

BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

Pada pengantar bab ini berisi tentang dasar teori dari penelitian yang dilakukan. Adapun yang menjadi landasan teori yakni motor induksi, transformasi abc ke d-q stasioner, transformasi d-q stasioner ke d-q berputar sinkron, *inverter*, *Hysterisis Band Pulse Width Modulation* (HBPWM), metode *Direct Field Oriented Control*, kontroler PID, metode Ziegler – Nichols, dan fungsi alih metode DFOC.

2.1 Motor Induksi

2.1.1 Konstruksi Motor Induksi

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).

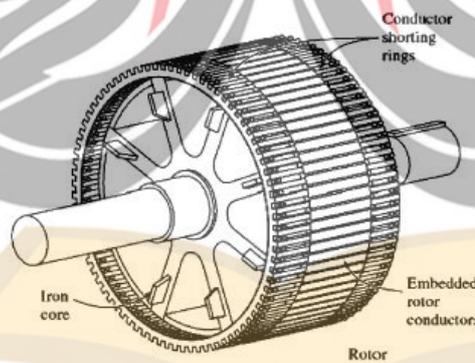
Pada dasarnya motor induksi terdiri dari suatu bagaian yang tidak berputar (stator) dan bagian yang bergerak memutar (rotor). Stator mempunyai kumparan yang dapat menginduksikan medan elektromagnetik kepada kumparan rotornya. Sedangkan rotor merupakan bagian yang bergerak akibat adanya induksi magnet 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

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.



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 Prinsip Motor Induksi

Prinsip kerja motor induksi adalah tegangan 3 fasa diberikan ke stator, selanjutnya arus 3 fasa mengalir pada stator. Arus ini memproduksi medan magnet

B_s , di mana medan tersebut berputar berlawanan dengan arah jarum jam. Kecepatan putar medan magnet dapat dicari dengan menggunakan persamaan 2.1.

$$n_{\text{sync}} = \frac{120f_e}{P} \quad (2.1)$$

n_{sync} adalah kecepatan sinkron motor dalam rpm, f_e adalah frekuensi sistem dalam hertz dan P adalah banyak kutub dari mesin.

Keadaan rotor sangat tergantung pada kecepatan relatifnya terhadap bidang yang berputar. Misalnya pada rotor stasioner, bidang yang berputar akan memotong konduktor rotor pada kecepatan sinkron, sehingga menginduksi gaya gerak listrik di dalamnya. Di sisi lain, jika rotor berjalan pada kecepatan sinkron, kecepatan relatifnya terhadap medan akan nol, dan tidak ada yang akan diinduksi dalam konduktor rotor. Kecepatan *slip* dapat didefinisikan sebagai selisih antara kecepatan sinkron dan kecepatan rotor.

$$n_{\text{slip}} = n_{\text{sync}} - n_m \quad (2.2)$$

n_{slip} adalah kecepatan *slip* dari mesin dalam rev/min (rpm), n_{sync} adalah kecepatan dari medan magnet dalam rpm dan n_m adalah kecepatan rotor dalam rpm.

Besaran lain yang digunakan untuk mendeskripsikan pergerakan relatif adalah *slip*. *Slip* adalah kecepatan relatif antara rotor dan medan yang dapat didefinisikan pada persamaan 2.3.

$$s = \left| \frac{n_{\text{sync}} - n_m}{n_{\text{sync}}} \right| \times 100\% \quad (2.3)$$

Persamaan 2.3 juga dapat diekspresikan dalam kecepatan angular ω (radian per detik) yang ditunjukkan oleh persamaan 2.4.

$$s = \frac{\omega_{\text{sync}} - \omega_m}{\omega_{\text{sync}}} \quad (2.4)$$

Slip bernilai 0 jika kecepatan rotor sama dengan kecepatan sinkron, sedangkan *slip* bernilai 1 sesuai dengan kecepatan normal motor berada antara kedua batasan tersebut.

