

## BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA

www.itk.ac.id

Pada bab ini berisi tentang tinjauan pustaka yang telah didapatkan dan digunakan sebagai penunjang dalam pengerjaan tugas akhir ini.

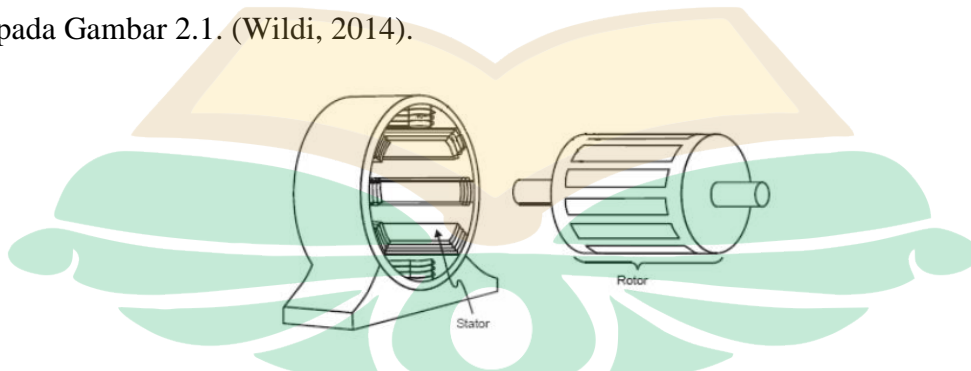
### 2.1. Motor Induksi 3 Fasa

Motor induksi tiga fasa konstruksinya sangatlah sederhana, jika dibandingkan dengan motor DC. Motor induksi memiliki konstruksi yang sangat kuat dan karakteristik kerja yang baik serta jenis motor AC yang paling banyak digunakan. Motor induksi merupakan salah satu mesin asinkron (*asynchronous machine*) memiliki bentuk fisik stator yang sama dengan motor sinkron, namun memiliki konstruksi rotor yang berbeda (Chapman, 2005).

Pada dasarnya motor induksi tiga fasa berputar dengan kecepatan yang konstan, mulai dari kondisi tak berbeban sampai kondisi berbeban. Akan tetapi kecepatan putaran motor ini dipengaruhi oleh frekuensi, sehingga pengaturan kecepatannya tidak mudah dilakukan (Chapman, 2005).

#### 2.1.1. Kontruksi Motor Induksi

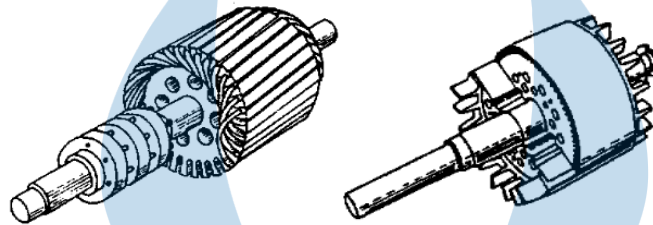
Motor induksi 3 fasa memiliki konstruksi yang hampir sama dengan motor listrik jenis lainnya, terdiri atas dua bagian utama yaitu stator yang merupakan bagian yang diam, dan rotor sebagai bagian yang berputar ditunjukkan pada Gambar 2.1. (Wildi, 2014).



**Gambar 2.1** Kontruksi Stator dan Rotor Motor Induksi 3 Fasa (Wildi, 2014)

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. Sedangkan pada rotor, terdapat dua tipe rotor motor induksi yaitu rotor sangkar tupai (*squirrel cage rotor*) dan rotor belitan (*wound rotor*) yang ditunjukkan pada Gambar 2.2. (Chapman, 2005).

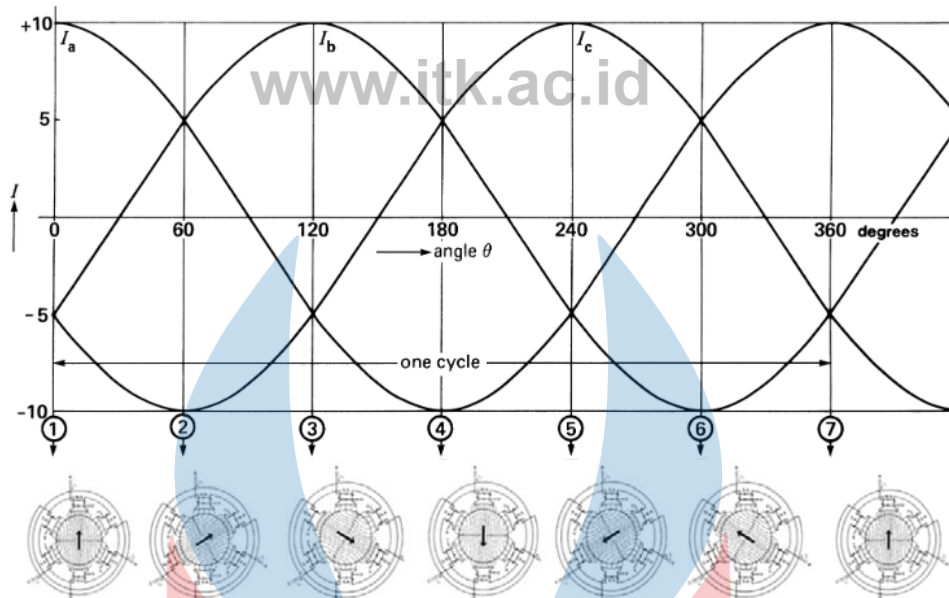


**Gambar 2.2** Rotor Belitan (Kiri) dan Rotor Sangkar Tupai (Kanan) (Zuhal, 2000)

Rotor dengan kumparan hubung singkat internal dikenal sebagai *squirrel cage rotor* atau rotor sangkar tupai, yang terdiri dari sejumlah batang kawat dimiringkan sedemikian rupa sehingga menyerupai sangkar tupai dan terhubung singkat pada kedua ujung-ujung rotor. Rotor tipe sangkar tupai ini memiliki kelebihan pada saat *start up* karena resistansi *slip ring* dapat ditambahkan pada rangkaian rotor. Sedangkan Rotor tipe belitan atau *wound* memiliki kumparan rotor dengan terminal terhubung pada cincin-cincin yang terpasang di poros rotor. Pada rotor belitan terdapat *slip ring*, *slip-ring* tersebut terisolasi secara elektrik satu dengan lainnya. Rotor tipe belitan ini jarang digunakan pada industri karena mahal dan perawatan yang sulit (Chapman, 2005).

### 2.1.2. Prinsip Kerja Motor Induksi

Pada saat terminal tiga fasa motor induksi dihubungkan ke sumber tiga fasa, maka arus bolak balik sinusoidal  $I_R$ ,  $I_S$ , dan  $I_T$  akan mengalir di sepanjang belitan stator. arus-arus ini memiliki nilai yang sama namun berbeda fasa  $120^\circ$  dan akan menghasilkan gaya ggm (gaya gerak magnet), yang mana pada kumparan akan menghasilkan fluks magnetik yang berputar atau yang disebut dengan medan putar (Wildi, 2014).



