

BAB II

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Komponen Semikonduktor Daya

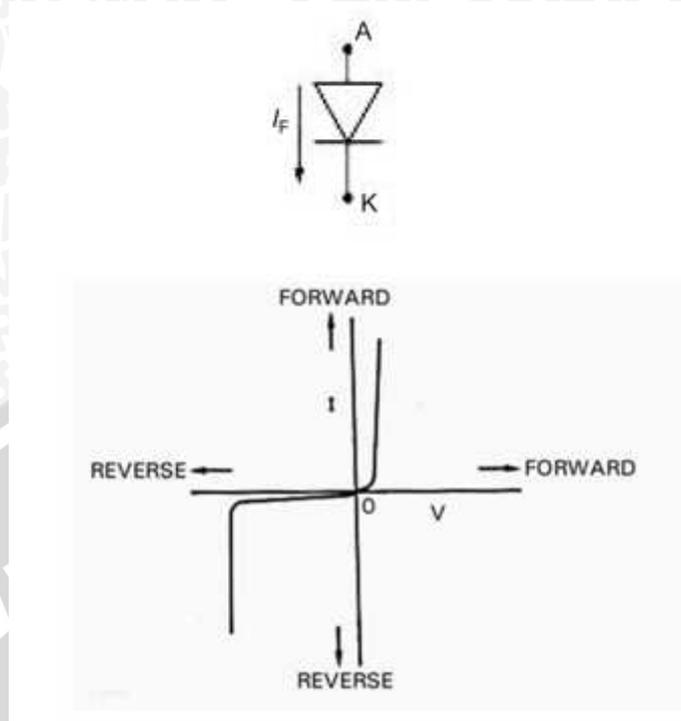
Sejak *thyristor* pertama dikembangkan yaitu *silicon controlled rectifier* (SCR), telah berkembang cepat banyak devais semikonduktor daya yang lebih canggih. Hingga tahun 1970, *thyristor* konvensional telah digunakan secara eksklusif pada kendali daya pada aplikasi industri. Sejak tahun tersebut banyak tipe devais semikonduktor daya telah dikembangkan dan disediakan secara komersial. Berikut akan dijelaskan secara detail tentang diode, *thyristor* dan *The insulated gate bipolar transistor* (IGBT).

2.1.1 Dioda

Dioda semikonduktor daya memainkan peran penting dalam rangkaian elektronika daya. Sebuah diode berperan sebagai saklar untuk menjalankan bermacam-macam fungsi, seperti sebagai saklar dalam penyearah dan balikan energi dari beban ke sumber daya. Gambar 2.1 memperlihatkan simbol dan karakteristik dari dioda.

Diode daya dapat diasumsikan sebagai saklar ideal untuk kebanyakan aplikasi tetapi diode dalam prakteknya berbeda dengan karakteristik ideal dan memiliki batasan yang cukup berarti. Diode daya mirip dengan diode sinyal *pn-junction*. Diode daya memiliki daya yang besar, kemampuan menangani tegangan dan arus yang lebih besar dibanding diode sinyal. Respons frekuensi (kecepatan pensaklaran) lebih rendah dibanding diode sinyal.

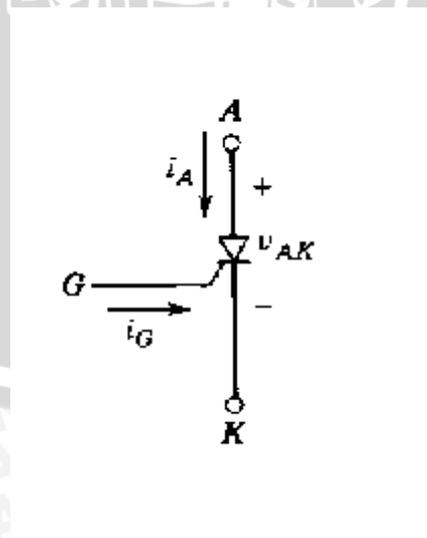
Ketika potensial anode positif terhadap katode, diode bertindak bias maju dan diode terkonduksi. Sebuah diode terkonduksi memiliki drop tegangan maju yang relatif kecil dan besarnya tergantung pada proses manufakturnya dan temperatur sambungan. Ketika potensial katode positif terhadap anode, diode dikatakan sebagai bias mundur.



