fasa seperti gambar 5.16. Pemilihan harga  $K_{\theta}$  menyebabkan kecepatan menjadi konvergen. Koefisien  $K_q$  ditentukan sama seperti  $K_{\theta}$  di atas.



Gambar 5. 15 Fungsi signum(s)



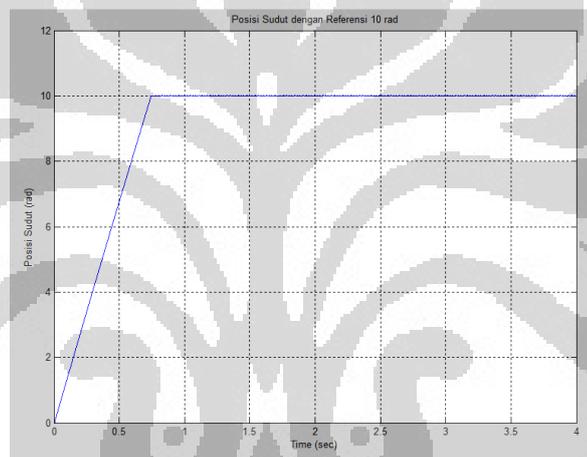
Gambar 5. 16 Sliding Mode: Boundary Layer

Percobaan pengendali variable structure ini dilakukan 2 percobaan, yaitu percobaan tanpa beban dan dengan beban.

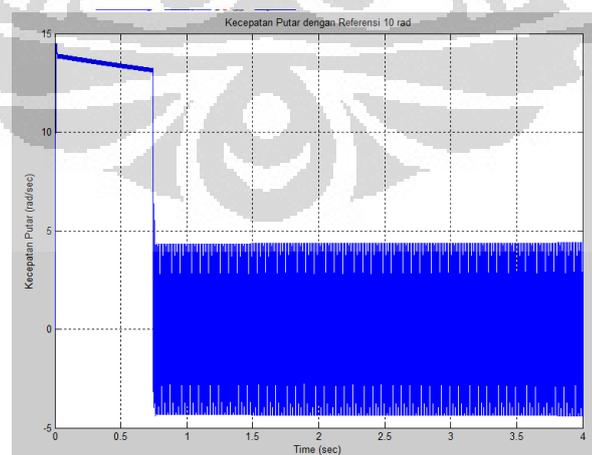
### 1. Percobaan Tanpa Beban:

Pada simulasi ini ditentukan nilai untuk  $K_\theta = 500$ ,  $K_q = 40$ ,  $K_d = 30$  dan  $\varepsilon = 0$ . Analisis sifat kekokohan dari pengendali masih belum diperhitungkan karena belum ada perubahan beban terhadap putaran aktuator.

Hasil simulasi berupa grafik yang terdiri dari respon posisi, respon kecepatan, arus langsung ( $i_d$ ), arus kuadratik ( $i_q$ ), tegangan kuadratik ( $V_q$ ), dan tegangan langsung ( $V_d$ ) ditampilkan dalam gambar 5.17 sampai 5.22.



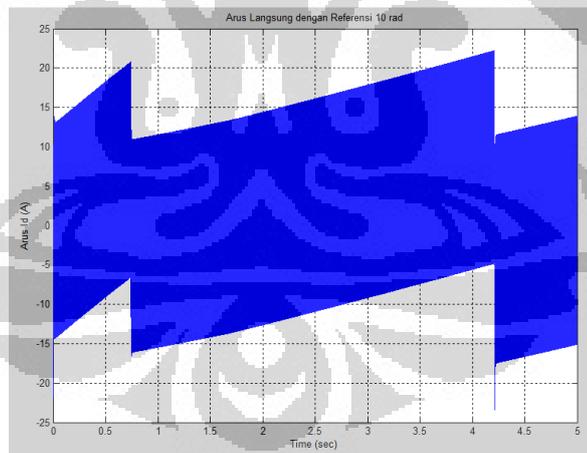
**Gambar 5. 17 Variable Structure: Respon Posisi Tanpa Beban**



**Gambar 5. 18 Variable Structure: Respon Kecepatan Tanpa Beban**

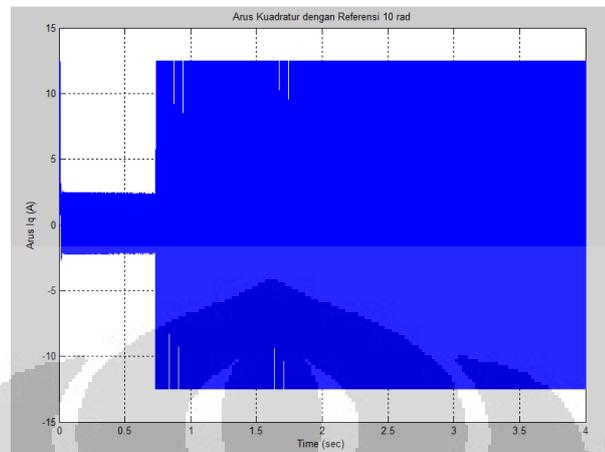
Pada gambar 5.17 diperlihatkan bahwa tidak ada overshoot pada grafik respon kecepatan dan stabil ( $e=0$ ) dapat tercapai pada saat  $t \geq 0,75$ . Dan pada gambar 5.18 diperlihatkan respon kecepatan maksimum 12,9 rad/sec dan mulai menurun sampai 0,75 sec saat *set point* tercapai. Namun saat *set point* tersebut tercapai kecepatan tetap ditahan dalam *sliding surface*, sehingga timbul riak atau *chattering*.

