

BAB II TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Motor Induksi Tiga Fasa

Motor induksi tiga fasa mempunyai stator *polyphase*, identik dengan mesin sinkron. Belitan pada stator dapat terhubung *wye* atau *delta* yang terpasang penuh secara melingkar pada stator. Belitan fasa RST stator pada motor induksi masing-masing terpisah 120° secara simetri dan mempunyai jumlah gulungan kawat yang sama dan nilai resistansi yang sama pula. Sebaliknya struktur rotor pada motor induksi terdapat dua macam : *squirrel cage* dan *wound rotor*. Pada motor induksi *squirrel cage*, konstruksi rotor terdiri dari batangan konduktor yang dihubungkan pada bagian ujungnya dengan cincin konduktor. Sedangkan pada motor jenis *wound rotor*, rotor memiliki belitan *polyphase* yang sama seperti belitan pada stator (jumlah fasa dan *pole*), yang terhubung pada *slip ring* (STMicroElectronic, 2011: 14).

Motor induksi *squirrel cage* yang paling umum digunakan karena konstruksi yang sederhana dan kehandalan. Dinamakan motor induksi karena motor ini, bekerja berdasarkan prinsip tegangan yang diimbaskan oleh stator pada rotor, sehingga timbul arus rotor dan medan magnet (STMicroElectronic, 2011: 14).

Magneto-motive force (MMF) dan flux magnetik timbul akibat serangkaian arus *steady state* tiga fasa yang berputar pada *air-gap* pada kecepatan mekanik ω_{es}/p , dimana ω_{es} adalah frekuensi arus stator dan p adalah jumlah pasang *pole* pada belitan. Jika kecepatan mekanik rotor (ω_r) berbeda dari kecepatan flux yang berputar pada *air-gap*, arus tiga fasa diinduksikan pada belitan rotor yang dihubungkan (STMicroElectronic, 2011: 14).

Frekuensi arus pada rotor (ω_{er}) sama dengan perbedaan arus stator dan kecepatan rotor.

$$\omega_{er} = \omega_{es} - \omega_r \times p \dots\dots\dots (2.1)$$

Sebagai konsekuensinya, arus rotor menimbulkan *flux* magnetik yang berputar pada *air-gap*, jika dilihat dari rotor *flux* magnetik sama dengan arus rotor, tetapi jika dilihat pada stator sama dengan ω_{es}/p . Torsi elektromagnetik kemudian dihasilkan karena interaksi dari dua medan magnet sinkron (STMicroElectronic, 2011: 14)

Perbedaan antara kecepatan elektrik *flux* pada *air-gap* ($\omega_e = \omega_{es}$) dan kecepatan elektrik motor disebut *slip speed* dari rotor, didefinisikan pada Persamaan (2.2)

$$\omega_{se} = \omega_e - \omega_{rel} \dots\dots\dots (2.2)$$

Kecepatan elektrik *air-gap* juga dideskripsikan sebagai kecepatan sinkron, sedangkan nilai *slip* dideskripsikan pecahan dari kecepatan sinkron, yang didefinisikan pada persamaan (2.3)

$$S = \omega_e - \omega_{rel} / \omega_e \dots\dots\dots (2.3)$$

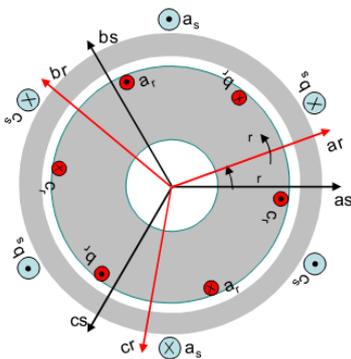
Akan tetapi, ada batasan kecepatan pada motor, jika rotor berputar pada kecepatan sinkron Persamaan (2.4), maka tidak ada tegangan yang akan diinduksikan pada rotor, untuk alasan ini, motor induksi juga disebut motor asinkron dan torsi didefinisikan sebagai torsi asinkron, karena torsi dihasilkan pada semua kecepatan rotor kecuali pada kecepatan sinkron (STMicroElectronic, 2011: 15).

$$\omega_r = \omega_{es} / p \dots\dots\dots (2.4)$$

Sebagai konsekuensi, $s=0$

Pada sisi lain, jika rotor diam (stationary, $s=1$), tegangan terinduksi pada rotor mempunyai frekuensi yang sama pada stator, pada kasus ini motor berlaku seperti transformer dengan belitan skunder yang dihubungsingkatkan, semua kondisi kerja terletak pada dua batasan kondisi ini (STMicroElectronic, 2011: 15).

Susunan belitan pada motor induksi 2-pole ditunjukkan pada s 2.1.



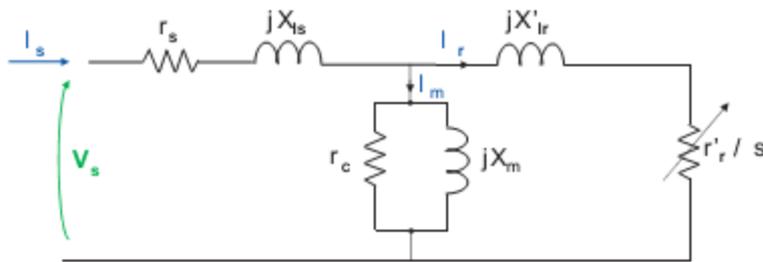
Gambar 2.1 Susunan belitan motor induksi tiga fasa dua pole

Sumber : STMicroElectronic , 2011:15

2.1.1 Rangkaian Ekuivalen *Steady State* Motor Induksi

Rangkaian ekuivalen motor induksi sangat mirip dengan *transformer*, sebab tegangan rotor dan arus diinduksikan dengan cara yang sama, perbedaannya pada motor induksi rotor dianggap sebuah belitan yang dihubungsingkat, kemudian kondisi kerja (*working condition*) direpresentasikan sebagai fungsi *slip speed* (STMicroElectronic, 2011: 16).

Pada Gambar 2.2 rangkaian ekuivalen satu fasa dari motor induksi (fasa R), sedangkan arus dan tegangan untuk dua fasa lain hanya mempunyai beda fasa $\pm 120^\circ$, motor dianggap terhubung *wye*, sehingga rangkaian motor bisa dianalisa dengan rangkaian ekuivalen satu fasa.



