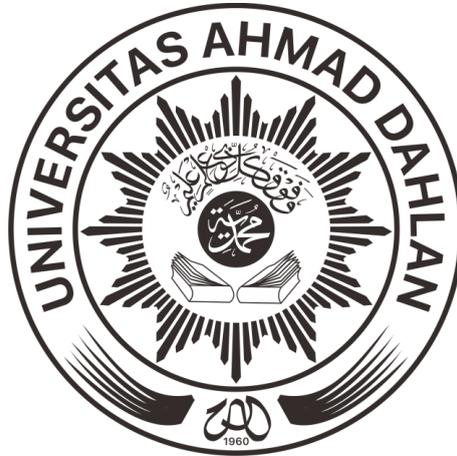


Diktat I Kuliah Elektronika Daya:

**KONVERTER FASA TERKENDALI
(AC-DC)**



Tole Sutikno, Ph.D.

PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO

FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI

UNIVERSITAS AHMAD DAHLAN

2017/2018

KATA PENGANTAR

Puji syukur kehadirat Allah SWT, Tuhan Yang Maha Esa, atas limpahan rahmat dan karuniaNya sehingga bahan ajar "**Konverter Fasa Terkendali (AC-DC)**" ini telah diselesaikan. Diktat ini disusun sebagai bahan ajar mahasiswa Strata 1 maupun Diploma jurusan Teknik Elektro.

Diktat ini disusun berdasarkan referensi dari berbagai buku, hasil penelitian dan data dari industri yang berkaitan dengan konverter fasa. Diktat ini disusun menjadi 8 Bab yang membahas tentang jenis-jenis konverter fasa, khususnya konverter fasa terkendali. Di akhir buku ini dilengkapi dengan ringkasan dari keseluruhan bab yang telah dijabarkan.

Penulis menyadari masih banyak kekurangan dalam penyusunan Diktat ini, untuk itu kami sangat mengharapkan kritik dan saran terhadap penyempurnaan Diktat ini. Semoga dengan adanya buku ini dapat memberikan manfaat yang luas bagi pembaca.

3 september 2017

Penulis

Tole Sutikno

DAFTAR ISI

KATA PENGANTAR	iii
PENDAHULUAN	1
BAB 1: KONVERTER PENYEARAH	5
1.1. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang	8
1.2. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang Dengan Dioda <i>Freewheeling</i>	12
1.3. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang dengan Beban <i>RC</i> 14	
1.4. Konverter Tak Terkendali, Gelombang Penuh	15
BAB 2: KONVERTER TERKENDALI	20
2.1. Thyristor Silikon Penyearah Terkendali	22
2.1.1. Perilaku Dinamis Thyristor	28
2.2. Konverter Terkendali Penuh, Setengah Gelombang	35
2.3. Konverter Setengah Terkendali, Setengah Gelombang	38
2.4. Konverter Setengah Terkendali, Setengah Gelombang	39
2.5. Konverter Penuh, Gelombang Penuh	51
2.5.1. Diskontinu I_o ($A > \phi$)	56
2.5.2. Kontinu I_o ($A < \phi$)	57
2.6. Konverter Penuh, Dengan Beban <i>RLE</i>	62
2.6.1. Arus Beban Diskontinu	63
2.6.2. Arus Beban Kontinu	65
2.6.3. Beban <i>RLE</i> (Mode Inverter)	69

BAB 3: ANALISIS KONVERTER.....	75
3.1. Analisis Konverter Semi	75
3.2. Konverter Penuh	78
3.3. Perbandingan Penyearah Fasa Tunggal	83
BAB 4: KONVERTER TIGA FASA.....	87
4.1. Operasi Penyearah (<i>Rectifier</i>)	87
4.2. Konverter Tak Terkendali, Tiga Fasa	90
4.2.1. Konverter Tak Terkendali, Tiga Pulsa, Setengah Gelombang	92
4.2.2. Konverter Tak Terkendali, dengan Trafo Lilitan Zig-Zag	94
4.2.3. Konverter Tak Terkendali, Enam Pulsa Titik Tengah	96
4.2.4. Konverter Tak Terkendali, Enam Pulsa, Gelombang Penuh	97
4.3. Konverter Terkendali, Tiga Fasa	101
4.3.1. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa	103
4.3.2. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa dengan Dioda <i>Freewheeling</i>	113
4.3.3. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa dengan Dioda <i>Freewheeling</i>	114
4.3.4. Konverter Semi, Tiga Fasa	120
4.4. Aplikasi Konverter Komutasi Sendiri pada Kemudi Mesin	123
4.5. Aplikasi pada Transmisi Daya HVDC	126
4.5.1. Penyearah Dioda pada Kendali HVDC untuk Aplikasi Turbin Angin Lepas Pantai	130
4.6. Penyearah Tiga Fasa Faktor Daya Tinggi	140

4.7.	Penyearah Tiga Fasa Harmonik Rendah dengan Injeksi Arus dan Emulator Resistansi Pasif	145
4.8.	Penyearah PWM	153
4.9.	Aplikasi Penyearah Faktor Daya	155
4.9.1.	Apkikasi Penyearah Tingkatan (<i>Boost</i>).....	155
4.9.2.	Penyearah PWM Tegangan Ganda.....	157
4.9.3.	Penyearah PWM dalam Koneksi Jembatan	158
4.10.	Perbandingan Penyearah Tiga Fasa	162
BAB 5: EFEK IMPEDANSI SUMBER (<i>OVERLAP</i>)		164
BAB 6: KONVERTER BERGANDA		175
6.1.	Konverter Ganda Paralel, Fasa Tunggal.....	176
6.1.1.	Jenis Arus Tak Bersirkulasi.....	177
6.1.2.	Jenis Arus Bersirkulasi.....	178
6.2.	Konverter Ganda, Tiga Fasa	180
6.3.	Konverter Seri Bertahap Ganda	181
6.4.	Konverter Tiga Fasa.....	186
BAB 7: KONVERTER DUA BELAS PULSA		187
7.1.	Konverter Seri Dua Belas Pulsa.....	188
7.2.	Konverter Paralel Dua Belas Pulsa	195
BAB 8: DAYA REAKTIF KONVERTER.....		197
BAB 9: TAPIS UNTUK KONVERTER AC-DC.....		201
RINGKASAN		205
DAFTAR PUSTAKA		207
Tentang Penulis.....		Error! Bookmark not defined.

PENDAHULUAN

Revolusi elektronika pertama ditandai dengan penemuan transistor silikon pada tahun 1948 oleh Bardeen, Bratain dan Shockley. Hingga saat ini, berbagai teknologi elektronika dikembangkan berbasis transistor silikon. Bahkan teknologi mikroelektronika modern yang telah dikembangkan selama bertahun-tahun juga menggunakan semikonduktor silikon ini. Revolusi elektronika keda ditandai dengan pengembangan thyristor pada tahun 1958 oleh perusahaan General Electric. Hingga akhirnya, setelah era ini berbagai jenis perangkat semikonduktor daya dan teknik konversi diperkenalkan.

Seiring perkembangannya, elektronika daya membantu penggunaan listrik secara efisien, sehingga mengurangi konsumsi daya. Perangkat semikonduktor digunakan sebagai sakelar untuk konversi atau pemrosesan daya, seperti pada *solid state* elektronika sebagai kendali efisien jumlah daya dan aliran energi. Hingga saat ini, perangkat semikonduktor untuk berbagai aplikasi telah dikembangkan untuk mendapatkan efisiensi yang lebih tinggi dan kerugian yang lebih rendah.

Elektronika daya telah menempati peran penting dalam teknologi modern dan telah merevolusi kendali daya dan

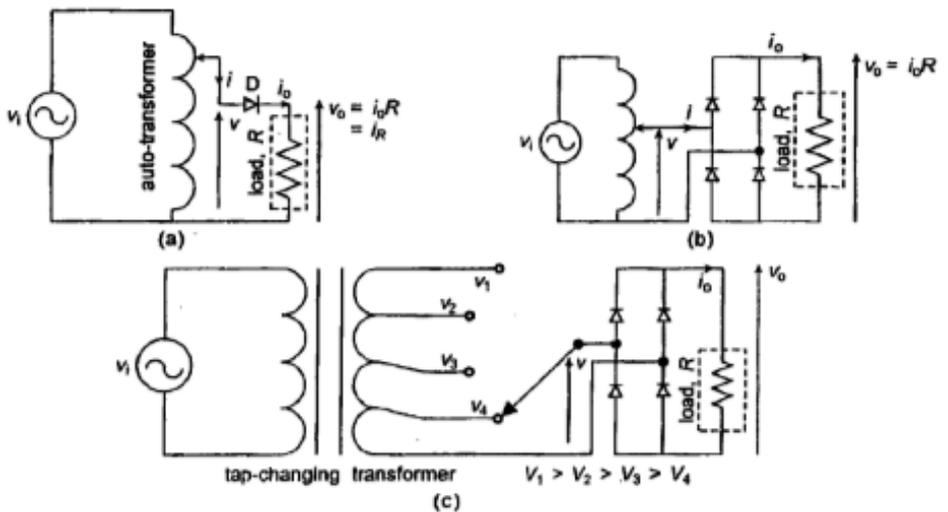
energi. Berbagai aplikasi yang telah banyak berkembang karena kebutuhan tingkat tegangan dan arus, serta karakteristik penyakelaran dari perangkat semikonduktor daya yaitu kendali lampu, pasokan daya ke kendali gerak, otomatisasi pabrik, transportasi, penyimpanan energi, kendali industri multi-megawatt, dan transmisi serta distribusi daya.

Aspek kunci dari elektronika daya adalah efisiensi. Karena daya diproses dalam sistem elektronika, efisiensi tinggi konversi daya sangat penting untuk alasan ekonomi. Serta pertimbangan dari daya yang hilang ataupun rugi-rugi panas yang dihasilkan oleh daya yang hilang itu sendiri dalam sistem elektronika daya.

Elektronika daya memungkinkan dan menyediakan antarmuka antara sumber dan beban listrik. Sumber listrik dan beban listrik sering kali memiliki frekuensi, amplitudo tegangan dan jumlah fase yang berbeda. Antarmuka elektronika daya dapat memfasilitasi transfer daya dari sumber ke beban dengan mengubah tegangan dan arus dari satu bentuk ke bentuk lainnya.

Terdapat beberapa metode konvensional yang digunakan untuk mengendalikan tegangan keluaran DC, misalnya jembatan dioda dengan trafo *tap-changer* atau dengan trafo otomatis (*auto-transformer*) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1. Meskipun metode tersebut

sederhana, namun memiliki beberapa kekurangan diantaranya adalah ukuran, berat dan biaya dari tafo tersebut. Skema kendali ini (jembatan dioda dengan trafo *tap-changing*) biasa digunakan untuk mengendalikan tegangan motor DC dalam traksi elektrik kereta api.



Gambar 1. Konverter tegangan AC-DC konvensional menggunakan transformator.

Pada penyakelaran kendali fasa AC-DC, pengendali fasa bekerja sebagai saklar kontaktor biasa. Posisi saklar tertutup (*on*) dalam jangka waktu tertentu, sehingga catu tegangan masukan (v) dapat menuju ke beban dan tegangan keluaran menjadi sama dengan catu tegangan masukan. Demikian pula posisi saklar terbuka (*off*) dalam jangka waktu tertentu,

sehingga tegangan masukan tidak dapat menuju ke beban. Sehingga tegangan masukan seluruh siklus tidak dapat menuju hingga ke beban, melainkan hanya sebagian saja yang dapat mencapai beban karena saklar (konverter fasa terkendali) memotong tegangan masukan. Skema pengaturan ini tidak membutuhkan trafo, sehingga mengurangi masalah ukuran, beban dan biaya, namun memiliki efisiensi yang tinggi. Dalam skema ini, perangkat penyalakelaran daya semikonduktor (misal: dioda, SCR, dll) bekerja sebagai saklar *unilateral*, oleh karena itu arus beban mengalir dalam satu arah saja. Dengan koneksi rangkaian yang tepat, tegangan dan arus keluaran dipertahankan secara searah (dalam tegangan dan arus keluaran DC). Faktanya, konverter berfungsi sebagai komutator generator DC.

BAB 1: KONVERTER PENYEARAH

Rangkaian konverter penyearah berfungsi untuk mengubah daya AC menjadi daya DC. Rangkaian konverter yang hanya memanfaatkan beberapa dioda disebut konverter tak terkendali (*uncontrolled converters*). Pada konverter tak terkendali, konduksi dan komutasi (berstatus *off*) dari perangkat penyakelaran (dioda) tergantung pada kondisi rangkaian. Tegangan keluaran tidak bervariasi pada beban dan catu AC yang diberikan. Sehingga disebut konverter tak terkendali.

Rangkaian konverter yang menggunakan dioda dan thyristor (SCR) disebut dengan konverter setengah terkendali (*half-controlled converter*) atau dapat disebut juga konverter semi. Pada konverter semi, tegangan keluaran yang dapat diatur diperoleh dengan mengendalikan sudut penyakelaran dari thyristor. Tegangan dan arus keluaran yang terkendali bersifat tidak searah, dan aliran daya hanya pada satu arah yaitu dari sumber AC ke beban.

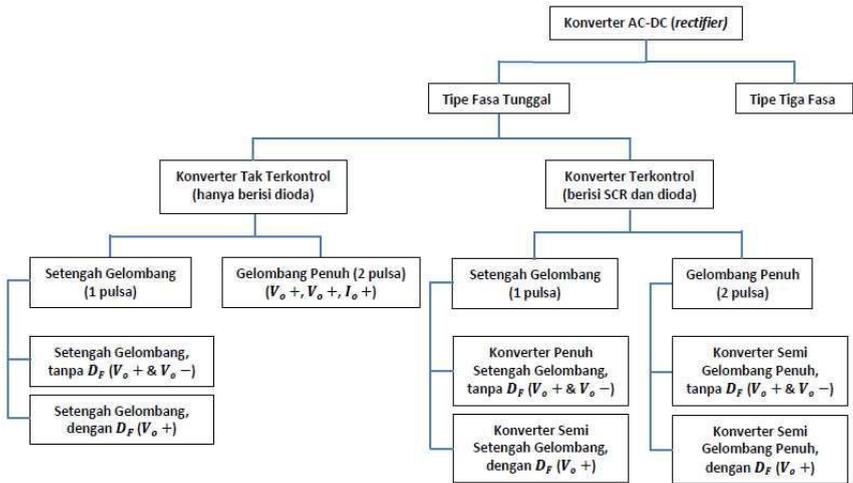
Rangkaian konverter yang perangkat penyakelarnya secara keseluruhan menggunakan thyristor disebut konverter terkendali penuh (*fully-controlled converter*) atau disebut juga konverter penuh. Pada konverter terkendali penuh, tegangan

DC keluaran pada konverter ini dapat diatur. Arah arus tetap sama, namun tegangan DC keluaran bisa dibalik untuk memungkinkan listrik dari beban ke catu. Proses ini disebut inversi, dan konverter yang beroperasi pada kondisi ini disebut inverter.

Rangkaian konverter dengan komutasi thyristor dalam konverter di atas tergantung pada catu AC disebut konverter *line* atau konverter komutasi alami. Arah aliran arus beban tetap sama untuk semua konverter di atas.

Ketika salah satu tegangan setengah siklus (*half-cycle*) bernilai positif atau negatif (tak terkendali atau terkendali) diterapkan pada beban, maka disebut konverter setengah gelombang. Ketika sepasang tegangan setengah siklus digunakan, maka disebut konverter gelombang penuh.

Gambar 1.1 memperlihatkan klasifikasi umum konverter AC-DC pada fasa tunggal. Namun klasifikasi yang sama juga berlaku untuk sistem tiga fasa, kecuali tiga pulsa pada konfigurasi setengah gelombang dan enam pulsa pada konfigurasi gelombang penuh.



Catatan: V adalah nilai tegangan dan arus sementara. Tanda + dan - merupakan nilai positif dan negatif. Untuk semua konverter ini, i_o dan I_o bernilai positif.

Gambar 1.1 Klasifikasi konverter.

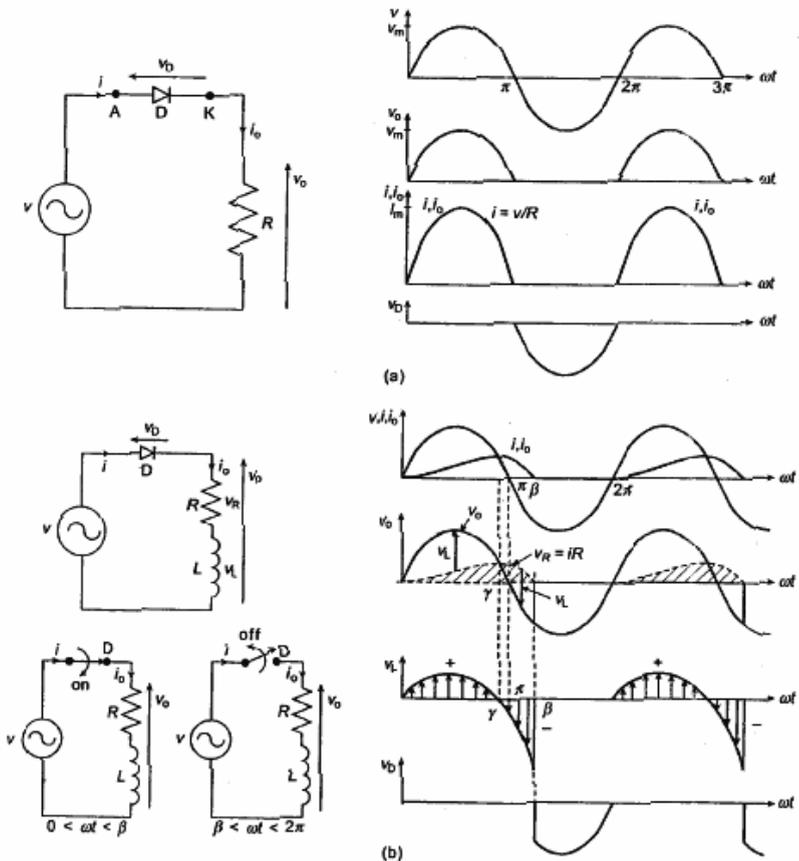
Dioda semikonduktor secara umum digunakan pada rangkaian konverter AC-DC. Bagaimanapun juga tegangan keluaran rata-rata (DC) tidak dapat diatur, karena bergantung pada tegangan masukan AC dan parameter rangkaian beban. Akan terlihat nanti bahwa tegangan keluaran dan arus beban dipengaruhi oleh impedansi beban (besarnya serta jenisnya, misal: R, RL, RC, RLC, dll). Rangkaian konverter ini hanya memiliki dioda saja. Dengan demikian, ketika dioda pada kondisi bias maju (*forward-biased*), maka terjadi konduksi. Ketika arus melewati dioda, maka terjadi komutasi. Terdapat

berbagai jenis konverter tak terkendali fasa tunggal. Pada bagian selanjutnya akan dibahas tentang konverter tak terkendali.

1.1. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang

Rangkaian penyearah setengah gelombang pulsa tunggal merupakan konverter AC-DC yang paling sederhana dengan tegangan keluaran yang tetap. Dioda semikonduktor konduksi kapanpun ketika dalam kondisi bias maju (bekerja sebagai saklar tertutup). Konduksi berhenti (saklar terbuka) hanya ketika arus yang melewatinya bernilai hampir nol, terlepas dari apakah catu tegangan pada anoda bernilai positif atau negatif. Ketika dioda atau perangkat daya semikonduktor lain (misal: SCR) konduksi, maka akan dipenuhi dengan *carrier* (*holes* dan *electron*) sehingga bekerja seperti konduktor biasa. Komutasi terjadi hanya ketika jumlah *carrier* menjadi sangat kecil ($i_A < I_H$ untuk SCR) dan lapisan deplesi terbentuk lagi. Gambar 1.2a memperlihatkan sebuah rangkaian konverter tak terkendali setengah gelombang dengan beban resistif murni. Dalam konverter ini, bentuk gelombang tegangan keluaran (v_o) dan arus keluaran (i_o) bernilai sama. Pada $\omega t = \pi$, arus masukan (i) menjadi nol dan

terjadi komutasi. Tegangan balik selanjutnya (selama setengah siklus negatif) membuat dioda dalam bias balik (*reverse bias*) atau *blocking state*.



Gambar 1.2 Rangkaian setengah gelombang dengan beban (a) R dan (b) RL .

Gambar 1.2b memperlihatkan berbagai bentuk gelombang dengan sebuah beban RL . Beban induktor (L) menyimpan energi di bagian awal dari setengah siklus

positif pada tegangan yang diberikan. Beban L juga mempertahankan konduksi arus selama setengah siklus negatif dengan melepas energi yang tersimpan untuk jangka waktu yang memungkinkan. Jangka waktu konduksi arus (i) tergantung pada nilai dari L . Selama konduksi, dioda (atau perangkat daya semikonduktor lain) bekerja seperti saklar kontaktor mekanik biasa. Dengan demikian, catu tegangan apa pun yang ada disana, maka akan terjadi hal yang sama pada rangkaian beban (kecuali *drop* tegangan kecil pada perangkat, yang biasanya diabaikan). Tegangan keluaran adalah jumlah dari tegangan di resistor (v_R) dan tegangan di induktor (v_L). Karena induktor adalah elemen penyimpan energi, dan energi yang tersimpan dari siklus adalah nol (rata-rata dari $v_L \times i$), maka energi yang tersimpan dan energi yang terbuang bernilai sama. Pada puncak I atau v_R , $\omega t = \pi$, *slope* arus (di/dt) adalah nol dan kemudian menjadi negatif, seperti ditunjukkan pada Gambar 1.2b. Catu tegangan muncul di seluruh dioda selama periode *blocking* (β ke 2π). Pada $\omega t = \pi$, selama D mengonduksi dengan besaran arus yang sangat tinggi, maka tidak akan terjadi komutasi karena dipenuhi dengan *carrier* (pasangan *electron-hole*) dan lapisan deplesi tidak terbentuk di sepanjang persimpangan *pn* dioda. Selain itu, induktor menyediakan tegangan negatif pada katoda dioda yang bernilai lebih negatif dari anoda. Dengan demikian

konduksi perangkat berlanjut bahkan setelah catu tegangan (v) menjadi negatif. Perangkat ini bekerja sebagai saklar kontaktor tertutup dan tegangan masukan negatif mencapai beban. Konduksi dioda berlanjut hingga arus yang melewati menjadi berkurang menjadi nol secara ideal (dari beberapa miliampere ke beberapa puluh miliampere dan lapisan deplesi di persimpangan pn membentuk lagi dengan kondisi bias balik. Sudut mati arus (β) tergantung pada beban impedansi natural, pada beban RL ($\alpha=0$).

Dioda bekerja sebagai saklar biasa selama periode konduksi dan selama tegangan negatif mencapai beban. Dioda konduksi hingga sudut mati arus (β). Persamaan tegangan pada rangkaian selama konduksi dioda berlangsung diberikan oleh:

$$L \frac{di(\omega t)}{dt} + Ri(\omega t) = V_m \sin \omega t, \quad 0 \leq \omega t \leq \beta \quad (1.1)$$

dimana $v_m = \sqrt{2} V$. Dengan demikian, arus masukan atau arus listrik (i) sebagaimana arus keluaran (i_o), diberikan oleh

$$i_o(\omega t) = i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin \exp\left(-\frac{\omega t}{\tan \phi}\right) \right] \quad (1.2)$$

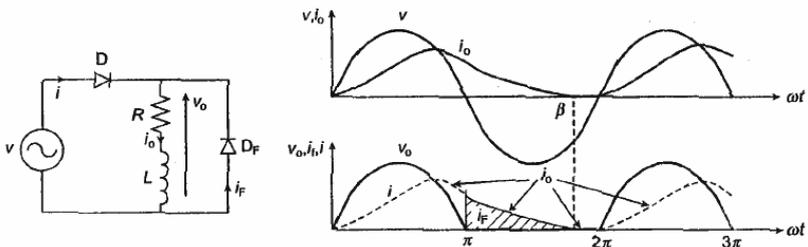
dimana

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \text{ dan } Z = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$$

Tegangan *drop* melalui induktor menjadi nol pada $v_o = v = v_R$ (ketika terjadi *slope* arus, di/dt , maka v_L menjadi nol). Kemudian *slope* menjadi negatif karena v_L sehingga induktor mengembalikan energi yang tersimpan sebelumnya ke sumber.

1.2. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang Dengan Dioda *Freewheeling*

Pada kasus sebelumnya, arus beban (i_o) bersifat diskontinu dan tidak sama dengan arus listrik (i). Jika dioda *freewheeling* terhubung pada beban, maka hanya tegangan positif yang mencapai beban. Gambar 1.3. menunjukkan beban *RL* dengan dioda *freewheeling* (D_F).



Gambar 1.3 Rangkaian Setengah Gelombang dengan dioda *freewheeling*.

Setelah $\omega t = \pi$, karena konduksi dari dioda (D), catu tegangan negatif muncul di seluruh beban dan di katoda D_F . Sehingga membuat D_F menjadi konduksi karena mencapai kondisi bias balik. Setelah tahap tersebut, maka arus beban bersirkulasi melalui jalur impedansi yang sangat rendah (hubungan arus pendek) yang ditawarkan oleh D_F dan arus yang melewati D berhenti. Sehingga D bertindak pada mode *blocking* (komutasi selesai). Kebalikan dari kasus sebelumnya, arus listrik berhenti mengalir pada $\omega t = \pi$. Namun arus beban (i_o) terus mengalir melalui D_F , baik secara kontinu maupun diskontinu tergantung pada ukuran β , yang bergantung pula pada L . Meskipun tegangan keluaran bernilai sama pada bagian beban resistif, namun arus beban mengalir hingga β yang dipengaruhi oleh ϕ . Lebih lanjut, beban atau tegangan keluaran tidak pernah negatif. Nilai rerata (DC) pada tegangan keluaran dan arus keluaran diberikan oleh:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} V_m (\sin \omega t) d(\omega t) \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos \beta)
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

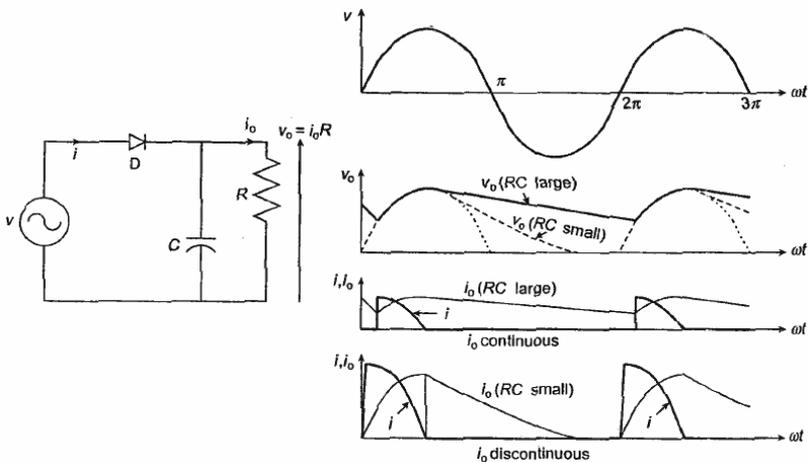
dan

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (1.4)$$

Nilai β bervariasi dari π hingga 2π pada rangkaian $\phi=0$ (resistif murni), hingga $\phi=\pi/2$ (induktif murni).

1.3. Konverter Tak Terkendali, Setengah Gelombang dengan Beban RC

Pada kasus sebelumnya, arus beban (i_o) bersifat diskontinu dan tidak sama dengan arus listrik (i). Jika dioda *freewheeling* terhubung pada beban, maka hanya tegangan positif yang mencapai beban. Gambar 1.4 menunjukkan beban RL dengan dioda *freewheeling* (D_F).



Gambar 1.4 Penyearah Tak Terkendali Setengah Gelombang dengan Beban RC.

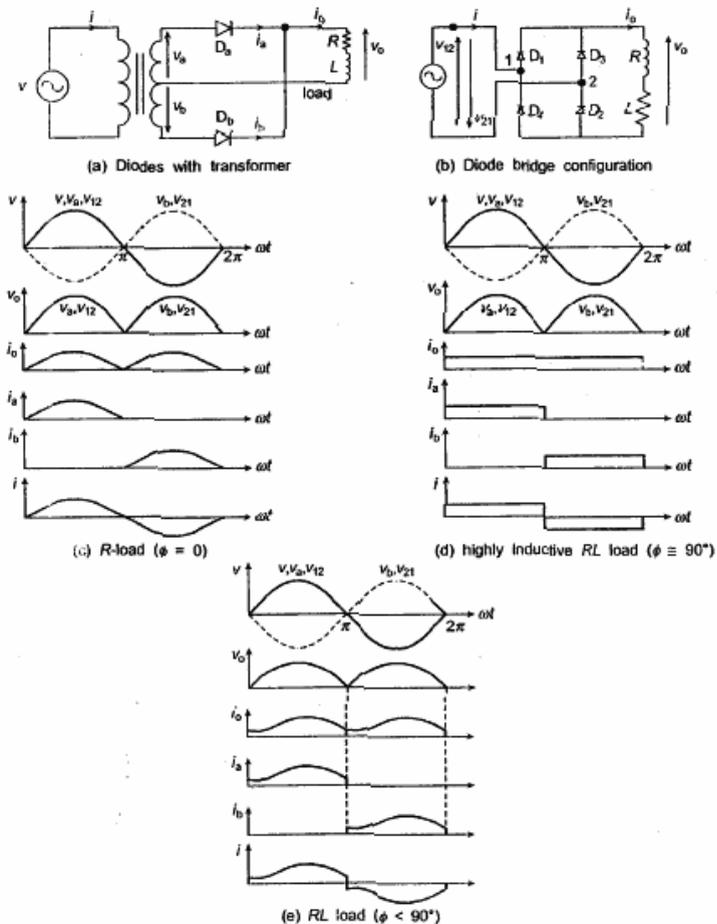
1.4. Konverter Tak Terkendali, Gelombang Penuh

Konverter tak terkendali setengah gelombang fasa tunggal seperti yang telah dibahas sebelumnya dalam prakteknya jarang digunakan. Kepraktisan dan penggunaan secara umum pada konverter tak terkendali yaitu menggunakan konfigurasi gelombang penuh. Dua konfigurasi yang memungkinkan untuk konverter jenis ini ditunjukkan pada Gambar 1.5. Sifat arus beban dan arus listrik tergantung pada sifat beban impedansi dan ϕ . Tegangan beban selalu positif. Konfigurasi pertama membutuhkan jumlah perangkat yang lebih sedikit namun memerlukan trafo *centre-tap*. Namun trafo kurang dimanfaatkan karena satu bagian dari lilitan sekunder tetap diam pada setiap setengah siklus.

Untuk beban R, arus melalui dioda berhenti ke nol pada $\omega t = \pi$ dan 2π . Oleh karena itu komutasi D_a dan D_b masing-masing terjadi pada $\omega t = \pi$ dan 2π . Tegangan beban atau tegangan keluaran memiliki besaran yang konstan (setengah gelombang sinusoidal). Nilai rerata tegangan keluaran diberikan oleh:

$$V_o \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \quad (1.5)$$

Untuk beban RL , rerata tegangan keluaran dan periode konduksi setiap dioda tetap sama namun bentuk gelombang arus beban berubah dan menjadi kontinu/*non zero*. Arus listrik tidak lagi sinusoidal disebabkan THD yang meningkat.



Gambar 1.5 Konverter tak terkendali gelombang penuh dengan beban yang berbeda (ϕ).

Untuk beban RL , rerata tegangan keluaran dan periode konduksi setiap dioda tetap sama namun bentuk gelombang arus beban berubah dan menjadi kontinu/*non zero*. Arus listrik tidak lagi sinusoidal disebabkan THD yang meningkat.

Dioda D_a (atau $D_1 - D_2$ terpasang pada konfigurasi jembatan (*bridge*)) konduksi dengan arus (i_a) antara $\omega t=0$ dan π . Hal serupa terjadi pada dioda D_b (atau pasangan $D_3 - D_4$) konduksi dengan arus (i_b) antara $\omega t=\pi$ dan 2π . Untuk beban RL , pada $\omega t=\pi$, arus beban mengalir dengan signifikan melewati D_a sehingga D_a penuh dengan *carrier*. Namun setelah $\omega t=\pi$, D_a (atau pasangan $D_3 - D_4$) menjadi bias maju maka akan konduksi dan catu tegangan muncul di seluruh dioda konduksi tersebut. Kedua dioda (yang bekerja sebagai saklar) menghubungkan-singkatkan catu tegangan masukan v_a dan v_b . Selanjutnya arus hubung singkat dialirkan dari katoda ke anoda D_a secara sesaat. Ketika besar arus menjadi hampir sama dan berlawanan dengan i_a , arus murni perangkat (D_a) menjadi nol. Kondisi ini menetralkan *carrier* di dalam dioda (D_a) sehingga komutasi terjadi. Sehingga karena konduksi D_b , maka v_b mencapai (tegangan positif) di katoda D_a . Kondisi $v_b > v_a$ adalah bias balik dioda D_a .

Pada kasus beban RC paralel, arus beban dan tegangan keluaran menjadi kontinu atau tidak nol (*non-zero*) seperti telah dijelaskan pada pembahasan sebelumnya. Pada kasus ini, arus listrik mengalir di dalam paruh pertama bagian dari setiap setengah siklus.

Contoh 1.1

Tegangan masukan AC dari konverter tak terkendali setengah gelombang adalah 100 V. Tunjukkan perbedaan beban RL, tegangan rerata atau tegangan keluaran DC pada konverter yang tergantung beban.

Penyelesaian

Rumus dari tegangan keluaran DC pada beban *RL* diberikan oleh:

$$\begin{aligned}V_o &= \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos \beta) = \frac{\sqrt{2} \cdot 100}{2\pi} (1 - \cos \beta) \\ &= 22.5(1 - \cos \beta)\end{aligned}$$

Variasi β pada nilai yang berbeda dari \emptyset . Pada konverter tak terkendali $\alpha=0$. Komputasi V_o ditunjukkan pada Tabel 1.1.

Tabel 1.1 Komputasi V_o .

ϕ (°)	β (°)	V_o (V)
0	180,0	45,00
30	210,1	41,96
60	244,3	32,26
90	360,0	0,00

BAB 2: KONVERTER TERKENDALI

Istilah penyearah terkendali digunakan untuk penyearah dengan tegangan keluaran yang dikendalikan secara elektronik. Saklar yang digunakan biasanya adalah SCR, karena dalam jenis rangkaian ini (thyristor) penyakelaran secara alami di bawah kendali tegangan catu (komutasi jaringan, komutasi alami). Nama lain untuk jenis rangkaian ini adalah pengendali DC. Penyearah terkendali cocok untuk aplikasi dalam kendali motor DC, penyedia proses elektrokimia, peralatan las DC, kendali motor universal kecil dan lain sebagainya.

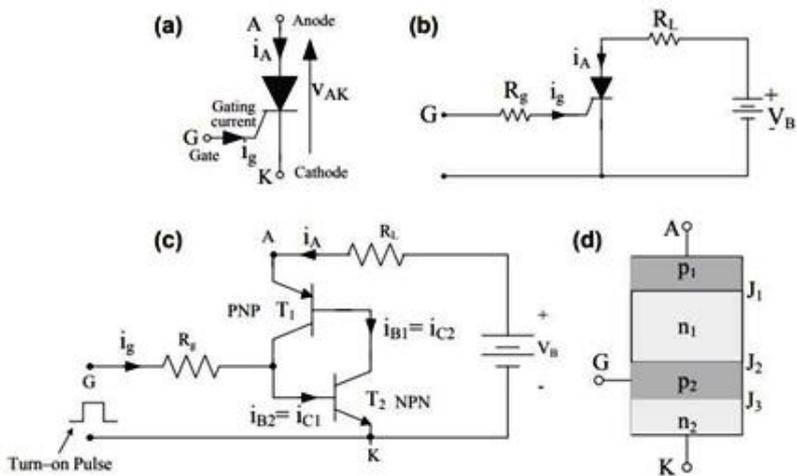
Pada rangkaian sebelumnya, rerata tegangan keluaran (V_o) bernilai konstan untuk beban yang diberikan dan untuk masukan yang diberikan, atau dapat juga disebut sebagai tegangan utama (v). Jika trafo otomatis digunakan, tegangan keluaran DC yang dapat diatur bisa diperoleh dengan memvariasikan tegangan masukan AC. Namun cara ini akan membutuhkan biaya yang banyak dan konstruksi trafo otomatis yang besar. Alternatif lain yaitu, dioda pada rangkaian sebelumnya (Gambar 1.1 hingga Gambar 1.5) dapat diganti dengan thyristor. Sehingga V_o dapat dikendalikan dengan tunda waktu atau sudut penyakelaran (α). Maka bisa diperoleh tegangan keluaran DC yang dapat diatur. Ada dua konfigurasi

sirkuit konverter fasa terkendali, yaitu konfigurasi setengah gelombang atau jenis 1 pulsa (kendali selesai pada setengah siklus saja) dan konfigurasi gelombang penuh atau jenis 2 pulsa (kendali selesai di kedua setengah siklus). Konfigurasi tersebut memasok rerata tegangan keluaran positif (konverter semi/konverter setengah) sebaik rerata tegangan keluaran positif dan negatif (konverter penuh). Konverter penuh gelombang penuh dua pulsa disebut juga sebagai konverter terkendali penuh gelombang penuh. Konverter ini dapat beroperasi pada kuadran pertama maupun kuadran keempat dari bidang karakteristik keluaran v_o-i_o . Namun operasi pada kuadran keempat hanya untuk beban R-L-E aktif (misal: *forward braking* pada motor DC) atau untuk beban R-L-R (negatif) pada mode proses inversi DC ke AC (misal: dari sumber DC). Konverter semi hanya beroperasi pada kuadran pertama.

Agar dapat dipahami secara lebih dalam, maka pada sub bab selanjutnya dibahas tentang thyristor yang digunakan pada konverter terkendali. Kemudian sub bab selanjutnya membahas tentang jenis-jenis konverter terkendali.

2.1. Thyristor Silikon Penyearah Terkendali

Thyristor adalah *silicon-controlled rectifier* (SCR) dan terdiri dari struktur pnpn empat lapisan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.1. Thyristor dapat dianggap sebagai kombinasi dari dua transistor seperti pada Gambar 2.1c.

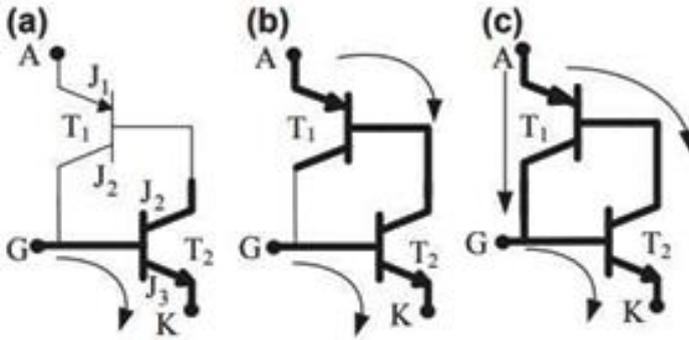


Gambar 2.1 Operasi khas thyristor. (a) skematik thyristor, (b) rangkaian daya thyristor (c) dua model perilaku transistor dari thyristor (d) struktur thyristor.

Thyristor memiliki terminal tambahan yang disebut dengan gerbang (*gate*). Terminal ini memberikan kemampuan untuk thyristor ketika bias maju untuk dihidupkan pada waktu tertentu. Jika thyristor bias maju (misal $V_{AK} > 0$) dengan menerapkan gerbang tegangan

antara gerbang dan katoda, maka thyristor *on* dan arus mengalir dari anoda ke katoda. Pulsa gerbang memicu thyristor hanya selama langkah positif dari pulsa dank karena konstruksi internal yang melekat pada keadaan aktif. Ketika thyristor berada dalam keadaan terkunci ke keadaan ini, maka tidak perlu lagi pulsa gerbang. Keadaan konduksi dari thyristor akan berakhir ketika thyristor menjadi bias balik (yaitu $V_{AK} < 0$) seperti yang terjadi dengan dioda.

