

**RANCANG BANGUN *THREE PHASE SIX STEP* PWM INVERTER SEBAGAI
PEDAL ASSISTED SYSTEM (PAS) SEPEDA LISTRIK**

SKRIPSI

TEKNIK ELEKTRO KONSENTRASI TEKNIK ENERGI ELEKTRIK

**Ditujukan untuk memenuhi persyaratan
memperoleh gelar Sarjana Teknik**



IRHAM TANTOWI HAMDI

NIM. 115060300111060

KEMENTERIAN RISET, TEKNOLOGI DAN PENDIDIKAN TINGGI

UNIVERSITAS BRAWIJAYA

FAKULTAS TEKNIK

MALANG

2015

LEMBAR PERSETUJUAN

**RANCANG BANGUN *THREE PHASE SIX STEP* PWM INVERTER SEBAGAI
PEDAL ASSISTED SYSTEM (PAS) SEPEDA LISTRIK**

SKRIPSI

Ditujukan untuk memenuhi persyaratan
memperoleh gelar Sarjana Teknik



IRHAM TANTOWI HAMDI

NIM. 115060300111060

Skripsi ini telah direvisi dan disetujui oleh dosen pembimbing

pada tanggal 7 Agustus 2015

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II

Ir. Soeprapto, M.T.
NIP. 19561020 198903 1 001

Eka Maulana, S.T., M.T., M.Eng.
NIK. 841130 06 1 1 0280

LEMBAR PENGESAHAN

**RANCANG BANGUN *THREE PHASE SIX STEP PWM INVERTER* SEBAGAI
PEDAL ASSISTED SYSTEM (PAS) SEPEDA LISTRIK**

SKRIPSI

Disusun oleh:

IRHAM TANTOWI HAMDI

NIM. 115060300111060-63

Skripsi ini telah diuji dan dinyatakan lulus sidang skripsi
pada tanggal 19 Agustus 2015

Dosen Penguji I

Dosen Penguji II

Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M.Sc.
NIP. 19680122 199512 2 001

Hadi Suyono, S.T., M.T., Ph.D.
NIP. 19730520 200801 1 013

Dosen Penguji III

Drs. Ir. Moch. Dhofir, M.T.
NIP. 19600701 1990021 1 001

Mengetahui,
Ketua Jurusan Teknik Elektro

M. Aziz Muslim S.T., M.T., Ph.D.
NIP. 19741203 200012 1 001

PENGANTAR

Puji syukur kehadirat Allah SWT karena dengan berkat rahmat dan karunia serta ridlo-Nya penyusunan skripsi ini dengan judul “Rancang Bangun *Three Phase Six step PWM Inverter* Sebagai *Pedal Assisted System (PAS)* Sepeda Listrik” dapat diselesaikan. Penulis menyadari bahwa kajian ini tak akan mencapai titik akhir penyelesaiannya tanpa bantuan berbagai pihak. Oleh karena itu, dengan ketulusan dan kerendahan hati penulis menyampaikan terima kasih kepada:

1. Kedua orang tua tercinta Moh. Ma'sum (Alm.) dan Muhassanah (Almh.) yang senantiasa mendoakan, memberikan nasihat, kasih sayang, dan selalu menjadi motivasi utama selama ini.
2. M. Azis Muslim, S.T., M.T., Ph.D selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya.
3. Hadi Suyono, S.T., M.T., Ph.D selaku Sekretaris Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya.
4. Dr. Rini Nur Hasanah, S.T., M. Sc. selaku KKDK teknik energi elektrik (A) Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya.
5. Ir. Soeprpto, M.T dan Eka Maulana, ST., MT., M.Eng. selaku dosen pembimbing pada penyusunan skripsi ini.
6. Kakak tercinta Ainun Na'imah yang selalu memberikan dukungan, motivasi dan nasihat yang baik.
7. Sahabat-sahabat seperjuangan Hepi Electrical Power (HEP), Dimas, Ghils, Jabs, Kels, Bon, Tole, Mirza, Ajot yang telah membantu penyelesaian skripsi ini.
8. Rekan-rekan tim robot KRAI UB “INVICTO”, Ainur husna, Ainun, Jaka, Mirza, Fikrul, Agus, Dicka, Arfai, Hasyim yang telah membantu dan memberi semangat.
9. Teman-teman pengerjaan skripsi ini, Ainun, Mirza, Jaka, Desta, Liza, UGB, Emon, Bowo, Busbus, Manda atas ide dan saran-sarannya.
10. Teman-teman angkatan 2011 Inverter yang selalu memberikan dukungan dalam skripsi ini.

11. Bapak dan Ibu dosen serta karyawan Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Brawijaya.

12. Serta semua pihak yang tak dapat disebutkan satu persatu yang telah turut membantu baik secara langsung maupun tidak langsung dalam penyelesaian skripsi ini.

Sebuah penantian yang panjang telah berakhir, yang kemudian menjadi sebuah titik perjalanan baru. Tiada yang sempurna di dunia ini, tersadar bahwa skripsi ini sangat jauh dari kesempurnaan. Karenanya, segala kritik dan saran yang sifatnya membangun dari pembaca tentang skripsi ini akan diterima dengan senang hati. Akhir kata, penulis berharap semoga skripsi ini dapat bermanfaat bagi pengembangan ilmu pengetahuan dan teknologi serta bagi masyarakat.

Malang, 1 Juli 2015

Penyusun



DAFTAR ISI

PENGANTAR	i
DAFTAR ISI	iii
DAFTAR TABEL	vi
DAFTAR GAMBAR	vii
DAFTAR LAMPIRAN	x
RINGKASAN	xi
SUMMARY	xii
BAB I	1
PENDAHULUAN	1
1.1. Latar belakang.....	1
1.2. Rumusan masalah.....	2
1.3. Batasan masalah.....	2
1.4. Tujuan.....	3
1.5. Manfaat.....	3
1.6. Sistematika penulisan.....	3
BAB II	5
TINJAUAN PUSTAKA	5
2.1. Motor BLDC.....	5
2.1.1 Konstruksi.....	5
2.1.2 Jenis motor BLDC.....	7
2.1.3 Operasi motor BLDC.....	8
2.2. Inverter tiga fasa.....	11
2.2.1 Prinsip kerja inverter <i>six step</i>	11
2.2.2 PWM (<i>Pulse Width Modulation</i>).....	14
2.2.3 MOSFET.....	16



2.2.4	MOSFET <i>Gate Driver</i> (MGD)	17
2.3.	Mikrokontroler	18
2.3.1	Interupsi eksternal	19
2.3.2	Analog to Digital Coverter (ADC)	19
2.3.3	<i>Liquid Crystal Display</i> (LCD).....	20
2.3.4	Timer	20
2.4	Sensor efek medan.....	21
2.5	<i>Rotary encoder</i>	22
2.6	Penyimpanan energi listrik	23
2.7	Metode <i>Pedal Assisted System</i> (PAS).....	25
2.7.1	<i>Propotion Assisted Power</i> (PAP)	25
2.7.2	<i>Constant Assisted Power</i> (CAP).....	26
BAB III		27
METODE PENELITIAN		27
3.1.	Studi literatur.....	27
3.2.	Penentuan spesifikasi alat	27
3.3.	Simulasi.....	28
3.4.	Perancangan dan pembuatan alat	28
3.5.	Pengujian dan analisis alat	28
BAB IV		30
PERANCANGAN, SIMULASI, DAN PEMBUATAN ALAT		30
4.1.	Perancangan sistem	30
4.2.	Perancangan perangkat keras	31
4.2.1.	Perancangan mekanik sepeda	31
4.2.2.	Perancangan rangkaian elektronika	32
4.2.3.	Perancangan inverter tiga fasa <i>six step</i>	36
4.3.	Perancangan perangkat lunak.....	38

4.3.1.	Pembacaan kecepatan	38
4.3.2	Algoritma pulsa pwm inverter tiga fasa	39
4.3.3	Algoritma umpan balik sensor efek medan	40
4.3.4	Algoritma <i>Pedal Assisted System</i> (PAS)	41
4.4.	Simulasi.....	42
4.4.1.	Mikrokontroler	42
4.4.2.	Inverter tiga fasa <i>six step</i>	43
BAB V	47
PENGUJIAN DAN ANALISIS	47
5.1.	Pengujian <i>rotary encoder</i> untuk pedal	47
5.2.	Pengujian sensor efek medan pada motor BLDC	48
5.3.	Pengujian pulsa pwm <i>six step</i>	50
5.4.	Pengujian <i>MOSFET Gate Drive</i> (MGD).....	51
5.5.	Pengujian Inverter <i>six step</i> tiga fasa.....	52
5.6.	Pengujian motor BLDC.....	55
5.7.	Pengujian sistem secara keseluruhan	62
5.7.1.	Pengujian energi sepeda motor BLDC	62
5.7.2	Pengujian kapasitas baterai.....	63
BAB VI	66
KESIMPULAN DAN SARAN	66
DAFTAR PUSTAKA	68
LAMPIRAN	70
LAMPIRAN 1	71
LAMPIRAN 2	75
LAMPIRAN 3	77
LAMPIRAN 4	79

DAFTAR TABEL

No.	Judul	Halaman
Tabel 2.1	<i>Clock wise sensor</i> dan Tabel komutasi berdasarkan urutan fasa	14
Tabel 2.2	I/O LCD	20
Tabel 2.3	<i>State of Charge</i> (SoC) % Baterai VRLA	24
Tabel 4.1	Penggunaan pin atmega128	33
Tabel 4.2	Parameter piringan <i>rotary encoder</i>	35
Tabel 4.4	Urutan komutasi sensor efek medan terhadap MOSFET	41
Tabel 4.5	Hasil simulasi dan teori inverter tiga fasa dengan tegangan pengaturan <i>dutycycle</i> dan resistansi beban = 555 Ω hubungan Y	45
Tabel 5.1	Pengujian putaran pedal	48
Tabel 5.3	Urutan pembacaan sensor motor BLDC	50
Tabel 5.4	Tegangan pada pin MGD	51
Tabel 5.5	Tegangan keluaran inverter tiga fasa pada beban R 555 Ω	53
Tabel 5.6	Analisis perhitungan rugi daya pada MOSFET	54
Tabel 5.7	Hasil pegujian parameter K_e an K_T	55
Tabel 5.8	Spesifikasi motor BLDC	56
Tabel 5.9	Hasil pengujian frekuensi inverter	56
Tabel 5.10	Hasil pengujian motor BLDC dengan pwm inverter beban roda	58
Tabel 5.11	Hasil perhitungan motor BLDC	60
Tabel 5.12	Hasil pengujian variasi beban dengan $D = 100\%$	61
Tabel 5.13	Data spesifikasi sepeda	62
Tabel 5.14	Pengujian energi motor BLDC	63
Tabel 5.15	Pengujian kapasitas baterai mode otomatis	64
Tabel 5.16	Pengujian kapasitas baterai mode PAS	64

DAFTAR GAMBAR

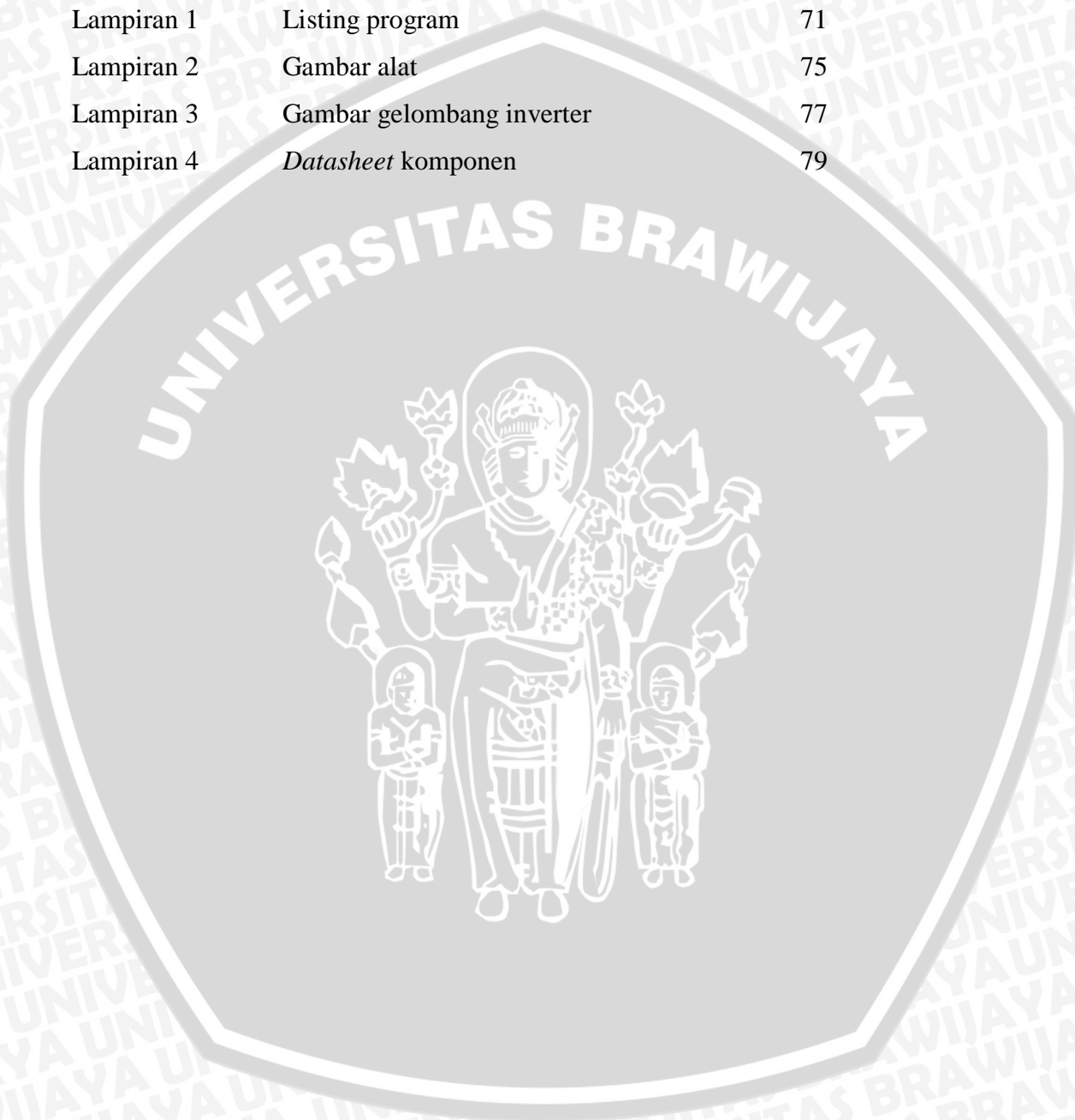
No.	Judul	Halaman
Gambar 1.1	<i>Prototype Pedal Assisted System (PAS)</i> dan komponen intinya.	2
Gambar 2.1	Konstruksi motor BLDC	6
Gambar 2.2	Bentuk rotor dan stator motor BLDC (a) <i>outrunner</i> (b) <i>inrunner</i>	6
Gambar 2.3	Gelombang ideal untuk motor BLDC (a) tipe sinusoidal (b) tipe trapezoidal	7
Gambar 2.4	Hubungan antara back-EMF, sensor, torsi dan arus fasa untuk motor BLDC	8
Gambar 2.5	Pemodelan skematik rangkain motor BLDC.	9
Gambar 2.6	Rangkaian ekuivalen perfasa motor BLDC	9
Gambar 2.7	(a)rangkaian inverter tiga fasa (b)urutan pensaklaran untuk keluaran <i>six-step</i> (c)tegangan keluaran <i>line to line</i> (d)tegangan <i>line to netral</i> pada beban Y (e)arus fasa beban RL	13
Gambar 2.8	Rangkaian pensaklaran dengan MOSFET	14
Gambar 2.9	Pola pensaklaran dari PWM Inverter	15
Gambar 2.10	Simbol Transistor MOSFET Mode Enhancement (a). N-Channel Enhancement (b). P-Channel Enhancement	16
Gambar 2.11	Rangkaian pengganti MOSFET saat beroperasi pada daerah (a)saturasi (b) <i>cut-off</i>	16
Gambar 2.12	Blok diagram IR2110	18
Gambar 2.13	(a)Daftar pin yang ada di ATMEGA 128 (b)Modul DT-AVR	19
Gambar 2.14	Rangkaian <i>Interface</i> ke LCD Karakter 2X16	20
Gambar 2.15	Penampang rotor dengan pemasangan hall sensor	21
Gambar 2.16	Keluaran sensor efek medan dengan beda derajat listrik 120°	22
Gambar 2.17	Perubahan kombinasi sensor dengan <i>timing</i> pendendalian motor	22
Gambar 2.18	Peletakan piringan terhadap sensor <i>photocoupler</i>	23
Gambar 2.19	Pengaruh jalan terhadap pergerakan sepeda pada kondisi tanjakan	25
Gambar 3.1	Diagram alir metode penelitian	27
Gambar 4.1	Diagram Blok Sistem Secara Keseluruhan	30
Gambar 4.2	Diagram alir keseluruhan sistem	31

Gambar 4.3	Peletakkan mekanik sepeda listrik	32
Gambar 4.4	a). Ukuran roda sepeda b). Perbandingan gear roda belakang dengan gear pedal	32
Gambar 4.5	Rangkaian catu daya	33
Gambar 4.6	Konfigurasi pin <i>shield</i> ATMEGA128	33
Gambar 4.7	<i>Layout</i> modul <i>rotary encoder</i>	35
Gambar 4.8	Desain pirangan <i>rotary encoder</i>	35
Gambar 4.9	Rangkaian <i>open collector hall effect</i>	35
Gambar 4.10	MOSFET IRF3710	36
Gambar 4.11	a). Rangkaian inverter pada fasa U b). Rangkaian inverter pada fasa V c). Rangkaian inverter pada fasa W	36 37 37
Gambar 4.12	Pulsa keluaran <i>encoder</i>	38
Gambar 4.13	Diagram alir pembacaan putaran	39
Gambar 4.14	Urutan pensaklaran pulsa <i>six-step</i>	40
Gambar 4.15	Diagram alir pulsa <i>six step</i> mikrokontroler untuk inverter	40
Gambar 4.16	Diagram alir umpan balik <i>hall sensor</i>	41
Gambar 4.17	Diagram alir <i>Pedal Assisted System (PAS)</i>	42
Gambar 4.18	Rangkaian simulasi mikrokontroler	42
Gambar 4.19	Simulasi pulsa <i>six step</i>	43
Gambar 4.20	Simulasi LCD	43
Gambar 4.21	Rangkaian simulasi pwm inverter tiga fasa dengan simulink matlab	44
Gambar 4.22	Gelombang tegangan pwm inverter tiga fasa dengan beda fasa 120° $D = 50\%$	44
Gambar 4.23	(a) Gelombang tegangan <i>line to line</i> (b) Gelombang tegangan <i>line to netral</i> (c) Gelombang arus fasa	44
Gambar 4.24	Pulsa picu MOSFET (a)S6 (b)S5 (c)S4 (d)S3 (e)S2 (f)S1	45
Gambar 4.25	Karakteristik tegangan keluaran inverter tiga fasa terhadap <i>dutycycle</i> secara teori dan simulasi pada beban 555Ω	45
Gambar 5.1	Blok diagram pengujian <i>rotary encoder</i>	47
Gambar 5.2	Gelombang pulsa <i>rotary encoder</i>	48
Gambar 5.3	Blok diagram pengujian sensor efek medan	49
Gambar 5.4	Gelombang keluaran <i>hall sensor</i> pada frekuensi 50 Hz	49
Gambar 5.5	Pulsa pwm picu <i>six step</i> pada frekuensi 66,67 Hz	50

Gambar 5.6	Pulsa mikrokontroler frekuensi 10 kHz	51
Gambar 5.7	Blok diagram pengujian inverter	52
Gambar 5.8	Gelombang keluaran inverter tiga fasa pada frekuensi 33,3 Hz <i>dutycycle</i> 50%, dan beban resistif 555 Ω	52
Gambar 5.9	Gelombang pwm inverter dengan frekuensi 10kHz	52
Gambar 5.10	Gelombang inverter (a)tegangan <i>line to netral</i> (b)arus fasa pada beban Y 555 Ω	53
Gambar 5.11	Karakteristik tegangan keluaran inverter tiga fasa secara teori, simulasi dan pengujian terhadap <i>dutycycle</i> pada beban	54
Gambar 5.12	Rangkaian pengujian motor BLDC	56
Gambar 5.13	Karakteristik f_{sw} terhadap putaran motor	57
Gambar 5.14	Karakteristik f_{sw} terhadap P_{em}	57
Gambar 5.15	Gelombang keluaran berbeban motor BLDC (a)tegangan <i>line to line</i> (b)arus fasa	58
Gambar 5.16	Karakteristik <i>dutycycle</i> motor BLDC terhadap tegangan ac inverter	59
Gambar 5.17	Karakteristik tegangan ac inverter terhadap putaran motor BLDC	59
Gambar 5.18	Grafik <i>dutycycle</i> terhadap putaran motor BLDC	59
Gambar 5.19	Grafik hubungan putaran terhadap torsi motor BLDC beban roda	60
Gambar 5.20	Hubungan putaran motor BLDC dengan variasi beban	61
Gambar 5.21	Hubungan putaran motor BLDC terhadap torsi elektromagnetik	61
Gambar 5.22	Linierisasi tegangan dan SoC baterai	63
Gambar 5.23	Perbandingan penggunaan SoC baterai VRLA	65

DAFTAR LAMPIRAN

No	Judul	Halaman
Lampiran 1	Listing program	71
Lampiran 2	Gambar alat	75
Lampiran 3	Gambar gelombang inverter	77
Lampiran 4	<i>Datasheet</i> komponen	79



RINGKASAN

Irham Tantowi Hamdi, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Brawijaya, Juli 2015, *Rancang Bangun Three Phase Six Step PWM Inverter Sebagai Pedal Assisted System (PAS) Sepeda Listrik*, Dosen Pembimbing: Soeprpto dan Eka Maulana.

Sistem transportasi merupakan suatu hal yang harus ada. Mayoritas orang di Indonesia, bersepeda hanya aktifitas sampingan yang dilakukan pada hari libur untuk bersenang-senang dan berolahraga. Namun di Cina, Jepang dan Belanda, sepeda menjadi alat transportasi alternatif untuk bekerja atau kuliah. Sepeda listrik merupakan salah satu alternatif karena tidak ada emisi gas buang. Sepeda listrik konvensional menggunakan metode *twist and go*. Sistem ini terdiri dari dua mode penggunaan yakni mode kayuhan/manual dan mode otomatis. Ketika mode manual, pengendara harus mengayuh sepedanya. Sedangkan apabila menggunakan sistem otomatis, maka daya tahan baterai akan cepat habis. Dengan perkembangan elektronika daya, teknologi *Pedal Assisted System (PAS)* muncul untuk meningkatkan efisiensi penggunaan baterai sepeda listrik.

Tujuan akhir dalam penelitian ini adalah mengimplementasikan inverter tiga fasa metode *six step pulse* sebagai pengendali putaran motor BLDC dan pengendalian metode *Pedal Assisted System (PAS)*. Pengendalian putaran motor BLDC dilakukan dengan inverter tiga fasa *six step*, sensor efek medan, kontroler dan baterai. Sedangkan untuk metode PAS membutuhkan sensor *rotary encoder* pada pedal. Pengendalian sistem dilakukan dengan membaca putaran pedal, membandingkan dengan *setpoint* dari kontroler dan memberikan referensi putaran pada motor. Putaran motor dikendalikan dengan mengatur *dutycycle* pada inverter.

Berdasarkan hasil pengujian putaran motor, semakin besar tegangan AC dengan mengatur *dutycycle* pwm inverter maka putaran motor BLDC semakin cepat berbanding lurus. Namun putaran motor BLDC akan semakin turun dengan penambahan beban. Putaran maksimal motor dengan $D = 100\%$ pada beban sepeda sebesar 301 rpm. Dengan membandingkan mode PAS dan otomatis maka didapat kenaikan efisiensi sepeda sebesar 2,71% sampai 3,12% dari kapasitas baterai dalam waktu 10 menit. Namun kenaikan efisiensi tetap bergantung pada seberapa besar kayuhan pedal dari pengendara sepeda.

Kata kunci: *Pedal Assisted System (PAS)*, motor BLDC, Inverter tiga fasa *six step*, kontroler, sepeda.

SUMMARY

Irham Tantowi Hamdi, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Brawijaya, July 2015, Design and Build Three Phase Six Step PWM Inverter as Pedal Assisted System (PAS) for Electric Bike , Academic Supervisor: Soeprapto and Eka Maulana.

The transport system is a matter that should be there. The majority of people in Indonesia, cycling only a sideline activity conducted on holidays for fun and exercise. However, in some countries such as China, Japan and the Netherlands, bicycles become an alternative transportation to work or college. Electric bike is one alternative because it does not produce exhaust emissions. Conventional electric bicycles using twist and go method. The system consists of two modes use the paddle mode / manual and automatic mode. When the manual mode, the rider must be pedaling. Whereas when using an automated system, the battery life will be quickly exhausted. The development of power electronics and control, technology Assisted Pedal System (PAS) appeared to increase the efficient use of battery electric bike.

The final goal of this research is to implement a three phase *six step* pulse inverter method as a BLDC motor speed control and control Pedal Assisted System (PAS) method. BLDC motor speed control performed by the three-phase inverter *six step*, sensor efek medan, controller and battery. As for the method of PAS requires rotary encoder sensor on the pedal. The control system can do by reading the pedal speed, compared with setpoint of controller and provide references speed motor. Motor speed controlled by setting dutycycle of inverter.

Based on test results motor speed, if greater of ac voltage by adjusting dutycycle inverter then BLDC motor speed will be faster proportional. However, BLDC motor speed will fall with the addition of loads. Maximum motor speed with dutyclce 100% on bikes load of 301 rpm. By comparing auto and PAS mode, the increase efficiency of the bike by 2,71% to 3,12% of the battery capacity at 10 minutes . However, the increase in efficiency will still depend on how much the pedal stroke of cyclists.

Keywords: Pedal Assisted System (PAS), BLDC motor, three phase six step inverter, controller, bicycle.

BAB I PENDAHULUAN

1.1. Latar belakang

Sistem transportasi merupakan suatu hal yang harus ada. Mayoritas orang di Indonesia, bersepeda hanya aktifitas sampingan yang dilakukan pada hari libur untuk bersenang-senang dan berolahraga. Namun di beberapa negara seperti Cina, Jepang dan Belanda sepeda menjadi alat transportasi alternatif untuk bekerja atau kuliah sambil berpakaian jas. Saat ini, Jepang merupakan negara pengguna sepeda terbesar di dunia dengan rasio satu sepeda untuk tiap empat orang.

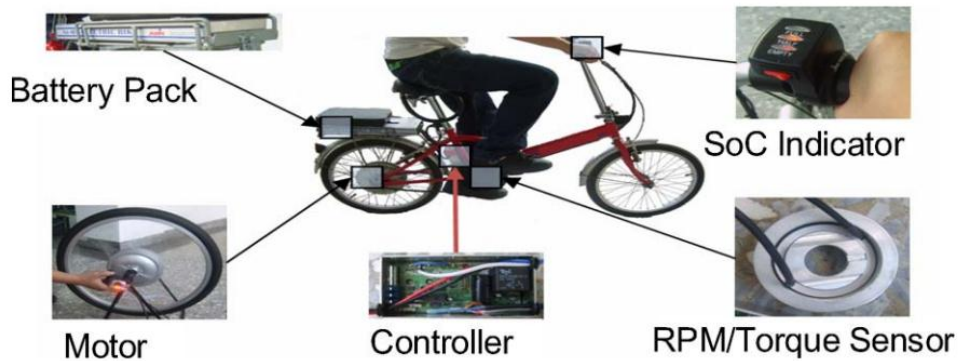
Sepeda listrik merupakan salah satu alternatif karena tidak menghasilkan emisi gas buang. Sepeda listrik menggunakan motor arus searah tanpa sikat (BLDC) sehingga menghasilkan efisiensi tinggi, torsi tinggi, kecepatan tinggi dan biaya perawatan yang rendah. Berdasarkan bentuk gelombang ac 3 fasa yang dihasilkan oleh inverter terdapat dua metode pengendalian yakni dengan menggunakan metode PWM sinusoidal dan metode *six step*.

Sepeda listrik konvensional menggunakan metode *twist and go*. Sistem ini terdiri dari dua mode penggunaan yakni mode kayuhan/manual dan mode otomatis. *Twist and go* sangat sederhana dan tidak ada sensor kecuali sistem switch untuk motor. Ketika mode manual, pengendara harus mengayuh sepedanya. Sedangkan apabila menggunakan sistem otomatis, maka daya tahan baterai akan cepat habis. Dengan perkembangan elektronika daya dan kontrol, teknologi *Pedal Assisted System* (PAS) muncul untuk meningkatkan efisiensi penggunaan baterai sepeda listrik.

Pedal Assisted System (PAS) merupakan sistem sepeda listrik yang mampu meningkatkan jarak tempuh dan efisiensi penggunaan baterai. PAS atau juga disebut *pedelec* memanfaatkan sistem gabungan antara daya dari pengendara dan daya dari motor listrik. PAS pada sepeda listrik terdiri dari sensor elektronik dan kontrol yang membantu pengendara ketika sedang mengayuh. Sensor akan mendeteksi pergerakan pedal dan kontroler akan menentukan kondisi bantuan dari motor listrik. PAS akan membantu kecepatan pengendara ketika sedang mengayuh sepeda.

Sepeda listrik akan menggunakan motor BLDC dengan sensor efek medan untuk membaca urutan komutasi. *Rotary encoder* pada bagian pedal sebagai sensor kecepatan untuk kayuhan pedal dari pengendara. Untuk pengendalian putaran motor menggunakan

driver inverter 3 fasa dengan metode pwm *six step pulse*. Metode ini digunakan karena mudah diimplementasikan dan memiliki algoritma yang sederhana dibanding metode PWM sinusoidal.



Gambar 1.1 *Prototype Pedal Assisted System (PAS)* dan komponen intinya.

Sumber: Roy Chaoming Hsu, 2012: 1

Sepeda listrik akan memiliki 3 sistem gerak yaitu mode penggunaan kayuhan manual, mode penggunaan otomatis, dan mode *Pedal Assisted System (PAS)*. Sistem ini diharapkan peneliti agar mampu meningkatkan efisiensi penggunaan baterai sepeda listrik.

1.2. Rumusan masalah

Berdasarkan uraian pada latar belakang di atas maka pembahasan dalam skripsi ini ditekankan pada:

1. Bagaimana mikrokontroler mendeteksi set point, kayuhan pedal dan sensor efek medan motor BLDC?
2. Bagaimana perancangan inverter tiga fasa dengan metode pwm *six step pulse*?
3. Bagaimana pengendalian putaran pada motor BLDC menggunakan komponen elektronika daya?
4. Berapa efisiensi penggunaan baterai dengan metode *Pedal Assisted System (PAS)* pada sepeda listrik?

1.3. Batasan masalah

Akibat banyaknya kemungkinan yang akan terjadi dalam rancang bangun ini, dibutuhkan batasan-batasan masalah. Batasan masalah tersebut antara lain:

1. Hanya membahas pengendalian dan pengaturan putaran motor BLDC.
2. Tidak membahas masalah konstruksi dan rancangan motor BLDC.
3. Kontrol pengendalian motor BLDC dengan metode inverter pwm *six step pulse*.
4. Sumber utama baterai VRLA 12 V 5 Ah diseri sebanyak 4 buah sehingga menjadi 48 Volt

5. Daya motor BLDC yang dipakai sebesar 350 W.
6. Tidak membahas masalah pengisian baterai.
7. Menggunakan modul DT-AVR Atmega 128.
8. Pengujian dilakukan dengan sepeda yang dibalik dan beban roda.
9. Tidak membahas masalah kelistrikan lain pada sepeda listrik seperti lampu, bel, sistem rem dll.

1.4. Tujuan

Tujuan dari skripsi ini adalah mengimplementasikan inverter tiga fasa dengan metode *pwm six step pulse* sebagai pengendali putaran motor BLDC dan metode *Pedal Assisted System* (PAS) pada sepeda listrik dengan dengan sensor efek medan sebagai umpan balik .

1.5. Manfaat

Manfaat dari penulisan penelitian ini adalah untuk memberikan rujukan tentang perancangan inverter tiga fasa metode *pwm six step pulse*, metode pengendalian putaran motor BLDC dengan sensor efek medan dan algoritma *Pedal Assisted System* (PAS).

1.6. Sistematika penulisan

Sistematika penulisan dalam penelitian ini sebagai berikut :

BAB I Pendahuluan

Memuat latar belakang, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan, manfaat dan sistematika penulisan.

BAB II Tinjauan pustaka

Membahas teori-teori yang mendukung dalam perencanaan dan pembuatan alat.

BAB III Penelitian

Berisi tentang metode-metode yang dipakai dalam melakukan perancangan, pengujian, dan analisis data.

BAB IV Perancangan, simulasi, dan pembuatan

Perancangan dan perealisasi alat yang meliputi spesifikasi, perencanaan diagram blok, prinsip kerja, simulasi dan realisasi alat.

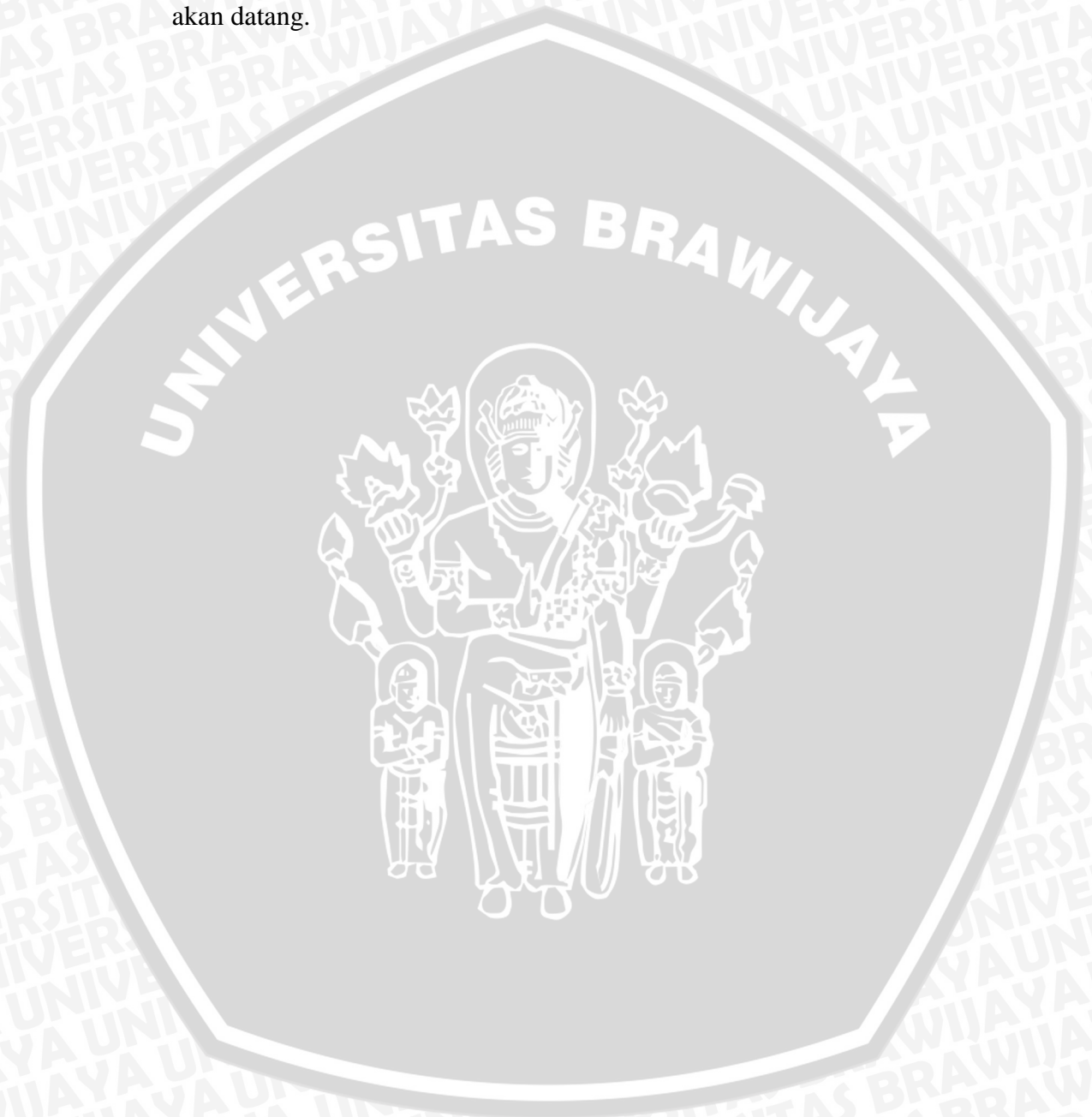
BAB V Pengujian dan Analisis

Memuat aspek pengujian meliputi penjelasan tentang cara pengujian dan hasil pengujian. Aspek analisis meliputi penilaian atau komentar terhadap hasil-hasil pengujian. Pengujian dan analisis ini terhadap alat yang telah

direalisasikan berdasarkan masing-masing blok dan sistem secara keseluruhan.

