

BAB II TINJAUAN PUSTAKA

Pada pengantar bab berisi mengenai dasar teori dari penelitian yang dilakukan. Adapun yang menjadi landasan teori adalah *Electric-bike*, Motor *Brushless DC* (BLDC) dan pemodelan motor BLDC dalam fungsi alih, Pemodelan *inverter* dalam fungsi alih, Sistem pengendali, Respon sistem, dan Pengendali *proportional integral derivative* (PID).

2.1. *Electric-bike (E-bike)*

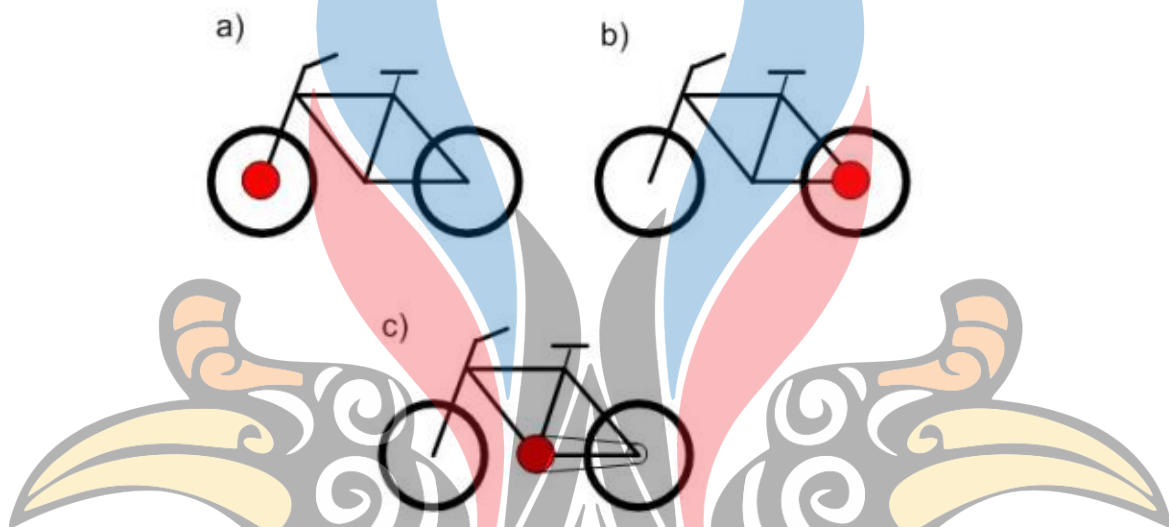
Electric-bike atau *pedelec* merupakan sebuah sepeda tradisional dengan tambahan sebuah motor pada bagian belakang sepeda yang dilengkapi oleh sebuah baterai yang memberi tenaga pada motor. Sejarah perkembangan sepeda listrik pertama kali terjadi pada 31 Desember 1895 oleh Ogden Bolton dengan menggunakan motor DC *brushed* 6 pole dengan sebuah komutator yang dapat menghasilkan 100 A dari baterai bertegangan 10 V. Pada umumnya sepeda listrik dilengkapi oleh *gear* dan poros motor sebagai penghubung antar motor dan ban sepeda, dan sebuah sabuk transmisi yang dapat menggerakkan gear pada bagian tengah sepeda, ini semuanya adalah ide dari Bolton yang masih dipertahankan hingga saat ini. Perkembangan sepeda listrik saat ini adalah dengan mengganti motor DC (*Direct Current*) konvensional menjadi motor BLDC (*Brushless Direct Current*) (Hung dan Lim, 2020).

Penggantian motor menjadi *Brushless DC* diakibatkan keuntungan yang dimiliki oleh motor BLDC mampu menutupi motor *DC Brushed* dan Motor AC Induksi. Motor BLDC memiliki kecepatan yang tinggi meskipun memiliki torsi yang kecil, motor BLDC juga memiliki efisiensi dan respon dinamis yang tinggi, memiliki umur pengoperasian yang lebih lama sehingga tidak diperlukannya perawatan yang terlalu sering dikarenakan tidak memiliki sikat komutasi yang telah digantikan oleh komutasi elektrik *hall effect sensor*, serta memiliki suara kerja yang

rendah sehingga pengemudi tidak terganggu saat berkendara dengan sepeda listrik (Wang, 2012).

www.itk.ac.id

Pada umumnya terdapat tiga kategori penggunaan motor pada sepeda listrik berdasarkan konsumsi daya, pertama adalah penggunaan motor dengan daya hingga 250Watt pada sepeda listrik yang masih membutuhkan bantuan kayuh pada pedal, kedua adalah penggunaan motor dengan daya 250-750Watt pada elektrik *moped*, ketiga adalah penggunaan motor lebih dari 750Watt pada skuter elektrik (Chlebosz. dkk, 2010).



Gambar 2. 1. Posisi Peletakan Motor pada Sepeda Listrik: a) Ban Depan, b) Ban Belakang, c) Bagian Kayuh (Chlebosz, 2010)

Penggunaan motor pada sepeda listrik dapat dikategorikan menjadi tiga berdasarkan penempatan motor pada sepeda listrik, pertama penempatan motor pada bagian roda depan sepeda, kedua penempatan motor pada bagian roda belakang dan ketiga penempatan motor pada bagian tengah kayuh sepeda. Seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 2.1 Secara umum penempatan motor adalah pada bagian ban depan sepeda listrik dikarenakan pemasangan dan perbaikan yang mudah dilakukan serta roda ban depan sepeda listrik juga memiliki kesetimbangan yang lebih stabil daripada ban belakang. Namun penempatan motor pada bagian depan ban sepeda listrik akan menciptakan adanya slip saat sepeda listrik bergerak pada area menanjak dan licin kemungkinan lain yaitu pengemudi sepeda listrik juga akan kesusahan saat melakukan pengereman mendadak dikarenakan ruang untuk rem

www.itk.ac.id

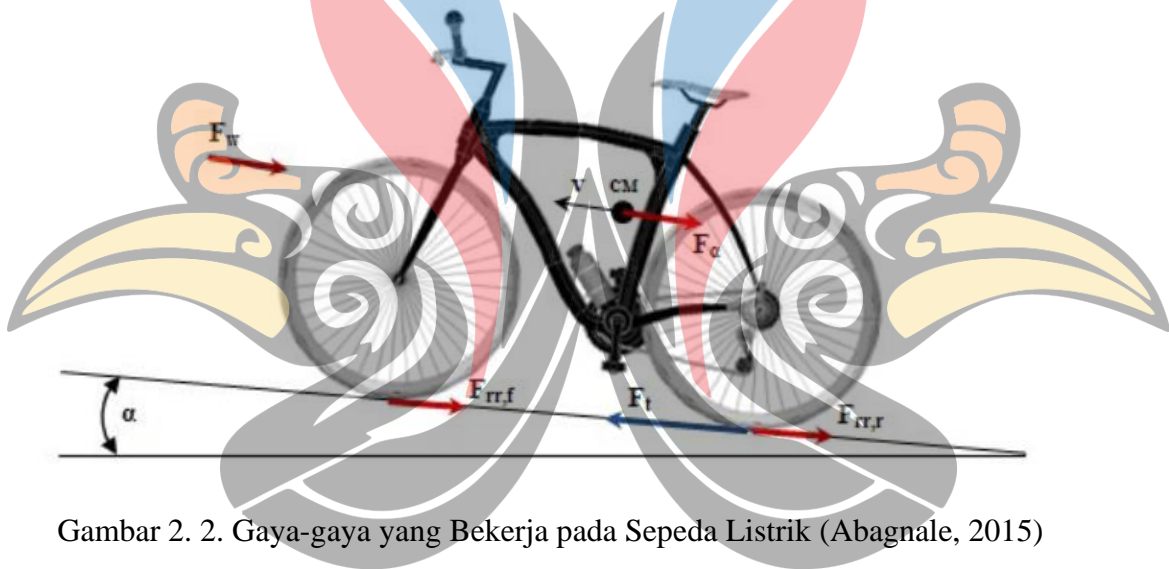
telah diambil oleh motor. Penempatan motor pada bagian belakang tidak akan menciptakan selip pada saat menanjak maupun keadaan licin hal ini dikarenakan adanya pendistribusian beban ke bagian depan sepeda, namun akan menciptakan pusat beban lebih banyak dibagian belakang selain adanya gear sepeda dan poros motor. Penempatan motor pada bagian tengah menciptakan kesetimbangan beban dan menjadikan ban depan memiliki ruang rem yang cukup serta pada ban bagian belakang tidak menumpuk beban, serta pemasangan dan pelepasan ban depan dan belakang jadi lebih mudah. Namun apabila ditinjau dari kemudahan dalam penempatan motor adalah pada bagian tengah kayuh sepeda dan apabila ditinjau dari efektifitas dalam keamanan saat pengereman sepeda maka penempatan pada bagian depan dan belakang roda sepeda (Chlebosz. dkk, 2010) (Hung dan Lim, 2020).

