

BAB II TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Motor Induksi Tiga Fasa

Motor induksi merupakan motor dengan arus bolak-balik, motor induksi menggunakan arus yang terinduksi sebagai akibat adanya perbedaan yang relatif antara putaran rotor dengan medan putar atau *rotating magnetic field* yang dihasilkan dari arus stator.

Belitan stator terhubung dengan sumber tegangan tiga fasa akan menghasilkan medan magnet yang berputar dengan kecepatan sinkron, kecepatan sinkron dapat dicari menggunakan Persamaan 2.1.

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad 2.1$$

Dimana n_s adalah kecepatan sinkron motor induksi dalam rpm, f adalah frekuensi dalam hertz (Hz) dan p adalah jumlah kutub atau pole.

Medan putar pada stator akan memotong konduktor-konduktor pada rotor, sehingga dapat terinduksi arus dan sesuai dengan hukum lantz, rotor pun akan turut berputar mengikuti medan putar rotor. Perbedaan putaran relatif antara stator dan rotor disebut slip. Bertambahnya beban akan memperbesar kopel motor, yang oleh karenanya akan memperbesar pula arus induksi pada rotor, sehingga slip antara medan putar stator dan putaran rotor pun akan bertambah besar. Jadi bila beban motor bertambah, putaran rotor cenderung menurun, slip tersebut dapat dinyatakan dalam Persamaan 2.2 (Zuhal, 1995).

$$S = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \times 100\% \quad 2.2$$

Motor induksi tiga fasa banyak digunakan dikalangan industri dikarenakan motor induksi ini memiliki konstruksi yang sederhana dan kuat, lalu pada sisi

harga mesin induksi ini relatif murah dengan perawatan yang mudah, motor induksi ini memiliki nilai efisiensi yang tinggi dikarenakan saat kondisi berputar normal, tidak dibutuhkan sikat sehingga rugi-rugi daya dapat dikurangi, dan motor induksi ini tidak memerlukan starting tambahan dan tidak perlu sinkron (Chapman, 2005).

2.1.1 Konstruksi

Motor induksi merupakan salah satu mesin asinkron (asynchronous machine) memiliki bentuk fisik stator yang sama dengan motor sinkron, namun memiliki konstruksi rotor yang berbeda. Motor induksi tiga fasa merupakan motor yang memiliki konstruksi sederhana sehingga banyak digunakan dalam dunia industri. Selain itu, tidak diperlukan primemover eksternal (self-starting motor starting) pada motor ini untuk starting, memiliki karakteristik operasi, regulasi kecepatan yang baik, dan lebih murah dari segi pemeliharaan (Chapman, 2005)

Pada dasarnya motor induksi terdiri dari suatu bagian yang tidak berputar (stator) dan bagian yang bergerak memutar (rotor). Stator mempunyai kumparan yang dapat menginduksikan medan elektromagnetik kepada kumparan rotornya. Sedangkan rotor merupakan bagian yang bergerak akibat adanya induksi magnet dari kumparan stator yang diinduksikan kepada kumparan rotor. Stator terdiri dari frame stator, inti stator dan kumparan medan. Terdapat dua tipe rotor motor induksi yaitu rotor sangkar tupai dan rotor belitan (Chapman, 2005). Rotor motor induksi tipe sangkar tupai memiliki kelebihan pada konstruksinya yang sederhana yang mana konstruksinya dari inti berlapis dengan konduktor dipasang paralel dengan poros yang mengelilingi permukaan inti. Sedangkan rotor tipe belitan jarang digunakan dalam dunia industri karena rotor tipe ini lebih mahal dan pemeliharaannya yang sulit. Rotor tipe sangkar ini memiliki kelebihan pada saat start up karena resistansi slip ring dapat ditambahkan pada rangkaian rotor (Barta, 2018). Rangkaian stator motor induksi dapat ditunjukkan pada Gambar 2.1 berikut.



Gambar 2.1 Stator Motor Induksi Tiga Fasa (Chapman, 2005)

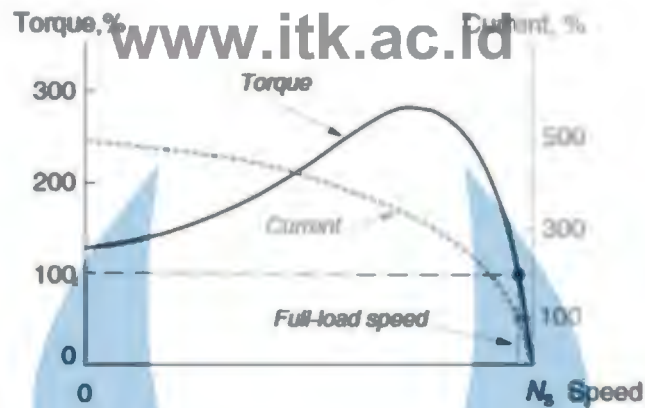
Rotor motor induksi tipe sangkar (cage rotor) memiliki bentuk seperti roda gerigi yang ditunjukkan pada Gambar 2.2. Rotor jenis ini sangat sering digunakan karena mudah dibuat dan dapat digunakan berapapun kutub pada stator (Hughes, 2006)



Gambar 2.2 Rotor Tipe Sangkar (Chapman, 2005)

2.1.2 Kurva Karakteristik Motor Induksi

Kurva karakteristik motor induksi identik dengan kurva perbandingan antara torsi, kecepatan dan arus motor yang ditunjukkan pada Gambar 2.3.