BAB VI Kesimpulan dan Saran

Memuat intisari hasil pengujian dan menjawab rumusan masalah serta memberikan rekomendasi untuk perbaikan kualitas penelitian dimasa yang akan datang.



BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

Tinjauan pustaka yang dapat mendukung analisis pengendalian inverter pwm *six-step* pada *Pedal Assisted System* (PAS) meliputi pengenalan motor BLDC, inverter tiga fasa, mikrokontroler, sensor efek medan, *rotary encoder*, dan metode PAS.

2.1. Motor BLDC

Motor BLDC, juga disebut *Permanent Magnet Synchronous motor DC*, adalah jenis motor yang memiliki karakteristik dan kinerja yang lebih baik dari motor DC sikat. Motor BLDC menggunakan sumber arus searah sebagai sumber energi utama yang kemudian diubah menjadi tegangan arus bolak balik dengan menggunakan inverter tiga fasa. Pemberian tegangan arus bolak balik tiga fasa pada stator motor BLDC agar menghasilkan medan magnet putar stator untuk menarik magnet rotor.

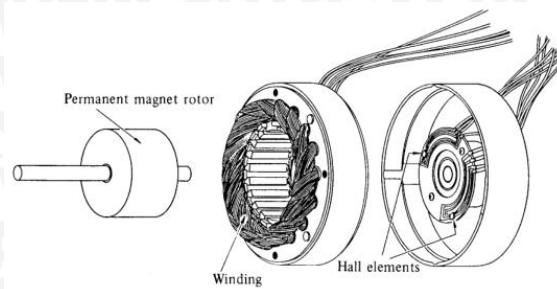
Motor BLDC memiliki keunggulan dibandingkan motor arus searah sikat dan motor induksi, seperti karakteristik torsi terhadap kecepatan yang lebih baik, respon dinamik tinggi, efisiensi dan kehandalan tinggi, masa operasi lama (tidak ada erosi sikat), operasi tak bersuara, rentang kecepatan yang lebih tinggi, dan pengurangan interferensi elektromagnetik (EMI). Selain itu, rasio torsi terhadap ukuran motor lebih tinggi, sehingga bermanfaat dalam aplikasi di mana ruang dan berat merupakan faktor penting, terutama aplikasi ruang angkasa.

Motor BLDC sudah secara luas digunakan di beberapa peralatan listrik seperti sepeda listrik, penggerak printer, *fan laptop* dll. Dengan ditemukannya komponen-komponen baru menambah banyaknya aplikasi, sehingga dapat menggantikan sikat komutator mekanik menjadi elektronik. Penambahan sensor posisi misalnya IC *hall effect* dan *rotary encoder* dibutuhkan sebagai *tachometer* umpan balik. Motor ini mempunyai efisiensi yang tinggi, usia kerja yang panjang (*long life*) dan konsumsi daya yang lebih rendah. Motor BLDC merupakan jenis motor sinkron. Medan magnet yang dihasilkan stator dan medan magnet dari rotor memiliki frekuensi putar.

2.1.1 Konstruksi

Pada motor DC sikat, jangkar adalah bagian dari rotor dan medan magnet diletakkan pada stator. Konstruksi motor BLDC sangat mirip dengan ac motor sinkron magnet permanen. Belitan jangkar merupakan bagian stator dan rotor terdiri dari beberapa

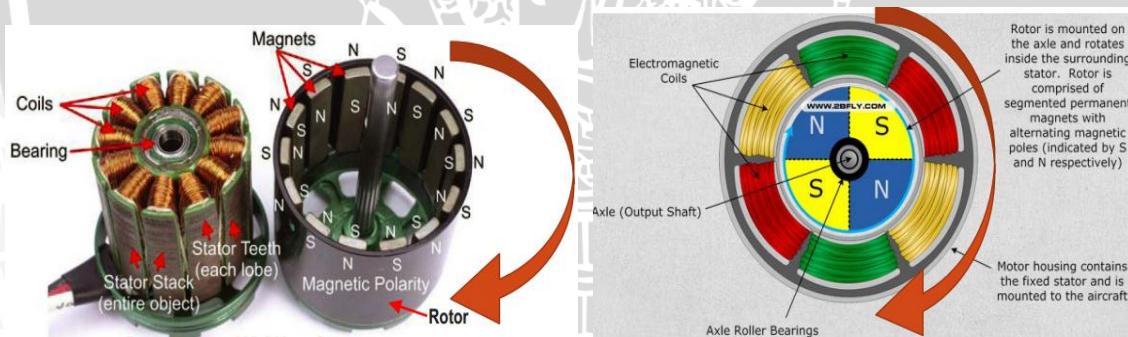
magnet. Perbedaan motor BLDC dan ac motor sinkron terletak pada adanya sensor posisi untuk mendeteksi posisi rotor agar bisa menghasilkan pulsa kontrol motor BLDC.



Gambar 2.1 Konstruksi motor BLDC.

Sumber: T. Kenjo, 1985 - 58

Motor BLDC terdiri dari dua jenis konstruksi yaitu *inrunner* dan *outrunner*. Pada konstruksi *inrunner*, rotor/magnet permanen terletak di sisi dalam sedangkan stator terletak di sisi bagian luar. Motor BLDC *inrunner* memiliki karakteristik kecepatan yang tinggi, torsi rendah, efisiensi lebih tinggi dari *outrunner*, lebih rentan rusak, dan menimbulkan suara bising. Sedangkan untuk konstruksi *outrunner*, bagian rotor/magnet permanen terletak di sisi luar dan stator terletak di bagian dalam. Motor BLDC *outrunner* memiliki karakteristik kecepatan yang rendah, torsi tinggi, mudah digunakan, dan motor lebih tenang.



Gambar 2.2 Bentuk rotor dan stator motor BLDC (a)*outrunner* (b)*inrunner*.

Sumber: Eric Wahl, 2014 : 5-6

Stator tiga fasa motor BLDC memiliki tiga gulungan. Untuk konstruksi kumparan stator dapat dikonfigurasi hubungan *Wye - Delta*. Keuntungan utama untuk konfigurasi *Wye* memberikan torsi yang besar pada putaran rendah. Sedangkan konfigurasi *delta* terbentuk seperti segitiga. Sistem *delta* memberikan torsi rendah pada putaran rendah.

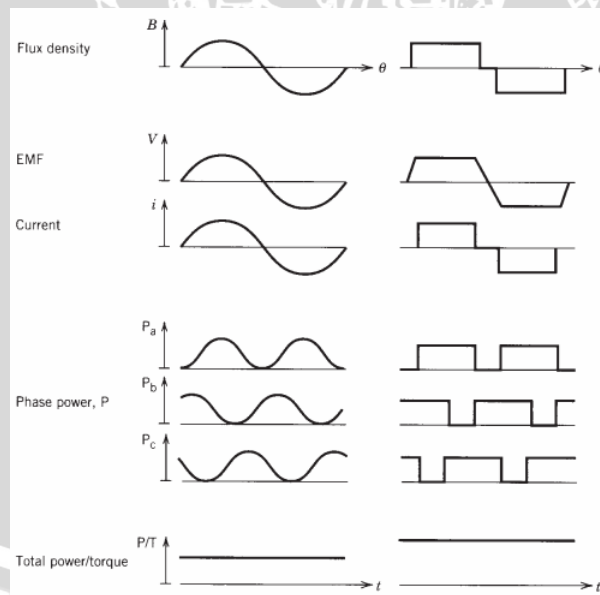
Bagian rotor dari motor BLDC dibuat dari magnet permanen. Jumlah kutub dapat bervariasi tergantung dari kebutuhan. Penambahan jumlah kutub rotor memberikan torsi yang lebih besar, namun kemungkinan bisa mengurangi kecepatan maksimum motor

BLDC. Penggunaan jenis bahan dari rotor akan berpengaruh pada torsi. Jika kerapatan fluksi bahan semakin besar, maka torsi motor juga akan semakin besar.

2.1.2 Jenis motor BLDC

Motor BLDC terdiri dari dua jenis yaitu tipe trapezoidal dan tipe sinusoidal. Untuk jenis trapezoidal, ggl lawan yang didapat dalam bentuk gelombang trapezoidal dan untuk operasi dibutuhkan beda fasa arus 120° dalam gelombang kotak. Ggl lawan jenis trapezoidal dihasilkan dari rotor magnet permanen dengan distribusi fluksi celah udara kotak dan terfokus pada kumparan stator. Beda fasa arus sebesar 120° memerlukan sensor posisi resolusi rendah seperti sensor efek medan atau sensor optik. Karena bentuk gelombang dan ggl lawan hampir sama dengan motor dc konvensional, motor jenis ini lebih cocok disebut sebagai motor BLDC (BLDC).

Motor arus searah jenis sinusoidal memiliki ggl lawan berbentuk sinusoidal dan operasi arus fasa yang diminta juga sinusoidal. Ggl lawan sinusoidal dihasilkan dari rotor magnet permanen dengan distribusi fluksi celah udara sinusoidal dan terdistribusi di kumparan stator. Arus fasa sinusoidal memerlukan sensor posisi secara nyata untuk mendeteksi posisi secara kontinu. Motor jenis sinusoidal ini lebih cocok dikategorikan sebagai motor sinkron tanpa sikat / motor arus bolak balik tanpa sikat (BLAC).



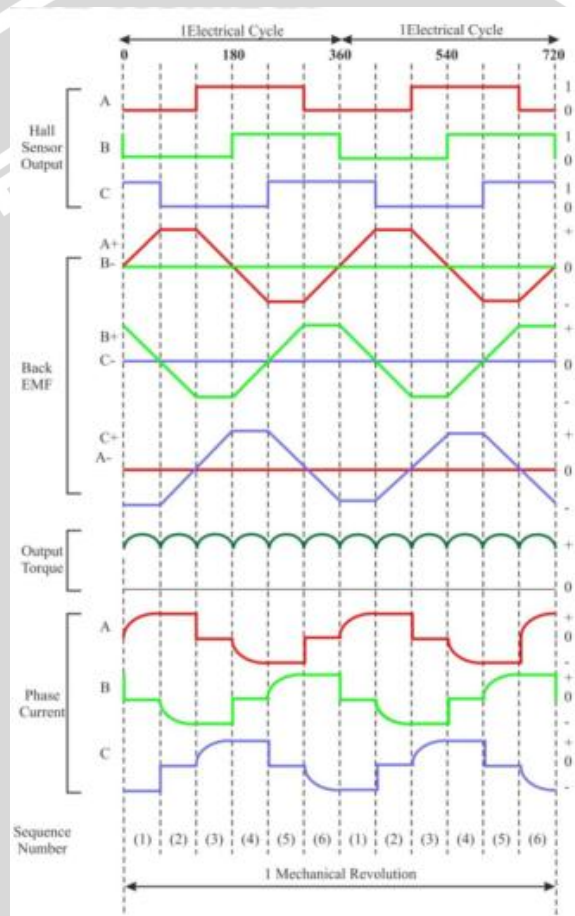
Gambar 2.3 Gelombang ideal untuk motor BLDC (a) tipe sinusoidal (b) tipe trapezoidal.

Sumber: P.C. Sen, 1996 ; 354.

Yang menarik bahwa keduanya, motor BLDC dan BLAC dapat dikontrol dengan inverter tiga fasa sumber tegangan (VSI). Perbedaan pengendalian ini menghasilkan karakteristik yang berbeda. Kedua jenis motor BLAC dan BLDC dapat dikendalikan dengan dua metode BLAC *drive* dan BLDC *drive*.

2.1.3 Operasi motor BLDC

Belitan stator motor BLDC menghasilkan back-EMF dengan bentuk gelombang trapezoid. Torsi yang dihasilkan memiliki riak torsi yang cukup besar yang terjadi pada setiap langkah komutasi. Metode *six-step* memberikan catu pada dua fasa belitan motor pada tiap urutan langkah. Sebaliknya, PMSM menghasilkan back-EMF dalam bentuk gelombang sinusoidal. Torsi dihasilkan dari PMSM halus dengan lebih sedikit riak torsi dibanding motor BLDC. Tetapi torsi puncak hasil dari PMSM lebih rendah. Komutasi sinusoidal mengendalikan motor sinusoidal dengan mencatu ketiga belitan motor.



Gambar 2.4 Hubungan antara back-EMF, sensor, torsi dan arus fasa untuk motor BLDC.

Sumber : José Carlos Gamazo, 2010 - 10

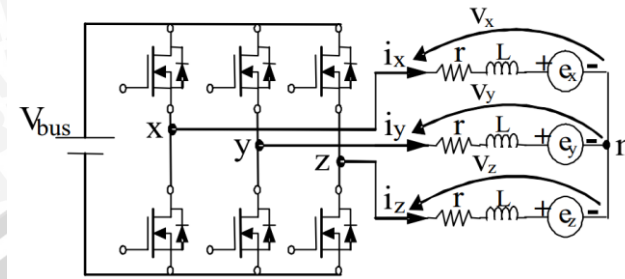
Pada gambar 2.5 menunjukkan representasi rangkaian ekivalen motor dengan disuplai oleh koverter dc ke ac. Fasa motor terdiri dari x, y, dan z sehingga persamaan motor didapat sebagai berikut:

$$v = r \cdot i + L \frac{di}{dt} + e \quad (2-1)$$

Dimana:

$$v = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix}, \quad e = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{bmatrix}$$

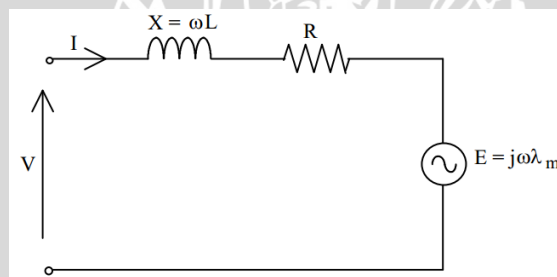
Persamaan 2-1, v menggambarkan tegangan fasa, i arus fasa, dan e ggl lawan dari motor. Untuk r dan L menggambarkan ekivalen resistansi dan induktansi fasa.



Gambar 2.5 Pemodelan skematik rangkain motor BLDC.

Sumber: G. Gatto - University Cagliari (Italy), 2006; 1167

Dalam kondisi steady state, dimisalkan v dan e sinusoidal pada frekuensi ω . Rangkaian ekivalen per fasa ditunjukkan pada gambar 2.6. Dimana $X = \omega L$, dan V , I , E dan λ_m sebagai fasor dengan amplitudo rms.



Gambar 2.6 Rangkaian ekivalen per fasa motor BLDC.

Sumber: Electrical Energy Technology, ch 14

Persamaan *steady state* didapatkan:

$$V = E + (R + j\omega L)I \tag{2-2}$$

Motor BLDC memiliki umpan balik posisi dari rotor melalui sensor efek medan, perangkat optik, encoder dll. Untuk menjaga sudut tertentu antara V dan E , karena E sefasa dengan posisi rotor, dan V ditentukan oleh sumber inverter ke motor. Dengan asumsi bahwa $\omega L \ll R$, ketika I sefasa dengan E , V juga akan sefasa dengan E . rangkaian dapat dianalisis dengan menggunakan besaran E , V , dan I yang dianggap sebagai rangkaian dc. Ketika E dan I sefasa, maka keluaran daya mekanik motor (sebelum gesekan, belitan, dan rugi besi) disebut daya keluaran elektromagnetik dengan persamaan:

$$P_{em} = m |E||I| = m \omega |\lambda_m||I| \tag{2-3}$$

Dimana m adalah jumlah fasa, E , I , λ_m adalah amplitud faser E , I , dan λ_m . Dan persamaan torsi elektromagnetik adalah

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{m \omega \lambda_m |I|^2}{\omega_r} \quad (2-4)$$

Dimana $\omega_r = 2\omega/p$ adalah kecepatan rotor dalam rad/s dan p jumlah kutub.

$$T_{em} = \frac{mp}{2} |\lambda_m| |I|^2$$

Torsi keluaran actual shaft adalah

$$T_{load} = T_{em} - T_{losses} \quad (2-5)$$

Dimana torsi rugi meliputi gesekan, belitan, dan rugi besi. Persamaan kecepatan rotor akan menjadi

$$E = \frac{p}{2} \omega_r \lambda_m \quad (2-6)$$

Jika diasumsikan $\omega L \ll R$, persamaan $E \sim \omega_r$ dan $T \sim I$, maka didapat

$$V = \frac{p}{2} \omega_r \lambda_m + \frac{2R}{mp\lambda_m} T_{em} \quad (2-7)$$

$$\omega_r = \frac{V}{p\lambda_m/2} - \frac{R}{m(\frac{p\lambda_m}{2})^2} T_{em} \quad (2-8)$$

Rugi-rugi motor BLDC terdiri dari rugi tembaga w_c , rugi besi w_i dan rugi mekanik w_m . Persamaan rugi tembaga dan rugi besi ditunjukkan dalam persamaan 2-9 dan 2-10.

$$w_c = 3I_f^2 R_a \quad (2-9)$$

$$w_i = K_e f^2 B_m^2 + K_h f B_m^2 \quad (2-10)$$

Dimana I_f = arus rms fasa, R_a = resistansi fasa, K_e = koefisien rugi arus-edy, K_h = koefisien rugi histerisis, f = frekuensi, B_m = kerapatan fluks maksimum. K_e dan K_h didapat dari kurva rugi laminasi besi.

Efisiensi motor didapat dengan perbandingan daya keluaran dan daya masukan

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2-11)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + w_c + w_i} \quad (2-12)$$

Dimana $P_{in} = VI$, dan $P_{out} = T_{load}\omega_r$.

Motor BLDC terdiri dari beberapa parameter yaitu :

1. Konstanta tegangan motor K_e (Volt-sec/rad)

Pengukuran dilakukan dengan memutar motor pada kecepatan (rpm) tertentu, lalu voltmeter digunakan untuk mengukur tegangan *line to line* (V).

Konstanta K_e didapatkan dengan persamaan:

$$K_e(\text{line to line}) = \frac{\text{Volt } (V_{l-l})}{\text{speed (rpm)}} \quad (2-13)$$

$$K_e(\text{phase}) = \frac{K_e(\text{line to line})}{1,73} \quad (2-14)$$

2. Konstanta torsi motor K_T (lb-in/amp)

Parameter ini didapat dari turunan persamaan K_e pada persamaan xx.

$$K_T \left(\frac{\text{lb-in}}{\text{amp}} \right) = \frac{K_e}{0.00684} \left(\frac{\text{volts}_{(l-l)}}{\text{rpm}} \right)$$

$$K_T \left(\frac{\text{Nm}}{\text{amp}} \right) = K_e \times 16,5174 \left(\frac{\text{volts}_{(l-l)}}{\text{rpm}} \right) \quad (2-15)$$

3. Tahanan motor R_a (Ω)

Tahanan motor dapat diukur dengan ohmmeter. Jika motor BLDC memiliki hubungan belitan Y maka tahanan *line to line* yang diukur. Sehingga tahanan fasanya harus dibagi 2.

4. Induktansi motor L_a (H)

Pengukuran induktansi motor dilakukan dengan mencatu tegangan ac rendah pada belitan motor. Jika motor BLDC dalam hubungan Y, maka induktansi yang didapat harus dibagi 2. Induktansi dapat dihitung dengan persamaan:

$$Z = \frac{V_{l-l}}{I_f} \quad (2-16)$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (2-17)$$

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad (2-18)$$

5. Inersia motor J_m (lb-in-sec²)

Inersia motor dapat diukur dengan percobaan, lalu dihitung dengan persamaan 2-19:

$$\text{inertia} = \frac{\text{accel torque}}{\text{acceleration}} (\text{lb-in-sec}^2) \quad (2-19)$$

2.2. Inverter tiga fasa

2.2.1 Prinsip kerja inverter six step

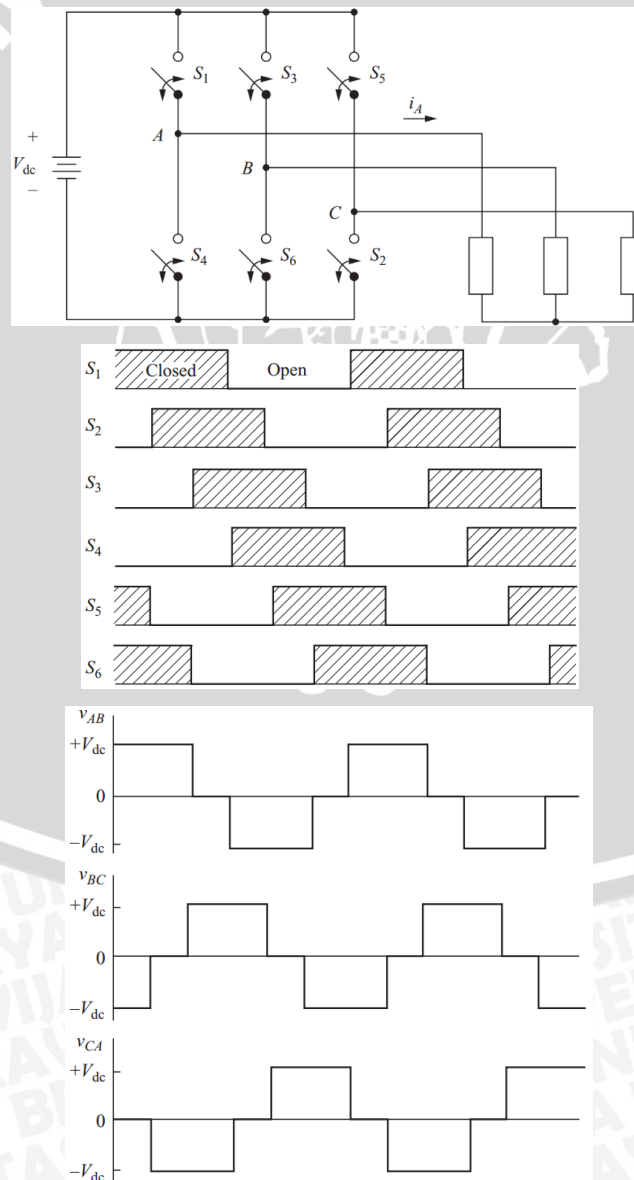
Bagian yang membedakan dari motor arus searah sikat dan motor BLDC adalah sistem kendali komutasi. Pada motor arus searah sikat, penggunaan sistem komutasi motor arus searah dengan menggunakan sikat atau secara mekanik. Sedangkan untuk motor BLDC, sistem komutasi yang digunakan dengan rangkaian kontrol elektronik.

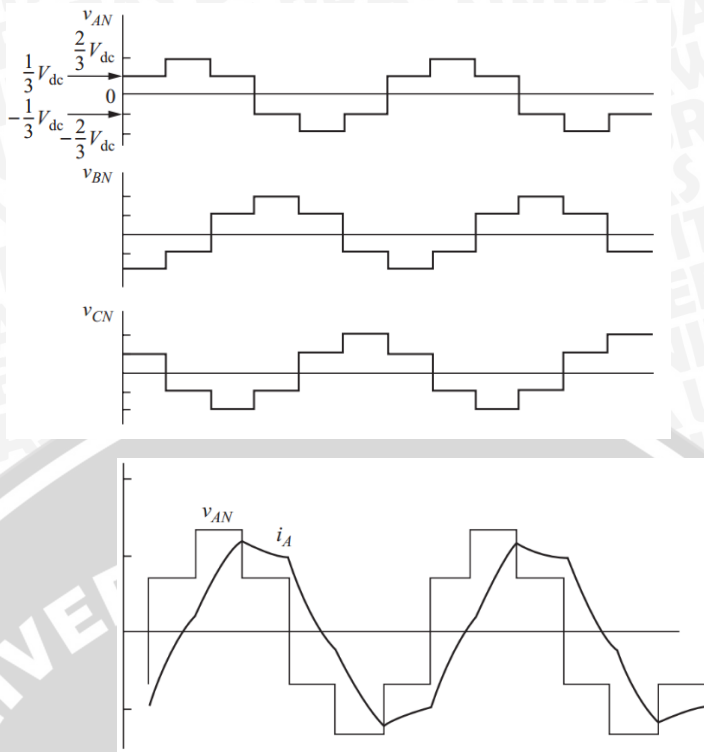
Inverter tiga fasa merupakan rangkaian elektronik untuk merubah sumber tegangan dc menjadi ac tiga fasa. Rangkaian inverter menggunakan komponen yang terdiri dari

beberapa transistor untuk menghasilkan arus bolak balik. Transistor digunakan sebagai saklar buka atau tutup sesuai urutan pada gambar 2.7 (b).

Rasio tiap saklar memiliki *duty cycle* 50 %, dan interval pensaklaran $1/6 T$ atau interval sudut 60° derajat. Pensaklaran pada S_1 dan S_4 selalu berlawanan. Jika S_1 ditutup maka S_4 dibuka. Hal ini juga berlaku berlawanan untuk S_2 dengan S_5 dan S_3 dengan S_6 . Urutan pensaklaran yang salah bisa menyebabkan rangkaian inverter terjadi hubung singkat. Urutan pensaklaran menghasilkan tegangan keluaran tiga fasa seperti pada gambar 2.7 (c).

Deret fourier untuk tegangan keluaran mempunyai frekuensi dasar terhadap frekuensi pensaklaran. Frekuensi harmonik terjadi dari urutan $6k \pm 1$ dengan $k=1, 2, \dots$ ($n = 5, 7, 11, 13 \dots$). Harmonik ke 3 dan kelipatannya tidak ada dan harmonik genap juga tidak ada. Rangkaian inverter tiga fasa ditunjukkan pada gambar berikut:





Gambar 2.7 (a)rangkaian inverter tiga fasa (b)urutan pensaklaran untuk keluaran *six-step* (c)tegangan keluaran *line to line* (d)tegangan *line to neutral* pada beban Y. (e) arus fasa beban RL

Sumber : Daniel W. Hayt – Power Electronics, 2010 : 374 - 375

Dari input tegangan dc, keluaran untuk beban hubungan Y dirumuskan dari koefisien fourier berikut:

$$V_{n, L-L} = \left| \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \right|$$

$$V_{n, L-N} = \left| \frac{2V_{dc}}{3n\pi} \left[2 + \cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right) \right] \right|$$

$$n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$$

Persamaan sederhana tegangan *line to line* inverter:

$$V_{AB} (rms) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \approx 0,78 V_{dc} \quad (2-20)$$

$$I_{n, L-L} = \frac{V_{n, L-L}}{Z_n} \quad (2-21)$$

$$I_{n, L-N} = \frac{V_{n, L-N}}{Z_n}$$

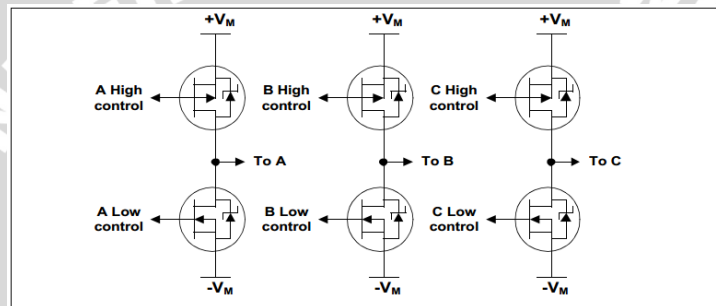
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}} \quad (2-22)$$

Total harmonic distortion (THD) arus dapat dihitung dengan mensubstitusikan arus dengan tegangan dari persamaan diatas. THD arus pada fasa A untuk konfigurasi wye beban RL dapat dilihat pada gambar 2.7(e). Frekuensi keluaran dapat diatur dengan



mengubah frekuensi pensaklaran. Besar tegangan keluaran bergantung dari nilai sumber tegangan dc.

Dalam menentukan arah putaran dari motor, dapat dikendalikan dengan mengubah urutan kombinasi pada pensaklaran driver inverter. Perubahan pensaklaran ini dikendalikan melalui sebuah mikrokontroler. Gambar 2.7(a) menunjukkan rangkaian dasar driver inverter tiga fasa dengan menggunakan kombinasi dua jenis MOSFET. Untuk kontrol logika high menggunakan MOSFET P-Channel dan untuk kontrol logika low menggunakan MOSFET N-Channel. Urutan pensaklaran MOSFET dapat ditentukan seperti pada gambar 2.7(b). Urutan dari komutasi driver inverter akan menghasilkan logika sensor dari tiga sensor medan yang akan digunakan untuk menentukan urutan komutasi MOSFET selanjutnya.



Gambar 2.8 Rangkaian pensaklaran dengan MOSFET.

Tabel 2.1 Clock wise sensor dan Tabel komutasi berdasarkan urutan fasa

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Phase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C High Drive	C Low Drive	B High Drive	B Low Drive	A High Drive	A Low Drive
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0

Sumber Microchip Technology inc., 2002 : 3 - 4

Pesaklaran inverter bisa menggunakan berbagai komponen semikonduktor daya seperti BJT, IGBT, MOSFET, dan GTO. Kondisi *on-off* dapat dikendalikan dengan mengontrol pulsa *gate*.

2.2.2 PWM (Pulse Width Modulation)

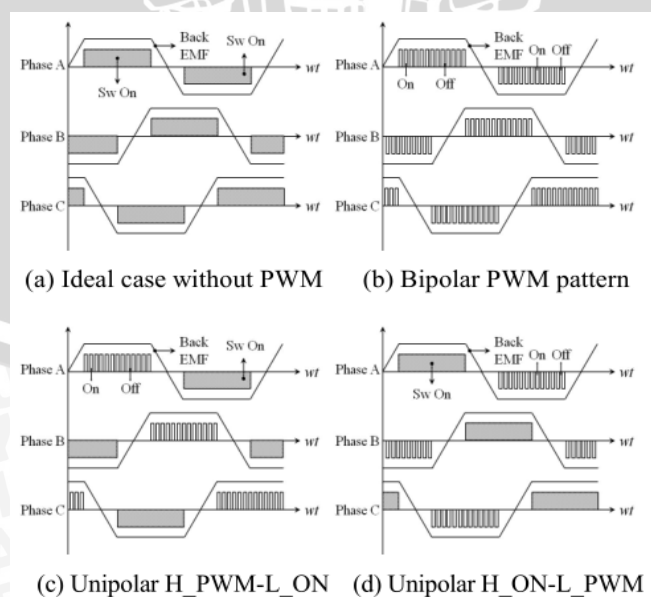
Kontrol putaran motor BLDC diterapkan dengan mengubah tegangan fasa motor. Hal ini dapat dilakukan PWM, atau kontrol hysteresis. Algoritma kontrol secara umum untuk motor BLDC menggunakan PWM kontrol. Hal ini didasarkan pada asumsi hubungan linear antara arus fasa dan torsi, mirip dengan motor dc sikat. Oleh karena itu, dengan mengatur arus fasa, torsi elektromagnetik dapat dikendalikan sesuai kebutuhan.

PWM merupakan suatu teknik yang dipakai untuk mengatur kerja peralatan yang memerlukan arus *pull in* yang besar dan untuk menghindari disipasi daya yang berlebihan dari peralatan yang akan dikontrol. PWM merupakan suatu metode untuk mengatur kecepatan perputaran motor dengan cara mengatur prosentase lebar pulsa waktu tinggi terhadap perioda dari suatu pulsa persegi dalam bentuk tegangan periodik yang diberikan ke motor sebagai sumber daya. Semakin besar perbandingan waktu tinggi dengan perioda pulsa maka semakin cepat motor berputar. Dengan cara mengatur lebar pulsa “on” dan “off” dalam satu perioda gelombang melalui pemberian besar pulsa referensi keluaran dari suatu PWM akan didapat *dutycycle* yang diinginkan. Perhitungan Pengontrolan tegangan keluaran motor dengan metode PWM cukup sederhana.

$$\text{Tegangan rata - rata} = \frac{a}{a+b} \times V_{\text{masukan}} \quad (2-23)$$

Dengan menghitung *dutycycle* yang diberikan, akan didapat tegangan keluaran yang dihasilkan. Tegangan rata – rata merupakan tegangan keluaran pada motor yang dikontrol oleh pulsa PWM. a adalah nilai duty cycle saat kondisi pulsa “on”. b adalah nilai duty cycle saat kondisi pulsa “off”. V_{masukan} adalah tegangan maksimum pada motor. Dengan menggunakan rumus diatas, maka akan didapatkan tegangan keluaran sesuai dengan pulsa kontrol PWM yang dibangkitkan.

Metode pensaklaran PWM diklasifikasi menjadi pensaklaran bipolar dan unipolar sesuai pola konduksi pada gambar 2.9. Pola pensaklaran unipolar dapat mengurangi rugi pensaklaran. Oleh karena itu, pola pensaklaran unipolar biasanya digunakan dalam kontrol motor BLDC.

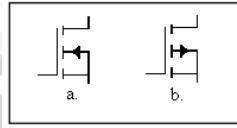


Gambar 2.9 Pola pensaklaran dari PWM Inverter.

Sumber: Ki-Chan Kim, 2014: 3

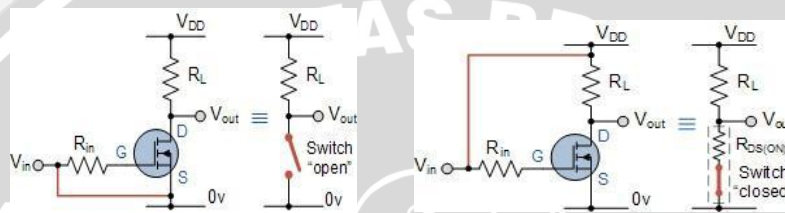
2.2.3 MOSFET

MOSFET (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) merupakan salah satu jenis transistor yang memiliki impedansi masukan (*gate*) sangat tinggi (hampir tak berhingga) sehingga dengan menggunakan MOSFET sebagai saklar elektronik, memungkinkan untuk menghubungkannya dengan semua jenis gerbang logika.



Gambar 2.10 Simbol Transistor MOSFET Mode Enhancement.

(a). N-Channel Enhancement (b). P-Channel Enhancement



Gambar 2.11 Rangkaian pengganti MOSFET saat beroperasi pada daerah (a)saturasi (b)cut-off.

Sumber: Agus Purnama (2012:1)

Karakteristik MOSFET pada daerah cut-off antara lain:

1. Input *gate* tidak mendapat tegangan bias karena terhubung ke ground (0 V).
2. Tegangan *gate* lebih rendah dari tegangan treshold ($V_{GS} < V_{th}$).
3. MOSFET off total pada daerah cut-off ini.
4. Tidak arus *drain* yang mengalir pada MOSFET.
5. Tegangan keluaran $V_{out} = V_{DS} = V_{DD}$.
6. MOSFET dianalogikan sebagai saklar kondisi terbuka.

Karakteristik MOSFET pada daerah saturasi antara lain:

1. Tegangan input *gate* (V_{GS}) tinggi.
2. Tegangan input *gate* (V_{GS}) lebih tinggi dari tegangan treshold ($V_{GS} > V_{TH}$).
3. MOSFET konduksi (fully-on) pada daerah saturasi.
4. Tegangan *drain* dan *source* ideal (V_{DS}) pada daerah saturasi adalah 0 V.
5. Resistansi *drain* dan *source* sangat rendah ($R_{DS} < 0,1 \Omega$).
6. Tegangan keluaran $V_{out} = V_{DS} = 0,2 \text{ V}$ ($R_{DS} \cdot I_D$)
7. MOSFET dianalogikan sebagai saklar kondisi tertutup.

MOSFET memiliki karateristik rugi daya akibat pensaklaran. Rugi daya terdiri dari *high-side* dan *low-side* MOSFET. Rugi tiap sisi MOSFET terdiri rugi sisi *gate*, rugi pensaklaran, rugi daya kapasitansi keluaran, dan rugi konduksinya.