Tabel 2. 1. Perbandingan Penggunaan Sepeda Listrik pada Beberapa Negara di Dunia (EUR-Lex, 2013) (CanLII, 2020)

Negara / Wilayah	Batas Kecepatan (km/h)	Batas Daya Motor (W)
Benua Eropa (2013/168)	25 (<i>pedal-assisted</i> EB)	250 (<i>pedal-assisted</i> EB)
Amerika Serikat	32	750
Kanada	32 (<i>hand-throttle</i> EB)	500 (<i>hand-throttle</i> EB)
Republik Rakyat Tiongkok	30	<i>none</i>
Jepang	24	<i>none</i>
Australia	25 + 10% (<i>pedal-assisted</i> EB)	250 (<i>pedal-assisted</i> EB)
Australia	<i>none</i> (<i>hand-throttle</i> EB)	200 (<i>hand-throttle</i> EB)
Israel	25 (<i>pedal-assisted</i> EB)	250 (<i>pedal-assisted</i> EB)

Sepeda listrik termasuk pada kendaraan listrik sesuai dengan Peraturan Menteri Perhubungan Republik Indonesia Nomor PM 45 Tahun 2020 Tentang Kendaraan Tertentu dengan Menggunakan Penggerak Motor Listrik (Dephub,

2020). Terkait penggunaan batas kecepatan kendaraan listrik yang ada di Indonesia sesuai dengan peraturan yang sama pada Pasal 3 Ayat 2 Poin f berbunyi “kecepatan paling tinggi 25 km/jam (dua puluh lima kilo meter per jam). Pada beberapa negara dan benua didunia memiliki peraturan mengenai kecepatan sepeda listrik. Berikut adalah perbandingan antara penggunaan daya motor pada sepeda listrik beberapa negara di dunia. Saat ini penggunaan sepeda listrik tergolong ekonomis dengan biaya setiap pengisian baterai kurang lebih 2,5 PLN atau sekitar Rp 9.500,00 dengan jarak tempuh hingga 80 km (Racewicz dkk, 2018). Penggunaan sepeda listrik juga dapat mengurangi kebisingan dan polusi udara saat berkendara dikarenakan penggunaan motor BLDC dengan tingkat kebisingan 55-60 Db (Racewicz dkk, 2018) (Muetze dan Tan, 2007).



Gambar 2. 2. Gaya-gaya yang Bekerja pada Sepeda Listrik (Abagnale, 2015)

Pada saat sepeda listrik dioperasikan dalam lingkungan atau jalan dengan derajat kemiringa tertentu akan menghasilkan pembebanan torsi yang akan mempengaruhi putaran motor BLDC dan akan menentukan pemilihan motor BLDC yang akan digunakan (Abagnale. dkk, 2015). Pembebanan torsi terjadi akibat gaya-gaya yang bekerja pada sepeda listrik seperti *rolling resistance force* (F_{rr}) atau gaya resistansi dalam keadaan ban berputar dan *gradient resistance force* (F_a) atau gaya resistansi kemiringan, serta *aerodynamic drag force* (F_w) atau gaya gesek aerodinamis (Abagnale. dkk. 2015). Penurunan pembebanan torsi yang bekerja pada motor BLDC ditunjukkan pada Gambar 2.2 dengan penurunan rumus sebagai berikut.

Pertama adalah dengan menjabarkan masing-masing komponen gaya yang berkerja pada sepeda listrik sebagai berikut

$$M \frac{dv}{dt} = -F_w - F_{rr} - F_\alpha + F_t \quad (2.1)$$

$$F_w = \frac{1}{2} A_s C_w \rho_{udara} V^2 \quad (2.2)$$

$$F_{rr} = C_{rr} M g \cos(\alpha) \quad (2.3)$$

$$F_\alpha = M g \sin(\alpha) \quad (2.4)$$

Setelah didapatkan komponen gaya-gaya yang bekerja pada sepeda listrik, selanjutnya pada saat roda belakang sepeda listrik berputar maka akan menghasilkan torsi putar roda ban belakang ($T_{d,w}$) sebagai berikut

$$\varepsilon_g = \frac{\omega_p}{\omega_w} \quad (2.5)$$

$$\eta_g = \frac{T_{d,w} \omega_w}{T_{d,p} \omega_p} \quad (2.6)$$

$$T_{d,w} = r \left(M \frac{dv}{dt} + F_w + F_{rr} + F_\alpha \right) \quad (2.7)$$

Sepeda listrik bergerak dengan adanya roda belakang yang berputar sehingga akan menggerakkan poros pedal sepeda listrik, maka akan menghasilkan torsi poros pedal sepeda listrik ($T_{d,p}$) sebagai berikut

$$\eta_g = \frac{T_{d,w}}{T_{d,p} \varepsilon_g} \quad (2.8)$$

$$T_{d,p} = \frac{r}{\eta_g \varepsilon_g} \left(M \frac{dv}{dt} + F_w + F_{rr} + F_\alpha \right) \quad (2.9)$$

Setelah didapatkan torsi yang bekerja pada poros pedal, selanjutnya didapatkan bahwa torsi poros pedal juga sama dengan penjumlahan antara torsi pesepeda (T_h) yang dihasilkan dengan torsi motor yang akan menggerakkan poros sepeda ($T_{m,p}$) sebagai berikut

$$T_{d,p} = T_h + T_{m,p} \quad (2.10)$$

$$T_{m,p} = T_{d,p} - T_h \quad (2.11)$$

Torsi pada poros pedal telah didapatkan, selanjutnya mencari pembebanan torsi yang akan diterima oleh motor BLDC (T_m) melalui persamaan sebagai berikut

$$\eta_m = \frac{T_{m,p} \omega_w}{T_m \omega_m} \quad (2.12)$$

$$T_m = \frac{T_{m,p}}{\eta_m \varepsilon_m} \quad (2.13)$$

$$T_m = \frac{1}{\eta_m \varepsilon_m} (T_{m,p}) \quad (2.14)$$

$$T_m = \frac{1}{\eta_m \varepsilon_m} (T_{d,p} - T_h) \quad (2.15)$$

$$T_m = \frac{1}{\eta_m \varepsilon_m} \left[\left(\frac{r}{\eta_g \varepsilon_g} \left(M \frac{dv}{dt} + F_w + F_{rr} + F_\alpha \right) - T_h \right) \right] \quad (2.16)$$

dimana:

C_{rr} = *rolling resistance coefficient* atau koefisien resistansi berbukit

M = *total mass of the pedelec* atau Massa total pada sepeda listrik (termasuk massa sepeda listrik, masa pengendara dan massa motor BLDC) (kg)

r = *nominal radius of both the bicycle wheels* atau jari-jari pada ban sepeda (m)

g = *gravity* atau gaya gravitasi (m/s^2)

α = *angle slope* atau sudut kemiringan ($^\circ$)

A_s = *reference area of the bicycle-rider sistem* atau area referensi dari sistem pengendara sepeda (m^2)

C_w = *aerodynamic drag coefficient* atau koefisien resistansi aerodinamis

ρ_{udara} = *the air density* atau massa jenis udara (kg/m^3)

v = *pedelec longitudinal velocity* atau kecepatan sepeda listrik (m/s)

η_m = efisiensi antara rasio gear dan saft motor

η_g = efisiensi antara gearbox sepeda dengan ban sepeda

ε_m = Rasio perbandingan antara gear dengan saft pedal

ε_g = Rasio perbandingan antara gearbox sepeda dengan ban

$T_{m,p}$ = Torsi pada poros motor dengan poros pedal
 T_h = Torsi Pesepeda

2.2. Motor *Brushless DC* (BLDC)

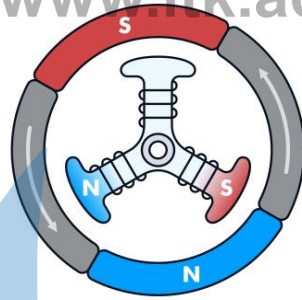
Motor brushless DC adalah Motor Permanen Magnet Tanpa Sikat Arus Searah dengan perputaran rotor dikendalikan oleh *electronic commutation*. Perputaran rotor terjadi dengan adanya bantuan sensor posisi rotor yang terhubung ke rangkaian komutasi, dimana rangkaian komutasi bekerja secara independent maupun terikat terhadap motor (Xia, 2012).

Pada *electronic commutation* terjadi proses komutasi. Proses komutasi adalah perubahan fase arus motor pada waktu yang tepat untuk menghasilkan torsi perputaran rotor terhadap stator. Pada motor DLBC komutasi terjadi secara elektrik dengan tegangan masukan DC pada kumparan stator sesuai dengan urutan komutasi dengan syarat posisi rotor diketahui. Posisi rotor dapat diketahui tanpa menggunakan sensor maupun dengan sensor *Hall element* dengan prinsip gaya gerak listrik balik yang terjadi pada kumparan stator (Xia, 2012).

Motor BLDC memiliki konstruksi multipole dengan posisi rotor yang berada diluar maupun didalam dari stator dengan desain motor nanoteknologi oleh perusahaan Olexinano adalah perpaduan yang sempurna sebagai motor penggerak sepeda listrik yang ringkas. Selain itu motor BLDC juga memiliki kedayagunaan yang tinggi, kenaikan suhu kerja yang kecil, kecepatan kerja motor tidak dipengaruhi oleh frekuensi daya, serta faktor daya yang tinggi sehingga dapat mengurangi kapasitas kerja inverter pada motor (Xia, 2012).