**Gambar 2.3** Putaran Siklus Arus dan Medan Putar Motor Induksi (Wildi, 2014)

Kecepatan rotasi medan putar pada sisi stator bergantung pada frekuensi sumber sehingga disebut juga dengan kecepatan sinkron. Jika frekuensi sumber 60 Hz, berarti dalam satu siklus putaran terdapat 3600 putaran/menit. Kecepatan sinkron dapat dicari dengan menggunakan Persamaan 2.1 (Wildi, 2014).

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

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 tersebut akan memotong batang konduktor pada rotor sehingga timbul tegangan induksi (ggl). Karena kumparan rotor merupakan rangkaian tertutup maka ggl akan menghasilkan arus. Adanya arus yang timbul disisi rotor didalam medan magnet menimbulkan gaya pada rotor sehingga rotor akan berputar searah dengan medan putar stator (Zuhal, 2000).

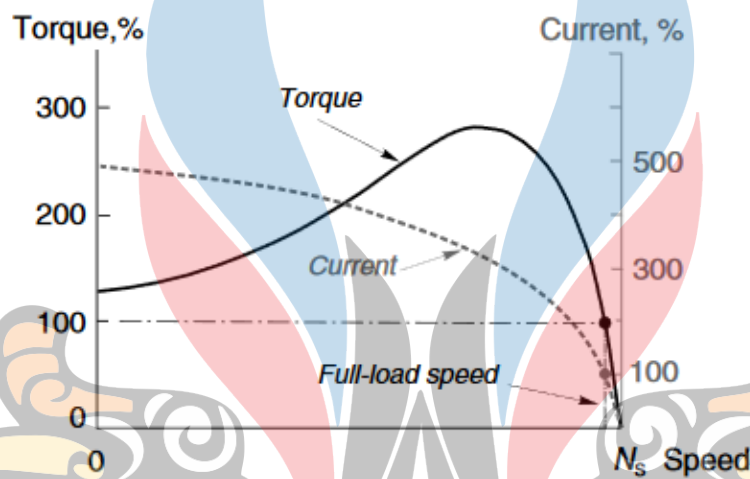
Agar tegangan terinduksi dari stator ke rotor diperlukan adanya perbedaan relatif antara kecepatan medan putar stator  $n_s$  dengan kecepatan berputar rotor  $n_r$ . Perbedaan kecepatan tersebut dinamakan dengan *slip* yang dinyatakan pada Persamaan 2.2 (Zuhal, 2000).

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

Dimana  $n_s$  adalah kecepatan stator atau sinkron,  $n_r$  adalah kecepatan rotor dan  $S$  adalah *slip*. Jika kecepatan stator sama dengan kecepatan rotor maka tidak terdapat tegangan yang terinduksikan dan arus tidak mengalir pada kumparan jangkar rotor.

### 2.1.3. Kurva Karakteristik Motor Induksi

Kurva karakteristik motor induksi identik dengan kurva perbandingan antara torsi, kecepatan dan arus motor yang ditunjukkan pada Gambar 2.4.



**Gambar 2.4** Kurva Torsi vs Kecepatan vs Arus Motor Induksi (Hughes, 2006)

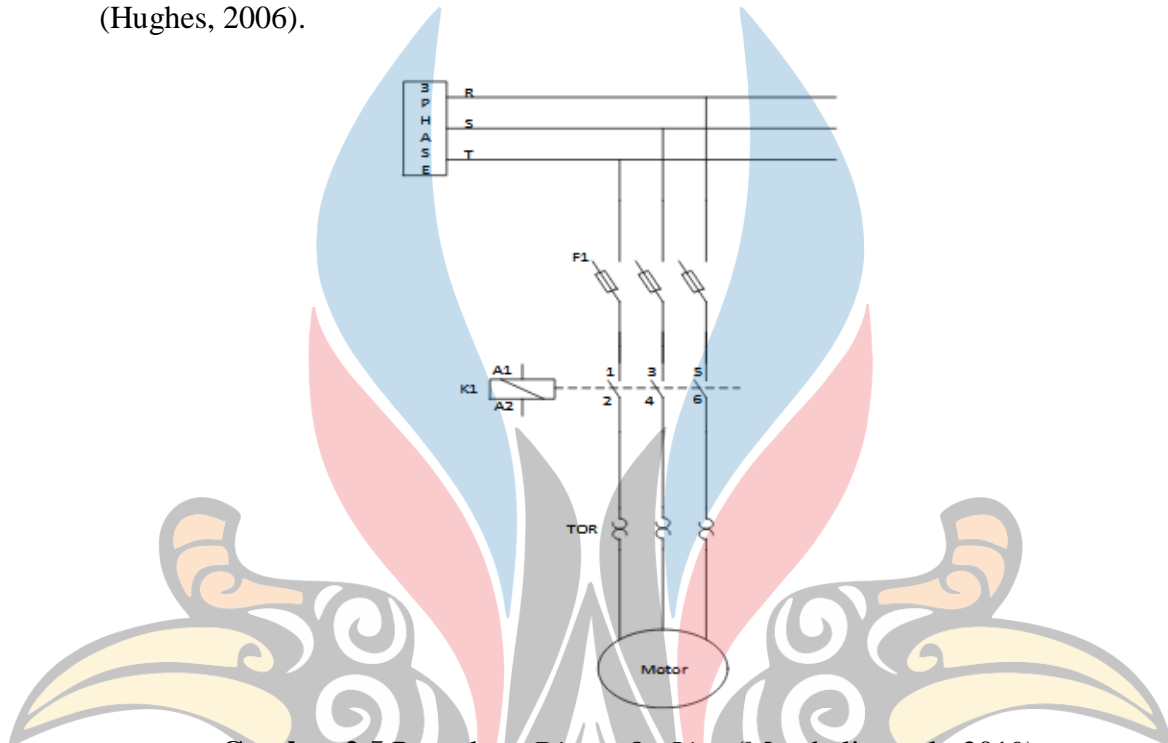
Berdasarkan Gambar 2.4, pada awalan arus *starting* pada motor induksi cukup tinggi dan torsi rendah (*pull-up torque*) serta kecepatan sinkron masih rendah. Seiring dengan bertambahnya kecepatan sinkron, torsi berada pada tingkat tertinggi (*pull-out torque*) dan arus mulai turun. Pada saat kecepatan sinkron penuh, arus dan torsi turun ke nol (Hughes, 2006).

### 2.1.4. Starting Motor Induksi

Penyalan atau *starting* motor induksi 3 fasa terdapat 6 cara antara lain penyalan langsung atau *direct on line* (DOL), penyalan *star-delta*, penyalan *auto-transformator*, penyalan *soft-stater*, penyalan resistor dan penyalan *variabel speed drive* (VSD) (Hughes, 2006).

Salah satu teknik *starting* motor induksi yaitu penyalan secara langsung atau *direct on line* (DOL). Sistem DOL menghasilkan secara langsung motor induksi ke sumber tegangan dilengkapi dengan *Thermal Overload Relay* (TOR), Kontaktor

dan *Mini Circuit Breaker* (MCB) yang di tunjukkan pada Gambar 2.5. Sistem DOL memerlukan arus *starting* yang cukup besar dari 4 sampai 7 dari arus beban penuh motor. Hal ini terjadi karena pada motor yang diam mempunyai momen inersia. Untuk mengatasi momen inersia tersebut dibutuhkan arus *starting* yang besar (Hughes, 2006).