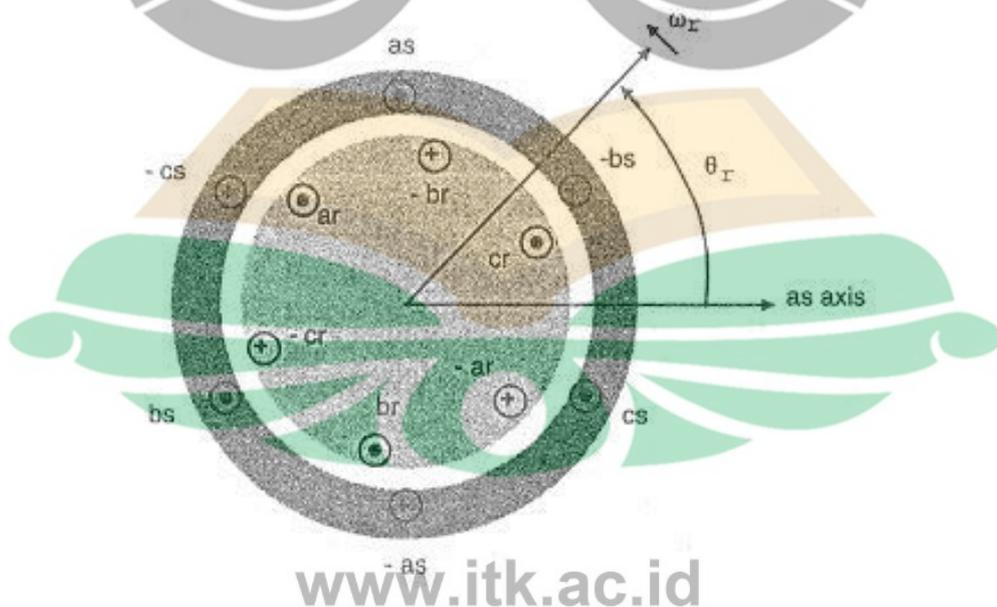
Kecepatan putar motor terdiri dari kecepatan putar elektrik dan kecepatan putar mekanik. Kecepatan mekanik adalah kecepatan motor yang diukur dari *shaft* rotor ke stator motor, sedangkan kecepatan elektrik diukur antar kutub stator dan rotor. Hubungan kecepatan mekanik ω_{rm} dan elektrik ω_{re} dapat ditunjukkan pada persamaan 2.5 (Ong, 1998).

$$\omega_{re} = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (2.5)$$

Kecepatan mekanik ditunjukkan dengan notasi ω_{rm} dalam rad/detik, ω_{re} adalah kecepatan elektrik dalam rad/detik dan P adalah jumlah kutub dari mesin.

2.1.3 Model Matematis Motor Induksi Tiga Fasa (Ong,1998)

Motor induksi identik dengan transformator, di mana kumparan primer sebagai kumparan stator dan kumparan sekunder sebagai kumparan rotor. Rangkaian motor induksi ditunjukkan pada Gambar 2.3. Rangkaian stator berada pada sisi luar yang ditunjukkan oleh as, bs, dan cs. Rotor berada pada sisi dalam dan dilambangkan oleh ar, br, dan cr, di mana sudut perpindahan rotor diukur dari sumbu as.



Gambar 2.3 Model rangkaian ideal motor induksi tiga fasa (Ong, 1998)

Persamaan tegangan stator dan rotor serta persamaan fluks diperoleh berdasarkan model rangkaian ideal motor induksi tiga fasa pada Gambar 2.3 dengan menggunakan pendekatan rangkaian dan notasi motor. Besar tegangan stator masing– masing fasa, fasa a (V_{as}), fasa b (V_{bs}), dan fasa c (V_{cs}) ditunjukkan oleh persamaan 2.6 hingga 2.8.

$$V_{as} = i_{as}r_s + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_{bs} = i_{bs}r_s + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.7)$$

$$V_{cs} = i_{cs}r_s + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (2.8)$$

Besar tegangan rotor masing – masing fasa, fasa a (V_{ar}), fasa b (V_{br}), dan fasa c (V_{cr}) ditunjukkan oleh persamaan 2.9, 2.10, dan 2.11.

$$V_{ar} = i_{ar}r_r + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad (2.9)$$

$$V_{br} = i_{br}r_r + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad (2.10)$$

$$V_{cr} = i_{cr}r_r + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad (2.11)$$

Nilai i_{as}, i_{bs}, i_{cs} adalah arus stator pada fasa a, fasa b, dan fasa c sedangkan i_{ar}, i_{br}, i_{cr} adalah arus rotor fasa a, fasa b, dan fasa c. dalam ampere. Nilai $\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$ adalah fluks stator sedangkan $\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$ adalah fluks rotor dalam weber. Nilai r_s adalah resistansi stator sedangkan r_r adalah resistansi rotor dalam ohm.

Dalam notasi matriks, fluks *linkage* stator dan rotor motor dalam hal induktansi dan arus kumparan dapat dituliskan pada persamaan 2.12

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Nilai L_s adalah induktansi kumparan stator, L_r adalah induktansi kumparan rotor, dan L_m adalah induktansi mutual stator dengan rotor dalam satuan henry.