Gambar 2.2 Rangkaian ekuivalen motor induksi

Sumber : STMicroElectronic , 2011:16

Dengan:

V_s = tegangan line to netral

I_s = arus pada belitan stator

I_m = arus Magnetisasi

I_r = arus pada rotor

r_s = resistansi stator

r_r = resistansi rotor

x_{ls} = induktansi bocor pada stator

x_{lr} = induktansi bocor pada rotor

x_m = reaktansi magnetisasi

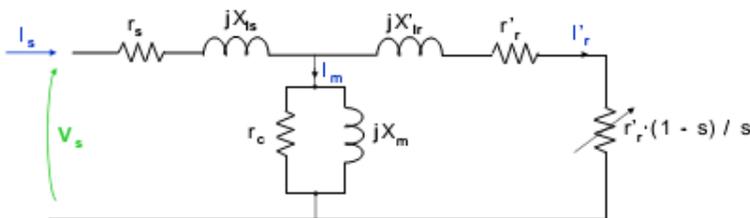
R_c = resistansi ekuivalen rugi-rugi inti

Resistansi rotor dan induktansi bocor, tidak diukur secara langsung pada motor *squirrel cage*, melainkan dengan pengukuran secara tak langsung, menggunakan metode *no load test* dan *locked rotor test*.

Dalam rangkaian ekuivalen gambar 2.3, arus stator dibagi menjadi dua yaitu: arus magnetisasi I_m dan arus beban I_r . Arus magnetisasi dibagi menjadi dua komponen, arus yang menyebabkan *losses* pada *core* I_c dan arus magnetisasi murni I_m .

Arus rotor (beban) dideskripsikan sebagai fungsi dari beban mekanik yang diaplikasikan pada rotor, pada titik kondisi kerja (*working point condition*). Kombinasi efek dari beban mekanis dan arus rotor tampak sebagai resistansi ekuivalen r_r/s (STMicroElectronic, 2011: 16).

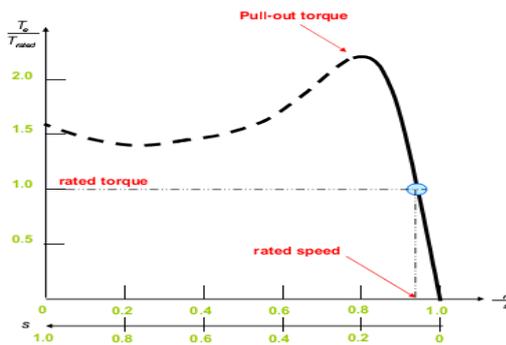
Rangkaian ekuivalen dapat digambarkan kembali pada Gambar 2.3, dengan nilai resistansi secara terpisah akibat efek beban yang diaplikasikan dan kondisi kerja



Gambar 2.3 Rangkaian ekuivalen motor induksi

Sumber : STMicroElectronic , 2011:17

Kurva karakteristik *electromagnetic torque-speed* ditunjukkan pada Gambar 2.4, dimana V_s dan ω_e dijaga konstan pada nilai nominal.



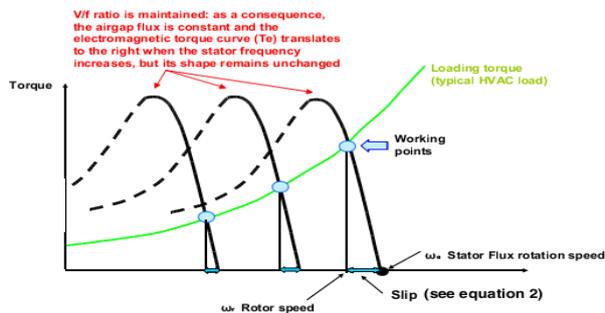
Gambar 2.4 Kurva karakteristik electromagnetic torque-speed

Sumber : STMicroElectronic , 2011:17

Kurva karakteristik pada Gambar 2.4 dianalisa menjadi tiga bagian yang berbeda: (STMicroElectronic, 2011: 18)

- *Low slip region*, dimulai dari *rated slip*, dikarakteristikan sebagai relasi linear dari T_e dan I_r dan reaktansi induktif dapat diabaikan. operasi normal motor induksi terjadi pada daerah ini, dimana efisiensi konversi energi (elektrik-mekanik) juga optimal.
- *Moderate slip region*, reaktansi induktif sudah tidak dapat diabaikan, sehingga arus motor kurang proportional terhadap *slip*, nilai perbedaan sudut (*displacement angle*) antara arus

- rotor dan *flux air-gap*. Menyimpang dari nilai optimum (90^0). Torsi meningkat pada nilai optimum, yang disebut *pull-out torque*, kemudian menurun. Daerah ini dapat digunakan pada operasi beban lebih sesaat.
- *High slip region*, merupakan daerah yang tidak stabil dan daerah kerja yang tidak efisien.



Gambar 2.5 Kurva regulasi V/F

Sumber : STMicroElectronic , 2011:18

Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.5 pada kondisi *steady state* dan didalam daerah slip rendah sampai medium, *flux air gap* secara langsung dikontrol dari rasio tegangan fasa stator V_s dan frekuensi elektrik stator f .

Dalam kondisi *V/f* ratio konstan (*constant air-gap flux*), kurva torsi elektromagnetik bergeser kekanan seiring bertambahnya frekuensi. Konsep ini memberikan strategi untuk pengontrolan motor, sehingga motor dapat disuplai dengan torsi nominal pada arus stator dan arus rotor nominal pada semua daerah operasi kecepatan (STMicroElectronic, 2011: 18).

2.1.2 Karakteristik Mekanik Motor Induksi

Karakteristik motor listrik menunjukkan kinerja motor tersebut dalam berbagai kondisi operasi (Hughes, 2006). Karakteristik motor listrik yang utama, yang perlu diperhitungkan adalah :

1. Karakteristik torsi-arus
2. Karakteristik kecepatan-arus
3. Karakteristik torsi-kecepatan

Torsi M dibangkitkan pada poros motor atau mesin penggerak dengan kecepatan putar n . Dari kedua 2 besaran ini, maka dapat diketahui daya mekanis motor atau mesin penggerak tersebut (Bird, 1995).