Gambar 2.1. Simbol dan karakteristik dioda
 Sumber: Rashid, 2001:16

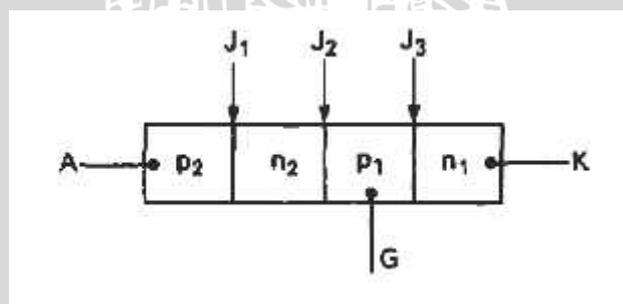
2.1.2 Thyristor

Thyristor merupakan devais semikonduktor 4 lapisan berstruktur pnpn dengan *pn-junction*. Devais ini memiliki tiga terminal: anode (A), katode (K) dan gerbang (G). V_{AK} adalah tegangan pada dioda dengan kutub anoda dan katoda yang ditunjukkan dengan simbol seperti terlihat pada Gambar 2.2.

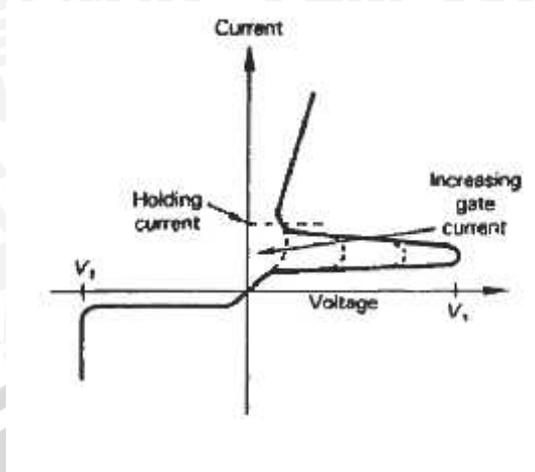


Gambar 2.2 Simbol *thyristor*
 Sumber: Mohan, 1995:19

Thyristor terdiri dari 3 sambungan yaitu Sambungan *Thyristor* (J_1 , J_2 dan J_3) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.3. Ketika tegangan anode dibuat lebih positif dibandingkan dengan tegangan katode, sambungan J_1 dan J_3 berada pada kondisi *forward* bias. Sambungan J_2 berada pada kondisi *reverse* bias dan akan mengalir arus bocor yang kecil antara anode ke katode. Pada kondisi ini *thyristor* dikatakan pada kondisi *forward blocking* atau kondisi *off-state* dan arus bocor dikenal sebagai arus *off-state* I_D . Jika tegangan anode ke katode V_{AK} ditingkatkan hingga suatu tegangan tertentu, sambungan J_2 akan bocor. Hal ini dikenal dengan *avalanche breakdown* dan tegangan V_{AK} tersebut dikenal sebagai *forward breakdown voltage*, V_{BO} dan karena J_1 dan J_3 sudah berada pada kondisi *forward* bias, maka akan terdapat lintasan pembawa muatan bebas melewati ketiga sambungan, yang akan menghasilkan arus anode yang besar. *Thyristor* pada kondisi ini disebut berada pada keadaan konduksi atau keadaan hidup. Tegangan jatuh yang terjadi dikarenakan oleh tegangan *ohmic* antara empat *layer* dan biasanya cukup kecil sekitar 1 V. Arus anode harus lebih besar dari suatu nilai yang disebut *latching current* I_L . *Latching Current* I_L adalah arus anode minimum yang diperlukan agar dapat membuat *thyristor* tetap pada kondisi hidup begitu suatu *thyristor* telah dihidupkan dan sinyal gerbang dihilangkan. Karakteristik v-i umum dari sebuah *thyristor* diberikan pada Gambar 2.4.