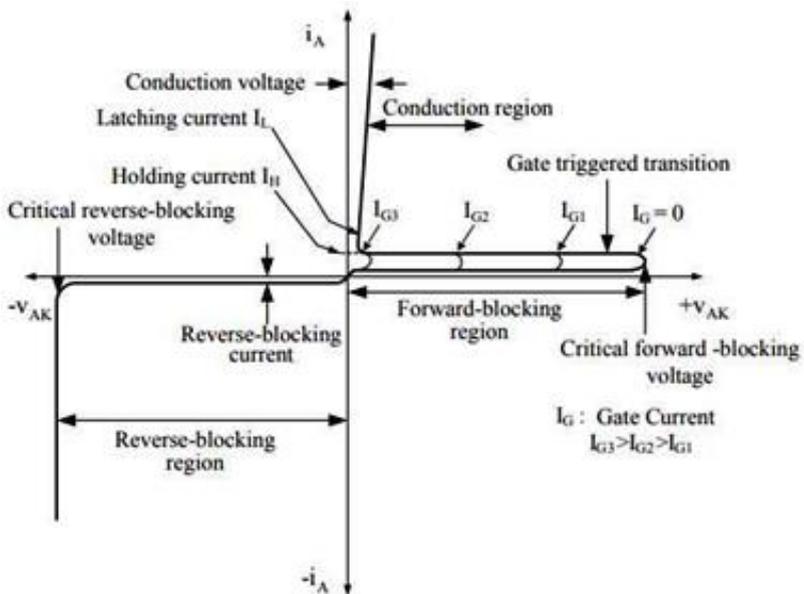
Dilihat dari Gambar 2.1c, ketika thyristor bias maju dan pulsa gerbang diterapkan ke gerbang thyristor, maka transistor T_2 mulai konduksi (dapat dilihat pada Gambar 2.2a) yang memungkinkan arus mengalir melalui basis transistor. Oleh karena itu, arus i_A mulai mengalir dari rangkaian eksternal ke perangkat T_1 seperti pada Gambar 2.2b. Arus kolektor transistor T_1 diinjeksikan ke dalam basis transistor T_2 (misal $i_{B2} = i_{C1}$) yang menghasilkan konduksi T_2 (seperti pada Gambar 2.2c).



Gambar 2.2 Perilaku thyristor pada tahap *on*. (a) Tahap 1 (T_2 dinyalakan), (b) tahap 2 (T_1 dinyalakan), (c) tahap 3 (arus mengalir dari anoda ke katoda). Tanda panah menunjukkan arah aliran arus.

Tahap-tahap operasi ini menghasilkan proses penguncian transistor yang menyebabkan perangkat tetap dalam kondisi konduksi bahkan jika pulsa gerbang dilepas dari gerbang. Agar thyristor menuju ke status *blocking state*, arus anoda i_{SCR} harus dikurangi menjadi nol. Pada kenyataannya, mematikan thyristor dicapai pada nilai arus sedikit lebih besar dari nol. Arus ini disebut *holding current* dan dilambangkan dengan i_H . Hal ini terjadi karena proses penguncian tidak bisa efektif ketika arus anoda menjadi kurang dari *holding current*. Ketika thyristor bergerak dari *forward-blocking state* ke kondisi konduksi, rangkaian eksternal harus memungkinkan arus anoda mengalir cukup untuk menjaga perangkat terkunci. Arus anoda minimum yang akan menyebabkan perangkat tetap dalam konduksi

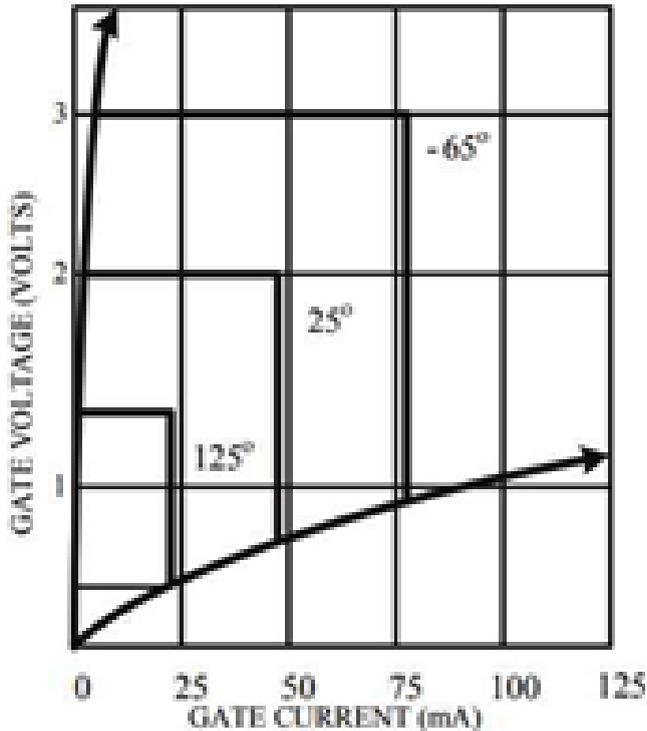
maju karena tersaklar dari *forward-blocking* disebut arus kait (*latching-current*) yang dilambangkan dengan i_L . Nilai *holding current* lebih rendah daripada *latching current* dan keduanya diberikan oleh spesifikasi pabrik. Kurva karakteristik i_A - V_{AK} dari perangkat thyristor khas disajikan pada Gambar 2.3.



Gambar 2.3 Kurva karakteristik i_A - V_{AK} thyristor.

Tegangan gerbang dan tingkat arus yang diperlukan untuk menyalakan thyristor tergantung pada suhu persimpangan (*junction*) perangkat. Ketika suhu persimpangan meningkat, maka gerbang menjadi lebih sensitif. Kondisi kebalikannya berlaku untuk nilai suhu di

bawah nominal seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4. Untuk operasi yang andal dalam hal aplikasi suhu rendah, arus yang memadai harus dicatu ke gerbang perangkat.



Gambar 2.4 Arus dan tegangam gerbang kritis diperlukan untuk menghidupkan thyristor.

Seperti dapat dilihat dari kurva karakteristik i_A-V_{AK} pada Gambar 2.3, thyristor beroperasi di salah satu dari tiga kondisi berikut:

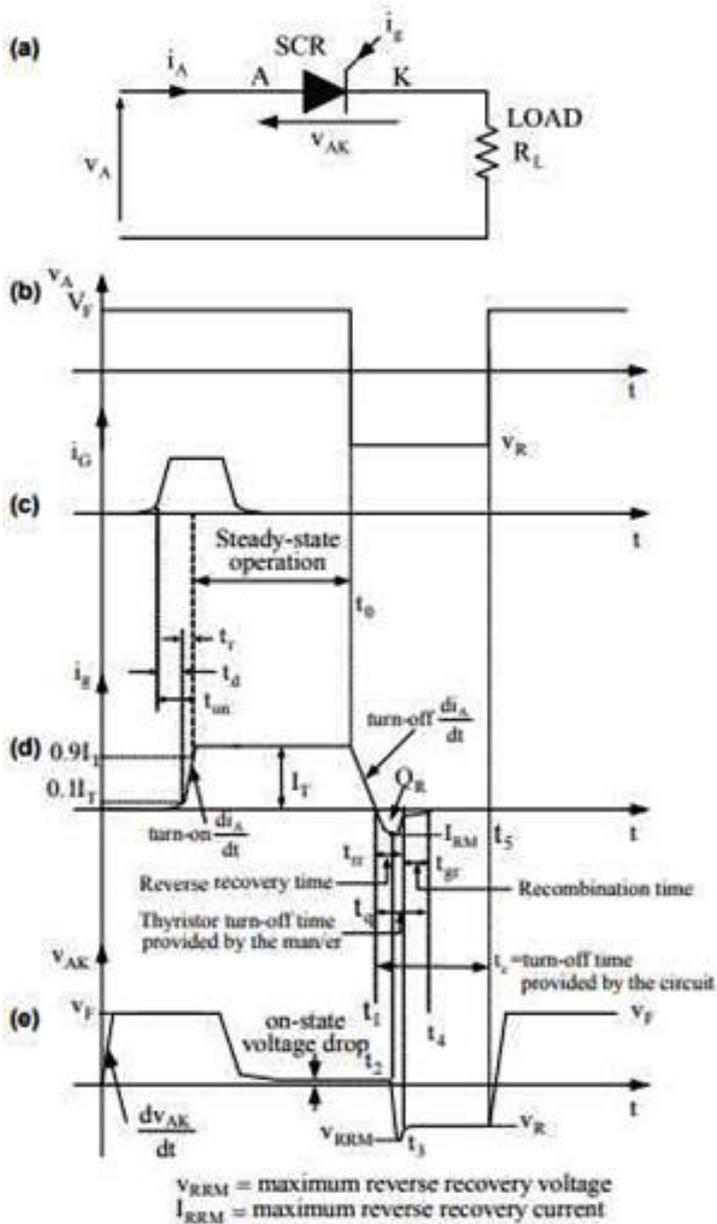
- a. Kondisi konduksi: ketika thyristor bias maju (misal $V_{AK} > 0$) dan sinyal gerbang diterapkan antara gerbang dan katoda. Thyristor *on* dan arus mulai mengalir dari anoda ke katoda.
- b. *Forward-blocking state*: selama kondisi ini, meskipun transistor bias maju, thyristor tidak konduksi tetapi berada dalam *forward-blocking state*. Jika pulsa gerbang diterapkan, maka thyristor akan disakelarkan ke kondisi konduksi.
- c. *Reverse-blocking state*: selama kondisi ini thyristor dibias balik (misal $V_{AK} \leq 0$) dan akibatnya thyristor tidak konduksi meskipun sinyal gerbang diterapkan dan tegangan negatif diterapkan antara anoda dan katoda. Thyristor bergerak ke *reverse-blocking state* dan akibatnya thyristor *off*.

Jika tegangan *forward-blocking* melebihi spesifikasi pabrikan, yaitu tegangan *forward critical blocking* (seperti pada Gambar 2.3), thyristor menyakelar dari *forward-blocking state* ke kondisi konduksi tanpa pulsa gerbang. Jika tegangan *reverse blocking* melebihi spesifikasi pabrik, thyristor kehilangan kemampuan memblokir saat arus I_A mengambil nilai tinggi dan thyristor akan rusak. Tegangan balik kritis ini disebut *breakdown voltage*. Biasanya, gerbang memicu kebutuhan arus dari thyristor spesifik adalah $I_{GT} = 100$ mA untuk suhu persimpangan 25° C.

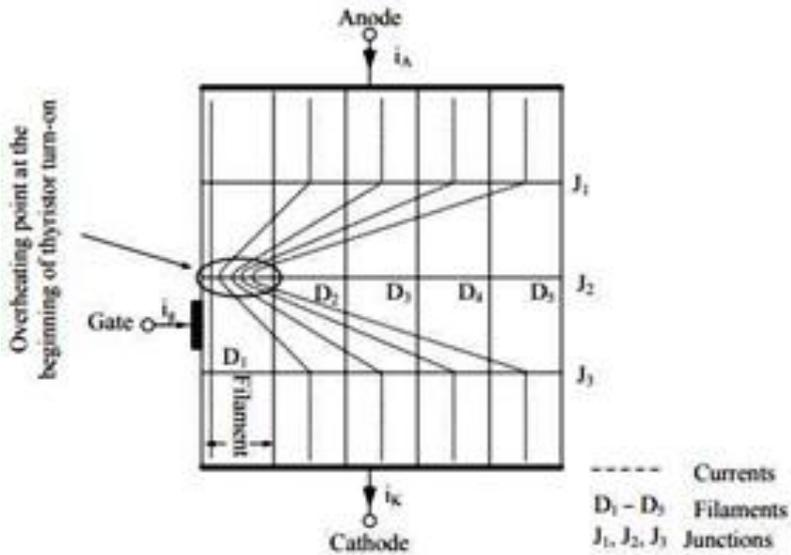
2.1.1. Perilaku Dinamis Thyristor

Gambar 2.5a menunjukkan rangkaian thyristor yang akan digunakan untuk mempelajari karakteristik penyakelaran dari thyristor. Selain itu, Gambar 2.5b hingga 2.5e menyajikan bentuk gelombang yang berbeda yang akan digunakan untuk menjelaskan perilaku dinamis sebuah thyristor. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.5a, awalnya tegangan masukan V_A bernilai positif sehingga thyristor berada dalam *forward-blocking state*. Jika pulsa gerbang diterapkan selama keadaan ini, maka ada jeda waktu t_d sebelum arus anoda i_A mulai naik. Waktu tunda ini (ditunjukkan pada Gambar 2.5d), sekitar beberapa mikrodetik dan disebabkan oleh pergerakan muatan di dalam perangkat thyristor. Pada akhir waktu, arus mulai mengalir melalui thyristor. Ketika thyristor dalam keadaan *on* arus mulai meningkat hingga mencapai nilai akhir I_T , dengan laju kenaikan di/dt (seperti pada Gambar 2.5d). Nilai maksimum di/dt diberikan oleh pabrikan dan harus digunakan oleh perancang karena di luar nilai ini thyristor akan rusak akibat panas berlebih lokal (*hot spot*). Titik panas ini disebabkan oleh fakta bahwa selama thyristor menyalakan arus anoda, i_A tidak memiliki waktu yang tepat untuk didistribusikan secara merata dalam filament thyristor dan ada satu bagian dari filament yang melaluinya arus berlebih mengalir. Fenomena ini ditunjukkan pada

Gambar 2.6. Untuk menghindari fenomena *hot spot* thyristor, sebuah induktor dengan nilai beberapa μH dapat dihubungkan secara seri ke thyristor. Perlakuan yang sama harus diambil dengan laju kenaikan tegangan dV_{AK}/dt yang dapat dilihat pada Gambar 2.5e. ketika thyristor beralih dari keadaan *on* ke keadaan *off*. Jika dV_{AK}/dt melebihi spesifikasi pabrikan, maka thyristor akan *on* secara acak tanpa pulsa gerbang. Waktu yang diperlukan untuk arus i_A meningkat dari 10% ke 90% dari normalnya disebut *rise time* seperti terlihat pada Gambar 2.5d, t_R . jumlah interval waktu t_d dan t_r adalah waktu nyala (t_{on}) thyristor seperti terlihat pada Gambar 2.5d.



Gambar 2.5 Karakteristik penyakelaran dinamis thyristor. (a) Rangkaian thyristor, (b) tegangan masukan rangkaian, (c) pulsa thyristor, (d) arus thyristor, (e) tegangan V_{AK} thyristor.



Gambar 2.6 Fenomena panas berlebih karena di/dt .

Thyristor mati ketika t_0 di mana tegangan negatif diterapkan pada terminal anoda dan katoda (lihat Gambar 2.5b dan 2.5e). Selama thyristor mati, terjadi penundaan waktu pensakelaran dari kondisi *on* ke kondisi *off*. Gambar 2.6b menunjukkan arus anoda dari t_0 berkurang dengan laju kenaikan di/dt yang sama seperti sebelumnya. Alasan pembalikan arus anoda adalah karena keberadaan *carrier* yang disimpan dalam empat lapisan. Arus pemulihan balik menghilangkan kelebihan operator dari ujung persimpangan J_1 dan J_3 antara t_1 dan t_3 . Pada t_2 ketika sekitar 60% dari muatan yang disimpan dihilangkan dari

dua lapisan luar, kepadatan *carrier* di J_1 dan J_3 mulai berkurang dan dengan arus pemulihan balik ini juga mulai berkurang. Pembalikan arus balik cepat di awal tetapi bertahap setelahnya. Ketika proses telah berakhir, persimpangan J_1 dan J_3 kembali ke *blocking state* dan arus anoda pada t_3 adalah sekitar nol. Thyristor sekarang dapat memblokir tegangan negatif, karena persimpangan J_1 dan J_3 bias balik. Namun persimpangan J_2 tetap bias maju karena muatan terperangkap. Muatan yang terperangkap di sekitar J_2 tidak dapat mengalir ke rangkaian eksternal, oleh karena itu muatan yang terperangkap ini harus dihilangkan dengan rekombinasi.

Rekombinasi ini dimungkinkan jika tegangan balik dipertahankan melintasi thyristor, meskipun besarnya tegangan ini tidak penting. Fenomena yang berkaitan dengan aliran arus negatif dalam thyristor disebut pemulihan balik dan pemulihan waktu t_{rr} . Waktu untuk rekombinasi muatan antara t_3 dan t_4 disebut waktu pemulihan gerbang t_{gr} . Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.5e, $t_q = t_{rr} + t_g$ adalah waktu yang diperlukan oleh thyristor untuk mendapatkan kembali kapabilitas untuk *forward-blocking*. Harus diperhatikan bahwa jika tegangan thyristor V_{AK} mengambil nilai positif sebelum mendapatkan kapabilitas *forward-blocking* (yaitu sebelum akhir waktu yang ditentukan oleh pabrikan t_q), maka thyristor akan

dipicu ke dalam kondisi konduksi tanpa perlu pulsa aktif ke gerbang. Waktu *off* yang disediakan untuk thyristor oleh rangkaian daya disebut rangkaian waktu mati t_c . Hal ini didefinisikan sebagai waktu antara waktu instan arus thyristor menjadi nol dan waktu instan dari tegangan balik karena rangkaian daya mencapai nol (dapat dilihat pada Gambar 2.5d). Waktu t_c harus lebih besar dari t_q untuk mematikan secara baik. Jika tidak, perangkat dapat *on* pada saat yang tidak diinginkan, yaitu suatu proses yang disebut dengan kegagalan komutasi.

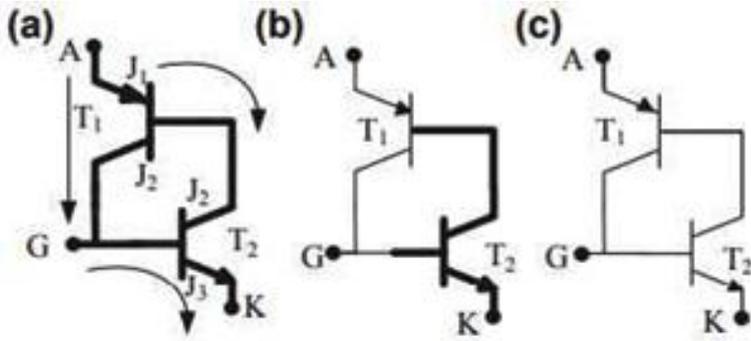
Proses mematikan thyristor disebut komutasi. Komutasi thyristor dapat dicapai dengan menggunakan teknik-teknik berikut:

- a. Komutasi alami, yang dapat dilakukan dengan:
 - Komutasi beban, di mana thyristor dimatikan karena sifat beban.
 - Komutasi jaringan, di mana thyristor dimatikan karena sifat dari sumber jenis tegangan masukan AC. Misalnya ketika tegangan AC diterapkan pada anoda thyristor, pada waktu tertentu untuk sesaat tegangan melintasi thyristor atau arus yang mengalir melalui anoda menjadi nol. Sehingga thyristor

akan mati. Jenis komutasi ini digunakan dalam penyearah thyristor.

- b. Komutasi paksa, yang dapat dilakukan dengan:
- Komutasi arus implus paksa, di mana pulsa arus bantu memaksa thyristor ke dalam keadaan memblokir. Jenis komutasi ini digunakan dalam inverter dan konverter DC-DC yang diimplementasikan dengan thyristor.
 - Komutasi tegangan implus paksa, di mana pulsa tegangan tambagan memaksa transisi thyristor ke keadaan *blocking*. Komutasi ini diterapkan pada konverter DC-DC berbasis thyristor.

Tahap mematikan thyristor ditunjukkan pada Gambar 2.7. Pengadaan tegangan dan arus komutasi thyristor dicapai dengan menerapkan rangkaian bantu, yang disebut dengan rangkaian komutasi. Rangkaian komutasi adalah bagian dari konverter daya yang diimplementasikan dengan thyristor, dan satu-satunya cara untuk mematikan adalah dengan menggunakan teknik komutasi gaya.



Gambar 2.7 Model perilaku tahap mematikan thyristor. (a) tahap 1 (T_1 dan T_2 aktif dan penyearah yang dikontrol silikon sedang konduksi), (b) tahap 2 (T_1 dimatikan), (c) tahap 3 (T_2 dimatikan dan arus berhenti mengalir dari anoda ke katoda).

2.2. Konverter Terkendali Penuh, Setengah Gelombang

Konverter ini merupakan pengembangan dari konverter tak terkendali setengah gelombang pulsa tunggal. Pada beban resistif, konduksi dimulai di $\omega t = \alpha$, dan komutasi terjadi di $\omega t = \pi$ (ditunjukkan pada Gambar 2.8a). Rerata tegangan keluaran selalu positif. Konverter beroperasi dalam kuadran pertama hanya pada karakteristik dari $v_o - i_o$ saja. Nilai rerata v_o diberikan oleh:

$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \, d(\omega t) \quad (2.1)$$

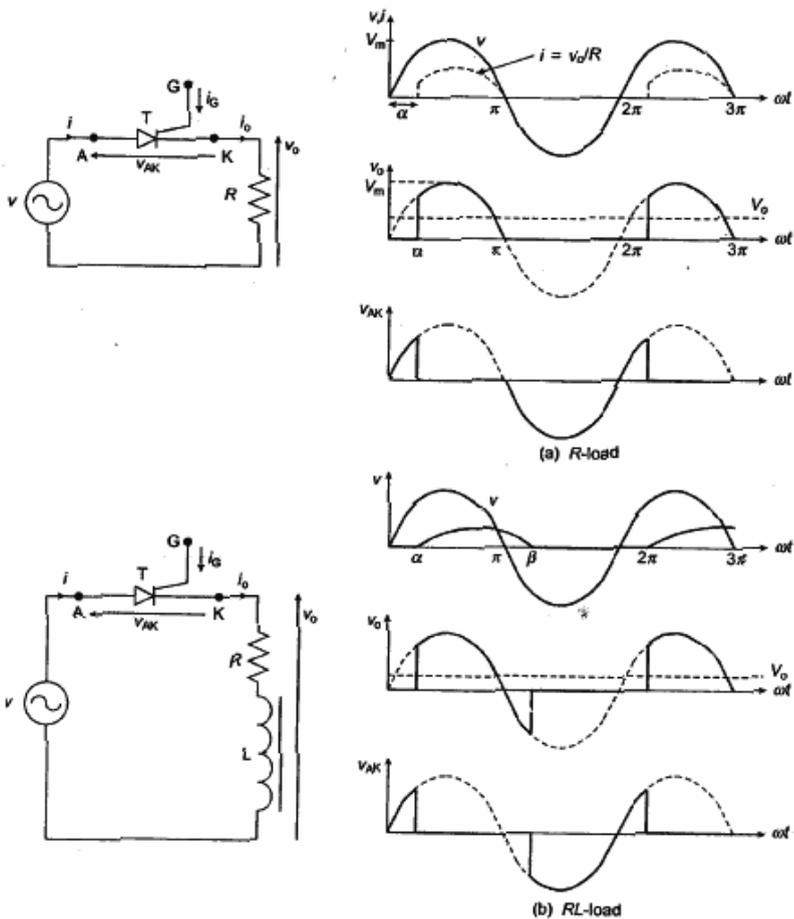
$$= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Untuk beban resistif, arus beban $i_o = v_o/R$ dan nilai reratanya $i_o = V_o/R$. Gambar 2.8b menunjukkan konverter dengan beban RL. Disini thyristor (SCR) tetap dalam kondisi *state* bahkan setelah $\omega t = \pi$, dan akhirnya berkomutasi di β . Selama konduksi SCR berlangsung, persamaan tegangan diberikan oleh:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_m \sin \omega t, \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad (2.2)$$

Sehingga arus masukan atau arus listrik (i) sebagaimana arus beban (i) pada beban RL diberikan oleh:

$$i_o \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) + \sin(\alpha - \phi) \exp \frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} \right], \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad (2.3)$$



Gambar 2.8 Konverter terkendali penuh setengah gelombang.

Bagian kurva pada β terhadap sudut penyakelaran α ditunjukkan pada Gambar 2.8. Pengaruh sudut penyakelaran ditunjukkan pada Gambar 2.8b. Nilai rerata tegangan keluaran diberikan oleh:

$$V_o \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \quad (2.4)$$

Disini periode konduksi *thyritor* dalam setengah siklus positif ($\pi - \alpha$) lebih dari periode konduksi dalam setengah siklus negatif ($\beta - \pi$). Periode ini tergantung pada α dan \emptyset . Oleh karena itu nilai rerata arus beban (i_o) dan tegangan beban (v_o) selalu bernilai positif. Konverter hanya beroperasi dalam kuadran pertama dari $v_o - i_o$ pada beban R dan L. Nilai v_o juga sama terhadap penurunan tegangan resistor, karena rerata penurunan tegangan dari induktor (v_L) lebih dari satu siklus adalah nol. Dengan demikian

$$V_o = V_R + V_L = I_o R \quad (2.5)$$

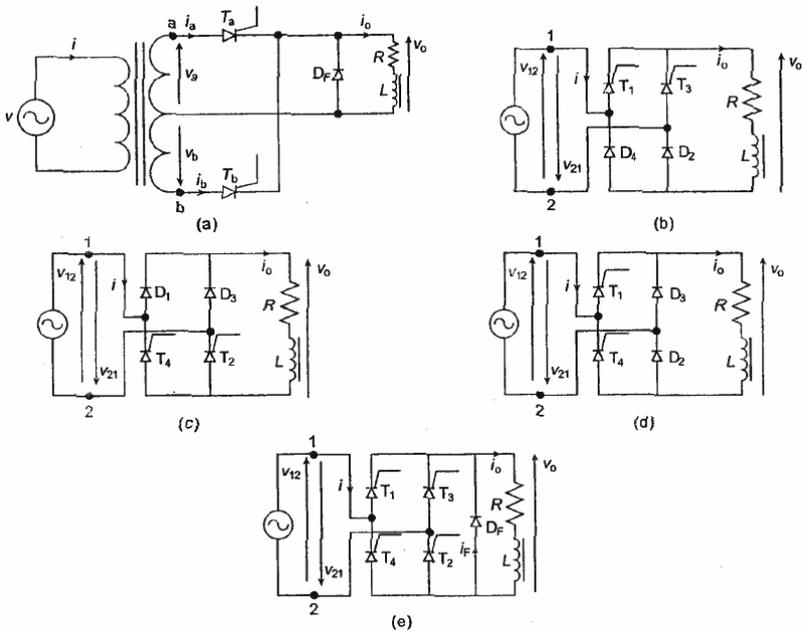
2.3. Konverter Setengah Terkendali, Setengah Gelombang

Jika dioda *freewheeling* (D_f) juga terhubung dengan beban dalam konverter pada Gambar 2.8, maka konverter ini menjadi konverter setengah terkendali setengah gelombang. Pada kasus ini, SCR komutasi pada $\omega t = \pi$ dan oleh karena itu v_o selalu positif pada beban R dan juga beban RL. Rerata v_o bernilai sama seperti diberikan pada (2.1).

2.4. Konverter Setengah Terkendali, Setengah Gelombang

Jika dioda *freewheeling* (D_f) juga terhubung dengan beban dalam konverter pada Gambar 2.8, maka konverter ini menjadi konverter setengah terkendali setengah gelombang. Pada kasus ini, SCR komutasi pada $\omega t = \pi$ dan oleh karena itu v_o selalu positif pada beban R dan juga beban RL. Rerata v_o bernilai sama seperti diberikan pada (2.2).

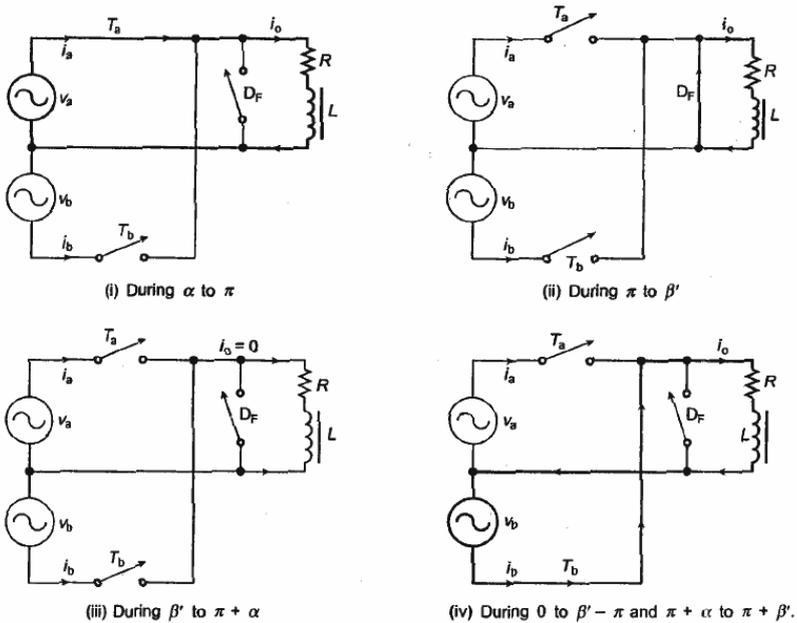
Dalam praktek nyatanya, konverter terkendali setengah gelombang yang telah didiskusikan sebelumnya jarang digunakan. Kesederhanaan dan penggunaan konverter terkendali pada umumnya menggunakan konfigurasi gelombang penuh 2 pulsa. Gambar 2.9 menunjukkan beberapa konfigurasi konverter tersebut.



Gambar 2.9 Berbagai macam konfigurasi rangkaian konverter semi.

Konverter ini dapat juga disebut dengan konverter setengah atau konverter semi dua pulsa. Berbagai macam konfigurasi rangkaian tersedia untuk konverter ini. SCR dan dioda juga digunakan pada rangkaian ini. Meskipun dibutuhkan trafo tambahan dalam konfigurasi pertama, namun jumlah perangkat minimum yang dipakai hanya tiga (ditunjukkan pada Gambar 2.9a). Serupa dengan konfigurasi terakhir, konfigurasi ini memiliki jumlah maksimal perangkat. Pada dasarnya kedua konfigurasi ini dimodifikasi dari konverter terkendali penuh dengan

tambahan dioda *freewheeling* (D_f). Ketika biaya trafo lebih rendah dari biaya perangkat (SCR), konfigurasi pertama akan lebih diminati. Serupa halnya jika konverter terkendali penuh tersedia dengan tambahan dioda, konverter akan bekerja sebagai konverter setengah terkendali, atau semi terkendali. Gambar 2.10 memperlihatkan mekanisme penyakelaran trafo *centre-tapped* berbasis konverter semi dengan arus beban diskontinu.

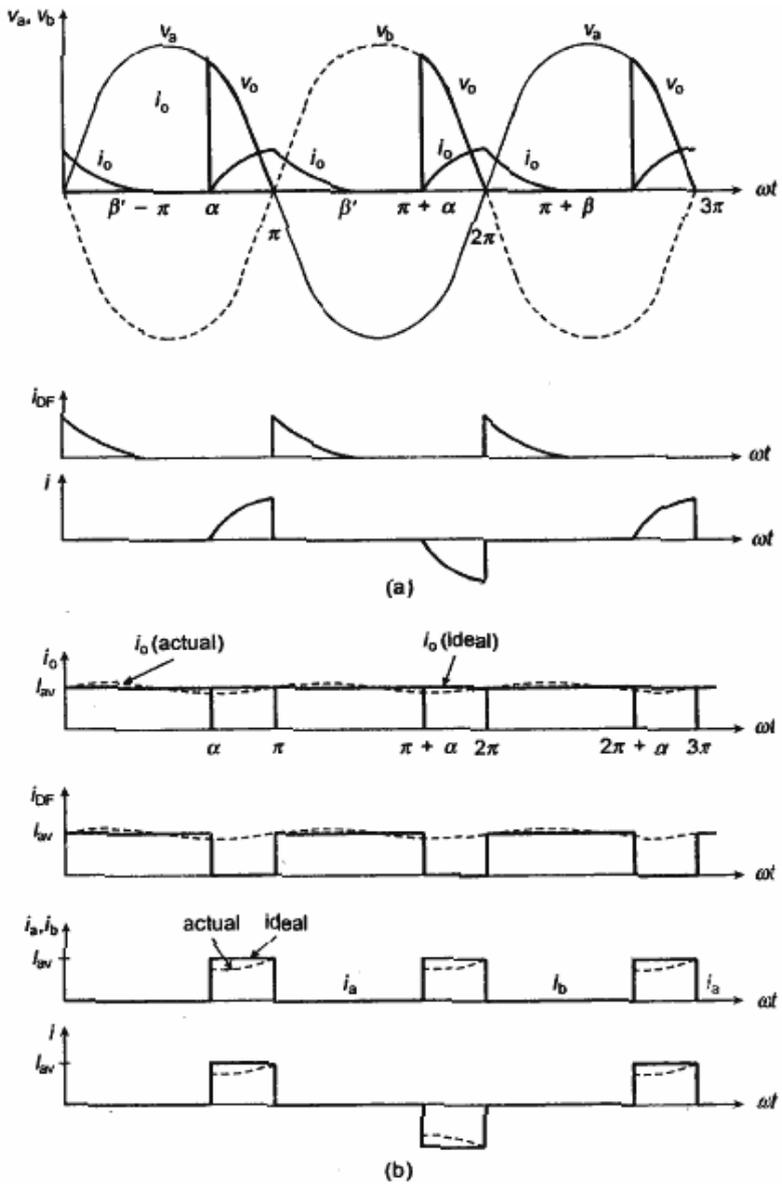


Gambar 2.10 Mekanisme penyakelaran pada konverter semi (dengan trafo *centre-tap*) untuk arus beban yang diskontinu.

Ketika T_a terpicu pada $\omega t = \alpha$ dan konduksi hingga $\omega t = \pi$, maka kondisi ini akan membuat katoda D_f bernilai

negatif dan menjadi bias maju serta konduksi. Arus beban (i_o) dapat menemukan jalur hubung singkat dan mengalir melalui D_F kemudian berlanjut hingga β' . Selama i_o (atau i) berhenti mengalir melewati T_a dan tegangan negatif muncul di atasnya ($v_{AK} = v_a$), maka T_a mengalami komutasi. Pada kondisi ini D_F komutasi di β' , ketika arus yang melewatinya mencapai level nol. Selama setengah siklus kedua, proses yang sama berulang pada T_b . Bentuk gelombang yang relevan ditunjukkan pada Gambar 2.11 untuk arus beban diskontinu dan kontinu.

Selama pemutusan arus beban (dari β' ke $\pi + \alpha$ dan dari $\beta' - \pi$ ke α), tidak ada perangkat yang konduksi (periode kosong). Pada nilai L ($\omega L \gg R$) yang lebar, i_o menjadi kontinu dan tidak terjadi periode kosong (*blanking period*). Namun arus masukan atau arus listrik tidak pernah kontinu.



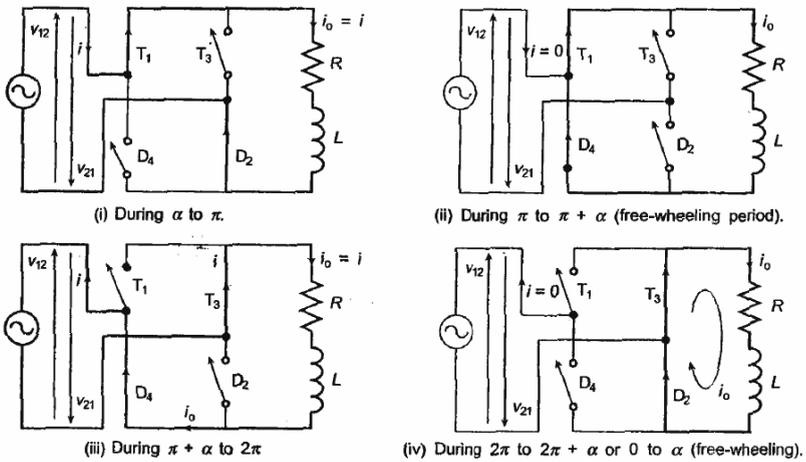
Gambar 2.11 Bentuk gelombang konverter semi (a) untuk i_o diskontinu dan (b) untuk i_o kontinu.

Tabel 2.1 menunjukkan periode konduksi pada setiap perangkat dalam konfigurasi konverter semi yang berbeda (seperti pada Gambar 2.9), ketika arus beban adalah kontinu.

Tabel 2.1 Perangkat konduksi pada konverter semi.

Rangkaian Gambar 2.9.	0 hingga α (2π hingga $2\pi + \alpha$)	α hingga π	π hingga (π $+ \alpha$)	($\pi + \alpha$) hingga 2π
(a)	D_F	T_1	D_F	T_2
(b)	T_3, D_2	T_1, D_2	T_1, D_4	T_3, D_4
(c)	D_1, T_4	D_1, D_2	T_2, D_3	D_3, T_4
(d)	D_2, D_3	T_1, D_2	D_2, D_3	D_3, T_4
(e)	D_F	T_1, T_2	D_F	T_3, T_4

Pada semua rangkaian jembatan (Gambar 2.9b-e) kapanpun catu tegangan menjadi negatif, dioda *freewheeling* (D_F) menjadi bias maju dan konduksi dengan arus beban. Sehingga proses ini menawarkan jalur *freewheeling* untuk arus beban dan catu tegangan negatif tidak mencapai ke beban. Gambar 2.12 menunjukkan mekanisme penyakelaran konfigurasi rangkaian jembatan yang pada Gambar 2.9b.



Gambar 2.12 Mekanisme penyaklaran pada jembatan konverter semi.

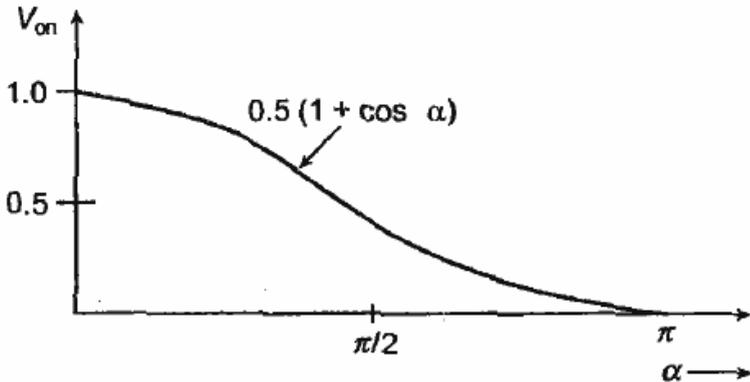
Rerata tegangan keluaran pada arus beban kontinu dan diskontinu serta beban R dan RL bernilai sama, dengan persamaan yang diberikan oleh:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.6)$$

Tegangan keluaran maksimal adalah $V_{o(max)} = 2V_m/\pi$, untuk $\alpha=0$. Kemudian tegangan keluaran normal (V_{on}) diberikan oleh:

$$V_{on} = \frac{V_o}{V_{o(max)}} = \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (2.7)$$

Sehingga V_o tidak bergantung pada beban (R atau RL) dan mudah dikendalikan dengan α (seperti ditunjukkan pada Gambar 2.13).



Gambar 2.13 Tegangan keluaran normal konverter semi pada beban R dan RL .

Contoh 2.1

Penyearah setengah terkendali fasa tunggal memiliki spesifikasi sebagai berikut:

$$\tilde{V}_i = 220 \text{ V } 50 \text{ Hz}, R = 1\Omega, L = 100 \text{ mH}, \text{ dan } \alpha = 45^\circ.$$

- Hitung tegangan dan arus keluaran rata-rata.
- Hitung amplitud komponen harmonik dominan arus keluaran.
- Hitung rating tegangan dan arus dari perangkat semikonduktor.

- d. Verifikasi hasil teoritis dengan hasil simulasi.