Sistem mempunyai dua input yaitu  $V_d$  dan  $V_q$ . Perhitungan torsi (2.37) menunjukkan bahwa perbedaan induktansi ( $L_d-L_q$ ) merupakan hal yang penting pada sistem jika arus  $i_d$  tidak sama dengan nol. Strategi yang memungkinkan untuk mengendalikan posisi atau kecepatan motor brushless dc melalui teknik sliding mode adalah menjadikan  $i_d$  menjadi nol. Selain itu strategi ini memenuhi ketentuan arus fasa. Arus  $i_d$  dan  $i_q$  dikendalikan secara terpisah.  $i_d$  dan  $i_q$  ditentukan berada di luar loop sehingga sliding mode terjadi pada permukaan switching  $s_i=0$ . Pada umumnya  $i_d$  ditentukan dengan harga nol, karena  $i_d$  tidak menghasilkan torsi motor, sehingga motor tidak tergantung  $i_d$ . Respon untuk  $i_d$  ditunjukkan pada gambar 5.19

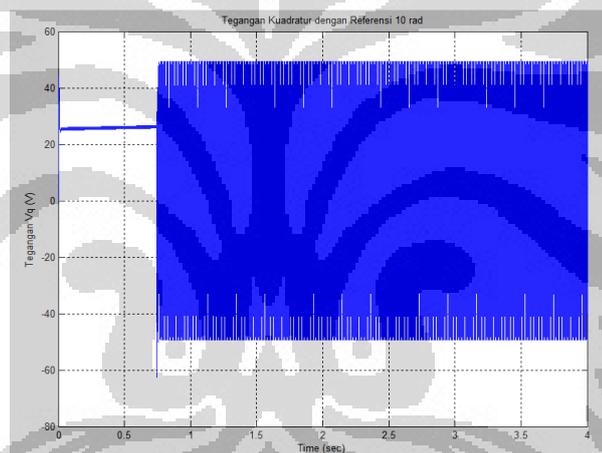


**Gambar 5. 19 Variable Structure: Respon  $i_d$  Tanpa Beban**

Pada gambar 5.19, arus  $i_d$  terdapat efek *chattering* yang sangat besar. Ini dikarenakan penggunaan fungsi sign, yang merupakan fungsi diskontinyu.

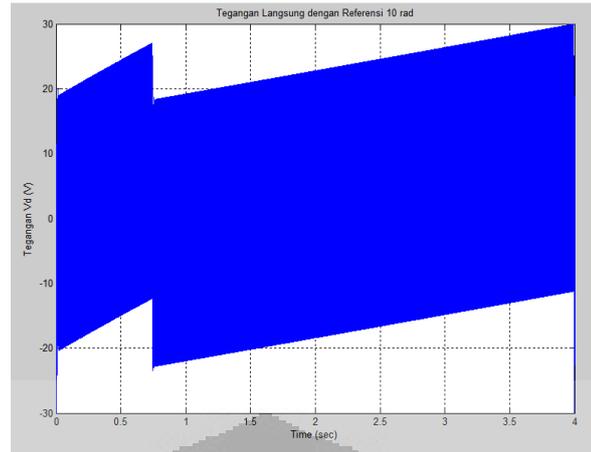


**Gambar 5. 20 Variable Structure: Respon  $i_q$  Tanpa Beban**



**Gambar 5. 21 Variable Structure: Respon  $V_q$  Tanpa Beban**

Pada gambar 5.21 diperlihatkan bahwa pada respon tegangan kuadratik ( $V_q$ ) pada pada saat  $t > 0.75$  terdapat efek *chattering* yang disebabkan oleh fungsi sign(s). Dengan adanya fungsi sign(s) yang merupakan teknik sliding mode standar menyebabkan kaidah kendali  $u$  menjadi diskontinu. Hal ini bisa menimbulkan efek *chattering* ketika trayektori ada di sekitar permukaan sliding (*sliding surface*) dan ketika harga sign sering berubah-ubah. Fenomena ini dapat terjadi ketika sebuah parameter sistem diketahui kurang baik. Kemudian bagian ekuivalen pengendali ( $V_{eq}$ ) tidak memenuhi kondisi  $\dot{s}(x, u) = 0$ .



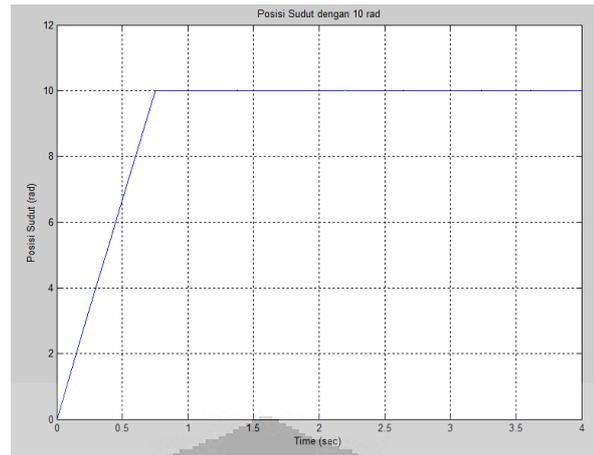
**Gambar 5. 22 Variable Structure: Respon  $V_d$  Tanpa Beban**

Pada gambar 5.22 diperlihatkan bahwa pada respon tegangan langsung ( $V_d$ ) terdapat efek chattering yang sangat besar. Untuk menghindari fenomena chattering ini, fungsi signum dapat diganti dengan sebuah fungsi yang secara approximatif kontinu.

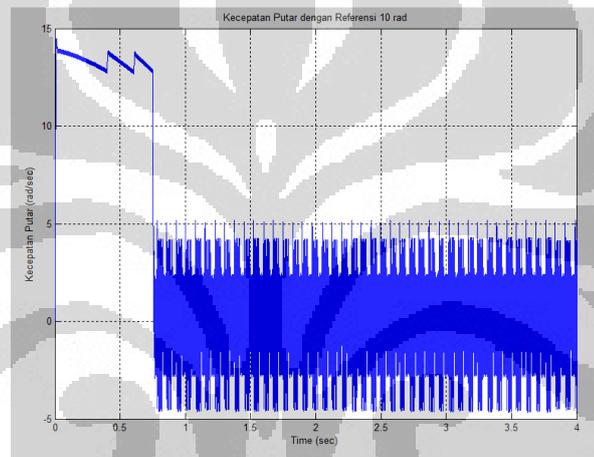
## 2. Percobaan dengan Beban

Pada simulasi ini ditentukan nilai untuk untuk  $K_\theta = 500$ ,  $K_q = 40$ ,  $K_d = 30$  dan  $\varepsilon = 0$ . Pada percobaan ini akan diuji kekokohan pengendali VSC terhadap perubahan beban.