Kecepatan putaran motor n adalah jumlah revolusi untuk suatu periode waktu tertentu. Kecepatan putaran motor diukur dalam satuan revolusi per menit (rpm) atau revolusi perdetik (rps). Kecepatan putaran motor listrik umumnya menggunakan satuan revolusi per menit (rpm). Untuk pengukuran torsi dapat digunakan tongkat penyeimbang, dimana hasil kali antara gaya F dan panjang s dari lengan penyeimbang merupakan torsi M yang dihasilkan.

$$M = F \times S \text{ (Newton-meter)(2.5)}$$

Jika torsi yang searah jarum jam sama besar dengan torsi yang berlawanan arah jarum jam, maka tercapai posisi seimbang. Jika kedua torsi ini tidak seimbang, maka kedua lengan ini akan berputar ke arah torsi yang lebih besar.

Torsi juga dibangkitkan oleh mesin listrik putar, dimana medan magnet membangkitkan garis gaya magnet (fluks) di dalam stator. Berdasarkan prinsip dasar motor, maka gaya F yang dibangkitkan pada konduktor kumparan rotor yang dialiri arus adalah :

$$F = B \cdot I \cdot L \text{(2.6)}$$

Gaya ini bekerja pada konduktor yang berjarak s dari titik tengah poros rotor. Jika terdapat sejumlah z konduktor yang dialiri arus yang diberada dalam garis gaya magnet, maka akan dihasilkan torsi M yang besarnya :

$$M = F \cdot s \text{(2.7)}$$

$$M = B \cdot I \cdot l \cdot z \cdot s \text{(2.8)}$$

Motor akan mencapai suatu kecepatan konstan jika torsi yang dibangkitkan sama besar dengan torsi lawan (torsi pengereman) yang disebabkan oleh rotor itu sendiri, gesekan yang timbul dan beban yang digerakkan. Pada mesin listrik putar, torsi diukur dengan rem, dinamometer (*cradle dynamometer*) atau rem arus pusar (*eddy current brake*).

Untuk motor listrik, terdapat hubungan antara torsi M dan kecepatan putaran n motor. Kecepatan putaran n akan menurun seiring dengan kenaikan torsi M yang dibangkitkan.

Torsi M di bangkitkan pada poros motor atau mesin penggerak dengan kecepatan putar n . Dari kedua 2 besaran ini, maka dapat diketahui daya mekanis motor atau mesin penggerak tersebut (Bird, 1995)

Kriteria yang penting untuk mengevaluasi dan memilih sebuah motor listrik adalah faktor daya ($\cos \phi$), Efisiensi η , Kecepatan putaran n dan daya motor P . Hubungan antar variabel- variabel ini juga tidak kalah pentingnya. Untuk motor 3 fasa, hubungan antar variabel ini diplot dalam suatu grafik membentuk kurva beban dan kurva operasi.

2.2 Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

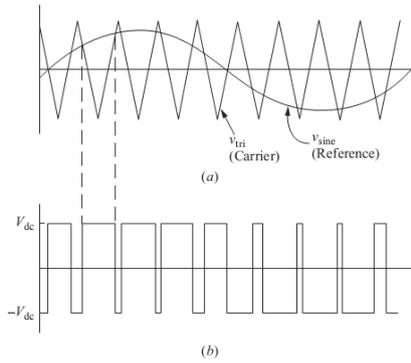
Masalah klasik pada *square wave* inverter adalah nilai *Total Harmonic Distortion (THD)* pada tegangan dan arus *output* masih cukup signifikan, Sedangkan pada inverter *PWM (Pulse Width Modulation)* mampu menurunkan nilai *Total Harmonic Distortion (THD)* pada *output* tegangan dan arus. *Output* Tegangan dan arus pada inverter PWM dengan tambahan filter dapat memenuhi standar *Total Harmonic Distortion (THD)* lebih mudah daripada teknik *square wave*. *Output* Tegangan dan arus inverter PWM (*Pulse Width Modulation*) yang tidak difilter menghasilkan nilai *Total Harmonic Distortion THD* yang relatif tinggi namun dengan harmonisa pada orde tinggi daripada teknik *square wave* sehingga desain filter yang dibutuhkan berada pada frekuensi *cutoff* yang tinggi, sehingga nilai induktor membutuhkan yang lebih kecil implikasinya ukuran fisik menjadi induktor lebih kecil (Hart, 2011: 357).

Dengan teknik PWM (*Pulse Width Modulation*) besar tegangan *output* dapat diatur dengan cara memodulasi bentuk sinyal, sedangkan untuk frekuensi sinyal *output* inverter, dapat diatur dengan mengubah melalui frekuensi sinyal *reference* (dalam hal ini sinyal sinus).

Ada dua teknik *switching* dalam teori SPWM yaitu *bipolar* dan *unipolar*, pada inverter *Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)* tiga fasa hanya mungkin dicapai dengan bipolar. Prinsip dari *Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)* diilustrasikan pada Gambar 2.6(a). Sinyal *sinusoidal* sebagai referensi dan sinyal *segitiga* sebagai *carrier*. Ketika nilai sinyal sinus referensi lebih besar daripada sinyal segitiga *carrier* maka *output* berada pada $+V_{DC}$, sedangkan jika sinyal sinus referensi kurang dari sinyal segitiga *carrier* maka *output* berada pada $-V_{DC}$.

$$\begin{aligned} V_o &= +V_{DC} && \text{untuk} && V_{\text{sine}} > V_{\text{triangle}} \\ V_o &= -V_{DC} && \text{untuk} && V_{\text{sine}} < V_{\text{triangle}} \end{aligned}$$

Sehingga dengan teknik *switching* Bipolar tegangan ouput berada pada diantara *plus* dan *minus* dari tegangan suplai DC.