Nilai fluks dan nilai arus stator dan motor dari matriks tersebut dapat ditunjukkan pada persamaan 2.13 dan 2.14

$$\lambda_s^{abc} = (\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs})^t \quad (2.13)$$

$$\lambda_r^{abc} = (\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr})^t$$

$$i_s^{abc} = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^t \quad (2.14)$$

$$i_r^{abc} = (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})^t$$

i_{as} , i_{bs} dan i_{cs} adalah arus stator fasa a, b, dan c sedangkan i_{ar} , i_{br} dan i_{cr} adalah arus rotor fasa a, b dan c. Simbol t menunjukkan *transpose* dari elemen fluks dan arus.

2.2 Transformasi Vektor (Ong,1998)

Transformasi vektor merupakan transformasi sistem koordinat stasioner (*abc*) menjadi koordinat berputar (*q-d*). Transformasi vektor memiliki 2 tahap, yaitu transformasi *abc* ke *qd0* stasioner dan *qd0* stasioner ke *qd0* berputar sinkron.

2.2.1 Transformasi abc ke q-d Stasioner

Transformasi abc ke q-d stasioner merupakan transformasi sistem 3 koordinat (a, b, c) ke sistem 2 koordinat (q-d stasioner) dengan memasukkan berupa arus atau tegangan 3 fasa yakni fasa a, b, dan c. Referensi terdiri dari 2 sumbu yaitu sumbu d-q yang tidak bergerak.

Transformasi besaran 3 fasa i_a, i_b, i_c ke arus 2 fasa i_{qs}^s, i_{ds}^s secara matematis dapat ditunjukkan oleh persamaan matriks 2.15.

$$\begin{bmatrix} i_q^s \\ i_d^s \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.2.2 Transformasi q-d Stasioner ke q-d Berputar Sinkron

Transformasi q-d stasioner ke q-d berputar sinkron merupakan transformasi sistem 2 koordinat (q-d stasioner) ke sistem 2 koordinat (q-d berputar sinkron) dengan arus 2 fasa i_{qs}^s dan i_{ds}^s bergantung pada waktu dan kecepatan sehingga masih berbentuk arus AC. Transformasi ini dapat ditunjukkan oleh matriks persamaan 2.16.

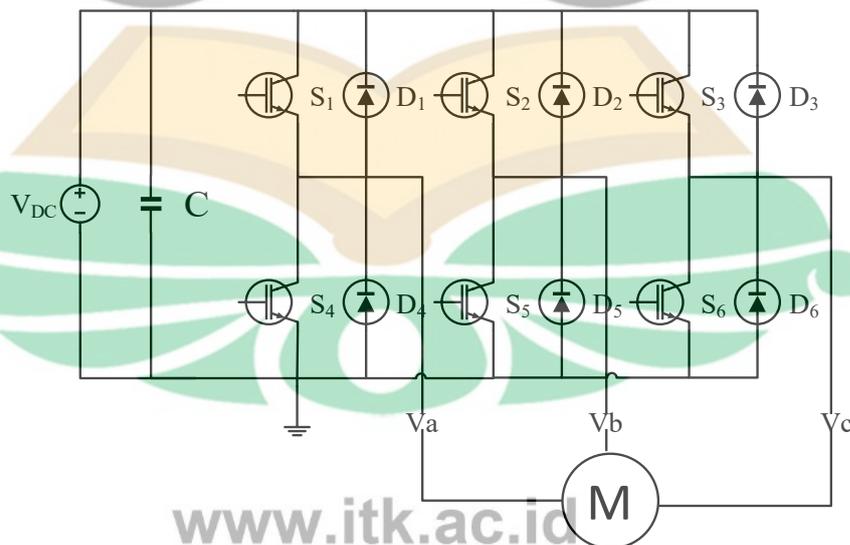
$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

θ adalah sudut antara koordinat sumbu putar (q-d berputar) dan sumbu tetap (q-d stasioner). Apabila sumbu d adalah fluks rotor, maka θ adalah posisi fluks rotor. Transformasi *invers* dari matriks 2.16 dapat ditunjukkan oleh persamaan matriks 2.17

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.3 Voltage Source Inverter (VSI) 2 Level

Inverter merupakan rangkaian elektronika daya yang berfungsi sebagai pengubah arus searah (DC) menjadi arus bolak-balik (AC) dengan menggunakan metode *switching* dengan frekuensi yang dapat diatur. *Inverter* 2 level 6 saklar ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 *Inverter* 2 level (Trzynadlowski, 2001)