**Gambar 2.5** Penyalan *Direct On Line* (Marchelio et al., 2019)

### 2.1.5. Model Matematika Motor Induksi

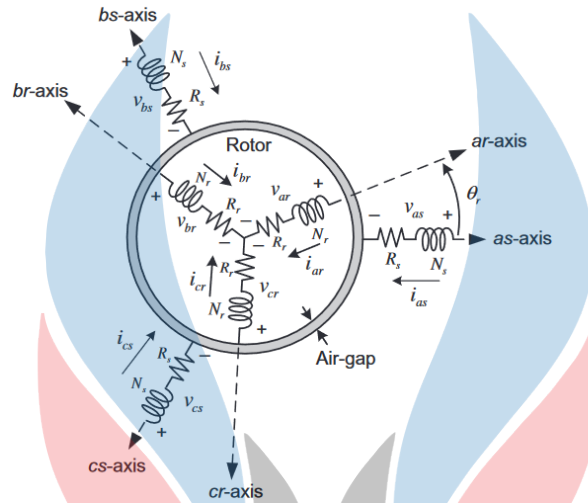
Motor induksi seperti transformator, terdapat stator sebagai kumparan primer dan rotor sebagai kumparan sekunder. Rangkaian motor induksi ditunjukkan pada Gambar 2.6. Rangkaian stator terdapat as, bs, dan cs sedangkan pada rangkaian rotor terdapat ar, br, dan cr. Bagian yang memisahkan kumparan stator dengan rotor adalah *air gap* atau celah udara (Kim, 2017).

Persamaan tegangan stator dan rotor diperoleh berdasarkan dari Gambar 2.6 dengan menggunakan model rangkaian dan notasi motor. Persamaan dari tegangan stator pada fasa a ( $V_{as}$ ), fasa b ( $V_{bs}$ ) dan fasa c ( $V_{cs}$ ) ditunjukkan pada Persamaan 2.3 hingga 2.5 (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 2.6** Model Rangkaian Motor Induksi 3 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).

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

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

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

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

Persaman fluks stator dan rotor berdasarkan arus dan induktasi ditunjukkan pada matriks Persamaan 2.9 (Kim, 2017).

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

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

Dari Persamaan 2.9, untuk mencari nilai fluks dan arus stator serta rotor 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  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  adalah arus stator dan  $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  adalah arus rotor pada fasa a, b, c dalam ampere. Tanda atau simbol T adalah *transpose* dari fluks dan arus.

#### 2.1.6. Transformasi Vektor Motor Induksi (Bose, 2002)

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 berputar sinkron ( $dq$ ).

Transformasi *Clarke* ialah 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.

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

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

Transformasi *invers Clarke*

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

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

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

Dimana  $V_a, V_b, V_c$  adalah tegangan stator dalam koordinat  $a-b-c$  dan  $V_d^s, V_q^s$  adalah tegangan transformasi dalam koordinat  $d-q$  stasioner.

Transformasi *Park* digunakan untuk mengubah koordinat dua fasa stationer  $\alpha$ - $\beta$  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.

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

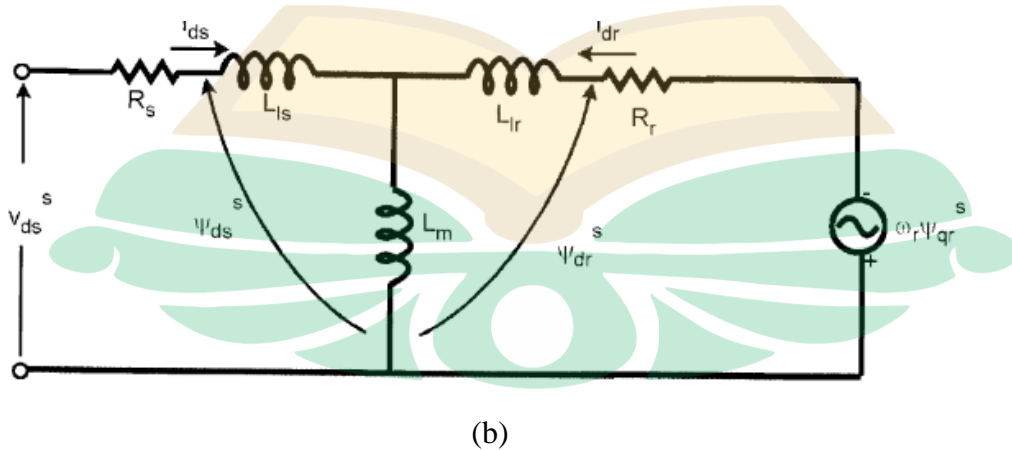
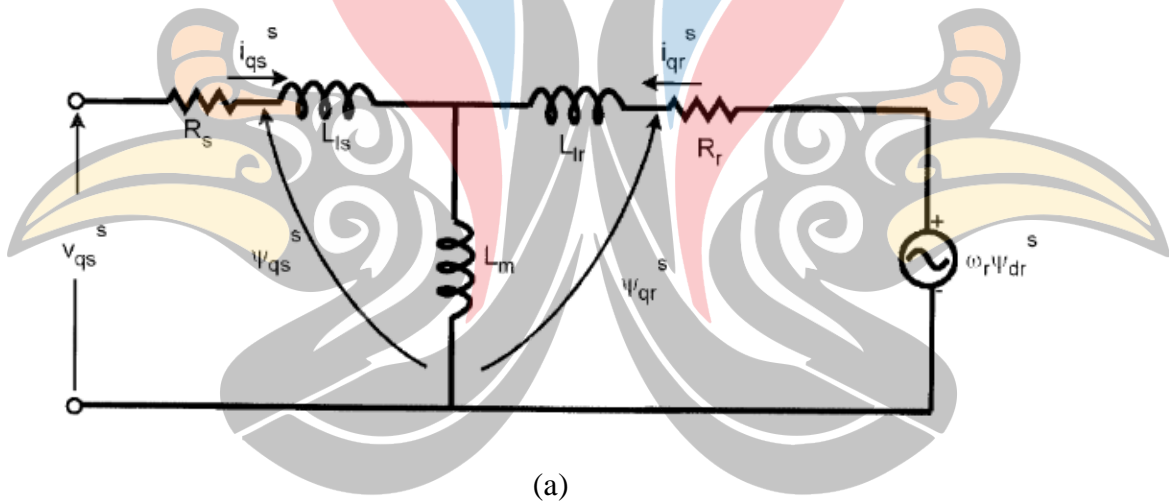
$$V_{ds} = V_{qs}^s \sin\theta_e + V_{ds}^s \cos\theta_e \quad (2.20)$$

Transformasi *invers*

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

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

Dimana  $\theta$  adalah sudut antara koordinat *synchronously rotating (q-d)* dan sumbu tetap ( $\alpha$ - $\beta$ ). Apabila sumbu *d* adalah fluks rotor, maka  $\theta$  adalah posisi fluks rotor.



**Gambar 2.7** Rangkaian Ekuivalen *q* Stationer (a) dan *d* Stationer (b) Motor Induksi 3 Fasa (Bose, 2002)



Rangkaian ekivalen motor induksi 3 fasa pada koordinat  $d$ - $q$  stationer ditentukan dari analisis rangkaian ekivalen motor induksi 3 fasa meliputi tegangan stator dan rotor, *flux linkage* dan torsi dari motor induksi. Rangkaian ekivalen motor induksi 3 fasa dalam koordinat  $d$ - $q$  stationer ditunjukkan pada Gambar 2.7.