Gambar 2.6 (a) Sinusoidal referensi dan sinyal segitiga carrier Teknik switching SPWM Bipolar (b) Tegangan output $+V_{DC}$ ketika $V_{sine} > V_{triangle}$ dan $-V_{DC}$ ketika $V_{sine} < V_{triangle}$
 Sumber : Hart , 2011: 358

Contoh aplikasi inverter khususnya untuk keperluan pengaturan kecepatan pada motor induksi, besar *magnitude* dan frekuensi tegangan *output* inverter harus dapat berubah sesuai dengan teori *Volt Per Hertz Konstan*. Untuk memenuhi teori tersebut, pada teknik *switching Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)* memiliki dua variabel yang akan digunakan secara simultan yaitu *modulation amplitude (ma)* dimana nilai ini menyatakan rasio sinyal sinus referensi dengan tegangan puncak segitiga, nilai *ma* akan menentukan besar tegangan *Root Mean Square (RMS) output* inverter sedangkan *modulation frequency (mf)* menyatakan rasio frekuensi dari sinyal sinus referensi normalisasi dengan frekuensi sinyal segitiga *carrier*, nilai *mf* menentukan frekuensi tegangan *output* PWM inverter (Hart, 2011: 360) . Besar nilai *ma* dan *mf* dirumuskan pada Persamaan (2.9) dan Persamaan (2.10)

$$ma = \frac{V_{m,reference}}{V_{m,carrier}} = \frac{V_{m,sine}}{V_{m,triangular}} \dots\dots\dots (2.9)$$

$$mf = \frac{f_{carrier}}{f_{reference}} = \frac{f_{triangular}}{f_{sine}} \dots\dots\dots(2.10)$$

Karena sinyal *output* SPWM masih berupa sinyal kotak namun mempunyai pola seperti sinyal sinus (tidak sinyal sinus fundamental murni) maka masih mengandung nilai harmonisa dimana menurut teori *fourier* sinyal *non sinusoidal* tersusun dari sinyal sinus fundamental dengan beberapa harmonisa (Hart, 2011: 361).

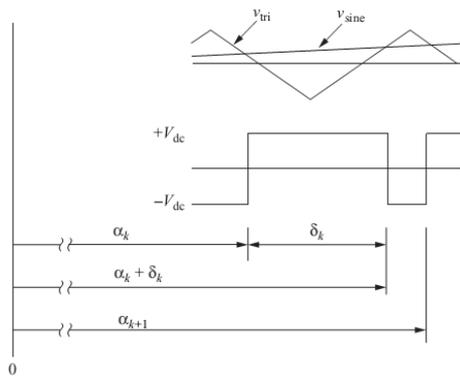
Pada Gambar 2.6(a) deret fouriernya dapat dituliskan sebagai berikut:

$$V_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(nw_0t) \dots\dots\dots(2.11)$$

Untuk pulsa PWM ke-k pada Gambar 2.7 nilai koefisien fouriernya

$$V_{nk} = \frac{2}{\pi} \int_0^T v(t) \sin(nw_0t) d(w_0t) \dots\dots\dots(2.12)$$

$$V_{nk} = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} v_{dc} \sin(nw_0t) d(w_0t) + \int_{\alpha_k + \delta_k}^{\alpha_k + 1} -v_{dc} \sin(nw_0t) d(w_0t) \right] \dots\dots\dots (2.13)$$



Gambar 2.7 Pulsa PWM untuk yang menentukan deret fouriernya untuk bipolar PWM

Sumber : Hart , 2011: 362

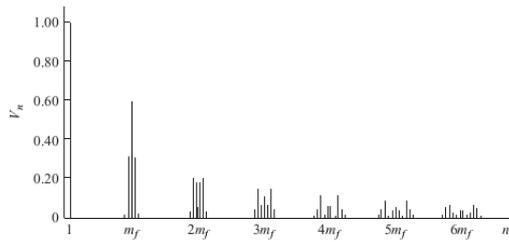
Setelah dilakukan operasi pengintegrasian pada Persamaan (2.14) maka,

$$V_{nk} = \frac{2V_{dc}}{n\pi} [\cos n\alpha_k + \cos n\alpha_{k+1} - 2\cos(\alpha_k + \delta_k)] \dots\dots\dots (2.14)$$

Setiap koefisien fourier V_n untuk bentuk sinyal PWM adalah jumlahan dari V_{nk} untuk pulsa sebanyak p dalam satu periode

$$V_n = \sum_{k=1}^p V_{nk} \dots\dots\dots (2.15)$$

Spektrum frekuensi ternormalisasi untuk *switching* bipolar untuk $ma=1$ ditunjukkan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Spektrum frekuensi PWM bipolar untuk ma=1

Sumber : Hart , 2011: 362

Amplitudo harmonisa merupakan fungsi dari ma karena lebar setiap pulsa PWM tergantung dari amplitudo relatif antara sinyal sinus dan segitiga. Harmonic pertama pada spektrum output berada pada nilai mf (Hart, 2011: 363).

Tabel 2.1 Koefisien Fourier ternormalisasi Vn/Vdc untuk PWM bipolar

| | ma=1 | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|--------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| n=1 | 1.00 | 0.90 | 0.80 | 0.70 | 0.60 | 0.50 | 0.40 | 0.30 | 0.20 | 0.10 |
| n=mf | 0.60 | 0.71 | 0.82 | 0.92 | 1.01 | 1.08 | 1.15 | 1.20 | 1.24 | 1.27 |
| n=mf±2 | 0.32 | 0.27 | 0.22 | 0.17 | 0.13 | 0.09 | 0.06 | 0.03 | 0.02 | 0.00 |

Sumber : Hart , 2011: 363

2.3 Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation (THIPWM)

THIPWM banyak penggunaannya pada pengaplikasian sistem tiga fasa, karena THIPWM lebih baik keluaran tegangan DCnya. Range modulasi dari THIPWM 15% lebih baik dibandingkan dengan SPWM (Younis, 2011 : 134)

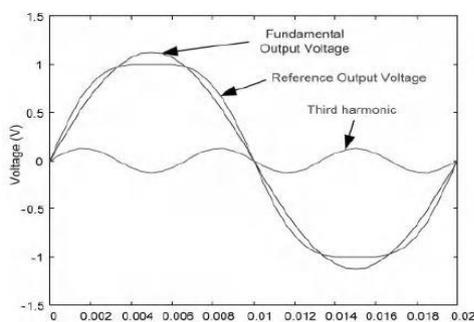
Third Harmonic Injection PWM adalah salah satu teknik switching yang digunakan pada pengaturan kecepatan secara skalar pada motor induksi. Injeksi harmonisa ketiga pada sinyal sinus dapat dirumuskan sebagai berikut:

$$V(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3\omega t) \dots\dots\dots(2.16)$$

