



TESIS AKHIR

SISTEM KENDALI MOTOR INDUKSI 3 FASA DENGAN METODE *SECOND ORDER SLIDING MODE- INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (SoSM-IFOC)*

Abdillah Aziz Muntashir
NRP.1120800007

DOSEN PEMBIMBING

Dr.Ir. Era Purwanto, M.Eng.
Dr.Eng. Bambang Sumantri, S.T., M.Sc.

**PROGRAM STUDI MAGISTER TERAPAN
TEKNIK ELEKTRO
PROGRAM PASCASARJANA TEKNOLOGI REKAYASA
POLITEKNIK ELEKTRONIKA NEGERI SURABAYA
2022**



TESIS AKHIR

SISTEM KENDALI MOTOR INDUKSI 3 FASA DENGAN METODE *SECOND ORDER SLIDING MODE-INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (SoSM-IFOC)*

Abdillah Aziz Muntashir
NRP.1120800007

DOSEN PEMBIMBING

Dr.Ir. Era Purwanto, M.Eng.
Dr.Eng. Bambang Sumantri, S.T., M.Sc.

**PROGRAM STUDI MAGISTER TERAPAN
TEKNIK ELEKTRO
PROGRAM PASCASARJANA TEKNOLOGI REKAYASA
POLITEKNIK ELEKTRONIKA NEGERI SURABAYA
2022**

KATA PENGANTAR



Puji syukur kehadiran Allah SWT atas limpahan rahmat, nikmat, dan karunia-Nya sehingga penulis dapat menyelesaikan penelitian yang berjudul:

**“SISTEM KENDALI MOTOR INDUKSI 3 FASA
DENGAN METODE *SECOND ORDER SLIDING MODE-
INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL* (SoSM-IFOC)”**

Sholawat dan salam kita curahkan kepada junjungan kita Nabi Muhammad SAW beserta keluarga dan sahabat beliau, dan semoga kita termasuk umat beliau hingga akhirat nanti.

Pembuatan dan penyusunan tesis akhir ini diajukan sebagai salah satu syarat untuk menyelesaikan studi Pascasarjana Terapan dan memperoleh gelar Magister Terapan (M.Tr.T) di jurusan Teknik Elektronika Politeknik Elektronika Negeri Surabaya.

Penulis menyadari berbagai kekurangan dalam penyusunan buku tesis akhir ini, oleh karena itu penulis memohon maaf atas keterbatasan materi laporan tesis akhir ini. Penulis sangat mengharapkan masukan berupa saran dan kritik yang membangun demi kesempurnaan laporan tesis akhir ini.

Demikian besar harapan penulis agar laporan tesis akhir ini dapat bermanfaat bagi pembaca.

Surabaya, 17 Januari 2022

Penulis

UCAPAN TERIMA KASIH

Dengan penuh rasa syukur kehadirat Allah SWT dan tanpa menghilangkan rasa hormat yang mendalam, saya selaku penyusun dan penulis mengucapkan terima kasih kepada pihak-pihak yang telah membantu penulis untuk menyelesaikan proyek akhir ini. Penulis mengucapkan terima kasih kepada:

1. Kedua orang tua, Adik dan saudara-saudara saya yang selalu memberi do'a, semangat, motivasi, serta dukungan selama menempuh pendidikan di pascasarjana PENS.
2. Bapak Dr.Ir. Era Purwanto, M.Eng., dan Dr.Eng. Bambang Sumantri, S.T., M.Sc. sebagai dosen pembimbing yang selalu memberi dukungan, arahan, dan masukan yang bermanfaat pada penulis dalam menyelesaikan penelitian ini.
3. Para dosen penguji yang telah memberi kritik dan saran yang membangun bagi penelitian ini.
4. Seluruh bapak dan ibu dosen PENS yang telah membimbing dan membekali ilmu kepada penulis selama menempuh pendidikan pascasarjana di PENS.
5. Seluruh staf pascasarjana PENS yang telah memfasilitasi dan memberi arahan selama saya menempuh pendidikan pascasarjana.
6. Teman-teman kelas seperjuangan angkatan 2020 yang telah memberi pengalaman berharga selama perkuliahan.
7. Teman-teman Lab. Machinery and Control yang selalu membantu dan memberi support serta saran selama membangun penelitian ini.

Semoga Allah SWT selalu memberikan perlindungan, rahmat dan nikmat-Nya bagi kita semua. Aamiin.

ABSTRAK

Indirect Field Oriented Control (IFOC) banyak digunakan pada pengaturan IM, karena memiliki performa dan kinerja yang tinggi yang disebabkan oleh *decoupled system*, sehingga memungkinkan pengaturan fluksi dan torsi dapat dilakukan secara terpisah. Namun, adanya perubahan parameter motor dan torsi beban berpengaruh pada performa pengendalian, yang menyebabkan kestabilan sistem terganggu. *Control non linier* berbasis model, *sliding mode control* (SMC) ditambahkan untuk menjamin kekokohan dan stabilitas sistem. Akan tetapi fenomena *chattering* yang muncul dengan presentase yang besar, berpengaruh pada performa dan efisiensi sistem. Penambahan *Boundary-SMC* telah digunakan, tetapi tidak dapat menjamin kestabilan sistem. *Second Order Sliding Mode Control* (SoSMC) telah dirancang untuk mereduksi fenomena *chattering* tanpa menghiraukan kekokohan dan kestabilan sistem. Analisa Kestabilan sistem *lyapunov* digunakan untuk menjamin kekokohan sistem. Algoritma *Super Twisting* mampu menunjukkan kinerja yang lebih baik dari *control linier* PID dengan memberikan sinyal kontrol yang *continue*. SoSMC mampu mereduksi fenomena *chattering* hingga 2,89 var, serta memiliki performa yang cukup bagus pada kondisi transient dan kondisi dinamis dengan menjaga *error steady* sekecil mungkin hingga 0,1% pada set point 100 rpm. Dengan perubahan nilai beban hingga 1,3 Nm, SoSMC mampu menjaga tetap *robust* terhadap adanya perubahan nilai beban.

Kata Kunci : *Chattering, Indirect Field Oriented Control, Second Order Sliding Mode Control, Super Twisting.*

ABSTRACT

Indirect Field Oriented Control (IFOC) is widely used in IM control, because of its high performance caused by the decoupled system. Thus allowing the flux and torque settings to be performed separately. However, changes in motor parameters and disturbances affect the control performance, which causes the stability of the system to be disturbed. Model-based non-linear control, sliding mode control (SMC) is added to ensure the robustness and stability of the system. However, the chattering phenomenon that appears with a large percentage affects the performance and efficiency of the system. The addition of Boundary-SMC has been used, but cannot guarantee the stability of the system. Second Order Sliding Mode Control (SoSMC) has been designed to reduce the chattering phenomenon regardless of the robustness and stability of the system. Lyapunov system stability analysis used to ensure the robustness of the system. The Super Twisting algorithm is able to show better performance than PID linear control by providing continuous control signals. SoSMC is able to reduce the chattering phenomenon up to 2.89 var, and has a pretty good performance in transient and dynamic conditions by keeping the steady error as small as possible up to 0.1% at a set point of 100 rpm. With changes in load values up to 1.3 Nm, SoSMC is able to maintain robustness against changes in load values.

Keywords : Chattering, Indirect Field Oriented Control, Second Order Sliding Mode Control, Super Twisting.

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	
HALAMAN PENGESAHAN	
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	i
HALAMAN KESEPAKATAN PUBLIKASI	ii
KATA PENGANTAR	iii
UCAPAN TERIMA KASIH	iv
ABSTRAK	v
<i>ABSTRACT</i>	vi
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	x
DAFTAR TABEL	xv
NOMENKLATUR	xviii
BAB 1	1
1.1 LATAR BELAKANG	1
1.2 PERMASALAHAN	6
1.3 TUJUAN	7
1.4 MANFAAT	7
1.5 SISTEMATIKA PENULISAN	7
BAB 2	9
2.1 MODEL DINAMIS MOTOR INDUKSI 3 FASE	9
2.2 METODE <i>VECTOR CONTROL</i>	14
2.3 <i>FIELD ORIENTED CONTROL (FOC)</i>	16
2.4 TRANSFORMASI CLARKE (ABC- $\alpha\beta$)	18
2.5 TRANSFORMASI PARK ($\alpha\beta$ -DQ)	20
2.6 INVERTER 3 FASA	21
2.7 <i>SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION (SPWM)</i>	22
2.8 <i>SLIDING MODE CONTROL (SMC)</i>	24
2.9 LYAPUNOV STABILITY	26

2.10	<i>SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)</i>	27
2.11	<i>SUPER TWISTING ALGORITHM</i>	28
2.12	PENELITIAN TERKAIT	29
BAB 3		35
1.1	BLOK DIAGRAM SISTEM	35
1.2	PERENCANAAN INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (IFOC)	36
1.3	PENENTUAN MOTOR INDUKSI 3 FASA	43
1.4	PERENCANAAN SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER PADA LABVIEW	44
1.5	PERENCANAAN FIRST ORDER SLIDING MODE CONTROL (FoSMC)	47
1.6	PERENCANAAN BOUNDARY SLIDING MODE CONTROL (BOUNDARY-SMC)	50
1.7	PERENCANAAN SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)	52
1.8	PERENCANAAN DRIVER INVERTER 3 FASA	56
1.9	PERENCANAAN INVERTER 3 FASA	58
1.10	INTEGRASI HARDWARE	61
1.11	PERENCANAAN MEKANIK MOTOR INDUKSI 3 FASA DENGAN BEBAN (MOTOR DC)	62
1.12	PERANCANGAN <i>SOFTWARE LABVIEW PADA HARDWARE</i>	64
BAB 4		75
1.1	PENGAMBILAN PARAMETER MOTOR INDUKSI 3 FASA	75
1.2	SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER MENGGUNAKAN PARAMETER MOTOR LABVIEW	81
1.3	SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER MENGGUNAKAN PARAMETER MOTOR REAL	87
1.4	SIMULASI IFOC DENGAN FIRST ORDER SLIDING MODE CONTROL (FoSMC)	90
1.5	SIMULASI IFOC DENGAN BOUNDARY-SMC	97

1.6	SIMULASI IFOC DENGAN SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)	103
1.7	SIMULASI SOSMC PADA BEBAN KONDISI MOBIL LISTRIK	108
1.8	PENGUJIAN INVERTER 3 FASA (TANPA PROTEKSI)	110
1.9	PENGUJIAN RESPON OPEN LOOP IFOC	112
1.10	PENGUJIAN IFOC DENGAN PID CONTROLLER TANPA BEBAN	116
1.11	PENGUJIAN IFOC DENGAN FOSMC TANPA BEBAN	117
1.12	PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC TANPA BEBAN	121
1.13	PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC DENGAN BEBAN MOTOR DC	126
1.14	PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC DENGAN BEBAN GENERATOR	130
1.15	PENGUJIAN IFOC SOSMC DENGAN VARIASI SPEED DAN BEBAN KONSTAN	135
1.16	PENGUJIAN IFOC SOSMC DENGAN INPUT SINYAL RAMP	135
BAB 5		143
5.1	SIMPULAN	143
5.2	SARAN	144
DAFTAR PUSTAKA		145
LAMPIRAN		148

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1.	Karakteristik Scalar Control.....	3
Gambar 2.1.	Relasi Transformasi ABC dan dq0 pada Stationary Reference Frame.....	10
Gambar 2.2.	Rangkaian Ekvivalen Sumbu d-q dalam Kerangka Acuan Stasioner	11
Gambar 2.3.	Rangkaian Ekvivalen Sumbu d-q.....	12
Gambar 2.4.	Diagram Blok Decoupled Motor Induksi.....	14
Gambar 2.5.	Diagram Blok Keseluruhan IFOC.....	16
Gambar 2.6.	Phasor Diagram IFOC.....	17
Gambar 2.7.	Proyeksi Arus Stator Menjadi Komponen $\alpha\beta$	19
Gambar 2.8.	Proyeksi Arus Stator dari Koordinat $\alpha\beta$ Menjadi Koordinat dq yang Berorientasi pada Fluks Rotor.	20
Gambar 2.9.	Rangkaian Inverter 3 Fasa.....	22
Gambar 2.10.	Konsep Basic SPWM.....	23
Gambar 2.11.	Chattering Phenomenon.....	26
Gambar 2.12.	Super Twisting algorithm phase trajectory.....	28
Gambar 3.1.	Blok Diagram.....	35
Gambar 3.2.	Integral numerik dengan metode trapesium.....	37
Gambar 3.3.	Blok Diagram Hardware.....	41
Gambar 3.4.	Proses Mendesain SMC.....	42
Gambar 3.5.	Motor Induksi 3 Fasa.....	43
Gambar 3.6.	Tampilan Antar Muka Labview.....	44
Gambar 3.7.	Desain Skema Pewaktu Pada Simulasi.....	45
Gambar 3.8.	Diagram Blok Program Sistem Pada Labview.	46
Gambar 3.9.	PID Controller Pada Pengaturan Speed IFOC Labview.....	47
Gambar 3.10.	Rangkaian Simulasi FoSMC.....	50
Gambar 3.11.	Load Control.....	50
Gambar 3.12.	Konsep Boundary-SMC.....	51

Gambar 3.13. Rangkaian Simulasi Boundry-SMC	52
Gambar 3.14. Rangkaian Simulasi SoSMC	55
Gambar 3.15. Rangkaian Driver IGBT IR2111	56
Gambar 3.16. Rangkaian Schematic Driver IGBT pada Software EAGLE.	57
Gambar 3.17. Board Driver IGBT pada Software EAGLE.	57
Gambar 3.18. Hardware Driver IGBT.....	58
Gambar 3.19. Hardware Inverter 3 Fasa.	59
Gambar 3.20. Rangkaian inverter 3 fasa dengan IGBT modul	60
Gambar 3.21. Hardware Keseluruhan 1	60
Gambar 3.22. Hardware Keseluruhan 2	62
Gambar 3.23. Mekanik Motor Induksi 3 Fasa yang Digunakan	62
Gambar 3.24. Mekanik Mobil Listrik yang Digunakan Sebagai Validasi Data...	63
Gambar 3.25. Antarmuka Aplikasi LabView RT.....	65
Gambar 3.26. Progam Aplikasi LabView RT	67
Gambar 3.27. Progam Aplikasi Estimasi Rotor Flux	68
Gambar 3.28. Progam Aplikasi FOC dengan PID Controller.....	68
Gambar 3.29. Progam Aplikasi FOC dengan FoSMC	69
Gambar 3.30. Progam Aplikasi FOC dengan SoSMC	70
Gambar 3.31. Progam Aplikasi Transformasi abc- $\alpha\beta$	71
Gambar 3.32. Progam Aplikasi Transformasi $\alpha\beta$ -abc.....	71
Gambar 3.33. Progam Aplikasi Transformasi $\alpha\beta$ -dq	71
Gambar 3.34. Progam Aplikasi Transformasi dq- $\alpha\beta$	71
Gambar 3.35. Progam Aplikasi Kalkulasi Sudut Fluksi	72
Gambar 3.36. SoC LabVIEW MyRIO	73
Gambar 4.1. DC <i>Test</i> Motor Induksi 3 Fase.....	76
Gambar 4.2. AC <i>Test</i> Motor Induksi 3 Fase.....	77
Gambar 4.3. <i>No-load Test</i> Motor Induksi 3 Fase	79
Gambar 4.4. Rangkaian Equivalen Mutual Induksi	79
Gambar 4.5. <i>Blocked Rotor Test</i> Motor Induksi 3 Fase	80
Gambar 4.6. Rangkaian Equivalen Tahanan Rotor	81

Gambar 4.7.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 300 Rpm dan 500 Rpm	83
Gambar 4.8.	<i>Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 800 Rpm dan 1000 Rpm</i>	83
Gambar 4.9.	Gambar 24. Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 1200 Rpm dan 1435 Rpm.....	84
Gambar 4.10.	Respon Dinamis Sistem Dengan Set Point 300 Rpm.....	85
Gambar 4.11.	Respon Dinamis Sistem Dengan Set Point 1000 Rpm.....	86
Gambar 4.12.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 300 Rpm.....	88
Gambar 4.13.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 500 Rpm.....	88
Gambar 4.14.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 800 Rpm.....	89
Gambar 4.15.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 1000 Rpm.....	89
Gambar 4.16.	Respon Close Loop Sistem Dengan Set Point 1200 Rpm.....	89
Gambar 4.17.	FoSMC Set Point 300 Rpm	90
Gambar 4.18.	FoSMC Set Point 500 Rpm	91
Gambar 4.19.	FoSMC Set Point 800 Rpm	91
Gambar 4.20.	FoSMC Set Point 1000 Rpm	92
Gambar 4.21.	FoSMC Set Point 1200 Rpm	92
Gambar 4.22.	FoSMC Set Point 300 Rpm dengan $k=14$	93
Gambar 4.23.	PID-FoSMC Set Point 300 Rpm	95
Gambar 4.24.	PID-FoSMC Set Point 500 Rpm	95
Gambar 4.25.	PID-FoSMC Set Point 800 Rpm	95
Gambar 4.26.	PID-FoSMC Set Point 1000 Rpm	96
Gambar 4.27.	Boundary-SMC Set Point 300 Rpm	98
Gambar 4.28.	Boundary-SMC Set Point 500 Rpm	98
Gambar 4.29.	Boundary-SMC Set Point 1000 Rpm	99
Gambar 4.30.	Boundary-SMC Set Point 1200 Rpm	99
Gambar 4.31.	Boundry-SMC dan FoSMC Set Point 300 Rpm.....	101
Gambar 4.32.	Boundry-SMC dan FoSMC Set Point 500 Rpm.....	101
Gambar 4.33.	Boundry-SMC dan FoSMC Set Point 1000 Rpm.....	102
Gambar 4.34.	Boundry-SMC dan FoSMC Set Point 1200 Rpm.....	102
Gambar 4.35.	SoSMC set point 100 Rpm	104

Gambar 4.36. SoSMC set point 200 Rpm	105
Gambar 4.37. SoSMC set point 300 Rpm	105
Gambar 4.38. SoSMC set point 400 Rpm.....	106
Gambar 4.39. SoSMC set point 500 Rpm	106
Gambar 4.40. Respon kecepatan ketika mobil dijalankan	109
Gambar 4.41. Respon kecepatan rotor dengan variasi kecepatan.....	109
Gambar 4.42. Respon kecepatan rotor dan torsi ketika bergerak dijalan berlubang	110
Gambar 4.43. Rangkaian pengujian Open Loop terintegrasi.....	113
Gambar 4.44. Dokumentasi pengujian hardware	113
Gambar 4.45. Gelombang tegangan output inverter 3 fasa.....	114
Gambar 4.46. (a). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 100 rpm (b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 200 rpm.....	114
Gambar 4.47. (a). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 300 rpm (b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 400 rpm.....	115
Gambar 4.48. Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 500 rpm	115
Gambar 4.49. (a). Respon kecepatan PID dengan set point 500 rpm (b). Respon kecepatan PID dengan set point 400 rpm.....	116
Gambar 4.50. (a). Respon kecepatan PID dengan set point 300 rpm (b). Respon kecepatan PID dengan set point 200 rpm.....	116
Gambar 4.51. Respon kecepatan PID dengan set point 100 rpm.....	117
Gambar 4.52. Respon kecepatan FoSMC dengan set point 500 rpm.....	118
Gambar 4.53. Respon kecepatan FoSMC dengan set point 400 rpm.....	118
Gambar 4.54. Respon kecepatan FoSMC dengan set point 300 rpm.....	119
Gambar 4.55. Respon kecepatan FoSMC dengan set point 200 rpm.....	119
Gambar 4.56. Respon kecepatan FoSMC dengan set point 100 rpm.....	119
Gambar 4.57. Respon kecepatan FoSMC dengan variasi set point.....	120
Gambar 4.58. Respon kecepatan SoSMC dengan $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$	122
Gambar 4.59. Respon kecepatan SoSMC dengan set point 500 rpm.....	122
Gambar 4.60. Respon kecepatan SoSMC dengan set point 400 rpm.....	123
Gambar 4.61. Respon kecepatan SoSMC dengan set point 300 rpm.....	123

Gambar 4.62. Respon kecepatan SoSMC dengan set point 200 rpm.....	123
Gambar 4.63. Respon kecepatan SoSMC dengan set point 100 rpm.....	124
Gambar 4.64. Respon kecepatan SoSMC dengan variasi set point.....	124
Gambar 4.65. Rangkaian pengujian beban motor DC.....	127
Gambar 4.66. SoSMC dengan beban Motor DC 30 dan 35 V set point 750	128
Gambar 4.67. SoSMC dengan beban Motor DC 20 dan 25 V set point 750	128
Gambar 4.68. SoSMC dengan beban Motor DC 30 dan 35 V set point 500	129
Gambar 4.69. SoSMC dengan beban Motor DC 20 dan 25 V set point 500	129
Gambar 4.70. Rangkaian pengujian beban Resistansi	131
Gambar 4.71. SoSMC dengan beban resistor 60 dan 40 Ω set point 750.....	132
Gambar 4.72. SoSMC dengan beban resistor 30 dan 25 Ω set point 750.....	132
Gambar 4.73. SoSMC dengan beban resistor 60 dan 40 Ω set point 500.....	133
Gambar 4.74. SoSMC dengan beban resistor 30 dan 25 Ω set point 500.....	133
Gambar 4.75. Pengujian PID dengan beban.....	134
Gambar 4.76. SoSMC variasi kecepatan naik dengan beban 50 Ω	136
Gambar 4.77. SoSMC variasi kecepatan turun dengan beban 50 Ω	136
Gambar 4.78. SoSMC variasi kecepatan naik dengan beban 30 Ω	137
Gambar 4.79. SoSMC variasi kecepatan turun dengan beban 30 Ω	137
Gambar 4.80. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 20	139
Gambar 4.81. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 50	139
Gambar 4.82. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 100	140

DAFTAR TABEL

Tabel 1.1.	Evaluasi Performa Beberapa Jenis Motor Penggerak.....	2
Tabel 2.1.	Area Riset yang Terkait	33
Tabel 3.1.	Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa	43
Tabel 3.2.	Uji Beban	64
Tabel 3.3.	Spesifikasi LabVIEW MyRIO	73
Tabel 4.1.	Hasil DC <i>Test</i> Motor Induksi.....	76
Tabel 4.2.	Hasil AC <i>Test</i> Motor Induksi.....	78
Tabel 4.3.	Hasil <i>No-Load Test</i>	79
Tabel 4.4.	Hasil <i>Blocked Rotor Test</i>	80
Tabel 4.5.	Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa LabView	81
Tabel 4.6.	Nilai Parameter PID Pada Pengaturan Speed	82
Tabel 4.7.	Perbandingan Karakteristik Kecepatan Motor Induksi Hasil Simulasi Dengan Variasi Nilai Set Point.....	85
Tabel 4.8.	Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa Real	87
Tabel 4.9.	Nilai Parameter PID Pada Pengaturan Speed	87
Tabel 4.10.	Perbandingan Karakteristik Kecepatan Motor Induksi Hasil Simulasi Dengan Variasi Nilai Set Point.....	90
Tabel 4.11.	Performa FoSMC	94
Tabel 4.12.	Performa FoSMC dengan PID Controller.....	96
Tabel 4.13.	Performa Boundry-SMC	100
Tabel 4.14.	Performa FoSMC dengan Boundry-SMC.....	103
Tabel 4.15.	Performa SoSMC	107
Tabel 4.16.	Performa SoSMC, FoSMC dan Boundry-SMC.....	108
Tabel 4.17.	Pengujian Inverter 3 fasa dengan beban lampu	111
Tabel 4.18.	Pengujian Inverter 3 fasa dengan beban motor induksi 3 fasa	111
Tabel 4.19.	Performa Pengujian PID Controller Tanpa Beban	117
Tabel 4.20.	Performa Pengujian FoSMC Tanpa Beban.....	121
Tabel 4.21.	Performa Pengujian SoSMC Tanpa Beban.....	125
Tabel 4.22.	Performa Pengujian SoSMC dengan FoSMC.....	125

Tabel 4.23. Pengujian Beban Motor DC.....	127
Tabel 4.24. Performa Beban Generator	131

NOMENKLATUR

$V_{abc,s}$	Tegangan fasa abc pada stator
R_s	Tahanan pada kumparan stator
$i_{abc,s}$	Arus fasa abc pada stator
$\varphi_{abc,s}$	Fluks fasa abc pada stator
$V_{abc,r}$	Tegangan fasa abc pada rotor
R_r	Tahanan pada kumparan rotor
$i_{abc,r}$	Arus fasa abc pada rotor
$\varphi_{abc,r}$	Fluks fasa abc pada rotor
L_s	Induktansi stator
L_r	Induktansi rotor
L_m	<i>Mutual inductance</i> antara kumparan stator dan kumparan rotor
V_{sa}	Tegangan fasa a pada kumparan stator
V_{sb}	Tegangan fasa b pada kumparan stator
V_{sc}	Tegangan fasa c pada kumparan stator
i_{sa}	Arus fasa a pada kumparan stator
i_{sb}	Arus fasa b pada kumparan stator
i_{sc}	Arus fasa c pada kumparan stator
φ_{sa}	Fluks fasa a pada kumparan stator
φ_{sb}	Fluks fasa b pada kumparan stator
φ_{sc}	Fluks fasa c pada kumparan stator
V_{ra}	Tegangan fasa a pada kumparan rotor
V_{rb}	Tegangan fasa b pada kumparan rotor
V_{rc}	Tegangan fasa c pada kumparan rotor
i_{ra}	Arus fasa a pada kumparan rotor
i_{rb}	Arus fasa b pada kumparan rotor
i_{rc}	Arus fasa c pada kumparan rotor
φ_{ra}	Fluks fasa a pada kumparan rotor

φ_{rb}	Fluks fasa b pada kumparan rotor
φ_{rc}	Fluks fasa c pada kumparan rotor
θ	Sudut mekanik
V_{qs}^s	Tegangan stator pada sumbu q
i_{qs}^s	Arus stator pada sumbu q
φ_{qs}^s	Fluks stator pada sumbu q
V_{ds}^s	Tegangan stator pada sumbu d
i_{ds}^s	Arus stator pada sumbu d
φ_{ds}^s	Fluks stator pada sumbu d
R_m	Tahanan magnitasi
i_{qm}	Arus magnitasi pada sumbu q
i_{qa}	Arus fasa a pada sumbu q
i_{dm}	Arus magnitasi pada sumbu d
i_{da}	Arus fasa a pada sumbu d
L_m	Induktansi magnitasi
I_{qr}^r	Arus rotor pada sumbu q
I_{dr}^r	Arus rotor pada sumbu d
T_e	Torsi elektrik motor
P	Daya pada motor
ω_i	Kecepatan sudut <i>input</i>
ω_o	Kecepatan sudut <i>output</i>
ω_m	Selisih kecepatan sudut antara $\omega_i - \omega_o$
f_c	Frekuensi <i>switching</i>
T_s	Waktu <i>sampling</i>
X_m	Reaktansi magnitasi
V_{nl}	Tegangan motor pada saat <i>no load</i>
I_{nl}	Arus motor pada saat <i>no load</i>
R_{eq}	Tahanan ekuivalen motor
X_{eq}	Reaktansi ekuivalen motor

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG

Motor induksi merupakan motor listrik arus bolak balik yang banyak digunakan di dalam kehidupan sehari-hari baik di industri maupun di rumah tangga. Motor induksi terbagi dalam 2 jenis yaitu motor induksi 1 fasa dan motor induksi 3 fasa. Motor induksi 3 fasa seringkali dioperasikan pada sistem tenaga 3 fasa dan banyak digunakan di berbagai bidang di industri dengan kapasitas yang besar. Sedangkan motor induksi 1 fasa seringkali dioperasikan pada sistem tenaga 1 fasa dan banyak digunakan di lingkungan rumah tangga dengan kapasitas daya yang rendah. Motor induksi 3 fasa lebih banyak digunakan karena dengan pertimbangan beberapa faktor yaitu struktur yang simple (terutama motor dengan rotor sangkar) dan kuat, volume kecil, harga yang relative murah, efisiensi dan power density yang tinggi karena tidak adanya sikat sehingga rugi gesekan kecil, memiliki torsi awal yang tinggi, range torsi dan daya konstan yang luas, memiliki respon torsi yang handal dalam beberapa kondisi operasi [23]. Pada dunia industri, motor induksi 3 fasa banyak digunakan karena kapasitas yang besar dan pengoperasiannya yang mudah.

Banyak sekali penelitian dilakukan terkait evaluasi perbandingan jenis motor. Seperti penelitian yang dilakukan oleh Roger Riba dan kawan-kawan terkait evaluasi perbandingan performansi beberapa jenis motor penggerak kendaraan listrik yang menyatakan bahwa, motor induksi merupakan pilihan dengan penilaian yang paling tinggi untuk digunakan sebagai penggerak berdasarkan karakteristik dan performa dinamik. Selain itu menurut penelitian yang dilakukan oleh Saqib Jamshed Rind dan kawan-kawan serta penelitian yang dilakukan oleh Angga dan kawan-kawan membahas tentang evaluasi perbandingan performa beberapa jenis

motor penggerak kendaraan listrik dapat diketahui bahwa motor induksi memiliki tingkat kesiapan teknologi tinggi dengan pengendalian dan kehandalan yang lebih baik dari motor DC, PMSM maupun SRM [24]. Kesiapan teknologi motor induksi didukung oleh beberapa riset mengenai pengaturan vector dan pengembangan metode pengendalian yang digunakan [2]. Motor induksi merupakan pilihan dengan penilaian yang paling tinggi untuk digunakan sebagai penggerak berdasarkan pertimbangan beberapa faktor seperti pada Tabel 1.1 berikut:

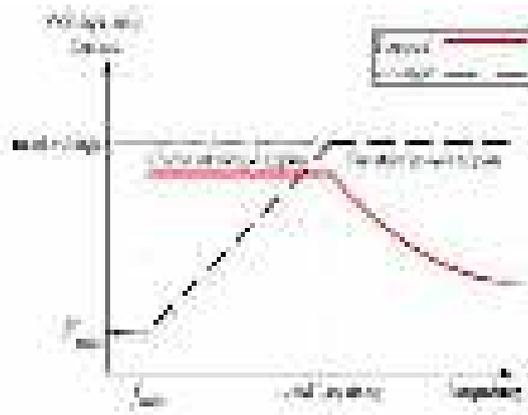
Tabel 1.1 Evaluasi Performa Beberapa Jenis Motor Penggerak

Karakteristik (Unit)	Jenis Motor			
	Brushed DC	Motor Induksi	PMSM	SRM
Effisiensi	2.5	3.5	5	3.5
Berat	2	4	4.5	5
Biaya	4	5	3	4
Power density	2.5	3.5	5	3.5
Pengendalian	5	5	4	3
Kehandalan	3	5	4	5
Kematangan teknologi	5	5	4	4
Total	24	31	29.5	28

(Sumber : Riba, J. R., López-Torres, C., Romeral, L., & Garcia, A. (2016). Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 57, 367-379.)

Atas dasar inilah banyak dilakukan penelitian mengenai kendali motor induksi. Namun, motor induksi 3 fasa memiliki beberapa kelemahan yaitu pengaturan kecepatan yang sulit dilakukan karena sistim yang *decoupled*, tidak dapat mempertahankan kecepatannya secara konstan bila terjadi perubahan beban, mempunyai respon kecepatan yang lama dalam menuju ke keadaan steady state, dan *losses* yang cukup tinggi [14]. Pada Pengendali motor induksi terbagi atas dua metode, kontrol skalar dan vector kontrol. Kontrol skalar mempunyai kekurangannya dalam kestabilan pada kecepatan tinggi dan performa dinamik yang rendah. Pada pengaplikasian, *scalar control* relatif mudah dalam pengontrolannya

tetapi memiliki kelemahan yaitu adanya *coupling effect* yang menyebabkan ketika satu variable diatur maka akan berpengaruh pada variabel lainnya [16]. Selain itu, Pada pengoperasian kecepatan rendah mengakibatkan drop tegangan yang cukup besar sehingga kemampuan torsi buruk (torsi turun). Sehingga penggunaan *scalar control* kurang cocok pada kecepatan rendah, seperti pada Gambar 1.1 [4].



Gambar 1.1 Karakteristik *scalar control*

(Sumber : Mohammad Alizadeh, Mahyar Masoumi, Ehsan Ebrahim“Close Loop Speed Control of Induction Motor using Constan V/F Applying SPWM and SVM Based Inverter,” *International Journal of Engineering and Advanced Technology(IJEAT)*, 2017)

Berdasarkan grafik diatas bahwa pada pengoperasi kecepatan tinggi, drop tegangan yang melewati resistansi dan induktansi stator dapat diabaikan karena nilainya kecil, tetapi pada pengoperasian kecepatan rendah, drop tegangan yang melewati resistansi dan induktansi stator tidak boleh diabaikan karena nilainya besar . Rendahnya pengoperasian kecepatan mengakibatkan drop tegangan yang cukup besar sehingga kemampuan torsi buruk (torsi turun). Sehingga penggunaan skalar kontrol kurang cocok pada kecepatan rendah.

Berbeda dengan *vector control*, pada metode ini merubah sistem dari *coupled* menjadi *decoupled*, motor induksi dapat dikontrol seolah-olah seperti motor DC penguat terpisah, sehingga memungkinkan pengontrolan variabel secara terpisah. Variabel yang dimaksud adalah fluksi dan torsi. Dengan penggunaan *vector control* memiliki performa yang tinggi, mampu untuk mengatur fluksi, torsi, tegangan, arus vektor, dan mampu menghasilkan torsi yang tinggi pada kecepatan rendah. *Vector control* memiliki respon yang baik pada setiap variasi kecepatan dan beban serta

lebih konstan. Seperti pada penelitian yang dilakukan oleh Sankeh Saha dan kawan-kawan membahas tentang analisa komparasi *scalar control* dengan *vector control* untuk kendaraan listrik dapat diketahui bahwa *vector control* memiliki *tracking* kecepatan yang cepat serta mengkonsumsi lebih sedikit energy sehingga efisiensi lebih besar dibanding dengan *scalar control* [25]. Metode kontrol vector atau yang lebih dikenal dengan teknik *Field Oriented Control* (FOC) sering digunakan pada penggerak motor induksi berkinerja tinggi. Hal ini memungkinkan, melalui transformasi koordinat, untuk memisahkan kontrol torsi elektromagnetik dari fluks rotor, sehingga seolah-olah mengatur motor induksi sebagai motor DC. Kontrol decoupling antara fluks dan torsi memungkinkan induksi motor untuk mencapai respons transien cepat. Oleh karena itu, lebih disukai digunakan dalam aplikasi motor berkinerja tinggi. Pada FOC dibagi menjadi 2 jenis, yaitu *direct* FOC dan *indirect* FOC. Hal yang membedakan antara DFOC dan IFOC yaitu penggunaan sensor hall-effect untuk mengukur fluksi pada celah udara atau fluks diperoleh dari formulasi. Penggunaan sensor tambahan disini membutuhkan banyak biaya serta, susah ditempatkan karena berada di celah udara motor. Selain itu, Hasil pembacaannya tidak akurat terutama pada kecepatan rendah. Sehingga diantara DFOC dan IFOC, yang sering digunakan dalam beberapa literatur yaitu IFOC [26].

Dalam IFOC, fluksi direpresentasikan dalam arus I_d dan torsi direpresentasikan dalam arus I_q . Keduanya dibutuhkan *current regulator* sebelum dirubah ke bentuk *coupled* lagi. Dari beberapa penelitian pengaturan yang dilakukan pada arus fluksi salah satu cara untuk mengurangi *losses* pada motor induksi [7]. Namun, performa motor induksi akan menurun karena variasi parameter motor dan gangguan beban. Selain dengan menggunakan metode pengendalian yang handal, untuk meningkatkan performa motor induksi digunakan beberapa skema teknik pengaturan atau pengendali. Mulai dari teknik pengendali konvensional atau PID [11], hingga pengendali logika fuzzy gain scheduling [12] dan lain sebagainya. Kontrol konvensional dari penggerak motor induksi dengan pengontrol penguatan tetap (seperti pengontrol PID) gagal memberikan respons yang memuaskan. Dalam hal pengendalian tanpa memodelkan dan parameter sistem, pengendali logika fuzzy mampu bekerja dengan baik. Tetapi pengendali

logika fuzzy memiliki kelemahan dalam desain rules dan membership function untuk menghasilkan respon yang handal. Selain itu memiliki respon yang kurang bagus ketika dioperasikan pada kondisi dinamis. Untuk mengatasi permasalahan tersebut, kontrol struktur variabel yang memiliki ketahanan menggunakan kontrol mode geser diadopsi karena memiliki banyak fitur yang baik, seperti ketahanan terhadap variasi parameter atau gangguan beban, respon dinamis yang cepat, dan kesederhanaan desain dan implementasi. Konsep dasar dan prinsip SMC untuk penggerak listrik telah dibuktikan, dan sekarang menjadi salah satu metodologi kontrol perspektif untuk penggerak motor induksi.

Berdasarkan data simulasi pada penelitian yang dilakukan oleh Fizatul Aini Patakor Kontrol dengan menggunakan Sliding mode control untuk motor induksi performa tinggi menggunakan orientasi medan tidak langsung, sistem kendali memiliki kinerja yang baik dan tangguh terhadap variasi parameter dan gangguan beban [27]. Jika dikomparasikan/dibandingkan dengan kontrol konvensional seperti PID controller, Selain itu berdasarkan data simulasi pada penelitian yang dilakukan oleh Eman El-Gendy dengan menggunakan sliding mode control memberikan respon yang lebih baik dan overshoot yang lebih rendah dibandingkan kontroler PI dan fuzzy PI [9]. Sehingga dengan penggunaan sliding mode control pada kendali motor induksi 3 fasa diharapkan mampu meningkatkan performa dinamik, meminimisasi power losses, dan meningkatkan efisiensi motor induksi dalam aplikasi kecepatan yang bervariasi. Seperti pada penelitian yang dilakukan oleh Angga dan kawan-kawan dimana respon yang didapatkan ketika menggunakan SMC lebih baik dibanding dengan PID Controller baik dari segi *rise time* maupun *settling time* yang lebih cepat pada transien respon [1]. Selain itu penelitian lain yang dilakukan oleh Mahesh dan kawan-kawan yaitu SMC memiliki respon yang lebih baik dari PID, Fuzzy ketika terjadi gangguan (perubahan torsi beban) [17]. Akan tetapi pada sliding mode control memiliki kekurangan yaitu pada proses pemeliharaan trajektori status pada sliding surface mengakibatkan osilasi pada sliding surface atau yang disebut *chattering*. Hal itu yang mengakibatkan pada kestabilan dari sistem control dan akan berbahaya pada hardware. Fenomena *chattering* pada frekuensi tinggi berasal dari input kontrol yang terputus-putus

(*discontinue*). Berdasarkan penelitian yang dilakukan oleh Angga Wahyu yaitu terkait penggunaan *Sliding mode Control* IFOC menggunakan *First Order Sliding Mode Control* dimana ketika SMC diposisikan pada pengaturan speed terjadi fenomena *chattering* yang membahayakan pada hardware [3]. Sehingga untuk mengatasi permasalahan terjadinya fenomena *chattering* maka digunakanlah *second order sliding mode control*.

Berdasarkan data dan permasalahan yang ada pada latar belakang diatas, usulan penelitian tesis ini berfokus pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa menggunakan *Second Order Sliding Mode Control (SMC)* pada *Indirect Field Oriented Control (IFOC)* untuk mengurangi fenomena *chattering* pada pengaturan speed. Selanjutnya respon atau performa dari control tersebut akan dimonitoring secara realtime pada LabView untuk dianalisis performa dinamikanya.

1.2 PERMASALAHAN

Dari pembahasan latar belakang diatas dapat ditarik beberapa permasalahan yang diperhatikan untuk dapat diselesaikan yaitu:

1. Bagaimana cara mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa menggunakan metode *Indirect Field Oriented Control*.
2. Bagaimana menentukan metode pengendali yang handal dan memiliki respon yang baik terhadap respon kecepatan yang dinamis.
3. Bagaimana upaya dalam mengurangi fenomena *chattering* pada pengaturan kecepatan IFOC menggunakan *Sliding Mode Control*.

Setiap permasalahan yang disampaikan diatas tidak lepas pada asumsi-asumsi yang menjadi batasan dalam penelitian yang akan dilakukan. Adapun batasan-batasan yang digunakan saat melakukan penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Motor induksi 3 fasa yang diuji berbasis skala laboratorium.
2. Motor induksi digerakkan menggunakan sumber tegangan tiga fasa berasal dari inverter dengan metode drive inverter SPWM.
3. Pengemudian motor induksi tiga fasa yang digunakan berbasis IFOC dengan fokus penelitian pada *speed controller*.

1.3 TUJUAN

Solusi untuk mengatasi permasalahan diatas, maka diperlukan suatu penelitian untuk mengenai:

1. Pengembangan sistem pengendali motor listrik menggunakan metode *Indirect Field Oriented Control* pada teknologi vector kontrol.
2. Menanamkan pengendali SoSMC untuk *speed controller* pada pengendali motor induksi 3 fasa berbasis IFOC.
3. Mengamati performa kecepatan, torsi, arus dan tegangan dari motor induksi ketika menggunakan pengendali SoSMC pada kendali kecepatan IFOC dan dibandingkan dengan pengendali yang lain.

1.4 MANFAAT

Diharapkan penelitian ini dapat berguna untuk meningkatkan performa dinamik kecepatan motor pada transient respon dan error steady serta mengurangi fenomena *chattering* dari motor induksi melalui pengaturan kecepatan pada *speed controller* IFOC dengan menggunakan pengendali *Second order Sliding Mode Control*. Sehingga diharapkan penelitian ini dapat diterapkan/diimplementasikan pada kendaraan listrik yang menggunakan penggerak motor listrik yang memerlukan variasi kecepatan dan respon yang bagus.

1.5 SISTEMATIKA PENULISAN

Penulisan tesis ini terangkan dengan susunan sebagai berikut :

Bab 1 Pendahuluan

Bab 1 berisi tentang pendahuluan yang menjelaskan mengenai latar belakang yang berkaitan dengan desain kendali kecepatan motor induksi tiga fasa sebagai penggerak kendaraan listrik berdasarkan metode kontrol vektor permasalahan yang mejadi landasan penelitian, tujuan dan manfaat penelitian.

Bab 2 Kajian Pustaka

Bab 2 berisi tentang teori penunjang mengenai permodelan motor induksi 3 fasa, kendali Vektor, metode IFOC, Inverter 3 fasa, metode Sliding Mode Control (SMC) dan Second Order Sliding Mode Control (SoSMC). Kemudian dilanjutkan dengan menjelaskan mengenai penelitian terkait yang dijadikan rujukan pada pengembangan penelitian ini.

Bab 3 Desain Sistem

Bab 3 menjelaskan tentang desain sistem yang dirancang, desain program dan interface pada labview dan desain pengendali FoSMC, Boundary-SMC serta SoSMC untuk pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa berbasis vektor kontrol.

Bab 4 Eksperimen dan Analisis

Bab 4 membahas tentang hasil simulasi dari desain PID controller, FoSMC, Boundary-SMC dan SoSMC pengemudian motor induksi tiga fasa berbasis IFOC pada kendali kecepatan. Kemudian hasil simulasi tersebut dianalisis untuk mengamati performa kecepatan pada kondisi transient dan dinamiknya. Dibahas juga hasil dari implementasi simulasi ke *inverter* motor induksi 3 fasa secara *real time* dengan pengendali FoSMC dan SoSMC yang kemudian dianalisis performa dan presentase chatteringnya, serta sebagai pembanding digunakan PID controller untuk membandingkan performa controller linier dengan non linier. Hasil simulasi nantinya juga dibandingkan dengan hasil implementasinya untuk mengetahui performa dan perubahan parameter yang digunakan.

Bab 5 Penutup

Bab 5 berupa kesimpulan yang didapatkan dari hasil penelitian yang telah dijabarkan pada penelitian ini.

BAB 2

KAJIAN PUSTAKA

Pada bab ini membahas teori-teori penunjang yang akan digunakan sebagai acuan dalam proses pengerjaan tesis. Adapun pembahasan teori-teori penunjang sebagai berikut:

2.1 MODEL DINAMIS MOTOR INDUKSI 3 FASE

Model dinamis dari suatu motor induksi dalam kerangka acuan stasioner (*stationary reference frame*), dapat dinyatakan sebagai persamaan (2.1), (2.2), (2.3), dan (2.4)[20]:

Voltages Equations :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (2.1)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \quad (2.2)$$

Flux Equations :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{os}][i_{sabc}] + [M_{osr}][i_{rabc}] \quad (2.3)$$

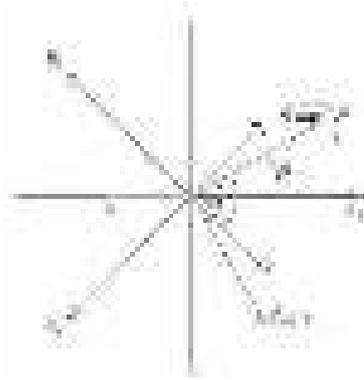
$$[\varphi_{rabc}] = [L_{or}][i_{rabc}] + [M_{osr}][i_{sabc}] \quad (2.4)$$

Penjelasan dari perumusan diatas dapat dijabarkan dalam bentuk matrix yang ditunjukkan pada persamaan (2.5), (2.6), dan (2.7):

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[M_{osr}] = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$



Gambar 2.1. Relasi Transformasi ABC dan dq0 pada Stationary Reference Frame.

(Sumber : Schultz & Huard, 2015)

Secara ideal motor induksi 3 fasa diasumsikan dalam kondisi simetris. Kerangka referensi dq0 biasanya diletakkan bergantung pada posisi kecocokan terhadap komponen-komponen analisis motor yang digunakan. Pada penelitian ini Model dinamis dari suatu motor induksi menggunakan kerangka acuan stasioner (*stationary reference frame*) sebagai referensi dq0. Untuk mentransformasikan kondisi abc menjadi dq0, pertama yang harus dilakukan adalah menentukan arah putar rotor pada kondisi stasioner (tak berubah). Pada kondisi ini $\omega = 0$, relasi antara besaran abc dan besaran dq0 pada referensi stasioner saat kecepatan sebesar ω dapat dilihat pada Gambar 2.1. Pada notasi abc_r menunjukkan besaran fasa abc pada rotor, pada notasi abc_s menunjukkan besaran fasa abc pada stator, dan dq axis menunjukkan besaran transformasi dq0[2].

Besaran transformasi abc menjadi dq0 dengan kerangka acuan stasioner ditunjukkan pada persamaan (2.8)[2]:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = T_{dq0}(\theta) \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Variabel f dapat diartikan sebagai fungsi tegangan tiap fasa, arus, ataupun fluks motor.

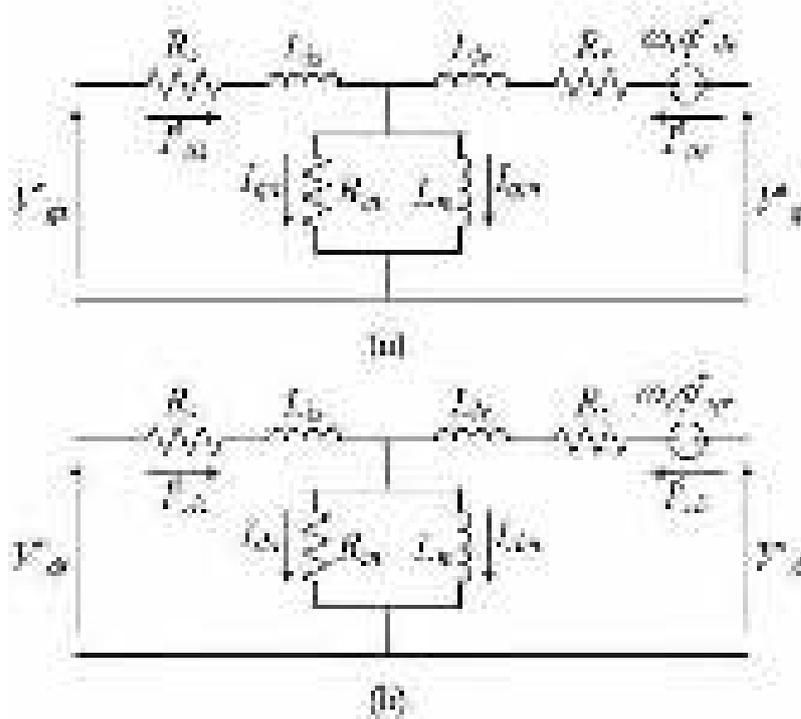
Besarnya $T_{dq0}(\theta)$ dijabarkan pada persamaan (2.9) :

$$[T_{dq0}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Dan inverse dari $T_{dq0}(\theta)$ dijabarkan pada persamaan (2.10) :

$$[T_{dq0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Rangkaian ekuivalen motor induksi menggunakan kerangka acuan dq0 nampak pada Gambar 2.2.

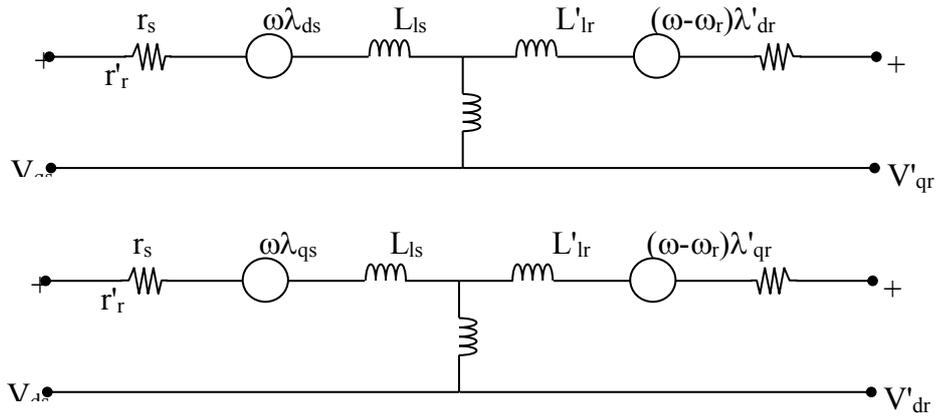


Gambar 2.2. Rangkaian Ekuivalen Sumbu d-q dalam Kerangka Acuan Stasioner:

(a) Rangkaian Sumbu q; (b) Rangkaian Sumbu d.

(Sumber : Ong,C.-M. 1998)

Gambar 2.3 memperlihatkan rangkaian ekuivalen motor induksi dalam koordinat d-q.



Gambar 2.3 Rangkaian Ekivalen Sumbu d-q

Untuk mentransformasikan persamaan dari sistem koordinat a-b-c ke sistem koordinat d-q, maka gunakan persamaan (2.11), dimana variabel f dapat berupa tegangan, arus maupun fluksi sebagai berikut :

$$f_{qds} = T(\theta) f_{abcs} \quad (2.11)$$

Persamaan Tegangan (2.12)-(2.15):

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (2.12)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (2.13)$$

$$V_{qr} = r_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \quad (2.14)$$

$$V_{dr} = r_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \quad (2.15)$$

Dengan $\omega = \omega_e$

Persamaan Flux (2.16)-(2.19):

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.16)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.17)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.18)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.19)$$

Dengan:

$$L_s = L_{Is} + L_m$$

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

Persamaan Kecepatan:

Kecepatan putaran rotor, dinyatakan sebagai fungsi dari torsi elektromagnetik, torsi beban, yang dinyatakan pada persamaan (2.20).

$$\omega_r = \int (T_e - T_l) \frac{p}{2J} \quad (2.20)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (T_e - T_l) \frac{p}{2J}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{2J} T_e - \frac{p}{2J} T_l$$

Dengan: P = jumlah pole

J = inersia

Te= torsi elektrik

Tl = torsi beban

Persamaan Torsi elektrik:

Torsi elektromagnetik (T_e) merupakan fungsi dari arus stator dan arus rotor, seperti pada persamaan (2.21).

