

BAB 2

MOTOR INDUKSI TIGA FASA DENGAN METODE SV_PWM DAN KENDALI V/F KONSTAN

Motor induksi dengan metode space vector PWM dan kendali V/f konstan merupakan inti dari perancangan rangkaian kontrol kecepatan pada motor induksi tiga fasa. Metode ini adalah pengaturan frekuensi yang diimbangi dengan pengaturan tegangan. Perubahan frekuensi pada jala-jala akan menghasilkan perubahan kecepatan yang mempunyai hubungan berbanding lurus. Berdasarkan jenis rotornya, motor induksi terdiri dari dua jenis, yaitu motor induksi dengan rotor sangkar dan motor induksi dengan rotor belitan.

2.1. Motor Induksi

Motor induksi adalah suatu motor arus bolak balik yang bekerja berdasarkan induksi elektromagnetis, dimana arus pada rotor bukan berasal dari sumber tertentu tetapi merupakan arus yang terinduksi sebagai akibat adanya perbedaan relatif antara putaran rotor dengan medan putar stator. Motor induksi terdiri dari dua bagian utama, yaitu stator yang diam dan rotor yang berputar dan dipisahkan oleh suatu celah udara sempit 0.4 mm sampai 4 mm [2], tergantung pada kapasitas daya motor tersebut. Stator terdiri dari kerangka berbentuk silinder berongga yang tersusun atas lapisan-lapisan baja tipis.

Kumparan stator motor induksi terdistribusi pada alur-alur disekeliling kerangka tersebut. Jenis rotor motor induksi ada dua, yaitu rotor belitan (*wound rotor*) dan rotor sangkar (*squirrel cage rotor*). Kumparan rotor motor induksi dengan rotor belitan menyerupai kumparan statornya dan terdistribusi pada alur-alur rotor. Rotornya tersusun atas lapisan-lapisan baja tipis untuk mengurangi rugi-rugi arus pusar (*eddy current*).

Rotor dari motor induksi rotor sangkar menyerupai sangkar tupai, terdiri dari batang-batang konduktor yang tersusun sedemikian rupa dan dihubungkan singkat di ujung-ujungnya dengan menggunakan cincin penghubung (*shorting*

rings). Motor jenis ini konstruksinya sederhana, sehingga sering menjadi pilihan untuk berbagai aplikasi.

2.1.1 Prinsip Kerja Motor Induksi AC Tiga fasa

Prinsip kerja motor induksi tiga fasa berdasarkan induksi elektromagnetis. Jika kumparan stator diberi tegangan sinusoida tiga fasa maka arus akan mengalir yang memiliki beda fasa 120° tiap fasanya pada kumparan tersebut dan menimbulkan medan magnet putar dengan kecepatan putar sinkron. Hubungan antara kecepatan medan magnet putar (rpm) dengan frekuensi tegangan stator dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$n_s = \frac{120 f_s}{P} \quad (2.1)$$

dengan : n_s = Kecepatan medan magnet putar stator(rpm)

f_s = frekuensi tegangan stator

P = Jumlah kutub motor induksi

Garis – garis gaya fluks stator tersebut akan berputar memotong penghantar-penghantar rotor sehingga pada penghantar-penghantar tersebut timbul GGL atau tegangan induksi. Karena penghantar pada rotor merupakan rangkaian yang tertutup, maka pada penghantar tersebut mengalir arus. Arus yang mengalir pada penghantar rotor tersebut berada dalam medan putar stator sehingga menghasilkan gaya-gaya yang berpasangan dan berlawanan arah. Gaya – gaya tersebut akan menimbulkan torsi yang cenderung memutar rotor sehingga rotor akan berputar dengan kecepatan n_r . Perbedaan putaran relatif antara rotor dan stator disebut *Slip*. Bertambahnya beban akan memperbesar kopel motor sehingga akan memperbesar arus induksi pada rotor. Jika beban bertambah maka putaran rotor cenderung menurun sehingga akan memperbesar *Slip*. *Slip* yang timbul karena perbedaan kecepatan medan putar stator dengan kecepatan putaran rotor dapat dinyatakan dengan persamaan sebagai berikut :

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

dengan : S = Slip

n_s = Kecepatan medan putar stator

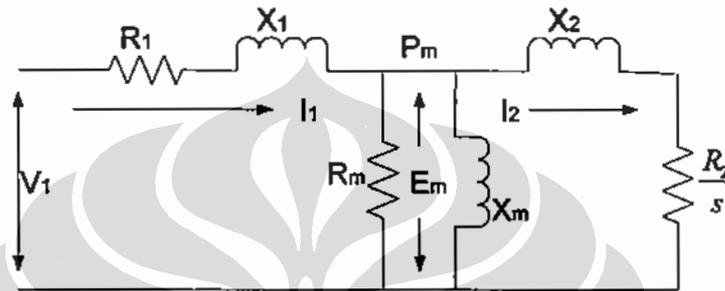
n_r = Kecepatan putar rotor

Pada saat rotor diam maka frekuensi rotor (f_r) sama dengan frekuensi stator (f_s). Pada saat rotor berputar maka frekuensi rotor akan dipengaruhi oleh slip yang mengikuti persamaan 2.3 di bawah ini :

$$f_r = S \cdot f_s \quad (2.3)$$

2.1.2 Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi

Suatu motor induksi tiga fasa dapat diwakili oleh suatu rangkaian ekuivalen satu fasa seperti ditunjukkan pada gambar 2.1. di bawah ini.



Gambar 2.1. Rangkaian Ekuivalen satu fasa motor induksi

Parameter-parameter motor tersebut adalah hambatan stator R_1 , reaktansi stator X_1 , hambatan rotor R_2 , reaktansi rotor X_2 , hambatan inti R_m dan reaktansi inti X_m . Kesemuanya merupakan nilai-nilai dilihat dari kumparan stator dalam satuan Ω . Sedangkan V_1 adalah tegangan masukan efektif ke kumparan stator.