Voltage Source Inverter (VSI) 3 fasa merupakan salah satu *inverter* yang nilai frekuensi dan fasa tegangan keluarannya dapat diatur secara independen (Trzynadlowski, 2001). VSI 2 level dengan 6 saklar dapat menghasilkan 8 kondisi saklar yang dapat ditunjukkan pada Tabel 2.1

Tabel 2. 1 Kondisi Penyaklaran *Inverter* 2 level

Vektor Tegangan	Vektor <i>Switching</i>			Tegangan Fasa			Tegangan <i>Line</i>		
	a	b	c	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1	0	-1
V_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

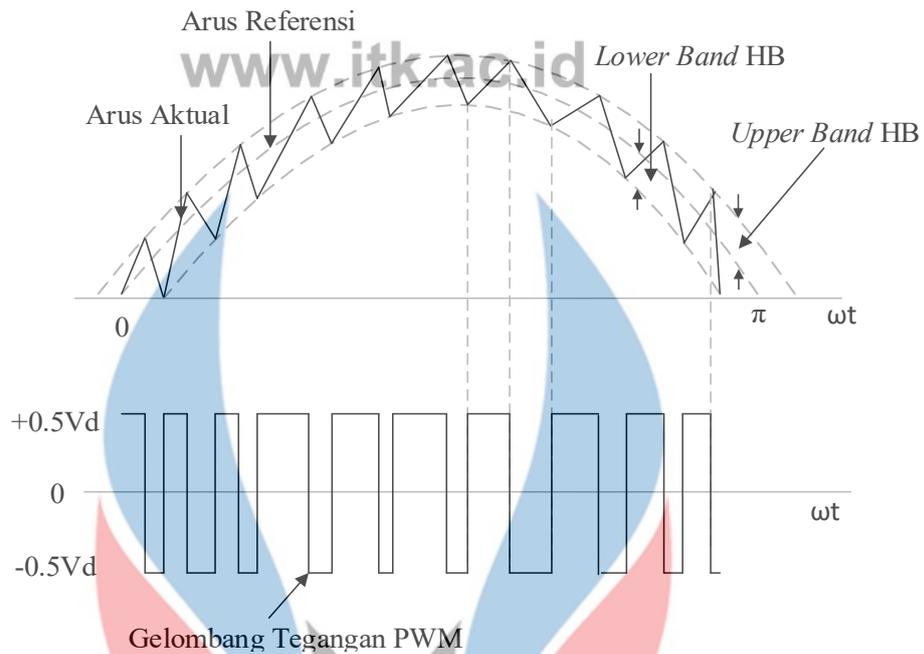
Semua tegangan dikalikan dengan V_{dc}

*) Hiware dan Chaudhari, 2011

2.4 *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 *hysterisis 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 $+0,5 V_d$ ke $-0,5 V_d$. 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 2.5.



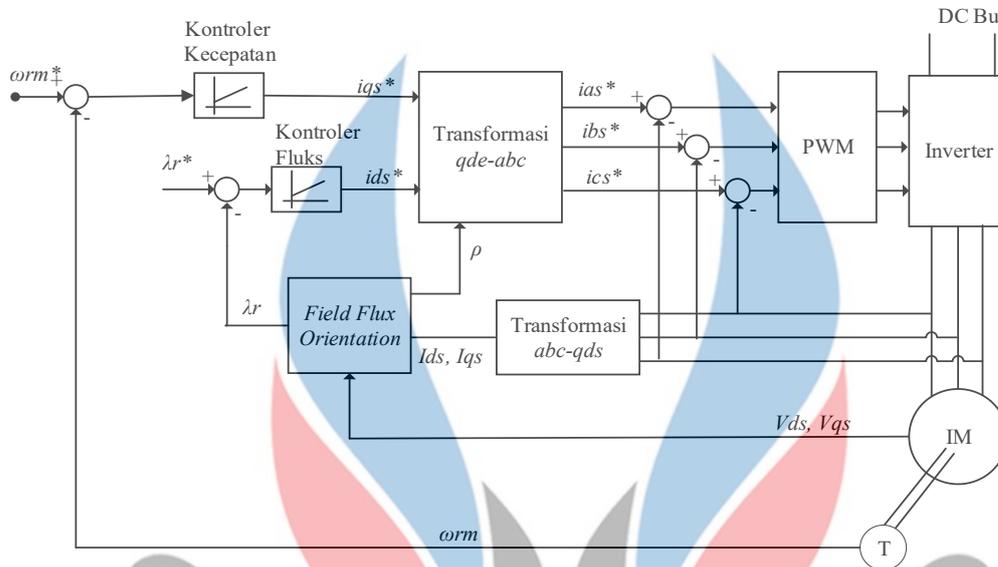
Gambar 2.5 Prinsip kontrol arus *hysteresis-band* (Ranganadh, 2013)