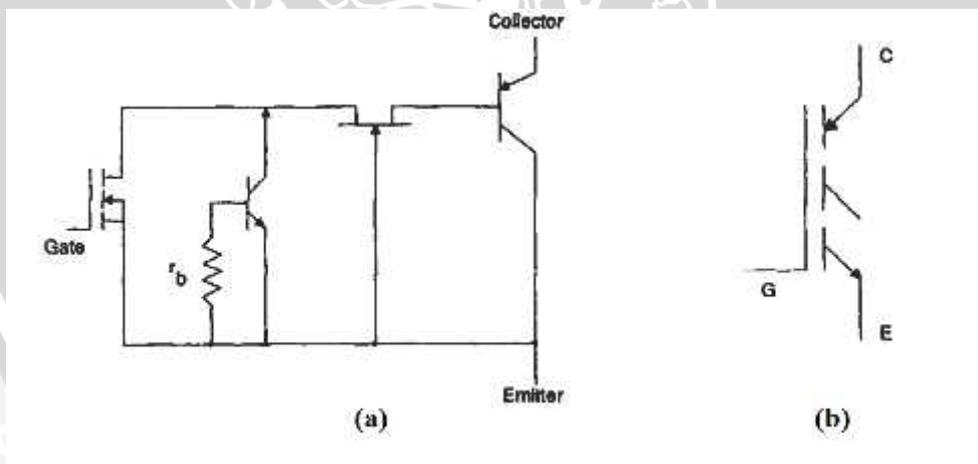
Gambar 2.3 Tiga *pn-junction*
Sumber: Mazda, 1997:42



Gambar 2.4 Karakteristik arus-tegangan *thyristor*
 Sumber: Mazda, 1997:44

2.1.3 IGBT

The insulated gate bipolar transistor (IGBT) adalah piranti semikonduktor yang merupakan gabungan dua keuntungan dari *Metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET)* yaitu arus *gate* yang rendah dan *Bipolar Junction Transistor (BJT)* yaitu tegangan saturasi yang rendah. Pada Gambar 2.5 dapat dilihat rangkaian ekuivalen dan simbol dari IGBT.



Gambar 2.5 *The insulated gate bipolar transistor (IGBT)*: (a) rangkaian ekuivalen
 (b) simbol

Sumber: Mazda, 1997:40

2.2 Harmonisa pada Penyearah

Pada komponen elektronika daya, arus masukan yang dihasilkan merupakan arus bolak-balik yang bentuknya non-sinusoida murni. Pada komponen frekuensi fundamental mengandung komponen frekuensi yang tidak diinginkan yaitu komponen harmonisa. Komponen ini bisa dianalisis dengan analisis fourier (Mohan, 1995:38).

2.2.1 Deret Fourier

Penguraian suatu sinyal periodik menjadi suatu spektrum sinyal tidak lain adalah pernyataan fungsi periodik kedalam deret Fourier yang kita pelajari dalam matematika. Jika $f(t)$ adalah fungsi periodik, maka $f(t)$ dapat dinyatakan sebagai deret Fourier (Sudirham, 2012: 44).

Perhitungan koefisien Fourier ini dapat dilakukan jika sinyal periodik memiliki persamaan yang diketahui dan mudah di-integrasi. Jika sinyal tersebut sulit dicari persamaannya, misalnya sinyal diketahui dalam bentuk kurva (grafik), maka perhitungan dapat dilakukan dengan pendekatan numerik.

2.2.2 Arus Masukan Bentuk Fourier

Arus dan tegangan sebagai suatu gelombang periodik, tersusun dari penjumlahan komponen dc, komponen fundamental, serta komponen sinusoida lain dengan frekuensi kelipatan dari frekuensi fundamentalnya. Komponen gelombang dengan frekuensi yang merupakan kelipatan frekuensi fundamental tersebut disebut komponen harmonisa.