Gambar 2.3 Kurva Torsi vs Kecepatan vs Arus Motor Induksi (Hughes, 2006)

Berdasarkan Gambar 2.3, pada awalan arus starting pada motor induksi cukup tinggi dan torsi rendah (*pull-up torque*) serta kecepatan sinkron masih rendah. Seiring dengan bertambahnya kecepatan sinkron, torsi berada pada tingkat tertinggi (*pull-out torque*) dan arus mulai turun. Pada saat kecepatan sinkron penuh, arus dan torsi turun ke nol (Hughes, 2006).

2.1.3 Model Matematika Motor Induksi Tiga Fasa

Motor induksi terdapat stator sebagai kumparan primer dan rotor sebagai kumparan sekunder. Rangkaian motor induksi ditunjukkan pada Gambar 2.3. Rangkaian stator terdapat a_s , b_s , dan c_s sedangkan pada rangkaian rotor terdapat a_r , b_r , dan c_r . Bagian yang memisahkan kumparan stator dengan rotor adalah air gap atau celah udara (Kim, 2017).

$$V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad 2.3$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad 2.4$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad 2.5$$



Gambar 2.4 Model Rangkaian Motor Induksi Dua Fasa (Kim,2017)

Persamaan tegangan rotor berdasarkan dari Persamaan 2.3 hingga Persamaan 2.5 ditunjukkan pada Persamaan 2.6 hingga 2.8 (Kim, 2017).

$$V'_{ar} = R' i'_{ar} + \frac{d\lambda'_{ar}}{dt} \quad 2.6$$

$$V'_{br} = R' i'_{br} + \frac{d\lambda'_{br}}{dt} \quad 2.7$$

$$V'_{cr} = R' i'_{cr} + \frac{d\lambda'_{cr}}{dt} \quad 2.8$$

Terdapat nilai V_{as}, V_{bs}, V_{cs} yang merupakan tegangan stator pada fasa a, b, c. $V'_{ar}, V'_{br}, V'_{cr}$ adalah tegangan rotor dalam volt. i_{as}, i_{bs}, i_{cs} merupakan arus stator. $i'_{ar}, i'_{br}, i'_{cr}$ merupakan arus stator dalam ampere. $\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$ merupakan fluks stator. $\lambda'_{as}, \lambda'_{bs}, \lambda'_{cs}$ adalah fluks rotor dalam weber. R_s merupakan resistansi stator sedangkan R' merupakan resistansi rotor dalam ohm.

Persamaan pada fluks stator dan rotor berdasarkan arus dan induktansi ditunjukkan dalam matriks persamaan 2.9.

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{st})^T & L_r \end{bmatrix} \quad 2.9$$

Dimana L_s dan L_r merupakan induktansi kumparan stator dan rotor. L_{sr} merupakan induktansi mutual stator dengan rotor dalam satuan henry (H).

Dari persamaan 2.9 dapat dicari nilai fluks dan arus stator serta rotor yang ditunjukkan pada persamaan 2.10 hingga 2.13 (Ong,1998)

$$\lambda_s^{abc} = (\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs})^T \quad 2.10$$

$$\lambda_r^{abc} = (\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr})^T \quad 2.11$$

$$i_s^{abc} = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^T \quad 2.12$$

$$i_r^{abc} = (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})^T \quad 2.13$$

Dimana i_{as}, i_{bs}, i_{cs} merupakan arus stator dan i_{ar}, i_{br}, i_{cr} arus rotor pada fasa a, b, c dalam satuan ampere. Tanda T adalah transpose dari fluks dan arus.

Setelah mencari nilai fluks maka dapat dilanjutkan untuk mencari nilai Transformasi vektor pada motor induksi merupakan transformasi dari sistem koordinat (a-b-c) atau tiga fasa menjadi sistem koordinat (d-q) atau dua fasa. Terdapat dua koordinat dalam dua fasa yaitu koordinat stasioner ($\alpha\beta$) dan koordinat *synchronously rotating* atau dapat disebut dengan berputar secara sinkron (dq).

Transformasi Clarke merupakan transformasi dari koordinat tiga fasa a-b-c ke koordinat stasioner dua fasa $\alpha\beta$ atau disebut juga d-q stasioner. Transformasi koordinat a-b-c ke koordinat d-q stasioner memiliki referensi terdiri dari 2 sumbu d-q yang tidak bergerak. Secara matematis dapat ditunjukkan pada Persamaan 2.14 hingga 2.15

$$V_{qs}^s = V_a = \frac{2V_{as}}{3} - \frac{V_{bs}}{3} - \frac{V_{cs}}{3} = V_{as} \quad 2.14$$

$$V_{ds}^s = V_\beta = \frac{V_{bs}}{\sqrt{3}} - \frac{V_{cs}}{\sqrt{3}} - V_{as} - 90^\circ \quad 2.15$$

Transformasi invers Clarke

www.itk.ac.id

$$V_{as} = V_{qs}^s \quad 2.16$$

$$V_{bs} = -\frac{1}{2} V_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{ds}^s \quad 2.17$$

$$V_{cs} = -\frac{1}{2} V_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{ds}^s \quad 2.18$$

Dimana V_a, V_b, V_c adalah tegangan stator dalam koordinat a-b-c dan V_{ds}, V_{qs} adalah tegangan transformasi dalam koordinat d-q stationer.