2.5 Metode *Direct Field Oriented Control* (FOC)

Metode *Field Oriented Control* (FOC) adalah salah satu metode paling terkenal dan paling banyak digunakan dalam kontrol motor induksi. FOC merupakan metode pengaturan yang memungkinkan motor AC dikontrol secara independen, seperti pada motor DC eksitasi terpisah (*separately excited*). Metode ini menggunakan model d-q motor, dengan menggunakan kerangka acuan yang bergerak (*synchronously rotating frame*) (Suja dkk, 2016). FOC terdiri dari 2 jenis, yaitu *direct field oriented control* (DFOC) dan *indirect field oriented control* (IFOC) Metode ini memiliki perbedaan dalam penentuan sudut fluks rotor (Gopal B T, 2017).

DFOC berorientasi pada pengaturan arus jangkar dan arus fluks motor melalui arus stator dalam sumbu dq . Arus sumbu d merupakan arus fluks untuk medan, sedangkan sumbu q merupakan arus jangkar untuk torsi (Bose, 2001). Diagram blok metode DFOC dapat ditunjukkan pada Gambar 2.6. *Loop* kontrol kecepatan dan *loop* kontrol fluks terdapat pada metode DFOC yang berfungsi untuk mengubah kecepatan sesuai dengan perubahan kecepatan referensi. *Error* yang didapatkan dari selisih kecepatan referensi dan kecepatan *feedback* dibandingkan

menggunakan pengendali PID. *Error* kecepatan dan fluks digunakan untuk menghasilkan komponen arus referensi yakni arus sumbu d (i_{ds}) dan sumbu q (i_{qs}).



Gambar 2.6 Blok diagram *direct field oriented control* (DFOC) (Ong,1998)

Kedua komponen referensi tersebut ditransformasi dengan menggunakan transformasi q-d berputar sinkron ke abc. Kemudian, sinyal AC 3 fasa tersebut masuk ke metode penyakelaran dan sinyal penyakelaran yang terbentuk akan masuk ke *gate inverter*. *Inverter* kemudian digunakan untuk mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC 3 fasa. Nilai sudut fluks rotor ρ di transformasi dari q-d ke abc terdapat pada blok *field orientation* di mana pengukuran langsung dilakukan dari *feedback* motor, dengan nilai estimasi fluks rotor berasal dari arus dan tegangan (Kumar, 2015).

Metode DFOC memproyeksikan 2 referensi masukkan menjadi komponen vektor arus stator di mana sumbu q sebagai komponen torsi dan sumbu d sebagai komponen fluks (Ong, 1998). Persamaan 2.18 dan 2.19 digunakan untuk mentransformasikan fluks λ_r^* dan torsi T_{em}^* menjadi vektor arus.

$$T_{em}^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^* i_{qs}^* \quad (2.18)$$

$$\lambda_r^* = \frac{r_r L_m}{r_r + L_r p} i_{ds}^* \quad (2.19)$$

T_{em}^* adalah torsi referensi dalam satuan N.m, λ_r^* adalah fluks referensi rotor dalam weber dan r adalah resistansi rotor dalam ohm. Persamaan 2.18 dan 2.19 membutuhkan beberapa parameter induktansi motor yaitu, L_m , L_r , dan L_s . L_m adalah induktansi mutual dan p adalah komponen derivatif d/dt . Besar L_r dan L_s ditunjukkan oleh persamaan 2.20 dan 2.21 (Kumar, 2015).

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.20)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (2.21)$$

Di mana L_{ls} dan L_{lr} adalah induktansi sendiri stator dan rotor dalam satuan henry.