Persamaan tegangan stator dan rotor yang ditunjukkan pada Persamaan 2.23 hingga 2.26.

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

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

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

$$V_{dr}^s = R_r I_{dr}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{dr}^s + \omega_r \Psi_{qr}^s \quad (2.26)$$

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

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

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

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

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

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.

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

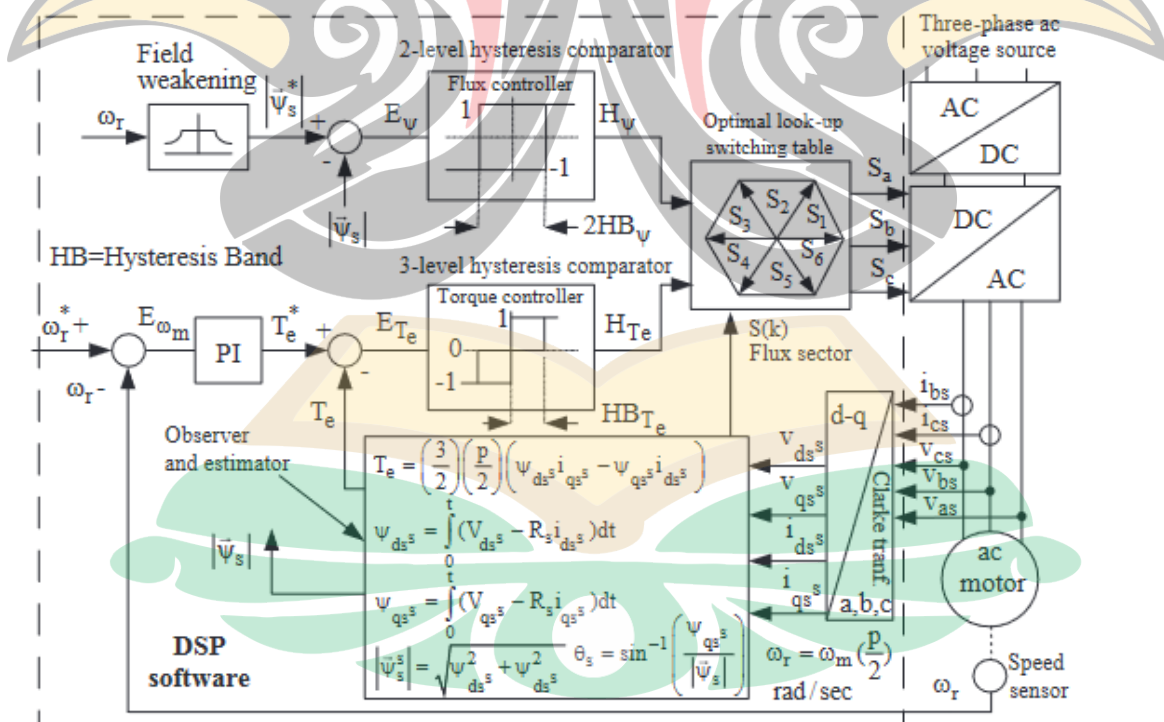
$$\omega_r = \frac{P}{2J} \int (T_e - T_L) \quad (2.35)$$

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

## 2.2. Direct Torque Control (DTC)

Metode *Direct Torque Control* (DTC) dikembangkan oleh Takahasi dan Noguchi pada tahun 1986. *Direct Torque Control* adalah metode kontrol motor induksi dengan mengontrol secara langsung perubahan fluks dan torsiya berdasarkan estimasi fluks stator yang didapatkan (Bose, 2002).

*Direct Torque Control* juga dapat mengestimasi *speed* atau kecepatan yang didapatkan sehingga bisa diterapkan tanpa memerlukan sensor kecepatan. Blok diagram sistem dari *Direct Torque Control* (DTC) terdapat blok estimator fluks-torsi, blok komparator histerisis, blok *switching table* dan blok *inverter* yang ditunjukkan pada Gambar 2.8 (Bose, 2002).



Gambar 2.8 Diagram Blok *Direct Torque Control* (Manias, 2017)

### 2.2.1. Blok Estimator dan Sektor Fluks Stator

Estimator pada DTC berfungsi sebagai pengganti dari sensor umpan balik sistem berdasarkan arus dan tegangan stator motor induksi 3 fasa. Persamaan fluks stator dalam fungsi arus dan tegangan ditunjukkan pada Persamaan 2.36 dan Persamaan 2.37 (Bose, 2002).

$$\Psi_{qs}^s = \int V_{qs}^s - R_s I_{qs}^s dt \quad (2.36)$$

$$\Psi_{ds}^s = \int V_{ds}^s - R_s I_{ds}^s dt \quad (2.37)$$

Persamaan 2.38 dan Persamaan 2.39 menunjukkan persamaan magnitude dan sudut fluks stator (Bose, 2002).

$$|\Psi_s^s| = \sqrt{(\Psi_{ds}^s)^2 + (\Psi_{qs}^s)^2} \quad (2.38)$$

$$\theta_{\Psi_s^s} = \tan^{-1} \left( \frac{\Psi_{qs}^s}{\Psi_{ds}^s} \right) = \sin^{-1} \left( \frac{\Psi_{qs}^s}{|\Psi_s^s|} \right) = \cos^{-1} \left( \frac{\Psi_{ds}^s}{|\Psi_s^s|} \right) \quad (2.39)$$

Persamaan torsi estimasi ditunjukkan pada Persamaan 2.40 (Bose, 2002).

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.40)$$

### 2.2.2. Blok Komparator Histerisis

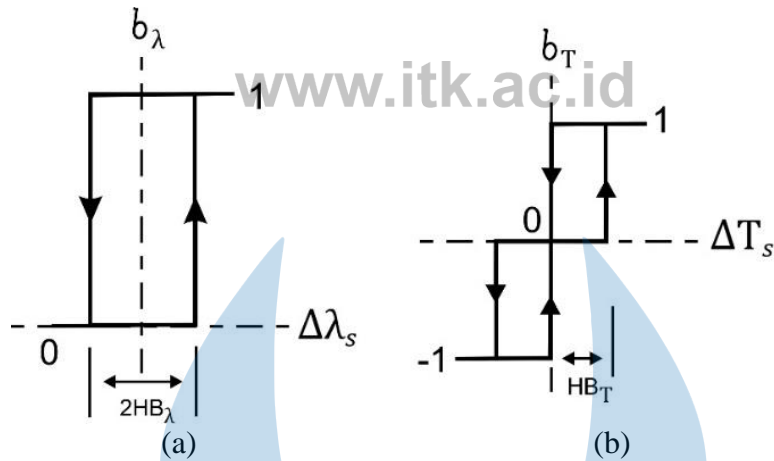
Komparator digunakan untuk mendapatkan nilai kesalahan fluks dan torsi pada daerah histeresisnya. Pada kesalahan flux dihasilkan dari dua nilai histerisisnya, yaitu 1 atau 0 yang ditunjukkan pada Gambar 2.9 (a) dan pada kesalahan torsi dihasilkan dari tiga nilai histerisisnya, yaitu -1, 0, 1 ditunjukkan pada Gambar 2.9 (b) (Trzynadlowski, 2001).