Penyelesaian

a.
$$\bar{V}_o = \frac{\tilde{V}_i}{\pi} (\cos\alpha + 1) = \frac{220\sqrt{2}}{\pi} (\cos 45^\circ + 1) = 169,15 \text{ V}$$

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{V}_o}{R} = \frac{169,15}{1} = 169,15 \text{ A}$$

b.
$$\hat{V}_{o,2} = 0,85\sqrt{2}\tilde{V}_i = 0,85\sqrt{2} \times 220 = 264,46 \text{ V}$$

Oleh karena itu, amplitude komponen harmonik kedua arus keluaran adalah:

$$\hat{I}_{o,2} = \frac{\hat{V}_{o,2}}{|Z_{o,2}|} = \frac{\hat{V}_{o,2}}{\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}} = \frac{264,46}{\sqrt{1^2 + (2\pi \times 50 \times 0,1)^2}} = 8,42 \text{ A}$$

- c. Rating tegangan dan arus thyristor diode adalah sama dan di bawah kondisi operasi terburuk diberikan oleh:

$$\bar{I}_{device} = \frac{169,15}{2} = 84,57 \text{ A}$$

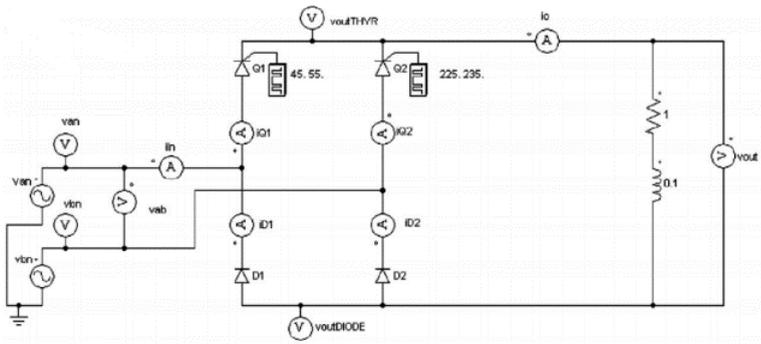
$$\tilde{I}_{device} = \frac{\bar{I}_o}{\sqrt{2}} = \frac{169,15}{\sqrt{2}} = 119,6 \text{ A}$$

$$\hat{I}_{device} = \bar{I}_o + \hat{I}_{o,2} = 169,15 + 84,2 = 253,35 \text{ A}$$

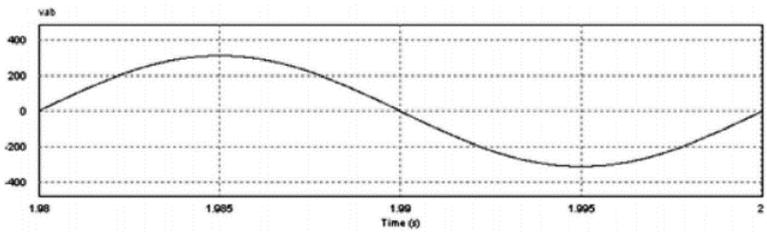
$$\hat{V}_{device} = \sqrt{2}\tilde{V}_i = \sqrt{2} \times 220 = 311,13 \text{ V}$$

- d. Verifikasi dengan simulasi

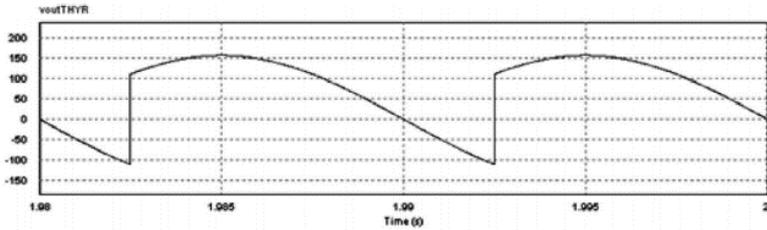
Rangkaian:



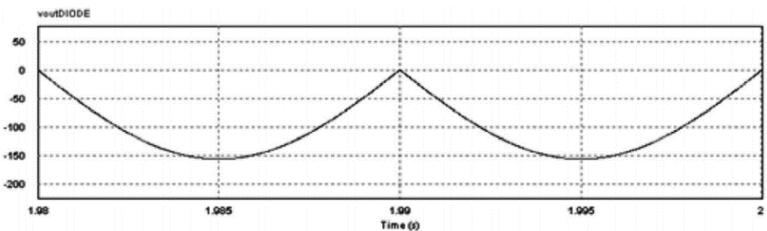
Tegangan masukan:



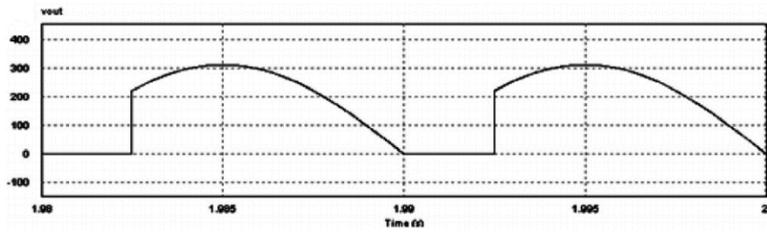
Tegangan keluaran tahap thyristor:



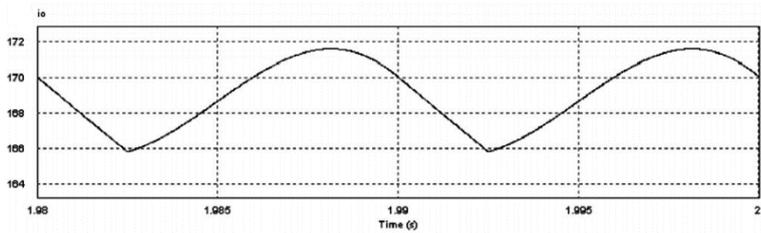
Tegangan keluaran tahap dioda:



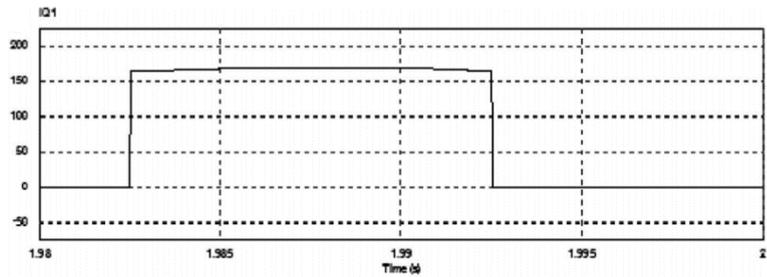
Tegangan keluaran tahap penyearah:



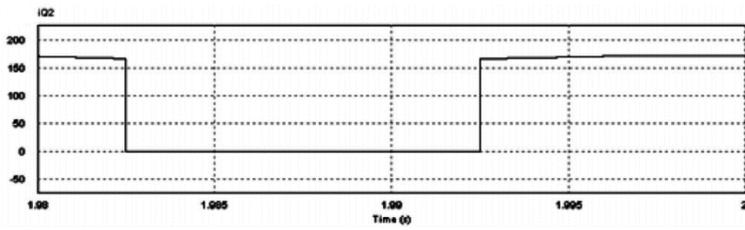
Arus keluaran penyearah:



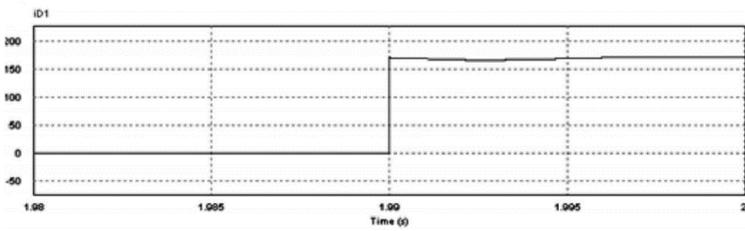
Arus Q_1 :



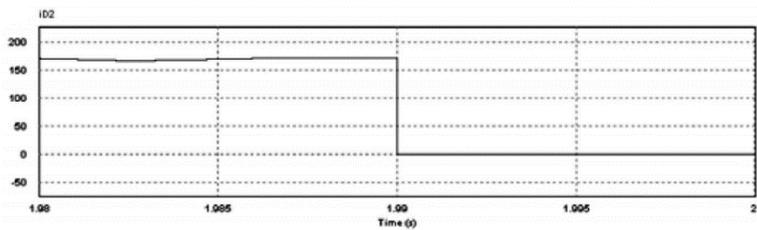
Arus Q_2 :



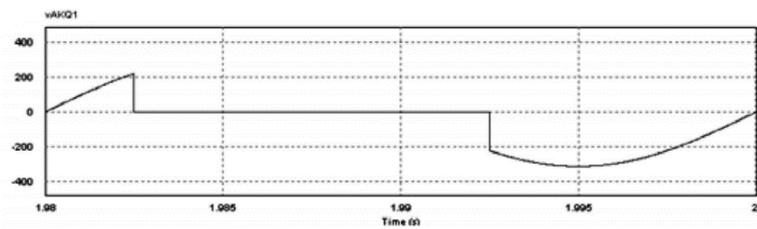
Arus D_1 :



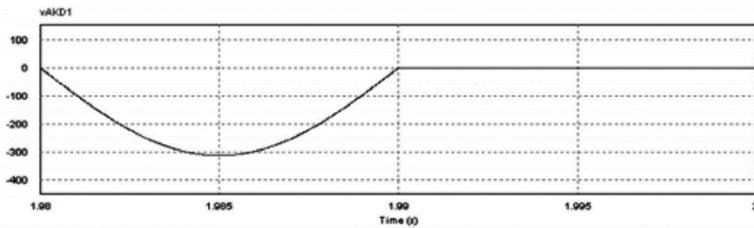
Arus D_2 :



Tegangan melalui Q_2 :



Tegangan melalui D_2 :

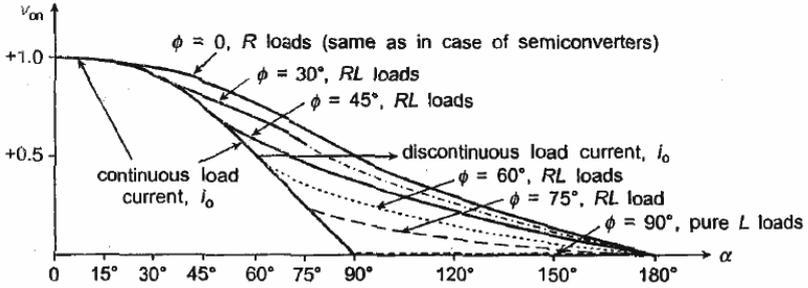
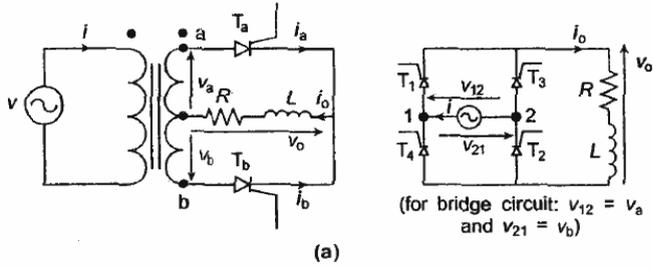


2.5. Konverter Penuh, Gelombang Penuh

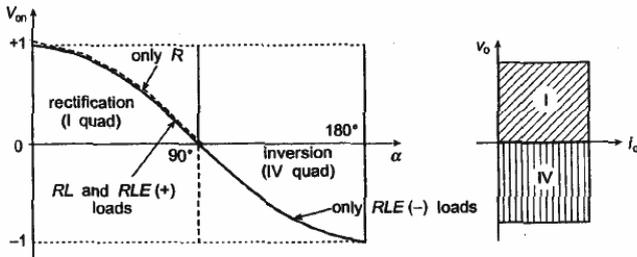
Persyaratan dari gelombang penuh sesuai dengan kendali tegangan keluaran dalam tiap setengah siklus. Serupa dengan syarat gelombang penuh, syarat kendali penuh atau konverter penuh juga sesuai dengan kemampuan kendali konverter pada kuadran pertama dan pada kuadran keempat dari karakteristik keluaran ($V_o - V_i$). Hal ini juga disebut konverter kendali penuh dua pulsa gelombang penuh. Meskipun arus beban hanya mengalir dalam satu arah, namun tegangan keluaran dan daya masukan ke konverter adalah dua arah. Oleh karena itu konverter dapat beroperasi dalam kuadran pertama dan kuadran keempat. Ada dua konfigurasi rangkaian dari konverter ini yang ditunjukkan dalam Gambar 2.

Ketika ukuran, beban dan biaya yang dipengaruhi oleh adanya trafo *centre-tapped* tidak terlalu penting, maka

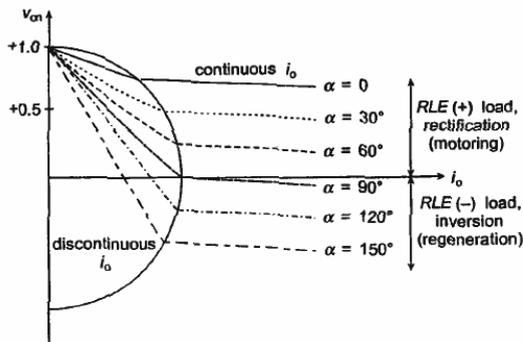
konfigurasi pertama menjadi lebih sederhana dan menarik. Hanya dua SCR dengan koneksi *common* katoda yang dibutuhkan. Rangkaian *gate-trigger* sederhana dengan catu daya DC tunggal dan tanpa *buffer* atau isolasi dapat digunakan (sebagai katoda dari kedua SCR). Namun selain kebutuhan dari trafo dan periode ideal (setengah siklus) lilitan sekundernya, thyristor mengalami penyakelaran dua kali dari catu tegangan puncak yang bernilai $2V_m = 2\sqrt{2} V$.



(b) Rectifier operation of full converters with R and RL loads



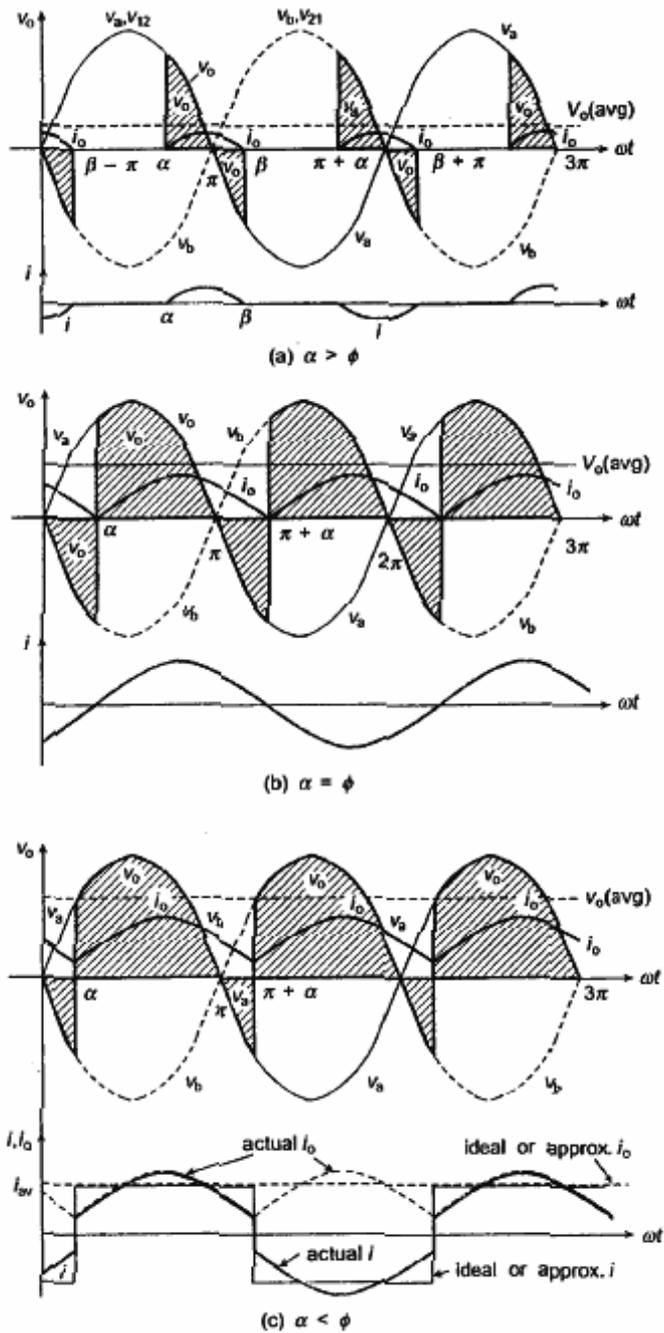
(c) Output characteristics of full converters with continuous i_o ($\phi = 90^\circ$)



Gambar 2.7 Karakteristik keluaran pada konverter penuh.

Konfigurasi rangkaian kedua tidak membutuhkan trafo namun harus menggunakan empat thyristor. Ukuran dan beban pada rangkaian ini lebih kecil. Namun jika biaya trafo lebih rendah dari biaya dua SCR tambahan, maka konfigurasi pertama lebih diminati.

Performa dari konverter tergantung pada sudut penyakelaran (α), dan sudut impedansi (\emptyset). Selama SCR merupakan perangkat satu arah, maka arah arus yang melewatinya (i_A) selalu tetap sama. Namun karena beban RL, konduksi berlanjut bahkan hingga setengah siklus berikutnya. Oleh karena itu dalam kasus konverter penuh, nilai V_o sesaat dapat bernilai positif maupun negatif tetapi nilai rerata tegangan keluaran (V_o) hanya akan menjadi bernilai positif pada beban RL, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.15. Namun pada beban aktif atau beban *RLE* negatif, konverter dapat beroperasi dalam empat kuadran dari $v_o - i_i$ dan V_o menjadi negatif. Arus beban dapat menjadi diskontinu, hanya kontinu (sinusoidal) atau kontinu. Kondisi ini tergantung α dan \emptyset pada beban RL, seperti yang dibahas berikut:



Gambar 2.15 Rangkaian dan bentuk gelombang dari konverter penuh.

2.5.1. Diskontinu I_o ($A > \phi$)

Gambar 2.15 memperlihatkan bentuk gelombang arus beban menyerupai konfigurasi setengah gelombang (1 pulsa) pada Gambar 2.8b. Rumus yang sama pada arus (2.2) berlaku baik. Namun akibat penyakelaran dari SCR lain, ada dua pulsa dalam setiap siklus. Sehingga tegangan rerata atau tegangan keluaran rata-rata pada rangkaian gelombang penuh ini akan menjadi dua kali lipat dari kasus setengah gelombang (pers. 2.5), yang diberikan oleh:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\beta} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \quad (2.6)$$

Ini dibuktikan dari persamaan (2.6) bahwa tegangan keluaran tergantung beban karena β . Nilai β tergantung pada induktansi (L). Pada beban R dan beban RL , V_o selalu bernilai positif dan konverter beroperasi dalam kuadran pertama bidang $v_o - i_o$.

i_o ($\alpha = \phi$)

Dalam kondisi ini, T_a dipicu pada α dan komutasinya pada $\omega t = \beta = \pi + \alpha$ (Gambar 2.15b). Segera sesudahnya T_b dipicu. Ini dibuktikan dari persamaan (2.3), beban dan arus listrik menjadi sinusoidal sebagai istilah sementara untuk

$\alpha = \phi$. Sehingga THD menjadi nol dan PF sama dengan $\cos \phi$. Arus beban diekspresikan dengan persamaan (2.3)

$$i = i_o = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi), \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta$$

$$= \pi + \alpha \quad (2.7)$$

Rerata tegangan keluaran bisa didapatkan dari persamaan (2.6), yang diberikan oleh:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha, \quad (2.8)$$

untuk $\alpha = \phi$ dan $\alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$

Nilai maksimal dan nilai normal dari V_o diberikan oleh:

$$V_{o(max)} = \frac{2V_m}{\pi} \quad \text{dan} \quad V_{on} = \frac{V_o}{V_{o(max)}} = \cos \alpha \quad (2.9)$$

2.5.2. Kontinu I_o ($A < \phi$)

Dalam kondisi ini, arus beban tidak pernah berkurang menjadi nol. Sehingga antara T_a atau T_b akan selalu mengonduksi (Gambar 2.15c). Pada $\omega t = \pi + \alpha$, T_a selalu mengonduksi karena i_a selalu mengikutinya dan v_a serta v_o keduanya bernilai negatif dan v_b sekarang bernilai

positif. Ketika T_b dipicu, proses ini menerapkan tegangan positif pada katoda T_a dan menyediakan jalur alternatif untuk i_o melaluinya sendiri. Arus melalui T_a berhenti dan berkomutasi pada $\omega t = \pi + \alpha$ (anoda adalah negatif dan katoda adalah positif dikarenakan v_b). Pada kondisi ini,

$$V_{AK} = V_a - V_b = -2|V_b| = -2V_a \quad (2.10)$$

Dengan demikian tegangan maksimum selama komutasi T_a (atau T_b) adalah $2V_m$ dan yang muncul pada $\alpha = \pi/2$. Oleh sebab itu kenaikan tegangan SCR harus dua kali lipat dari konfigurasi jembatan. Nilai v_o sesaat adalah positif pada beban R serta bernilai positif dan negatif pada beban RL . Namun nilai rerata selalu positif. Keadaan ini sama seperti yang diberikan dalam persamaan (2.8) kecuali $\alpha \leq \phi$. Nilai maksimum dan nilai normal adalah sama seperti yang diberikan dalam persamaan (2.9). Ketika ϕ (maka α) tidak dapat menjadi lebih dari 90° (pada beban yang sangat induktif), V_{on} bervariasi dari $+1.0$ hingga 0 seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.14.

Pada kasus ini, arus beban adalah sama pada $\omega t = \pi + \alpha$. Oleh karena itu dengan substitusi kondisi persamaan (2.2) tersebut, arus beban diberikan oleh

$$i_o = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) + \frac{2 \sin(\alpha - \phi)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\tan \phi}\right)} \exp\frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} \right], \quad (2.11)$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$$

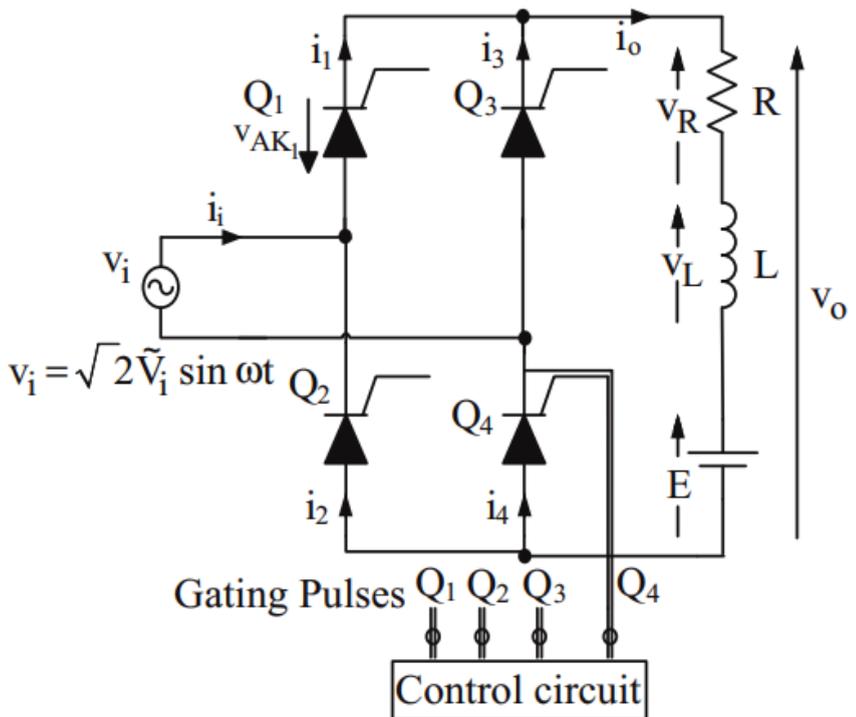
Dalam semua kondisi tunda waktu atau sudut penyakelaran, rerata atau arus keluaran rata-rata, $I_o = V_o/R$.

Dalam kasus konfigurasi *bridge* (Gambar 2.15a), ketika pasangan T_1-T_2 sedang konduksi, pasangan T_3-T_4 dipicu pada $\omega t = \pi + \alpha$. T_3 berlaku sebagai tegangan positif (v_{21}) pada katoda T_1 , sementara T_4 berlaku sebagai tegangan negatif (v_{12}) pada anoda T_2 . Kedua perangkat ini (T_3 dan T_4) memberikan jalur alternatif untuk arus beban induktif (i_o). Sehingga arus melewati T_1 dan T_2 berhenti dan komutasi perangkat ini terjadi pada $\omega t = \pi + \alpha$. Kondisi yang sama terulang pada pasangan T_3-T_4 dalam setengah siklus berikutnya.

Contoh 2.2

Penyearah thyristor terkendali fasa penuh yang ditunjukkan pada dibawah (penyearah thyristor terkendali) memiliki spesifikasi berikut:

$\tilde{V}_i = 120 \text{ V } 60 \text{ Hz}$, $R = 10 \Omega$, $L = 20 \text{ mH}$, $E = 0 \text{ V}$ dan $\alpha = 60^\circ$.



- Tentukan fungsi arus keluaran.
- Hitung arus keluaran rata-rata.
- Hitung daya yang dikonsumsi oleh beban.

Penyelesaian

$$\omega = 2\pi f = 2\pi(60) = 377 \text{ rad/s}$$

$$|Z_o| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{10^2 + (377 \times 0,22)^2} = 12,5 \Omega$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{377 \times 0,22}{10} \right) = 37^\circ = 0,646 \text{ rad}$$

$$\alpha = 60^\circ = 1,47 \text{ rad}$$

a. Arus keluaran untuk $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ diberikan oleh:

$$\begin{aligned} i_o(\omega t) &= \frac{\sqrt{2}\tilde{V}_i}{|Z_o|} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \right] \\ &= 13,5 \sin(\omega t - 0,646) - 21,2e^{-\omega t/0,754} \text{ A} \end{aligned}$$

Memecahkan persamaan di atas dengan metode numerik untuk $i_o(\beta) = 0$ menghasilkan sudut mematikan (*turn-off*) $\beta = 3,78$ rad atau 216° . Oleh karena itu, ketika pasangan thyristor Q_1 dan Q_4 sedang konduksi, arus mengalir ke beban sela interval $60^\circ \leq \omega t \leq 216^\circ$. Oleh karena itu, pasangan thyristor lainnya Q_2 dan Q_3 akan mulai konduksi pada $\pi + \alpha = 180^\circ + 60^\circ = 240^\circ$ di mana arus adalah nol, dan akibatnya arus keluaran penyearah diskontinu. Nilai sudut mematikan dapat ditemukan juga dari hubungan $\beta \approx \pi + \phi = 180^\circ + 37^\circ = 217^\circ$.

b. Arus keluaran rata-rata dapat dihitung dengan

$$\bar{V}_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2} \tilde{V}_i \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \tilde{V}_i}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

Sehingga,

$$\begin{aligned} \bar{I}_o &= \frac{\bar{V}_o}{|Z_{o,0}|} = \frac{\bar{V}_o}{\sqrt{R^2 + (0 \times L)^2}} = \frac{\bar{V}_o}{R} = \frac{\sqrt{2} \tilde{V}_i}{R\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \\ &= \frac{120\sqrt{2}}{10\pi} (\cos 60^\circ - \cos 216^\circ) = 7,05 \text{ A} \end{aligned}$$

- c. Daya yang dikonsumsi oleh resistor beban adalah: $P_R = \hat{I}_o^2 R$ dimana

$$\begin{aligned} \bar{I}_o &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_o^2(\omega t) d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left(13,5 \sin(\omega t - 0,646) - 21,2e^{-\frac{\omega t}{0,754}} \right)^2 d(\omega t)} \\ &= 8,35 \text{ A} \end{aligned}$$

Oleh karena itu, $P_R = (8,35)^2(10) = 697 \text{ W}$

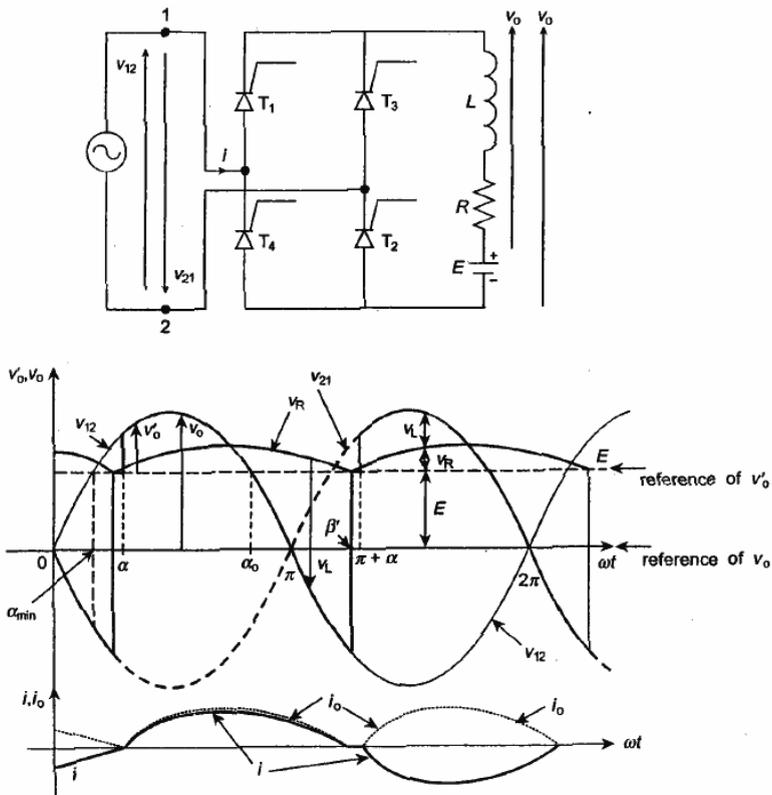
2.6. Konverter Penuh, Dengan Beban *RLE*

Konverter seringkali diperlukan untuk kendali kecepatan dan torsi dalam penggerak motor DC. Resistansi, induktansi dan GGL balik (*back emf*) (E) digunakan untuk

mewakili rangkaian angker (*armature*) motor DC. Arus beban kontinu dan diskontinu mengalir dalam rangkaian angker.

2.6.1. Arus Beban Diskontinu

Bentuk gelombang rangkaian ini ditunjukkan pada Gambar 2.16 dengan arus beban diskontinu.



Gambar 2.16 Rangkaian Konverter Penuh dengan beban $RLE (+)$.

Pada kasus ini T_4 tidak dapat dipicu kecuali tegangan anodanya (v_{12}) lebih besar dari E . Oleh karena itu konduksi T_a tidak dapat memulai konduksi sebelum α_{min} dan setelah α_o . Disini α_{min} kurang dari $\pi/2$ dan $\alpha_o = \pi - \alpha_{min}$. Nilai α_{min} diberikan oleh:

$$\alpha_{min} = \sin^{-1}m \quad (2.12)$$

dimana $m = E/V_m$. Arus listrik atau arus beban dapat ditemukan dengan menyelesaikan persamaan tegangan:

$$V_m \sin \omega t = L \frac{di}{dt} + Ri + E, \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta' \quad (2.13)$$

Ini memberikan,

$$\begin{aligned} i_o = i &= \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \exp \frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} \right] \\ &\quad - \frac{E}{R} \left(1 - \exp \frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} \right) \\ &= \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \exp \frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} - \frac{m}{\cos \phi} - \frac{E}{R} \left(1 - \exp \frac{\alpha - \omega t}{\tan \phi} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \beta'$$

Nilai daira β' dapat diperoleh dengan metode iterasi, menggunakan persamaan di atas untuk $i(\beta'i) = 0$. Nilai rerata tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_o = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\beta'} V_m (\sin \omega t) d(\omega t) + \int_{\beta'}^{\pi+\alpha} E d(\omega t) \right] \quad (2.15)$$

$$= \frac{V_m}{\pi} [(\cos \alpha - \cos \beta') + m(\pi - \beta' + \alpha)], \quad (2.16)$$

$$\alpha < \beta' < \pi + \alpha$$

dan

$$I_o = \frac{V_m}{\pi R} [(\cos \alpha - \cos \beta') - m(\beta' - \alpha)] \quad (2.17)$$

2.6.2. Arus Beban Kontinu

Pada arus kontinu, $\beta' = \pi + \alpha$, dan mengacu persamaan di atas maka akan dimodifikasi. Rerata tegangan keluaran adalah sama dengan rerata tegangan keluaran pada konverter terkendali penuh gelombang penuh, seperti diberikan pada (2.8). Kondisi ini bernilai positif dan hanya bergantung pada α dimana $\alpha < \phi$. Nilai rerata arus beban diberikan oleh:

$$I_o = \frac{V_m}{R} \left(\frac{2}{\pi} \cos \alpha - m \right) \quad (2.18)$$

Contoh 2.3

Pada penyearah thyristor terkendali yang ditunjukkan oleh gambar pada contoh 2.2, diberikan spesifikasi sebagai berikut:

$v_i = 230\sqrt{2} \sin(100\pi t)$, $R = 4 \Omega$, $L = 40 \text{ mH}$, $E = 80 \text{ V}$, dan sudut bakar $\alpha = 30^\circ$.

- Arus keluaran rata-rata.
- Arus keluaran rms.
- Daya yang dikirim ke sumber E .
- Faktor daya masukan.

Penyelesaian

$$\begin{aligned}\varphi &= \text{sudut impedansi beban} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f L}{R} \right) \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{2\pi \times 30 \times 0,04}{4} \right) = 72,34^\circ\end{aligned}$$

Selama $\varphi > \alpha$, arus keluaran adalah kontinu.

- Tegangan keluaran rata-rata dihitung dengan menggunakan persamaan berikut

$$\bar{V}_o = \frac{2\sqrt{2}\tilde{V}_i}{\pi} \cos\alpha = \frac{2\sqrt{2} \times 230}{\pi} \cos 30^\circ = 179 \text{ V}$$

Selama $V_o = V_R + V_L + E$, kemudian tegangan rata-rata melewati resistor maka diberikan oleh:

$$\bar{V}_R = \bar{V}_o - \bar{V}_L - E = \bar{V}_o - E = \bar{I}_o R \text{ (selama } \bar{V}_L = 0)$$

Atau

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{V}_o - E}{R} = \frac{179 - 80}{4} = 24,8 \text{ A}$$

b. Arus keluaran rms adalah:

$$\tilde{I}_o = \sqrt{\bar{I}_o^2 + \left(\frac{\hat{I}_{o,2}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{I}_{o,4}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots} \approx \sqrt{\bar{I}_o^2 + \left(\frac{\hat{I}_{o,2}}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

dimana

\bar{I}_o = nilai rata-rata arus keluaran

$\hat{V}_{o,2}$ = amplitudo tegangan keluaran komponen

harmonik ke-2 = $\sqrt{\hat{V}_{o1,2}^2 + \hat{V}_{o2,2}^2}$

$\hat{I}_{o,2}$ = amplitudo tegangan keluaran komponen harmonik

ke-2 = $\frac{\hat{V}_{o,2}}{\sqrt{R^2 + (2\omega L)^2}}$

Dengan persamaan

$$= \frac{\sqrt{2}\hat{V}_i}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad n = 2, 4, 6, \dots$$

dan

$$= \frac{\sqrt{2}\hat{V}_i}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad n = 2, 4, 6, \dots$$

maka hasil diperoleh sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{o1,2} &= \frac{\sqrt{2}\hat{V}_i}{\pi} \left[\frac{\cos 3\alpha}{3} - \cos \alpha \right] = 207 \left(\frac{\cos 90^\circ}{3} - \cos 30^\circ \right) \\ &= 207(0 - 0,866) = -179,27 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{V}_{o,2} &= \frac{2\sqrt{2}\hat{V}_i}{\pi} \left[\frac{\sin 3\alpha}{3} - \sin \alpha \right] \\ &= \frac{2\sqrt{2} \times 230}{\pi} \left[\frac{\cos 90^\circ}{3} - \sin 30^\circ \right] \\ &= 207 \left(\frac{1}{3} - 0,5 \right) = -34,5 \text{ V}\end{aligned}$$

Oleh karena itu,

$$\hat{V}_{o,2} = \sqrt{(-34,5)^2 + (-179,27)^2} = 182,5 \text{ V}$$

Amplitudo komponen harmonik kedua arus keluaran adalah:

$$\begin{aligned}\hat{I}_{o,2} &= \frac{182,5}{\sqrt{4^2 + (2\omega L)^2}} = \frac{182,5}{\sqrt{16 + (2 \times 120\pi \times 40 \times 10^{-3})^2}} \\ &= \frac{182,5}{30,4} = 6 \text{ A}\end{aligned}$$

Dan nilai rms adalah $\tilde{I}_{o,2} = \frac{6}{\sqrt{2}} = 4,2 \text{ A}$.

Oleh karena itu,

$$\tilde{I}_o = \sqrt{(24,8)^2 + (4,2)^2} = 25,15 \text{ A}$$

c. Daya yang diserap oleh sumber DC beban adalah:

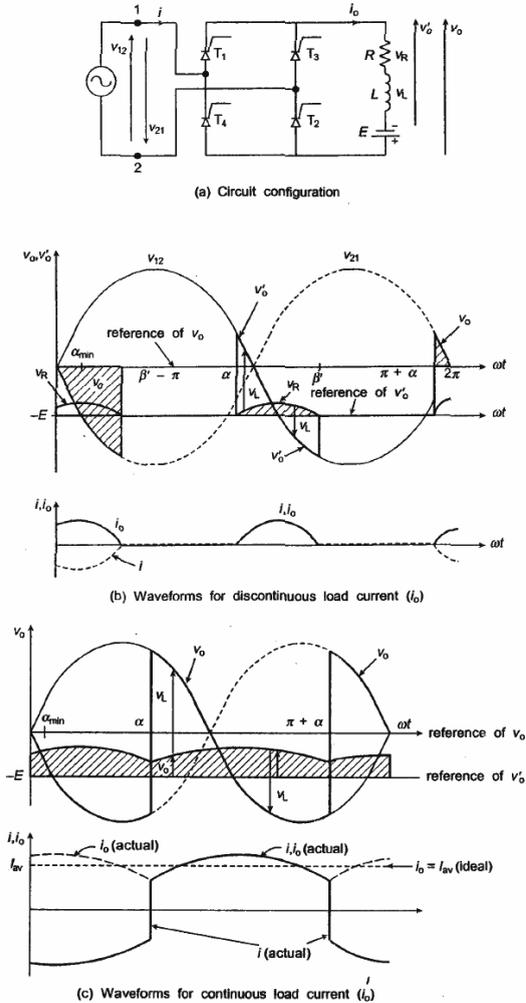
$$P_E = \tilde{I}_o E = (24,83)(80) = 1986,6 \text{ W}$$

d. Dengan asumsi bahwa penyearah adalah ideal, faktor daya adalah:

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_o}{S_i} = \frac{\tilde{I}_o^2 R + P_E}{\tilde{V}_i \tilde{I}_i} = \frac{(25,15)^2(4) + 1986,6}{(230)(25,25)} = 0,78$$

2.6.3. Beban *RLE* (Mode Inverter)

Jika polaritas E dibalik, konverter di atas (Gambar 2.16) dapat bekerja sebagai inverter *line-commutated* seperti ditunjukkan pada Gambar 2.17.



Gambar 2.17 Konverter Penuh dengan beban *RLE* (-).

Inverter DC-AC *line-commutated* pada dasarnya adalah konverter kendali fasa dengan beban *RLE* (-) (yaitu beban *RLE* dengan tegangan sumber negatif). Dalam beberapa bagian siklus tegangan, aliran listrik berasal dari sumber AC ke sumber DC. Dalam beberapa bagian siklus aliran listrik berasal dari sumber DC ke sumber AC. Namun nilai rerata aliran listrik yang mengalir adalah negatif (inversi) pada $\alpha > 90^\circ$. Pada kasus motor DC, jika α meningkat melebihi 90° (dengan E balik) untuk pengereman maju, motor beroperasi pada kuadran ke empat dari v_o-i_o . Sekarang V_{on} dapat bervariasi dari +1.0 hingga -1.0. Sedangkan sumber DC independen (misal: tenaga baterai atau solar panel, dll), dapat digunakan untuk mengubah daya DC menjadi daya AC menggunakan konfigurasi tersebut. Gambar 2.17 menunjukkan operasi inversi pada arus kontinu dan arus diskontinu. Disini α dapat meningkat melebihi π , yaitu $\omega t = \pi + \alpha_{min}$. Daya inversi dapat dihitung dengan bantuan persamaan (2.14) dan (2.15). Konverter beroperasi dalam mode inversi hanya ketika $\alpha > 90^\circ$ dan ada sebuah beban *RL* induktif dalam rangkaian keluaran. Secara normal, α bervariasi hingga 165° pada operasi inversi (untuk memfasilitasi tegangan *line-commutation* pada SCR, jika tidak maka menjadi sangat kecil mendekati $\omega t \equiv 180^\circ$).

Contoh 2.4

Sebuah angker (beban *RLE*) dari motor DC yang tereksitasi secara terpisah diumpankan dari konverter terkendali penuh fasa tunggal gelombang penuh. Tegangan AC sumber $V=200$ V, $R_a=0.06$ Ω , $L_a = 0.85$ mH, I_a (terukur)=150A, kecepatan (terukur)=875 rpm, V_a (terukur)=200 V. Cari tegangan keluaran dan α pada beban terukur ketika

(a) $E=160$ V (kecepatan=733 rpm, kuaran pertama)

(b) $E=-109$ V (kecepatan=-500 rpm, kuadran keempat)

Penyelesaian

(a) Arus beban terukur, $I_a=150$ A. Tegangan DC rangkaian angker diberikan oleh:

$$V_a = E + I_a R_a = 160 + 150 \times 0.06 = 169 \text{ V}$$

Dengan asumsi kondisi kontinu, tegangan keluaran konverter,

$$V_o = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha = V_a$$

atau

$$\cos \alpha \frac{169\pi}{2\sqrt{2} \times 220} = 0.853 \quad \text{dan} \quad \alpha = 31.43^\circ$$

$$(b) V_a = -109 + 150 \times 0.06 = -100 \text{ V}$$

kemudian

$$\cos \alpha = \frac{-100\pi}{2\sqrt{2} \times 220} = -0.505 \quad \text{dan} \quad \alpha = 120.3^\circ$$

Contoh 2.5

Cari tegangan keluaran konverter penuh pada bebanan R dan beban RL berbeda ($\phi=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ dan 85°)

Penyelesaian

Tegangan keluaran konverter penuh diberikan oleh:

$$V_o = \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

Nilai maksimum dan nilai normal V_o diberikan oleh:

$$V_{o(max)} = \frac{V_m}{\pi} (2\cos \alpha), \quad \text{untuk } \beta = \pi + \alpha$$

$$V_{on} = \frac{V_o}{V_{o(max)}} = \frac{1}{2 \cos \alpha} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

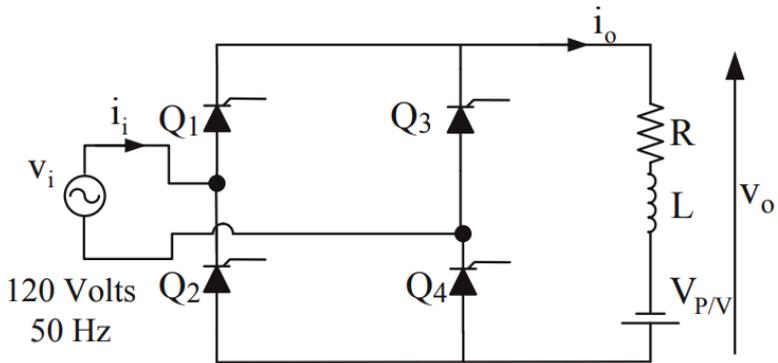
Pada $\alpha \leq \phi$, arus beban adalah kontinu (jika diskontinu), dan oleh karena itu, $V_{on} = \cos \alpha$. Nilai tabulasi ditunjukkan pada Tabel 2.2.