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2.21)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds})$$

Substitusi persamaan fluks ke persamaan tegangan, sehingga didapatkan persamaan i_{qs} , i_{ds} serta λ_{dr} , λ_{qr} , sebagai berikut:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{\lambda_{qr}}{T_r} + P \omega_r \lambda_{dr} \right) + V_{qs}] \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{\lambda_{rd}}{T_r} + P \omega_r \lambda_{rq} \right) + V_{sd}] \quad (2.23)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \quad (2.24)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} + \omega_{sl} \lambda_{qr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} \quad (2.25)$$

Dengan $P = \frac{d}{dt}$, $(\omega_e - \omega_r) = \omega_{sl}$

$$R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r, \quad \omega_e = \frac{120f}{p}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ (konstanta waktu rotor),}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_s + L_r)} \text{ (total leakage factor)}$$

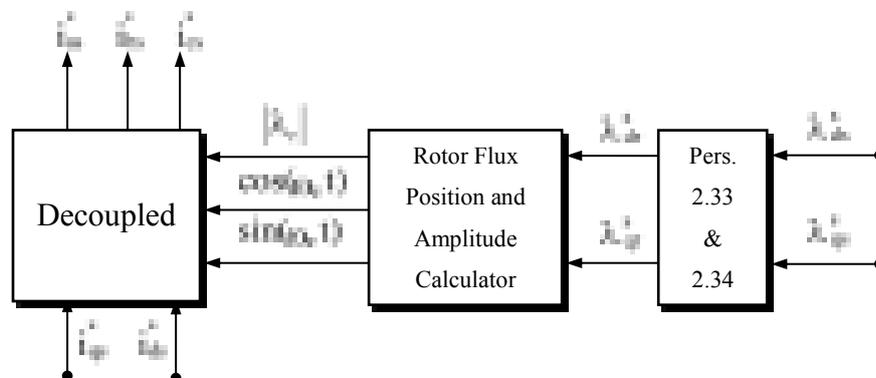
2.2 METODE VECTOR CONTROL

Motor induksi banyak digunakan di berbagai industri, untuk mengontrol motor induksi dengan menggunakan vektor kontrol. Teknik ini (vektor kontrol) memungkinkan motor induksi dengan jenis rotor squirrel cage (sangkar bajing) untuk digerakkan dengan performa dinamis yang tinggi yang sebanding dengan karakteristik performa motor DC. Jadi vektor kontrol mendapatkan karakteristik DC tereksitasi terpisah pada motor induksi atau yang dikenal sebagai motor induksi arus stator dan arus rotor keduanya digabungkan sehingga tidak ada variabel bebas arus jangkar dan arus medan tetapi dalam mesin DC selalu ada karakteristik independen dari arus rotor dan medan

Fitur utama pada vektor kontrol:

1. Kemampuan arus transien tinggi jadi apapun operasi switching, arus tidak stabil dan kemampuan tidak stabil dapat ditemukan dengan menggunakan metode ini.
2. Peningkatan rentan kecepatan yang lebar
3. Inersia yang rendah

Vector control adalah suatu metode pengaturan medan pada motor ac, dimana dari sistem coupled dirubah menjadi sistem decoupled. Dengan sistem ini arus penguatan dan arus beban motor dapat dikontrol secara terpisah, dengan demikian torsi dan fluksi juga dapat diatur secara terpisah, seperti halnya motor dc. Diagram blok yang menggambarkan prinsip dasar sistem decoupled field oriented control (FOC Decoupled) motor induksi ditunjukkan pada gambar 2.4.



Gambar 2.4. Diagram Blok Decoupled Motor Induksi

(Sumber: Bose, B. K. 2002)

Persamaan decoupled untuk memperoleh arus stator seperti terlihat pada gambar 2.4 seperti pada persamaan (2.26).

$$\begin{pmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Dimana arus stator i_{ds}^*, i_{qs}^* (stasioner) dihitung melalui persamaan (2.27):

$$\begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e^*) & \sin(\theta_e^*) \\ -\sin(\theta_e^*) & \cos(\theta_e^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Magnitude arus stator (i_{ds}^*, i_{qs}^*) dan slip (ω_{sl}^*) dihitung dari persamaan berikut:

$$i_{ds}^* = \frac{1 + s \tau_r}{L_m} |\lambda_r^*| \quad (2.28)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{T_e}{|\lambda_r^*|} \quad (2.29)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{2.2 \cdot L_r}{3 \cdot P \cdot \tau_r} \cdot \frac{T_e}{|\lambda_r^*|^2} \quad (2.30)$$

Dimana $\tau_r = L_r/R_r$ adalah konstanta waktu, $s = d/dt$, L_r adalah induktansi rotor, L_m adalah induktansi mutual, R_r adalah resistansi rotor, $|\lambda_r|$ adalah flux linkage rotor, dan $p =$ jumlah kutub. Blok (rotor flux position and amplitude calculator) pada gambar 2.4. diselesaikan dari persamaan (2.33)-(2.34) :

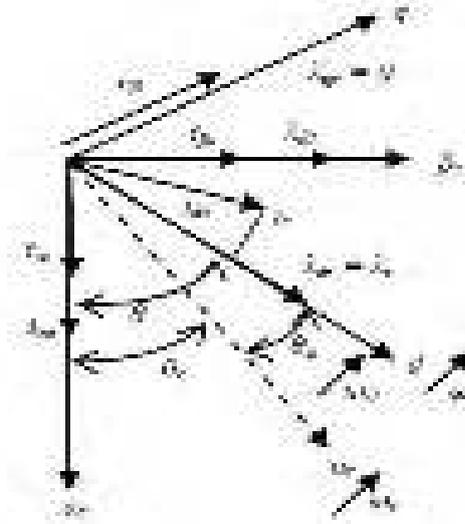
$$\cos(\omega_e t) = \frac{\lambda_{dr}^s}{|\lambda_r^s|} \quad \text{dan} \quad \sin(\omega_e t) = \frac{\lambda_{qr}^s}{|\lambda_r^s|} \quad (2.31)$$

$$\text{dimana: } \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$$

$$|\lambda_r^s| = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} \quad (2.32)$$

$$\lambda_{qr}^s = \left(1 + \frac{L_{lr}}{M}\right) \lambda_{qs}^s - L_{lr} \left(2 + \frac{L_{lr}}{M}\right) i_{qs}^s \quad (2.33)$$

$$\lambda_{dr}^s = \left(1 + \frac{L_{lr}}{M}\right) \lambda_{ds}^s - L_{lr} \left(2 + \frac{L_{lr}}{M}\right) i_{ds}^s \quad (2.34)$$



Gambar 2.6. Phasor Diagram IFOC

Berdasarkan phasor diagram tersebut untuk melakukan *decoupling control*, fluks (λ_r) pada arus i_{ds} harus segaris dengan sumbu d dan komponen torsi (T_e) pada arus i_{qs} harus segaris dengan sumbu q. Penurunan persamaan untuk *indirect vector control* ini dapat dilakukan dengan menggunakan rangkaian ekuivalen d-q. Dengan menggunakan persamaan fluks rotor maka persamaan dapat dibentuk menjadi persamaan (2.35) dan (2.36).

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.35)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.36)$$

Berdasarkan gambar 2.6 , maka untuk pengaturan secara terpisah (*decoupling control*) dengan membuat flux stator menjadi konstan, diinginkan:

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.37)$$

$$\lambda_{dr} = \lambda_r \quad (2.38)$$

Sehingga didapat persamaan (2.39)-(2.41).

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{sd} + \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{\lambda_r}{T_r} \right) + V_{sd}] \quad (2.39)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{sq} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} (P \omega_r \lambda_r) + V_{sq}] \quad (2.40)$$

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \lambda_r \quad (2.41)$$

Perhitungan torsi dapat dihitung dengan persamaan (2.42)

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_r i_{qs}) \quad (2.42)$$

Selanjutnya dengan mensubstitusi persamaan fluks ke persamaan tegangan rotor, didapatkan persamaan (2.43).

$$\lambda_r = \frac{L_m i_{ds}}{\tau_r s + 1} \quad (2.43)$$

Dengan nilai $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ adalah konstanta waktu rotor, $s = d/dt$.

Jika fluks λ_r konstan maka didapatkan persamaan (2.44)

$$\lambda_r = L_m i_{ds} \quad (2.44)$$

$$i_{ds} = \frac{\lambda_r}{L_m}$$

Ids* calculation berfungsi menghasilkan arus d referensi (id*) yaitu dengan masukan flux rotor referensi (phir*). Besar id* tergantung dari masukan flux referensi. Nilai Phir* umumnya mendekati satu tergantung pada slip motor induksi, ditentukan sebesar 1 PU.

Teta calculation berfungsi untuk menghasilkan theta. Sudut flux untuk transformasi diperoleh dari perhitungan antara kecepatan putar (ω_m) dan kecepatan slip (ω_{sl}) pada persamaan (2.45)-(2.47).

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.45)$$

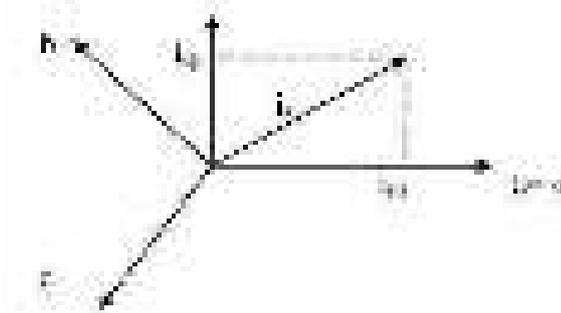
$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.46)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\lambda_r L_r} i_{qs} \quad (2.47)$$

2.4 TRANSFORMASI CLARKE (ABC- $\alpha\beta$)

Transformasi Clarke didalam *FOC* motor induksi digunakan untuk mentransformasikan arus stator tiga fasa (i_a, i_b dan i_c) pada bidang stasioner (*stationary reference frame*) ke arus stator ortogonal dua fasa (i_α dan i_β) pada bidang ortogonal (*orthogonal reference frame*). Sedangkan Transformasi Park digunakan untuk mentransformasikan arus stator (i_α dan i_β) ke arus stator dua fasa (i_{ds} dan i_{qs}) pada bidang putar (*rotating reference frame*). Gambar 2.7

memperlihatkan hubungan antara vektor arus stator didalam bidang putar (komponen (d, q)) dengan arus stator bidang stasioner (komponen a,b,c).



Gambar 2.7. Proyeksi Arus Stator Menjadi Komponen α, β .

(Sumber : Mohan, N. 2014)

Untuk mentransformasikan arus stator dari sistem tiga fasa (a,b,c) ke sistem dua fasa ortogonal (α, β), serta mengacu pada persamaan decoupled yang telah dijabarkan sebelumnya, maka secara matematis persamaan-persamaan transformasi berikut dapat dirumuskan kembali pada persamaan (2.48).

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \end{aligned} \quad (2.48)$$

Atau dalam bentuk matrik seperti pada persamaan (2.49).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Invers transformasi Clarke digunakan untuk mentransformasi balik dari komponen α, β ke komponen a,b,c melalui persamaan (2.50).

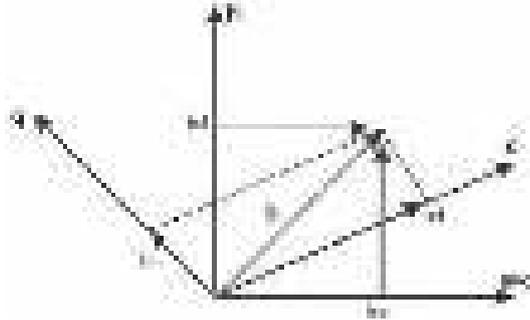
$$\begin{aligned} i_a &= i_{s\alpha} \\ i_b &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \\ i_c &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Atau dalam bentuk matrik seperti pada persamaan (2.51).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

2.5 TRANSFORMASI PARK ($\alpha\beta$ -DQ)

Transformasi ini bertujuan untuk mengubah komponen dua fasa ortogonal (α, β) pada kerangka stator ke kerangka acuan rotor dq dengan kecepatan sudut ω . Jika dipertimbangkan sumbu-d sejajar dengan fluks rotor pada sumbu d, kemudian kita akan berbicara tentang sistem orientasi fluks. Pada Gambar 2.8 menunjukkan space vektor arus stator dan komponennya pada ($\alpha\beta$) dan pada (dq).



Gambar 2.8. Proyeksi Arus Stator dari Koordinat α, β Menjadi Koordinat d,q yang Berorientasi pada Fluksi Rotor.
(Sumber : Mohan, N. 2014).

Vektor arus pada kerangka dq dirumuskan pada persamaan (2.52).

$$i_s = i_{ds} + i_{qs} \quad (2.52)$$

Dimana ekuivalennya seperti pada persamaan (2.53).

$$\begin{aligned} i_{ds} &= i_{\alpha} \cdot \cos(\theta) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta) \\ i_{qs} &= -i_{\alpha} \cdot \sin(\theta) + i_{\beta} \cdot \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2.53)$$

Atau dalam bentuk matrik seperti pada persamaan (2.54).

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Inverse transformasi Park digunakan untuk mentransformasi balik dari komponen d,q ke komponen α, β melalui persamaan (2.55).

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{ds} \cdot \cos(\theta) - i_{qs} \cdot \sin(\theta) \\ i_{s\beta} &= i_{ds} \cdot \sin(\theta) + i_{qs} \cdot \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Atau dalam bentuk matrik seperti pada persamaan (2.56).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

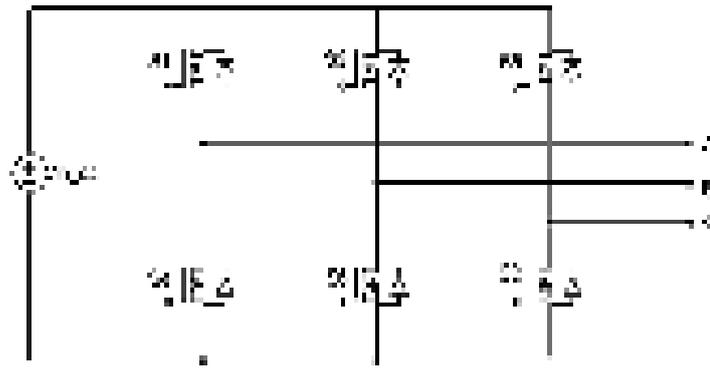
2.6 INVERTER 3 FASA

Inverter adalah sebuah konverter untuk mengubah DC menjadi AC, yang mempunyai fungsi untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan keluaran AC yang frekuensinya bisa diatur. Tegangan variabel keluaran dapat diatur dengan mengatur tegangan masukan. Apabila tegangan masukan konstan, maka kita dapat mengatur tegangan keluarannya dengan mengatur *gain* dari inverter yang biasanya dilakukan dengan kontrol PWM. *Gain* inverter ini didefinisikan sebagai rasio tegangan keluaran AC terhadap tegangan keluaran DC.

Pembagian inverter berdasarkan jumlah fasanya, dibagi menjadi dua, yaitu inverter satu fasa dan inverter tiga fasa. Inverter satu fasa adalah konverter DC ke AC satu phasa, sedangkan inverter tiga fasa adalah konverter DC ke AC tiga phasa. Berdasarkan masukan yang digunakan, jenis inverter meliputi VSI (*Voltage Source Inverter*) dan CSI (*Current Source Inverter*). Pada VSI sumber masukan berupa tegangan sedangkan pada CSI sumber masukan berupa arus.

Gelombang luaran sinyal inverter sangat bergantung pada sinyal komutasinya. Sedangkan pengaturan komutasi dibagi menjadi 2 yaitu dengan sinyal komutasi SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) berbentuk gelombang sinus dan sinyal komutasi *half bridge* inverter (komutasi 180° & komutasi 120°) berbentuk gelombang segi empat (*square wave*). Bentuk gelombang luaran inverter yang ideal adalah sinusoidal, namun dalam kenyataannya, keluaran dari inverter tidaklah sinuoidal murni dan mengandung harmonisa yang cukup tinggi.

Berikut ini adalah rangkaian inverter tiga fasa pada Gambar 2.9. Rangkaian ini umum digunakan untuk inverter pada umumnya, namun teknik *switching* yang digunakanlah yang akan mempengaruhi kerja jenis inverter tersebut.



Gambar 2.9. Rangkaian inverter tiga fasa

(Sumber : Issa Batarseh, Power Electronic Circuit. 2004)

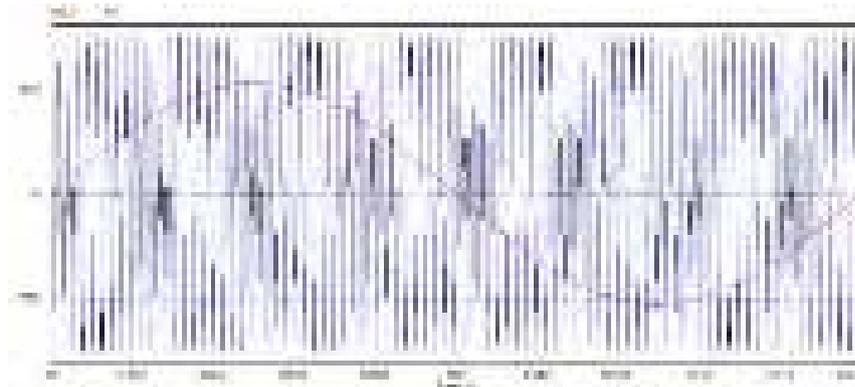
Seperti dalam kasus inverter tiga fase enam langkah, saklar pada Gambar 2.9 adalah dikontrol berpasangan (S_1, S_4), (S_2, S_5), dan (S_3, S_6). Ketika satu saklar dalam pasangan ditutup, yang lainnya terbuka. Setiap pasang saklar memerlukan referensi *sinusoidal* yang terpisah. Ketiga referensi *sinusoidal* terpisah 120° untuk menghasilkan output 3 fasa yang seimbang. Kendali saklarnya adalah sebagai berikut:

- S_1 is on when $v_a > v_{tri}$
- S_2 is on when $v_c > v_{tri}$
- S_3 is on when $v_b > v_{tri}$
- S_4 is on when $v_a < v_{tri}$
- S_5 is on when $v_c < v_{tri}$
- S_6 is on when $v_b < v_{tri}$

2.7 SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION (SPWM)

Sinyal modulasi lebar pulsa (PWM) mengendalikan saklar *inverter*. Amplitudo tegangan output ditentukan oleh siklus pulsa PWM. Pola *switching* menghasilkan bentuk gelombang keluaran berbentuk persegi panjang yang kaya harmonik. Sifat induktif dari motor menyaring arus yang disediakan untuk menghasilkan tiga fase gelombang sinus dengan harmonisa yang dapat diabaikan. Tujuan utama teknik modulasi adalah untuk memperoleh keluaran variabel yang memiliki komponen fundamental maksimum dengan harmonik minimum.

Teknik PWM yang biasa digunakan untuk mengontrol output Tegangan *inverter* adalah *Sinusoidal Pulse width Modulation* (SPWM). Metode paling sederhana untuk menghasilkan pulsa PWM adalah membandingkan gelombang sinus referensi daya rendah (sinyal kontrol) dengan gelombang segitiga (sinyal modulasi) yang disebut PWM *sinusoidal*. Konsep dasar SPWM telah diilustrasikan dalam Gambar 2.10.



Gambar 2.10. Konsep Dasar SPWM.

Rasio modulasi frekuensi m_f didefinisikan sebagai rasio frekuensi sinyal *carrier* dan sinyal referensi dengan Persamaan (2.57)[15].

$$m_f = \frac{f_{carrier}}{f_{reference}} = \frac{f_{tri}}{f_{sine}} \quad (2.57)$$

Rasio modulasi amplitudo m_a . Rasio modulasi amplitudo didefinisikan sebagai rasio amplitudo dari referensi dan sinyal *carrier* dengan Persamaan 2.58.

$$m_a = \frac{V_{referensi}}{V_{carrier}} = \frac{V_{sine}}{V_{tri}} \quad (2.58)$$

Jika $m_a \leq 1$, amplitudo frekuensi dasar dari tegangan *output* V_1 secara proporsional linier terhadap m_a , yaitu pada Persamaan (2.59).

$$V_1 = m_a \times V_{DC} \quad (2.59)$$

Amplitudo frekuensi dasar dari output PWM dikendalikan oleh m_a . Hal ini penting pada kasus tegangan supply DC yang tidak diregulasi karena nilai m_a dapat diatur untuk mengimbangi variasi pada tegangan *supply* DC, sehingga menghasilkan output amplitudo yang konstan. Selain itu, m_a bisa divariasikan untuk merubah amplitudo output. Jika m_a lebih besar dari 1, amplitudo output meningkat sesuai dengan m_a , tetapi tidak linier atau disebut kondisi *overmodulation*.

2.8 *SLIDING MODE CONTROL (SMC)*

Pengendali Modus Luncur (PML) atau istilah populernya sering disebut dengan Sliding Mode Controller (SMC) merupakan sebuah kendali umpan balik pensaklaran berkecepatan tinggi (high speed switching feedback control) yang efektif dan robust dalam mengendalikan sistem linear maupun non-linear . Sistem kendali ini kokoh karena menyediakan sebuah metoda perancangan sistem yang tidak peka terhadap ketidakpastian parameter lingkungan dan gangguan dari luar. Pada prinsipnya, SMC menggunakan sebuah hukum kendali pensaklaran berkecepatan tinggi (high-speed switching) untuk membawa trajektori status dari sistem linear/non-linear ke dalam sebuah permukaan (hyperplane) tertentu dalam ruang status (disebut permukaan luncur/sliding surface), kemudian trajektori status tersebut dipelihara agar tetap meluncur pada permukaan tersebut. Proses pemeliharaan trajektori 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. Pada SMC, waktu yang dibutuhkan oleh status dalam mencapai permukaan luncur akan berdampak terhadap kecepatan tanggapan sistem terhadap waktu. Waktu yang dibutuhkan oleh status untuk mencapai permukaan luncur sering disebut dengan hitting time.

SMC merupakan sebuah metode desain kontrol dengan dua bagian tahap desain (Ravindrakumar M. Nagarale, dkk (2011)). Bagian pertama yaitu desain dalam bentuk sliding surface untuk mendapatkan gerakan sliding memenuhi spesifikasi desain. Yang kedua berkaitan dengan pemilihan control law yang membuat switching surface dapat berpengaruh terhadap keadaan respon sistem. Ada dua keunggulan utama dari sliding mode control. Pertama, perilaku dinamis sistem dapat disesuaikan dengan pilihan fungsi sliding tertentu. Kedua, respon loop tertutup menjadi sama sekali tidak terpengaruh terhadap ketidakpastian nilai variable tertentu pada sistem. Prinsip ini dapat mencakup ke parameter parameter ketidakpastian, gangguan dan non linieritas yang dibatasi pada sebuah sistem. Dasar dalam mendesain sliding surface seperti pada persamaan (2.60) [21].

$$S(\bar{x}; t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \bar{x} \quad (2.60)$$

Dimana:

$$\bar{x} = x_d - x$$

$$x_d = x \text{ tujuan}$$

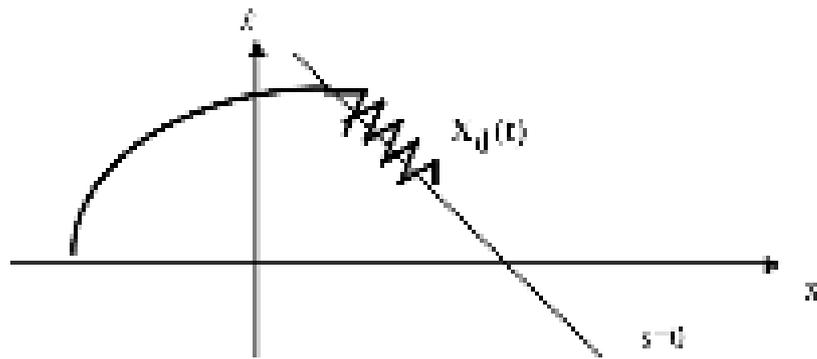
$$\lambda = \text{konstanta positif}$$

Pada tahap kedua adalah menemukan tindakan kontrol yang mengarahkan lintasan sistem ke berbagai jenis dari bentuk sliding, yaitu dengan kata lain, kontrol mampu mengarahkan nilai variabel menjadi nol dalam waktu yang terbatas. Ada beberapa pendekatan berdasarkan pada pendekatan sliding mode control:

- Standart (*first-order sliding mode control*)
- *High-order sliding mode control*

Salah satu keuntungan dari SMC adalah ketika sistem mengenai permukaan luncur, maka sistem tersebut tidak akan peka terhadap ketidakpastian parameter lingkungan dan gangguan dari luar. Untuk menjaga perilaku sistem sehingga tidak peka terhadap perubahan lingkungan, maka dibutuhkan hitting time yang kecil agar sistem cepat mengenai permukaan luncur. Hitting time dan chattering yang kecil merupakan dua hal yang sangat penting dalam merancang sistem SMC. Oleh karena itu, fokus penelitian ini adalah bagaimana meminimalisasi hitting time dan fenomena chattering pada SMC.

Pengendali sliding mode termasuk dalam pengendali berumpan balik dengan pensaklaran berkecepatan tinggi (high speed switching feedback), sehingga dalam penerapannya sliding mode controller memiliki kelemahan yaitu kondisi chattering yang dapat mengganggu kestabilan sistem. Chattering merupakan osilasi keluaran pengendali dengan frekuensi tinggi yang disebabkan oleh swicthing yang sangat cepat untuk membentuk sliding mode. Osilasi yang sangat tinggi pada sinyal kendali ini menyebabkan ketidak stabilan pada sistem. Gambar 2.11 menginterpretasikan kondisi chattering, yang menyebabkan trayektori keadaan sistem berupa osilasi pada permukaan luncur.



Gambar 2.11. Chattering Phenomenon
(Sumber: Perruquetti, W., & Barbot, J. P. 2002)

Chattering yang besar akan mengakibatkan akurasi menjadi rendah, rusaknya sistem mekanis aktuator, hilangnya energi pada power, dan lain sebagainya. Oleh karena itu sangatlah penting mereduksi fenomena chattering pada SMC. Terdapat beberapa metode untuk mereduksi fenomena chattering yaitu dengan boundary – SMC hingga high order SMC.

2.9 LYAPUNOV STABILITY

Alexander Mikhailovitch Lyapunov, seorang ilmuwan dari Rusia, telah mengembangkan metode untuk menentukan stabilitas dari sistem proses didasarkan dari penghematan energi yang disimpan. Menurut Lyapunov, hubungan antara kestabilan dan energi adalah sebagai berikut: Sistem dikatakan stabil apabila energi yang disimpan makin lama makin kecil, maka osilasi yang terjadi juga semakin lama semakin kecil. Sebaliknya, sistem dikatakan tidak stabil apabila energi yang disimpan makin lama makin besar, maka osilasi yang terjadi semakin lama semakin besar juga. Agar sistem dapat dianalisis kestabilannya, maka perlu dibuat model matematis yang menghubungkan antara masukan, proses dan keluaran. Pada sistem pengaturan, diharapkan agar keluaran/respon dari sistem akan menuju nilai yang sama dengan masukan/set point. Hal ini identik dengan mengharapkan agar nilai error dapat menuju nilai nol serta tetap berada pada nilai nol. Mengacu pada teori state-space, di mana nilai error dapat diambil sebagai variabel state sistem, maka dapat juga diambil suatu fungsi skalar [21]. Teori kestabilan lyapunov mengikuti teori:

- V positive definite
- $\frac{dV}{dt}$ negative – semi definite

Berdasarkan teori tersebut, rumus lyapunov yang menjamin kestabilan sistem mengikuti persyaratan: $V(x,t)$ merupakan fungsi *positive definite*, dV/dt merupakan fungsi *negative –semi definite* dan $V(0)=0$. Berikut contoh perumusan lyapunov [21]:

$$V(x) = \frac{1}{2} [s]^2$$

Yang memenuhi [21]:

$$\dot{V}(x) = S\dot{S} < 0$$

2.10 SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)

Pada suatu sistem pada persamaan (2.61)[21].

$$\dot{x} = f(t, x, u), s = s(t, x) \in R, u = U(t, x) \in R \quad (2.61)$$

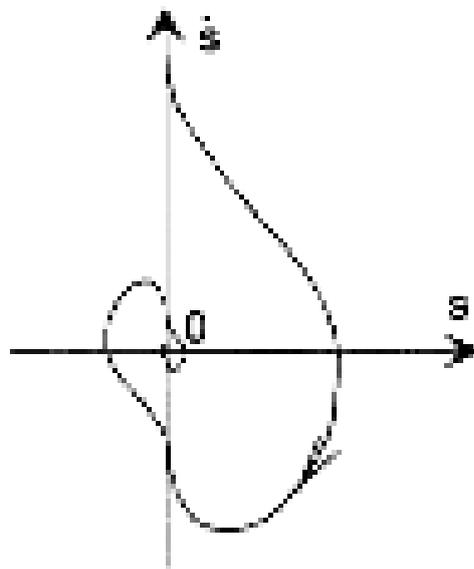
Dimana $x \in R^n$ t adalah waktu, u adalah kontrol, dan f, s adalah fungsi halus. Tugas kontrol adalah untuk menjaga output $s = 0$. Membedakan variabel output s secara berturut-turut, kita mencapai fungsi \dot{s}, \ddot{s} Bergantung pada tingkat relatif sistem, kasus yang berbeda harus dipertimbangkan [21].

1. *relative degree* $r = 1, i. e., \frac{\partial}{\partial u} \dot{s} \neq 0$
2. *relative degree* $r \geq 2, i. e., \frac{\partial}{\partial u} s^{(i)} = 0 (i = 1, 2, \dots, r - 1), \frac{\partial}{\partial u} s^{(r)} \neq 0$

Dalam kasus a pendekatan VSS (*Variable Structure Systems*) klasik memecahkan masalah kontrol dengan menggunakan SMC orde 1, namun SMC orde 2 juga dapat digunakan untuk menghindari *chattering*. Untuk tujuan itu sinyal input U akan menjadi keluaran dari beberapa sistem dinamik orde-pertama. Sebagai contoh, turunan waktu dari kontrol sistem $u(t)$ dapat dianggap sebagai variabel kontrol yang sebenarnya. Kontrol terputus u mengarahkan variabel geser s ke nol, menjaga $s = 0$ dalam orde 2 sliding mode, sehingga kontrol U kontinu dan *chattering* dihindari. Dalam kasus b pendekatan mode p-sliding (dengan $p > r$) adalah teknik kontrol pilihan.

2.11 SUPER TWISTING ALGORITHM

Algoritma ini telah dikembangkan untuk mengontrol sistem dengan derajat relatif satu untuk menghindari chattering di VSC. Juga dalam hal ini lintasan pada bidang geser-2 dicirikan dengan memutar di sekitar asalnya (Gambar 2.12), tetapi hukum kendali kontinu $u(t)$ dibentuk oleh dua istilah. Yang pertama didefinisikan dengan menggunakan turunan waktu terputusnya, sedangkan yang lainnya adalah fungsi berkelanjutan dari variabel geser yang tersedia.



Gambar 2.12. Super-twisting algorithm phase trajectory
(Sumber: Perruquetti, W., & Barbot, J. P. 2002)

Algoritma super-twisting adalah jenis kontrol mode geser orde kedua, yang lintasannya dalam bidang fase bergerak pada pola spiral. Dalam algoritma super-twisting yang dianalisis, kesalahan kontrol dan integralnya telah digunakan untuk mengimplementasikan permukaan kontrol. Metode kontrol mode geser yang disajikan menggabungkan keunggulan utama kontrol mode geser dan kontrol linier konvensional. Persamaan umum dari sistem kontrol super twisting memiliki bentuk seperti pada persamaan (2.62)[28]:

$$u = u_1 + u_2 \quad (2.62)$$

Dengan [28]:

$$\begin{aligned}u1 &= -\alpha\sqrt{|s|}\text{sign}[s] \\u2 &= -\beta\text{sign}[s]\end{aligned}\tag{2.63}$$

Dimana $\alpha > 0$ dan $\beta > 0$ adalah konstanta positif parameter kontrol dan $x(t)$ sliding surface.

Derajat nonlinier dapat diatur dengan nilai yang didefinisikan dengan “ $0 < p \leq 0.5$ ”, sebagian besar ditetapkan pada nilai “0.5” [28]. Besarnya nilai konstanta α dan β dapat ditentukan dengan teorema pada persamaan (2.64) [28]:

$$\alpha^2 < 8(\beta - L)\tag{2.64}$$

Dimana nilai L merupakan konstanta *positive*.

2.12 PENELITIAN TERKAIT

Dalam penyusunan tesis ini, penulis sedikit banyak terinspirasi dan mereferensi dari beberapa penelitian-penelitian yang telah dilakukan sebelumnya, yang berkaitan dengan latar belakang masalah pada tesis ini. Berikut ini penelitian – penelitian yang telah dilakukan sebelumnya yang berhubungan dengan tesis ini antara lain:

Penelitian terkait Second Order Sliding Mode Control pada motor induksi sudah dilakukan pada tahun 2000. Penelitian yang telah dilakukan oleh T. Floquet, J.P Barbot, W. Perruquetti pada tahun 2000 yang berjudul “*Second Order Sliding Mode Control for Induction Motor*”[13]. Mereka melakukan simulasi menggunakan matlab dan implementasi menggunakan DSPICE 1103 pada orde 2 sliding mode control pada motor induksi. Dalam menentukan fluksi rotor mereka menggunakan sliding mode observer. Penelitian yang mereka lakukan menyoroti efisiensi dari skema control orde tinggi. Namun, untuk meningkatkan pengamatan berbasis pengontrol dan memiliki konvergensi waktu yang terbatas dari seluruh sistem.

Sehingga penelitian tersebut dilanjutkan pada tahun 2015 dengan penambahan penggunaan FOC yang diimplementasikan pada kendaraan listrik, yaitu penelitian

yang telah dilakukan oleh Eduardo Q.M, Edgar. N. Sanchez, Ramon A. Felix pada tahun 2015 yang berjudul “*Real Time Direct Field Oriented and Second Order Sliding Mode Controllers of Induction Motor for Electric Vehicle Applications*” [22]. Mereka melakukan implementasi menggunakan DSPASE 1104. Penelitian yang mereka lakukan membandingkan kedua control yaitu *Direct Field Oriented Control (DFOC)* dan *second order sliding mode control (SoSMC)* pada motor induksi sebagai penggerak kendaraan listrik. Sama seperti penelitian sebelumnya menggunakan *sliding mode observer* untuk mengestimasi nilai fluksi rotor. Dari penelitian yang mereka lakukan SoSMC lebih rendah tracking error dari pada DFOC dan juga butuh sedikit energy untuk tracking referensi untuk meminimalkan kehilangan energy dan meningkatkan efisiensi energi. Selain itu, SoSMC memiliki kemampuan control dan penolakan terhadap gangguan yang lebih baik.

Pada tahun 2016 penelitian terkait orde 2 sliding mode control dilakukan kembali tetapi pada DTC. Penelitian yang telah dilakukan oleh A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha pada tahun 2016 yang berjudul “*Implementation of Robust SVM-DTC for Induction Motor Drive using Second Order Sliding Mode Control*”[5]. Mereka melakukan implementasi menggunakan DSPASE 1104. Tujuan mereka meningkatkan kinerja dari SVM-DTC dengan mengganti pengontrol PI dengan sliding mode orde tinggi. Dari hasil yang didapatkan, orde 2 sliding mode control memiliki respon dinamis lebih cepat dan tingkat chattering yang lebih rendah dibandingkan dengan urutan pertama. Selain itu, ketahanan terhadap variasi parameter dan gangguan beban eksternal. Strategi ini bisa menyelesaikannya berbagai masalah yang berkaitan dengan stabilitas algoritma kendali dan ketahanan.

Pada tahun 2017 penelitian terkait SMC dilakukan pada IFOC tetapi menggunakan orde 1 SMC. Penelitian yang telah dilakukan oleh Angga W.A, Dedid C.H, Bambang S. pada tahun 2017 yang berjudul “*Application of Sliding Mode Control in Indirect Field Oriented Control (IFOC) for Model Based Controller*”[1]. Mereka melakukan simulasi menggunakan Matlab. Pada penelitian ini SMC diposisikan pada pengaturan arus fluksi, arus torsi dan *speed controller*. Simulasi yang dilakukan dengan membandingkan PI *control* dengan SMC pada *speed controller* dan arus dq. SMC yang didesain pada *speed controller* terjadi

fenomena chattering yang membahayakan perangkat keras. Di sisi lain, SMC yang dirancang pada regulator arus tidak memiliki fenomena *chattering*. SMC memiliki kinerja yang lebih baik dalam respon transient kecepatan rotor dibandingkan dengan kontroler PI dalam berbagai kecepatan referensi. Dalam aspek ketahanan dan stabilitas, SMC memiliki kinerja yang lebih baik daripada PI dalam kecepatan rotor dan beban torsi. Terbukti dari kemampuan SMC dalam mengatasi beban torsi yang berubah-ubah.

Selain itu pada 2017 penelitian terkait Second order sliding mode control juga dilakukan, hanya saja pada motor induksi 5 fasa. Penelitian yang telah dilakukan oleh J. Listwan, K. Pienkowski. pada tahun 2017 yang berjudul “*Control of Five Phase Induction Motor with Application Second Order Sliding Mode Direct Field Oriented Method*”[18]. Mereka melakukan simulasi menggunakan Matlab. Pengaturan yang mereka lakukan pada arus fluksi dan arus torsi. Dari hasil yang didapat sistem kontrol DFOC dengan penerapan algoritma *sliding mode super-twisting* memungkinkan respon cepat dari motor elektromagnetik torsi selama perubahan kecepatan dan torsi beban. Bentuk gelombang dari komponen x dan y dari vektor arus stator menunjukkan bahwa algoritma kendali *sliding mode super-twisting* memungkinkan untuk mendapatkan sinyal kendali sebanding dengan sinyal kontrol yang diperoleh dari pengontrol PI linier konvensional. Melalui penerapan kontrol super-twisting sliding-mode, fenomena *chattering* telah dihilangkan, yang mana memungkinkan kinerja yang baik dari sistem kontrol dibandingkan dengan metode sliding mode konvensional.

Kemudian pada tahun 2018, penelitian terkait Second order sliding mode observer dilakukan hanya saja pada linier motor induksi dan hanya berfokus pada SoSMO. Penelitian yang telah dilakukan oleh L. Zhang, H. Obeid, Salah. L, Maurizio. C, pada tahun 2018 yang berjudul “*Second Order Sliding Mode Observer of Linier Induction Motor*” [29]. Mereka melakukan implementasi menggunakan DSPASE 1104. SoSMO yang diusulkan dengan sistem uji HIL dan hasilnya menunjukkan bahwa fluks dan kecepatan yang diperkirakan menyatu dengan nilai aktual dengan kinerja dinamis yang bagus. Selain itu, kinerja estimasi kecepatan yang hebat diperoleh baik dalam sinyal kecepatan konstan dan berbagai sinyal kecepatan. Selain itu, SoSMO yang dirancang menunjukkan properti ketahanan

yang lebih baik daripada LO dan MRAS dalam kasus yang berbeda. Singkatnya, hasil tes matematika dan HIL cukup justifikasi sehingga SOSMO yang diusulkan merupakan metode yang sangat efisien yang dapat diadopsi.

Kemudian pada tahun 2019, penelitian terkait second order sliding mode control dilakukan. Penelitian yang telah dilakukan oleh S. Eddine F, D. Sakri, N. Golea, pada tahun 2019 yang berjudul "*Sensorless Control of Induction Motor using Second Order Sliding Mode Algorithms*"[10]. Mereka melakukan simulasi menggunakan matlab. Pada penelitian ini dikembangkan skema pengamat SoSM-PD untuk pengendalian kecepatan fluksi pada motor induksi. Selain itu, pada sisi flux observer menggunakan *sliding mode observer* (SMO) untuk memperkirakan/mengestimasi menyatukan nilai-nilai nyata dan kesalahan pada fluksi dan kecepatan. Penelitian ini bertujuan untuk mengurangi fenomena chattering yang terjadi pada orde pertama SMC, Pengontrol kecepatan dan fluks memiliki telah dirancang berdasarkan algoritma twisting namun pengamat didasarkan pada algoritma super twisting. Analisis hasil simulasi kontrol SOSM menunjukkan bahwa fenomena chattering telah berkurang dan juga menunjukkan ketahanan yang kuat dalam berbagai pengujian seperti itu seperti variasi kecepatan, aplikasi beban, dan variasi parameter.

Sehingga dari penelitian-penelitian yang telah dilakukan sebelumnya, maka pada tesis mengusulkan topik penelitian yaitu Sistem Kendali Motor Induksi 3 Fasa dengan Metode Second Order Sliding Mode-Indirect Field Oriented Control (SoSM-IFOC), berbeda dari penelitian-penelitian yang telah dilakukan sebelumnya yaitu lebih seringnya menggunakan DFOC/sensorless, Hal yang membedakan antara DFOC/sensorless dan IFOC yaitu penggunaan sensor hall-effect untuk mengukur fluksi pada celah udara atau fluks diperoleh dari formulasi. Penggunaan sensor tambahan disini membutuhkan banyak biaya serta, susah ditempatkan karena berada di celah udara motor. Selain itu, Hasil pembacaannya tidak akurat terutama pada kecepatan rendah. Sehingga penggunaan SoSMC pada IFOC diharapkan memiliki performa sistem yang bagus, khususnya pada kondisi dinamis serta, dapat mengurangi chattering yang merupakan permasalahan pada first order sliding mode control pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa.

Dari Poin-poin di atas terkait beberapa penelitian tentang SoSMC pada kendali kecepatan motor induksi metode kendali vektor. Dapat ditabelkan seperti pada Tabel 2.1

Table 2.1 Area Riset yang Terkait.

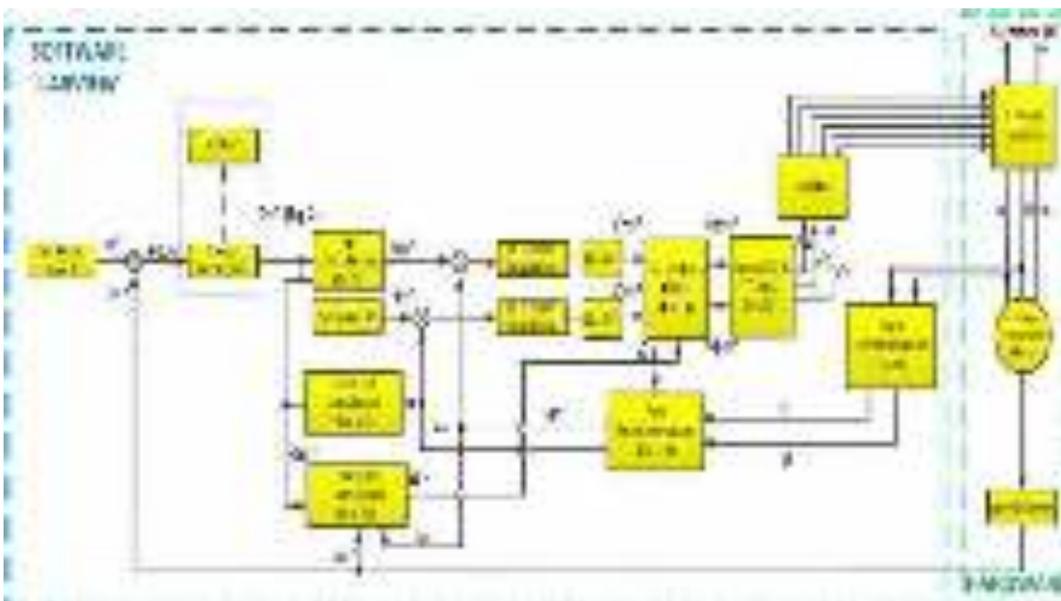
Peneliti (Tahun)	Tipe Kendali	Metode Kendali	Pembanding	Simulasi	Implementasi
T. Floquet, dkk (2000)	Flux Observer	SoSMC		Matlab	DSPACE 1103
Eduardo Q.M, dkk (2015)	DFOC	SoSMC pada Id dan Iq	SVPWM	Matlab	DSPACE 1104
A. Ammar, dkk (2016)	DTC	SoSMC pada Id dan Iq	SVPWM	Matlab	DSPACE 1104
Angga W.A, dkk (2017)	IFOC	SMC pada Id dan Iq	PI dengan SMC	Matlab	
Listwan, dkk (2017)	DFOC	SoSMC dengan PI	Motor induksi 5 fasa	Matlab	
Zhang, dkk (2018)	FOC	SoSMO	Linier IM	Matlab	DSPACE1104
Eddine (2019)	Sensorless	SoSM-PD dan SoSMO	Speed controller dan Id	Matlab	
This Research Work	IFOC	SoSMC pada Speed	SPWM	LabView	MyRIO

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3 DESAIN SISTEM

1.1 BLOK DIAGRAM SISTEM

Berdasarkan pada landasan teori yang telah dijabarkan pada bab sebelumnya, maka dapat dirancang diagram blok kendali kecepatan motor induksi 3 fasa menggunakan metode SoSMC berbasis IFOC. Pada Gambar 3.1 menjelaskan blok diagram mendasar dari sistem yang diajukan dalam penelitian ini.



Gambar 3.1 diagram sistem

Berdasarkan gambar 3.1 tentang blok diagram sistem yang akan dikerjakan pada tesis ini. Pada gambar tersebut terdapat dua bagan yang akan dikerjakan pada penelitian ini. Bagan pertama yang berada di dalam garis biru merupakan bagan software yang akan dikerjakan menggunakan Software LabVIEW, sedangkan bagan kedua yang berada di dalam garis hijau adalah pengerjaan secara hardware dalam tesis ini. Berikut merupakan formulasi algoritma dari IFOC.

1.2 PERENCANAAN INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL (IFOC)

IFOC merupakan suatu metoda yang digunakan untuk mengatur medan pada motor induksi, dimana sistem *coupled* diubah menjadi sistem *decoupled*. Untuk dapat mengubah sistem ini maka komponen *flux* (λ_r) pada arus I_d harus di tempatkan selaras dengan sumbu d, dan komponen torsi (Te) pada arus (I_q) harus ditempatkan selaras dengan sumbu q. Dengan sistem ini arus *flux* dan arus torsi dapat diatur secara terpisah. Pada *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) ini terdiri dari beberapa input yaitu Te referensi (Te^*), fluks rotor referensi (λ_r^*), kecepatan motor (ω_r), dan arus stator (I_{abc}). Dalam IFOC terdapat blok subsystem seperti i_d^* calculation, i_q^* calculation, teta calculation, flux calculation, abc to dq conversion dan dq to abc conversion.

- **Teta Calculation (θ_e)**

Dalam menentukan nilai dari sudut teta (θ_e) pada *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) didapatkan dari sensor kecepatan, pada tesis ini menggunakan *rotary encoder*. Untuk menghitung besarnya nilai rpm yang terukur pada rotary encoder dapat dihitung pada persamaan (3.1).

$$\omega_r = \frac{N}{360 \times t} \text{ (rps)} \quad (3.1)$$

Dimana N merupakan banyaknya jumlah pulsa, 360 merupakan jumlah pulsa dalam 1 rotasi yang tertera pada spesifikasi rotary encoder, dan t merupakan sampling waktunya. Sehingga jika pembacaan dalam rpm didapatkan seperti pada persamaan (3.2)

$$\omega_r = \omega_r \text{ (rps)} \times \frac{1}{60} \text{ (rpm)} \quad (3.2)$$

Besarnya sudut teta didapatkan seperti pada persamaan (3.3).

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.3)$$

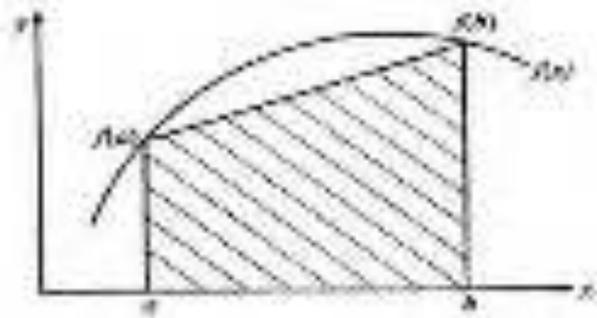
Dimana ω_r merupakan kecepatan sudut rotor didapat dari pembacaan sensor kecepatan rotary encoder, ω_{sl} merupakan kecepatan sudut slip. Dimana besarnya ω_{sl} dapat dihitung dengan persamaan (3.4).

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\lambda_r^* L_r} i_{qs} \quad (3.4)$$

Jika fluks λ_r^* konstan maka, flux rotor referensi dapat dihitung dengan persamaan (3.5).

$$\lambda_r^* = L_m i_{ds} \quad (3.5)$$

Dikarenakan tidak semua bahasa pemrograman bisa menggunakan fungsi integral, sehingga untuk mendapatkan nilai sudut teta pada persamaan (3.3) dapat dihitung dengan menggunakan penyelesaian integral numerik, seperti pada gambar 3.2.



Gambar 3.2 Integral numerik dengan metode trapesium

Sehingga bisa dituliskan persamaan integral numerik seperti pada persamaan (3.6).

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{b-a}{2} [f(a) + f(b)] \quad (3.6)$$

Sehingga pada persamaan sudut teta didapatkan persamaan (3.7).

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_1} \theta_e dt &= \frac{t_1 - t_0}{2} [f(a) + f(b)] \\ &= \frac{t-0}{2} [f(\theta_e 0) + f(\theta_e 1)] \\ &= \frac{t-0}{2} [(\omega_r 0 + \omega_{sl} 0) + (\omega_r 1 + \omega_{sl} 1)] \\ &= \frac{t-0}{2} \left[\left(\left(\frac{N}{360 \times t} \times \frac{1}{60} \right) + \left(\frac{L_m R_r}{\lambda_r^* L_r} i_{qs} \right) \right)_0 + \left(\left(\frac{N}{360 \times t} \times \frac{1}{60} \right) + \left(\frac{L_m R_r}{\lambda_r^* L_r} i_{qs} \right) \right)_1 \right] \quad (3.7) \end{aligned}$$

Dimana batas t merupakan sampling waktu, t_0 merupakan nilai teta saat ini sedangkan t_1 merupakan nilai teta selanjutnya, pada labview menggunakan sampling waktu sebesar 0,9 ms. Kemudian nilai sudut teta akan berubah secara looping sampai dengan waktu simulasi atau experiment pengujian dilakukan. Untuk mengurangi kesalahan yang terjadi dalam pembacaan nilai sudut teta, maka kurva lengkung seperti pada gambar 3.2 didekati oleh sejumlah garis. Sehingga terbentuk banyak pias.

- **Transformasi Clark (*abc* ke $\alpha\beta$)**

abc to $\alpha\beta$ conversion berfungsi untuk merubah arus *abc* menjadi arus $\alpha\beta$. Adapun persamaan dari transformasi Clark seperti pada persamaan (3.8).

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \end{aligned} \quad (3.8)$$

Sedangkan invers transformasi Clark ditunjukkan pada persamaan (3.9).

$$\begin{aligned} i_a &= i_\alpha \\ i_b &= -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \\ i_c &= -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \end{aligned} \quad (3.9)$$

- **Transformasi Park ($\alpha\beta$ ke *dq*)**

Tranformasi Park digunakan untuk mengubah koordinat dua fasa stasioner ($\alpha\beta$) kedalam koordinat kerangka putar *synchronously* (*dq*) yang tetap pada rotor. Persamaan (3.12) menunjukkan transformasi Park.

$$V_{qs} = i_{qs} R_s \quad (3.10)$$

$$V_{ds} = i_{ds} R_s \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} i_{ds} &= i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \\ i_{qs} &= -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \end{aligned} \quad (3.12)$$

Dimana nilai tetha diperoleh dari persaman (3.3), yang nilainya didapatkan dari rotary encoder, Sedangkan invers transformasi Park ditunjukkan pada persamaan (3.13).

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos\theta - i_q \sin\theta \\ i_\beta &= i_d \sin\theta + i_q \cos\theta \end{aligned} \quad (3.13)$$

- **I_{qs}* Calculation**

I_{qs}* calculation berfungsi menghasilkan arus q referensi (i_q*) dengan input torsi referensi keluaran dari speed controller (SoSMC) dan flux rotor estimasi (ϕ_{ir}). Keluaran dari i_q* calculation menjadi masukan pada blok konversi *dq* to ABC. I_q* dapat dihitung menggunakan persamaan (3.14).

$$i_{qs^*} = \frac{2}{3} \frac{2L_r T_{e^*}}{pL_m \lambda_r} \quad (3.14)$$

$$T_e = K J \omega_r \quad (3.15)$$

Dengan P adalah jumlah kutub, L_r adalah induktansi rotor, L_m adalah induktansi mutual, dan λ_r adalah perkiraan fluks rotor.

- **Ids* Calculation**

Ids* calculation berfungsi menghasilkan arus d referensi (i_{d^*}) yaitu dengan masukan flux rotor referensi (λ_{dr}). Besar i_{d^*} tergantung dari masukan flux referensi.

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} + \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (3.16)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} + \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} - \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (3.17)$$

Dalam pengendali decoupling yang diinginkan bahwa:

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (3.18)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (3.19)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (3.18) dan (3.19) maka didapatkan persamaan (3.20).

$$\frac{L_r}{R_r} + \frac{d\lambda^*}{dt} + \lambda^* = L_m i_{ds} \quad (3.20)$$

Jika nilai λ^* bernilai konstan maka dari persamaan (3.20) didapatkan persamaan (3.21) dan (3.22).

$$\lambda^* = L_m i_{ds} \quad (3.21)$$

$$i_{d^*} = \frac{\lambda^*}{L_m} \quad (3.22)$$

Nilai λ_{dr} umumnya mendekati satu tergantung pada slip motor induksi, ditentukan sebesar 1 PU.

