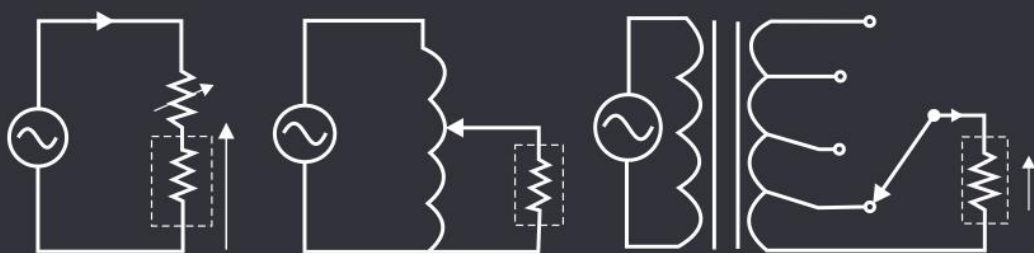
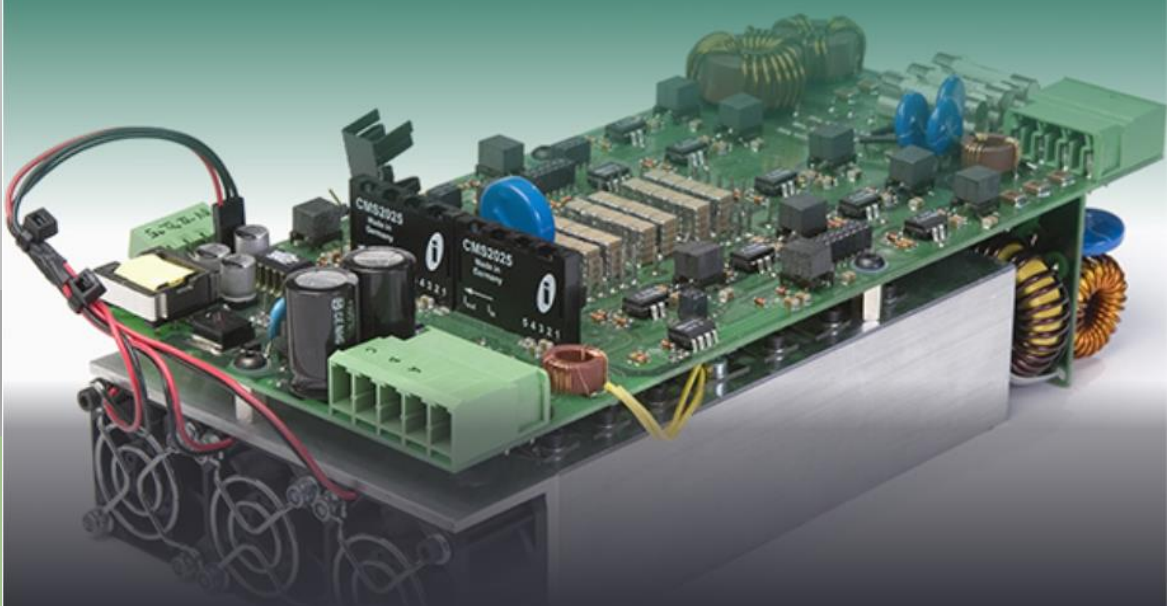


Konverter AC~AC

Prinsip dan Aplikasi



Tole Sutikno
Tri Wahono

KONVERTER AC-AC

Prinsip dan Aplikasi

Tole Sutikno
Tri Wahono



KONVERTER AC-AC: Prinsip dan Aplikasi

Penulis

Tole Sutikno, S.T., M.T., Ph.D., MIET

Tri Wahono, S.T.

ISBN: 978-602-705004-3-3

Desain Sampul & Layout

Hendril Satrian Purnama

Penerbit

Institute of Advanced Engineering and Science (IAES)

Redaksi

D2, Griya Ngoto Asri, Bangunharjo, Sewon 55187

Bantul, Yogyakarta, Indonesia,

Telp: +62 274 4331796, 4534501, 2805750

Cetakan pertama, Agustus 2020

Hak cipta seluruh isi buku dan sampul merupakan hak cipta Institute of Advanced Engineering and Science (IAES)

Hak Cipta dilindungi undang-undang

Dilarang memperbanyak atau memindahkan sebagian atau seluruh isi buku ini dalam bentuk apapun, baik secara elektronik maupun mekanis, termasuk memfotocopy, merekam atau dengan sistem penyimpanan lainnya, tanpa izin tertulis dari Penulis.

KATA PENGANTAR

Puji syukur kehadiran Allah SWT, Tuhan Yang Maha Esa, atas limpahan rahmat dan karuniaNya sehingga buku “**KONVERTER AC-AC**” ini telah diselesaikan. Buku ini disusun sebagai buku teks mahasiswa Strata 1 maupun Diploma jurusan Teknik Elektro. Namun juga dapat digunakan sebagai buku teks untuk mahasiswa jenjang Strata 2 serta sebagai bahan referensi untuk praktisi yang bekerja di lingkup teknik elektro.

Buku ini disusun berdasarkan referensi dari berbagai buku, hasil penelitian dan data dari industri yang berkaitan dengan converter AC-AC. Buku ini disusun menjadi 7 Bab yang membahas tentang kontrol tegangan satu Fasa, kendali pensaklaran Fasa, matrix konverter, aplikasi dari converter AC-AC dan analisis harmonik dari konverter.

Pembaca diasumsikan telah memiliki pengetahuan dasar mengenai perangkat daya elektronik, konverter daya, sistem kelistrikan dan elektronika daya. Dan juga, pembaca telah dibekali dengan keilmuan di bidang elektronika.

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

Yogyakarta, Agustus 2020

Tole Sutikno

DAFTAR ISI

| | |
|---|-------------------------------------|
| KATA PENGANTAR | Error! Bookmark not defined. |
| DAFTAR ISI | ii |
| BAB I: PENDAHULUAN..... | 1 |
| BAB II: KONTROL TEGANGAN AC-AC SATU FASE | 3 |
| 2.1 Pengontrol Tegangan AC Satu Fase | 5 |
| 2.2 Pengontrol Tegangan AC-AC Satu Fase dengan Kontrol On/Off..... | 14 |
| 2.3 Kontroler Tegangan AC-AC Tiga Fase | 17 |
| 2.3.1 Terkendali Fase Kontroler Tegangan Tiga Fase..... | 17 |
| BAB III: PRINSIP KENDALI PENSAKLARAN FASE..... | 29 |
| 3.1 Aplikasi Pensaklaran Kuadran Tunggal..... | 33 |
| 3.2 Saklar Kuadran Dua Arus Dua Arah..... | 38 |
| 3.3 Saklar Tegangan Dua Arah Kuadran Dua..... | 44 |
| 3.4 Saklar Kuadran Dua..... | 45 |
| BAB IV: SIKLOKONVERTER (<i>CYCLOCONVERTER</i>) | 47 |
| 4.1 Siklokonverter Satu Fase ke Satu Fase..... | 52 |
| 4.2 Siklokonverter Tiga Fase..... | 56 |
| 4.2.1 Siklokonverter Tiga Pulsa Tiga Fase..... | 56 |
| 4.2.2 Siklokonverter Tiga-Fase Enam-Pulsa dan Dua Belas Pulsa..... | 63 |
| 4.3 Skema Kontrol Siklokonverter | 65 |
| 4.4 Harmonik siklokonverter dan Input Gelombang Arus | 72 |
| 4.5 Pemindahan Input Siklokonverter/Faktor Daya | 74 |
| BAB V: MATRIX KONVERTER..... | 77 |
| 5.1 Kontrol dan Operasi dari Matrik Konverter..... | 83 |

| | | |
|--|---|-----|
| 5.2 | Masalah Kommutasi dan Proteksi dalam Matrik Konverter..... | 93 |
| 5.3 | Multilevel Matrix Konverter | 97 |
| 5.4 | Indirect Matrix Converter (IMC) | 100 |
| 5.5 | Matrix Konverter Satu Fase..... | 103 |
| 5.5.1 | Matrix Konverter Satu Fase Sebagai Penyearah... 104 | |
| 5.5.2 | Matrix Konverter Satu Fase Sebagai Inverter..... | 105 |
| 5.6 | Matrix Konverter Satu-Fase ke Tiga-Fase Frekuensi Tinggi..... | 106 |
| 5.6.1 | Siklokonverter Integral-Pulsa Frekuensi Tinggi..... | 107 |
| 5.6.2 | Siklokonverter Terkendali Fase Frekuensi Tinggi..... | 107 |
| BAB VI: APLIKASI DARI KONVERTER AC-AC..... | | 109 |
| 6.1 | Aplikasi dari Kontroler Tegangan AC | 109 |
| 6.2 | Aplikasi dari Siklokonverter..... | 111 |
| 6.3 | Aplikasi dan Pengembangan Baru dari Matrix Konverter | 116 |
| BAB VII: ANALISIS HARMONIK PADA KONVERTER..... | | 125 |
| 7.1 | Daya dan Harmonik Di Sistem Nonsinusoidal..... | 135 |
| 7.2 | Daya Rata-Rata..... | 136 |
| 7.3 | Arus Harmonik Pada Sistem Tiga Fase | 141 |
| 7.4 | Arus Harmonik Dalam Jaringan Tiga Kawat Tiga Fase | 141 |
| DAFTAR PUSTAKA | | 145 |
| Tentang Penulis | | 146 |

BAB I: PENDAHULUAN

AC-AC converter dalam elektronika daya, secara umum, menerima daya listrik dari satu sistem dan mengubahnya untuk dikirim ke sistem AC lain dengan bentuk gelombang dengan amplitudo, frekuensi, dan fase yang berbeda. Secara konvensional, sistem input adalah tipe fase tunggal atau tiga fase tergantung pada peringkat daya beban, dan sistem output adalah tipe fase tunggal atau tiga fase. Namun, tren penelitian terbaru menunjukkan orientasi yang cukup besar terhadap sistem multifase karena mereka menunjukkan penurunan waktu dan ruang harmonik, pengurangan arus per fase, peningkatan toleransi kesalahan dan keandalan, dll. Konverter ac-ac digunakan untuk memvariasikan tegangan rms pada beban. pada frekuensi konstan dikenal sebagai pengontrol tegangan AC atau pengatur ac. Kontrol tegangan dilakukan dengan (1) kontrol fase di bawah pergantian alami menggunakan pasangan penyearah terkontrol silikon (SCRs) atau triacs atau (2) dengan kontrol on / off di bawah pergantian paksa /*self-commutation* menggunakan *switch self-commutated* yang dikendalikan sepenuhnya, seperti *gate turn-off thyristor* (GTOs), power transistor, *integrated-gate bipolar transistor* (IGBTs), thyristor yang dikendalikan MOS (MCT), dan thyristor (gerbang-komutasi) *terintegrasi-gate-commutated* (IGCT). Penggunaan sakelar tergantung pada daya yang akan dikirimkan (dan karenanya pada rentang frekuensi pemindahan perangkat). Konverter daya AC-AC di mana daya AC pada satu frekuensi secara langsung dikonversi ke daya AC pada frekuensi lain tanpa adanya

tautan konversi dc (seperti dalam kasus penyearah-inverter atau konfigurasi *back-to-back* yang digunakan secara konvensional) dikenal sebagai *cycloconverter*, yang sebagian besar menggunakan SCR yang diubah secara alami untuk operasi mereka ketika frekuensi output maksimum terbatas pada sebagian kecil dari frekuensi input. Dengan kemajuan cepat dari sakelar kontrol penuh yang bekerja cepat, *cycloconverter* komutasi paksa, atau matriks konverter dengan sakelar kontrol on/off dua arah memberikan kendali independen terhadap besarnya dan frekuensi tegangan keluaran yang dihasilkan, serta modulasi tegangan dan arus keluaran sinusoidal.

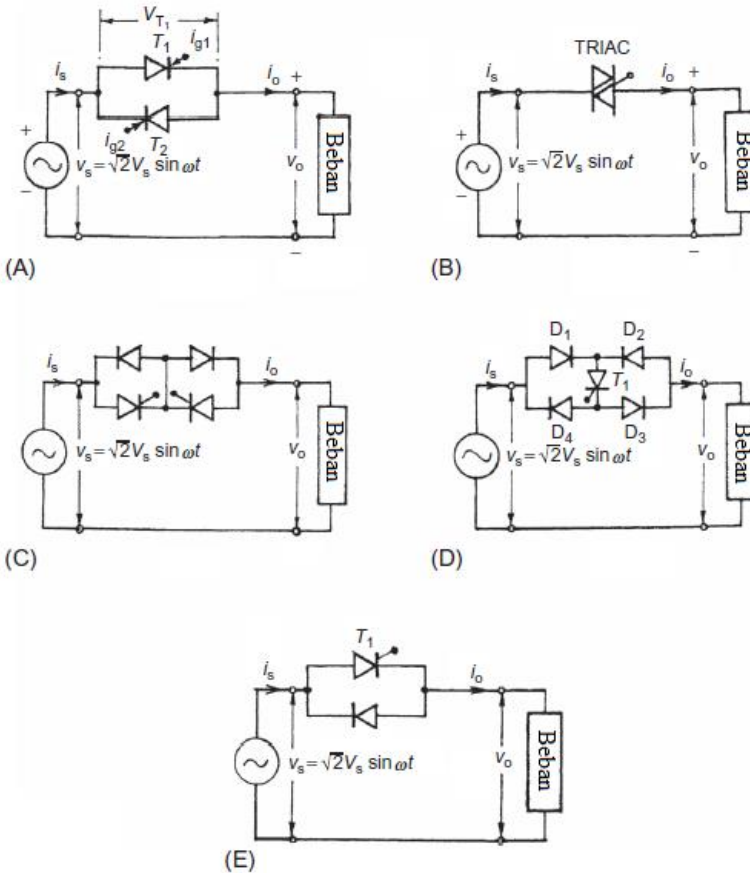
Meskipun aplikasi dari pengontrol tegangan AC meliputi kontrol pencahayaan dan pemanas, penggantian tap transformator online, permulaan yang lembut, dan kontrol kecepatan pompa dan drive kipas, *cycloconverter* terutama digunakan untuk drive motor AC besar, berkecepatan rendah, dan besar untuk aplikasi dalam tempat pengeringan semen, pabrik rolling, dan baling-baling kapal. Rangkaian daya, metode kontrol, dan pengoperasian pengontrol tegangan ac, *cycloconverter*, dan matriks konverter diperkenalkan dalam buku ini. Ulasan singkat juga dibuat mengenai aplikasi mereka.

BAB II: KONTROL TEGANGAN AC-AC SATU FASE

Dasar dari rangkaian daya pengontrol tegangan AC-AC satu fase, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.1A, terdiri dari sepasang SCR yang dihubungkan *back-to-back* (juga dikenal sebagai *invers-parallel* atau *antiparallel*) antara suplai AC dan beban. Koneksi ini memberikan kontrol simetris gelombang penuh dua arah, dan pasangan SCR dapat diganti dengan triac (Gambar. 2.1B) untuk aplikasi berdaya rendah. Pengaturan alternatif ditunjukkan pada Gambar 2.1C dengan dua dioda dan dua SCR untuk menyediakan koneksi katoda umum untuk menyederhanakan rangkaian gerbang tanpa memerlukan isolasi dan pada Gambar 2.1D dengan satu SCR dan empat dioda untuk mengurangi biaya perangkat tetapi dengan peningkatan perangkat kerugian konduksi. Kombinasi SCR dan dioda yang dikenal sebagai pengontrol thyrode, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.1E, memberikan kontrol tegangan asimetris setengah gelombang setengah searah dengan penghematan perangkat tetapi memperkenalkan komponen dc dan lebih banyak harmonik, sehingga tidak praktis untuk digunakan kecuali untuk beban pemanasan daya rendah.

Dengan kontrol fase, konduksi fase arus beban untuk periode yang dipilih dari setiap siklus input tegangan, dan dengan kontrol on/off, sakelar menghubungkan beban untuk beberapa siklus tegangan input dan memutusnya untuk beberapa siklus berikutnya (siklus integral kontrol) atau sakelar dihidupkan dan dimatikan

beberapa kali dalam setengah siklus alternatif dari tegangan input (pengontrol tegangan AC atau *pulse width modulation* (PWM)).



Gambar 2.1 Pengontrol tegangan AC satu fase: (A) gelombang penuh, dua SCR dalam *inverse-parallel*; (B) gelombang penuh dengan triac; (C) gelombang penuh dengan dua SCR dan dua dioda; (D) gelombang penuh dengan empat dioda dan satu SCR; dan (E) setengah gelombang dengan satu SCR dan satu dioda dalam antiparalel.