Jika $Z_1 = R_1 + jX_1$, $Z_2 = R_2 + jX_2$, $Z_3 = R_m$, dan $Z_4 = jx_m$, maka besaran – besaran arus dan tegangan pada motor dapat ditentukan sebagai berikut:

$$Z_{in} = Z_1 + \left(\frac{Z_2 Z_3 Z_4}{Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4} \right) \quad (2.4)$$

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.5)$$

Maka impedansi masukan juga bisa dinyatakan :

$$Z_{in} = |Z_{in}| \angle \varphi \quad (2.6)$$

dengan

$$|Z_{in}| = \sqrt{(R_{in})^2 + (X_{in})^2} \quad (2.7)$$

Z_{in} adalah harga mutlak dari impedansi masukan dan sudut impedansinya adalah:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_{in}}{R_{in}} \quad (2.8)$$

Nilai cosinus sudut impedansi masukan ϕ ini adalah faktor daya motor, sehingga bisa dituliskan dalam persamaan 2.9 di bawah ini.

$$\text{Cos}\phi = \text{Cos}\left(\tan^{-1}\frac{X_m}{R_m}\right) \quad (2.9)$$

Arus masukan yang mengalir pada stator sebesar

$$I_1 = \frac{V_{in}}{Z_{in}} \quad (2.10)$$

Sedangkan tegangan yang berada di celah udara antara stator dan rotor adalah

$$E_m = V_a - I_1 Z_1 \quad (2.11)$$

Arus rotor

$$I_2 = E_m / Z_2 \quad (2.12)$$

Sehingga daya keseluruhan P_m yang dialihkan pada celah udara antara stator dan rotor adalah.

$$P_m = (I_2)^2 \cdot \left(\frac{R_2}{s}\right) \text{ Watt} \quad (2.13)$$

$$P_m = (I_2)^2 \cdot R_2 + (I_2)^2 \cdot R_2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right) \text{ Watt} \quad P_{mek} = 3(I_2)^2 \cdot R_2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right) \text{ Watt} \quad (2.14)$$

Suku pertama dari persamaan 2.14 merupakan rugi-rugi resistif tiap fasa pada rotor, sehingga daya tiga fasa yang diubah menjadi daya mekanis adalah:

$$P_{mek} = 3(I_2)^2 \cdot R_2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right) \text{ Watt} \quad (2.15)$$

Torsi elektromekanis yang dihasilkan adalah :

$$T = \frac{3}{\omega_s} \frac{P}{2} \cdot \frac{R_2}{s} I^2 \text{ Nm} \quad (2.16)$$

Dalam pengoperasian motor, disamping diperoleh daya mekanis pada rotor, terjadi juga rugi-rugi daya, yang meliputi rugi-rugi tembaga, rugi-rugi besi dan rugi-rugi mekanis. Rugi-rugi tembaga berupa energi panas yang dilepaskan melalui hambatan stator R_1 dan hambatan rotor R_2 , sedangkan rugi-rugi besi dilepaskan oleh hambatan magnetisasi R_m . Rugi-rugi mekanis bisa berupa rugi-rugi gesek dan angin, dan biasanya rugi-rugi ini relatif kecil bila dibandingkan

dengan rugi-rugi yang lain. Sedangkan untuk menghitung daya input yang dibutuhkan motor adalah:

$$P_{in} = 3V_1 I_1 \cos \phi \text{ Watt} \quad (2.17)$$

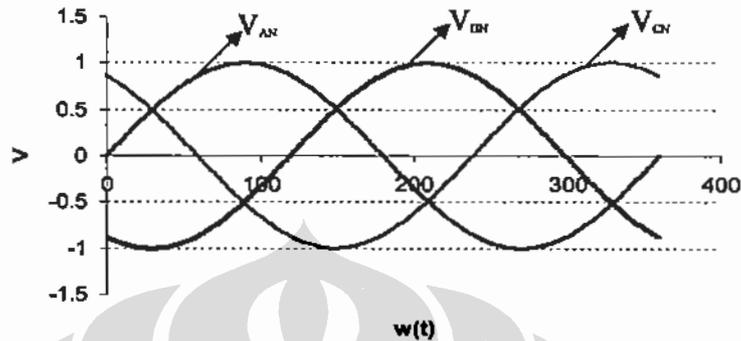
Dengan $\cos \phi$ merupakan faktor daya pada saat motor beroperasi. Efisiensi kerja motor dirumuskan dengan perbandingan daya keluaran mekanis P_{mek} dan daya masukan:

$$Eff = \frac{P_{mek}}{P_{in}}$$

2.2. Modulasi Lebar Pulsa

Pulse Width Modulation (*PWM*) adalah suatu metode untuk mengkodekan sinyal analog menjadi durasi lebar pulsa untuk menghasilkan tegangan dan frekuensi yang berbeda. Nilai tegangan rata-rata dari modulator sebanding dengan tegangan referensi di dalam masing-masing periode PWM. Dengan mempertimbangkan periode PWM sangat pendek, maka tegangan referensi dicerminkan dengan mengatur durasi lebar pulsa. Energi yang mampu menggerakkan suatu motor dapat dikendalikan dengan mengatur lebar pulsa (*PWM*) sebagai trigger pada rangkaian inverter. Bagaimanapun, lebar pulsa berubah dari periode ke periode menurut suatu pengaturan sinyal referensi. Secara sederhana sumber tegangan DC hasil keluaran dari *rectifier* dimodulasi dengan gelombang berbentuk seperti gigi gergaji atau bentuk segi tiga menjadi gelombang tegangan AC dari transisi pulsa *high* dan *low* yang bila dirata-rata menjadi bentuk gelombang sinusoidal yang bisa diatur frekuensinya. Hal ini juga dipengaruhi oleh besar kecepatan *switching* PWM yang digunakan. Keluaran ideal yang diharapkan biasanya berupa gelombang sinusoidal namun kondisi ini menghasilkan efek harmonik. Harmonisa ini dapat menyebabkan putaran motor induksi tidak sesuai dengan setting point yang diinginkan. Untuk mengurangi *Total Harmonic Distortion* (THD) dari penggunaan motor induksi, maka diperlukan suatu *driver* motor. Salah satunya adalah inverter, untuk mengurangi harmonisa dapat dilakukan dengan menaikkan jumlah level atau step bentuk gelombang, dan model yang tepat adalah menggunakan *Space Vector PWM*, dengan PWM maka dapat mengatur arus pada gerbang *gate* BJT (*Bipolar Junction Transistor*) yang merupakan komponen penting dalam *switching* karena mampu