Persamaan *error* dari komparator fluks dan torsi ditunjukkan pada Persamaan 2.41 dan Persamaan 2.42 (Djamila and Yahia, 2019).

$$\Delta\lambda_s = |\lambda_s^*| - |\lambda_s| \quad (2.41)$$

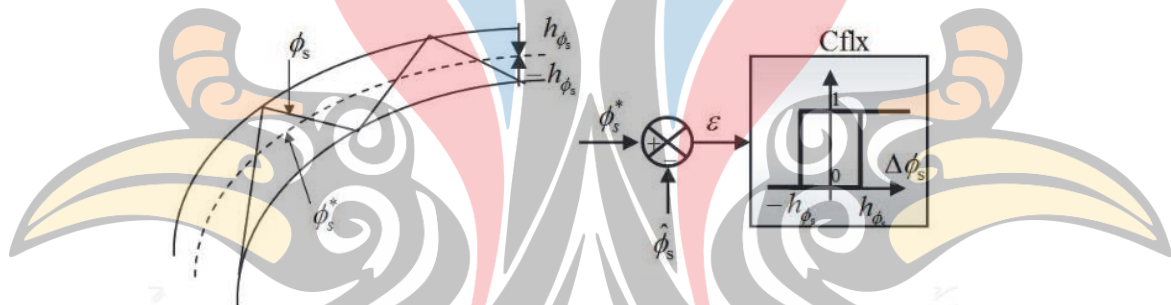
$$\Delta T_s = |T_s^*| - |T_s| \quad (2.42)$$

Dimana  $\lambda_s^*$  adalah fluks referensi stator,  $\lambda_s$  adalah fluks umpan balik,  $T_s^*$  adalah torsi referensi stator dan  $T_s$  adalah torsi umpan balik stator.



**Gambar 2.9** Karakteristik Komparator Fluks (a) dan Komparator Torsi (b) (Trzynadlowski, 2001)

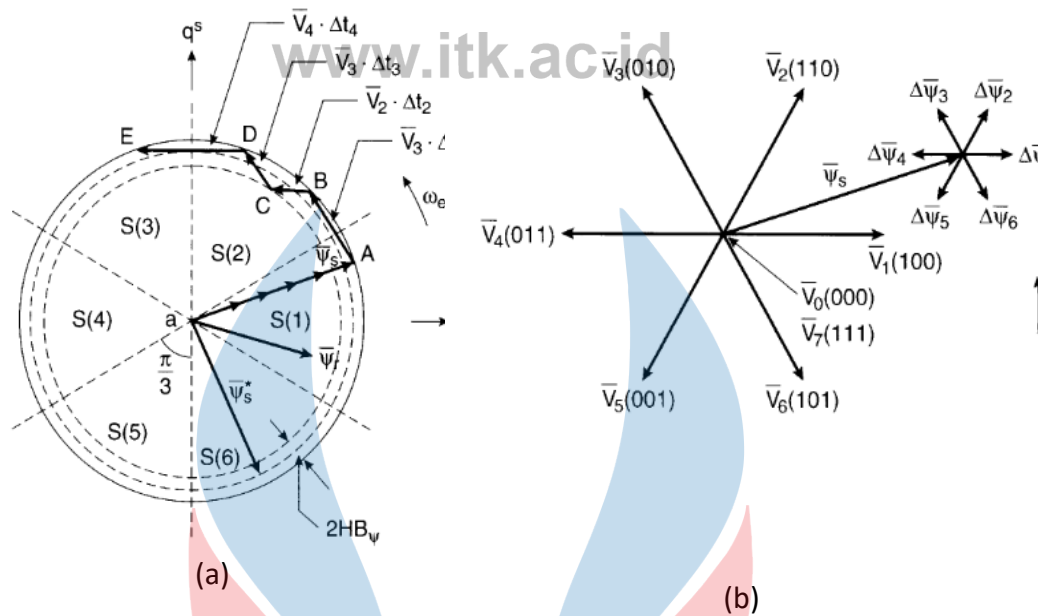
Kesalahan flux dua tingkat ditunjukkan pada Gambar 2.10 (Djamila and Yahia, 2019).



**Gambar 2.10** Komparator Histerisis dari Fluks Stator (Djamila and Yahia, 2019)

### 2.2.3. Blok Tabel *Switching*

Blok Tabel *switching* ini berisikan penyaklaran dengan kondisi yang penyaklaran vektor. Untuk mempertahankan kontrol terpisah, sepasang pembanding histeresis menerima kesalahan fluks dan kesalahan torsi sebagai masukan kedalam komparator. Keluaran dari komparator menentukan pemilihan vektor tegangan yang sesuai. Pemilihan vektor tegangan tidak hanya bergantung pada keluaran pengontrol histeresis tetapi juga pada posisi vektor fluks stator. Lintasan vektor fluks stator lingkaran akan dibagi menjadi enam sektor simetris yang ditunjukkan pada Gambar 2.11 (a) (Djamila and Yahia, 2019).



**Gambar 2.11** Lintasan Vektor Fluks Stator (a) dan Vektor Tegangan *Inverter* (b) (Bose, 2002)

Vektor tegangan *inverter* terdiri dari vektor tegangan aktif dan vektor tegangan pasif. Vektor tegangan pasif atau bernilai 0 terdiri dari dua vektor yaitu  $\bar{V}_0$  dan  $\bar{V}_7$ , sedangkan vektor tegangan lainnya merupakan vektor tegangan aktif atau bernilai 1. Vektor tegangan *inverter* ditunjukkan pada Gambar 2.11 (b) dan direpresentasikan kedalam bentuk Tabel yang disajikan pada Tabel 2.1 (Djamila and Yahia, 2019). Pada Tabel 2.1 tersebut dalam menentukan vektor saklar yang aktif melihat kondisi histerisis fluks dan histerisis torsi serta sektor fluks.

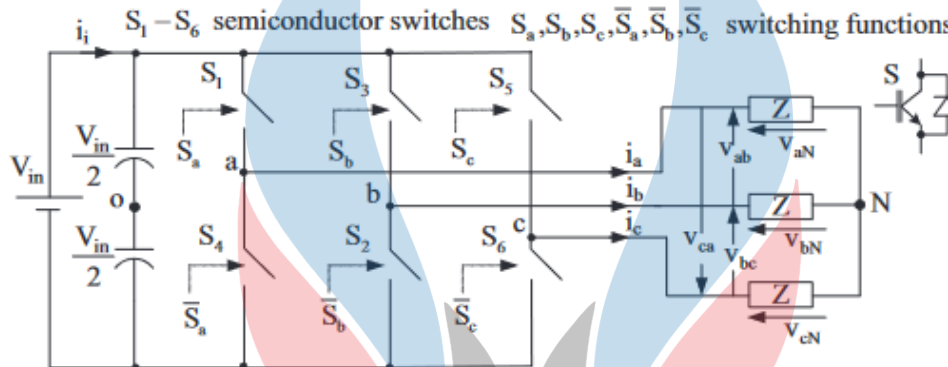
**Tabel 2.1** Switching Table DTC

$H_\lambda$	$H_T$	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
1	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
0	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

\*) Bose, 2002

#### 2.2.4. Blok *Inverter* Sumber Tegangan

*Inverter* adalah rangkaian elektronika yang berfungsi mengubah dari arus searah DC menjadi arus bolak-balik AC dengan menggunakan metode penyaklaran atau *switching*. *Voltage Source Inverter* (VSI) adalah salah satu jenis *inverter* yang nilai frekuensi dan tegangan fasa keluarannya dapat diatur. Topologi dari *inverter* 2 level dengan 6 saklar ditunjukkan pada Gambar 2.12 (Trzynadlowski, 2001).