Tabel 2.2 V_{on} pada konverter penuh.

A (°)	$\phi=0^\circ$ (beban R)	$\phi=0^\circ$ (beban RL)	$\phi=60^\circ$ (beban RL)	$\phi=85^\circ$ (beban RL)
0	1,00	1,000	1,00	1,00
30	0,93	0,870	0,87	0,87
60	0,75	0,680	0,50	0,68
90	0,50	0,430	0,29	0,07
120	0,25	0,400	0,24	0,05
150	0,07	0,074	0,02	0,00
180	0,00	0,000	0,00	0,00

Contoh 2.6

Beban penyearah thyristor terkendali dengan diagram yang ditunjukkan pada gambar dibawah terdiri dari resistor $R = 0,5 \Omega$, induktor L dengan impedansi tinggi (yaitu $\omega L \gg R$), dan *photovoltaic* (PV) array 110 V DC mampu menghasilkan 1000 W. PV array terhubung ke beban untuk menghasilkan tegangan DC $V_{PV} = 110$ V. Tegangan caru daya adalah 120 V 60 Hz. Hitung nilai sudut bakar dari thyristor agar jaringan utilitas menyerap daya PV array.



Penyelesaian

Arus keluaran rata-rata yang diperlukan adalah:

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{P}_o}{V_{P/V}} = \frac{1000}{110} = 9,09 \text{ A}$$

Tegangan keluaran rata-rata adalah:

$$\bar{V}_o - \bar{V}_R - V_{P/V} = 0 \text{ atau } \bar{V}_o - \bar{I}_o R + V_{P/V}$$

atau

$$\bar{V}_o = \bar{I}_o R - V_{P/V} = (9,09)(0,5) - 110 = -105,5 \text{ V}$$

Menggunakan persamaan tegangan keluaran rata-rata penyearah, sudut bakar thyristor dihitung dengan:

$$-105,5 = \frac{2\sqrt{2} \times 120}{\pi} \cos \alpha \text{ atau } \alpha = \cos^{-1} \left(\frac{-105,5\pi}{2\sqrt{2} \times 120} \right) = 167,5^\circ$$

BAB 3: ANALISIS KONVERTER

Pada beban murni, tegangan keluaran berupa tegangan sinusoidal yang terputus secara kontinu. Namun arus yang dihasilkan sama dengan arus pada regulator AC untuk beban resistif. Oleh karena itu, kinerja konverter tetap sama (seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.8). Pada beban RL, sifat arus beban bervariasi tergantung pada α dan ϕ dari beban. Untuk kesederhanaannya, diasumsikan bahwa impedansi beban sangat induktif ($\omega L \gg R$), maka arus beban bebas riak dan memiliki besaran impedansi konstan.

3.1. Analisis Konverter Semi

Gambar 2.11 menunjukkan arus masukan dari konverter semi. Karena nilai sesaat dari arus beban diasumsikan konstan, maka dari α hingga π sama dengan I_a , dan dari $\pi + \alpha$ hingga 2π sama dengan $-I_a$. Sehingga dapat diekspresikan pada deret Fourier sebagai berikut:

$$i(\omega t) = I_{dc} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

Karena simetri bentuk gelombang

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d(\omega t) = 0$$

dengan

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t)(\cos n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_{av}(\cos n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi+a}^{2\pi} (-I_{av})(\cos n\omega t) d(\omega t) \right] \quad (3.1) \\ &= 0 \quad \text{untuk } n = 2, 4, 6, \dots \end{aligned}$$

dan

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t)(\sin n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} I_{av}(\sin n\omega t) d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\pi+a}^{2\pi} (-I_{av})(\sin n\omega t) d(\omega t) \right] \quad (3.2) \\ &= \frac{2I_{av}}{n\pi} (1 + \cos n\alpha) \quad \text{untuk } n = 2, 4, 6, \dots \\ &= 0 \quad \text{untuk } n = 2, 4, 6, \dots \end{aligned}$$

Juga,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -\frac{n\alpha}{2} \quad (3.3)$$

Nilai rms dari komponen harmonik n th pada masukan atau arus diberikan oleh:

$$I_n \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} = \frac{2\sqrt{2I_{av}}}{n\pi} \cos \frac{n\alpha}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (3.4)$$

Dengan demikian, $n=1$ memberikan nilai rms dari komponen dasar pada arus masukan, yaitu:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2I_{av}}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (3.5)$$

Nilai rms arus masukan juga diberikan oleh:

$$\begin{aligned} I &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_{av}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= I_{av} \left(\frac{\pi - \alpha}{\pi} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Sehingga,

$$THD = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi(\pi-\alpha)}{8\cos^2(\alpha/2)} - 1} = \sqrt{\frac{\pi(\pi-\alpha)}{4(1+\cos\alpha)} - 1} \quad (3.7)$$

Juga,

$$\text{Faktor perpindahan} = \cos \phi_1 = \cos\left(-\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3.8)$$

Kemudian

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos \frac{\alpha}{2} = \frac{2(1 + \cos\alpha)}{\sqrt{2\pi(\pi - \alpha)}} \quad (3.9)$$

3.2. Konverter Penuh

Gambar 2.14 menunjukkan arus masukan dari konverter penuh. Karena nilai sesaat dari arus beban diasumsikan konstan, dari α hingga π adalah $i=I_{av}$ dan dari $\pi+\alpha$ hingga 2π adalah $i=-I_{av}$. Sehingga dapat diekspresikan pada deret Fourier sebagai berikut:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d(\omega t) = 0,$$

(karena bentuk gelombang simetris)

dengan

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i(\omega t)(\cos n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_{av}(\cos n\omega t) d(\omega t) \\ &= -\frac{4I_{av}}{n\pi} \sin n\alpha, \text{ untuk } n = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \tag{3.10}$$

dan

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i(\omega t)(\sin n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_{av}(\sin n\omega t) d(\omega t) \\ &= -\frac{4I_{av}}{n\pi} \cos n\alpha, \text{ untuk } n = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \tag{3.11}$$

Kemudian

$$I_n = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} = \frac{4I_{av}}{\sqrt{2}n\pi} = \frac{2\sqrt{2}I_{av}}{n\pi} \quad (3.12)$$

Dengan demikian, komponen dasar arus diberikan oleh:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}I_{av}}{\pi} \quad (3.13)$$

Nilai sesaat dari i adalah konstan, maka nilai rms juga sama (yaitu: $I=I_{av}$). Maka,

$$THD = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 1} = 0.4834 = 48.34 \%$$

Juga,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1}[\tan(-n\alpha)] = -n\alpha \quad (3.14)$$

$$\text{Faktor perpindahan} = \cos \phi_1 = \cos(-\alpha) \quad (3.15)$$

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos(-\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(-\alpha) = 0.9003 \cos(-\alpha) \quad (3.16)$$

Contoh 3.1

Untuk beban RL induktif yang tinggi, cari THD dan PF dari konverter semi fase-tunggal.

Penyelesaian

Biarkan arus beban (i_o) bebas riak. Kemudian, I_{av} , nilai rata-rata i_o sama dengan nilai rms dari arus listrik (i). Untuk persamaan (3.3) - (3.7), nilai yang dihitung diberikan pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Kinerja konverter semi untuk beban RL yang sangat induktif (dalam%)

α ($^\circ$)	I_1	I	THD	PF
0,0	90,03163	100,00000	48,34259	90,03163
22,5	88,30170	93,54144	34,95700	92,58363
45,0	83,17838	86,60254	28,98754	88,73504
67,5	74,85857	79,05695	33,95788	78,73138
90,0	63,66198	70,71068	48,34259	63,66198
112,5	50,01889	61,23735	70,63053	45,37926
135,0	34,45361	50,00000	105,1693	26,36965
157,5	17,56430	35,335535	174,6941	9,691959

Contoh 3.2

Bandingkan tegangan output konverter semi dan konverter penuh dengan beban RL yang sangat induktif.

Penyelesaian

Tegangan keluaran konverter semi tidak tergantung pada ϕ (mis. Sama untuk beban R serta RL). Nilai dinormalisasi diberikan oleh

$$V_{on} = \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha)$$

Untuk beban RL yang sangat induktif, biarkan $\phi \cong 90^\circ$. Maka arus beban akan kontinu untuk $\alpha \leq \phi$. tegangan output (V_o) diberikan oleh

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{V_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha, \quad (\text{untuk arus beban kontinu, } \beta = \pi + \alpha) \end{aligned}$$

dan $V_{on} = \cos \alpha$. Tabel 3.2 menunjukkan V_{on} dari kedua konverter:

3.3. Perbandingan Penyearah Fasa Tunggal

Tabel 3.2 Perbandingan Kinerja Konverter Semi dan Penuh.

α (°)	V_{on} (onverter semi)	V_{on} (konverter penuh)
0	1,000	1,00
30	0,930	0,87
60	0,750	0,50
90	0,500	0,00
120	0,250	0,00
150	0,0670	0,00
180	0,000	0,00

Rangkuman parameter kinerja utama dengan memepertimbangkan konverter penuh *centre-tap* dan konverter penuh jembatan ditunjukkan pada Tabel 3.3.

Tabel 3.3 Parameter kinerja.

	Setengah gelombang	Gelombang Penuh (<i>Centre-tap</i>)	Gelombang Penuh (Jembatan)
Tegangan balik berulang puncak V_{RMS}	πV_{DC}	πV_{DC}	$\pi/2 V_{DC}$
Tegangan masukan per kaki transformator $V_{S_{rms}}$	$2,22 V_{DC}$	$1,11 V_{DC}$	$1,11 V_{DC}$
Arus dioda rata-rata $I_{F(AV)}$	I_{DC}	$0,5 I_{DC}$	$0,5 I_{DC}$
Arus dioda puncak maju berulang I_{FRM}	$\pi I_{F(AV)}$	$\pi/2 I_{F(AV)}$	$\pi/2 I_{F(AV)}$
Arus rms diode $I_{F_{rms}}$	$\pi/2 I_{DC}$	$\pi/4 I_{DC}$	$\pi/4 I_{DC}$
Faktor bentuk arus diode $-I_{F_{rms}}/I_{F(AV)}$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
Faktor bentuk - FF	1,57	1,11	1,11
Rasio rektifikasi - η	0,405	0,81	0,81
Faktor riak- RF	1,21	0,482	0,482
Rating transformator utama VA	$2,69 P_{DC}$	$1,23 P_{DC}$	$1,23 P_{DC}$
Rating transformator sekunder VA	$3,49 P_{DC}$	$1,75 P_{DC}$	$1,23 P_{DC}$
Faktor pemanfaatan transformator - TUF	0,324	0,671	0,813
Frekuensi riak keluaran f_R ($f_{mains}=50\text{ HZ}$)	f_{mains}	$2 f_{mains}$	$2 f_{mains}$

Rangkuman topologi penyearah fasa tunggal ditunjukkan pada Tabel 3.4.

Tabel 3.4 Penyearah fasa tunggal.

	Setengah gelombang	Gelombang Penuh (Centre-tap)	Gelombang Penuh (Jembatan)
<p>V_{di}=tegangan keluaran DC rata-rata tanpa beban. I_d=arus DC melalui beban.</p> <p>Dioda dan transformator yang ideal. Frekuensi utama f.</p> <p>$P_{di}=V_{di} \cdot I_d$</p>			

Penyearah fasa tunggal terhadap beban yang digunakan ditunjukkan pada Tabel 3.5.

Tabel 3.5 Penyearah fasa tunggal terhadap beban.

Beban		Setengah gelombang	Gelombang Penuh (Centre-tap)	Gelombang Penuh (Jembatan)
Beban				
I_{RMS}	R	$1,57 \cdot I_d$	$1,11 \cdot I_d$	$1,11 \cdot I_d$
V_{RMS}	R	$1,57 \cdot V_{di}$	$1,11 \cdot V_{di}$	$1,11 \cdot V_{di}$
Frekuensi riak	R	f	$2 \cdot f$	$2 \cdot f$
Faktor riak r	R	121	47,2	47,2
TRANSFORMATOR				
V_{RMS} sekunder	beban: R/L	$2,22 \cdot V_{di}$	$2,22 \cdot V_{di}$ (total)	$1,11 \cdot V_{di}$
I_{RMS} sekunder	gelombang sinus	$1,57 \cdot I_d$	$0,785 \cdot I_d$	$1,11 \cdot I_d$
	gelombang kotak	---	$0,71 \cdot I_d$	I_d
VA sekunder	gelombang sinus	$3,49 \cdot P_{di}$	$1,23 \cdot P_{di}$	$1,23 \cdot P_{di}$
	gelombang kotak	---	$1,57 \cdot P_{di}$	$1,11 \cdot P_{di}$
VA primer	gelombang sinus	$3,49 \cdot P_{di}$	$1,23 \cdot P_{di}$	$1,23 \cdot P_{di}$
	gelombang kotak	---	$1,11 \cdot P_{di}$	$1,11 \cdot P_{di}$
Per Dioda (spesifikasi minimum)				
beban				
Arus rata-rata I_{FAV}	R/L	I_d	$0,5 \cdot I_d$	$0,5 \cdot I_d$
Arus efektif $I_{F(RMS)}$	R	$1,57 \cdot I_d$	$0,786 \cdot I_d$	$0,786 \cdot I_d$
Arus puncak I_{FPM}	R	$3,14 \cdot I_d$	$1,57 \cdot I_d$	$1,57 \cdot I_d$
Pembalikan maksimum V_{RRM}	L	---	I_d	I_d
	R/L	$3,14 \cdot V_{di}$	$3,14 \cdot V_{di}$	$1,57 \cdot V_{di}$
Faktor bentuk $a = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	R	1,57	1,57	1,57

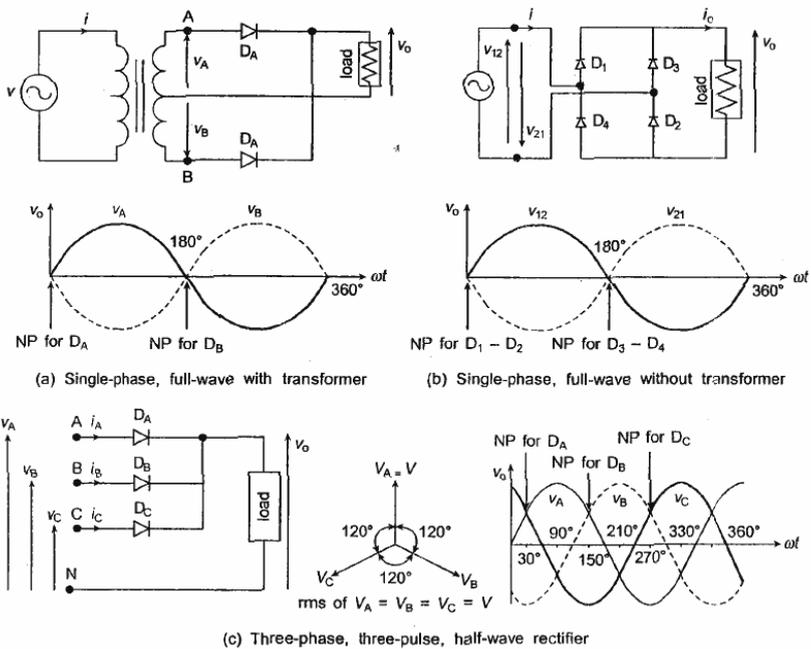
BAB 4: KONVERTER TIGA FASA

Pada tingkat daya yang lebih tinggi yaitu lebih dari kW, maka sistem tiga fasa digunakan. Sistem ini akan meredam arus dan tegangan beban harmonik, dan menimbulkan pemuatan seimbang pada sistem utilitas (distribusi pada sistem daya). Karena riak tegangan dan arus berkurang secara drastis, maka EMI menjadi berkurang dan keperluan untuk tapis harmonik juga menjadi nominal. Diantara semua jenis konverter tiga fasa, konverter jenis tiga fasa enam pulsa adalah yang paling umum. Oleh karena itu untuk kemudahan pemahaman, pembahasan pertama adalah semua tipe konverter tiga fasa tiga pulsa.

4.1. Operasi Penyearah (*Rectifier*)

Thyristor membutuhkan pemicu sinyal. Pada sistem fasa tunggal, hanya ada satu pulsa tegangan positif dalam satu siklus. Selama keseluruhan periode setengah siklus, dioda (atau thyristor) berada dalam kondisi bias maju seperti ditunjukkan pada Gambar 4.1. Oleh karena itu, thyristor dapat diaktifkan selama periode ini. Pada sistem *poly-phase*, dioda tertentu akan konduksi pada periode

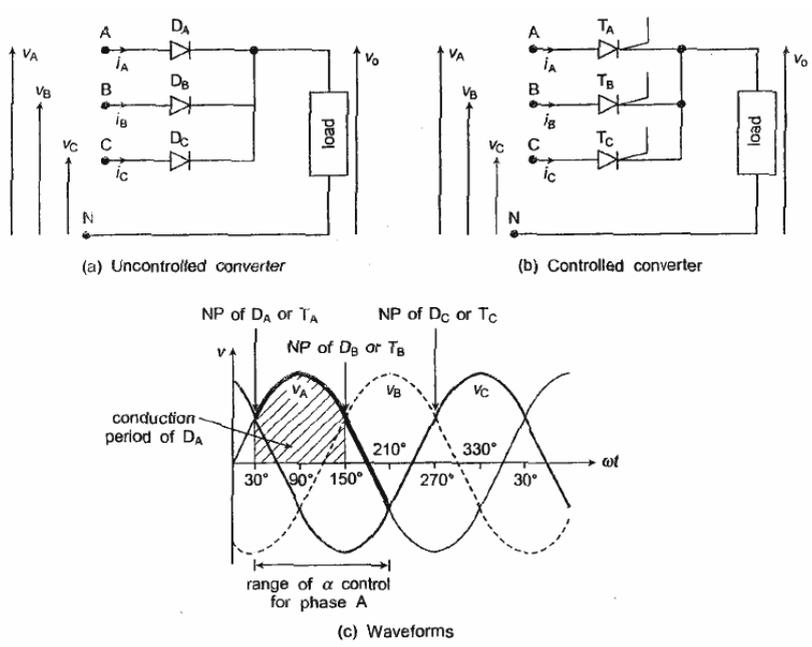
dimana tegangan anoda lebih tinggi dari semua tegangan lainnya. Tegangan ini muncul ketika katoda dan pencegahan konduksi dioda lain. Periode ini sebesar 180° atau setengah periode pada sistem fasa tunggal seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1a dan b dan 120° untuk konverter jembatan dioda tiga fasa setengah gelombang pada Gambar 4.1c.



Gambar 4.1 NP pada rangkaian penyearah.

Tegangan anoda dioda yang menjadi lebih tinggi dari semua tegangan lainnya adalah titik referensi penyakelaran atau sudut tunda waktu untuk thyristor pada rangkaian

jembatan. Titik tersebut dapat juga disebut dengan *natural* penyakelaran *point* (NP) untuk komutasi alami atau konverter *line-commutated*. Pada sistem tiga fasa, kisaran yang memungkinkan untuk memicu (penyakelaran) thyristor dimulai ketika tegangan anoda pada posisi tertinggi dan berlanjut sampai posisi terendah, seperti ditunjukkan pada Gambar 4.2.



Gambar 4.2 NP dan jarak kendali α pada sistem tiga fasa setengah gelombang.

Dengan demikian, variasi sudut tunda waktu penyakelaran adalah dari 0° hingga 180° . Interval waktu

antara pulsa penyakelaran pada masing-masing thyristor bergantung pada jenis koneksi konverter (*bridge*). Pada konverter tiga pulsa, kendalier menghasilkan tiga pulsa memicu *gate* per siklus catu tegangan. Sehingga pulsa ini muncul pada interval 120° . Kondisi yang sama pada konverter semi enam pulsa atau konverter penuh, pulsa pemacu enam *gate* muncul pada interval 60° .

Pada beban resistif, bentuk gelombang arus konverter sama dengan tegangan. Namun pada beban lainnya (misal: beban EL), bentuk gelombang arus bergantung pada berbagai faktor termasuk sudut tegangan penyakelaran, rasio RIX atau ϕ , dan lain sebagainya. Untuk kesederhanaan pembelajaran dan analisis konverter secara umum, semua beban dari konverter tak terkendali dan konverter terkendali AC ke DC dianggap beban RL yang sangat induktif. Oleh karena itu, besarnya arus beban diasumsikan menjadi konstan (bebas dari riak).

4.2. Konverter Tak Terkendali, Tiga Fasa

Hanya dioda yang digunakan pada rangkaian konverter (*bridge*). Sehingga baik pengaktifan dan periode konduksi dioda bergantung pada konfigurasi atau jenis dari jembatan. Ketika tegangan masukan konstan, maka rerata

tegangan DC atau nilai tegangan keluaran juga tetap konstan. Secara umum untuk sistem fasa n , rerata tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_o = \frac{V_m}{(2\pi/n)} \int_{-\pi/n}^{\pi/n} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{V_m \sin(\pi/n)}{\pi/n} \quad (4.1)$$

Untuk rangkaian yang sangat induktif, arus beban dapat dipertimbangkan sebagai bebas riak. Arus melalui masing-masing dioda tergantung pada jumlah arus yang melaluinya. Sebagai contoh, pada sistem fasa tunggal, ada dua pulsa pada setiap siklus ($n=2$), rerata arus yang melewati masing-masing dioda diberikan oleh

$$I_{D(av)} = \frac{I_o}{n} = \frac{I_{av}}{n} \quad (4.2)$$

dan arus *rms* pada tiap dioda diberikan oleh

$$I_{D(rms)} = \frac{I_o}{\sqrt{n}} = \frac{I_{av}}{\sqrt{n}} \quad (4.3)$$

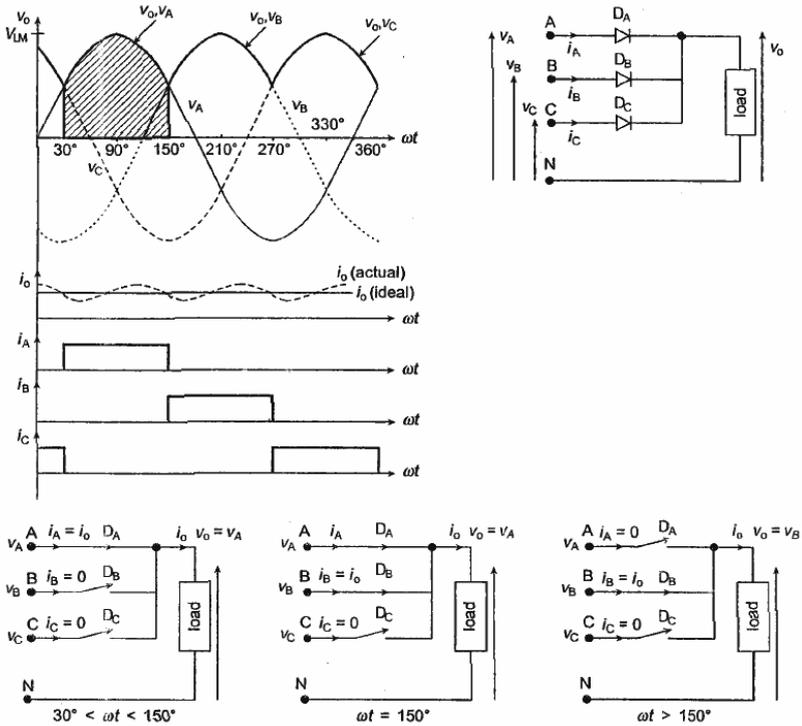
Rasio nilai rms ke nilai rata-rata (dari faktor) diberikan oleh

$$K_t = \frac{I_{D(rms)}}{I_{D(av)}} = \sqrt{n} \quad (4.4)$$

4.2.1. Konverter Tak Terkendali, Tiga Pulsa, Setengah Gelombang

Trafo tiga dioda dan tiga fasa dengan lilitan sekunder koneksi bintang dibutuhkan pada jenis konverter ini (Gambar 4.3). Namun jika netral tersedia dengan catu (tiga fasa, sistem empat kawat), maka trafo tidak lagi diperlukan. Pada pembahasan sebelumnya, dioda dengan potensi tertinggi pada anoda berhubungan dengan konduksi netral. Ketika tegangan anoda pada dioda lain menjadi tegangan tertinggi, maka arus beban mengirim ke dioda tersebut. Dioda yang masuk (dengan tegangan anoda tertinggi) berlaku untuk tegangan yang lebih tinggi pada katoda dari dioda keluar dan komutasi alami (NC) terjadi karena kondisi bias balik. Dioda konduksi dari 30° hingga 150° atau $1/3$ periode dari sebuah siklus. Tegangan beban (v_o) menjadi sama dengan v_A . Pada akhir periode, potensi anoda dari dioda lain (D_B) menjadi lebih besar dan sehingga konduksi dan mengirim arus beban dari perangkat sebelumnya (D_A) ke dioda tersebut. Ketika $\omega t > 150^\circ$, karena konduksi dari D_B , v_B dapat mencapai sisi katoda utama ($v_o - v_B$), dan oleh karena itu, tegangan pada katoda D_A menjadi lebih besar daripada tegangan anoda tersebut. Jadi ini adalah komutasi alami sebuah perangkat (D_A). Rerata tegangan keluaran DC diberikan oleh rumus (4.1). Oleh karena itu,

$$V_o = \frac{V_m \sin(\pi/3)}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V \quad (4.5)$$



Gambar 4.3 Penyearah tak terkendali tiga fasa tiga pulsa setengah gelombang.

Setiap dioda *non*-konduksi mengalami tegangan maksimum yaitu maksimum dari tegangan dua fasa (tegangan maksimum, sama dengan $\sqrt{2} \sqrt{3} V$ atau 2.45 V). Ini memberikan rating tegangan yang dibutuhkan, yaitu:

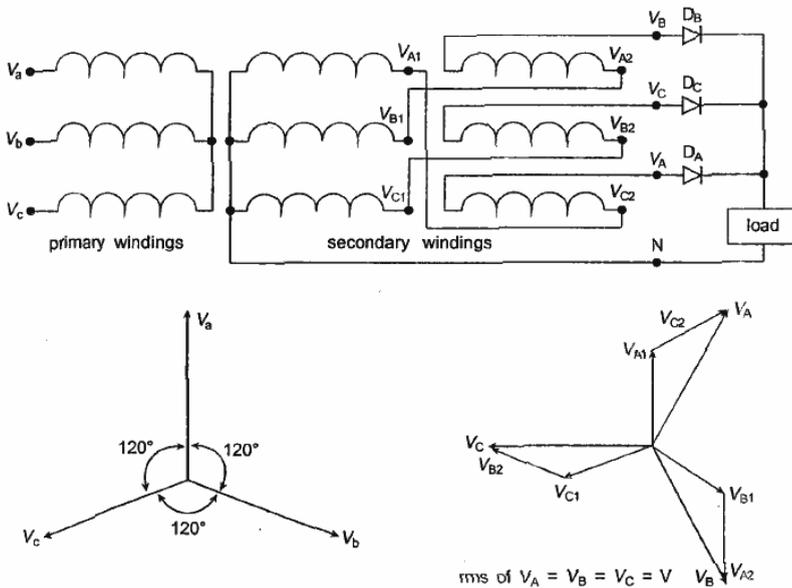
tegangan inverse puncak (PIV) dioda. Arus yang melewati dioda diberikan dengan

$$I_{D(av)} = \frac{I_o}{3}, I_{D(rms)} = \frac{I_o}{\sqrt{3}} \quad \text{dan} \quad K_t = \sqrt{3} \quad (4.6)$$

4.2.2. Konverter Tak Terkendali, dengan Trafo Lilitan Zig-Zag

Meskipun tidak membutuhkan trafo pada konfigurasi di atas, namun konfigurasi tersebut tetap memiliki beberapa kekurangan. Karena arus beban penuh mengalir dalam netral dan hanya arus searah mengalir di setiap fasa (dari satu atau trafo distribusi), oleh karena itu konfigurasi ini hanya bersifat teoritis. Namun dengan bantuan dari trafo *Zig Zag* (dengan lilitan sekunder ganda), kekurangan yang tersebut dapat dihilangkan dan biaya sistem meningkat disebabkan karena trafo khusus. Ada dua lilitan sekunder untuk setiap fasa seperti terlihat pada Gambar 4.4. Lilitan tersebut terhubung seperti diekspresikan dengan

$$\bar{V}_A = \bar{V}_{A1} + \bar{V}_{C2}, \quad \bar{V}_B = \bar{V}_{B1} + \bar{V}_{A2}, \quad \bar{V}_C = \bar{V}_{C1} + \bar{V}_{B2} \quad (4.7)$$



Gambar 4.4 Konverter tak terkendali tiga fasa tiga pulsa menggunakan trafo lilitan Zig Zag.

Seperti yang telah dibahas, dioda dengan konduksi tegangan anoda tertinggi pada periode 120° . Namun dalam kasus ini pada terminal A sekunder, arus mengalir dalam lilitan A_1 dan C_2 . Oleh karena itu, arus mengalir dalam lilitan utama fasa a seperti pada fasa c . Karena salah satu lilitan (C_2) terhubung dalam arah terbalik, maka arus yang sesuai dalam lilitan utama fasa c akan menjadi negatif. Setiap arus fasa memiliki besaran yang sama pada arus setengah positif dan setengah negatif dalam setiap siklus. Sehingga magnetisasi DC dari inti trafo dapat dihindari. Rerata tegangan keluaran DC diberikan dengan

$$V_o = \frac{\sqrt{2}V_A \sin(\pi/3)}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} V_A = \frac{9}{\sqrt{2}\pi} V_{At} \quad (4.8)$$

dimana

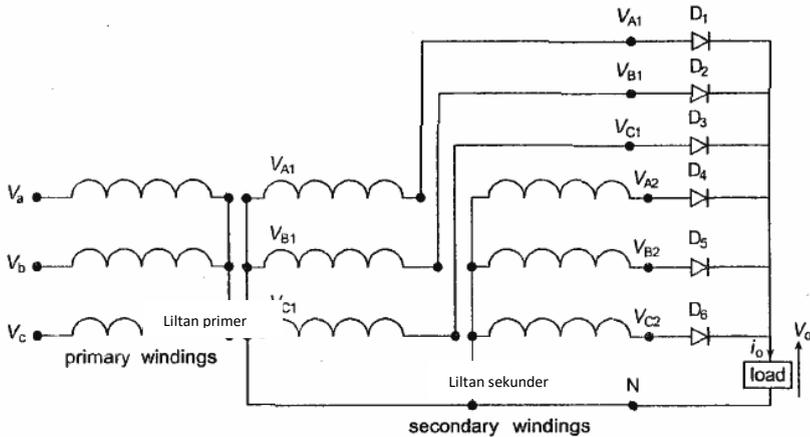
$$\bar{V}_A = \bar{V}_{A1} + \bar{V}_{C2} \quad \text{dan} \quad |V_A| = 2V_{A1} \cos \frac{\pi}{6} = \sqrt{3}V_{A1}$$

4.2.3. Konverter Tak Terkendali, Enam Pulsa Titik Tengah

Jika lilitan sekunder trafo *Zig Zag* terhubung dengan netral umum seperti ditunjukkan pada Gambar 4.5, maka keluaran akan memiliki enam pulsa tegangan. Nilai rerata tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_o = \frac{\sqrt{2}V_{A1} \sin(\pi/6)}{\pi/6} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{A1} \quad (4.9)$$

dimana $V_{A1} = V_{A2} = V_{B1} = V_{B2} = V_{C1} = V_{C2} = V$. Pada kasus ini, tegangan keluaran DC berkurang karena tegangan AC pada setiap lilitan sekunder hanya sama dengan V_{A1} (dimana $V_{A1} < V_A$).

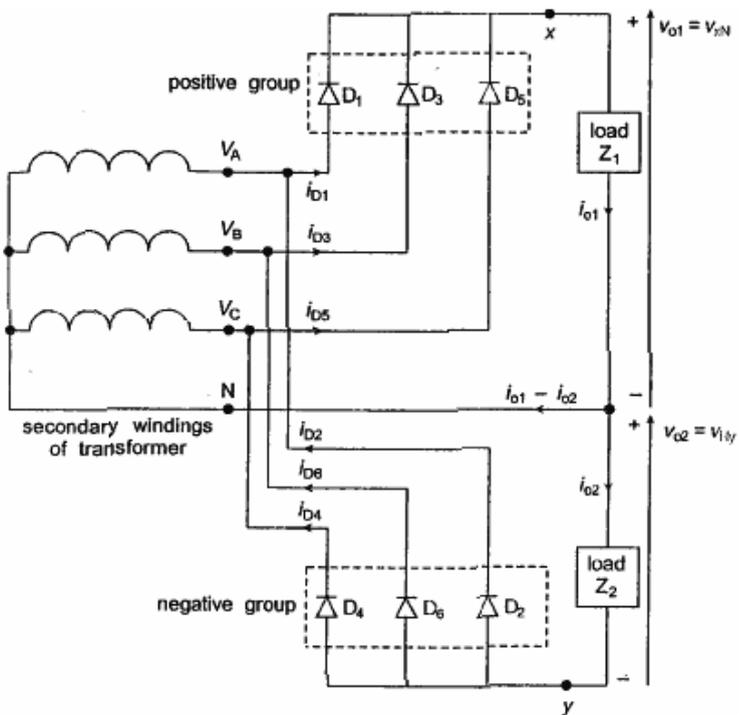


Gambar 4.5 Konverter tak terkendali tiga fasa enam pulsa menggunakan trafo lilitan Zig Zag.

4.2.4. Konverter Tak Terkendali, Enam Pulsa, Gelombang Penuh

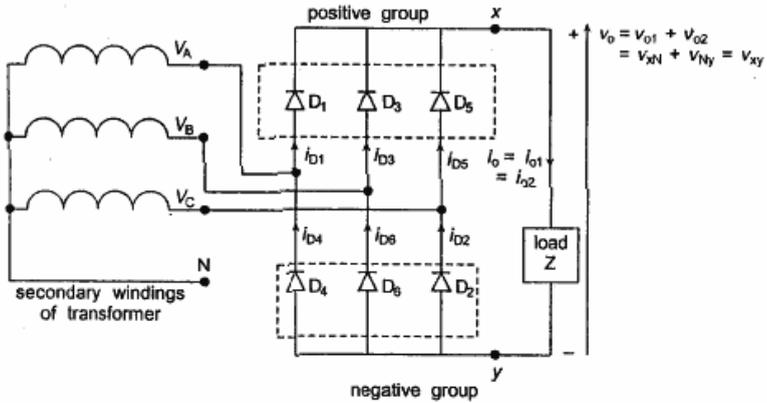
Pada konverter enam pulsa sebelumnya, trafo enam lilitan harus dengan koneksi netral. Dalam kasus ini dapat mengabaikan penggunaan trafo secara keseluruhan. Jika dua konverter tiga pulsa terhubung dalam anoda *forward* dan *reverse* (seperti pada Gambar 4.6) dan jika impedansi beban (Z_1 dan Z_2) adalah sama, maka arus netral ($I_{o1} - I_{o2}$) menjadi nol. Oleh karena itu, koneksi netral tidak dibutuhkan. Maka jika koneksi netral ditiadakan, kinerja rangkaian tidak berubah. Dengan kata lain, dengan nilai beban impedansi yang berbeda ($Z_1 \neq Z_2$) dan koneksi netral yang dihilangkan, kedua kelompok konverter harus

berbagi arus DC yang sama, seperti ditunjukkan pada Gambar 4.6b (bekerja bahkan dengan satu impedansi). Ketika keluaran pada setiap grup konverter memiliki tiga pulsa, maka jumlah total pulsa akan menjadi enam. Ketika tiga pulsa dari grup positif sesuai dengan puncak positif catu tiga fasa dan tiga pulsa grup negatif sesuai dengan puncak negatif catu tiga fasa, maka masing-masing kondisi ditunjukkan pada Gambar 4.6c.



(a) Two three-pulse, half-bridge, uncontrolled converters form a full converter

Gambar 4.6 (cont).



(b) A three-phase, six-phase, full-bridge, uncontrolled converter

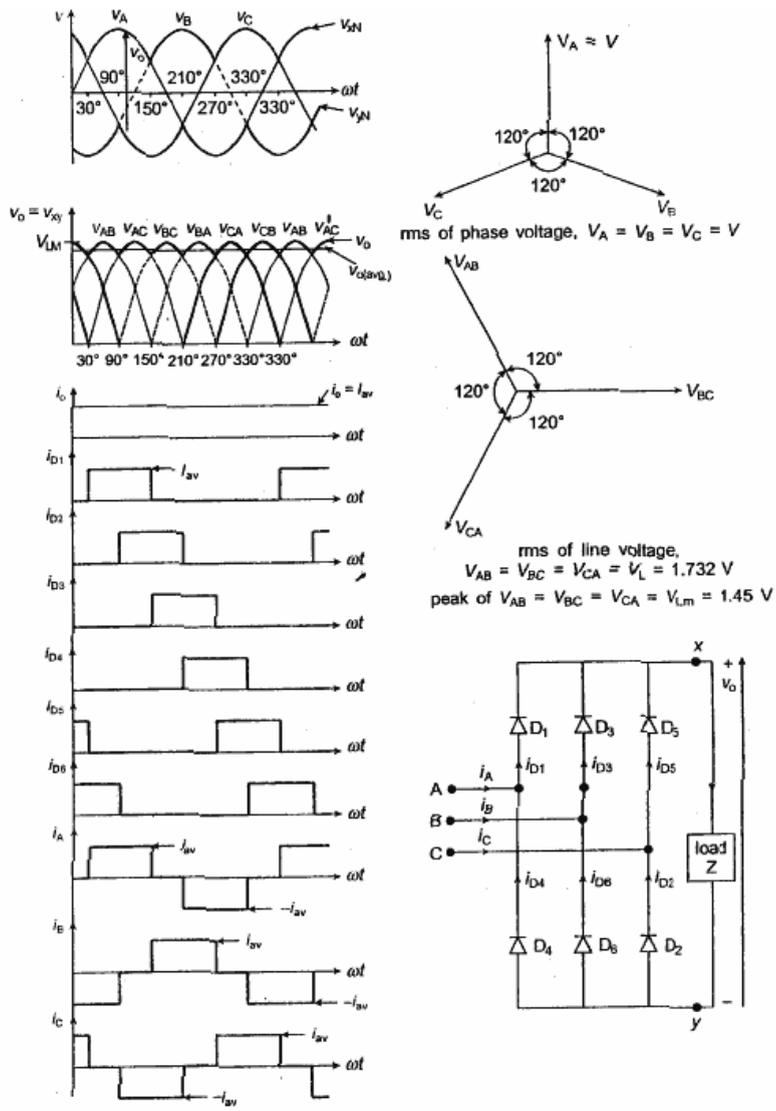
Gambar 4.6 (cont).

Tegangan keluaran (V_o) sama dengan V_{xN} dan V_{yN} dikarenakan grup positif dan negatif, yang sesuai dengan tegangan *rectified*. Oleh karena itu,

$$V_o = V_{xN} - V_{yN} = V_{xN} + V_{Ny} = V_{xy} \quad (4.10)$$

Tegangan keluaran (V_o) adalah tegangan mengambang dan dengan referensi ke y (tidak dengan referensi ke N). Kedua setengah siklus positif dan negatif dari masing-masing fasa berkontribusi pada tegangan keluaran. Ada enam pulsa tegangan dan NP (titik penyakelaran dioda dari awalan konduksinya). NP adalah titik persimpangan dari enam pulsa tegangan listrik. NP pada posisi 30° dari setiap tegangan fasa dan pada 60° pada

setiap tegangan (setiap tegangan memiliki 30° dari setiap tegangan fasanya).



(c) Waveform of a three-phase, six-pulse, uncontrolled converter

Gambar 4.6 Dua konverter tiga fasa terhubung dalam mode *forward* dan *reverse*.

Rerata tegangan keluaran adalah dua kali dari konverter tak terkendali tiga pulsa yang diberikan dalam (2.17). Oleh karena itu,

$$V_o = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_L = 1.36V_L = 2.34V \quad (4.11)$$

dimana V_L adalah tegangan listrik. Dalam kasus ini, tidak ada koneksi kabel netral yang diperlukan dan dua dioda selalu konduksi. Ada enam riak dalam masing-masing siklus dan tegangan listrik muncul di seluruh beban. Frekuensinya enam kali dari frekuensi induk. Oleh karena itu, kebutuhan komponen rangkaian tapis menjadi berkurang dan riak menjadi bernilai minimum. Setiap dioda konduksi pada 120° dan mengalami puncak tegangan listrik, $V_{Lm} = \sqrt{6} V$.