2.2.1. Prinsip Kerja Motor BLDC

Prinsi kerja dari Motor BLDC adalah gaya tarik menarik antara permanen magnet pada rotor dan elektromagnet pada stator. Terjadinya gaya tarik menarik terjadi saat suatu kutub saling tolak menolak dengan kutub sejenisnya dan Tarik-menarik saat kutub magnet berlawanan. Gambar 2.3 memperlihatkan perputaran rotor yang dipengaruhi oleh adanya gaya Tarik terhadap belitan stator tereksitasi (Kim, 2017).

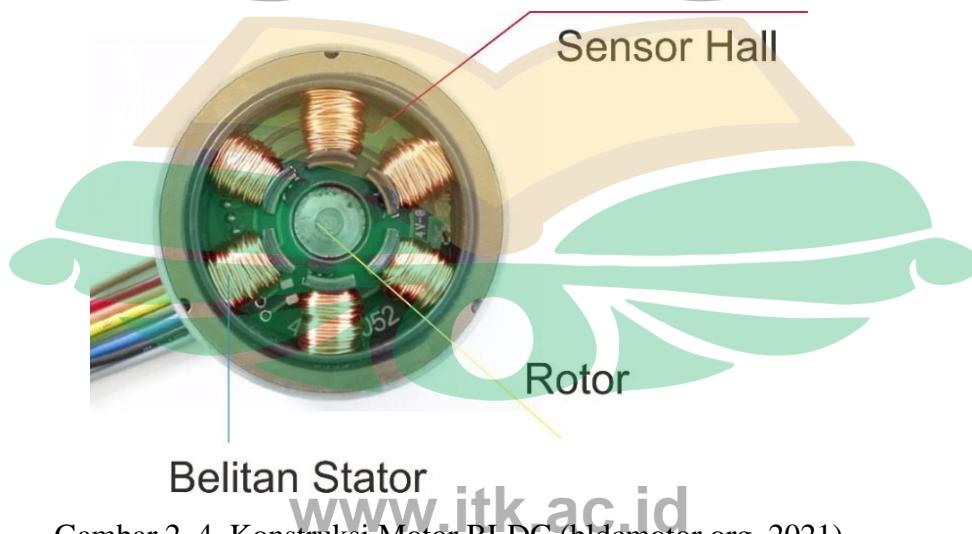


Gambar 2. 3. Perputaran rotor yang dipengaruhi belitan stator (integrasources.com, 2021)

Ketika kumparan stator diberi daya DC maka kumparan stator akan menjadi electromagnet menghasilkan arus dari stator ke rotor. Saat kumparan belitan magnet diberikan daya DC dengan arah aliran arus dan menghasilkan gaya elektromagnetik dimana kutub antar rotor dan stator akan menghasilkan gaya Tarik menarik satu sama lain. Gaya Tarik menarik membuat rotor akan bergerak berputar terhadap kumparan lainnya dengan adanya medan magnet pada rotor (Kim, 2017)

2.2.2. Konstruksi Motor BLDC

Konstruksi motor tanpa sikat arus searah terdiri atas 3 komponen utama yaitu rotor magnet permanen, stator dalam bentuk kumparan, dan *hall element* dengan fungsi sebagai komutasi elektrik (Kim, 2017) yang ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2. 4. Konstruksi Motor BLDC (blcdmotor.org, 2021)

Hall element pada Gambar 2.4 adalah komponen elektronika daya yang dapat mendeteksi adanya perubahan medan magnet yang dihasilkan kumparan stator dan sebagai komutasi elektronik motor BLDC (Kim, 2017) Sensor *hall* berfungsi untuk menentukan waktu perubahan komutasi secara tepat dengan pemasangan 3 buah sensor dengan kejauhan 120° . Kelebihan dari penggunaan sensor *hall* ini adalah peletakkan dari sensor *hall* awal tidak perlu terlalu presisi dengan rotor selain itu untuk motor dengan pole yang berbeda cukup dengan menggeser letak dari sensor *hall*. Kelemahan dari sensor *hall* adalah apabila letak sensor *hall* tidak tepat satu dengan lainnya, misalkan pada motor 2 pole tidak benar-benar 120° satu dengan lainnya, kesalahan dalam penentuan penghitungan waktu perubahan komutasi dapat terjadi, bahkan ada kemungkinan tidak didapatkannya 6 kombinasi yang berbeda apabila posisi salah satu atau ketiga sensor *hall* diletakkan tidak berbeda terlalu jauh dengan letak sensor *hall* seharusnya (Kim, 2017)

2.2.3. Pemodelan Motor BLDC dalam Fungsi Alih

Persamaan fungsi alih merupakan bagian yang penting dalam konsep kendali, khususnya kendali kecepatan motor BLDC. Persamaan fungsi alih dapat mendukung dalam menganalisis sistem kerja dan desain kendali motor BLDC. Pada motor BLDC belitan stator diberikan tegangan oleh sensor posisi rotor berdasarkan *inverter switch device*, sehingga belitan mengalami induksi dan menciptakan *back-EMF* (gaya gerak listrik) sehingga terjadinya gaya tarik antar belitan stator terhadap permanen magnet rotor (Xia, 2012). Aliran arus DC yang diubah oleh *inverter switch device* menginduksi dua dari tiga fasa pada belitan motor BLDC dimana fasa A dan fasa B seperti persamaan 2.17

$$\begin{cases} i_A = -i_B = i \\ \frac{di_A}{dt} = -\frac{di_B}{dt} = \frac{di}{dt} \end{cases} \quad (2.17)$$

dengan tegangan saluran U_{AB} dengan memperhatikan rangkaian ekuivalen motor BLDC tiga fasa melalui Gambar 2.5:

$$U_{AB} = 2Ri + 2(L - M)\frac{di}{dt} + (e_A - e_B) \quad (2.18)$$

Dengan mempertimbangkan keadaan motor BLDC yang akan tereksitasi dimana e_A dan e_B memiliki amplitude sama dengan berbeda arah fasa A dan fasa B, sehingga

$$U_{AB} = U_d = 2Ri + 2(L - M) \frac{di}{dt} + 2e_A = r_a i + L_a \frac{di}{dt} + k_e \Omega \quad (2.19)$$

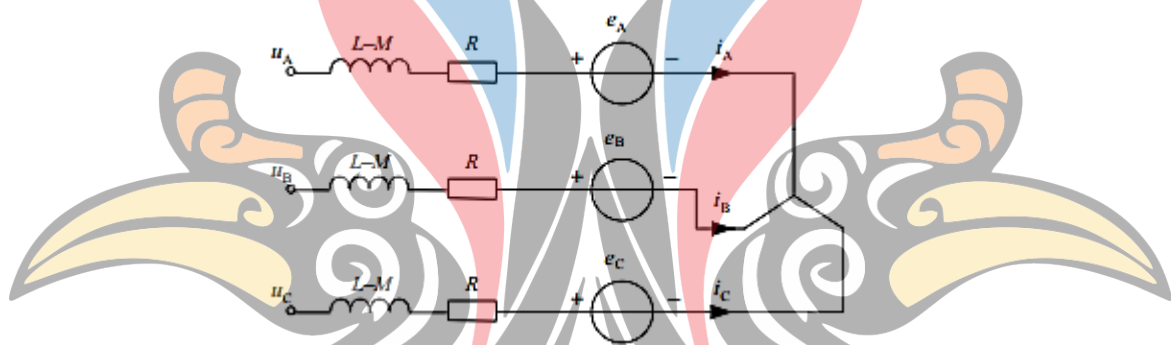
dimana:

U_d = Tegangan bus DC;

r_a = Resistansi belitan armature stator saluran;

L_a = Induktansi ekivalen armatur belitan stator;

k_e = Koefisien *back-EMF* saluran;



Gambar 2. 5. Rangkaian Ekivalen Motor BLDC Tiga Fasa (Xia, 2012)

Rangkaian motor BLDC dua belitan stator tereksitasi ditunjukkan berdasarkan Gambar 2.6.

Rangkaian ekivalen menunjukkan saat arus mengalir pada belitan menghasilkan adanya torsi elektromagnetik putaran pada rotor. Saat rotor berputar dan motor BLDC beroperasi tentunya akan menghasilkan persamaan torsi elektromagnetik rotor T_e sebagai berikut.