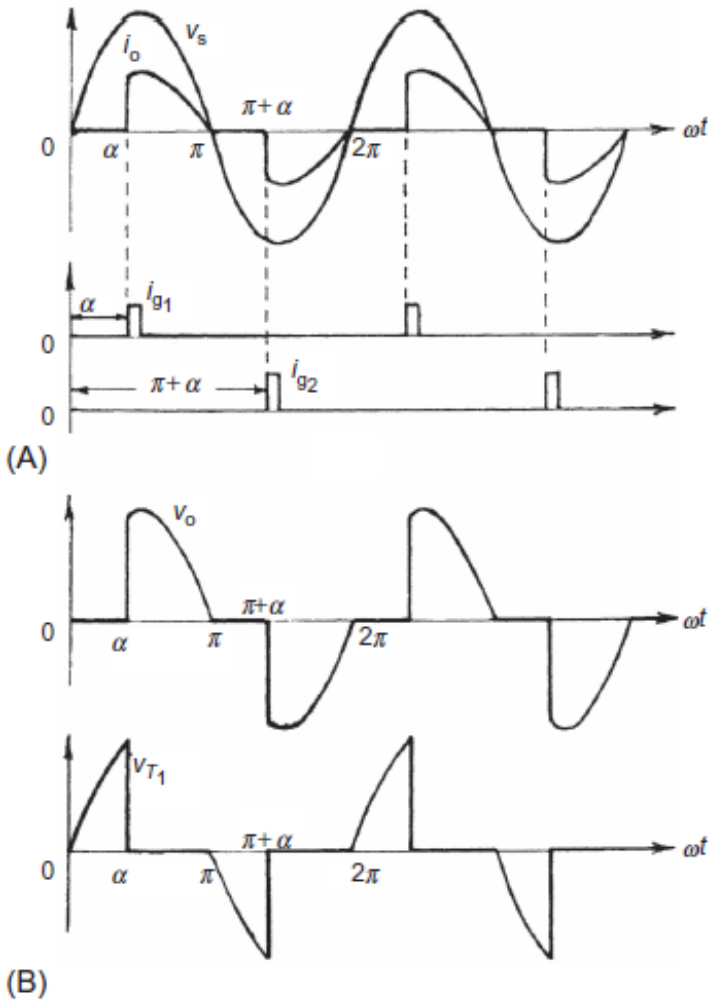
2.1 Pengontrol Tegangan AC Satu Fase

Untuk kontrol fase simetris gelombang penuh, SCR_s T₁ dan T₂ pada Gambar 2.1A masing-masing berpedoman pada α dan $\pi + \alpha$, dari nol persimpangan (*zero crossing*) dari tegangan input; dengan memvariasikan α , aliran daya ke beban dikontrol melalui kontrol tegangan dalam alternatif setengah siklus. Selama satu SCR membawa arus, SCR lainnya tetap bias balik oleh penurunan tegangan di SCR konduktor. Prinsip operasi dalam setiap setengah siklus mirip dengan yang dikontrol penyearah setengah-gelombang, dan seseorang dapat menggunakan pendekatan yang sama untuk analisis rangkaian.

Pengoperasian dengan beban R, ditunjukkan pada Gambar. 2.2 menunjukkan tegangan tertentu dan bentuk gelombang arus untuk pengontrol tegangan AC satu fase dua arah yang dikendalikan oleh Gambar 2.1A dengan beban resistif. Tegangan output dan bentuk gelombang arus memiliki setengah gelombang simetri dan tidak ada komponen dc.

Jika $V_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ adalah tegangan sumber, tegangan keluaran rms dengan T₁ dipicu pada α dapat ditemukan dari setengah-gelombang simetri sebagai

$$V_o = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \quad (2.1)$$



Gambar 2.2 Bentuk gelombang untuk pengontrol tegangan gelombang penuh AC satu fase dengan beban-R.

Perhatikan bahwa V_o dapat bervariasi dari V_s hingga 0 dengan memvariasikan α dari 0 hingga π :

$$\text{Nilai rms dari arus beban, } I_o = \frac{V_o}{R} \tag{2.2}$$

$$\text{Input power factor} = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_s} = \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right]^{1/2} \tag{2.3}$$

$$\text{Rata-rata arus SCR, } I_{A,SCR} = \frac{1}{2\pi R} \int_a^\pi \sqrt{2}V_s \sin\omega t d(\omega t) \quad (2.4)$$

Karena setiap SCR membawa separuh arah arus, arus rms di setiap SCR adalah

$$I_{o,SCR} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

Operasi dengan Beban RL. Gambar 2..3 menunjukkan tegangan dan bentuk gelombang arus untuk pengontrol pada Gambar. 2.1A dengan beban RL. Karena induktansi, arus yang dibawa oleh SCR T₁ mungkin tidak jatuh ke nol pada $\omega t = \pi$ ketika tegangan input negatif dan dapat berlanjut sampai $\omega t = \beta$, sudut pematian, seperti yang ditunjukkan. Sudut konduksi,

$$\theta = \beta - \alpha \quad (2.6)$$

SCR tergantung pada penembakan sudut tunda α dan sudut impedansi beban ϕ .

Ekspresi untuk arus beban $I_o(\omega t)$, ketika konduksi dari α ke β , dapat diturunkan dengan cara yang sama seperti yang digunakan untuk penyearah yang dikendalikan fase dalam mode *discontinuous* dengan menyelesaikan persamaan Kirchhoff tegangan yang relevan:

$$I_o(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} [\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi)e^{(a-\phi)/\tan\phi}], \alpha < \omega t < \beta \quad (2.7)$$

Dimana $Z=(R^2+\omega^2 L^2)^{1/2}$ = impedansi beban dan ϕ =beban

$\tan^{-1}(\omega L/R)$ = sudut impendansi.

Sudut β , ketika arus i_o jatuh ke nol, dapat ditentukan dari persamaan transendental berikut yang dihasilkan dengan menggunakan $i_o(\omega t = \beta)=0$ dalam Persamaan. (2.7):

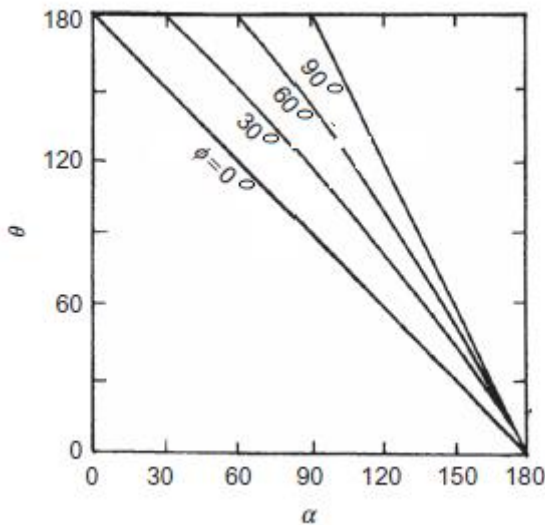
$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi) - \sin(\alpha - \phi)e^{(a-\beta)/\tan\phi} \quad (2.8)$$

Dari Persamaan. (2.6) dan (2.8), seseorang dapat memperoleh hubungan antara θ dan α untuk nilai of ϕ tertentu, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4, yang menunjukkan bahwa ketika α meningkat, sudut konduksi θ berkurang, dan dengan demikian, rms nilai arus berkurang.

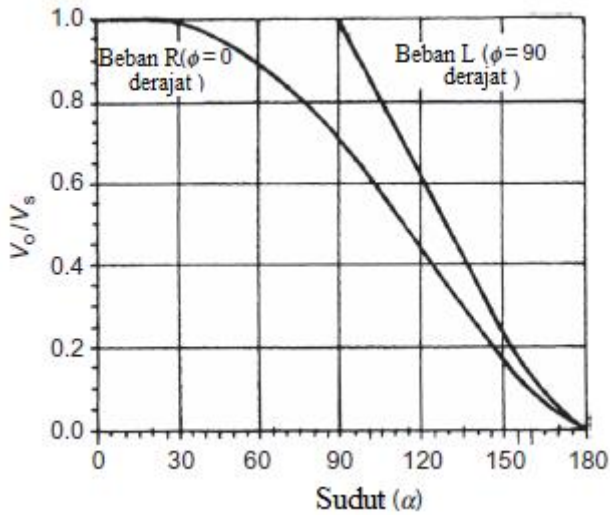
Tegangan output rms:

$$V_o = \left[\frac{1}{\pi} \int_a^\beta 2V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{V_s}{\pi} \left[\beta - a + \frac{\sin 2a}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right]^{1/2} \quad (2.9)$$



Gambar. 2.4 Kurva θ versus α untuk pengontrol tegangan AC satu fase dengan beban RL.



Gambar 2.5 Karakteristik kontrol dari pengontrol tegangan AC satu fase dengan beban RL.

V_o dapat dievaluasi untuk dua kemungkinan nilai tertinggi $\phi=0$ ketika $\beta=\pi$, dan $\phi=\pi = 2$ ketika $\beta=2\pi \alpha$, dan karakteristik kontrol tegangan untuk pengontrol ini ditunjukkan pada Gambar. 2.5. Arus rms SCR dapat diperoleh dari Persamaan. (2.7) sebagai berikut:

$$I_{o,SCR} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_a^\beta i_o^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.10)$$

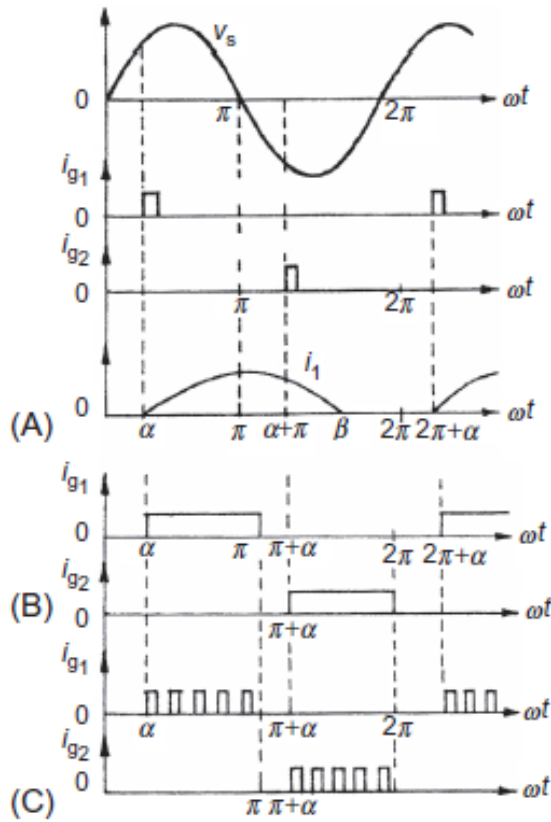
$$\text{Arus beban rms, } I_o = \sqrt{2I_{o,SCR}} \quad (2.11)$$

$$\text{Nilai rata – rata arus SCR } A_{,SCR} = \frac{1}{2\pi} \int_a^\beta i_o d(\omega t) \quad (2.12)$$

Persyaratan sinyal gerbang. Untuk SCR inverse-paralel seperti yang ditunjukkan pada Gambar. 2.1A, gerbang sinyal SCR harus diisolasi satu sama lain karena tidak ada katoda umum. Untuk beban-R, setiap SCR berhenti konduksi pada akhir setiap setengah siklus dan dalam

kondisi ini, pulsa hubung singkat dapat digunakan untuk gerbang seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.2. Dengan beban RL, bagaimanapun, gerbang pulsa satu hubung singkat ini tidak cocok seperti yang ditunjukkan pada Gambar. 2.6. Ketika SCR T_2 dipicu pada $\omega t = \pi + \alpha$, SCR T_1 masih melakukan karena induktansi beban. Pada saat SCR T_1 berhenti konduksi pada β , pulsa gerbang untuk SCR T_2 telah berhenti dan T_2 akan gagal untuk menyala sehingga konverter beroperasi sebagai penyearah satu fase dengan konduksi T_1 saja. Hal ini mengharuskan penerapan pulsa gerbang berkelanjutan dalam bentuk sinyal kontinu untuk periode setengah siklus atau lebih baik (gerbang frekuensi pembawa) karena yang sebelumnya menghasilkan peningkatan disipasi dalam rangkaian gerbang SCR, dan isolasi besar transformator pulsa diperlukan.

Operasi dengan $\alpha < \phi$. Jika $\alpha = \phi$, maka dari Persamaan. (2.8),



Gambar 2.6 Pengontrol gelombang penuh satu fase dengan beban RL

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\beta - \alpha) = 0 \quad (2.13)$$

Dan

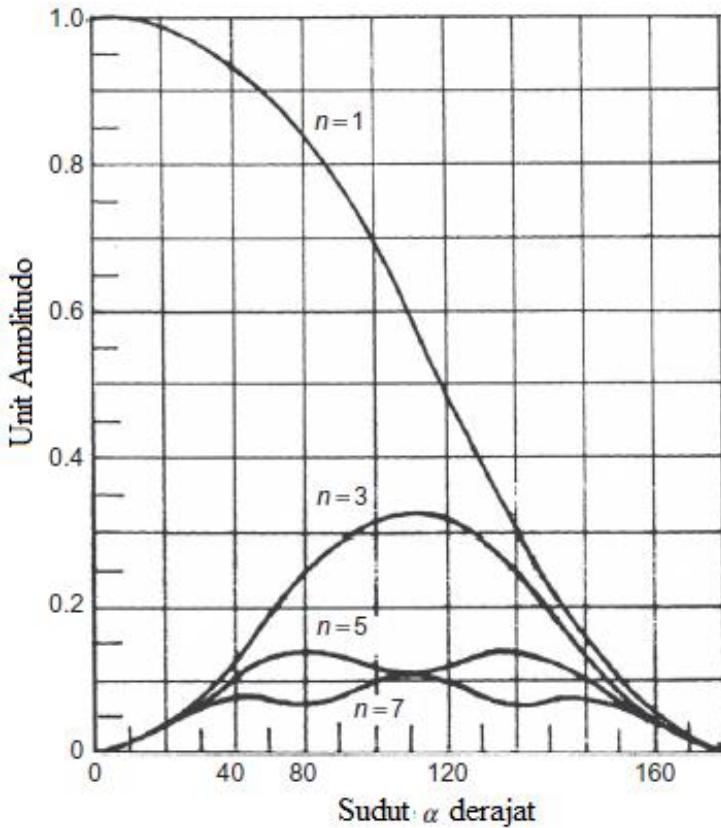
$$\beta - \alpha = \theta = \pi \quad (2.14)$$

Karena sudut konduksi θ tidak dapat melebihi π dan arus beban harus melewati nol, rentang kendali sudut tembak adalah $\phi \leq \alpha \leq \pi$. Dengan pulsa gating yang sempit dan $\alpha < \phi$, hanya satu SCR yang akan konduksi, tindakan penyearah seperti yang ditunjukkan. Bahkan dengan deretan pulsa, jika $\alpha < \phi$, perubahan sudut tembak tidak akan

mengubah tegangan output dan arus tetapi kedua SCR akan konduksi untuk periode π dengan T_1 menjadi pada $\omega t = \pi$ dan T_2 di $\omega t + \pi$.

Durasi zona mati ini ($\alpha=0$ hingga ϕ), yang bervariasi dengan sudut impedansi beban ϕ , bukan fitur yang diinginkan dalam skema kontrol loop tertutup. Suatu pendekatan alternatif untuk kontrol fase mengenai dengan tegangan input *zero crossing* telah divisualisasikan di mana sudut tembak didefinisikan secara instan ketika arus beban, bukan tegangan input, yang mencapai nol, sudut ini disebut sudut penahan (γ) atau sudut kontrol (seperti ditandai pada Gambar 2.3). Metode ini perlu merasakan arus beban, yang mungkin diperlukan dalam pengontrol loop tertutup untuk tujuan pemantauan atau kontrol.

Faktor Daya dan Harmonik. Seperti dalam kasus penyearah fase terkontrol, keterbatasan dari pengontrol tegangan AC adalah faktor daya yang buruk dan pengenalan harmonik pada arus sumber.



Gambar 2.7 Konten harmonik sebagai fungsi sudut tembak untuk pengontrol tegangan satu fase dengan beban RL.

Seperti yang terlihat dari Persamaan. (2.3), faktor daya input tergantung pada α , dan ketika α meningkat, faktor daya berkurang.

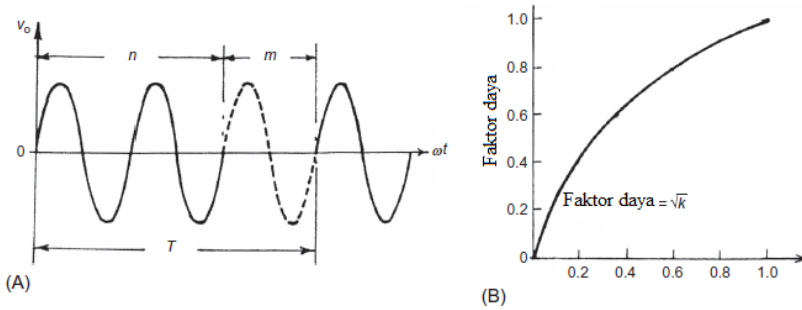
Distorsi harmonik meningkat dan kualitas arus input berkurang dengan meningkatnya sudut tembak. Variasi harmonik orde rendah dengan sudut tembak seperti yang dihitung oleh analisis Fourier dari bentuk gelombang tegangan pada Gambar 2.2 (dengan beban-R)

ditunjukkan pada Gambar 2.7. Hanya harmonik ganjil yang ada dalam arus input karena simetri setengah gelombang.

2.2 Pengontrol Tegangan AC-AC Satu Fase dengan Kontrol On/Off

Kontrol Siklus Integral Sebagai alternatif untuk kontrol fase, metode kontrol siklus integral digunakan untuk sistem dengan konstanta waktu yang besar, misalnya, beban pemanasan. Di sini, sakelar dihidupkan untuk waktu t_n dengan n siklus integral dan dimatikan untuk waktu t_m dengan siklus integral m (Gambar. 2.8). Karena SCR atau triac yang digunakan di sini dinyalakan pada *zero crossing* tegangan input dan mati terjadi pada arus nol, suplai harmonik dan interferensi frekuensi radio sangat rendah.

Namun, komponen frekuensi subharmonik dapat dihasilkan, yang tidak diinginkan karena mereka dapat mengatur resonansi subharmonik dalam sistem catu daya, menyebabkan lampu berkedip, dan dapat mengganggu frekuensi alami beban motor yang menyebabkan osilasi poros.



Gambar 2.8 Kontrol siklus integral: (A) tipe bentuk gelombang tegangan beban dan (B) 15actor daya dengan siklus kerja k.