Tegangan stator referensi stasioner (V_{ds}^s dan V_{qs}^s) dan arus stator referensi stasioner (i_{ds}^s dan i_{qs}^s) digunakan untuk menghitung sudut fluks rotor (ρ). Dengan menggunakan persamaan 2.22 dan 2.23 didapatkan nilai fluks stator referensi stasioner sumbu d dan q (λ_{ds}^s dan λ_{qs}^s) pada stator.

$$\lambda_{ds}^s = \int (V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \quad (2.22)$$

$$\lambda_{qs}^s = \int (V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \quad (2.23)$$

Nilai fluks rotor referensi stasioner (λ_{dr}^s dan λ_{qr}^s) ditunjukkan oleh persamaan 2.24 dan 2.25

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \quad (2.24)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s) \quad (2.25)$$

Nilai σ ditunjukkan oleh persamaan 2.26,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (2.26)$$

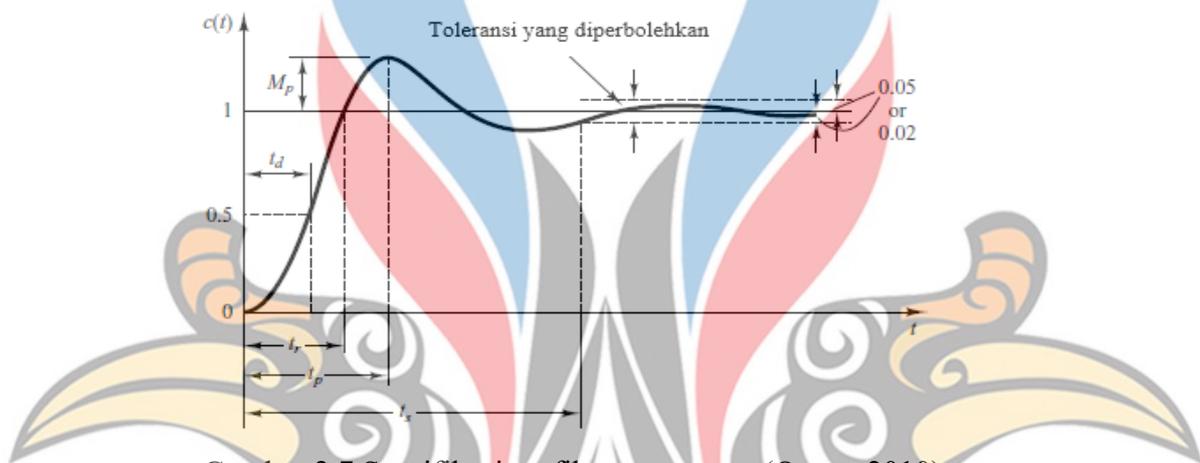
Nilai *magnitude* fluks rotor $|\lambda_r|$ dan sudut fluks rotor ρ dapat diperoleh dengan menggunakan persamaan 2.27 dan 2.28 (Kumar, 2015).

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{qr}^s{}^2 + \lambda_{dr}^s{}^2} \quad (2.27)$$

$$\rho = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \quad (2.28)$$

2.6 Respons Transien Sistem (Ogata, 2010)

Spesifikasi atau kriteria performansi yang ditampilkan adalah hal terpenting dalam mendesain suatu sistem kendali. Berikut ini penjelasan dari beberapa komponen kriteria performansi yang akan digunakan dalam penelitian berdasarkan Gambar 2.7.



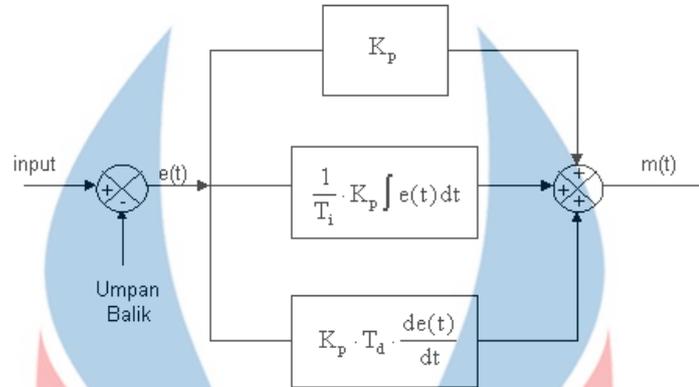
Gambar 2.7 Spesifikasi grafik respons *step* (Ogata, 2010)

1. *Error steady-state* ialah nilai selisih antara nilai *setpoint* dengan nilai aktual pada kondisi *steady-state*. Sistem yang baik jika nilai *steady-state error* bernilai 0.
2. *Rise time* (t_r) ialah waktu untuk respons naik dari 10% sampai 90%.
3. *Maximum overshoot* (M_p) adalah puncak maksimum respons transien, biasanya dinyatakan dalam bentuk persentase selisih nilai *setpoint* dengan nilai aktual puncak. Besarnya persentase ini menunjukkan kestabilan relatif sistem.
4. *Settling time* (t_s) ialah waktu untuk respons mencapai suatu nilai dan menetap pada fraksi harga akhir memiliki *error* sebesar $\pm 2\%$ atau $\pm 5\%$.