Rugi pada sisi *gate* mosfet diakibatkan pengisian dan pembuangan kapasitansi C_{gs} dan C_{gd} pada setiap pensaklarannya. Persamaan disipasi daya mosfet disimbolkan P_g dalam persamaan berikut:

$$P_g = Q_g V_{cc} f_s \quad (2-24)$$

Rugi pensaklaran terjadi dalam setiap perpindahan pensaklaran MOSFET. Sedangkan rugi kapasitansi keluaran (P_{cap}) adalah rugi energi ketika pensaklaran kapasitansi keluaran *drain to source* selama waktu nyala.

$$P_{sw} = \frac{1}{2} (T_r + T_f) V_{ds} I_{ds} f_s \quad (2-25)$$

$$P_{cap} = \frac{1}{2} C_{ds} V_{ds}^2 f_s \quad (2-26)$$

Perhitungan rugi konduksi *high-side* MOSFET didapat dengan persamaan berikut:

$$P_{CONDH} = I_{out}^2 \times R_{DS(ON)} \times D \quad (2-27)$$

Perhitungan rugi konduksi *low-side* MOSFET didapat dengan persamaan berikut:

$$P_{CONDL} = (1 - D) \times I_{OUT}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (2-28)$$

2.2.4 MOSFET Gate Driver (MGD)

MOSFET Gate Driver (MGD) adalah IC yang mempunyai input tegangan rendah dan mempunyai keluaran tegangan yang lebih tinggi digunakan untuk mengendalikan *gate* MOSFET dengan beban pada sumber. Syarat agar MOSFET tipe N dapat menjadi saklar *ON* (beban pada *drain*) adalah :

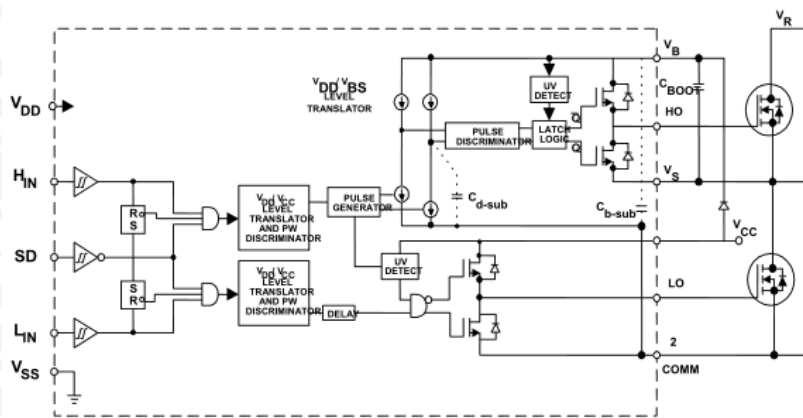
$$V_{gs} > V_{th}$$

Tetapi apabila MOSFET bertipe N diberi LOAD (beban) pada kaki *source*, maka untuk menjadikan saklar *ON* dibutuhkan tegangan V_{gs} :

$$V_{gs} > V_{dd} + V_{th}$$

Apabila tegangan V_{dd} tinggi, dibutuhkan V_{gs} yang lebih tinggi pula, sehingga dibutuhkan *MOSFET Gate Driver*. *MOSFET Gate Driver* akan menghasilkan tegangan yang lebih tinggi pada *gate high side* MOSFET dan *gate low side* MOSFET. Penggunaan *gate drive* pada sis *high-side* MOSFET ditunjukkan sebagai berikut:

1. Tegangan *gate* harus 10V sampai 15V aau lebih dari tegangan *source*.
2. Tegangan *gate* dapat dikontrol dengan refrensi gorund.
3. Daya yang diserap rangkaian *gate drive* tidak terlalu mempengaruhi efisensi keseluruhan



Gambar 2.12 blok diagram IR2110.

Sumber: Application note 978 - 3

Bootstrap dioda dan kapasitor adalah komponen tambahan dalam aplikasi PWM. Tegangan kapasitor *bootstrap* dicatu dari V_{CC} . Untuk menentukan kapasitansi kapasitor diperlukan didapat dari parameter berikut:

1. Tegangan *gate* untuk MOSFET
2. I_{qbs} , arus quiescent untuk *high-side driver*
3. Arus dalam IC control shifter
4. Arus bocor MGT *gate-source*
5. Arus bocor kapasitor *bootstrap*

Nilai minimal kapasitor *bootstrap* dihitung dengan persamaan:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (2-29)$$

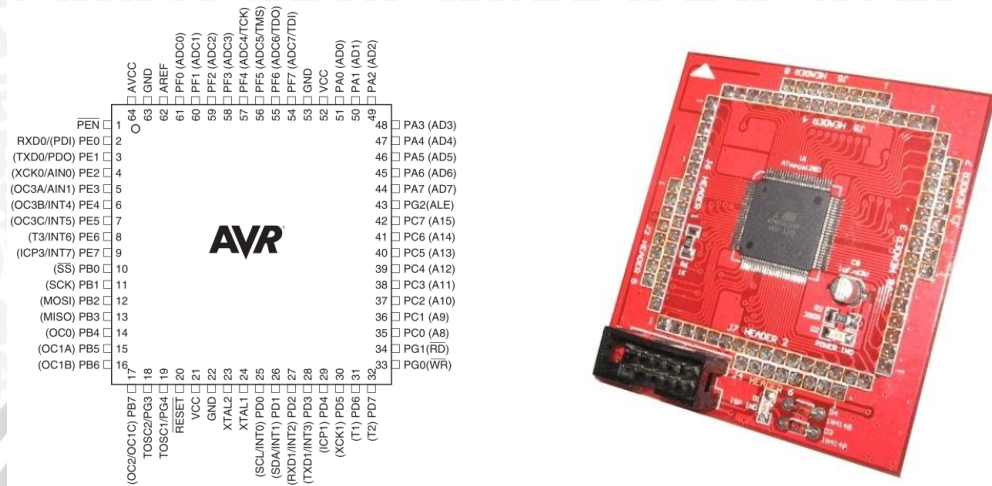
Dimana:

- Q_g = Gate charge of high-side FET
- f = Frekuensi pensaklaran
- $I_{cbs(leak)}$ = Arus bocor kapasitor *bootstrap*
- $I_{qbs(max)}$ = Arus quiescent maksimum V_{BS}
- V_{CC} = Catu tegangan untuk logika kontrol
- V_f = Jatuh tegangan diode *bootstrap*
- V_{LS} = Jatuh tegangan pada *low-side* FET atau beban
- V_{Min} = Tegangan minimum antara V_B and V_S .
- Q_{ls} = level shift charge required per cycle

2.3. Mikrokontroler

Secara umum, mikrokontroler berfungsi sama dengan komputer. Bedanya adalah mikrokontroler memiliki desain dalam sebuah *single chip* (IC). Mikrokontroler terdapat

di hampir semua peralatan elektronik di sekeliling kita, didalam tape, TV, radio, HP, dll Mikrokontroler memiliki kemampuan yang diperlukan untuk membuat keputusan berdasarkan pulsa dari luar dengan kata lain mikrokontroler merupakan otak dari sebuah perangkat elektronik.



Gambar 2.13 (a)Daftar pin yang ada di ATMEGA 128 (b)Modul DT-AVR.

Sumber : ATMEGA 128 datasheet (2011:2)

2.3.1 Interupsi eksternal

Interupsi adalah sistem yang menghentikan aliran program akibat terjadinya trigger tertentu dan memaksa eksekusi rutin / fungsi layanan interupsi. Setelah selesai maka aliran program akan kembali ke program sebelum terjadinya interupsi. Pada mikrokontroler ada banyak picu yang salah satunya adalah picu eksternal. Picu eksternal dalam hal ini adalah berasal dari pin luar mikrokontroler seperti perubahan logika tinggi ke rendah, rendah ke tinggi, ataupun logika rendah. Pada Atmega128 terdapat 8 buah interupsi eksternal yaitu INT0, INT1, INT2, INT3, INT4, INT5, INT6, dan INT7.

2.3.2 Analog to Digital Coverter (ADC)

ADC adalah operasi pengubah data analog ke data digital. Pada mikrokontroler Atmega128 memiliki 8 channel ADC dengan resolusi 8/10 bit. Penggunaan fitur ADC membutuhkan catu daya tambahan pada pin AVCC dan AGND. Namun catu daya AVCC tidak boleh berbeda $\pm 0,3$ V dari VCC. Operasi ADC membutuhkan tegangan referensi eksternal pada pin AREF. Tegangan referensi AREF tidak boleh melebihi tegangan AVCC. ADC mengkonversi tegangan input analog menjadi digital dengan lebar data 10 bit. GND (0 Volt) adalah nilai minimum yang mewakili ADC dan nilai maksimum ADC diwakili oleh tegangan pada pin AREF dengan minus 1 LSB. Hasil konversinya di simpan pada register ADCH:ADCL. Untuk menghitung hasil konversi ADC dapat ditentukan dengan rumus berikut:

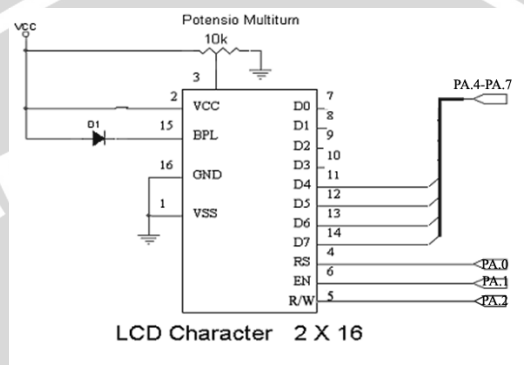
$$\text{Kode digital} = \frac{V_{input}}{V_{ref}} \times \text{resolusi 8 atau 10 bit} \quad (2-30)$$

Dimana: Resolusi 8 bit = 256

Resolusi 10 bit = 1024

2.3.3 Liquid Crystal Display (LCD)

Liquid Crystal Display (LCD) merupakan komponen elektronika yang digunakan untuk menampilkan karakter baik berupa karakter angka, huruf, atau karakter lainnya, sehingga tampilan tersebut dapat dilihat secara visual. Gambar 2.14 menunjukkan rangkaian *interface* ke LCD Karakter 2X16. dan Tabel 2.2 menunjukkan PIN I/O LCD.



Gambar 2.14 Rangkaian *Interface* ke LCD Karakter 2X16.

Sumber : Manual book LCD 2x16

Tabel 2.2 I/O LCD

No	Simbol	Level	Fungsi
1	Vss		GND
2	Vcc		5 Volt
3	Vee		Power Supply LCD Drive
4	RS	H/L	H:Data Input L:Ins input
5	R/W	H/L	H : Read L : Write
6	E	H	Enable signal
7	DB0	H/L	Data Bus
8	DB1	H/L	
9	DB2	H/L	
10	DB3	H/L	
11	DB4	H/L	
12	DB5	H/L	
13	DB6	H/L	
14	DB7	H/L	
15	V+BL		4 - 4.2 Volt
16	V-BL		Power Supply GND

Pada perancangan sistem ini memakai LCD modul M1632 yang merupakan sebuah modul LCD dot matrik yang membutuhkan daya kecil. LCD modul M1632 dilengkapi panel LCD dengan tingkat kontras yang cukup tinggi serta pengendali LCD CMOS yang telah terpasang dalam modul tersebut.

2.3.4 Timer

Mikrokontroler ATmega128 memiliki 4 buah *timer/counter* yang terdiri atas 2 buah *timer/counter* 8 bit dan 2 buah *timer/counter* 16 bit. Keempat *timer/counter* ini dapat

diatur dalam mode yang berbeda. Selain itu semua *timer/counter* dapat difungsikan sebagai sumber interupsi. Timer/counter dapat digunakan dalam 4 mode operasi, yaitu:

1). Mode pertama (mode 0) adalah mode normal, timer digunakan sebagai pencacah tunggal yang dapat mencacah 0x00 sampai dengan 0xFF. Setelah mencapai nilai 0xFF maka register counter akan reset atau kembali ke 0x00.

2). Mode kedua (mode 1) adalah *phase correct* PWM (PCP). Mode ini digunakan untuk menghasilkan pulsa PWM dimana nilai register *counter* yang mencacah naik dan turun secara terus menerus akan selalu dibandingkan dengan *register* pembanding OCRn. Hasil perbandingan *register counter* dan OCRn digunakan untuk menghasilkan pulsa PWM yang dikeluarkan pada pin OCRn.

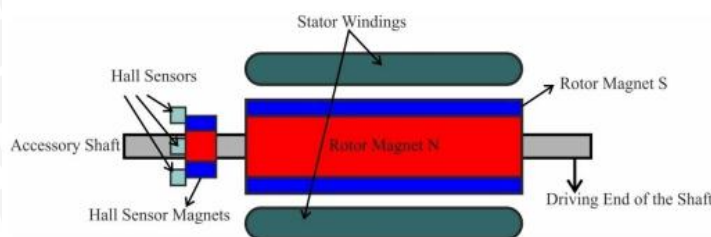
3). Mode ketiga (mode 2) adalah *clear timer compare match* (CTC). *Register counter* akan mencacah naik kemudian akan direset atau kembali menjadi 0x00 pada saat TCNT sama dengan OCRn.

4). Mode keempat (mode 3) adalah fast PWM. Mode ini hampir sama dengan mode *phase corect* PWM, hanya perbedaannya adalah *register counter* mencacah naik saja tidak mencacah turun.

2.4 Sensor efek medan

Komutasi dari motor BLDC dikendalikan secara elektronik. Untuk memberi medan putar pada kumparan stator perlu ada urutan pensaklaran. Posisi rotor penting diketahui untuk kendali penentuan urutan pensaklaran. Posisi rotor dideteksi menggunakan sensor efek medan yang ditempatkan pada bagian stator.

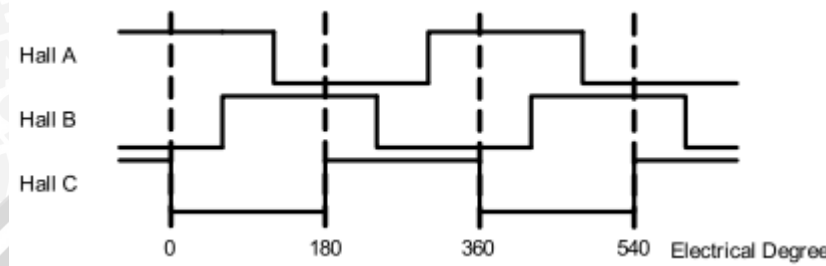
Pada umumnya motor BLDC memiliki tiga sensor efek medan dibagian ujung stator. Setiap kali kutub magnet rotor mendekati sensor efek medan, maka sensor akan memberikan keluaran logika tinggi atau rendah sebagai masukan posisi rotor kutub N atau S. Kombinasi dari tiga sensor efek medan akan menentukan komutasi motor selanjutnya. Gambar 2.15 menunjukkan bagian melintang motor BLDC dengan rotor alternatif dari magnet permanen N dan S.



Gambar 2.15 Penampang rotor dengan pemasangan hall sensor.

Sumber : University of Valladolid, 2010: 6904

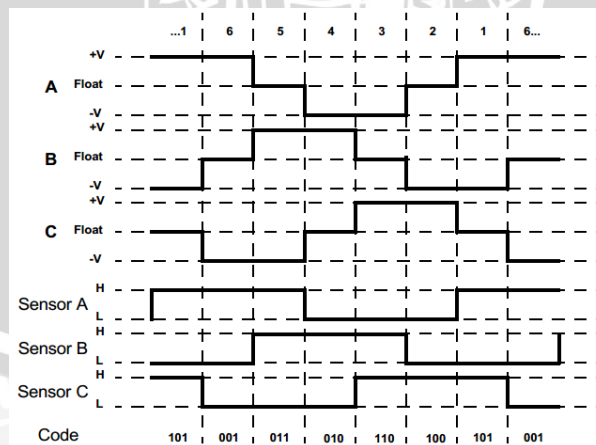
Sensor efek medan memiliki efisiensi biaya paling tinggi dalam hal pendeteksian posisi rotor. Diagram waktu tiga sensor efek medan memiliki beda fasa 120° tiap sensornya. Seperti pada 2.16, perbedaan fasa tersebut digunakan untuk penentuan arah rotasi motor *Clock Wise* (CW) atau *Counter Clock Wise* (CCW). Urutan sensor efek medan ketika rotasi motor CW adalah sensor A, sensor B, dan Sensor C. sedangkan untuk rotasi motor CCW maka urutan sensor C, sensor B, dan sensor A.



Gambar 2.16 Keluaran sensor efek medan dengan beda derajat listrik 120° .

Sumber : Pennsylvania State University, 2014: 3

Dengan menggunakan tiga sensor efek medan akan didapatkan 6 kombinasi yang menunjukkan perubahan *timing* komutasi. Ketika kombinasi yang didapatkan pada kondisi tertentu, maka pulsa PWM step harus diubah sesuai kombinasi yang didapatkan tersebut. Gambar 2.17 menunjukkan perubahan kombinasi sensor dengan *timing* pengendalian motor BLDC. Misalkan pada kombinasi sensor yang didapat 001, maka *timing* pengendalian fasa A pada kondisi +V, fasa C pada kondisi -V, dan fasa B dalam kondisi *floating*. Perubahan *timing* pengendalian akan terus berlangsung menyesuaikan kombinasi sensor yang didapat dari ketiga sensor efek medan.



Gambar 2.17 Perubahan kombinasi sensor dengan *timing* pendendalian motor.

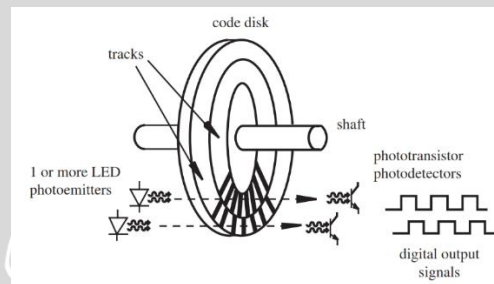
Sumber: Microchip Technology inc. – AN857, 2002 : 2

2.5 Rotary encoder

Rotary encoder adalah divais elektromekanik yang dapat memonitor gerakan dan posisi. *Rotary encoder* umumnya menggunakan sensor optik untuk menghasilkan pulsa

yang dapat diartikan menjadi gerakan, posisi, dan arah. Posisi sudut suatu poros benda berputar dapat diolah menjadi informasi berupa kode digital oleh *rotary encoder* untuk diteruskan ke rangkaian kendali.

Rotary encoder tersusun dari suatu piringan tipis yang memiliki lubang-lubang pada bagian lingkaran piringan. LED infrared ditempatkan pada salah satu sisi piringan sehingga cahaya akan menuju ke piringan. Di sisi yang lain suatu photo-transistor diletakkan sehingga photo-transistor ini dapat mendeteksi cahaya dari LED infrared yang berseberangan. Piringan tipis tadi dikopel dengan poros motor, atau divais berputar lainnya yang ingin kita ketahui posisinya, sehingga ketika motor berputar piringan juga akan ikut berputar. Apabila posisi piringan mengakibatkan cahaya dari LED dapat mencapai *photo-transistor* melalui lubang-lubang yang ada, maka *photo-transistor* akan mengalami saturasi dan akan menghasilkan suatu pulsa gelombang persegi.



Gambar 2.18 Peletakan piringan terhadap sensor *photocoupler*.

Sumber : Alciatore dan Histan (2012 : 384)

2.6 Penyimpanan energi listrik

Energi listrik dapat disimpan dengan menggunakan baterai. Baterai hanya dapat menyimpan energi listrik dalam bentuk DC. Beberapa jenis baterai yang ada dipasaran adalah baterai Ni-Cd, Lithium-Ion, Lithium Polymer, Lithium Phosfat, dan Valve Regulated Lead Acid. Baterai yang paling murah dan mudah didapatkan dipasaran adalah baterai jenis VRLA.

Kapasitas baterai ditentukan dengan membaca tegangan terminal atau massa jenis elektrolit. Kerapatan atau massa jenis elektrolit asam sulfat dari baterai asam timbal bervariasi sesuai *state of charge* (SoC). Massa jenis dibaca dengan hydrometer. hydrometer dapat digunakan untuk membaca SoC pada baterai.

Voltmeter juga dapat digunakan untuk menunjukkan SoC baterai. Voltmeter digital menunjukkan pembacaan tegangan dalam persentase. Saat baterai terisi maka tegangan yang ditunjukkan semakin meningkat dan saat pembuangan tegangan yang ditunjukkan semakin menurun sesuai dengan Tabel 2.3.

Tabel 2.3 : State of Charge (SoC) % Baterai VRLA

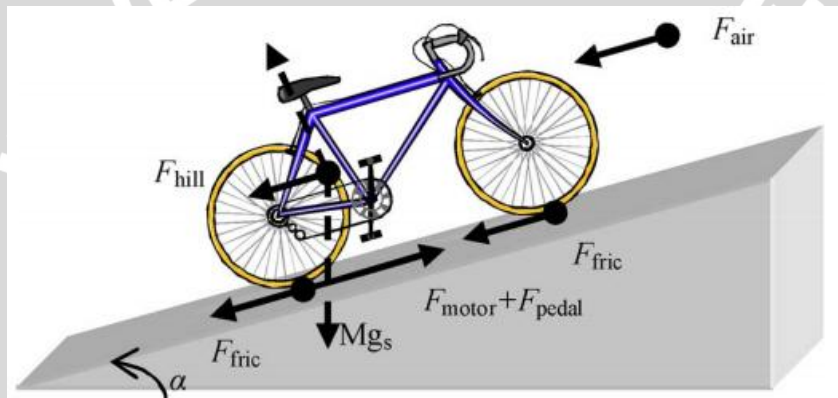
Electrolyte Temperature		Wet Low Maintenance (Sb/Ca) or Wet Standard (Sb/Sb) Battery										Wet "Maintenance Free" (Ca/Ca) or AGM/Gel Cell VRLA (Ca/Ca) Battery				
		Specific Gravity Reading					Open Circuit Voltage Reading					Open Circuit Voltage Reading				
°F	°C	100% SoC	75% SoC	50% SoC	25% SoC	0% SoC	100% SoC	75% SoC	50% SoC	25% SoC	0% SoC	100% SoC	75% SoC	50% SoC	25% SoC	0% SoC
120	49	1.249	1.209	1.174	1.139	1.104	12.66	12.46	12.25	12.07	11.90	12.81	12.51	12.21	11.91	11.61
110	43	1.253	1.213	1.178	1.143	1.108	12.66	12.46	12.25	12.07	11.90	12.81	12.51	12.21	11.91	11.61
100	38	1.257	1.217	1.182	1.147	1.112	12.66	12.46	12.25	12.07	11.90	12.81	12.51	12.21	11.91	11.61
90	32	1.261	1.221	1.186	1.151	1.116	12.66	12.46	12.25	12.07	11.90	12.81	12.51	12.21	11.91	11.61
80	27	1.265	1.225	1.190	1.155	1.120	12.65	12.45	12.24	12.06	11.89	12.80	12.50	12.20	11.90	11.60
70	21	1.269	1.229	1.194	1.159	1.124	12.64	12.44	12.23	12.05	11.88	12.79	12.49	12.19	11.89	11.59
60	16	1.273	1.233	1.198	1.163	1.128	12.63	12.43	12.22	12.04	11.87	12.78	12.48	12.18	11.88	11.58
50	10	1.277	1.237	1.202	1.167	1.132	12.62	12.42	12.21	12.03	11.86	12.77	12.47	12.17	11.87	11.57
40	4	1.281	1.241	1.206	1.171	1.136	12.61	12.41	12.20	12.02	11.85	12.76	12.46	12.16	11.86	11.56
30	-1	1.285	1.245	1.210	1.175	1.140	12.59	12.39	12.18	12.00	11.83	12.74	12.44	12.14	11.84	11.54
20	-7	1.289	1.249	1.214	1.179	1.144	12.57	12.37	12.16	11.98	11.81	12.72	12.42	12.12	11.82	11.52
10	-12	1.293	1.253	1.218	1.183	1.148	12.54	12.34	12.13	11.95	11.78	12.69	12.39	12.09	11.79	11.49
0	-18	1.297	1.257	1.222	1.187	1.152	12.51	12.31	12.10	11.92	11.75	12.66	12.36	12.06	11.76	11.46
-10	-23	1.301	1.261	1.226	1.191	1.156	12.48	12.28	12.07	11.89	11.72	12.63	12.33	12.03	11.73	11.43
-20	-29	1.305	1.265	1.230	1.195	1.160	12.45	12.25	12.04	11.86	11.69	12.60	12.30	12.00	11.70	11.40
-30	-34	1.309	1.269	1.234	1.199	1.164	12.41	12.21	12.00	11.82	11.65	12.56	12.26	11.96	11.66	11.36
-40	-40	1.313	1.273	1.238	1.203	1.168	12.36	12.16	11.95	11.77	11.60	12.51	12.21	11.91	11.61	11.31
-50	-46	1.317	1.277	1.242	1.207	1.172	12.31	12.11	11.90	11.72	11.55	12.46	12.16	11.86	11.56	11.26

Sumber : www.batteryfaq.org

2.7 Metode Pedal Assisted System (PAS)

Pedal assisted system (PAS) merupakan metode penggunaan sepeda elektrik yang menggabungkan kayuhan orang dan elektrik sebagai penggerakannya. Ketika pengendara mengayuh pedal, mikrokontroler akan mendapat data dari sensor torsi dan akan membuat motor berputar untuk memberi daya bantuan. Besarnya kecepatan motor ditentukan dengan pengolahan data pada mikrokontroler.

Energi yang diberikan motor melalui data mikrokontroler memiliki pengaruh penting terhadap keselamatan pengendara. Pemberian energi berlebih pada motor atau putaran motor yang kasar akan membahayakan keselamatan pengendara. *Quality of riding* (QoR) menentukan kedinamisan *assist motor* untuk performa sepeda yang nyaman dan aman.



Gambar 2.19 Pengaruh jalan terhadap pergerakan sepeda pada kondisi tanjakan.

Sumber : Roy Chaoming Hsu, 2012:2

Metode *assisted power* terdiri dari dua jenis yaitu metode *Constant Assisted Power* (CAP) dan metode *Propotion Assisted Power* (PAP). Kedua metode tersebut akan dijelaskan sebagai berikut:

2.7.1 Propotion Assisted Power (PAP)

Metode memperhitungkan faktor lingkungan. Dalam kondisi tanjakan seperti gambar 2.19, ada beberapa faktor pengaruh jalan seperti Gaya hambat udara (F_{air}), Gaya gesek (F_{fric}), dan gaya tarik bumi (F_{hill}). Total daya masukan agar sepeda bergerak sebesar P_{req} pada kecepatan Y_{exp} dirumuskan sebagai berikut:

$$P_{req}(y_{exp}) = (F_{air} + F_{fric} + F_{hill}) \times y_{exp} \quad (2-31)$$

Dimana:

$$F_{air} = \frac{1}{2} \rho C_d A_f v^2$$

$$F_{fric} = M g_s C_r$$

$$F_{hill} = \sin(\alpha) Mg_s$$

Dimana:

C_d = Koefisien atmosfer

D_a = Kerapatan atmosfer

A_f = Luas permukaan bagian depan (m^2)

C_r = Koefisien putar roda sepeda (N)

g_s = gravitasi bumi ($9,8 m/s^2$)

M = Berat pengendara dan sepeda (kg)

α = kemiringan tanjakan ($^\circ$)

Agar sepeda bergerak naik dengan kecepatan v_{exp} , dibutuhkan daya dari pedal dan motor listrik tidak kurang dari daya total ditambah daya untuk perubahan kondisi jalan dengan persamaan berikut:

$$P_{pedal} + P_{motor} \geq P_{exp} + \Delta P_{env}$$

$$y_{exp} = (P_{pedal} + P_{motor}) / (F_{air} + F_{fric} + F_{hill} + \Delta F)$$

Metode PAP memberikan daya yang sesuai dan linier terhadap lingkungan tanpa perlu masukan dari pengendara.

2.7.2 Constant Assisted Power (CAP)

Pada metode ini, daya konstan sebagai *setpoint* telah ditentukan di awal. Pada prinsipnya ketika data putaran didapat dari pedal, mikrokontroler akan memberikan estimasi daya yang akan diberikan ke motor. Untuk bantuan terhadap pengendara dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$y_{ref} = y_{motor} + y_{pedal}$$

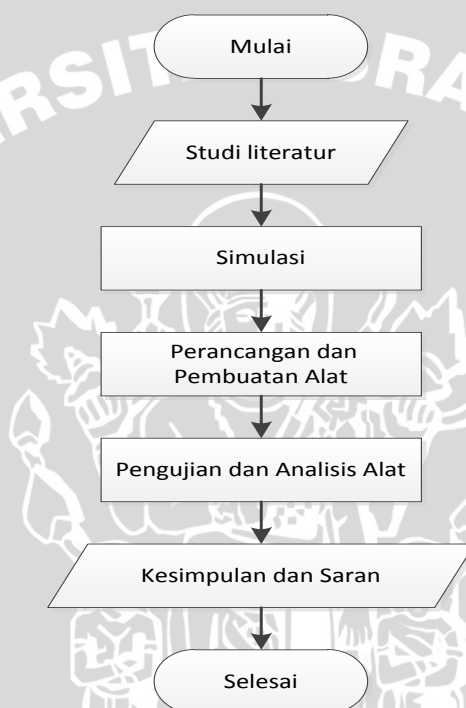
Perubahan kecepatan motor mengikuti kecepatan kayuhan pedal pengendara sehingga persamaan menjadi:

$$y_{motor} = y_{ref} - y_{pedal} \tag{2-32}$$

BAB III

METODE PENELITIAN

Penyusunan proposal ini didasarkan pada masalah yang bersifat aplikatif, yaitu perencanaan dan perealisasi alat agar dapat bekerja sesuai dengan yang direncanakan dengan mengacu pada rumusan masalah. Langkah-langkah yang perlu dilakukan untuk merealisasikan alat yang dirancang adalah studi literatur, penentuan spesifikasi alat, simulasi, perancangan dan pembuatan alat, pengujian dan analisis alat, dan pengambilan kesimpulan



Gambar 3.1 Diagram alir metode penelitian.

3.1. Studi literatur

Studi literatur dilakukan untuk mendapatkan pengetahuan dasar tentang segala sesuatu yang mendukung perancangan serta pembuatan alat ini. Pembuatan alat ini menggunakan referensi dari buku-buku maupun artikel dari internet agar mengetahui prinsip kerja, karakteristik komponen, serta teori yang menunjang.

3.2. Penentuan spesifikasi alat

Spesifikasi alat secara global ditetapkan terlebih dahulu sebagai acuan dalam perancangan selanjutnya. Spesifikasi alat yang direncanakan adalah sebagai berikut :

1. Penggerak menggunakan motor BLDC 350 Watt.
2. Motor BLDC diletakkan dibagian belakang sepeda.

3. Perancangan driver inverter menggunakan metode *pwm six-step*.
4. Driver inverter menggunakan MOSFET IRF3710 sebagai pensaklarannya.
5. Driver inverter menggunakan *MOSFET Gate Driver* (MGD) sebagai kontrol pulsa pada *high side* dan *low side* MOSFET.
6. Menggunakan catu daya baterai VRLA 12V yang diseri sebanyak 4 buah menjadi 48V dan kapasitas 5Ah.
7. Sensor *rotary encoder* menggunakan modul dari *DI-Rotary Encoder*.
8. Sensor efek medan pada motor BLDC dengan IC fS41G1 yang sudah dipasangkan satu set dengan motor BLDC.
9. Menggunakan modul DT-AVR mikrokontroler atmega128.
10. Alat dilengkapi LCD 2x16 karakter untuk menampilkan kecepatan referensi, kecepatan motor, dan kecepatan kayuhan pedal.

3.3. Simulasi

Sebelum melakukan pembuatan alat, peneliti membutuhkan simulasi guna memperkecil kemungkinan kegagalan. *Software* yang digunakan dalam simulasi perancangan ini adalah Simulink Matlab dan Proteus untuk menganalisis mikrokontroler dan rangkaian konverter daya.

3.4. Perancangan dan pembuatan alat

Pembuatan alat dalam penelitian ini terbagi menjadi dua bagian, yaitu perangkat keras dan perangkat lunak.

- 1) Pembuatan perangkat keras sistem menggunakan komponen mekanik dan elektronika daya yang sesuai sehingga dapat memenuhi spesifikasi alat yang berkaitan dengan mekanik sepeda, motor BLDC, driver inverter tiga fasa, sensor efek medan, *rotary encoder*, mikrokontroler, dan catu daya. Sistem mekanik dirancang dengan menggunakan program corel draw sedangkan sistem elektronik dirancang dengan menggunakan program Eagle, Proteus, dan Simulink Matlab.
- 2) Pembuatan perangkat lunak mikrokontroler Atmega128 menggunakan program CodeVision AVR yang memakai bahasa C.

3.5. Pengujian dan analisis alat

Untuk menganalisis kinerja alat apakah sesuai dengan yang direncanakan maka dilakukan pengujian alat. Pengujian dilakukan pada tiap bagian dan kemudian secara keseluruhan sistem. Secara garis besar pengujian yang dilakukan adalah sebagai berikut:

1. Pengujian *rotary encoder* untuk pedal

Pengujian ini bertujuan untuk menganalisis kesesuaian kecepatan kayuhan pedal pada mikrokontroler atmega128 terhadap kondisi sesungguhnya.

2. Pengujian sensor efek medan pada motor BLDC

Pengujian ini bertujuan untuk mendapatkan keluaran pulsa dari sensor efek medan pada motor. Pengujian akan dilakukan dengan menggunakan osiloskop untuk menentukan urutan kombinasi sensor. Beda fasa pada setiap pulsa ketiga sensor efek medan sebesar 120° .

3. Pengujian *six step pulse*

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui keluaran setiap pin *six step* dan pulsa pwm dari mikrokontroler atmega128. Beda fasa setiap gelombang pwm sebesar 120° .

4. Pengujian driver inverter tiga fasa

Pengujian ini bertujuan untuk menganalisis tegangan keluaran ac dari pwm inverter pada beban resistif, dan rugi daya MOSFET. Pengujian ini dilakukan dengan menggunakan osiloskop.

5. Pengujian motor BLDC

Pengujian ini bertujuan untuk menganalisis putaran dan torsi elektromagnetik motor BLDC. Pengujian ini juga dilakukan guna mendapatkan perubahan *dutycycle* pwm terhadap putarannya. Pengujian ini dilakukan dengan menggunakan inverter tiga fasa yang telah dirancang sebelumnya.

6. Pengujian sistem secara keseluruhan

Pengujian ini bertujuan untuk menguji sistem *pedal assisted power* pada sepeda listrik. Pengujian dilakukan dengan mengayuh sepeda pada kondisi sepeda dibalik. Proses pengujian dengan memberikan *setpoint* kecepatan tertentu dan kecepatan kayuhan berubah-ubah sehingga kecepatan motor juga akan berubah. Data efisiensi *pedal assisted* akan diuji dengan membandingkan jarak tempuh dan daya tahan baterai terhadap mode otomatis.

BAB IV

PERANCANGAN, SIMULASI, DAN PEMBUATAN ALAT

Perancangan sepeda listrik dengan metode PAS ini dilakukan secara bertahap dalam bentuk blok sehingga akan memudahkan dalam analisis pada setiap bloknnya maupun secara keseluruhan.

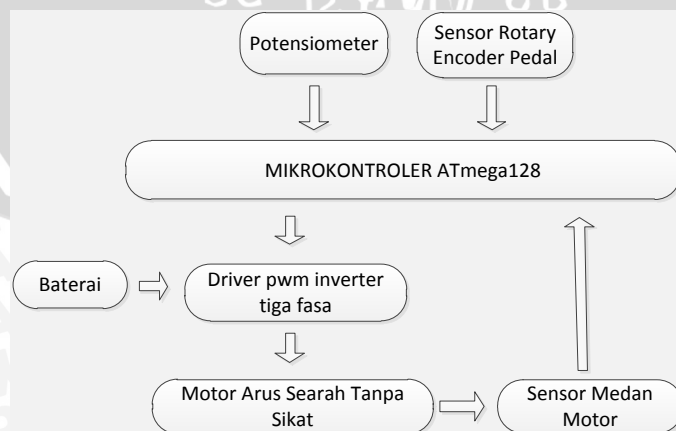
Perancangan ini terdiri dari:

- Perancangan sistem
- Perancangan perangkat keras meliputi sistem mekanik sepeda, perancangan rangkaian elektronika, dan perancangan inverter tiga fasa pwm *six step*
- Perancangan perangkat lunak
- Simulasi

4.1. Perancangan sistem

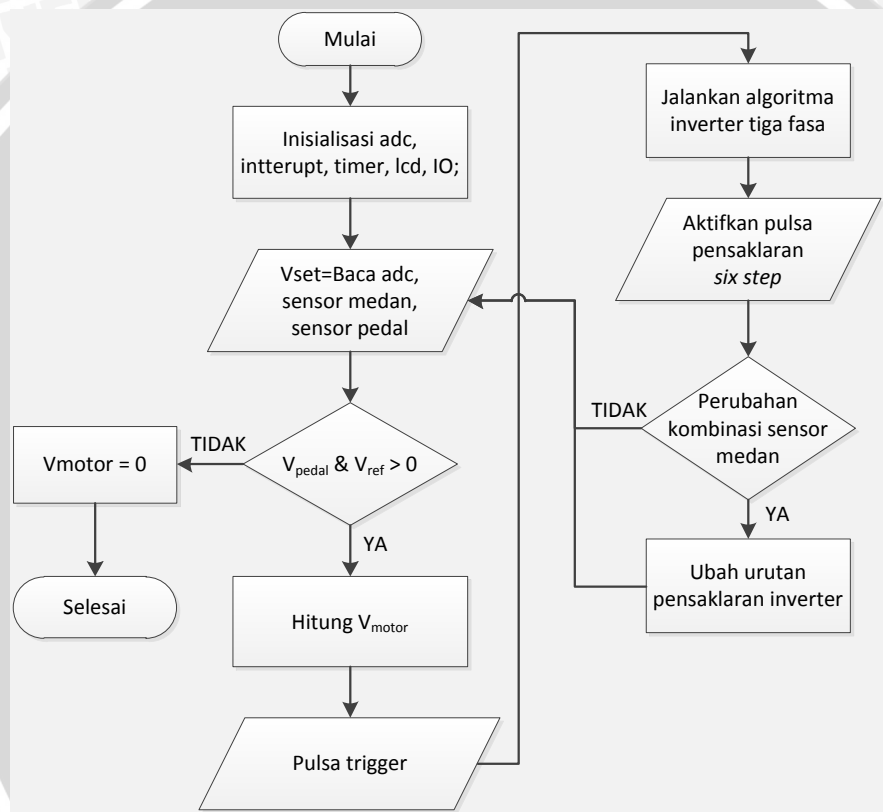
Secara garis besar, diagram blok perancangan sistem secara keseluruhan ditunjukkan dalam Gambar 4.1. Pada gambar menunjukkan bahwa sepeda gunung yang dimodifikasi dengan menambahkan motor BLDC dibagian roda belakang, baterai dan kontroler ditempatkan pada bagian tengah sepeda, sensor *rotary encoder* diletakkan pada pedal sepeda dan set point potensiometer diletakkan pada bagian kemudi sepeda.