Untuk tegangan input sinusoidal, $v = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ tegangan output

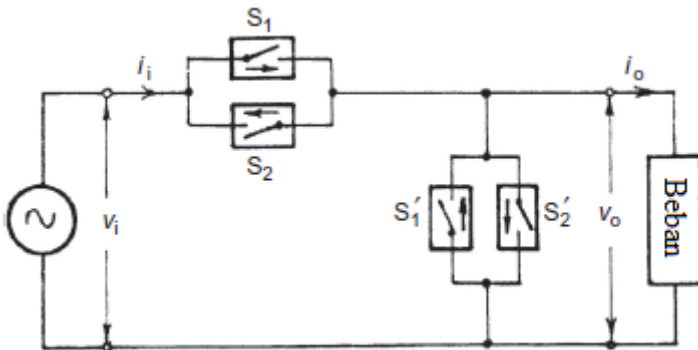
rms $V_o = V_s \sqrt{k}$ dimana $k = \frac{n}{n+m} = \text{duty cycle}$ dan $V_s =$

fase tegangan rms (2.15)

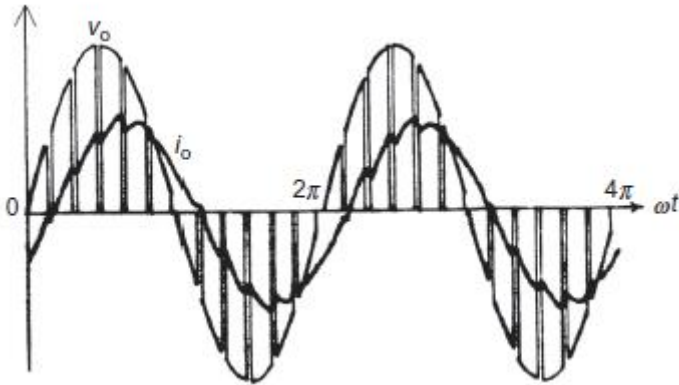
Faktor daya = \sqrt{k} (2.16)

PWM AC Chopper, Seperti dalam kasus penyearah terkontrol, kinerja pengontrol tegangan AC dapat ditingkatkan dalam hal harmonik, kualitas arus output, dan faktor daya input oleh kontrol PWM di PWM AC choppers; konfigurasi rangkaian dari satu unit satu fase tersebut ditunjukkan pada Gambar 2.9. Di sini, sakelar yang sepenuhnya dikontrol S_1 dan S_2 yang terhubung dalam antiparalel dinyalakan dan dimatikan berkali-kali selama setengah siklus positif dan negatif dari tegangan input, masing-masing. S_1' dan S_2'

menyediakan jalur *freewheeling* untuk arus beban saat S_1 dan S_2 mati. Filter kapasitor input dapat disediakan untuk melemahkan arus frekuensi pensaklaran tinggi yang diambil dari suplai dan juga untuk meningkatkan faktor daya input. Gambar 2.10 menunjukkan tegangan output dan memuat gelombang arus untuk chopper AC satu fase. Dapat ditunjukkan bahwa karakteristik kontrol chopper AC tergantung pada indeks modulasi M , yang secara teoritis bervariasi dari 0 hingga 1.



Gambar 2.9 Rangkaian satu fase PWM AC chopper.



Gambar 2.10 Jenis tegangan output dan bentuk gelombang arus dari satu fase PWM AC chopper

Chopper PWM tiga fase terdiri dari tiga chopper satu fase yang terhubung dalam konfigurasi delta atau empat kawat (bintang).

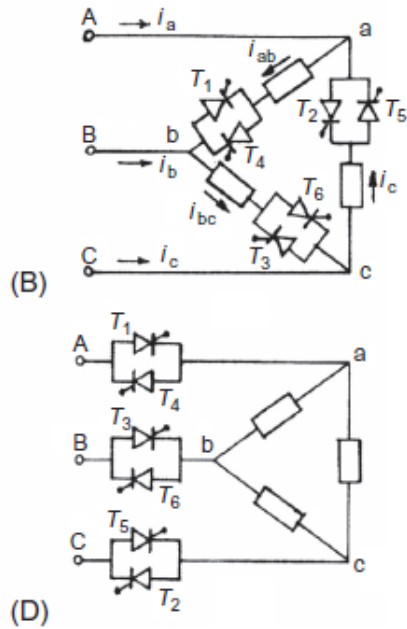
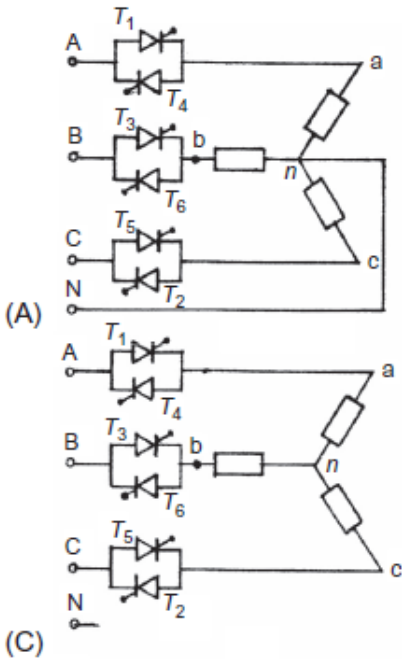
2.3 Kontroler Tegangan AC-AC Tiga Fase

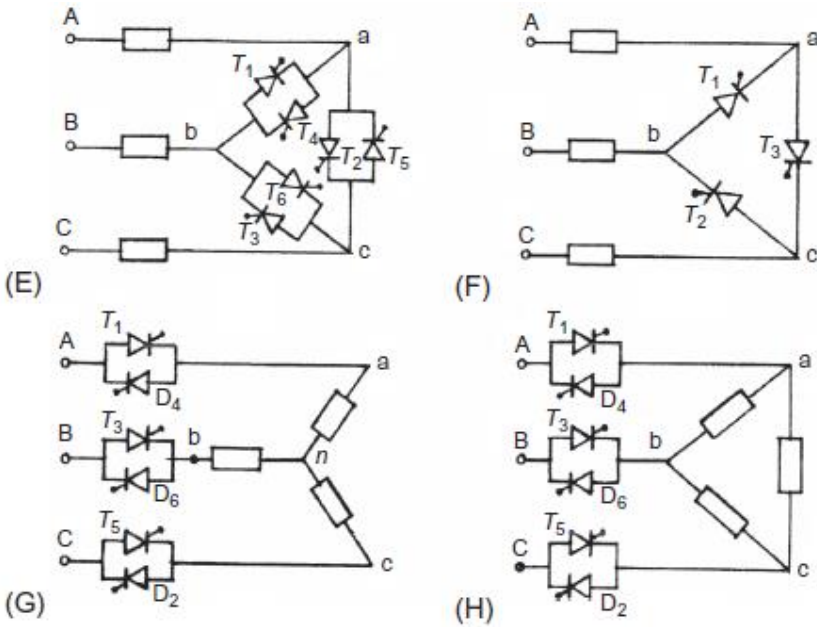
2.3.1 Terkendali Fase Kontroler Tegangan Tiga Fase

Beberapa kemungkinan konfigurasi rangkaian untuk regulator terkendali fase tiga fase yang dikontrol dengan beban yang terhubung dengan bintang atau delta ditunjukkan pada Gambar 2.11A-H.

Konfigurasi dalam (A) dan (B) dapat direalisasikan oleh tiga regulator AC satu fase yang beroperasi secara independen satu sama lain, dan mudah untuk dianalisis. Dalam (A), SCR harus diberi peringkat untuk membawa arus saluran dan menahan tegangan fasa,

sedangkan pada (B) mereka harus mampu membawa arus fasa dan menahan tegangan saluran. Dalam (B), arus bebas dari harmonik triplen sementara ini hadir dalam delta tertutup. Factor daya dalam (B) sedikit lebih tinggi. Rentang kendali sudut tembak untuk kedua rangkaian ini adalah 0-180 derajat untuk beban R.





Gambar 2.11 Konfigurasi rangkaian pengontrol tegangan AC tiga fase.

Rangkaian dalam (C) dan (D) adalah rangkaian tiga-kawat tiga fase yang komplis untuk dianalisis. Di kedua rangkaian ini, setidaknya dua SCR, satu di setiap fase, harus terjaga keamanannya secara simultan untuk memulai pengontrol dengan membuat jalur arus antara jalur suplai. Ini mengharuskan dua pulsa yang dinyalakan dengan jarak 60 derajat per siklus untuk menembakkan masing-masing SCR. Mode operasi ditentukan oleh jumlah SCR yang konduksi dalam mode ini. Rentang kendali tembak adalah 0-150 derajat. Triplen harmonik tidak ada dalam kedua konfigurasi ini.

Konfigurasi lain ditunjukkan pada (E) ketika pengendali terhubung dalam delta dan beban dihubungkan antara suplai dan konverter. Di sini, arus dapat mengalir di antara dua jalur bahkan jika satu SCR sedang konduksi sehingga setiap SCR membutuhkan satu pulsa

tembak per siklus. Nilai tegangan dan arus SCR hampir sama dengan rangkaian (B). Dimungkinkan juga untuk mengurangi jumlah perangkat menjadi tiga SCR dalam delta seperti yang ditunjukkan pada (F), menghubungkan satu terminal sumber langsung ke satu terminal rangkaian beban. Setiap SCR dilengkapi dengan pulsa gerbang di setiap siklus dengan jarak 120 derajat. Baik dalam (E) dan (F), setiap ujung dari setiap fase harus dapat diakses. Jumlah perangkat dalam (F) lebih sedikit, tetapi rating arus harus lebih tinggi.

Seperti dalam kasus regulator tegangan satu fase terkendali fase, total biaya regulator dapat dikurangi dengan mengganti enam SCR dengan tiga SCR dan tiga dioda, menghasilkan regulator fase searah setengah-fase yang dikontrol setengah fase seperti ditunjukkan dalam (G) dan (H) untuk muatan yang terhubung dengan bintang dan delta. Kelemahan utama dari rangkaian ini adalah kandungan harmonik yang besar pada tegangan keluaran, terutama harmonik kedua karena asimetri. Namun, komponen dc tidak ada di jalur. Sudut tembak maksimum dalam regulator setengah gelombang yang dikendalikan adalah 210 derajat.

2.3.2 Pengontrol Tegangan AC Tiga Kawat Tiga Fase Terkendali Penuh

Terhubung dengan Bintang dengan Netral Terisolasi. Analisis operasi pengontrol gelombang penuh dengan netral terisolir seperti ditunjukkan pada Gambar 2.11C, seperti yang disebutkan, cukup lengkap dibandingkan dengan pengontrol satu fase, khususnya untuk

beban RL atau motor. Sebagai contoh sederhana, pengoperasian pengontrol ini dengan beban R sederhana yang terhubung dengan bintang dipertimbangkan di sini. Keenam SCR dihidupkan dalam urutan 1-2-3- 4-5-6 pada interval 60 derajat, dan sinyal gerbang dipertahankan sepanjang sudut konduksi yang memungkinkan.

Bentuk gelombang fase tegangan output untuk $\alpha = 30, 75, \text{ dan } 120$ derajat untuk beban R tiga fase yang seimbang ditunjukkan pada Gambar 2.12. Pada interval apa pun, baik tiga SCR atau dua SCR atau tidak ada SCR mungkin aktif, dan tegangan output seketika ke beban adalah tegangan *line-to-neutral* (tiga SCR on) atau setengah dari *line-to-line* tegangan (dua SCR aktif) atau nol (tidak ada SCR aktif).

Bergantung pada sudut α , mungkin ada tiga mode pengoperasian:

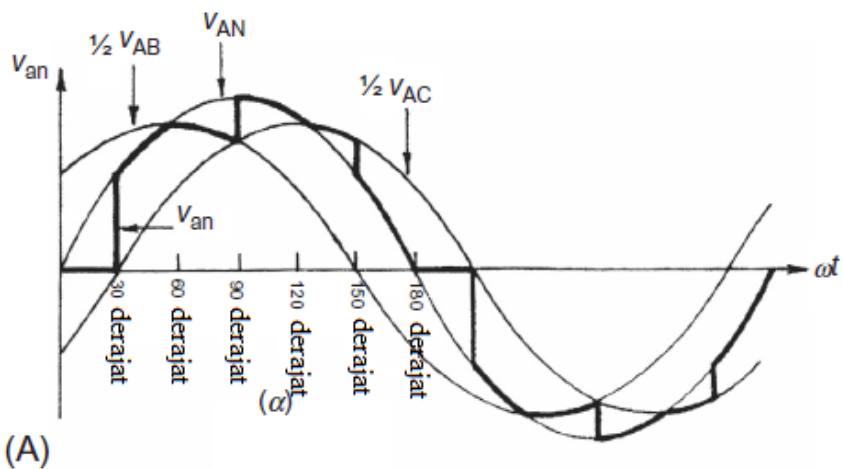
Mode I (juga dikenal sebagai Mode 2/3). 0 derajat α 60 derajat; Ada periode ketika tiga SCR konduksi, satu di setiap fase untuk kedua arah, dan ada periode ketika hanya dua SCR konduksi.

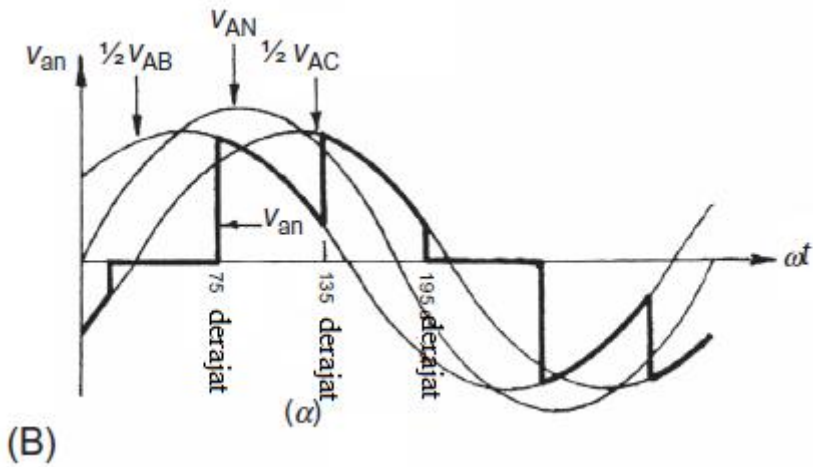
Sebagai contoh, dengan $\alpha=30$ derajat pada Gambar 2.12A, asumsikan bahwa pada $\omega t =0$, SCRs T_5 dan T_6 sedang bekerja, dan arus yang melalui beban-R dalam fase adalah nol untuk membuat $v_{an}= 0$. Pada $\omega t =30$ derajat, T_1 menerima pulsa gerbang dan mulai melakukan; T_5 dan T_6 tetap menyala, dan $v_{an} =v_{AN}$. Arus di T_5 mencapai nol pada 60 derajat, mematikan T_5 . Dengan T_1 dan T_6 tetap menyala, $v_{an} = 1/2 v_{AB}$. Pada 90 derajat, T_2 dihidupkan, tiga SCR $T_1, T_2, \text{ dan } T_6$ kemudian konduksi, dan $v_{an} =v_{AN}$. Pada 120 derajat, T_6 mati, meninggalkan T_1 dan T_2 menyala, jadi $v_{an} = 1/2 v_{AC}$. Dengan

demikian, kemajuan penembakan secara berurutan hingga $\alpha=60$ derajat, jumlah SCR yang melakukan pada saat tertentu bergantian antara dua dan tiga.

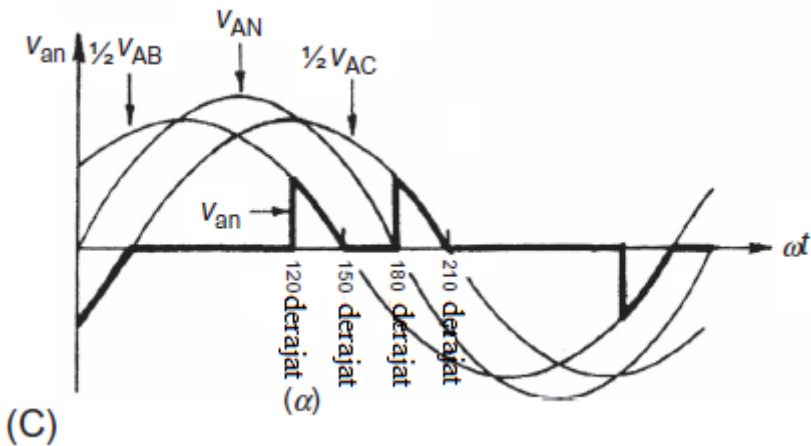
Mode II (juga dikenal sebagai Mode 2/2). $60 \text{ derajat} \leq \alpha \leq 90 \text{ derajat}$; Dua SCR, satu di setiap fase, selalu konduksi.

Untuk $\alpha=75$ derajat seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.12B, tepat sebelum $\alpha=75$ derajat, SCR_s T₅ dan T₆ sedang konduksi, dan $v_{an} = 0$. Pada 75 derajat, T₁ dihidupkan, dan T₆ terus konduksi, sedangkan T₅ mati karena v_{CN} negatif. $v_{an} = 1/2 v_{AB}$. Ketika T₂ dihidupkan pada 135 derajat, T₆ dimatikan, dan $v_{an} = 1/2 v_{AC}$. SCR berikutnya untuk dihidupkan adalah T₃, yang mematikan T₁, dan $v_{an}=0$. Satu SCR selalu dimatikan ketika yang lain dihidupkan dalam kisaran α ini, dan tegangan output adalah satu-setengah tegangan line-to-line atau nol.





(B)



(C)

Gambar 2.12 Bentuk gelombang tegangan output untuk pengontrol tegangan AC tiga fase dengan beban-R yang terhubung-bintang: (A) v_{an} untuk $\alpha=30^\circ$, (B) v_{an} untuk $\alpha=75^\circ$, dan (C) $v_{an}=120^\circ$.

T_2 dihidupkan pada 135 derajat, T_6 dimatikan, dan $v_{an} = 1/2 v_{AC}$. SCR berikutnya untuk dihidupkan adalah T_3 , yang mematikan T_1 , dan $v_{an} = 0$. Satu SCR selalu dimatikan ketika yang lain dihidupkan dalam kisaran α ini, dan tegangan output adalah satu-setengah tegangan *line-to-line* atau nol.

Mode III (juga dikenal sebagai Mode 0/2). 90 derajat $\leq \alpha \leq 150$ derajat, ketika tidak ada atau dua konduksi SCR.