Arus masukan sesaat dapat dinyatakan dalam bentuk deret Fourier sebagai berikut (Rashid, 1993: 108):

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2-1)$$

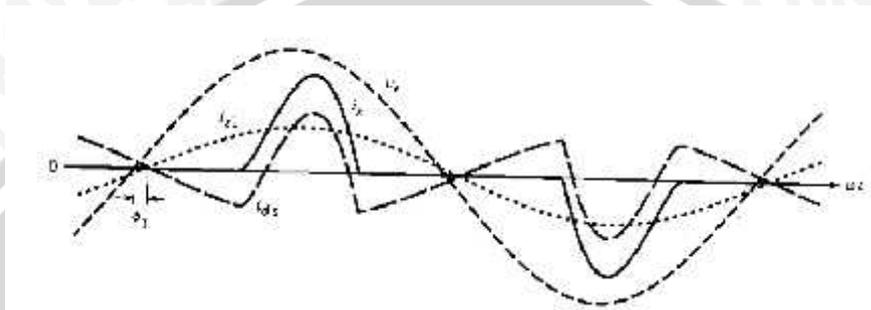
dengan,

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) \quad (2-2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s(t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (2-3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s(t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (2-4)$$

Pada persamaan diatas, n adalah orde harmonisa, yaitu bilangan 1, 2, 3...dst. Pada sistem tenaga listrik, orde yang dominan adalah orde ganjil saja (1, 3, 5...dst) orde $n = 1$ menyatakan komponen dasar atau fundamental dari gelombang. Suku a_0 menyatakan komponen dc atau nilai rata-rata dari gelombang, yang mana umumnya komponen ini tidak muncul dalam jaringan sistem arus bolak-balik.



Gambar 2.6 Bentuk gelombang tegangan dan masukan
 Sumber: Ned Mohan, 1995: 41

Bentuk gelombang yang diperlihatkan pada Gambar 2.6 Menyatakan fungsi ganjil, karena simetri berkenaan dengan titik asalnya, jika bentuk gelombang adalah ganjil, deret tersebut hanya mengandung suku-suku minus, maka (Rashid, 1993:108).

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{sn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \tag{2-5}$$

Dengan Nilai rms dari komponen harmonisa arus masukan ke- n adalah sebagai berikut:

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \tag{2-6}$$

Untuk menghitung sudut pergeseran bisa menggunakan persamaan berikut (Sudirham, 2012: 45).

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \tag{2-7}$$

Nilai rms dari arus masukan dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:



$$I_s \approx \left[\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2} \tag{2-8}$$

Nilai rms komponen distorsi dapat dinyatakan sebagai berikut (Mohan, 1995: 42):

$$I_{dist} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_{sn}^2} \tag{2-9}$$

Dalam pengujian efek harmonisa khususnya pada sistem tenaga, dipakai istilah THD, yang didefinisikan sebagai prosentase tingkat distorsi gelombang arus masukan.

Distorsi harmonisa total dari arus masukan merupakan akar kuadrat perbandingan antara distorsi arus masukan dengan komponen fundamental arus masukan tersebut. Untuk menghitung THD diperoleh dari persamaan (Mohan, 1995: 42):

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \tag{2-10}$$

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \tag{2-11}$$

Sehingga dari THD dapat diperoleh perbandingan arus fundamental dengan arus total sebagai berikut (Erickson, 2000: 596):

$$\frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \tag{2-12}$$

dengan,

I_{s1} = Nilai arus fundamental

I_s = Nilai total arus

I_{sn} = Nilai arus dengan frekuensi kelipatan n

φ_n = sudut fasa pada frekuensi kelipatan n

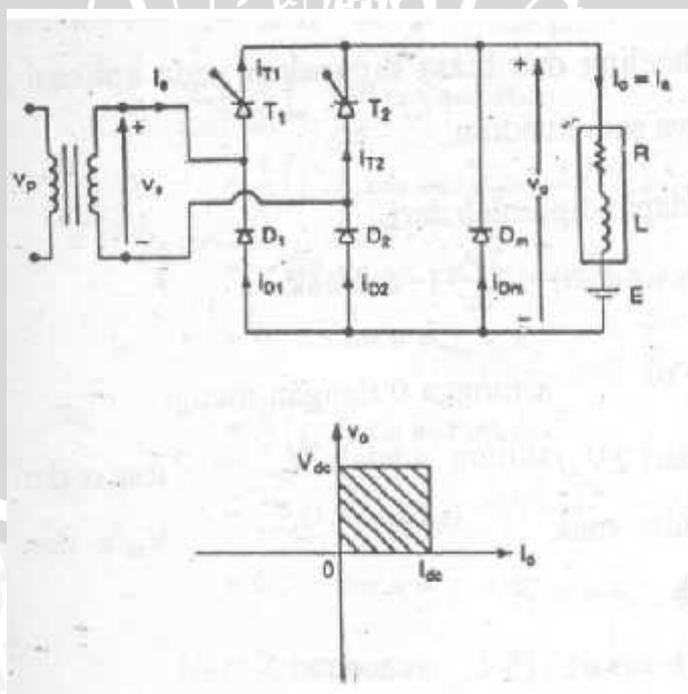
$I_{s,dist}$ = Nilai rms komponen distorsi