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (2.20)$$

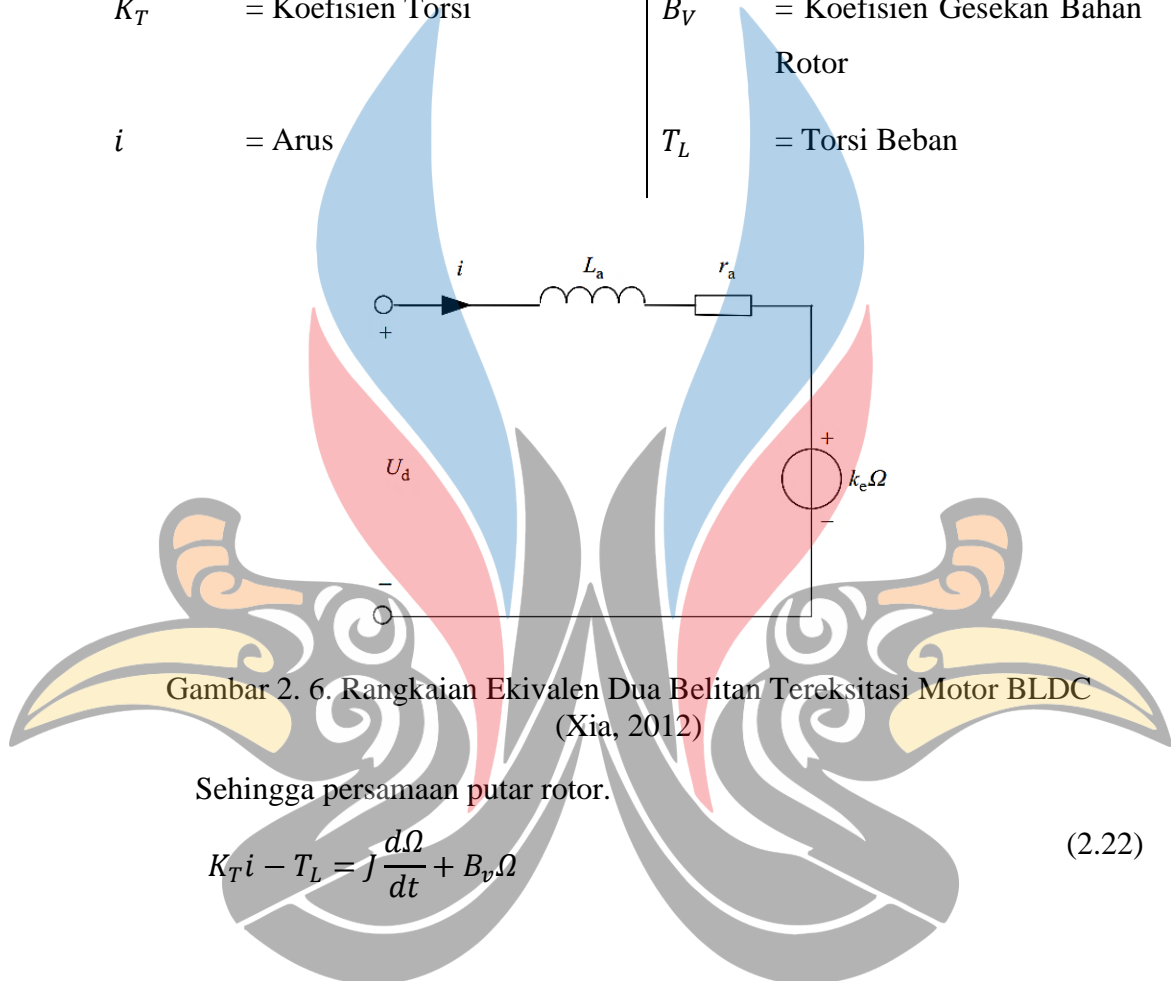
Gaya gerak pada rotor tentunya akan menghasilkan momen inersia dan motor BLDC dapat menghasilkan torsi rating rotor. Torsi elektromagnetik yang dihasilkan motor BLDC sebagai berikut.

$$T_e = K_T i \quad (2.21)$$

dimana:

T_e	= Torsi Elektromagnetik	J	= Momen Inersia Rotor
K_T	= Koefisien Torsi	B_V	= Koefisien Gesekan Bahan Rotor
i	= Arus	T_L	= Torsi Beban

www.itk.ac.id



Gambar 2. 6. Rangkaian Ekuivalen Dua Belitan Tereksitasi Motor BLDC (Xia, 2012)

Sehingga persamaan putar rotor.

$$K_T i - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (2.22)$$

Saat motor BLDC dioperasikan tanpa adanya torsi beban T_L (kondisi starting) maka arus yang mengalir pada motor BLDC menjadi

$$i = \frac{J}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \Omega \quad (2.23)$$

Lalu persamaan U_d menjadi

$$U_d = r_a \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \Omega \right) + L_a \frac{d}{dt} \left(\frac{J}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{K_T} \Omega \right) + k_e \Omega \quad (2.24)$$

www.itk.ac.id

atau:

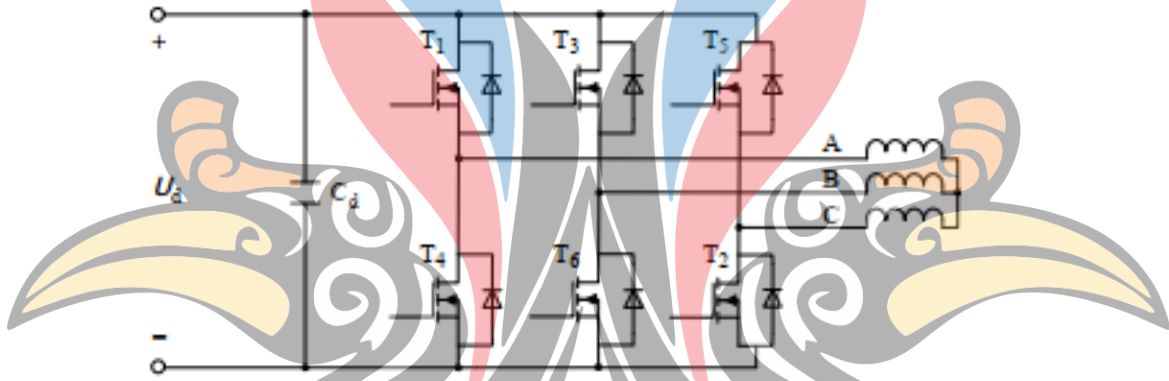
$$U_a = \frac{L_a J}{K_T} \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + \frac{r_a J + L_a B_v}{K_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{r_a B_v + k_e K_T}{K_T} \Omega \quad (2.25)$$

Sehingga persamaan motor BLDC pada saat kondisi starting menjadi:

$$G_u(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{K_T}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + (r_a B_v + k_e K_T)} \quad (2.26)$$

2. 3. Pemodelan *Inverter* dalam Fungsi Alih

Pemodelan dilakukan dengan penguatan *inverter* (K_r) dengan waktu tunda *inverter* (τ_r) (Krishnan, 2010). Penguatan (K_r) diperoleh akibat adanya tegangan masuk arus searah DC (V_{DC}) dan tegangan kendali maksimum (V_{cn}). Adapun perumusan (K_r) ditunjukkan melalui Persamaan 2.27



Gambar 2. 7. Rangkaian Inverter Full-Bridge Tiga Fasa (Xia, 2012)

$$K_r = 0,65 \frac{V_{DC}}{V_{cn}} \quad (2.27)$$

Nilai 0,65 menunjukkan adanya nilai puncak maksimum yang didapatkan saat *inverter* diberikan tegangan DC. Persamaan waktu tunda *inverter* (τ_r) merupakan siklus penyaklaran pada sinyal pembawa *carrier* dengan setengah periode (frekuensi *carrier* (f_c)). Persamaan waktu tunda pada *inverter* ditunjukkan melalui Persamaan 2.28

$$\tau_r = \frac{1}{2f_c} \quad (2.28)$$

Maka persamaan fungsi alih *inverter* didapatkan melalui Persamaan 2.29

$$\frac{i}{V} = \frac{K_r}{\tau_r s + 1} \quad (2.29)$$

2. 4. Sistem Pengendali

Sistem pengendali otomatis berperan dalam ilmu dan teknologi, seperti pengendalian tekanan, suhu, hingga kecepatan sistem. Adanya inovasi terhadap penggunaan teori secara praktik kontrol otomatis menjaga performa sistem diamis, meningkatkan kualitas dan mengoptimalkan sebuah proses induatri. Pada sistem pengendali terdapat istilah yang digunakan sebagai berikut (Ogata, 2010)

a. *Plant*

Plant merupakan setiap objek fisik terkontrol yang terdiri atas beberapa bagian variable yang bekerja pada suatu sistem operasi.

b. Proses

Proses merupakan operasi terkontrol yang bekerja secara terus-menerus yang terdiri atas perlakuan terkontrol sistematis dari suatu masukan menuju keadaan akhir sesuai desain keinginan.

c. Sistem

Sistem adalah gabungan beberapa variable yang bekerja sama untuk melakukan hasil tertentu.

d. Gangguan

Gangguan merupakan sinyal masukan yang memberikan pengaruh merugikan terhadap keluaran sistem baik secara internal maupun secara eksternal.

e. Sistem Pengendali *Closed loop*

Sistem pengendali pengulangan tertutup merupakan sistem pengendali dengan sinyal keluaran memiliki pengaruh langsung terhadap perlakuan pengendali umpan balik.

f. Sistem Pengendali *Open loop*

Sistem pengendali pengulangan terbuka merupakan sistem pengendali dengan nilai keluaran tidak mempengaruhi pengaruh terhadap sistem sehingga tidak adanya umpan balik terhadap sistem. Sistem pengulangan terbuakan memiliki diagram blok seperti Gambar 2.7.

2. 5. Respon Sistem

Respon sistem merupakan perubahan perlakuan nilai keluaran terhadap perubahan sinyal masukan. Respon sistem selain dalam persamaan matematika juga dapat berupa kurva yang digunakan sebagai acuan untuk melakukan Analisa karakteristik sistem (Restu; Bakhri, 2013).



Gambar 2. 8. Blok Diagram Sistem Pengendali Open-loop (Maerani dan Bakhri, 2013)

2.5.1. Respon Transien dan Respon *Steady-state*

Respon waktu sistem pengendali terdiri respon transien dan respon *steady-state* (Maerani dan Bakhri, 2013).