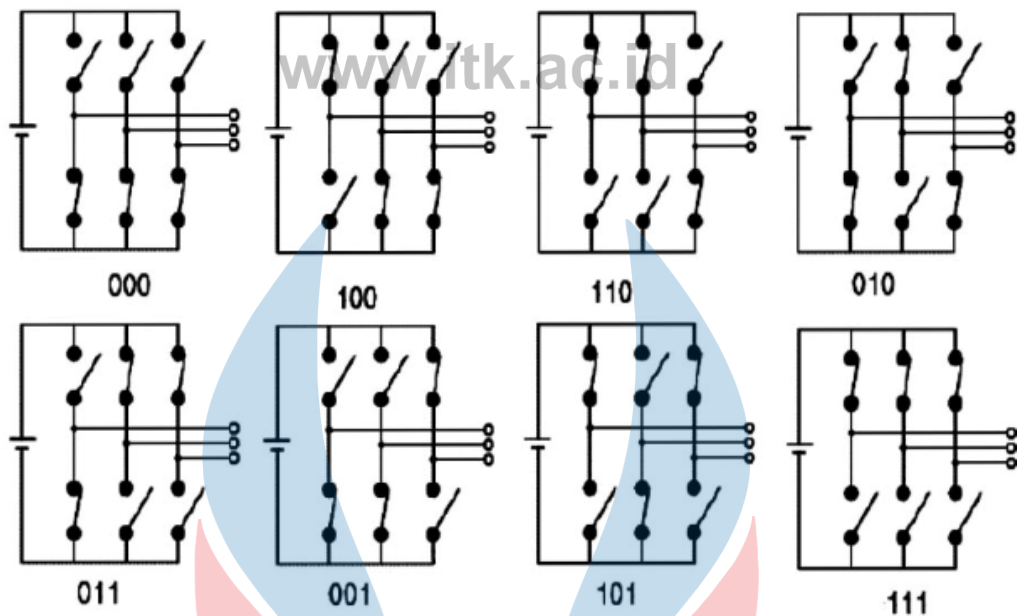


**Gambar 2.12** Topologi *Inverter* 2 Level (Manias, 2017)

Rangkaian VSI terdiri dari enam saklar, saklar tersebut dapat berupa BJT (*Bipolar Junction Transistor*), FET (*Field Effect Transistor*), atau IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Saklar-saklar tersebut mempunyai karakteristik yang berbeda, BJT dikendalikan dengan menggunakan aliran arus sedangkan FET dan IGBT dikendalikan dengan menggunakan tegangan. Masukan saklar dapat berupa sinyal PWM dengan frekuensi tinggi (Rashid, 2018).

#### 2.3. *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM) (Manias, 2017)

Metode *space vector pulse width modulation* (SVPWM) didasarkan adanya vektor ruang pada koordinat *a-b-c* sumber tiga fasa. Model rangkaian *inverter* tiga fasa dua level ditunjukkan pada Gambar 2.13. SVPWM adalah sebuah pendekatan yang berbeda dengan Modulasi PWM, yang mana ini berdasarkan pada vektor ruang dari tegangan dalam bidang  $\alpha\text{-}\beta$  atau *d-q* stationer. Komponen *d-q* stationer dicari dengan transformasi *clarke*. SVPWM mengacu pada urutan penyaklaran yang khusus dari enam transistor yang menghasilkan distorsi harmonik dalam tegangan output dan arus yang lebih efisien.



**Gambar 2.13** Pola Penyaklaran SVPWM pada *Inverter* 2 Level

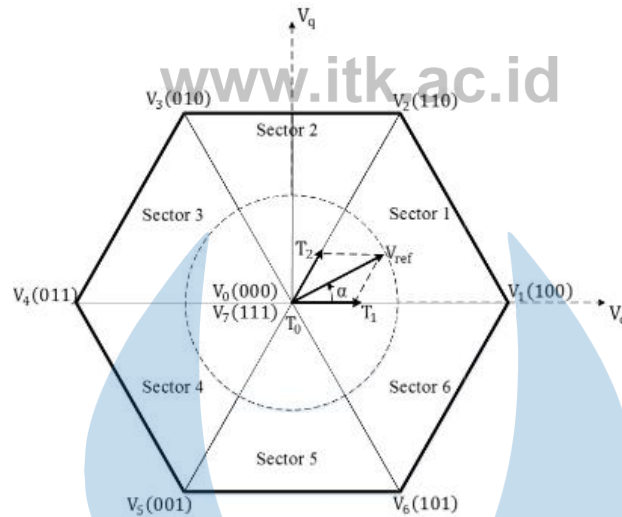
SVPWM mengacu pada urutan penyaklaran dari transistor. Ketika  $S_a, S_b, S_c$  aktif maka  $\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$  akan tidak aktif, sehingga terdapat  $2^3 = 8$  pola penyaklaran yang ditunjukkan pada Gambar 2.13. Berdasarkan Gambar 2.13 pola penyaklaran disajikan kedalam bentuk tabel yang ditunjukkan pada Tabel 2.2.

**Tabel 2.2** Tabel Penyaklaran SVM

	<i>Space Vector</i>	Penyaklaran	Saklar Aktif, $S_i$
<i>Zero Vektor</i>	$V_7$	[111]	1, 3, 5
	$V_0$	[000]	4, 6, 2
<i>Active Vektor</i>	$V_1$	[001]	4, 6, 5
	$V_2$	[010]	4, 3, 2
	$V_3$	[011]	4, 3, 5
	$V_4$	[100]	1, 6, 2
	$V_5$	[101]	1, 6, 5
	$V_6$	[110]	1, 3, 2

\*) Manias, 2017

Berdasarkan Gambar 2.13 dan Tabel 2.2, pola penyaklaran untuk *inverter* 2 level diperoleh 8 pola. Pola tersebut juga dapat disebut dengan vektor 0 hingga vektor 7. Vektor tersebut terbagi menjadi 2 buah vektor nol dan 6 buah vektor aktif. Vektor aktif tersebut dapat dipetakan dalam bentuk heksagonal dengan beda sudut  $60^\circ$  seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.14.