Mengacu pada Persamaan (2-16) modifikasi bentuk sinyal sinus murni menjadi sinyal sinus dengan tambahan harmonisa ketiga, dimaksudkan untuk meningkatkan nilai RMS (Root Mean Square) pada sinyal PWM output inverter yaitu sebesar fundamental $2/\sqrt{3}$ kali, selama harmonisa ketiga pada tegangan line-line sistem tiga fasa tidak tampil pada tegangan fasa-fasa, akan tampil pada fasa netral, untuk lebih jelasnya dapat ditunjukkan Persamaan (2.17)

$$\begin{aligned}
 V_{AB} &= V_{AN} - V_{BN} \\
 V_{AB} &= (V_{AN} + V_{third_harmonic}) - (V_{BN} + V_{third_harmonic}) \dots\dots\dots(2.17) \\
 V_{AB} &= (V_{AN} - V_{BN} + V_{third_harmonic} - V_{third_harmonic}) \\
 V_{AB} &= V_{AN} - V_{BN}
 \end{aligned}$$

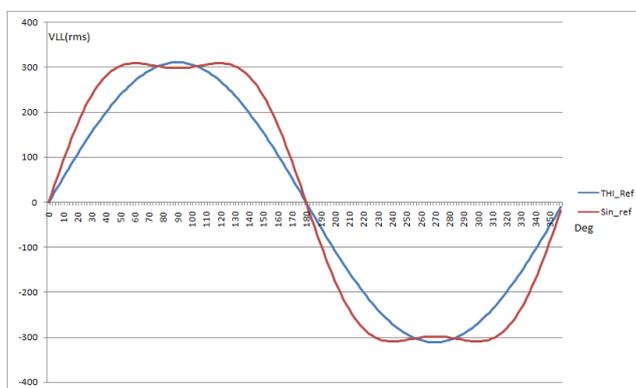
Keuntungan dari penambahan harmonisa ketiga adalah utilitas tegangan DC yang lebih baik daripada *Sinusoidal PWM* tanpa terjadi penambahan pada nilai *Total Harmonic Distortion (THD)*. *Output* sinyal tegangan pada teknik *Third harmonic injection PWM* juga menghasilkan amplitude sinyal sinus fundamental lebih tinggi daripada tegangan dc Bus seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9



Gambar 2.9 Penambahan harmonisa ketiga pada sinyal fundamental

Sumber : Sumper , 2012 : 286

Sedangkan perbandingan luas arsiran pada sinyal referensi antara sinyal sinus dan sinyal sinus dengan injeksi harmonisa yang digunakan pada teknik *switching Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)* dan *Third Harmonic Injection Width Modulation (THIPWM)* ditunjukkan pada pada Gambar 2.10



Gambar 2.10 Perbandingan luas arsiran sinyal referensi pada SPWM dan THIPWM

Sumber : Matlab

2.3.1 Nilai Optimum Harmonisa ke Tiga Pada THIPWM

Misalkan sinyal referensi untuk teknik *switching* THIPWM untuk fasa A adalah dinyatakan dengan fungsi tegangan fasa-netral V_{an} , untuk mempermudah analisa tegangan maksimum dibuat satu Volt, yang dituliskan pada persamaan (2.18) (Hue, 2012 :10).

$$V_{an} = \sin \theta + A \sin 3\theta \dots\dots\dots (2.18)$$

Dengan $\theta = \omega t$ dan A adalah konstansta yang harus dioptimasi agar amplitudo maksimum fungsi V_a tetap *unity* (*satu Volt*) sehingga tidak terjadi kenaikan amplitudo setelah diinjeksi harmonisa ketiga.

Nilai maksimum dari V_a dapat dicari dengan menurunkan fungsi V_a dengan nilai θ sama dengan nol. Sehingga,

$$\begin{aligned} \frac{dV_a}{d\theta} &= \cos\theta + 3A \cos\theta = 0 \\ &= \cos\theta(12A \cos^2 \theta - (9A - 1)) = 0 \dots\dots\dots(2.19) \end{aligned}$$

Nilai maksimum dan minimum dari fungsi V_a terjadi ketika nilai

$$\cos\theta = 0 \dots\dots\dots(2.20)$$

$$V_{an(\max)} = 1 - A \dots\dots\dots(2.21)$$

$$V_{an(\max)} = 8A \left(\frac{1+3A}{12A} \right)^{\frac{3}{2}} \dots\dots\dots(2.22)$$

$$\cos\theta = \left(\frac{9A-1}{12A} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(2.23)$$

Dengan identitas trigonometri

$$\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1 \dots\dots\dots(2.24)$$

Maka,

$$\sin \theta = \left(\frac{1+3A}{12A} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(2.25)$$

Dengan identitas trigonometri

$$\sin 3\theta = 3\sin \theta - 4\sin^3 \theta \dots\dots\dots(2.26)$$

Maka Persamaan (2.26) menjadi

$$V_a = (1 + 3A)\sin\theta - 4A\sin^3 3\theta \dots\dots\dots(2.27)$$

dengan mensubsitusikan nilai dari Persamaan (2.23) dan Persamaan (2.25) untuk $\sin\theta$ sehingga didapat untuk persamaan (2.21),

$$\hat{V}_a = 1 - A \dots\dots\dots(2.28)$$

Sedangkan untuk persamaan (2.22) ,

$$\hat{V}_a = 8A \left(\frac{1+3A}{12A} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(2.29)$$

dimana \hat{V}_a adalah harga maksimum dari fungsi V_a . Nilai optimum untuk nilai A yang meminimalkan fungsi V_a dapat dicari dengan menurunkan persamaan (2.29) untuk fungsi V_a terhadap A , sehingga persamaan (2.30) berubah menjadi,

$$\frac{d\hat{V}_a}{dA} = \left(\frac{1+3A}{12A} \right)^{\frac{1}{2}} \left(2 - 1 \frac{1}{3A} \right) = 0 \dots\dots\dots(2.30)$$

menghasilkan dua nilai A yang mungkin

$$A = -\frac{1}{3} \quad \text{dan} \quad A = \frac{1}{6} \dots\dots\dots(2.31)$$