- **Flux Calculation (λ_r)**

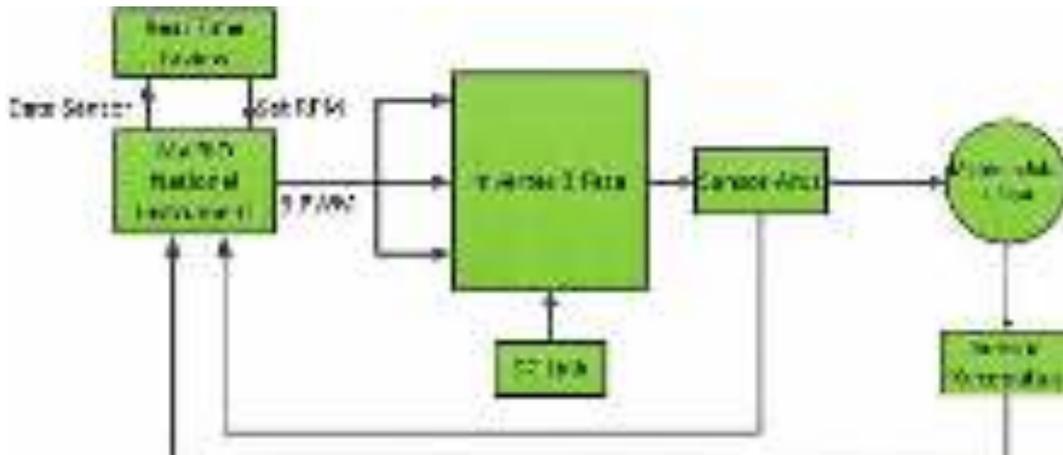
Flux calculation berfungsi menghasilkan nilai perkiraan fluks rotor (λ_r), dengan input arus id dari hasil keluaran ABC to dq conversion. flux rotor didapatkan berdasarkan persamaan (3.23).

$$\lambda_r = \frac{L_m i_d}{1 + \tau_r s} \quad (3.23)$$

Dengan nilai $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ adalah konstanta waktu rotor. Sehingga pada *Indirect Field Oriented Control* (IFOC), sensor kecepatan dengan rotary encoder dapat digunakan dalam menentukan nilai teta dan estimasi nilai flux rotor.

Kecepatan dan fluks pada skema IFOC ini diolah untuk membangkitkan pola switching SPWM inverter 3 fasa untuk kendali motor induksi 3 fasa agar beroperasi sesuai set point. Hasil pengolahan dari pemodelan motor induksi ini berupa posisi, kecepatan, fluks, dan arus saat motor bekerja berdasarkan model motor melalui pendekatan sesuai keadaan sesungguhnya. Skema IFOC ini diolah berdasarkan input dari arus output inverter 3 fasa. Dari 3 arus output inverter 3 fasa akan diambil 2 arus untuk diolah pada IFOC. Sehingga dari arus tersebut menghasilkan transformasi clark-park untuk proses kalkulasi posisi, fluks, dan arus motor yang didapatkan berdasarkan data aktual saat motor beroperasi. Selain itu keluaran dari sensor kecepatan akan diolah pada skema IFOC untuk menghitung nilai teta, serta digunakan sebagai pembanding dengan set point kecepatan. Keluaran dari sinyal error kecepatan tersebut sebagai input dari *controller* yaitu SoSMC.

Pada penelitian ini pengaturan dilakukan pada speed controller, sehingga set point dari arus fluksi (I_d) diset 1 PU. Keluaran dari proses skema IFOC maka akan diinverskan kembali untuk menghasilkan sinyal pembangkitan dari SPWM. Vector kontrol merupakan pemodelan motor induksi yang kompleks yang mampu diatur semudah pengaturan motor DC penguat terpisah maka penggunaan metode ini pada motor induksi akan memisahkan pengaturan fluksi dengan pengaturan torsi. Pada blok sistem diatas terdapat beberapa variable yaitu Torsi referensi (T_e^*) merupakan variabel luaran dari unit kontroler berupa sinyal kontrol (u), dan merupakan masukan terhadap arus torsi (i_q). Arus torsi referensi (i_q^*) dan arus fluksi referensi (i_d^*), fluks (λ_r), teta (θ_e) serta kecepatan actual motor (ω_r) dan kecepatan referensi/set point (ω_r^*). Blok diagram hardware pada penelitian lebih jelasnya seperti pada gambar 3.3.



Gambar 3.3. Blok Diagram Hardware

Pada Gambar 3.3 menunjukkan desain hardware yang digunakan pada penelitian ini. Real time monitoring merupakan PC yang dilengkapi oleh software Lab-View, MyRIO sebagai mikrokontroller yang berisi program IFOC dan SoSMC, inverter 3 fasa yang berupa 6 IGBT beserta gate driver-nya untuk menghasilkan tegangan keluaran 3 fasa sebagai input dari motor induksi 3 fasa, teknik switching yang digunakan pada inverter 3 fasa yaitu menggunakan pulse width modulation (SPWM), DC link berisi rangkaian penyearah dan kapasitor, nilai DC link yang digunakan sebagai input dari inverter 3 fasa sebesar 311 Volt untuk menghasilkan tegangan keluaran 220 Vrms dimana merupakan tegangan nominal dari motor induksi 3 fasa, serta sensor-sensor untuk pengukuran yaitu sensor arus, tegangan dan kecepatan. Motor induksi yang digunakan pada penelitian ini memiliki kapasitas 1.5 HP atau setara dengan 1.2 KW. Kemudian speed sensor menggunakan rotary encoder. Beban yang digunakan pada penelitian ini yaitu motor DC, dimana motor DC akan dicouple dengan motor induksi 3 fasa dengan memainkan torsi-nya.

Sehingga keseluruhan proses sistem penelitian yaitu dimulai dari pembangkitan sinyal SPWM dari Real Time Monitoring Lab View, kemudian sinyal yang sudah terbangkitkan dihubungkan/dikoneksikan ke myrio, keluaran masing –masing port yang digunakan pada myrio terhubung dengan driver inverter 3 fasa dengan tegangan input inverter dari DC link sebesar 311 Volt, sehingga didapatkan keluaran inverter 3 fasa dengan tegangan AC sebesar 220 Volt yang digunakan sebagai supply dari motor induksi 3 fasa. Kemudian kecepatan yang

terbaca oleh rotary encoder digunakan sebagai feedback yang akan dicontrol dan diproses melalui labview menggunakan SoSMC yang berada didalam skema IFOC.

Dalam mendesain sliding mode control, terdapat beberapa tahapan yang harus dilakukan untuk mendesain suatu sistem control pada sliding mode control, yaitu seperti pada gambar 3.4.



Gambar 3.4. Proses mendesain SMC

Pada gambar diatas dalam medesain suatu *sliding mode control* ada beberapa yang harus dilakukan agar hasil yang didapatkan bagus. Proses pertama yang dilakukan dalam mendesain SMC yaitu pemodelkan secara matematis suatu sistem terlebih dahulu. Dari suatu sistem tersebut maka diubah ke bentuk persamaan *laplace*, baik persamaan mekanik dari sistem maupun persamaan elektrik melalui rangkaian ekivalen. Dari fungsi alih yang didapatkan, kemudian memasukkan parameter sistem kedalam fungsi alih tersebut. Setelah itu merubah fungsi alih tersebut ke bentuk state space. Pada proses kedua, Permukaan luncur/sliding

surface dipilih dengan pertimbangan status trayektori sistem dapat menuju permukaan tersebut di manapun kondisi awalnya dan dalam waktu yang terbatas serta status trayektori sistem dapat dipertahankan di sekitar permukaan luncur. Prinsip kerja dari pengendali sliding mode adalah memaksa trajectory state suatu sistem menuju permukaan luncur tertentu dan mempertahankannya pada permukaan luncur tersebut. Dari sliding surface yang telah didesain, maka perlu dilakukan menguji kestabilan dari sliding surface tersebut yang sering digunakan yaitu menggunakan persamaan lyapunov.

Untuk mendapatkan sinyal kendali yang mampu membawa status trayektori menuju permukaan luncur dan mempertahankan status trayektori agar tetap berada di sekitar permukaan luncur, maka diperlukan dua macam sinyal kendali. Sinyal kendali yang pertama adalah sinyal kendali ekivalen yang berfungsi untuk membawa status trayektori menuju permukaan luncur (U_{eq}) dan sinyal kendali yang kedua adalah sinyal kendali natural yang berfungsi untuk mempertahankan status trayektori agar tetap berada di sekitar permukaan luncur (U_{smc}).

1.3 PENENTUAN MOTOR INDUKSI 3 FASA

Pada tesis ini, motor induksi 3 fasa yang digunakan ditunjukkan pada Gambar 3.5.



Gambar 3.5 Motor Induksi 3 Fasa.

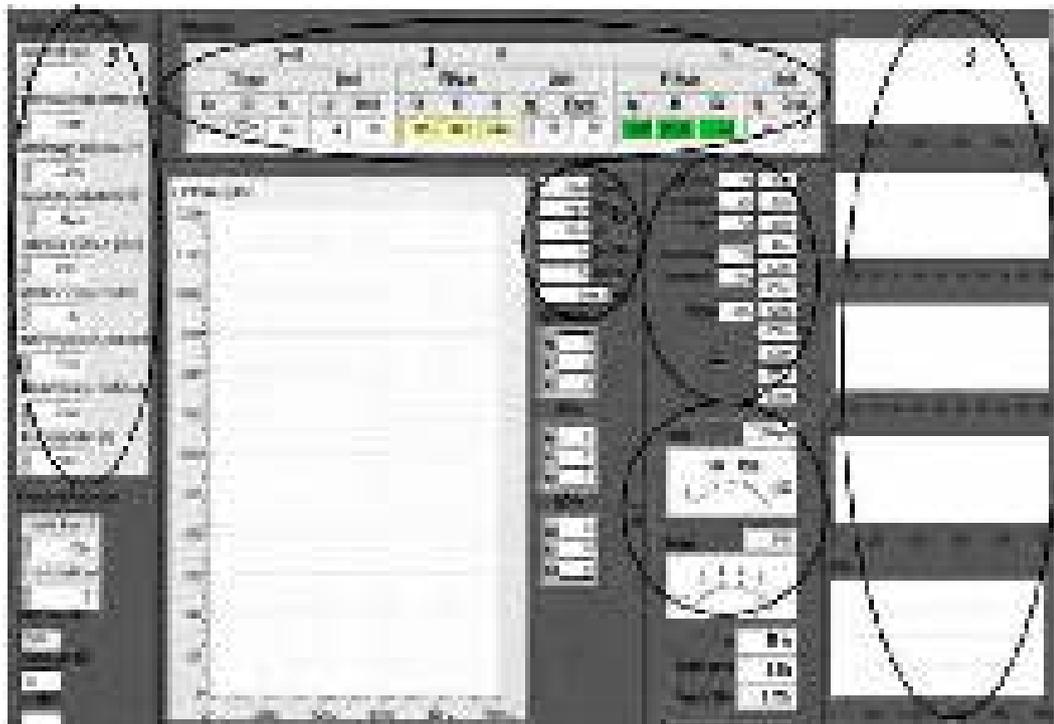
Spesifikasi motor induksi 3 fasa yang digunakan pada tesis ini seperti pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa.

No	Parameter	Nilai	Satuan
1.	Daya motor	1,2	<i>KW</i>
2.	Tegangan motor	220	<i>Volt</i>
3.	Arus nominal motor	4,3	A
3.	Frekuensi	50	<i>Hz</i>
4.	pole	4	<i>unit</i>
5.	Kecepatan nominal putar motor	1435	RPM

1.4 PERENCANAAN SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER PADA LABVIEW

Pada penelitian ini simulasi dilakukan menggunakan *labview*, dimana tampilan antar muka seperti pada gambar 3.6 dimana pada tiap panel memiliki kegunaan yang beragam.

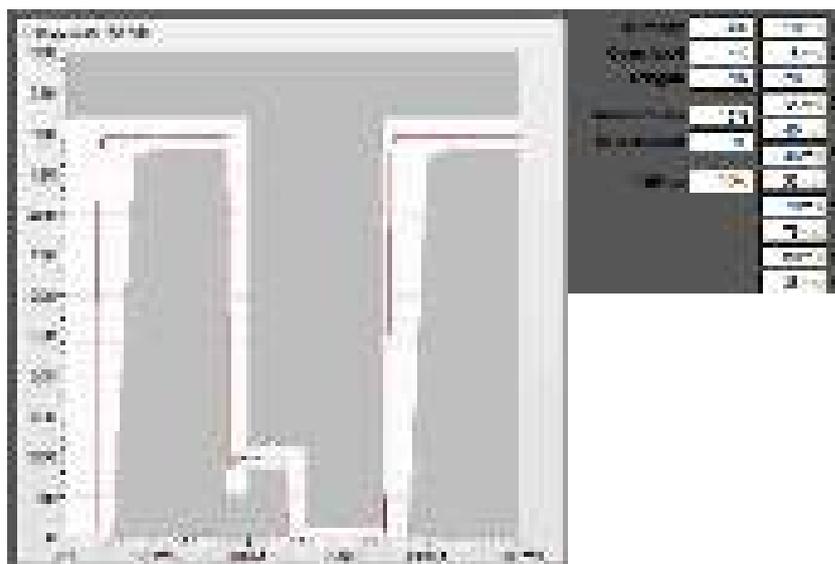


Gambar 3.6. Tampilan antar muka Labview

Pada gambar 3.6 merupakan tampilan antar muka *labview* dimana terdapat beberapa fungsi yang beragam. Pada bagian 1 merupakan block dalam

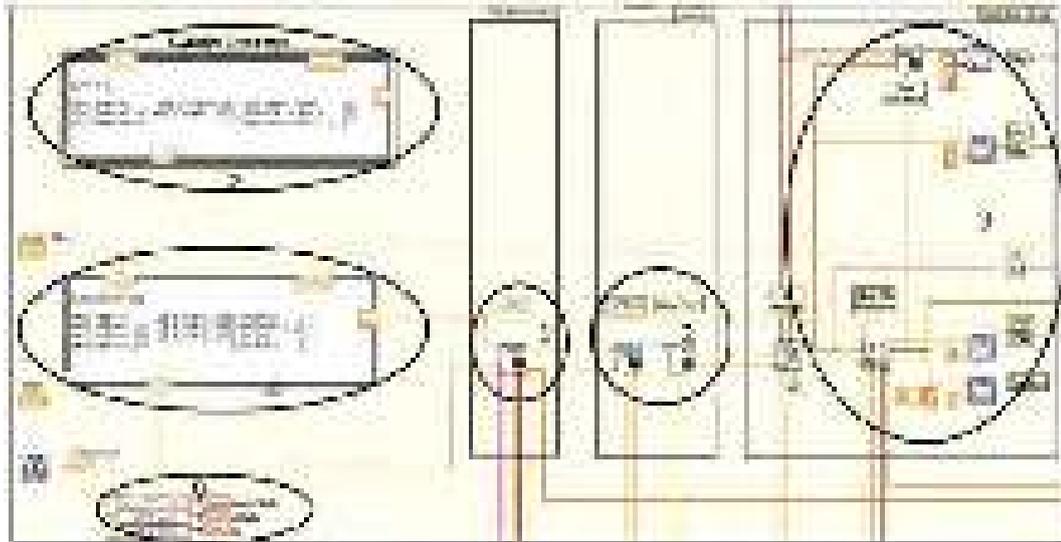
mengatur/memasukkan nilai parameter dari PID *controller*, yaitu terdapat PID untuk *speed controller*, PID untuk pengaturan arus fluksi (*Id Gain*) dan PID untuk pengaturan arus torsi (*Iq Gain*). Pada penelitian ini pengaturan hanya dilakukan pada *speed controller*, sehingga parameter PID pada *Id* dan *Iq* dibuat *default*. Pada bagian 2 merupakan block untuk mengatur/set RPM sebagai set point masukan (dalam satuan Rpm) yang nantinya sinyal error kecepatan digunakan sebagai masukan dari PID controller. Selain itu pada bagian 2 juga terdapat set nilai dari beban (satuan *Newton meter* (Nm)), pada penelitian ini nilai dari beban akan diubah ketika sudah mencapai kondisi steady state pada kecepatan untuk mengamati dan menganalisa kondisi dinamisnya (perubahan beban).

Pada bagian 3 merupakan block tampilan dari beberapa gelombang diantaranya yaitu, gelombang torsi motor, arus fluksi(*Id*), arus torsi(*Iq*), Fluks dan arus 3 fasa (*Iabc*). Pada bagian 4 merupakan block untuk mengamati performa sistem. Dalam menganalisa respon dari suatu sistem control terdapat beberapa parameter, diantaranya *risetime*, *settling time*, *deadtime*, *steady time*, *falling time*, *overshoot* dan *undershoot*. Sehingga terlebih dahulu harus menentukan batas maksimal dari beberapa parameter tersebut, supaya bisa dikatakan sistem memiliki respon yang bagus. Sehingga dari skema pewaktu yang telah dibuat, sistem dapat dikatakan memiliki respon kecepatan yang bagus ketika berada diantara batas minimal dan *maximal* (didaerah berwarna putih) dari skema pewaktu. Skema waktu yang didesain pada simulasi seperti pada gambar 3.7.



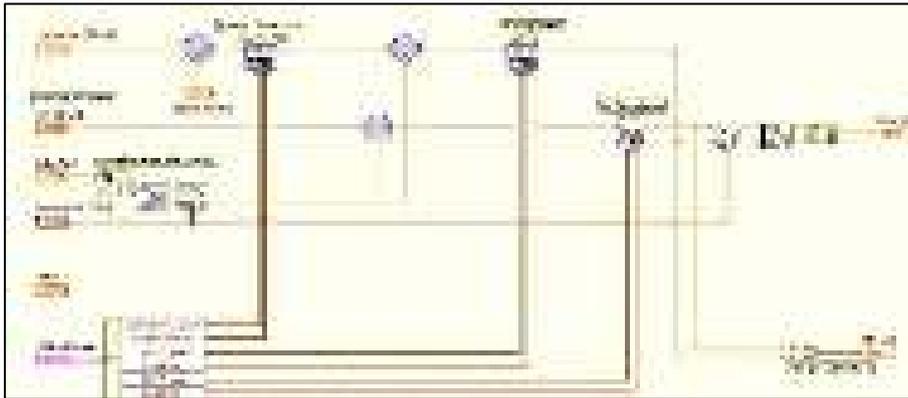
Gambar 3.7. Desain skema pewaktu pada simulasi

Pada bagian 5 merupakan block untuk menginputkan/memasukkan nilai parameter motor induksi yang digunakan pada simulasi. Pada bagian 6 merupakan block nilai respon kecepatan yang dihasilkan sistem, diantaranya setpoint, kecepatan maximal dan minimal yang dihasilkan sistem. Diagram block program dari sistem pada *LabView* ditunjukkan pada gambar 3.8.



Gambar 3.8. Diagram block program sistem pada labview

Pada gambar 3.8 merupakan diagram block program sistem pada *LabView*. Pada blok diagram di atas terdapat beberapa bagian, yaitu pada bagian 1 merupakan block dari *vector control* yaitu *Field Oriented Control* (FOC). Bagian 2 merupakan block dari inverter 3 fasa dengan teknik *switching* (sinyal pembangkitan) SPWM. Bagian 3 merupakan block dari pemodelan motor induksi. Bagian 4 merupakan block dari pengaturan dari set point kecepatan. Bagian 5 merupakan block saat pengamatan dalam kondisi keadaan dinamis yaitu pengaturan dari perubahan nilai beban. Perubahan beban dilakukan ketika sistem sudah mencapai *steady state* sehingga dapat diamati dan dianalisa dari *recovery time* dalam menuju ke *steady state* kembali. Bagian 6 merupakan block dari setting nilai parameter PID pada pengaturan *speed*, pengaturan *id* dan *iq*. Diagram blok dari PID *controller* pada pengaturan *speed Indirect Field Oriented Control* (IFOC) pada *LabView* ditunjukkan pada gambar 3.9.



Gambar 3.9. PID controller pada pengaturan speed IFOC LabView

Pada gambar 3.9 besarnya kecepatan *actual* yang didapatkan akan dikomparasikan dengan nilai set point kecepatan sehingga akan menghasilkan sinyal error yang digunakan sebagai input dari PID *controller* pada pengaturan *speed*. Pada penelitian pengaturan hanya dilakukan pada speed, sehingga nilai set point id dibuat konstan yaitu bernilai 1 Pu.

1.5 PERENCANAAN FIRST ORDER SLIDING MODE CONTROL (FoSMC)

Langkah awal dalam mendesain FoSMC diperlukan permodelan matematis dari sistem yang akan dikontrol. Pada tesis ini sistem yang akan dikontrol yaitu kecepatan pada motor induksi. Permodelan matematis dari *speed controller* pada IFOC dapat dituliskan seperti persamaan (3.24).

$$\dot{\omega}_r = \frac{P}{2J} T_e - \frac{P}{2J} T_l \quad (3.24)$$

Dimana:

ω_r = Variabel state

T_e = Input variable

T_l = Disturbance/gangguan

Setelah didapatkan permodelan dari sistem maka langkah selanjutnya yaitu mendesain sliding surface. Pemilihan sliding surface bertujuan agar state dapat menuju permukaan luncur/sliding dari sembarang kondisi awal. Persamaan umum dari sliding surface seperti pada persamaan (3.25).

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e \quad (3.25)$$

Dengan: n =orde sistem/derajat sliding surface, λ adalah konstanta positif, dan

$$e = \omega_r - \omega_{r(desire)}$$

Pada dynamic dari speed controller merupakan sistem orde 1, sehingga $n=1$, maka didapatkan persamaan (3.26).

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{1-1} e$$

$$s = e = \omega_r - \omega_{r(desire)} \quad (3.26)$$

Kondisi sliding mode tercapai jika $s=0$, apabila $s=0$ tercapai maka akan menyebabkan nilai error/ e menuju ke 0. Seperti pada persamaan (3.22), jika $s=0$ tercapai maka nilai e akan menuju ke 0. Untuk memenuhi syarat $s=0$ tercapai, maka diperlukan mendesain sebuah control input u , dimana pada sistem ini T_e (torsi elektrik) sebagai control input u . Untuk mendapatkan dynamic dari sistem maka persamaan sliding surface perlu diturunkan, maka didapatkan persamaan (3.27).

$$\dot{s} = \dot{e}$$

$$= \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{r(desire)}$$

$$= \frac{P}{2J} T_e - \frac{P}{2J} T_l - \dot{\omega}_{r(desire)} \quad (3.27)$$

Untuk menjamin kestabilan dari sliding surface yang telah didesain, maka perlu menganalisa kestabilan dari sliding surface tersebut. Salah satu metode untuk menganalisa kestabilan dari sliding surface yaitu menggunakan *lyapunov stability*. Pada *lyapunov stability*, sistem dikatakan stabil atau konvergen ke 0 apabila memenuhi 2 syarat yaitu [21]:

- $v = \frac{1}{2} s^2 \rightarrow positive\ definite\ (v>0)$
- $\dot{v} = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot s \cdot \dot{s} = s \cdot \dot{s} \rightarrow negative\ definite\ (v<0)$

Dengan menggunakan persamaan *lyapunov* (3.28) untuk menjamin kestabilan:

$$v = \frac{1}{2} s^2 \quad (3.28)$$

Maka didapatkan:

- $v = \frac{1}{2}s^2 \rightarrow \rightarrow$ *positive definite* ($v > 0$) (terpenuhi)
- $\dot{v} = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot s \cdot \dot{s} = s \cdot \dot{s} \rightarrow$ *negative definite* ($v < 0$)
 $= s \cdot \left(\frac{P}{2J}u - \frac{P}{2J}T_l - \dot{\omega}_{r(desire)} \right)$
 $= s(-|T_l| - \alpha s - k \text{sign}(s))$
 $= -s|T_l| - \alpha s^2 - k |s|$

Terpenuhi dengan syarat: $k > T_l$ dan $\alpha > 0$,

dengan batas $0 < T_l \leq 5,45 \text{ Nm}$ (*datasheet motor*)

Dimana: $T_l =$ Disturbance (Torsi Beban)

$\alpha =$ Konstanta positif

$k =$ Konstanta positif

Untuk mendapatkan control input u yang mampu membawa status trayektori menuju keadaan sliding dan mempertahankan agar tetap berada di sekitar permukaan sliding, maka diperlukan dua macam control input u . Sinyal kendali yang pertama adalah sinyal kendali ekivalen yang berfungsi untuk membawa menuju keadaan sliding supaya tercapai $s=0$ (u_{eq}) dan sinyal kendali yang kedua adalah sinyal kendali yang berfungsi untuk mempertahankan tetap berada dipermukaan sliding surface (u_{smc}) atau mengkompensasi adanya nilai disturbance/ketidakpastian. Nilai sinyal kendali u_{eq} didapatkan dari invers *dynamic modelling* sistem, sedangkan nilai sinyal kendali u_{smc} merupakan sinyal kendali yang kita desain yang sudah teruji kestabilannya melalui teori *lyapunov stability*. Sehingga didapatkan control input u pada persamaan (3.29) [1].

$$u = u_{eq} + u_{smc} \quad (3.29)$$

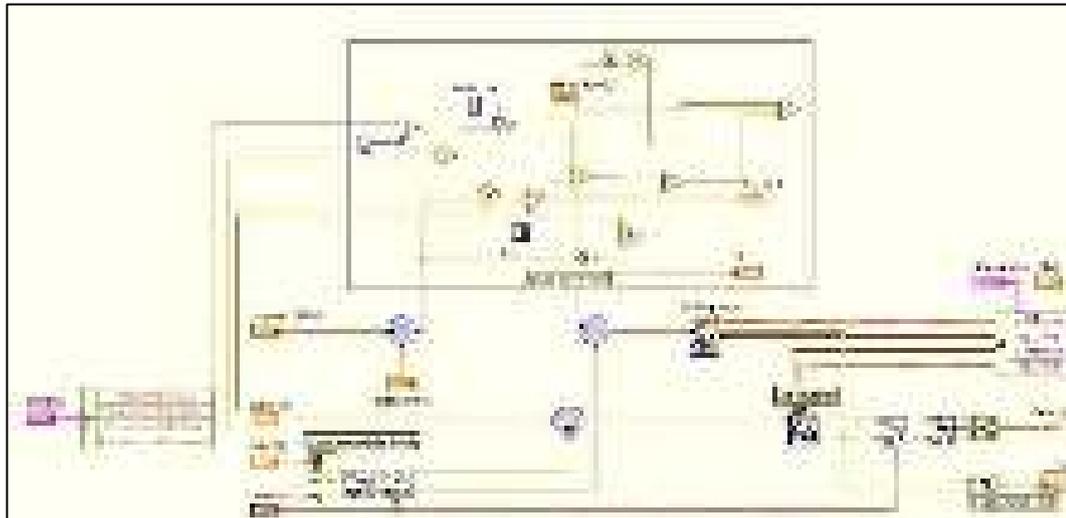
Dengan:

- $u_{eq} = \frac{2J}{P} (\dot{\omega}_{r(desire)})$
- $u_{smc} = -\alpha s - k \text{sign}(s)$

Sehingga didapat persamaan (3.30).

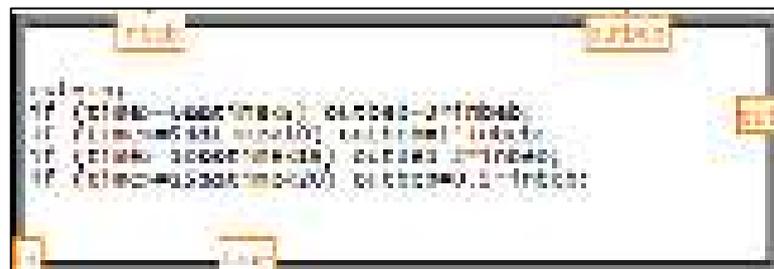
$$u = \frac{2J}{P} (\dot{\omega}_{r(desire)}) - |T_l| - \alpha s - k \text{sign}(s) \quad (3.30)$$

Setelah mendesain *control First Order Sliding Mode Control (FoSMC)* pada *speed controller*, selanjutnya membuat simulasi pada LabView. Rangkaian dari simulasi FoSMC seperti pada gambar 3.10.



Gambar 3.10. Rangkaian simulasi FoSMC

Simulasi dilakukan dengan variasi nilai beban/disturbance dengan waktu simulasi 20 detik dengan aturan seperti pada gambar 3.11.



Gambar 3.11. Load Control

1.6 PERENCANAAN BOUNDARY SLIDING MODE CONTROL (BOUNDARY-SMC)

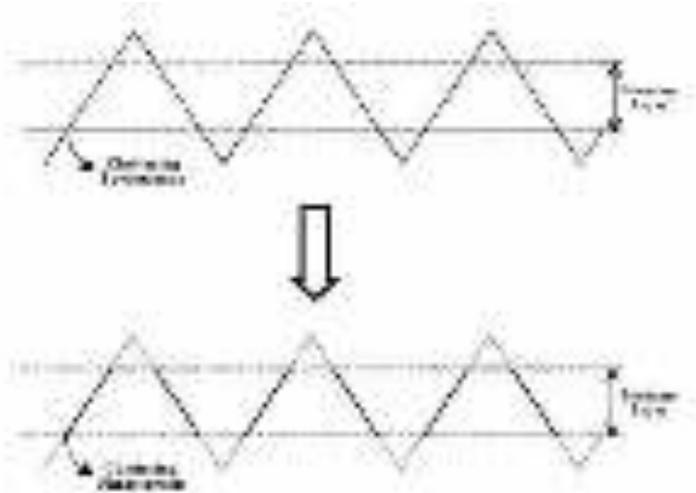
Salah satu cara untuk mengurangi/mereduksi fenomena *chattering* pada SMC yaitu dengan *Boundary-SMC*. Sehingga dapat mengurangi penggunaan konsumsi daya. Pada *Boundary-SMC*, fungsi $\text{sign}(s)$ pada SMC diberikan batas tipis (*boundary layer*) untuk mengurangi fenomena *chattering*. Batas tipis pada

boundary-SMC menggunakan fungsi saturasi. Dimana nilai dari batas atas dan batas bawah seperti pada persamaan (3.31) [3].

$$sat(S(\bar{x}; t)) = \begin{cases} sign(S(\bar{x}; t)) & \text{untuk } |S(\bar{x}; t)| > \beta_l \\ \frac{S(\bar{x}; t)}{\beta_l} & \text{untuk } |S(\bar{x}; t)| \leq \beta_l \end{cases} \quad (3.31)$$

Dimana: β_l = konstanta positif dari fungsi saturasi

Untuk lebih jelasnya terkait ilustrasi dari boundry-SMC seperi pada gambar 3.12 Dapat dilihat bahwa konsep dari boundary-SMC yaitu memotong amplitude dari fenomena chattering sesuai dengan besarnya nilai batas dari fungsi saturasi, sehingga fenomena chattering dapat direduksi.



Gambar 3.12 Konsep Boundry-SMC [3]

Langkah awal dalam mendesain Boundry-SMC tidak jauh berbeda dengan FoSMC. Yaitu hanya mengganti fungsi sign(s) pada control input u dengan fungsi saturasi ($\beta_l sat(s)$). Sehingga didapatkan control input u pada persamaan (3.32).

$$u = u_{eq} + u_{smc} \quad (3.32)$$

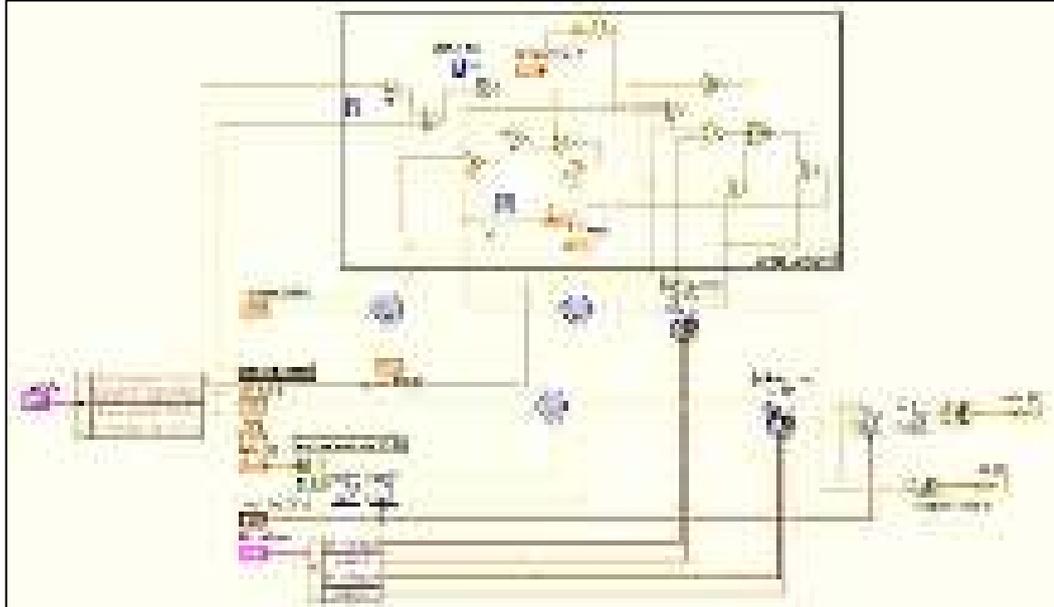
Dengan:

- $u_{eq} = \frac{2J}{p} (\dot{\omega}_{r(desire)})$
- $u_{boundary-smc} = -\alpha s - \beta_l sat(s)$

Sehingga didapat persamaan (3.33)

$$u = \frac{2J}{p} (\dot{\omega}_{r(desire)}) - |T_l| - \alpha s - \beta_l sat(s) \quad (3.33)$$

Setelah mendesain *control Boundary-SMC* pada *speed controller*, selanjutnya membuat simulasi pada LabView. Rangkaian dari simulasi FoSMC seperti pada gambar 3.13.



Gambar 3.13 Rangkaian simulasi Boundary-SMC

Simulasi dilakukan dengan variasi nilai beban/disturbance dengan waktu simulasi 20 detik dengan aturan seperti pada gambar 3.11.

1.7 PERENCANAAN SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)

Salah satu cara dalam mereduksi fenomena chattering dengan mempertahankan kekokohan sistem yaitu dengan *high order sliding mode control*, yang mana pada tesis ini menggunakan *second order sliding mode control (SoSMC)*. Prinsip dari SoSMC yaitu menggeser fungsi sign yang merupakan fungsi *discontinue* tidak muncul pada orde pertama, tetapi dibawa ke orde dua (orde tinggi). Algoritma yang digunakan pada SoSMC tesis ini menggunakan algoritma *super twisting*. Algoritma super-twisting adalah jenis sliding mode control orde dua, yang lintasannya dalam bidang fase bergerak pada pola spiral terdistorsi dan konvergen ke titik asal secara asimtotik atau dalam waktu terbatas. Dalam algoritma super-twisting, kesalahan kontrol dan integralnya telah digunakan untuk

mengimplementasikan permukaan kontrol. Metode ini menggabungkan keunggulan utama sliding mode control dan kontrol linier konvensional. Persamaan umum dari sistem kontrol super twisting seperti pada persamaan (3.34)-(3.36).

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.34)$$

Dengan:

$$u_1(t) = -\alpha\sqrt{|x(t)|}\text{sign}[x(t)], \alpha > 0 \quad (3.35)$$

$$\dot{u}_2(t) = -\beta\text{sign}[x(t)], \beta > 0 \quad (3.36)$$

Dimana $\alpha > 0$ dan $\beta > 0$ adalah konstanta positif parameter kontrol dan $x(t)$ merupakan sliding surface.

Langkah awal dalam mendesain SoSMC diperlukan permodelan matematis dari sistem yang akan dikontrol. Pada tesis ini sistem yang akan dikontrol yaitu kecepatan rotor pada motor induksi. Permodelan matematis dari *speed controller* pada IFOC seperti pada pembahasan sebelumnya. Dalam mendesain control input u pada SoSMC tidak jauh berbeda dengan FoSMC, perbedaan terletak pada nilai sinyal kendali u_{smc} . Sehingga didapatkan control input u pada persamaan (3.37).

$$u = u_{eq} + u_{smc} \quad (3.37)$$

Dengan:

- $u_{eq} = \frac{2J}{p}(\dot{\omega}_{r(desire)})$
- $u_{smc} = u_{ST} = u_1 + u_2$

Dimana u_1 dan u_2 seperti pada persamaan (3.35) dan (3.36).

Sehingga didapatkan control u seperti pada persamaan (3.38).

$$u = \frac{2J}{p}(\dot{\omega}_{r(desire)}) - \int \beta\text{sign}(s) - (\alpha|s|^{0.5}\text{sign}(s)) \quad (3.38)$$

Dimana nilai parameter α dan β dapat ditentukan melalui teorema analisa kestabilan Lyapunov.

Untuk menjamin kestabilan dari control yang telah didesain. Salah satu metode untuk menganalisa kestabilan yaitu menggunakan *Lyapunov stability*. Pada sistem orde dua, dalam melakukan analisa dengan *Lyapunov stability*, terlebih dahulu membuat persamaan baru seperti pada persamaan (3.39).

$$\begin{aligned}\dot{s} &= -\varepsilon|\sigma_\omega|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(s) + \theta\varphi_\omega \\ \dot{\varphi}_\omega &= -\eta\text{sign}(s)\end{aligned}\quad (3.39)$$

Dimana:

s = sliding surface

$\varepsilon, \theta, \eta$ = konstanta

Sistem dikatakan stabil atau konvergen ke 0 apabila memenuhi 2 syarat yaitu [21]:

- $V(s, \varphi) = \zeta^T P \zeta \rightarrow$ *positive definite* ($v > 0$)
- $\dot{V}(s, \varphi) = \zeta^T P \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P \zeta \rightarrow$ *negative definite* ($v < 0$)

Maka didapatkan:

- $V(\sigma, \varphi) = \zeta^T P \zeta \rightarrow$ *positive definite* ($v > 0$)

Dengan:

$$\zeta^T = \left[\left| |s|^{\frac{1}{2}} \right|, \varphi_\omega \right]$$

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\eta + \varepsilon^2 & -\varepsilon\theta \\ -\varepsilon\theta & 2\theta^2 \end{bmatrix}, P = \text{positive symmetric matrix}$$

Supaya kondisi V menghasilkan *positive definite*, maka matriks P harus bernilai simetri positif, yaitu nilai determinannya bernilai positif. Sehingga nilai parameter $\varepsilon, \theta, \eta$ yang digunakan/yang dipilih harus memenuhi syarat dari matriks P yaitu matrik P harus simetri positif.

- $\dot{V}(s, \varphi) = \zeta^T P \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P \zeta \rightarrow$ *negative definite* ($v < 0$)

Dengan:

$$\begin{aligned}\dot{\zeta} &= \begin{bmatrix} \frac{\dot{s}}{2|s|^{\frac{1}{2}}} \\ \dot{\varphi}_\omega \end{bmatrix} = -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{2}|s|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(s) - \frac{\theta}{2}\varphi_\omega \\ \eta|s|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(s) \end{bmatrix} \\ &= -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{2} & -\frac{\theta}{2} \\ \eta & 0 \end{bmatrix} \zeta\end{aligned}$$

Sehingga didapatkan:

$$\begin{aligned}\dot{V}(s, \varphi) &= \zeta^T P \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P \zeta \\ &= -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \zeta^T \left(P \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{2} & -\frac{\theta}{2} \\ \eta & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{2} & \eta \\ -\frac{\theta}{2} & 0 \end{bmatrix}^T P \right) \zeta \\ &= -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \zeta^T X \zeta\end{aligned}$$

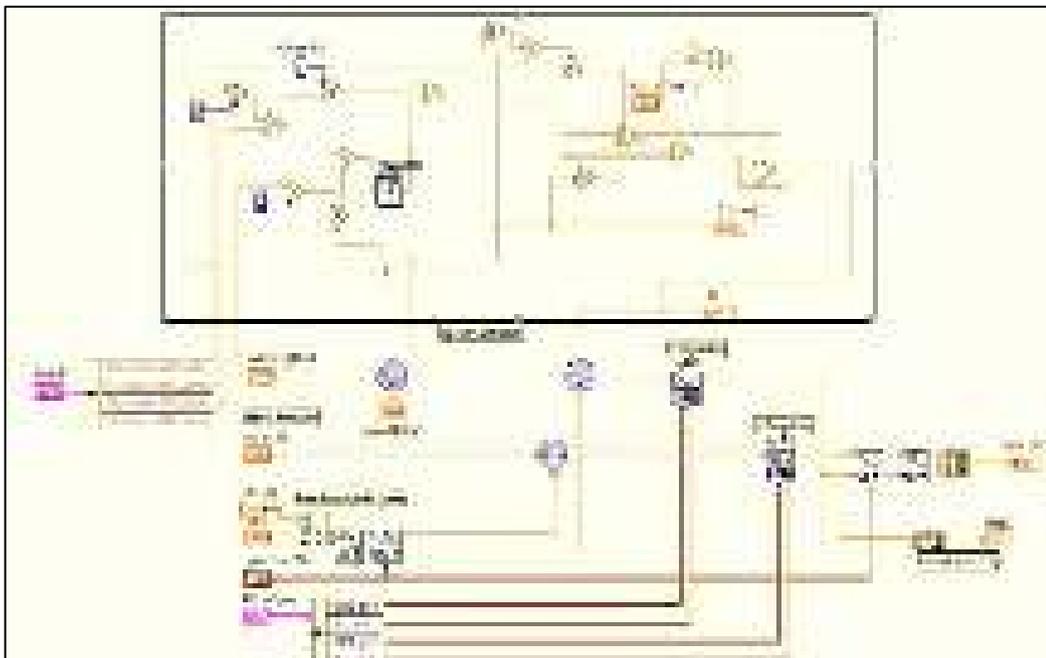
Dimana:

$$X = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4\varepsilon\eta + \varepsilon^3 - 2\varepsilon\theta\eta & -2\theta\eta - \varepsilon^2\theta + 2\theta^2\eta \\ -2\theta\eta - \varepsilon^2\theta + 2\theta^2\eta & \varepsilon\theta^2 \end{bmatrix}$$

X = positive definite

Dengan nilai matrik P simetri positif, maka nilai dari matrik X akan bernilai positif definit, sehingga syarat yang kedua yaitu $\dot{V}(\sigma, \varphi)$ harus bernilai negative definit dapat terpenuhi.

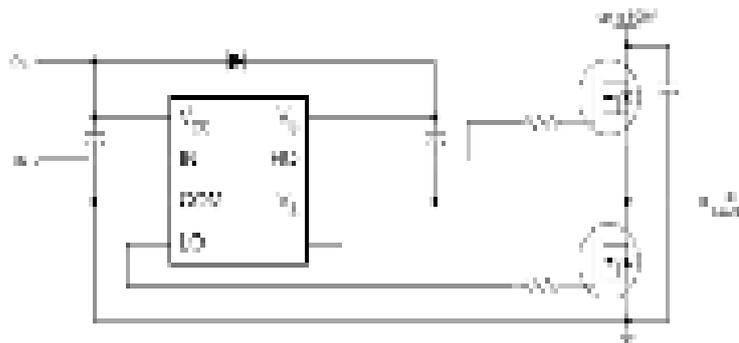
Setelah mendesain *control Second Order Sliding Mode Control (SoSMC)* pada *speed controller*, selanjutnya membuat simulasi pada LabView. Rangkaian dari simulasi SoSMC seperti pada gambar 3.14.



Gambar 3.14 Rangkaian simulasi SoSMC

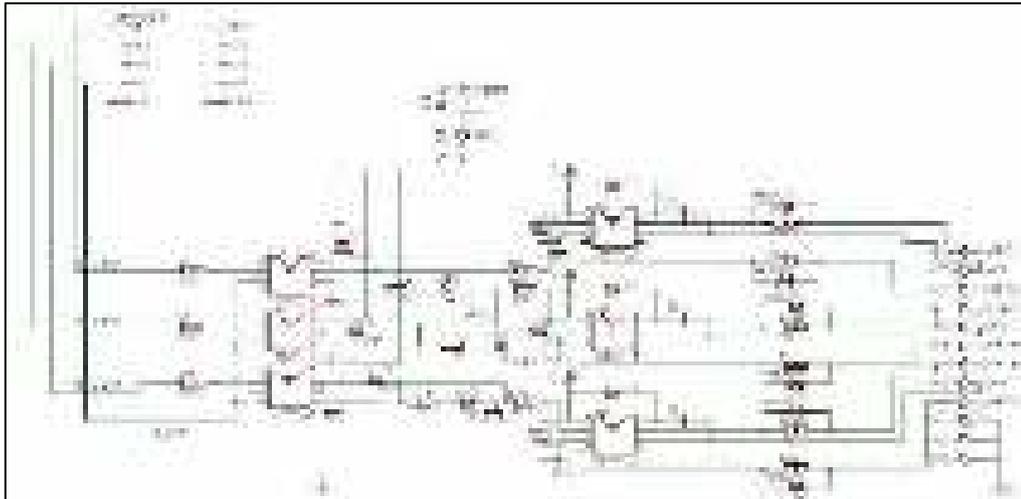
1.8 PERENCANAAN DRIVER INVERTER 3 FASA

Driver inverter 3 fasa digunakan sebagai penyulut IGBT yang digunakan pada rangkaian inverter karena pulsa luaran dari myrio tidak mampu menyulut IGBT secara langsung. Tegangan luaran myrio sebesar ± 3 V, sedangkan tegangan penyulutan IGBT sebesar ± 12 V sehingga dibutuhkan *driver* IGBT inverter tiga fasa sebagai penyulut IGBT pada inverter. Pada penelitian ini menggunakan IC IR2111 sebagai driver IGBT inverter 3 fasa. IR2111 merupakan jenis IC yang memiliki satu buah masukan, tapi memiliki dua buah keluaran yang dilengkapi dengan *dead time*. *Dead time* adalah waktu yang dibutuhkan oleh sebuah *output* untuk berubah dari kondisi *high* ke *low*. IC ini memberikan nilai *dead time* selama 700 ns dan dapat bekerja pada tegangan 600 volt. Inverter yang digunakan pada sistem ini adalah inverter 3 fasa maka digunakan 3 buah IC IR2111 yang masing-masing dihubungkan dengan 2 buah IGBT pada rangkaian inverter 3 fasa. Pada pembuatan skematik, terdapat dua jenis IC, yaitu IC IR2111 dan FOD3182. IC IR2111 merupakan *driver* untuk inverter tiga fasa sedangkan FOD3182 merupakan IC *optocoupler*. *Optocoupler* merupakan rangkaian pemisah yang digunakan untuk mengopel suatu sinyal agar bagian kontrol dan bagian yang dikontrol tidak terhubung secara langsung, sehingga apabila terjadi kerusakan pada bagian yang dikontrol tidak menyebabkan kerusakan pada bagian kontrol. Gambar rangkaian *driver* IGBT IR 2111 ditunjukkan pada Gambar 3.15.



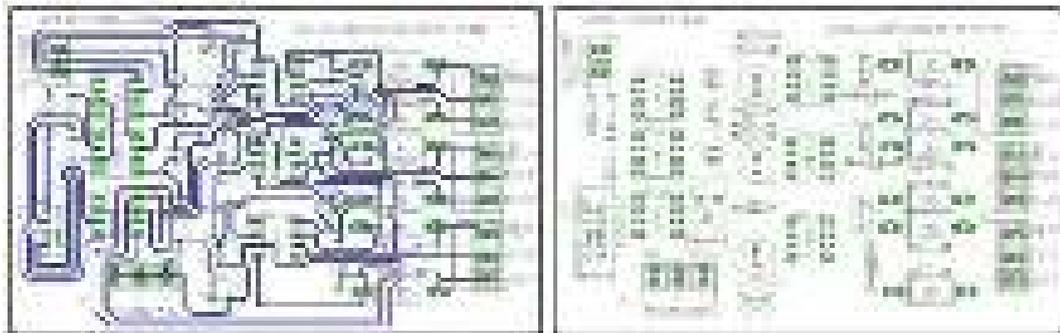
Gambar 3.15 Rangkaian Driver IGBT IR 2111

Berikut adalah desain dari driver IGBT yang digunakan dalam tesis ini menggunakan software EAGLE pada Gambar 3.16.

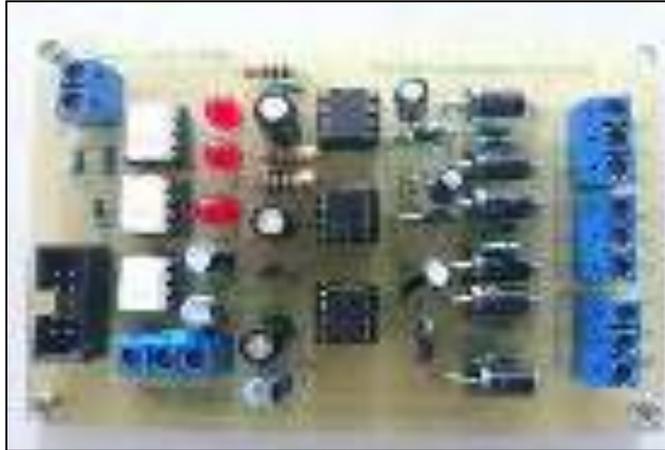


Gambar 3.16. Rangkaian schematic driver mosfet pada software EAGLE

Suplai tegangan yang digunakan berasal dari *Accumulator* yang kemudian diturunkan tegangannya menjadi 12 V dengan menggunakan *DC-DC Isolated*. Pada rangkaian tersebut terdapat beberapa LED yang berfungsi sebagai indikator saat driver bekerja selain itu juga terdapat *diode block* yang dipasang secara paralel dengan sebuah resistor dimana *diode block* berfungsi untuk memblock bila terjadi arus balik yang menuju ke driver. Seperti pada Gambar 3.17 merupakan board dari driver inverter sedangkan pada Gambar 3.18 merupakan hardware dari driver inverter.



Gambar 3.17 Board driver inverter 3 fasa pada software EAGLE



Gambar 3.18 *Hardware driver inverter 3 fasa*

Pembuatan driver Inverter 3 Fasa ini menggunakan 3 buah IC IR2111 dan FOD 3182. Hal ini dikarenakan pada pembangkitan sinyal SPWM pada inverter 3 Fasa membutuhkan 3 sinyal pembangkitan dengan perbedaan sudut 120 pada *microcontroller*, ketiga sinyal tersebut kemudian dihubungkan ke *optocoupler* yaitu menggunakan FOD3182 kemudian dihubungkan pada IC IR211 sehingga akan menghasilkan sinyal pembangkitan HIGH dan LOW pada masing – masing sinyal.

1.9 PERENCANAAN INVERTER 3 FASA

Inverter digunakan untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC. Tegangan AC tersebut digunakan untuk sumber tegangan dari motor induksi 3 fasa. Pada penelitian ini daya motor induksi 3 fasa yang digunakan sebesar 1.5 HP atau 1200 W; 220 Vrms hubung delta. Dari spesifikasi daya dan tegangan motor tersebut maka dapat digunakan untuk mendesain rangkaian inverter tiga fasa. Rangkaian inverter 3 fasa yang dibuat akan dijelaskan sebagai berikut:

1. Perhitungan daya inverter dengan asumsi efisiensi sebesar 85 %

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%$$

$$85 \% = \frac{1200}{P_{in}} \times 100\%$$

$$P_{in} = \frac{1200}{0,85}$$

$$P_{in} = 1412 \text{ Watt}$$

Jadi daya minimal rangkaian inverter tiga fasa yang dibuat sebesar 1412 Watt (pembulatan 1,5KW minimal).

2. Perhitungan arus nominal motor untuk menentukan tipe IGBT yang digunakan dalam satu rangkaian inverter 3 fasa.

$$\begin{aligned} I_{motor} &= \frac{P_{motor}}{\sqrt{3} \times V_{motor} \times \cos\phi} \\ &= \frac{1200}{\sqrt{3} \times 220 \times 0,79} \\ &= 3,986 \text{ A} \end{aligned}$$

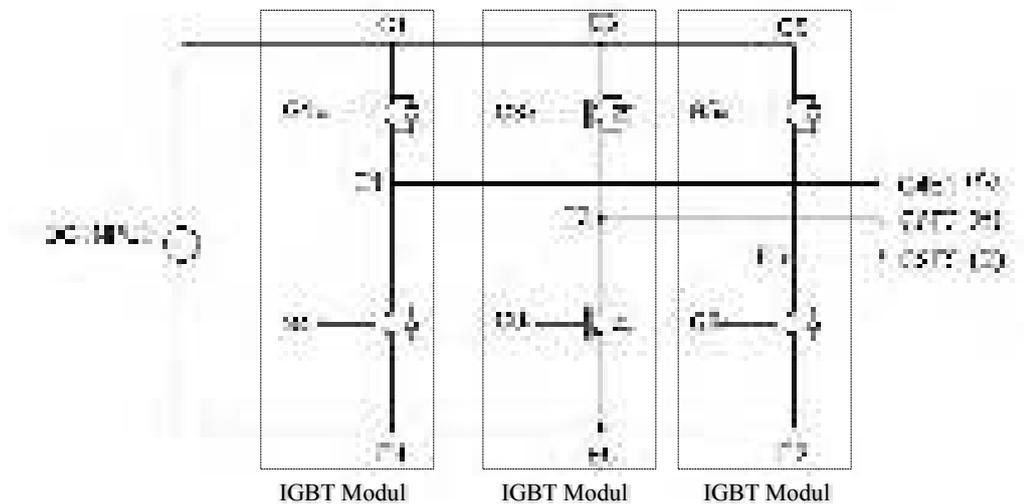
Dari perhitungan arus tersebut, maka dapat ditentukan arus minimal dari IGBT yang digunakan yaitu minimal sebesar 3,986 A x 12 (Pada saat kondisi starting motor) = 47,832 Ampere. Sehingga pada penelitian ini, IGBT yang digunakan yaitu IGBT modul dengan tipe 2MBI/150TA-060 sebanyak 3, dengan kapasitas arus sebesar 60 Ampere. Berikut Hardware inverter 3 Fasa dengan menggunakan IGBT modul yang dapat dilihat pada Gambar 3.19.