Hasil simulasi berupa grafik yang terdiri dari respon posisi, respon kecepatan, arus langsung ( $i_d$ ), arus kuadratik ( $i_q$ ), tegangan kuadratik ( $V_q$ ), dan tegangan langsung ( $V_d$ ) ditampilkan dalam gambar 5.23 sampai 5.22.



**Gambar 5. 23 Variable Structure: Respon Posisi dengan Beban**

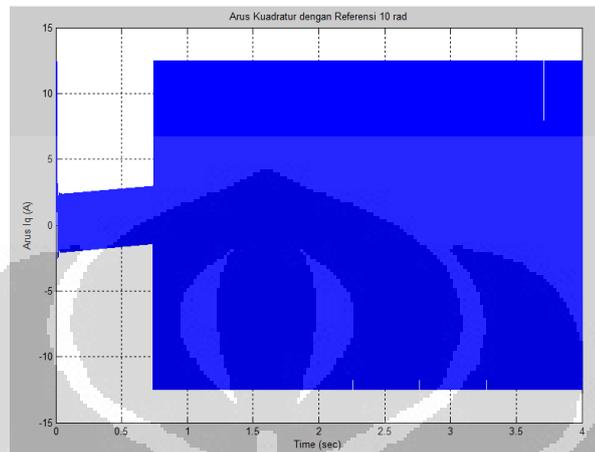


**Gambar 5. 24 Variable Structure: Respon Kecepatan dengan Beban**

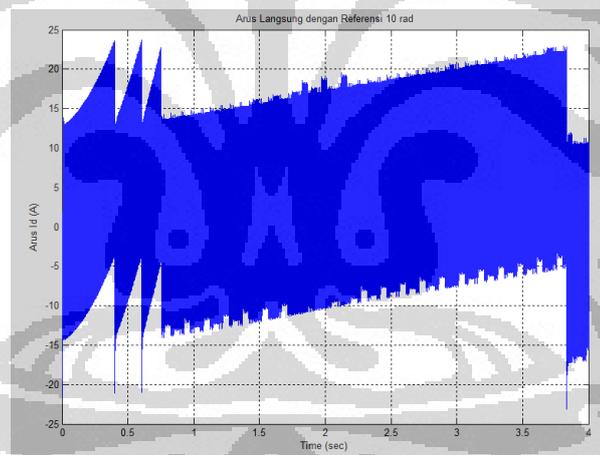
Pada gambar 5.23 diperlihatkan bahwa tidak ada overshoot pada grafik respon kecepatan dan stabil ( $e=0$ ) dapat tercapai pada saat  $t \geq 0,83$ . Dan pada gambar 5.24 diperlihatkan respon kecepatan maksimum 12,9 rad/sec dan mulai menurun sampai 0,83 sec saat *set point* tercapai. Namun saat *set point* tersebut tercapai kecepatan tetap ditahan dalam *sliding surface*, sehingga timbul riak atau *chattering*.

Sistem mempunyai dua input yaitu  $V_d$  dan  $V_q$ . Perhitungan torsi (2.37) menunjukkan bahwa perbedaan induktansi ( $L_d-L_q$ ) merupakan hal yang penting pada sistem jika arus  $i_d$  tidak sama dengan nol. Strategi yang memungkinkan untuk mengendalikan posisi atau kecepatan motor brushless dc melalui teknik sliding mode adalah menjadikan  $i_d$  menjadi nol, namun pengaturan aktuator ini

dilakukan dengan adanya penambahan beban. Selain itu strategi ini memenuhi ketentuan arus fasa. Arus  $i_d$  dan  $i_q$  dikendalikan secara terpisah.  $i_d$  dan  $i_q$  ditentukan berada di luar loop sehingga sliding mode terjadi pada permukaan switching  $s_i=0$ . Respon untuk  $i_d$  ditunjukkan pada gambar 5.25

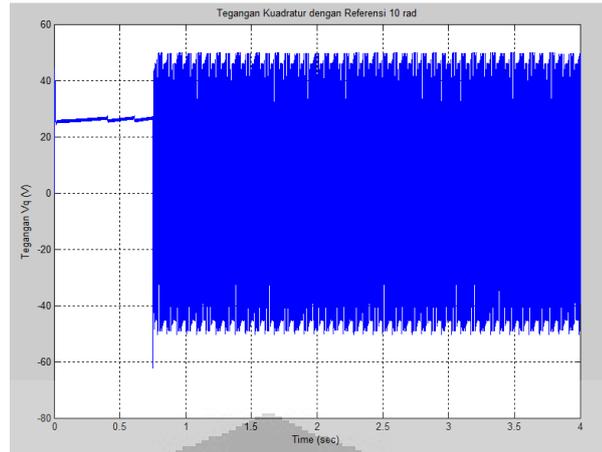


**Gambar 5. 25 Variable Structure: Respon  $i_q$  dengan Beban**



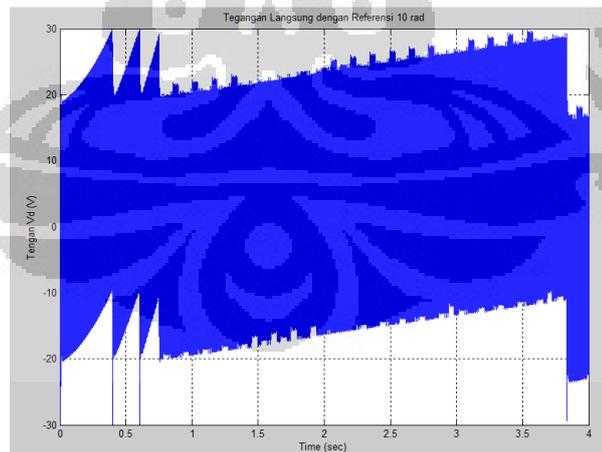
**Gambar 5. 26 Variable Structure: Respon  $i_d$  dengan Beban**

Pada gambar 5.19, arus  $i_d$  terdapat efek *chattering* yang sangat besar. Ini dikarenakan penggunaan fungsi sign, yang merupakan fungsi diskontinyu.