Untuk $\alpha=120$ derajat, Gambar. 2.12C, sebelumnya, tidak ada SCR yang aktif, dan $v_{an} = 0$. Pada $\alpha = 120$ derajat, SCR T_1 diberikan sinyal gerbang, sedangkan T_6 memiliki sinyal gerbang sudah diterapkan. Karena v_{AB} positif, T_1 dan T_6 bias maju, dan mereka mulai konduksi, dan $v_{an} = 1/2 v_{AB}$. Baik T_1 dan T_6 mati saat v_{AB} menjadi negatif. Ketika sinyal gerbang diberikan ke T_2 , itu menyala, dan T_1 menyala lagi.

Untuk $\alpha > 150$ derajat, tidak ada periode ketika dua SCR bekerja dan tegangan output nol pada $\alpha=150$ derajat.

Dengan demikian, rentang kendali sudut tembak adalah 0 derajat $\leq \alpha \leq 150$ derajat.

Untuk beban-R yang terhubung-bintang, dengan asumsi tegangan fase sesaat adalah

$$V_{AN} = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$$

$$V_{BN} = \sqrt{2}V_s \sin \omega t - 120 \text{ derajat} \quad (2.17)$$

$$V_{CN} = \sqrt{2}V_s \sin \omega t - 240 \text{ derajat}$$

Ekspresi untuk tegangan fase output rms V_o dapat diturunkan untuk tiga mode sebagai berikut:

$$0 \text{ derajat} \leq a \leq 60 \text{ derajat} \quad V_o = V_s \left[1 - \frac{3a}{2\pi} + \frac{3a}{4\pi} \sin 2a \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.18)$$

$$60 \text{ derajat} \leq a \leq 90 \text{ derajat} \quad V_0 = V_s \left[\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin 2a + \sin (2a + 60 \text{ derajat}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.19)$$

$$90 \text{ derajat} \leq a \leq 150 \text{ derajat} \quad V_0 = V_s \left[\frac{5}{4} + \frac{3a}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin (2a + 60 \text{ derajat}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

Untuk beban L murni yang terhubung-bintang, kontrol efektif dimulai pada $\alpha > 90$ derajat, dan ungkapan untuk dua rentang α adalah sebagai berikut:

$$90 \text{ derajat} \leq a \leq 120 \text{ derajat} \quad V_0 = V_s \left[\frac{5}{2} + \frac{3a}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin 2a \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.21)$$

$$120 \text{ derajat} \leq a \leq 150 \text{ derajat} \quad V_0 = V_s \left[\frac{5}{2} + \frac{3a}{\pi} + \frac{3}{2\pi} \sin (2a + 60 \text{ derajat}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.22)$$

Karakteristik kontrol untuk dua kasus pembatas ini ($\phi=0$ untuk beban R dan $\phi=90$ derajat untuk beban L) ditunjukkan pada Gambar 2.13. Di sini juga, seperti kasus satu fase, zona mati dapat dihindari dengan mengendalikan tegangan sehubungan dengan sudut kendali atau sudut tahan (γ) dari *zero crossing* arus di tempat sudut tembak α .

Beban RL, Analisis pengontrol tegangan tiga fase dengan beban RL yang terhubung dengan bintang dengan netral terisolasi cukup rumit, karena SCR tidak berhenti konduksi pada tegangan nol, dan sudut β harus diketahui dengan menyelesaikan persamaan untuk kasus

transcendental. Dalam kasus ini, operasi mode II menghilang, dan operasi bergeser dari mode I ke mode III tergantung pada apa yang disebut sudut kritis α_{crit} , yang dapat dievaluasi dari solusi numerik yang relevan persamaan transcendental. Simulasi komputer baik oleh program PSPICE atau pendekatan pensaklaran-variabel ditambah dengan prosedur perulangan adalah cara praktis untuk mendapatkan bentuk gelombang tegangan output dalam kasus ini. Gambar 2.14 menunjukkan hasil simulasi menggunakan pendekatan untuk beban RL pengontrol tegangan tiga fase untuk $\alpha = 60, 90,$ dan 105 derajat, yang sesuai dengan osilogram praktis.

Koneksi delta untuk beban R. Konfigurasi ditunjukkan pada Gambar 2.11B. Tegangan melintasi beban-R adalah tegangan *line to line* yang sesuai ketika satu SCR dalam fase itu menyala. Gambar 2.15 menunjukkan jalur arus dan fase untuk $\alpha = 130$ dan 90 derajat dengan beban-R. Sudut tembak α diukur dari *zero crossing* dari tegangan *line-to-line*, dan SCR dihidupkan dalam urutan saat diberi nomor. Seperti dalam kasus satu fase, kisaran sudut tembak adalah $0 \leq \alpha \leq 180$ derajat. Jalur arus dapat diperoleh dari arus fasa sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 i_a &= i_{ab} - i_{ca} \\
 i_b &= i_{bc} - i_{ab} \\
 i_c &= i_{ca} - i_{bc}
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

Aliran arus tergantung pada sudut tembak dan mungkin diskontinus seperti yang ditunjukkan. Karena koneksi delta, arus harmonik

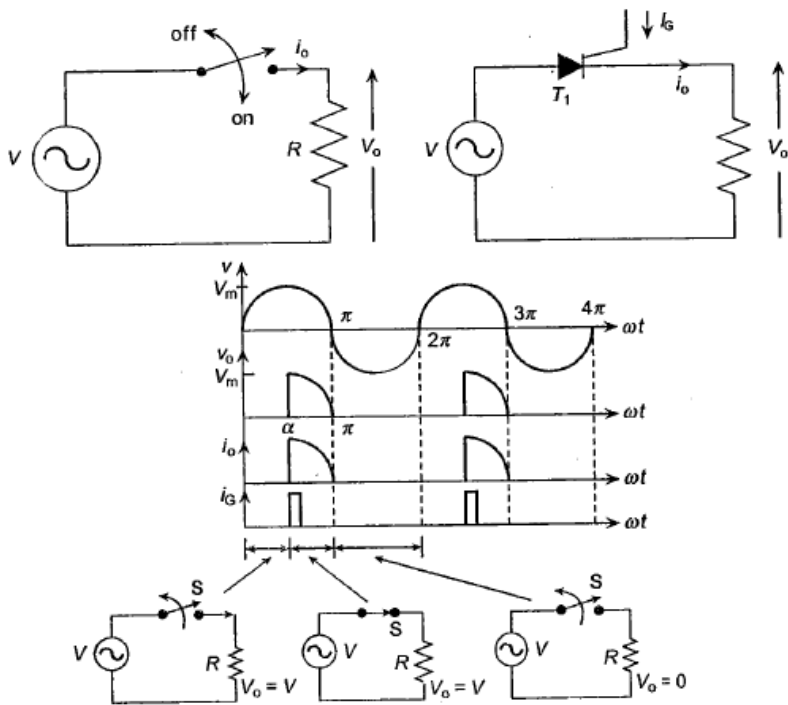
triplen mengalir di sekitar delta tertutup dan tidak muncul dalam jalur. Nilai rms dari arus bervariasi antara kisaran

$$\sqrt{2I_{\Delta}} \leq I_{L,rms} \leq \sqrt{3I_{\Delta,rms}} \quad (2.24)$$

karena sudut konduksi bervariasi dari sangat kecil (besar α) hingga 180 derajat ($\alpha=0$).

BAB III: PRINSIP KENDALI PENSAKLARAN FASE

Dalam kasus metode ICC, tegangan output dapat dikontrol dengan membuka dan menutup saklar untuk satu atau setengah siklus dari beberapa masukan AC. Sementara dalam kasus pensaklaran pengendalian fase, tegangan keluaran dapat dikontrol dengan membuka dan menutup saklar dalam suatu siklus (Gambar 3.1). Pengontrol mengaktifkan saklar terbuka untuk periode tertentu dalam siklus pasokan tegangan (secara umum, kurang dari setengah siklus), dan menutup saklar (on) untuk sisa periode siklus. Dengan demikian suplai input tegangan (V) mencapai beban dalam fraksi setiap siklus dan V_o menjadi sama dengan V . Ketika saklar terbuka, tegangan input tidak mencapai beban dan menjadi nol ($V_o = 0$). Dengan demikian keseluruhan tegangan input AC mencapai beban, saklar memotong tegangan input AC dan hanya bagiannya mencapai beban. Jadi dalam kasus ini, seperti ditunjukkan pada Gambar 3.1, saklar tertutup antara α dan β saja. Oleh karena itu, bukannya tegangan sinusiodal, tegangan sinusiodal terputus mencapai beban. Besarnya tegangan output tergantung pada diskontinuitas dari pasokan tegangan mencapai beban dipertahankan dalam setiap siklus. Karena itu, kontrol tegangan memungkinkan output yang baik. Nilai rms dari tegangan output, V_o dapat bervariasi dari 0 hingga V - nilai rms dari input atau tegangan suplai.



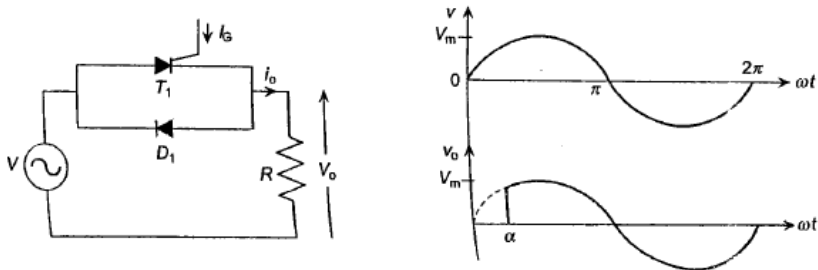
Gambar 3.1. Kontrol tegangan keluaran menggunakan pensaklaran pengendali fase

Dalam pengaturan ini, tidak diperlukan transformator. Perangkat pensaklaran daya semikonduktor berfungsi sebagai saklar. Dengan demikian, ukuran, bobot dan biaya kecil dan efisiensi sangat tinggi. Terkadang, efisiensi pengendali mendekati 99%. Karena pengalihan dan pembukaan saklar yang cepat pada setiap siklus (50 atau 60 Hz) merupakan persyaratan penting dari pengendali tersebut. Saklar mekanis tidak dapat memenuhi tujuannya. Jadi saklar berbasis semikonduktor daya (SCR, triac, dll) digunakan. Antara $\omega t = 0$ dan α , tidak ada arus gerbang yang disuplai ke thyristor (T1) atau perangkat pensaklaran. Oleh karena itu, SCR

tetap off dan tegangan beban tetap nol (seolah-olah saklar kontaktor terbuka). Jika sinyal gerbang diterapkan pada suplai tegangan dengan mengalirkan $\omega t = \alpha$, SCR (T1), V mencapai ke beban (seolah-olah saklar kontaktor ditutup). Beban atau tegangan output (V_o) menjadi sama dengan tegangan input atau suplai. Karena arus keluaran bervariasi sesuai dengan tegangan output ($i_o = V_o/R$) idealnya pada $\omega t = 180^\circ$, besarnya kurva berkurang hingga nol. Kemudian thyristor (CSR) berhenti bekerja. Sudut ini, dimana perangkat turn-off disebut sudut rangkaian komunikasi, β (dalam hal ini, sama dengan $\omega t = 180^\circ$). Bahkan, terjadi sedikit komunikasi sebelumnya $\omega t = 180^\circ$, ketika arus atau arus beban melalui thyristor menjadi sama dengan arus holding. Di sini, *trun-off* SCR adalah saluran komunikasi pergantian alami. Antara α dan β , tegangan beban sama dengan tegangan sumber. Oleh karena itu, nilai rms dari tegangan keluaran diberikan oleh

$$\begin{aligned}
 v_o &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2} v \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^a (\sqrt{2} v A = \pi r^2 \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \int_x^{2\pi} 0 \right] \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{v^2}{2\pi} \int_a^\pi (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{1}{2\pi} \left[(\pi - a) + \frac{1}{2} \sin 2a \right] \right]^{1/2} \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

Ini adalah bentuk yang sesuai dari persamaan (3.1), bahwa tegangan keluaran dapat dihilangkan dengan mengendalikan α dari 0° hingga 180° . Bahkan, α dikendalikan dengan menunda sinyal gerbang. Oleh karena itu, α disebut sebagai sudut pensaklaran atau tunda waktu. Bertolak belakang dengan pengendali tegangan AC konvensional di sini V_o tidak sinusoidal merupakan tegangan diskontinyu. Jika dioda juga terhubung paralel terbalik dengan SCR. Seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2, tegangan output memiliki siklus setengah positif dan setengah negatif yang tidak simetris. Ini terdistorsi gelombang sinusoidal dan besarnya diberikan oleh:



Gambar 2.2. Kontrol sudut fase asimetri

$$v_o = \left[\frac{1}{2} \int_a^{2\pi} (\sqrt{2} v \sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = v \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[(2\pi - a) + \frac{1}{2} \sin 2a \right] \right\}^{1/2} \quad (3.2)$$

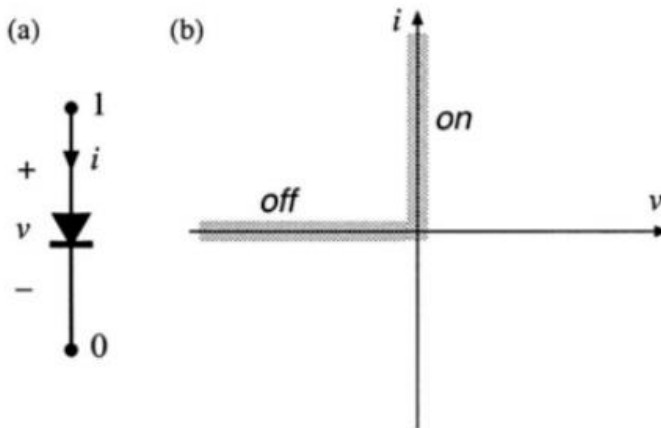
Dari persamaan (2.1) , faktor daya dari beban resistive diberikan oleh,

$$PF = \frac{v_o}{v} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[(2\pi - a) + \frac{1}{2} \sin 2a \right] \right\}^{1/2} \quad (3.3)$$

Untuk beban daya rendah dan untuk variasi tegangan kecil, rangkaian ini dapat digunakan. Namun, munculnya tegangan dc dan arus, yang dapat menyebabkan kejenuhan input atau distribusi transformator. Oleh karena itu secara umum jenis pengendali ini (pengendali searah) tidak digunakan.

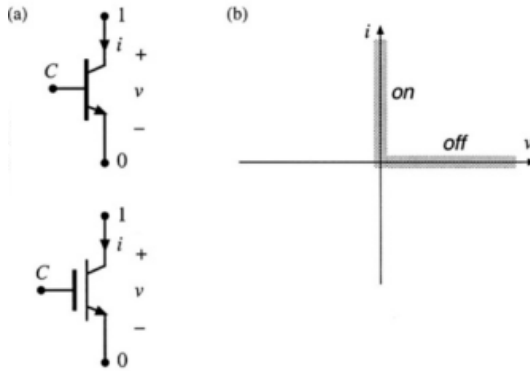
3.1 Aplikasi Pensaklaran Kuadran Tunggal

Saklar kuadran satu yang ideal diilustrasikan pada Gambar 3.3. Saklar berisi terminal daya 1 dan 0, dengan polaritas arus dan tegangan didefinisikan. Dalam keadaan aktif, tegangan V adalah nol, sedangkan arus I adalah nol dalam kondisi mati. Kadang-kadang ada terminal C ketiga, dimana menerapkan sinyal kontrol. Fitur yang membedakan saklar kuadran satu termasuk metode kontrol (aktif vs pasif) dan wilayah bidang i - v dimana mereka dapat beroperasi. Saklar pasif tidak mengandung terminal C. keadaan saklar ditentukan oleh bentuk gelombang $i(t)$ dan $v(t)$ yang diterapkan pada terminal 0 dan 1. Contoh paling umum adalah dioda yang diilustrasikan pada Gambar 3.3(a). Dioda tidak aktif ($i=0$) saat $v < 0$, dan aktif ($v = 0$) ketika $I > 0$. Ia dapat memblokir tegangan negatif tetapi bukan tegangan positif. Saklar kuadran satu yang pasif dapat diaplikasikan menggunakan dioda asalkan nilai $v(t)$ dan $i(t)$ ketika saklar berada dalam keadaan on dan off terletak pada karakteristik dioda pada Gambar 3.3(b).

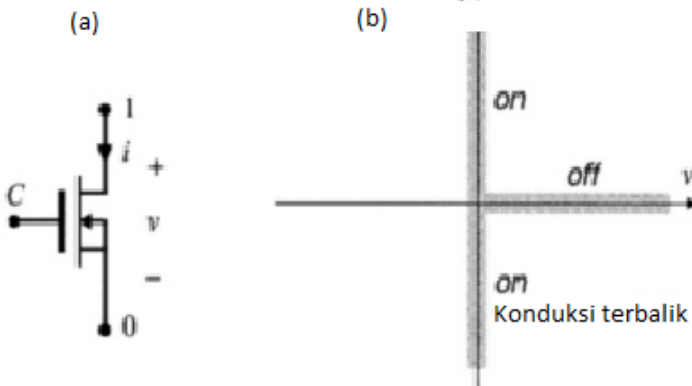


Gambar 3.3. (a) Simbol dioda, dan (b) karakteristik ideal dioda

Keadaan konduksi dari saklar aktif ditentukan oleh sinyal yang diterapkan pada terminal kontrol C. keadaan ini tidak secara langsung bergantung pada bentuk gelombang $v(t)$ dan $i(t)$ diterapkan pada terminal 0 dan 1. BJT, MOSFET, IGBT, dan MCT adalah contoh saklar aktif. Karakteristik ideal $i(t)$ vs $v(t)$ untuk BJT dan IGBT diuraikan pada Gambar 3.4. Ketika terminal kontrol menyebabkan transistor dalam keadaan tidak aktif, $i=0$ dan perangkat mampu memblokir tegangan positif: $v \geq 0$. Ketika terminal kontrol menyebabkan transistor berada didalam kondisi $v = 0$ mampu melakukan arus positif: $i \geq 0$.