Gambar 3.19 Hardware inverter 3 fasa

Pada tesis ini inverter 3 Fasa didesain dengan 3 buah IGBT modul yang tersusun seperti Gambar 3.19, dimana komponen *switching* yang digunakan adalah IGBT dengan tipe 2MBI/150TA-060. Pemilihan IGBT tipe tersebut dikarenakan memiliki tegangan kerja (V_{CE}) yang besar yakni 600V dan arus (I_c) sebesar 150A pada kondisi *continuous* dan 300A pada kondisi *impulsed* sehingga menjadikan

IGBT ini dapat digunakan pada Inverter 3 Fasa yang beroperasi pada tegangan (V_{rms}) 220V dengan tegangan puncak (V_{max}) sebesar 311V, serta pada penggunaan arus yang tinggi pada saat dibebani. Rangkaian dari inverter 3 fasa dengan menggunakan IGBT modul tipe 2MBI/150TA-060 seperti pada gambar 3.20.



Gambar 3.20 Rangkaian inverter 3 fasa dengan IGBT modul

Seperti dalam kasus inverter tiga fase enam langkah, saklar pada Gambar 3.20 adalah dikontrol berpasangan (S_1, S_4), (S_2, S_5), dan (S_3, S_6). Ketika satu saklar dalam pasangan ditutup, yang lainnya terbuka. Setiap pasang saklar memerlukan referensi *sinusoidal* yang terpisah. Ketiga referensi *sinusoidal* terpisah 120° untuk menghasilkan output 3 fasa yang seimbang. Kendali saklarnya adalah sebagai berikut:

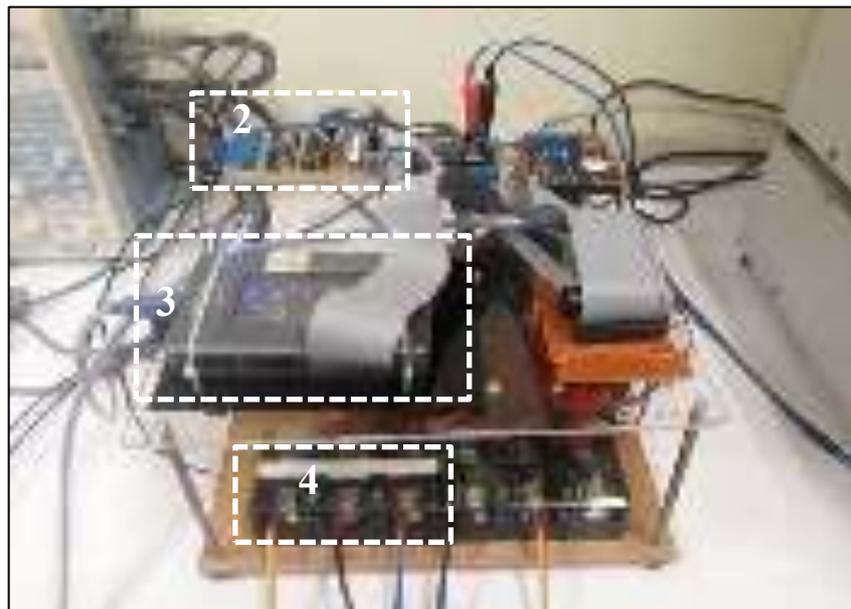
- S_1 is on when $v_a > v_{tri}$
- S_2 is on when $v_c > v_{tri}$
- S_3 is on when $v_b > v_{tri}$
- S_4 is on when $v_a < v_{tri}$
- S_5 is on when $v_c < v_{tri}$
- S_6 is on when $v_b < v_{tri}$

Pada Inverter yang telah dibuat, hanya terdapat pengaman arus balik yaitu adanya diode block pada masing-masing IGBT, selain itu pengaman arus balik juga terpasang pada driver IGBT, sehingga diharapkan dapat mengamankan peralatan jika terdapat arus balik dan tegangan back emf yang disebabkan ketika motor

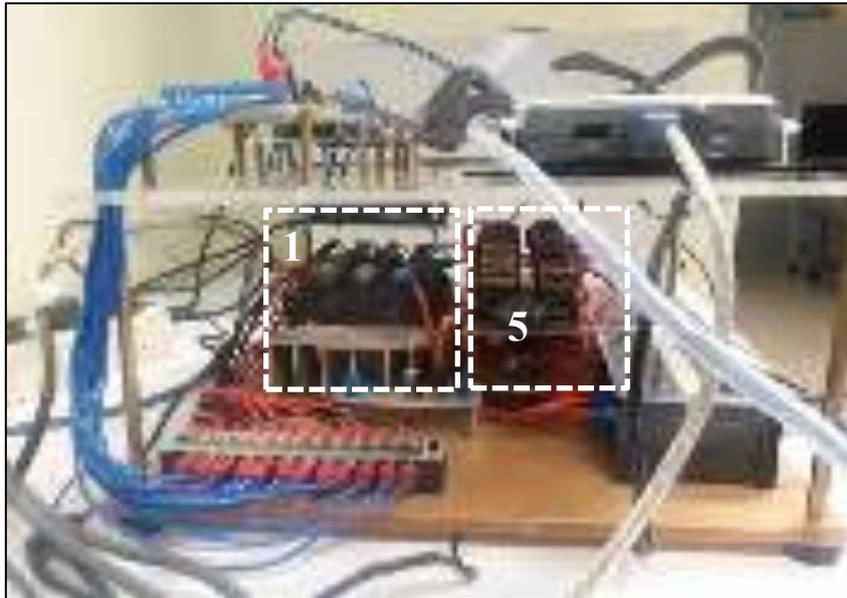
berfungsi sebagai generator, yaitu ketika pelepasan DC input sehingga menyebabkan masih adanya putaran sisa pada motor yang menjadikan motor berfungsi sebagai generator. Selain itu pada inverter yang telah dibuat tidak adanya pengamanan arus lebih serta pengamanan unbalance voltages. Sehingga hanya bisa digunakan untuk beban 1,2 KW.

1.10 INTEGRASI HARDWARE

Pada gambar 3.21 dan 3.22 merupakan keseluruhan hardware yang digunakan pada tesis, dimana ada beberapa bagian yaitu pada bagian 1 merupakan bagian dari inverter 3 fasa, bagian 2 merupakan driver inverter 3 fasa, bagian 3 merupakan myrio, bagian 4 merupakan konektor/input ke motor serta bagian 5 merupakan sensor arus yang digunakan.



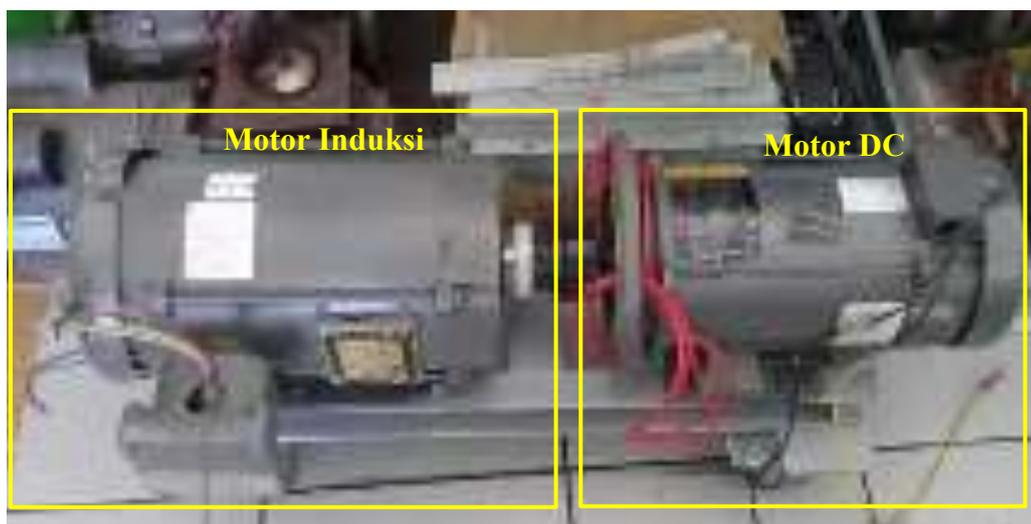
Gambar 3.21. Hardware keseluruhan 1



Gambar 3.22. Hardware keseluruhan 2

1.11 PERENCANAAN MEKANIK MOTOR INDUKSI 3 FASA DENGAN BEBAN (MOTOR DC)

Selanjutnya adalah desain mekanik motor induksi 3 fase dengan couple berupa motor DC sebagai beban. Adanya couple motor induksi dengan motor DC, maka torsi motor induksi sama dengan torsi motor DC (yang dianggap sebagai beban). Sehingga uji pembebanan bisa dihitung dengan menghitung nilai torsi motor DC karena lebih mudah. Mekanik motor induksi yang digunakan pada tesis ini seperti pada Gambar 3.23.



Gambar 3.23 Mekanik Motor Induksi 3 Fasa yang Digunakan

Pada penelitian ini, menggunakan motor induksi 3 fasa dengan spesifikasi tegangan 220 Volt hubung delta dan daya 1200 Watt. Untuk memvalidasi data, pengaplikasian digunakan pada mobil listrik. Perancangan ini hanya berfokus pada beban mobil listrik sehingga mengabaikan perancangan mekanik, pengereman dan gangguan. Dimana mekanik mobil listrik yang digunakan ditunjukkan pada Gambar 3.24.



Gambar 3.24 Mekanik mobil listrik yang digunakan sebagai validasi data

Gambar mekanik di atas merupakan mobil listrik yang digunakan untuk memvalidasi data dengan bobot 208 kg dengan 1 penumpang. Mobil ini menggunakan satu buah penggerak yakni motor induksi 3 fasa dengan kapasitas daya sebesar 1200 W, dengan kecepatan nominal motor sebesar 1435 RPM dan rasio perbandingan *gear* 3:1.

Selain itu. Untuk memvalidasi data, pengujian dilakukan dengan besarnya torsi beban (mobil listrik), dengan asumsi perubahan berat mobil sehingga besarnya torsi beban juga berubah. Pengujian motor induksi yang digunakan pada mobil listrik mensimulasikan berjalannya mobil yang memiliki satu penumpang saat mobil berhenti, kemudian mensimulasikan menjalankan mobil listrik mulai kecepatan motor dari 0 RPM hingga high speed 1200 RPM, tetapi berfokus pada low speed, dan mempercepat sampai kecepatan tetap tercapai, menjaga kecepatan tetap ini untuk jangka waktu tertentu, kemudian mengurangi kecepatan sampai mobil berhenti. Karakteristik respon waktu yang diharapkan pada mobil listrik yaitu memiliki respon kondisi transient yang cepat sehingga respon kecepatan cepat

dalam menuju keadaan steady statenya. Untuk mensimulasikan ketika mobil berada dijalan yang bergelombang dan berlubang maka pada saat pengujian dilakukan perubahan torsi beban pada kondisi tertentu sebagai nilai gangguan/kondisi jalan bergelombang dan berlubang.

Sehingga pada uji laboratorium, motor DC beban bisa diatur nilai dan tegangannya untuk memperoleh torsi pengujian yang diinginkan. Persamaan (3.35) merupakan persamaan untuk menentukan torsi motor DC berdasarkan input tegangan dan arus. Tabel 3.2 merupakan tabel data pengujian motor induksi 3 fasa dengan beban motor DC.

Tabel 3.2 Uji Beban.

Kecepatan putar motor DC (RPM)	Perhitungan Torsi (Nm)	Tegangan Motor DC Beban (V)	Arus Motor DC Beban (A)
	0,5		
	1		
	1,5		
	2		
	2,5		

Persamaan (3.40) untuk menghitung besarnya torsi motor DC.

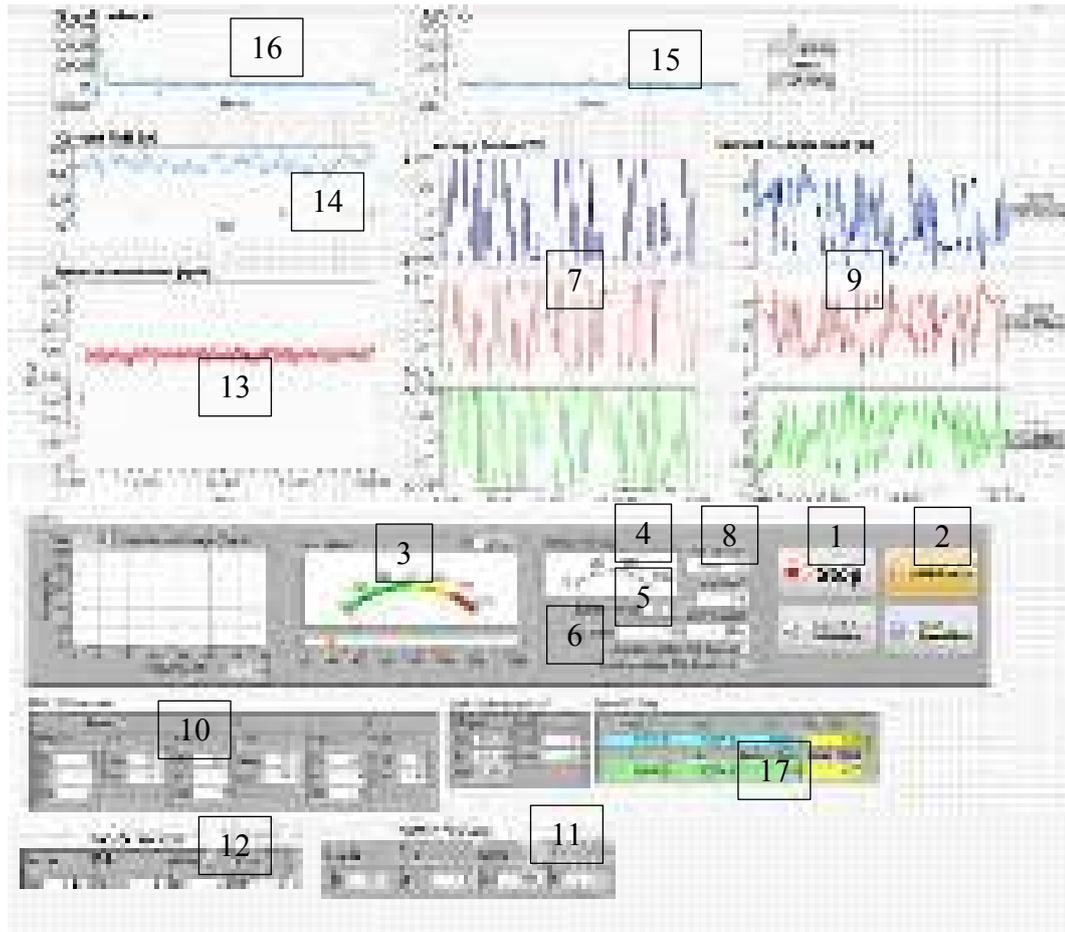
$$T = \frac{I_{dc} \times V_{dc}}{2\pi N/60} \quad (\text{Nm}) \quad (3.40)$$

Dengan N dalam rpm.

Sehingga pengujian ini nantinya dapat dijadikan validasi dalam pengujian penelitian ini. Analisis validasi data juga bisa menyatakan kemampuan motor induksi sebagai actuator pada plan yang diinginkan dengan ketentuan torsi motor induksi lebih besar dari torsi beban plan.

1.12 PERANCANGAN *SOFTWARE LABVIEW PADA HARDWARE*

Antar muka pada aplikasi LabVIEW FPGA yang digunakan pada penelitian ini seperti pada gambar 3.25.



Gambar 3.25 Antarmuka Aplikasi LabVIEW RT

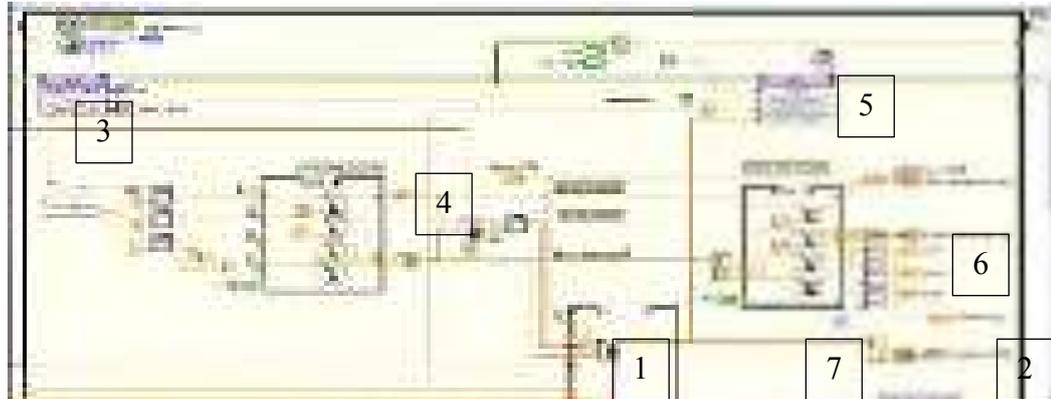
Penjelasan antarmuka pada aplikasi LabVIEW FPGA sebagai berikut:

1. Tombol *Stop*
2. *Enable Control*
Tombol virtual penentu untuk mengeluarkan luaran pada modul I/O.
3. *Setpoint*
Gauge virtual untuk sebagai masukan *setpoint* kecepatan dalam satuan rpm.
4. *dT [usec]*
Indikator teks yang menunjukkan lamanya waktu iterasi dalam satuan *microsecond*.
5. *Set dT [s]*
Textbox virtual untuk memasukkan *discrete Time* dalam satuan *microsecond*.

6. FOC set Id
Textbox virtual untuk mengatur nilai arus Id dalam satuan unit/PU.
7. Vabc Out
Indikator chart untuk menampilkan grafik tegangan luaran vektor kontrol menuju ke FPGA.
8. Pilihan mode
Pilihan mode berisi pengaturan untuk menjalankan mode kontrol skalar atau vektor (FOC) untuk kendali motor induksi 3 fasa.
9. *Current* Chart
Indikator chart untuk menampilkan pembacaan arus yang dibaca oleh sensor arus dalam satuan ADC.
10. FOC PID parameters
Berisi input parameter PID untuk kontrol kecepatan dan regulator Id dan Iq pada kendali FOC.
11. FoSMC Parameter
Berisi input parameter FoSMC untuk kontrol kecepatan.
12. SoSMC Parameter
Berisi input parameter SoSMC untuk kontrol kecepatan.
13. Speed measurement
Grafik kecepatan motor induksi secara *real time*.
14. *Current* RMS
Grafik nilai arus RMS pada 1 fasa.
15. Sliding Surface/Error measurement
Grafik sliding surface(s)/error pada kecepatan motor induksi.
16. Sinyal control u measurement
Grafik sinyal control u keluaran SMC.
17. ThesisRIO data
Merupakan indikator data nilai sensor yang merupakan stream dari FPGA.

1.12.1 Program aplikasi antarmuka LabVIEW RT

Gambar 3.26 menunjukkan program aplikasi pada antarmuka LabVIEW RT yang digunakan pada penelitian ini.



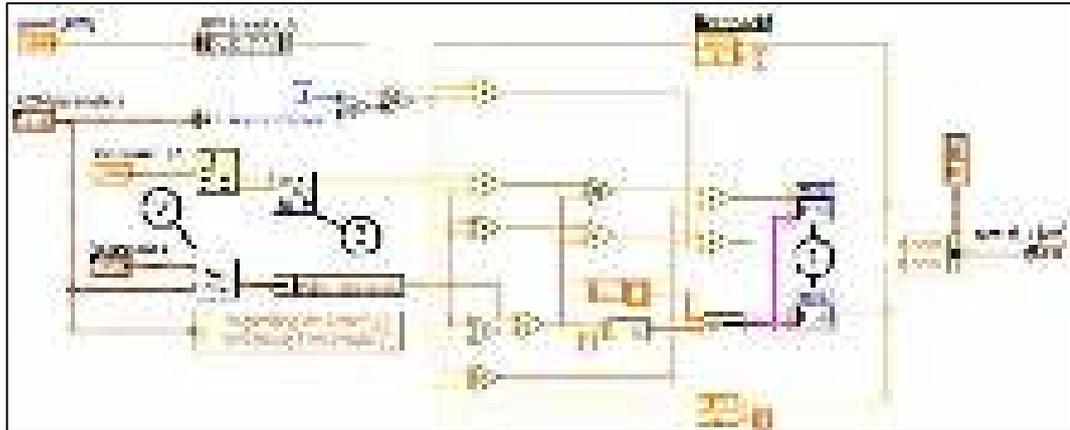
Gambar 3.26 Program Aplikasi LabVIEW RT

Gambar 3.26 menunjukkan program aplikasi pada antarmuka LabVIEW RT dengan penjelasan sebagai berikut:

1. Blok subprogram FOC (*Field Oriented Control*).
2. *Timeloop*.
Fungsi *loop* yang di eksekusi berdasarkan pengaturan waktu. Loop pada aplikasi ini adalah menggunakan *clock* 1MHz dengan *discrete Time* (dT)=0. Ini menandakan bahwa loop ini dieksekusi setiap $1/1\text{MHz} = 1 \text{ microsecond}$.
3. Blok untuk menjalin hubungan dengan LabVIEW FPGA, karena pembacaan sensor, *scaling* dan *filtering* dilakukan dalam LabVIEW FPGA.
4. Blok program estimasi/perkiraan fluksi.
5. Tegangan luaran hasil dari kontrol vektor diteruskan ke LabVIEW FPGA.
6. Menampilkan pembacaan arus pada *current chart*.
7. Menampilkan *Control Voltage* yang merupakan luaran dari kontrol vektor yang akan diolah oleh LabVIEW FPGA.

1.12.2 Program aplikasi *estimasi/perkiraan rotor flux*

Gambar 3.27 menunjukkan program aplikasi pada blok program rotor flux observer.



Gambar 3.27. Program Aplikasi *Estimasi Rotor Flux*.

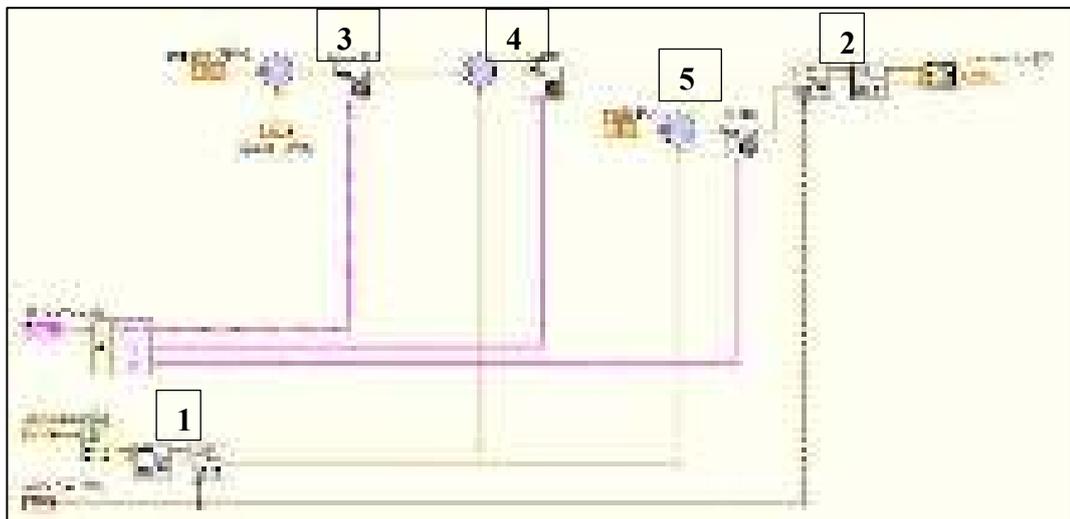
Gambar 3.27 menunjukkan kode aplikasi pada block program rotor flux observer dengan penjelasan sebagai berikut:

1. *Low pass filter* dengan persamaan (3.41)

$$\frac{1}{\frac{R_r}{L_m + L_r}s + 1} \quad (3.41)$$

2. Sub aplikasi temperatur *correction*.
3. Transformasi *abc-αβ*.

1.12.3 Program aplikasi Field Oriented Control dengan PID Controller pada Kendali Kecepatan

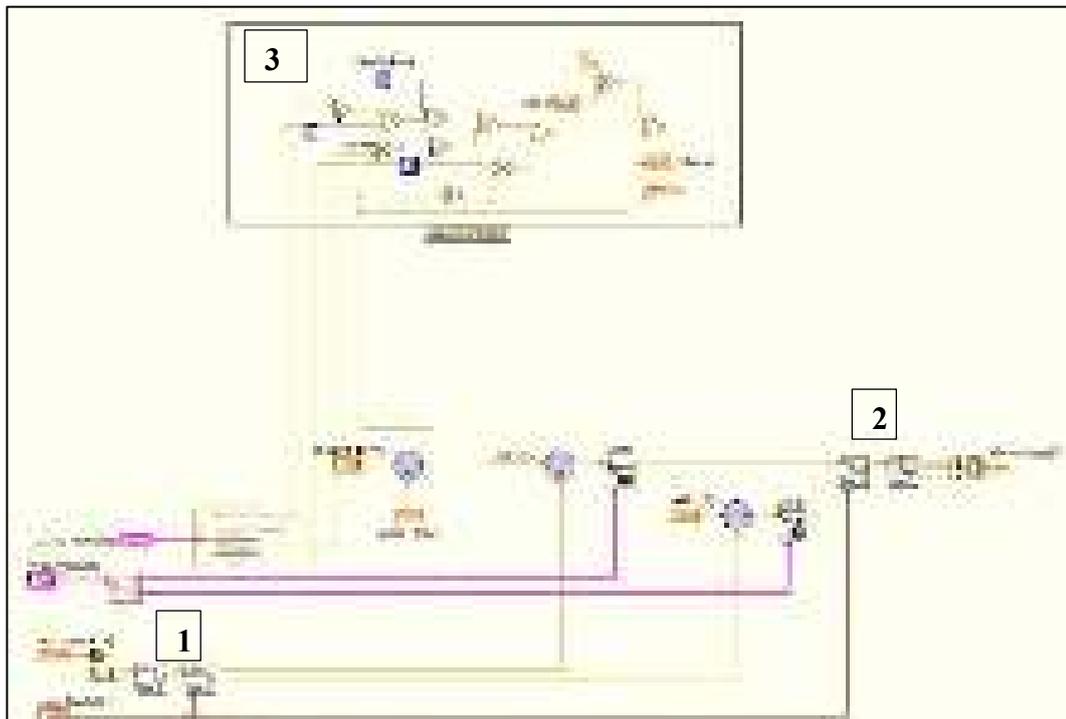


Gambar 3.28. Program Aplikasi FOC dengan PID Controller

Gambar 3.28 menunjukkan program aplikasi dari Field Oriented Control dengan penjelasan sebagai berikut:

1. Aplikasi transformasi $abc - dq$
2. Aplikasi transformasi $dq - abc$
3. Aplikasi *Speed control* dengan PID Controller
4. Aplikasi I_q dengan PID Controller
5. Aplikasi I_d dengan PID Controller

1.12.4 Program aplikasi Field Oriented Control dengan FoSMC pada Kendali Kecepatan

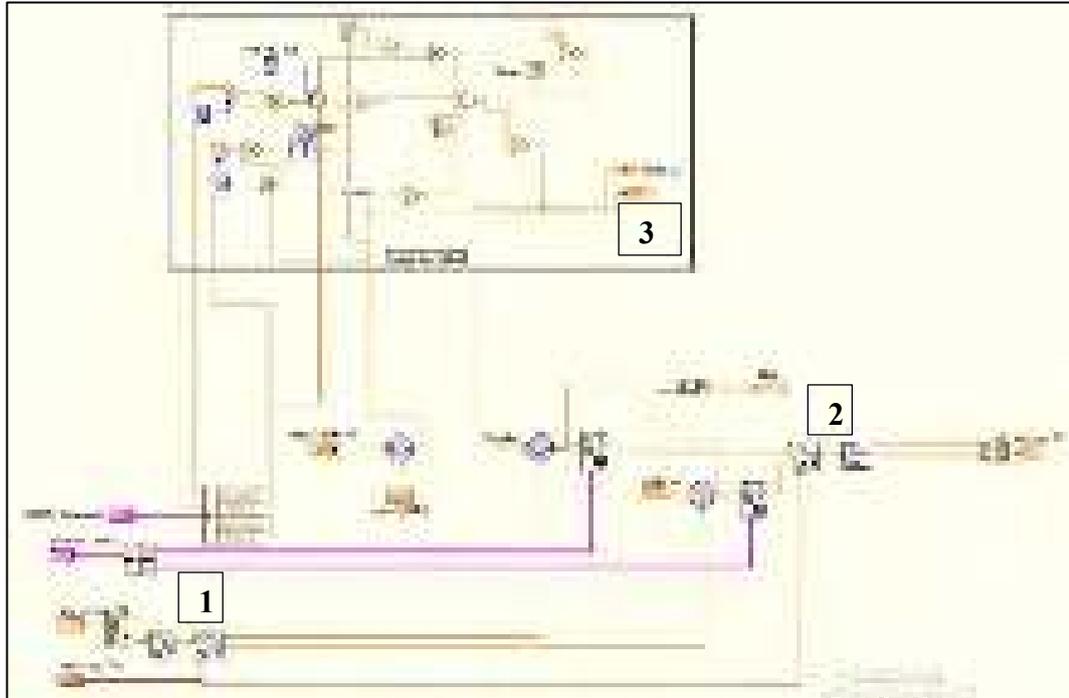


Gambar 3.29. Program Aplikasi FOC dengan FoSMC

Gambar 3.29 menunjukkan program aplikasi dari field oriented control dengan FoSMC dengan penjelasan sebagai berikut:

1. Aplikasi transformasi $abc - dq$
2. Aplikasi transformasi $dq - abc$
3. Aplikasi *Speed control* dengan FoSMC

1.12.5 Program aplikasi Field Oriented Control dengan SoSMC pada Kendali Kecepatan



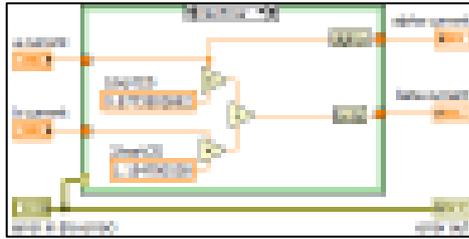
Gambar 3.30. Program Aplikasi FOC dengan SoSMC

Gambar 3.30 menunjukkan program aplikasi dari field oriented control dengan SoSMC dengan penjelasan sebagai berikut:

1. Aplikasi transformasi $abc - dq$
2. Aplikasi transformasi $dq - abc$
3. Aplikasi *Speed control* dengan SoSMC

1.12.6 Program aplikasi transformasi $abc-\alpha\beta$

Gambar 3.31 dan Gambar 3.32 menunjukkan program aplikasi dari transformasi abc ke $\alpha\beta$ dan inversnya.



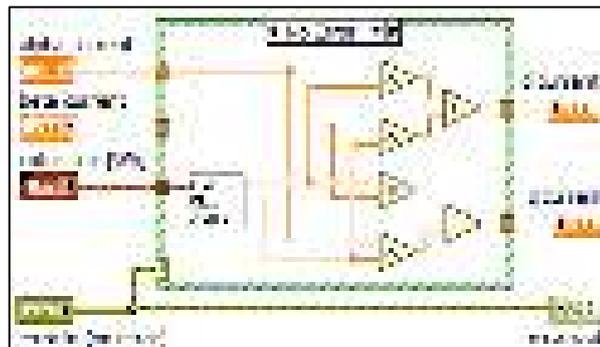
Gambar 3.31. Progam Aplikasi Transformasi abc- $\alpha\beta$.



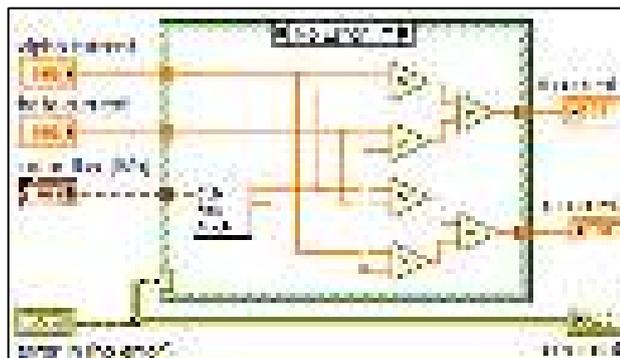
Gambar 3.32. Progam Aplikasi Transformasi $\alpha\beta$ -abc.

1.12.7 Progam aplikasi transformasi $\alpha\beta$ -dq

Gambar 3.33 dan Gambar 3.34 menunjukkan progam aplikasi dari transformasi $\alpha\beta$ ke dq dan inversnya.



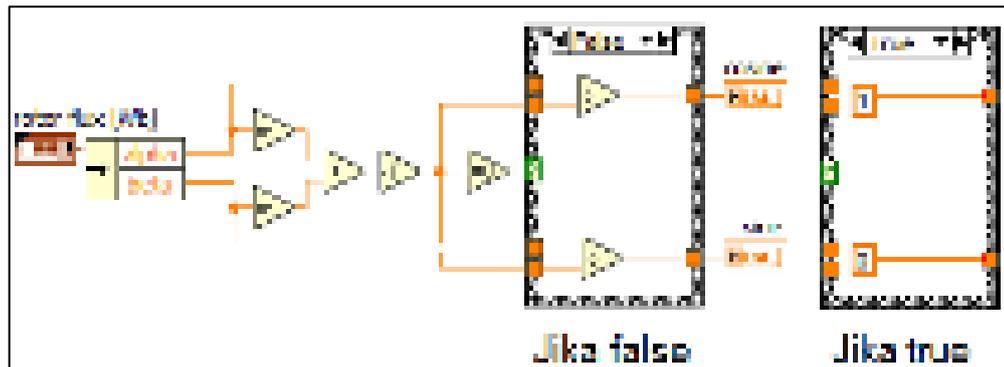
Gambar 3.33. Progam Aplikasi Transformasi $\alpha\beta$ -dq



Gambar 3.34. Progam Aplikasi Transformasi dq- $\alpha\beta$

1.12.8 Program aplikasi kalkulasi sudut fluksi

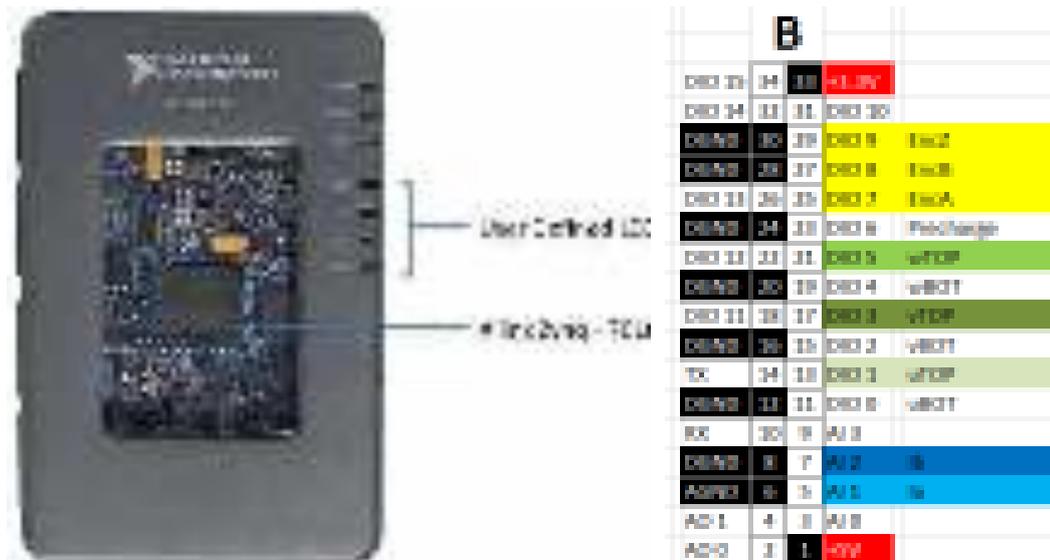
Gambar 3.35 menunjukkan program aplikasi kalkulasi sudut fluksi yang akan digunakan dalam kalkulasi transformasi $\alpha\beta$ -dq dan inversnya.



Gambar 3.35. Program Aplikasi Kalkulasi Sudut Fluksi

1.12.9 System on Chip (SoC) LabVIEW MyRIO

Implementasi kontroler FoSMC dan SoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi tiga fasa diterapkan dalam SoC LabVIEW MyRIO dengan spesifikasi pada Tabel 3.3, seperti pada Gambar 3.36. SoC inilah segala proses yang diprogram dalam aplikasi LabVIEW RealTime dan LabVIEW FPGA ditanamkan. Pin MyRIO yang digunakan seperti pada Gambar 3.36.



Gambar 3.36. SoC LabVIEW MyRIO

Tabel 3.3. Spesifikasi LabVIEW MyRIO.

Jenis <i>Processor</i>	Xilinx Z-7010
Kecepatan <i>Processor</i>	667 MHz
Inti <i>Processor</i>	2
Memori <i>Nonvolatile</i>	512 MB
Memori DDR3	256 MB
Frekuensi klok DDR3	533 MHz
Lebar data bus DDR3	16 Bit
Jenis FPGA	Xilinx Z-7010

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

EKSPERIMEN DAN ANALISIS

Pada bab ini akan membahas mengenai hasil analisa pengujian sistem yaitu simulasi dan eksperimen sistem keseluruhan, pada pengujian ini dilakukan pengujian tiap partisi yang telah dirancang dan juga sistem secara keseluruhan/terintegrasi. Adapun pengujian dan simulasi yang akan dilakukan adalah sebagai berikut:

1. Pengambilan Parameter Motor Induksi 3 Fasa
2. Simulasi *Indirect Field Oriented Control (IFOC)* dengan PID *Controller*
3. Simulasi IFOC dengan FoSMC, *Boundary*-SMC dan SoSMC
4. Simulasi IFOC dengan SoSMC pada kondisi mobil listrik
5. Pengujian Inverter 3 Fasa Tanpa Proteksi
6. Pengujian IFOC Open Loop dan dengan PID controller tanpa beban
7. Pengujian IFOC dengan FoSMC dan SoSMC tanpa Beban
8. Pengujian IFOC dengan PID controller dengan beban
9. Pengujian IFOC dengan SoSMC dengan Beban Motor DC
10. Pengujian IFOC dengan SoSMC dengan Beban Generator

Pengujian dan simulasi pada tesis akhir ini dilakukan untuk mengetahui rancangan sistem yang telah dibuat dapat bekerja dengan baik sesuai perencanaan. Pengujian ini juga dilakukan untuk mengetahui kekurangan setiap partisi yang dibuat agar pada saat melakukan integrasi dapat mengetahui apakah hasil pengujian keseluruhan dari partisi tersebut berjalan sesuai dengan perencanaan atau tidak.

1.1 PENGAMBILAN PARAMETER MOTOR INDUKSI 3 FASA

Pengambilan parameter pada motor induksi 3 fasa ini bertujuan untuk mengetahui rangkaian ekivalen dari motor induksi yang digunakan. Hal ini dilakukan karena pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa harus

mengetahui parameter dari motor induksi tersebut terlebih dahulu. Pengambilan parameter ini dilakukan dengan cara *DC Test*, *AC Test*, *No Load Test*, dan *Blocked Rotor Test*.

1.1.1. DC Test

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui parameter resistansi stator R_1 . Pada pengujian ini kumparan stator dialiri arus searah, sehingga dengan melihat parameter tegangan dan arus yang mengalir pada kumparan tersebut maka dapat ditentukan besarnya nilai resistansi pada belitan stator.

Gambar rangkaian dari *DC Test* pada motor induksi 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 4.1.



Gambar 4.1 *DC Test* Motor Induksi 3 Fasa.

Pada pengujian *DC Test* ini, didapatkan parameter-parameter berupa tegangan dan arus yang mengalir dibelitan motor induksi 3 fasa yang disajikan pada Tabel 4.1.

Tabel 4.1 Hasil *DC Test* Motor Induksi.

V (Volt)	I (Ampere)	R (Ohm)	Belitan
2	0,38	5,26	U
4	0,76	5,26	
6	1,14	5,26	
8	1,52	5,25	
10	1,90	5,27	
Rata-Rata		5,27	
2	0,38	5,26	V
4	0,75	5,33	
6	1,15	5,21	
8	1,54	5,19	
10	1,92	5,20	
Rata-Rata		5,23	

V (Volt)	I (Ampere)	R (Ohm)	Belitan
2	0,38	5,35	W
4	0,76	5,26	
6	1,15	5,21	
8	1,51	5,29	
10	1,91	5,23	
Rata-Rata		5,26	

Pada DC *Test* ini dilakukan pada masing-masing belitan motor, setiap belitan motor dilakukan percobaan dengan tegangan yang bervariasi sebanyak 5 kali. Hal ini bertujuan untuk mendapatkan parameter yang valid dari pengujian DC *Test* pada motor induksi 3 fasa. Setelah mengetahui parameter arus dan tegangan yang mengalir pada belitan tersebut, maka dapat diketahui pula besarnya resistansi pada belitan tersebut.

Dari data hasil percobaan diatas maka didapat besarnya nilai resistansi stator R1 pada motor induksi 3 fasa yang digunakan adalah 5.26 Ω .

1.1.2. AC Test

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui parameter reaktansi stator X_1 . Pada pengujian ini kumparan stator dialiri bolak balik, sehingga dengan melihat parameter tegangan dan arus yang mengalir pada kumparan tersebut maka dapat ditentukan besarnya nilai reaktansi pada belitan stator.

Gambar rangkaian dari AC *Test* pada motor induksi 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 AC *Test* Motor Induksi 3 Fasa

Pada pengujian AC *Test* ini, didapatkan parameter-parameter berupa tegangan dan arus yang mengalir dibelitan motor induksi 3 seperti pada Tabel 4.2.

Tabel 4.2 Hasil AC *Test* Motor Induksi.

V (Volt)	I (Ampere)	Z (Ohm)	Belitan
20	1,25	15,5	U
25	1,7	14,7	
30	2,05	14,63	
35	2,5	14	
40	2,9	13,7	
Rata-Rata		14,506	
20	1,2	16,66	V
25	1,62	15,43	
30	1,99	15,07	
35	2,41	14,52	
40	2,81	14,23	
Rata-Rata		15,182	
20	1,23	16,26	W
25	1,61	15,52	
30	2,01	14,92	
35	2,43	14,40	
40	2,86	13,98	
Rata-Rata		15,016	

Sama halnya seperti DC *Test*, Pada AC *Test* ini juga dilakukan pada masing-masing belitan motor, setiap belitan motor dilakukan percobaan dengan tegangan yang bervariasi sebanyak 5 kali. Hal ini bertujuan untuk mendapatkan parameter yang valid dari pengujian AC *Test* pada motor induksi 3 fasa. Setelah mengetahui parameter arus dan tegangan yang mengalir pada belitan tersebut, maka dapat diketahui pula besarnya impedansi pada belitan tersebut.

Pada percobaan ini didapat nilai impedansi (Z) sebesar 15,016 Ω . Sehingga untuk mencari nilai reaktansinya dapat menggunakan nilai R yang didapat dari DC *Test* sebesar 5,26 Ω , maka nilai reaktansi (X_L) pada belitan tersebut adalah:

$$X_L = \sqrt{15,016^2 - 5,26^2} = 14,064\Omega$$

Sehingga untuk mengetahui besarnya induktansi pada belitan tersebut dapat dihitung dengan frekuensi jala-jala sebesar 50Hz, maka nilai induktansi (L) pada belitan tersebut adalah:

$$L = \frac{14,064}{2 \times 3,14 \times 50} = 0,0447H$$

1.1.3. No Load Test

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui nilai parameter arus magnetisasi dan rugi-rugi tanpa beban dengan cara motor dioperasikan tanpa beban dengan tegangan nominal. Gambar rangkaian dari *No Load Test* pada motor induksi 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 4.3.



Gambar 4.3 *No-load Test* Motor Induksi 3 Fasa.

Pada pengujian *No Load Test* ini, didapatkan parameter-parameter berupa tegangan, arus, daya dan faktor daya motor induksi 3 fasa yang disajikan pada Tabel 4.3.

Tabel 4.3 Hasil *No-Load Test*.

V (Volt)	I (Ampere)	P (Watt)	Cos θ	RPM
230	3,3	140	0,36 lagging	1500

Untuk mengetahui besarnya reaktansi magnetisasi (X_m) dilakukan No Load Test karena pada keadaan tanpa beban, besarnya slip mendekati 0 sehingga menyebabkan nilai resistansi sangat besar, besarnya arus rotor sangat kecil sehingga dapat diabaikan dan diasumsikan arus mengalir sepenuhnya pada X_m . Untuk lebih jelasnya dapat dilihat pada Gambar 4.4. berikut ini:



Gambar 4.4 Rangkaian Equivalen Mutual Induksi.

Berdasarkan rangkaian ekivalen pada Gambar 4.4, dengan mengabaikan nilai R_1 , X_1 , dan juga R_c maka nilai X_m dapat ditentukan.

$$X_m = \frac{230}{\sqrt{3} \times 3,3} = 40,23\Omega$$

1.1.4. Blocked Rotor Test

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui nilai parameter resistansi (R_2) dan reaktansi (X_2) rotor dengan cara rotor motor ditahan hingga rotor tidak berputar hingga arus yang mengalir mendekati arus nominalnya. Gambar rangkaian dari *Blocked Rotor Test* pada motor induksi 3 fasa dapat dilihat pada Gambar 4.5. berikut ini.



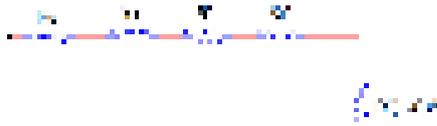
Gambar 4.5. *Blocked Rotor Test* Motor Induksi 3 Fase.

Pada pengujian *Blocked Rotor Test* ini, didapatkan parameter-parameter berupa tegangan, arus, daya dan faktor daya motor induksi 3 fasa yang disajikan pada Tabel 4.4.

Tabel 4.4 Hasil *Blocked Rotor Test*.

V (Volt)	I (Ampere)	P (Watt)	Cos θ
110	2,5	220	0,72

Untuk mengetahui besarnya resistansi dan reaktansi rotor maka dilakukan *Blocked Rotor Test* karena pada keadaan rotor ditahan, besarnya slip menjadi 1 sehingga menyebabkan nilai resistansi rotor kecil, sehingga dapat diasumsikan arus mengalir sepenuhnya ke rotor tanpa melalui X_m . Untuk lebih jelasnya dapat dilihat pada Gambar 4.6.



Gambar 4.6 Rangkaian Equivalen Tahanan Rotor.

Berdasarkan rangkaian ekivalen diatas, nilai X_m dapat diabaikan karena arus mengalir sepenuhnya pada rotor, sehingga dengan parameter arus dan tegangan pada percobaan ini dapat diketahui parameter R_{eq} dan Z_{eq} .

$$R_{eq} = \frac{220}{3 \times 2,5^2} = 11,733 \Omega$$

$$Z_{eq} = \frac{110}{\sqrt{3} \times 2,5} = 25,403 \Omega$$

$$Z_{eq} = \sqrt{25,403^2 - 11,733^2} = 22,531 \Omega$$

1.2 SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER MENGGUNAKAN PARAMETER MOTOR LABVIEW

Pada penelitian ini dilakukan pengujian simulasi dengan 2 kondisi, yaitu kondisi statis dan kondisi dinamis. Pada masing-masing kondisi pengujian, kemudian diamati dan dianalisis kinerja dari respon sistem control seperti *overshoot*, *undershoot*, *rise time*, *settling time* dan *steady state error*. Pada penelitian ini pengaturan dilakukan pada pengaturan *speed*, sehingga nilai dari parameter PID pada i_d dan i_q dibuat konstan. Nilai parameter motor induksi yang digunakan pada simulasi ini ditunjukkan pada tabel 4.5.

Tabel 4.5 Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa *LabView*

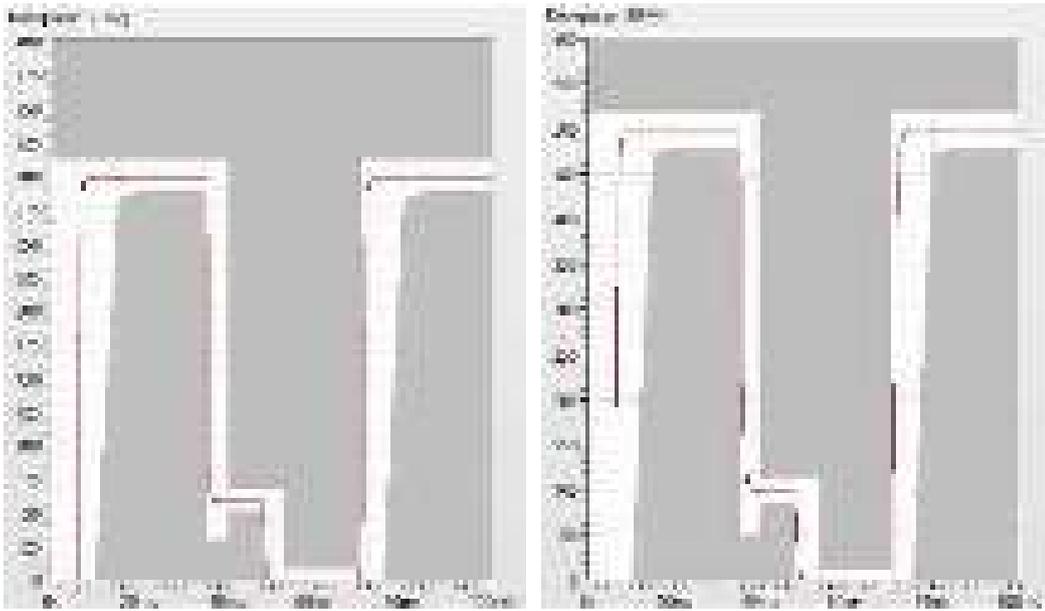
No	Parameter	Nilai	Satuan
1	R_{stator}	0.896	Ω
2	R_{rotor}	1.82	Ω
3	L_{stator}	1.94	<i>mH</i>
4	L_{rotor}	2.45	<i>mH</i>
5	$L_{magnetization}$	46.2	<i>mH</i>
6	<i>pole</i>	4	<i>unit</i>

Pada pengujian simulasi dengan kondisi statis dilakukan dengan nilai torsi beban yang konstan yaitu sebesar 9 Nm dengan variasi nilai set point kecepatan yaitu set point 300 Rpm, 500 Rpm, 800 Rpm, 1000 Rpm, 1200 Rpm dan 1435 Rpm. Dari respon kecepatan *open loop* sistem yang didapatkan dengan nilai variasi set point maka dapat ditentukan nilai parameter PID menggunakan metode *Ziegler nicholz* Nilai parameter PID controller pada pengaturan *speed* yang didapatkan dengan variasi nilai set point seperti pada tabel 4.6.

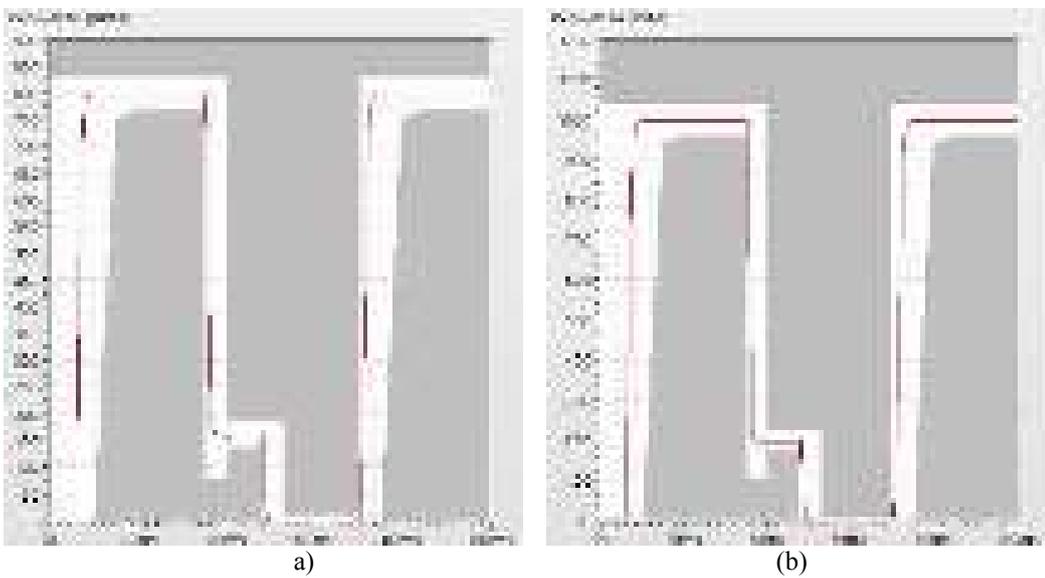
Tabel 4.6 Nilai parameter PID pada pengaturan speed

No	Set Point (Rpm)	Kp	Ki	Kd
1	300	12,126	0,01522	0,003805
2	500	8,201	0,01524	0,00381
3	800	9,338	0,01526	0,003815
4	1000	9,342	0,01556	0,00389
5	1200	8,398	0,0156	0,0039
6	1435	5,472	0,01564	0,00391

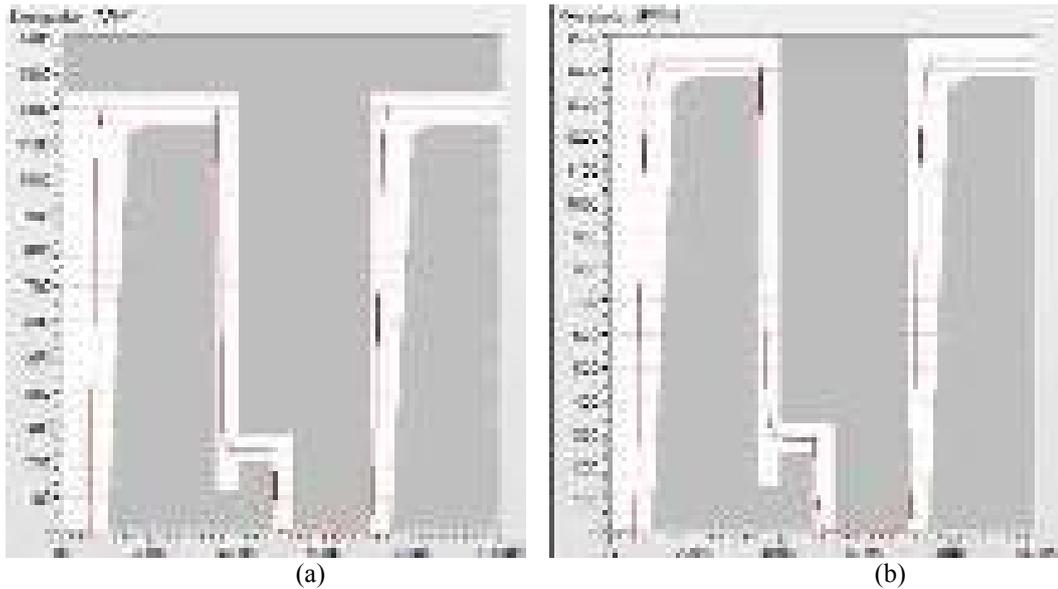
Sehingga dengan menset nilai parameter PID pada tabel 4.6 maka didapatkan respon kondisi *close loop* sistem pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa dengan metode IFOC menggunakan PID *controller* dengan variasi set point kecepatan seperti pada gambar 4.7 sampai gambar 4.9.