**Gambar 5. 27 Variable Structure: Respon  $V_q$  dengan Beban**

Pada gambar 5.27 diperlihatkan bahwa pada respon tegangan kuadratik ( $V_q$ ) pada saat  $t > 0.083$  terdapat efek chattering yang disebabkan oleh fungsi sign(s). Dengan adanya fungsi sign(s) yang merupakan teknik sliding mode standar menyebabkan kaidah kendali  $u$  menjadi diskontinu. Hal ini bisa menimbulkan efek chattering ketika trayektori ada di sekitar permukaan sliding (*sliding surface*) dan ketika harga sign sering berubah-ubah. Fenomena ini dapat terjadi ketika sebuah parameter sistem diketahui kurang baik. Kemudian bagian ekuivalen pengendali ( $V_{eq}$ ) tidak memenuhi kondisi  $\dot{s}(x, u) = 0$ .



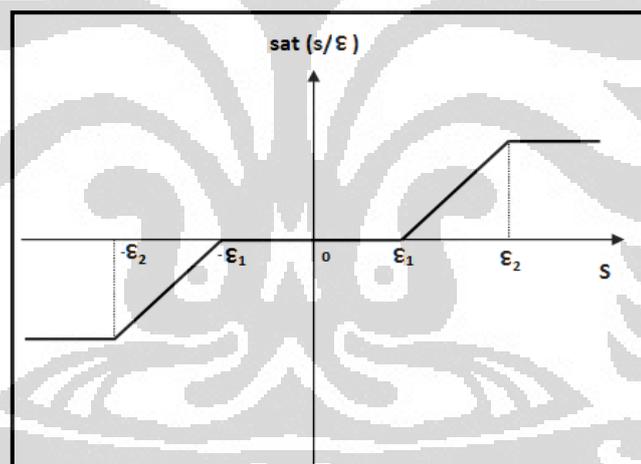
**Gambar 5. 28 Variable Structure: Respon  $V_d$  dengan Beban**

Pada gambar 5.28 diperlihatkan bahwa pada respon tegangan langsung ( $V_d$ ) pada saat  $t > 0.83$  terdapat efek chattering. Untuk menghindari fenomena chattering

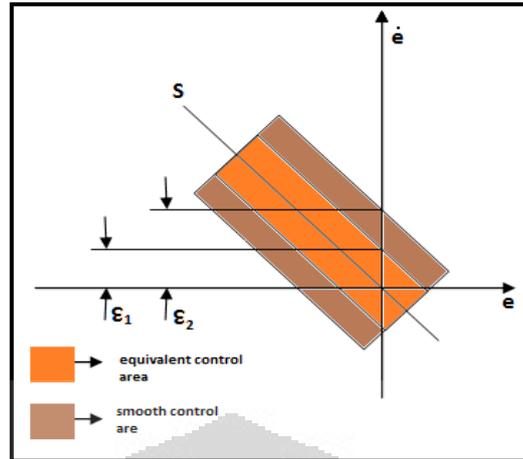
ini, fungsi signum dapat diganti dengan sebuah fungsi yang secara approximatif kontinu.

### 5.3.3 Teknik Smooth VSC

Fungsi signum seperti gambar 5.15 dapat menimbulkan efek chattering, yaitu suatu fenomena di mana terjadi perubahan kontrol dengan frekuensi yang sangat tinggi ketika trayektori ada di sekitar permukaan sliding dan ketika harga sign sering berubah-ubah. Untuk menghindari fenomena chattering ini, fungsi signum dapat diganti dengan sebuah fungsi yang secara approximatif kontinu. Kaidah kendali ini diperoleh dengan menggantikan fungsi sign ( $s$ ) dengan fungsi  $\text{sat}_2$  yang merupakan fungsi  $\text{sat}(s)$ . Pada bidang fasa  $(\dot{e}, e)$ , boundary layer menjadi seperti pada gambar 5.30.



Gambar 5. 29 Smooth Variable Structure dengan fungsi  $\text{sat}(s/\epsilon)$

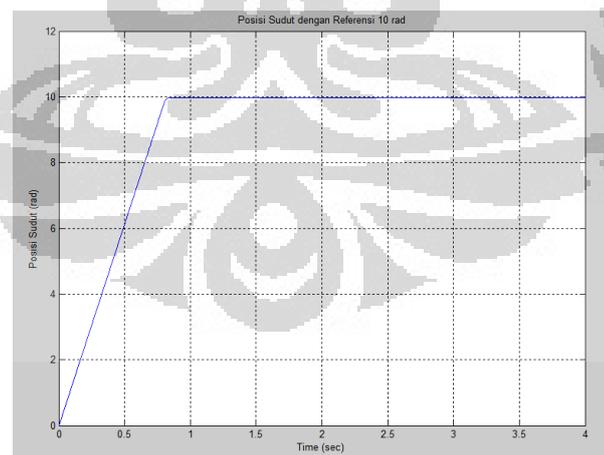


**Gambar 5. 30 Smooth Variable Structure: Boundary layer**

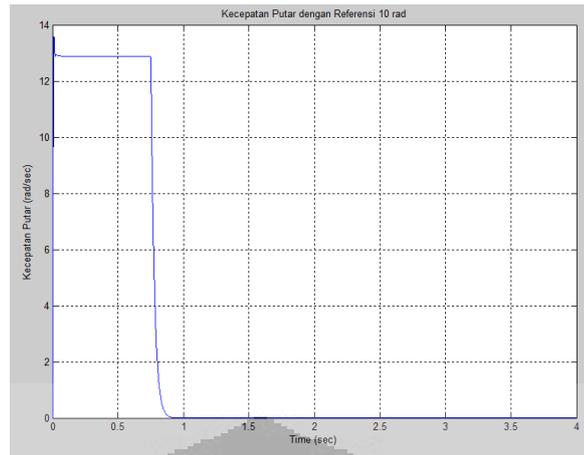
Percobaan pengendali smooth variable structure ini dilakukan 2 percobaan, yaitu percobaan tanpa beban dan dengan beban.