beroperasi pada *switching* kecepatan tinggi dan arus besar. Karakteristik umum dari sistem tiga fasa setimbang adalah ketiga tegangan fasa besarnya sama dan berbeda fasa sebesar 120 derajat listrik. Hubungan tegangan fasa ke fasa dan tegangan netral ke fasa dapat diilustrasikan dalam bentuk gelombang sinusodal seperti pada gambar 2.2 di bawah ini :



Gambar 2.2: Gelombang Tegangan Sinusoidal Tiga fasa

Pada umumnya hubungan antara tegangan netral ke fasa dapat diasumsikan dengan V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} yang dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$V_{AN} = V_{AN} \angle 0^\circ \quad (2.18)$$

$$V_{BN} = V_{BN} \angle -120^\circ \quad (2.19)$$

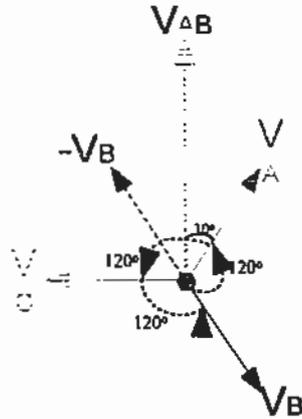
$$V_{CN} = V_{CN} \angle 120^\circ \quad (2.20)$$

Sedangkan hubungan antara tegangan fasa ke fasa dapat diasumsikan dengan V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} yang dapat dirumuskan sebagai berikut :

Untuk menghitung nilai V_{AB} , dapat diasumsikan dengan V_{AB} , V_{BC} , $V_{CA} = V_p$, sehingga dapat diuraikan sebagai berikut :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AN} \angle 0^\circ - V_{BN} \angle -120^\circ \\ &= V_p (1 \angle 0^\circ - 1 \angle -120^\circ) \\ &= V_p (1 + j0 - (-0.5 - j0.866)) \\ &= V_p (1.5 + j0.866) \\ &= \sqrt{3} V_p \angle 30^\circ \end{aligned} \quad (2.21)$$

Dari penjabaran model matematis, V_{AB} juga dapat direpresentasikan dalam bentuk vektor seperti pada gambar 2.3 di bawah ini.

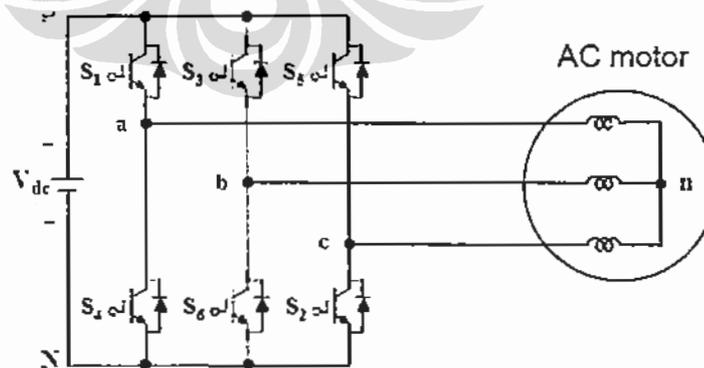


Gambar 2.3: Vektor tegangan tiga fasa hubungan fasa ke fasa V_{AB}

Jadi sistem tiga fasa dengan perbedaan 120° antara tegangan fasa ke fasa sama dengan $\sqrt{3}$ tegangan netral ke fasa dan selalu mendahului tegangan netral ke fasa dengan 30° . [7]

2.2.1 Space Vector PWM (SV_PWM)

Space Vector PWM didapat dengan mentransformasi tegangan ke ruang vektor dan hasilnya dikeluarkan pada tegangan phasa dengan cara merata-rata tiga vektor state switching berurutan V_{an} , V_{bn} , dan V_{cn} pada waktu interval dari subsiklus $T_s = 1/f_s$. Perkembangan teknologi elektronik mendorong suatu keinginan untuk meningkatkan teknik modulasi Lebar pulsa lebih efektif. Permasalahan yang sering terjadi pada motor induksi AC tiga fasa adalah distorsi harmonik pada arus fasa pada proses switching. Struktur khas dari motor induksi AC tiga fasa yang terhubung dengan VSI (Voltage Source Inverter) dapat diilustrasikan pada gambar 2.4 di bawah ini :



Gambar 2.4: Struktur Motor Induksi AC Tiga fasa terhubung dengan VSI

Ketika motor pada beban setimbang dengan tidak terhubung satu sama lain dengan netral maka V_n , V_{an} , V_{bn} , dan V_{cn} dapat direpresentasikan kedalam persamaan matematik sebagai berikut :