Transformasi Park digunakan untuk mengubah koordinat dua fasa stationer α - β ke dalam koordinat berputar sinkron atau synchronously rotating frame d-q yang tetap pada rotor. Transformasi ini ditunjukkan pada Persamaan 2.19 hingga 2.20.

$$V_{qs} = V_{qs}^s \cos\theta_e - V_{ds}^s \sin\theta_e \quad 2.19$$

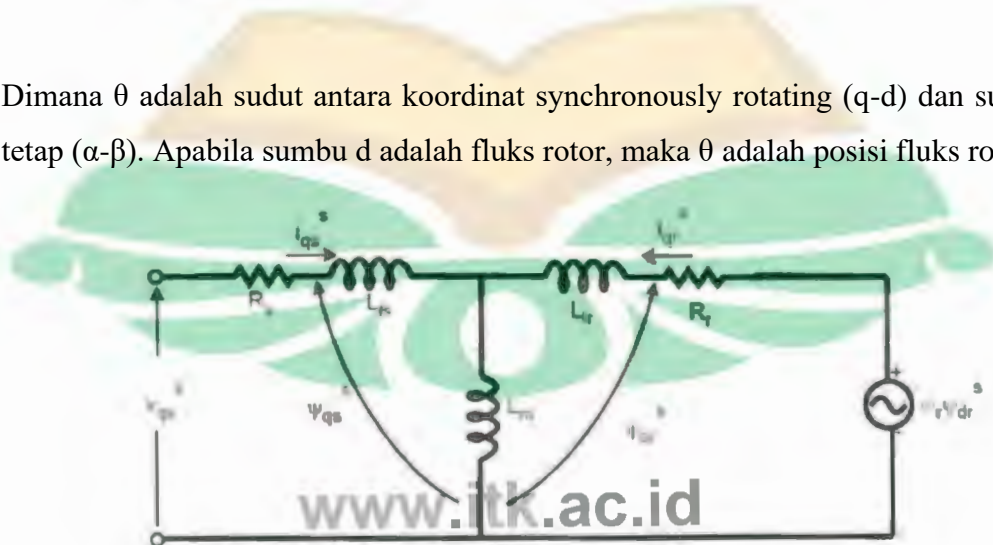
$$V_{ds} = V_{qs}^s \sin\theta_e - V_{ds}^s \cos\theta_e \quad 2.20$$

Transformasi invers

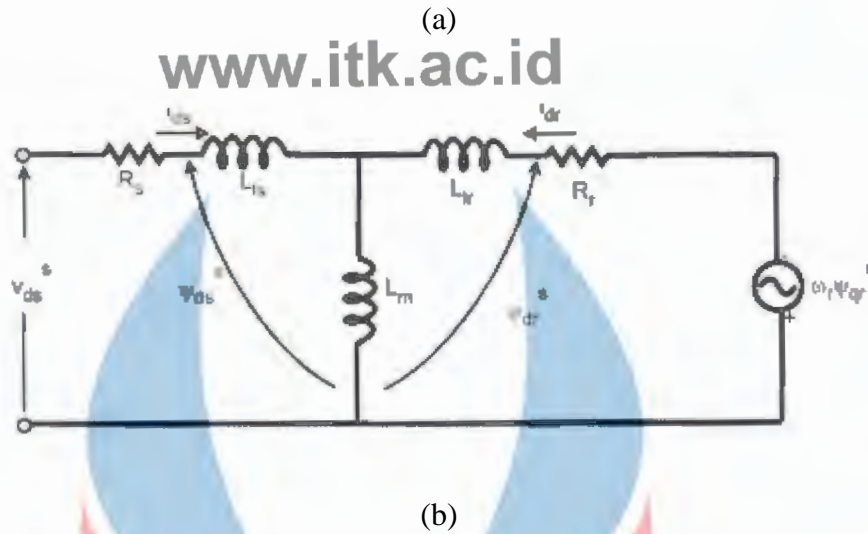
$$V_{qs}^s = V_a = \frac{2V_{as}}{3} - \frac{V_{bs}}{3} - \frac{V_{cs}}{3} = V_{as} \quad 2.21$$

$$V_{ds}^s = V_\beta = \frac{V_{bs}}{\sqrt{3}} - \frac{V_{cs}}{\sqrt{3}} - V_{as} - 90^\circ \quad 2.22$$

Dimana θ adalah sudut antara koordinat synchronously rotating (q-d) dan sumbu tetap (α - β). Apabila sumbu d adalah fluks rotor, maka θ adalah posisi fluks rotor.