#### 1. Percobaan Tanpa Beban

Pada simulasi  $\text{sign}_2$ , penentuan harga untuk parameter tidak berubah dari  $\text{sign}_1$  yaitu:  $\theta_{ref} = 10 \text{ rad}$ ,  $i_{d,ref} = 0 \text{ A}$ ,  $K_\theta = 500$ ,  $K_q = 40$ ,  $K_d = 30$ . Nilai dari  $\varepsilon_{d1} = 10$ ,  $\varepsilon_{d2} = 100$ ,  $\varepsilon_{q1} = 10000$ , dan  $\varepsilon_{q2} = 100000$  ditentukan untuk mengurangi fenomena chattering.

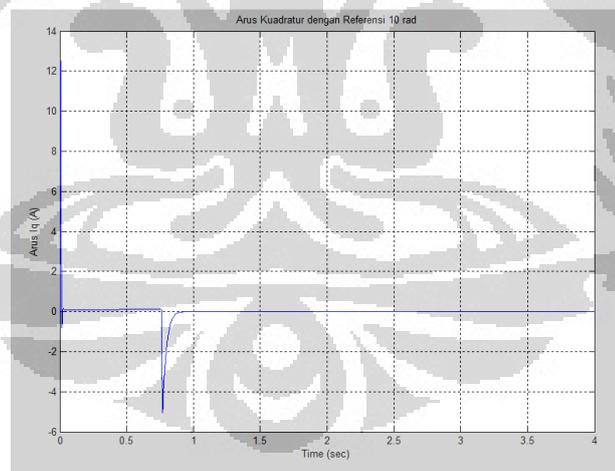


**Gambar 5. 31 Smooth Variable Structure: Respon Posisi Tanpa Beban**

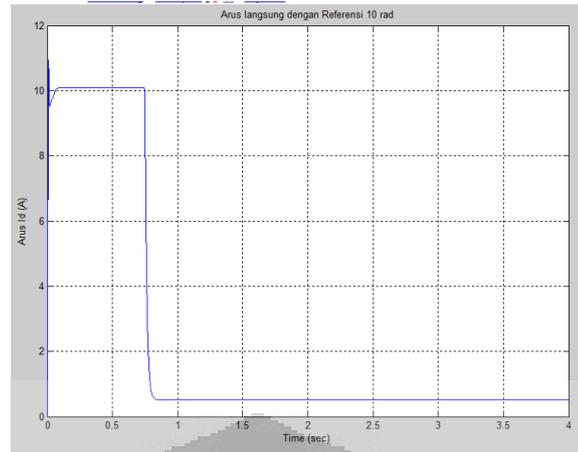


**Gambar 5. 32 Smooth Variable Structure: Respon Kecepatan Tanpa Beban**

Pada gambar 5.31 diperlihatkan bahwa tidak ada overshoot pada grafik respon kecepatan dan stabil ( $e=0$ ) dapat tercapai pada saat  $t > 0.75$ . Grafik untuk respon kecepatan pada gambar 5.32 tidak terdapat chattering, ketika posisi sudut aktuator sirip roket telah mencapai *set point*, kecepatan menjadi nol (berhenti). Hal ini terjadi karena VSC ini telah menggunakan fungsi saturasi yang merupakan fungsi kontinu.



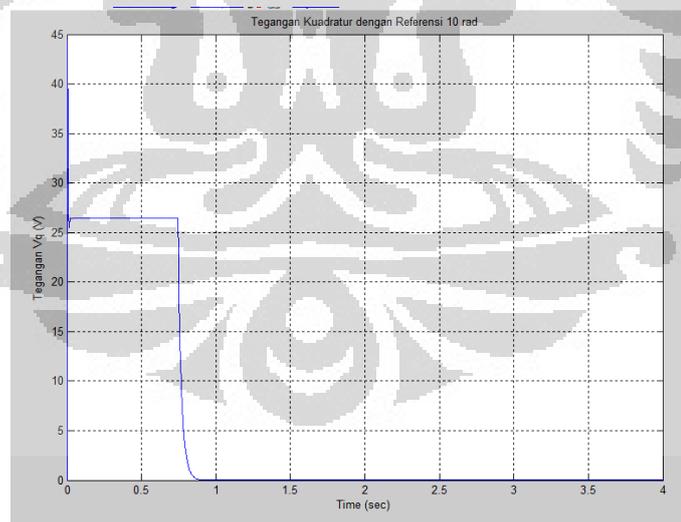
**Gambar 5. 33 Smooth Variable Structure: Respon  $i_q$  Tanpa Beban**



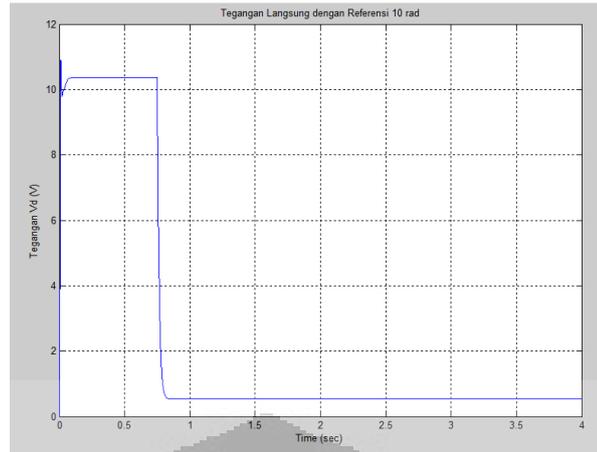
**Gambar 5. 34 Smooth Variable Structure: Respon  $i_d$  Tanpa Beban**

Pada gambar 4.13 diperlihatkan respon arus langsung  $i_d$  mendekati nol yang nilai akhirnya sekitar 0.5 A. Namun pada pengendali ini tidak terdapat lagi efek *chattering*.