2.7 Pengendali *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 (Sighn, 2013)

Model matematis dan struktur paralel sistem kendali PID pada Gambar 2.8 dapat dituliskan pada persamaan 2.29.

$$G(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.29)$$

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 2.2.

Tabel 2. 2 Karakteristik Parameter PID

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

*) Yuan & Liu, 2012

2.8 Metode Ziegler-Nichols

Metode Ziegler-Nichols adalah salah satu metode untuk menentukan parameter-parameter PID. Metode ini memiliki 2 tipe, yakni tipe 1 (*open loop*) dan tipe 2 (*closed loop*). Metode tipe 2 (*closed loop*) digunakan jika metode Ziegler-Nichols tipe 1 (*open loop*) tidak memenuhi parameter yang diharapkan.

2.8.1 Ziegler-Nichols Tipe 1

Metode ZN tipe 1 ini dilakukan dengan memberikan masukan *step* sehingga respons *open loop* terbentuk. Berdasarkan respons *open loop* yang dihasilkan, parameter-parameter ZN tipe 1 (L dan T) dapat diperoleh. Setelah parameter L dan T didapatkan, nilai K_p , t_i dan τ_d dapat dicari dengan menggunakan rumus-rumus parameter PID untuk metode ZN tipe 1. Tabel 2.3 menunjukkan tabel parameter PID untuk ZN tipe 1 (Ogata, 2010).

Tabel 2. 3 Parameter PI untuk ZN tipe 1

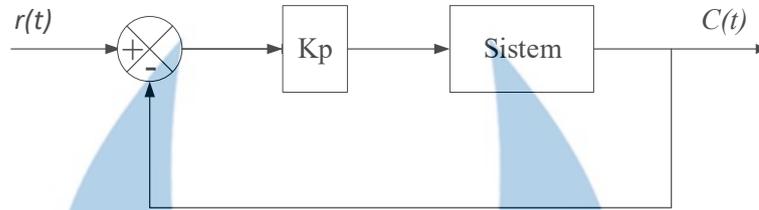
Tipe Kontroler	K_p	t_i	τ_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	2L	0.5L

*) Ogata 2010

2.8.2 Ziegler-Nichols Tipe 2

Metode ZN tipe 2 ini digunakan apabila hasil sistem *open loop* tidak memberikan kurva tangensial (Ogata, 2010). Metode ini menggunakan sistem *closed loop*. Sistem dibuat hingga respons yang dihasilkan berosilasi secara terus menerus dengan mengatur besar nilai K_p . Besarnya nilai K_p saat respons sistem berosilasi terus menerus merupakan nilai K_{cr} . Parameter lain dari metode ZN tipe 2 selain K_{cr} , yaitu P_{cr} . P_{cr} adalah periode dari 1 siklus gelombang. Gambar 2.9 adalah

sistem *close loop* pada metode Ziegler-Nichols tipe 2 dengan menggunakan nilai K_p .



Gambar 2.9 Sistem ZN 2 dengan menggunakan K_p (Ogata, 2010)

Parameter K_{cr} dan P_{cr} setelah didapatkan selanjutnya nilai-nilai K_p , τ_i dan τ_d dapat dihitung dengan menggunakan rumus parameter PID untuk metode ZN tipe 2. Tabel 2.4 menunjukkan tabel parameter PID untuk ZN tipe 2 (Ogata, 2010).

Tabel 2. 4 Parameter PID untuk ZN tipe 2 *)

Tipe kontroler	K_p	τ_i	τ_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2} P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

*) Ogata, 2010

2.9 Pemodelan Fungsi Transfer DFOC (Krishnan, 2001)

Pemodelan fungsi tranfer DFOC bertujuan untuk mendapatkan nilai parameter kendali yang akan digunakan. Pemodelan fungsi transfer dilakukan pada komponen *inverter* dan motor yang akan dikendalikan.

2.9.1 Pemodelan Fungsi Transfer *Inverter*

Pemodelan fungsi transfer *inverter* dilakukan dengan memodelkan sistem. Tegangan stator sumbu q (V_{qs}^s) diberikan langsung oleh *inverter* dengan masukkan berupa *error* sinyal antara arus torsi referensi (i_{qs}^s) dan arus torsi *feedback* (i_{qs}). *Inverter* dimodelkan dengan penguatan (K_{in}) dan waktu tunda (τ_{in}). Penguatan

diperoleh dari tegangan masukan DC (V_{DC}) dan tegangan kontrol maksimum (V_{cm}). Perhitungan penguatan (K_{in}) ditunjukkan oleh persamaan 2.29.