(a) (b)
 Gambar 4.7 (a) Respon close loop sistem dengan set point 300 Rpm. (b) Respon close loop sistem dengan set point 500 Rpm.



a) (b)
 Gambar 4.8 (a) Respon close loop sistem dengan set point 800 Rpm. (b) Respon close loop sistem dengan set point 1000 Rpm.



Gambar 4.9 (a) Respon close loop sistem dengan set point 1200 Rpm. (b) Respon close loop sistem dengan set point 1435 Rpm.

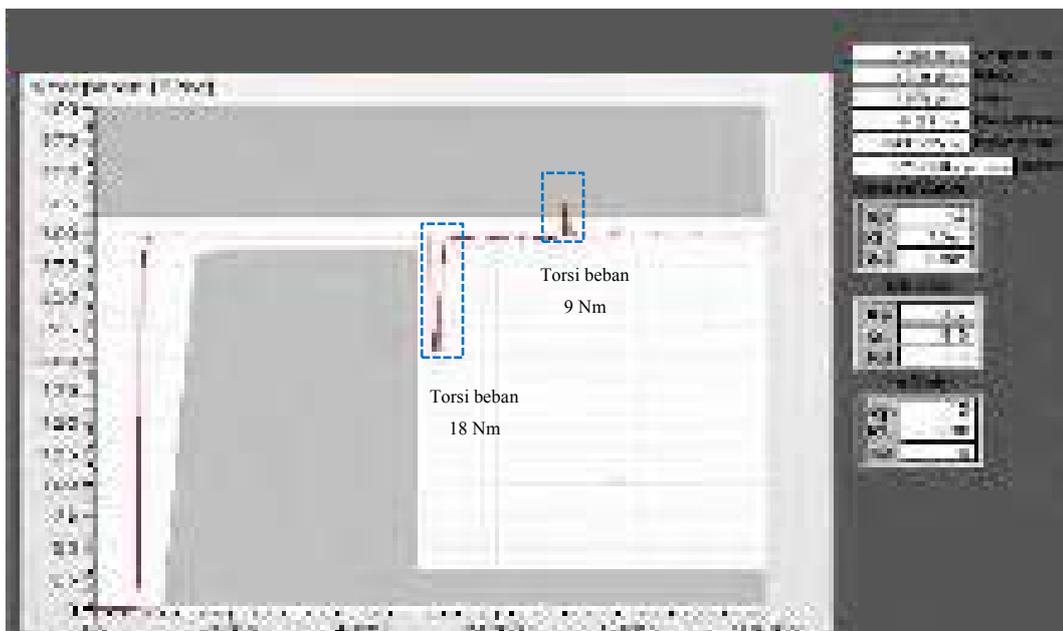
Pada pengujian kondisi statis, dengan waktu simulasi sebesar 0.1 sekon, didapatkan respon kecepatan *close loop* sistem seperti pada gambar 4.7 sampai dengan 4.9. Dari respon yang didapatkan dengan mengatur nilai parameter PID yang didapatkan, dengan variasi nilai set point dapat diketahui bahwa respon kecepatan yang didapatkan menjadi lebih baik. Hal ini dikarenakan adanya peningkatan nilai *rise time* dan *settling time* atau semakin cepatnya respon kecepatan motor dalam menuju keadaan *steady state*. *Settling time* merupakan waktu yang ditempuh motor hingga menuju ke keadaan *steady state*. Sedangkan *rise time* merupakan waktu yang menyatakan bahwa respon sistem telah naik dari 10% ke 90% dari nilai respon pada keadaan *steady state*. Dengan nilai *settling time* dan *rise time* yang didapatkan dengan menggunakan PID controller pada pengaturan *speed Indirect Field Oriented Control* (IFOC), respon kecepatan menjadi lebih baik. Selain itu, dari respon *close loop* yang didapat, tidak adanya respon sistem yang berada diluar batas maximal dan minimal dari skema respon pewaktu atau respon sistem berada pada daerah putih, sehingga dapat dikatakan sistem mempunyai respon yang bagus. Jika dibandingkan dengan kondisi sistem open loop (tidak ada pengontrol), respon *close loop* sistem memiliki respon yang bagus yaitu dengan waktu *rise time* dan *settling time* yang cepat, serta adanya penurunan pada error *steady state*. Selain itu jika dilihat dari respon yang didapatkan, ketika dioperasikan pada kondisi low speed yaitu pada set point 300

Rpm dan 500 Rpm respon yang didapatkan lebih stabil, hal ini merupakan kelebihan dari *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) yang bisa dioperasikan pada kecepatan dengan rendah dengan respon yang stabil dibanding dengan *scalar control*. Sehingga pengamatan respon dapat ditabelkan seperti pada tabel 4.7.

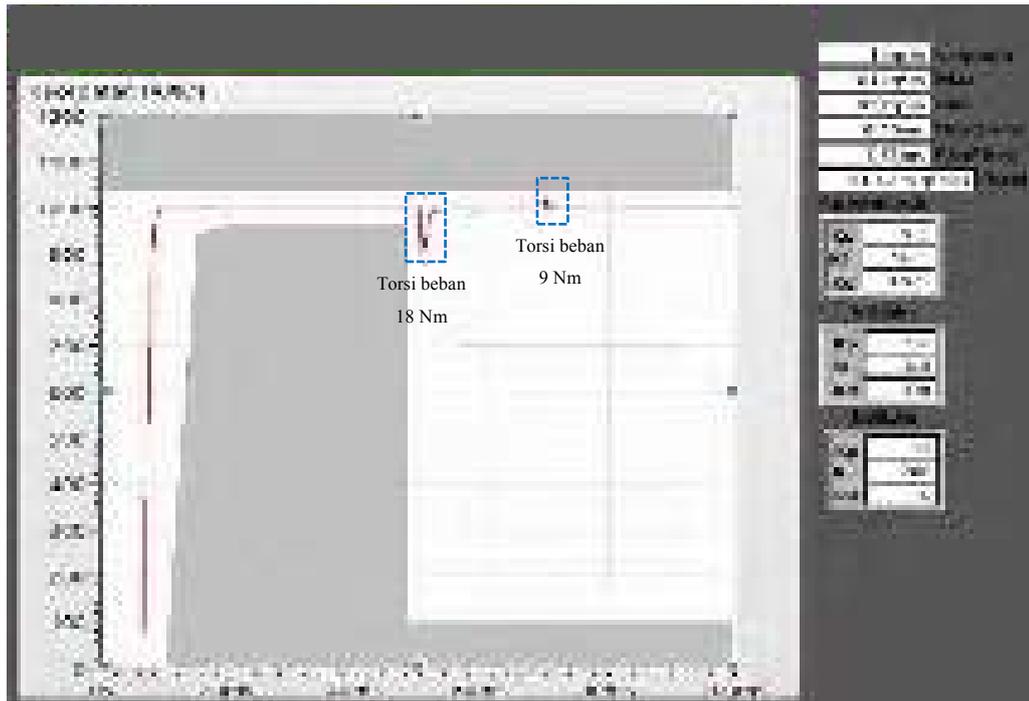
Tabel 4.7 Perbandingan Karakteristik Kecepatan Motor Hasil Simulasi dengan variasi nilai set point

Set Point (Rpm)	Kp	Ki	Kd	Dead Time (ms)	Rise Time (ms)	Settling time (ms)	Error Steady (%)
300	12,126	0,01522	0,003805	5,88	0,732	540	0,33
500	8,201	0,01524	0,00381	5,92	1,13	9,9	0,4
800	9,338	0,01526	0,003815	5,97	1,31	10,1	0,25
1000	9,342	0,01556	0,00389	6,01	1,5	10,25	0,2
1200	8,398	0,0156	0,0039	6,05	1,74	11	0,25
1435	5,472	0,01564	0,00391	6,1	2,22	13,8	0,34

Pada pengujian simulasi dengan kondisi dinamis dilakukan dengan nilai torsi beban yang diubah ketika sistem sudah mencapai kondisi *steady state*. Perubahan nilai torsi beban dilakukan pada waktu simulasi ke 50 ms – 70 ms dengan melakukan penambahan dua kali dari nilai torsi beban awal. Sehingga didapatkan respon kecepatan seperti pada gambar 4.10 dan gambar 4.11.



Gambar 4.10 Respon dinamis sistem dengan set point 300 Rpm



Gambar 4.11 Respon dinamis sistem dengan set point 1000 Rpm

Pada pengujian kondisi dinamis, dengan waktu simulasi sebesar 0.1 sekon, didapatkan respon kecepatan *close loop* sistem seperti pada gambar 4.10 dan 4.11. Dari respon yang didapatkan dengan perubahan torsi beban, PID *controller* mempunyai respon yang lama dalam merespon perubahan parameter, sehingga membutuhkan waktu *recovery* yang lama dalam menuju ke keadaan *steady state* kembali. Pada gambar 4.10, dengan nilai set point kecepatan sebesar 300 Rpm ketika terjadi perubahan nilai torsi beban dari 9 Nm ke 18 Nm pada waktu simulasi ke 50 ms – 70 ms, membutuhkan waktu *recovery* sebesar 4.9 ms untuk kembali ke keadaan *steady state*. Tetapi setelah adanya respon dari *controller* untuk tetap menjaga ke keadaan *steady*, masih adanya osilasi sehingga menyebabkan sistem kurang stabil dan tidak mencapai set point yang diinginkan. Pada gambar 4.11, dengan nilai set point 1000 Rpm ketika terjadi perubahan nilai torsi beban dari 9 Nm ke 18 Nm pada waktu simulasi ke 50 ms-70 ms, membutuhkan waktu *recovery* sebesar 1.95 ms untuk kembali ke keadaan *stead state*. Tetapi PID *controller* belum merespon dengan cepat serta tidak dapat menjaga ke nilai set point yang diinginkan. Sehingga PID *controller* kurang cocok jika digunakan pada pengaturan dengan kondisi dinamis (adanya perubahan parameter dari internal maupun eksternal) seperti pada simulasi ini yaitu adanya perubahan nilai torsi beban.

1.3 SIMULASI IFOC DENGAN PID CONTROLLER MENGGUNAKAN PARAMETER MOTOR REAL

Nilai parameter motor induksi yang digunakan pada simulasi menggunakan parameter motor real. Dimana parameter motor didapatkan dari pengujian motor, diantaranya pengujian DC tes, AC tes, No Load tes dan Block Rotor tes. Nilai parameter motor induksi yang digunakan pada simulasi ini ditunjukkan pada tabel 4.8.

Tabel 4.8. Data Parameter Motor Induksi 3 Fasa

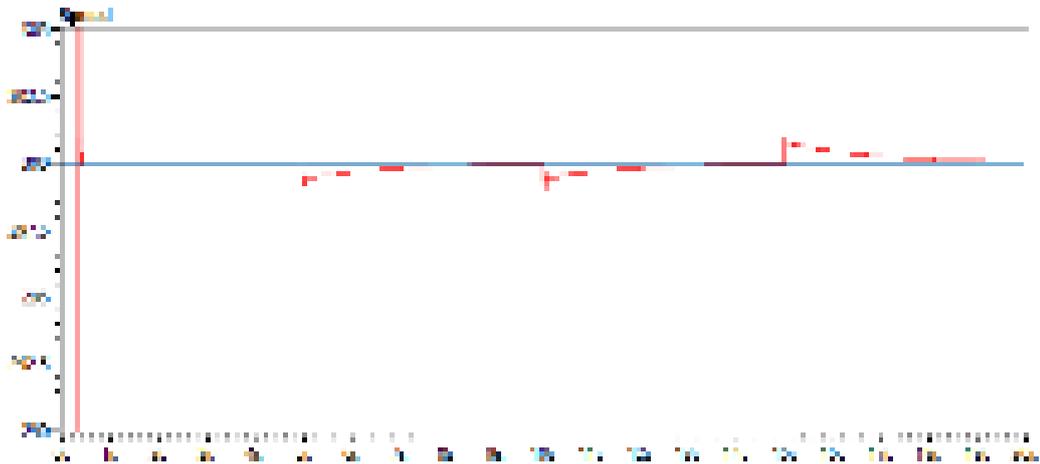
No	Parameter	Nilai	Satuan
1	R_{stator}	5,26	Ω
2	R_{rotor}	6,47	Ω
3	L_{stator}	44,7	mH
4	L_{rotor}	26,9	mH
5	$L_{magnetization}$	128	mH
6	<i>inersia</i>	0,13	kgm^2
7	<i>pole</i>	4	<i>unit</i>

Pada pengujian simulasi dengan kondisi statis dilakukan dengan nilai torsi beban yang bervariasi hingga sebesar 5,45 Nm (kondisi full load torsi) dengan variasi nilai set point kecepatan yaitu set point 300 Rpm, 500 Rpm, 800 Rpm, 1000 Rpm, dan 1200 Rpm. Dari respon kecepatan *open loop* sistem yang didapatkan dengan nilai variasi set point maka dapat ditentukan nilai parameter PID pada pengaturan *speed* yang didapatkan dengan variasi nilai set point seperti pada tabel 4.9

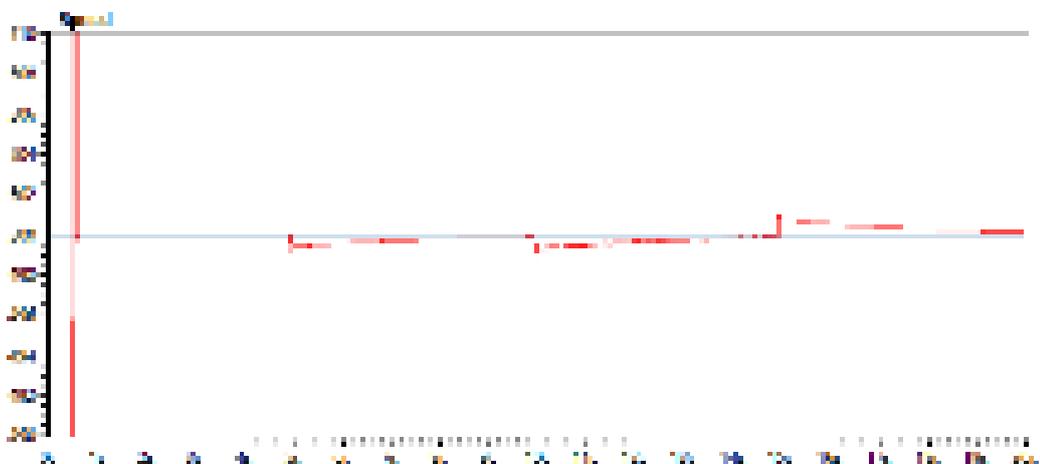
Tabel 4.9. Nilai parameter PID pada pengaturan speed

No	Set Point (Rpm)	Kp	Ki	Kd
1	300	13,126	7,22	0,001805
2	500	12,201	4,24	0,00181
3	800	9,338	3,24	0,001815
4	1000	9,342	3,04	0,00189
5	1200	9,398	3	0,0019

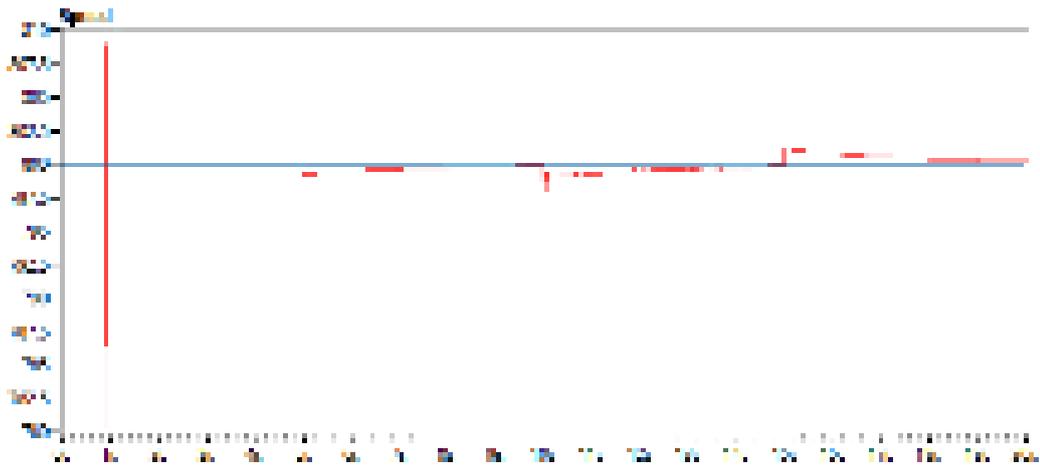
Sehingga dengan menset nilai parameter PID pada tabel 4.9 maka didapatkan respon kondisi *close loop* sistem pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa dengan metode IFOC menggunakan PID *controller* dengan variasi set point kecepatan seperti pada gambar 4.12 sampai gambar 4.16.



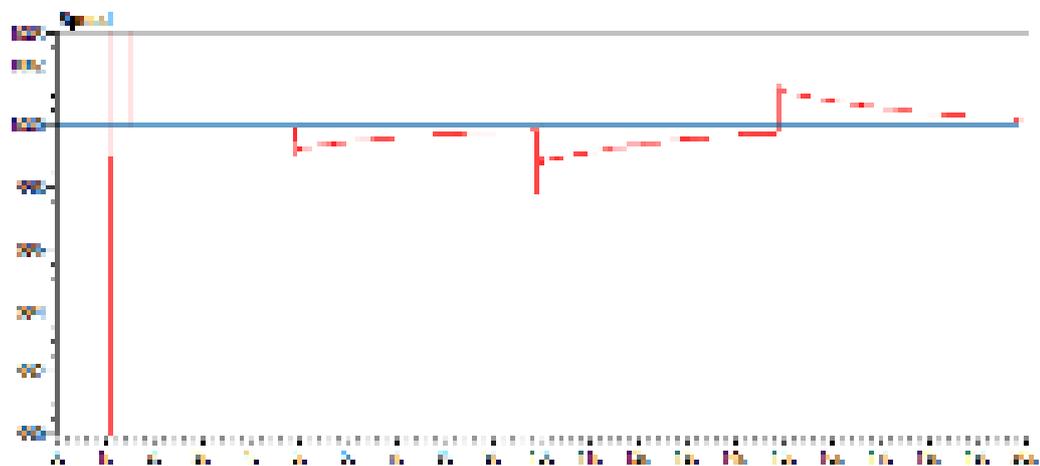
Gambar 4.12 Respon close loop sistem dengan set point 300 Rpm.



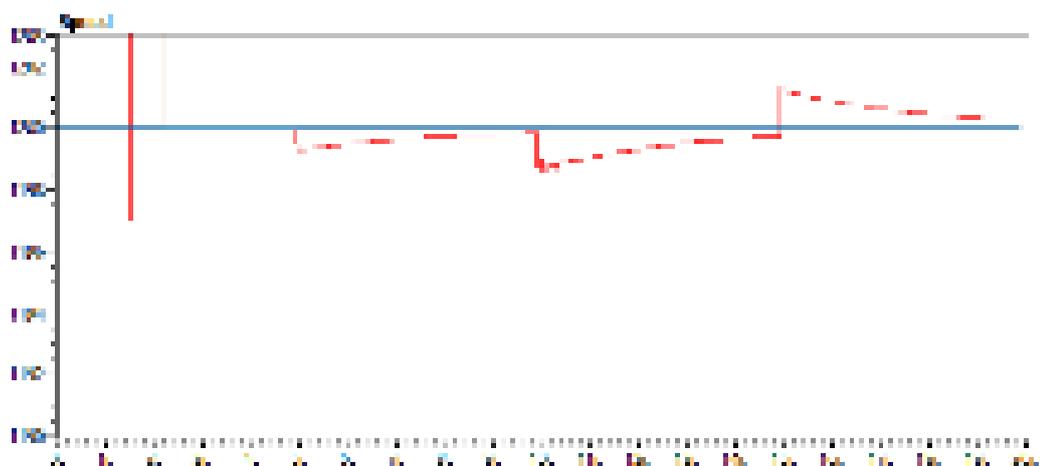
Gambar 4.13 Respon close loop sistem dengan set point 500 Rpm.



Gambar 4.14. Respon close loop sistem dengan set point 800 Rpm.



Gambar 4.15 Respon close loop sistem dengan set point 1000 Rpm.



Gambar 4.16 Respon close loop sistem dengan set point 1200 Rpm

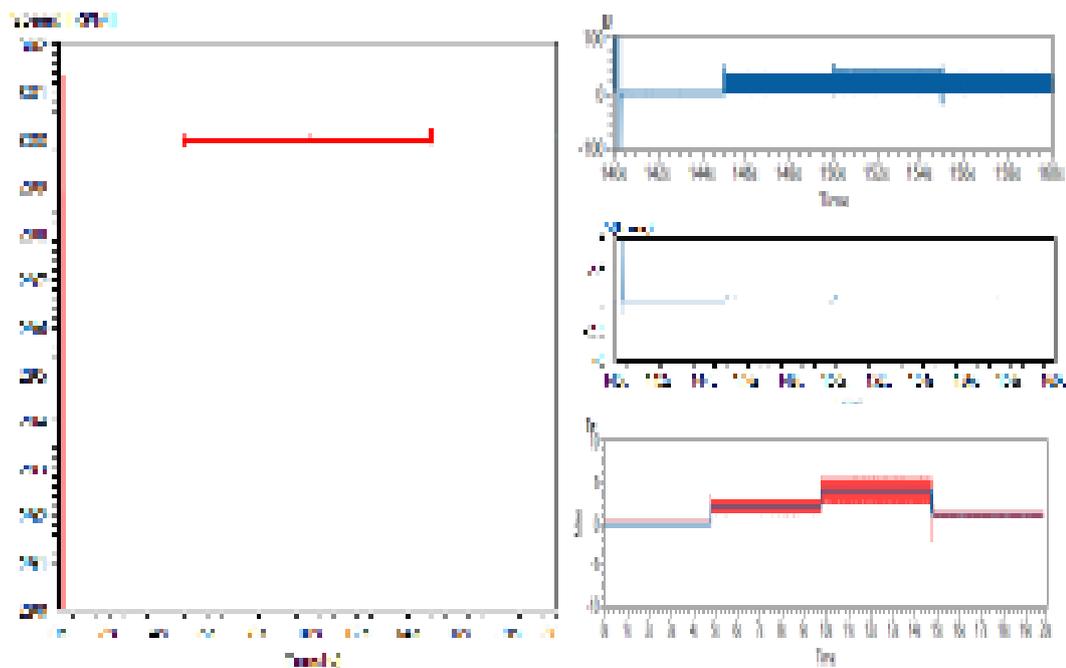
Sehingga pengamatan respon dapat ditabelkan seperti pada tabel 4.10.

Tabel 4.10 Perbandingan Karakteristik Kecepatan Motor Hasil Simulasi dengan variasi nilai set point

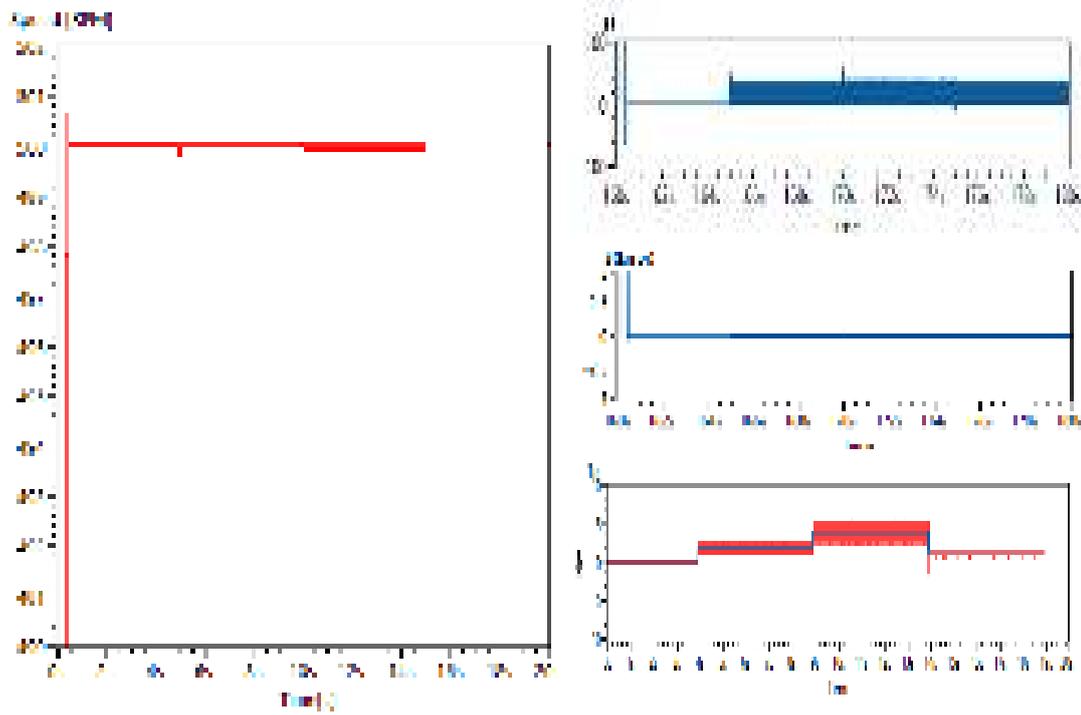
Set Point (Rpm)	Kp	Ki	Kd	Dead Time (ms)	Rise Time (s)	Settling time (s)	Error Steady (%)	Overshoot (%)
300	12,126	7,22	0,001805	51,74	0,258	0,283	0,21	6,66
500	8,201	4,24	0,00181	73,6	0,450	0,462	0,43	8
800	9,338	3,24	0,001815	109,8	0,83	1,2	0,22	10
1000	9,342	3,04	0,00189	135,1	1,15	1,58	0,23	11,5
1200	9,328	3	0,0019	162,5	1,58	2,2	0,31	18,75

1.4 SIMULASI IFOC DENGAN FIRST ORDER SLIDING MODE CONTROL (FoSMC)

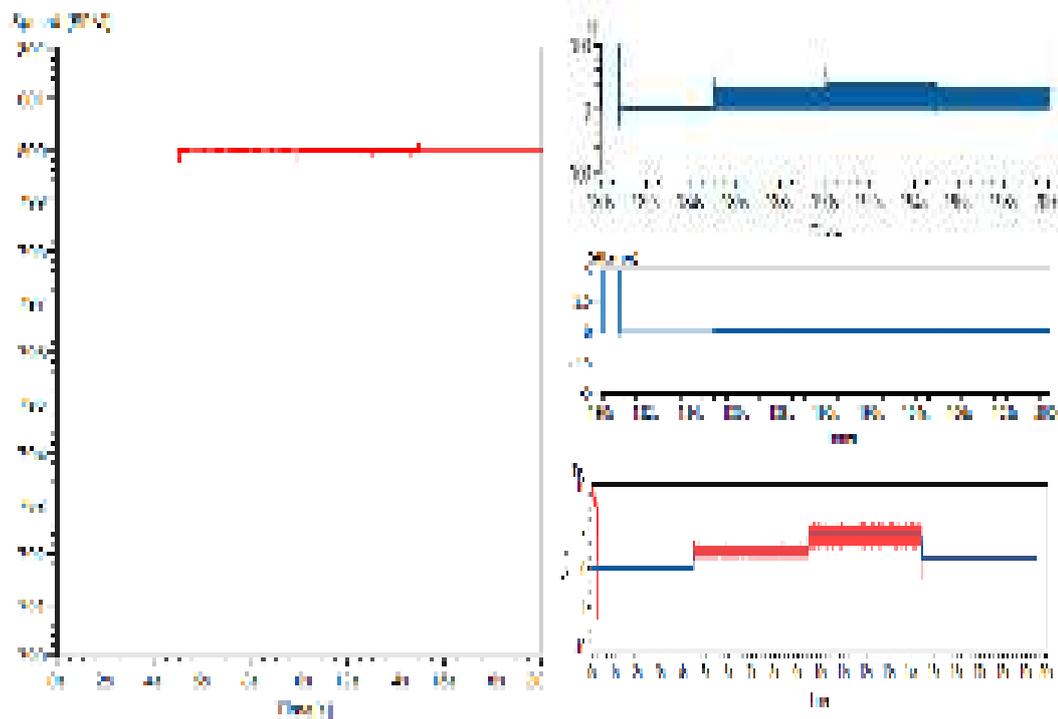
Nilai parameter motor induksi 3 fasa real yang digunakan pada simulasi seperti pada tabel 4.8. Simulasi dilakukan dengan variasi nilai beban/disturbance dengan waktu simulasi 20 detik. Nilai Parameter α dan k didapatkan secara tuning untuk mendapatkan respon yang terbaik. Sehingga didapatkan nilai parameter $\alpha = 100$ dan $k = 15$. Didapatkan hasil seperti pada gambar 4.17-4.21 dengan nilai variasi set point.



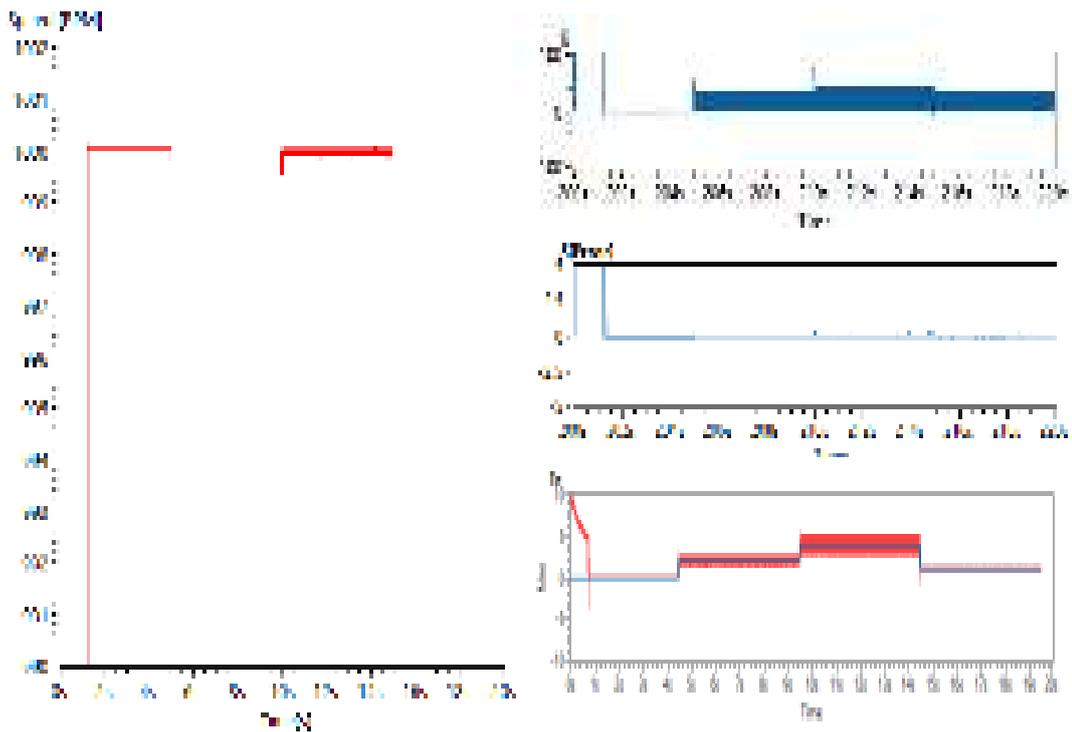
Gambar 4.17 FoSMC Set point 300 RPM



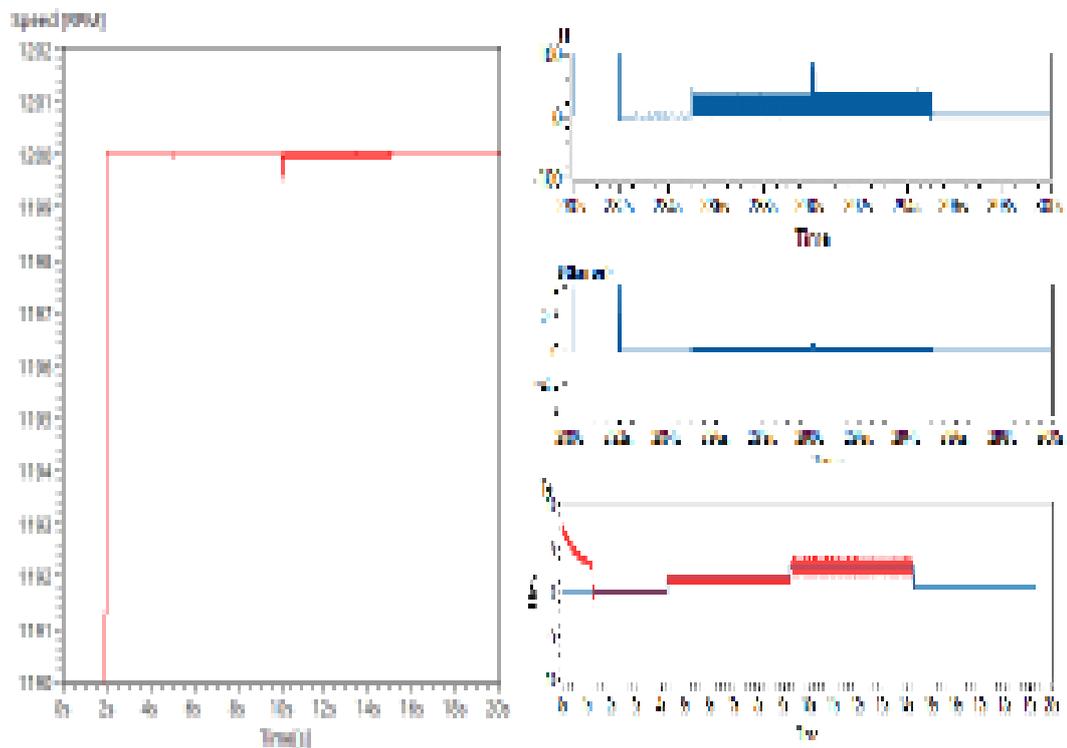
Gambar 4.18 FoSMC Set point 500 RPM



Gambar 4.19 FoSMC Set point 800 RPM



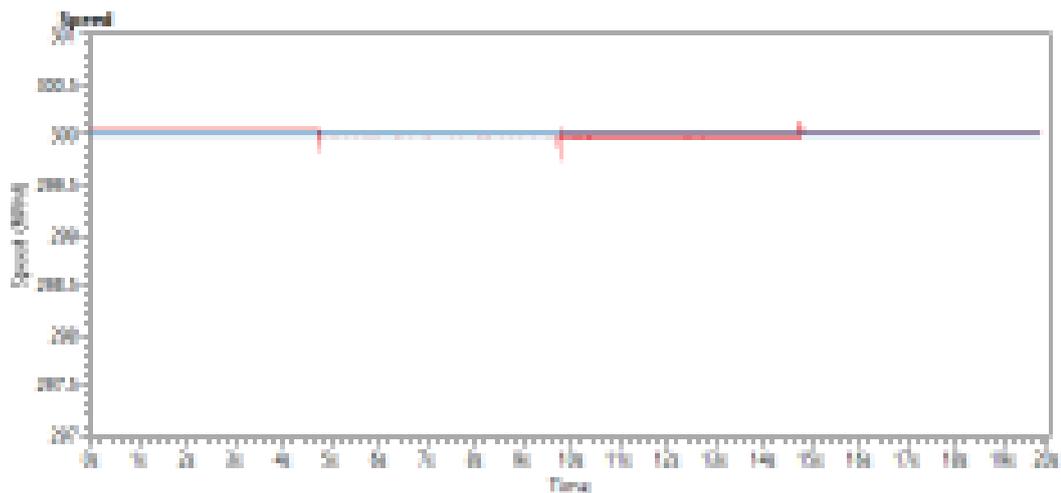
Gambar 4.20. FoSMC Set point 1000 RPM



Gambar 4.21 FoSMC Set point 1200 RPM

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.17-4.21, menunjukkan bahwa kekokohan/robust dan stabilitas kecepatan rotor terhadap

perubahan nilai torsi beban (*disturbance*) telah diperoleh dengan mendesain FoSMC pada *speed controller*. Dengan variasi nilai set point serta adanya perubahan nilai torsi beban, *controller* mampu menjaga ke nilai set point (*robust*) sehingga *error* yang didapatkan bernilai 0. Akan tetapi jika diamati pada grafik respon kecepatan, terjadi adanya fenomena *chattering*. Fenomena *chattering* merupakan perubahan nilai yang berosilasi dengan frekuensi tinggi pada permukaan *sliding surface*/titik set point. Munculnya fenomena *chattering* disebabkan oleh adanya fungsi *sign(s)* yang merupakan fungsi *discontinues*, sehingga menyebabkan perubahan nilai *control* input u yang berubah bernilai *positive* dan *negative* secara cepat. Selain itu tinggi rendahnya *amplitude* dari *chattering* dipengaruhi oleh nilai k . Karena nilai konstanta dari k , dikalikan langsung dengan fungsi *discontinues* *sign(s)*. Sehingga semakin tinggi nilai konstanta dari k maka menyebabkan amplitud *chattering* akan semakin tinggi, begitu pula sebaliknya. Akan tetapi pengaruh nilai konstanta k apabila semakin kecil maka akan berpengaruh pada kekokohan sistem. Sehingga perlu dilakukan penentuan nilai parameter k yang optimal untuk mendapatkan respon yang maksimal. Sedangkan pengaruh dari besarnya kecilnya nilai konstanta α , berpengaruh pada cepat lambatnya respon menuju keadaan tunak. Dengan kata lain konstanta α berfungsi sebagai *gain controller*. Pada gambar 4.22 merupakan respon kecepatan jika menggunakan nilai konstanta $k=14$.



Gambar 4.22 FoSMC Set point 300 RPM dengan $k=14$

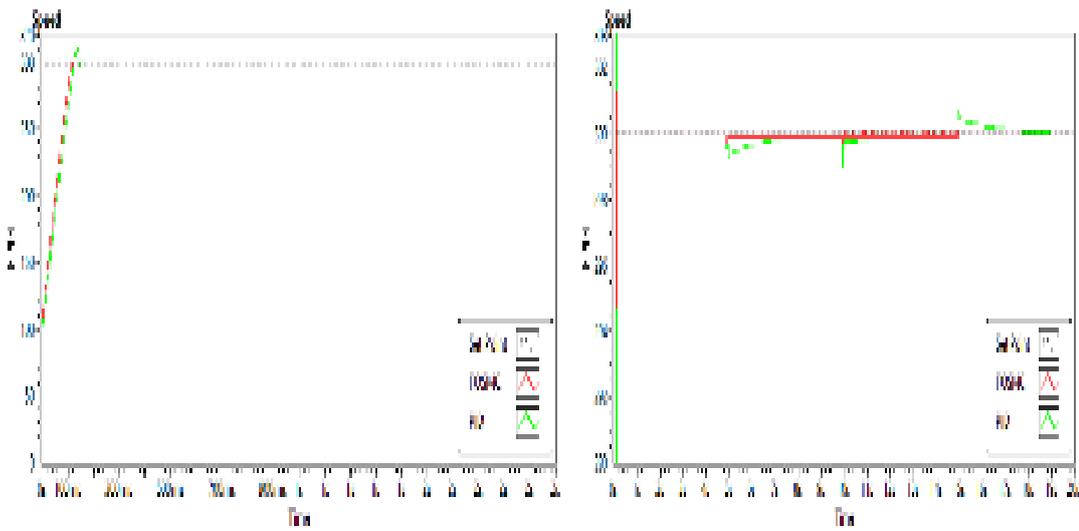
Pada gambar 4.22 respon kecepatan dengan nilai parameter $k=14$, dapat mengurangi fenomena *chattering*, akan tetapi berpengaruh pada kekokohan dari sistem. Jika diamati respon kecepatan pada kondisi awal, tidak tepat ke nilai set point, hal ini berpengaruh pada besar dan kecilnya nilai parameter k . Dari respon diatas maka didapatkan hasil performa *controller* pada tabel 4.11.

Table 4.11 Performa FoSMC

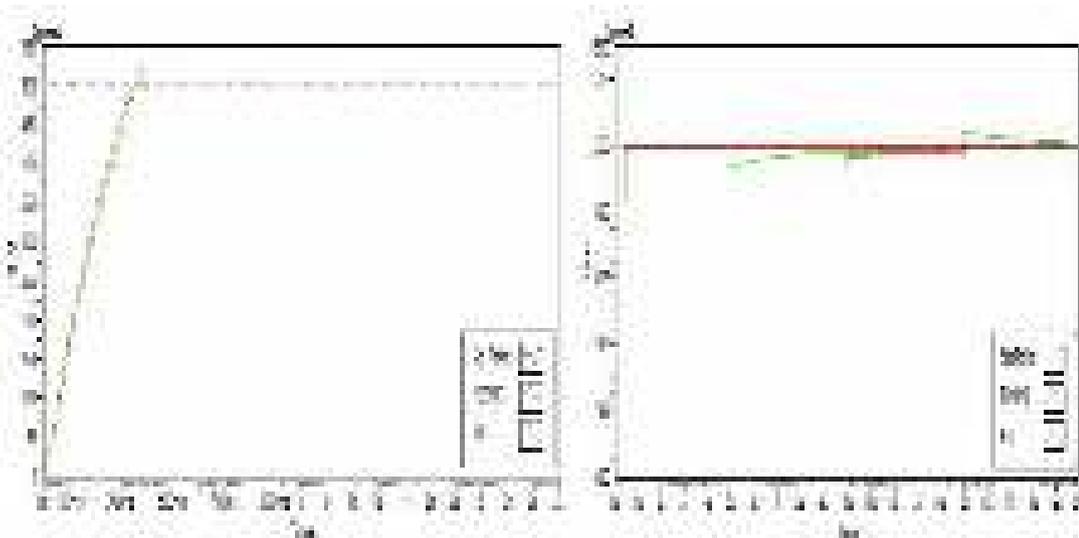
Set Point	Parameter FoSMC		Dead Time (ms)	Rise Time (s)	Settling Time (s)	Error Steady (%)	Chattering (Var)	Overshoot (%)
	α	k						
300	100	15	37,86	0,1356	0,146	0,003	0,5467	0,33
500			49,3	0,2627	0,29	0,006	0,442	0,12
800			65,1	0,575	0,62	0,009	0,2375	0,025
1000			75,4	0,914	1,22	0,004	0,13	0,01
1200			85,92	1,42	2,1	0,001	0,092	0

Berdasarkan tabel 4.11, dapat diamati bahwa penggunaan *robust control* yaitu menggunakan FoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC dapat menekan error steady hingga bernilai 0,001% serta kokoh/robust dalam perubahan nilai torsi beban/disturbance. Akan tetapi pada FoSMC menghasilkan fenomena *chattering* hingga 0,5467 var. Selain itu jika dilihat dari respon rise time dan settling time, FoSMC mampu memberikan respon transien yang sangat cepat dalam menuju keadaan tunak.

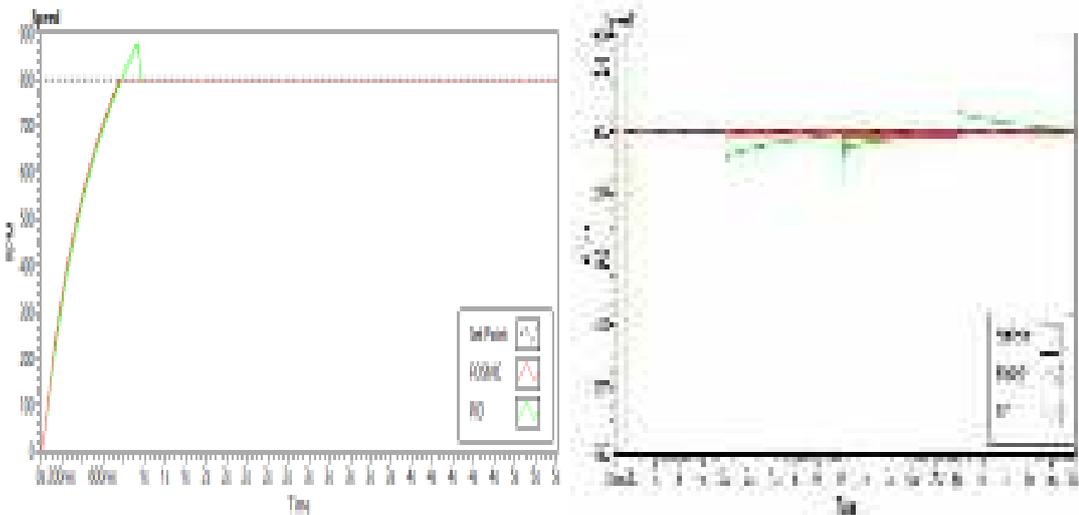
Jika FoSMC dibandingkan/dikomparasikan dengan PID controller yang sama-sama pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC, maka didapatkan respon kecepatan seperti pada gambar 4.23-4.26.



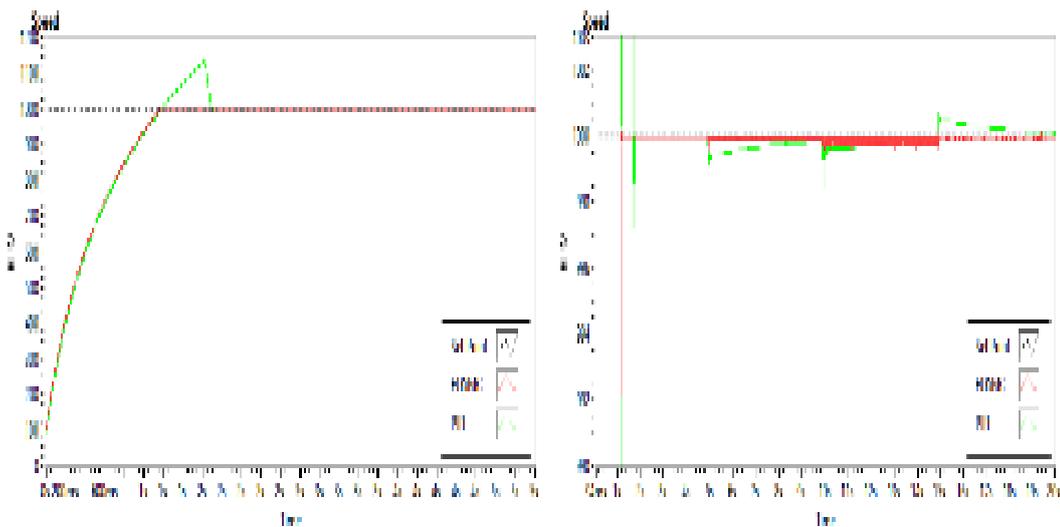
Gambar 4.23 PID - FoSMC Set Point 300 RPM



Gambar 4.24. PID - FoSMC Set Point 500 RPM



Gambar 4.25. PID - FoSMC Set Point 800 RPM



Gambar 4.26 PID - FoSMC Set Point 1000 RPM

Dari respon pada gambar 4.23-4.26, maka didapatkan performa perbandingan respon FoSMC dengan PID controller pada speed controller seperti pada tabel 4.12.

Table 4.12. Performa FoSMC dengan PID Controller

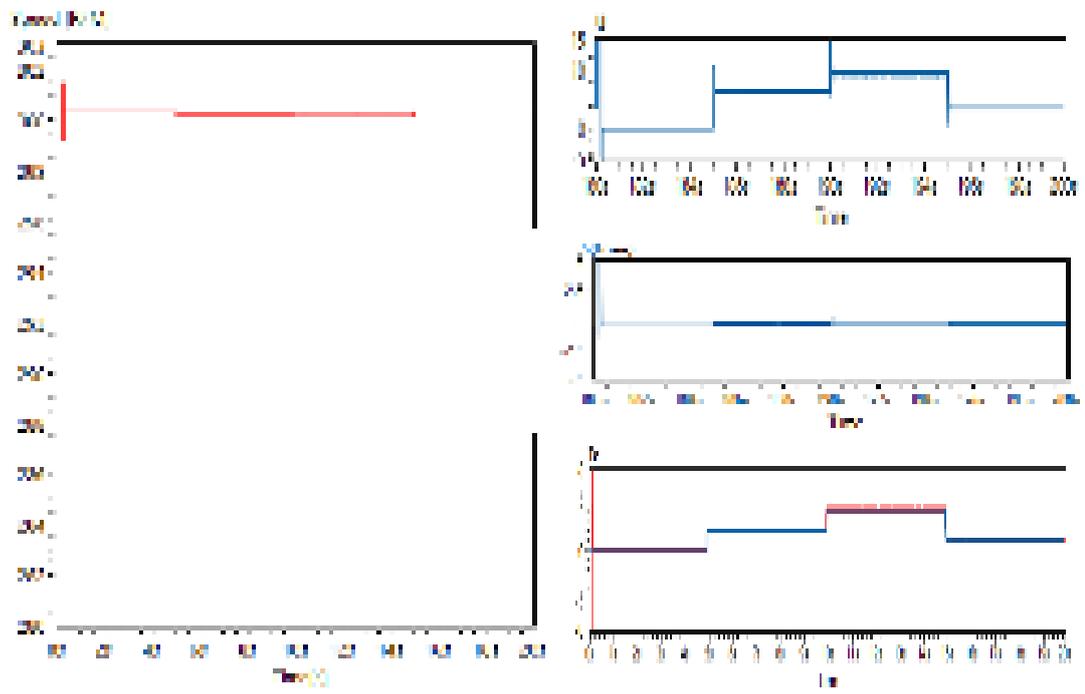
Set Point (Rpm)	Dead Time (ms)		Rise Time (s)		Settling time (s)		Error Steady (%)		Overshoot (%)	
	PID	SMC	PID	SMC	PID	SMC	PID	SMC	PID	SMC
300	51,74	37,86	0,258	0,1356	0,283	0,146	0,21	0,003	6,66	0,33
500	73,6	49,3	0,450	0,2627	0,462	0,29	0,43	0,006	8	0,12
800	109,8	65,1	0,83	0,575	1,2	0,62	0,22	0,009	10	0,025
1000	135,1	75,4	1,15	0,914	1,58	1,22	0,23	0,004	11,5	0,01

Berdasarkan pada tabel 4.12, komparasi performa FoSMC dengan PID controller dengan kondisi dinamik, dapat diamati bahwa pada kondisi waktu transien, pada sisi rise time SMC memiliki waktu yang lebih cepat dibanding dengan PID controller, kemudian pada settling time, SMC memiliki waktu yang lebih cepat mencapai steady dibanding PID controller, hal ini dikarenakan pada PID controller menghasilkan overshoot yang tinggi, sehingga menyebabkan waktu

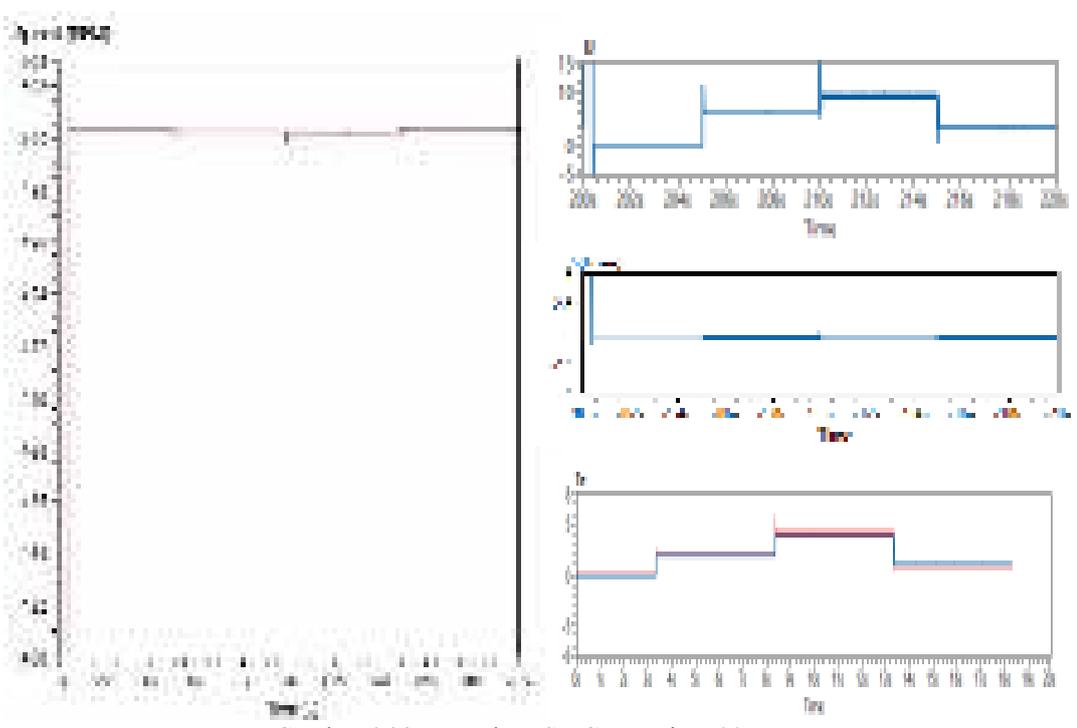
menuju steadynya akan semakin lama. Pada saat diberi torsi beban, dapat diamati berdasarkan respon kecepatan yang didapat bahwa ketika diberi torsi beban/disturbance, SMC dan PID controller mampu memberikan respon sinyal control, sehingga mampu mempertahankan kecepatannya ke nilai set point. Akan tetapi pada PID controller dalam mencapai/ menuju ke nilai set point kembali membutuhkan waktu recovery yang cukup lama. berbeda dengan FoSMC yang kokoh mempertahankan kecepatannya ke nilai set point (robust) dengan waktu recovery yang sangat cepat. Sehingga menyebabkan error steady FoSMC jauh lebih kecil dibandingkan PID controller. Selain itu, jika diamati pada nilai overshoot, SMC memiliki overshoot yang lebih kecil hampir tidak ada overshoot dibanding dengan PID controller, hal ini karena pada PID controller, penentuan parameter berpengaruh besar pada respon, semakin besar nilai parameter k_i , waktu recovery akan semakin cepat, akan tetapi overshoot yang dihasilkan akan semakin besar, begitu pula sebaliknya. Serta pada PID controller, nilai satu parameter hanya digunakan pada satu set point/kondisi saja, jika digunakan dalam berbagai variasi set point/kondisi yaitu pada mobil listrik, perlu adanya penyesuaian/perubahan nilai parameternya untuk mendapat performa yang lebih baik, berbeda dengan SMC, yang hanya menggunakan 1 parameter saja pada semua kondisi.