Gambar 3.4. (a) Simbol bipolar junction transistor (BJT) dan insulated gate bipolar transistor (IGBT), (b) karakteristik pensaklaran yang ideal



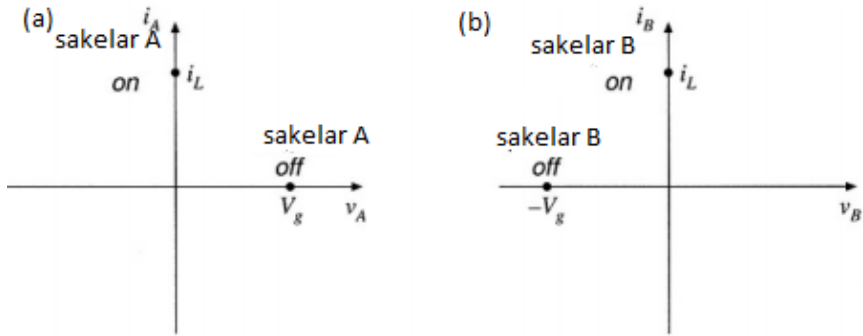
Gambar 3.5. (a) Simbol MOSFET, dan (b) karakteristik pensaklaran ideal MOSFET

Karakteristik pemblokiran terbalik dari BJT dan IGBT tidak ada, dan pada dasarnya tidak memiliki aplikasi di area konverter daya. Daya MOSFET (Gambar 3.5) memiliki karakteristik yang serupa, kecuali bahwa ia mampu mengalirkan arus ke arah sebaliknya. Dengan satu pengecualian penting MOSFET biasanya dioperasikan dengan cara $i \geq 0$ yang sama seperti BJT dan IGBT. Jadi

saklar kuadran satu aktif dapat direalisasikan menggunakan BJT, IGBT, atau MOSFET, asalkan titik operasi yang dimaksudkan terletak pada karakteristik transistor pada Gambar 3.4(b).

Untuk menentukan bagaimana menerapkan saklar kuadran satu menggunakan transistor atau dioda, dengan membandingkan titik operasi saklar dengan karakteristik $i-v$ dari Gambar 3.3 (b), 3.4(b), dan 3.5(b). Saklar A kemudian melakukan arus induktor positif dan saklar B harus memblokir tegangan negative $V_b = -V_g$. Titik-titik pengoperasian saklar ini diilustrasikan pada Gambar 2.6. Demikian juga, ketika dimaksudkan bahwa saklar 3.3 (a) berada diposisi 2, maka saklar A dibuka dan saklar B ditutup. Saklar B kemudian arus induktor positif, $I_b = I_L$, sementara saklar A memblokir tegangan positif $V_a = V_g$.

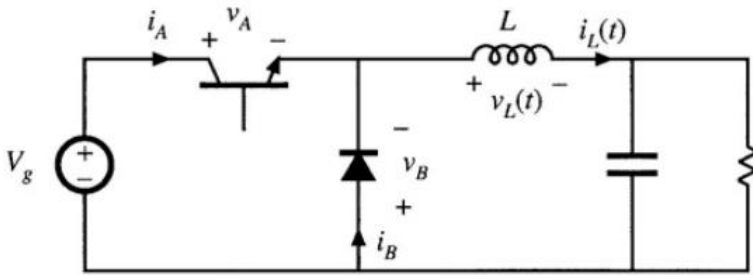
Dengan membandingkan titik operasi saklar A pada Gambar 3.6(a) dengan Gambar 3.4(b) dan 3.5(b), dapat dilihat bahwa transistor (BJT, IGBT, atau MOSFET dapat digunakan, karena saklar A harus memblokir tegangan positif dan mengalirkan arus positif. Demikian juga perbandingan Gambar 3.6(b) dengan Gambar 3.4(b) mengungkapkan bahwa saklar B dapat diimplementasikan menggunakan dioda, karena saklar B harus memblokir tegangan negatif dan arus positif. Karenanya realisasi saklar yang tepat diberikan pada Gambar 3.7.



Gambar 3.6. (a) Poin operasi pensaklaran A, (b) dan B,

Gambar 3.7 adalah contoh realisasi saklar kuadran tunggal: perangkat ini mampu mengalirkan arus hanya satu polaritas, dan memblokir tegangan hanya satu polaritas. Ketika pengontrol menyalakan transistor, dioda menjadi bias balik karena $V_B = -V_G$ diperlukan bahwa V_G menjadi positif; jika tidak, dioda akan menjadi bias maju. Transistor pada arus I_L arus ini juga harus positif, sehingga transistor melakukan arah maju.

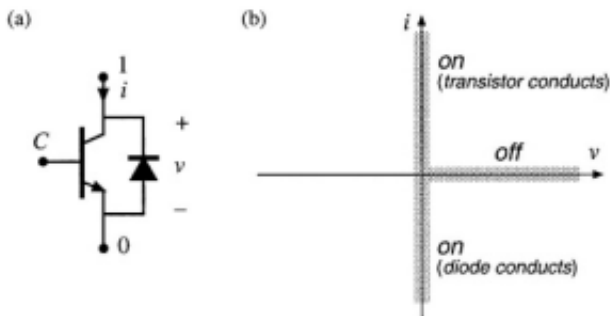
Ketika pengontrol mematikan transistor, dioda harus menyala sehingga arus induktor dapat mengalir. Mematikan transistor menyebabkan arus induktor berkurang. Selama $V_L(t) = L di_L(t)/dt$, tegangan induktor menjadi cukup negatif untuk memajukan bias dioda, dan dioda menyala. Dioda yang beroperasi dengan cara ini disebut dioda *freewheeling*. Diperlukan bahwa I_L yang positif jika tidak, dioda tidak dapat biasa maju karena $I_B = I_L$, transistor memblokir tegangan V_G tegangan ini harus positif untuk menghindari pengoperasian transistor dalam mode pemblokiran terbalik.



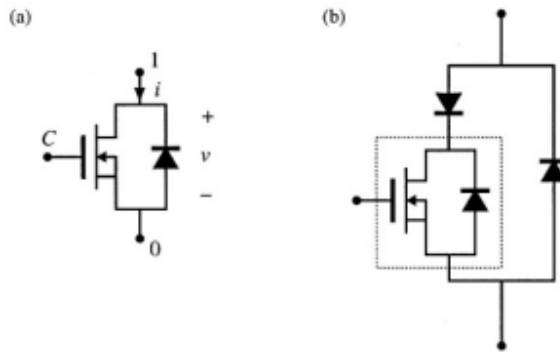
Gambar 3.7 Implementasi dari pensaklaran kuadran satu dengan menggunakan transistor dan dioda.

3.2 Saklar Kuadran Dua Arus Dua Arah

Dalam sejumlah aplikasi seperti inverter dc-ac dan amplifier servo, diperlukan bahwa elemen-elemen pensaklaran arus dari dua polaritas, tetapi hanya memblokir tegangan positif. Arus dua arah kuadran dua dari tipe ini dapat direalisasikan menggunakan transistor dan dioda, yang terhubung secara antiparalel seperti pada Gambar 3.8.



Gambar 3.8 Saklar arus dua arah kuadran dua: (a) implementasi menggunakan transistor dan dioda antiparalel, (b) karakter pensaklaran yang ideal



Gambar 3.9 Daya MOSFET dioda bawaan: (a) rangkaian ekuivalen, (b) penambahan dioda eksternal untuk mencegah konduksi dioda tubuh

MOSFET dari Gambar 3.5 juga merupakan saklar dua kuadran. Namun, harus dicatat bahwa kekuatan praktis MOSFET secara inheren mengandung dioda bawaan, sering disebut dioda tubuh, seperti yang diilustrasikan pada Gambar 3.9. Kecepatan pensaklaran dioda tubuh jauh lebih lambat dari pada MOSFET. Jika dioda tubuh dibiarkan bekerja sendiri, maka arus puncak tinggi dapat terjadi selama transisi pematian dioda. Sebagian besar MOSFET tidak diberi peringkat untuk menangani arus ini, dan kegagalan perangkat dapat terjadi. Untuk menghindari situasi ini, seri eksternal dan dioda antiparalel dapat ditambahkan seperti pada Gambar 3.9(b). Power MOSFET dapat secara khusus dirancang untuk memiliki dioda tubuh pemulihan cepat, dan untuk beroperasi dengan andal ketika dioda tubuh diizinkan untuk arus MOSFET yang terukur. Namun kecepatan pensaklaran dioda tubuh seperti itu masih lambat, dan kerugian pensaklaran yang signifikan karena dioda yang tersimpan muatan.

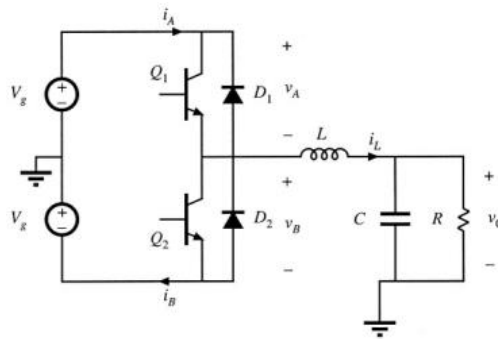
Dapat dilihat dari Gambar 3.10 bahwa saklar harus memblokir tegangan. Diperlukan positif, jika tidak, dioda akan melakukan secara bersamaan, hal itu dapat ditunjukkan melalui keseimbangan volt-detik induktor.

$$V_0 = (2D - 1)V_g \quad (3.4)$$

Persamaan ini diplot pada Gambar 3.11. Tegangan output positif untuk $D > 0,5$, dan negative untuk $D < 0,5$.

$$D(t) = 0.5 + D_m \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Dengan variasi sinusoidal dari duty cycle, dengan D_m yang konstan kurang dari 0,5, tegangan output menjadi sinusoidal. Karenanya converter ini bisa digunakan sebagai inverter dc-ac.



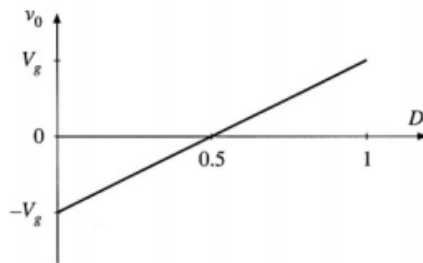
Gambar 3.10. Rangkaian inverter dengan pensaklaran kuadran dua

Arus beban diberikan oleh v_0/R dalam kesetimbangan, arus ini serupa dengan arus induktor i_L .

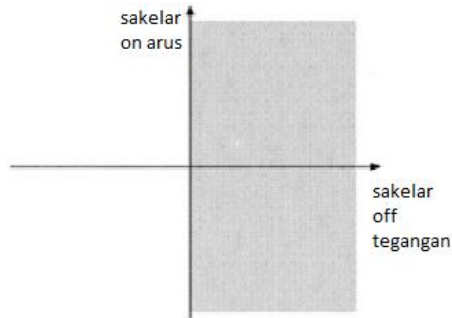
$$i_L = \frac{v_0}{R} = (2D - 1) \frac{v_g}{R} \quad (3.6)$$

Saklar harus mengalirkan arus ini. Jadi saklar saat ini juga positif ketika $D > 0,5$, dan negatif ketika $D < 0,5$. Dengan variasi *duty cycle* frekuensi tinggi, filter LC dapat mengenalkan jeda fase kedalam gelombang arus induktor, tetapi meskipun demikian benar bahwa arus saklar dari kedua polaritas terjadi. Jadi saklar harus beroperasi di bidang dua kuadran seperti yang diilustrasikan pada Gambar 3.12 ketika i_L positif Q_1 , dan D_2 mengirimkan secara bergantian. Ketika i_L negatif, Q_2 dan D_1 mengirimkan secara bergantian.

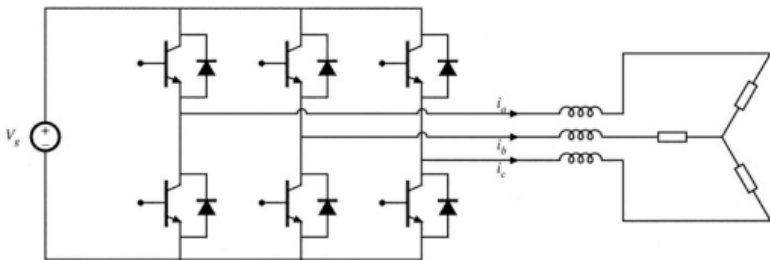
Rangkaian inverter dc-3 ϕ ac yang terkenal, *voltage source inverter* (VSI), beroperasi dengan cara yang sama. Seperti diilustrasikan pada Gambar 3.13 VSI berisi tiga saklar dua kuadran. Pensaklaran ini ini memblokir tegangan input dc v_g dan harus mengirimkan arus fase keluaran ac, i_a , i_b , dan i_c .



Gambar 3.11. Tegangan output vs duty cycle, untuk inverter pada Gambar 3.10. konverter ini dapat menghasilkan keluaran tegangan positif dan negatif.

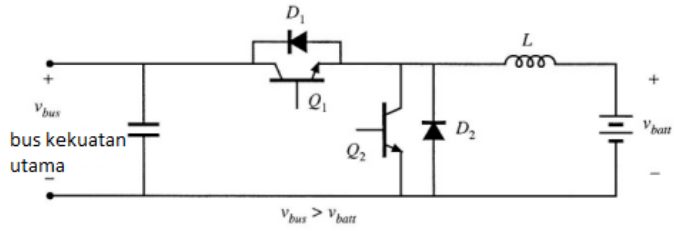


Gambar 3.12. Saklar pada inverter dari Gambar 3.10 harus mampu mengalirkan arus positif dan negatif, tetapi hanya perlu memblokir tegangan positif saja.

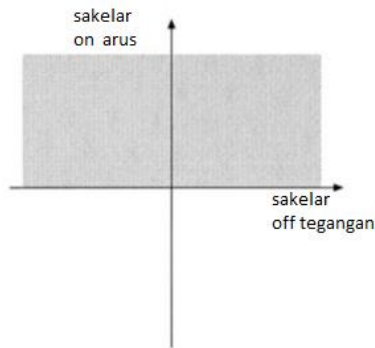


Gambar 3.13. Sumber tegangan dc-3 ϕ ac inverter membutuhkan pensaklaran kuadran dua

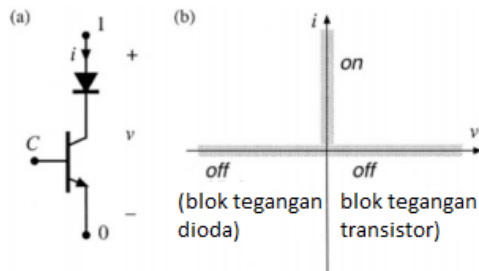
Contoh saklar dua kuadran dua arah saat ini adalah charger/pelepasan baterai dua arah yang diilustrasikan pada Gambar 3.14. konverter ini dapat digunakan, misalnya untuk menghubungkan baterai ke bus daya utama. Baik tegangan bus dc V_{buss} dan tegangan baterai V_{batt} selalu positif. Elemen saklar semikonduktor memblokir tegangan positif V_{bus} ketika baterai sedang diisi, i_L positif dan Q_1 dan D_2 , secara bergantian mengalirkan arus. Ketika baterai sedang kosong i_L berarti negatif dan Q_2 dan D_1 bergantian melakukannya. Meskipun ini adalah konverter dc-dc, ini membutuhkan saklar kuadran dua karena daya dapat mengalir ke dua arah.



Gambar 3.14. Pengisian dan pengurangan baterai dua arah berbasis dc-dc buck konverter



Gambar 3.15 Tegangan dua arah dengan saklar kuadran dua

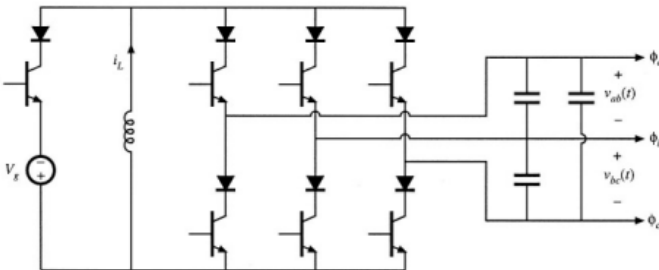


Gambar 3.16. Saklar tegangan dua arah kuadran dua: (a) implementasi menggunakan transistor dan dioda, (b) karakteristik ideal pensaklaran.

3.3 Saklar Tegangan Dua Arah Kuadran Dua

Tipe lain dari saklar dua kuadran, yang memiliki sifat tegangan dua arah yang diilustrasikan pada Gambar 3.15. Dalam aplikasi dimana saklar harus memblokir tegangan positif dan negatif, tetapi hanya mengalirkan arus positif. Ketika saklar berada dalam keadaan mati, pengontrol mematikan transistor. Dioda kemudian memblokir tegangan negatif dan transistor memblokir tegangan positif. Sambungan seri dapat memblokir tegangan negatif hingga peringkat tegangan dioda, dan tegangan pasif hingga peringkat tegangan transistor. Penyearah yang dikontrol silikon adalah contoh lain dari saklar kuadran dua tegangan dua arah.

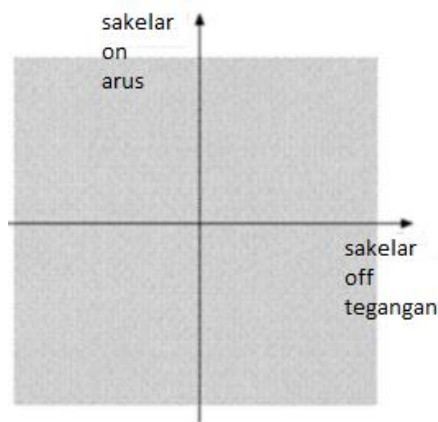
Konverter yang membutuhkan saklar kuadran dua jenis ini adalah inverter buck-boost dc-3 ϕ ac yang ditunjukkan pada Gambar 3.17. jika konverter berfungsi dalam mode inverter, sehingga arus induktor i_L selalu positif, maka semua saklar hanya menjalankan arus positif. Tetapi saklar harus memblokir tegangan output ac, yang kadang positif dan kadang negative. Oleh karena itu diperlukan saklar kuadran dua tegangan dua arah.