$$K_{in} = 0.65 \frac{V_{dc}}{V_{cm}} \quad (2.29)$$

Nilai 0.65 digunakan untuk menentukan nilai *maximum peak fundamental* yang diperoleh dari *inverter* ketika diberikan tegangan masukan DC. Nilai waktu tunda (τ_{in}) sama dengan waktu penyaklaran sinyal *carrier* dalam setengah periode yang dapat dituliskan pada persamaan 2.30

$$\tau_{in} = \frac{1}{2f_c} \quad (2.30)$$

Sehingga fungsi transfer dari *inverter* didapatkan pada persamaan 2.31.

$$\frac{i_{qs}^*(s)}{V_{qs}^s(s)} = \frac{K_{in}}{1 + \tau_{in}s} \quad (2.31)$$

2.9.2 Pemodelan Fungsi Transfer Motor Induksi dengan Metode FOC

Fungsi transfer motor induksi dimodelkan dalam komponen elektrik dan mekanik. Komponen elektrik merupakan masukan yang didapatkan dari *inverter* dan arus stator yang terbentuk. Sedangkan komponen mekanik adalah hubungan antara arus stator yang telah terbentuk dari komponen elektrik dengan kecepatan putar.

Hubungan antara tegangan masukan motor (V_{qs}^s) dan arus stator (i_{qs}^s) yang terbentuk dapat dituliskan pada persamaan 2.32.

$$i_{qs}^s = \frac{K_a}{1 + \tau_a s} (V_{qs}^s - \omega_{re} L_s i_{ds}^s) \quad (2.32)$$

Nilai ω_{re} adalah kecepatan elektrik motor dalam rad/detik, dan L_s adalah induktansi sendiri stator dalam henry. Persamaan 2.32 membutuhkan konstanta K_a dan τ_a yang didapatkan dengan menggunakan persamaan 2.33 dan 2.34.

$$K_a = \frac{1}{R_a} \quad (2.33)$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.34)$$

Nilai R_a dan L_a pada persamaan 2.33 dan 2.44 dapat dicari dengan menggunakan persamaan 2.35 dan 2.36.

$$R_a = r_s + \frac{L_s}{L_r} r_r \quad (2.35)$$

$$L_a = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (2.36)$$

Fungsi transfer komponen mekanik motor dapat ditunjukkan oleh persamaan 2.37.

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{i_{qs}^s(s)} = \frac{K_m}{1 + \tau_m s} \quad (2.37)$$

Konstanta K_m dan τ_m dari fungsi transfer pada persamaan 2.37 dapat dicari dengan menggunakan persamaan 2.38 hingga 2.40.

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^s \quad (2.38)$$

$$K_m = \frac{P}{2} \frac{K_t}{B} \quad (2.39)$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (2.40)$$

2.10 Penelitian Terdahulu

Pada tabel 2.5 menunjukkan gambaran utama posisi penelitian dari tugas akhir yang akan digunakan

Tabel 2. 5 Gambaran Utama Posisi Penelitian

No.	Nama Penulis dan Tahun Publikasi	Judul	Metode	Kontroler	Hasil
1.	Pucci, 2012	<i>Direct Field Oriented Control Of Linear Induction Motors</i>	DFOC	PI	Terjadi peningkatan kestabilan arus dan tegangan motor, terutama daerah kecepatan rendah.
2.	Madhavi, 2013	<i>Speed Control of Induction Motor Using PI and PID Controller</i>	FOC	PI dan PID	PID menghasilkan respons kecepatan berdasarkan karakteristik <i>settling time</i> , <i>rise time</i> , dan <i>error steady-state</i>
3.	Pati, 2014	<i>Comparative Performance Analysis of Fuzzy PI, PD and PID Controllers used in a Scalar Controlled Induction Motor Drive</i>	FOC	Fuzzy PI, PD, PID Analisis	PID menghasilkan kecepatan dan torsi menjadi lebih stabil dan akurat
4.	Kumar dkk, 2015	<i>Direct Field Oreiented Control of Motor Induction</i>	DFOC	PI	DFOC memperbaiki karakteristik transien <i>steady-state</i> arus, torsi dan kecepatan.
5.	Ihedrane dkk, 2017	<i>Direct And Indirect Field Oriented Control Of DFIG-Generators For Wind Turbines Variable-Speed</i>	DFOC dan IFOC	PI	DFOC lebih sederhana untuk dilakukan penerapan. Metode IFOC memiliki daya bangkit lebih tinggi.
6.	Nurul, 2020		DFOC	PID	