www.itk.ac.id



Gambar 2.5 Rangkaian Ekuivalen q Stationer (a) dan d Stationer (b) Motor Induksi Tiga Fasa (Bose,2002)

Rangkaian ekuivalen motor induksi 3 fasa pada koordinat d-q stationer ditentukan dari analisis rangkaian ekuivalen motor induksi 3 fasa meliputi tegangan stator dan rotor, flux linkage dan torsi dari motor induksi. Rangkaian ekuivalen motor induksi 3 fasa dalam koordinat d-q stationer ditunjukkan pada Gambar 2.4. Persamaan tegangan stator dan rotor yang ditunjukkan pada Persamaan 2.23 hingga 2.26.

$$V_{qs}^s = R_s I_{qs}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{qs}^s \quad 2.23$$

$$V_{ds}^s = R_s I_{ds}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{ds}^s \quad 2.24$$

$$V_{qr}^s = R_s I_{qs}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{qr}^s - \omega_r \Psi_{dr}^s \quad 2.25$$

$$V_{dr}^s = R_s I_{ds}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{dr}^s + \omega_r \Psi_{qr}^s \quad 2.26$$

Untuk Persamaan hubungan fluks (flux linkage) ditunjukkan pada Persamaan 2.27 hingga 2.32.

$$\Psi_{qs}^s = L_{ls} I_{qs}^s + L_m (I_{qs}^s + I_{qr}^s) \quad 2.27$$

$$\Psi_{ds}^s = L_{ls} I_{ds}^s + L_m (I_{ds}^s + I_{dr}^s) \quad 2.28$$

$$\Psi_{qr}^s = L_{lr} I_{qr}^s + L_m (I_{qs}^s + I_{qr}^s) \quad 2.29$$

$$\Psi_{dr}^s = L_{lr}I_{dr}^s + L_m(I_{ds}^s + I_{dr}^s) \quad 2.30$$

www.itk.ac.id

Untuk persamaan kebocoran induktansi (*leakage inductance*)

$$L_{ls} = L_s - L_m \quad 2.31$$

$$L_{lr} = L_r - L_m \quad 2.32$$

Dari Persamaan tegangan dan fluks 2.23 hingga 2.32 maka dapat dicari Persamaan torsi elektromagnetik yang ditunjukkan pada Persamaan 2.33.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (I_{qs}F_{ds} - I_{ds}F_{qs}) \quad 2.33$$

Kecepatan putaran motor induksi fungsi dari torsi elektromagnetik dan torsi beban. Persamaan kecepatan motor induksi 3 fasa dapat ditunjukkan pada Persamaan 2.34 hingga 2.35.

$$T_e = T_L + j \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} j \frac{d\omega_m}{dt} \quad 2.34$$

$$\omega_r = \frac{P}{2j} \int (T_e - T_L) \quad 2.35$$

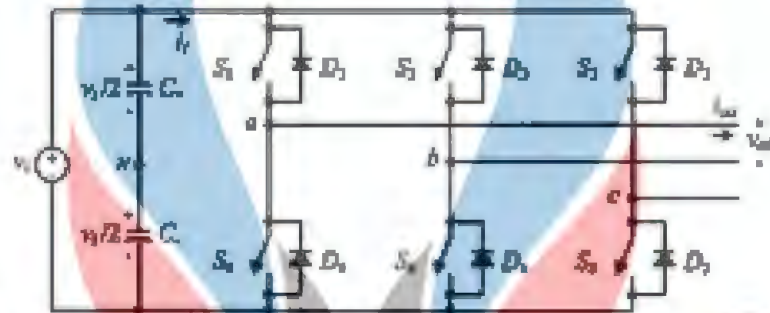
Dimana J merupakan momen inersia dalam kg.m^2 , P merupakan jumlah pasang kutub, ω_r kecepatan angular rotor (rad/detik), T_L merupakan torsi beban (N.m) dan T_e adalah torsi elektromagnetik (N.m).

2.2 Inverter

Inverter merupakan komponen yang digunakan untuk merubah arus DC menjadi arus AC, *Inverter* menghasilkan tegangan keluaran yang stabil, stabil dalam hal amplitude tegangan dan frekuensi tegangan, *inverter* memiliki distorsi yang kecil sehingga tidak terdapat tegangan transien sehingga tidak dapat diganggu oleh suatu keadaan.

www.itk.ac.id

Inverter memiliki keluaran berupa tegangan yang dapat diatur, pengaturan tegangan tersebut dinamakan *voltage source inverter*, VSI ini dapat diaplikasikan pada daya menengah dan daya tinggi, tujuan dari pengaturan tegangan ini adalah menyediakan sumber tegangan tiga fasa dimana *amplitude*, fase dan frekuensi dari tegangan tersebut selalu dapat dikontrol (Rashid, 2001). Rangkaian VSI (*voltage source inverter*) dapat dilihat pada Gambar 2.8.