4.3. Konverter Terkendali, Tiga Fasa

Penyearah terkendali tiga fasa telah diterapkan di berbagai aplikasi, mulai dari penyearah kecil hingga sistem transmisi arus searah tegangan tinggi (*high voltage direct current* (HVDC)) besar. Penyearah ini juga digunakan untuk proses elektrokimia, berbagai jenis penggerak motor, peralatan traksi, catu daya yang dikendalikan, dan banyak aplikasi lainnya. Dari sudut pandang proses komutasi,

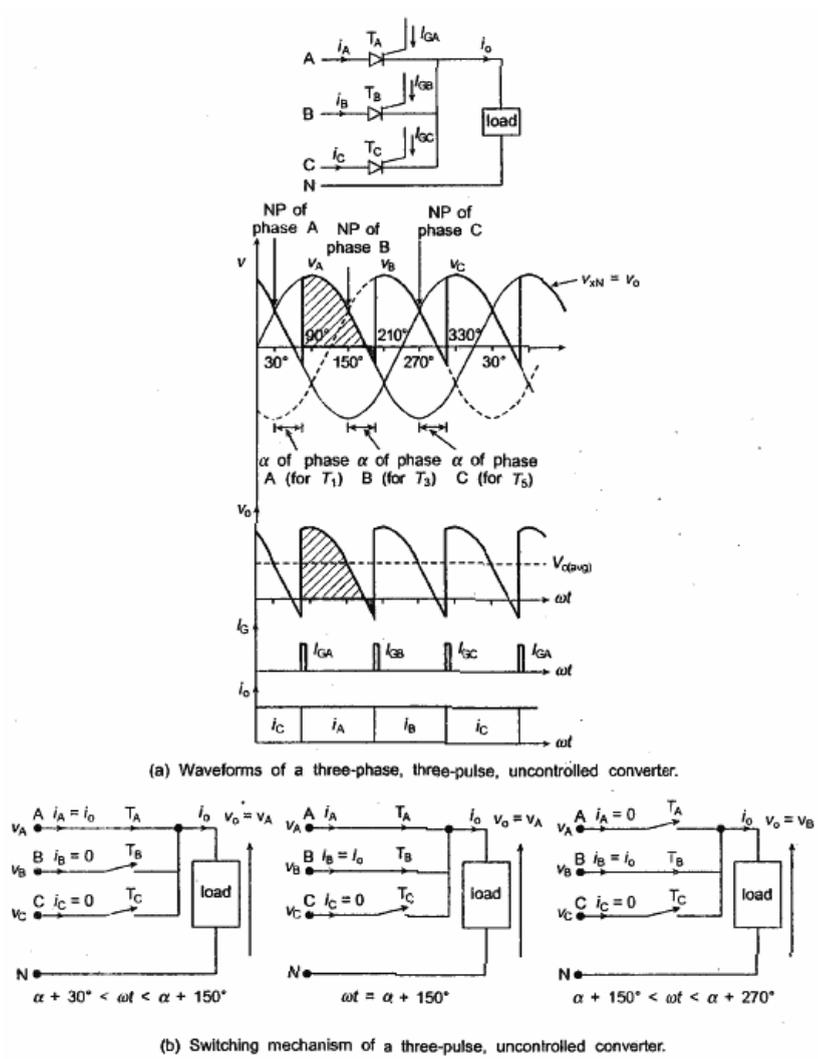
penyearah terkendali tiga fasa dapat digolongkan ke dalam dua kategori penting: penyearah terkontrol yang dikendalikan oleh jaringan (penyearah thyristor), dan rectifier PWM yang disesuaikan dengan kebutuhan.

Implementasi konverter tak terkendali memiliki keterbatasan yang disebabkan oleh kekurangan pada kemampuan kendali tegangan keluaran. Konverter terkendali tiga fasa banyak digunakan untuk aplikasi daya tinggi. Performanya menyerupai dengan fasa tunggal yang lain. Konverter semi tiga fasa beroperasi dalam *plan* v_o-i_o kuadran pertama. Sementara konverter penuh juga mampu beroperasi dalam empat kuadran namun hanya untuk beban aktif atau beban *RLE* (-). Ada tiga dan enam pulsa tegangan (*peak*/puncak) dalam masing-masing konverter setengah gelombang dan konverter gelombang penuh. Penggunaan konverter terkendali tiga fasa setengah gelombang masih terbatas. Karena menggunakan komponen DC dalam arus catu masukan yang mungkin terjadi dalam saturasi inti pada trafo distribusi. Dibandingkan dengan sistem fasa tunggal, kebutuhan komponen filter rangkaian menjadi berkurang karena peningkatan pulsa (karena frekuensi dari pulsa tegangan keluaran).

4.3.1. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa

Ketika dioda dari konverter tak terkendali tiga pulsa setengah gelombang (ditunjukkan pada Gambar 1.2) digantikan dengan thyristor (SCR), konverter menjadi konverter terkendali penuh setengah gelombang seperti ditunjukkan dalam Gambar 2.8a. Rerata tegangan keluaran dapat dikendalikan dengan bantuan sudut penyakelaran (α), dari maksimum positif ke nol [atau hingga maksimum negatif untuk beban aktif atau RLE (-)]. Tidak seperti titik referensi α , menjadi instan *zero-crossover* (tanpa persimpangan) pada sistem fasa tunggal, referensi ini atau titik netral α adalah titik persimpangan gelombang tegangan dua fase seperti ditunjukkan dalam Gambar 4.1. Oleh karena itu, NP dari fasa A, B dan C adalah masing-masing pada ωt 30° , 150° dan 270° . Karena ada tiga pulsa tegangan, NP pada setiap fasa dipindahkan oleh 120° . Dalam kasus konverter tak terkendali, transfer arus terjadi pada setiap NP atau persimpangan hingga arus beban berlanjut ke aliran atau thyristor lain mengkomutasinya. Ketika T_1 dipicu pada $\omega t = \alpha + 30^\circ$, tegangan fasa v_A mencapai beban, seperti ditunjukkan pada Gambar 4.7b. thyristor bekerja sebagai saklar mekanik dan v_o sama dengan v_A . Selama konduksi kontinu thyristor hingga $\alpha + 150^\circ$, bahkan tegangan negatif mencapai beban (sebagai komutasi tidak terjadi pada $\omega t = \alpha + 180^\circ$ karena arus induktif). Pada

$\omega t = \alpha + 150^\circ$, transfer arus dari T_1 hingga T_3 dan T_3 berlaku tegangan positif pada katoda T_1 ke komutasinya. Pada kenyataannya tegangan ini adalah tegangan listrik negatif ($v_A - v_B = v_{AB}$) yang muncul di seluruh T_1 .



Gambar 4.7 Konverter tiga pulsa setengah gelombang.

Rerata tegangan keluaran untuk konverter terkendali fasa-
n setengah gelombang dengan arus beban kontinu
diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{\sqrt{2}V}{2\pi/n} \int_{\alpha-(\pi/n)}^{\alpha+(\pi/n)} \cos \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2}V \sin(\pi/n)}{\pi/n} \cos \alpha \\
 &= \sqrt{2}V \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha \\
 &= 1.17V \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Maksimum dan nilai normalisasinya diberikan oleh

$$V_{o(max)} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V = 1.17V \quad \text{dan} \quad V_{on} = \cos \alpha \tag{4.13}$$

Untuk $0 < \alpha < 30^\circ$, nilai keluaran seketika adalah selalu positif (karenanya $V_o > 0$) dan arus beban adalah kontinu untuk beban R pasif dan beban RL. Pada beban yang sangat induktif, $V_o=0$ pada $\alpha=90^\circ$. Oleh karena itu, pada $\alpha > \pi/2$, arus beban turun ke nol dan menjadi diskontinu (karena sudut impedansi, $\phi > \alpha$, dan beban kontinu tidak mengalir). Nilai rerata tegangan keluaran diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha+(\pi/6)}^{\pi} \sqrt{2}V \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{\sqrt{2}V}{\frac{2\pi}{3}} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right], \quad (4.14)
 \end{aligned}$$

$$\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$$

Untuk beban resistif, ketika $\alpha > 30^\circ$, tegangan beban menjadi tegangan sinusoidal diskontinu dengan tiga pulsa. Setiap thyristor mengkomutasi pada tegangan fasa *zero-crossover* negatif (ketika arus beban menjadi idealnya nol atau kurang dari arus tetap thyristor).

Contoh 4.1

Penyearah terkendali setengah gelombang tiga fasa memiliki parameter sebagai berikut:

Masukan tegangan fasa rms 220 V 50 Hz, resistansi beban 1 Ω , induktansi beban 100 mH, dan sudut bakar $\alpha = 45^\circ$.

- a. Hitung tegangan dan arus keluaran rata-rata.

- b. Jika sumber masukan memiliki induktansi per fasa $L_s = 1$ mH per fasa, hitung sudut *overlap* dan tegangan keluaran rata-rata saat arus keluaran adalah 158 A.

Penyelesaian

- a. Tegangan keluaran rata-rata adalah

$$\begin{aligned}\bar{V}_o &= \frac{3\sqrt{6}V_i}{2\pi} \cos\alpha \\ &= \frac{3\sqrt{6} \times 220}{2\pi} \cos 45^\circ = 181,94 \text{ V}\end{aligned}$$

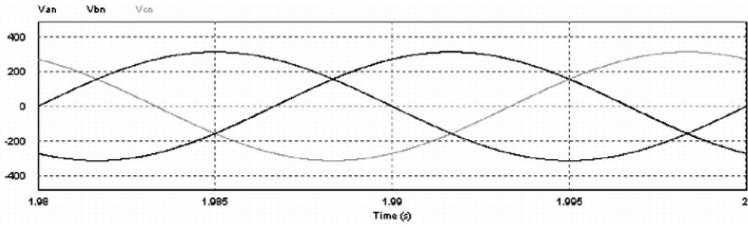
Oleh karena itu, arus keluaran rata-rata adalah:

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{V}_o}{R} = \frac{181,94}{1} = 181,94 \text{ A}$$

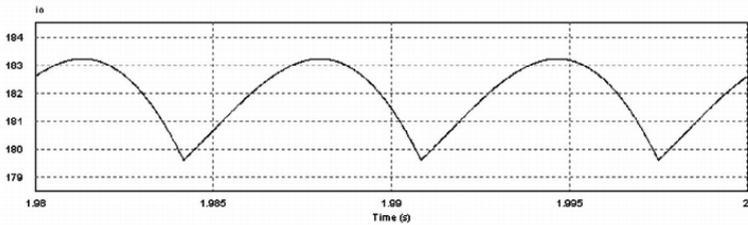
Karena $\omega L > R (31,4\Omega > 1\Omega)$, arus keluaran dianggap DC murni dengan nilai 181,94 A.

Hasil simulasi daya dengan PSIM disajikan pada gambar-gambar dibawah. Hasil ini didapatkan dari penyearah tanpa mempertimbangkan induktansi sumber masukan. Pada titik ini, ketika mensimulasikan penyearah thyristor tiga fasa, simulasi sudut bakar thyristor α harus mempertimbangkan keterlambatan 30° fasa dari asal v_{an} .

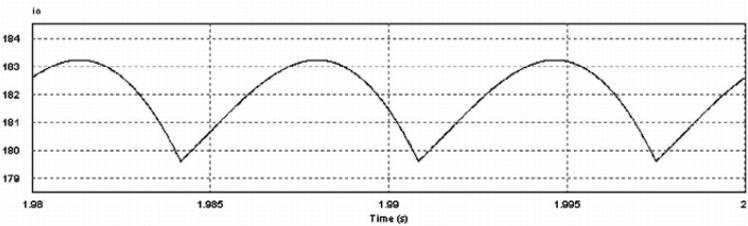
Sumber masukan tiga fasa:



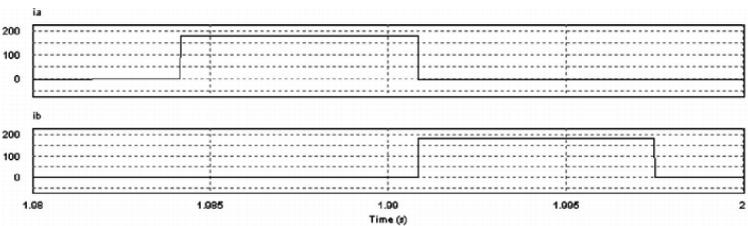
Tegangan keluaran:



Arus keluaran:



Arus jaringan listrik i_a dan i_b :



- b. Sudut *overlap* dapat dihitung menggunakan persamaan berikut:

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = \frac{d\bar{I}_o}{dt} = 0$$

atau

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{di_2}{dt}$$

Sehingga,

$$\bar{I}_o = \frac{\sqrt{6}\bar{V}_i}{2\omega L_s} (\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu))$$

atau

$$158 = \frac{\sqrt{6} \times 220}{2\pi \times 50 \times 0,001} (\cos 45^\circ - \cos(45^\circ + \mu))$$

atau

$$\mu = 13,32^\circ$$

Karena untuk penyearah setengah gelombang tiga fasa ada tiga komutasi *overlap* per periode, maka dengan persamaan berikut

$$\bar{V}_\mu = \frac{\sqrt{6}\bar{V}_i}{4\pi} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

tegangan keluaran rata-rata akan berkurang dengan:

$$\bar{V}_{o(loss)} = 3 \frac{\sqrt{6}\bar{V}_i}{4\pi} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$= 3 \frac{\sqrt{6} \times 220}{4\pi} (\cos 45^\circ - \cos(45^\circ + 13,32^\circ)) = 23,4$$

V

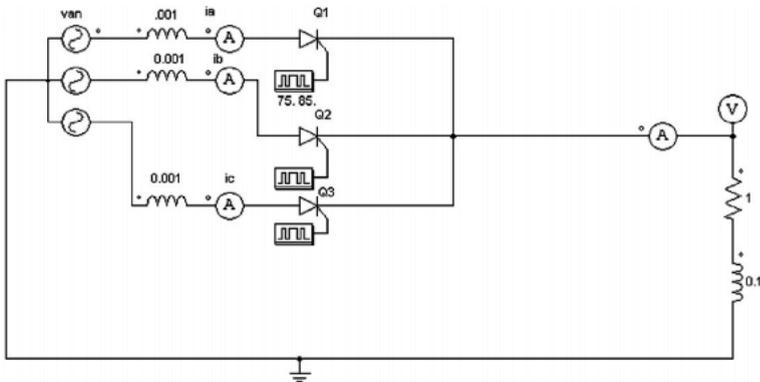
Oleh karena itu, tegangan keluaran rata-rata dalam kasus ini adalah:

$\bar{V}_{o(net)}$ = tegangan keluaran - tegangan rugi karena 3 overlap

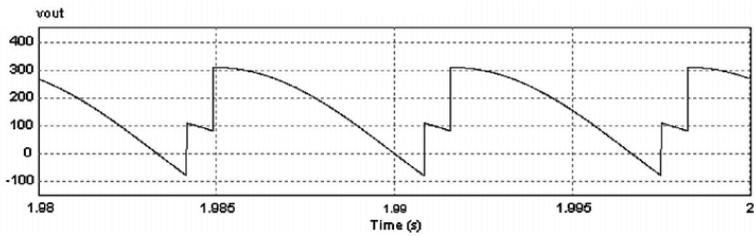
$$= 181,94 - 23,4 = 159,54 \text{ V}$$

Gambar berikut menyajikan hasil simulasi dengan PSIM dari penyearah dengan mempertimbangkan induktansi sumber masukan 1 mH.

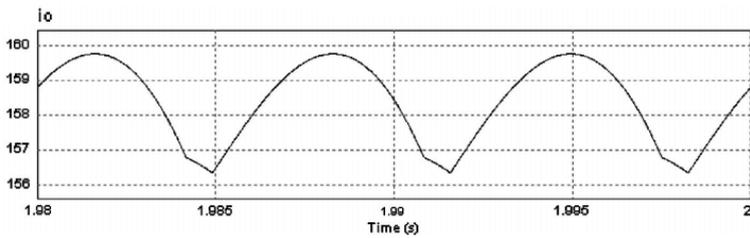
Rangkaian daya:



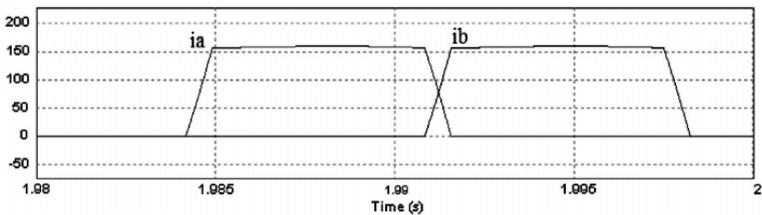
Tegangan keluaran:



Arus keluaran:



Arus jaringan listrik i_a dan i_b :



Contoh 4.2

Penyearah terkendali penuh tiga fasa diumpankan dari catu 415 V 50 Hz melalui induktor jaringan listrik 0,3 mH per fasa dengan memiliki resistansi yang dapat diabaikan.

Penyearah mengumpankan beban melalui induktor penghalus dengan memiliki resistansi yang dapat diabaikan. Pada kondisi operasi tertentu, sudut tembak penyearah α adalah 45 dan arus beban murni DC 300 A. Dengan asumsi bahwa tegangan beban halus, hitunglah parameter berikut:

- Sudut *overlap* penyearah.
- Tegangan keluaran rata-rata.

Penyelesaian

- Sudut *overlap* μ dapat dihitung menggunakan persamaan berikut:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2\omega L_s \bar{I}_o}{\sqrt{6}\bar{V}_i}$$

Sehingga,

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{\bar{I}_o(2\omega L_s)}{\sqrt{6}\bar{V}_i}$$

atau

$$\begin{aligned} \cos(\alpha + \mu) &= \cos\alpha - \frac{\bar{I}_o(2\omega L_s)}{\sqrt{6}\bar{V}_i} \\ &= \cos 45^\circ - \frac{(300)(2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3})}{\sqrt{6} \frac{415}{\sqrt{3}}} \\ &= 0,707 - \left(\frac{56,52}{587}\right) = 0,61 \end{aligned}$$

atau

$$\alpha + \mu = \cos^{-1}(0,61)$$

b. Dengan menggunakan persamaan

$$\bar{V}_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = 2,34 \tilde{V}_i \cos \alpha$$

dan

$$\bar{V}_{o(loss)} = 3 \frac{\sqrt{6} \tilde{V}_i}{2\pi} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)]$$

tegangan keluaran rata-rata adalah:

$\bar{V}_{o(net)}$ = tegangan keluaran rata-rata - kerugian tegangan karena 6 *overlap*.

$$= 3 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \tilde{V}_i \cos \alpha - 3 \frac{\sqrt{6} \tilde{V}_i}{\pi} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)]$$

$$= \left(\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \right) \left(\frac{415}{\sqrt{3}} \right) \cos 45^\circ$$

$$- \left(\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \right) \left(\frac{415}{\sqrt{3}} \right) [\cos 45^\circ - \cos (45^\circ + 7,4^\circ)]$$

$$= 396,5 - 27,16 = 369,34 \text{ V}$$

4.3.2. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa dengan Dioda *Freewheeling*

Seperti pada sistem fasa tunggal, dioda *freewheeling* mencegah nilai seketika tegangan beban menjadi negatif. Oleh karena itu V_o selalu positif dan inversi daya tidak dimungkinkan untuk beban aktif atau RLE (-). Untuk $0 \leq \alpha \leq 30$, tidak ada aksi *freewheeling* yang terjadi, sebagai tegangan keluaran (V_o) selalu bernilai positif. Sehingga, V_o

sama dengan kasus sebelumnya yang diberikan oleh (4.12). Tegangan keluaran yang diskontinu karena aksi dari *freewheeling* muncul ketika $\alpha > 30^\circ$. Komutasi setiap thyristor terjadi pada *zero-crossing* negatif pada setiap fasa (misal: $\omega t = 180^\circ$ pada fasa A). V_o sama seperti yang diberikan dalam (4.14). Nilai maksimum dari α adalah 150° karena pada kondisi $\omega t = \alpha + 30^\circ = 180^\circ$. Pada kondisi ini, $V_A(\omega t) = 0$ dan di luar kondisi ini, V_A menjadi negatif. Oleh karena itu tidak memungkinkan untuk memicu thyristor.

4.3.3. Konverter Setengah Gelombang, Tiga Pulsa dengan Dioda *Freewheeling*

Ketika semua dioda dari konverter tak terkendali enam pulsa gelombang penuh (ditunjukkan pada Gambar 4.6) digantikan dengan thyristor, maka menjadi konverter terkendali penuh gelombang penuh seperti ditunjukkan pada Gambar 4.8a. Mirip dengan sistem fasa tunggal yang telah dibahas sebelumnya. Setiap thyristor diaktifkan pada interval 60° secara beruntun, dari T_1, T_2, \dots, T_6 . (Ada properti dengan nomor tertentu pada konfigurasi *brigde*). Ketika T_1 dan T_2 mengonduksi tegangan V_{AN} dan V_{BN} sehubungan dengan *star point* trafo pada beban, yaitu $V_{AN} = V_{XN}$ dan $V_{BN} = V_{YN}$. Tegangan beban, $V_o = V_{XY} = V_{AN} - V_{BN} = V_{AB}$, yang merupakan tegangan listrik V_L

(dimana $V_L = \sqrt{3} V$, $V_{Lm} = \sqrt{2} V_L$ dan V adalah nilai rms dari tegangan fasa). Dimana $\omega t = \alpha + 90^\circ$, T_2 dipicu. Pada kondisi ini, v_C lebih negatif dari v_B , oleh karena itu untuk konduksi T_2 , v_Y (bus negatif) menjadi sama dengan v_C (dapat dilihat pada Gambar 4.8). Dengan demikian muncul tegangan yang lebih negatif pada anoda T_6 untuk membuatnya menjadi bias balik. Kemudian T_6 komutasi dan mengirim arus beban dari T_6 ke T_2 . Selanjutnya, ketika T_3 dipicu maka akan memasok tegangan positif yang lebih tinggi ($v_A - v_B$) pada katoda T_1 untuk mematakannya dan mengirim arus beban dari T_1 ke T_3 . Ada enam pulsa tegangan dan tegangan keluaran sesaat (v_o) menjadi negatif pada beban RL induktif. Namun V_o selalu bernilai positif kecuali pada beban aktif atau beban RLE (-) dimana konverter mampu beroperasi dalam kuadran keempat $v_o - i_o$. Selama setiap tegangan sesuai dengan tegangan listrik dan muncul dengan periode *one-sixth* dari siklus ($2\pi/6$). Oleh karena itu rerata tegangan keluaran sesuai dengan tegangan listrik, v_{AB} pada ($1/6$) siklus, yang diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{2\pi/6} \int_{\alpha+(\pi/6)}^{\alpha+(\pi/2)} \sqrt{2}V_L \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) \\
 &= \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \cos \alpha
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

$$= 2.34 \cos \alpha$$

Nilai maksimum dan nilai normal diberikan oleh

$$V_{o(max)} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \quad \text{dan} \quad V_{on} = \frac{V_o}{V_{o(max)}} \cos \alpha \quad (4.16)$$

$$= \cos \alpha$$

Ini dibuktikan dari Gambar 4.8c, tegangan keluaran sesaatnya (v_o) adalah kontinu (tidak nol) pada $\alpha < 60^\circ$, oleh karena itu pada beban pasif manapun (R , RL , dll), arus beban adalah kontinu. Pada $\alpha=90^\circ$, V_o bernilai nol untuk beban RL yang sangat induktif. Kemudian pada $\alpha > 90^\circ$, arus beban menjadi diskontinu dan tegangan keluaran (nilai rerata) tetap positif untuk beban pasif. Performa dari konverter dengan beban dan nilai α yang berbeda diberikan sebagai berikut:

Pada $\alpha \leq 60^\circ$: $v_o \neq 0$, i_o adalah kontinu untuk beban pasif apapun

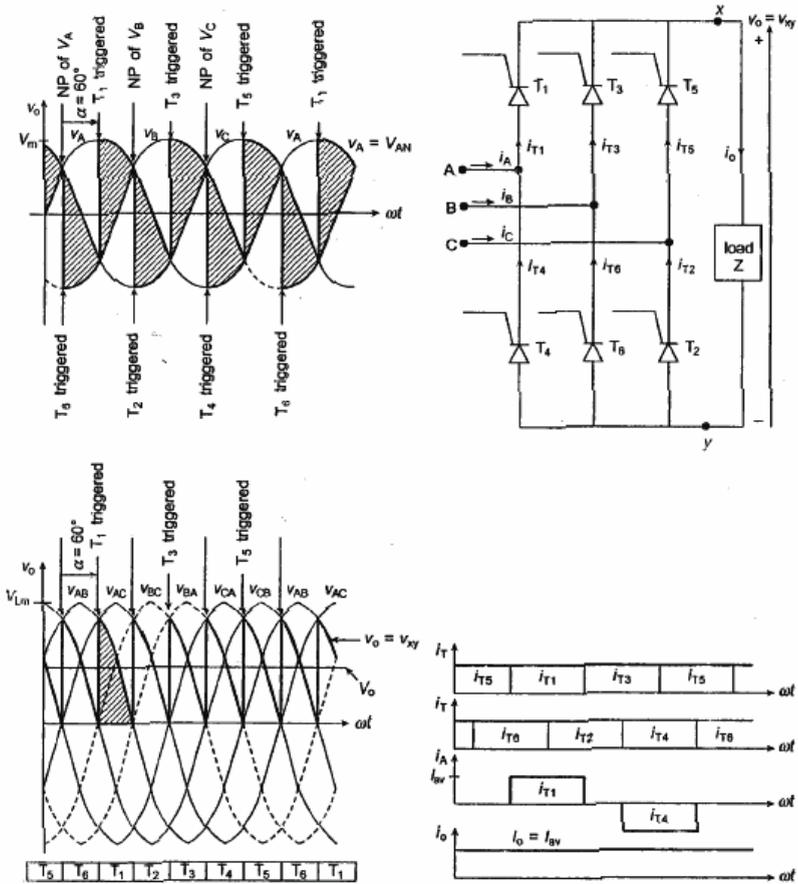
Pada $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$: kontinuitas dari i_o tergantung pada ϕ (diskontinu untuk beban

R , atau $\phi=0$)

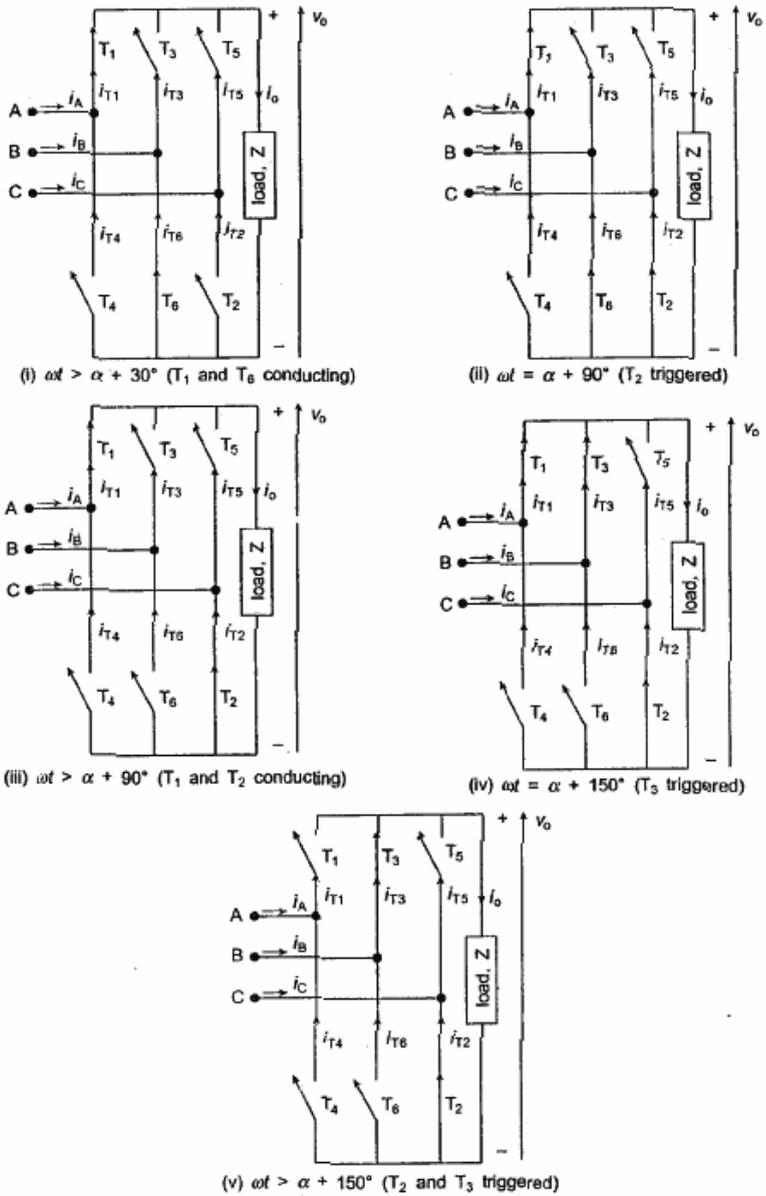
Pada $\alpha \geq 90^\circ$: i_o selalu kontinu untuk beban pasif, $V_o > 0$

Pada $\alpha \geq 90^\circ$: Hanya untuk beban aktif atau beban RLE (-), beroperasi dalam kuadran

Keempat ($V_o \leq 0$, dapat menjadi kontinu)

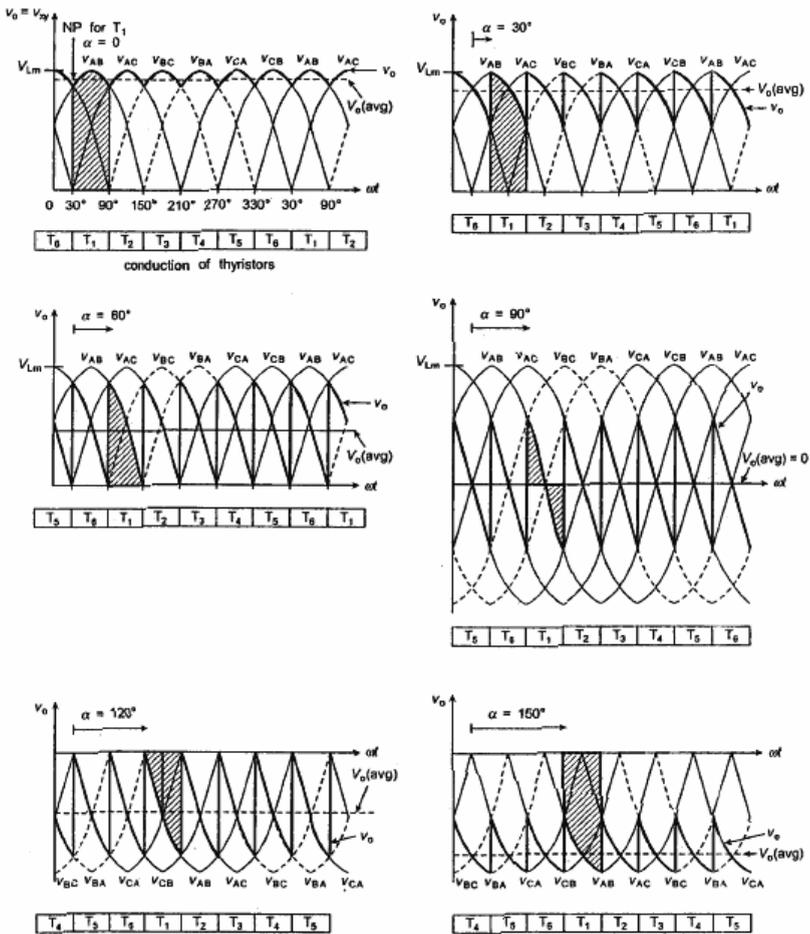


Gambar 4.8 (cont).



(b) Switching mechanism of a three-phase, full-wave, six-pulse, controlled converter bridge

Gambar 4.8 (cont).



(c) Output voltage of three-phase, six-pulse, full converters

Gambar 4.8 Konverter gelombang penuh enam pulsa.

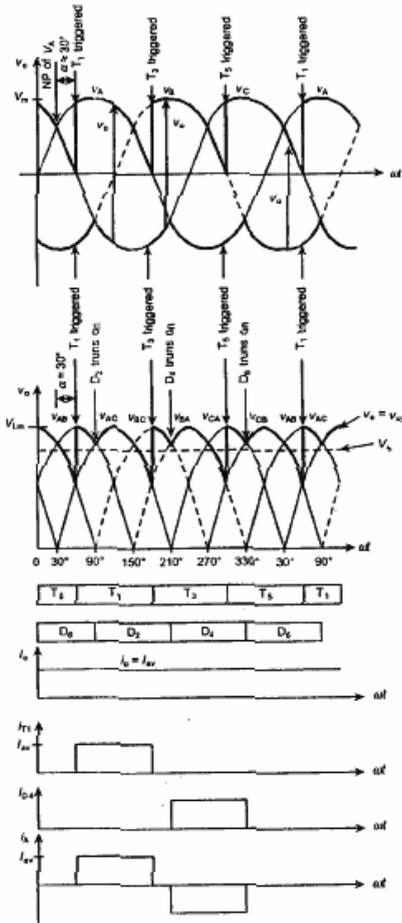
Konverter hanya beroperasi dalam kuadran pertama $v_o - i_o$. Namun pada beban aktif atau beban $RLE (-)$, konverter mampu beroperasi dalam kuadran keempat $v_o - i_o$

(Gambar 4.8c). Gambar 4.8b menunjukkan mekanisme penyakelaran perangkat pada nilai α yang diberikan.

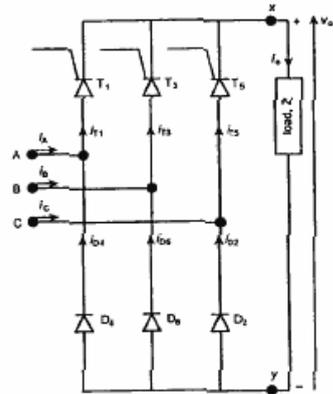
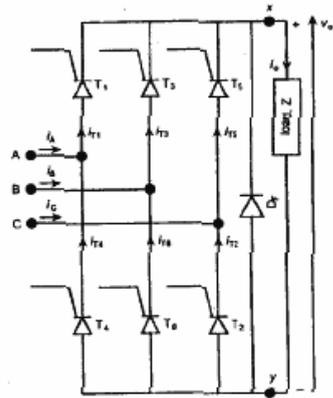
4.3.4. Konverter Semi, Tiga Fasa

Jika dioda *freewheeling* terhubung pada keluaran konverter (seperti terlihat pada Gambar 4.8), maka menjadi konverter semi, seperti yang ditunjukkan dalam Gambar 4.9.

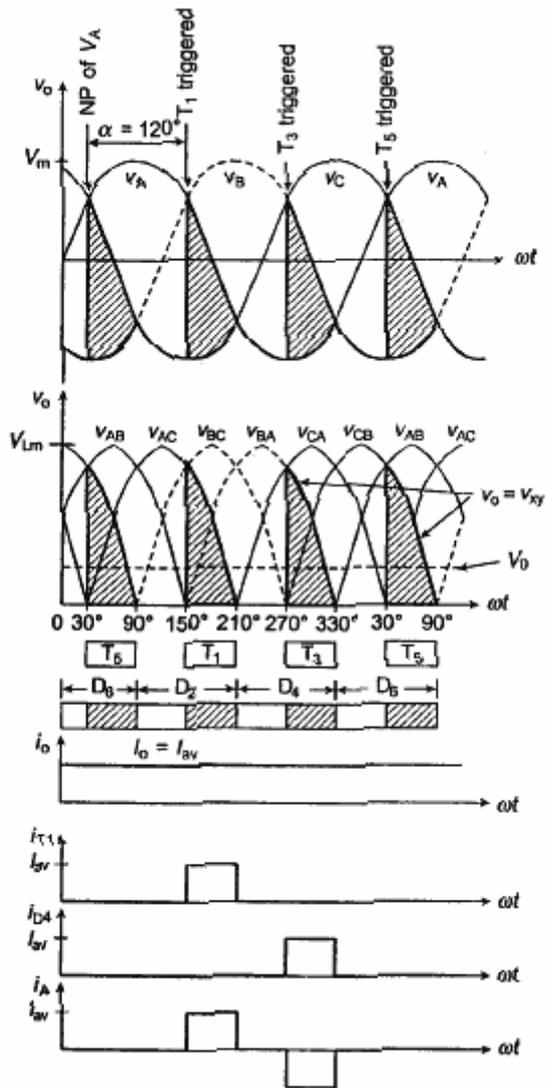
Nilai tegangan keluaran sesaat selalu positif pada semua beban pasif. Dalam kasus ini faktor daya bernilai tinggi karena ada pembalikan daya dari beban ke sumber yang terjadi. Konverter selalu beroperasi dalam kuadran keempat $v_o - i_o$. Ada konfigurasi lain dimana enam thyristor dan satu dioda *freewheeling*, namun tiga thyristor dan tiga dioda yang digunakan. Dalam kasus ini, kinerja *freewheeling* berlangsung ketika anoda SCR yang berkonduksi menjadi negatif. Sehingga katoda dioda yang terhubung dengannya menjadi bias maju, kemudian konduksi dan operasi *freewheeling* terjadi dengan mengonduksi SCR. Konduksi berlanjut hingga thyristor selanjutnya dipicu.



(a) Waveforms of a three-phase, half-controlled rectifier for $\alpha = 30^\circ$



Gambar 4.9 (cont).

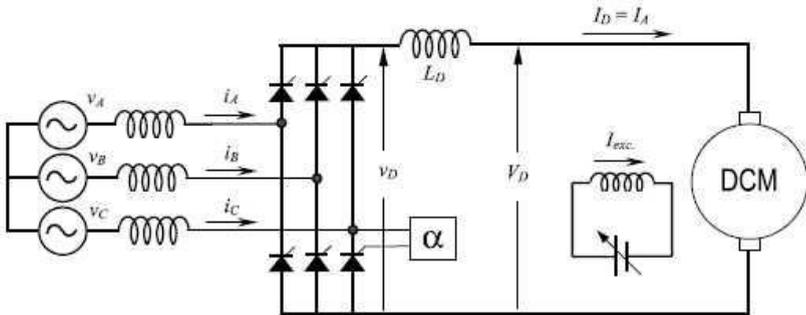


(c) Waveforms of a three-phase, half-controlled rectifier for $\alpha = 120^\circ$

Gambar 4.9 Konverter semi tiga fasa.

4.4. Aplikasi Konverter Komutasi Sendiri pada Kemudi Mesin

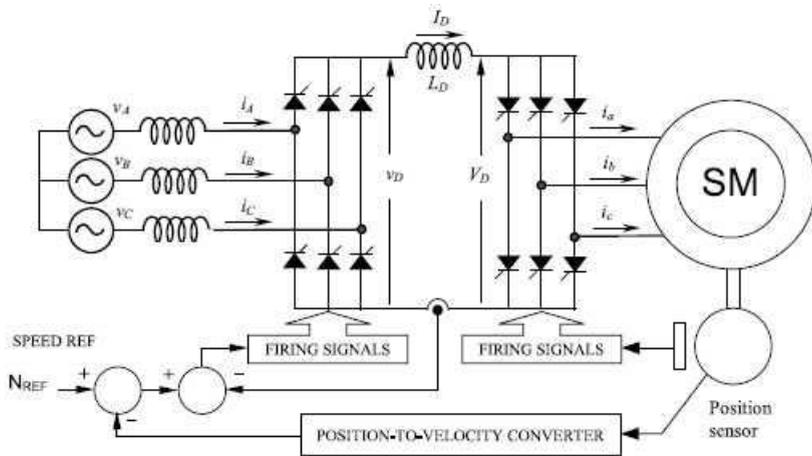
Aplikasi penting untuk penyearah terkontrol tiga fase komutasi sendiri (*line-commutated*) dibutuhkan pada kemudi mesin. Gambar 4.10 menunjukkan kendali mesin dc diimplementasikan dengan penyearah 6-pulsa. Torsi dan kecepatan dikendalikan melalui I_D arus jangkar dan arus eksitasi I_{exc} . Arus I_D disesuaikan dengan V_D , yang dikendalikan oleh sudut bakar α . Kemudi dc ini dapat beroperasi dalam dua kuadran tegangan dc positif dan negatif. Operasi dua kuadran ini memungkinkan pengereman regeneratif ketika $\alpha > 90$, dan $I_{exc} < 0$.



Gambar 4.10 Kemudi mesin dc dengan penyearah 6-pulsa.

Konverter dari Gambar 4.10 juga dapat digunakan untuk mengendalikan mesin sinkron, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.11. Dalam hal ini, konverter

kedua yang bekerja dalam mode pembalik mengoperasikan mesin sebagai motor sinkron yang dikendalikan sendiri. Dengan konverter kedua ini, motor sinkron berperilaku seperti motor dc tetapi tidak memiliki kelemahan dari komutasi mekanik. Konverter ini bukan komutasi sendiri, tetapi komutasi mesin.



Gambar 4.11 Kendali motor sinkron komutasi sendiri.

Kecepatan sinkron nominal motor pada catu ac 50 atau 60 Hz sekarang tidak ada artinya, dan batas kecepatan atas ditentukan oleh batasan mekanis dari konstruksi rotor. Ada kerugian bahwa GGL rotasi yang diperlukan untuk pergantian beban konverter sisi mesin tidak tersedia saat macet dan kecepatan rendah. Dalam kasus seperti itu, sirkuit tambahan pergantian gaya harus digunakan.

Penyearah komutasi sendiri melalui α mengendalikan torsi mesin. Pendekatan ini memberikan kendali torsi langsung motor tanpa komutator dan dapat disamakan dengan penggunaan kendali arus jangkar seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.10 untuk kemudi motor dc yang diumpankan konverter.