1.5 SIMULASI IFOC DENGAN BOUNDARY-SMC

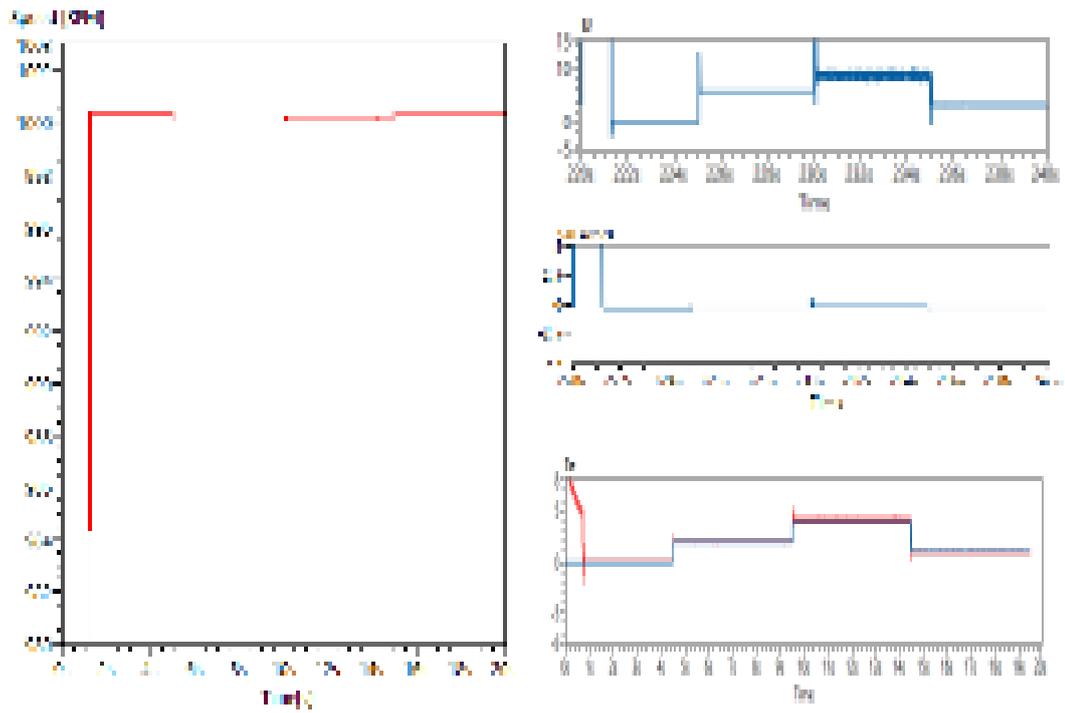
Salah satu cara untuk mengurangi/mereduksi fenomena *chattering* pada SMC yaitu dengan *Boundry-SMC*. Sehingga dapat mengurangi penggunaan konsumsi daya. Nilai parameter motor induksi 3 fasa real yang digunakan pada simulasi seperti pada tabel 4.8. Simulasi dilakukan dengan variasi nilai beban/disturbance dengan waktu simulasi 20 detik. Nilai Parameter α dan β_l didapatkan secara tuning untuk mendapatkan respon yang terbaik. Sehingga didapatkan nilai parameter $\alpha = 100$ dan $\beta_l = 0,005$. Didapatkan hasil seperti pada gambar 4.27-4.30 dengan nilai variasi set point



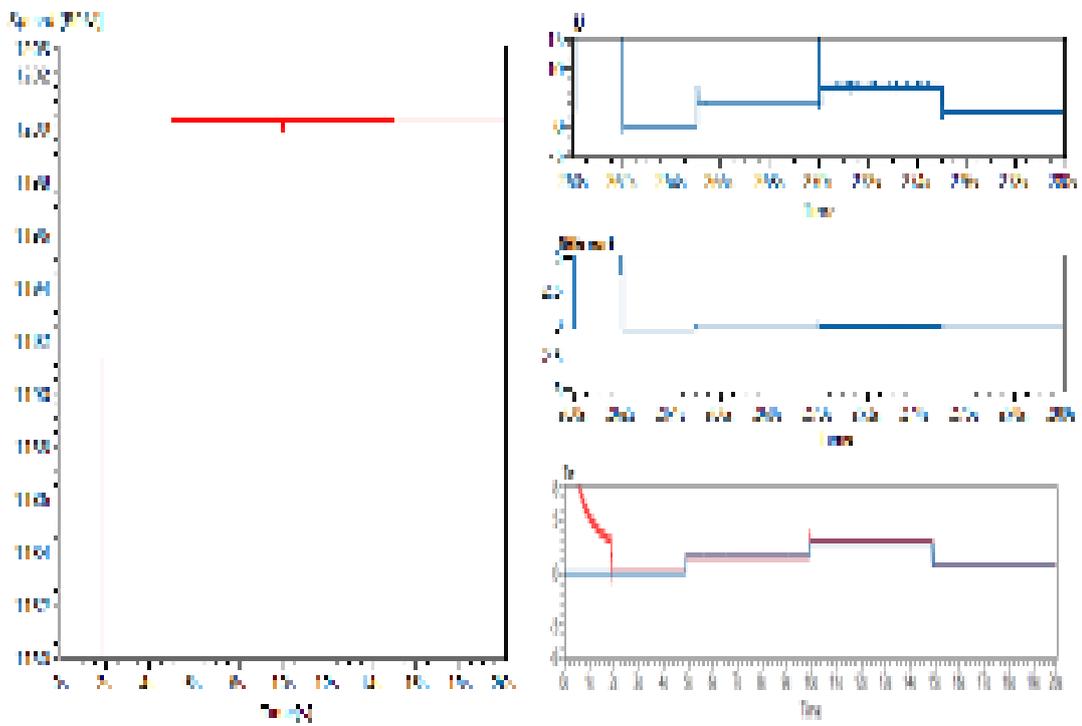
Gambar 4.27. Boundary-SMC set point 300 RPM



Gambar 4.28. Boundary-SMC set point 500 RPM



Gambar 4.29. Boundary-SMC set point 1000 RPM



Gambar 4.30. Boundary-SMC set point 1200 RPM

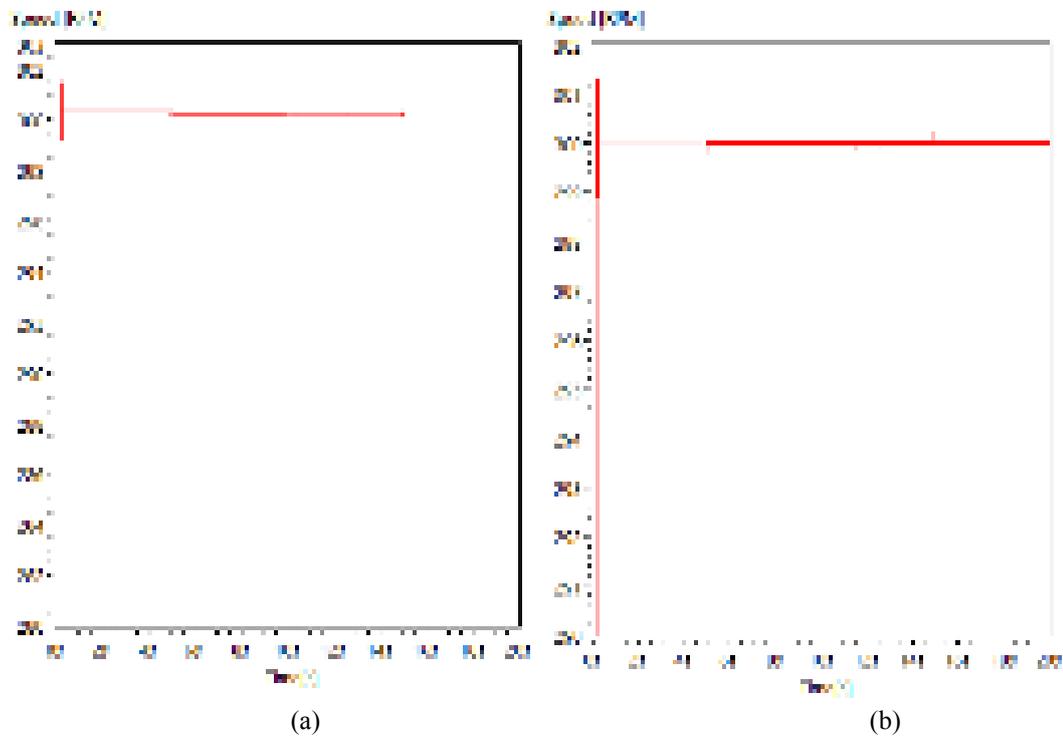
Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.27-4.30, menunjukkan bahwa dengan penggunaan fungsi saturasi pada Boundry-SMC dapat mereduksi fenomena chattering. Akan tetapi jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, dengan Boundry-SMC kekokohan/robust berkurang sehingga dapat diamati tidak tepat pada titik nilai set point. Nilai parameter β_l diperoleh berdasarkan pengamatan pada nilai error/s, sehingga ketika nilai $s \leq \beta_l$ maka akan ditekan pada daerah boundry layer. Dari respon diatas maka didapatkan hasil performa *controller* pada tabel 4.13.

Table 4.13. Performa Boundary-SMC

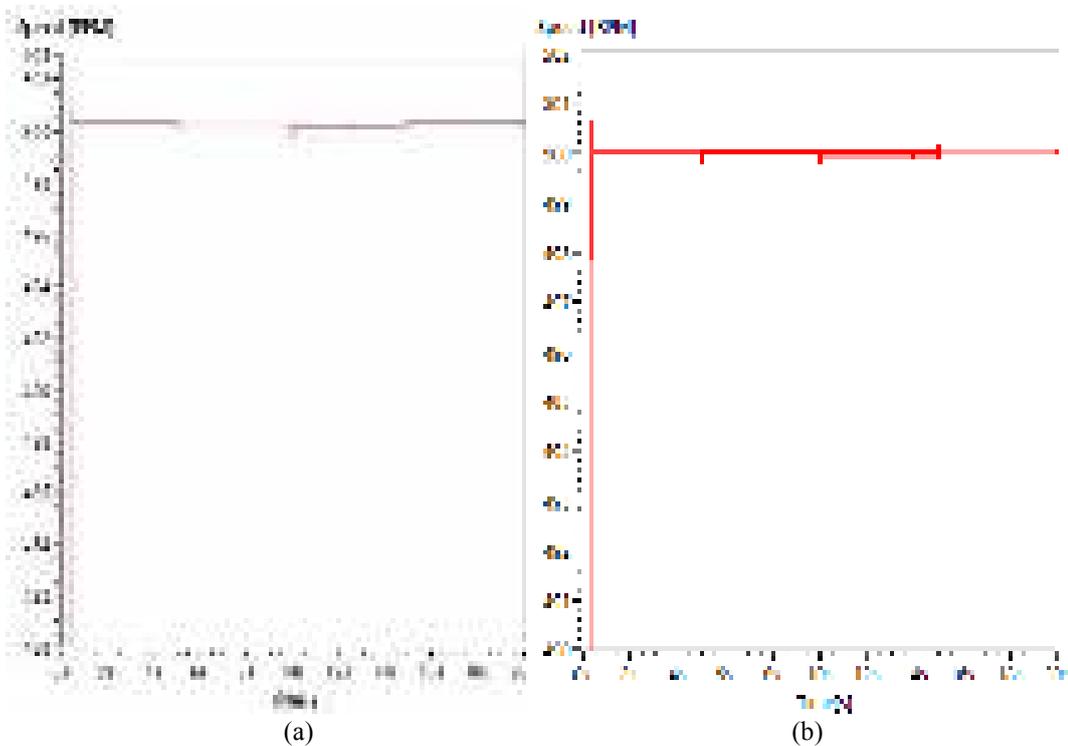
Set Point	B-SMC Parameter		Dead Time (ms)	Rise Time (s)	Settling Time (s)	Error Steady (%)	Chattering (Var)
	α	β_l					
300	100	0,005	37,87	0,1358	0,147	0,282	0,03
500			49,31	0,2629	0,291	0,284	0,008
1000			75,49	0,914	1,23	0,289	0,006
1200			85,94	1,42	2,12	0,305	0,005

Berdasarkan tabel 4.13, dapat diamati bahwa penggunaan Boundary-SMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC dapat mengurangi fenomena chattering, tetapi jika dilihat dari error steady tidak tepat pada nilai set point atau dapat dikatakan robustnessnya berkurang. Selain itu jika dilihat dari respon rise time dan settling time, Boundry-SMC mampu memberikan respon transien yang sangat cepat dalam menuju keadaan tunak.

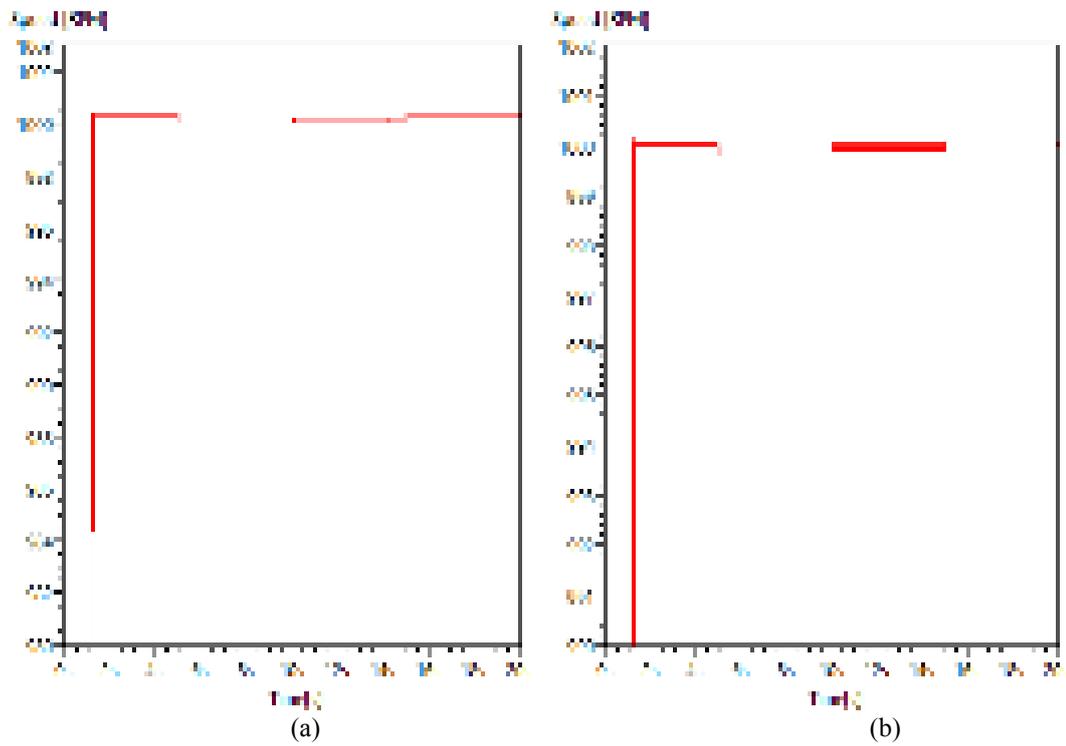
Jika Boundary-SMC dibandingkan/dikomparasikan dengan FoSMC yang sama-sama pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC, maka didapatkan respon kecepatan seperti pada gambar 4.31-4.34.



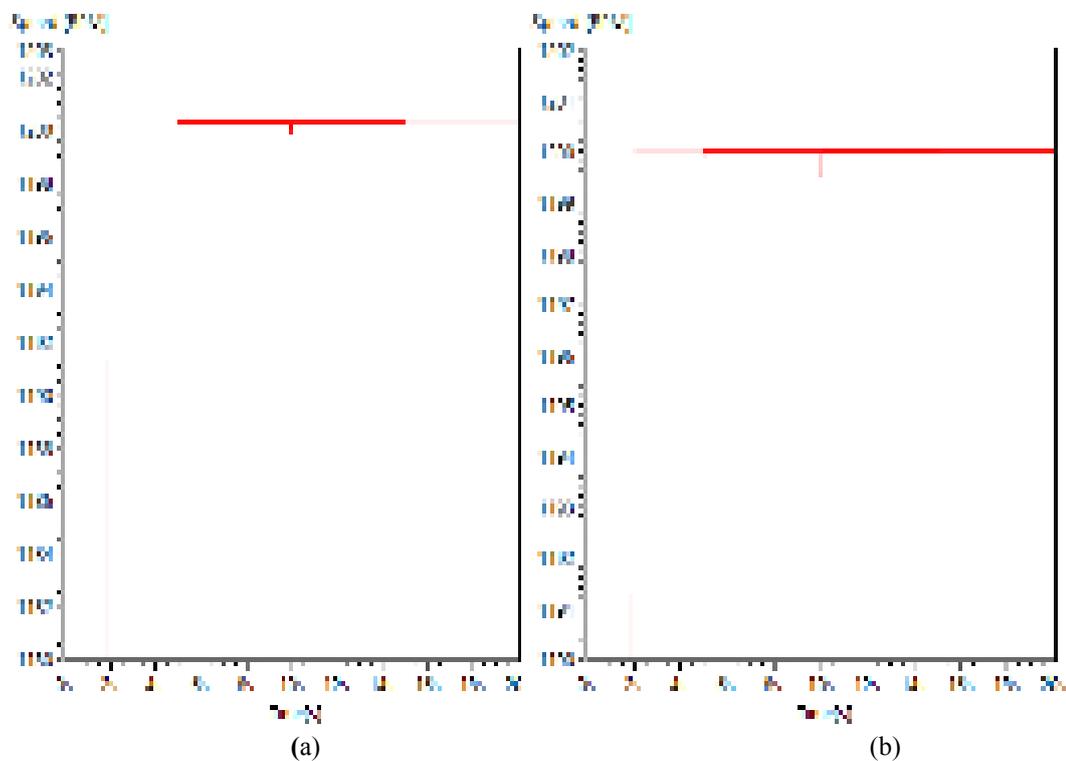
Gambar 4.31 (a) Boundry-SMC (b) FoSMC set point 300 RPM



Gambar 4.32 (a) Boundry-SMC (b) FoSMC set point 500 RPM



Gambar 4.33 (a) Boundry-SMC (b) FoSMC set point 1000 RPM



Gambar 4.34 (a) Boundry-SMC (b) FoSMC set point 1200 RPM

Dari respon pada gambar 4.31-4.34, maka didapatkan performa perbandingan respon FoSMC dengan Boundary-SMC pada speed controller seperti pada tabel 4.14.

Table 4.14. Performa FoSMC dengan Boundary-SMC

Set Point (Rpm)	Chattering (Var)		Dead Time (ms)		Rise Time (s)		Settling time (s)		Error Steady (%)	
	B-SMC	Fo SMC	B- SMC	Fo SMC	B- SMC	Fo SMC	B- SMC	Fo SMC	B- SMC	Fo SMC
300	0,03	0,54 67	37,87	37,86	0,1358	0,1356	0,147	0,146	0,282	0,003
500	0,008	0,442	49,31	49,3	0,2629	0,2627	0,291	0,29	0,284	0,006
1000	0,006	0,2375	75,49	75,4	0,914	0,914	1,23	1,22	0,289	0,004
1200	0,005	0,13	85,94	85,92	1,42	1,42	2,12	2,1	0,305	0,001

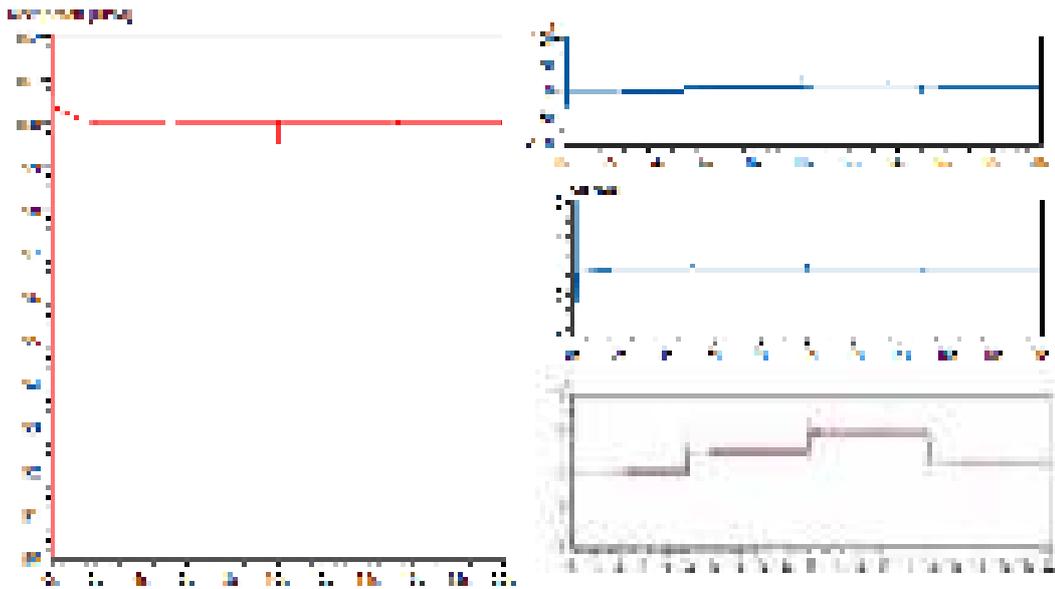
Berdasarkan pada tabel 4.14, dapat diamati bahwa komparasi antara Boundry-SMC dengan FoSMC pada kondisi waktu transien tidak memiliki perbedaan yang signifikan, baik pada sisi rise time dan settling time, akan tetapi perbedaan yang signifikan antara Boundary-SMC dengan FoSMC terletak pada error steady. Dapat diamati berdasarkan respon kecepatan yang didapat bahwa dengan Boundry-SMC fenomena chattering dapat direduksi dibanding dengan FoSMC. Akan tetapi pada boundary-SMC sisi robustnessnya berkurang dengan kata lain tidak berada dititik set point, berbeda dengan FoSMC yang kokoh mempertahankan kecepatannya ke nilai set point (robust). Sehingga menyebabkan error steady FoSMC jauh lebih kecil dibandingkan Boundary-SMC.

1.6 SIMULASI IFOC DENGAN SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL (SoSMC)

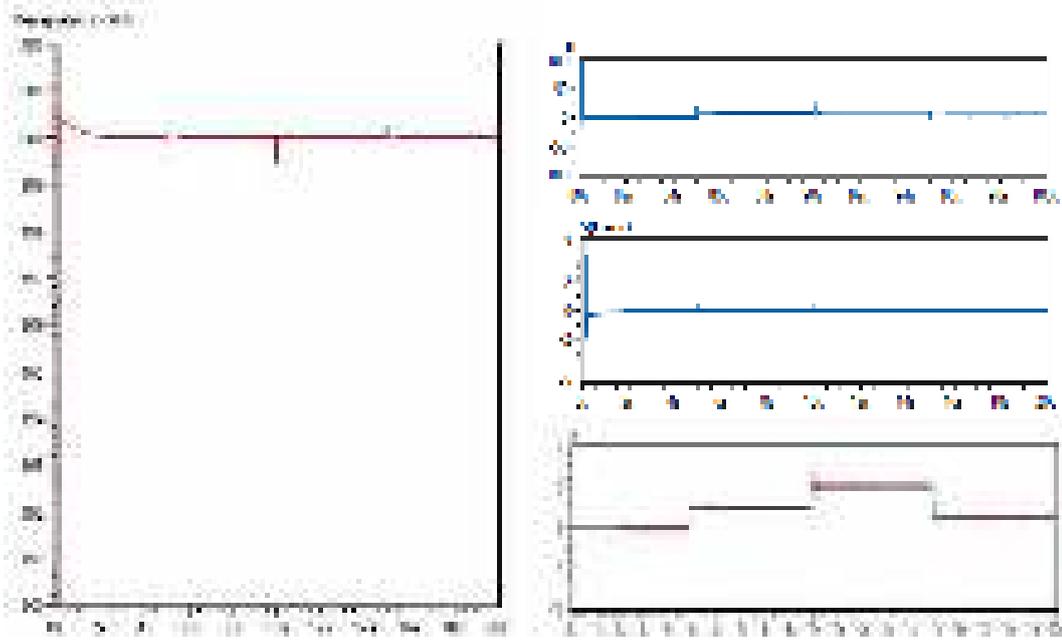
Salah satu cara dalam mereduksi fenomena chattering dengan mempertahankan kekokohan sistem yaitu dengan *high order sliding mode control*,

yang mana pada tesis ini menggunakan *second order sliding mode control* (*SoSMC*). Prinsip dari SoSMC yaitu menggeser fungsi sign yang merupakan fungsi *discontinue* tidak muncul pada orde pertama, tetapi dibawa ke orde dua (orde tinggi). Algoritma yang digunakan pada SoSMC tesis ini menggunakan algoritma *super twisting*. Nilai parameter motor induksi 3 fasa real yang digunakan pada simulasi seperti pada tabel 4.8. Simulasi dilakukan dengan variasi nilai beban/disturbance dengan waktu simulasi 20 detik

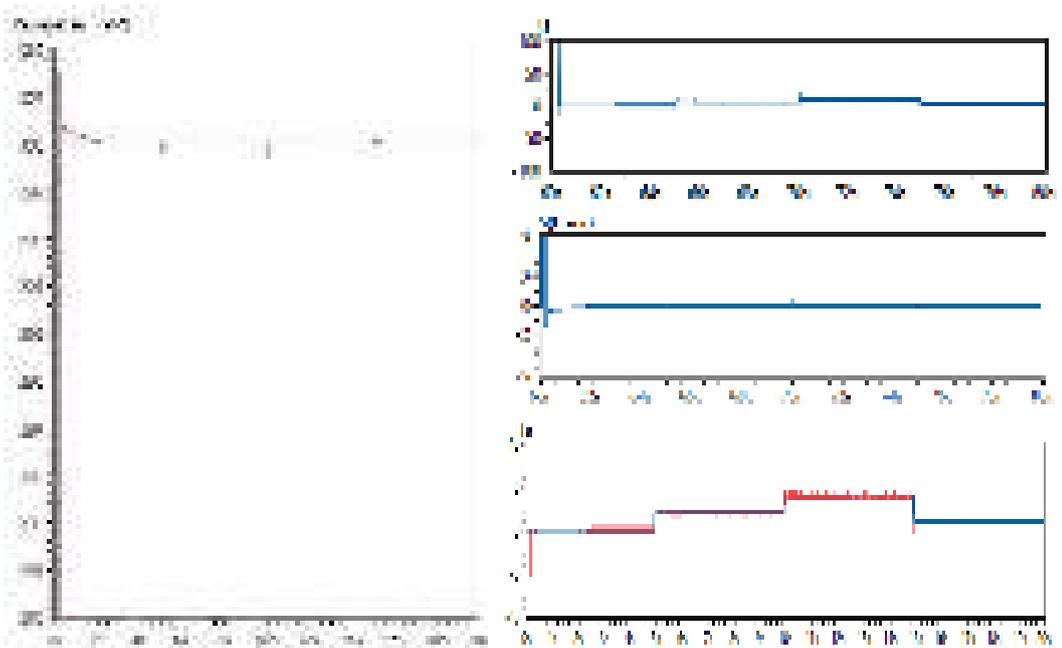
Nilai Parameter α dan β didapatkan secara tuning untuk mendapatkan respon yang terbaik. Sehingga didapatkan nilai parameter $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$ yang memenuhi teorema seperti pada diatas. Didapatkan hasil respon SoSMC seperti pada gambar 4.35-4.39 dengan nilai variasi set point pada kecepatan rendah yaitu 100 Rpm hingga 500 Rpm.



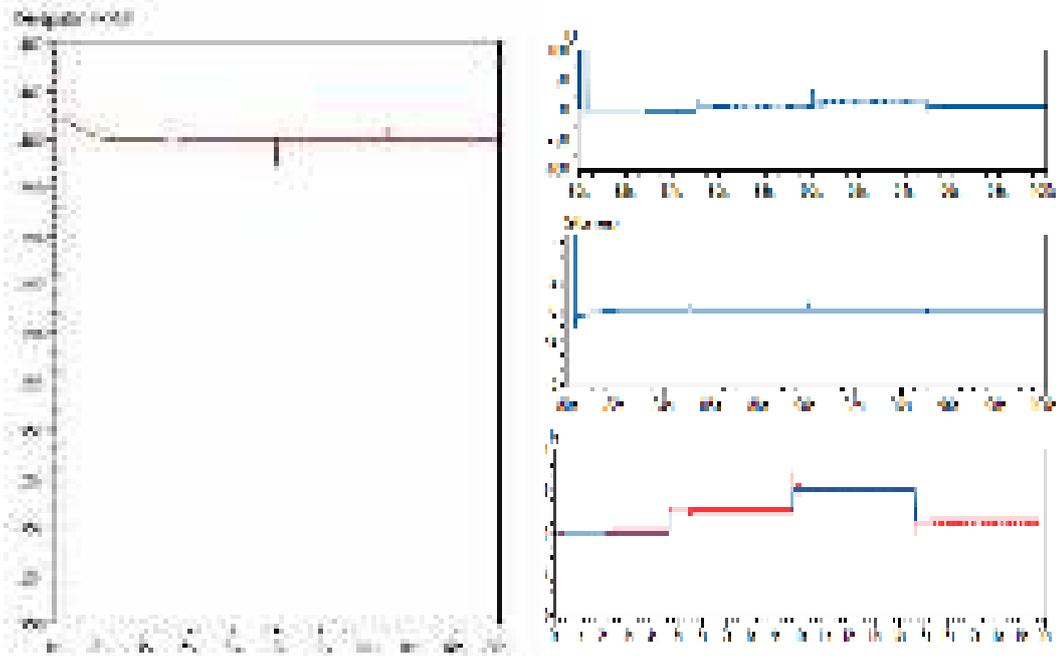
Gambar 4.35 SoSMC set point 100 RPM



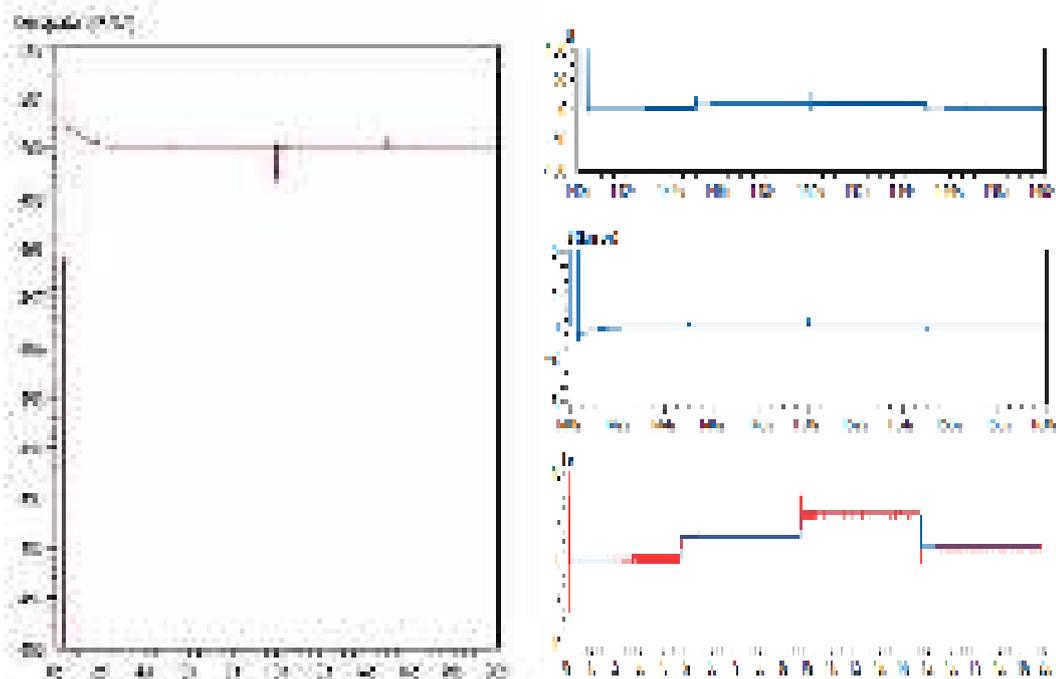
Gambar 4.36. SoSMC set point 200 RPM



Gambar 4.37 SoSMC set point 300 RPM



Gambar 4.38. SoSMC set point 400 RPM



Gambar 4.39 SoSMC set point 500 RPM

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.35-4.39, menunjukkan bahwa dengan SoSMC memiliki performa dinamik yang bagus, selain itu dapat mereduksi presentase fenomena chattering. Jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, dengan SoSMC ketika adanya *disturbance*

(torsi beban), kekokohan/robust tetap terjaga di titik nilai set point. Hal ini karena kelebihan dari SoSMC yang dapat mengurangi presentase fenomena chattering dengan adanya penggunaan fungsi continue yaitu pada algoritma super twisting menggunakan fungsi integral serta tetap robust terhadap adanya disturbance. Dari respon diatas maka didapatkan hasil performa *controller* pada tabel 4.15.

Table 4.15. Performa SoSMC

Set Point	SoSMC Parameters		Dead Time (ms)	Rise Time (s)	Settling Time (s)	Error Steady (%)	Chattering (Var)	Overshoot (%)
	α	β						
100	30	4	23,52	0,04791	0,052	0,001	0,046	3
200			31,38	0,08806	0,056	0,0017	0,028	1,5
300			37,87	0,1358	0,145	0,0014	0,0057	0,5
400			43,68	0,19334	0,22	0,0017	0,0031	0,275
500			49,32	0,26293	0,3	0,001	0,0022	0,18

Berdasarkan tabel 4.15, dapat diamati bahwa penggunaan SoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC dapat mereduksi fenomena chattering hingga 0,001 var, jika dilihat dari respon rise time dan settling time, SoSMC mampu memberikan respon transien yang sangat cepat dalam menuju keadaan tunak. Selain itu, jika diamati pada error steady, SoSMC mampu menjaga sistem tetap robust ketika adanya disturbance (torsi beban), sehingga menghasilkan error steady yang kecil. Jika dilihat dari overshoot, SoSMC memiliki nilai overshoot tertinggi 3% pada set point rendah yaitu 100 rpm.

Jika SoSMC dikomparasikan dengan FoSMC dan Boundary-SMC yang sama-sama pada pengaturan kecepatan rotor motor induksi 3 fasa berbasis IFOC, maka ditunjukkan respon kecepatan rotor pada kecepatan rendah seperti pada tabel 4.16.

Table 4.16. Performa SoSMC, FoSMC dan Boundary-SMC

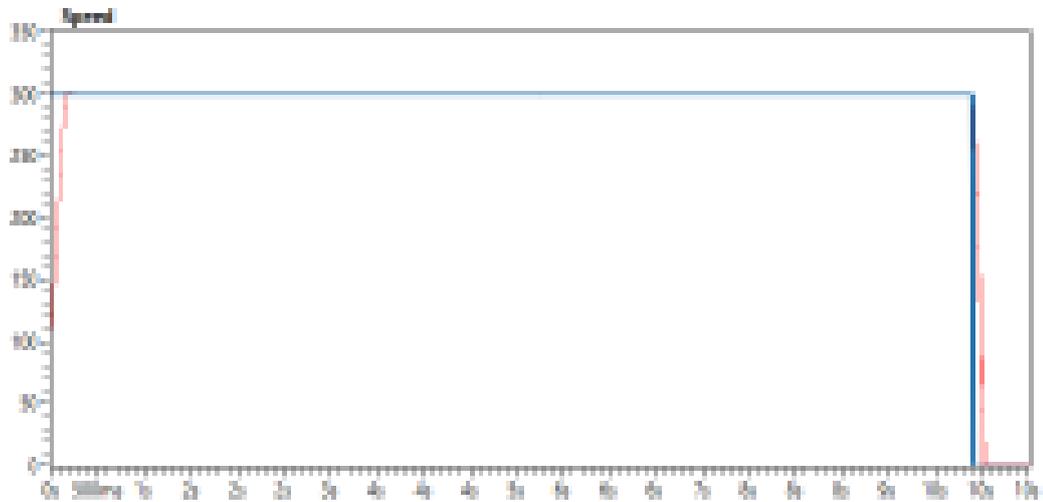
Set Point (Rpm)	Chattering (%)			Rise Time (ms)			Rise Time (s)			Settling time (s)			Error Steady (%)		
	SoSMC	FoSMC	Boundary-SMC	SoSMC	FoSMC	Boundary-SMC	SoSMC	FoSMC	SoSMC	SoSMC	FoSMC	SoSMC	SoSMC	FoSMC	SoSMC
100	0,01	0,22	0,048	20,32	21,11	21,12	0,04108	0,04177	0,04174	0,08	0,082	0,082	0,042	0,081	0,081
300	0,01	0,081	0,028	31,38	31,17	31,18	0,0889	0,08881	0,08826	0,121	0,121	0,124	0,121	0,081	0,0817
500	0,01	0,028	0,0027	37,87	37,88	37,87	0,1338	0,1328	0,1338	0,147	0,148	0,141	0,282	0,081	0,0814
400	0,081	0,047	0,004	40,87	40,87	40,88	0,28127	0,1902	0,28134	0,23	0,23	0,23	0,28	0,082	0,0817
500	0,081	0,042	0,0022	48,31	48,3	48,32	0,2829	0,2827	0,28259	0,281	0,28	0,3	0,284	0,081	0,081

Berdasarkan tabel 4.16, SoSMC dikomparasikan dengan FoSMC dan Boundary-SMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC, jika diamati pada presentase fenomena chattering, SoSMC memiliki presentase fenomena chattering yang paling sedikit, hal ini merupakan kelebihan dari SoSMC yang dapat mereduksi fenomena chattering, jika dilihat dari respon rise time dan settling time, SoSMC, FoSMC dan Boundary-SMC mampu memberikan respon transien yang sangat cepat dalam menuju keadaan tunak, sehingga tidak ada perbedaan yang signifikan diantara ketiganya. Selain itu, jika diamati pada error steady, SoSMC dan FoSMC mampu menjaga sistem tetap robust ketika adanya disturbance (torsi beban), sehingga menghasilkan error steady yang kecil. Akan tetapi SoSMC memiliki error steady yang lebih kecil sedikit dibanding dengan FoSMC.

1.7 SIMULASI SOSMC PADA BEBAN KONDISI MOBIL LISTRIK

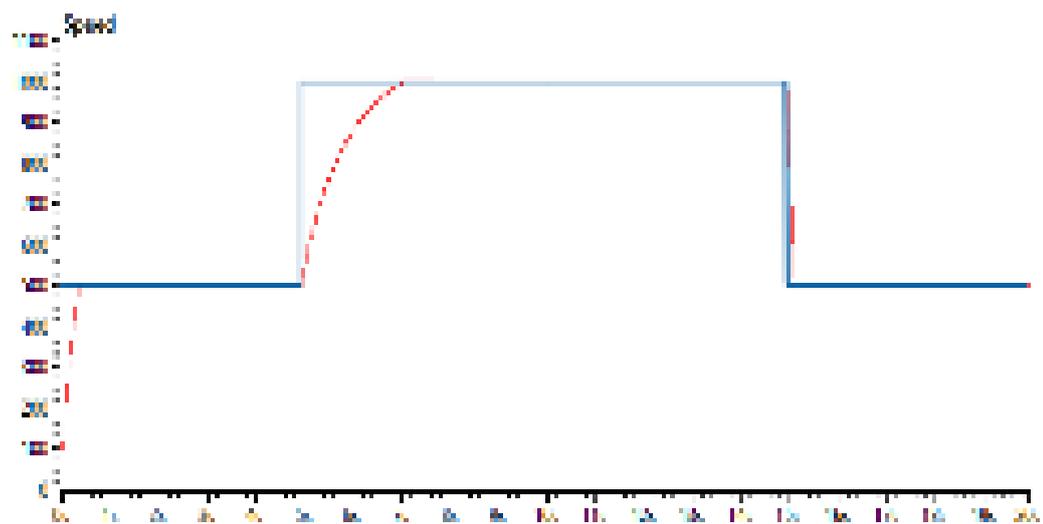
Pada simulasi berikutnya yaitu sistem dioperasikan dengan beban seolah-olah mobil listrik, dimana bertujuan untuk melakukan memvalidasi data, untuk mengetahui karakteristik jika diaplikasikan pada beban mobil listrik. Dikarenakan daya dari motor memiliki spesifikasi 1,2KW atau 1.5 HP, dengan torsi beban maksimum sebesar 5,45 Nm, sehingga simulasi ini dilakukan dengan besarnya torsi beban (mobil listrik) maksimum. Pengujian motor induksi yang digunakan pada mobil listrik mensimulasikan berjalannya mobil saat mobil berhenti hingga mobil berjalan normal dan kemudian berhenti lagi. Simulasi menjalankan motor induksi ketika mobil bergerak dengan percepatan konstan sesuai set point, berjalan sebentar

pada kecepatan putar konstan kemudian mengurangi kecepatan hingga 0 Rpm ditunjukkan pada Gambar 4.40, dengan nilai torsi beban nominal yaitu 5,45 Nm.



Gambar 4.40. Respon kecepatan ketika mobil dijalankan

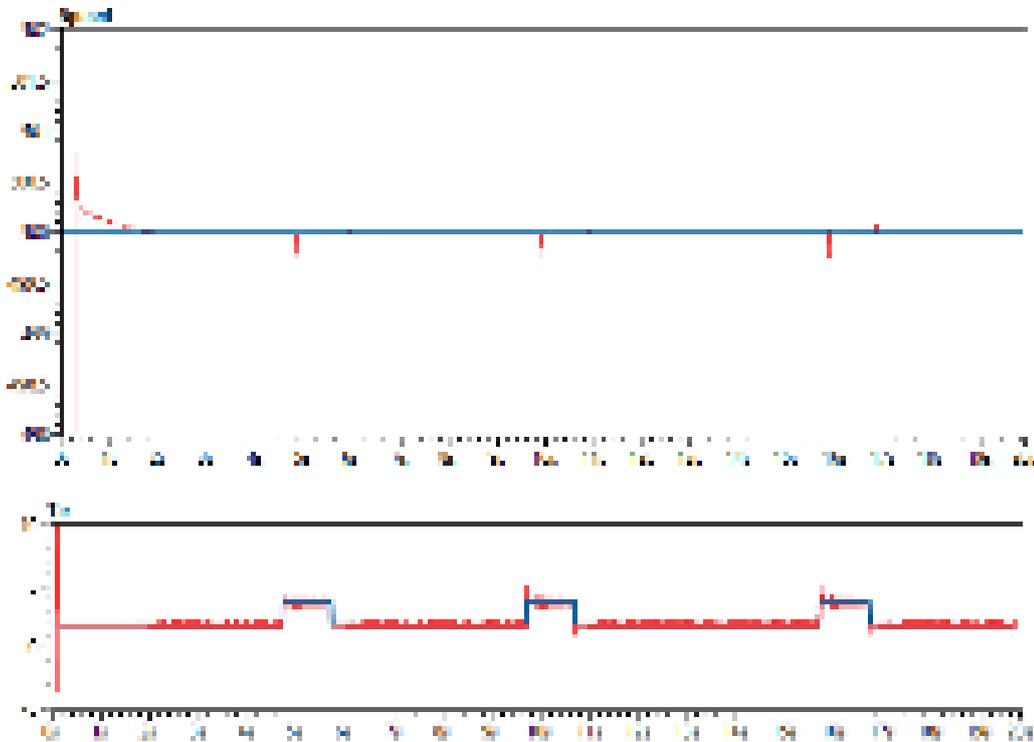
Simulasi menjalankan motor induksi ketika mobil bergerak di jalan yang berlubang dan tanjakan kecil, sehingga memaksa pengemudi untuk mengubah kecepatan mobil, yaitu dengan menerapkan torsi beban atau impuls yang berbeda pada simulasi. Pada gambar 4.41 menunjukkan respon kecepatan rotor ketika dioperasikan dengan kecepatan motor yang bervariasi.



Gambar 4.41. Respon kecepatan rotor dengan variasi kecepatan

Simulasi menjalankan motor induksi ketika mobil bergerak di jalan yang berlubang ditunjukkan pada gambar 4.42. Dimana motor induksi dioperasikan

seperti halnya mengendarai mobil ketika mobil mulai dari 0 Rpm dan berjalan di jalan dengan banyak lubang kecil.



Gambar 4.42. Respon kecepatan rotor dan torsi ketika bergerak di jalan yang berlubang

1.8 PENGUJIAN INVERTER 3 FASA (TANPA PROTEKSI)

Inverter merupakan rangkaian dari komponen switching IGBT yang mampu mengubah sinyal DC menjadi sinyal AC. Metode switcing yang digunakan adalah metode SPWM yang dibangkitkan oleh FPGA yang selanjutnya akan dilanjutkan ke driver inverter untuk memisahkan output low dan output high. Pada *board* driver inverter 3 fasa terdapat 3 buah IC IR2111 dan 3 buah IC FOD 3182 yang berfungsi untuk memisahkan output high dan output low dari SPWM yang dibangkitkan. Output dari rangkaian driver inverter ini berupa 2 output untuk 1 IGBT yang berpasangan yaitu output high dan output low dengan amplitudo 12 volt sesuai dengan nilai input V_{cc} . Komponen *switching* yang digunakan adalah IGBT dengan tipe 2MBI/150TA-060.

Pengujian inverter 3 fasa dengan beban lampu pijar dilakukan dengan cara mengubah-ubah tegangan input menggunakan variac 3 fasa yang kemudian disearahkan dengan rectifier, dengan acuan tegangan ouput pada inverter 3 fasa yaitu maksimal 220 volt. Beban yang digunakan yaitu 3 buah lampu pijar 100 watt (300 watt) yang dihubungkan secara delta. Tabel 4.17 merupakan hasil pengujian inverter 3 fasa dengan beban lampu pijar 100 watt x 3 hubung delta.

Table 4.17. Pengujian Inverter 3 Fasa dengan beban lampu

ma	V _{L-L} (V)	I _{L-L} (A)	V _{DC} (V)	I _{DC} (A)	P _o (W)	P _{in} (W)	η(%)
1	20	0.22	29.5	0.32	7.62	9.44	80.73
	40	0.29	57.5	0.43	20.09	24.72	81.26
	60	0.34	92	0.51	35.33	41.82	84.48
	80	0.4	118.3	0.6	55.42	67.98	81.53
	100	0.44	144.2	0.67	76.21	92.91	82.02
	120	0.49	170	0.72	101.84	120.2	84.72
	140	0.53	201.5	0.8	128.51	155	82.91
	160	0.57	234.7	0.85	157.96	188.49	83.80
	180	0.61	260.1	0.91	190.17	228.49	83.23
	200	0.64	287.5	0.95	221.70	264.12	83.93
220	0.68	322.6	1	259.11	312.6	82.88	

Pengujian inverter 3 fasa dengan beban motor induksi 3 fasa dengan kapasitas motor yaitu 1200 watt yang dihubung secara delta dilakukan dengan cara mengubah-ubah tegangan input menggunakan variac 3 fasa yang kemudian disearahkan dengan rectifier, dengan acuan tegangan ouput pada inverter 3 fasa yaitu maksimal 220 volt (tegangan nominal motor induksi 3 fasa saat dihubung delta). Tabel 4.18 merupakan hasil pengujian inverter 3 fasa dengan beban motor induksi 3 fasa dengan daya 1200 watt hubung delta.

Table 4.18. Pengujian Inverter 3 Fasa dengan beban motor induksi 3 fasa

V _{in} (V)	I _{in} (A)	V _o (V)	I _o (A)	Cosφ	Rpm	P _o (W)	P _{in} (W)	η (%)
324	0.51	220	2.9	0.36 lag	1500	120	160	75
289	0.42	200	2.3	0.37 lag	1500	94	122	77.04
262	0.36	180	1.95	0.37 lag	1499	75	97	77.31

Lanjutan Table 4.18. Pengujian Inverter 3 Fasa dengan beban motor induksi 3 fasa

Vin (V)	Iin (A)	Vo (V)	Io (A)	Cos ϕ	Rpm	Po (W)	Pin (W)	η (%)
240	0.33	160	1.68	0.38 lag	1499	58	75	77.33
205	0.3	140	1.45	0.4 lag	1498	44	60	73.33
160	0.28	120	1.2	0.42 lag	1498	38	46	82.60
146	0.26	100	1	0.48 lag	1496	30	35	85.71
120	0.25	80	0.8	0.58 lag	1496	21	25	84
95	0.25	60	0.6	0.78 lag	1494	17	20	85
60	0.29	40	0.5	0.94 lag	1484	10	14	71.42
30	0.46	20	0.5	0.96 lag	1396	8	10	80

Dari pengujian yang telah dilakukan pada tabel 4.18, untuk menghasilkan nilai tegangan output inverter sebesar 220 Vrms, dibutuhkan tegangan input DC sebesar 324 Vdc. Dan arus motor mencapai 2,9 A pada kondisi tanpa beban.

1.9 PENGUJIAN RESPON OPEN LOOP IFOC

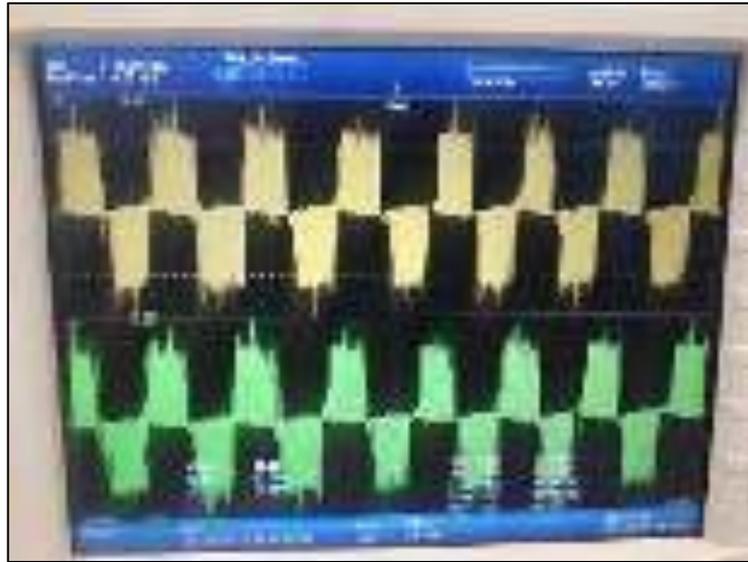
Pada pengujian pengambilan respon open loop motor induksi 3 fasa 1.2 KW dengan metode IFOC. Pada pengujian ini nantinya akan dibandingkan dengan respon motor induksi dalam keadaan close loop atau terkontrol. Pada Gambar 4.43 dan 4.44 merupakan foto pengujian hardware. Sedangkan gambar 4.45 merupakan gelombang keluaran tegangan *line to line* inverter 3 fasa pada kondisi dibebani motor induksi 3 fasa, dengan teknik switching inverter *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Pengujian dilakukan dengan tegangan *input inverter* adalah 35V DC dan kondisi motor tanpa beban. Ketika pengujian ini, sensor kecepatan dan sensor arus telah dikalibrasi dengan baik, hanya saja range yang digunakan pada sensor arus masih terlalu besar yaitu 400 A, sedangkan pembacaan hanya berkisar 10 A, sehingga mempengaruhi dalam pembacaan adc pada sensor arus, karena pada FOC, sensor arus merupakan bagian penting dalam proses transformasi pertama kali. Waktu untuk menempuh 1 iterasi pengujian ini adalah 0,8ms yang ditampilkan pada kotak interval time. Untuk mengejar *real time* dari sistem 50Hz seperti ini, maka waktu iterasi maksimal yang diperbolehkan adalah 10ms.