Masukan sensor berupa *setpoint* potensiometer yang berguna untuk menentukan kecepatan referensi yang diinginkan. Data potensiometer akan dihubungkan ke pin ADC pada mikrokontroler atmega128. Data putaran kayuhan pedal dihubungkan ke pin interupsi eksternal pada mikrokontroler. Kedua data ini diproses untuk selanjutnya didapat data kecepatan yang dibebankan kepada motor BLDC sebagai daya tambahan.



Gambar 4.1 Diagram blok sistem secara keseluruhan.

Selanjutnya putaran refrensi untuk motor akan diproses dan mikrokontroler akan memberikan pulsa pwm *six step* ke driver inverter tiga fasa. Inverter mendapat tegangan masukan DC akan diubah menjadi tegangan keluaran AC tiga fasa. Tegangan ac keluaran driver berbentuk pwm *six step*. Gelombang ac tiga fasa digunakan untuk komutasi atau memberikan medan maget putar pada bagian stator dan akan memutar rotor secara serempak. Tiga sensor efek medan yang dipasang pada bagian stator akan memberikan umpan balik ke mikrokontroler melalui pin I/O. Selanjutnya pulsa pwm *six step* akan disesuaikan dengan data urutan sensor efek medan. Diagram alir keseluruhan sistem ditunjukkan pada gambar 4.2.

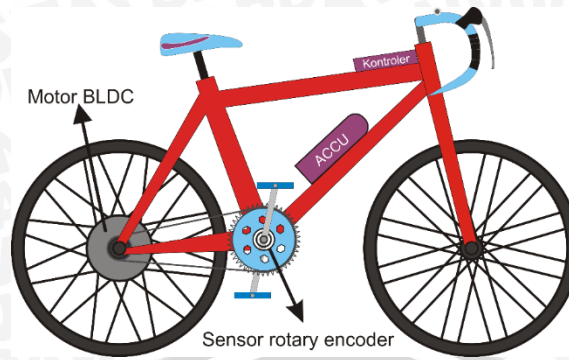


Gambar 4.2 Diagram alir keseluruhan system.

4.2. Perancangan perangkat keras

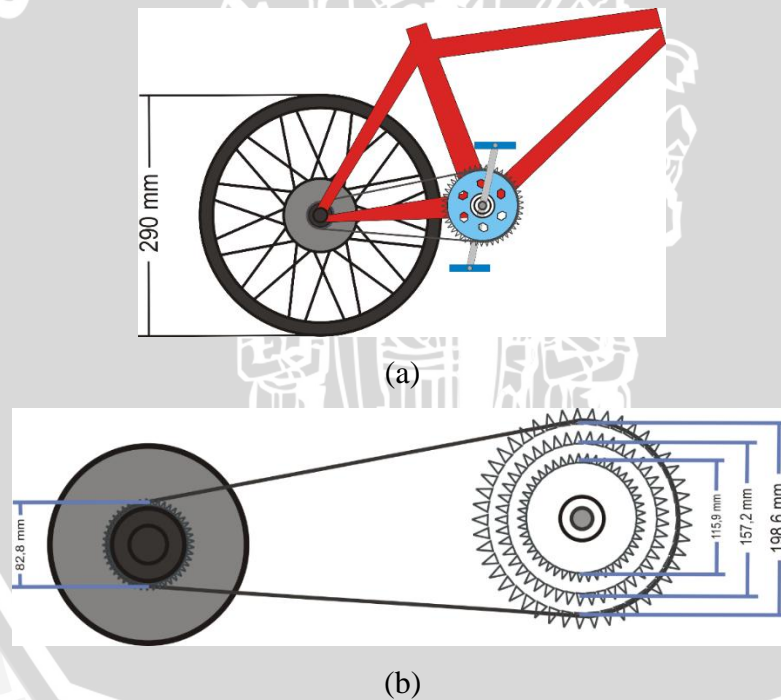
4.2.1. Perancangan mekanik sepeda

Sistem mekanik dirancang dengan memodifikasi sepeda pada bagian roda belakang dan pedal. Sepeda dipasang motor BLDC dengan memodifikasi *velg*. Sedangkan untuk *rotary encoder* diletakkan pada sisi pedal. Percancangan ini menggunakan sepeda gunung. Gambar 4.3 menunjukkan posisi peletakan motor, sensor, baterai, kontroler dan potensiometer.



Gambar 4.3 Peletakkan mekanik sepeda listrik.

Sepeda memiliki ukuran jari-jari roda belakang 290 mm. Pada bagian pedal terdiri dari tiga ukuran gear. Sedangkan pada bagian roda belakang telah dimodifikasi sehingga hanya terdapat satu gear. Perbandingan diameter gear belakang dan gear depan (pedal) 10:14, 10:19, dan 10:24. Perbandingan antara gear belakang dan gear pedal akan digunakan untuk menghitung persamaan kecepatan pedal dan kecepatan motor BLDC. Diameter motor BLDC yang digunakan sebesar 122,5 mm. Gambar 4.4 menunjukkan ukuran roda dan gear yang terpasang dimotor.



Gambar 4.4 a). Ukuran roda sepeda.

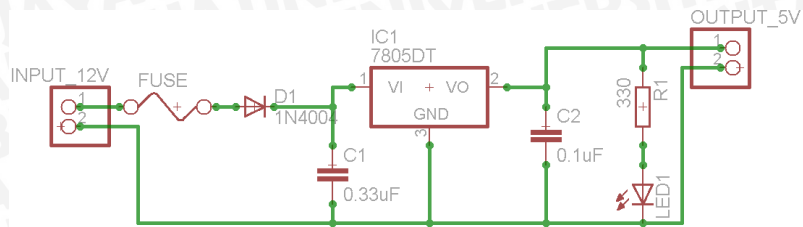
b). Perbandingan gear roda belakang dengan gear pedal.

4.2.2. Perancangan rangkaian elektronika

4.2.2.1. Perancangan catu daya

Alat ini membutuhkan suplai tegangan 5 V untuk mencatu mikrokontroler, *rotary encoder*, sensor efek medan, dan IC IR2110 driver MOSFET. Sedangkan sumber catu

tegangan menggunakan baterai 12 V. Sehingga dibutuhkan suatu rangkaian untuk menurunkan tegangan menjadi 5 V. Pada perancangan ini menggunakan IC *positif voltage regulator* LM7805 dengan spesifikasi tegangan keluaran 5V dan arus maksimal 1 A. Rangkaian regulator tegangan ini ditunjukkan dalam Gambar 4.5

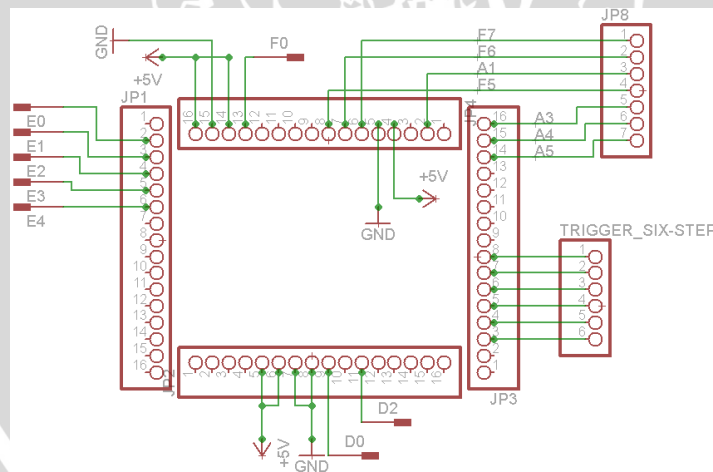


Gambar 4.5 Rangkaian suplai tegangan 5V.

Rangkaian regulator membutuhkan komponen tambahan berupa kapasitor filter C1 0,33uF dan kapasitor filter C2 0,1uF sesuai dengan *application note* datasheet LM7805. Pada rangkaian ini ditambahkan indikator lampu led, proteksi hubung singkat dengan menambahkan fuse sebesar 1A, dan dioda 1N4004 sebagai pengaman polaritas terbalik.

4.2.2.2 Perancangan sistem mikrokontroler

Pada perancangan mikrokontroler menggunakan modul DT-AVR Atmega128 sebagai pengolah utama untuk pemrosesan algoritma. Modul ini membutuhkan sebuah *shield* untuk menghubungkan I/O dengan sensor dan inverter. Konfigurasi kaki I/O dari modul DT-AVR Atmega 128 ditunjukkan dalam Gambar 4.6.



Gambar 4.6 Konfigurasi pin *shield* ATMEGA128.

Tabel 4.1 Penggunaan pin atmega128

Keterangan	Fungsi	Keterangan
PORTE.0	Rx untuk transmisi UART	USART_RX
PORTE.1	Tx untuk transmisi UART	USART_TX
PORTE.2	Sensor efek medan A	Input E2

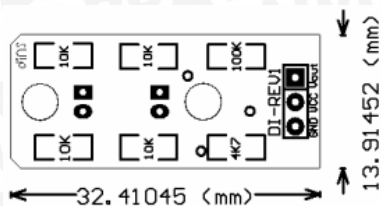
PORTE.3	Sensor efek medan B	Input E3
PORTE.4	Sensor efek medan C	Input E4
PORTD.0	Sensor <i>Rotary Pedal</i>	Ekternal Interrupt 0
PORTD.2	Sensor <i>Rotary Motor</i>	Ekternal Interrupt 2
PORTC.0	<i>Six step pulse picu A</i>	<i>Output 1</i>
PORTC.1	<i>Six step pulse picu ~A</i>	<i>Output 2</i>
PORTC.2	<i>Six step pulse picu C</i>	<i>Output 3</i>
PORTC.3	<i>Six step pulse picu ~C</i>	<i>Output 4</i>
PORTC.4	<i>Six step pulse picu ~B</i>	<i>Output 5</i>
PORTC.5	<i>Six step pulse picu B</i>	<i>Output 6</i>
PORTF.0	Masukan potensiometer	ADC0
PORTF.7	Pin LCD – RS	PIN LCD
PORTF.6	Pin LCD – EN	
PORTF.5	Pin LCD – D4	
PORTA.1	Pin LCD – RD	
PORTA.3	Pin LCD – D5	
PORTA.4	Pin LCD – D6	
PORTA.5	Pin LCD – D7	

Pada perancangan mikrokontroler ini menggunakan modul DT-AVR atmega 128. Total penggunaan pin yang digunakan ada 21 sehingga ini menjadi alasan pemilihan mikrokontroler atmega128 ini. Untuk memberikan pulsa picu MOSFET, pembacaan ADC, dan interupsi eksternal membutuhkan mode *timer*. Fungsional *timer* membutuhkan dua mode timer 16bit dan satu interupsi eksternal. Hal ini dapat dipenuhi dengan penggunaan atmega128.

Dalam perancangan ini *clock* mikrokontroler menggunakan *ekternal clock* dengan frekuensi osilasi maksimum 16MHz. Nilai ini dipilah agar kecepatan esekusi program bisa berjalan secara maksimal.

4.2.2.3 Perancangan sensor *rotary encoder* pedal

Perancangan *rotary encoder* pada pedal menggunakan modul *DI-Rotary Encoder*. Modul menggunakan sensor optocoupler yang terdiri dari tiga pin yaitu +5V, GND, dan V_{out} . Modul dipilih karena terdapat rangkaian pengkondisi sinyal seperti gambar 4.7.

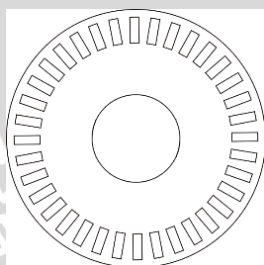


Gambar 4.7 Layout modul rotary encoder.

Spesifikasi:

- Tegangan operasi = 3,5V – 5V
- Logika keluaran ‘0’ saat sensor terhalang dan ‘1’ saat tanpa halangan
- Kecepatan baca sensor : 1500 Hz
- Rotasi dengan 36 lubang : 2500 RPM

Untuk mendeteksi putaran pedal dibutuhkan piringan dari mika dengan beri lubang pada sisinya. Desain ditunjukkan pada gambar 4.8:



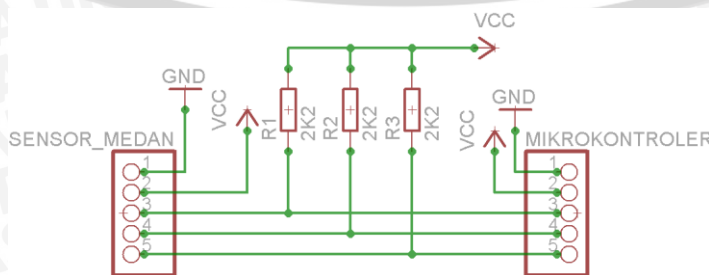
Gambar 4.8 Desain piringan rotary encoder.

Tabel 4.2 Parameter piringan rotary encoder

Parameter	Nilai
Diameter	50 mm
Panjang lubang	5 mm
Lebar lubang	1,75 mm
Jumlah lubang	36

4.2.2.4 Perancangan sensor efek medan motor BLDC

Untuk mendapatkan umpan balik dari posisi rotor motor BLDC dibutuhkan tiga sensor dengan tipe *single hall effect latch* FS41. Sensor ini satu set dengan pembelian motor BLDC. Rangkaian sensor efek medan pada motor ditunjukkan pada gambar 4.9.

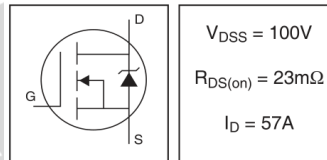


Gambar 4.9 Rangkaian open collector hall effect.

Sensor efek medan membutuhkan rangkaian *open collector*. Rangkaian ini membutuhkan resistor *pull-up* 2,2 k Ω . Pada *datasheet*, arus I_c maksimal sensor efek medan 50mA. Sedangkan dengan menambahkan resistor *pull-up*, maka arus yang mengalir sebesar 2,27mA. Hal ini sudah sesuai dengan *datasheet* pada IC FS41.

4.2.3. Perancangan inverter tiga fasa six step

Perancangan inverter tiga fasa menggunakan enam pensaklaran MOSFET tipe-N dengan tipe IRF3710.

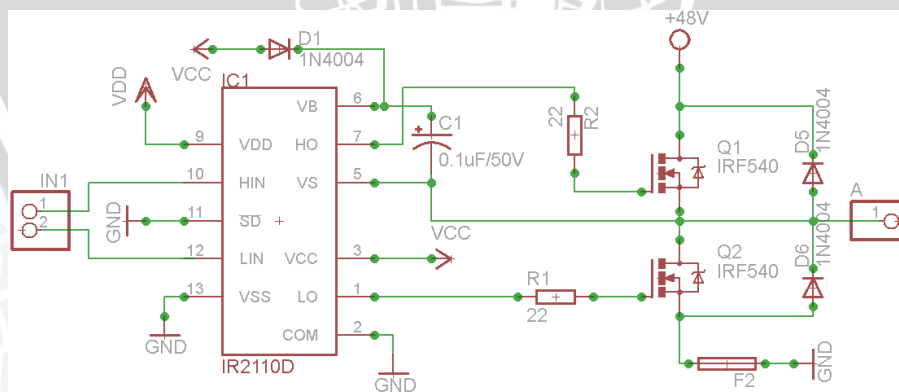


Gambar 4.10 MOSFET IRF3710.

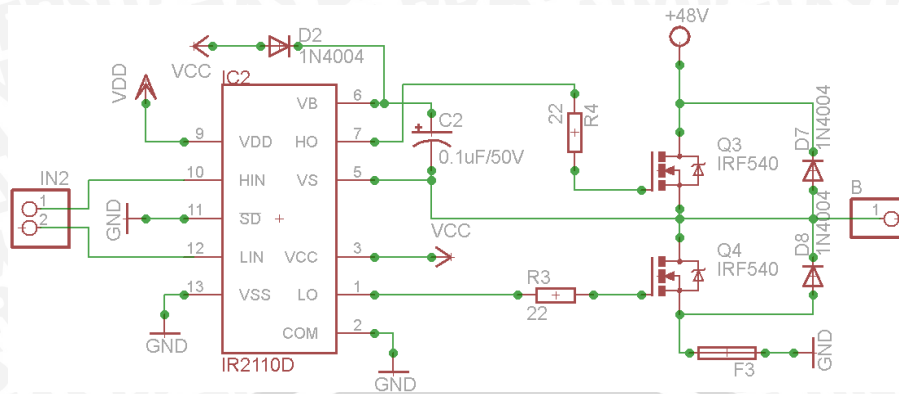
Sumber : Datasheet IR3710 - 1

MOSFET ini dipilih karena memiliki *rating* maksimum tegangan dan arus yang tinggi sehingga diharapkan mampu menanggung beban maksimal motor BLDC. MOSFET IRF3710 juga memiliki R_{DS} yang kecil dibanding MOSFET jenis lain yang ada dipasaran sehingga rugi konduksi MOSFET juga kecil.

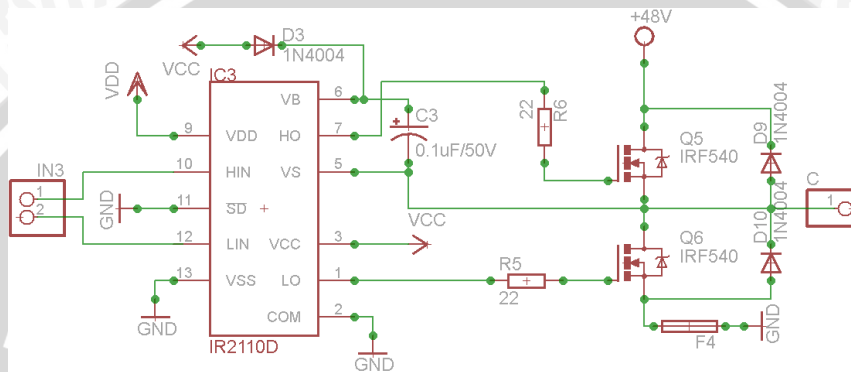
Pin *gate* MOSFET membutuhkan tambahan driver untuk picu dari mikrokontroler. Picu pada keenam MOSFET dilakukan sesuai urutannya agar bisa dihasilkan gelombang keluar ac tiga fasa. IC *High and Low Side Driver* IR2110 dipilih karena mampu memberi picu MOSFET secara bergantian. Rangkaian pensaklaran MOSFET dapat ditunjukkan pada rangkaian 4.11:



(a)



(b)



(c)

Gambar 4.11 a). Rangkaian inverter pada fasa U .
 b). Rangkaian inverter pada fasa V.
 c). Rangkaian inverter pada fasa W.

Pada pin V_{CC} diberikan tegangan 12V dan pin V_{DD} diberikan tegangan 5V. Penambahan diode yang dipasang anti paralel pada MOSFET bertujuan untuk menghilangkan arus yang muncul akibat induktansi motor BLDC saat kondisi *floating*. Sedangkan Penambahan *fuse* dimaksudkan sebagai pengaman hubung singkat dan arus lebih pada sisi MOSFET. Komponen Dioda D1/D2/D3 dan C1/C2/C3 adalah penambahan rangkaian *bootstrap* untuk memberikan picu *high-side*. Pada perancangan kebutuhan frekuensi pwm inverter 10 kHz sesuai dengan beberapa jurnal yang telah dibaca peneliti. Nilai kapasitor akan berpengaruh terhadap maksimum frekuensi pensaklaran yang digunakan. Besaran nilai pada kapasitor *bootstrap* ditentukan dengan rumus berikut:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}}$$

Dengan melihat data dari MOSFET IRF3710 dan driver IR2110, maka didapat nilai sebagai berikut;

$$C \geq \frac{2 \left[2 \times 130nC + \frac{230\mu A}{10000} + 5nC + \frac{0}{1000} \right]}{12 - 0,7 - 1,5 - 0}$$

$$C \geq 5,877 \times 10^{-8} F$$

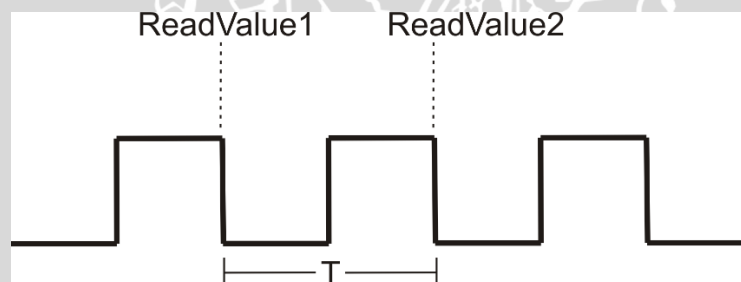
Nilai perhitungan tersebut merupakan nilai minimum untuk frekuensi 10kHz. Berdasarkan hal tersebut peneliti memilih menggunakan kapasitor sebesar 0,1uF/50V sebagai *bootstrap*. Rangkaian dan perhitungan ini sudah sesuai dengan *application note* penggunaan driver IR2110.

Sesuai dengan dasar teori yang menyatakan bahwa pola *unipolar switching* memiliki rugi daya yang kecil maka perancangan menggunakan pola *unipolar switching High side* PWM untuk picu MOSFET.

4.3. Perancangan perangkat lunak

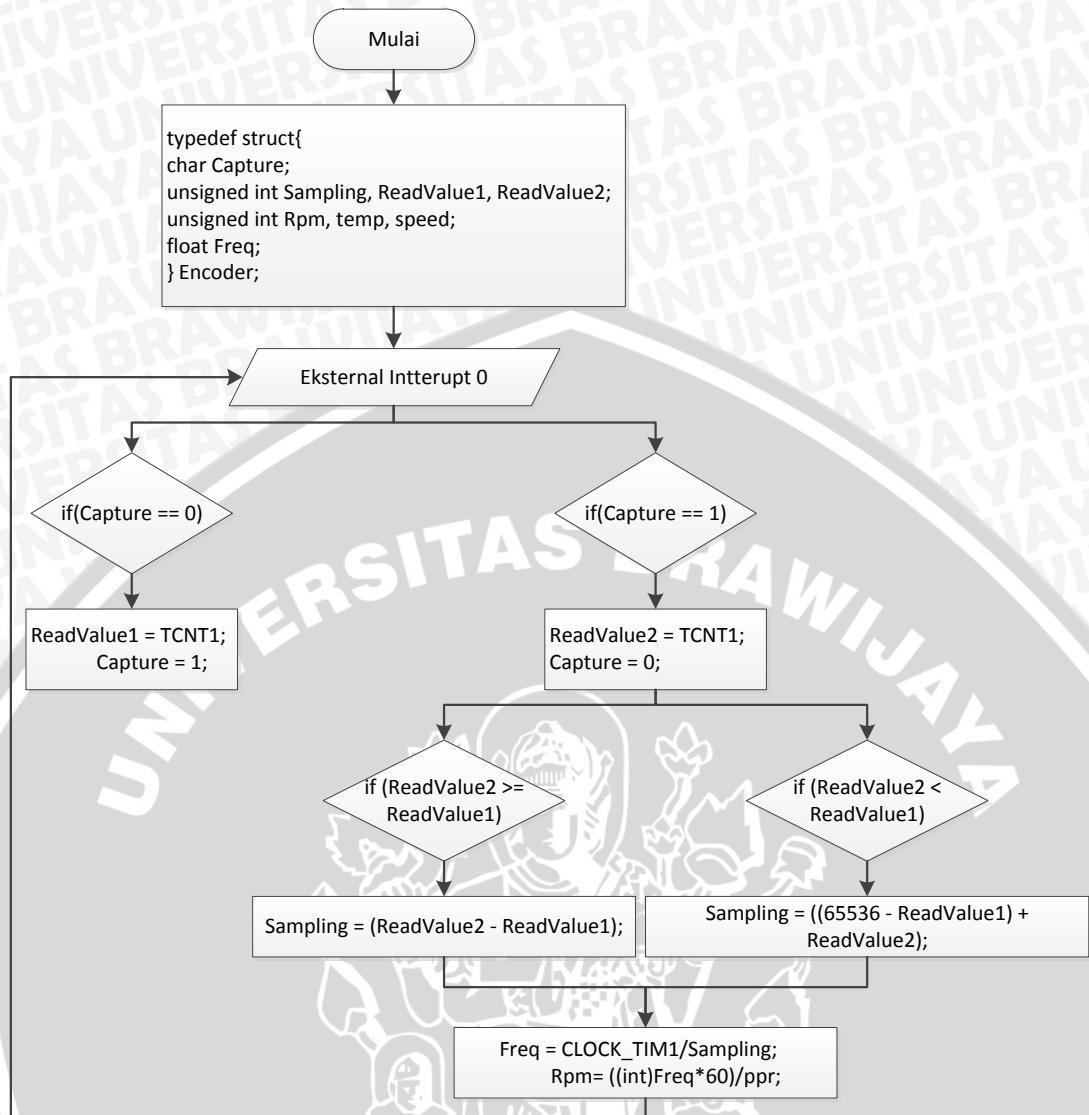
4.3.1. Pembacaan kecepatan

Pembacaan kecepatan menggunakan sensor putaran (*rotary encoder*). Bentuk pulsa keluaran dari sensor ini berupa pulsa pwm *on – off*. Pulsa pwm *on – off* akan dibaca oleh mikrokontroler melalui pin interupsi eksternal. Pulsa keluaran dari sensor *rotary encoder* memiliki bentuk seperti gambar 4.12.



Gambar 4.12 Pulsa keluaran *encoder*.

Metode pembacaan putaran pedal dilakukan dengan mengaktifkan fitur timer1 pada mikrokontroler. Register TCNT akan menghitung *count-up* sesuai dengan waktu yang ditetapkan. Variabel *ReadValue1* dan *ReadValue2* melakukan sampling nilai TCNT pada saat data *eksternal interrupt* masuk dengan mode *falling edge*. mode *falling edge* adalah kondisi *interrupt* ketika ada perubahan logika pin EXT0 dari *high* ke *low*. Pada *interrupt* pertama nilai TCNT disimpan pada variabel *ReadValue1* dan pada *interrupt* kedua nilai TCNT disimpan pada variabel *ReadValue2*. Diagram alir untuk proses pembacaan kecepatan ditunjukkan pada gambar 4.13.

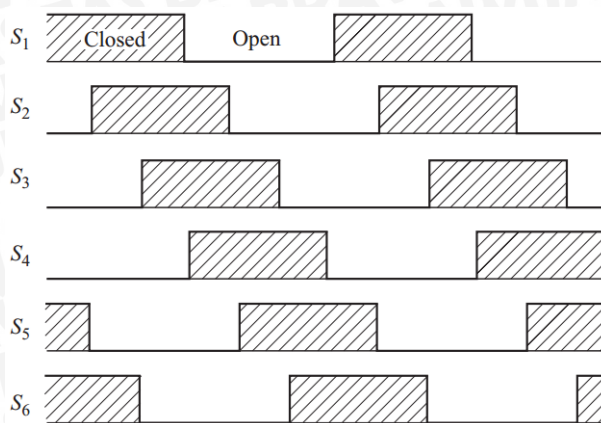


Gambar 4.13 Diagram alir pembacaan putaran.

Variabel sampling akan digunakan untuk menghitung selisih waktu tiap dua kali interrupt. Frekuensi timer yang digunakan sebesar 250 kHz maka frekuensi pulsa masukan akan dapat dihitung dengan persamaan diatas. Nilai kecepatan dalam satuan rps dihitung dengan persamaan frekuensi per *ppr*. Nilai kecepatan dalam satuan rps selanjutnya dikonversikan kedalam satuan rpm.

4.3.2 Algoritma pulsa pwm inverter tiga fasa

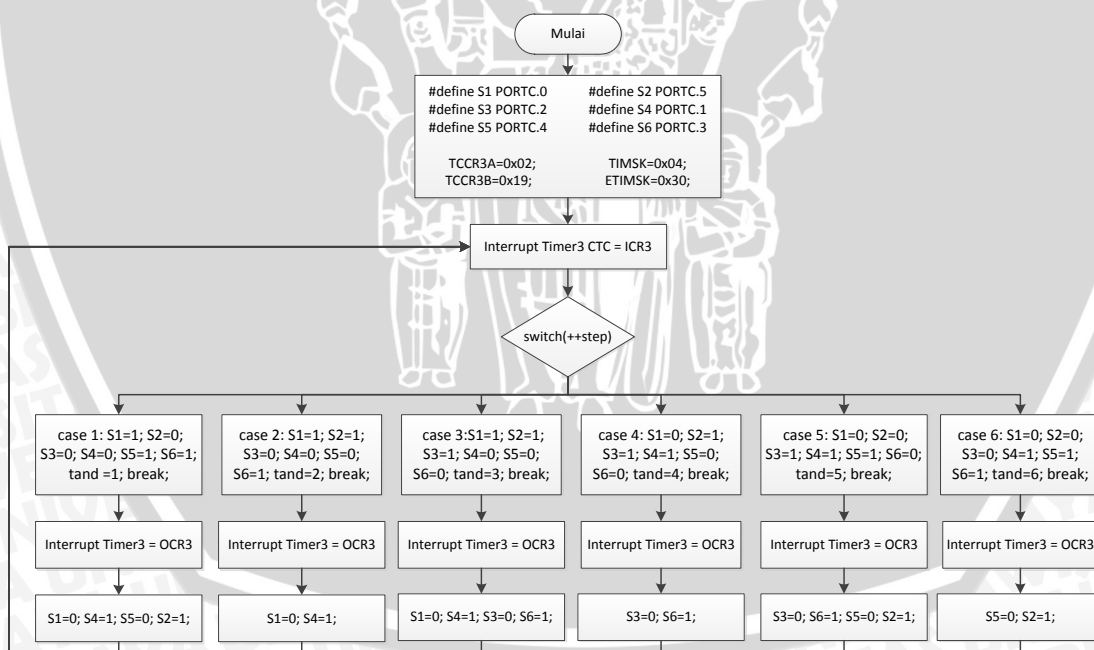
Pemberian pulsa kontrol melalui mikrokontroler sesuai dengan urutan pensaklaran enam MOSFET sebagai inverter tiga fasa. Setiap pulsa picu MOSFET memiliki beda fasa 60°. Urutan pensaklaran sesuai dengan gambar 4.14.



Gambar 4.14 Urutan pensaklaran pulsa six-step.

Pensaklaran MOSFET dilakukan dengan kombinasi tiga MOSFET konduksi bersamaan. Urutan pasangan konduksi MOSFET yaitu S1&S5&S6, S1&S2&S6, S1&S2&S3, S2&S3&S4, S3&S4&S5, S4&S5&S6. Urutan konduksi pensaklaran MOSFET untuk motor BLDC akan ditentukan oleh umpan balik dari sensor efek medan.

Algoritma picu MOSFET agar bisa menghasilkan pulsa pwm six step dengan menggunakan timer 3 16bit mode interrupt Clear Time Compare ICR dan interrupt Compare Match A. Variabel ICR dan OCR digunakan untuk menentukan frekuensi pensaklaran MOSFET dan dutycycle dengan diagram alir berikut:

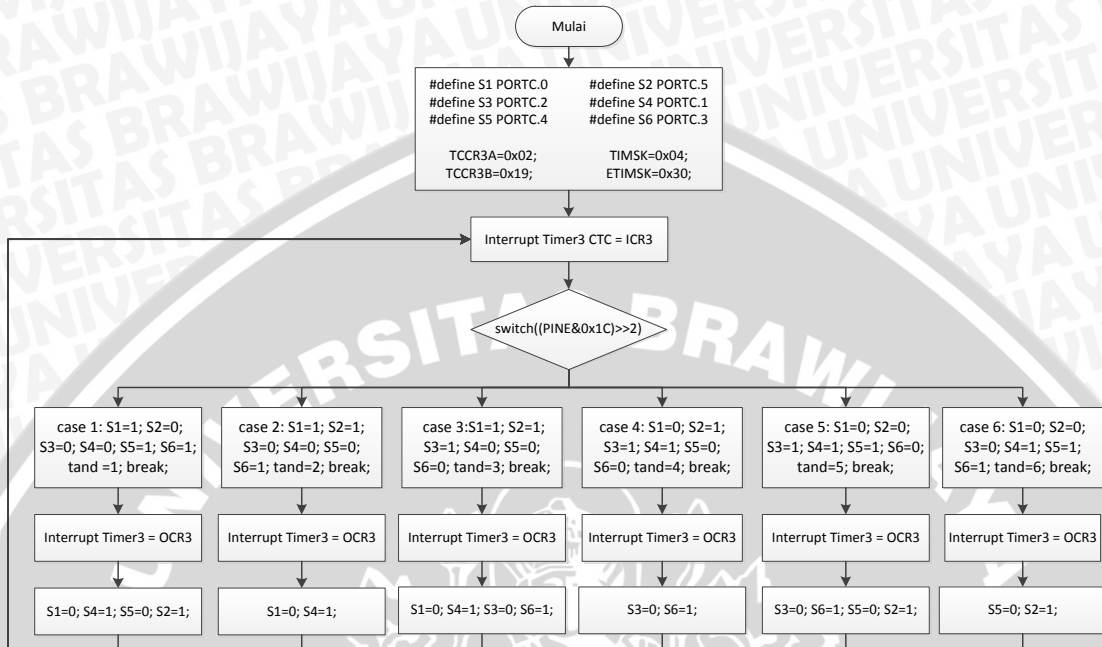


Gambar 4.15 Diagram alir pulsa six step mikrokontroler untuk inverter.

4.3.3 Algoritma umpan balik sensor efek medan

Sensor efek medan digunakan sebagai umpan balik motor BLDC. Sensor efek medan motor BLDC dihubungkan sebagai masukan pada PINE2, PINE3, dan PINE4. Sensor ini hanya dibaca sebagai masukan untuk kemudian memberikan urutan pensaklaran

MOSFET. Kombinasi masukan dibaca sebagai logika 0 dan 1 sehingga didapat enam kombinasi masukan. Sesuai dasar teori untuk kontrol motor BLDC hanya dibutuhkan dua fasa aktif maka pensaklaran tiap langkahnya ada dua MOSFET yang konduksi. Diagram alir algoritma penentuan umpan balik sebagai gambar 4.16.



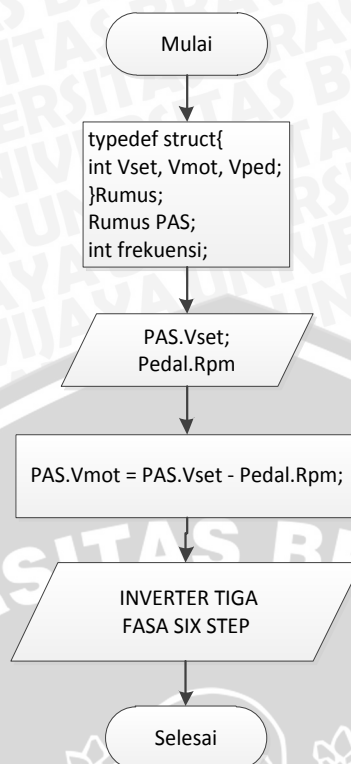
Gambar 4.16 Diagram alir umpan balik sensor efek medan.