Pada gambar 5.35 diperlihatkan respon  $V_q$  terhadap waktu dengan menggunakan fungsi  $\text{sat}(s_i)$ . Efek *chattering* yang disebabkan fungsi  $\text{sign}_1$  dan terdapat pada gambar 5.21 dapat dikurangi.



**Gambar 5. 35 Smooth Variable Structure: Respon  $V_q$  Tanpa Beban**

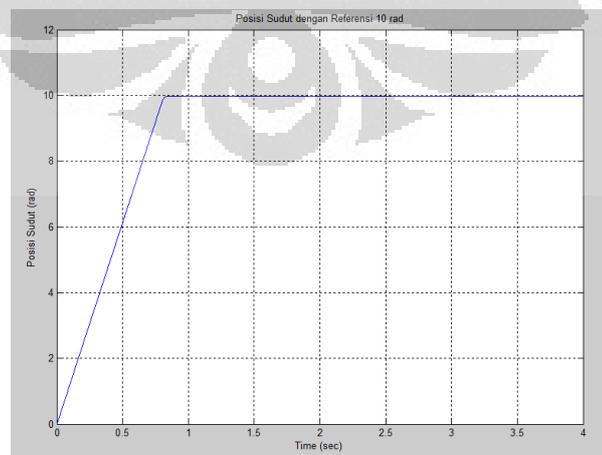


**Gambar 5. 36 Smooth Variable Structure: Respon  $V_d$  Tanpa Beban**

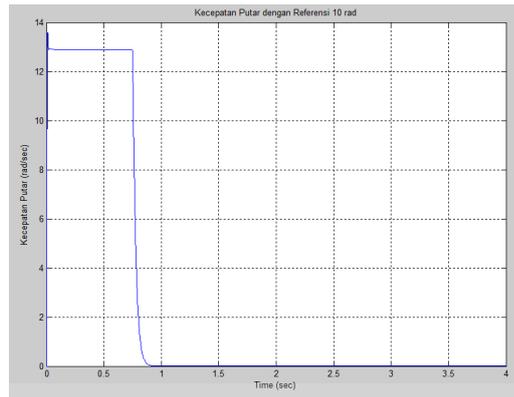
Pada gambar 5.36 diperlihatkan respon  $V_d$  terhadap waktu dengan menggunakan fungsi  $\text{sat}(s_i)$ . Efek *chattering* yang disebabkan fungsi  $\text{sign}_1$  dan terdapat pada gambar 5.22 dapat dikurangi. Pemilihan nilai untuk  $\varepsilon_{d1} = 1$ ,  $\varepsilon_{d2} = 10$ ,  $\varepsilon_{q1} = 10000$ , dan  $\varepsilon_{q2} = 100000$  memperlihatkan bahwa efek *chattering* pada grafik  $V_d$  dan  $V_q$  dapat dikurangi.

## 2. Percobaan dengan Beban

Pada simulasi  $\text{sign}_2$ , penentuan harga untuk parameter tidak berubah dari  $\text{sign}_1$  yaitu:  $\theta_{ref} = 10 \text{ rad}$ ,  $i_{d,ref} = 0 \text{ A}$ ,  $K_\theta = 500$ ,  $K_q = 40$ ,  $K_d = 30$ . Nilai  $\varepsilon_{d1} = 10$ ,  $\varepsilon_{d2} = 100$ ,  $\varepsilon_{q1} = 10000$ , dan  $\varepsilon_{q2} = 100000$  ditentukan untuk mengurangi fenomena *chattering*.

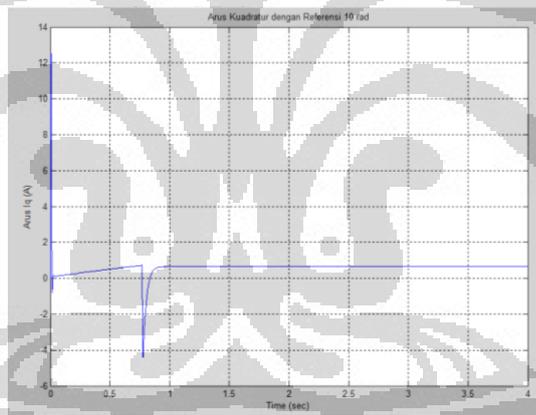


**Gambar 5. 37 Smooth Variable Structure: Respon Posisi dengan Beban**

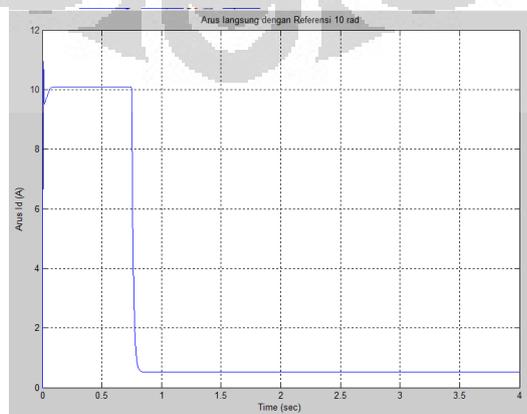


**Gambar 5. 38 Smooth Variable Structure: Respon Kecepatan dengan Beban**

Pada gambar 5.37 diperlihatkan bahwa tidak ada overshoot pada grafik respon kecepatan dan stabil ( $e=0$ ) dapat tercapai pada saat  $t > 0.83$ . Pada kondisi berbeban pun kecepatan tetap dalam keadaan stabil dan dapat dikendalikan. Kondisi berbeban hanya mempengaruhi waktu transien respon dalam mencapai *set point*.