Gambar 3.17. Dc-3 ϕ ac inverter buck-boost

3.4 Saklar Kuadran Dua

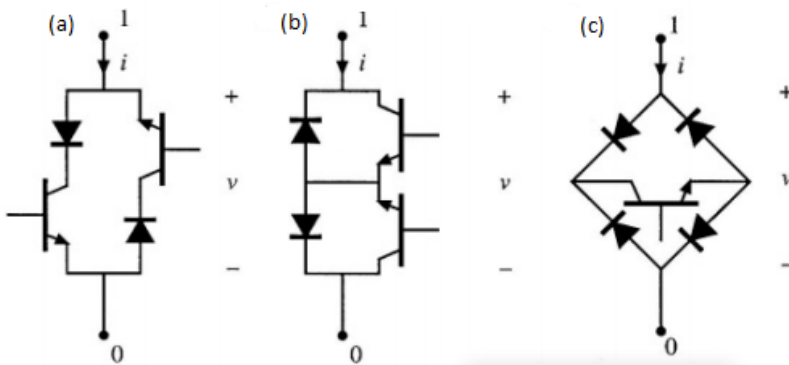
Jenis saklar yang paling umum adalah saklar kuadran empat, yang mampu mengalirkan arus baik polaritas dan memblokir tegangan dari kedua polaritas, seperti Gambar 3.18. Ada beberapa cara untuk membangun saklar kuadran empat. Seperti diilustrasikan pada Gambar 3.19(b), dua saklar kuadran dua tegangan dua arah. Transistor dihidupkan dan dimatikan secara bersamaan. Pendekatan lain adalah koneksi antiparalel dari dua saklar kuadran dua tegangan dua arah seperti pada Gambar 3.19(a). Pendekatan ketiga, hanya menggunakan satu transistor tetapi dioda tambahan diberikan pada Gambar 3.19(c).



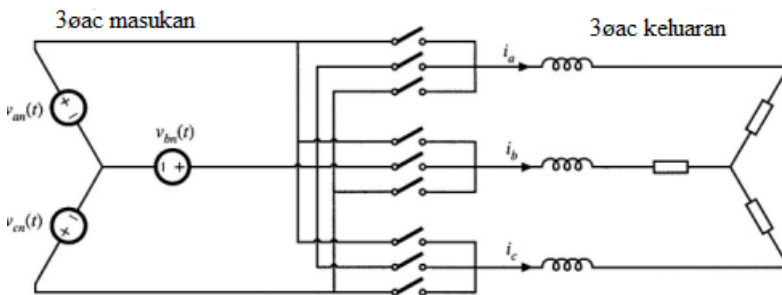
Gambar 3.18 Saklar kuadran empat dapat melakukan polaritas arus dan tegangan

Siklokonverter adalah kelas konverter kuadran empat. Sebagai contoh, $3\phi ac$ -to- $3\phi ac$ matrix konverter diilustrasikan pada Gambar 3.20. Masing-masing dari Sembilan saklar direalisasikan

menggunakan salah satu dari jaringan semikonduktor pada Gambar 3.19. Dengan kontrol saklar yang tepat, konverter ini dapat menghasilkan output tiga fase. Perhatikan bahwa tidak ada sinyal dc dalam konverter ini: semua tegangan dan arus input dan output adalah ac, dan oleh karena itu diperlukan saklar kuadran empat.



Gambar 3.19. Tiga cara menerapkan pensaklaran kuadran empat

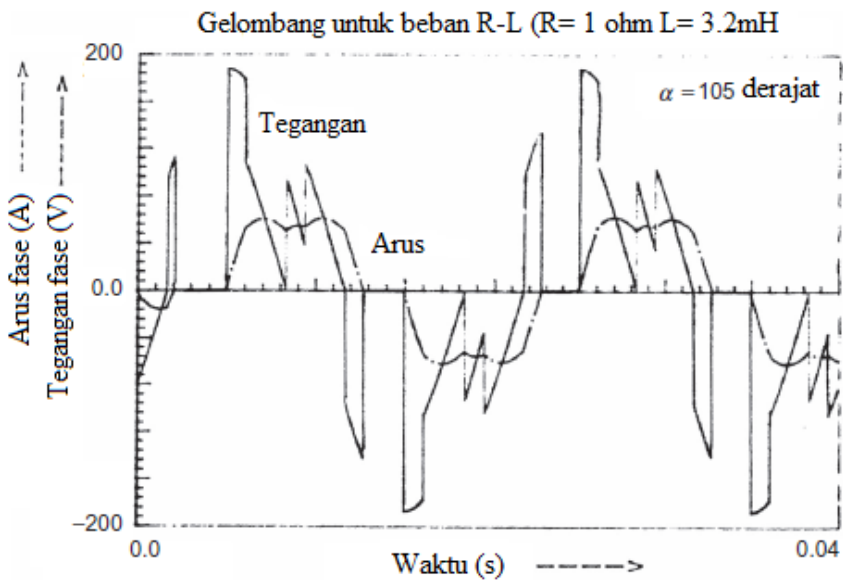
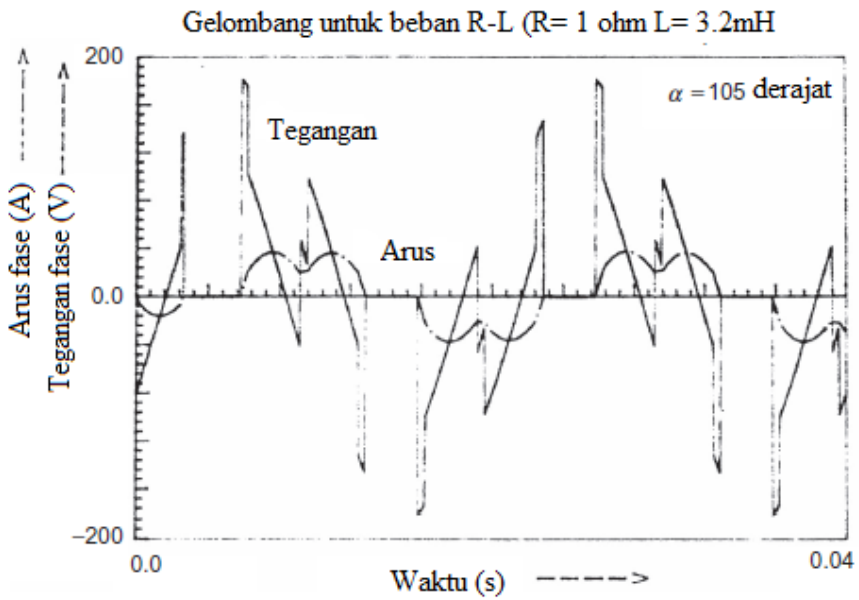


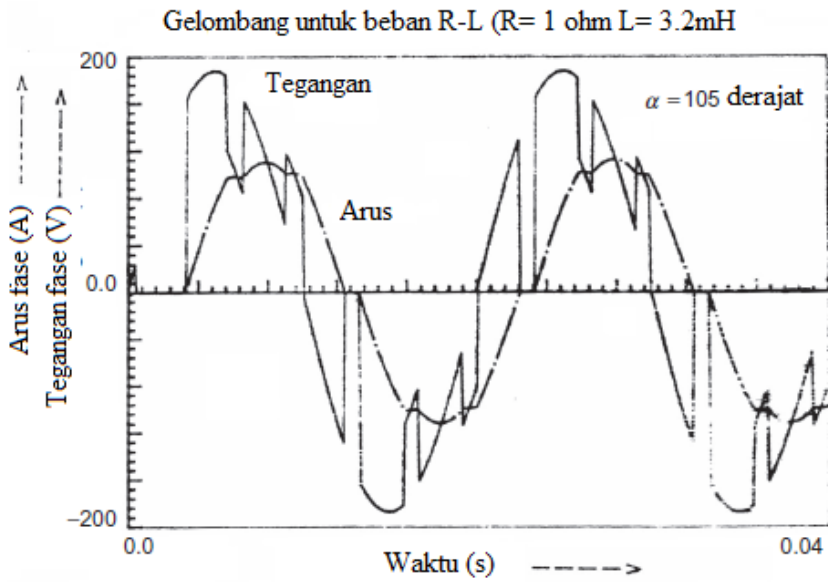
Gambar 3.20. Matrix konverter 3øac-3øac, dengan membutuhkan Sembilan quadran satu untuk saklar kuadran empat.

BAB IV: SIKLOKONVERTER (CYCLOCONVERTER)

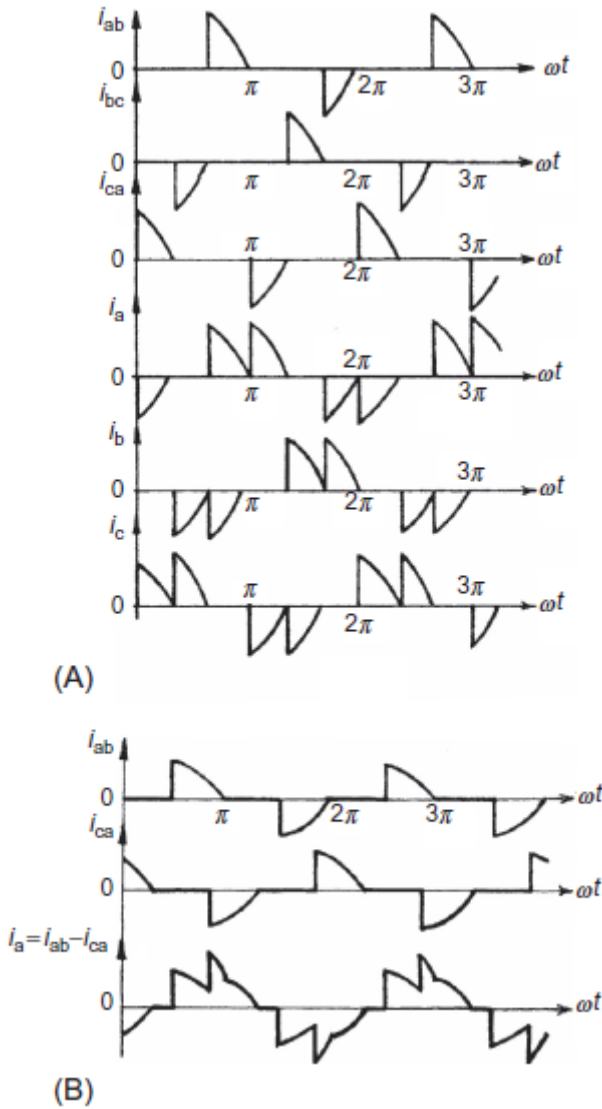
Berbeda dengan pengontrol tegangan AC yang beroperasi pada frekuensi konstan yang telah dibahas sejauh ini, siklokonverter beroperasi sebagai pengubah frekuensi AC-AC langsung dengan fitur kontrol tegangan bawaan. Prinsip dasar konverter ini untuk membangun gelombang tegangan bolak-balik frekuensi rendah dari segmen berturut-turut dari gelombang tegangan pasokan AC frekuensi tinggi dengan pengaturan pensaklaran dipahami dan dipatenkan pada 1920-an. Jaringan pengontrol *mercury-arc rectifier* digunakan pada konverter ini yang dipasang di Jerman pada 1930-an untuk memperoleh $16\frac{2}{3}$ Hz satu fase untuk motor traksi seri AC dari sistem tiga fase 50 Hz, sementara pada saat yang sama, sebuah siklokonverter menggunakan 18 thyatron memasok motor sinkron 400 hp telah beroperasi selama beberapa tahun sebagai drive tambahan pembangkit tenaga listrik di Amerika Serikat. Namun, pemanfaatan praktis dan komersial dari skema ini menunggu sampai SCR tersedia pada 1960-an. Dengan pengembangan SCR daya besar dan kontrol berbasis mikroprosesor, siklokonverter hari ini adalah konverter praktis yang matang untuk aplikasi dalam drive daya variabel kecepatan tinggi variabel-tegangan variabel-frekuensi berkecepatan tinggi di pabrik penggilingan semen dan baja serta di

sistem *variabel-speed constant-frequency* (VSCF) di pesawat dan kapal angkatan laut.





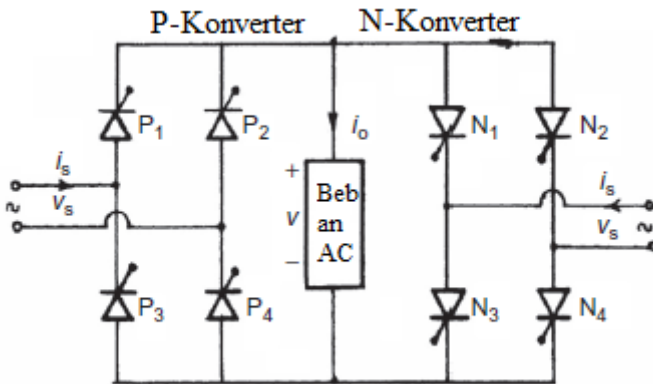
Gambar 4.1 Hasil simulasi untuk pengontrol fed tegangan tiga fase beban RL ($R=1\Omega$, $L=3: 2\text{mH}$) untuk $\alpha=60^\circ$, 90° , dan 105° .



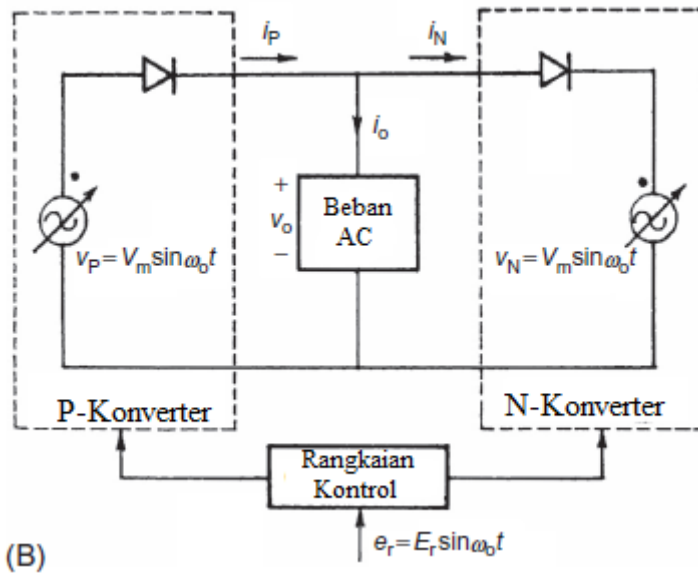
Gambar 4.2 Bentuk gelombang dari pengontrol tegangan AC tiga fase dengan beban-R yang terhubung-delta: (A) $\alpha = 120^\circ$ dan (B) $\alpha = 90^\circ$.

Sebuah siklokonverter adalah konverter yang diubah secara alami dengan kemampuan inheren aliran daya dua arah, dan tidak ada batasan nyata pada ukurannya tidak seperti inverter SCR dengan

elemen pergantian. Di sini, kerugian pensaklaran sangat rendah, operasi regeneratif pada daya penuh pada rentang kecepatan komplit adalah inheren dan memberikan bentuk gelombang yang hampir sinusoidal sehingga menghasilkan pulsa torsi minimum dan efek pemanasan harmonis. Itu mampu beroperasi bahkan dengan penghambusan sekering SCR individu (tidak seperti inverter), dan persyaratan mengenai waktu mematikan, waktu arus naik, dan sensitivitas dv/dt SCR rendah. Batasan utama dari siklokonverter yang diubah secara alami adalah (1) rentang frekuensi terbatas untuk operasi bebas dan efisien subharmonik dan (2) faktor pemindahan input/daya yang buruk, khususnya pada tegangan output yang rendah.



(A)



Gambar 4.3 (A) Rangkaian daya untuk siklokonverter jembatan satu fase dan (B) Rangkaian ekivalen yang disederhanakan dari sebuah cycloconverter.

4.1 Siklokonverter Satu Fase ke Satu Fase

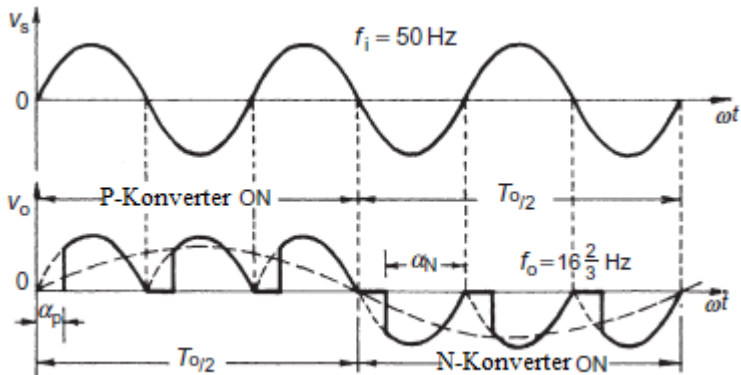
Meskipun jarang digunakan, pengoperasian siklokonverter satu fase ke satu fase berguna untuk menunjukkan prinsip dasar yang terlibat. Gambar 4.3 A menunjukkan rangkaian daya dari jenis jembatan satu fase dari siklokonverter, yang memiliki pengaturan yang sama dengan yang ada pada konverter ganda satu fase. Sudut tembak konverter jembatan dua-kuadran individu dimodulasi secara terus-menerus di sini, sehingga masing-masing idealnya menghasilkan tegangan AC fundamental yang sama pada

keluarannya.terminal seperti yang ditandai dalam rangkaian ekivalen yang disederhanakan pada Gambar 4.3 B. Karena properti pembawa arus searah dari konverter individual, maka inheren bahwa setengah siklus positif arus dilakukan oleh P-konverter dan setengah siklus negatif arus oleh N-konverter terlepas dari fase arus sehubungan dengan tegangan. Ini berarti bahwa untuk beban reaktif, setiap konverter beroperasi di daerah perbaikan dan pembalik selama periode setengah siklus dari arus keluaran frekuensi rendah.