Tabel 4.4 Urutan komutasi sensor efek medan terhadap MOSFET

Sensor A PINE 4	Sensor B PINE 3	Sensor C PINE2	MOSFET S1 PORTC 0	MOSFET S2 PORTC 5	MOSFET S3 PORTC 2	MOSFET S4 PORTC 1	MOSFET S5 PORTC 4	MOSFET S6 PORTC 3
1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	0	1	1	0
1	0	1	0	0	0	0	1	1

4.3.4 Algoritma Pedal Assisted System (PAS)

Penentuan putaran motor ditentukan dengan membandingkan masukan *setpoint* potensiometer, sensor efek medan pada motor, dan *rotary encoder* pada pedal. Untuk mengubah parameter besaran tiap input dibutuhkan rumus konversinya. Langkah pertama adalah menentukan *setpoint* kecepatan sepeda dalam satuan rpm. Selanjutnya menentukan kecepatan (rpm) untuk diberikan ke motor BLDC. Parameter kecepatan akan diubah dalam bentuk perubahan *dutycycle* inverter tiga fasa. Algoritma pengendalian *Pedal Assisted System (PAS)* ditunjukkan dalam gambar 4.17:

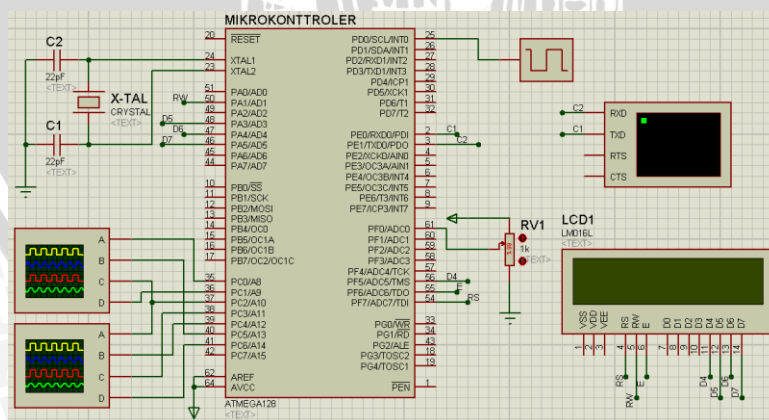


Gambar 4.17 Diagram alir Pedal Assisted System (PAS).

4.4. Simulasi

4.4.1. Mikrokontroler

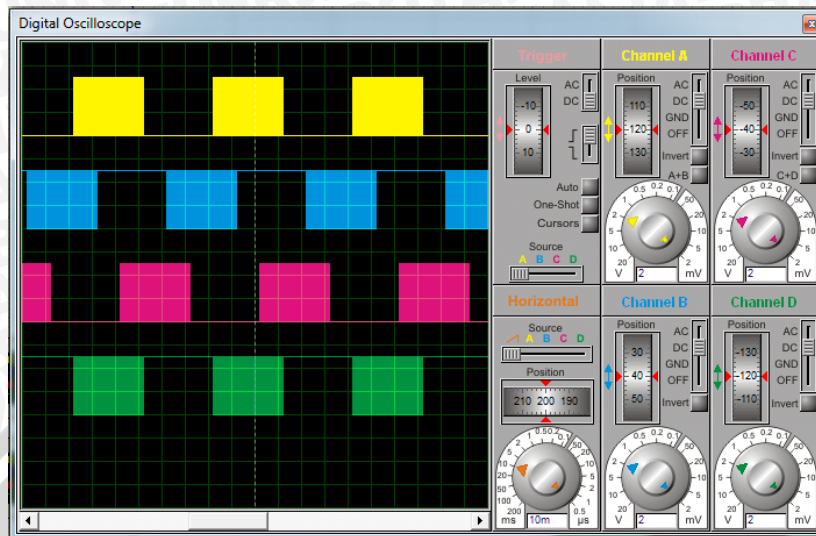
Simulasi mikrokontroler dilakukan untuk menguji algoritma program sehingga didapat algoritma pulsa pwm *six step* dari mikrokontroler, dan tampilan LCD. Pada simulasi ini menggunakan aplikasi proteus 7.9. Rangkaian simulasi mikrokontroler ditunjukkan pada gambar 4.18.



Gambar 4.18 Rangkaian simulasi mikrokontroler.

Simulasi pertama bertujuan untuk melihat pulsa picu MOSFET. Pada simulasi hanya ditampilkan pulsa picu S1 sampai S4. Hal ini karena keterbatasan simulator untuk

menampilkan pulsa picu secara bersamaan. Frekuensi yang dihasilkan pada gambar 4.19 sebesar 16,6 Hz.



Gambar 4.19 Simulasi pulsa *six step*.

Pada saat pensaklaran tanpa pwm pada *lowside* (S4) maka *highside* (S1) akan berlogika nol. Namun jika saat pensaklaran pwm pada *highside* maka *lowside* MOSFET harus diberi logika komplemen dari *highside*. Hal ini karena adanya pengaruh pengisian kapasitor *booststrap*.

Simulasi selanjutnya yaitu menampilkan tulisan dalam layar LCD. Tujuan dari simulasi ini menampilkan data yang dibutuhkan untuk sistem. Simulasi dalam gambar 4.20 menampilkan tulisan “TEKNIK ELEKTRO” sesuai program dari mikrokontroler.



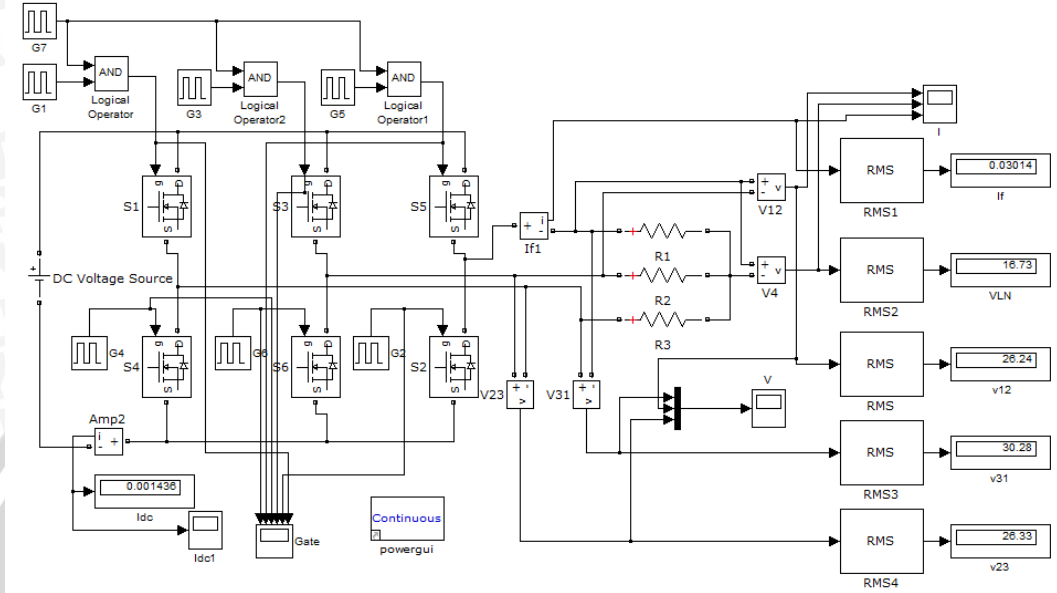
Gambar 4.20 Simulasi LCD.

Dari keseluruhan hasil simulasi mikrokontroler, algoritma program sudah sesuai dengan yang diinginkan sehingga dapat digunakan dalam aplikasi sebenarnya.

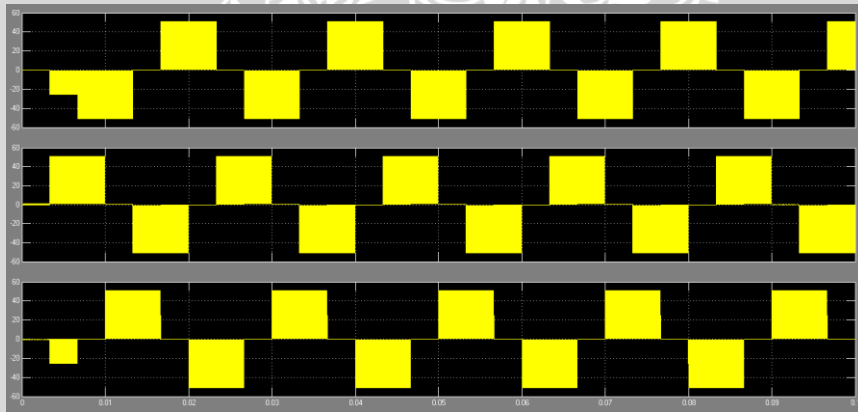
4.4.2. Inverter tiga fasa *six step*

Konverter yang telah dirancang selanjutnya diuji terdahulu menggunakan *software simulator* MATLAB Simulink. Dengan melakukan simulasi, diharapkan dapat memperkecil tingkat kegagalan sebelum membuat konverter yang sebenarnya. Hasil dari simulasi ini adalah nilai arus dan tegangan pada setiap komponen yang akan dibandingkan dengan nilai yang didapatkan dari perhitungan teori guna mendapatkan komponen yang sesuai dengan perhitungan dan ada dipasaran.

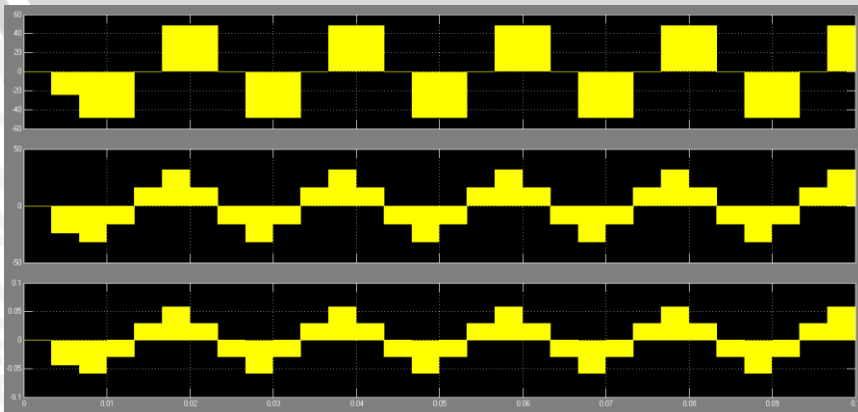
Simulasi diperlukan pada rangkaian inveter tiga fasa. Simulasi ini dilakukan dengan memberi tegangan masukan yang bervariasi dengan nilai beban yang tetap guna mengetahui karakteristik tegangan masukan dan arus masukan terhadap tegangan keluaran arus keluaran inveter tiga fasa.



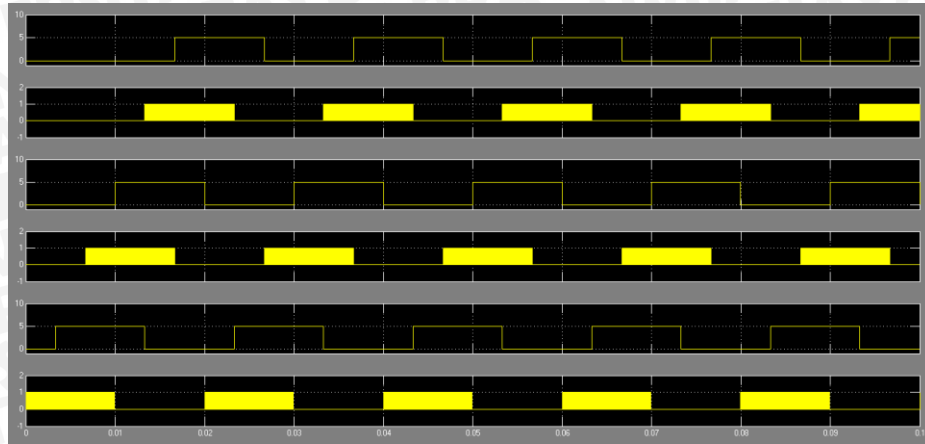
Gambar 4.21 Rangkaian simulasi pwm inveter tiga fasa dengan simulink matlab.



Gambar 4.22 Gelombang tegangan pwm inveter tiga fasa dengan beda fasa 120°, D = 50%.



Gambar 4.23 (a) Gelombang tegangan *line to line* (b) Gelombang tegangan *line to netral* (c) Gelombang arus fasa.

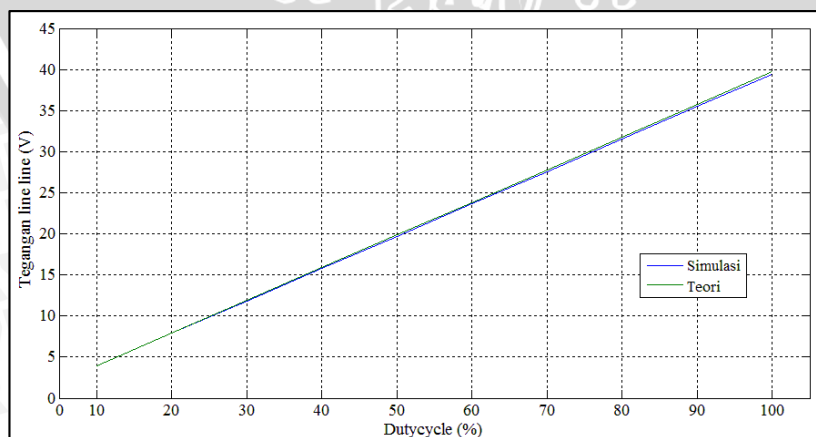


Gambar 4.24 Pulsa picu MOSFET (a)S6 (b)S5 (c)S4 (d)S3 (e)S2 (f)S1.

Pada gambar diatas didapatkan hasil simulasi yang sesuai dengan dasar teori mengenai inverter *six step*. Dari hasil simulasi dengan memberi perubahan *dutycycle* pada beban resistif 555 Ω hubungan Y, maka didapatkan:

Tabel 4.5 Hasil simulasi dan teori inverter tiga fasa dengan tegangan pengaturan *dutycycle* dan resistansi beban = 555 Ω hubungan Y

V _{dc} (V)	I _{dc} (A)	D (%)	V _{O L-L} (RMS) (V)	V _{O L-N} (RMS) (V)	I _{O RMS} (A)	V _{O L-L} (RMS) (V) (Teori)
50,90	0,0063	10	3,94	2,52	0,0045	3,97
50,90	0,0125	20	7,88	5,03	0,0091	7,94
50,90	0,0188	30	11,83	7,55	0,0136	11,91
50,90	0,0251	40	15,77	10,06	0,0181	15,88
50,90	0,0310	50	19,71	12,58	0,0227	19,85
50,90	0,0376	60	23,65	15,10	0,0272	23,82
50,90	0,0439	70	27,59	17,61	0,0317	27,79
50,90	0,0501	80	31,54	20,13	0,0363	31,76
50,90	0,0564	90	35,48	22,64	0,0408	35,73
50,90	0,0626	100	39,42	25,16	0,0453	39,70



Gambar 4.25 Karakteristik tegangan keluaran inverter tiga fasa terhadap *dutycycle* secara teori dan simulasi pada beban 555 Ω.



$V_{o\ L-L}$ teori pada Tabel 4.5 diatas didapat dari persamaan 2-24. Dari hasil simulasi Gambar 4.25 dapat disimpulkan bahwa kenaikan tegangan keluaran inverter berbanding lurus dengan pengaturan *dutycycle* dari mikrokontroler. Hasil simulasi dan perhitungan menunjukkan hasil tegangan secara simulasi lebih rendah dari pada secara perhitungan. Hal ini dikarenakan adanya rugi konduksi dari R_{ds} pada tiap MOSFET sehingga menyebabkan adanya jatuh tegangan tiap – tiap komponen MOSFET yang digunakan.



BAB V

PENGUJIAN DAN ANALISIS

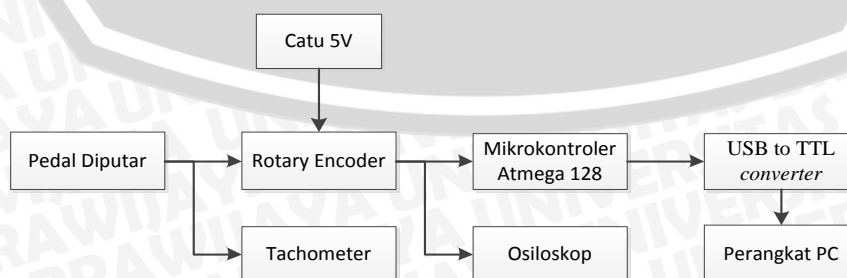
Pengujian dan analisis dilakukan untuk mengetahui bekerja kerja sistem sesuai perancangan yang telah dilakukan. Pengujian dilakukan per blok sistem kemudian secara keseluruhan. Adapun pengujian yang dilakukan sebagai berikut:

1. Pengujian *rotary encoder* untuk pedal
2. Pengujian sensor efek medan pada motor BLDC
3. Pengujian pulsa pwm *six step*
4. Pengujian *MOSFET Gate Drive* (MGD)
5. Pengujian pwm inverter *six step* tiga fasa
6. Pengujian motor BLDC
7. Pengujian sistem secara keseluruhan
 - a. Pengujian energi sepeda motor BLDC
 - b. Pengujian efisiensi baterai

5.1. Pengujian *rotary encoder* untuk pedal

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui kesesuaian putaran kayuhan pedal pada mikrokontroler atmega128 terhadap kondisi sesungguhnya. Peralatan yang digunakan antara lain osiloskop digital dengan tipe PCSU1000, tachometer kontak, dan mikrokontroler

Pedal diputar secara konstan pada putaran tertentu dengan melihat putaran aktual pada tachometer. Osiloskop digital digunakan untuk melihat hasil pulsa keluaran dan LCD digunakan untuk menampilkan data putaran. Data putaran ini merupakan data yang sudah dibaca dari mikrokontroler. Pengujian pulsa dengan osiloskop dilakukan pada putaran pedal 100 rpm. Sedangkan untuk data putaran yang diambil terdiri dari 10 data dengan interval setiap 25 rpm. Gambar 5.1 blok diagram pengujian sensor *rotary encoder*.

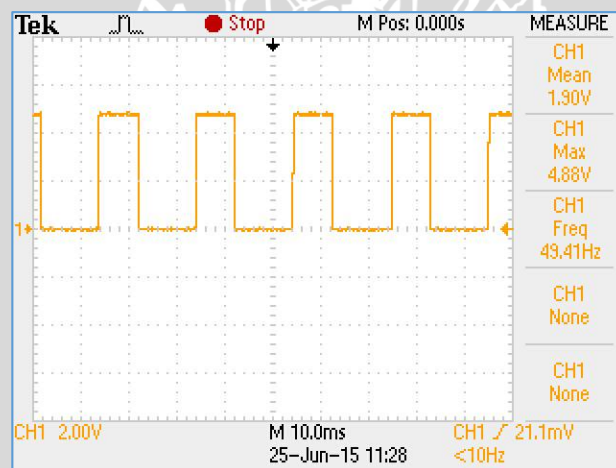


Gambar 5.1 Blok diagram pengujian *rotary encoder*.

Berdasarkan hasil pengujian pada saat *rotary encoder* diputar maka didapatkan hasil pulsa seperti ditunjukkan dalam Gambar 5.2. Sedangkan hasil pembacaan sensor dapat ditunjukkan pada Tabel 5.1.

Tabel 5.1 Pengujian putaran pedal

No	Putaran pedal dengan tachometer (RPM)	Pembacaan putaran sensor dari Mikrokontroler (RPM)	Error
1	25	26	3,85%
2	50	51	1,96%
3	75	73	2,74%
4	100	101	0,99%
5	125	123	1,63%
6	150	146	2,74%
7	175	169	3,55%
8	200	198	1,01%
9	225	227	0,88%
10	250	254	1,57%



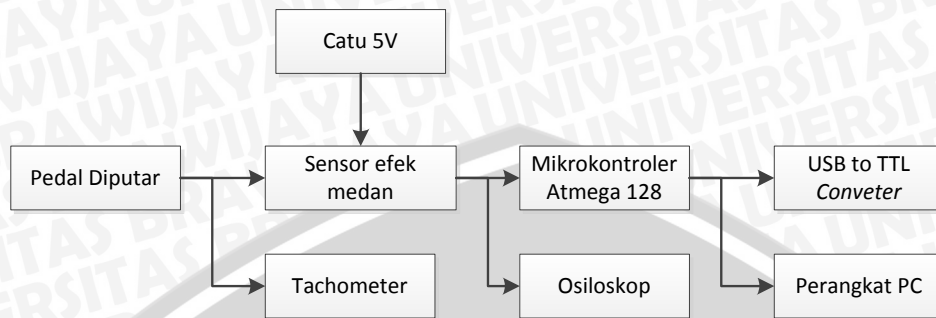
Gambar 5.2 Gelombang pulsa *rotary encoder*.

Dari hasil pengujian pulsa *rotary encoder* didapatkan pulsa kotak dengan amplitudo masing-masing pulsa 5V sehingga keluaran *rotary encoder* bisa langsung dimasukkan ke pin mikrokontroler. Untuk hasil pembacaan putaran dari tampilan LCD didapatkan hasil pembacaan dalam rpm. Dari keseluruhan pembacaan terdapat kesalahan pembacaan maksimal 3,85 % dengan rata-rata kesalahan pembacaan putaran sebesar 2,09%.

5.2. Pengujian sensor efek medan pada motor BLDC

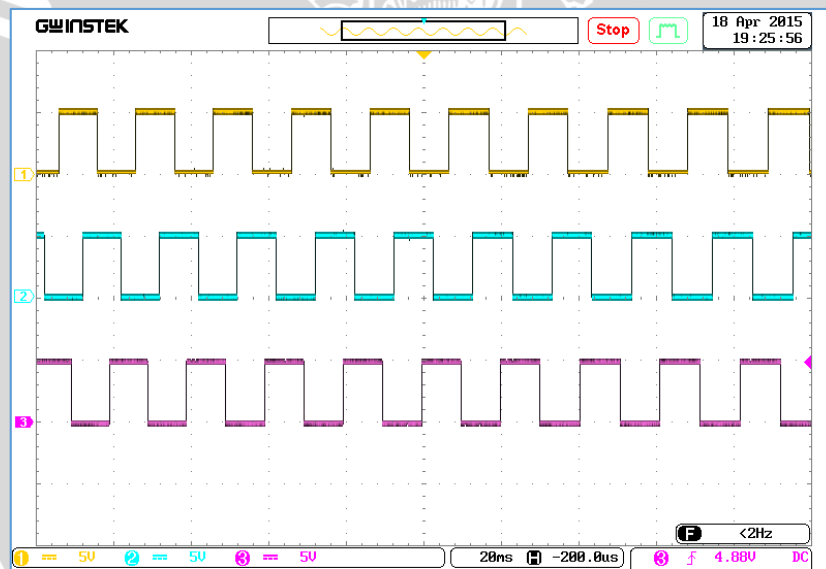
Pengujian ini bertujuan untuk melihat keluaran pulsa dari sensor efek medan pada motor. Pengujian ini juga bertujuan untuk mengetahui urutan kombinasi tiga sensor efek medan. Peralatan yang dibutuhkan dengan menggunakan osiloskop

gwinstek. Pengujian dilakukan pada ketiga sensor efek medan. Beda fasa pada setiap pulsa ketiga sensor efek medan sebesar 120° . Diagram blok pengujian dapat dilihat pada Gambar 5.3:



Gambar 5.3 Blok diagram pengujian sensor efek medan.

Proses pengujian dilakukan dengan memutar pedal sepeda sehingga motor berputar. Rangkaian pull-up sensor efek medan diberi catu daya 5 V. Berdasarkan hasil pengujian sensor efek medan pada frekuensi 50 Hz dapat ditunjukkan pada gambar berikut.



Gambar 5.4 Gelombang keluaran *hall* sensor pada frekuensi 50 Hz.

Dari hasil pengujian sensor efek medan didapatkan tegangan masing – masing pulsa 5V sehingga bisa langsung masuk ke pin mikrokontroler. Pada gambar didapat beda fasa masing-masing pulsa sebesar 120° . Ketiga keluaran pulsa sensor efek medan menghasilkan kombinasi high dan low pada setiap 60° listrik. Semakin cepat putaran motor BLDC maka frekuensi pulsa keluaran juga semakin besar. Urutan keluaran pulsa ini menentukan urutan fasa pada motor BLDC. Tabel 5.4 merupakan urutan hasil pembacaan sensor.

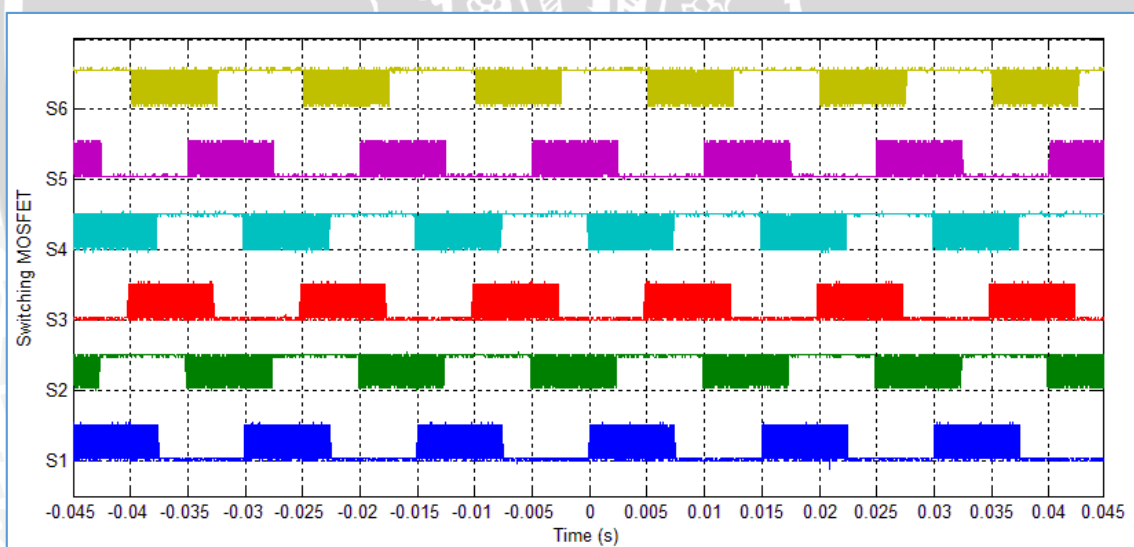
Tabel 5.3 Urutan pembacaan sensor motor BLDC

Urutan ke-	Sensor A (Kuning) PINE.4	Sensor B (Biru) PINE.3	Sensor C (Ungu) PINE.2
1	1	0	1
2	1	0	0
3	1	1	0
4	0	1	0
5	0	1	1
6	0	0	1

5.3. Pengujian pulsa pwm six step

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui keluaran pwm *six step* dari mikrokontroler atmega128. Beda fasa setiap gelombang pwm sebesar 60°. Pengujian ini membutuhkan peralatan osiloskop.

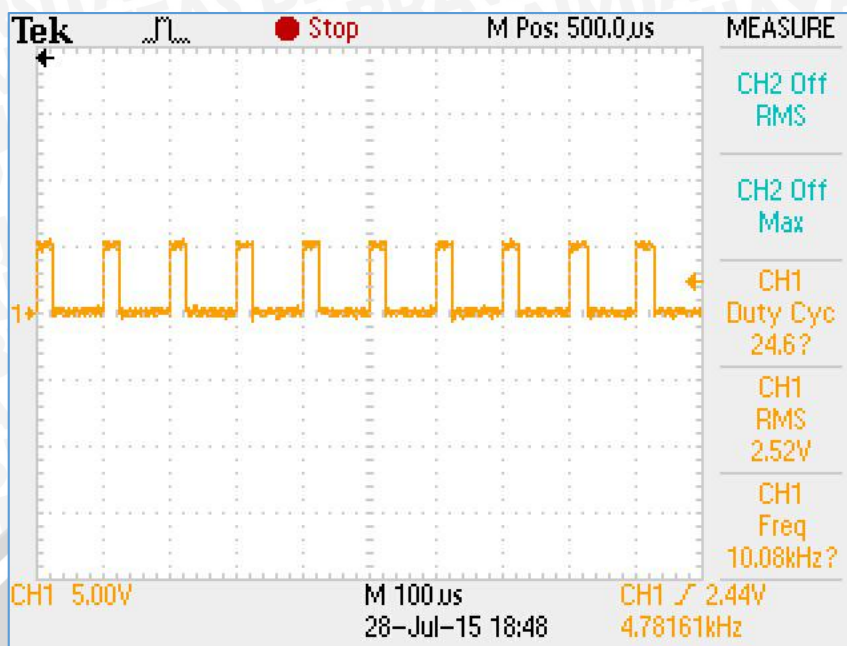
Pengujian ini dilakukan dengan memberikan catu daya 5V pada mikrokontroler. Data pulsa pwm diolah dengan program matlab untuk menggabungkan data enam pensaklaran. Hasil pulsa keluaran pwm dari port mikrokontroler dapat dilihat pada Gambar 5.5.



Gambar 5.5 Pulsa pwm picu *six step* pada frekuensi 66,67 Hz.

Pada pulsa hasil pengujian pwm untuk PORTC.0, PORTC.5, PORTC.2, PORTC.1, PORTC.4, dan PORTC.3 dengan beda fasa 60°. Pulsa keluaran pwm pada *highside* membutuhkan pulsa pwm komplementernya pada *lowside* karena berkaitan dengan prinsip kerja kapasitor *bootstrap*.





Gambar 5.6 Pulsa mikrokontroler frekuensi 10 kHz.

Gambar 5.6 merupakan frekuensi pulsa pada *high-side* MOSFET. Sesuai dengan perancangan dimana pulsa pensaklaran pwm sebesar 10 kHz diberikan pada *high-side* ketiga MOSFET yang digunakan.

5.4. Pengujian MOSFET Gate Drive (MGD)

Pengujian ini dilakukan untuk melihat tegangan keluaran dari *MOSFET Gate Driver*. Tegangan yang diukur pada sisi *gate* dan *ground*. Pengujian dilakukan dengan menggunakan voltmeter. Tabel 5.4 merupakan hasil pengujian MGD.

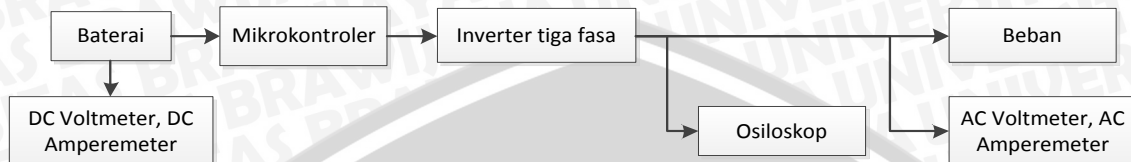
Tabel 5.4 Tegangan pada pin MGD

V _{DD} (V)	V _{CC} (V)	LIN(V)	HIN(V)	LO(V)	HO(V)	V _{Kap} (V)
50,84	12,64	4,94	4,93	11,98	62,74	11,92
50,51	12,59	4,94	4,94	11,90	62,41	11,90
38,01	12,58	4,95	4,94	11,89	49,88	11,86
37,97	12,61	4,95	4,95	11,96	49,98	11,92
25,7	12,63	4,94	4,94	11,96	37,61	11,93
25,65	12,61	4,95	4,94	11,92	37,49	11,89
12,74	12,60	4,93	4,95	11,88	24,61	11,89
12,72	12,59	4,94	4,95	11,89	24,58	11,88

Dari hasil pengujian tersebut didapat tegangan keluaran *lowside* > V_{TH} dan tegangan keluaran *highside* > V_{DD}+V_{TH}. Tegangan kapasitor merupakan tegangan pada *gate-source* MOSFET. Karena sudah memenuhi syarat konduksi MOSFET maka *MOSFET gate drive* ini dapat berjalan sesuai yang diinginkan.

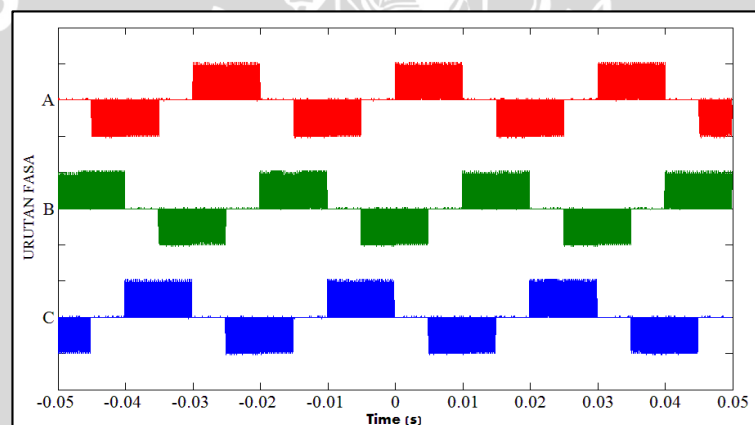
5.5. Pengujian Inverter *six step* tiga fasa

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui frekuensi, beda fasa, perbandingan tegangan keluaran ac tiga fasa terhadap tegangan masukan dc dengan beban resistif. Peralatan yang dibutuhkan adalah osiloskop. Blok diagram pengujian inverter sesuai Gambar 5.7:

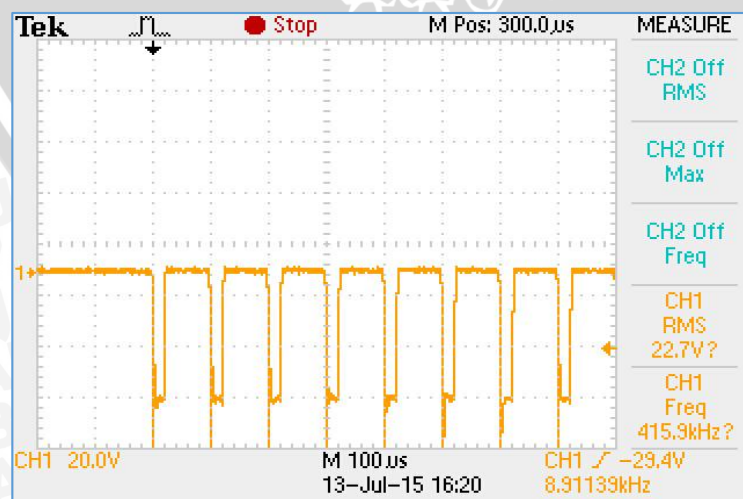


Gambar 5.7 Blok diagram pengujian inverter.

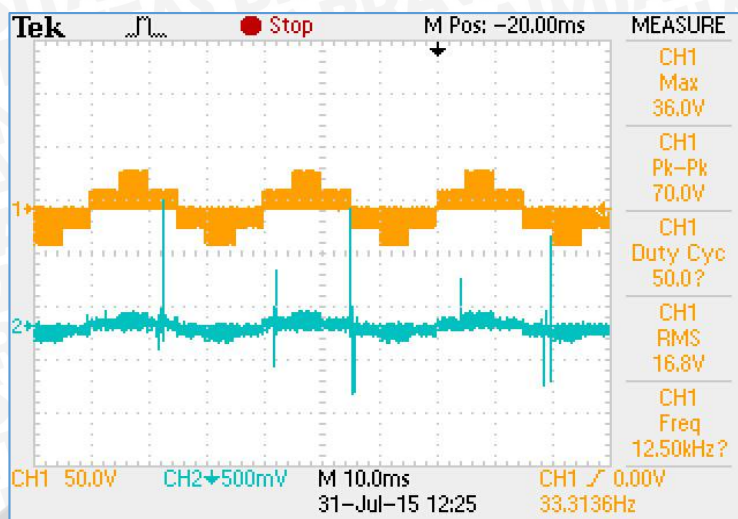
Pengujian pertama inverter tiga fasa dilakukan dengan mengubah *duty cycle* pwm *six step* dan melihat gelombang keluaran ac tiga fasa. Data dari gelombang osiloskop diolah dengan matlab untuk menggabungkan ketiga tegangan *line-to-line*nya. Pengujian dilakukan dengan memberikan inverter beban resistif 555 Ω . Hasil pengujian pertama inverter tiga fasa dapat dilihat pada gambar dan Tabel 5.8 berikut:



Gambar 5.8 Gelombang keluaran inverter tiga fasa pada frekuensi 33,3 Hz, duty cycle 50%, dan beban resistif 555 Ω .



Gambar 5.9 Gelombang pwm inverter dengan frekuensi 10kHz.