Gambar 2.6 Rangkaian VSI Tiga Fasa (Rashid, 2001)

Rangkaian *voltage source inverter* memiliki enam saklar, saklar tersebut bisa berupa IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), FET (*Field Effect Transistor*) atau BJT (*Bipolar Junction Transistor*), saklar tersebut memiliki kegunaan yang berbeda-beda. Saklar IGBT dan FET merupakan saklar yang dikendalikan oleh tegangannya, sedangkan saklar BJT merupakan saklar yang dikendalikan oleh arusnya. Masukan dari VSI berupa sinyal PWM dengan frekuensi yang cukup tinggi.

Pemodelan fungsi transfer *inverter* merupakan pemodelan dari sistem. Nilai tegangan pada stator diberikan langsung kepada *inverter* dengan masukan berupa selisih nilai (*error*) sinyal antara arus torsi referensi dengan arus torsi umpan balik. *Inverter* dimodelkan dengan penguatan (K_{in}) dan waktu tunda (τ_{in}). Nilai penguatan didapatkan dari tegangan masukan DC (V_{DC}) dan tegangan pengaturan maksimum (V_{CM}). Maka didapatkan persamaan K_{in} pada Persamaan 2.35

$$K_{in} = 0,65 \frac{V_{dc}}{V_{cm}}$$

2.35

Nilai waktu tunda (τ_{in}) sama dengan waktu penyklaran sinyal *carrier* dalam setengah periode, pada nilai waktu tunda (τ_{in}) terdapat nilai 0,65 dimana nilai tersebut berfungsi untuk menentukan nilai *maximum peak fundamental* yang didapatkan dari *inverter* ketika diberikan tegangan masukan DC, persamaan waktu tunda dapat dituliskan seperti pada Persamaan 2.36

$$\tau_{in} = \frac{1}{2f_c} = 1 \times 10^{-2} \quad 2.36$$

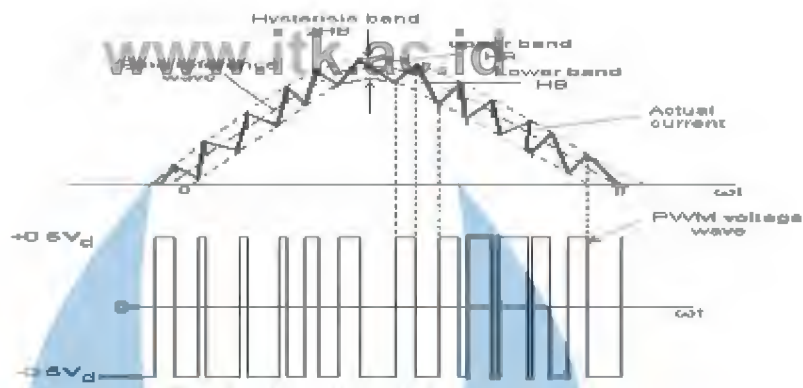
Sehingga fungsi transfer *inverter* dapat dituliskan seperti pada Persamaan 2.37

$$\frac{i_{qs}^s}{V_{qs}^s} = \frac{K_{in}}{1 + \tau_{in}s} \quad 2.37$$

2.3 *Hysterisis Band Pulse Width Modulation (HBPWM)*

Pulse width modulation (PWM) adalah sebuah teknik memanipulasi lebar sinyal yang dinyatakan dengan pulsa dalam suatu periode untuk mendapatkan tegangan rata-rata yang berbeda. Salah satu jenis PWM adalah hysteresis band pulse width modulation (HBPWM). HBPWM adalah jenis PWM dengan metode pengaturan arus umpan balik secara terus menerus pada PWM, di mana arus aktual secara terus menerus akan mengikuti arus referensi dalam sebuah hysteresis band (Ranganadh, 2013).

HBPWM dilakukan dengan pengaturan arus di mana rangkaian kontrol membentuk gelombang referensi arus sinusoidal dengan magnitude dan frekuensi yang diinginkan, kemudian dibandingkan dengan gelombang arus fasa aktual dari motor. Ketika arus mencapai nilai *upper band* (batas atas) yang diberikan, saklar bagian atas akan berada pada kondisi tidak aktif, sedangkan saklar bagian bawah dalam kondisi aktif. HBPWM akan menghasilkan transisi tegangan *output* berkisar dari +0,5 Vd ke -0,5 Vd. Saat arus melewati *lower band* (batas bawah), saklar bagian bawah akan tidak aktif dan saklar atas berada pada kondisi aktif (Ranganadh, 2013). Prinsip kerja HBPWM ditunjukkan oleh Gambar 2.7

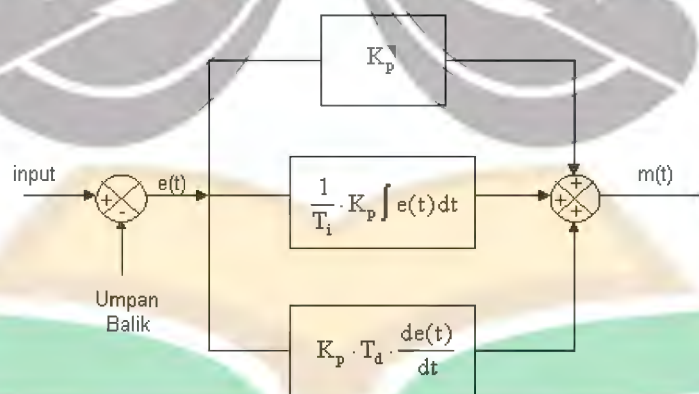


Gambar 2.7 Prinsip Kontrol Arus *Hysterisis-Band* (Ranganadh, 2013)