- Respon Transien adalah respon sistem yang dimulai saat adanya perubahan sinyal masukan atau gangguan hingga keadaan *steady-state*.
- Respon *Steady-state* adalah respon sistem yang dimulai saat adanya *steady-state* hingga waktu tak terbatas.

2.5.2. Respon *Steady-state*

Respon transien sistem beberapa saat menghasilkan gelombang osilasi teredam hingga mencapai keadaan *steady-state*. Respon *steady-state* dapat dilihat melalui Gambar 2.8 sebagai berikut (Ogata, 2010).

- Waktu tunda (t_d), adalah waktu yang diperlukan respon untuk mencapai setengah harga akhir puncak lewatan lebih yang pertama.
- Waktu naik (t_r), adalah waktu yang diperlukan respon untuk naik dari 10 sampai 90%, 5 sampai 95%, atau 0 sampai 100% dari harga akhirnya.
- Waktu puncak (t_p), adalah waktu yang diperlukan respon untuk mencapai puncak pertama *overshoot*.
- Overshoot* maksimum (M_p), adalah nilai puncak maksimum kurva respon yang diukur dari satu. Jika harga keadaan *steady-state* tidak sama dengan

satu, biasanya digunakan persen *overshoot* maksimum. Persen *overshoot* maksimum didefinisikan sebagai:

$$\text{Overshoot maksimum} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \quad (2.30)$$

Besarnya persentase *overshoot* maksimum menunjukkan kestabilan relative sistem.

- e. Waktu turun (t_s) adalah waktu yang diperlukan kurva respon untuk mencapai dan menetap dalam daerah disekitar harga akhir yang ukurannya ditentukan dengan persentase mutlak dari harga akhir (umumnya toleransi error dari 2% hingga 5%).

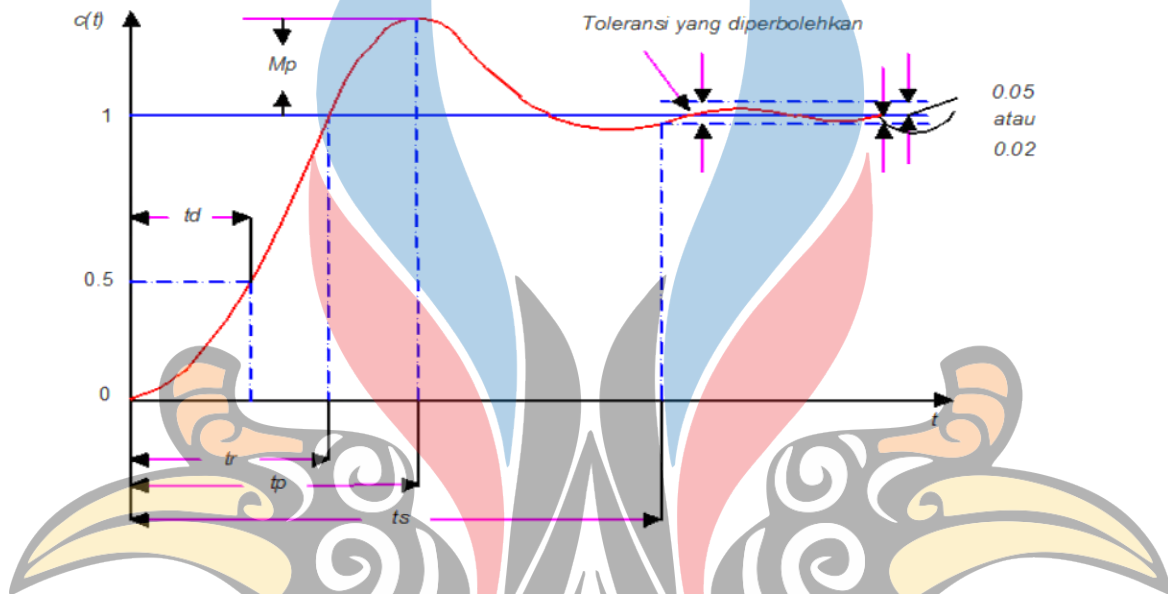
2. 6. Pengendali *Proportional Integral Derivative* (PID)

Kontroler PID adalah pengembangan penyelesaian masalah dari setiap kekurangan dan kelebihan masing-masing kontroler P, I dan D yang tersusun secara paralel dengan umpan balik.

Tabel 2. 2. Karakteristik Pengendali PID (Yuan dan Liu, 2012)

Kelebihan	<i>Rising Time</i>	<i>Overshoot</i>	<i>Settling Time</i>	<i>Error Steady-state</i>
K_p bertambah	Menurun	Meningkat	Mengalami sedikit perubahan	Menurun
K_i bertambah	Menurun	Meningkat	Meningkat	Meniadakan
K_d bertambah	Mengalami Perubahan yang Sedikit	Menurun	Menurun	Mengalami sedikit perubahan

Pengendali *proportional* memiliki kelebihan pada *rising time*, pengendali *integral* menyelesaikan *error steady-state*, serta pengendali *derivative* yang dapat memperkecil adanya lonjakan *overshoot*. Penggabungan dari masing-masing pengendali tersebut tentunya dapat menghasilkan keluaran pengendalian dengan perbaikan *rising time*, menyelesaikan *error steady-state* dan memperkecil *overshoot*. Penjelasan karakteristik dari masing-masing pengendali PID ditunjukkan oleh Tabel 2.2 (Yuan dan Liu, 2012).



Gambar 2. 9. Grafik Respon Sistem Transien mencapai *Steady-State* (Ogata, 2010)

Pemodelan kontroler PID secara matematika adalah sebagai berikut (Ogata, 2010).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.31)$$

dimana:

K_p = konstanta *proportional*;

K_i = konstanta *integral*;

K_d = konstanta *derivative*;

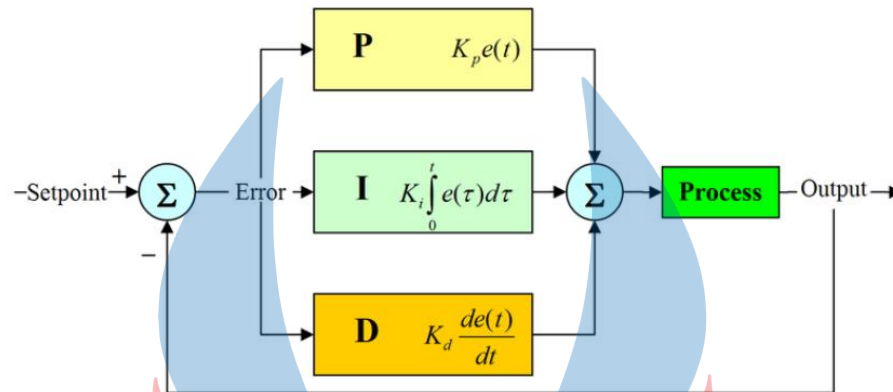
$e(t)$ = *error* = $Y_{sp} - Y_m$;

Y_{sp} = nilai *set-point*;

Y_m = nilai variabel proses;

t = waktu;

τ = variabel integrasi yang bernilai dari nol sampai t.



Gambar 2. 10. Blok Diagram Kontroler PID (Ogata, 2010)

Berikut adalah penjelasan variable pada sistem pengendali PID (Ogata, 2010).

1. Pengendali *Proportional*

Pengendali *proportional* berperan untuk nilai *error* saat ini dengan keluaran yang sebanding dengan besarnya nilai *error*. Respon diatur dengan mengalikan nilai *error* dengan konstanta K_p , disebut konstanta *proportional*. Pengendali *proportional* dirumuskan pada Persamaan 2.32.

$$P_{out} = K_p e(t) \quad (2.32)$$

dimana:

P_{out} = keluaran pengendali *proportional*;

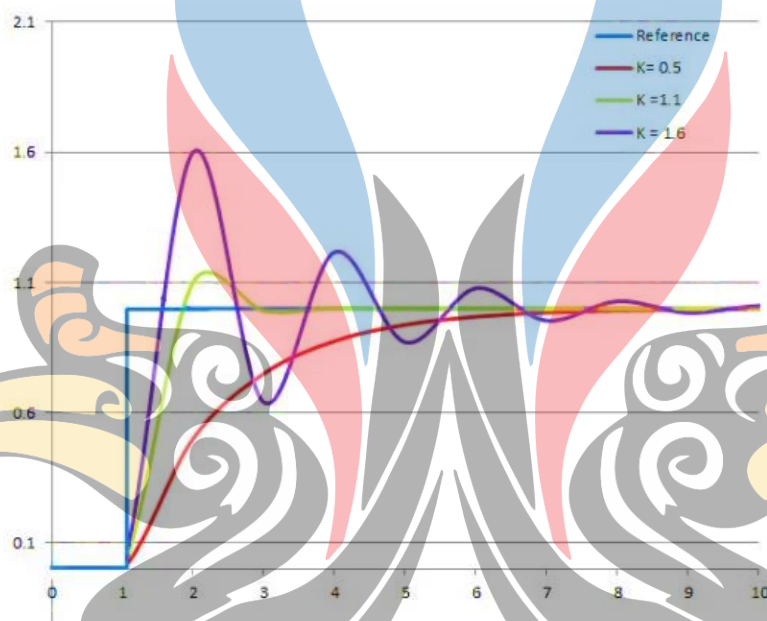
K_p = gain *proportional*;

$e(t)$ = *error*.