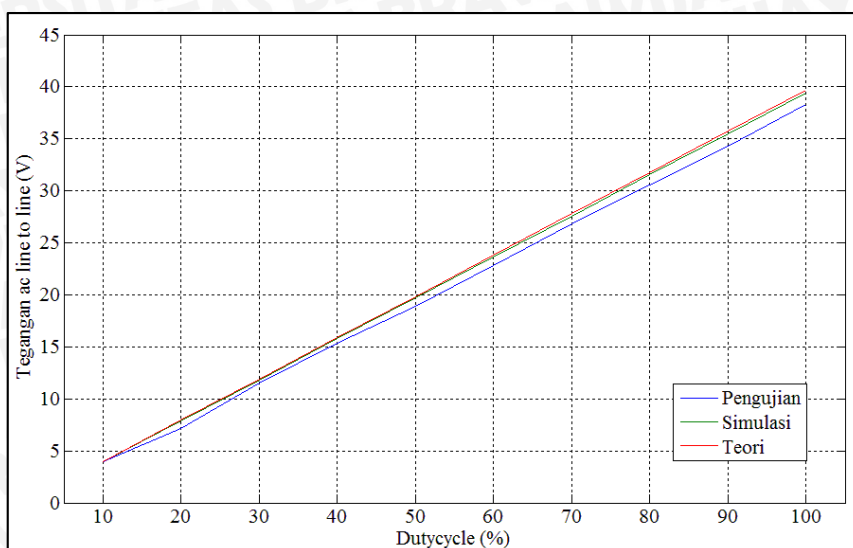


Gambar 5.10 Gelombang inverter (a)tegangan *line to neutral* (b) arus fasa pada beban Y 555 Ω.

Gelombang *six step* inverter tiga fasa memiliki beda fasa sebesar 120° . Pada Gambar 5.10 menunjukkan hasil tegangan *line to neutral* dan arusnya sefasa dengan beban resistif. Namun pada pengujian inverter ini masih terdapat arus *spike* yang disebabkan oleh karakteristik pensaklaran pwm. Dari hasil data percobaan juga didapatkan tegangan keluaran *line to line* sesuai dengan Gambar 5.8 dan apabila *time per div* diperkecil maka tegangan keluaran akan terlihat dengan frekuensi 10kHz seperti pada Gambar 5.9. Dari datacal pengujian didapatkan Tabel 5.5:

Tabel 5.5 Tegangan keluaran inverter tiga fasa pada beban R 555 Ω

V_{DC} (V)	I_{DC} (A)	D (%)	$V_{Orms(L-L)}$ (V)	$V_{Orms(L-N)}$ (V)	I_{Orms} (A)
50,9	0,015	10	3,92	2,48	0,008
50,9	0,024	20	7,18	4,93	0,014
50,9	0,034	30	11,56	7,34	0,018
50,9	0,041	40	15,37	10,23	0,025
50,9	0,048	50	18,91	12,54	0,026
50,9	0,055	60	22,86	15,06	0,029
50,9	0,060	70	26,81	17,63	0,032
50,9	0,064	80	30,58	20,04	0,035
50,9	0,068	90	34,32	22,57	0,037
50,9	0,064	100	38,33	25,16	0,040



Gambar 5.11 Karakteristik tegangan keluaran inverter tiga fasa secara teori, simulasi dan pengujian terhadap *dutycycle* pada beban 555Ω.

Dari hasil di atas dapat disimpulkan bahwa kenaikan nilai tegangan keluaran naik secara linier terhadap perubahan *dutycycle*. Hasil grafik teori simulasi dan pengujian inverter tersebut sedikit berbeda. Pada simulasi matlab terdapat nilai R_{ds} yang mengakibatkan rugi pada MOSFET. Namun dalam simulasi rugi pensaklaran tidak memberikan pengaruh. Sedangkan dalam pengujian sesungguhnya terdapat rugi pensaklaran dan rugi konduksi.

Rugi MOSFET dapat dianalisis sesuai dengan dasar teori. Pada penelitian ini analisis mengenai rugi MOSFET dilakukan sesuai dalam Persamaan (2-31). Dari analisis didapatkan rugi daya inverter sesuai Tabel 5.6.

Tabel 5.6 Analisis perhitungan rugi daya pada MOSFET

I_{rms} (A)	D (%)	P_g (mW)	P_{sw} (mW)	P_{cap} (mW)	Hside		Lside		Jumlah (mW)
					P_{cond} (mW)	$P_{condcomp}$ (mW)	P_{cond} (mW)		
0,008	10	62,40	0,3092	0,5311	0,00388	0,00349	0,00388	126,49	
0,013	20	62,40	0,5360	0,5311	0,01166	0,00933	0,01166	126,96	
0,018	30	62,40	0,7421	0,5311	0,02236	0,01565	0,02236	127,41	
0,024	40	62,40	0,9895	0,5311	0,03974	0,02385	0,03974	127,94	
0,026	50	62,40	1,0719	0,5311	0,04664	0,02332	0,04664	128,12	
0,029	60	62,40	1,1956	0,5311	0,05803	0,02321	0,05803	128,39	
0,032	70	62,40	1,3193	0,5311	0,07066	0,02120	0,07066	128,66	
0,035	80	62,40	1,4430	0,5311	0,08452	0,01690	0,08453	128,93	
0,037	90	62,40	1,5255	0,5311	0,09446	0,00945	0,09446	129,11	
0,040	100	0,208	0,0055	0,0018	0,11040	0	0,11040	0,6513	

Dari hasil analisis pada Tabel 5.6 maka didapatkan nilai rugi konduksi dan rugi akibat pensaklaran inverter tiga fasa. Semakin besar arus keluaran inverter maka rugi daya

inverter tiga fasa semakin besar. Pada *duty cycle* 100 %, rugi daya akibat pensaklaran sangat kecil karena inverter murni menjadi inverter *six step* tanpa adanya pulsa pwm. Rugi daya MOSFET diubah kedalam bentuk panas sehingga ketika arus yang lewat MOSFET semakin besar maka panas MOSFET semakin tinggi. Oleh karena itu perlu dipasang pendingin berupa *heatsink* pada tiap MOSFET.

5.6. Pengujian motor BLDC

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui putaran, torsi elektromagnetik, dan frekuensi pensaklaran motor BLDC. Pengujian ini dilakukan untuk mendapatkan perubahan *duty cycle* terhadap putaran, hubungan torsi terhadap putaran, dan efisiensi konverter motor BLDC, dan frekuensi pensaklaran terhadap daya elektromagnetik motor BLDC. Peralatan yang digunakan untuk pengujian ini adalah inverter tiga fasa, algoritma komutasi sensor medan, tachometer, RMS meter, dan Ohmmeter.

Proses pengujian pertama dilakukan untuk mencari parameter motor BLDC terdiri dari konstanta tegangan motor, konstanta torsi motor, tahanan motor, dan induktansi motor. Ohmmeter digunakan untuk mengukur tahanan motor. Untuk menghitung induktansi motor dilakukan dengan memberi catu tegangan AC 1V pada belitan.

$$Z = \frac{V_{AC}}{I} = \frac{1}{0,698} = 1,433 \Omega$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{1,433^2 - 1,21^2} = 0,768 \Omega$$

$$L = \frac{X}{2\pi f} = \frac{0,768}{2\pi 50} = 1,223 \text{ mH}$$

Karena R_a dan L_a diukur dalam *line to line* sehingga nilai keduanya harus dibagi 2. Sedangkan pengujian K_e dan K_T dilakukan dengan memutar motor pada beberapa kondisi putaran dan melihat tegangan keluaran *line line*. Data pengujian K_e dan K_T didapat sebagai berikut:

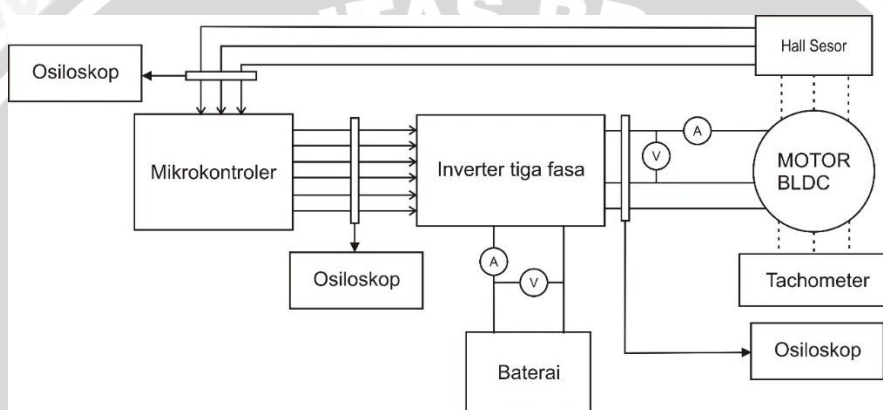
Tabel 5.7 Hasil pegujian parameter K_e an K_T

$V_{rms(l-l)}$ (V)	Putaran (Rpm)	K_e (V_{l-l} / rpm)	K_t (Nm/A)
5,23	43,23	0,1210	1,9983
9,54	82,96	0,1150	1,8994
15,9	133,9	0,1187	1,9614
19,9	176,27	0,1129	1,8647
25,7	224,5	0,1145	1,8909
30,2	266,09	0,1135	1,8746
Rata – rata		0,1159	1,9149

Dari hasil pengukuran parameter motor BLDC didapatkan nilai pada Tabel 5.8:

Tabel 5.8 Spesifikasi motor BLDC

Jenis	Spesifikasi
Tegangan nominal	48VDC
Daya Nominal	350W
Kecepatan Nominal	380 RPM
Torsi Nominal	8,795 Nm
Resistansi	0,605 Ω
Induktansi	1,223 mH
Konstanta tegangan	0,1159 V_{t-l}/rpm
Konstanta torsi	1,9149 Nm/A
Jumlah kutub	46
Hubungan Belitan	Bintang (Y)



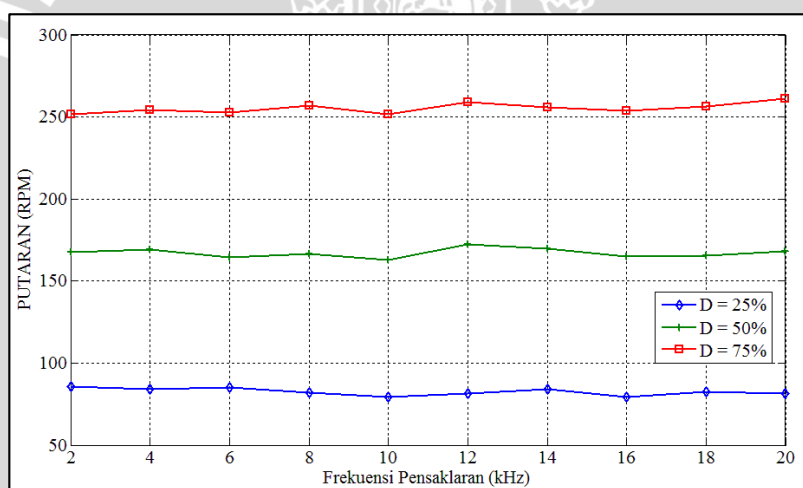
Gambar 5.12 Rangkaian pengujian motor BLDC.

Pengujian pertama motor dilakukan dengan mengubah frekuensi pensaklaran pada inverter dengan *dutycycle* 25%, 50%, dan 75%. Daya elektromagnetik dihitung berdasarkan Persamaan (2-3). Tujuan dari pengujian ini adalah menentukan kesesuaian frekuensi pensaklaran motor BLDC. Nilai yang akan dibandingkan adalah putaran dan daya elektromagnetiknya. Hasil pengujian dalam Tabel 4.9 berikut:

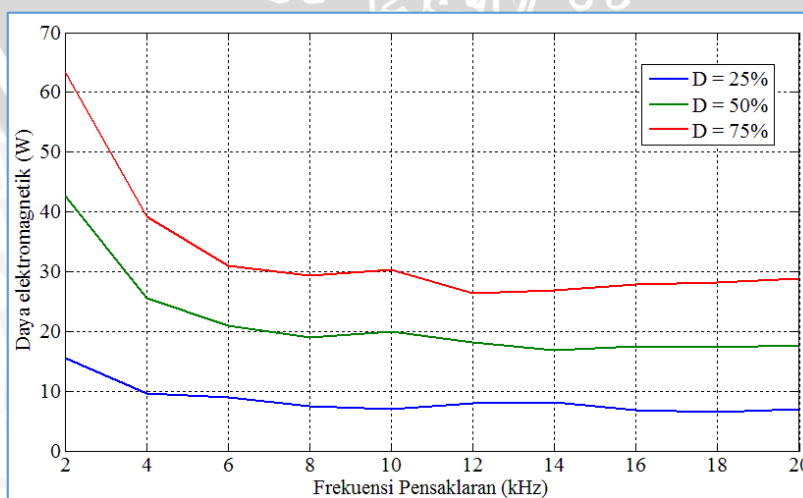
Tabel 5.9 Hasil pengujian frekuensi inverter

f_{sw} (kHz)	D (%)	V_{l-l} (V)	I_f (A)	N (rpm)	f (Hz)	P_{em} (W)
2	25	9,81	1,05	85,8	30,4	15,70
	50	18,82	1,45	167,6	62,5	42,39
	75	27,96	1,4	251,4	91,2	62,36
4	25	9,63	0,63	84,2	30,4	9,74
	50	19,03	0,82	169,4	62,5	25,47
	75	27,69	0,85	254,1	91,2	38,76
6	25	9,64	0,58	85,0	30,4	9,03
	50	18,46	0,69	164,5	62,5	20,96
	75	27,55	0,67	252,5	91,2	30,72
8	25	9,7	0,47	82,0	30,4	7,47
	50	18,45	0,62	166,5	62,5	18,92
	75	27,66	0,63	257,0	91,2	29,08

10	25	9,12	0,47	79,4	30,4	6,99
	50	18,6	0,65	163,0	62,5	19,96
	75	27,33	0,66	251,9	91,2	30,03
12	25	9,29	0,53	81,4	30,4	7,98
	50	18,48	0,59	172,2	62,5	18,08
	75	27,45	0,57	259,1	91,2	26,20
14	25	9,31	0,54	84,2	30,4	8,14
	50	18,04	0,56	169,6	62,5	16,77
	75	27,05	0,59	256,1	91,2	26,68
16	25	8,9	0,47	79,3	30,4	6,82
	50	17,93	0,59	164,7	62,5	17,52
	75	27,18	0,61	253,7	91,2	27,68
18	25	9,02	0,44	82,4	30,4	6,50
	50	18,04	0,58	165,6	62,5	17,34
	75	27,07	0,62	256,3	91,2	28,00
20	25	8,88	0,49	81,4	30,4	7,07
	50	18,02	0,59	168,1	62,5	17,61
	75	27,3	0,63	261,2	91,2	28,69



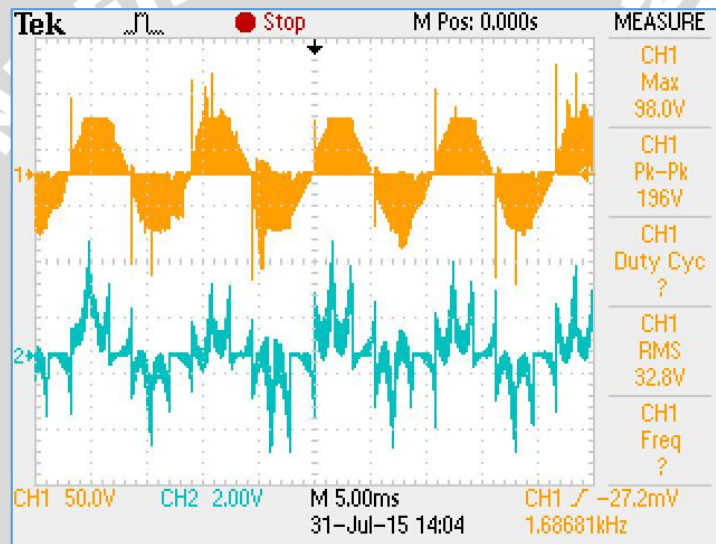
Gambar 5.13 Karakteristik f_{sw} terhadap putaran motor.



Gambar 5.14 Karakteristik f_{sw} terhadap P_{em} .

Dari hasil pengujian frekuensi pensaklaran inverter menunjukkan bahwa putaran motor tidak dipengaruhi oleh perubahan frekuensi pensaklaran. Namun dari Gambar 5.14 menunjukkan bahwa daya yang diserap motor semakin besar dalam frekuensi antara 2kHz sampai 20kHz. Berdasarkan teori bahwa semakin besar frekuensi MOSFET maka semakin besar rugi daya pada MOSFET dan menimbulkan panas lebih cepat. Berdasarkan hal ini maka peneliti menentukan frekuensi 10kHz sebagai frekuensi pensaklaran yang sesuai dalam penelitian ini. Penentuan pensaklaran 10kHz juga didasarkan pada beberapa jurnal sebagai referensi yang telah ada.

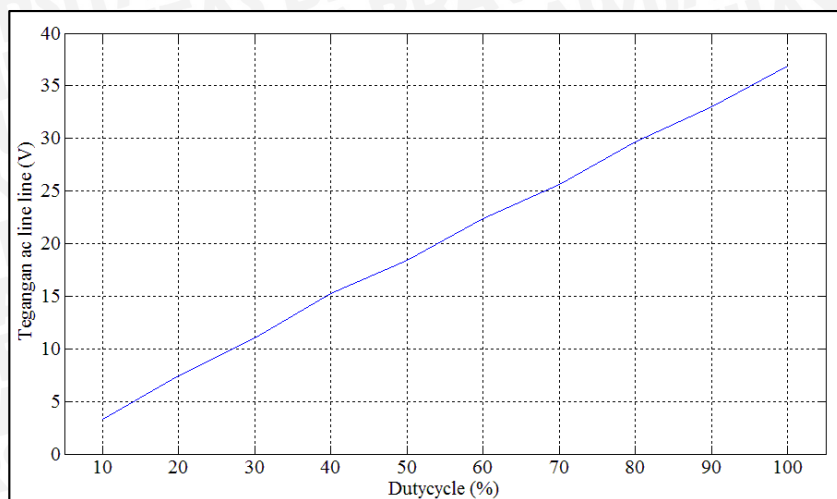
Pengujian kedua dilakukan dengan pwm inverter untuk mengatur tegangan keluaran inverter tiga fasa. Pengujian ini bertujuan mendapatkan karakteristik *duty cycle* terhadap putaran motor BLDC. Data hasil pengujian seperti dalam Tabel 5.10.



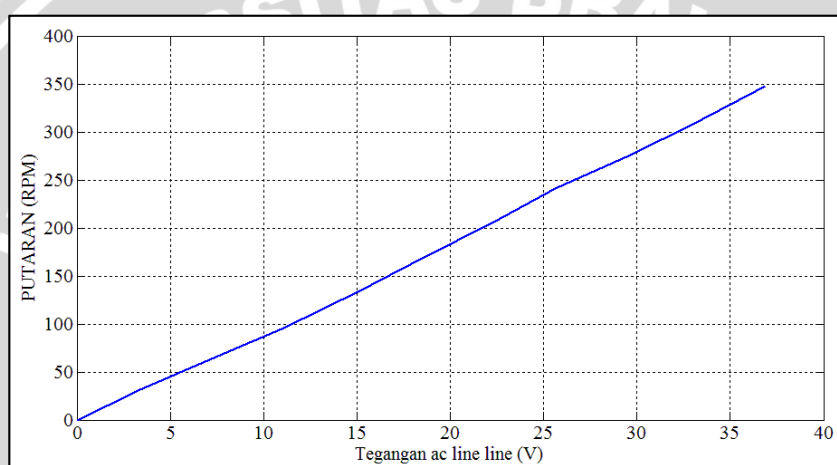
Gambar 5.15 Gelombang keluaran berbeban motor BLDC (a)tegangan *line to line* (b) arus fasa.

Tabel 5.10 Hasil pengujian motor BLDC dengan pwm inverter beban roda

V_{dc} (V)	D (%)	I_{dc} (A)	V_{l-l} (V)	I_f (A)	f (Hz)	N (rpm)	N (rad/s)
50,9	0	0	0	0	0	0	0
	10	0,09	3,26	0,31	16,67	31	3,26
	20	0,155	7,42	0,41	25	66	6,87
	30	0,225	11,06	0,48	37,04	96	10,02
	40	0,31	15,24	0,53	50	135	14,16
	50	0,38	18,40	0,55	62,5	167	17,52
	60	0,45	22,34	0,56	74,07	206	21,59
	70	0,51	25,64	0,55	86,96	241	25,25
	80	0,58	29,67	0,54	100	276	28,91
	90	0,63	32,97	0,52	111,1	308	32,26
	100	0,69	36,87	0,51	132,45	348	36,45

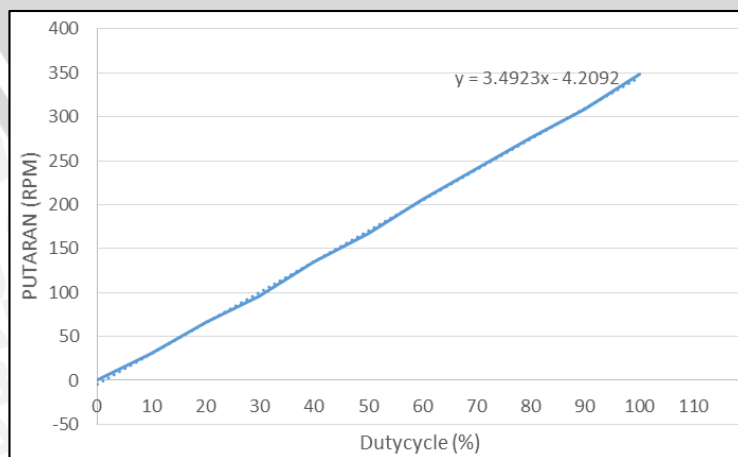


Gambar 5.16 Karakteristik dutycycle motor BLDC terhadap tegangan ac inverter.



Gambar 5.17 Karakteristik tegangan ac inverter terhadap putaran motor BLDC.

Data pengujian pada Gambar 5.16 menguji perubahan *dutycycle*. Sehingga dapat disimpulkan bahwa semakin besar *dutycycle* maka semakin besar tegangan keluaran AC sehingga semakin besar putaran motor BLDC. Dari pengujian ini maka persamaan *dutycycle* dan putaran motor BLDC didapat dari linierisasi grafik hasil pengujian dengan software ms. excel.



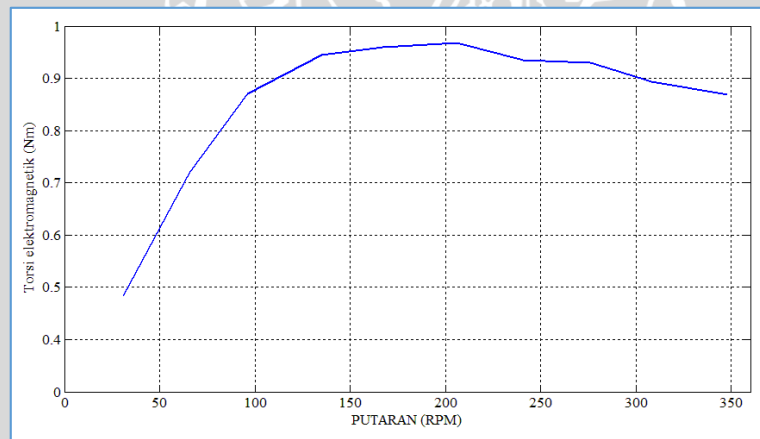
Gambar 5.18 Grafik *dutycycle* terhadap putaran motor BLDC.

$$N = 3,4923 \times D - 4,2092$$

Dari keseluruhan data pengujian maka dilakukan analisis terhadap daya elektromagnetik (Pem), torsi elektromagnetik (Tem), sehingga dapat terlihat dalam Tabel 5.11. Untuk mendapatkan nilai daya elektromagnetik (Pem), torsi elektromagnetik (Tem), daya input (Pin), dan efisiensi yang diturunkan dari persamaan dalam dasar teori.

Tabel 5.11 Hasil perhitungan motor BLDC

f (Hz)	V _{ac} (V)	I _f (A)	N (rpm)	N (rad/s)	V _{1-n} rms (V)	E (V)	P _{em} (W)	T _{em} (Nm)
16,67	3,264	0,31	31	3,26	1,88	1,693	1,574	0,484
25	7,420	0,41	66	6,87	4,28	4,024	4,949	0,720
37,04	11,060	0,48	96	10,02	6,39	6,065	8,733	0,871
50	15,240	0,53	135	14,16	8,80	8,419	13,386	0,945
62,5	18,400	0,55	167	17,52	10,62	10,198	16,827	0,960
74,07	22,340	0,56	206	21,59	12,90	12,433	20,887	0,968
86,96	25,640	0,55	241	25,25	14,80	14,307	23,607	0,935
100	29,670	0,54	276	28,91	17,13	16,602	26,895	0,930
111,1	32,970	0,52	308	32,26	19,04	18,491	28,846	0,894
132,45	36,870	0,51	348	36,45	21,29	20,683	31,645	0,868



Gambar 5.19 Hubungan putaran terhadap torsi motor BLDC beban roda dengan pengaturan *dutycycle*.

Data pengujian diatas didapat dengan menguji perubahan kecepatan terhadap arus fasa motor BLDC. Data torsi motor diturunkan dari bentuk persamaan berikut:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{N_r} = \frac{3 E I_f}{N_r(rad/s)}$$

Dari data putaran dan daya elektromagnetik maka perhitungan torsi elektromagnetik motor BLDC didapat karakteristik bahwa semakin besar putaran dari motor BLDC maka torsi elektromagnetik motor semakin besar. Namun pada putaran yang lebih cepat torsi

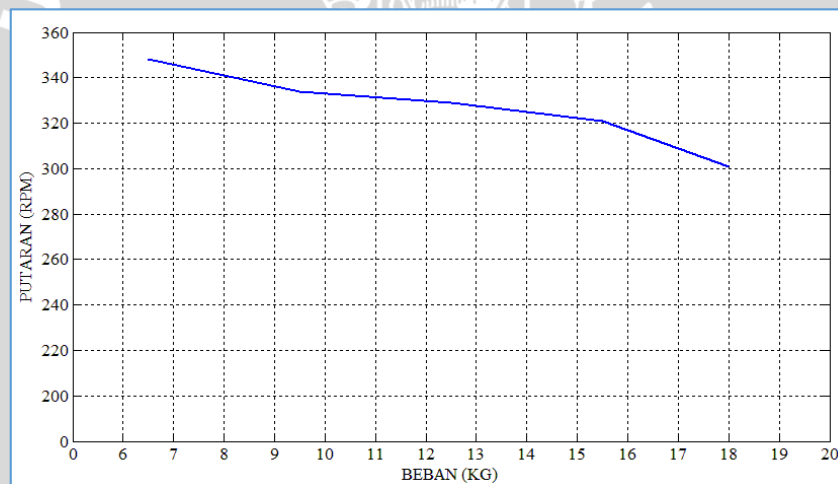


elektromagnetik turun. Torsi ini berdasarkan perubahan tegangan inverter dengan cara mengatur *dutycycle*.

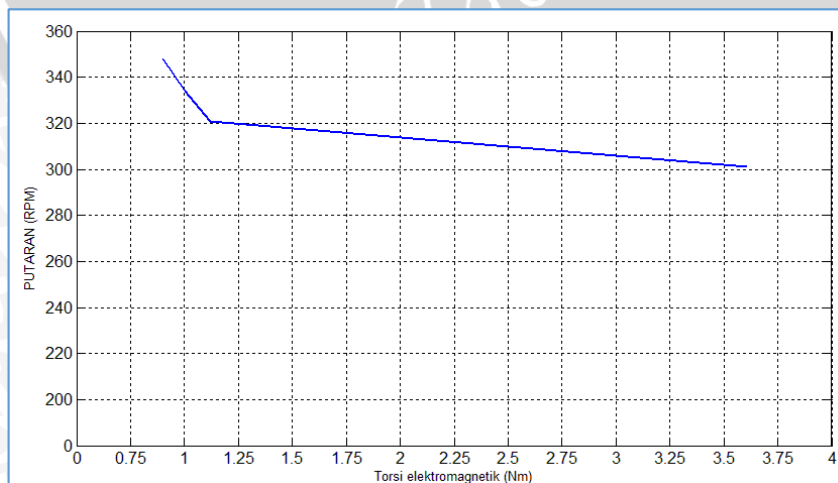
Pengujian selanjutnya pada motor BLDC dilakukan dengan memberikan variasi beban pada roda belakanag. Beban ditambahkan dibagian sela roda dengan massa masing – masing 3kg, 6kg, 9kg, dan sepeda. Selanjutnya pengukuran dilakukan dengan cara yang sama seperti pada pengujian beban roda. Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui karateristik motor BLDC saat berbeban. Dari pengujian maka didapatkan hasil table 5.12:

Tabel 5.12 Hasil pengujian variasi beban dengan D = 100%.

Beban	N (rpm)	N(rad/s)	P _{in} (W)	P _{em} (W)	T _{em} (Nm)
Roda (6,5kg)	348	36,4	35,33	32,848	0,901
Roda + 3kg	334	34,7	37,89	35,054	1,003
Roda + 6kg	329	34,4	38,91	35,953	1,043
Roda + 9kg	321	33,6	40,96	37,687	1,12
Sepeda (18kg)	301	29,7	128	113,773	3,609



Gambar 5.20 Hubungan putaran motor BLDC dengan variasi beban.



Gambar 5.21 Hubungan putaran motor BLDC terhadap torsi elektromagnetik.

Dari pengujian variasi beban pada motor BLDC seperti pada gambar 5.21 dan gambar 5.22 maka dapat diambil kesimpulan bahwa semakin besar beban motor BLDC maka tosi putaran motor akan semakin turun sedangkan torsi elektromagnetik motor akan meningkat. Hasil dari grafik menunjukkan garis yang hampir *linier* sehingga motor karakteristik motor BLDC mirip dengan motor DC sikat. Pada penggunaan sepeda beban yang sesungguhnya adalah beban pengendara dan sepedanya. Putaran maksimal motor BLDC 380 rpm, namun ketika dalam kondisi beban sepeda, putaran motor turun dalam *duty cycle* 100% sebesar 301 rpm.

5.7. Pengujian sistem secara keseluruhan

Pengujian dalam sub bab ini bertujuan untuk mengetahui sistem keseluruhan sepeda listrik yang telah dirancang. Pengujian dilakukan dengan tidak mengendarai sepeda secara langsung dikarenakan keterbatasan alat ukur yang ada tidak lengkap. Pengujian dilakukan dengan membalik sepeda sehingga beban pada motor BLDC merupakan beban roda. Data dari sepeda didapat sebagai berikut :

Tabel 5.13 Data spesifikasi sepeda

Parameter	Spesifikasi
Jari-jari motor	122,5 mm
Diameter Gear depan	82,76 mm
Diameter Gear belakang 1	115,86 mm
Diameter Gear belakang 2	157,24 mm
Diameter Gear belakang 3	198,62 mm
Jari-jari roda	290 mm
Massa roda	1 kg

Dalam pengujian diperlukan beberapa persamaan dibawah ini:

- Konversi kecepatan sudut (rpm) ke kecepatan linier (km/jam)

$$Y(m/s) = \omega(rad/s)r(m)$$

$$Y(km/jam) = Y(m/s) * 3.6$$

5.7.1. Pengujian energi sepeda motor BLDC

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui energi yang digunakan oleh pengendara pada saat bersepeda. Pengujian ini dilakukan dengan membandingkan energi yang diserap sepeda dengan motor BLDC terhadap kecepatan yang berbeda. Beban yang dipakai dalam pengujian ini adalah beban roda belakang. Alat yang digunakan

dalam pengujian ini berupa tachometer, inverter tiga fasa, dan RMS meter. Dari data pengujian maka didapat hasil sebagai berikut:

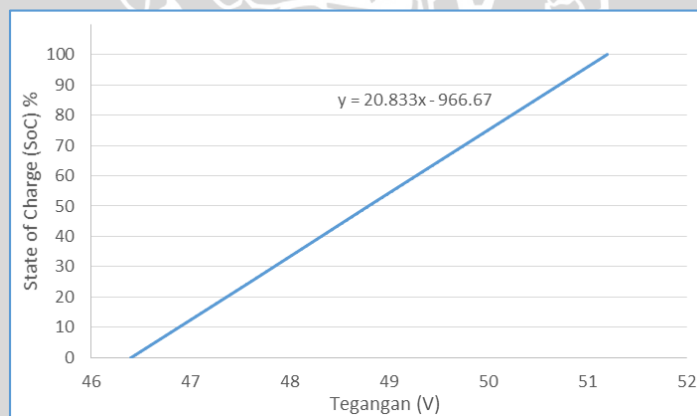
Tabel 5.14 Pengujian energi motor BLDC

Jarak (m)	Kecepatan (Km/Jam)	Daya diserap motor (W)	Energi dipakai (Wh)
1000	15	14,589	0,97
1000	25	24,845	0,99
1000	35	35,221	1,01

Data tersebut menunjukkan perbandingan energi yang diserap sepeda pada jarak 1000 m. Dari data diatas dapat diambil kesimpulan bahwa semakin besar kecepatan sepeda maka daya yang diserap semakin besar dan energi yang diperlukan semakin besar dengan jarak yang sama. Hal ini berarti untuk kecepatan yang semakin besar maka efisiensi baterai semakin kecil.

5.7.2 Pengujian kapasitas baterai

Pengujian ini bertujuan untuk mengetahui efisiensi baterai dan keseluruhan sisitem dari rancangan alat ini. Pengujian selanjutnya didapatkan hasil perbandingan antara metode otomatis dan PAS dengan membandingkan kapasitas SoC baterai pada tegangan 48V. Kapasitas SoC baterai sesuai pada Tabel 2.3 maka didapat linierisasi grafik dan persamaan sebagai berikut :



Gambar 5.22 Linierisasi tegangan dan SoC baterai.

Didapat persamaan SoC baterai :

$$\text{SoC} = 20,833 \times V - 966,67$$

Pengujian dengan metode PAS dilakukan dengan algoritma PAS dari mikrokonroler. Pengujian ini juga membandingkan tegangan pada tiap *gear ratio* yang dipilih. Sebelum diuji, kapasitas baterai di cek dan setelah diuji selama waktu 10 menit maka kapasitas

baterai di cek lagi. Persamaan untuk mengubah sensor pedal dan putaran referensi motor didapat dengan rumus:

$$Y_{ref}(\text{rad/s}) = \frac{Y(m/s)}{r_{roda}}$$

$$Y_{ref}(\text{rpm}) = \frac{Y_{ref}(\text{rad/s}) \times 60}{2\pi}$$

$$Y_{motor}(\text{rpm}) = Y_{ref}(\text{rpm}) - (Y_{pedal}(\text{rpm}) \times \text{ratiogear})$$

$$Y_{motor}(\text{rpm}) = 6,6129 \times D \times V_{input\ dc} + 4,8818$$

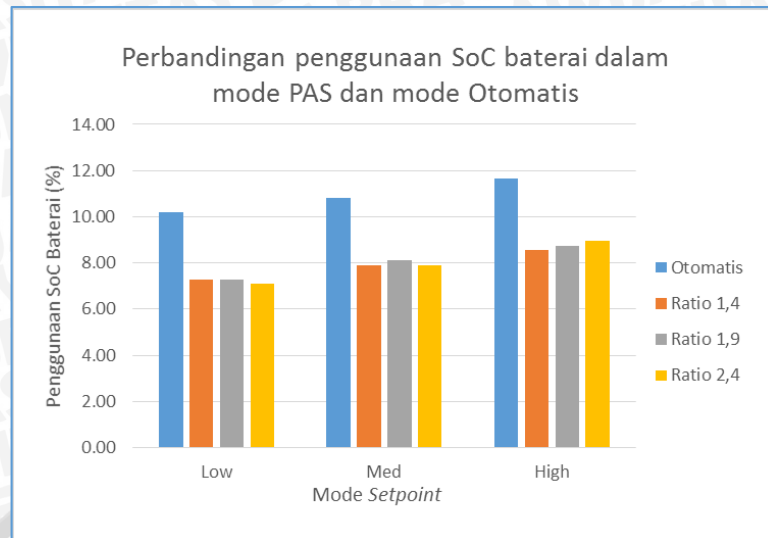
Persamaan tersebut digunakan untuk menentukan putaran referensi ke motor BLDC. Tabel 5.15 dan Tabel 5.16 menunjukkan hasil pengujian kapasitas baterai sebelum dan sesudah dipakai:

Tabel 5.15 Pengujian kapasitas baterai mode otomatis

Waktu (menit)	Kecepatan referensi (km/jam)	Tegangan Baterai sebelum dipakai (V)	SoC (%)	Tegangan Baterai setelah dipakai (V)	SoC (%)	Selisih SoC (%)
10	15	50,80	91,65	50,31	81,44	10,21
10	25	50,74	90,40	50,22	79,56	10,83
10	35	50,69	89,35	50,13	77,69	11,67

Tabel 5.16 Pengujian kapasitas baterai mode PAS

Ratio Gear	Setpoint	Waktu (menit)	Kecepatan referensi (km/jam)	Tegangan Baterai sebelum dipakai (V)	SoC (%)	Tegangan Baterai setelah dipakai (V)	SoC (%)	Selisih SoC (%)
1,4	Low	10	15	50,82	92,06	50,47	84,77	7,29
	Med	10	25	50,78	91,23	50,40	83,31	7,92
	High	10	35	50,78	91,23	50,37	82,69	8,54
1,9	Low	10	15	50,81	91,85	50,46	84,56	7,29
	Med	10	25	50,79	91,44	50,40	83,31	8,12
	High	10	35	50,79	91,44	50,37	82,69	8,75
2,4	Low	10	15	50,77	91,02	50,43	83,94	7,08
	Med	10	25	50,77	91,02	50,39	83,10	7,92
	High	10	35	50,76	90,81	50,33	81,85	8,96



Gambar 5.23 Perbandingan penggunaan SoC baterai VRLA.