$\%THD_i$ = Total harmonic distortion arus masukan

2.3 Semikonverter Satu Fasa dengan Metode Kendali Sudut Penyalaan

Rangkaian penyearah setengah terkendali dengan metode kendali sudut penyalaan menggunakan 2 buah SCR dan 2 buah dioda sebagaimana pada Gambar 2.7. Rangkaian penyearah setengah terkendali mempunyai wilayah operasi pada kuadran 1 saja. Sehingga arus beban selalu bernilai positif.

Bentuk gelombang pengendalian rangkaian semikonverter satu fasa diperlihatkan pada Gambar 2.8 dengan beban induktif tinggi. Arus beban diasumsikan kontinu tanpa *ripple*. Selama setengah siklus positif, *thyristor* T_1 terbias maju. Ketika *thyristor* T_1 dinyalakan pada $\omega t = \alpha$, beban terhubung dengan suplai masukan melalui T_1 dan D_2 selama periode α ωt . Selama periode ωt ($+ \alpha$), tegangan masukan negatif dan diode *freewheeling* D_m terbias maju. D_m akan konduksi sehingga memberikan arus yang kontinu pada beban induktif. Arus beban akan ditransfer dari T_1 dan D_2 ke D_m , dan *thyristor* T_1 dan diode D_2 padam. Selama setengah siklus tegangan masukan negatif, *thyristor* T_2 terbias maju, dan penyalaan *thyristor* T_2 pada $\omega t = + \alpha$ akan mengakibatkan D_m terbias balik. Diode D_m padam dan beban terhubung dengan suplai melalui T_2 dan D_1 .



Gambar 2.7 Rangkaian semikonverter atau penyearah setengah terkendali dan daerah operasi konverter

Sumber: Rashid, 2001: 171

Gambar 2.7 memperlihatkan daerah operasi konverter, dimana tegangan dan arus keduanya memiliki polaritas positif. Gambar 2.8 memperlihatkan bentuk gelombang tegangan masukan, tegangan keluaran, arus masukan dan arus yang melalui T_1 , T_2 , serta D_1 dan D_2 . Konverter ini akan memiliki faktor daya yang lebih baik karena adanya diode *freewheeling*.

Tegangan keluaran rata-rata dapat diperoleh dari (Rashid, 1993: 102):

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad (2-13)$$

$$= \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2-14)$$

dan V_{dc} dapat divariasikan dengan mengubah α dari 0 sampai π .

Dengan bentuk tegangan keluaran seperti diatas dapat diambil arus masukan untuk bersifat resistif. Sehingga dapat diturunkan persamaan koefisien fourier untuk beban bersifat resistif berikut ini:

$$a_n = \frac{v_m}{z} \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \quad (2-15)$$

$$b_n = \frac{v_m}{z} \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\pi}^{2\pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \quad (2-16)$$

Secara praktis, suatu beban memiliki induktansi yang berhingga. Arus beban bergantung pada nilai resistansi beban R , induktansi beban L .

Untuk persamaan arus masukan pada $0 \leq \omega t \leq \alpha$ adalah (Rashid, 1993: 77):

$$I_s(\omega t) = \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t \quad (2-17)$$

dengan,

A = nilai arus awal pada induktor

Operasi konverter dapat dibagi menjadi dua kondisi, yaitu pada saat $0 \leq \omega t \leq \alpha$ dan pada saat $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. Dari kedua kondisi di atas dapat diketahui nilai arus awal induktor (A). Persamaan A seperti di bawah ini.