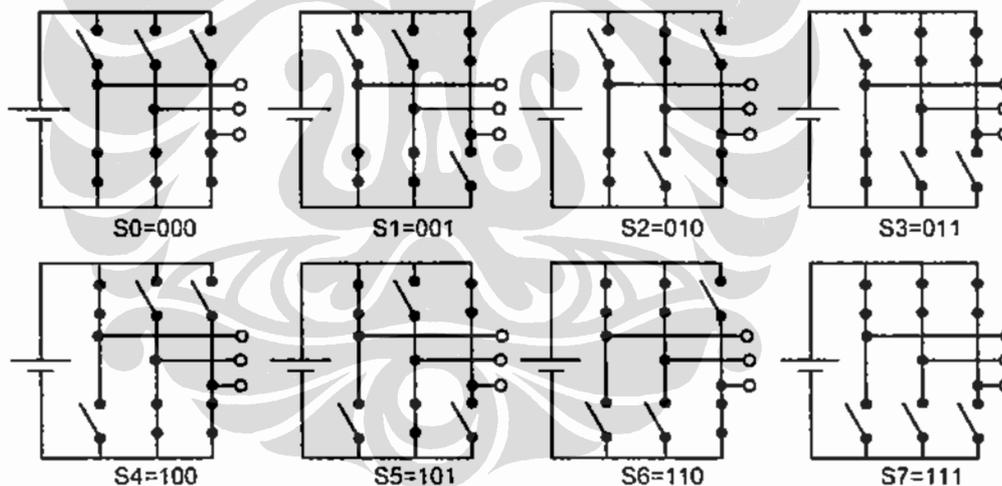
$$V_n = (V_a + V_b + V_c) / 3 \quad (2.22)$$

$$V_{an} = V_a - V_n = (V_{ab} - V_{ca}) / 3 \quad (2.23)$$

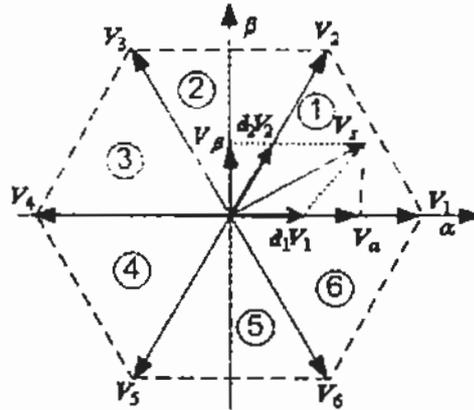
$$V_{bn} = V_b - V_n = (V_{bc} - V_{ab}) / 3 \quad (2.24)$$

$$V_{cn} = V_c - V_n = (V_{ca} - V_{bc}) / 3 \quad (2.25)$$

Jika *Switch power* pada S_1 , S_3 , dan S_5 aktif *high* maka *Switch power* pada S_4 , S_6 , dan S_2 akan selalu aktif *low* dan begitu juga sebaliknya. Dengan demikian *switching state* tidak akan terjadi hubung singkat yang akhirnya dapat mengakibatkan kerusakan motor. Pada gambar 2.4 ditunjukkan bahwa ada tiga state switch atas dan tiga state switch bawah. Tiga state switch bawah dilakukan dengan pembalikan sehingga ada 8 kemungkinan *switching state*. Enam tegangan fasa bukan nol sebagai vektor aktif *high* dengan beda sudut selalu 60° dan dua tegangan fasa nol sebagai vektor aktif *low* seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.5 dan gambar 2.6. [1]



Gambar 2.5: Konfigurasi switch Inverter Tiga fasa



Gambar 2.6: Konfigurasi Space Vector dalam bidang kompleks

Dalam sistem tiga fasa, representasi vektor didapat dengan transformasi tiga fasa ke dua fasa ditunjukkan pada persamaan (2.26).

$$\begin{bmatrix} A_{\alpha(t)} \\ A_{\beta(t)} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an(t)} \\ V_{bn(t)} \\ V_{cn(t)} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Dimana $(A_{\alpha(t)}, A_{\beta(t)})$ membentuk sistem 2 fasa ortogonal, sedangkan konstanta $2/3$ merupakan sistem *invariant power*. Sedang yang menggunakan konstanta $\sqrt{2/3}$ merupakan sistem non-invariant power, artinya daya dan impedansi sama antara 3 fasa dan 2 fasa. *Space Vector* dapat didefinisikan dalam bidang kompleks α - β .

$$\vec{V}_{(t)} = V_{\alpha(t)} + jV_{\beta(t)} \quad (2.27)$$

Tegangan tiga fasa (V_{an} , V_{bn} , dan V_{cn}) dapat direpresentasikan ke dalam single space vector $\vec{V}_{(t)}$ dengan melakukan substitusi persamaan (2.26) dan (2.27) diperoleh

$$\vec{V}_{(t)} = \frac{2}{3} \left[V_{an(t)} e^{j0} + V_{bn(t)} e^{j2\pi/3} + V_{cn(t)} e^{j4\pi/3} \right] \quad (2.28)$$

Dimana $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ dan $x = 0, 2\pi/3$ atau $4\pi/3$. Untuk status switch aktif, tegangan fasa beban yang dihasilkan adalah :

$$V_{an}(t) = \frac{2}{3} E, \quad V_{bn}(t) = -\frac{1}{3} E, \quad \text{dan} \quad V_{cn}(t) = -\frac{1}{3} E, \quad (2.29)$$

Space vektor yang bersesuaian, misalkan pada \vec{V}_1 , dapat diperoleh dengan mensubstitusi persamaan(2.28) ke dalam persamaan(2.27) :

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} Ee^{j^0} \quad (2.30)$$

Dengan mengikuti prosedur yang sama, semua enam vektor aktif dapat diperoleh dengan persamaan (2.31) :

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} Ee^{j^{(k-1)}\frac{\pi}{3}}, \quad \text{dimana } k = 1, 2, \dots, 6 \text{ dan } \vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0 \text{ Volt} \quad (2.31)$$