Dari gambar 5.23 tersebut dilakukan analisis mengenai perbandingan dengan metode PAS dan otomatis. Dari gambar maka dapat disimpulkan bahwa efisiensi penggunaan baterai lebih tinggi dengan penggunaan metode PAS. Kenaikan efisiensi penggunaan baterai sepeda sebesar 2,71% sampai 3,12% dari kapasitas baterai dalam waktu 10 menit dan dengan variasi kecepatan yang berbeda-beda. Namun meningkatnya efisiensi sepeda bergantung pada putaran pedal yang dikayuh oleh pengguna sepeda. Semakin besar bantuan kayuhan pedal maka efisiensi penggunaan baterai sepeda semakin meningkat. Perbedaan dari rasio gear sepeda menentukan torsi beban yang dirasakan pengendara. Dengan rasio gear yang semakin besar maka torsi beban akan semakin besar juga, dan kecepatan kayuhan dari pengendara sepeda lebih kecil. Dari hasil percobaan dalam mode PAS akan mengalami putaran motor sedikit turun karena adanya sinkronisasi putaran antara kayuhan pedal dan putaran motor. Hal ini juga dipengaruhi oleh peletakan motor BLDC dibagian roda belakang sepeda.

BAB VI

KESIMPULAN DAN SARAN

6.1. Kesimpulan

Dari penelitian ini dapat disimpulkan bahwa:

1. Metode *Pedal Assisted System* (PAS) dilakukan dengan cara membaca sensor putaran pedal dan *setpoint* dari mikrokontroler. Selanjutnya mikrokontroler memberikan referensi putaran motor BLDC berupa perubahan *dutycycle* untuk inverter sehingga sepeda mampu digerakkan secara otomatis dengan motor BLDC dan kayuhan pedal. Sensor *rotary encoder* dengan modul *DI-Rotary Encoder* mampu membaca putaran pedal. Semakin besar frekuensi pulsa *rotary* maka putaran pedal semakin besar.
2. Inverter tiga fasa *six step* digunakan untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC. Inverter mampu memberikan tegangan keluaran secara variabel dengan merubah *dutycycle* dari pensaklaran tiap MOSFET. Semakin besar *dutycycle* maka semakin besar juga tegangan AC keluaran inverter. Frekuensi pensaklaran yang sesuai dalam penelitian ini sebesar 10 kHz.
3. Pengendalian kecepatan motor BLDC dilakukan dengan membaca enam kondisi masukan sensor efek medan. Dengan membaca Tabel komutasi maka mikrokontroler akan memberikan urutan picu MOSFET pada inverter tiga fasa. Inverter tiga fasa *six-step* dapat mengendalikan motor BLDC dengan tegangan. Semakin besar tegangan AC maka putaran motor BLDC akan semakin cepat. Penambahan beban pada motor BLDC mengakibatkan putaran motor semakin turun namun torsi motor BLDC semakin naik secara *linier*. Putaran maksimal motor BLDC 380 rpm, namun ketika dalam kondisi beban sepeda, putaran motor turun dalam *dutycycle* 100% sebesar 301 rpm.
4. Energi yang diserap motor BLDC semakin kecil jika kecepatan motor BLDC semakin besar dalam jarak yang sama. Dengan membandingkan mode PAS dan otomatis maka didapat hasil efisiensi penggunaan baterai yang lebih baik jika menggunakan metode PAS. Kenaikan efisiensi sepeda sebesar 2,71% sampai 3,12% dari kapasitas baterai dalam waktu 10 menit. Namun kenaikan efisiensi tetap bergantung pada seberapa besar kayuhan pedal dari pengendara sepeda.

6.2. Saran

Motor BLDC juga dapat dikontrol dengan metode inverter SPWM tiga fasa. Konstruksi motor BLDC harusnya bisa dilepas dari beban (roda) dengan mudah sehingga

parameter torsi beban motor bisa diukur. Dalam metode PAS perlu dilakukan penelitian lebih lanjut dengan kondisi motor BLDC yang dipasang pada roda depan.

Algoritma metode PAS dapat ditambah dengan sistem kontrol loop-tertutup pada kecepatan referensi motor BLDC. Pembacaan umpan balik putaran motor BLDC dideteksi dengan sensor efek medan.



DAFTAR PUSTAKA

- Abe Dharmawan. 2009. *Pengendalian motor BLDC dengan PWM SINUSOIDAL menggunakan ATMEGA16*. Depok. Universitas Indonesia.
- Alciatore, David G dan Hstand, Michael B. 2012. *Introduction to Mechatronics and Measurement Systems*. New York. McGraw-Hill.
- Alphonsa Roslin Paul. 2011. *Brushless DC Motor Control Using Digital PWM Techniques*. India: Rajiv Gandhi Institute of Technology.
- Atmel. 2009. *8-bit AVR with 128K Bytes In-System Programmable Flash ATMega128, ATMega128L*. San Jose: Atmel.
- Daniel W. Hayt. 2010. *Power Electronics*. India. Valparaiso University.
- Eka Maulana. 2014. *TEORI DASAR MOSFET*. Malang; Universitas Brawijaya. (lecture note)
- Eric Wahl . 2014. *Brushless DC Motors*. (lecture note)
- Fakultas Teknik. 2014. *Paduan Penulisan Skripsi*. Malang: Universitas Brawijaya
- G. Gatto, I. Marongiu, A. Perfetto. 2006. *Three-Phase Operation Of Brushless Dc Motor Drive Controlled By A Predictive Algorithm*. Italy: University Cagliari
- Jian Zhao, Yangwei Yu. 2011. *Brushless DC Motor Fundamentals Application Note*. MPS.
- José Carlos Gamazo, Ernesto Vázquez-Sánchez and Jaime Gómez-Gil. 2010. *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends*. Spanyol: University of Valladolid.
- Ki-Chan Kim. 2014. *Analysis on Core Loss of Brushless DC Motor Considering Pulse Width Modulation of Inverter*. Korea: Hanbat National University.
- Masataka Miyamasu, Kan Akatsu. 2011. *Efficiency Comparison between Brushless DC Motor and Brushless AC Motor Considering Driving Method and Machine Design*. Japan: Shibaura Institute of Technology Malang: U
- Mohamad Nasrul Abdul Satar. 2011. *Application of Proteus VSM in Modelling Brushless DC Motor Drives*. Malaysia: Universiti Teknologi MARA
- P.C. Sen. 1996. *Principles of electric machines and power electronic*. Kanada: Queen's University.
- Roy Chaoming Hsu. 2012. *A Reinforcement-Learning-Based Assisted Power*. Taiwan: National Chiayi University

- Shiyoung Lee, Ph.D. *A comparison study of the commutation methods for The three-phase permanent magnet brushless dc motor*. Amerika Serikat: Pennsylvania State University.
- Slamet Basori. 2014. *Implementasi Odometry pada Robot Otomatis Kontes Robot ABU Indonesia*. Malang: Universitas Brawijaya.
- Balman Battery. *State of Charge 12 volt Standard Batteries*. Rozelle: Balman Battery Discount store.
- T. Kenjo, S. Nagamori. 1985. *Permanent-Magnet and Brushless DC Motors*. United States: Oxford University Press.
- Ward Brown. 2002. *Brushless DC Motor Control Made Easy*. Arizona. Microchip Technology inc.
- Wilson Allan Thomas Eberle. 2008. *Mosfet Current Source Gate Drivers, Switching Loss Modeling And Frequency Dithering Control For Mhz Switching Frequency Dc-Dc Converters*. Kanada: Queen's University





LAMPIRAN

LAMPIRAN 1

Listing program

```

#include <mega128.h>
#include <delay.h>
#include <stdio.h>
#include <alcd.h>

#define S1 PORTC.0
#define S2 PORTC.5
#define S3 PORTC.2
#define S4 PORTC.1
#define S5 PORTC.4
#define S6 PORTC.3

#define G1 1.4
#define G2 1.9
#define G3 2.4

#define L1 PORTB.0
#define L2 PORTB.4
#define L3 PORTB.5
#define L4 PORTB.6
#define L5 PORTB.7

#define LCD_L PORTA.6

#define ADC_VREF_TYPE 0x60

#define CLOCK_TIM1 250000

float D;
unsigned int clr,cnt, step, F, OCR, tand, Rpm;
int Pot;
unsigned char adc_data;
char lcd[16];

typedef struct{
char Capture;
unsigned int
    Sampling,
    ReadValue1,
    ReadValue2,
    Rpm,
    temp,
    speed;
float
    Freq;
}Encoder;

Encoder Motor;
Encoder Pedal;

typedef struct{
int

```

```

    Vset,
    Vmot,
    Vped;
}Rumus;
Rumus PAS;

int a;

interrupt [EXT_INT0] void ext_int0_isr(void){
    if(Pedal.Capture == 0){
        Pedal.ReadValue1 = TCNT1;
        Pedal.Capture = 1;
    }
    else if(Pedal.Capture == 1){
        Pedal.ReadValue2 = TCNT1;
        if (Pedal.ReadValue2 >= Pedal.ReadValue1) Pedal.Sampling =
(Pedal.ReadValue2 - Pedal.ReadValue1);
        else if (Pedal.ReadValue2 <
Pedal.ReadValue1) Pedal.Sampling = ((65536 - Pedal.ReadValue1) +
Pedal.ReadValue2);
        Pedal.Capture = 0;
        Pedal.Freq = CLOCK_TIM1/Pedal.Sampling;
        Pedal.Rpm= ((int)Pedal.Freq*60)/36;
    }
    Pedal.temp++;
    a++;
}

interrupt [TIM1_OVF] void timer1_ovf_isr(void)
{
    Pedal.speed = Pedal.temp;
    Pedal.temp = 0;
}

interrupt [TIM3_CAPT] void timer3_capt_isr(void)
{
    switch((PINE&0x1C)>>2){
    case 0b100: S1=1; S2=0; S3=0; S4=0; S5=0; S6=1; tand=1; break;
    case 0b110: S1=1; S2=1; S3=0; S4=0; S5=0; S6=0; tand=2; break;
    case 0b010: S1=0; S2=1; S3=1; S4=0; S5=0; S6=0; tand=3; break;
    case 0b011: S1=0; S2=0; S3=1; S4=1; S5=0; S6=0; tand=4; break;
    case 0b001: S1=0; S2=0; S3=0; S4=1; S5=1; S6=0; tand=5; break;
    case 0b101: S1=0; S2=0; S3=0; S4=0; S5=1; S6=1; tand=6; break;
    }

    LCD_L=1;
}

interrupt [TIM3_COMPA] void timer3_compa_isr(void)
{
    LCD_L=0;

    switch(tand){
        case 1: S1=0; S4=1; S5=0; S2=1; break;
        case 2: S1=0; S4=1; break;

```

```

case 3: S1=0; S4=1; S3=0; S6=1; break;
case 4: S3=0; S6=1; break;
case 5: S3=0; S6=1; S5=0; S2=1; break;
case 6: S5=0; S2=1; break;

```

```

}
}
interrupt [ADC_INT] void adc_isr(void)
{
    adc_data=ADCH;
}

```

```

void main(void)
{
    DDRA=0x40;

```

```

    DDRC=0x3F;
    DDRB=0xF1;

```

```

    DDRE=0xE0;
    DDRG=0x18;

```

```

    TCCR1B=0x03; //Clock = 250 kHz

```

```

    TCCR3A=0x02;
    TCCR3B=0x19; //16MHz

```

```

#define ICR 1600

```

```

    ICR3H=(ICR&0xFF00)>>8;
    ICR3L=ICR&0xFF;

```

```

    TIMSK=0x04;
    ETIMSK=0x30; //with OCR
    //ETIMSK=0x20; //without OCR

```

```

    ADMUX=ADC_VREF_TYPE;
    ADCSRA=0xEF;

```

```

    EICRA=0x02;
    EICRB=0x00;
    EIMSK=0x01;
    EIFR=0x01;

```

```

    UCSR0B=0x08;
    UCSR0C=0x06;
    UBRR0H=0x00;
    UBRR0L=0x67;

```

```

    lcd_init(16);

```

```

    #asm("sei")
    while (1){

```

```

        if(Pedal.speed==0) Pedal.Rpm=0;
        PAS.Vset=Pot*1.568;

```



```

PAS.Vmot = PAS.Vset - (Pedal.Rpm*(float)G2);
if(PAS.Vmot<0) PAS.Vmot=0;
D = ((float)PAS.Vmot + 4.2)/3.4923;
D = D/100;

Rpm=D*100*3.4923-4.2;

lcd_gotoxy(0,0);
sprintf(lcd," IRHAM TANTOWI");
lcd_puts(lcd);
lcd_gotoxy(0,1);
sprintf(lcd,"D=%3d - RPM=%3d", (int) (D*100),Rpm);
lcd_puts(lcd);

if(++clr==1000){lcd_clear();clr=0;}

OCR = (unsigned int)(D*ICR);
OCR3AH=(OCR&0xFF00)>>8;
OCR3AL=OCR&0xFF;

if(OCR>1550)ETIMSK=0x20;
else if(OCR<30){
    ETIMSK=0x00;
    S1=0;S2=0;S3=0;S4=0;S5=0;S6=0;
}
else ETIMSK=0x30;

if(((PINE&0x1C)>>2)&0x01)==0x01)PORTE.5=1; else PORTE.5=0;
if(((PINE&0x1C)>>2)&0x02)==0x02)PORTE.6=1; else PORTE.6=0;
if(((PINE&0x1C)>>2)&0x04)==0x04)PORTE.7=1; else PORTE.7=0;
}
}

```

LAMPIRAN 2

Gambar Alat



Gambar L2.1: Keseluruhan sistem sepeda



Gambar L2.2: (a) Variabel potensiometer (b) Baterai VRLA 4 buah



Gambar L2.3: Rotary encoder pada pedal



Gambar L2.4: Motor BLDC terpasang pada roda belakang



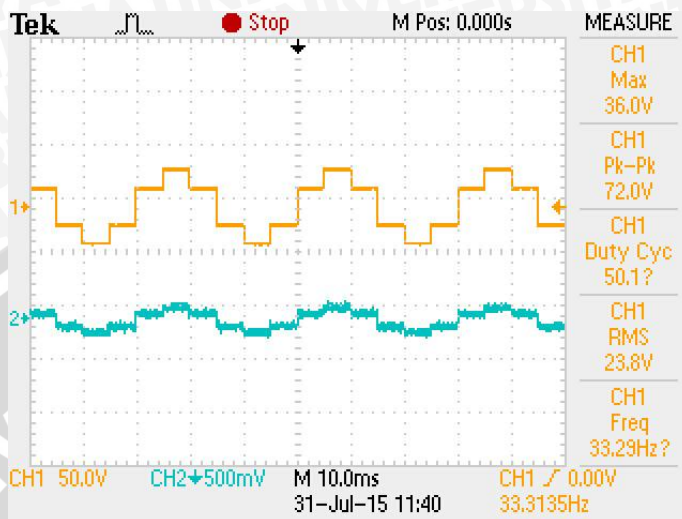
Gambar L2.5: Stator dan Rotor motor BLDC



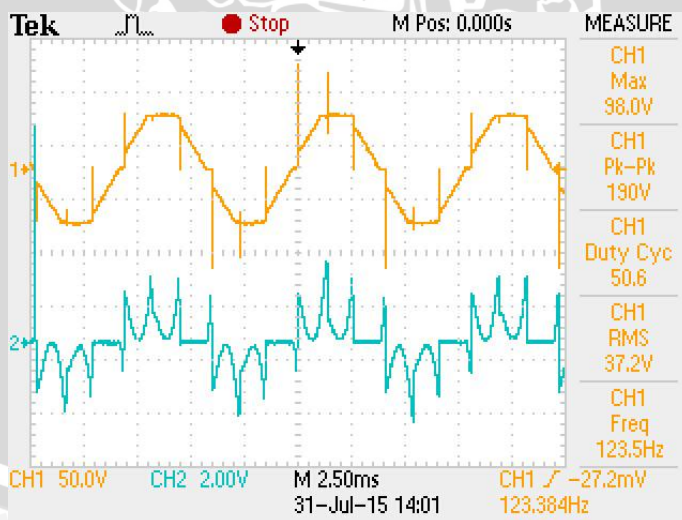
Gambar L2.6: , Inverter tiga fasa, Mikrokontroler dan LCD

LAMPIRAN 3

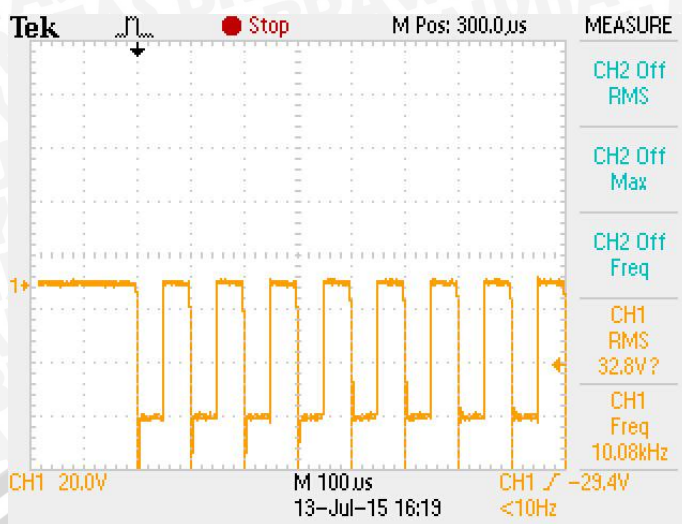
Gambar gelombang inverter



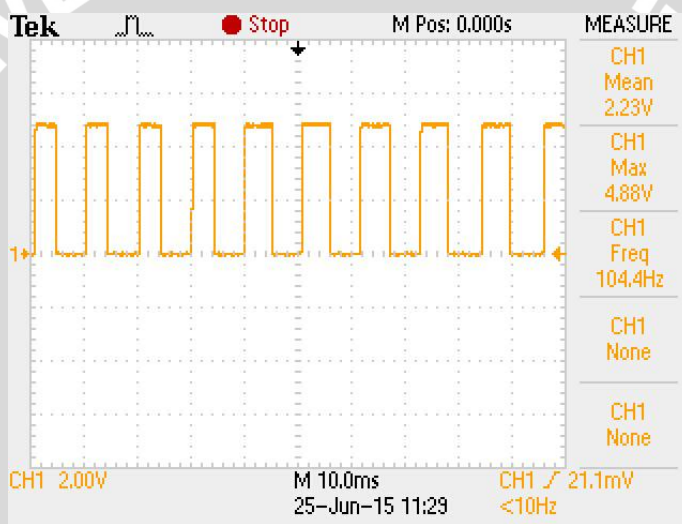
Gambar L3.1: Gelombang (a)tegangan dan (b)arus inverter tiga fasa *six step* pada beban resistif 555 Ω , D = 100%



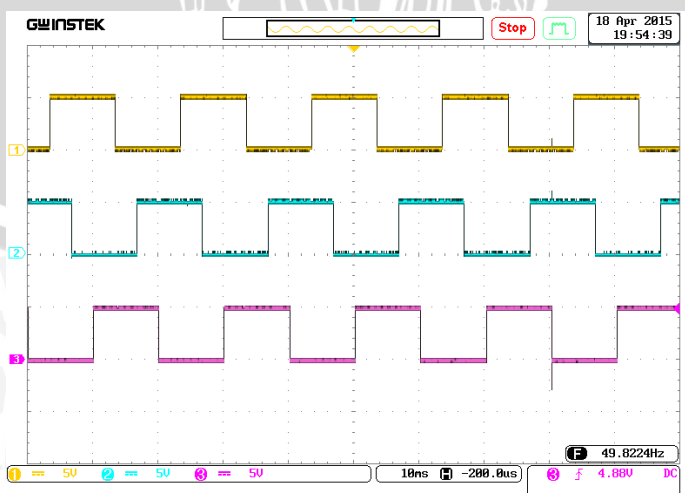
Gambar L3.2: Gelombang (a)tegangan dan (b)arus inverter tiga fasa *six step* pada beban motor BLDC, D = 100%



Gambar L3.3: Gelombang PWM inverter tiga fasa pada $f = 10\text{kHz}$ dan $D = 50\%$



Gambar L3.3: Gelombang pulsa pwm dari mikrokontroler pada $f = 10\text{kHz}$ dan $D = 50\%$

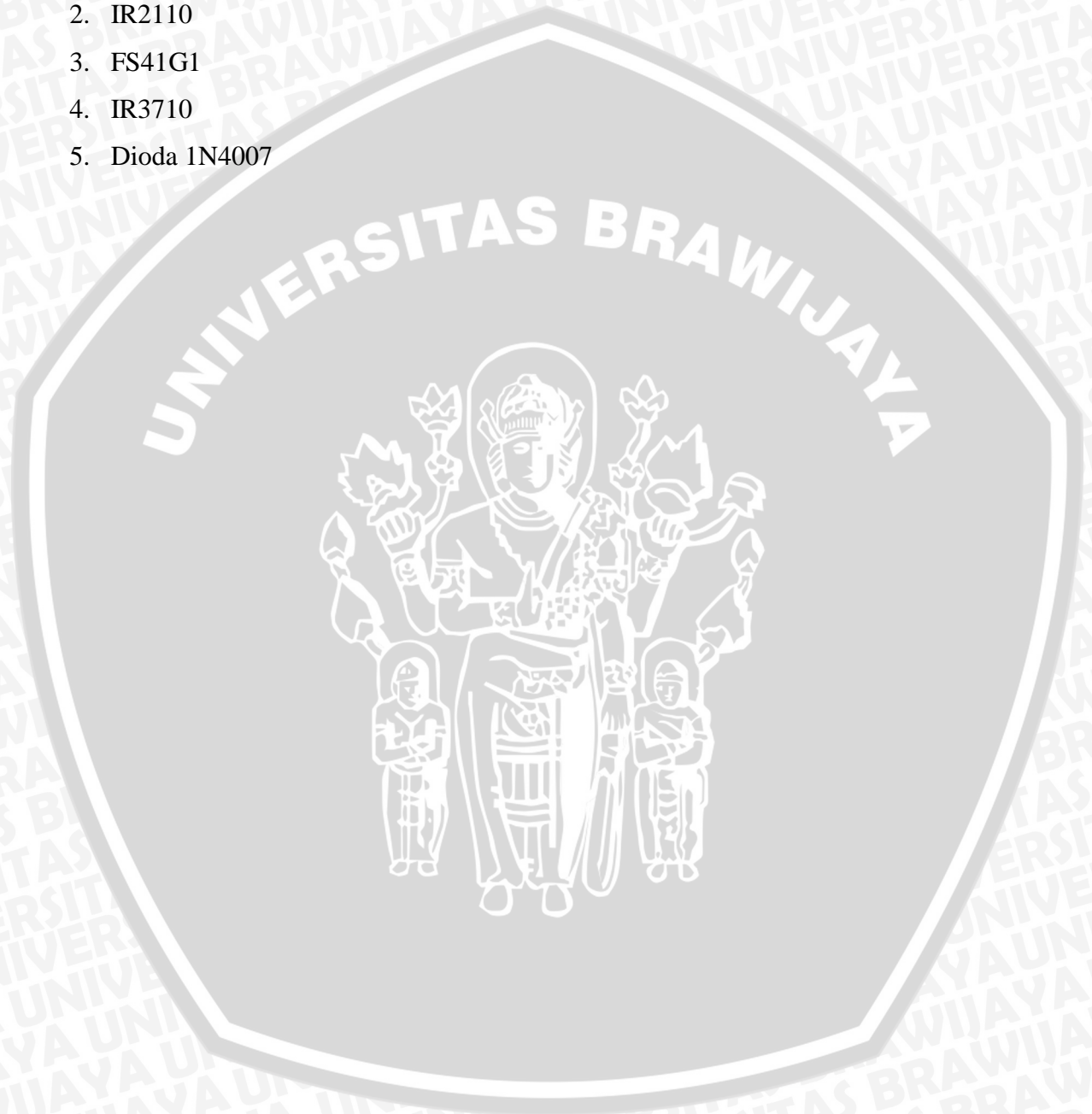


Gambar L3.4: Gelombang pulsa sensor medan pada $f = 50\text{Hz}$

LAMPIRAN 4

Datasheet komponen inverter tiga fasa untuk sepeda listrik

1. Mikrokontroler Atmega128
2. IR2110
3. FS41G1
4. IR3710
5. Dioda 1N4007



Features

- High-performance, Low-power Atmel®AVR®8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 133 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers + Peripheral Control Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16MIPS Throughput at 16MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory segments
 - 128Kbytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 4Kbytes EEPROM
 - 4Kbytes Internal SRAM
 - Write/Erase cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Up to 64Kbytes Optional External Memory Space
 - Programming Lock for Software Security
 - SPI Interface for In-System Programming
- QTouch® library support
 - Capacitive touch buttons, sliders and wheels
 - QTouch and QMatrix acquisition
 - Up to 64 sense channels
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - Two Expanded 16-bit Timer/Counters with Separate Prescaler, Compare Mode and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Two 8-bit PWM Channels
 - 6 PWM Channels with Programmable Resolution from 2 to 16 Bits
 - Output Compare Modulator
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Dual Programmable Serial USARTs
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
 - Software Selectable Clock Frequency
 - ATmega103 Compatibility Mode Selected by a Fuse
 - Global Pull-up Disable
- I/O and Packages
 - 53 Programmable I/O Lines
 - 64-lead TQFP and 64-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V ATmega128L
 - 4.5 - 5.5V ATmega128
- Speed Grades
 - 0 - 8MHz ATmega128L
 - 0 - 16MHz ATmega128



8-bit Atmel Microcontroller with 128KBytes In-System Programmable Flash

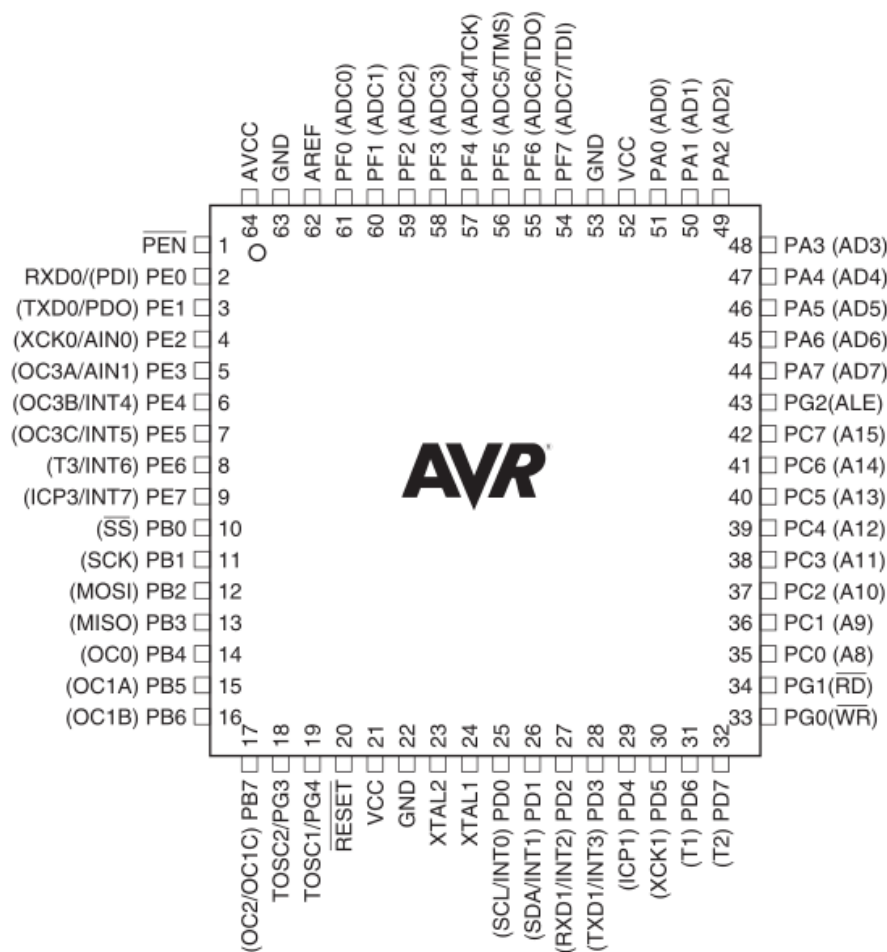
ATmega128
ATmega128L

Rev. 2467X-AVR-06/11



Pin Configurations

Figure 1. Pinout ATmega128



Note: The Pinout figure applies to both TQFP and MLF packages. The bottom pad under the QFN/MLF package should be soldered to ground.

Overview

The Atmel® AVR® ATmega128 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega128 achieves throughputs approaching 1MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.



ATmega128

Table 48. Interrupt Sense Control⁽¹⁾

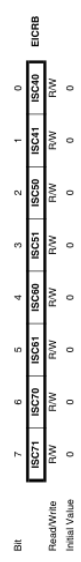
ISCn1	ISCn0	Description
0	0	The low level of INTn generates an interrupt request.
0	1	Reserved
1	0	The falling edge of INTn generates asynchronously an interrupt request.
1	1	The rising edge of INTn generates asynchronously an interrupt request.

Note: 1. n = 3, 2, 1 or 0.
When changing the ISCn1/ISCn0 bits, the interrupt must be disabled by clearing its interrupt Enable bit in the EIMSK Register. Otherwise an interrupt can occur when the bits are changed.

Table 49. Asynchronous External Interrupt Characteristics

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
t _{INT}	Minimum pulse width for asynchronous external interrupt			50		ns

External Interrupt Control Register B – EICRB



• **Bits 7..0 – ISC71, ISC70 – ISC41, ISC40: External Interrupt 7 - 4 Sense Control Bits**
The External Interrupts 7 - 4 are activated by the external pins INT7:4 if the SREG I-flag and the corresponding interrupt mask in the EIMSK is set. The level and edges on the external pins that activate the interrupts are defined in Table 50. The value on the INT7:4 pins are sampled before detecting edges. If edge or toggle interrupt is selected, pulses that last longer than one clock period will generate an interrupt. Shorter pulses are not guaranteed to generate an interrupt. Observe that CPU clock frequency can be lower than the XTAL frequency if the XTAL divider is enabled. If low level interrupt is selected, the low level must be held until the completion of the currently executing instruction to generate an interrupt. If enabled, a level triggered interrupt will generate an interrupt request as long as the pin is held low.

Table 50. Interrupt Sense Control⁽¹⁾

ISCn1	ISCn0	Description
0	0	The low level of INTn generates an interrupt request.
0	1	Any logical change on INTn generates an interrupt request
1	0	The falling edge between two samples of INTn generates an interrupt request.
1	1	The rising edge between two samples of INTn generates an interrupt request.

Note: 1. n = 7, 6, 5 or 4.
When changing the ISCn1/ISCn0 bits, the interrupt must be disabled by clearing its interrupt Enable bit in the EIMSK Register. Otherwise an interrupt can occur when the bits are changed.

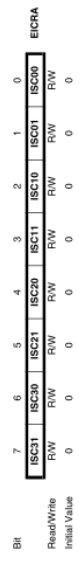


External Interrupts

The External Interrupts are triggered by the INT7:0 pins. Observe that, if enabled, the interrupts will trigger even if the INT7:0 pins are configured as outputs. This feature provides a way of generating a software interrupt. The External Interrupts can be triggered by a falling or rising edge or a low level. This is set up as indicated in the specification for the External Interrupt Control Registers – EICRA (INT3:0) and EICRB (INT7:4). When the external interrupt is enabled and is configured as level triggered, the interrupt will trigger as long as the pin is held low. Note that recognition of falling or rising edge interrupts on INT7:4 requires the presence of an I/O clock, described in "Clock Systems and their Distribution" on page 35. Low level interrupts and the edge interrupt on INT3:0 are detected asynchronously. This implies that these interrupts can be used for waking the part also from sleep modes other than idle mode. The I/O clock is halted in all sleep modes except Idle mode.

Note that if a level triggered interrupt is used for wake-up from Power-down mode, the changed level must be held for some time to wake up the MCU. This makes the MCU less sensitive to noise. The changed level is sampled twice by the Watchdog Oscillator clock. The period of the Watchdog Oscillator is 1µs (nominal) at 5.0V and 25°C. The frequency of the Watchdog Oscillator is voltage dependent as shown in the "Electrical Characteristics" on page 318. The MCU will wake up if the input has the required level during the sampling or if it is held until the end of the start-up time. The start-up time is defined by the SUT fuses as described in "Clock Systems and their Distribution" on page 35. If the level is sampled twice by the Watchdog Oscillator clock but disappears before the end of the start-up time, the MCU will still wake up, but no interrupt will be generated. The required level must be held long enough for the MCU to complete the wake up to trigger the level interrupt.

External Interrupt Control Register A – EICRA



This Register can not be reached in Atmel® AVR™ ATmega103 compatibility mode, but the initial value defines INT3:0 as low level interrupts, as in ATmega103.

• **Bits 7..0 – ISC31, ISC30 – ISC00: External Interrupt 3 - 0 Sense Control Bits**

The External Interrupts 3 - 0 are activated by the external pins INT3:0 if the SREG I-flag and the corresponding interrupt mask in the EIMSK is set. The level and edges on the external pins that activate the interrupts are defined in Table 48. Edges on INT3..INT0 are registered asynchronously. Pulses on INT3:0 pins wider than the minimum pulse width given in Table 49 will generate an interrupt. Shorter pulses are not guaranteed to generate an interrupt. If low level interrupt is selected, the low level must be held until the completion of the currently executing instruction to generate an interrupt. If enabled, a level triggered interrupt will generate an interrupt request as long as the pin is held low. When changing the ISCn bit, an interrupt can occur. Therefore, it is recommended to first disable INTn by clearing its interrupt Enable bit in the EIMSK Register. Then, the ISCn bit can be changed. Finally, the INTn interrupt flag should be cleared by writing a logical one to its interrupt flag bit (INTnF) in the EIFR Register before the interrupt is re-enabled.



ATmega128

16-bit Timer/Counter (Timer/Counter 1 and Timer/Counter 3)

The 16-bit Timer/Counter unit allows accurate program execution timing (event management), wave generation, and signal timing measurement. The main features are:

- True 16-bit Design (i.e., Allows 16-bit PWM)
- Three Independent Output Compare Units
- Double Buffered Output Compare Registers
- One Input Capture Unit
- Input Capture Noise Canceler
- Clear Timer on Compare Match (Auto Reload)
- Glitch-free, Phase Correct Pulse Width Modulator (PWM)
- Variable PWM Period
- Frequency Generator
- External Event Counter
- Ten Independent Interrupt Sources (TOV1, OCF1A, OCF1B, OCF1C, ICF1, TOV3, OCF3A, OCF3B, OCF3C, and ICF3)

Restrictions in ATmega103 Compatibility Mode

Note that in Atmel® AVR® ATmega103 compatibility mode, only one 16-bit Timer/Counter is available (Timer/Counter1). Also note that in ATmega103 compatibility mode, the Timer/Counter1 has two Compare Registers (Compare A and Compare B) only.

Overview

Most register and bit references in this section are written in general form. A lower case "n" replaces the Timer/Counter number, and a lower case "x" replaces the Output Compare unit channel. However, when using the register or bit defines in a program, the precise form must be used i.e., TCNT1 for accessing Timer/Counter1 counter value and so on.

A simplified block diagram of the 16-bit Timer/Counter is shown in Figure 46. For the actual placement of I/O pins, refer to "Pin Configurations" on page 2. CPU accessible I/O Registers, including I/O bits and I/O pins, are shown in bold. The device-specific I/O Register and bit locations are listed in the "16-bit Timer/Counter Register Description" on page 132.

ATmega128

External Interrupt Mask Register – EIMSK

Bit	INT7	INT6	INT5	INT4	INT3	INT2	INT1	INT0	EIMSK
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- Bits 7..0 – INT7 – INT0: External Interrupt Request 7 - 0 Enable

When an INT7 – INT0 bit is written to one and the I-bit in the Status Register (SREG) is set (one), the corresponding external pin interrupt is enabled. The Interrupt Sense Control bits in the External Interrupt Control Registers – EICRA and EICRB – defines whether the external interrupt is activated on rising or falling edge or level sensed. Activity on any of these pins will trigger an interrupt request even if the pin is enabled as an output. This provides a way of generating a software interrupt.