Penyearah komutasi sendiri juga digunakan untuk kendali kecepatan motor induksi *wound-rotor*. Cascade konverter statis subsinkron dan supersinkron dengan menggunakan konverter *dc-link* komutasi alami dapat diimplementasikan. Gambar 4.12 menunjukkan cascade supersinkron untuk motor induksi *wound-rotor* menggunakan konverter *dc-link* komutasi alami.

Dalam cascade supersinkron yang ditunjukkan pada Gambar 4.12, jembatan kanan beroperasi pada frekuensi slip sebagai penyearah atau inverter, sedangkan jembatan lain beroperasi pada frekuensi jaringan sebagai inverter atau penyearah. Kendali sulit dilakukan dekat sinkronisme ketika GGL frekuensi slip tidak cukup untuk komutasi alami, dan konfigurasi sirkuit khusus yang menggunakan komutasi paksa atau perangkat dengan kemampuan mematikan sendiri diperlukan untuk bagian melewati sinkronisasi. Cascade supersinkron semacam ini bekerja lebih baik dengan cycloconverters.

4.5. Aplikasi pada Transmisi Daya HVDC

Transmisi daya HVDC adalah aplikasi paling kuat untuk konverter komutasi sendiri yang ada saat ini. Ada konverter daya dengan tingkat lebih dari 1000MW. Seri operasi ratusan katup dapat ditemukan di beberapa sistem HVDC. Dalam aplikasi daya tinggi dan jarak jauh, sistem ini menjadi lebih ekonomis daripada sistem ac konvensional. Sistem HVDC juga memiliki beberapa keunggulan lain dibandingkan dengan sistem ac:

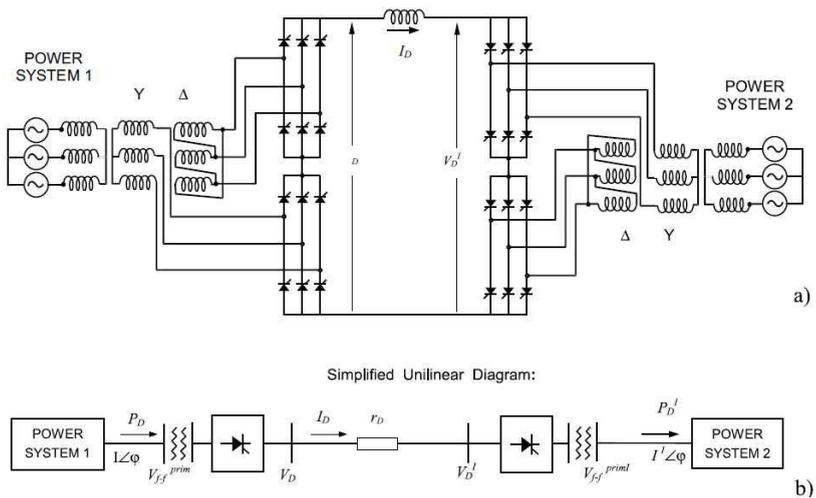
1. dapat menghubungkan dua sistem ac yang beroperasi tidak disinkronkan atau dengan frekuensi nominal yang berbeda, yaitu $50 \text{ Hz} \leftrightarrow 60 \text{ Hz}$;
2. dapat membantu dalam masalah stabilitas yang terkait dengan resonansi subsinkron dalam ac yang panjang;
3. memiliki perilaku dinamis yang sangat baik, dan dapat memecahkan masalah hubung singkat dengan sangat cepat;
4. jika transmisi menggunakan kabel bawah laut atau bawah tanah, tidak praktis untuk mempertimbangkan sistem kabel ac yang melebihi 50 km, tetapi lebih memungkinkan menggunakan sistem transmisi kabel dc yang dapat memberikan

- jangkauan layanan yang panjangnya ratusan kilometer dan bahkan jarak 600 km atau lebih;
5. pembalikan daya dapat dikendalikan secara elektronik dengan cara menunda sudut bakar α ;
 6. beberapa saluran transmisi ac *overhead* yang ada tidak dapat ditingkatkan. Jika *overbuilt* dengan atau ditingkatkan ke transmisi dc, maka dapat secara substansial meningkatkan kemampuan transfer daya dengan baik.

Penggunaan sistem HVDC untuk interkoneksi sistem asinkron adalah aplikasi yang menarik. Beberapa sistem tenaga listrik kontinental terdiri dari jaringan asinkron seperti jaringan untuk Texas Timur-Barat dan Quebec di Amerika Utara, dan beban pulau seperti itu untuk Pulau Gotland di Laut Baltik yang memanfaatkan interkoneksi HVDC dengan baik.

Hampir semua konverter daya HVDC dengan katup thyristor dipasang di jembatan konverter dengan konfigurasi 12-pulsa, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.13. Akibatnya, tegangan ac yang diterapkan pada masing-masing kelompok katup 6-pulsa yang membentuk kelompok katup 12-pulsa memiliki perbedaan fase 30 yang digunakan untuk membatalkan arus harmonik sisi ke-5 dan ke-7 dan sisi harmonik sisi dc ke-6, dengan demikian

menghasilkan penghematan yang signifikan dalam filter harmonik.

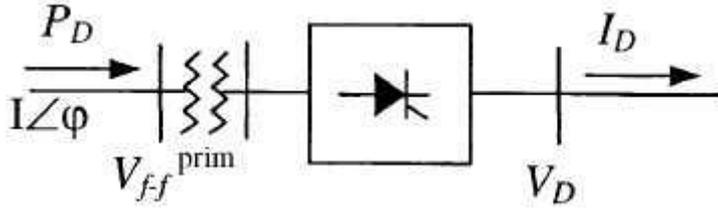


Gambar 4.13 Sistem daya HVDC khas. (a) Rinci sirkuit, dan (b) diagram *unilinear*.

Beberapa hubungan yang digunakan untuk sistem HVDC meliputi:

(a) Sisi penyearah

$$P_D = V_D \cdot I_D = \sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim} \cdot I_{line}^{rms} \cos\varphi \quad (4.17)$$



$$I_P = I \cos \varphi$$

$$I_Q = I \sin \varphi$$

$$P_D = V_D \cdot I_D = \sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim} \cdot I_P \quad (4.18)$$

$$I_P = \frac{V_D \cdot I_D}{\sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim}} \quad (4.19)$$

$$I_P = \frac{\alpha^2 \sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim}}{4\pi \cdot \omega L_S} [\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha + \mu)] \quad (4.20)$$

$$I_Q = \frac{\alpha^2 \sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim}}{4\pi \cdot \omega L_S} [\sin 2(\alpha + \mu) - \sin 2\alpha - \mu] \quad (4.21)$$

$$I_P = I_D \frac{\alpha \sqrt{6}}{\pi} \left[\frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \mu)}{2} \right] \quad (4.22)$$

Komponen sekunder mendasar dari I:

$$I = \frac{\alpha \sqrt{6}}{\pi} I_D \quad (4.23)$$

Substitusi Persamaan (4.23) ke Persamaan (4.22)

$$I_p = I \cdot \left[\frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \mu)}{2} \right] \quad (4.24)$$

sebagai $I_p = I \cos \varphi$, menghasilkan

$$\cos \varphi = \left[\frac{\cos \alpha + \cos (\alpha + \mu)}{2} \right] \quad (4.25)$$

(b) Sisi Inverter

Persamaan yang sama diterapkan untuk sisi inverter, tetapi sudut bakar α diganti oleh γ , di mana γ adalah (lihat Gambar 4.14):

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha_I + \mu_I) \quad (4.26)$$

Karena daya reaktif selalu berjalan ke arah konverter, di sisi inverter Persamaan. (4.21) menjadi:

$$I_Q = - \frac{a^2 \sqrt{3} \cdot V_{f-f}^{prim}}{4\pi \cdot \omega_I L_I} [\sin 2(\gamma + \mu_I) - \sin 2\gamma - \mu_I] \quad (4.27)$$

4.5.1. Penyearah Dioda pada Kendali HVDC untuk Aplikasi Turbin Angin Lepas Pantai

Transfer energi dari lading turbin angin lepas pantai menggunakan teknologi HVDC sangat tergantung pada teknologi konverter yang digunakan. Konversi melalui HVDC secara konvensional telah dilakukan dengan *Line Commutated Converters* (LCC) dengan menggunakan penyearah thyristor, atau *Voltage Source Converters* (VSC) dengan menggunakan IGBT. Namun penyearah dioda 12 pulsa di stasiun konverter lepas pantai dapat menjadi opsi yang menjanjikan karena kerugian konduksi yang lebih rendah, pengurangan biaya pemasangan dan ukuran konverter, dan keandalan yang lebih tinggi. Kelemahan utama adalah bahwa strategi kendali keseluruhan perlu beradaptasi dengan penyearah dioda yang tidak terkendali. Solusi lain adalah menggunakan penyearah dioda dengan kendali tegangan dan frekuensi *droop* bergeser terkait dengan *Phase Locked Loop* (PLL) untuk meningkatkan sistem kendali.

Transmisi HVDC melalui LCC dengan thyristor dikendalikan oleh sudut bakar. Sedangkan VSC merupakan teknik yang lebih baru dengan keuntungan utama adalah memungkinkan kendali menggunakan PWM. Salah satu konverter dengan biaya yang lebih rendah adalah 2L-VLC. Konverter 2L-VLC memiliki kinerja yang andal yang didapatkan dengan multilevel VSC atau *Modular Multilevel*

Converter (MMC) yang membuat bentuk gelombang lebih sinusoidal di sisi keluaran.

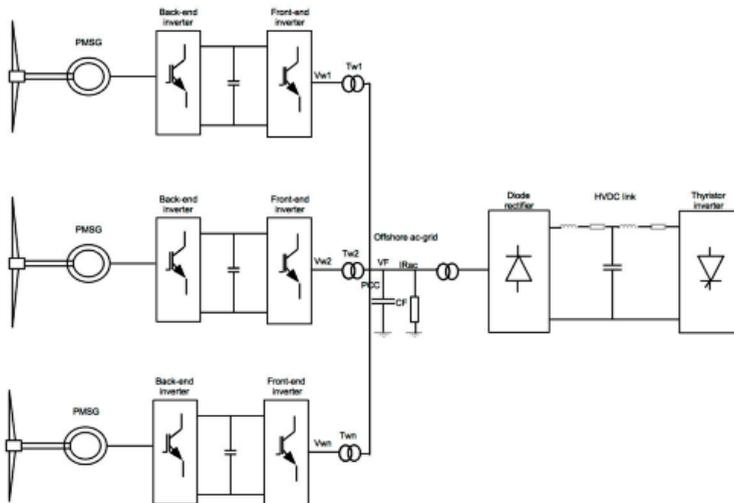
Namun penyearah diode untuk koneksi HVDC memiliki efisiensi dan keandalan yang lebih tinggi dengan biaya pemasangan yang lebih kecil daripada LCC dengan penyearah thyristor. Teknologi ini juga lebih unggul daripada VSC dengan aspek yang sama. Namun kurangnya pengembangan kendali dengan penyearah diode menjadi alasan mengapa teknologi ini belum banyak digunakan untuk transmisi HVDC.

Saat menggunakan penyearah diode untuk koneksi HVDC, pendekatan kendali sistem perlu beradaptasi dengan karakteristik penyearah. Secara konvensional, ketika menggunakan LCC atau VSC, konverter lepas pantai sistem HVDC akan mengendalikan tegangan dan frekuensi jaringan AC lepas pantai. Namun karena penyearah dioda tidak terkendali, tugas ini akan dilakukan oleh inverter *front-end* turbin angin. Inverter *back-end* dari setiap turbin angin kemudian akan mengendalikan tegangan pada *dc-link*. Kendali *Phase Locked Loop* (PLL) dapat digunakan dengan sinyal referensi tetap dari sudut fasa.

Gambar 4.14 menunjukkan diagram penyearah dioda sebagai konverter HVDC lepas pantai. Model sistem HCDC terdiri dari penyearah diode 12-pulsa lepas pantai

dan inverter thyristor 12-pulsa di daratan. Turbin angin yang digunakan adalah *Permanent Magnet Synchronous Generator* (PMSG) dengan koneksi konverter *back-to-back*. V_{wi} adalah tegangan pada terminal inverter *front-end*. T_{wi} adalah transformator dari setiap turbin angin, di mana $I \in \{1, \dots, n\}$ dengan n adalah jumlah turbin. Selanjutnya, C_F adalah kapasitor tapis pada *Point of Common Coupling* (PCC), dan V_F adalah tegangan pada PCC. Arus penyearah di sisi AC adalah I_{Rac} .

Konverter *back-end* dari turbin angin akan mengendalikan tegangan di *dc-link*, sedangkan konverter *front-end* akan memberikan integrasi jaringan turbin angin yang mengendalikan tegangan dan frekuensi jaringan AC lepas pantai.



Gambar 4.14 Penyearah Dioda Sebagai Konverter HVDC Lepas Pantai.

Pada kendali arus, ketika menerapkan *Kirchoff Voltages Law* (KVL) ke diagram pada Gambar 4.14, persamaan (4.28) diperoleh. R dan L sesuai dengan tahanan dan induktansi dari Transformator T_{wi} . I_{Fi} adalah arus konverter *front-end*.

$$[V_{Wi}]^{abc} - [V_F]^{abc} = RI_{Fi}^{abc} + L \frac{dI_{Fi}^{abc}}{dt} \quad (4.28)$$

Menerapkan transformasi *Park* dan memisahkan persamaan menjadi sumbu d dan q dalam kerangka referensi sinkron, persamaan (4.28) ditransformasikan menjadi persamaan (4.29) dan (4.30) di mana ω adalah frekuensi elektrikal sudut dalam rad/s, yang membentuk dasar untuk *loop* kendali arus dalam sistem. Proses ini dilakukan dengan merancang kendali *PI* local untuk setiap konverter *front-end* dengan *feed-forward* dan *decoupling term*, dengan tujuan menghulangkan dua elemen terakhir dari persamaan yang disajikan. Selain itu dengan menyelaraskan sumbu d dari kerangka referensi sinkron yang dipilih ke vektor V_F , komponen V_F^q dapat diasumsikan nol.

$$L \frac{dI^d}{dt} = -RI_{Fi}^d + V_{Wi}^d - V_F^d + L\omega I_{Fi}^q \quad (4.29)$$

$$L \frac{dI^q}{dt} = -RI_{Fi}^q + V_{Wi}^q - V_F^q - L\omega I_{Fi}^d \quad (4.30)$$

Pada kendali tegangan, ketika menerapkan *Kirchoff Currents Law* (KCL) ke diagram pada Gambar 4.14, persamaan sistem yang digunakan untuk mendapatkan tegangan luar dan *loop* kendali frekuensi diperoleh. Menerapkan transformasi *Park* dan memisahkan sumbu *d* dan *q*, maka persamaan berikut diperoleh:

$$C \frac{dV_F^d}{dt} = I_F^d - I_{Rac}^d + C\omega V_F^q \quad (4.31)$$

$$C \frac{dV_F^q}{dt} = I_F^q - I_{Rac}^q - C\omega V_F^d \quad (4.32)$$

Loop kendali tegangan dan frekuensi juga didasarkan pada asumsi bahwa $V_F^q = 0$, karena orientasi kerangka referensi sinkron. Dengan mengabaikan V_F^q terlihat dari persamaan (4.31) dan (4.32) bahwa ω hanya ada dalam persamaan (4.32). Oleh karena itu, persamaan (4.31) digunakan untuk kendali tegangan, sedangkan persamaan (4.32) digunakan untuk kendali frekuensi.

Kendali *PI* yang membuat dasar untuk *loop* kendali tegangan ditunjukkan pada persamaan (4.33). Karena V_F

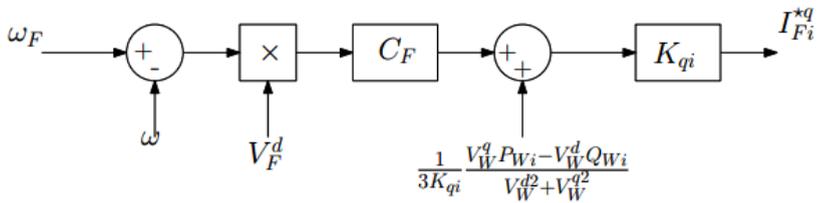
adalah variabel umum untuk semua konverter *front-end*, maka tidak mungkin untuk memiliki kendali *PI* di setiap konverter. Oleh karena itu, digunakan kendali *P* lokal setiap konverter dan satu kendali *PI* terpusat untuk seluruh turbin angin.

$$I_F^{d*} = \left[K_P (V_F^{d*} - V_F^d) + K_I \int (V_F^{d*} - V_F^d) dt \right] + I_{Rac}^d \quad (4.33)$$

Loop kendali frekuensi dibangun dari persamaan (4.32). Namun, karena *loop* terbuka ini sensitive terhadap C_F dan pengukuran I_{Rac}^q yang jauh diperlukan, maka I_{Rac}^q diperkirakan dengan menggunakan variabel lokal ke turbin angin. Hal ini dilakukan dengan menggunakan persamaan daya dari masing-masing turbin angin. Pengukuran I_{Rac}^q kemudian diperoleh sebagai berikut, di mana ωF adalah frekuensi jaringan AC:

$$I_{Rac}^q = \frac{1}{3K_{qi}} \frac{V_W^q P_{Wi} - V_W^d Q_{Wi}}{V_W^{d2} + V_W^{q2}} - C_{F\omega F} V_F^d \quad (4.34)$$

Loop kendali frekuensi yang berisi pengukuran I_{Rac}^q disajikan pada Gambar 4.15.



Gambar 4.15 Loop kendali frekuensi.

PLL mengekstraksi sinyal tegangan pada PCC untuk menentukan sudut fasa dan frekuensi jaringan, dan merupakan bagian penting dari strategi kontrol yang digunakan. Aliran daya sistem dengan penyearah dioda searah, yang menyiratkan bahwa sumber tegangan tidak tersedia di PCC, dan dengan demikian PLL konvensional tidak dapat melayani fungsinya. Oleh karena itu digunakan metode yang disebut FixRef yang menggunakan sinyal referensi eksternal dari frekuensi dan sudut fasa. Kemudian dikomunikasikan sebagai sinyal waktu GPS atau sinyal radio untuk menghindari ketergantungan pada sinyal tegangan PCC. Alternatif lain untuk PLL konvensional adalah memodifikasinya dengan tepat. PLL dapat dimodifikasi dengan referensi sudut fasa terintegrasi. PLL ini disajikan oleh persamaan (4.35) dan penyimpangan dari PLL konvensional akan menjadi istilah tambahan ω^* .

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega^* + \Delta\omega \\ &= \omega^* + K_P(V^q - V^{q*}) + K_I \int (V^q - V^{q*}) dt \end{aligned} \quad (4.35)$$

PLL ini dapat dilihat sebagai kombinasi antara PLL konvensional dan FixRef. Skema ini diterapkan untuk meningkatkan kinerja sistem kendali dan menghindari masalah sinkronisasi.

Pada kendali *droop* P/V dan Q/f dapat dibangun dengan mempertimbangkan hubungan P/V dan Q/f, di mana P adalah daya aktif dan Q adalah daya reaktif. Hubungan ini dapat dilihat dari persamaan sistem (4.31) dan (4.32), di mana ω hanya dapat dikendalikan oleh komponen q dari I_F , dan dengan demikian komponen d dari I_F akan mengendalikan tegangan V_F^d . Mengendalikan I_F^d dan I_F^q sebanding dengan kendali P dan Q . Terlihat dari persamaan (4.32) bahwa ketika ω berkurang maka I_F^q harus meningkat untuk menjaga keseimbangan. Persamaan jaringan disajikan dalam (4.36) digunakan untuk menggambarkan perilaku *droop*.

$$m = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - X_1} \quad (4.36)$$

di mana Y adalah ω dan X adalah I_F^q untuk kendali frekuensi. *Slope* yang sama, m , kemudian digunakan sebagai berikut:

$$I_F^{q*} = I_{Fref}^q - \frac{1}{m}(\omega_{ref} - \omega_m) \quad (4.37)$$

I_F^{q*} akan menjadi keluaran dari kendali *droop* frekuensi, dan kemudian menjadi masukan ke *loop* kendali arus. *Loop* kendali tegangan dapat dibangun dengan metodologi yang sama, dengan menggunakan persamaan (4.32). Dalam hal ini, Y adalah V_F^d , dan X adalah I_F^d . *Slope*, m , kemudian digunakan sebagai berikut:

$$I_F^{d*} = I_{Fref}^d - \frac{1}{m}(V_{Fref}^d - V_{Fm}^d) \quad (4.38)$$

Dalam beberapa kasus, lebih disukai bahwa keluaran adalah keluaran dari sistem kendali. Kasus ini diberi nama f/Q , artinya f adalah keluaran sedangkan Q adalah masukan. Persamaan (4.37) kemudian diselesaikan sehubungan dengan ω_{ref} , yang dapat digunakan sebagai masukan untuk PLL yang dimodifikasi dan disajikan dalam persamaan (4.35). Ketika strategi f/Q digunakan, I_F^q bukanlah keluaran dari *loop* kendali mana pun. *Loop* kendali P sederhana tambahan dengan V_F^q sebagai masukan dan I_F^q sebagai keluaran kemudian dapat dibangun.

4.6. Penyearah Tiga Fasa Faktor Daya Tinggi

Metode untuk mengurangi harmonik yang disebabkan oleh penyearah tiga fasa adalah injeksi arus harmonik ketiga. Teknik ini menerapkan injeksi arus harmonik ketiga di jalur catu penyearah untuk memodifikasi bentuk gelombang arus masukan sehingga mengurangi distorsi.

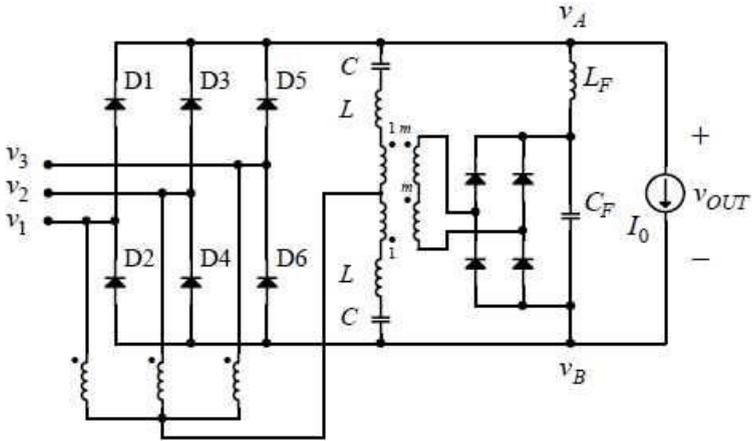
Penerapan teknik penyearah jembatan diode tiga fase menggunakan jaringan injeksi arus pasif cocok untuk aplikasi pada tingkat daya tinggi. Untuk memberikan injeksi arus yang tepat, sebagian daya masukan harus ditransmisikan ke jaringan injeksi arus.

Terdapat cara sederhana untuk mengembalikan daya yang diambil oleh jaringan injeksi arus dan mampu menyesuaikan penyearah dengan variasi arus beban. Penyearah tersebut cocok untuk aplikasi pada tingkat daya tinggi. Penyearah terdiri dari jembatan diode, perangkat injeksi arus dan jaringan injeksi arus. Jaringan injeksi arus terdiri dari dua cabang *LC* resonan, dan sistem emulasi resistansi adaptif. Topologi penyearah menerapkan transformator untuk mengekstraksi daya dari cabang resonansi jaringan injeksi arus dan konverter *buck* untuk menyesuaikan rasio transfer setara transformator ke nilai

optimal dan dibandingkan dengan nilai standar. Pada topologi ini diasumsikan bahwa jembatan diode beroperasi dalam mode konduksi kontinu.

Topologi yang digunakan bertujuan untuk meminimalkan jumlah sensor yang digunakan dalam rangkaian dan untuk mendapatkan *total harmonic distortion (THD)* arus masukan sebaik mungkin. Penggunaan satu konverter *buck* untuk injeksi harmonik ketiga yang optimal serta menghasilkan harmonisa arus yang optimal pada frekuensi jaringan triple lipat secara paralel dengan beban juga memberikan keuntungan lain.

Gambar 4.16 merupakan rangkaian penyearah dasar dengan emulasi resistansi pasif yang menerapkan jembatan dioda. Belitan sekunder transformator dihubungkan secara seri. Sambungan belitan sekunder ini memaksakan kendala yang menginjeksi arus i_{LA} dan i_{LB} yang sama, yang mengarah pada pengurangan komponen harmonik dari arus ini bahkan triple lipat dari frekuensi jaringan.



Gambar 4.16 Rangkaian penyearah dasar dengan emulasi resistansi pasif.

Impedansi cabang jaringan injeksi arus sangat kecil pada triple lipat dari frekuensi jaringan, sehingga tegangan terminal keluaran diode jembatan dan sumber tegangan yang dikontrol harus saling menyeimbangkan. Nilai optimal transformator-rasio harus tinggi untuk mengompensasi kerugian internal dari komponen penyearah.

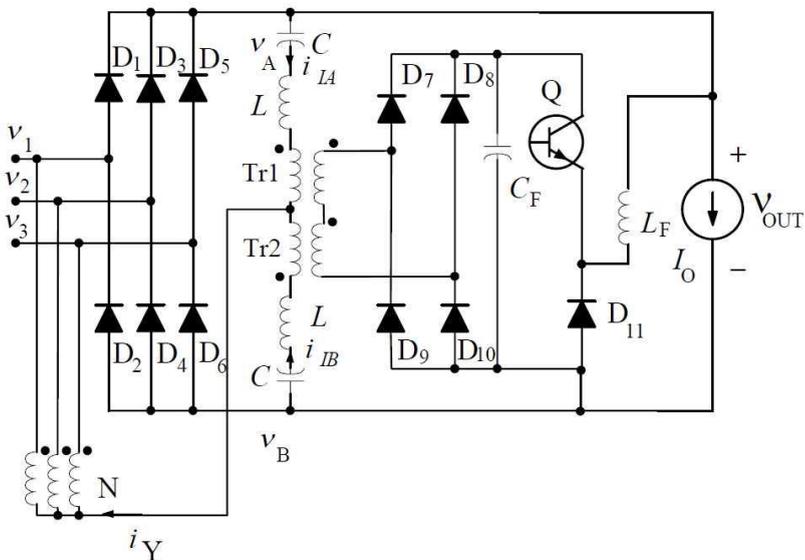
Topologi penyearah adaptif yang ditunjukkan pada Gambar 4.17 menggunakan konverter *buck* untuk menjaga amplitudo dari arus yang diinjeksikan pada tingkat optimal untuk mencapai THD minimal dari arus input. Untuk mencapai THD serendah mungkin dari arus input, jumlah yang diperlukan triple lipat dari arus frekuensi jaringan

ditambahkan ke arus keluaran penyearah dengan modulasi yang sesuai dari arus keluaran konverter *buck* (arus melalui L_F). memvariasikan rasio konversi setara konverter *buck*, rasio putaran transformator ekuivalen bervariasi, menghasilkan penyesuaian sederhana untuk variasi arus beban dan parameter komponen.

Rangkaian kendali mempertahankan amplitudo dari arus yang diinjeksikan sehingga nilai RMS adalah

$$I_Y = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_0 \quad (4.39)$$

untuk mencapai injeksi arus harmonik ketiga yang optimal.



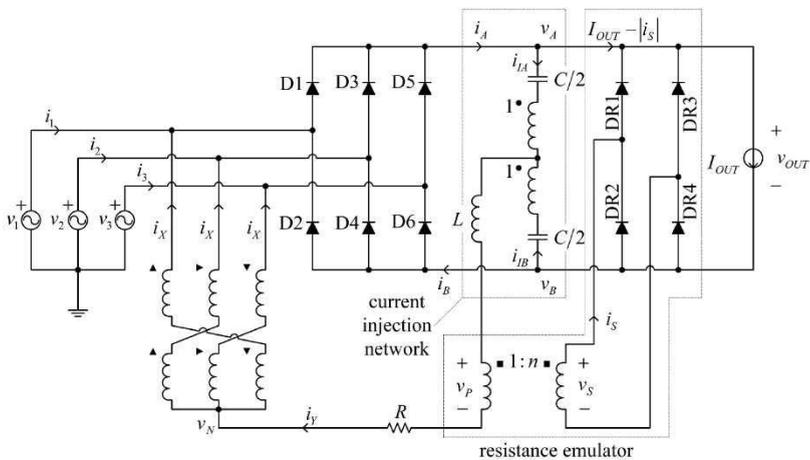
Gambar 4.17 Topologi penyearah dengan emulasi resistansi adaptif.

Rangkaian kendali yang diterapkan didasarkan pada sensor arus DC tunggal yang terisolasi. Sensor arus yang digunakan memiliki satu lubang dengan diameter yang cukup besar untuk dimasukkan dua konduktor pembawa arus. Konduktor pertama membawa arus beban DC dalam satu arah, sedangkan yang konduktor kedua membawa arus injeksi yang disearahkan. Perbaikan arus yang diinjeksikan dilakukan oleh jembatan diode tambahan yang dihubungkan secara seri dengan perangkat injeksi. Tegangan keluaran dari sensor arus dengan demikian mewakili kesalahan arus, yang selanjutnya diproses melalui regulator PI, untuk menurunkan tegangan kendali siklus kerja untuk konverter *boost*.

Dengan cara ini, rangkaian kendali mempertahankan kondisi persamaan (4.39) untuk mencapai injeksi arus optimal. Sehingga, kesalahan yang diperbolehkan dalam amplitudo arus yang diinjeksikan adalah 4,72%.

4.7. Penyearah Tiga Fasa Harmonik Rendah dengan Injeksi Arus dan Emulator Resistansi Pasif

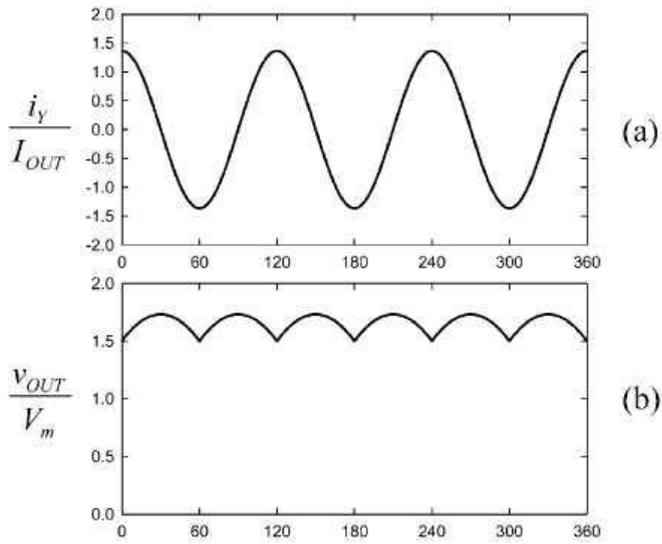
Pendekatan lain juga dapat dilakukan untuk mengembalikan daya yang diambil oleh jaringan injeksi arus. Penyearah yang ditunjukkan pada Gambar 4.18 terdiri dari jhembatan diode tiga fasa (diode D1 hingga D6), perangkat injeksi arus yang diwujudkan sebagai trafo otomatis zigzag, jaringan injeksi arus (terdiri dari kapasitor $C/2$, induktor L dan transformator 1:1), dan emulator resistansi pasif (1 : n transformator dan diode DR1 hingga DR4).



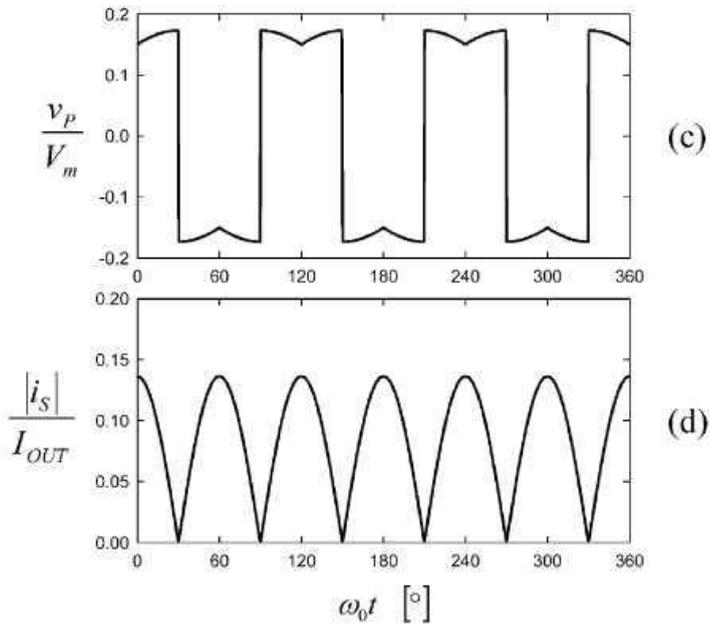
Gambar 4.18 Penyearah dengan emulator resistansi pasif.

Resistor R memodelkan kerugian dalam jaringan injeksi arus dan perangkat injeksi arus. Arus diinjeksikan i_Y mengalir melalui $1:n$ transformator primer yang diterapkan untuk menyesuaikan level tegangan. Transformator sekunder dihubungkan ke sisi AC dari jembatan diode fasa tunggal yang dicatu oleh arus yang berasal dari yang telah ditransformasikan i_Y . Setelah arus disearahkan, selanjutnya ditambahkan ke arus keluaran. Dengan cara ini, daya yang diambil oleh jaringan injeksi arus dikembalikan pada keluaran penyearah.

Penyearah yang ditunjukkan pada Gambar 4.16 memiliki fungsi untuk mengembalikan daya yang diambil oleh jaringan injeksi arus. Bentuk gelombang yang relevan untuk menggambarkan operasi emulator resistansi ditunjukkan pada Gambar 4.19.



Gambar 4.19 (cont).



Gambar 4.19 Bentuk gelombang dari tegangan dan arus penyearah,
 $n=10$.

Emulator resistansi menyediakan hubungan antara arus yang diinjeksikan, disajikan pada Gambar 4.19(a), dan tegangan keluaran penyearah dengan gelombang yang disajikan pada Gambar 4.19(b). Karena jembatan diode emulator resistansi (diode DR1 hingga DR4) diumpangkan arus, keadaan diode ditentukan oleh arah, sehingga DR1 dan DR4 konduksi ketika positif, sementara DR2 dan DR3 konduksi ketika negatif. Sehingga menghasilkan bentuk gelombang tegangan pada transformator primer seperti ditunjukkan pada Gambar 4.19(c). daya dipulihkan pada keluaran penyearah oleh arus yang ditunjukkan pada Gambar 4.19(d). Arus ini mengandung komponen spectral pada kelipatan keenam dari frekuensi jaringan dan mengubah arus yang memuat jembatan diode tiga fasa.

Komponen spectral dan pada triple dari frekuensi jaringan adalah sama dengan

$$U_{A,3} = U_{B,3} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m \cos(3\omega_0 t) \quad (4.40)$$

Asumsikan arus yang diinjeksikan i_Y adalah

$$i_Y = I_{Ym} \cos(3\omega_0 t) = kI_{OUT} \cos(3\omega_0 t) \quad (4.41)$$

Karena komponen spektral U_P pada triple dari frekuensi jaringan, diperoleh dengan menerapkan analisis Fourier dari bentuk gelombang pada Gambar 4.17(c)

$$U_{P,3} = \frac{15\sqrt{3}V_m}{4\pi} \frac{V_m}{n} \cos(3\omega_0 t) \quad (4.42)$$

dan resonansi elemen reaktif dari jaringan injeksi arus disesuaikan dengan triple dari frekuensi jaringan, yaitu $3\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ menerapkan metode rangkaian ekuivalen, maka didapatkan

$$\frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m = RI_{Ym} + \frac{15\sqrt{3}V_m}{4\pi} \frac{V_m}{n} \quad (4.43)$$

Jadi,

$$n = \frac{10}{1 - \frac{8\pi}{3\sqrt{3}} \frac{RI_{Ym}}{V_m}} \quad (4.44)$$

dan dalam kasus ideal $R=0$, memberikan rasio belitan dari transformator emulator resistansi $n=10$. Nilai tegangan-arus transformator ini dihitung $1/28=3,37\%$ dari daya masukan. Dioda DR1 hingga DR4 terpapar pada tegangan pemblokiran maksimum sama dengan nilai sesaat maksimum dari tegangan keluaran yaitu $1,73 V_m$, sama seperti untuk diode pada jembatan diode tiga fasa utama. Arus rata-rata dari masing-masing diode ini sama dengan satu setengah dari nilai rata-rata $|i_S|$ dan ditunjukkan pada Gambar 4.19(d), dan sama dengan $4,34\% I_{OUT}$. Hal ini secara signifikan lebih rendah dari rating arus untuk diode

di jembatan tiga fasa. Dengan cara ini, menerapkan satu transformator kecil dan empat diode berukuran sedang, emulasi tahanan diwujudkan tanpa persyaratan untuk penyakelaran frekuensi tinggi.

Amplitudo I_{Ym} dari arus yang diinjeksikan mempengaruhi THD arus masukan. Dengan menganalisis bentuk gelombang dari arus masukan, diansumsikan arus keluaran konstan I_{OUT} , kerugian yang dapat diabaikan ($R=0$, $n=10$), dan bentuk gelombang arus yang diinjeksikan ditentukan oleh (4.41), ketergantungan dari arus masukan THD pada amplitudo dari arus yang diinjeksikan diperoleh sebagai

$$\begin{aligned}
 THD(k) & \\
 &= \frac{\sqrt{6}}{90} \sqrt{7\pi^2 k^2 - 60\pi k + 150\pi^2 - 1350} \quad (4.45)
 \end{aligned}$$

di mana amplitudo dinormalisasi dari arus yang diinjeksikan, sebagaimana didefinisikan oleh (4.41).

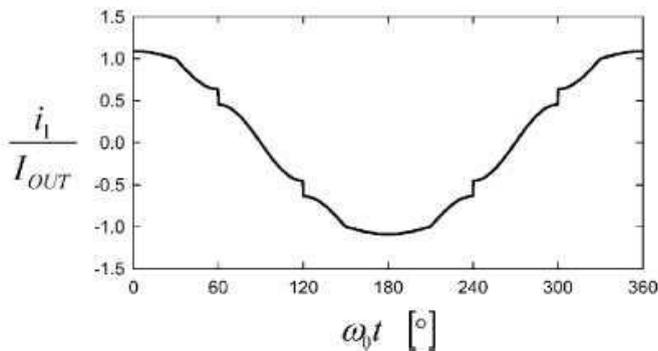
Minimum THD tercapai untuk

$$k = \frac{I_{Ym}}{I_{OUT}} = \frac{30}{7\pi} \approx 1,36 \quad (4.46)$$

dan menghasilkan nilai THD dari

$$THD = \frac{1}{3} \sqrt{\pi^2 - \frac{69}{7}} \approx 3,72\% \quad (4.47)$$

Bentuk gelombang yang diperoleh dari arus masukan untuk nilai k optimal disajikan pada Gambar 4.20.



Gambar 4.20 Bentuk gelombang dari arus masukan untuk $n=10$ dan $k=30/(7\pi)$.

Amplitudo optimal dari arus yang diinjeksikan dapat diperoleh secara tepat dengan menyesuaikan rasio belitan transformator emulator resistansi. Namun cara ini dapat memberikan injeksi arus optimal hanya untuk satu nilai arus keluaran. Pada beban rendah, amplitudo arus yang diinjeksikan dibatasi oleh konduksi diskontinu dari jembatan diode. Sedangkan pada arus keluaran yang tinggi,

amplitudo arus yang diinjeksikan akan independen pada arus beban yang ditentukan oleh (4.43). Dengan demikian, sangat penting untuk menerapkan penyearah untuk menganalisis ketergantungan THD arus masukan pada arus keluaran dalam mode suboptimal.

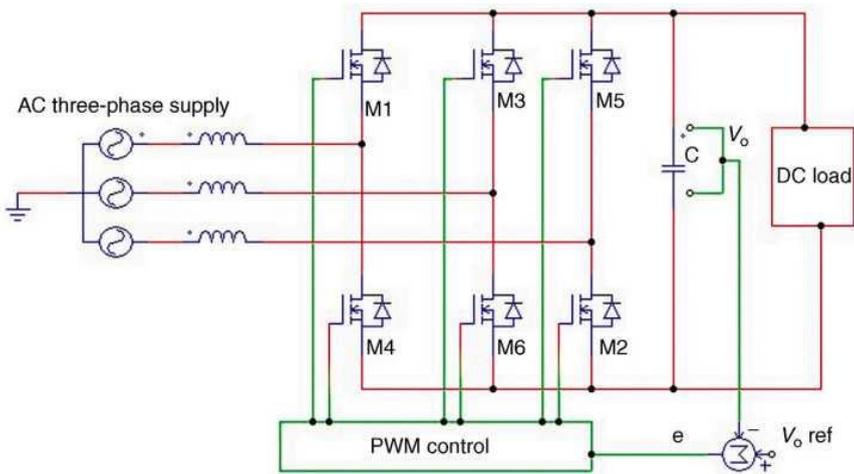
Mode konduksi terputus dari jembatan diode terjadi ketika jembatan diode memuat arus i_A dan i_B mencapai nol. Mulai dari kondisi ini dan dengan asumsi bentuk gelombang yang diinjeksikan diberikan oleh (4.41), amplitudo dari arus yang diinjeksikan dalam mode konduksi diskontinu diperoleh sebagai $I_{Ym}=(2n/(n + 2)) I_{OUT}$, menghasilkan $k=5/3$ untuk $R =0$ dan $n=10$. Hal ini memberikan nilai THD dari

$$THD = \frac{\sqrt{6}}{54} \sqrt{61\pi^2 - 36\pi - 486} \approx 7,79\% \quad (4.48)$$

Dalam kasus di mana emulator resistansi tidak diterapkan, mode konduksi diskontinu terjadi pada $I_{Ym}=2I_{OUT}$, menghasilkan THD arus masukan sebesar 10,43%. Perlu dicatat di sini bahwa (4.48) adalah perkiraan yang diperoleh dengan asumsi penyaringan tinggi dari jaringan injeksi arus dan kerugian yang dapat diabaikan, menghasilkan bentuk gelombang i_Y yang diberikan oleh (4.41).