Dari persamaan (2-28) nilai negatif dari A menghasilkan nilai V_a lebih besar dari pada satu (tidak *unity*) , sehingga nilai yang sesuai dari A adalah $\frac{1}{6}$, kemudian persamaan sinyal referensi *sinusoidal* untuk teknik *switching* THIPWM (*Third Harmonic Injection PWM*) dapat dituliskan dengan persamaan (2.32).

$$V_a = \sin\theta + \frac{1}{6}\sin 3\theta \dots\dots\dots(2.32)$$

Dari persamaan (2.20), $\cos\theta = 0$ menghasilkan $\theta = \pi/2$. Subsitusikan nilai $A = 1/6$ pada persamaan (2.31), menghasilkan $\cos\theta = 1/2$, dengan nilai $\theta = \pi/3, \theta = 2\pi/3$, dan lain-lain. Semua *triple harmonic* (harmonic kelipatan tiga) bernilai nol pada nilai θ ini . Jika nilai $\theta = n\pi/3$ disubsitusikan pada persamaan (2.32), maka nilai amplitudo maksimum dari

$\hat{V}_a = \pm \sqrt{3}/2$ pada nilai θ ini. Sehingga penambahan (injeksi) harmonisa ketiga mengurangi amplitudo maksimum dari \hat{V}_a sebesar $\sqrt{3}/2$ dari sinus fundamental. Sehingga agar amplitudo maksimum kembali unity kembali, maka perlu dikalikan dengan faktor K , maka persamaan (2.32) berubah menjadi,

$$V_a = K \left(\sin \theta + \frac{1}{6} \sin 3\theta \right) \dots\dots\dots(2.33)$$

Nilai dari K agar persamaan (2-33) tetap dalam kondisi *unity*

$$1 = K \sqrt{3}/2 \dots\dots\dots (2.34)$$

sehingga nilai dari K adalah

$$K = \frac{2}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots(2.35)$$

maka persamaan sinyal referensi untuk teknik *switching* THIPWM (*Third Harmonic Injection PWM*) dapat dituliskan pada Persamaan (2.36) dengan $\theta = \omega t$

$$V_{an} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right)$$

$$V_{an} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3\omega t) \dots\dots\dots (2.36)$$

dan persamaan untuk fasa dua fasa yang lain adalah mempunyai beda fasa sebesar Persamaan (2-37) dan (2-38)

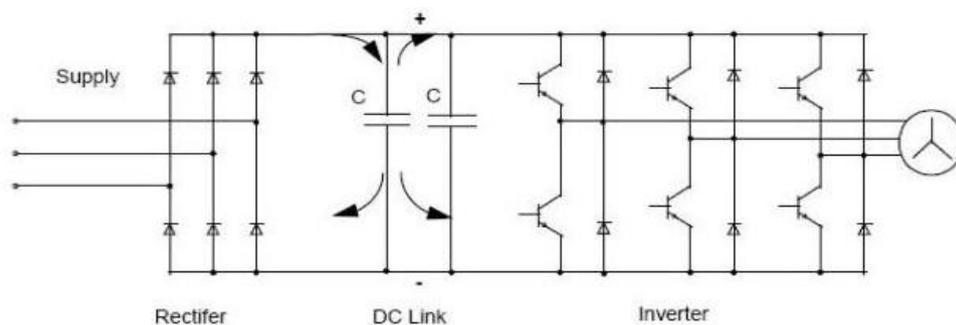
$$V_{bn} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3\omega t) \dots\dots\dots(2.37)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 2\pi/3) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3\omega t) \dots\dots\dots(2.38)$$

2.4 PWM Inverter Tiga Fasa

Keuntungan dari *switching* secara PWM (*Pulse Width Modulation*) adalah secara nilai dan ukuran fisik filter terutama pada komponen induktor membutuhkan nilai yang kecil karena frekuensi *carrier* PWM berada pada frekuensi yang tinggi sehingga desain frekuensi *cut-off* nya juga berada pada frekuensi yang tinggi. Keuntungan lain dari teknik PWM adalah pengontrolan secara penuh pada tegangan *output* sekaligus frekuensi fundamental/referensi dari tegangan tersebut melalui teknik modulasi *ma* dan *mf*.

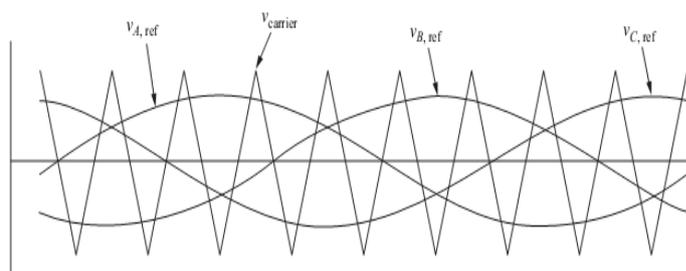
Rangkaian sederhana inverter tiga fasa ditunjukkan pada Gambar 2.11. Rangkaian inverter tiga fasa terdiri dari block *input power*, karena inverter tiga fasa digunakan sebagai VFD (*variabel Frekuensi Drive*) maka *block* ini terdiri dari *rectifier* tiga fasa atau bisa juga *rectifier* satu fasa tergantung dari daya *input* yang dibutuhkan, mengingat daya transfer *rectifier* tiga fasa lebih besar dari pada *rectifier* satu fasa. *Block* selanjutnya adalah kapasitor *DC bus* yang digunakan sebagai *buffer* tegangan sekaligus *ripple filter* dari komponen *rectifier* dan *block* yang terakhir adalah *bridge* inverter dengan enam buah saklar elektronik *Insulated Gate Bipolar Junction Transistor* (IGBT) masing-masing mempunyai nomor ganjil untuk *high-side* dan genap pada *low-side*.