Karakteristik pengendali *proportional* ketika diterapkan pada suatu sistem adalah sebagai berikut :

1. Jika nilai K_p kecil diterapkan ke suatu sistem maka akan menghasilkan respon sistem yang lambat.

2. Jika nilai K_p dinaikkan maka respon sistem semakin cepat mencapai *set-point* dan keadaan stabil.
3. Jika nilai K_p diperbesar secara berlebihan maka sistem menjadi tidak stabil atau respon sistem akan berosilasi. Gambar 2.9 menunjukkan pengaruh dari pengendali *proportional* pada suatu sistem. Pada Gambar ditunjukkan pada suatu sistem diterapkan pengendali *proportional* dengan tiga nilai yang bervariasi terhadap suatu nilai *set-point*.



Gambar 2. 11. Respon Kontrol Proportional Suatu Sistem (Ogata, 2010)

2. Pengendali *Integral*

Pengendali *integral* bertanggung jawab untuk nilai *error* sebelumnya dengan memperbaiki respon *steady-state* dari sistem sehingga *error* sistem mengecil dan tercapai keadaan *error* sama dengan nol. Pengendali *integral* menjumlah *error* setiap waktu dan mengakumulasi *offset* yang telah dikoreksi sebelumnya dan dikalikan dengan konstanta K_i , disebut konstanta *integral*. Pengendali *integral* dirumuskan pada Persamaan 2.33.

$$I_{out} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.33)$$

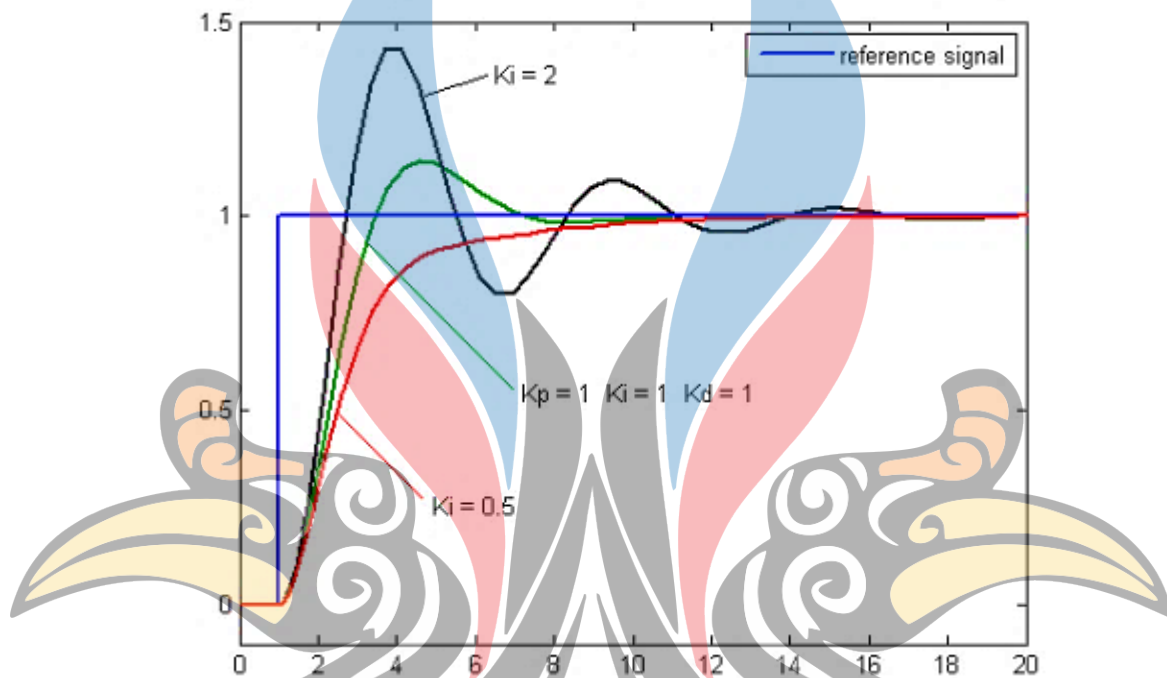
dimana:

I_{out} = keluaran pengendali *integral*;

K_i = konstanta *integral*;

$e(\tau)$ = *error* dari nilai variabel integrasi;

τ = variabel integrasi yang bernilai dari nol sampai t .



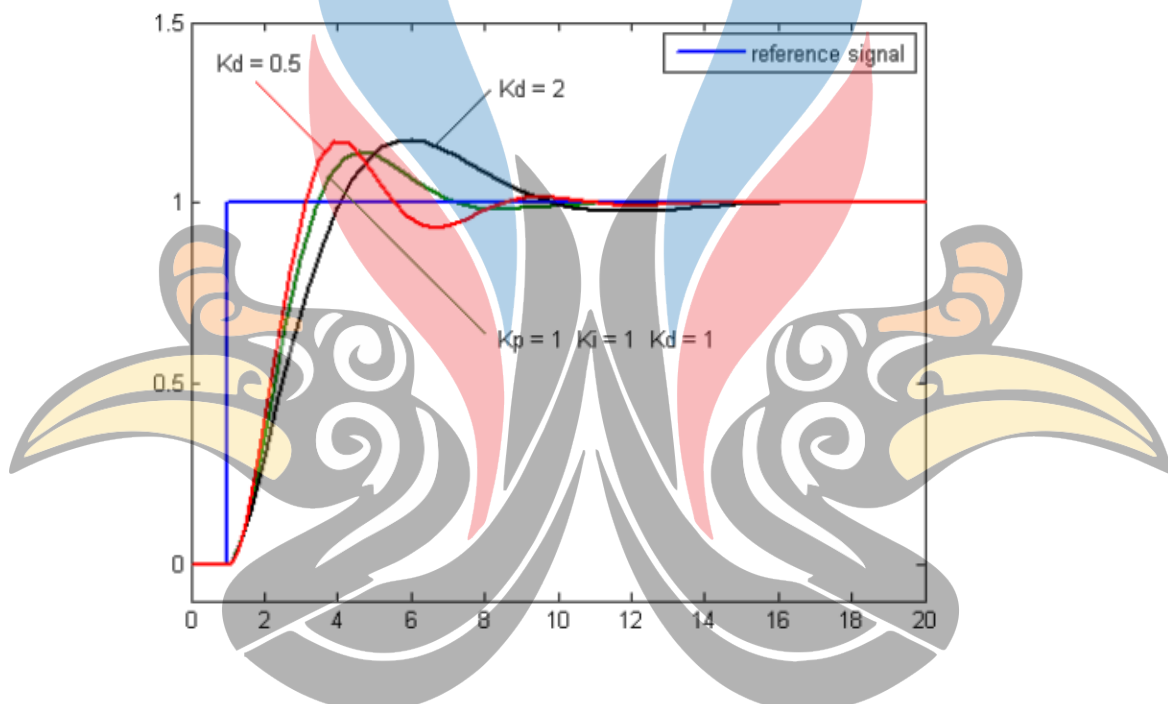
Gambar 2. 12. Respon Kontrol Integral Suatu Sistem (Ogata, 2010)

Karakteristik dari kontrol *integral* adalah sebagai berikut:

1. Pengendali *integral* memperlambat respon karena membutuhkan selang waktu tertentu.
2. Ketika nilai *error* sama dengan nol maka keluaran pengendali akan sama dengan nilai sebelumnya.
3. Ketika nilai *error* tidak sama dengan nol maka keluaran akan bertambah atau berkurang sesuai dengan besar nilai *error* dan konstanta K_i .
4. Konstanta K_i yang berharga besar akan mempercepat hilangnya *offset*, namun apabila semakin besar akan mengakibatkan peningkatan osilasi dari sinyal keluaran pengendali. Gambar 2.10 menunjukkan pengaruh dari pengendali *integral* pada suatu sistem.

3. Pengendali *Derivative*

Pengendali *derivative* bertanggung jawab untuk kemungkinan nilai kesalahan mendatang dengan memperbaiki respon transien suatu sistem. Pengendali *derivative* menentukan kemiringan *error* setiap waktu dan mengalikan perubahan tiap waktu dengan konstanta K_d , disebut konstanta *derivative*. Gambar 2.12 menunjukkan respon pengendali *derivative* suatu sistem. Pengendali *derivative* dirumuskan pada Persamaan 2.34.



Gambar 2. 13. Respon Kontroler Derivative Suatu Sistem (Ogata, 2010)

$$D_{out} = K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{2.34}$$

dimana:

D_{out} = keluaran pengendali *derivative*;

K_d = konstanta *derivative*;

$\frac{d(e(t))}{dt}$ = laju perubahan *error* tiap waktu.

Karakteristik dari kontrol *derivative* sebagai berikut.