4.8. Penyearah PWM

Rangkaian penyearah yang dikendalikan oleh dioda dan thyristor banyak digunakan di berbagai industri. Rangkaian penyearah ini memiliki dampak negatif pada catu AC karena menurunkan kualitas daya, sehingga faktor daya AC menjadi rendah. Lebih lanjut, konten harmonik pada arus AC juga meningkat. Untuk mengatasi kekurangan ini, maka penyearah PWM dikembangkan. penyearah ini dirancang untuk mengoperasikan sakelar sehingga membuat faktor daya menjadi satu atau dekat dengan satu. Penyearah PWM yang akan dibahas pada bab ini adalah penyearah PWM tiga fasa.

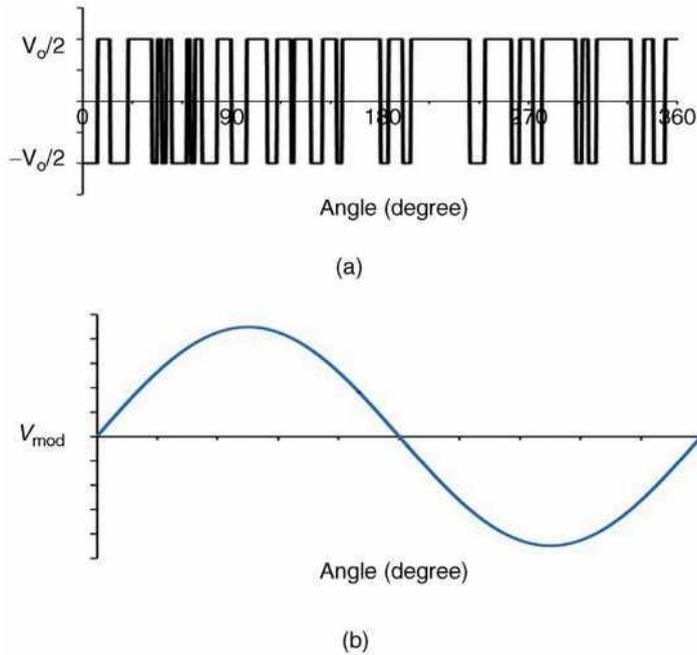


Gambar 4.21 Skematik VSR jembatan tiga fasa.

Gambar 4.21 menunjukkan rangkaian *voltage source rectifier* (VSR) dan diagram blok kendalinya. Tegangan DC-link V_o ditetapkan pada nilai yang diinginkan dengan menggunakan sinyal kendali umpan balik. Tegangan DC-link ini diukur dan dibandingkan dengan sinyal referensi. Sinyal kesalahan mengendalikan keadaan *on-off* dari enam sakelar. Daya dapat mengalir ke sumber atau dari sumber tergantung pada kebutuhan.

Dalam mode operasi penyearah, arus beban I_o bernilai positif. Sinyal kesalahan mengakibatkan aliran daya mengalir dari pasokan AC ke beban. Dalam mode inverter, kapasitor memiliki daya berlebih dan aliran daya mengalir dari beban ke pasokan AC. Sinyal kendali memutuskan aliran daya dengan menghasilkan sinyal gerbang PWM yang sesuai. Penyearah PWM dapat mengendalikan daya aktif dan reaktif. Hal ini digunakan untuk memperbaiki faktor daya, yaitu menjadi satu atau lebih dekat ke satu. Arus pada sisi pasokan AC juga dibuat mendekati dengan sinusoidal sehingga mengurangi harmonik.

Bentuk gelombang modulasi satu fasa ditunjukkan pada Gambar 4.22. Gambar 4.22a adalah sinyal PWM dan Gambar 4.22b adalah sinyal modulasi.



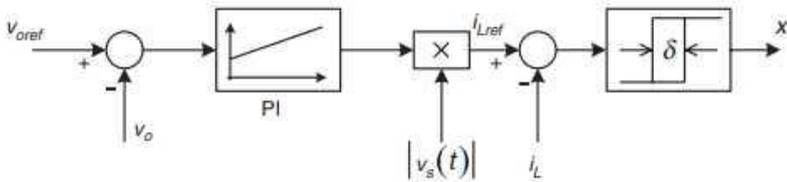
Gambar 4.22 Bentuk gelombang dari PWM tiga fasa jembatan VSR. (a) PWM dan (b) V_{mod} .

4.9. Aplikasi Penyearah Faktor Daya

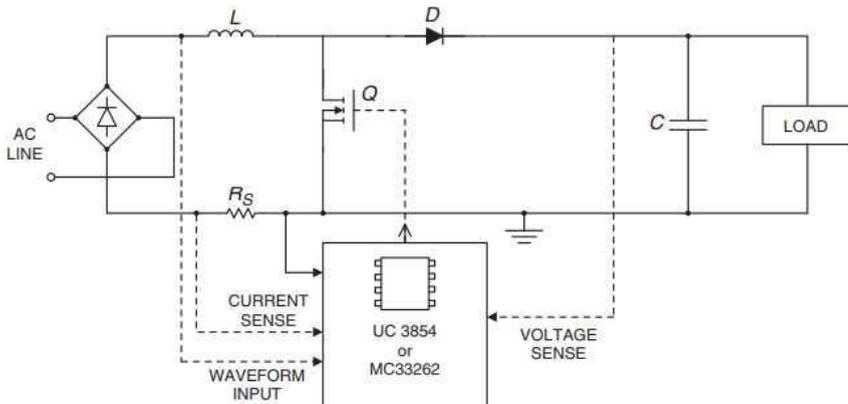
Terdapat berbagai macam contoh aplikasi penyearah faktor daya. Sebagian contoh akan dijabarkan pada pembahasan berikut.

4.9.1. Aplikasi Penyearah Tingkatan (*Boost*)

Penyearah *boost* fasa tunggal telah menjadi topologi paling populer untuk *power factor correction* (PFC) dalam pasokan daya serba guna. Untuk mengurangi biaya, sistem kendali lengkap ditunjukkan pada Gambar 4.23 dan rangkaian kemudi gerbang dari transistor daya telah dimasukkan dalam satu *integrated circuit* (IC), seperti UC3854 atau MC33262 yang ditunjukkan pada Gambar 4.24.



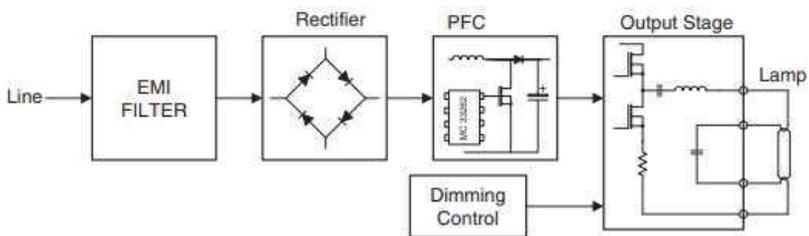
Gambar 4.23 Sistem kendali penyearah *boost*.



Gambar 4.24 Rangkaian sederhana PFC dengan rangkaian IC.

Saat ini ada peningkatan minat dalam mengembangkan *ballast* elektronik frekuensi tinggi untuk

menggantikan *ballast* elektromagnetik klasik yang ada pada lampu neon. *Ballast* elektronik ini membutuhkan konverter AC-DC. Untuk memenuhi ineksi arus harmonic dari peralatan elektronik dan untuk mempertahankan kualitas daya tinggi, penyearah faktor daya tinggi dapat digunakan, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.25.

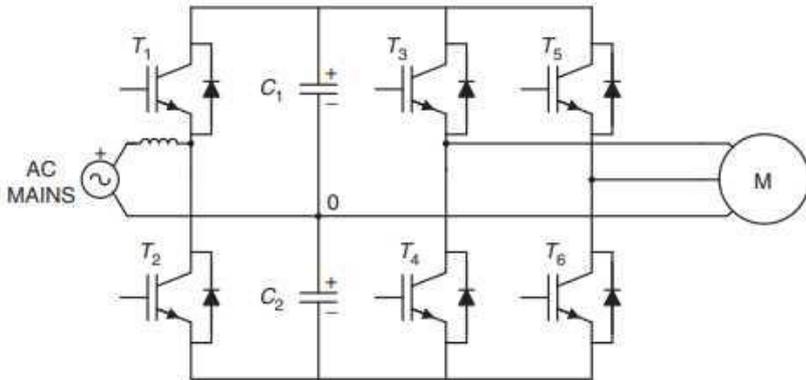


Gambar 4.25 Diagram blok fungsional dari *ballast* elektronik dengan PFC.

4.9.2. Penyearah PWM Tegangan Ganda

Pengembangan sistem penggerak motor berbiaya rendah adalah topik yang relevan, khususnya dalam kisaran biaya rendah. Gambar 4.26 menunjukkan konverter berbiaya rendah untuk kendali motor induksi rendah. Dalam konfigurasi ini, motor induksi tiga fasa diumpankan melalui konverter dari catu daya fasa tunggal. Transistor T_1 , T_2 dan kapasitor C_1 , C_2 merupakan penyearah tegangan ganda fasa tunggal yang mengendalikan tegangan *dc-link* dan menghasilkan arus masukan sinusoidal, bekerja dengan faktor daya yang mendekati satu. Di sisi lain, transistor T_3 ,

T_4 , T_5 dan T_6 serta kapasitor C_1 dan C_2 merupakan rangkaian daya dari inverter asimetris yang memasok motor. Karakteristik penting dari rangkaian daya yang ditunjukkan pada Gambar 4.18 adalah kemampuan regenerasi daya ke induk fasa tunggal.

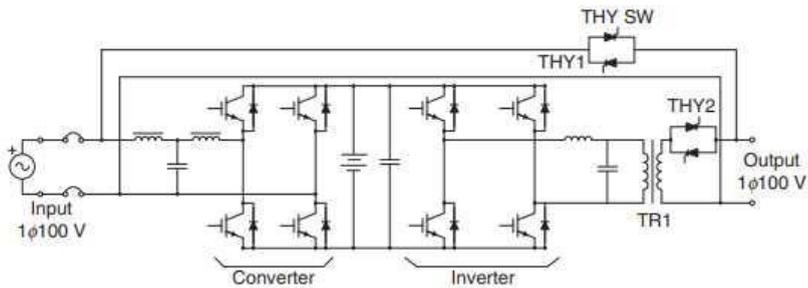


Gambar 4.26 Kendali motor induksi berbiaya rendah.

4.9.3. Penyearah PWM dalam Koneksi Jembatan

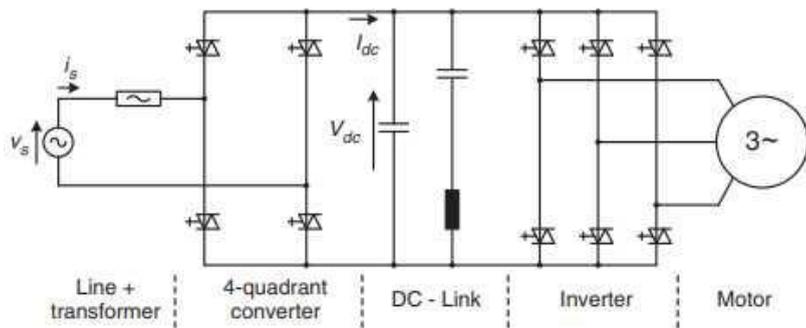
Distorsi arus masukan dalam penyearah jalur komutasi dengan tapis kapasitif sangat penting dalam UPS yang diumpankan dari rangkaian motor-generator. Akibatnya, karena nilai impedansi generator yang leboh tinggi, distorsi arus dapat berasal dari distorsi yang tidak dapat diterima pada tegangan AC yang mempengaruhi perilaku seluruh sistem. Untuk alasan ini, sangat menarik untuk menggunakan penyearah dengan distorsi rendah pada arus masukan. Gambar 4.27 menunjukkan rangkaian

daya UPS fasa tunggal yang memiliki penyearah PWM dalam koneksi jembatan di sisi masukan. Penyearah ini menghasilkan arus masukan sinusoidal dan mengendalikan muatan baterai.



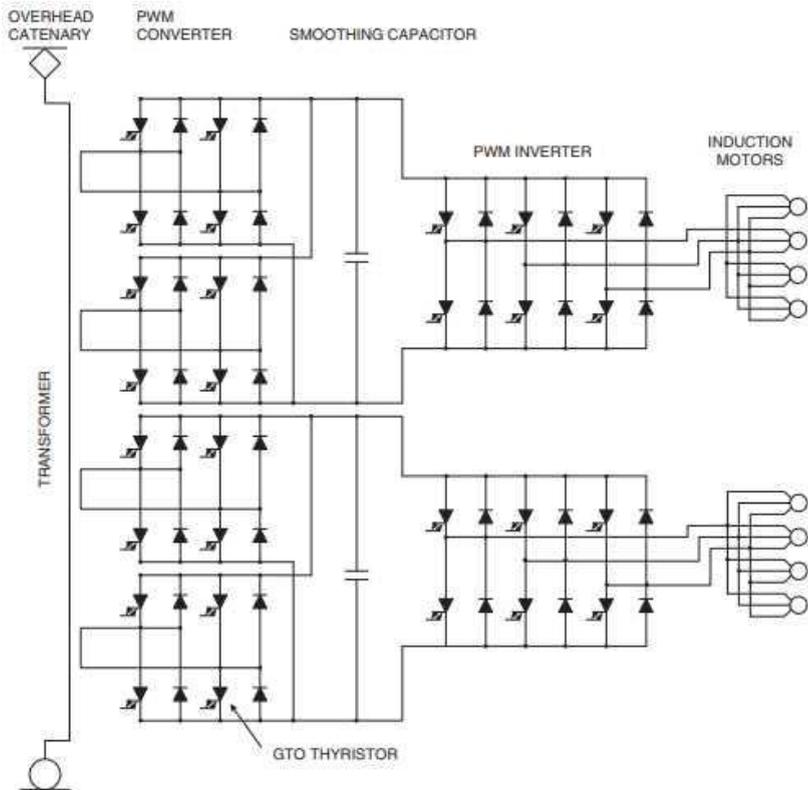
Gambar 4.27 UPS satu fasa dengan penyearah PWM.

Mungkin area aplikasi penyearah fasa tunggal faktor daya yang paling umum dan diterima secara luas adalah pada penggerak lokomotif. Prasyarat penting untuk pengoperasian yang tepat dari kemudi inverter tiga fasa sumber tegangan di lokomotif modern adalah penggunaan konverter sisi jaringan listrik empat kuadran, yang memastikan motor dan pengereman kemudi, dengan mengurangi harmonisa pada arus masukan. Gambar 4.28 menunjukkan rangkaian daya yang disederhanakan dari kemudi untuk lokomotif yang terhubung ke catu daya fasa tunggal, yang mencakup penyearah faktor daya tinggi pada masukan.



Gambar 4.28 Rangkaian daya kemudi AC untuk lokomotif.

Gambar 4.29 menunjukkan diagram rangkaian utama kereta Shinkansen seri 300. Dalam aplikasi ini daya AC dari *catenary overhead* ditransmisikan melalui transformator ke penyearah PWM fase tunggal, yang memberikan tegangan DC untuk inverter. Penyearah mampu mengendalikan arus masukan AC dalam bentuk gelombang sinus yang mendekati dan dalam fasa dengan tegangan, mencapai faktor daya yang hampir satu kesatuan saat menyalakan dan pada pengereman regenerative. Pengereman regenerative menghasilkan penghematan dan fleksibilitas operasional yang penting.



Gambar 4.29 Diagram rangkaian utama lokomotif Shinkansen seri 300.

4.10. Perbandingan Penyearah Tiga Fasa

Rangkuman topologi penyearah tiga fasa ditunjukkan pada Tabel 4.1.

Tabel 4.1 Penyearah tiga fasa.

	Setengah gelombang	Gelombang Penuh (Centre-tap)	Gelombang Penuh (Jembatan)
<p>V_{di}=tegangan keluaran DC rata-rata tanpa beban. I_d=arus DC melalui beban.</p> <p>Dioda dan transformator yang ideal. Frekuensi utama f.</p> <p>$P_{di}=V_{di} \cdot I_d$</p>			

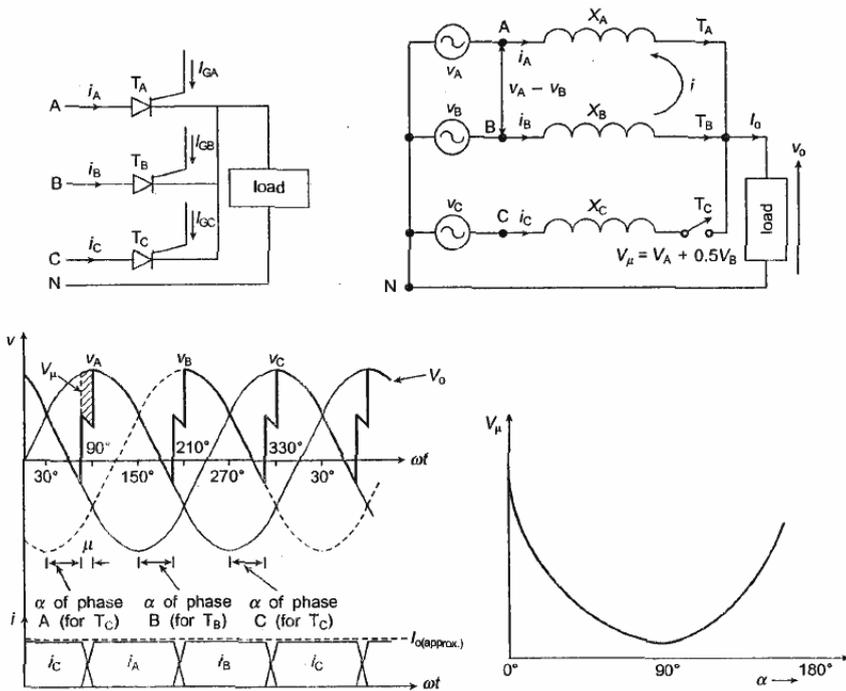
Penyearah tiga fasa terhadap beban yang digunakan ditunjukkan pada Tabel 4.2.

Tabel 4.2 Penyearah tiga fasa terhadap beban.

Beban		Setengah gelombang	Gelombang Penuh (Centre-tap)	Gelombang Penuh (Jembatan)
Beban				
I_{RMS}	R	$1,02 \cdot I_d$	I_d	I_d
V_{RMS}	R	$1,02 \cdot V_{di}$	V_{di}	V_{di}
Frekuensi riak	R	$3 \cdot f$	$6 \cdot f$	$6 \cdot f$
Faktor riak r	R	18,4	4,3	4,3
TRANSFORMATOR				
V_{RMS} fasa sekunder	gelombang sinus/kotak	$0,855 \cdot V_{di}$	$0,74 \cdot V_{di}$ (total)	$0,428 \cdot V_{di}$
I_{RMS} sekunder	gelombang sinus/kotak	$0,58 \cdot I_d$	$0,408 \cdot I_d$	$0,816 \cdot I_d$
VA sekunder	gelombang sinus/kotak	$1,48 \cdot P_{di}$	$1,81 \cdot P_{di}$	$1,05 \cdot P_{di}$
VA primer	gelombang sinus/kotak	$1,21 \cdot P_{di}$	$1,28 \cdot P_{di}$	$1,05 \cdot P_{di}$
Per Dioda (spesifikasi minimum)				
beban				
Arus rata-rata I_{FAV}	R/L	$0,333 \cdot I_d$	$0,167 \cdot I_d$	$0,333 \cdot I_d$
Arus efektif $I_{F(RMS)}$	R	$0,577 \cdot I_d$	$0,408 \cdot I_d$	$0,577 \cdot I_d$
Arus puncak I_{FPM}	R	$1,21 \cdot I_d$	$1,05 \cdot I_d$	$1,05 \cdot I_d$
	L	I_d	I_d	I_d
Pembalikan maksimum V_{RRM}	R/L	$2,09 \cdot V_{di}$	$2,09 \cdot V_{di}$	$1,05 \cdot V_{di}$
Faktor bentuk $a = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$	R	1,73	2,44	1,73

BAB 5: EFEK IMPEDANSI SUMBER (OVERLAP)

Hingga saat ini, efek dari impedansi sumber DC telah diabaikan dan diasumsikan bahwa transfer arus dari satu dioda/ thyristor ke dioda/thyristor yang lain. Namun karena adanya reaktansi induktif sumber AC (misal: distribusi reaktansi kebocoran trafo), maka arus membutuhkan waktu yang terbatas untuk berkurang menjadi nol (pada komutasi perangkat yang keluar). Kondisi yang sama terjadi, arus membutuhkan waktu yang terbatas untuk meningkatkan konduksi perangkat yang datang (selama mengaktifkan). Konverter setengah gelombang tiga fasa terhubung ke trafo tiga fasa. Beban yang sangat induktif terhubung dengan konverter sedemikian rupa sehingga arus beban bebas riak mengalir dan $I_o = I_{av}$. Sumber induktansi dari setiap fasa adalah X_A , X_B dan X_C dimana $X_A = X_B = X_C$. T_A mengonduksi dan T_B hidup pada sudut penyakelaran α (dapat dilihat pada Gambar 5.1). Perbedaan tegangan fasa ($v_B - v_A$) muncul di seluruh reaktansi X_A dan X_B , serta sirkulasi aliran arus antara dua thyristor. Selang waktu dalam kedua thyristor yang konduksi disebut *overlap period* (periode overlap).



Gambar 5.1 *Overlap* dalam sistem tiga fasa.

Mengabaikan resistansi sumber dan penurunan tegangan di seluruh thyristor, penurunan tegangan di induktansi diberikan oleh

$$\Delta v = 2L_A \frac{di}{dt} \tag{5.1a}$$

dimana L_A adalah kebocoran induktansi dan $L_A = L_B$. Pada saat peralihan sesaat, tegangan listrik muncul di reaktansi ini. Oleh karena itu,

$$\Delta v = \sqrt{3}\sqrt{2} V \sin(\omega t + \alpha) \quad (5.1b)$$

Menyamakan persamaan (6.58a dan 6.58b) dan berintegrasi untuk i , hasilnya

$$i = \frac{\sqrt{6}V}{2\omega L_A} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (5.2)$$

dimana pada $\omega t = \alpha$, komutasi dimulai dan pada $\omega t = \alpha + \mu$, komutasi selesai. Juga pada $i = i_B = I_{av}$. Dari (5.2), diberikan

$$\cos \alpha - \cos(\mu - \alpha) = \frac{2\omega L_A I_{av}}{\sqrt{6}V}$$

Sehingga sudut komutasinya

$$\mu = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{2\omega L_A I_{av}}{\sqrt{6}V} \right) \quad (5.3)$$

Selama komutasi atau periode *overlap* (μ), catu tegangan muncul di seluruh sumber induktasi. Tegangan keluaran pada titik tengah tegangan induktansi, yang diberikan oleh

$$v_o = v_2 + \frac{1}{2}(v_1 - v_2) = \frac{1}{2}(v_1 + v_2)$$

V_μ adalah rerata kerugian tegangan DC yang terjadi karena *overlap* pada setiap tegangan keluaran (dalam kasus ini tiga pulsa). Oleh karena itu,

$$\begin{aligned}
 v_\mu &= \frac{3}{2\pi} \int_\alpha^{\alpha+\mu} \frac{1}{2} (v_B - v_A) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_\alpha^{\alpha+\mu} \frac{1}{2} v_L d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{4\pi} \int_0^\mu \sqrt{3}\sqrt{2} V \sin(\omega t + \alpha) d(\omega t) \text{ (referensi diganti dengan } \\
 &\alpha) \\
 &= \frac{-3\sqrt{3}\sqrt{2} V}{4\pi} [\cos(\mu + \alpha) - \cos \alpha] = L_A I_{av} \frac{3\omega}{2\pi} \quad \text{(dari} \\
 &5.2)
 \end{aligned}$$

Pemuatan atau pengurangan dalam tegangan keluaran DC diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 V_{o\mu} &= V_o - V_\mu \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cos \alpha - L_A I_{av} \frac{3\omega}{2\pi} \quad \text{(untuk konverter 3} \\
 &\quad \text{pulsa)} \\
 &= \frac{3\sqrt{6} V}{\pi} \cos \alpha - L_A I_{av} \frac{3\omega}{\pi} \quad \text{(untuk konverter 6} \\
 &\quad \text{pulsa)} \\
 &= \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \cos \alpha - L_A I_{av} \frac{\omega}{\pi} \quad \text{(untuk konverter 2} \\
 &\quad \text{pulsa)}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Waktu komutasi berbanding terbalik dengan tegangan komutasi (Δv). Sebagai peningkatan α , Δv meningkat dan μ

menurun. Namun Δv meningkat ke maksimal dan μ menurun ke minimum pada $\pi/2$. Nilai maksimum μ terletak pada $\alpha=0$ dan mendekati $\alpha=\pi$ (terlihat pada Gambar 2.19). Pada pulsa n , diberikan oleh

$$\begin{aligned} \mu_{max} &= \cos^{-1} \left[\frac{\omega L_A I_{av}}{\sqrt{2} V \sin(\pi/n)} - 1 \right] \\ &= \cos^{-1} \left(\frac{2\omega L_A I_{av}}{\sqrt{2}\sqrt{3} V} - 1 \right) \\ &= \cos^{-1} \frac{2\omega L_A I_{av}}{\sqrt{2} V} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{(untuk konverter 6} \\ \text{pulsa)} \end{array} \quad (5.5)$$

Besarnya μ_{max} juga tergantung pada arus beban. Sudut *overlap* lebih penting dalam operasi inverter. Sudut *overlap* memberikan jangkauan kendali. Nilai maksimum α diberikan oleh

$$\alpha_{max} = 180^\circ - (\mu_{max} + \gamma) \quad (5.6)$$

dimana t_q adalah waktu mematikan thyristor dan $\gamma = \omega t_q$

Contoh 5.1

Konverter penuh tiga fasa enam pulsa terhubung ke catu koneksi Y 200V 50Hz. Resistansi dan induktansi beban adalah 10Ω dan 1H. Untuk $\alpha=30^\circ$, carilah berikut ini:

- (a) Rerata tegangan keluaran (V_o)
- (b) Rerata arus keluaran (I_o)
- (c) Rms arus keluaran ($I_{o(rms)}$)
- (d) Rerata daya keluaran (P_o)
- (e) Rerata arus thyristor (SCR), ($I_{T(avg)}$)
- (f) Rating tegangan thyristor

Penyelesaian

Impedansi beban

$$Z = R + j2\pi fL = 10 + j2\pi \times 50 \times 1 = (10 + j314.1)\Omega$$

Sudut impedansi

$$\phi = \tan^{-1} \frac{314.1}{10} = 88.17^\circ$$

Selama beban sangat induktif, kita mendapatkan rerata tegangan keluaran,

$$V_o = V_{on} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6} V}{\pi} \cos \alpha$$

Tegangan fasa,

$$V = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ V}$$

$$(a) \quad V_{o(av)} = \frac{3\sqrt{6} \times 127}{\pi} \cos 30^\circ = 257.45 \text{ V}$$

$$(b) \quad I_{o(av)} = \frac{V_{o(av)}}{R} = \frac{257.45}{10} = 25.74 \text{ A}$$

(c) Karena arus sangat berinduksi, arus beban bebas

riak

(besarnya tetap). Sehingga $I_{o(rms)} = I_{o(av)} = 25.74 \text{ A}$

$$(d) \quad P_o = I_{o(av)}^2 R = I_{o(rms)}^2 R = (25.74)^2 \times 10 = 6.625 \text{ kW}$$

$$(e) \quad I_T(av) = I_{o(av)} = 8.58 \text{ A}$$

$$(f) \quad I_T(rms) = I_{o(av)} / \sqrt{3} = 25.74 / \sqrt{3} = 14.86 \text{ A}$$

(g) Tegangan invers puncak (*peak inverse voltage/PIV*) di

seluruh thyristor adalah nilai maksimum tegangan listrik,

$$V_{Lm} = \sqrt{2} \times V_L = \sqrt{2} = 311.1 \text{ V}$$

Contoh 5.2

Rangkaian angker (beban *RLE*) motor DC yang tereksitasi secara terpisah dihubungkan dengan konverter terkendali penuh tiga fasa enam pulsa. Tegangan masukan AC (listrik)=148V, $R_a = 0.06\Omega$, $L_a = 0.85 \text{ mH}$, I_a (terukur)=150A, V_a (terukur)=200V. Carilah tegangan keluaran dan α ketika

- (a) $E=160$ V pada torsi beban terukur
- (b) $E=160$ V pada 200% torsi beban terukur
- (c) $E=-109$ V pada 200% pada torsi beban terukur

Penyelesaian

- (a) Persamaan tegangan rangkaian DC diberikan oleh

$$V_a = E + I_a R_a = 160 + 150 \times 0.06 = 169 \text{ V}$$

Untuk arus beban *continuous*, V_o diberikan oleh

$$V_o = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos \alpha = V_a$$

dimana

$$\cos \alpha \frac{169\pi}{3\sqrt{2} \times 148} = 0.845 \quad \text{dan} \quad \alpha = 32.3^\circ$$

- (b) Pada kondisi $I_a=2 \times 150=300$ A. Kemudian

$$V_a = E + I_a R_a = 160 + 300 \times 0.06 = 178 \text{ V}$$

dimana

$$\cos \alpha = \frac{178\pi}{3\sqrt{2} \times 148} = 0.89 \quad \text{dan} \quad \alpha = 27.1^\circ$$

- (c) $V_a=-109 + 300 \times 0.06=-91$ V. Kemudian motor beroperasi dalam kuadran keempat dan

$$\cos \alpha = \frac{-91\pi}{3\sqrt{2} \times 148} = -0.455 \quad \text{dan} \quad \alpha = 117^\circ$$

Contoh 5.3

Konverter penuh tiga fasa enam pulsa terhubung dengan catu tegangan tiga fasa 400V. Beban RL yang sangat induktif (10Ω) terhubung dengan keluaran. Carilah PF dan THD konverter pada $\alpha=30^\circ$.

Penyelesaian

Biarkan arus beban menjadi arus kontinu bebas riak.

Kemudian dari *Fourier series*, pada arus masukan,

$$\begin{aligned} \alpha_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) (\cos n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi I_{av} (\cos n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{dikarenakan simetri dari kedua setengah siklus}) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha+(\pi/6)}^{\alpha+(5\pi/6)} I_{av} (\cos n\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{-4I_{av}}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n\alpha \quad \text{untuk } n = 1, 3, 5, \dots \end{aligned}$$

$$= 0, \quad \text{untuk } n = 2, 4, 6, \dots$$

dan

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) (\sin n\omega t) d(\omega t)$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_{av} (\sin n\omega t) d(\omega t)$$

$$= \frac{4I_{av}}{n\pi} \sin \frac{\pi n}{3} \cos n\alpha, \quad \text{untuk } n=1, 3, 5, \dots$$

$$= 0 \quad \text{untuk } n=2, 4, 6, \dots$$

Kemudian nilai *rms* dari harmonic pada *n* diberikan oleh

$$I_n = \frac{\sqrt{a_n^2 b_n^2}}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} I_{av} \sin \frac{n\pi}{3}$$

Juga,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} (-\tan n\alpha) = -n\alpha$$

Nilai *rms* dari arus masukan,

$$I = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha+(\pi/6)}^{\alpha+(5\pi/6)} I_{av}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{av}$$

Nilai *rms* dari komponen dasar arus AC masukan diberikan oleh

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} I_{av} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{av}$$

Sehingga,

$$PF = \frac{I_1}{I} \cos(-\alpha) = \frac{3}{\pi} \cos 30^\circ = 0.827$$

dan

$$\begin{aligned} THD &= \left[\left(\frac{I}{I_1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \left[\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} \\ &= 0.3108 \text{ atau } 31.08\% \end{aligned}$$

(catatan: THD tidak bergantung pada α seperti pada kasus konverter penuh fasa tunggal untuk arus kontinu bebas riak.)

BAB 6: KONVERTER BERGANDA

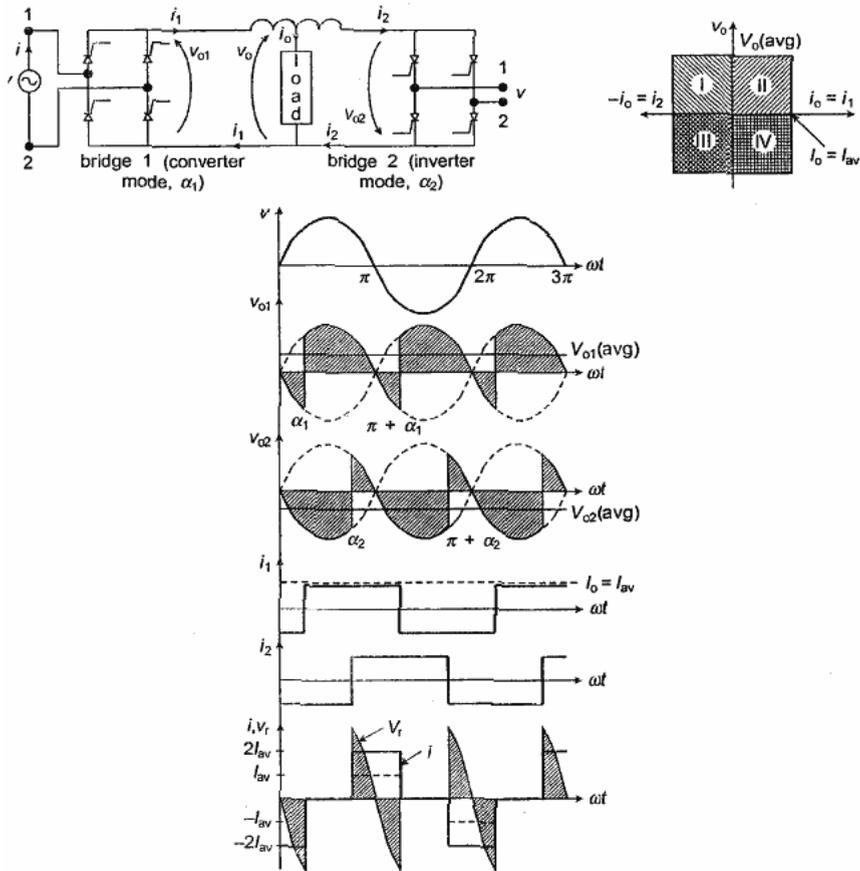
Ada batasan pada kendali penyearah atau konverter. Konverter semi beroperasi dalam keluaran kuadran pertama karakteristik $v_o - i_o$ ketika konverter penuh dapat beroperasi dalam kuadran pertama seperti pada beban aktif atau beban *RLE* (-). Ada beberapa konverter yang digunakan untuk aplikasi khusus. Pada umumnya kombinasi konverter setengah terkendali atau konverter terkendali penuh. Sebagai contoh, ketika arah tegangan keluaran dan arus keluaran harus dibalik, maka konverter ganda (jenis paralel) digunakan. Pada peningkatan PF dan pengurangan THD, kendali urutan atau konverter seri ganda/*multiple* digunakan. Berikut tipe-tipe konverter ganda yang umum digunakan.

- (a) Konverter paralel ganda
 - i. Tipe arus tidak bersirkulasi (*non-circulating current*)
 - ii. Tipe arus bersirkulasi (*circulating current*)
- (b) Konverter seri tahap ganda
 - i. Menggunakan jembatan konverter semi
 - ii. Menggunakan jembatan konverter penuh

Konverter ganda ini bisa saja tipe fasa tunggal atau tipe tiga fasa.

6.1. Konverter Ganda Paralel, Fasa Tunggal

Pada konverter setengah terkendali, tegangan beban v_o dan arus beban i_o tidak dapat dibalik. Oleh sebab itu operasi konverter dibatasi hanya untuk $v_o - i_o$ kuadran keempat. Dalam kasus konverter terkendali penuh, hanya tegangan keluaran (nilai rerata) yang dapat dibalik. Sehingga konverter dapat beroperasi dalam kuadran pertama dan kuadran keempat. Namun arah arus beban tetap sama (seperti arus yang melewati SCR, i_A tidak dapat dibalik). Jika dua konverter terkendali penuh terhubung *back-to-back* (*antiparalel* pada beban), pengaturan ini disebut dengan konverter ganda (*dual converter*). Sehingga konverter ganda jenis paralel dapat beroperasi dalam kuadran pertama dan kuadran keempat sementara konverter 2 beroperasi dalam kuadran kedua dan kuadran ketiga. Konverter ini beroperasi dalam dua mode: jenis arus tak bersirkulasi dan jenis arus bersirkulasi.



Gambar 6.1 Jenis arus bersirkulasi (paralel) dual konverter.

6.1.1. Jenis Arus Tak Bersirkulasi

Dalam kasus ini hanya satu konverter yang beroperasi pada suatu waktu. Ketika setiap jembatan adalah konverter penuh, maka akan beroperasi dalam kuadran pertama seperti operasi dalam kuadran keempat. Sehingga konverter 1

beroperasi dalam kuadran pertama atau dalam kuadran keempat (dengan arah arus beban yang sama). Ketika arah arus beban (i_o) dibalik (pada kuadran kedua dan kuadran ketiga), thyristor konverter 1 dimatikan (dengan menghentikan sinyal *gating*). Ketika arus beban i_o (atau i_{o1}) menjadi nol, setelah pengosongan atau setelah tunda waktu antara 10-20 ms, konverter 2 hidup dengan mencatu sinyal gerbang dari thyristor tersebut (jika tidak, kegagalan komutasi/pergantian konverter luar akan menyebabkan arus yang bersirkulasi tinggi). Arah arus beban berbalik arah dan menjadi $i_o = i_{o2}$. Untuk menghindari tumpang tindih konduksi jembatan (yang dapat menyebabkan hubungan arus pendek), induktor pembatas arus digunakan dalam beban. Rerata tegangan keluaran adalah sama dengan konverter terkendali penuh, yaitu:

$$V_{o1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \quad (6.1)$$

$$V_{o2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 \quad (6.2)$$

6.1.2. Jenis Arus Bersirkulasi

Ketika diharuskan untuk melakukan pergantian secara cepat pada tegangan dan arus keluaran (tanpa periode

pengosongan), kendali jenis arus bersirkulasi digunakan. Dalam mode ini konduksi kedua jembatan dilakukan secara bersama. Selama kedua konverter selalu hidup, pergantian operasi dari satu kuadran ke kuadran lain berjalan dengan cepat. Pulsa pemicu dicatu ke semua thyristor, entah ada arus beban ataupun tidak ada. Arus sirkulasi menjaga konduksi kedua konverter terpisah dari kondisi beban. Konverter 1 beroperasi dalam mode penyearah ($\alpha_1 < \pi/2$) dan konverter 2 beroperasi dalam mode inversi ($\alpha_2 > \pi/2$) sedemikian rupa sehingga rerata tegangan keluaran dari setiap konverter di seluruh beban tetap sama. Oleh karena itu,

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi \quad \text{atau} \quad \alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (6.3)$$

karena,

$$\begin{aligned} V_{o2} &= \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\pi - \alpha_1) \\ &= -\frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \end{aligned} \quad (6.4)$$

kita peroleh,

$$V_o = V_{o1} = V_{o2}$$

Karena ketiadaan periode pengosongan, maka memungkinkan untuk pembalikan cepat dari tegangan beban (nilai rerata) dan arus beban, serta kendali menjadi cepat. Untuk pembalikan

arah arus, jembatan pertama beralih dalam mode inverter ($\alpha_1 > \pi/2$) dan jembatan kedua dalam mode penyearah ($\alpha_2 < \pi/2$). Meskipun rerata tegangan keluaran dari kedua konverter selalu sama, tetapi nilai tegangan sementaranya berbeda. Sehingga arus sirkulasi mengalir antara dua konverter seperti ditunjukkan dalam Gambar 6.1. Induktor pembatas arus (reaktor) terhubung. Besar arus sirkulasi terikat pada sudut penyakelaran. Memungkinkan kapan saja daya mengalir dari sumber ke beban (mode penyearah) dan dari beban ke sumber (mode inversi).