Gambar 2.11 Rangkaian sederhana inverter tiga fasa

Sumber : Rashid, 2001 : 181

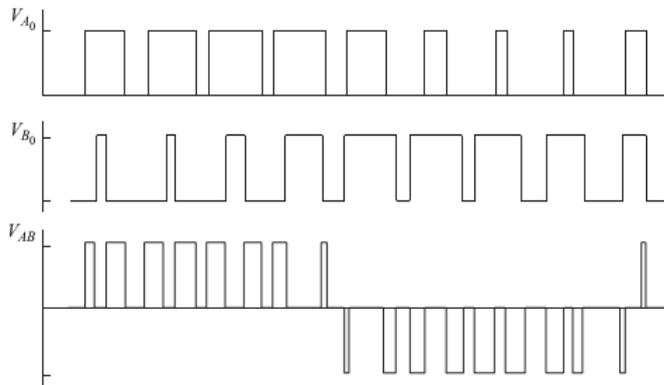
Mengacu pada Gambar 2.12 Pada inverter tiga fasa mempunyai sinyal *sinusoidal* referensi, masing-masing mempunyai pergeseran fasa 120^0 dan satu sinyal *carrier* dengan frekuensi kelipatan tiga ganjil, agar bentuk pulsa *Pulse Width Modulation (PWM)* simetri dan harmonisa pada *output* inverter tidak mengandung harmonisa frekuensi *carrier* (Hart ,2011: 377).



Gambar 2.12 Tiga sinyal referensi sinus dengan beda fasa masing-masing 120^0 dan sinyal carrier segitiga

Sumber : Hart , 2011: 377

Sinyal *output* tegangan pada inverter tiga fasa ditunjukkan pada Gambar 2.13. Dimana seperti yang dijelaskan pada paragraf sebelumnya tegangan *output* inverter berada diantara $+V_{DC}$ dan $-V_{DC}$ pada tegangan fasa-fasa, namun berada diantara $+V_{DC}$ dan $0V_{DC}$ pada tegangan fasa-netral.



Gambar 2.13 Output sinyal PWM tegangan pada skema switching inverter tiga fasa mengacu pada switching PWM bipolar satu fasa(V_n)

Sumber : Hart , 2011: 377

Pada Tabel 2.2, dimana V_{n3} adalah koeffisien fourier untuk inverter tiga fasa Kandungan harmonisa akan berkurang jika frekuensi sinyal *carrier* bernilai ganjil kelipatan tiga dari fundamental. Koeffisien *fourier* untuk tegangan

$$V_{n3} = \sqrt{A_{n3}^2 + B_{n3}^2} \dots\dots\dots(2.39)$$

$$A_{n3} = V_n \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \dots\dots\dots(2.40)$$

$$B_{n3} = V_n \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \dots\dots\dots(2.41)$$

Koifisien *fourier* untuk tegangan fasa-fasa pada inverter tiga fasa ditunjukkan pada Tabel 2.2

| | $m_a=1$ | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|------------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $n = 1$ | 0.866 | 0.779 | 0.693 | 0.606 | 0.520 | 0.433 | 0.346 | 0.260 | 0.173 | 0.087 |
| $m_f = 2$ | 0.275 | 0.232 | 0.190 | 0.150 | 0.114 | 0.081 | 0.053 | 0.030 | 0.013 | 0.003 |
| $2m_f = 1$ | 0.157 | 0.221 | 0.272 | 0.307 | 0.321 | 0.313 | 0.282 | 0.232 | 0.165 | 0.086 |

Sumber : Hart, 2011 : 378

2.5 Total Harmonic Distortion

Total Harmonic Distortion (THD) adalah istilah yang digunakan untuk menggambarkan deviasi dari gelombang nonlinier dari karakteristik gelombang sinusoida yang ideal. THD adalah rasio antara nilai RMS dari gelombang harmonik dan nilai RMS gelombang

fundamentalnya (Sankaran, 2002). THD dari tegangan nonsinus dapat didefinisikan sebagai berikut,

$$THD_v = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - V_1^2}}{V_1} \times 100\% \quad \dots\dots\dots(2.42)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \quad \dots\dots\dots(2.43)$$

dengan mengacu pada dua persamaan diatas, maka persamaan THD tegangan dapat disederhanakan menjadi,

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad \dots\dots\dots(2.44)$$

dimana,

V_{RMS} = Tegangan efektif

V_1 = Tegangan efektif fundamental

n = Orde harmonisa maksimum

h = Orde harmonisa

Untuk persamaan THD arus nonsinus direpresentasikan mirip dengan THD tegangan,

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \times 100\% \quad \dots\dots\dots(2.45)$$

dimana,

I_1 = Arus efektif fundamental

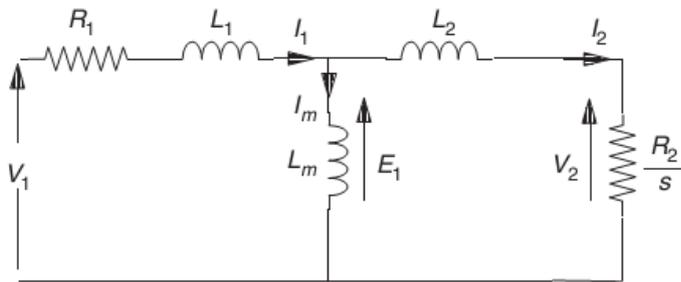
n = Orde harmonisa maksimum

h = Orde harmonisa

2.6 Pengaturan Kecepatan Motor Induksi Secara Skalar

Motor induksi merupakan motor yang paling banyak dalam aplikasi industri, umumnya digunakan pada kecepatan konstan dan kecepatan yang bervariasi yang tidak banyak membutuhkan respon dinamik, seperti pompa sentrifugal dan pompa air. metode yang

digunakan pada pengaturan kecepatan motor induksi berdasarkan representasi rangkaian ekivalen *steady state* yang ditunjukkan pada Gambar 2.14



Gambar2.14 Rangkaian ekivalen *steady state* motor induksi

Sumber : Akin , 2013: 4

Daya pada rotor dapat tuliskan pada Persamaan (2.42)

$$P_2 = 3I_2 \frac{R_2}{s}$$

$$= \frac{3sR_2E_1^2}{R_2^2 + (s\omega_1L_2)^2} \dots\dots\dots(2.42)$$

Daya *output* elektrik motor dapat dituliskan pada Persamaan (2.43)

$$P_0 = P_2 - 3I_2^2R_2$$

$$= (1 - s)P_2$$

$$= \omega_0T = \frac{(1 - s)\omega_1}{P}T \dots\dots\dots(2.43)$$

Dengan,

$$\text{Slip, } s = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - p\omega_0}{\omega_1}$$

P = jumlah pasang pole

$$\omega_0 = \frac{2\pi N}{60} \text{ rad/s; N adalah kecepatan rotor dalam RPM}$$