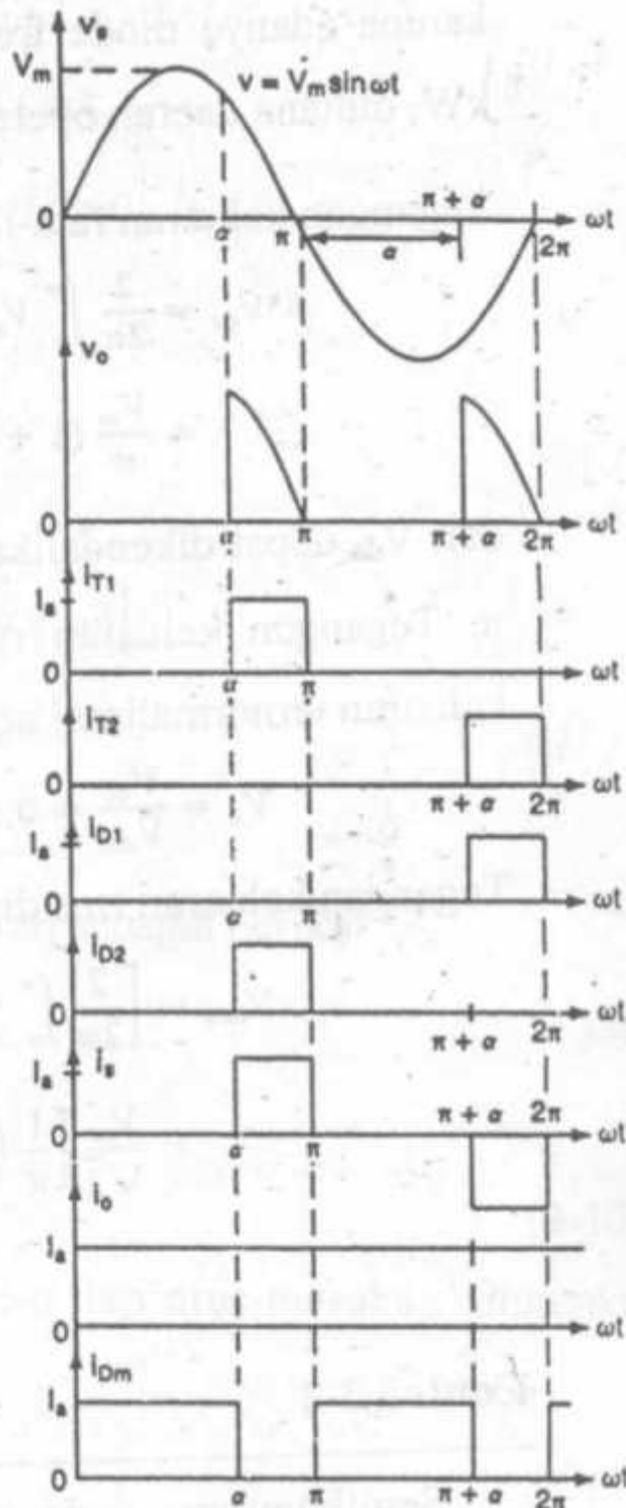
$$A = \frac{V_m}{z} \left[\frac{\sin(\pi - \varphi) e^{-\left(\frac{\alpha R}{\omega L}\right)} - \sin(\alpha - \varphi)}{1 - e^{-\left(\frac{\pi R}{\omega L}\right)}} \right] \quad (2-18)$$

Dengan memasukkan persamaan (2-17) ke dalam persamaan (2-3) dan (2-4) maka akan didapatkan nilai koefisien fourier a_n dan b_n .