Operasi dengan beban-R, Gambar 4.4 menunjukkan bentuk gelombang tegangan input dan output dengan beban-R murni untuk cycloconverter $50-16\frac{2}{3}$ Hz. P-dan N-konverter beroperasi untuk periode $T_0/2$ alternatif. Frekuensi output ($1/T_0$) dapat bervariasi dengan memvariasikan T_0 dan besarnya tegangan dengan memvariasikan sudut pembakaran α dari SCR. Seperti yang ditunjukkan pada gambar, tiga siklus gelombang input AC digabungkan untuk menghasilkan satu siklus frekuensi output untuk mengurangi frekuensi pasokan hingga sepertiga di seluruh beban.

Jika α_P adalah sudut tembak P-konverter, sudut tembak N-konverter α_N adalah $\pi - \alpha_P$, dan tegangan rata-rata P-konverter sama dan berlawanan dengan konverter N. Pemeriksaan Gambar 4.4 menunjukkan bahwa bentuk gelombang dengan α yang tetap pada setiap setengah siklus menghasilkan gelombang persegi yang memiliki konten harmonik orde rendah yang besar. Perkiraan mendekati gelombang sinus dapat disintesis dengan modulasi fase dari sudut tembak seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.5 untuk

siklokonverter 50-10 Hz. Harmonik dalam bentuk gelombang tegangan beban kurang dibandingkan dengan bentuk gelombang sebelumnya. Namun, arus pasokan mengandung subharmonik pada frekuensi keluaran untuk kasus ini seperti yang ditunjukkan.



Gambar 4.4 Bentuk gelombang input dan output dari siklokonverter 50-16 $\frac{2}{3}$ Hz dengan beban RL.

Operasi dengan Beban RL. siklokonverter ini mampu memasok banyak faktor daya apa pun. Gambar 4.4 menunjukkan tegangan keluaran ideal dan bentuk gelombang arus untuk muatan faktor daya yang tertinggal di mana kedua konverter beroperasi sebagai penyearah dan inverter pada interval yang ditandai. Arus beban melebihi tegangan keluaran, dan arah arus beban menentukan konverter mana yang sedang melakukan. Setiap konverter terus melakukan setelah tegangan outputnya mengubah polaritas, dan selama periode ini, konverter bertindak sebagai inverter, dan daya dikembalikan ke sumber ac. Operasi inverter berlanjut hingga konverter lainnya mulai bekerja. Dengan mengontrol frekuensi

osilasi dan kedalaman modulasi sudut tembak konverter (seperti yang ditunjukkan kemudian), dimungkinkan untuk mengontrol frekuensi dan amplitudo tegangan keluaran.

Arus beban dengan beban RL dapat kontinu atau terputus-putus tergantung pada sudut fase beban, ϕ . Pada induktansi beban ringan atau untuk $\phi \leq \alpha \leq \pi$, mungkin ada arus beban terputus dengan periode tegangan nol. Gelombang arus mungkin mengandung komponen harmonik dan subharmonik. Lebih lanjut, seperti dalam kasus konverter ganda, walaupun tegangan keluaran rata-rata dari kedua konverter adalah sama dan berlawanan, nilai sesaat mungkin tidak sama dan arus sirkulasi dapat mengalir di dalam konverter. Arus sirkulasi ini dapat dibatasi dengan memiliki reaktor yang *center-tapped* yang terhubung antara konverter atau dapat sepenuhnya dihilangkan dengan logika kontrol mirip dengan kasus konverter ganda ketika gerbang pulsa ke konverter yang tidak digunakan ditekan, ketika konverter lainnya aktif. Dalam praktiknya, interval arus nol durasi pendek diperlukan, di samping itu, antara operasi konverter P- dan N untuk memastikan bahwa jalur suplai dari dua konverter tidak mengalami hubungan pendek. Dengan operasi bebas arus yang bersirkulasi, skema kontrol menjadi rumit jika arus beban terputus.

Dalam kasus skema sirkulasi arus, konverter disimpan dalam konduksi hampir terus-menerus pada seluruh rentang, dan rangkaian kontrol sederhana. Untuk mendapatkan bentuk gelombang tegangan sinusoidal yang cukup baik dengan menggunakan konverter dua kuadran jalur-komutasi dan menghilangkan kemungkinan korsleting

tegangan suplai, frekuensi output dari siklokonverter terbatas pada nilai frekuensi suplai yang jauh lebih rendah. Bentuk gelombang tegangan output dan rentang frekuensi output dapat ditingkatkan lebih lanjut dengan menggunakan konverter pulsa yang lebih tinggi.

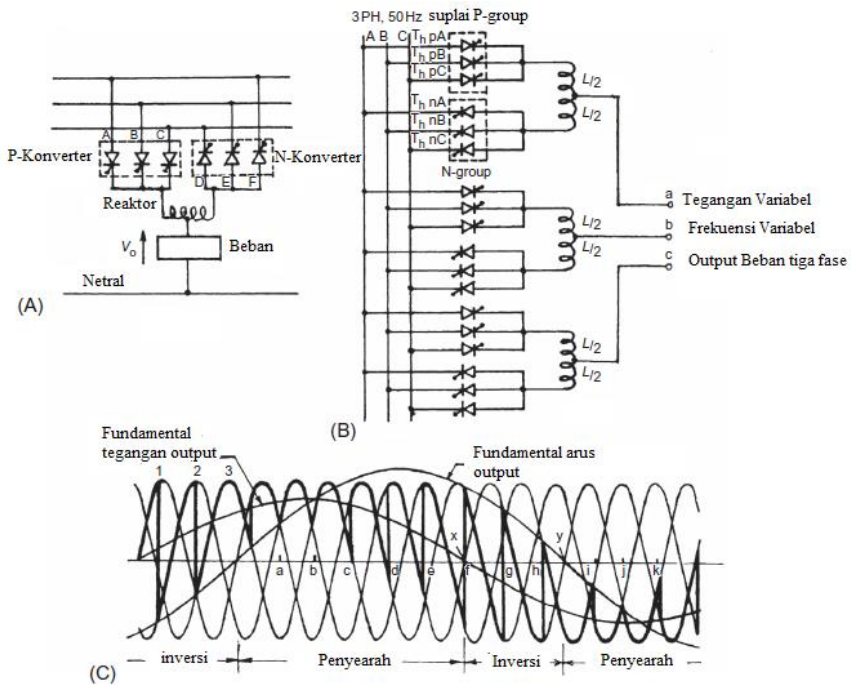
4.2 Siklokonverter Tiga Fase

4.2.1 Siklokonverter Tiga Pulsa Tiga Fase

Gambar 4.5A menunjukkan diagram skematik dari siklokonverter tiga fase setengah-gelombang (tiga-pulsa) yang mengumpankan beban satu-fase dan Gambar 4.5B konfigurasi siklokonverter tiga fase setengah-gelombang (tiga-pulsa) tiga fase yang memberi masukan beban tiga-fase. Proses dasar dari siklokonversi tiga fase diilustrasikan pada Gambar 4.5C pada 15 Hz, 0,6 faktor daya beban *lagging* dari pasokan 50 Hz. Ketika sudut penembakan α siklus dari nol pada "a" ke 180 derajat pada "j," setengah siklus frekuensi output dihasilkan (rangkaiannya harus dirancang secara sesuai untuk memperkenalkan osilasi dari sudut penembakan ini). Untuk beban ini, dapat dilihat bahwa meskipun tegangan keluaran rata-rata berbalik pada X, arus keluaran rata-rata (diasumsikan sinusoidal) tetap positif sampai Y. Selama XY, SCR A, B, dan C dalam P -konverter adalah "pembalik."

Periode yang sama ada pada akhir setengah siklus negatif dari tegangan output ketika D, E, dan F SCRs di N-konverter "terbalik". Dengan demikian, operasi konverter mengikuti dalam urutan "pnyearah" dan "inversi" dengan cara siklik(berhubungan dengan putaran); Durasi relatif tergantung pada faktor daya beban.

Frekuensi output adalah osilasi sudut tembak sekitar titik diam 90 derajat (kondisi ketika tegangan output rata-rata, yang diberikan oleh $V_o = V_{do} \cos \alpha$, adalah nol). Untuk mendapatkan setengah siklus positif dari tegangan, sudut tembak α bervariasi dari 90 hingga 0 derajat, dan kemudian hingga 90 derajat dan, untuk setengah siklus negatif, dari 90, ke 180 derajat, dan kembali ke 90 derajat. Variasi α dalam batas 180 derajat secara otomatis menyediakan jalur komutasi "alami" dari SCR. Tampak bahwa siklus lengkap dari tegangan keluaran frekuensi rendah dibuat dari segmen tegangan input tiga fase dengan menggunakan konverter yang dikendalikan fase. P-konverter atau N-konverter SCR menerima pulsa yang dinyalakan, yang diatur waktunya sedemikian rupa sehingga setiap konverter menghasilkan tegangan output rata-rata yang sama. Ini dicapai, seperti dalam kasus siklokonverter satu fase atau konverter ganda, dengan mempertahankan batasan sudut tembak dari dua kelompok sebagai $\alpha_P = 180\text{derajat} - \alpha_N$. Namun, tegangan sesaat dari dua konverter tidak identik, dan arus sirkulasi besar dapat terjadi kecuali dibatasi oleh reaktor antarkelompok seperti yang ditunjukkan (siklokonverter sirkulasi arus) atau sepenuhnya ditekan dengan melepaskan pulsa gerbang dari konverter nonkonduktor oleh logika pengosongan antarkelompok.



Gambar 4.5 (A) Tiga fase setengah-gelombang (tiga-pulsa) siklokonverter memasok beban fase tunggal, (B) tiga-pulsa siklokonverter memasok beban tiga-fase, dan (C) bentuk gelombang tegangan output untuk satu fase dari tiga-pulsa siklokonverter beroperasi pada 15 Hz dari catu daya 50 Hz dan beban lagging daya 0,6 daya.

Gambar 4.6 menunjukkan bentuk gelombang khusus dari siklokonverter tiga pulsa yang beroperasi dengan arus yang bersirkulasi. Setiap konverter konduksi terus menerus dengan mode perbaikan dan pembalik seperti yang ditunjukkan, dan beban disuplai dengan tegangan rata-rata dua konverter mengurangi beberapa riak dalam proses, reaktor antarkelompok bertindak sebagai pembagi potensial. Reaktor membatasi arus sirkulasi; nilai induktansi terhadap aliran arus beban adalah seperempat dari nilainya terhadap aliran arus sirkulasi karena induktansi sebanding

dengan kuadrat dari jumlah belitan. Gelombang fundamental yang dihasilkan oleh kedua konverter adalah sama. Tegangan reaktor adalah perbedaan sesaat antara tegangan konverter, dan waktu integral dari tegangan ini dibagi dengan induktansi (dengan asumsi resistansi sirkuit yang dapat diabaikan) adalah arus sirkulasi. Untuk siklokonverter tiga-pulsa, dapat diamati bahwa arus ini mencapai puncaknya ketika $\alpha_P = 60$ derajat dan $\alpha_N = 120$ derajat.

Persamaan Tegangan Output. Ekspresi sederhana untuk tegangan output rms dasar dari siklokonverter dan variasi yang diperlukan dari sudut tembak α dapat diturunkan dengan asumsi berikut: (1) sudut tembak α dalam setengah siklus berturut-turut bervariasi perlahan menghasilkan output frekuensi rendah, (2) impedansi sumber dan tumpang tindih komutasi diabaikan, (3) SCR adalah sakelar ideal, dan (4) arus kontinu dan bebas riak. Tegangan output dc rata-rata dari konverter ganda p-pulsa dengan α tetap adalah

$$V_{do} = V_{domax} \cos a, \text{ dimana } V_{domax} = \sqrt{2}V_{ph} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (4.1)$$

Untuk konverter ganda p-pulsa yang beroperasi sebagai siklokonverter, output tegangan fasa rata-rata pada setiap titik frekuensi rendah harus bervariasi sesuai dengan persamaan

$$V_{o,av} = V_{o1,max} \sin \omega_o t \quad (4.2)$$

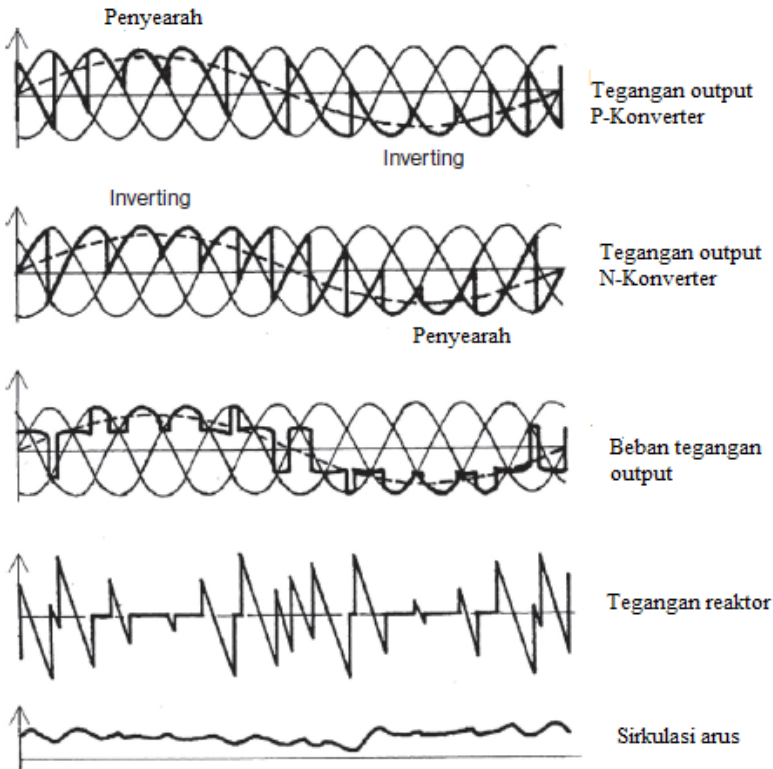
di mana $V_{o1,max}$ adalah nilai maksimum yang diinginkan dari keluaran mendasar dari siklokonverter.

Membandingkan Persamaan. (4.1) dengan Persamaan. (4.2), variasi α yang diperlukan untuk mendapatkan keluaran sinusoidal diberikan oleh

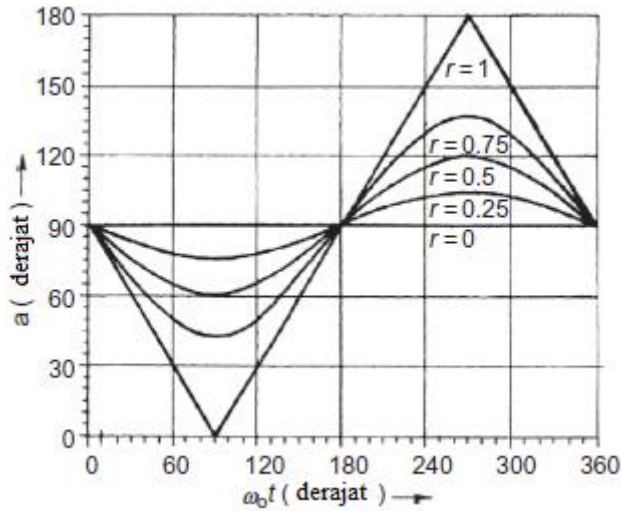
$$\alpha = \cos^{-1}[(V_{o1max}/V_{domax})\sin\omega_0 t] = \cos^{-1}[r\sin\omega_0 t] \quad (4.3)$$

Dimana r adalah rasio (V_{o1max}/V_{domax}), rasio control magnitude tegangan.

Persamaan (4.3) menunjukkan α sebagai fungsi nonlinear dengan $r(\leq 1)$ seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.6.



Gambar 4.6 Bentuk gelombang dari siklokonverter tiga pulsa dengan arus yang bersirkulasi.



Gambar 4.7 Variasi sudut tembak (α) dengan r dalam siklokonverter

Namun, sudut tembak α_P dari P-konverter tidak dapat direduksi menjadi 0 derajat karena ini sesuai dengan derajat $\alpha_N = 180$ untuk N-konverter, yang, dalam praktiknya, tidak dapat dicapai karena penyisihan tumpang tindih pergantian dan waktu *turn-off* yang terbatas dari SCR. Jadi, sudut tembak α_P dapat direduksi menjadi nilai terbatas α_{\min} tertentu, dan tegangan output maksimum dikurangi oleh faktor $\cos \alpha_{\min}$.

Tegangan rms dasar per fase dari kedua konverter adalah

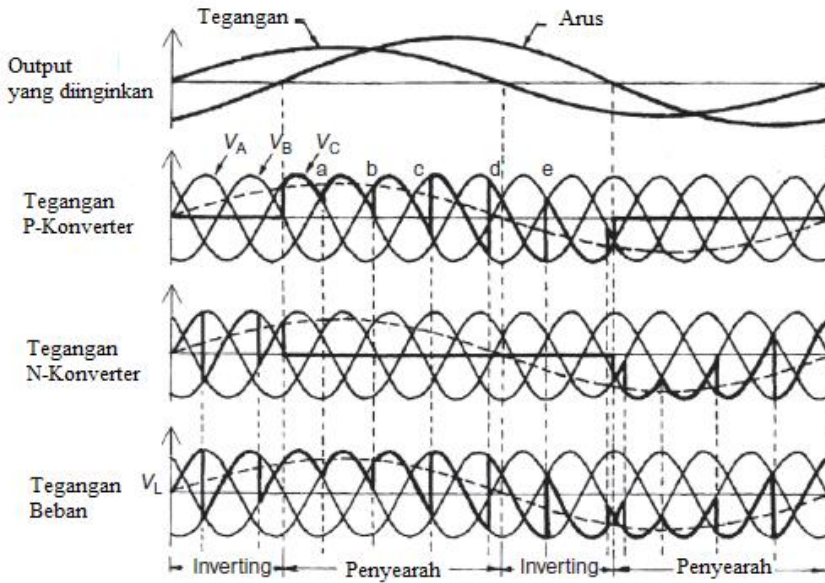
$$V_{or} = V_{oN} = V_{op} = rV_{ph} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (4.4)$$

Meskipun nilai rms dari tegangan output frekuensi rendah P-konverter dan N-konverter adalah sama, bentuk gelombang yang sebenarnya berbeda, dan tegangan output di titik tengah reaktor pembatas arus yang bersirkulasi (Gambar 4.5), yang sama dengan

tegangan beban, diperoleh sebagai rata-rata tegangan keluaran seketika dari dua konverter.