6.2. Konverter Ganda, Tiga Fasa

Untuk aplikasi daya yang besar bukan menggunakan konverter ganda fasa tunggal, tetapi menggunakan konverter ganda tiga fasa. Kinerja konverter ini sebagai konverter ganda sama seperti konverter fasa tunggal. Namun manfaat tambahan dari sistem tiga fasa dapat dicapai (misalnya: THD rendah, keseimbangan masukan arus listrik tiga fasa, dll). Konfigurasi paralel *back-to-back* yang sama digunakan. Dalam konverter jenis arus tak bersirkulasi, strategi kendali digunakan, setiap konverter beroperasi pada α_1 dan α_2 masing-masing pada $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$. Seperti yang telah didiskusikan dalam sistem fasa tunggal, rerata tegangan keluaran adalah sama pada beban tetapi tegangan sementaranya (v_{01} dan v_{02}) berbeda. Untuk

membatasi arus bersirkulasi, induktor digunakan. Namun riak menurun drastis ketika frekuensi riak menjadi enam kali frekuensi daya. Konverter ganda (jenis paralel) tiga fasa juga digunakan untuk mengurangi nilai pulsa tegangan keluaran. Kedua konverter terhubung dalam paralel (tidak *back-to-back*) dengan beban.

6.3. Konverter Seri Bertahap Ganda

Dalam kasus ini terdapat dua konverter atau lebih terhubung secara seri sedemikian rupa sehingga tegangan keluaran adalah jumlah dari tegangan masing-masing (hubungan seri). Beberapa *brigde* digunakan dalam konverter seri dapat berupa konverter semi atau konverter penuh. Metode pengendalian ini juga disebut *sequence control* (kendali urutan). Pada dasarnya konverter ini digunakan untuk meningkatkan gelombang tegangan keluaran dan arus masukan. Selama gelombang tegangan keluaran dan arus masukan berjalan, THD berkurang dan PF beban meningkat. Normalnya konverter ini digunakan pada aplikasi tegangan tinggi dan daya tinggi, misalnya kendali kecepatan traksi motor DC.

Gambar 6.2 menunjukkan konverter semi berbasis konverter seri dua tahap. Selama lilitan sekunder memiliki

jumlah lilitan yang sama, maka tegangan keluarannya (AC) juga sama. Dengan demikian

$$v_1(\omega t) = v_2(\omega t) \quad \text{atau} \quad v_1 = V_{m1} \sin \omega t = V_{m2} \sin \omega t$$

Pada tegangan keluaran DC dari 0 ke setengah dari maksimum, $V_{o(max)}$, sudut penyakelaran dari satu konverter (jembatan-1) terkendali. Jembatan-2 ditunda dan dilewati dioda *freewheeling* (D_{F2}). Dengan demikian, $\alpha_2=180^\circ$ dan i_2 tetap nol. Tidak ada kontribusi dari i_2 pada arus utama i . Disini α_1 terhubung dari 180° ke 0° . Nilai rerata tegangan keluaran DC diberikan oleh:

$$V_o = V_{o1} = \frac{V_{m1}}{\pi} (1 + \cos \alpha), \tag{6.5}$$

$$\text{untuk } 0 \leq V_o \leq \frac{1}{2} V_{o(max)} \quad \text{dan} \quad \alpha_2 = 180^\circ$$

Pada tegangan keluaran dari setengah ke maksimum, $V_{o(max)}$, jembatan-2 digunakan sebagai konverter tak terkendali ($\alpha_2=0$), dan α_1 terkendali dari 180° ke 0° (bentuk gelombang ditunjukkan dalam Gambar 6.2). Nilai rerata dari tegangan keluaran DC diberikan oleh

$$\begin{aligned}
V_o &= V_{o1} + V_{o2} \\
&= \frac{V_{m1}}{\pi} (1 + \cos \alpha_1) \\
&\quad + \frac{V_{m2}}{\pi} (1 + \cos \alpha_2) \\
&= \frac{V_{m1}}{\pi} (1 + \cos \alpha_1) + \frac{V_{m1}}{\pi} (2) \\
&= \frac{V_{m1}}{\pi} (3 + \cos \alpha_1),
\end{aligned} \tag{6.6}$$

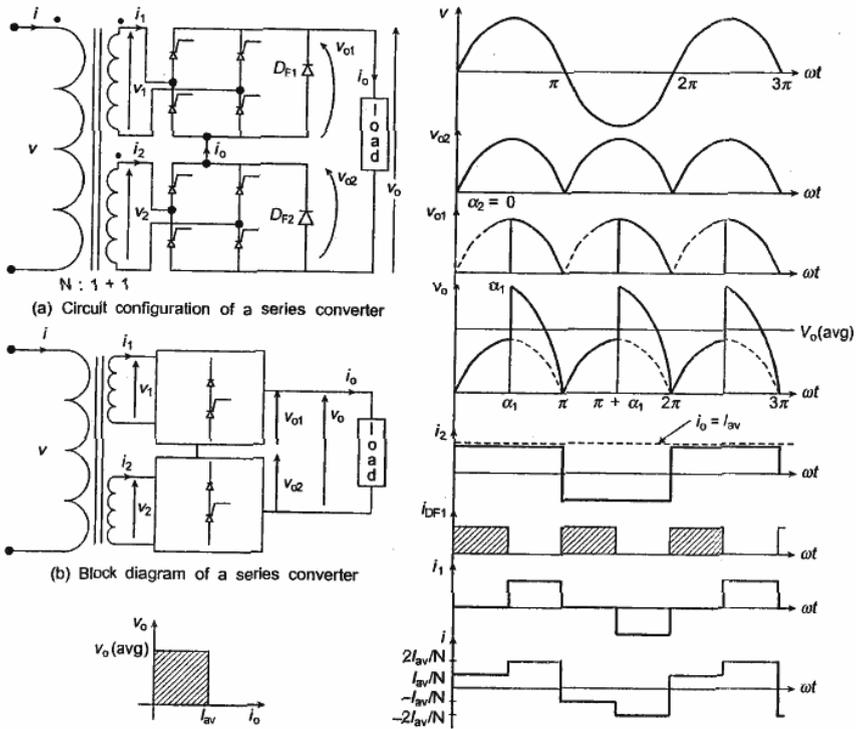
untuk $\frac{1}{2}V_{o(max)} \leq V_o \leq V_{o(max)}$ dan $\alpha_2 = 0^\circ$

Nilai rerata maksimum tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_{o(max)} = \frac{4V_{m1}}{\pi}, \quad \text{untuk } \alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ \tag{6.7}$$

Rerata tegangan keluaran normal adalah

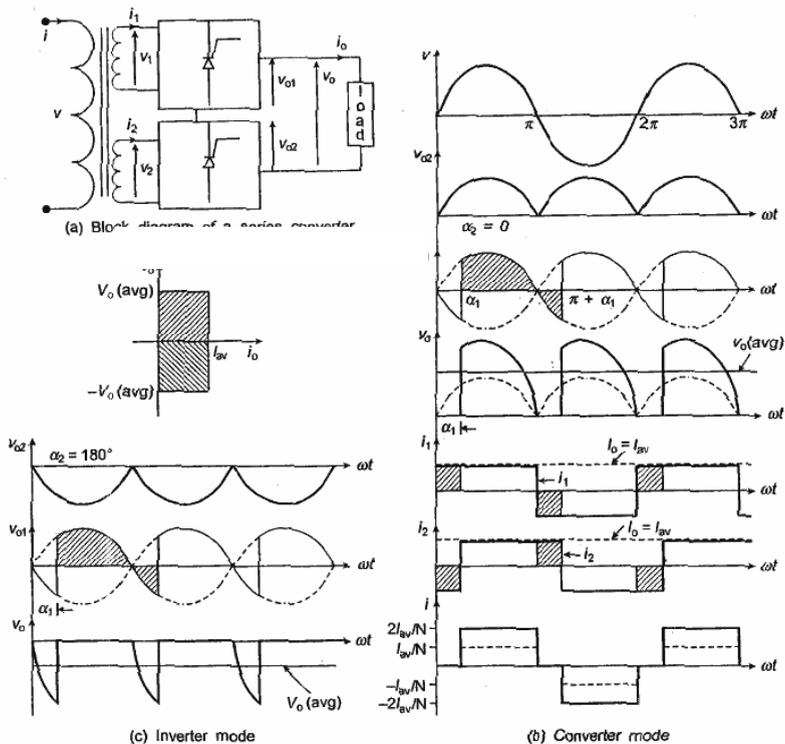
$$V_{on} = \frac{V_o}{V_{o(max)}} = \frac{1}{4}(3 + \cos \alpha_1) \tag{6.8}$$



Gambar 6.2 Konverter seri dua tahap menggunakan konverter semi.

Gambar 6.3 menunjukkan konverter seri jenis lain dengan konverter penuh. Akibat tidak adanya dioda *freewheeling*, konverter apa saja (thyristor jembatan) tidak dapat dilewati. Kedua konverter mampu beroperasi dalam mode penyearah dan inversi. Namun arus beban harus kontinu atau dengan kata lain beban harus sangat induktif untuk keberhasilan operasi dalam kuadran ke empat. Dalam kedua kasus ini, sudut penyakelaran dari satu konverter (misal α_1)

adalah terkendali. Dalam mode penyearah, satu jembatan konverter digunakan sebagai penyearah tak terkendali ($\alpha_2=0$) dan sudut pengalihan dari jembatan konverter lain (α_1) terkendali dari 180° ke 0° (Gambar 2.13). Demikian pula dalam mode inversi, kedua jembatan konverter digunakan sebagai inverter. Disini α_2 tetap mendekati 180° dan α_1 terkendali dari 0° ke 180° . Arus listrik atau arus masukan adalah pulsa tunggal termodulasi. Oleh karena itu THD berkurang dan PF meningkat.



Gambar 6.3. Konverter seri dua tahap menggunakan konverter penuh

6.4. Konverter Tiga Fasa

Strategi kendali konverter tiga fasa atau konverter *sequence* sama seperti sistem fasa tunggal lainnya. Ada dua konverter atau lebih yang terhubung dalam seri. Dapat berupa konverter penuh tiga fasa atau konverter semi tiga fasa.

BAB 7: KONVERTER DUA BELAS PULSA

Dalam kasus konverter enam pulsa, tegangan keluaran dan riak arus menurun secara drastis (dibandingkan dengan konverter fasa tunggal dua pulsa). Oleh karena itu kebutuhan pada induktor tapis menjadi berkurang karena reaktansi induktif efektif meningkat sebanyak triple. Pengurangan lebih lanjut dalam riak tercapai dengan konverter dua belas pulsa. Kondisi tersebut dapat direalisasikan dengan menghubungkan konverter dua belas pulsa dalam seri atau paralel. Namun konfigurasi rangkaian tergantung pada hubungan lilitan sekunder trafo terhubung ke setiap konverter. Dalam transmisi HVDC, sering kali beberapa jembatan seperti itu terhubung dalam seri untuk mencapai tegangan langsung yang beroperasi lebih tinggi dan untuk mengurangi riak tegangan dan riak arus. Antara dua trafo tiga fasa terpisah atau dua set lilitan sekunder digunakan sebagai catu masukan ke setiap konverter. Lilitan sekunder ini terhubung bintang dan segitiga sedemikian rupa sehingga tegangan listrik sama dan digantikan oleh 30° . Besaran arus beban (arus thyristor) dari kedua konverter adalah sama karena tegangan listrik masukan yang sama.

Kelebihan dan kekurangan konverter terkendali penuh dua belas pulsa adalah sebagai berikut.

Kelebihan:

- Tegangan keluaran dan riak arus meningkat secara signifikan.
- Arus catu tidak mengandung komponen harmonik kelima dan ketujuh. Nilai THD% hampir setengah dari penyearah 6-pulsa.
- Penghematan dalam penggunaan filter

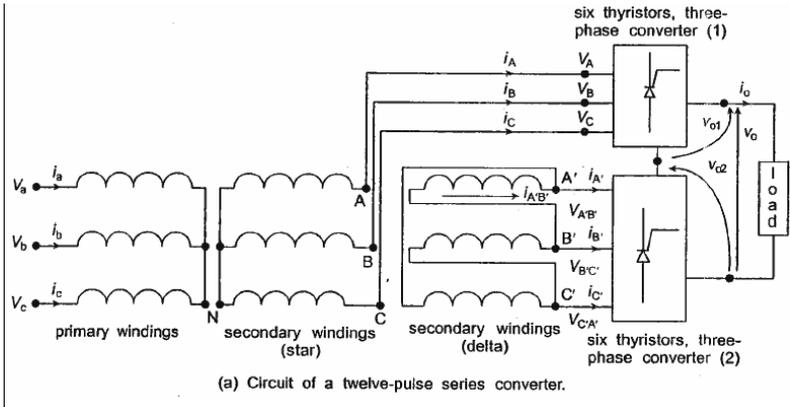
Kekurangan:

- Menunjukkan tingkat komponen harmonik orde rendah yang lebih tinggi ketika penyearah rusak dalam rentang waktu sementara karena kerusakan atau pemeliharaan.
- Transformator dengan gulungan sekunder lebih dari satu menyebabkan biaya penyearah naik.
- Rangkaian memiliki kompleksitas yang lebih tinggi, secara langsung menghasilkan peningkatan kemungkinan terjadinya kesalahan serta kendali yang lebih sulit.

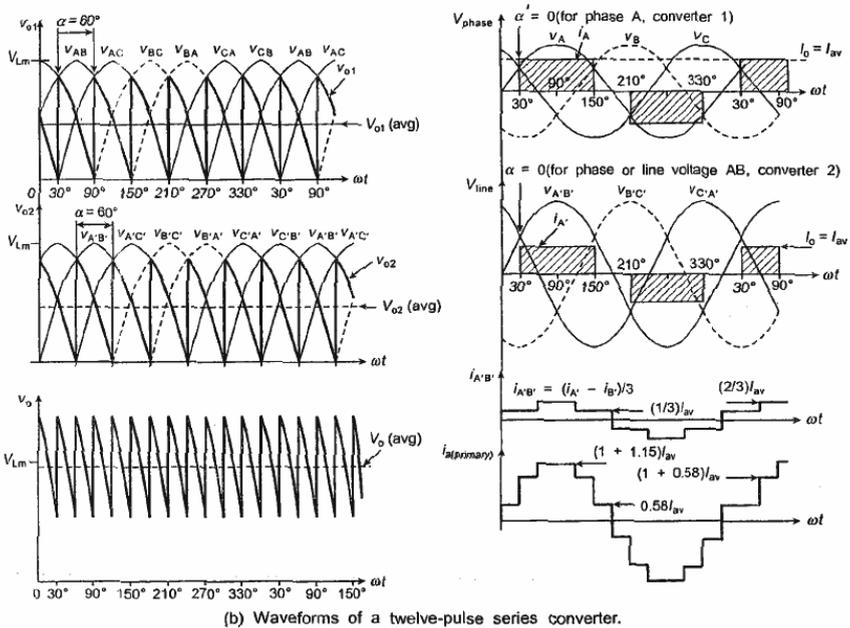
7.1. Konverter Seri Dua Belas Pulsa

Gambar 7.1 menunjukkan konfigurasi rangkaian dimana konverter 1 dan 2 terhubung dengan lilitan sekunder terhubung bintang dan segitiga. Periode konduksi arus listrik pada setiap

konverter adalah 120° dan besar arus adalah konstan (bebas riak, yaitu $i_o = I_{AV}$). Arus listrik dari lilitan terhubung secara bintang (masuk ke konverter 1) sama dengan arus fasa. Sehingga bentuk gelombang arus yang terefleksi dalam lilitan primer juga sama. Jumlah putaran dalam setiap lilitan fasa koneksi segitiga adalah $\sqrt{3}$ kali dari koneksi bintang. Oleh sebab itu arus terefleksi dalam lilitan primer oleh lilitan koneksi segitiga adalah $\sqrt{3} i_o$. Arus yang dihasilkan dalam lilitan primer adalah jumlah i_o (oleh konverter 1) dan $\sqrt{3} i_o$ (oleh konverter 2). Namun arus fasa dalam lilitan segitiga adalah $\frac{1}{3} I_{AV}$ atau $\frac{2}{3} I_{AV}$. Sehingga arus yang terefleksi dalam sisi primer adalah *step* (dapat dilihat pada Gambar 7.1b), dan bentuk gelombang dari arus primer total meningkat secara drastis. Bentuk gelombang arus tetap tidak berubah untuk nilai yang berbeda dari α (kecuali posisi fasornya), yang bergeser sehubungan dengan tegangan masukan.



Gambar 7.1 (cont).



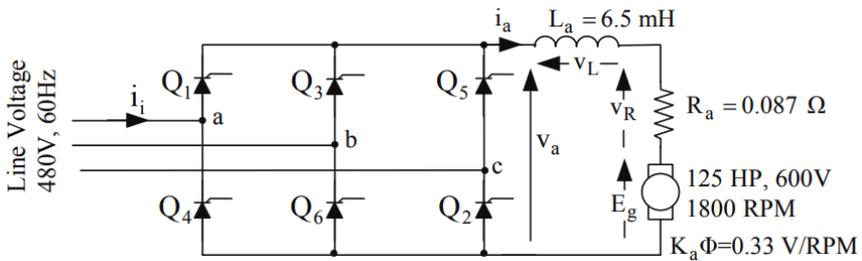
Gambar 7.1 Konverter seri dua tahap tiga fasa dua belas pulsa.

Contoh 7.1

Pada sistem penggerak motor DC yang ditunjukkan pada gambar dibawah, hitunglah parameter berikut:

- Kecepatan motor pada kondisi tanpa beban, untuk sudut bakar $\alpha = 0^\circ$ dan $\alpha = 30^\circ$. Motor DC saat beroperasi pada beban penuh menyerap 165 A dan tanpa beban menyerap 16,5 A.
- Sudut bakar α dan faktor daya masukan tempat motor meningkatkan kecepatan 1800 RPM pada beban penuh.
- Pengaturan kecepatan motor untuk sudut bakar yang dihitung pada bagian (b).

Sistem penggerak motor DC.



Penyelesaian:

- a. Tegangan fasa masukan rms adalah $\frac{480}{\sqrt{3}} = 277 \text{ V}$.

Menurut nilai tegangan masukan resistansi stator kecil, reaktansi induktor stator ($\omega L = (2\pi \times 60)(0,0065) = 2,45\Omega$, $\omega L > R$, dan nilai rendah sudut bakar ($\alpha = 0^\circ$ dan $\alpha = 30^\circ$) dapat disimpulkan bahwa arus keluaran kontinu. Akibatnya, tegangan keluaran rata-rata adalah:

$$\bar{V}_a = \frac{3\sqrt{6277}}{\pi} \cos\alpha = 648 \cos\alpha$$

Untuk $\alpha = 0^\circ$, $\bar{V}_a = 658 \text{ V}$

Oleh karena itu, *counter EMF* adalah:

$$E_g = \bar{V}_a - \bar{I}_a R_a = 648 - (16,5 \times 0,0874) = 646,6 \text{ V}$$

Akibatnya, kecepatan moor pada mode tanpa beban untuk $\alpha = 0^\circ$ adalah:

$$E_g = \frac{E_g}{K_a \Phi} = \frac{646,6}{0,33} = 1959 \text{ RPM}$$

Untuk $\alpha = 30^\circ$, dan $\bar{V}_a = 561,2 \text{ V}$, *counter EMF* motor adalah:

$$E_g = \bar{V}_a - \bar{I}_a R_a = 561,2 - (16,5 \times 0,0874) = 559,8 \text{ V}$$

Oleh karena itu, kecepatan motor tanpa beban untuk $\alpha = 30^\circ$ adalah:

$$N_o = \frac{559,8}{0,33} = 1696 \text{ RPM}$$

b. *Counter EMF* motor pada 1800 RPM adalah:

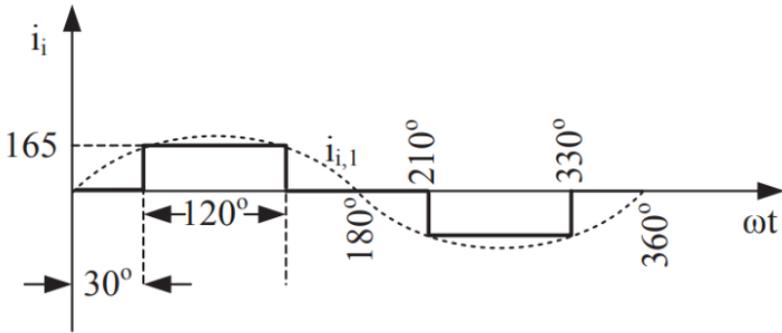
$$E_g = N_o K_a \phi = (1800)(0,33) = 594 \text{ V}$$

Nilai tegangan rata-rata di terminal motor adalah:

$$\bar{V}_a = 594 + (165)(0,0874) = 608,4 \text{ V} = 648 \cos \alpha \rightarrow \alpha = 20^\circ$$

Ketika motor beroperasi pada beban penuh, riak arus keluaran dapat diabaikan. Oleh karena itu, rian arus adalah *oulsa* gelombang kuadrat-kuasi dari amplitude 165 A dan lebar pulsa 120° seperti yang ditunjukkan pada gambar di bawah.

Bentuk gelombang arus masukan penyearah:



RMS dari pulsa arus gelombang persegi-kuasi ini adalah:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_i &= \left[\frac{1}{\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} (165)^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{1}{\pi} (165)^2 \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times 165 = 13,6 \text{ A} \end{aligned}$$

Faktor daya masukan adalah:

$$\lambda = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_a}{S_i} = \frac{\bar{V}_a \bar{I}_a}{3 \bar{V}_a \bar{I}_a} = \frac{608,4 \times 165}{3 \times 277 \times 134,6} = 0,9$$

- c. Ketika motor beroperasi pada beban penuh dengan 1800 RPM, arus keluaran adalah 165 A. Jika beban motor terputus, maka arus keluaran berkurang menjadi 16,5 A. Oleh karena itu, *counter EMF* tanpa beban untuk sudut bakar $\alpha = 20^\circ$ adalah:

$$E_g = \bar{V}_{a(\alpha=20^\circ)} - (165 \times 0,0874) = 608,4 - 1,44 = 606,96 \text{ V}$$

Selanjutnya, kecepatan motor pada kondisi tanpa beban dan $\alpha = 20^\circ$ adalah:

$$N_o = \frac{E_g(\alpha=20^\circ)}{K_a \phi} = \frac{606,6}{0,33} = 1839,3 \text{ RPM}$$

Oleh karena itu, pengaturan kecepatan motor adalah:

$$\frac{N_o(\text{tanpa beban}) - N_o(\text{beban})}{N_o(\text{beban})} \times 100$$
$$= \frac{1839,3 - 1800}{1800} \times 100 = 2,8\%$$

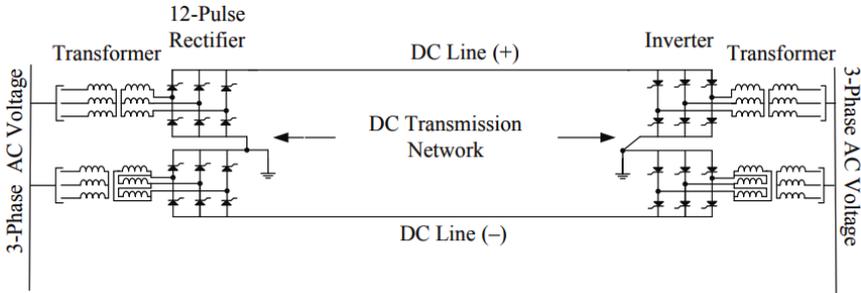
Contoh 7.2

Desain sistem transmisi daya DC tegangan tinggi (HVDC) yang hanya menggunakan perangkat thyristor dan terhubung dua jalur AC.

Penyelesaian:

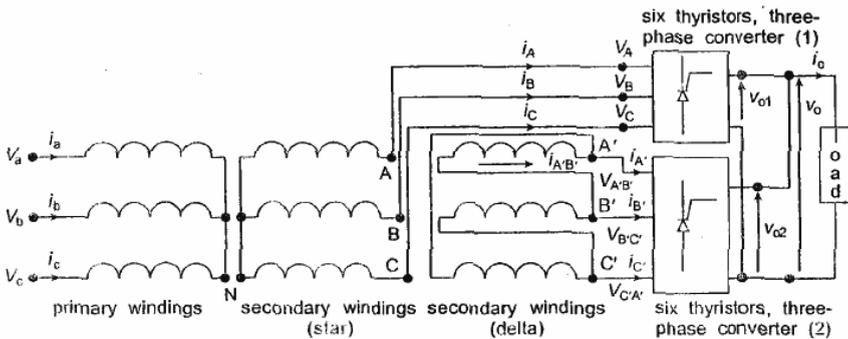
Gambar berikut merupakan rangkaian daya dengan tegangan masukan AC, melalui penyearah thyristor 12-pulsa dikonversi menjadi tegangan DC dan memungkinkan transmisi daya DC. Pada ujung lainnya dari sistem, ada konverter yang mengubah tegangan DC menjadi tegangan AC tiga fasa.

Sistem transmisi HVDC:



7.2. Konverter Paralel Dua Belas Pulsa

Dalam kasus ini dua konverter terhubung secara paralel. Konverter ini diberi daya dari dua lilitan terkoneksi bintang dan segitiga yang terpisah dari trafo tiga fasa terpisah tunggal atau dua trafo tiga fasa terpisah. Tegangan AC masukan konverter digantikan oleh 30° karena lilitan sekunder terkoneksi bintang dan segitiga (ditunjukkan pada Gambar 7.2).



Gambar 7.2 Konverter paralel dua tahap tiga fasa dua belas pulsa.

Konverter beroperasi hanya dalam mode arus bersirkulasi. Jumlah arus listrik menjadi *stepped* karena pergeseran fasa dalam arus masukan (lilitan primer dari kedua trafo), seperti yang telah didiskusikan dalam konverter seri dua belas pulsa. Sehingga THD dan kebutuhan parameter rangkaian filter menjadi berkurang. Tegangan keluaran pada beban resistif diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{34\sqrt{3}V}{\pi} \sin \alpha, \quad 0 < \alpha < \frac{\pi}{12} \\
 &= \frac{12\sqrt{3}V}{\pi} \left[\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \sin \alpha + \frac{1}{2} \cos \alpha \right], \quad \frac{\pi}{12} < \alpha < \frac{\pi}{2} \\
 &= \frac{12\sqrt{3}V}{\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right], \quad \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{2\pi}{3}
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Untuk konverter enam pulsa pada $\alpha=\pi/3$, tegangan keluaran DC adalah kontinu. Sehingga tidak ada efek dari β dan V_o adalah sama untuk nilai yang diberikan pada α ($\alpha \leq 60^\circ$), dan untuk beban R dan beban RL apapun.

BAB 8: DAYA REAKTIF KONVERTER

Pada konverter AC-DC, daya reaktif diambil dari catu meskipun beban murni resistif. Kondisi ini disebabkan oleh arus listrik atau arus masukan, yang tertinggal pada tegangan masukan sinusoidal karena tunda waktu atau sudut penyakelaran (α). Dengan demikian daya reaktif yang dibutuhkan oleh konverter tergantung pada α . Dapat juga disebut dengan daya reaktif terkendali (*controlled reactive power*). Secara umum ini tertinggal untuk beban R dan beban RL . Namun ini dapat diketahui jika kapasitor terhubung pada sisi AC konverter.

Daya rata-rata pada tegangan sinusoidal (V) dan arus non-sinusoidal (I) diberikan oleh

$$P = VI_1 \cos \phi_1 = VI_p \quad (8.1)$$

dimana I_1 adalah komponen dasar dari I , $\cos \phi_1$ adalah faktor perpindahan dan I_p adalah komponen *in-phase* dari I_1 .

Pada daya reaktif,

$$Q = VI_1 \sin \phi_1 = VI_Q \quad (8.2)$$

dimana I_Q adalah komponen *quadrature* arus I_1 .

Daya aktif normal pada konverter penuh gelombang penuh diberikan oleh

$$P_n = \frac{VI_P}{VI_1} = \frac{V_o I_o}{V_{o(max)} I_o} = V_{on} = \cos \alpha \quad (8.3)$$

atau

$$I_P = I_1 \cos \alpha \quad \text{dan} \quad \alpha = \phi_1$$

Kemudian

$$\begin{aligned} I_Q &= I_1 \sin \phi_1 = I_1 \sqrt{1 - \cos^2 \phi_1} \\ &= I_1 \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} \end{aligned} \quad (8.4)$$

Sehingga daya reaktif normal diberikan oleh

$$Q_n = \frac{VI_Q}{VI_1} = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} = \sin \alpha \quad (8.5)$$

Hal serupa terjadi pada konverter semi gelombang penuh, daya aktif normal diberikan oleh

$$P_n = \frac{VI_P}{VI_1} = \frac{V_o I_o}{V_{o(max)} I_o} = V_{on} = \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (8.6)$$

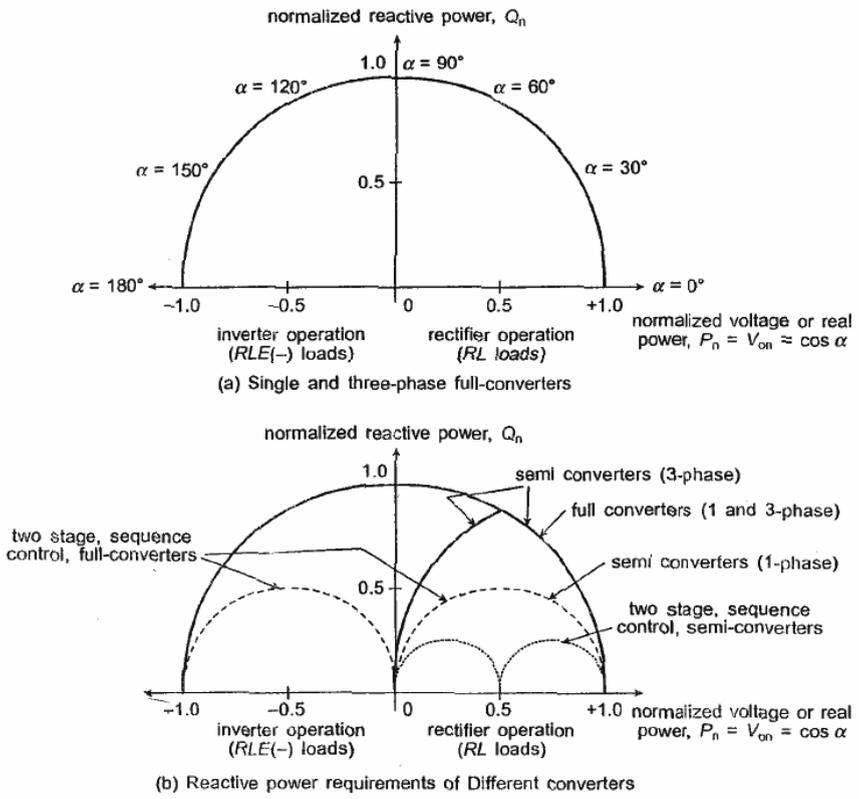
Juga

$$I_p = \frac{I_1}{2}(1 + \cos \alpha) \quad \text{dan} \quad I_Q = \frac{I_1}{2} \sin \alpha \quad (8.7)$$

Daya reaktif normal diberikan oleh

$$Q_n = \frac{VI_Q}{VI_1} = \frac{1}{2} \sin \alpha \quad (8.8)$$

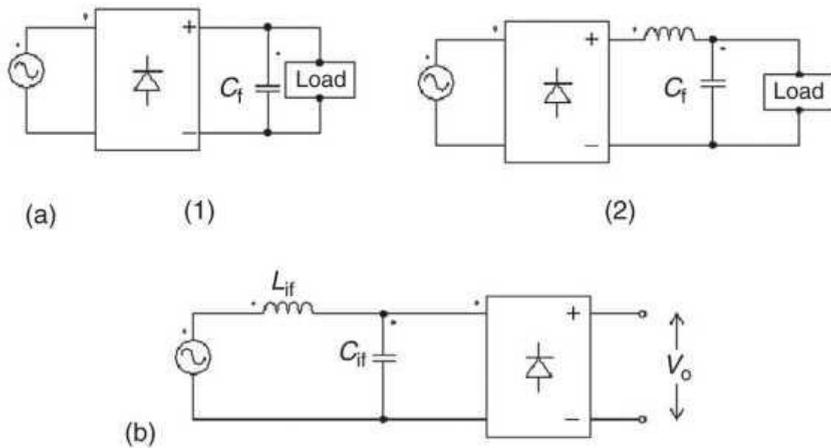
Gambar 8.1 menunjukkan variasi dan kebutuhan daya reaktif pada beberapa konverter yang berbeda jenis. Ini terbukti bahwa kebutuhan atau pengenalan daya raktif dalam listrik berkurang dan masukan PF meningkat dalam kasus konverter seri.



Gambar 8.1 Variasi dan kebutuhan daya reaktif dari tipe yang berbeda pada konverter dengan arus beban konstan.

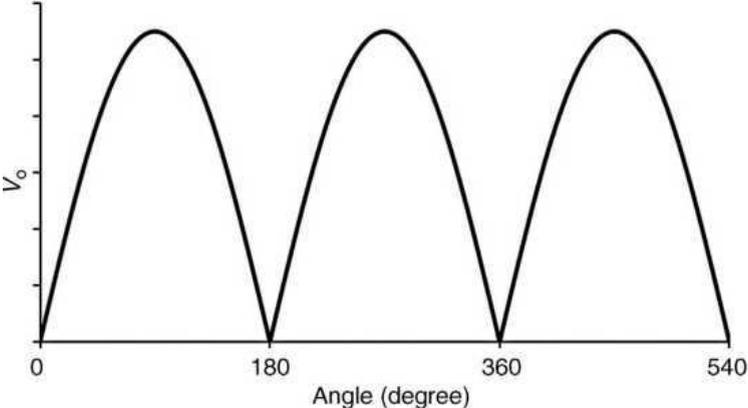
BAB 9: TAPIS UNTUK KONVERTER AC-DC

Terdapat dua jenis tapis yang digunakan pada rangkaian penyearah. Pertama adalah tapis DC yang terhubung pada keluaran untuk menghilangkan riak tegangan DC. Dan yang kedua adalah tapis AC yang terhubung di sisi masukan AC untuk menghilangkan harmonic AC. Gambar 9.1 menunjukkan skema tapis yang digunakan. Pada sebagian besar aplikasi, kapasitor digunakan dalam filter DC seperti pada Gambar 9.1a. Filter dengan kapasitor ini memberikan kinerja yang baik.

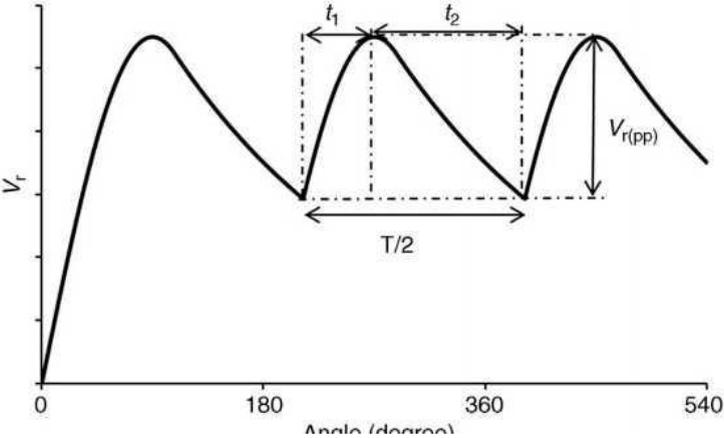


Gambar 9.1 Representasi skematik. (a) tapis DC dan (b) tapis AC.

Gambar 9.2 merupakan bentuk gelombang dari tegangan keluaran yang tidak disearahkan, sedangkan Gambar 9.3 merupakan bentuk gelombang dari tegangan keluaran yang telah disearahkan.



Gambar 9.2 Tegangan yang telah disearahkan tanpa tapis DC.



Gambar 9.3 Tegangan yang telah disearahkan dengan tapis DC.

Ketika tegangan yang melintasi kapasitor C_f dari kapasitor tapis DC lebih rendah dari tegangan masukan AC, maka C_f akan diisi (*charged*) melalui rangkaian penyearah. Jika tegangan yang melintasi kapasitor C_f lebih tinggi dari tegangan masukan AC, maka akan *discharge* melalui beban resistif. Tegangan di C_f akan bervariasi. Dengan asumsi t_1 adalah waktu untuk *charging* C_f , maka akan membenani dengan nilai tegangan catu puncak V_m dan t_2 adalah waktu untuk *discharging* kapasitor C_f seperti yang ditunjukkan pada Gambar 9.4. Kapasitor C_f akan *discharging* melalui beban resistif secara eksponensial. Tegangan riak puncak ke puncak $V_{r(pp)}$ adalah

$$\begin{aligned}
 V_{r(pp)} &= V_o(t - t_1) - V_o(t - t_2) \\
 &= V_m - V_m e^{-t_2/RC_f} \\
 &= V_m(1 - e^{-t_2/RC_f})
 \end{aligned}
 \tag{9.1}$$

Setelah $e^{-x} \approx 1 - x$:

$$\begin{aligned}
 V_{r(pp)} &= V_m \left(1 - 1 + \frac{t_2}{RC_f} \right) \\
 &= \frac{V_m t_2}{RC_f} = \frac{V_m}{2fRC_f}
 \end{aligned}
 \tag{9.2}$$

Rata-rata tegangan keluaran V_{oc} adalah

$$V_{oc} = \frac{V_{r(pp)}}{2\sqrt{2}} = \frac{V_m}{4\sqrt{2}fRC_f} \quad (9.3)$$

Faktor riak adalah

$$RF = \frac{V_{oc}}{V_{DC}} = \frac{1}{\sqrt{2}(4fRC_f - 1)} \quad (9.4)$$

Persamaan tersebut dapat dipecahkan untuk mendapatkan nilai kapasitor tapis C_f .

RINGKASAN

Konverter fasa terkendali digunakan untuk mendapatkan tegangan keluaran DC yang tetap atau dapat dikendalikan dari tegangan masukan tetap atau tidak teratur. Secara umum, thyristor (SCR) dan dioda digunakan dalam beberapa rangkaian jembatan dengan jenis yang berbeda-beda. Kedua masukan AC fasa tunggal dan tiga fasa digunakan untuk tujuan ini. Kendali juga diterapkan dalam setengah siklus (konverter setengah gelombang) atau dua kali dari setengah siklus (konverter gelombang penuh). Hal serupa terjadi pada konverter semi (setengah) atau konverter penuh mengacu pada kemampuan kendali dalam kuadran pertama atau kedua dari kuadran pertama dan kuadran keempat keluaran $v_o - i_o$. Pada konverter semi, rerata tegangan keluaran selalu positif. Pada konverter penuh, tegangan keluaran dapat menjadi negatif juga ketika sumber tegangan aktif terhubung pada keluaran. Konverter berganda digunakan untuk tujuan yang sama. Konverter ganda jenis paralel digunakan untuk membalikkan arah arus dan karenanya kemampuan kendali dapat tercapai dalam semua empat kuadran. Sama halnya terjadi pada konverter seri meningkatkan PF dan menurunkan THD. Konverter berbasis thyristor mampu menangani daya dari beberapa watt hingga beberapa ratus MW (misal dalam kasus sistem HVDC).

DAFTAR PUSTAKA

- Asghar, M. S. J. (2004) *Power electronics*. PHI Learning Pvt. Ltd.
- Dixon, J. W. (2007) 'Three-Phase controlled rectifiers', *Chapter*, 12, pp. 183–196.
- Haque, A. (2016) '14 - AC-DC converters (rectifiers)', in Rashid, M. H. B. T.-E. R. E. S. (ed.). Boston: Academic Press, pp. 313–336. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-804448-3.00014-1>.
- Janda, Ž. and Pejović, P. (2000) 'A High Power Factor Three Phase Rectifier Based on Adaptive Current Injection Applying Buck Converter', in *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, pp. 140–144.
- Manias, S. N. (2017a) '3 - Thyristor and Single-Phase Half-Wave Controlled Rectifier', in Manias, S. N. B. T.-P. E. and M. D. S. (ed.). Academic Press, pp. 73–109. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811798-9.00003-2>.
- Manias, S. N. (2017b) '5 - Thyristor-Controlled Rectifiers', in Manias, S. N. B. T.-P. E. and M. D. S. (ed.). Academic Press, pp. 183–269. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811798-9.00005-6>.
- Mohan, N. (2007) *First course on power electronics*. MNPERE, Minnesota Power Electronics Research & Education.
- Pejovic, P., Bozovic, P. and Shmilovitz, D. (2005) 'Low-harmonic, three-phase rectifier that applies current injection and a passive resistance emulator', *IEEE Power Electronics Letters*. IEEE, 3(3), pp. 96–100.
- Pollefliet, J. (2017) *Power electronics: switches and converters*. Academic Press.
- Ramanarayanan, V. (2006) 'Course material on switched mode power conversion', *Indian Institute of Science*.
- Rashid, M. H. (2017) *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann.
- Rodríguez, J. *et al.* (2011) '11 - Single-phase Controlled Rectifiers', in Rashid, M. H. B. T.-P. E. H. (Third E. (ed.). Boston: Butterworth-Heinemann, pp. 183–204. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00011-2>.
- Visintini, R. (2006) 'Rectifiers.' CERN.