Vektor nol terjadi pada state switch S1, S3, S5 [111] dan state switch S4, S6, S2 [000] sesuai pada gambar (2.5). Hubungan antara *space vector* dan korespondensi *switching state* ditunjukkan pada tabel 2.1 :

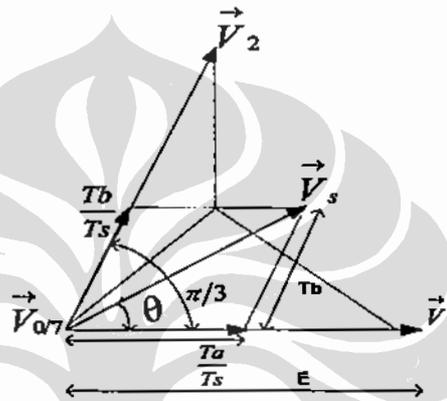
Tabel 2.1 *Space vector, Switching state dan Nilai vector* [5]

<i>Space vector</i>	<i>Switching state</i> Tiga fasa	Nilai masing-masing vektor
Vektor Nol \vec{V}_0, \vec{V}_7	[000], S4, S6, S2 [111], S1, S3, S5	$\vec{V}_{0/7} = 0$
Vektor Aktif \vec{V}_1	[100], S1,S6,S2	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} Ee^{j^0},$
Vektor Aktif \vec{V}_2	[110], S1,S3,S2	$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} Ee^{j^{\pi/3}},$
Vektor Aktif \vec{V}_3	[010], S4,S3,S2	$\vec{V}_3 = \frac{2}{3} Ee^{j^{2\pi/3}},$
Vektor Aktif \vec{V}_4	[011], S4,S3,S5	$\vec{V}_4 = \frac{2}{3} Ee^{j^{3\pi/3}},$
Vektor Aktif \vec{V}_5	[001], S4,S6,S5	$\vec{V}_5 = \frac{2}{3} Ee^{j^{4\pi/3}},$
Vektor Aktif \vec{V}_6	[101], S1,S6,S5	$\vec{V}_6 = \frac{2}{3} Ee^{j^{5\pi/3}},$

2.2.2 Menentukan durasi waktu switching untuk semua sektor

Untuk menentukan durasi switching T_a , T_b adalah dengan menentukan vektor referensi pada waktu T_s .

Sedangkan bagian sisa dari siklus $T_o - T_s - T_b$ adalah waktu switching untuk vektor nol \vec{V}_0 . Untuk distorsi harmonik minimum, V_a dan V_b dipilih sebagai dua vektor state switching aktif yang bersebelahan dengan vektor space \vec{V}_s . Misalkan untuk menghitung vector referensi pada sector 1 dengan sudut vector (θ) seperti yang ditunjukkan pada gambar (2.7):



Gambar 2.7: Representasi Vektor referensi \vec{V}_s pada sektor 1

Dari gambar (2.7) dapat dihitung nilai \vec{V}_s dan T_s sebagai periode sampling dengan merepresentasikan kedalam persamaan matematik sebagai berikut :

$$\vec{V}_s T_s = \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_2 T_b + \vec{V}_0 T_o \quad (2.32)$$

$$T_s = T_a + T_b + T_o \quad (2.33)$$

Dimana T_a , T_b , dan T_o adalah durasi waktu switching untuk vektor \vec{V}_1 , \vec{V}_2 , dan \vec{V}_0 secara berturut-turut. Dari gambar (2.7) dapat dinyatakan sebagai kombinasi linear dimana keduanya bukan vector nol, jadi vector referensi \vec{V}_s dapat dituliskan menjadi dua bagian yaitu bagian real dan imajiner :

$$\text{Re} : \vec{V}_s \cdot \cos \theta T_s = E T_a + E \cdot \cos \frac{\pi}{3} T_b \quad (2.34)$$

$$\text{Im} : \vec{V}_s \cdot \sin \theta T_s = E \cdot \sin \frac{\pi}{3} T_b \quad (2.35)$$

Dengan menyelesaikan pers(2.34) dan pers (2.35) durasi waktu aktif T_a/T_s dan T_b/T_s dapat diperoleh :

$$d_a = \frac{T_a}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\vec{V}_s}{E} \cdot \text{Sin}\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.36)$$

$$d_b = \frac{T_b}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\vec{V}_s}{E} \cdot \text{Sin}\theta \quad \text{untuk } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \quad (2.37)$$

Jadi durasi waktu switching atau *duty cycle* untuk sektor 1,2...6 dapat dinyatakan dalam tabel 2.2 di bawah ini:

Tabel 2.2 Persamaan waktu switching sektor 1,2...6.[1]

Nomor Sektor (k)	θ	d_a	d_b
	$[\theta^-, \theta^+]$		
1	$\left[0, \frac{\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$
2	$\left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$
3	$\left[\frac{2\pi}{3}, \pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$
4	$\left[\pi, \frac{4\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$
5	$\left[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)$
6	$\left[\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$

Periode setiap switching (setengah dari periode sampling) T_s mulai dan berakhir dengan vektor nol, misalnya akan ada dua buah vektor nol setiap setengah periode sampling T_s atau empat vektor nol setiap satu periode sampling T_s , durasi dari setiap vektor nol adalah $\frac{1}{4}$. Gambar 2.8 memperlihatkan pola urutan *switching* untuk sektor 1,2,...,6 yang berbeda.



Gambar 2.8: Pola Urutan Switching

Sedangkan untuk vektor state nol $V_{0/7}$ dapat digunakan untuk mengurangi kesalahan kecepatan sudut, sehingga kecepatan rotasi menjadi lebih halus dan *angular error* diharapkan mendekati nol. Jadi dengan lebih banyak vektor state nol, maka ripple torsi akan lebih rendah jika frekuensi carrier lebih tinggi. Pembatasan frekuensi switching diperlukan karena adanya *switching loss*. Karena kompleksitas kontrol dan kebutuhan vektor kontrol, maka implementasi digital lebih tepat digunakan.