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\infty}^{\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right. \\ \left. + \int_{+\pi}^{2\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-19)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) \right. \\ \left. + \int_{\alpha + \pi}^{2\pi} \frac{V_m}{z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-20)$$

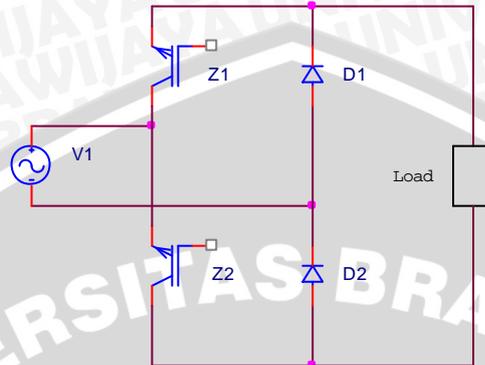




Gambar 2.8 Bentuk gelombang penyearah setengah terkendali dengan metode kendali sudut penyalan
 Sumber: Rashid,1993:103

2.4 Semikonverter Satu Fasa dengan Metode Kendali Modulasi Lebar Pulsa

Rangkaian penyearah setengah terkendali dengan metode kendali modulasi lebar pulsa menggunakan 2 buah IGBT dan 2 buah dioda sebagaimana pada Gambar 2.9



Gambar 2.9 Rangkaian semikonverter atau penyearah setengah terkendali dengan metode kendali modulasi lebar pulsa
Sumber: Perencanaan

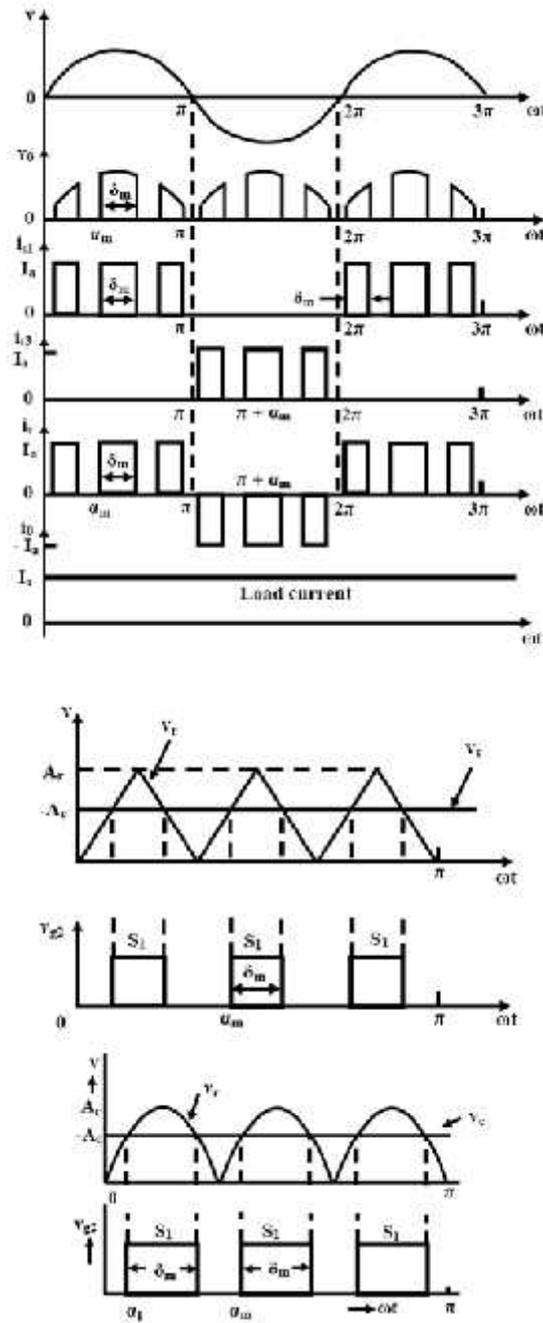
Pada kendali modulasi lebar pulsa, saklar konverter dinyalakan dan dimatikan beberapa kali setiap setengah siklus dan tegangan keluaran dikendalikan dengan mengubah-ubah lebar pulsanya. Sinyal *gate* dibangkitkan dengan membandingkan gelombang segitiga dengan sinyal dc seperti pada Gambar 2.10.