Gambar 4.43 Rangkaian pengujian Open Loop terintegrasi



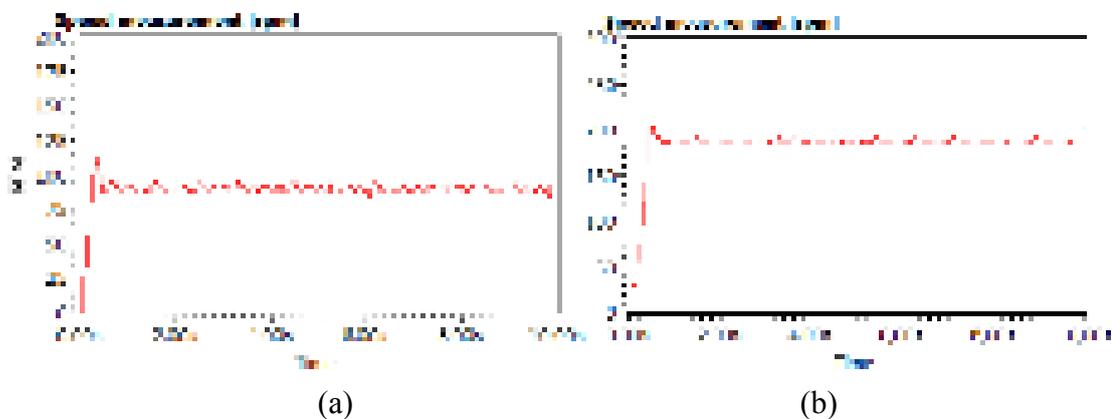
Gambar 4.44. Dokumentasi pengujian hardware



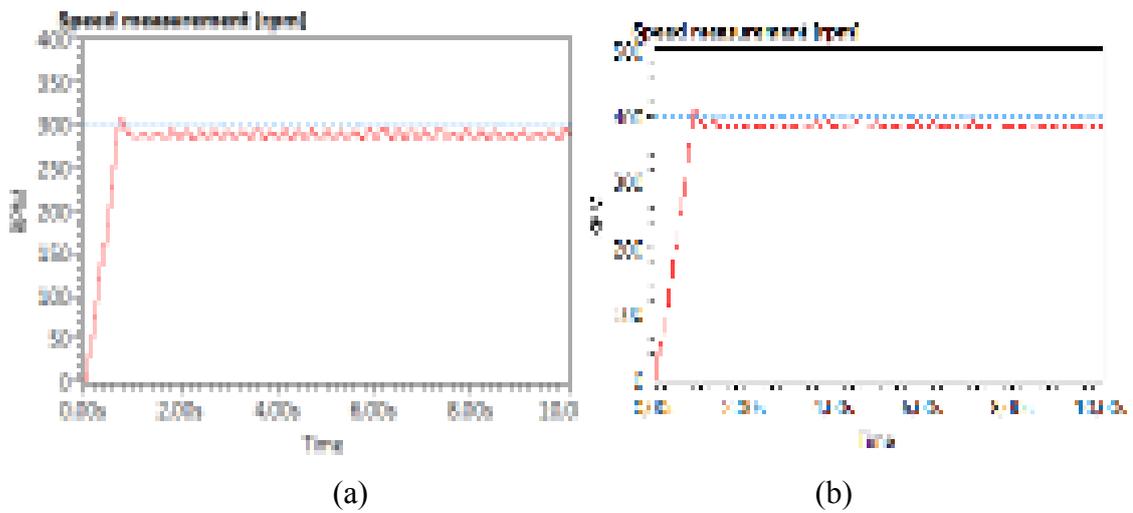
Gambar 4.45. Gelombang tegangan output inverter 3 fasa

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui kesiapan integrasi *hardware* dalam menjalankan metode IFOC. Kesiapan yang dimaksud meliputi parameter motor, rumus IFOC, rumus perhitungan sudut, dan rumus estimasi *flux*. Pengujian pertama adalah pengujian IFOC tanpa controller. Pengujian tanpa controller disini adalah dengan mengatur parameter PID kendali kecepatan, PID Id *regulator*, dan PID Iq *regulator* menjadi $K_p=1$, $K_i=0$, dan $K_d=0$.

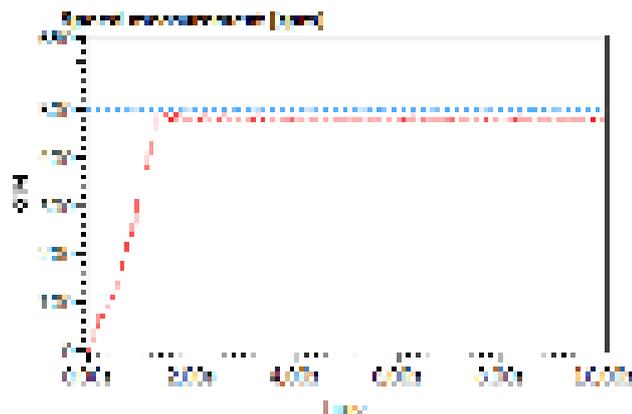
Gambar 4.46 sampai dengan 4.48 adalah hasil dari uji IFOC tanpa kontrol dengan kecepatan acuan pada kecepatan rendah motor yaitu 100rpm-500rpm. Pengujian dilakukan dengan kondisi motor tanpa beban.



Gambar 4.46 (a). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 100 rpm,
(b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 200 rpm



Gambar 4.47 (a). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 300 rpm,
 (b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 400 rpm

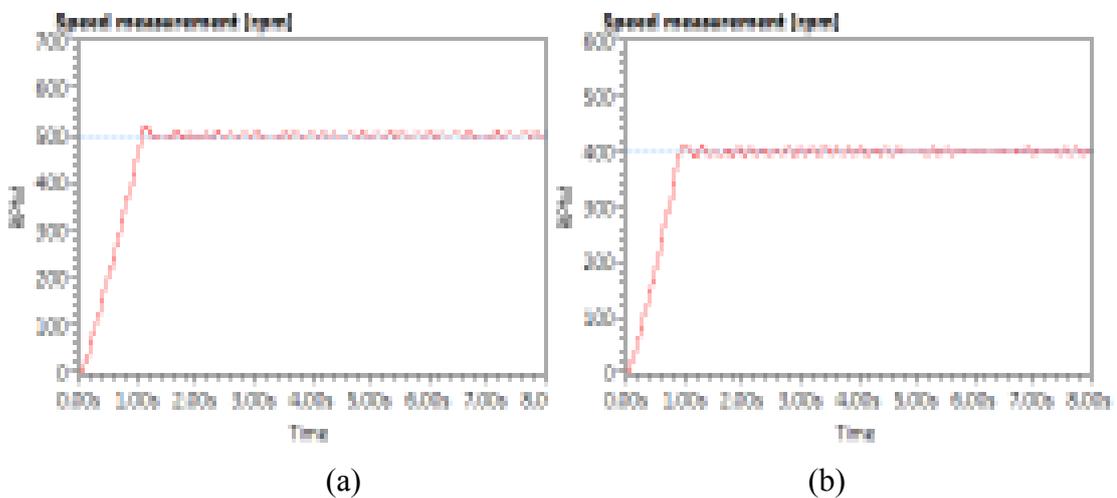


Gambar 4.48. Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 500 rpm

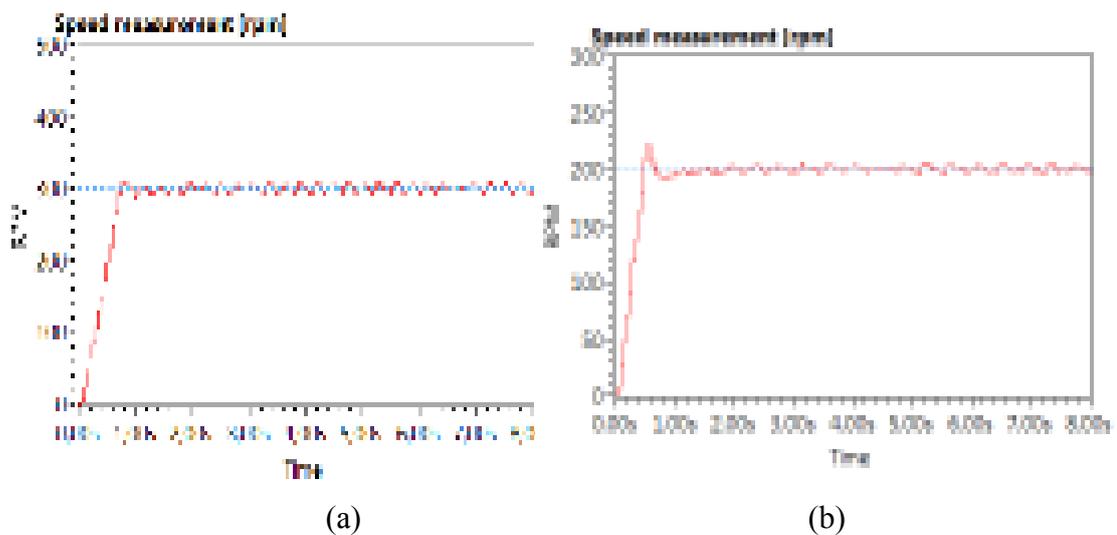
Dari hasil pengujian hardware respon kecepatan rotor pada kondisi open loop dengan variasi nilai set point 100rpm-500 rpm. Pada gambar 4.46-4.48 dapat diamati bahwa pada respon open loop memiliki waktu transient diantaranya rise time dan settling time yang kurang baik yaitu membutuhkan waktu yang cukup lama, kemudian jika diamati dari error steady, pada kondisi open loop IFOC, respon dari kecepatan tidak sesuai dengan nilai referensi kecepatan. Selain itu, dari respon kecepatan yang didapatkan terjadi osilasi pada kondisi steady, hal ini dikarenakan pada waktu itu sensor kecepatan mengalami sedikit tidak simetris dan terjadi kerusakan pada rotary sehingga menyebabkan terjadi osilasi.

1.10 PENGUJIAN IFOC DENGAN PID CONTROLLER TANPA BEBAN

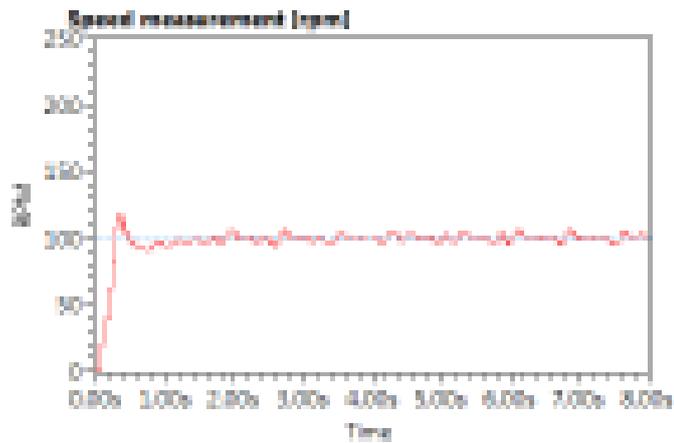
Pada pengujian IFOC dengan PID controller pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa, dilakukan dengan variasi nilai set point. Pengujian dilakukan pada kecepatan rendah motor dengan nilai set point 100 Rpm hingga 500 Rpm. Nilai parameter PID ditentukan secara tuning untuk mendapatkan performa respon yang terbaik, yang nantinya digunakan sebagai pembanding dengan sliding mode control. Sehingga didapatkan respon kecepatan motor menggunakan PID *controller* dengan variasi set point kecepatan seperti pada gambar 4.59 sampai gambar 4.51.



Gambar 4.49 (a). Respon kecepatan PID dengan set point 500 rpm,
(b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 400 rpm



Gambar 4.50 (a). Respon kecepatan PID dengan set point 300 rpm,
(b). Respon kecepatan hardware open loop dengan set point 200 rpm



Gambar 4.51 Respon kecepatan PID dengan set point 100 rpm

Berdasarkan respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.49-4.51, PID controller memiliki respon transient yang cukup bagus, selain itu jika dibandingkan dengan kondisi tanpa control (open loop), dengan PID controller dapat mempertahankan ke titik set pointnya. Sehingga pengamatan respon dapat ditabelkan seperti pada tabel 4.19

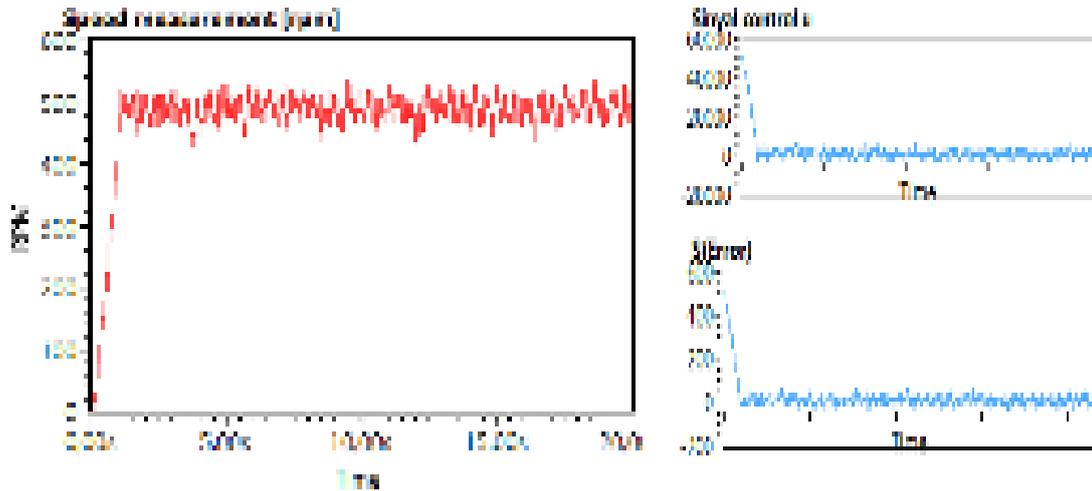
Tabel 4.19. Performa Pengujian PID Controller Tanpa Beban

Set Point (Rpm)	Kp	Ki	Kd	Rise Time (s)	Settling time (s)	Error Steady (%)
100	1,005	1,5	0,15	0,28	1,21	0,4
200	1,03	1,8	0,35	0,48	1,4	0,25
300	1,05	1,81	0,352	0,65	0,87	0,2
400	1,25	2,01	0,45	0,88	1,21	0,2
500	1,45	2,1	0,5	1	1,25	0,2

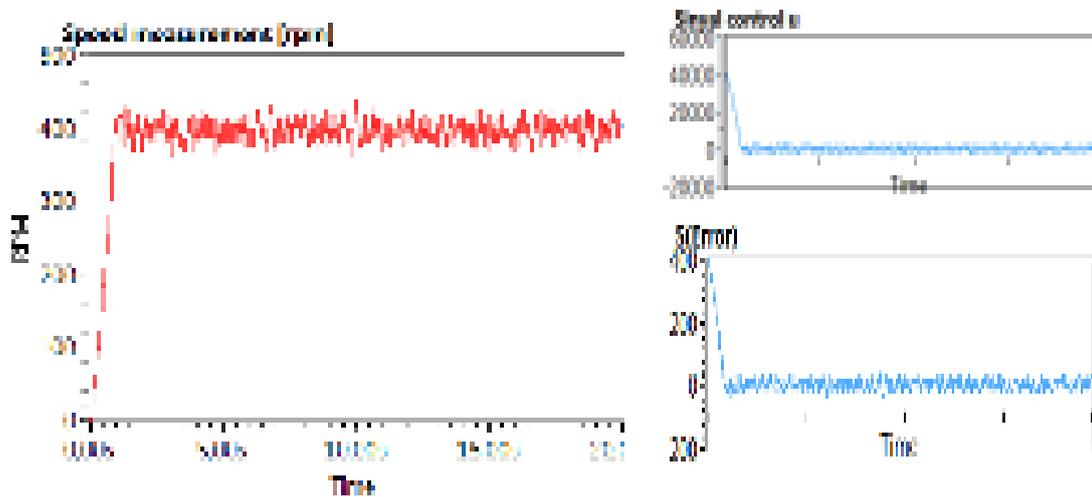
1.11 PENGUJIAN IFOC DENGAN FOSMC TANPA BEBAN

Pada pengujian IFOC dengan First Order Sliding Mode Control (FoSMC) pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa, dilakukan dengan variasi nilai set point. Pengujian dilakukan pada kecepatan rendah motor dengan nilai set point 100

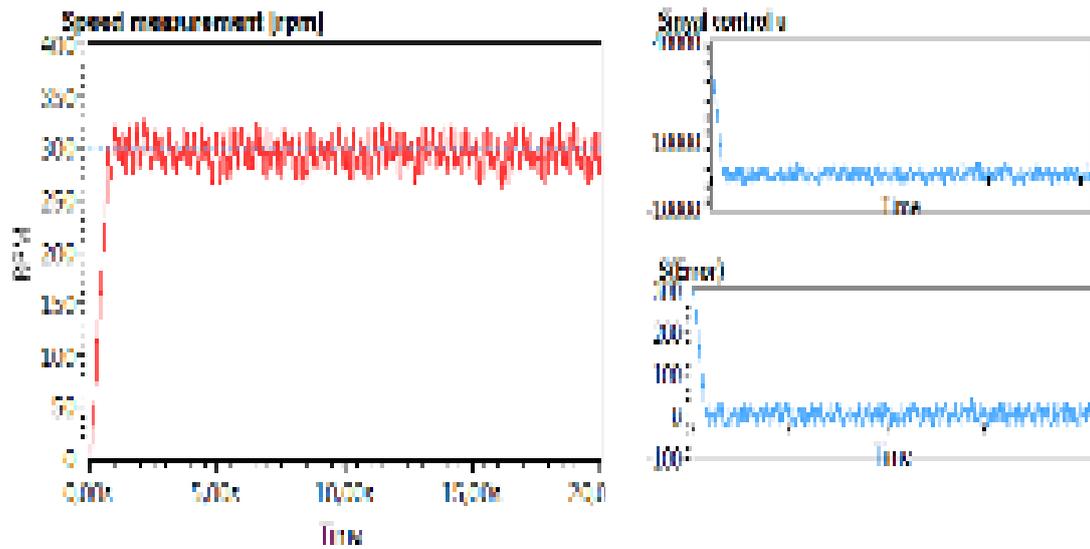
Rpm hingga 500 Rpm. Nilai parameter FoSMC yang digunakan yaitu $\alpha = 100$ dan $k = 15$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada simulasi. Sehingga didapatkan respon kecepatan motor menggunakan FoSMC dengan variasi set point kecepatan seperti pada gambar 4.52 sampai gambar 4.57.



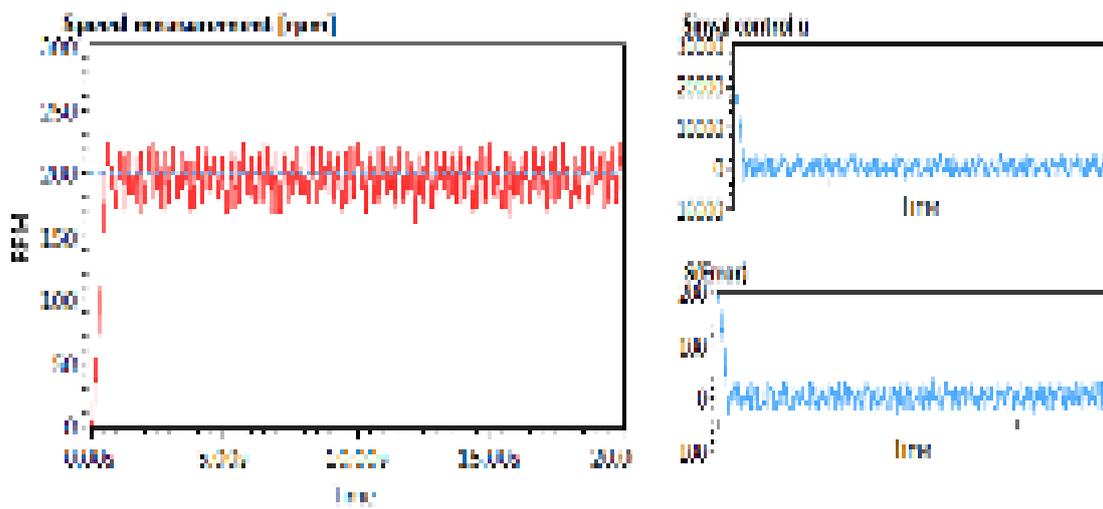
Gambar 4.52 Respon kecepatan FoSMC dengan set point 500 rpm



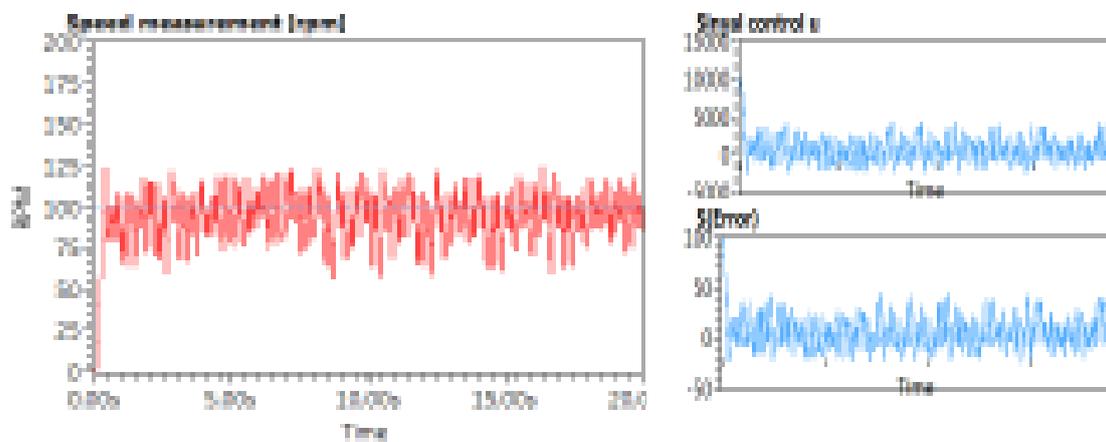
Gambar 4.53 Respon kecepatan FoSMC dengan set point 400 rpm



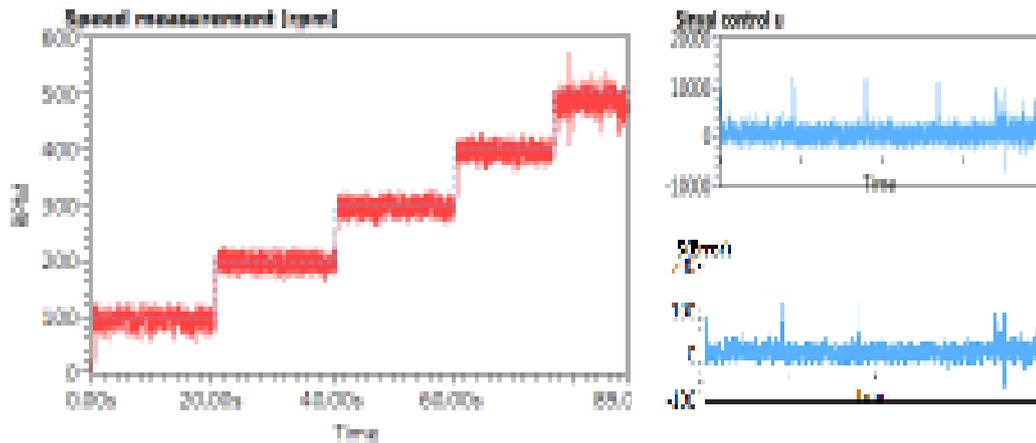
Gambar 4.54 Respon kecepatan FoSMC dengan set point 300 rpm



Gambar 4.55 Respon kecepatan FoSMC dengan set point 200 rpm



Gambar 4.56 Respon kecepatan FoSMC dengan set point 100 rpm



Gambar 4.57 Respon kecepatan FoSMC dengan variasi set point

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.52-4.57, menunjukkan bahwa dengan nilai set point yang berbeda, kekokohan/robust sistem kecepatan rotor tercapai yaitu stabil pada nilai set point. Selain itu jika diamati, pada FoSMC memiliki respon transient yang lebih bagus sedikit dibanding dengan PID controller, dapat diamati bahwa FoSMC lebih cepat responnya dalam menuju ke keadaan steady state. Akan tetapi pada grafik respon kecepatan, terjadi adanya fenomena *chattering*. Fenomena *chattering* merupakan perubahan nilai yang beresilasi dengan frekuensi tinggi pada permukaan *sliding surface*/titik set pointnya. Hal ini merupakan kelemahan dari sliding mode control (SMC). Munculnya fenomena *chattering* disebabkan oleh adanya fungsi $\text{sign}(s)$ yang merupakan fungsi *discontinues* pada sinyal control yang telah didesain, sehingga menyebabkan perubahan nilai *control* input u yang berubah bernilai *positive* dan *negative* secara cepat yang menyebabkan beresilasi. Tinggi rendahnya *amplitude* dari *chattering* dipengaruhi oleh nilai parameter variabel k pada sinyal control. Dimana nilai variabel k berpengaruh pada kekokohan sistem, atau dengan kata lain, jika kita menurunkan nilai variabel k , maka kelebihanannya adalah presentasi *chattering* dapat tereduksi, akan tetapi kekokohan dari sistem akan berkurang. Sehingga perlu dilakukan penentuan nilai parameter k yang optimal untuk mendapatkan respon yang maksimal. Dari respon diatas maka didapatkan hasil performa *controller* pada tabel 4.20.

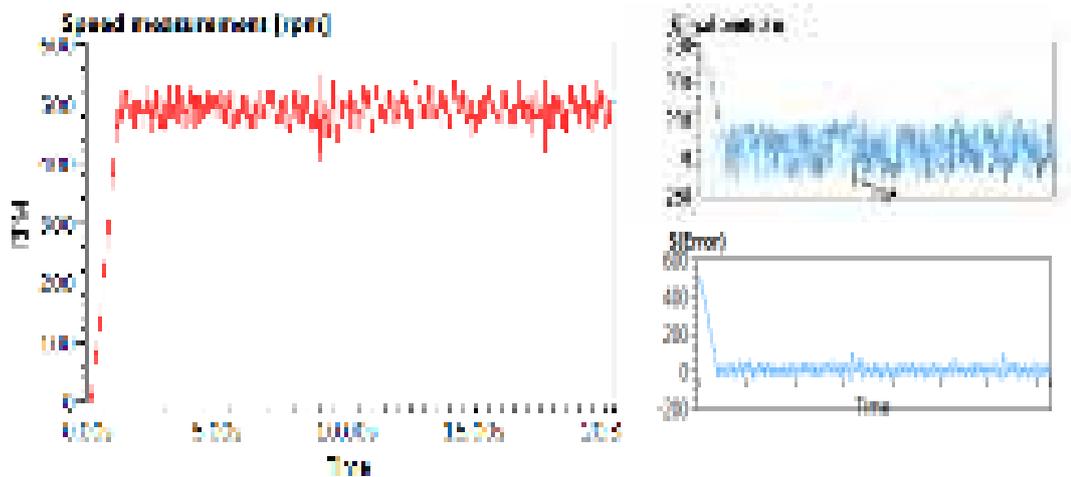
Table 4.20 Performa Pengujian FoSMC Tanpa Beban

Set Point	FoSMC Parameters		Rise Time (s)	Settling Time (s)	Error Steady (%)	Chattering (Var)
	α	k				
100	100	15	0,27	0,51	0,25	25
200			0,48	0,79	0,22	21,26
300			0,65	0,88	0,21	20,25
400			0,89	1,08	0,21	19,36
500			1,01	1,19	0,21	16

Berdasarkan tabel 4.20, penggunaan FoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC memberikan respon transient yang cukup bagus, jika dilihat dari respon rise time dan settling time, FoSMC mampu memberikan respon transien yang lebih cepat dibanding dengan control konvensional. Selain itu, dengan FoSMC dapat menekan error steady hingga bernilai kurang lebih 0,21%. Akan tetapi pada FoSMC memiliki presentase chattering hingga 25 var, fenomena chattering ini berbahaya atau berdampak pada hardware dan motor induksi yang digunakan serta menyebabkan penurunan pada efisiensi.

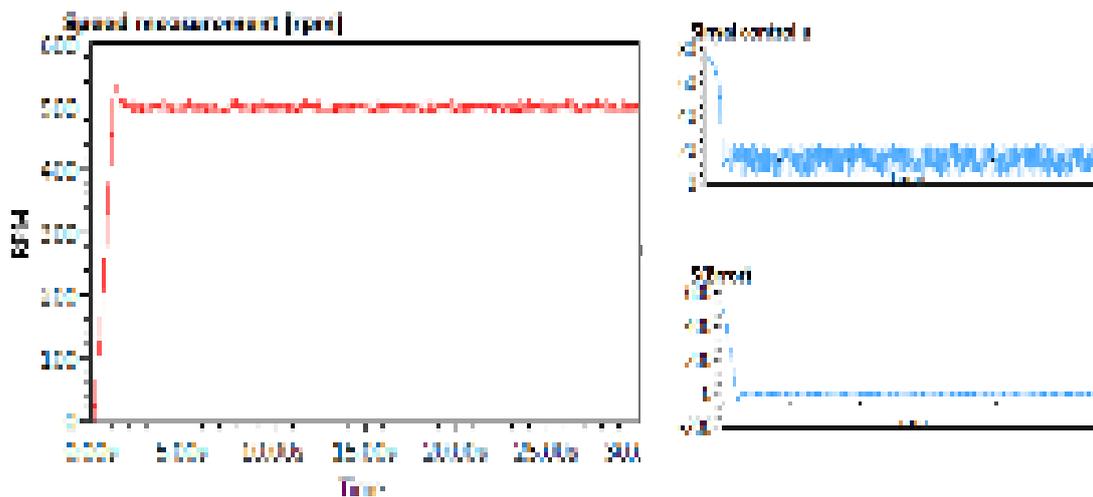
1.12 PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC TANPA BEBAN

Pada pengujian IFOC dengan Second Order Sliding Mode Control (FoSMC) pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa, dilakukan dengan variasi nilai set point. Pengujian dilakukan pada kecepatan rendah motor dengan nilai set point 100 Rpm hingga 500 Rpm. SoSMC merupakan salah satu cara dalam mereduksi fenomena chattering dengan mempertahankan kekokohan sistem. Nilai parameter SoSMC yang digunakan parameter $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada simulasi. Didapatkan respon kecepatan motor seperti pada gambar 4.58.

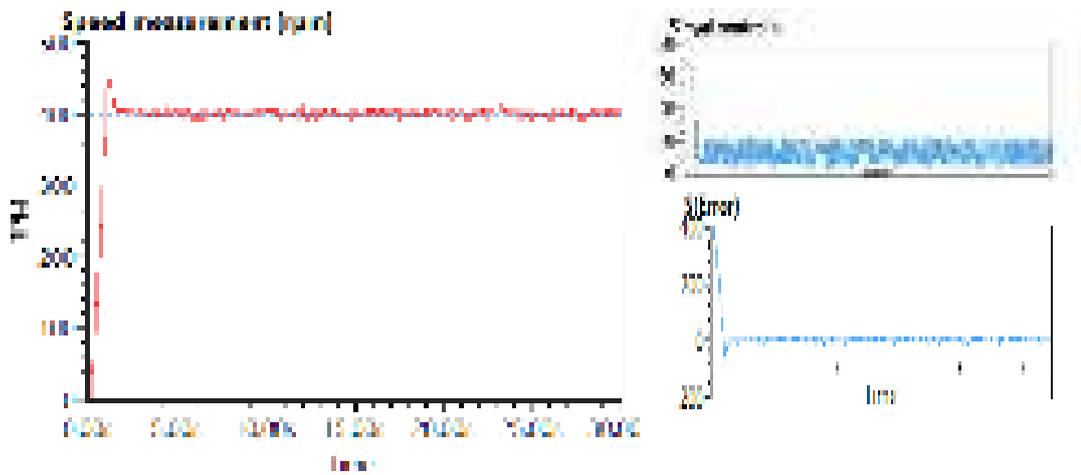


Gambar 4.58 Respon kecepatan SoSMC dengan $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$

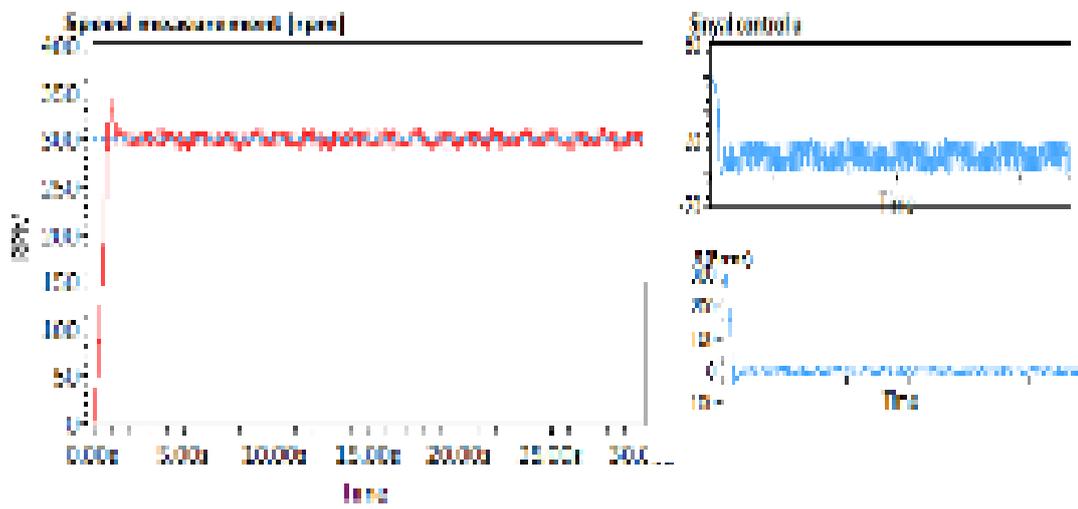
Dari respon kecepatan SoSMC dengan menggunakan parameter $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$ seperti pada parameter simulasi pada gambar 4.58 dapat diamati presentase chattering yang didapatkan besar. Sehingga dilakukan perubahan nilai parameter untuk mendapat respon yang maksimal pada pengujian, Didapatkan nilai parameter terbaik yaitu $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$ dan sudah memenuhi ketentuan pada analisa kestabilan lyapunov. Didapatkan respon kecepatan motor dengan variasi nilai set point seperti pada gambar 4.59 sampai gambar 4.64.



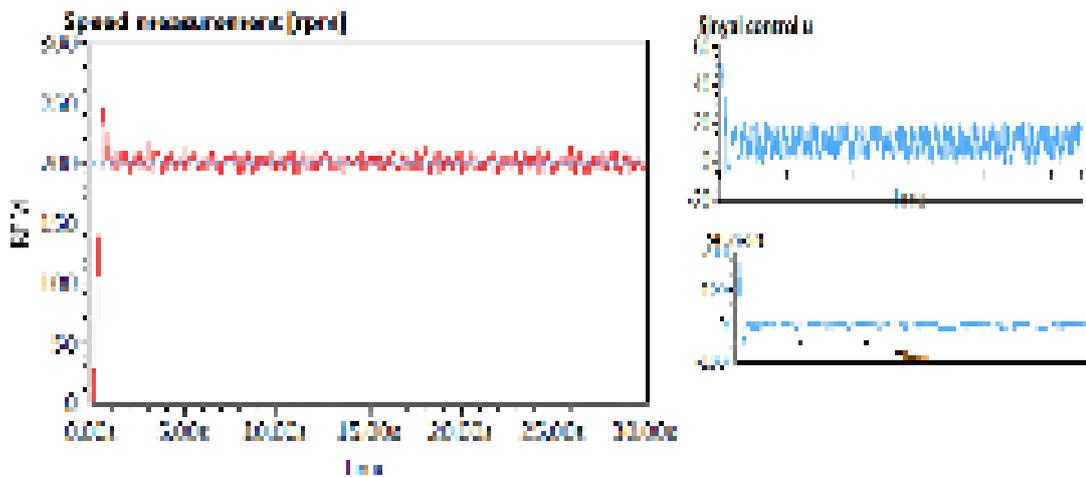
Gambar 4.59 Respon kecepatan SoSMC dengan set point 500 Rpm



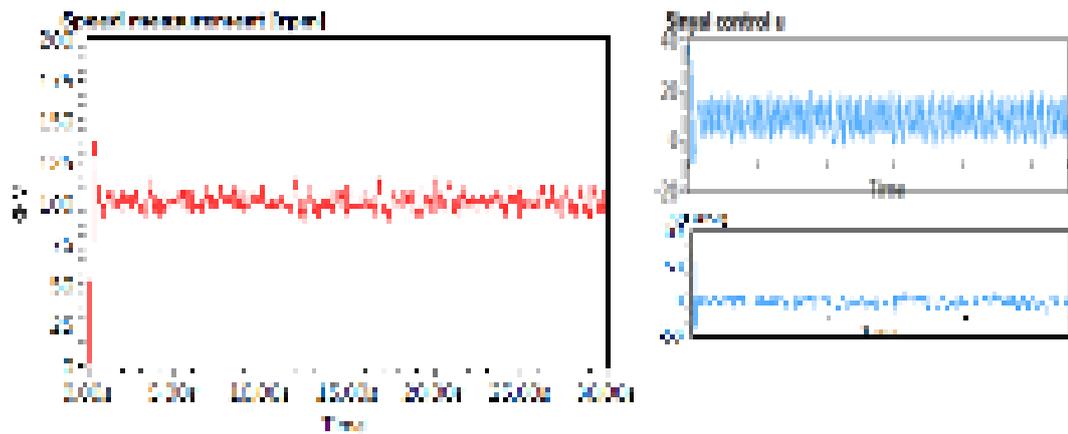
Gambar 4.60 Respon kecepatan SoSMC dengan set point 400 Rpm



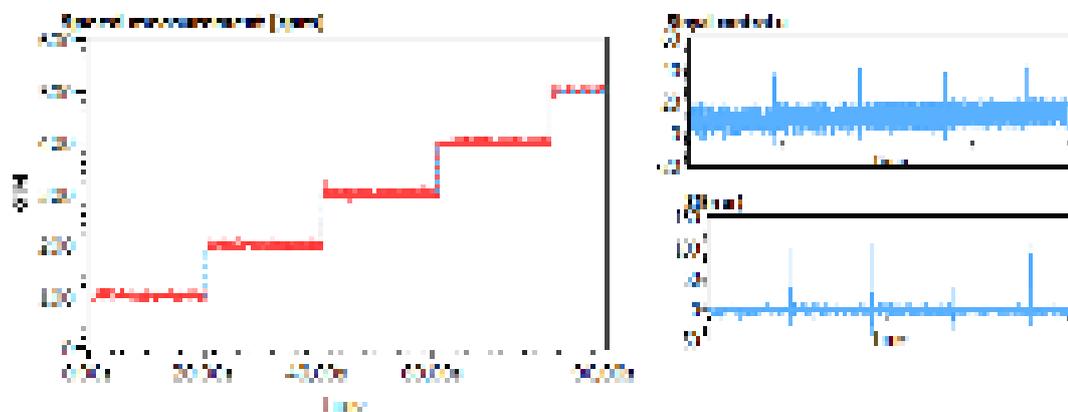
Gambar 4.61 Respon kecepatan SoSMC dengan set point 300 Rpm



Gambar 4.62 Respon kecepatan SoSMC dengan set point 200 Rpm



Gambar 4.63 Respon kecepatan SoSMC dengan set point 100 Rpm



Gambar 4.64 Respon kecepatan SoSMC dengan variasi set point

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.59-4.64, dengan menggunakan SoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa dengan nilai parameter $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, dapat mereduksi presentase fenomena chattering. Hal ini karena kelebihan dari SoSMC yang dapat mengurangi presentase fenomena chattering dengan adanya penggunaan fungsi continue yaitu pada algoritma super twisting menggunakan fungsi integral pada sinyal control. Selain itu jika diamati pada respon kecepatan, memiliki respon transient yang cukup bagus, serta memiliki nilai error steady yang kecil. Dari respon diatas maka didapatkan hasil performa *controller* pada tabel 4.21.

Table 4.21. Performa Pengujian SoSMC Tanpa Beban

Set Point	SoSMC Parameters		Rise Time (s)	Settling Time (s)	Error Steady (%)	Chattering (Var)	Overshoot (%)
	α	β					
100	3	10	0,22	1,08	0,1	2,89	35
200			0,45	1,1	0,1	1,21	22,5
300			0,67	1,35	0,12	0,64	16,66
400			0,88	1,56	0,12	0,36	12,5
500			1,1	0,3	0,12	0,16	5

Berdasarkan tabel 4.21, dapat diamati bahwa penggunaan SoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC dapat mereduksi fenomena chattering, jika dilihat dari respon transient yaitu respon rise time dan settling time, SoSMC mampu memberikan respon transien yang cukup bagus. jika diamati pada error steady, SoSMC mampu menghasilkan error steady yang kecil. Selain itu, jika diamati pada overshoot, SoSMC menghasilkan nilai overshoot yang cukup tinggi pada set point rendah.

Jika SoSMC dikomparasikan dengan FoSMC pada pengaturan kecepatan rotor motor induksi 3 fasa berbasis IFOC, seperti pada tabel 4.22.

Table 4.22. Performa SoSMC dengan FoSMC Tanpa Beban

Set Point (Rpm)	Chattering (Var)		Rise Time (s)		Settling time (s)		Error Steady (%)	
	So SMC	Fo SMC	So SMC	Fo SMC	So SMC	Fo SMC	So SMC	Fo SMC
100	2,89	25	0,22	0,27	1,08	0,51	0,1	0,25
200	1,21	21,26	0,45	0,48	1,1	0,79	0,1	0,22
300	0,64	20,25	0,67	0,65	1,35	0,88	0,12	0,21
400	0,36	19,36	0,88	0,89	1,56	1,08	0,12	0,21
500	0,16	16	1,1	1,01	0,3	1,19	0,12	0,21

Berdasarkan tabel 4.22, SoSMC dikomparasikan dengan FoSMC pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa berbasis IFOC kondisi tanpa beban, jika diamati pada presentase chattering, SoSMC memiliki presentase fenomena chattering yang paling sedikit, dengan SoSMC dapat mereduksi chattering hingga 2,9 var pada set point 100 rpm. hal ini merupakan kelebihan dari SoSMC yang dapat mereduksi fenomena chattering dengan adanya fungsi continue yaitu fungsi integral pada algoritma super twisting. Jika dilihat dari respon transient, pada sisi respon rise time tidak ada perbedaan signifikan antara FoSMC dan SoSMC. Pada sisi settling time, FoSMC memiliki respon yang lebih cepat dibanding dengan SoSMC, hal ini karena pada SoSMC adanya overshoot sehingga menyebabkan waktu menuju steady statenya semakin bertambah. Selain itu, jika diamati pada error steady, SoSMC dan FoSMC mampu menghasilkan error steady yang kecil. Akan tetapi SoSMC memiliki error steady yang lebih kecil sedikit dibanding dengan FoSMC.

1.13 PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC DENGAN BEBAN MOTOR DC

Pada pengujian IFOC dengan Second Order Sliding Mode Control (FoSMC) pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa, untuk menguji ketahanan/robust dari sistem control super twisting SoSMC yang telah didesain, perlu dilakukan pengujian dengan kondisi dinamik. Pada pengujian ini motor induksi 3 fasa diberi beban motor DC yang sudah tercouple. Dimana sumber dari motor DC dari eksternal. Besar tegangan input supply pada motor DC nantinya akan memutar motor DC dan kemudian melawan putaran dari motor induksi 3 fasa, sehingga mengakibatkan motor induksi 3 fasa dalam kondisi terbebani. Besarnya nilai tegangan input dari motor DC dapat dihitung menggunakan persamaan berikut, untuk menentukan besarnya nilai torsi beban pada motor induksi 3 fasa. Sehingga didapatkan tabel pengujian beban seperti pada tabel 4.23.

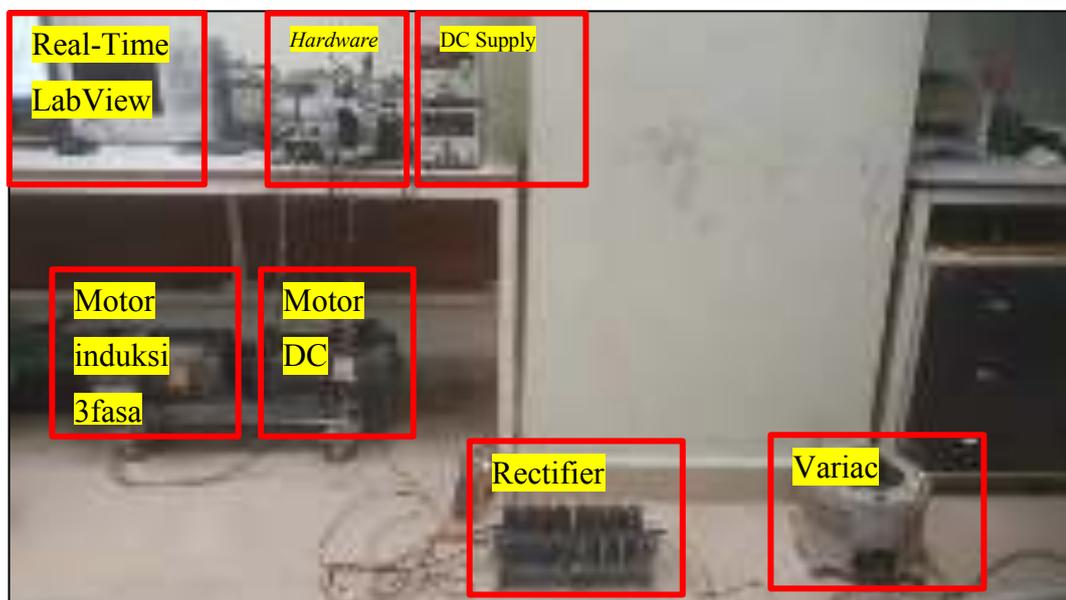
Tabel 4.23 Pengujian Beban Motor DC

Kecepatan putar motor DC (RPM)	Perhitungan Torsi (Nm)	Tegangan Motor DC Beban (V)	Arus Motor DC Beban (A)
312	1,3	35	1,2
241	1,19	30	1
180	1	25	0,82
153	0,8	20	0,61

$$T = \frac{I_{dc} \times V_{dc}}{2\pi N/60} \quad (\text{Nm})$$

Dengan N dalam rpm.

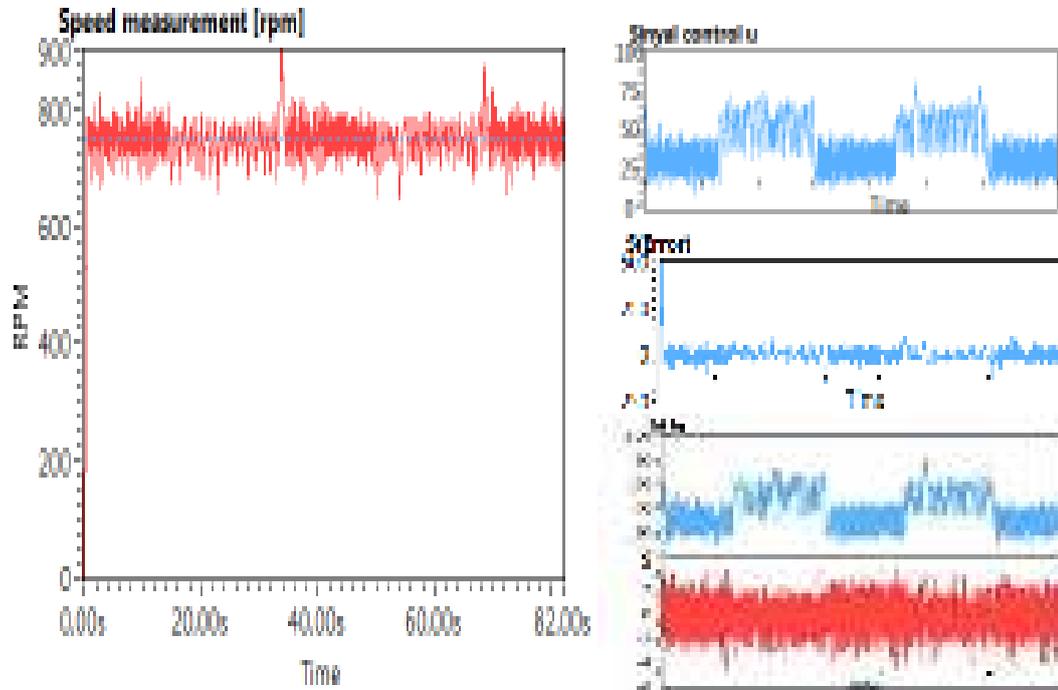
Pengujian berbeban dilakukan dengan perubahan nilai torsi beban melalui tegangan sumber dari motor DC. Input dari inverter berasal dari rectifier dengan tegangan 100 Vdc, gambar rangkaian pengujian ditunjukkan seperti pada gambar 4.65.