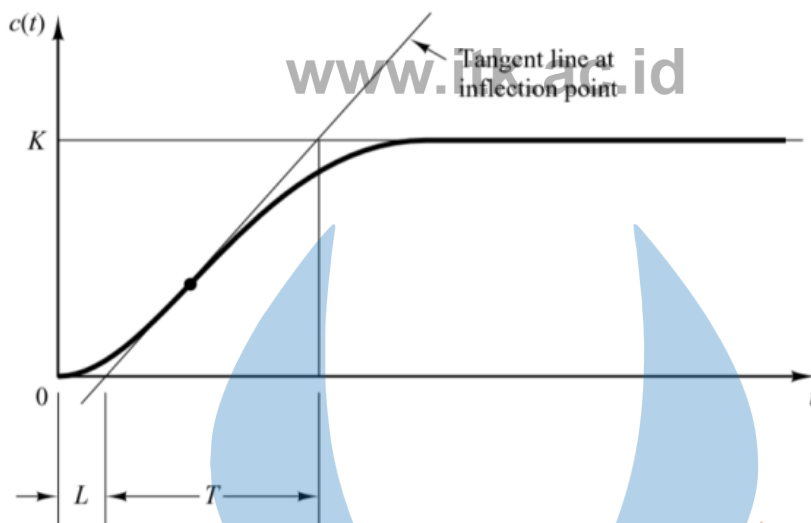
1. Pengendali *derivative* tidak menghasilkan keluaran jika tidak terdapat perubahan pada masukannya.
2. Pengendali *derivative* dapat mengantisipasi *error* sebelum membesar, memberi aksi yang bersifat korektif dan meningkatkan stabilitas sistem.

2.6.1. PID Metode *Ziegler-Nichols*

Penentuan parameter PID yang akan digunakan pada suatu sistem dapat dicari dengan menggunakan metode *Ziegler-Nichols* (Z-N). Metode ini diperkenalkan pada tahun 1942. Metode Z-N memiliki dua cara yaitu metode kurva reaksi didasarkan pada reaksi sistem *openloop* dengan melihat step response dan metode 1,2 osilasi didasarkan pada reaksi sistem close loop dengan melihat pada frequency response. Keduanya digunakan untuk memperoleh overshoot maksimum sebesar 25% (Ogata, 2010).

Pada metode kurva reaksi dengan *plant* sebagai *open loop* dikenai sinyal *step function*. Kelemahan metode ini terletak pada ketidakmampuannya untuk menangani *plant integrator* maupun *plant* yang memiliki *pole* kompleks. Jika *plant* tidak mengandung unsur *integrator* maupun *pole-pole* yang kompleks maka respon sistem akan menghasilkan kurva berbentuk S seperti pada Gambar 2.13 (Ogata, 2010).

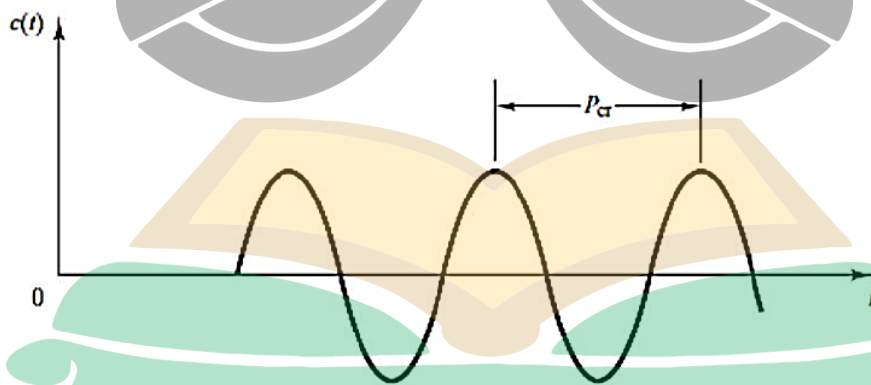
Kurva berbentuk S mempunyai dua konstanta, waktu mati (*dead time*) L dan waktu tunda T. Berdasarkan Gambar, terlihat bahwa kurva reaksi berubah naik, setelah selang waktu L. Pada kurva dibuat suatu garis yang bersinggungan dengan garis kurva. Garis singgung itu akan memotong dengan sumbu absis dan garis maksimum. Perpotongan garis singgung dengan sumbu absis merupakan ukuran L, dan perpotongan dengan garis maksimum merupakan T yang diukur dari titik waktu L. Aturan *tuning* PID berdasarkan cara kurva reaksi dapat dilihat pada Tabel 2.3 (Ogata, 2010).



Gambar 2. 14. Kurva Respon S (Ogata, 2010)

Tabel 2. 3. Aturan *Tuning* PID Metode Kurva Reaksi (Ogata, 2010)

Jenis Pengendali	K_p	T_i
P	T/L	\sim
P	$0,9 T/L$	$L/0,3$
PID	$1,2 T/L$	$2L$



Gambar 2. 15. Respon Sistem dalam Keadaan Sustain Oscillation (Ogata, 2010)

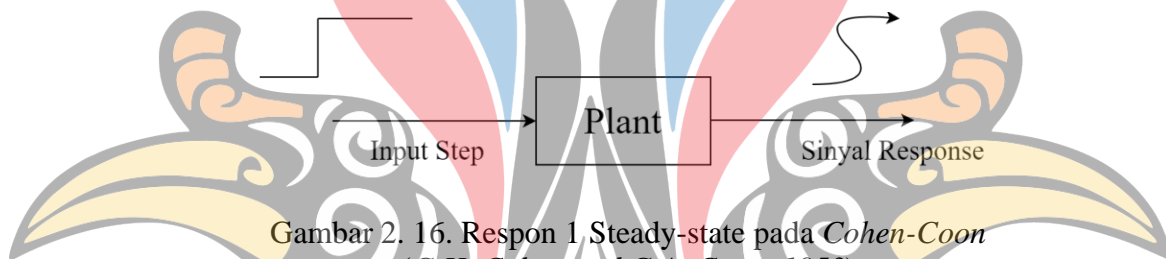
Metode osilasi menetapkan parameter integrator diatur tak hingga dan parameter *derivative* diatur nol ($T_i = \infty$; $T_d = 0$) sehingga parameter yang digunakan hanyalah pengendalian proporsional. Nilai K_p dinaikkan dari 0 hingga mencapai

Critical Gain (K_{cr}) dimana reaksi sistem berosilasi dengan magnitud tetap (*sustain oscillation*). Periode dari osilasi disebut *Critical Period* (P_{cr}). Respon sistem yang diharapkan dapat dilihat pada Gambar 2.14 (Ogata, 2010). Nilai K_{cr} dan P_{cr} yang telah diperoleh disubstitusikan ke dalam Tabel 2.4. aturan *tuning*.

Tabel 2. 4. Aturan *Tuning* PID Metode Osilasi (Ogata, 2010)

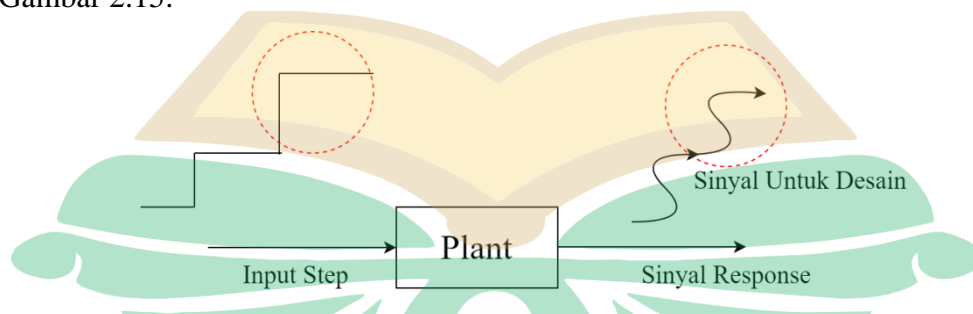
Jenis Kontroler	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	\sim	0
PI	$0,45K_{cr}$	$0,833P_{cr}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

2.6.2. PID Metode *Cohen-Coon*



Gambar 2. 16. Respon 1 Steady-state pada *Cohen-Coon* (G.H. Cohen and G.A. Coon, 1953)

Metode *Cohen-Coon* bila dibandingkan dengan metode *Ziegler-Nichols*, dapat diaplikasikan untuk plant yang memiliki *deadtime* besar (delay besar). Pada CC plant diberi input step, lalu respon dibiarkan sampai *steady-state* seperti Gambar 2.15.



Gambar 2. 17. Respon 2 Steady-state pada *Cohen-Coon* (G.H. Cohen and G.A. Coon, 1953)

Input step di tambah lalu respon dibiarkan sampai mencapai *steady-state*. Sinyal perubahan inilah yang akan di pakai untuk mendesain kendali seperti Gambar 2.16.

Gambar 2.17 menunjukkan bagaimana parameter penyusun PID dengan metode *Cohen-Coon* diperoleh. Pertama adalah B merupakan selisih waktu yang diperlukan oleh sistem yang dimulai dari *steady-state* pertama hingga menuju *steady-state* kedua yang diperoleh dari masukan nilai akhir pada masukan *step*. A adalah waktu yang diperlukan saat sistem mencapai titik *steady-state* dari nilai masukan akhir pada *step*. t_2 adalah waktu yang diperlukan sistem saat 50% mencapai nilai *steady-state* kedua. t_3 adalah waktu yang diperlukan sistem saat 0,632 mencapai nilai *steady-state*, dimana 0,632 merupakan konstanta sistem *Cohen-Coon*. Selanjutnya t_0 merupakan waktu yang dicapai oleh sistem saat *steady-state* pertama. t_1 adalah waktu yang berada diantara t_0 dan t_2 .