2.4 Kontroler

2.4.1 *Proportional (P), Integral (I) dan Derivative (D)*

Suatu sistem membutuhkan sebuah kontroler. Kontroler terdiri dari beberapa jenis, diantaranya yaitu proporsional, integral dan *derivative* di mana masing-masing kontroler memiliki kelebihan dan kekurangan. Setiap kekurangan dan kelebihan dari masing-masing pengendali P, I dan D dapat saling menutupi dengan menggabungkan ketiganya secara paralel menjadi pengendali PID. Blok diagram kontroler PID ditunjukkan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Blok Diagram Kontroler PID (Wisnu, 2016)

Model matematis dan struktur paralel sistem kendali PID pada Gambar 2.7 dapat dituliskan pada persamaan 2.38.

$$G(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad 2.38$$

Penggabungan antara pengendalian proporsional, integral dan derivatif pada sistem kendali PID memiliki tujuan tertentu. Kendali proporsional yang unggul dalam *rise time* yang cepat, kendali integral yang dapat menghilangkan *error steady state*, dan kendali derivatif yang dapat meredam *overshoot*. Untuk mempercepat *rise time*, menghilangkan *error steady state*, dan meredam *overshoot* maka ketiga kontroler digabungkan menjadi PID. Karakteristik dari masing-masing parameter sistem kendali PID dapat dilihat pada Tabel 2.1.

Tabel 2.1 Karakteristik Parameter PID (Yuan, 2012)

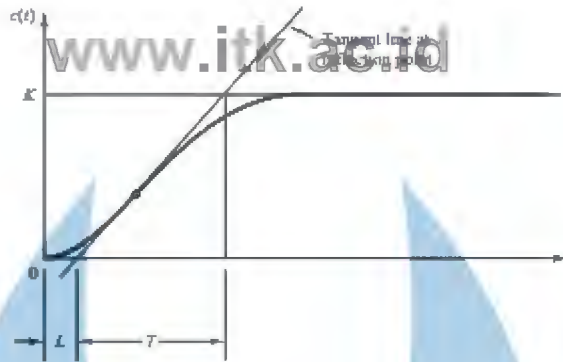
Penguatan	<i>Time Rise</i>	<i>Overshoot</i>	<i>Settling Time</i>	<i>Error Steady State</i>
K_p	Berkurang	Bertambah	Sedikit Berubah	Berkurang
K_i	Berkurang	Bertambah	Bertambah	Hilang
K_d	Sedikit Berubah	Berkurang	Berkurang	Sedikit Berubah

2.5 *Tuning PID Ziegler Nichols*

Ziegler Nichols merupakan seseorang yang mengenalkan metodenya pada tahun 1942. *Ziegler Nichols* memberikan usulan mengenai aturan penentuan nilai K_p (*Proportional Gain*), T_i (*Integral Time*) dan T_d (*Derivative Time*) berdasarkan karakteristik respon transien yang diberikan oleh sistem. Terdapat dua metode untuk menentukan nilai-nilai parameter PID dengan *Ziegler Nichols*. Metode pertama dilakukan dengan analisis karakteristik respon sistem dalam keadaan lup terbuka, metode kedua dilakukan dengan analisis karakteristik respon sistem dengan keadaan lup tertutup (Ogata, 2010). Penjelasan lebih detil mengenai dua metode tersebut, tercantum pada sub-bab 2.5.1 dan 2.5.2.

2.5.1 *Ziegler Nichols Metode Pertama*

Ziegler Nichols metode pertama dilakukan dengan analisis karakteristik respon sistem dalam keadaan lup terbuka. Berdasarkan respon yang didapatkan akan membentuk kurva S dengan konstanta L (*Delay Time*) dan T (*Time Constant*). Kurva S respon sistem dapat dilihat pada Gambar 2.9 berikut.



Gambar 2.9 Kurva S Respon Sistem (Ogata, 2010)

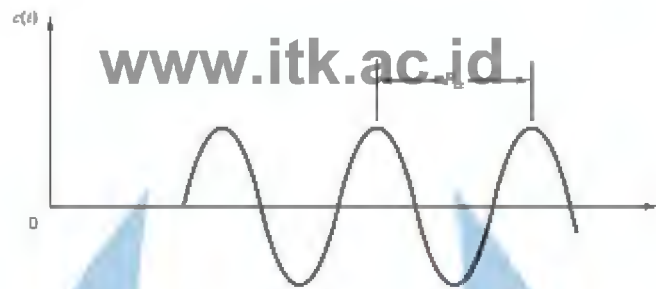
Penentuan nilai parameter K_p , T_i dan T_d pada *Ziegler-Nichols* metode pertama berdasarkan Gambar 2.8 dapat ditentukan dengan Tabel 2.2

Tabel 2.2 Penentuan Nilai Parameter PID *Ziegler-Nichols* Metode Pertama (Ogata, 2010)