ω_r = kecepatan rotor elektrik rad/s

Torsi mekanik pada rotor dapat dituliskan pada Persamaan (2-44)

$$T = \frac{P_2}{\omega_1/P} \text{ Nm} \dots\dots\dots (2.44)$$

Frekuensi slip $s f_1$ adalah frekuensi arus rotor akibat dari tegangan imbas pada celah udara E_1 dituliskan dengan Persamaan (2.45)

$$E_1 = \omega_1 L_m I_m = \omega_1 \lambda_m \dots \dots \dots (2.45)$$

Dengan λ_m flux maksimum pada stator yang akan diimbaskan ke rotor melewati celah udara. Jika impedansi stator diabaikan dengan meninjau E_1 dan diasumsikan ketika f_1 mendekati frekuensi nominal f_0 maka,

$$V_1 \approx E_1 = 2\pi f_1 \lambda_m \dots \dots \dots (2.46)$$

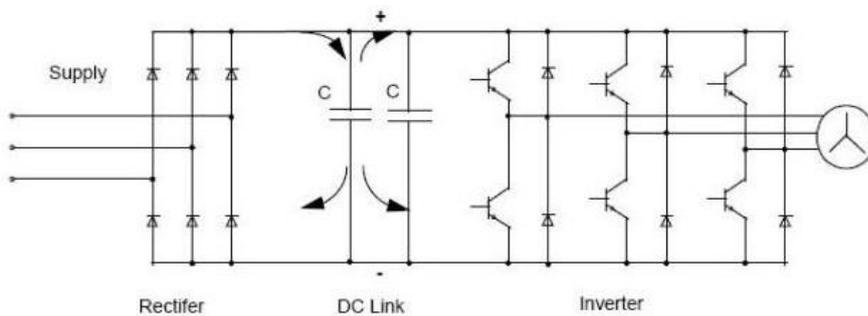
Sehingga persamaan torsi yang berkaitan dengan kecepatan rotor dan tegangan stator dapat dituliskan pada Persamaan (2-46)

$$T = \frac{3P}{\omega_1} \frac{sR_2 V_1^2}{R_2^2 + (s\omega_1 L_2)^2} \dots \dots \dots (2.47)$$

$$T = \frac{3P}{\omega_1} \frac{sR_2 (2\pi f_1)^2 \lambda_m^2}{R_2^2 + (s\omega_1 L_2)^2} \dots \dots \dots (2.48)$$

2.6.1 Variable Voltage, Variable Frequency (V-f) control

Ketika motor induksi disuplai dengan tegangan sinus ideal kecepatan normal motor adalah kecepatan sinkron dikurangi 5% (5% = nilai slip nominal yang umum) dimana kecepatan ditentukan oleh frekuensi sumber AC dan jumlah pasang kutub. Dengan inverter yang ditunjukkan pada Gambar 2.15, frekuensi suplai dapat dengan mudah diatur.

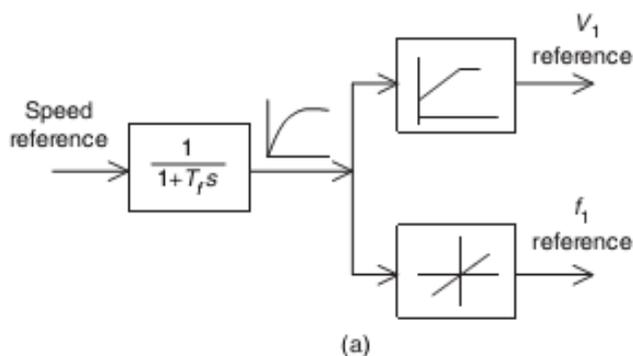


Gambar 2.15 Pengaturan V – f dengan inverter

Sumber : Rashid, 2001: 181

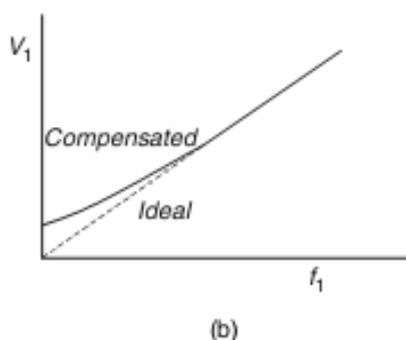
Suplai tegangan motor V_1 harus bervariasi secara proporsional terhadap frekuensi f_1 . Pada blok diagram yang ditunjukkan pada Gambar 2.16a, bagaimana nilai frekuensi f_1 dan tegangan *output* V_1 dari inverter diatur secara proporsional dengan kecepatan referensi. Umumnya kecepatan referensi difilter terlebih dahulu sehingga hanya mengizinkan perubahan kecepatan yang secara berangsur-angsur berubah terhadap nilai frekuensi f_1 . Ketika tegangan *input* motor (tegangan *output* inverter) rendah, tegangan stator dapat turun akibat impedansi stator, sehingga terjadi pengurangan *flux* pada celah udara dan rotor mulai kehilangan torsi.

Kompensasi untuk drop tegangan akibat nilai resistansi stator ditunjukkan pada Gambar 2.16b, dengan kompensasi ini meskipun pada kecepatan rendah torsi pada motor dapat dijaga cukup untuk memutar rotor dalam kecepatan rendah.



Gambar 2.16 (a) Proses pembangkitan frekuensi dan tegangan *output* dengan *input* referensi kecepatan

Sumber : Wilamowski, 2011: 21-1



Gambar 2.16 (b) Kompensasi tegangan pada kecepatan rendah

Sumber : Wilamoswski, 2011: 21-1

Yang perlu diperhatikan besar tegangan kompensasi tidak boleh menyebabkan arus pada motor relatif cukup besar ($0.5 \times$ arus nominal) sehingga motor induksi akan boros daya pada kecepatan rendah. Istilah lain dari tegangan kompensasi adalah *Boost Voltage*,

sedangkan daerah frekuensi yang menyebabkan *Boost Voltage* dijalankan adalah *Frequency Boost*. Tidak ada aturan khusus mengenai penentuan nilai *Boost Voltage dan Frequency Boost*, melainkan melalui proses tuning secara langsung ketika motor tersambung dengan beban mekanik pada *plant*.

Halaman ini sengaja dikosongkan