2.2.3 Implementasi Space Vector PWM

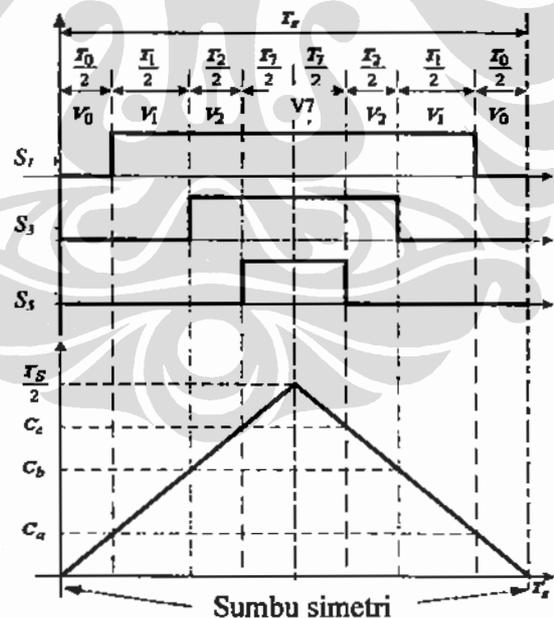
Pada tabel 2.2 terlihat bahwa *duty cycle* masing-masing sektor mempunyai ekspresi yang berbeda. Suatu ekspresi ini menunjukkan bahwa $\sin(x) = \sin(\pi - \theta')$, semua *duty cycle* ini dapat ditulis dengan cara dipersatukan sebagai

$$d_a = \frac{T_a}{T_s} = \frac{2 \cdot \vec{V}_s}{E\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta'') \quad \text{dan} \quad d_b = \frac{T_b}{T_s} = \frac{2 \cdot \vec{V}_s}{E\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta''), \quad \text{dengan} \quad \theta'' = \frac{\pi}{3} - \theta' \quad \text{dan}$$

$\theta' = \theta - (k-1) \frac{\pi}{3}$. Karena ekspresi tersebut tidak lagi tergantung pada nomor atau

jumlah sektor, maka dapat dinotasikan seperti d_a dan d_b . Untuk θ' selalu berada antara 0 dan $\frac{\pi}{3}$, maka penghitungan d_a dan d_b memerlukan tabel sinus untuk

sudut di dalam interval ini saja. Ini sangat mengurangi jumlah memori yang diperlukan untuk menyimpan tabel sinus ini. Counter akan menghitung dari nol sampai suatu nilai yang sesuai dengan setengah periode switching $T_s/2$ seperti yang ditunjukkan pada gambar (2.9), dan kemudian menghitung mundur sampai counter bernilai nol. Nilai-nilai yang harus disimpan di dalam *compare register* ditunjukkan pada Tabel 2.3.[1]



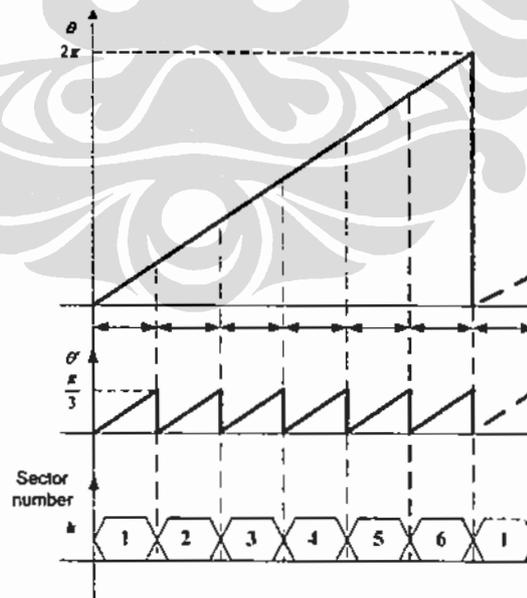
Gambar 2.9: Bentuk Sinyal Switch Inverter dan Korespondensi nilai Compare register

Tabel 2.3 Nilai Compare register vs Nomor sektor [1]

Nomor Sektor (k)	S_1	S_3	S_5
1	$-d_a-d_b$	d_a-d_b	d_a+d_b
2	$-d_a+d_b$	$-d_a-d_b$	d_a+d_b
3	d_a+d_b	$-d_a-d_b$	d_a-d_b
4	d_a+d_b	$-d_a+d_b$	$-d_a-d_b$
5	d_a-d_b	d_a+d_b	$-d_a-d_b$
6	$-d_a-d_b$	d_a+d_b	$-d_a+d_b$

2.2.4 Algoritma Menentukan Sektor [1]

Untuk menentukan sektor tegangan stator ditentukan oleh \vec{V}_s , beberapa algoritma telah digunakan di dalam literatur yang biasanya memerlukan banyak operasi perhitungan dan berdasarkan koordinat bidang kompleks dari vektor \vec{V}_s . Untuk menerapkan algoritma penentuan sektor ini secara efisien, maka mengatur θ' dan k sebagai ganti θ seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.10. Sektor nomor k adalah keluaran suatu counter modulo enam yang diaktifkan setiap kali θ' melebihi $\frac{\pi}{3}$, dan θ' terbatas pada interval antara 0 dan $\frac{\pi}{3}$.