Type Kendali	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0,9 \frac{T}{L}$	$0,9 \frac{T}{L}$	0
PID	$1,2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0,5L$

2.5.2 *Ziegler Nichols* Metode Kedua

Ziegler-Nichols metode kedua dilakukan dengan analisis karakteristik respon sistem dalam keadaan lup tertutup. Pada penentuan parameter T_i diatur dengan nilai tak hingga (∞) dan parameter T_d dengan nilai bernilai nol. Dengan menggunakan kendali *proportional* nilai K_p diatur dari nilai nol hingga mencapai nilai kritis (K_{cr}) sampai reaksi keluaran sistem beresilasi dengan nilai magnitudo yang tetap. *Critical Gain* (K_{cr}) merupakan suatu nilai penguatan *proporsional* saat mencapai kondisi osilasi tetap. Banyaknya periode pada sistem yang beresilasi disebut *Critical Period* (P_{cr}) (Ogata, 2010).



Gambar 2.10 Kurva Respon Sistem Saat Berosilasi Secara Tetap (Ogata, 2010)

Nilai K_{cr} dan P_{cr} dapat menentukan nilai-nilai parameter dari K_p , T_i dan T_d berdasarkan aturan yang terdapat pada Tabel 2.3 berikut

Tabel 2.3 Parameter PID Dengan Metode Kedua (Ogata, 2010)

Type Kendali	K_p	T_i	T_d
P	$0,5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45 K_{cr}$	$\frac{1}{1,2} P_{cr}$	0
PID	$0,6 K_{cr}$	$0,5 P_{cr}$	$0,125 P_{cr}$

2.6 State Space (Ruang Keadaan)

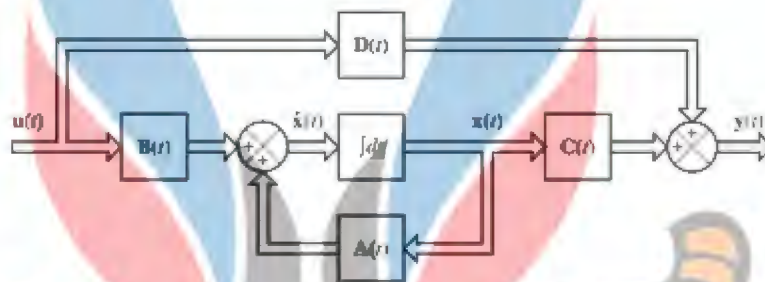
State suatu sistem dinamik adalah sekumpulan minimum variabel (disebut variabel-variabel *state*) sedemikian rupa sehingga dengan mengetahui variabel-variabel tersebut pada $t = t_0$, bersama-sama dengan informasi input untuk $t \geq t_0$, maka perilaku sistem pada $t \geq t_0$ dapat ditentukan secara utuh. *State space* merupakan ruang berdimensi n dengan sumbu-sumbu x_1, x_2, \dots, x_n . Setiap state dapat terletak disuatu titik dalam ruang tersebut. Pada analisis yang melibatkan ruang keadaan atau *state space*, memiliki 3 jenis variabel yang dianalisis yaitu variabel input, variabel output dan variabel state. Bentuk Persamaan *state space* secara umum ditunjukkan pada Persamaan 2.39 dan 2.40 (Ogata, 2010).

$$[X](s) = [A]x(s) + [B]u(s) \quad 2.39$$

$$[Y](s) = [C]x(s) + [D]u(s) \quad 2.40$$

www.itk.ac.id

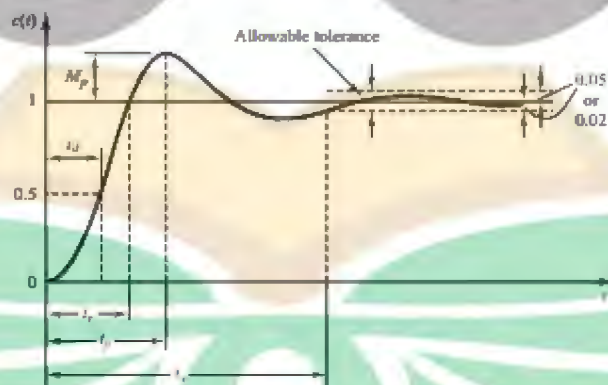
Berdasarkan Persamaan 2.39 dan 2.40 menggunakan domain (s), untuk mendapatkan Persamaan dalam domain (s) atau domain waktu menggunakan operasi matematika invers laplace. Pada Persamaan 2.39, A merupakan matriks state dan B merupakan matriks input. Pada Persamaan 2.40, C merupakan matriks output dan D merupakan matriks tranmisi langsung (Direct Transmission Matrix). Persamaan 2.39 dan 2.40 direpresentasikan dalam bentuk diagram blok ditunjukkan pada Gambar 2.11.



Gambar 2.11 Diagram Blok *State Space* (Ogata, 2010)

2.7 Respon Transien

Terdapat beberapa kriteria penting dalam menampilkan desain suatu sistem kendali, berikut beberapa hal penjelasan mengenai komponen kriteria tersebut, seperti pada Gambar 2.12.