Parameter analisis metode *Cohen-Coon* ditunjukkan oleh Persamaan 2.35 hingga persamaan 2.43.

$$B = T_1 - T_0 \quad (2.35)$$

$$A = S_1 - S_0 \quad (2.36)$$

$$t_2 = \frac{B}{2} \quad (2.37)$$

$$t_3 = B \times 0,632 \quad (2.38)$$

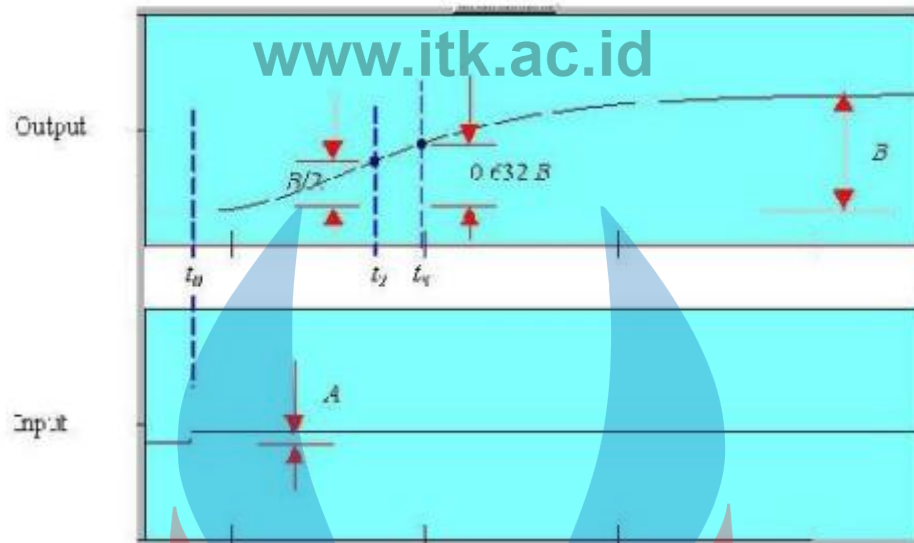
$$t_1 = \frac{t_2 - \ln(2) t_3}{1 - \ln(2)} \quad (2.39)$$

$$\tau = t_3 - t_1 \quad (2.40)$$

$$\tau_{dead} = t_1 - t_0 \quad (2.41)$$

$$K = \frac{B}{A} \quad (2.42)$$

$$r = \frac{\tau_d}{\tau} \quad (2.43)$$



Gambar 2. 18. Kurva Analisis Parameter Metode Cohen-Coon (Woolf dkk, 2021)

Tabel 2. 5. Parameter PID untuk *Cohen-Coon* (*Cohen-Coon*) (Woolf dkk, 2021)

Controller Type	Kontroller Gain	Integral Time	Derivative Time
P Controller	$K_c = \frac{1}{r \times K} \left\{ 1 + \frac{r}{3} \right\}$		
PI Controller	$K_c = \frac{1}{r \times K} \left\{ 0,9 + \frac{r}{12} \right\}$	$T_i = \tau_{dead} \frac{30 + 3r}{9 + 20r}$	
PID Controller	$K_c = \frac{1}{r \times K} \left\{ \frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right\}$	$T_i = \tau_{dead} \frac{32 + 6r}{13 + 8r}$	$T_d = \tau_{dead} \frac{4}{11 + 2r}$

2. 7. Gambaran Utama Posisi Penelitian

Berdasarkan Tabel 2.6 merupakan Gambaran utama posisi penelitian dari tugas akhir yang akan digunakan.

Tabel 2. 6. Posisi Perancangan Pengendalian Kecepatan Motor BLDC *E-Bike*

No.	Nama dan Tahun Publikasi	Keterangan
1.	Carmelina Abagnale; Massimo Cardone; Paolo Iodice; Salvatore Strano; Mario Terzo; Giovanni Vorraro (2015)	<p>Judul: <i>A dynamic model for the performance and environmental analysis of an innovative e-bike</i></p> <p>Metode: Ujicoba secara simulasi</p> <p>Hasil: Paper menunjukkan penggunaan sepeda listrik terhadap lingkungan. Ujicoba secara simulasi terbagi atas “ujicoba a” dan “ujicoba b”. Ujicoba a adalah sepeda listrik dengan kecepatan 16 km/jam dan ujicoba b adalah sepeda listrik dengan kecepatan 22 km/jam. Ujicoba dilakukan dengan parameter sepeda listrik yang sama. Didapatkan hasil bahwa “ujicoba a” menghasilkan total polusi yang lebih tinggi daripada “ujicoba b” dengan nilai polusi CO [g] = 32,7; NO_x[g] = 1,7 dan HC[g] = 7,7.</p>
2.	Ustun,O; Tanc G; Kivanc O.C; Tosun G. (2016)	<p>Judul: <i>In Pursuit of Proper BLDC Motor Design for Electric Bicycles</i></p> <p>Metode: Meninjau Referensi EN1519 Standard Eropa dan Produk Motor BLDC pada sepeda listrik yang beredar serta melakukan pemodelan dengan perangkat lunak RMXprt dan ANSYS® Maxwell FEM.</p> <p>Hasil: Paper menunjukkan pembuatan desain motor BLDC pada sepeda listrik dan di implementasikan berdasarkan pertimbangan efisiensi motor. Ditargetkan penggunaan motor dengan daya 250Watt dengan kecepatan 25 KM/Jam dengan topologi slot/pole 36/34.</p>
3	Adel A. El-samahy, Mohamed A. Shamseldin (2016)	<p>Judul: <i>Brushless DC Motor Tracking Control Using Self-Tuning Fuzzy PID Control and Model Reference Adaptive Control</i></p>

No.	Nama dan Tahun Publikasi	Keterangan
		<p>Metode: <i>Self-tuning Fuzzy PID</i> dan <i>Model Reference Adaptive Control (MRAC)</i> dengan PID Kompensator</p> <p>Hasil: Paper menunjukkan penggunaan motor BLDC dengan parameter kontrol kecepatan. Tegangan rating motor 36 Volt dan Kecepatan Rating 4000 RPM disimulasikan dengan metode pengendali. PID yang digunakan adalah Ziegler-Nichols. Didapatkan hasil bahwa penggunaan MRAC dengan Kompensator PID menghasilkan respon sistem lebih baik daripada kendali Fuzzy PID maupun Adatif PID.</p>
4.	Joseph, E; Olaiya O.O. (2017)	<p>Judul: <i>Cohen-Coon PID Tuning Method: A Better Option to Ziegler-Nichols PID Tuning Method.</i></p> <p>Metode: <i>Cohen-Coon; Zieglers- Nichols.</i></p> <p>Hasil: PID Metode <i>Cohen-Coon</i> menunjukkan performa yang relative lebih baik daripada PID Metode <i>Ziegler-Nichols</i>. Kedua metode PID memerlukan <i>tuning</i> lebih lanjut agar dapat menghasilkan solusi yang lebih presisi terutama pada pemodelan persamaan matematika sistem. PID Metode <i>Cohen-Coon</i> menunjukkan penggunaan energi yang lebih sedikit berdasarkan rendahnya persentase <i>overshoot</i> dan <i>settling time</i></p>
5.	Hyder Salim Hameed (2018)	<p>Judul: <i>Brushless DC Motor Controller Design Using Matlab Applications</i></p> <p>Metode: P, PI, PID</p> <p>Hasil: Penelitian ini memperlihatkan perbandingan penggunaan kontroler P, PI, dan PID yang disimulasikan pada aplikasi MATLAB R2016A. Hasil penelitian menunjukkan bahwa kontroler PID adalah pengendali yang menghasilkan respon lebih baik dari dengan parameter <i>rising time</i>, <i>settling time</i>, dan <i>maximum overshoot</i>, dan kontroler dapat mengikuti kecepatan referensi yang diberikan Namun</p>

No.	Nama dan Tahun Publikasi	Keterangan
-----	--------------------------	------------

www.itk.ac.id

penelitian ini tidak menggunakan pembebanan pada motor BLDC.

- | | | |
|----|---|--|
| 6. | Md Mahmud; S.M.A Motakabber; A.H.M Zahirul Alam; Anis Nurashikin Nordin
(2020) | <p>Judul: <i>Control BLDC Motor Speed using PID Controller</i></p> <p>Metode: PID,PD, Logika Fuzzy</p> |
|----|---|--|

Hasil: Penelitian ini menggunakan sumber tegangan 24 V ke motor BLDC dengan kecepatan kerja motor hingga 2500 RPM. Penelitian ini membandingkan antara penggunaan kontroler PID dengan PI dan logika Fuzzy. Metode PID menunjukkan overshoot dan undershoot yang lebih rendah 0,4% dan 1,9%, settling time pada metode PID sebesar 18 msec. Kontroler PID menghasilkan *slew rate* 92,27 msec dan *per shool* 2,5%.

- | | | |
|----|------------------------------|---|
| 7. | Juan Novly Azareel
(2021) | <p>Judul: Perancangan Sistem Kendali Kecepatan Motor BLDC Pada <i>E-Bike</i> menggunakan PID Tuning Cohen-Coon</p> |
|----|------------------------------|---|

Metode: PID tuning Cohen-Coon
Hasil:-



www.itk.ac.id