Tegangan keluaran dan parameter kinerja dari konverter dapat ditentukan dengan dua langkah:(1) membangkitkan sepasang pulsa sehingga satu pulsa dimulai pada $\omega t = \alpha$ dan diakhiri pada $\omega t = \alpha + \delta$, dan pulsa yang lain dimulai pada $\omega t = \pi + \alpha$ dan diakhiri pada $\omega t = (\pi + \alpha + \delta)$ dan (2) mengkombinasikan efek-efek dari seluruh pasangan. Jika pulsa ke *m* dimulai pada $\omega t = \alpha_m$ dengan lebar δ_m , tegangan keluaran rata-rata diperoleh dari: (Rashid, 1993: 134)

$$V_{dc} = \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \sqrt{2}V \sin \omega t d(\omega t) \right] \tag{2-21}$$

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \sum_{n=1}^p [\cos \alpha_n - \cos (\alpha_n + \delta_n)] \tag{2-22}$$

Berdasarkan Gambar 2.10 diketahui bahwa penyearah dengan metode kendali modulasi lebar pulsa adalah pengembangan dari metode kendali sudut simetri (Rashid, 1993: 135).



Gambar 2.10 Pengendalian modulasi lebar pulsa
 Sumber: Rashid, 1993:135

Pada penyearah sudut simetri diketahui bahwa bentuk keluaran adalah simetri. Untuk membuat nilai fundamental sefasa, maka berdasarkan gambar diatas dapat diturunkan persamaan seperti dibawah ini.

$$\delta_m = \frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \cdot 2\pi f \quad (2-23)$$

$$\alpha_n = \left[\left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \right) - \left\{ \left(\frac{0.5}{f} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{\text{persen}V_{dc}}{100} \right) \cdot 0.5 \right\} \right] 2\pi f \quad (2-24)$$

dengan:

V_{dc} = Tegangan rata – rata keluaran penyearah

δ_m = Lama waktu 1 pulsa menyala

α_n = waktu awal pulsa menyala

p = jumlah pulsa per setengah siklus

Untuk mendapatkan persamaan arus masukan dapat diturunkan dari persamaan tegangan keluaran beban. Sehingga bentuk persamaan untuk deret fourier untuk beban bersifat resistif pada arus masukan menjadi

$$a_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m + \pi}^{\alpha_m + \delta_m + \pi} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-25)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m + \pi}^{\alpha_m + \delta_m + \pi} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-26)$$

Sedangkan untuk beban bersifat induktif maka persamaan menjadi:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^p \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right. \\ \left. + \int_{\alpha_m + \pi}^{\alpha_m + \delta_m + \pi} \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-27)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^k \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_m + \pi}^{\alpha_m + \delta_m + \pi} \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) + A e^{-(\omega t - \alpha_m) \frac{R}{\omega L}}] \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2-28)$$

dengan,

δ_m = Lama pulsa menyala

α_m = sudut awal pulsa menyala

A = nilai arus awal pada induktordari hasil simulasi

2.5 Faktor Daya

Faktor daya merupakan perbandingan antara daya nyata (P) yang mengalir ke beban dengan daya semu (S) yang mengalir pada jaringan (Rashid, 1993:14).

dengan

$$P = V_s I_{s1} \cos \varphi_1 \quad (2-29)$$

Daya semu adalah perkalian antara tegangan dan arus masukan yaitu:

$$S = V_s \cdot I_s \quad (2-30)$$

komponen arus pada komponen harmonisa tidak mengkontribusi dari daya nyata dari sumber tegangan V_s . Daya semu adalah hasil dari Tegangan rms sumber dan arus I_s rms (Mohan, 1995:42).

Dengan demikian berdasarkan uraian diatas dapat disimpulkan bahwa Faktor Daya adalah:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_s I_{s1} \cos \varphi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_1 \quad (2-31)$$

dengan,

I_{s1} : arus fundamental masukan

I_s : arus total masukan

V_s : tegangan masukan

$\cos \varphi_1$: displacement power factor

PF : faktor daya

Displacement angle, yang dilambangkan dengan φ_1 adalah sudut yang dibentuk antara komponen fundamental arus masukan dengan tegangan masukan.

Sedangkan DPF adalah nilai kosinus dari φ_1 , didefinisikan sebagai:

$$DPF = \cos \varphi_1 \quad (2-32)$$

Maka:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2-33)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} DPF \quad (2-34)$$

dengan,

DPF: faktor pergeseran