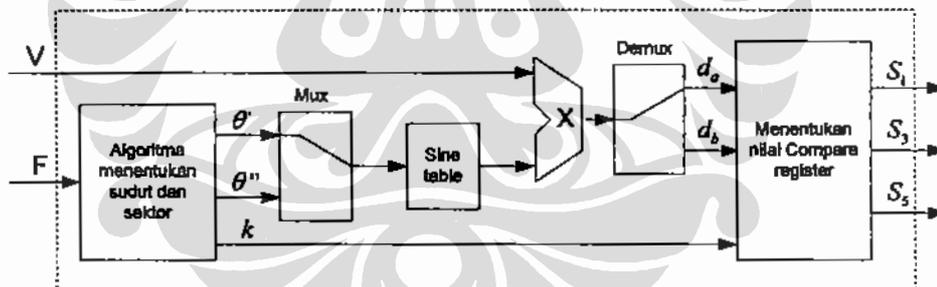
Gambar 2.10 : Konfigurasi sinyal menentukan sektor

Sedangkan potongan algoritma menentukan sektor dapat dituliskan sebagai berikut :

```

Inisialisasi :
 $\theta' = 0; \theta'' = \frac{\pi}{3}; k = 1;$ 
mulai algoritma :
 $\theta' = \theta' + \omega_s T_s$ 
if  $\theta' \geq \frac{\pi}{3}$  then
     $\theta' = \theta' - \frac{\pi}{3}$ 
if  $k \geq 6$  then  $k = 1$  else  $k = k + 1$  end
end
 $\theta'' = \frac{\pi}{3} - \theta'$ 
End of the algorithm
    
```

Diagram alir data *Space Vector* PWM ditunjukkan pada gambar 2.12, di mana perbedaan antara kecepatan yang diinginkan dan kecepatan yang terukur menjadi masukan variabel tegangan dan frekuensi pada pengendali PI yang digunakan untuk menentukan frekuensi tegangan stator. Untuk mengurangi kompleksitas dari pengontrol, maka masukan dari prinsip V/f dan *Space Vector* PWM algoritma menjadi nilai mutlak frekuensi tegangan stator.



Gambar 2.11 : Diagram alir data *Space Vector* PWM

2.3 Metode V/f Konstan

Sistem pengendalian motor induksi yang sangat luas penggunaannya menggunakan metode kendali V/f konstan. Disebut V/f konstan karena nilai magnitude dari tegangan stator yang diubah-ubah sebanding dengan frekuensi yang diberikan pada motor. Atau biasa disebut dengan metode kendali torsi konstan, yaitu dengan cara menjaga nilai fluks agar tetap konstan. Karena nilai

torsi yang dihasilkan besarnya sebanding dengan fluks, untuk menjaga nilai fluks tetap konstan maka perbandingan tegangan dan frekuensi dijaga agar tetap konstan pula, sesuai dengan persamaan :

$$\frac{E}{f} = 4.44 \cdot k \cdot N \cdot \phi \quad (2.38)$$

dengan :

E : gaya gerak listrik yang dibangkitkan stator (Volt)

f : frekuensi stator (Hz)

k : konstanta lilitan stator

N : jumlah lilitan kumparan rotor

ϕ : fluks magnet (Weber/m²).

Fluks pada motor juga harus dijaga konstan pada nilai maksimumnya agar tidak terjadi kejenuhan magnetis pada inti besi. Sedangkan dalam perubahan frekuensi terhadap kecepatan motor induksi Ac tiga fasa mempunyai hubungan berbanding lurus. Agar putaran motor induksi mengalami percepatan sampai dengan kecepatan nominal, maka frekuensi stator harus dinaikkan dari 0 Hz sampai dengan frekuensi nominal. Sedangkan jika frekuensi stator diturunkan dari frekuensi nominal sampai 0 Hz, maka akan mengakibatkan putaran motor induksi akan mengalami perlambatan. Pada setiap rangkaian magnetik, tegangan induksi sebanding terhadap level fluks dan frekuensi sehingga perubahan tegangan stator pada nilai tertentu untuk suatu perubahan frekuensi akan mengakibatkan suatu fluks optimum yang konstan. Oleh karena itu penggunaan rangkaian magnetik harus semaksimal mungkin untuk mengurangi arus yang ditarik pada saat start. Untuk menjaga agar perbandingan tegangan fluks yaitu Φ_1 sama dengan fluks pada saat Φ_2 yang disebabkan adanya perubahan frekuensi stator, maka dapat dirumuskan dengan cara sebagai berikut.

$$\phi_1 = \phi_2$$

$$\frac{E_{s1}}{44.4 \cdot f_1 \cdot N_1} = \frac{E_{s2}}{44.4 \cdot f_2 \cdot N_1}$$

$$\frac{E_{s1}}{f_1} = \frac{E_{s2}}{f_2} \quad (2.38)$$

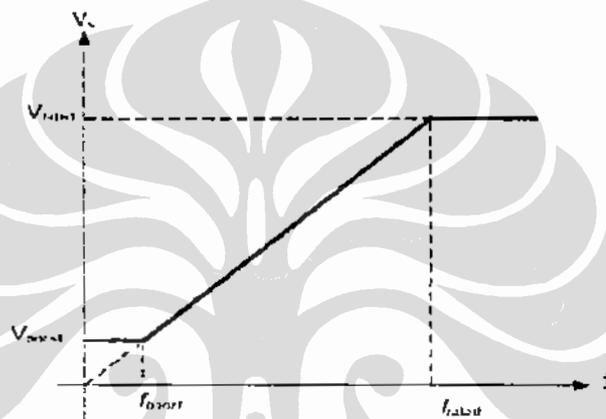
Karena $E_s = V_s$, dimana V_s adalah tegangan pada terminal stator, maka perbandingan tegangan pada stator adalah sebagai berikut :

$$\frac{V_{s1}}{f_1} = \frac{V_{s2}}{f_2} \quad (2.39)$$

Jika V_{s1} dan f_1 merupakan nilai nominal, maka disebut *V/Hz ratio*. Oleh karena itu motor induksi yang digunakan adalah :

$$V / HZ = \frac{110V_{Ac}}{50Hz} = 2.2 V / Hz$$

Hubungan antara tegangan terhadap frekuensi dapat ditunjukkan pada gambar 2.12 di bawah ini.