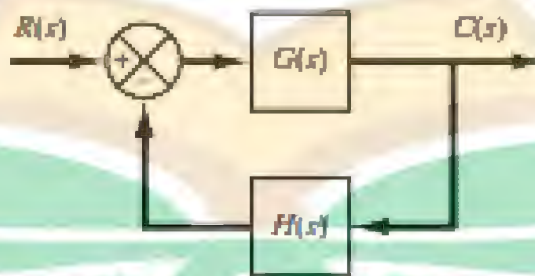
Gambar 2.12 Spesifikasi Grafik Respon Step (Ogata, 2010)

www.itk.ac.id

1. *Error steady-state* merupakan nilai selisih dari nilai *setpoint* dengan nilai *actual* pada saat kondisi *steady-state*. Sistem yang memiliki nilai *error* 0 merupakan nilai yang baik dalam kondisi *steady-state*.
2. *Maximum overshoot* (M_p) merupakan nilai puncak maksimum respons transien, nilai tersebut dinyatakan dalam bentuk persentase selisih nilai *setpoint* dengan nilai *actual* puncak. Besarnya nilai *Maximum overshoot* menunjukkan kestabilan relative sistem.
3. *Rise time* (τ_r) merupakan waktu respons naik dari persentase 10% hingga 90%
4. *Settling time* (t_s) merupakan respons untuk mencapai nilai dan menetap pada fraksi harga akhir dengan nilai *error* $\pm 2\%$ atau $\pm 5\%$

2.8 *Root Locus*

W.R. Evans menemukan metode *Root Locus* untuk memperoleh nilai akar-akar karakteristik pada sistem pengaturan. Nilai akar-akar karakteristik tersebut di plot sesuai nilai parameter dari sistem. *Root Locus* merupakan gambar dari kedudukan akar-akar persamaan karakteristik dari sistem *Open Loop Transfer Function (OLTF)* dengan salah satu variabel merupakan nilai *pole* dan *zero*. Akar dari persamaan karakteristik merupakan nilai dari S untuk membuat fungsi transfer lup sama dengan -1 , sehingga memenuhi karakteristik pada sistem (Suharningsih, 2006).



Gambar 2.13 Sistem Pengaturan (Ogata, 2010)

Metode *Root Locus* dapat memiliki tempat kedudukan akar-akar persamaan karakteristik sistem lup tertutup dengan nilai penguatan (K) diubah dari nilai nol hingga tak terhingga. Metode *Root Locus* adalah metode grafis untuk mendapatkan nilai akar-akar persamaan karakteristik sehingga metode ini merupakan metode yang efektif untuk mencari nilai akar-akar karakteristik setiap polinomialnya. Terdapat beberapa aturan untuk menggambar sketsa *Root Locus*, pertama dilakukan penentuan jumlah cabang dari akar-akar sistem, yang kedua adalah menentukan bentuk simetri, yang ketiga memiliki nilai pada sumbu riil, titik mulai dan titik akhir (Ogata, 2010).

2.9 Penelitian Terdahulu

Berikut adalah rangkuman hasil penelitian terdahulu yang memiliki keterkaitan dengan penelitian yang telah dilakukan.



Tabel 2.4 Penelitian Terdahulu

No.	Nama Penulis dan Tahun Publikasi	Judul	Metode	Kontroler	Hasil
1	Islam Shirazul dkk, 2012	<i>Simplified Stability Analysis of a Three-Phase Induction Motor Drive System</i>	<i>ROOT LOCUS</i>	PI	Pada hasil penelitian, didapatkan perbandingan hasil kecepatan motor induksi tiga fasa tanpa kontroler dan dengan kontroler PI maka pada kontroler PI terjadi peningkatan kecepatan yang signifikan dan dianalisis dengan metode <i>Root Locus</i> dapat menilai stabilitas sistem dengan cepat.
2	E. Cervi, dkk 2019	<i>Stability Analysis Of The Supercritical Water Reactor By Means Of The Root Locus Criterion</i>	<i>ROOT LOCUS</i>	-	Pada penelitian ini, didapatkan hasil dari kemampuan Root Locus dapat mencapai nilai stabilitas dengan cepat dan sesuai dengan kriteria, diperlukan waktu 20 detik untuk

Tabel 2.4 Penelitian Terdahulu (Lanjutan)

No.	Nama Penulis dan Tahun Publikasi	Judul	Metode	Kontroler	Hasil
3	Umair Shahzad, 2017	<i>Design and Analysis of a Control System Using Root Locus And Frequency Response Methods</i>	<i>ROOT LOCUS</i>	PI	dapat mendapatkan hasil dari fungsi alihnya, oleh karena itu Root Locus dapat dijadikan pedoman untuk analisis kestabilannya. Metode yang digunakan dapat membantu pada proses plot daerah kestabilan dengan sistem <i>close loop</i>
4	Muthia Amandha, 2021	<i>Analisis Kestabilan Dengan Metode Root Locus Pada Sistem Kecepatan Motor Induksi Tiga Fasa Dengan Kendali PID</i>	<i>ROOT LOCUS</i>	P, PI dan PID <i>tuning Ziegler Nichlos II</i>	