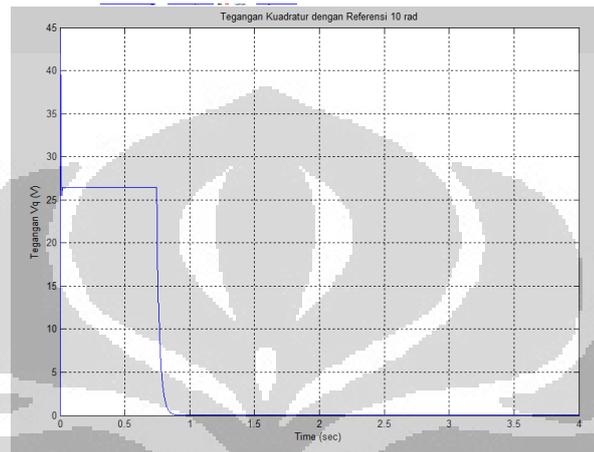
**Gambar 5. 39 Smooth Variable Structure: Respon  $i_q$  dengan Beban**



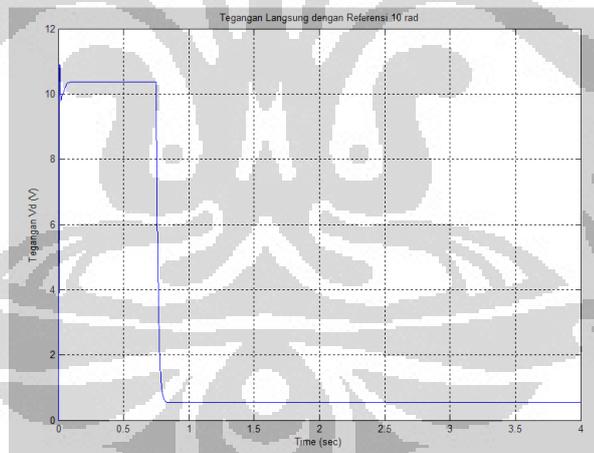
**Gambar 5. 40 Smooth Variable Structure: Respon  $i_d$  dengan Beban**

Pada gambar 5.40 diperlihatkan respon arus langsung  $i_d$  mendekati nol yang nilai akhirnya sekitar 0.5 A.

Pada gambar 5.41 diperlihatkan respon  $V_q$  terhadap waktu dengan menggunakan fungsi  $\text{sat}(s_i)$ . Efek *chattering* yang disebabkan fungsi  $\text{sign}_1$  dan terdapat pada gambar 5.27 dapat dikurangi.



**Gambar 5. 41 Smooth Variable Structure: Respon  $V_q$  dengan Beban**



**Gambar 5. 42 Smooth Variable Structure: Respon  $V_d$  dengan Beban**

Pada gambar 5.42 diperlihatkan respon  $V_d$  terhadap waktu dengan menggunakan fungsi  $\text{sat}(s_i)$ . Efek *chattering* yang disebabkan fungsi  $\text{sign}_1$  dan terdapat pada gambar 5.28 dapat dikurangi. Pemilihan nilai untuk  $\varepsilon_{d1} = 1$ ,  $\varepsilon_{d2} = 10$ ,  $\varepsilon_{q1} = 1000$ , dan  $\varepsilon_{q2} = 10000$  memperlihatkan bahwa efek *chattering* pada grafik  $V_d$  dan  $V_q$  dapat dikurangi.

## BAB 6

### KESIMPULAN

Model matematika dan simulasi untuk sistem aktuator kendali sirip berbasis motor brushless DC dan torsi beban sudah dikembangkan. Aktuator ini diturunkan untuk dua input control, yaitu  $V_d$  dan  $V_q$  dengan tujuan agar aktuator mampu bekerja sesuai dengan set point yang diberikan, menjejak posisi sudut defleksi sesuai yang diberikan oleh *autopilot*. Kendali PI dan VSC sebagai kendali posisi diaplikasikan dan disimulasikan.

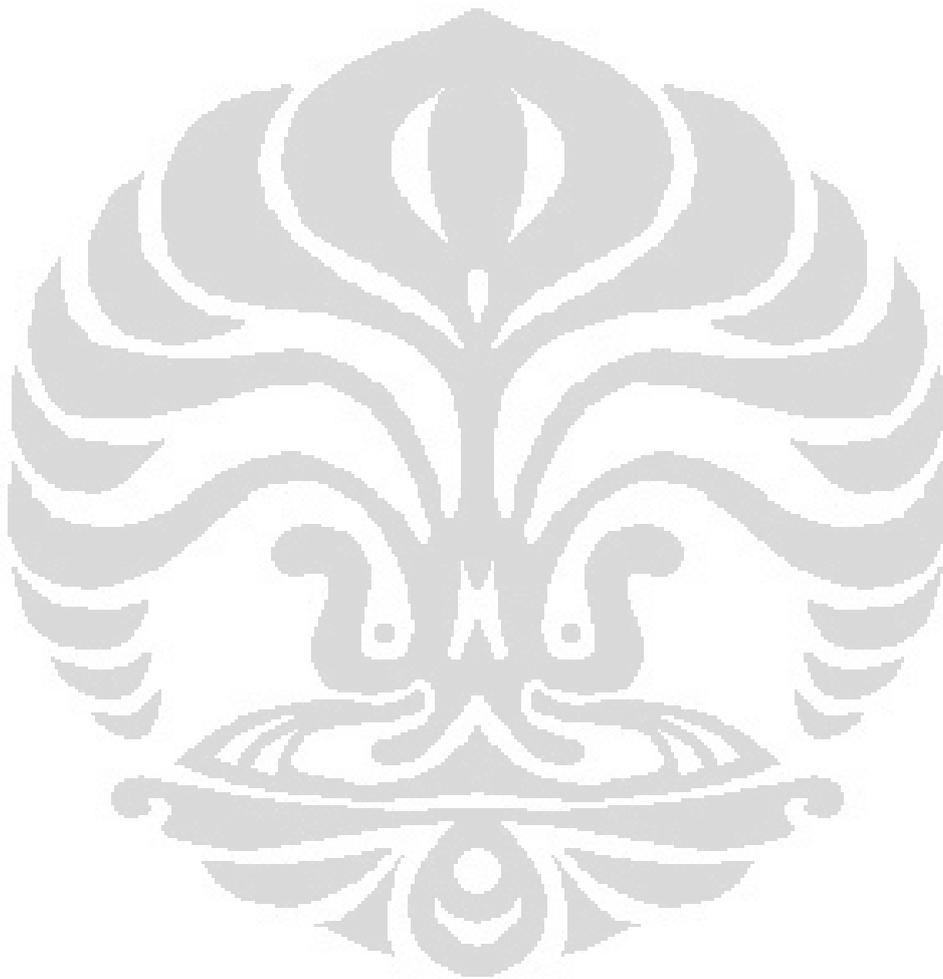
Dari analisis dan pembahasan yang telah dilakukan disimpulkan bahwa:

1. Rancang sistem pengendali PI dan VSC dapat diterapkan pada pengendalian kecepatan putar dan posisi sudut aktuator.
2. Respon sistem baik dengan kendali PI dan VSC memenuhi kriteria/spesifikasi yang ditentukan.
3. Performansi sistem pengendalian kecepatan putar dan posisi sudut dengan PI dan VSC menghasilkan:
  - a. Dengan PI, terbukti cukup baik untuk digunakan dalam pengendalian kecepatan putar dan posisi putar motor brushless DC. Kelemahan pengendali PI adalah mempunyai settling time yang cukup lama.
  - b. Dengan VSC, terbukti cukup baik juga untuk digunakan dalam pengendalian kecepatan putar dan posisi putar motor brushless DC. Pengendali ini juga mempunyai transien respon yang cukup baik.
4. Dari hasil simulasi dan analisis disimpulkan bahwa kendali VSC dan PI dapat dimplementasikan dalam mengendalikan aktuator, meskipun ada gangguan dari sirip roket tersebut sebagai torsi beban. Namun, pengendali VSC lebih baik dari pengendali PI.

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] <http://www.moog.com/products/actuation-systems/defense/tactical-missiles/> diakses tanggal 20 Mei 2012.
- [2] <http://www.muirheadaerospace.com/motion-technology/actuators.html#FourFin> diakses tanggal 20 Mei 2012.
- [3] Stephen L. Botten, Chris R. Whitley, Andrew D. King, "Flight Control Actuation Technology for Next-Generation All- Electric Aircraft", Technology Review Journal — Millennium Issue-Fall/Winter 2000, pp.55-67.
- [4] N. A. Demerdash and T. W. Nehl, "Dynamic modeling of brushless dc motors for aerospace actuation", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.16AES-16, no.6, pp.811-821, November 1980.
- [5] Dani Juricic, Olaf Moseler and Andrej Rakar, "Model-based condition monitoring of an actuator system driven by a brushless DC motor", Control Engineering Practice 9, 2001, pp.545-554.
- [6] Bhim Singh, Sanjeev Singh, "State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives", Journal of Power Electronics, Vol. 9, No. 1, January 2009, pp. 1-17.
- [7] C. K. Lee, N. M. Kwok, "*Reduced Parameter Variation Sensitivity With a Variable Structure Controller in Brushless DC Motor Velocity Control System*", 0-7803-1462-x, 1993
- [8] <http://www.maxon.com/>, diakses pada 20 Mei 2012
- [9] Zuhail, *Dasar Teknik Tenaga Listrik dan Elektronika Daya*, PT Gramedia Pustaka Utama, Oktober 1995.
- [10] Nise, Norman S, *Control System Engineering*, International Student Edition, Addison Wesley, 1995
- [11] Dharmawan, Abe, 2009, *Pengendali Motor Brushless DC dengan Metode PWM Sinusoidal Menggunakan ATMEGA 16*, Karya Utama Sarjana Elektro, Departemen Teknik Elektro, FTUI
- [12] Arindya, Radita, 2000, *Aplikasi Kendali Kokoh pada Motor Servo Tanpa Sikat dengan Teknik Sliding Mode*, Karya Utama Pascasarjana Elektro, Departemen Teknik Elektro, FTUI

- [13] Dewantoro, Rahadian, 2001, *Simulasi dan Analisa Pengendalian Kecepatan Putar Motor Arus Searah Penguatan Terpisah dengan Pengendali PI dan Logika Fuzzy pada Beban Bervariasi*, Karya Utama Sarjana Elektro, Departemen Teknik Elektro, FTUI



## LAMPIRAN

### Lampiran A

#### Spesifikasi Brushless DC Motor Maxon EC Motor Tipe EC 60 400 Watt

Motor brushless yang digunakan bernomor **167131**:

		167132	167131	
<b>Motor Data</b>				
<b>Values at nominal voltage</b>				
1	Nominal voltage	V	48.0	48.0
2	No load speed	rpm	5370	3100
3	No load current	mA	733	304
4	Nominal speed	rpm	4960	2680
5	Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	747	830
6	Nominal current (max. continuous current)	A	9.38	5.85
7	Stall torque	mNm	11800	6820
8	Starting current	A	139	46.4
9	Max. efficiency	%	86	85
<b>Characteristics</b>				
10	Terminal resistance phase to phase	$\Omega$	0.345	1.03
11	Terminal inductance phase to phase	mH	0.273	0.82
12	Torque constant	mNm / A	84.9	147
13	Speed constant	rpm / V	113	65.0
14	Speed / torque gradient	rpm / mNm	0.457	0.457
15	Mechanical time constant	ms	3.98	3.98
16	Rotor inertia	gcm <sup>2</sup>	831	831
<b>Other specifications</b>				
	Number of pole pairs		1	
	Number of phases		3	