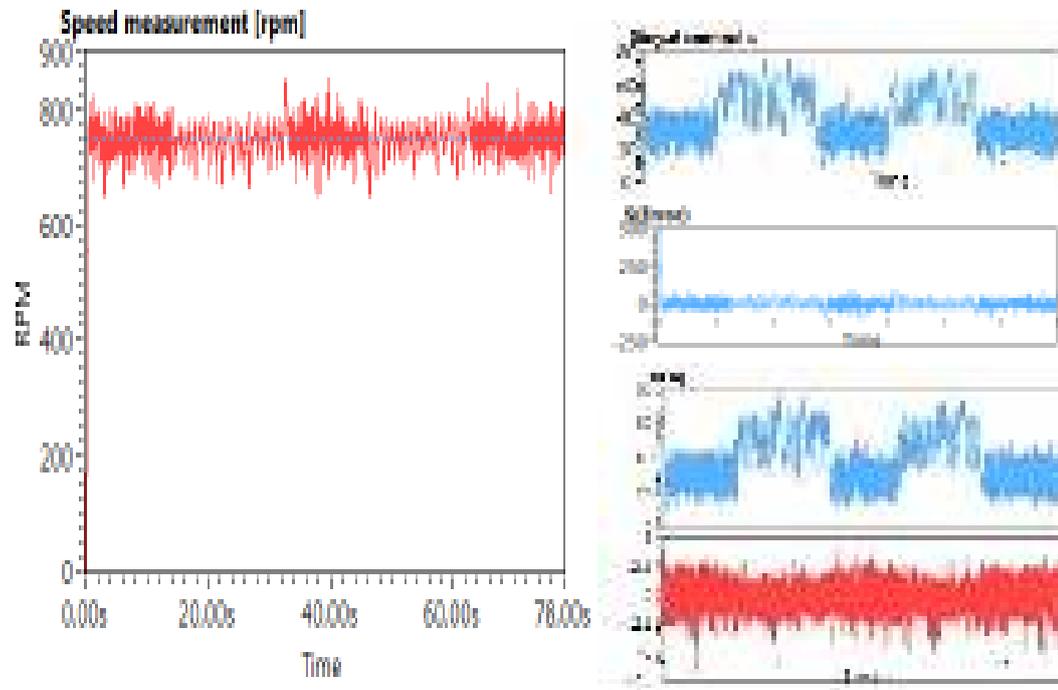
Gambar 4.65 Rangkaian pengujian beban motor DC

Pengujian dilakukan dengan variasi nilai set point, yaitu dengan nilai set point 500 rpm dan 750 rpm dengan variasi nilai torsi beban. Nilai parameter SoSMC yang

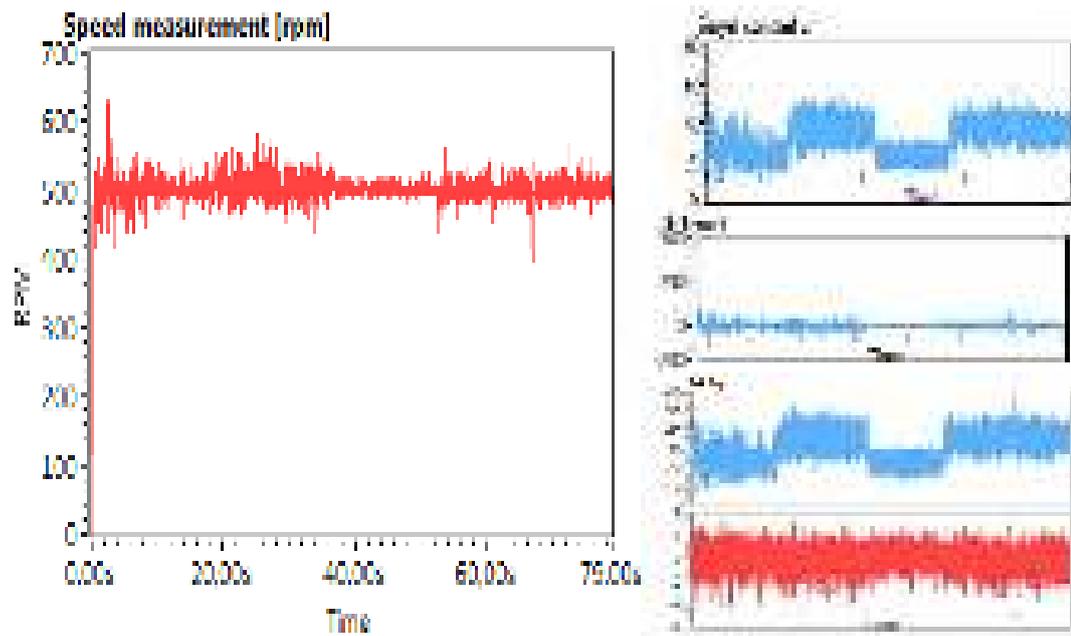
digunakan $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada pengujian tanpa beban. Didapatkan respon kecepatan motor seperti pada gambar 4.66 sampai dengan 4.69



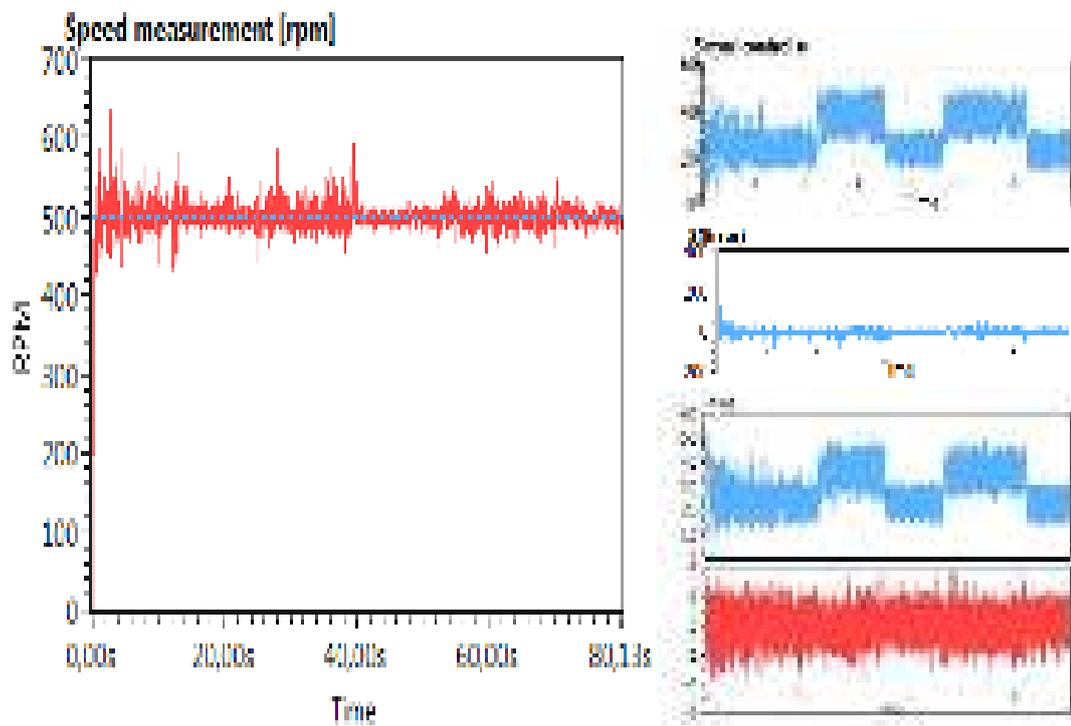
Gambar 4.66 SoSMC dengan beban Motor DC 30 dan 35 V set point 750



Gambar 4.67 SoSMC dengan beban Motor DC 20 dan 25 V set point 750



Gambar 4.68 SoSMC dengan beban Motor DC 30 dan 35 V set point 500



Gambar 4.69 SoSMC dengan beban Motor DC 20 dan 25 V set point 500

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.66-4.69, menunjukkan bahwa pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa menggunakan SoSMC dengan nilai parameter yang sama ketika pengujian tanpa beban, dimana ditambahkan beban motor DC yang sudah tercouple dengan motor induksi dengan variasi nilai torsi beban, dimana pada pengujian ada 5 perubahan kondisi pada setiap satu pengujian. Yaitu pada setiap perubahan 20 detik, pada 20 detik pertama kondisi tanpa beban, kemudian dibebani, setelah itu tanpa beban hingga berulang dengan nilai torsi beban yang berbeda. Dari hasil yang diperoleh, dengan SoSMC memiliki performa dinamik yang bagus. Jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, ketika adanya perubahan *disturbance* (torsi beban), kekokohan/robust tetap terjaga di titik nilai set point. Dengan perubahan nilai torsi beban 0,8 Nm hingga 1,3 Nm, controller mampu menjaga tetap robust. Jika diamati berdasarkan presentase chattering, jika dibandingkan dengan kondisi tanpa beban pada pengujian sebelumnya, chattering yang dihasilkan lebih besar pada kondisi berbeban. Pada kondisi pengujian ini, pada kondisi tanpa beban, chattering yang dihasilkan besar hal ini karena motor DC sudah kondisi tercouple dengan motor induksi, sehingga sudah terbebani dengan inersia dari motor DC. Ketika kondisi diberi beban, maka controller SoSMC akan bekerja dengan membawa ke kondisi sliding, sehingga menyebabkan sinyal control u mengalami kenaikan karena adanya nilai error, sinyal control u merupakan Torsi elektrik (T_e) atau keluaran dari controller. Dikarenakan Torsi elektrik (T_e) sejalan dengan I_q , maka ketika adanya penambahan beban, maka mengakibatkan nilai I_q akan semakin meningkat.

1.14 PENGUJIAN IFOC DENGAN SOSMC DENGAN BEBAN GENERATOR

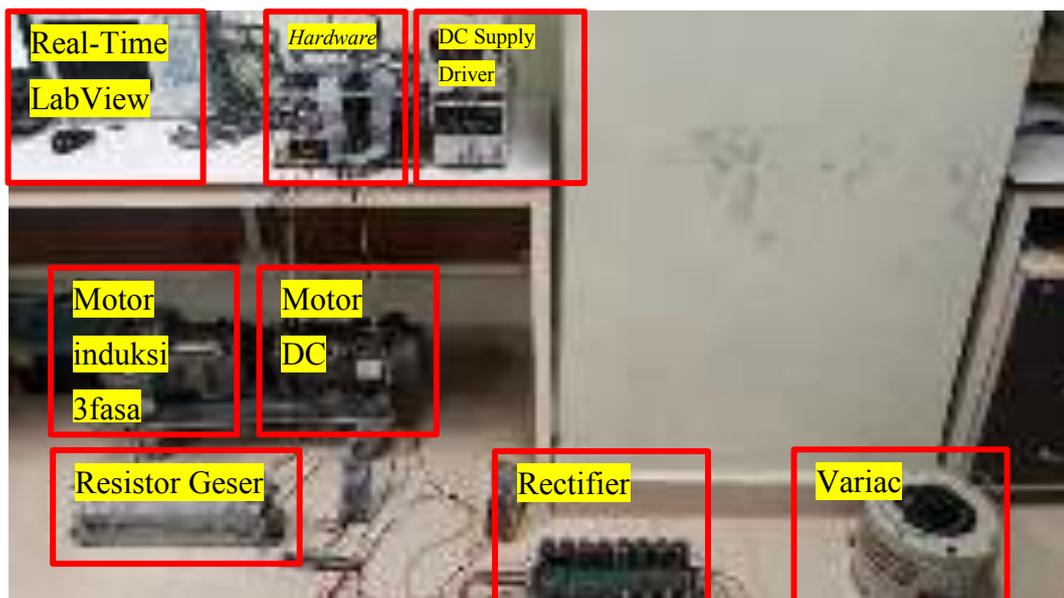
Pada pengujian IFOC dengan Second Order Sliding Mode Control (FoSMC) pada pengaturan kecepatan motor induksi 3 fasa, untuk menguji ketahanan/robust dari sistem control super twisting SoSMC yang telah didesain, perlu dilakukan pengujian dengan kondisi dinamik. Pada pengujian ini motor induksi 3 fasa diberi beban berupa generator, yaitu pada terminal motor DC yang sudah tercouple dengan motor induksi, dihubungkan dengan beban resistif. Dimana beban resistif

ini yang diatur nilai resistansinya dengan step 60 Ω dengan 25 Ω , sehingga mengakibatkan motor induksi 3 fasa dalam kondisi terbebani. Sehingga didapatkan tabel pengujian beban seperti pada tabel 4.24.

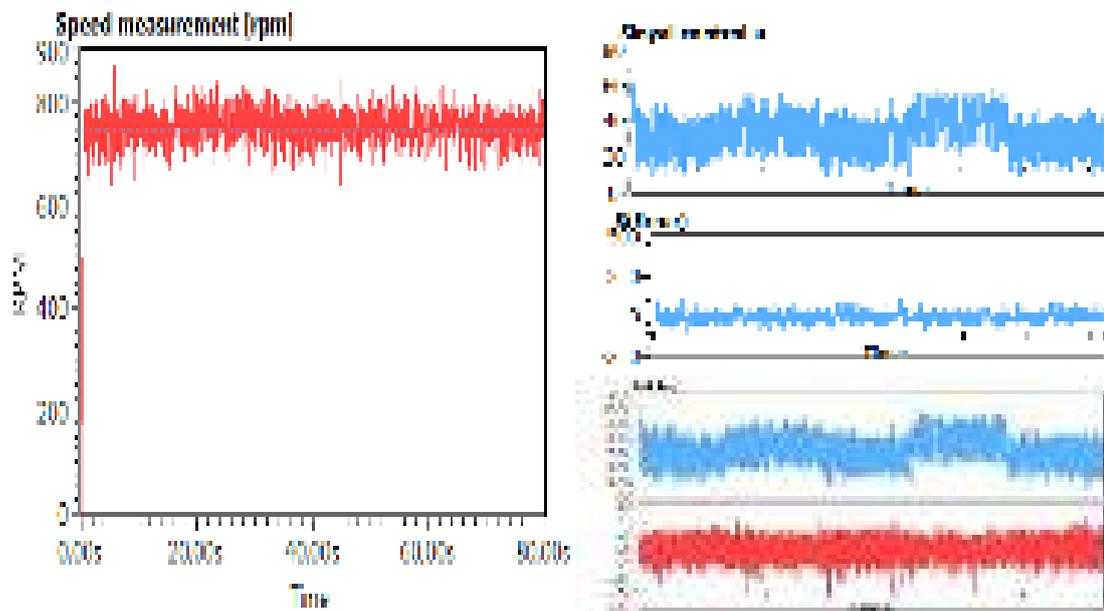
Tabel 4.24 Pengujian Beban Generator

Resistansi (Ω)	Tegangan Motor DC Beban (V)	Arus Motor DC Beban (A)
60	26,7	0,45
40	26,6	0,67
30	27,6	0,93
25	34	1,4

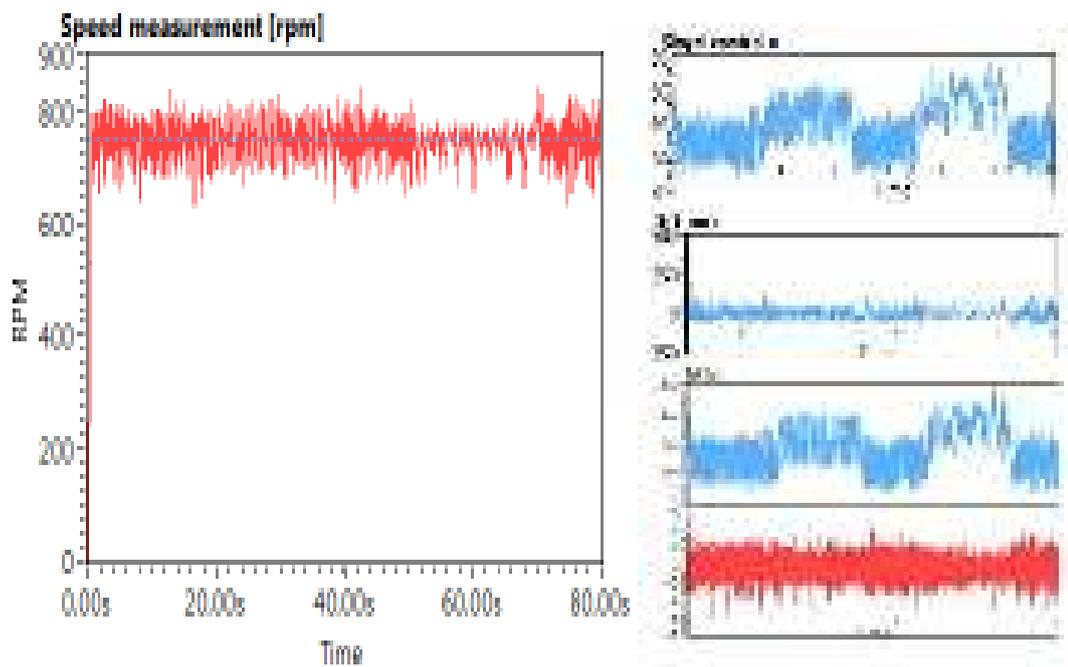
Pengujian berbeban dilakukan dengan perubahan nilai torsi beban melalui perubahan nilai resistansi. Input dari inverter tetap dengan tegangan 100 Vdc, gambar rangkaian pengujian ditunjukkan seperti pada gambar 4.70. Pengujian dilakukan dengan variasi nilai set point, yaitu dengan nilai set point 500 rpm dan 750 rpm dengan variasi nilai torsi beban. Nilai parameter SoSMC yang digunakan $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada pengujian tanpa beban. Didapatkan respon kecepatan motor seperti pada gambar 4.71 sampai dengan 4.74.



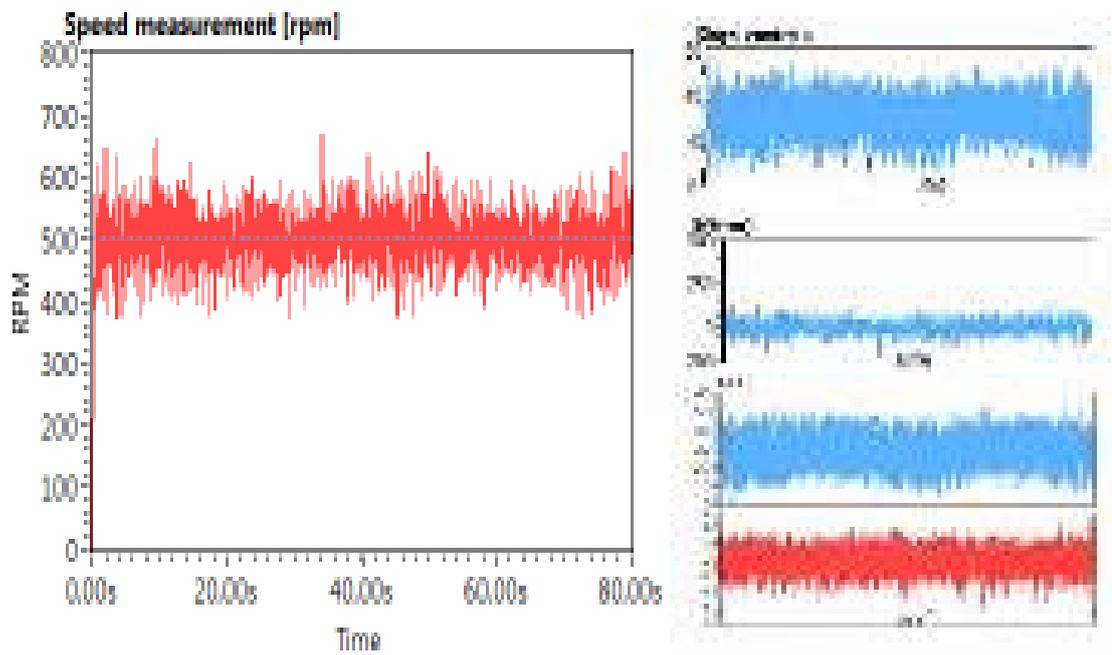
Gambar 4.70. Rangkaian pengujian beban Resistansi.



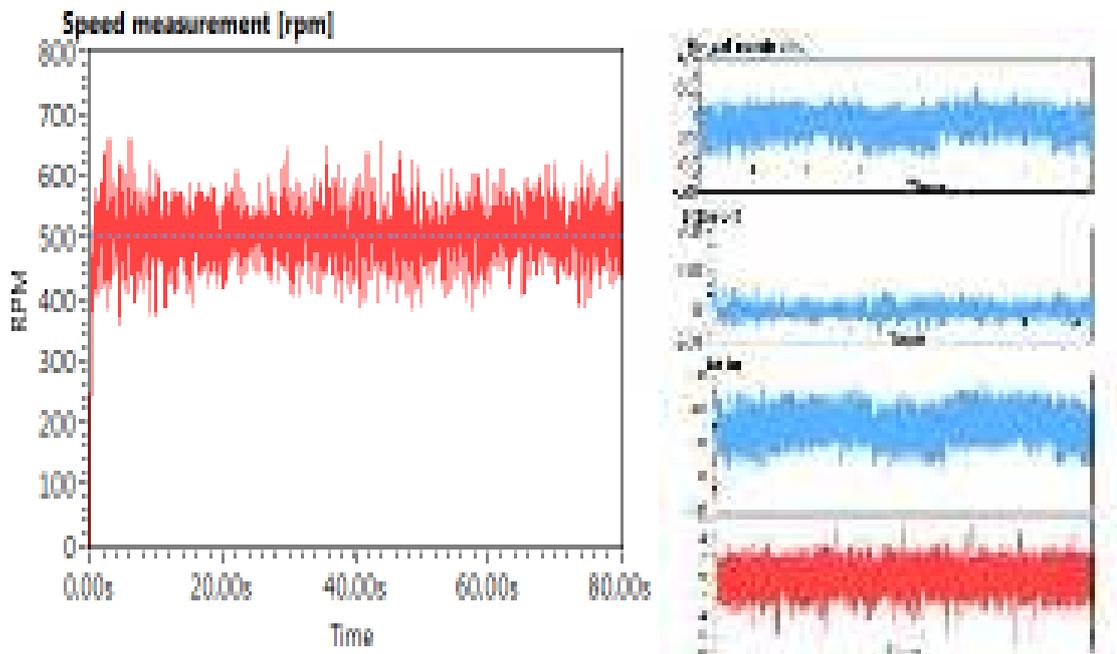
Gambar 4.71. SoSMC dengan beban resistor 60 dan 40 Ω set point 750



Gambar 4.72. SoSMC dengan beban resistor 30 dan 25 Ω set point 750

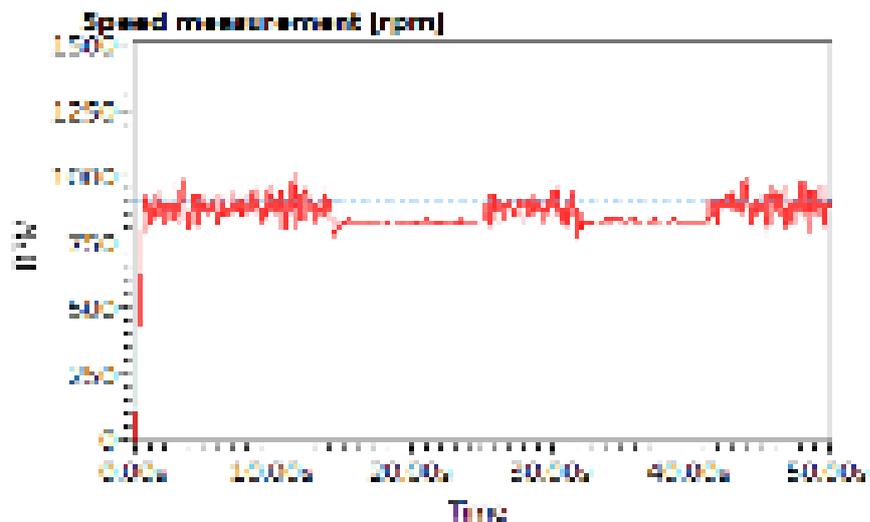


Gambar 4.73. SoSMC dengan beban resistor 60 dan 40 Ω set point 500



Gambar 4.74. SoSMC dengan beban resistor 30 dan 25 Ω set point 500

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.71-4.74, ketika dibebani dengan beban generator dengan mengatur nilai resistansi pada output motor DC, dimana masih sama dengan pengujian dengan beban motor DC yaitu pengujian ada 5 perubahan kondisi pada setiap satu pengujian. Yaitu pada setiap perubahan 20 detik, pada 20 detik pertama kondisi dengan beban resistif 60Ω , kemudian dibebani (nilai resistansi diturunkan), setelah itu kembali ke beban resistif 60Ω , hingga berulang dengan nilai beban yang berbeda. Jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, ketika adanya perubahan *disturbance* (nilai beban), kekokohan/robust tetap terjaga di titik nilai set point. SoSMC mampu memberikan respon dinamik yang bagus. Dari respon kecepatan dapat diamati bahwa presentase chattering yang dihasilkan semakin besar, hal ini dikarenakan ketika kondisi saat starting sudah dibebani dengan 60Ω . Jika diamati pada respon sinyal control u dan respon i_q , ketika terjadi perubahan beban, pada respon sinyal control u dan respon i_q mengalami kenaikan yang sedikit, hal ini dikarenakan nilai beban yang diinputkan melalui nilai resistansi menghasilkan daya yang kecil, sehingga menyebabkan perubahan respon sinyal control u dan i_q yang sedikit. Jika dibandingkan dengan control linier yaitu PID controller, seperti pada gambar 4.75, yaitu respon kecepatan motor induksi 3 fasa kondisi berbeban dengan nilai beban yang sama.

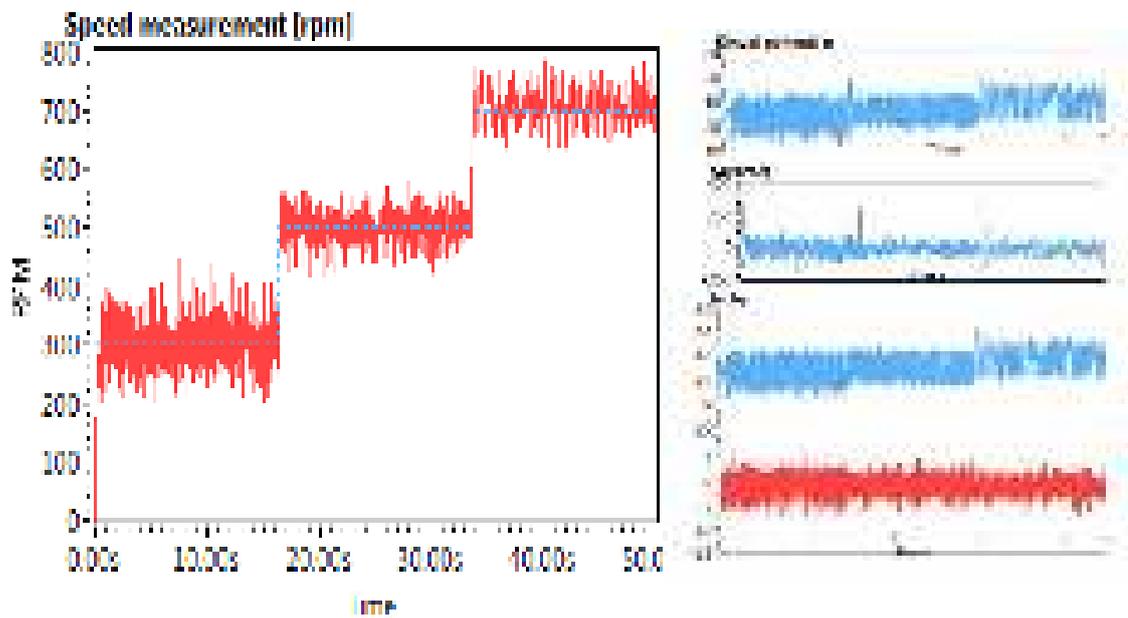


Gambar 4.75. Pengujian PID dengan beban

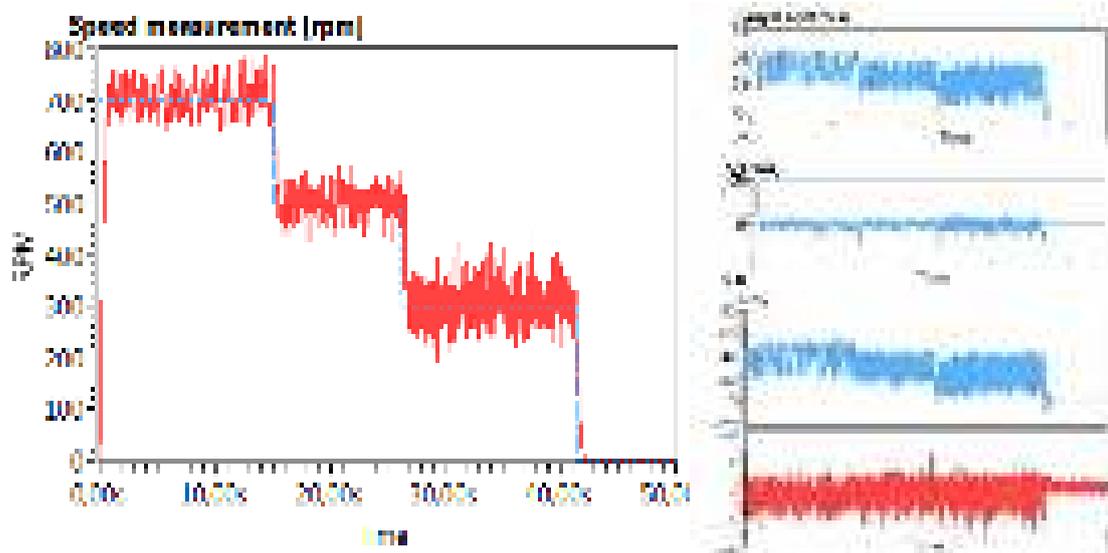
Dapat diamati bahwa, dengan PID Controller ketika dioperasikan pada kondisi dinamik, yaitu dengan adanya penambahan nilai beban. Respon dari kecepatan yang didapat terjadi drop, kemudian controller bekerja akan tetapi tidak kembali ke titik set point. Hal ini dikarenakan sulitnya dalam mendapatkan nilai parameter PID yang optimal pada pengujian hardware. Jika dibandingkan dengan control non linier yaitu SoSMC dimana besarnya disturbance/nilai beban sudah diperhitungkan pada saat mendesain control, maka dari hasil yang didapatkan, respon kecepatan SoSMC lebih baik dibanding dengan PID controller atau SoSMC lebih robust terhadap adanya perubahan beban, serta tetap menjaga kondisi sliding yaitu tetap menjaga berada di titik set point. Dengan kata lain, kontrol linier PID sangat bergantung pada parameter PID yang digunakan, sehingga perlu dilakukan perubahan/penyesuaian nilai parameter PID ketika digunakan pada kondisi dinamik, baik perubahan nilai set point maupun nilai torsi bebannya. Berbeda dengan SoSMC, yang hanya menggunakan 1 parameter saja pada semua kondisi.

1.15 PENGUJIAN IFOC SOSMC DENGAN VARIASI SPEED DAN BEBAN KONSTAN

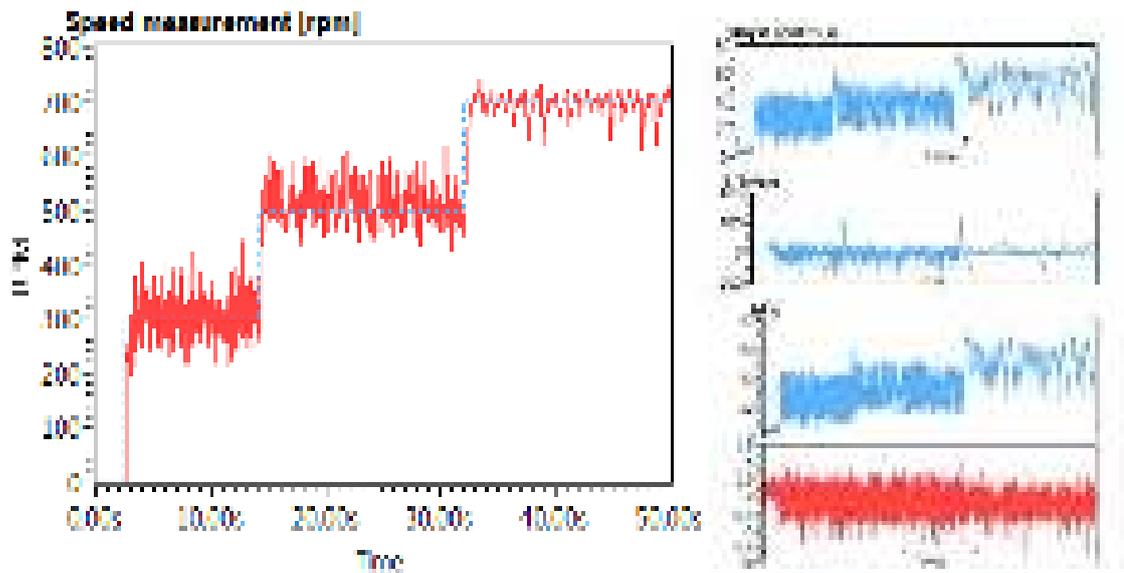
Pada pengujian ini motor induksi 3 fasa diberi beban berupa generator dihubungkan dengan beban resistif seperti pada pengujian sebelumnya. Pengujian ini dilakukan dengan perubahan nilai set point kecepatan atau perubahan kecepatan dengan nilai torsi beban konstan. Pada pengujian diambil data dengan variasi kecepatan naik nilai set point yaitu mulai 300 rpm, 500 rpm hingga 700 rpm dengan nilai torsi beban yang konstan. Yaitu beban 50 Ω dan 30 Ω . Hal ini dilakukan untuk memvalidasi atau membuktikan jika sistem ini diimplementasikan pada mobil listrik, dimana pada mobil listrik kecepatannya tidak konstan dan selalu mengalami perubahan baik kenaikan maupun penurunan kecepatan. Nilai parameter SoSMC yang digunakan $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada pengujian sebelumnya. Didapatkan respon kecepatan motor seperti pada gambar 4.76 dan 4.77 ketika dengan beban konstan sebesar 50 Ω . Serta pada gambar 4.78 dan 4.79 ketika dengan beban konstan sebesar 30 Ω .



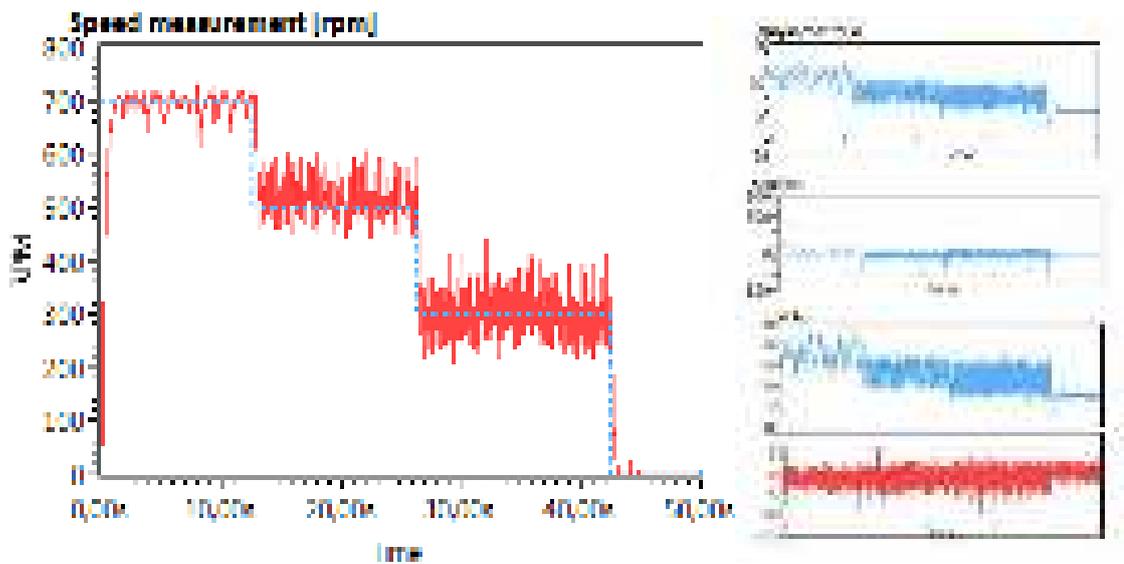
Gambar 4.76. SoSMC variasi kecepatan naik dengan beban resistor 50 Ω



Gambar 4.77. SoSMC variasi kecepatan turun dengan beban resistor 50 Ω



Gambar 4.78. SoSMC variasi kecepatan naik dengan beban resistor 30 Ω



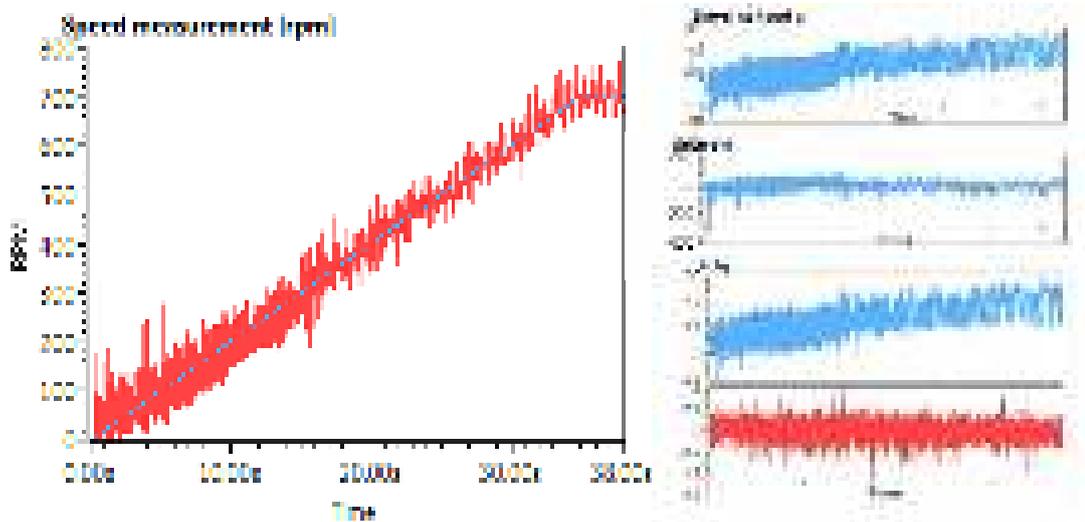
Gambar 4.79. SoSMC variasi kecepatan turun dengan beban resistor 30 Ω

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.76-4.79, ketika dengan variasi kecepatan atau set point, dengan beban resistif yang konstan yaitu 50 Ω dan 30 Ω . Jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, ketika adanya perubahan kecepatan, kekokohan/robust tetap terjaga di titik nilai set point. SoSMC mampu memberikan respon dinamik yang bagus. Dari respon kecepatan dapat

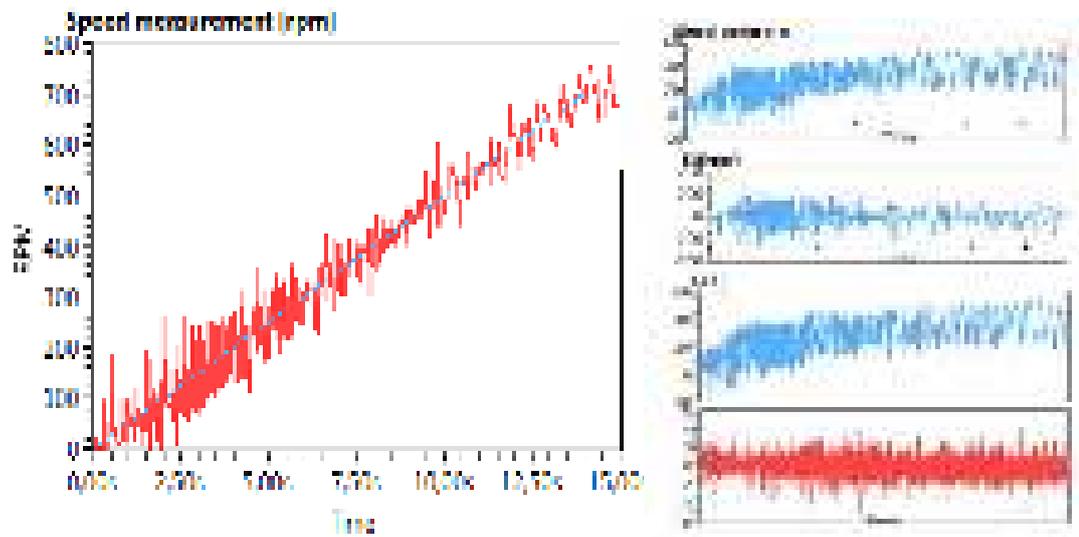
diamati, SoSMC memberikan transient respon yang bagus dalam perubahan nilai set point. Dengan nilai satu parameter saja yaitu $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, dapat diterapkan pada semua kondisi kecepatan, akan tetapi masih adanya chattering yang dihasilkan sehingga berpengaruh pada kestabilan sistem. Semakin besar nilai set point kecepatan, maka akan memperbesar nilai control u untuk mencapai set point tersebut, sehingga nilai i_q yang dihasilkan juga semakin besar karena segaris dengan torsi elektrik. Dari hasil SoSMC yang didapatkan dengan variasi nilai kecepatan, hal ini dapat diimplementasikan pada mobil listrik, karena pada mobil listrik selalu adanya perubahan kecepatan baik kenaikan maupun penurunan hingga mobil sampai berhenti, seperti yang telah dilakukan pada pengujian diatas, mulai dari 0 rpm dilakukan kenaikan hingga 700 rpm, kemudian penurunan hingga kembali ke 0 rpm atau berhenti.

1.16 PENGUJIAN IFOC SOSMC DENGAN INPUT SINYAL RAMP

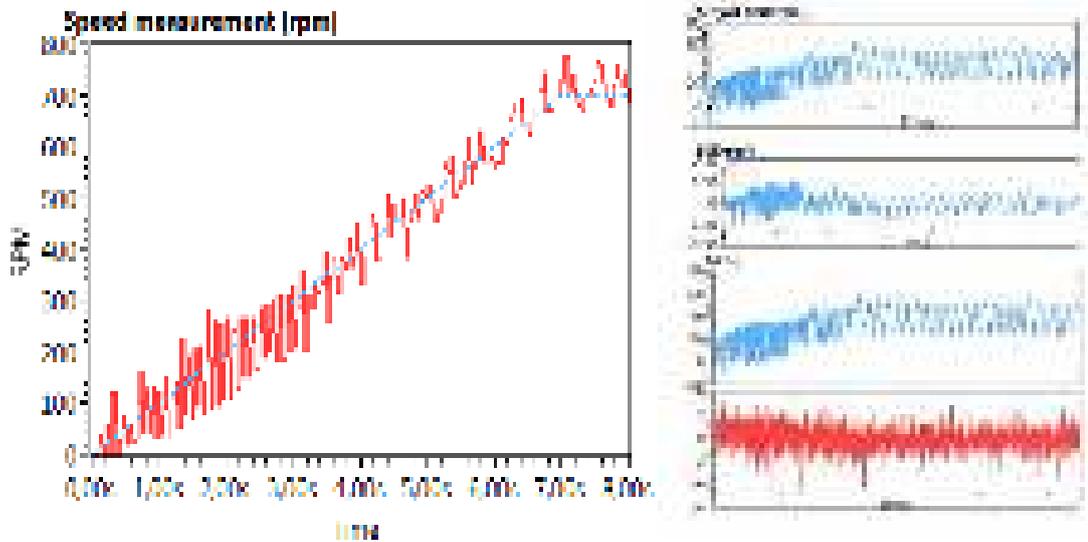
Pada pengujian ini motor induksi 3 fasa diberi beban berupa generator dihubungkan dengan beban resistif seperti pada pengujian sebelumnya. Pengujian ini dilakukan dengan input sinyal ramp, dengan nilai torsi beban konstan. Pada pengujian diambil data dengan variasi nilai slope pada sinyal ramp, slope merupakan nilai kemiringan dari sinyal ramp. Semakin besar nilai slope pada sinyal ramp, maka semakin kecil tingkat kemiringan dari sinyal, sehingga semakin cepat respon kecepatan motor yang dihasilkan. Pengujian ini dilakukan dengan nilai torsi beban yang konstan, yaitu beban 50Ω . Pengujian ini dilakukan untuk menguji kekokohan sistem dan mengetahui kemampuan sistem kontrol dalam melacak nilai set point yang bergerak dengan kecepatan konstan sesuai dengan kemiringan slope yang dihasilkan. Nilai parameter SoSMC yang digunakan $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, sama seperti nilai parameter yang digunakan pada pengujian sebelumnya. Didapatkan respon kecepatan motor seperti pada gambar 4.80 sampai 4.82.



Gambar 4.80. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 20



Gambar 4.81. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 50



Gambar 4.82. SoSMC dengan sinyal input ramp dengan slope 100

Dari hasil respon kecepatan yang didapatkan pada gambar 4.80-4.82, pada input sinyal ramp diberikan limit atau batasan pada set point kecepatan 700 rpm, karena pada sinyal ramp besarnya nilai kenaikan adalah tak terhingga, sehingga untuk mencegah motor supaya tidak terjadi overshoot, maka diberikan batasan nilai rpm. Jika diamati berdasarkan grafik respon kecepatan, semakin besar nilai slope, maka yang terjadi respon kecepatan motor akan semakin cepat, semakin besar slope tingkat kemiringan dari sinyal ramp akan berkurang. Hal ini dikarenakan semakin besar slope maka sampling data pada sinyal ramp besar sehingga mengakibatkan kemiringan berkurang. Pada slope 20 sampling data sebesar 0,2 detik, pada slope 50 sampling data sebesar 0,5 detik, pada slope 100 sampling data sebesar 1 detik. Jika diamati pada respon kecepatan, ketika adanya perubahan set point, kekokohan/robust tetap terjaga di titik nilai set point. Artinya, besarnya nilai error akan dibawa ke kondisi sliding sehingga menyebabkan respon akan mengikuti ke nilai set point dengan masih adanya chattering yang dihasilkan. Dapat diamati ketika sistem sudah mencapai kondisi sliding atau menuju ke nilai set point, maka respon kecepatan akan berosilasi atau menghasilkan chattering di sekitar titik set point tersebut, sehingga berpengaruh pada kestabilan sistem. Dapat diamati, pada kondisi starting motor induksi 3 fasa, chattering yang dihasilkan lebih besar dibanding dengan ketika kondisi motor sudah running. Hal ini dikarenakan ketika

motor dalam keadaan starting, maka menghasilkan drop tegangan yang disebabkan oleh rugi-rugi impedansi, sehingga arus yang dihasilkan pada kondisi starting cukup besar yang berpengaruh pada besarnya amplitude dari chattering. Semakin besar nilai set point kecepatan, maka akan memperbesar nilai control u untuk mencapai set point tersebut, sehingga nilai i_q yang dihasilkan juga semakin besar karena segaris dengan torsi elektrik.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

PENUTUP

5.1 SIMPULAN

Berikut poin penting dalam analisa dari uji validasi yang telah dilakukan:

1. FoSMC menghasilkan performa yang lebih baik dibanding dengan kontrol linier PID pada kondisi dinamik. Ketika kondisi berbeban, PID controller dan FoSMC mampu mempertahankan kecepatannya ke nilai set point, akan tetapi PID controller membutuhkan waktu recovery yang lama dalam menuju ke set point kembali. FoSMC memiliki performa transient respon dan juga overshoot yang lebih baik dibanding PID controller. FoSMC lebih robust terhadap adanya gangguan sehingga menghasilkan error steady yang kecil hingga 0,003%.
2. SoSMC mampu mereduksi fenomena chattering, dibanding dengan FoSMC, Pada simulasi SoSMC dapat mereduksi chattering hingga 0,046 var pada set point 100 rpm. Sedangkan pada implementasi, SoSMC dapat mereduksi chattering hingga 2,9 var pada set point 100 rpm. hal ini merupakan kelebihan dari SoSMC yang dapat mereduksi fenomena chattering dengan adanya fungsi continue pada algoritma super twisting.
3. SoSMC memiliki performa dinamik yang cukup bagus, adanya perubahan nilai torsi beban dengan beban motor DC hingga 1,3 Nm dan beban resistansi hingga 25Ω , dengan parameter $\alpha = 30$ dan $\beta = 4$, kekokohan sistem tetap terjaga di titik nilai set point, controller mampu menjaga tetap robust. Berdasarkan presentase chattering, jika dibandingkan dengan kondisi tanpa beban, chattering yang dihasilkan lebih besar pada kondisi berbeban.
4. Pada pengujian berbeban SoSMC, dengan variasi kecepatan, dengan beban resistif yang konstan yaitu 50Ω dan 30Ω . SoSMC mampu memberikan respon dinamik yang bagus. Dengan nilai satu parameter saja yaitu $\alpha = 3$ dan $\beta = 10$, dapat diterapkan pada semua kondisi kecepatan, sehingga dapat diimplementasikan pada mobil listrik, karena pada mobil listrik selalu terjadi perubahan kecepatan.

5.2 SARAN

Untuk pekerjaan dimasa depan bisa dikembangkan dengan menambah pengaturan pada arus decoupling, sehingga dapat meningkatkan efisiensi pada sistem, selain itu bisa ditambahkan perkiraan perubahan nilai parameter internal pada motor pada saat mendesain SoSMC. Bisa dikembangkan dengan mengganti algoritma yang digunakan misalnya Generalized Super Twisting atau Nonlinear Sliding Surface untuk memperbaiki kinerja respon. Serta ditambahkan proteksi pada inverter jika diimplementasikan pada mobil listrik.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Aaditya, A. W., Happyanto, D. C., & Sumantri, B. (2017). Application of Sliding Mode Control in Indirect Field Oriented Control (IFOC) for Model Based Controller. *EMITTER International Journal of Engineering Technology*, 5(2), 255-269.
- [2] Aditya, A. W., Ihsan, I., Utomo, R. M., & Hilmansyah, H. (2019). Evaluasi Motor Listrik Sebagai Penggerak Mobil Listrik. *JRST (Jurnal Riset Sains dan Teknologi)*, 3(2), 55-59.
- [3] Aditya, A. W., Rusli, M. R., Praharsena, B., Purwanto, E., Happyanto, D. C., & Sumantri, B. (2018, September). The performance of FOSMC and boundary-SMC in speed controller and current regulator for IFOC-based induction motor drive. In *2018 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication* (pp. 139-144). IEEE.
- [4] Alizadeh, M., Masoumi, M., & Ebrahim, E. (2017). Closed loop speed control of induction motor using constant v/f applying spwm and svm based inverter. *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, 6(5), 234-241.
- [5] Ammar, A., Bourek, A., & Benakcha, A. (2016, November). Implementation of robust SVM-DTC for induction motor drive using second order sliding mode control. In *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)* (pp. 338-343). IEEE.
- [6] Batarseh, I. (2004). *Power electronic circuits*. John Wiley.
- [7] Bazzi, A. M., Buyukdegirmenci, V. T., & Krein, P. T. (2013). System-level power loss sensitivity to various control variables in vector-controlled induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(3), 1367–1373.
- [8] Bose, B. K. (2002). *Modern power electronics and AC drives* (Vol. 123). Upper Saddle River, NJ: Prentice hall.
- [9] El-Gendy, E., Ibrahim, A. F., Saraya, S. F., & Areed, F. F. (2013). A sliding mode controller for a three phase induction motor. *International Journal of Computer Applications*, 64(11).
- [10] Farhi, S. E., Sakri, D., & Goléa, N. (2019, December). Sensorless Control of Induction Motor Using Second-Order Sliding Mode Algorithms. In *2019 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA)* (pp. 1-6). IEEE.

- [11] Ferdiansyah, I. (2019). Analisis Pengaruh Arus Medan (id current axis) Terhadap Kecepatan Motor Induksi 3 Fasa Pada Pengaturan Menggunakan Metode Field Oriented Control (FOC). *JTT (Jurnal Teknologi Terpadu)*, 7(2), 95-100.
- [12] Ferdiansyah, I., Purwanto, E., & Windarko, N. A. (2016). Fuzzy gain scheduling of PID (FGS-PID) for speed control three phase induction motor based on indirect field oriented control (IFOC). *EMITTER International Journal of Engineering Technology*, 4(2), 237-258.
- [13] Floquet, T., Barbot, J. P., & Perruquetti, W. (2001, December). Second order sliding mode control for induction motor. In *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 00CH37187)* (Vol. 2, pp. 1691-1696). IEEE.
- [14] Hannan, M. A., Ali, J. A., Mohamed, A., & Hussain, A. (2018). Optimization techniques to enhance the performance of induction motor drives: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81(May), 1611–1626.
- [15] Hart, D. W. (2011). *Power electronics*. Tata McGraw-Hill Education.
- [16] Iqbal, R. (2015). *Pengaturan Kecepatan Motor Induksi 3 Fasa Menggunakan Metode Vektor Kontrol Berbasis Jaringan Syaraf Tiruan Radial Basis Function–PD (JST RBF–PD) Hybrid* (Doctoral dissertation, Institut Teknologi Sepuluh Nopember).
- [17] Kokare, M., & Kulkarni, P. A. (2019). Performance Analysis Of Speed Control Of Induction Motor Using Pi, Smc & Fuzzy Logic Controller.
- [18] Listwan, J., & Pieńkowski, K. (2017, June). Control of five-phase induction motor with application of second-order sliding-mode Direct Field-Oriented method. In *2017 International Symposium on Electrical Machines (SME)* (pp. 1-6). IEEE.
- [19] Mohan, N. (2014). *Advanced Electric Drives Analysis, Control, and Modeling Using Matlab/Simulink*. New Jersey: John Wiley & Son, inc.)
- [20] Ong, C. M. (1998). *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK* (Vol. 5). Upper Saddle River, NJ: Prentice hall PTR.
- [21] Perruquetti, W., & Barbot, J. P. (2002). *Sliding mode control in engineering*. CRC press.
- [22] Quintero-Manríquez, E., Sanchez, E. N., & Félix, R. A. (2015, May). Real-time direct field-oriented and second order sliding mode controllers of induction motor for electric vehicles applications. In *2015 10th System of Systems Engineering Conference (SoSE)* (pp. 220-225). IEEE.

- [23] Riba, J. R., López-Torres, C., Romeral, L., & Garcia, A. (2016). Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 57, 367-379.
- [24] Rind, S. J., Ren, Y., Hu, Y., Wang, J., & Jiang, L. (2017). Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 3(3), 1-17.
- [25] Saha, S., Nishanth, M., Praveen, T., Rajalekshmi, N., & Prabu, T. (2020, July). Comparative Analysis between Direct Torque Control and v/f Control for Electric Vehicles. In *2020 11th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)* (pp. 1-6). IEEE
- [26] Schultz, J. W., & Huard, S. (2015). *Comparing AC Induction with Permanent Magnet motors in hybrid vehicles and the impact on the value proposition* © Copyright 2013 to the present , Parker Hannifin Corporation. 1–15.
- [27] Sulaiman, M., Patakor, F. A., & Ibrahim, Z. (2013). Sliding Mode Speed Control for Induction Motor Drives.
- [28] Polyakov, A., & Poznyak, A. (2009). Lyapunov function design for finite-time convergence analysis:“Twisting” controller for second-order sliding mode realization. *Automatica*, 45(2), 444-448.
- [29] Zhang, L., Obeid, H., Laghrouche, S., & Cirrincione, M. (2018). Second order sliding mode observer of linear induction motor. *IET Electric Power Applications*, 13(1), 38-47.

BIODATA PENULIS



Nama : Abdillah Aziz Muntashir
Tempat/Tanggal Lahir : Surabaya / 25 Oktober 1997
Alamat : Bringin Bendo RT.01/RW.01 No.100 Kec. Taman,
Kab, Sidoarjo, Jawa Timur
Telepon/Hp : 085733433031
Email : abdillahaziz6@gmail.com

Riwayat Pendidikan :

Tingkat	Nama Sekolah	Tahun
SD	SD Bahrul Ulum	2004 – 2010
SMP	SMP Ulul Albab	2010 – 2013
SMA	SMA Wachid Hasyim 2 Taman	2013 – 2016
PTN	D4 Teknik Elektro Industri Politeknik Elektronika Negeri Surabaya (PENS)	2016– 2020
PTN	S2 Teknik Elektro Politeknik Elektronika Negeri Surabaya (PENS)	2020-2022

Penulis telah mengikuti seminar Tesis Akhir pada tanggal 11 Januari 2022, sebagai salah satu persyaratan untuk memperoleh gelar Magister Terapan Teknik (M.Tr.T).