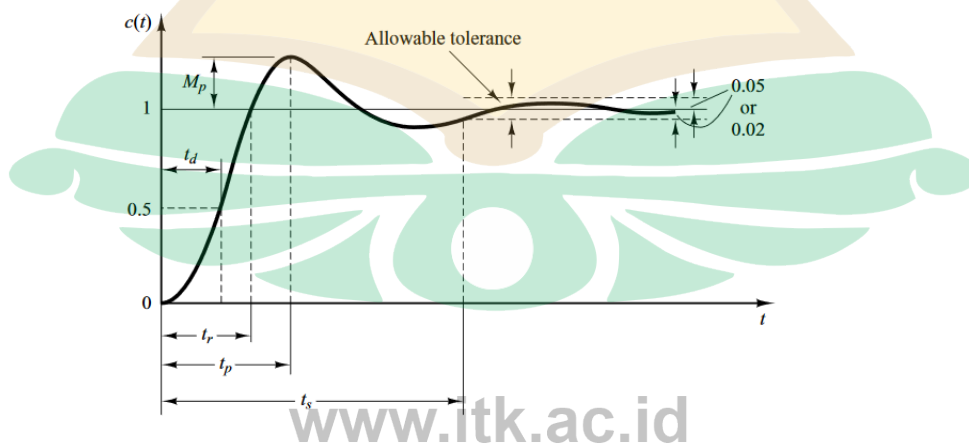


**Gambar 2.14** Penyaklaran Vektor dan Sektor SVPWM untuk *Inverter* 2 Level

Besar tegangan pada tiap vektor akan dialirkan menuju motor induksi saat vektor tersebut aktif. Tujuan dari teknik ini adalah untuk berusaha mendekati vektor tegangan referensi ( $V_{ref}$ ) dengan menggunakan 8 (delapan) pola *switching*. Salah satu caranya adalah dengan menghasilkan tegangan keluaran rata-rata *inverter* pada selang waktu  $T$  yang sama hasilnya dengan besar pada selang waktu yang sama, sehingga menghasilkan tegangan keluaran yang besarnya tepat dengan tegangan referensi melalui kombinasi 8 (delapan) bentuk *switching* ( $V_0$ - $V_7$ ).

#### 2.4. Respon Transien Sistem (Ogata, 2010)

Kriteria atau spesifikasi performansi yang ditampilkan sangat penting dalam menentukan suatu desain sistem kendali. Berikut ini penjelasan kriteria atau spesifikasi performansi ditunjukkan pada Gambar 2.15.



**Gambar 2.15** Spesifikasi Grafik Step Respon Sistem (Ogata, 2010)



Berdasarkan Gambar 2.15, penjelasan spesifikasi grafik step respon sistem sebagai berikut.

1. *Error steady-state* adalah 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* ( $t_r$ ) adalah 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* ( $t_s$ ) adalah waktu untuk respons mencapai suatu nilai dan menetap pada fraksi harga akhir memiliki *error* sebesar  $\pm 2\%$  atau  $\pm 5\%$ .

## 2.5. Pengendalian *Proportional, Integral dan Derivative* (PID)

Dalam sistem membutuhkan kendali. Beberapa macam kendali yaitu kendali proporsional (P), aksi kontrol integral (I) dan aksi kendali derivatif (D). Kendali proporsional mempunyai keunggulan *rise time* yang cepat dan memperkuat sinyal *error*, sehingga akan mempercepat keluaran sistem mencapai *set point*. Kendali integral mempunyai keunggulan mengurangi nilai *error* yang biasanya dihasilkan oleh kontrol proporsional. Kendali derivatif mempunyai keunggulan dalam meredam *overshoot* atau *undershoot* (Ogata, 2010).

Karakteristik parameter dari sistem kendali *Proportional, Integral* dan *Derivative* (PID) disajikan pada Tabel 2.3.

Tabel 2.3 Karakteristik Parameter Sistem Kendali PID

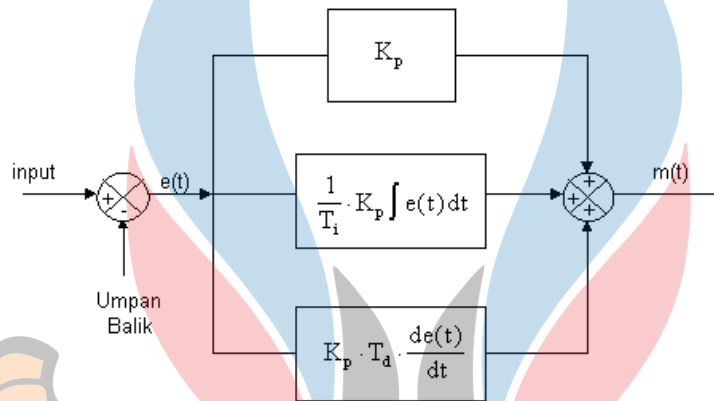
Penguatan	<i>Time Rise</i>	<i>Overshoot</i>	<i>Settling Time</i>	<i>Error Steady State</i>
$K_p$	Berkurang	Bertambah	Sedikit Berubah	Berkurang
$K_i$	Berkurang	Bertambah	Bertambah	Hilang
$K_d$	Sedikit Berkurang	Berkurang	Berkurang	Sedikit Berubah

\*) Yuan and Liu, 2012

Blok diagram sistem dari PID ditunjukkan pada Gambar 2.16 dan Persamaan transfer PID dalam domain  $s$  ditunjukkan pada Persamaan 2.43 (Yuan and Liu, 2012).

$$G(s) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right] = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.43)$$

Dimana  $K_p$  adalah penguatan proporsional,  $K_I$  adalah penguatan integral dan  $K_D$  adalah penguatan derivatif.



**Gambar 2.16** Diagram Blok Sistem PID (Yuan and Liu, 2012)

## 2.6. Ruang Keadaan (*State Space*) (Ogata, 2010)

*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 2.44 dan 2.45 (Ogata, 2010).

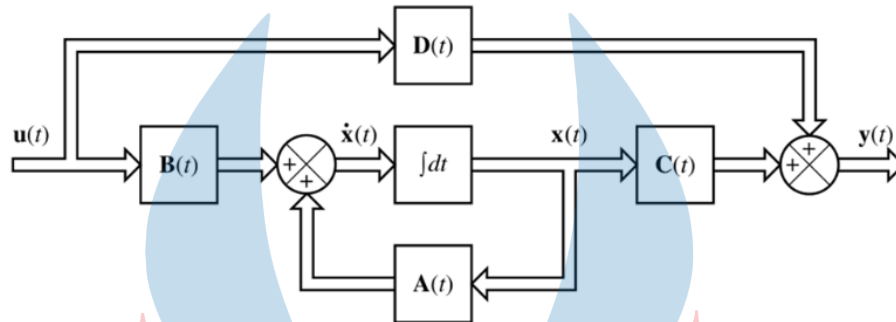
$$[\dot{X}](s) = [A]x(s) + [B]u(s) \quad (2.44)$$

$$[Y](s) = [C]x(s) + [D]u(s) \quad (2.45)$$

Berdasarkan Persamaan 2.44 dan 2.45 menggunakan domain  $(s)$ , untuk mendapatkan Persamaan dalam domain  $(s)$  atau domain waktu menggunakan operasi matematika *invers laplace*. Pada Persamaan 2.44,  $A$  merupakan matriks

state dan B merupakan matriks *input*. Pada Persamaan 2.45, C merupakan matriks *output* dan D merupakan matriks tranmisi langsung (*Direct Transmission Matrix*).

Persamaan 2.44 dan 2.45 direpresentasikan dalam bentuk diagram blok ditunjukkan pada Gambar 2.17.