Gambar 2.12 : Kurva tegangan terhadap frekuensi

2.3.1 Metode kendali V/f loop terbuka

Pada aplikasi yang tidak membutuhkan tingkat keakuratan yang tinggi dari variasi kecepatan, metode loop terbuka dapat dijadikan alternatif pengendalian. Disebut metode loop terbuka karena tidak ada komponen dari motor yang diumpanbalikkan ke sistem. Pengaturan kecepatannya dilakukan dengan cara mengatur tegangan sebanding dengan perubahan frekuensi sesuai dengan persamaan.:

$$\frac{V}{f} = K = \text{konstan} \quad (2.40)$$

dengan :

V : tegangan stator (Volt)

f : frekuensi stator (Hz)

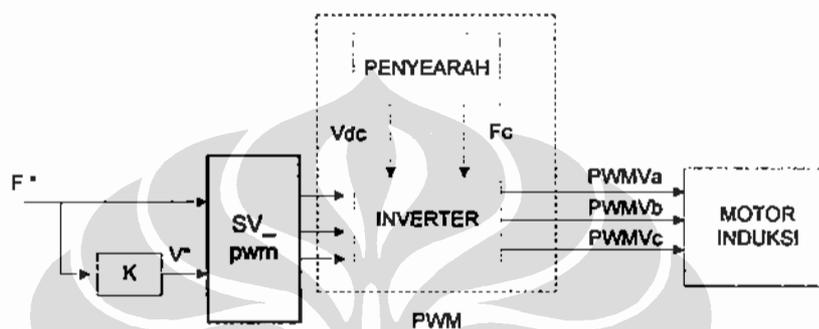
K : perbandingan tegangan dan frekuensi stator (Volt/Hz).

Nilai perbandingan tegangan dan frekuensi diperoleh dengan mencari nilai perbandingan tegangan dan frekuensi pada nilai rating operasi kerja motor induksi tiga fasa, yaitu :

$$V_{rating} = 110 \text{ Volt}$$

$$f_{rating} = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{Sehingga nilai perbandingannya adalah } \frac{V_{rating}}{f_{rating}} = 2.2 \text{ V/Hz} \quad (2.41)$$



Gambar 2.13: Blok kendali V/f konstan loop terbuka

2.3.2 Metode loop tertutup dengan pengendali PI

Untuk memperbaiki unjuk kerja dari metode loop terbuka tanpa pengendali kecepatan, dilakukan penambahan pengindera kecepatan untuk dapat memberikan umpan balik kesalahan kecepatan. Walaupun penambahan alat pengindera kecepatan mengakibatkan biaya keseluruhan sistem lebih mahal bila dibandingkan metode tanpa pengindera kecepatan namun diharapkan metode ini dapat memberikan perbaikan unjuk kerja pada kecepatan motor.

Pengendali kecepatan yang digunakan adalah pengendali PI yang berfungsi mencari besarnya frekuensi acuan motor. Blok pengendali kecepatan menerima masukan yang berupa kesalahan kecepatan putar rotor, yaitu kecepatan putar acuan dikurang kecepatan putar aktual yang diumpanbalikkan langsung dari pengindera kecepatan yang juga merupakan salah satu keluaran blok model motor. Keluaran dari blok pengendali kecepatan diperoleh nilai torsi elektromagnetik acuan. Dalam hal ini karena nilai torsi elektromagnetik besarnya sebanding dengan frekuensi pada stator maka, nilai torsi acuan ini dapat dianggap sebagai frekuensi acuan tegangan yang akan diberikan pada motor.

Pengendali PI dirumuskan dengan persamaan:

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.42)$$

Setelah ditransformasi *Laplace* didapat fungsi alihnya sebagai berikut:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.43)$$

Persamaan yang digunakan dalam pemograman adalah :

$$T_e = K_p \cdot (f_{sp}^* - f_{fb}) + K_i \cdot X \quad (2.44)$$

$$X = \frac{dx}{dt} = f_{sp}^* - f_{fb} \quad (2.45)$$

dengan :

K_p : penguat proporsional

K_i : penguat integral

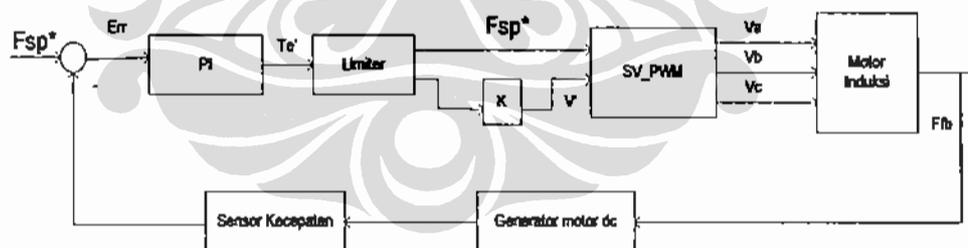
$E_{rr} = f_{sp} - f_{fb}$

f_{sp}^* = frekuensi set point untuk kecepatan mekanis

f_{fb} = frekuensi umpan balik dari motor

T_e : Torsi acuan yang sebanding dengan frekuensi referensi motor

Pada pemograman ini nilai K_p dan K_i dicari dengan cara penalaan dengan konsep *T_Marlyn*. Untuk memberikan tanggapan sistem sesuai dengan yang diinginkan, maka perlu diberikan *limiter*. Dalam hal ini *limiter* diset pada nilai = 60 Hz, sesuai dengan batas frekuensi kerja dari motor.



Gambar 2.14: Blok Pengendali kecepatan motor induksi Ac 3 phasa dengan PI