External Interrupt Flag Register – EIFR

Bit	INTF7	INTF6	INTF5	INTF4	INTF3	INTF2	INTF1	INTF0	EIFR
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

- Bits 7..0 – INTF7 – INTF0: External Interrupt Flags 7 - 0

When an edge or logic change on the INT7:0 pin triggers an interrupt request, INTF7:0 becomes set (one). If the I-bit in SREG and the corresponding interrupt enable bit, INT7:0 in EIMSK, are set (one), the MCU will jump to the interrupt vector. The flag is cleared when the interrupt routine is executed. Alternatively, the flag can be cleared by writing a logical one to it. These flags are always cleared when INT7:0 are configured as level interrupt. Note that when entering sleep mode with the INT3:0 interrupts disabled, the input buffers on these pins will be disabled. This may cause a logic change in internal signals which will set the INTF3:0 flags. See "Digital Input Enable and Sleep Modes" on page 69 for more information.

ATmega128

Timer/Counter1 Control Register B – TCCR1B

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ICNC1	ICES1	WGM13	WGM12	CS12	CS11	CS10	TCCR1B	
Read/Write	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Timer/Counter3 Control Register B – TCCR3B

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
ICNC3	ICES3	WGM33	WGM32	CS32	CS31	CS30	TCCR3B	
Read/Write	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

- **Bit 7 – ICNCn: Input Capture Noise Canceler**

Setting this bit (to one) activates the Input Capture Noise Canceler. When the Noise Canceler is activated, the input from the Input Capture Pin (ICPn) is filtered. The filter function requires four successive equal valued samples of the ICPn pin for changing its output. The Input Capture is therefore delayed by four Oscillator cycles when the noise canceler is enabled.

- **Bit 6 – ICESn: Input Capture Edge Select**

This bit selects which edge on the Input Capture Pin (ICPn) that is used to trigger a capture event. When the ICESn bit is written to zero, a falling (negative) edge is used as trigger, and when the ICESn bit is written to one, a rising (positive) edge will trigger the capture. When a capture is triggered according to the ICESn setting, the counter value is copied into the Input Capture Register (ICRn). The event will also set the Input Capture Flag (ICF_n), and this can be used to cause an Input Capture Interrupt, if this interrupt is enabled.

When the ICRn is used as TOP value (see description of the WGMn3:0 bits located in the TCCRnA and the TCCRnB Register), the ICPn is disconnected and consequently the Input Capture function is disabled.

- **Bit 5 – Reserved Bit**

This bit is reserved for future use. For ensuring compatibility with future devices, this bit must be written to zero when TCCRnB is written.

- **Bit 4:3 – WGMn3:2: Waveform Generation Mode**

See TCCRnA Register description.

- **Bit 2:0 – CSn2:0: Clock Select**

The three clock select bits select the clock source to be used by the Timer/Counter, see [Figure 55](#) and [Figure 56](#).



ATmega128

16-bit Timer/Counter Register Description

Timer/Counter1 Control Register A – TCCR1A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
COM1A1	COM1A0	COM1B1	COM1B0	COM1C1	COM1C0	WGM1B	WGM1A	TCCR1A
Read/Write	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

Timer/Counter3 Control Register A – TCCR3A

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0
COM3A1	COM3A0	COM3B1	COM3B0	COM3C1	COM3C0	WGM3B	WGM3A	TCCR3A
Read/Write	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0

- **Bit 7:6 – COMnA1:0: Compare Output Mode for Channel A**
- **Bit 5:4 – COMnB1:0: Compare Output Mode for Channel B**
- **Bit 3:2 – COMnC1:0: Compare Output Mode for Channel C**

The COMnA1:0, COMnB1:0, and COMnC1:0 control the output compare pins (OCnA, OCnB, and OCnC respectively) behavior. If one or both of the COMnA1:0 bits are written to one, the OCnA output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COMnB1:0 bits are written to one, the OCnB output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. If one or both of the COMnC1:0 bits are written to one, the OCnC output overrides the normal port functionality of the I/O pin it is connected to. However, note that the *Data Direction Register (DDR)* bit corresponding to the OCnA, OCnB or OCnC pin must be set in order to enable the output driver.

When the OCnA, OCnB or OCnC is connected to the pin, the function of the COMnx1:0 bits is dependent of the WGMn3:0 bits setting. [Table 58](#) shows the COMnx1:0 bit functionality when the WGMn3:0 bits are set to a normal or a CTC mode (non-PWM).

Table 58. Compare Output Mode, non-PWM

COMnA1/COMnB1/COMnC1	COMnA0/COMnB0/COMnC0	Description
0	0	Normal port operation, OCnA/OCnB/OCnC disconnected.
0	1	Toggle OCnA/OCnB/OCnC on compare match.
1	0	Clear OCnA/OCnB/OCnC on compare match (set output to low level).
1	1	Set OCnA/OCnB/OCnC on compare match (set output to high level).



ATmega128

Interrupts

This section describes the specifics of the interrupt handling as performed in Atmel® AVR® ATmega128. For a general explanation of the AVR interrupt handling, refer to "Reset and Interrupt Handling" on page 14.

Interrupt Vectors in ATmega128

Table 23. Reset and Interrupt Vectors

Vector No.	Program Address ⁽¹⁾	Source	Interrupt Definition
1	\$0000 ⁽¹⁾	RESET	External Pin, Power-on Reset, Brown-out Reset, Watchdog Reset, and JTAG AVR Reset
2	\$0002	INT0	External Interrupt Request 0
3	\$0004	INT1	External Interrupt Request 1
4	\$0006	INT2	External Interrupt Request 2
5	\$0008	INT3	External Interrupt Request 3
6	\$000A	INT4	External Interrupt Request 4
7	\$000C	INT5	External Interrupt Request 5
8	\$000E	INT6	External Interrupt Request 6
9	\$0010	INT7	External Interrupt Request 7
10	\$0012	TIMER2 COMP	Timer/Counter2 Compare Match
11	\$0014	TIMER2 OVFL	Timer/Counter2 Overflow
12	\$0016	TIMER1 CAPT	Timer/Counter1 Capture Event
13	\$0018	TIMER1 COMPA	Timer/Counter1 Compare Match A
14	\$001A	TIMER1 COMPB	Timer/Counter1 Compare Match B
15	\$001C	TIMER1 OVFL	Timer/Counter1 Overflow
16	\$001E	TIMER0 COMP	Timer/Counter0 Compare Match
17	\$0020	TIMER0 OVFL	Timer/Counter0 Overflow
18	\$0022	SPI, STC	SPI Serial Transfer Complete
19	\$0024	USART0, RX	USART0, Rx Complete
20	\$0026	USART0, UDRE	USART0 Data Register Empty
21	\$0028	USART0, TX	USART0, Tx Complete
22	\$002A	ADC	ADC Conversion Complete
23	\$002C	EE READY	EEPROM Ready
24	\$002E	ANALOG COMP	Analog Comparator
25	\$0030 ⁽³⁾	TIMER1 COMPC	Timer/Counter1 Compare Match C
26	\$0032 ⁽³⁾	TIMER3 CAPT	Timer/Counter3 Capture Event
27	\$0034 ⁽³⁾	TIMER3 COMPA	Timer/Counter3 Compare Match A
28	\$0036 ⁽³⁾	TIMER3 COMPB	Timer/Counter3 Compare Match B
29	\$0038 ⁽³⁾	TIMER3 COMPC	Timer/Counter3 Compare Match C
30	\$003A ⁽³⁾	TIMER3 OVFL	Timer/Counter3 Overflow



ATmega128

Analog to Digital Converter

Features

- 10-bit Resolution
- 0.5LSB Integral Non-linearity
- ±2LSB Absolute Accuracy
- 13 - 260µs Conversion Time
- Up to 76.9kSPS (Up to 15 kSPS at Maximum Resolution)
- 8 Multiplexed Single Ended Input Channels
- 2 Differential Input Channels
- 7 Differential Input Channels with Optional Gain of 10x and 200x
- Optional Left Adjustment for ADC Result Readout
- 0 - VCC ADC Input Voltage Range
- Selectable 2.56V ADC Reference Voltage
- Free Running or Single Conversion Mode
- Interrupt on ADC Conversion Complete
- Sleep Mode Noise Canceler

The Atmel® AVR® ATmega128 features a 10-bit successive approximation ADC. The ADC is connected to an 8-channel Analog Multiplexer which allows 8 single-ended voltage inputs constructed from the pins of Port F. The single-ended voltage inputs refer to 0V (GND).

The device also supports 16 differential voltage input combinations. Two of the differential inputs (ADC1, ADC0 and ADC3, ADC2) are equipped with a programmable gain stage, providing amplification steps of 0 dB (1x), 20dB (10x), or 46dB (200x) on the differential input voltage before the A/D conversion. Seven differential analog input channels share a common negative terminal (ADC1), while any other ADC input can be selected as the positive input terminal. If 1x or 10x gain is used, 8-bit resolution can be expected. If 200x gain is used, 7-bit resolution can be expected.

The ADC contains a Sample and Hold circuit which ensures that the input voltage to the ADC is held at a constant level during conversion. A block diagram of the ADC is shown in Figure 108.

The ADC has a separate analog supply voltage pin, AVCC. AVCC must not differ more than ±0.3V from V_{CC}. See the paragraph "ADC Noise Canceler" on page 236 on how to connect this pin.

Internal reference voltages of nominally 2.56V or AVCC are provided On-chip. The voltage reference may be externally decoupled at the AREF pin by a capacitor for better noise performance.



HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

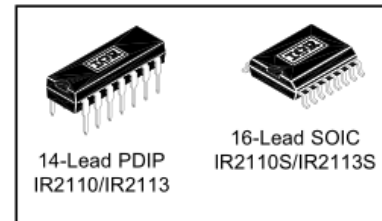
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

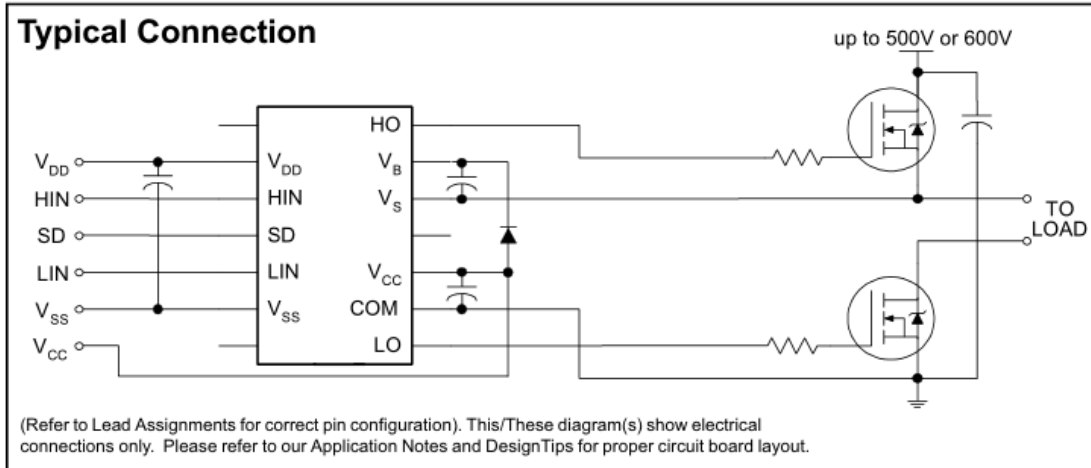
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



International
IR Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{DD}) = 15V, C_i = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125	ns	V _S = 500V/600V
t _{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140	ns	V _S = 500V/600V
t _r	Turn-on rise time	10	—	25	35	ns	
t _f	Turn-off fall time	11	—	17	25	ns	
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—	10 20	

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{IH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	—	
V _{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0	—	
V _{OH}	High level output voltage, V _{BIAS} = V _O	14	—	—	1.2	V	I _O = 0A
V _{OL}	Low level output voltage, V _O	15	—	—	0.1	—	I _O = 0A
I _{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	—	V _B = V _S = 500V/600V
I _{QS}	Quiescent V _S supply current	17	—	125	230	—	V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QC}	Quiescent V _{CC} supply current	18	—	180	340	—	V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QDD}	Quiescent V _{DD} supply current	19	—	15	30	—	V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	—	4.0	—	V _{IN} = V _{DD}
I _{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	—	V _{IN} = 0V
V _{BSUV+}	V _S supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	—	
V _{BSUV-}	V _S supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4	—	
V _{CCUV+}	V _{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6	—	V
V _{CCUV-}	V _{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4	—	
I _{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	—	V _O = 0V, V _{IN} = V _{DD} PW ≤ 10 μs
I _{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—	A	V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW ≤ 10 μs

www.irf.com

3

International
IR Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply voltage (IR2110) (IR2113)	-0.3	525	—
V _S	High side floating supply offset voltage	-0.3	625	—
V _{HO}	High side floating output voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	—
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	V _S - 0.3	V _S + 0.3	V
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	25	—
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	—
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-0.3	V _{SS} + 25	—
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3	—
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3	V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 lead DIP) (16 lead SOIC)	—	1.6	W
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP) (16 lead SOIC)	—	75	°C/W
T _J	Junction temperature	—	150	—
T _S	Storage temperature	-55	150	°C
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	—

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	—
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110) (IR2113)	Note 1	500	—
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	—
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	V
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	—
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	—
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	—
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	—
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_B. (Please refer to the Design Tip DT197-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

www.irf.com

2





International
IR2R Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR2R Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

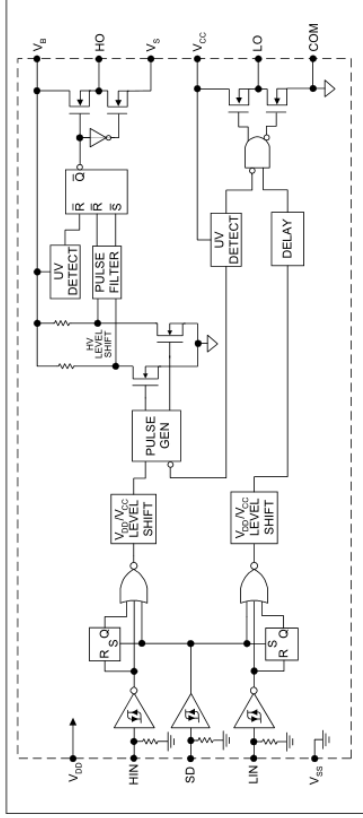
Lead Assignments

 <p>14 Lead PDIP IR2110/IR2113</p>	 <p>16 Lead SOIC (Wide Body) IR2110S/IR2113S</p>
 <p>14 Lead PDIP w/o lead 4 IR2110-1/IR2113-1</p>	 <p>14 Lead PDIP w/o leads 4 & 5 IR2110-2/IR2113-2</p>
Part Number	

www.irf.com

5

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VFB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VFS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

www.irf.com

4

If an isolated supply is connected between V_B and V_S , the high-side channel will switch the output (HO) between the positive of this supply and its ground in accordance with the input command.

One significant feature of MOS-gated transistors is their capacitive input characteristic (i.e., the fact that they are turned on by supplying a charge to the gate rather than a continuous current). If the high-side channel is driving one such device, the isolated supply can be replaced by a bootstrap capacitor (C_{BOOT}), as shown in Figure 2.

The gate charge for the high-side MOSFET is provided by the bootstrap capacitor which is charged by the 15 V supply through the bootstrap diode during the time when the device is off (assuming that V_S swings to ground during that time, as it does in most applications). Since the capacitor is charged from a low voltage source the power consumed to drive the gate is small. The input commands for the high-side channel have to be level-shifted from the level of COM to whatever potential the tub is floating at which can be as high as 1200 V. As shown in Figure 2 the on/off commands are transmitted in the form of narrow pulses at the rising and falling edges of the input command. They are latched by a set/reset flip-flop referenced to the floating potential.

The use of pulses greatly reduces the power dissipation associated with the level translation. The pulse discriminator filters the set/reset pulses from fast dv/dt transients appearing on the V_S node so that switching rates as high as 50 V/ns in the power devices will not adversely affect the operation of the MGD. This channel has its own undervoltage lockout (on some MGDs) which blocks the gate drive if the voltage between V_B and V_S (i.e., the voltage across the upper totem pole) is below its limits. The operation of the UV lockout differs from the one on V_{CC} in one detail: the first pulse after the UV lockout has released the channel changes the state of the output. The high voltage level translator circuit is designed to function properly even when the V_S node swings below the COM pin by a voltage indicated in the datasheet (typically 5 V). This occurs due to the forward recovery of the lower power diode or to the LdI/dt induced voltage transient. Section 5 gives directions on how to limit this negative voltage transient.

2.4 Supply Clamp

Many of the MGDs feature integrated supply clamps of 20 V or 25 V to protect against supply transients. Exceeding this clamp voltage for a substantial period of time will cause irreversible damage to the control IC.

3. HOW TO SELECT THE BOOTSTRAP COMPONENTS

As shown in Figure 2, the bootstrap diode and capacitor are the only external components strictly required for operation in a standard PWM application. Local decoupling capacitors on the V_{CC} (and digital) supply are useful in practice to compensate for the inductance of the supply lines.

The voltage seen by the bootstrap capacitor is the V_{CC} supply only. Its capacitance is determined by the following constraints:

1. Gate voltage required to enhance MGT
2. I_{qss} - quiescent current for the high-side driver circuitry
3. Currents within the level shifter of the control IC
4. MGT gate-source forward leakage current
5. Bootstrap capacitor leakage current

2.1 Input Logic

Both channels are controlled by TTL/CMOS compatible inputs. The transition thresholds are different from device to device. Some MGDs, (e.g., IRS211x) have the transition threshold proportional to the logic supply V_{DD} (3 to 20 V) and Schmitt trigger buffers with hysteresis equal to 10% of V_{DD} to accept inputs with long rise time. Other MGDs (e.g., IRS210x, IRS212x, and IRS213x devices) have a fixed transition from logic-0 to logic-1 between 1.5 V to 2 V. Some MGDs can drive only one high-side power device (e.g., IRS2117, and IRS21851). Others can drive one high-side and one low-side power device. Others can drive a full three-phase bridge (e.g., the IRS213x and IRS263x families). It goes without saying that any high-side driver can also drive a low-side device. Those MGDs with two gate drive channels can have dual, hence independent, input commands or a single input command with complementary drive and predetermined deadtime.

Those applications that require a minimum deadtime should use MGDs with integrated deadtime (half-bridge driver) or a high- and low-side driver in combination with passive components to provide the needed deadtime, as shown in Section 12. Typically, the propagation delay between input command and gate drive output is approximately the same for both channels at turn-on as well as turn-off (with temperature dependence as characterized in the datasheet). For MGDs with a positive high shutdown function (e.g., IRS2110), the outputs are shutdown internally, for the remainder of the cycle, by a logic 1 signal at the shut down input.

The first input command after the removal of the shutdown signal clears the latch and activates its channel. This latched shutdown lends itself to a simple implementation of a cycle-by-cycle current control, as exemplified in Section 12. The signals from the input logic are coupled to the individual channels through high noise immunity level translators. This allows the ground reference of the logic supply (V_{SS}) to swing by ± 5 V with respect to the power ground (COM). This feature is of great help in coping with the less than ideal ground layout of a typical power conditioning circuit. As a further measure of noise immunity, a pulse-width discriminator screens out pulses that are shorter than 50 ns or so.

2.2 Low-Side Channel

The driver's output stage is implemented either with two n-channel MOSFETs in the totem pole configuration (source follower as a current source and common source for current sinking) or with an n-channel and a p-channel CMOS inverter stage. Each MOSFET can sink or source gate currents from 0.12 A to 4 A, depending on the MGD. The source of the lower driver is independently brought out to the COM pin so that a direct connection can be made to the source of the power device for the return of the gate drive current. The relevance of this will be seen in Section 5. An undervoltage lockout prevents either channel from operating if V_{CC} is below the specified value (typically 8.6/8.2 V).

Any pulse that is present at the input pin for the low-side channel when the UV lockout is released turns on the power transistor from the moment the UV lockout is released. This behavior is different from that of the high-side channel, as we will see in the next subsection.

2.3 High-Side Channel

This channel has been built into an "isolation tub" (Figure 3) capable of floating from 500 V or 1200 V to -5 V with respect to power ground (COM). The tub "floats" at the potential of V_S . Typically this pin is connected to the source of the high-side device, as shown in Figure 2 and swings with it between the two rails.

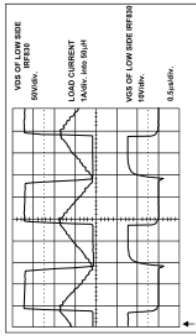


Figure 28C: Waveform for Circuit in Figure 28A

13. BRUSHLESS AND INDUCTION MOTOR DRIVES

The implementation of a three-phase bridge for motor drives requires a more careful attention to the layout due to the large di/dt components in the waveforms. In particular, the driver furthest away from the common grounding point will experience the largest voltage differential between COM and the ground reference (Ref. 1).

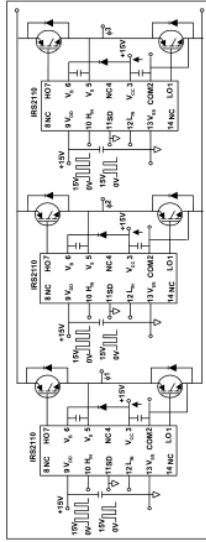


Figure 29: Three-Phase Inverter Using Three IR2S110 Devices to Drive Six IGBTs

In the case of the three-phase drivers, like the IR213x, the guidelines of Sections 5 and 6 should be complemented with the following: Three separate connections should go from the COM pin of the MGD to the three low-side devices. Furthermore, there are several operating conditions that require close scrutiny as potential problem areas.

One such condition could occur when a brushless dc motor is operated with locked rotor for an indefinite period of time with one leg of the bridge being off.

In this condition the bootstrap capacitor could eventually discharge, depending on the voltage seen by V_{GS} during this period of time. As a result the top power device would shut off and would not go on when commanded to do so. In most cases this would not be a cause for malfunction, since the lower device would be commanded on next and the bootstrap capacitor would be charged and ready for next cycle. In general, if the design cannot tolerate this type of operation, it can be avoided in one of four ways:

The layout should also minimize the stray inductance in the charge/discharge loops of the gate drive to reduce oscillations and to improve switching speed and noise immunity, particularly the “dV/dt induced turn-on”. To this end, each MOSFET should have a dedicated connection going directly to the pin of the MGD for the return of the gate drive signal. Best results are obtained with a twisted pair connected, on one side, to gate and source, on the other side, to gate drive and gate drive return.

The layout shown in Figure 10 reduces the stray inductances in the AC path, in the DC path, as well as the stray inductance in the gate drive loop. Parallel tracks on the PC board are to be used. In this circuit the voltage differential measured between the gate pin of the power MOSFET and the drive pin of the IR2110 during a fast transient was in excess of 2 V.

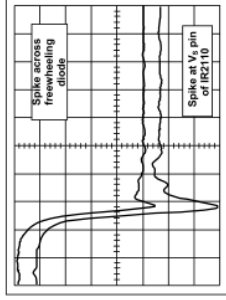


Figure 8: Q1 Turning Off a 20 A Inductive Load (20 ns / div and 20 V / div)

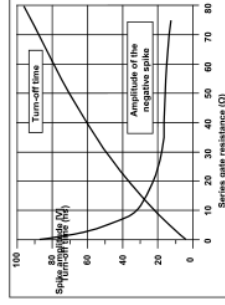


Figure 9: Series Gate Resistance vs. Amplitude of Negative Voltage Spike and Turn-off time



Single Hall Effect Latch

Features

- Wide operating voltage range: 3.0V to 28V
- Maximum output sink current 50mA
- Open-Collector pre-driver
- Power reverse polarity protection
- Available in SIP-3L package



General Description

The FS41 is an integrated Hall effect latched sensor designed for electronic commutation of brush-less DC motor applications. The device includes an on-chip Hall voltage generator for magnetic sensing, a comparator that amplifies the Hall voltage, and a Schmitt trigger to provide switching hysteresis for noise rejection, and open-collector output. An internal bandgap regulator is used to provide temperature compensated supply voltage for internal circuits and allows a wide operating supply range.

A north pole of sufficient strength will turn the output ON. In the absence of a magnetic field, the output is OFF.

Block Diagram

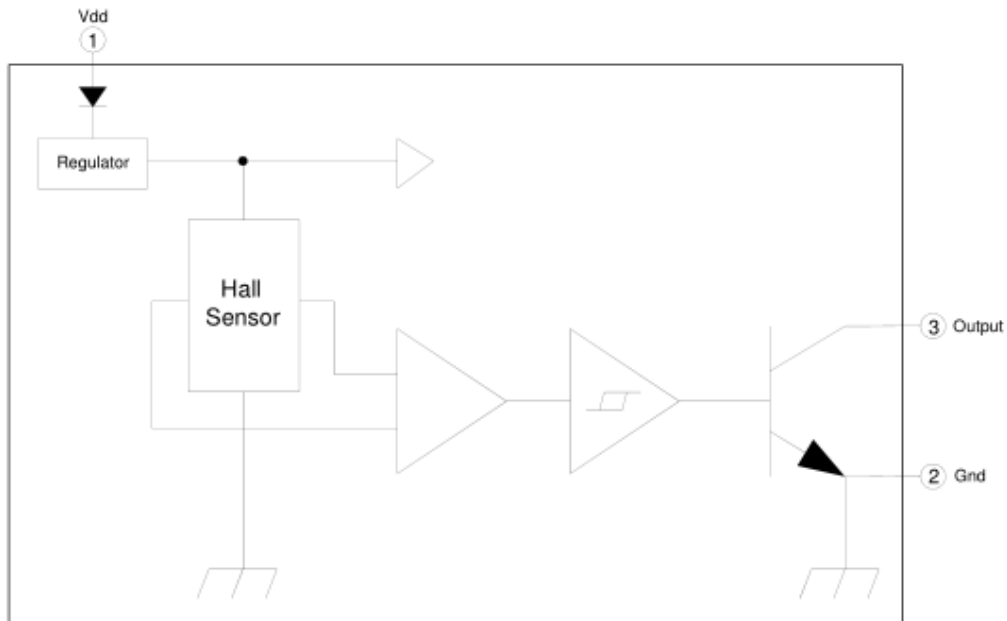


Figure.1

This datasheet contains new product information. Feeling Technology reserves the rights to modify the product specification without notice. No liability is assumed as a result of the use of this product. No rights under any patent accompany the sales of the product.

Rev1.2 July. 04, 2011

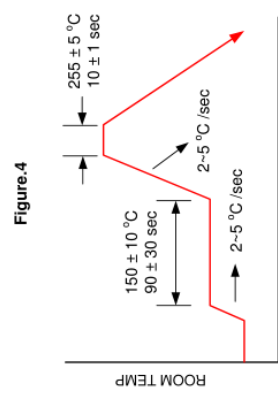
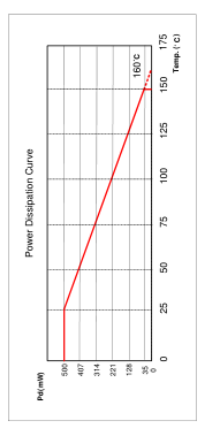
P.1





Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Conditions	Values		Unit
			Min.	Typ. Max.	
Operating Temperature	T _{OP}	-	-40	150	°C
Storage Temperature	T _{ST}	-	-65	150	°C
DC Supply Voltage	V _{DD}	-	3.0	28	V
Supply Current	I _{DD}	-		10	mA
Continuous Current	I _{CON}			50	mA
Junction temperature	T _J			160	°C
Power Dissipation	P _D	SIP-3L		500	mW
Thermal Resistance	θ _{JC}	SIP-3L		0.27	°C/mW
Lead Temperature		10sec		260	°C



SECOND Soldering Condition Figure.5



Pin Connection

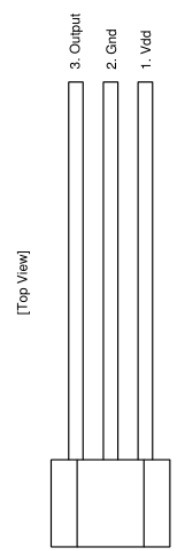


Figure.2

Pin Descriptions

Name	I/O	Pin No.	Description
Vdd	P	1	Positive power supply
Gnd	G	2	Ground
Output	O	3	Driver output

Legend: I=Input, O=output, I/O=Input/output, P=power supply, G=ground

Functional Application Circuit

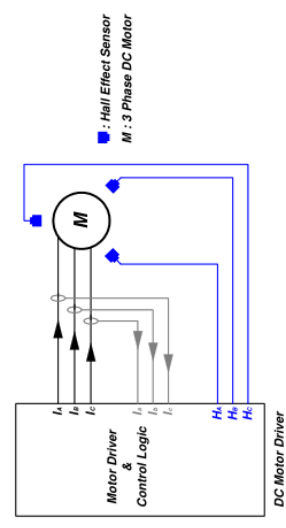


Figure.3



FS41

Test Circuit

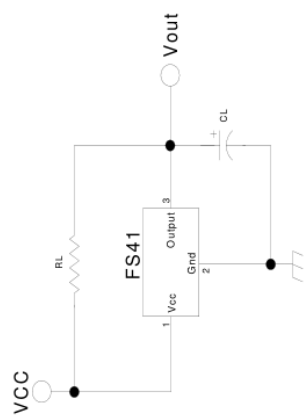


Figure.7

Marking Information

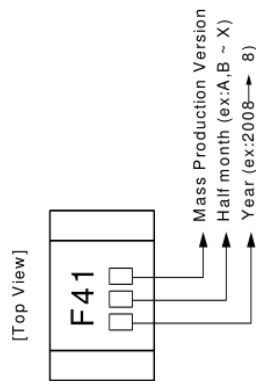


Figure.8

Rev1.2 July, 04, 2011
P.5



FS41

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Conditions	Values		Unit
			Min.	Typ. Max.	
Supply Voltage	V_{DD}	-	3.0	28	V
Operating Temperature Range	T_A	-	-40	125	$^{\circ}\text{C}$

Electrical Characteristics $V_{DD}=12.0\text{V}$, $T_A=25^{\circ}\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Values		Unit
			Min.	Typ. Max.	
Average Supply Current (no load)	I_{DD}	-	3.5	10	mA
Output Saturation Voltage	V_{SAT}	$I_{SINK}=20\text{mA}$	200	400	mV
Output Rise time	t_r	$R_L=500\Omega$, $C_L=20\text{pF}$ (Figure 7)	0.2	0.75	μs
Output Fall time	t_f	$R_L=500\Omega$, $C_L=20\text{pF}$ (Figure 7)	20	150	ns

Magnetic Characteristics

Parameter	Symbol	Conditions	Values		Unit
			Min.	Typ. Max.	
Operate Points	B_{OP}	-	-	+90	G
Release Points	B_{RP}	-	-90	-	G
Hysteresis	B_{HYS}	-	30	120	G

Hysteresis Characteristics

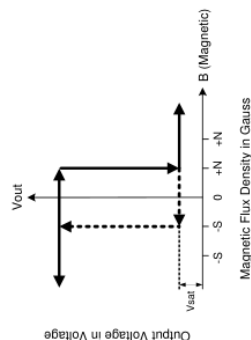


Figure.6

Rev1.2 July, 04, 2011
P.4

IR3710

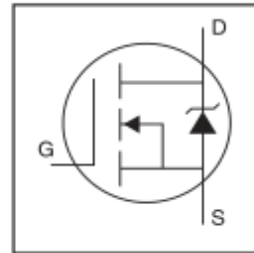
PD - 91309C

International IR Rectifier

IRF3710

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$V_{DS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 23m\Omega$
$I_D = 57A$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	57	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	40	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	230	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	28	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ②	5.8	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
T_{STG}			
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1
09/15/09

International IR Rectifier
IRF3710

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)SS}$	100	—	—	V	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(BR)SS}/\Delta T_J$	0.13	—	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	—	23	—	m Ω	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 28\text{A}$ ④
$V_{GS(th)}$	2.0	4.0	—	V	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$
g_{fs}	32	—	—	S	$V_{DS} = 25\text{V}$, $I_D = 28\text{A}$ ④
I_{DSS}	—	25	—	μA	$V_{GS} = 100\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$
I_{DSS}	—	250	—	μA	$V_{GS} = 80\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{DSS}	—	100	—	nA	$V_{GS} = 20\text{V}$
O_{G1}	—	130	—	nC	$I_D = 28\text{A}$
O_{G2}	—	26	—	nC	$V_{GS} = 80\text{V}$
O_{G3}	—	43	—	nC	$V_{GS} = 10\text{V}$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	12	—	—	ns	$V_{DD} = 50\text{V}$
t_r	58	—	—	ns	$I_D = 28\text{A}$
$t_{e(off)}$	45	—	—	ns	$R_G = 2.5\Omega$
t_f	47	—	—	ns	$V_{GS} = 10\text{V}$, See Fig. 10 ④
L_D	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	—	3130	—	pF	$V_{GS} = 0\text{V}$
C_{oss}	—	410	—	pF	$V_{DS} = 25\text{V}$
C_{res}	—	72	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	—	1060(3280)	—	mJ	$I_{AS} = 28\text{A}$, $L = 0.70\text{mH}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	—	—	57	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode
I_{SM}	—	—	230	A	
V_{SD}	—	1.2	—	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_S = 28\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ ④
t_r	—	140	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 28\text{A}$
O_R	—	670	1010	nC	di/dt = 100A/ μs ④
t_{on}	—	—	—	—	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S - L_D)

- Notes:**
- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
 - ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 0.70\text{mH}$
 - ③ $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 28\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (See Figure 12)
 - ④ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

International IR Rectifier
IRF3710

Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

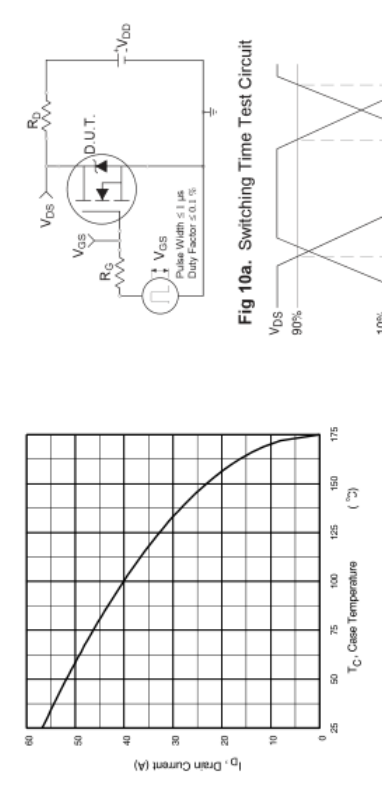


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

Switching Time Test Circuit

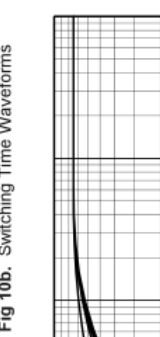


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

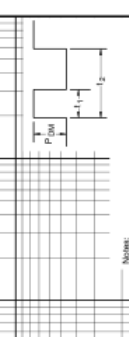


Fig 10b. Switching Time Waveforms

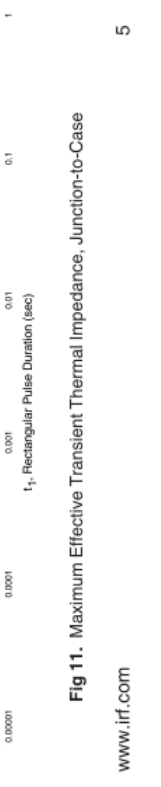


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DIODA 1N4007



1N4001 - 1N4007

1.0A RECTIFIER

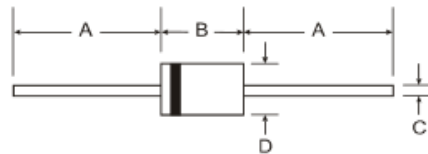
[Please click here to visit our online spice models database.](#)

Features

- Diffused Junction
- High Current Capability and Low Forward Voltage Drop
- Surge Overload Rating to 30A Peak
- Low Reverse Leakage Current
- Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 3)

Mechanical Data

- Case: DO-41
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-0208
- Terminals: Finish - Bright Tin. Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Mounting Position: Any
- Ordering Information: See Page 2
- Marking: Type Number
- Weight: 0.30 grams (approximate)



Dim	DO-41 Plastic	
	Min	Max
A	25.40	—
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}								
DC Blocking Voltage	V_R								
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	I_O				1.0				A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}				30				A
Forward Voltage @ $I_F = 1.0\text{A}$	V_{FM}				1.0				V
Peak Reverse Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_{RM}				5.0				μA
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	15			8				pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$				100				K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	T_A				+150				$^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}				-65 to +150			$^\circ\text{C}$	

- Notes:
1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
 2. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
 3. EU Directive 2002/95/EC (RoHS). All applicable RoHS exemptions applied, see EU Directive 2002/95/EC Annex Notes.