Gambar 2.17 Diagram Blok *State Space* (Ogata, 2010)

## 2.7. Keterkontrolan dan Keteramatan (Ogata, 2010)

Suatu sistem dikatakan dapat dikontrol (*Controllability*) pada waktu hingga  $t_0$  jika dimungkinkan dengan menggunakan vektor kendali tak terbatas untuk mentransfer sistem dari keadaan awal  $x(t_0)$  ke keadaan lain dalam interval waktu yang terbatas. Untuk mengetahui suatu sistem memenuhi syarat *controllability* dengan dilakukan pengujian menggunakan *controllability matriks* ( $M_{co}$ ). Matriks keterkontrolan  $M_{co}$  ditunjukkan pada Persamaan 2.46 (Ogata, 2010).

$$M_{co} = [B : AB : \dots : A^{n-1}B] \quad (2.46)$$

Dimana A adalah matriks dengan dimensi  $n \times n$  dan B adalah matriks dengan dimensi  $n \times 1$ . Suatu sistem dikatakan terkontrol jika sistem *controllability matriks* memiliki  $rank = n$  dan matriks tersebut bersifat *non singular*.

Suatu sistem dikatakan dapat diamati (*Observability*) pada waktu  $x(t_0)$ , jika dengan sistem dalam keadaan  $t_0$  dimungkinkan untuk menentukan keadaan dari pengamatan keluaran dalam interval tertentu,  $t_0 \leq t \leq t_1$ . Untuk mengetahui suatu sistem memenuhi syarat *observability* dengan dilakukan pengujian menggunakan *observability matriks* ( $M_{ob}$ ). Matriks keteramatan  $M_{ob}$  ditunjukkan pada Persamaan 2.47 (Ogata, 2010).

$$M_{ob} = \begin{bmatrix} C \\ \vdots \\ CA \\ \vdots \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Dimana A adalah matriks dengan dimensi  $n \times n$  dan C adalah matriks dengan dimensi  $nm \times n$ . Suatu sistem dikatakan teramati jika sistem *observability matriks* memiliki  $rank = n$  dan matriks tersebut bersifat *non singular*.

## 2.8. Linear Quadratic Regulator (LQR)

*Linear Quadratic Regulator* (LQR) adalah salah satu metode kontrol optimal dengan tujuan menemukan suatu vektor kontrol input (u) yang dapat membawa keadaan awal sistem ke keadaan akhir sistem yang diinginkan dan dalam waktu yang sama mampu meminimalkan nilai dari fungsi tujuan sistem. Fungsi tujuan dari suatu sistem biasa disebut sebagai indeks performa sistem (J) yang dinyatakan dalam bentuk kuadratik. Dalam perancangannya suatu sistem yang akan dikendalikan dengan metode kontrol optimal LQR harus memiliki sifat terkontrol dan teramati (Lewis, Vrabie and Syrmos, 2012).

Dari Persamaan 2.44 dengan permasalahan mencari matrik K sebagai vektor kontrol optimal ditunjukkan pada Persamaan 2.48 (Lewis, Vrabie and Syrmos, 2012).

$$u(t) = -Kx \quad (2.48)$$

Meminimalkan indeks performa sistem (J) pada Persamaan 2.49.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt \quad (2.49)$$

Dimana Q adalah matriks definit atau matriks riil simetris dan R adalah matriks definit positif Hermitian atau matriks riil simetris. Nilai (J) disebut sebagai *cost function*.

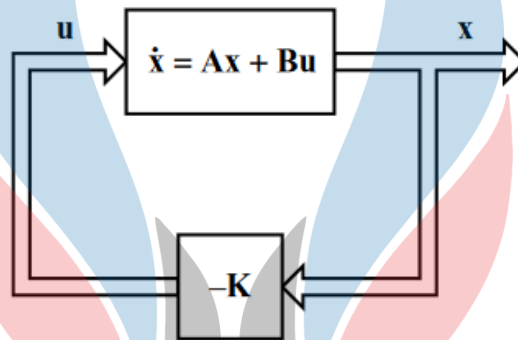
Penentuan matriks Q dan matriks R selama ini dilakukan dengan metode *trial and error*. Solusi metode tersebut terdapat pada buku *Applied Control Optimal* yang ditulis oleh Bryson dan Ho. Metode ini lebih dikenal sebagai aturan Bryson

(Bryson's Rules) yang disajikan dalam bentuk Persamaan 2.50 dan 2.51 (Bryson and Ho, 1975).

$$Q_{ii} = \frac{1}{\text{maximum output system value of } x_i^2} \quad (2.50)$$

$$R_{jj} = \frac{1}{\text{minimum output system value of } u_j^2} \quad (2.51)$$

Dari Persaman 2.50 dan 2.51 dapat direpresentasikan untuk menunjukkan suatu sistem dengan konfigurasi kontrol optimal disajikan pada Gambar 2.18.



**Gambar 2.18** Blok Diagram Regulator Optimal Kuadratik (Ogata, 2010)

Langkah awal yang dilakukan pada penyelesaian masalah kontrol optimal kuadratik ialah dengan membentuk persamaan sistem kedalam persamaan Hamiltonian Pontryagin yang disajikan pada Persamaan 2.52 dan 2.53 (Naidu, 2003).

$$H(x, u, \lambda, t) = g(x, u, t) + \lambda^T f(u, \lambda, t) \quad (2.52)$$

$$H(x, u, \lambda, t) = \frac{1}{2} (x^T Q x + u^T R u) + \lambda^T (A x + B u) \quad (2.53)$$

Persamaan 2.49 nantinya akan memberikan batasan dan nilai optimal untuk selanjutnya diselesaikan menggunakan aljabar Ricatti.

Hasil akhir persamaan ini akan menghasilkan suatu nilai *gain* optimal ditunjukkan pada Persamaan 2.54 (Lewis, Vrabie and Syrmos, 2012).

$$K = R^{-1} B^T P \quad (2.54)$$

## 2.9. Penelitian Terdahulu

Berikut adalah rangkuman hasil penelitian terdahulu yang memiliki keterkaitan dengan penelitian yang telah dilakukan disajikan pada Tabel 2.4.

Tabel 2.4 Penelitian Terdahulu

No	Nama dan Tahun Publikasi	Hasil
1	Nasir, 2008	<p><b>Metode</b> : Classic Direct kontroler PID dan LQR.  <b>Hasil</b> : Kontrol LQR memiliki <i>rise time</i>, <i>settling time</i>, <i>overshoot</i> dan <i>error steady state</i> lebih baik dari kontrol PID pada <i>Inverted Pendulum System</i>.</p>
2	Patil, 2012	<p><b>Metode</b> : DTC dan FOC dengan kontrol PI.  <b>Hasil</b> : Respon torsi dengan metode DTC memiliki <i>settling time</i> yang lebih cepat dari metode FOC.</p>
3	Narmadha, 2014	<p><b>Metode</b> : DTC dengan kontrol Fuzzy PI, Fuzzy PD, Fuzzy PID dan LQR.  <b>Hasil</b> : Kontrol LQR memiliki <i>rise time</i>, <i>settling time</i>, <i>overshoot</i> dan IAE lebih baik dari metode kontrol lainnya.</p>
4	Gamar, 2015	<p><b>Metode</b> : Kontrol LQR-PID dan DTC estimator <i>robust neural network</i>.  <b>Hasil</b> : Kontrol LQR-PID dan DTC estimator <i>robust neural network</i> lebih lebih optimal, stabil dan dapat mengurangi <i>eddy current loss</i> pada respon alpha.</p>

\*) Penulis, 2021