Gambar 4.7 menunjukkan bentuk gelombang khusus untuk siklokonverter tiga pulsa yang beroperasi dalam mode ini dengan beban RL dengan asumsi operasi arus kontinu. Bergantung pada arah arus beban, hanya satu konverter yang beroperasi pada satu waktu, dan tegangan beban sama dengan tegangan output dari konverter konduktor. Seperti dijelaskan sebelumnya dalam kasus siklokonverter satu fase, ada kemungkinan hubungan arus pendek dari tegangan suplai pada titik *crossover* konverter kecuali jika dirawat dirangkaian kontrol. Bentuk gelombang yang ditarik juga mengabaikan efek tumpang tindih karena induktansi pasokan ac. Pengurangan dalam tegangan output dimungkinkan dengan memperlambat sudut tembak secara bertahap pada titik a, b, c, d, dan e pada Gambar 4.7. (Ini dapat dengan mudah dilaksanakan dengan mengurangi besarnya tegangan referensi di rangkaian kontrol.) Arus sirkulasi sepenuhnya ditekan dengan memblokir semua SCR di konverter, yang tidak memberikan arus beban. Sebuah sensor arus digabungkan dalam setiap fase keluaran dari siklokonverter, yang mendeteksi arah arus keluaran dan mengumpulkan sinyal yang sesuai ke sirkuit kontrol untuk menghambat atau mengosongkan pulsa gating ke konverter non-konduksi dengan cara yang sama seperti dalam kasus konverter ganda untuk drive dc. Sirkulasi bebas arus operasi meningkatkan efisiensi dan faktor perpindahan dari siklokonverter dan juga meningkatkan frekuensi output maksimum

yang dapat digunakan. Tegangan beban mengalir dengan lancar dari satu konverter ke konverter lainnya.

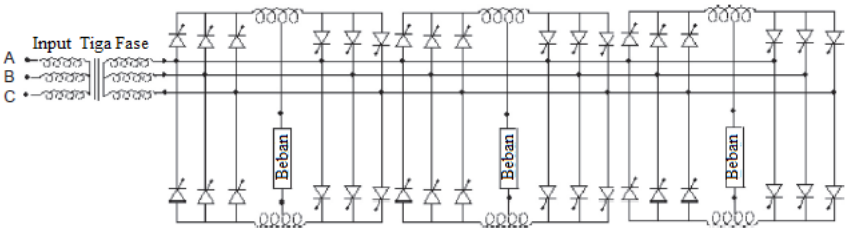


Gambar 4.7 Bentuk gelombang untuk siklokonverter bebas arus tiga pulsa yang bersirkulasi dengan beban RL.

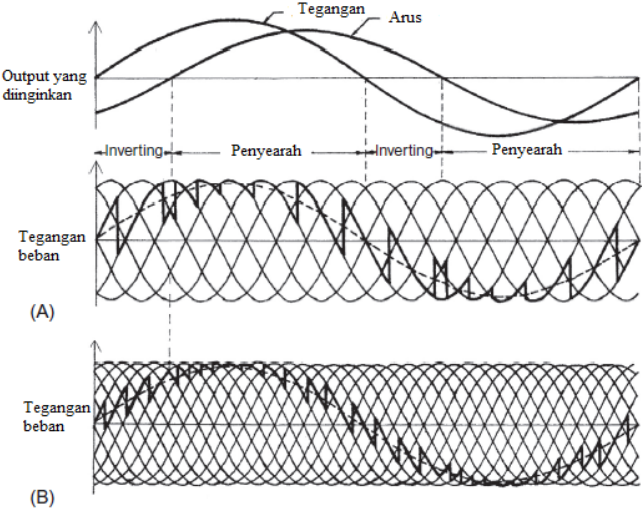
4.2.2 Siklokonverter Tiga-Fase Enam-Pulsa dan Dua Belas-Pulsa

Konfigurasi rangkaian siklokonverter enam pulsa ditunjukkan pada Gambar 4.8. Bentuk gelombang tegangan beban untuk siklokonverter 6-pulsa (dengan 36 SCR) dan 12 pulsa (dengan 72 SCR) ditunjukkan pada Gambar 4.9, konverter 12-pulsa diperoleh dengan menghubungkan dua konfigurasi enam-pulsa secara seri dan koneksi transformator yang sesuai untuk pergeseran fase yang

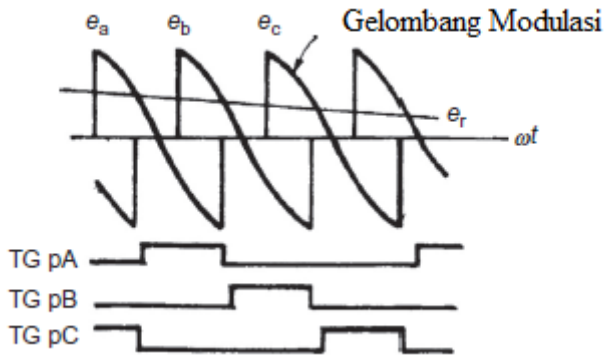
dibutuhkan. Dapat dilihat bahwa nomor pulsa yang lebih tinggi akan menghasilkan bentuk gelombang yang lebih dekat dengan bentuk sinusoidal yang diinginkan dan dengan demikian memungkinkan keluaran frekuensi yang lebih tinggi. Beban fasa dapat diisolasi satu sama lain seperti ditunjukkan atau saling berhubungan dengan koneksi belitan sekunder yang sesuai.



Gambar 4.8 Siklokonverter tiga fase enam pulsa dengan beban terisolasi.



Gambar 4.9 Bentuk gelombang tegangan beban siklokonverter dengan faktor beban daya tertinggal: (A) koneksi enam-pulsa dan (B) koneksi duabelas-pulsa.



Gambar 4.10 Turunan sinyal untuk satu grup konverter dari siklokonverter tiga pulsa.

4.3 Skema Kontrol Siklokonverter

Berbagai skema kontrol yang mungkin, analog dan digital, untuk memperoleh sinyal pemicu dan untuk mengendalikan siklokonverter dasar telah dikembangkan selama bertahun-tahun.

Dari beberapa kemungkinan kombinasi sinyal, telah ditunjukkan bahwa sinyal referensi sinusoidal ($e_r = E_r \sin \omega_o t$) pada frekuensi f_o output yang diinginkan untuk sinyal modulasi kosinus ($e_m = E_m \cos \omega_i t$) pada frekuensi input f_i adalah kombinasi terbaik yang mungkin untuk perbandingan untuk mendapatkan sinyal pemicu untuk SCR (Gambar. 4.10), yang menghasilkan bentuk gelombang keluaran dengan distorsi harmonik total terendah. Tegangan modulasi dapat diperoleh sebagai tegangan fasa-bergeser (fase-B untuk SCR fase-A, tegangan fase-C untuk SCR fase-B, dan seterusnya seperti dijelaskan pada Gambar 4.11, di mana pada titik persimpangan “a”

$$E_m \sin(\omega_i t - 120 \text{ derajat}) = -E_r \sin(\omega_o t - \phi)$$

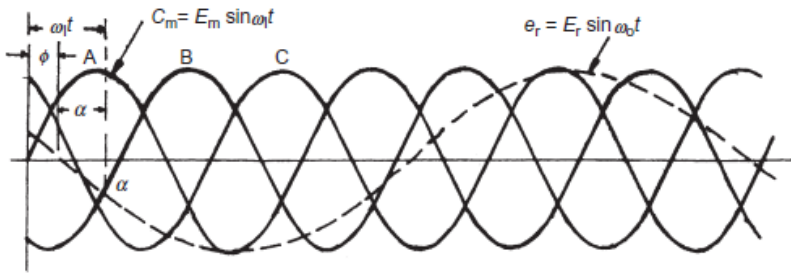
$$\text{Atau } \cos(\omega_i t - 30 \text{ derajat}) = \left(\frac{E_r}{E_m}\right) \sin(\omega_i t - \phi)$$

Dari Gambar 3.11, delay untuk SCR fase-A, $\alpha = (\omega_i t - 30 \text{ derajat})$

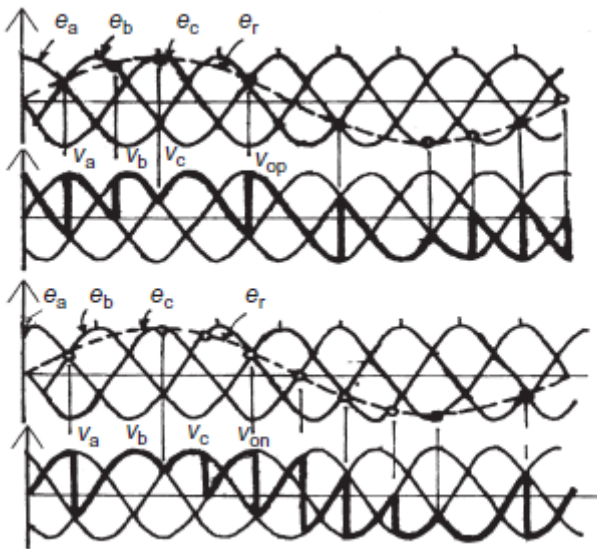
$$\text{Jadi } \cos a = \left(\frac{E_r}{E_m}\right) \sin(\omega_o t - \phi) \quad (4.5)$$

di mana persamaan menunjukkan bahwa amplitudo, frekuensi, dan fase dari tegangan keluaran dapat dikontrol dengan mengendalikan parameter yang sesuai dari tegangan referensi, sehingga membuat karakteristik transfer dari linear siklokonverter. Derivasi dari dua bentuk gelombang tegangan untuk "bank" konverter kelompok-P atau kelompok N dengan cara ini diilustrasikan pada Gambar 4.12. Bentuk gelombang keluaran akhir siklokonverter terdiri dari segmen setengah siklus alternatif dari P-konverter komplementer dan bentuk gelombang tegangan keluaran N-konverter yang bertepatan dengan masing-masing setengah siklus arus positif dan negatif.

Diagram Blok Rangkaian Kontrol. Gambar 4.13, menunjukkan diagram blok yang disederhanakan dari rangkaian kontrol untuk siklokonverter bebas arus yang diimplementasikan dengan IC pada awal tahun tujuh puluhan di Laboratorium Power Electronics di IIT Kharagpur di India. Rangkaian yang sama juga berlaku untuk siklokonverter arus yang bersirkulasi dengan pemilihan kelompok konverter dan rangkaian pengosongan.



Gambar 4.11 Turunan tegangan modulasi kosinus.

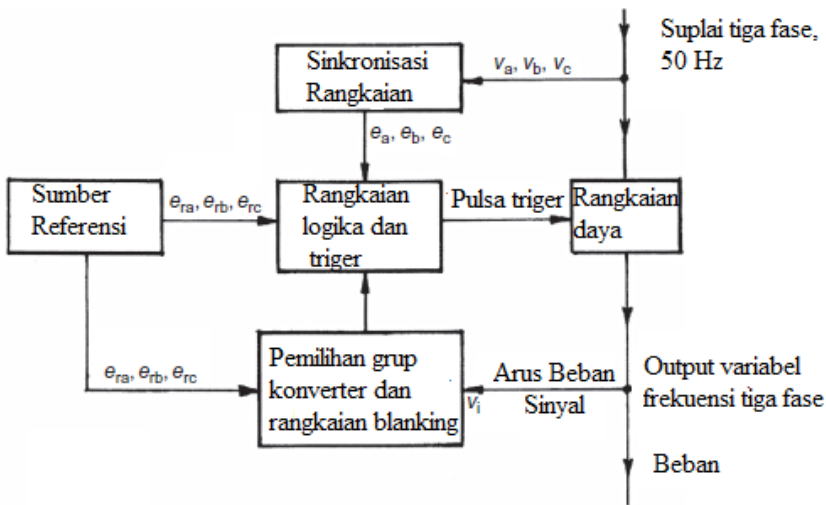


Gambar 4.12 Turunan output tegangan P-konverter dan N-konverter.

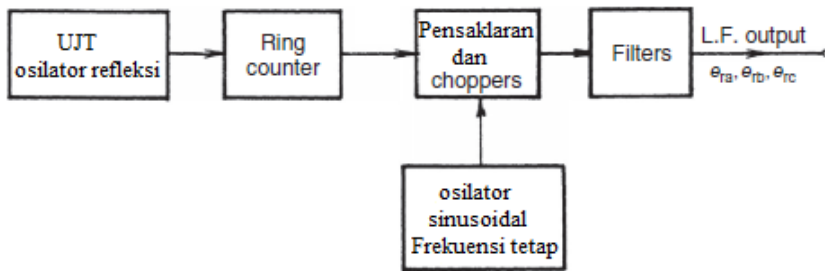
Rangkaian sinkronisasi menghasilkan tegangan modulasi ($e_a = -Kv_b$, $e_b = Kv_c$, $e_c = -Kv_a$), disinkronkan dengan listrik melalui transformator step-down dan rangkaian filter yang tepat.

Sumber referensi menghasilkan variabel-besaran variabel-frekuensi-tegangan tiga fase (e_{ra} , e_{rb} , e_{rc}) untuk perbandingan dengan tegangan modulasi. Berbagai cara, analog atau digital, telah dikembangkan

untuk mengimplementasikan sumber referensi ini seperti pada inverter PWM. Dalam salah satu skema analog awal, Gambar 4.14, untuk siklokonverter tiga-pulsa, osilator relaksasi frekuensi- variable UJT $6f_d$ memicu penghitung cincin untuk menghasilkan output gelombang persegi tiga fase frekuensi f_d yang digunakan untuk memodulasi tegangan fase tunggal variabel frekuensi tetap (f_c) frekuensi sinusoidal dalam chopper transistor fase penuh tiga fase. Output tiga fase berisi $(f_c - f_d)$, $(f_c + f_d)$, $(3f_d + f_c)$, dll. Komponen frekuensi $(f_c - f_d)$ difilter untuk setiap fase menggunakan low- pass filter. Misalnya, dengan $f_c = 500\text{Hz}$ dan frekuensi osilator relaksasi



Gambar 4.13 Blok diagram untuk rangkaian kontrol siklokonverter



Gambar 4.14 Blok diagram dari sumber referensi tegangan tiga fase variabel-frekuensi variable tegangan.

bervariasi antara 2820 dan 3180 Hz, referensi tiga fase 0–30 Hz

output dapat diperoleh dengan fasilitas untuk pembalikan urutan fase.

Logika dan rangkaian pemicu untuk setiap fase melibatkan perbandingan untuk perbandingan referensi dan memodulasi tegangan dan inverter yang bertindak sebagai tahap buffer. Output dari komparator digunakan untuk clock flip-flop atau kait yang outputnya pada gilirannya memberi gerbang SCR melalui gerbang AND dan pulsa penguatan dan isolasi rangkaian; input kedua ke gerbang AND adalah dari pemilihan grup konverter dan rangkaian pengosongan.

Dalam pemilihan grup konverter dan rangkaian pengosongan, *zero crossing* arus pada akhir setiap setengah siklus terdeteksi dan digunakan untuk mengatur sinyal kontrol ke konverter grup-P atau N-grup, tergantung pada apakah arus menuju nol dari negatif ke positif atau positif ke negatif. Namun, dalam praktiknya, arus yang

terputus-putus melewati banyak *zero crossing* sambil mengubah arah, yang dapat menyebabkan perpindahan konverter yang tidak diinginkan. Jadi, selain arus sinyal, sinyal tegangan referensi juga digunakan untuk pemilihan grup, dan *threshold* diperkenalkan pada deteksi sinyal arus untuk menghindari pensaklaran konverter yang tidak sengaja. Lebih lanjut, rangkaian tunda menyediakan periode durasi pengosongan yang sesuai antara pengalihan grup konverter untuk menghindari hubungan pendek *line-to-line*. Dalam beberapa skema, penundaan tidak diperkenalkan ketika arus sirkulasi kecil diperbolehkan selama *crossover* instants dibatasi oleh reaktor dengan ukuran terbatas, dan skema ini beroperasi yang disebut "mode ganda" sirkulasi arus dan mode arus bebas yang bersirkulasi untuk minor dan bagian utama dari siklus output. Pendekatan yang berbeda untuk pemilihan kelompok konverter, berdasarkan pada kontrol loop tertutup dari tegangan keluaran di mana tegangan bias dimasukkan antara karakteristik transfer tegangan dari konverter untuk mengurangi arus sirkulasi.

Skema Kontrol yang Ditingkatkan. Dengan pengembangan mikroprosesor dan sistem berbasis PC, kontrol perangkat lunak digital telah mengambil alih banyak tugas dalam sikloconverters yang moderen, terutama dalam mengganti generasi gelombang referensi level rendah dan unit perbandingan sinyal analog. Bentuk gelombang referensi dapat dengan mudah dihasilkan di komputer, disimpan dalam EPROMs, dan diakses di bawah kendali program yang disimpan dan mikroprosesor clock osilator. Tegangan sinyal analog dapat dikonversi menjadi sinyal digital dengan menggunakan

konverter analog-ke-digital (ADC). Perbandingan bentuk gelombang kemudian dapat dibuat dengan fitur perbandingan dari sistem mikroprosesor.

Penambahan waktu tunda dan pengosongan antarkelompok juga dapat dicapai dengan teknik digital dan perangkat lunak komputer. Modifikasi kontrol kosinus menggunakan prinsip komunikasi, seperti pengambilan sampel reguler dalam preferensi terhadap pengambilan sampel alami dari bentuk gelombang referensi, menghasilkan gelombang sinus bertahap sebelum dibandingkan dengan gelombang cosinus telah terbukti mengurangi kehadiran subharmonik dalam sirkulasi arus sikloconverter dan memfasilitasi implementasi berbasis mikroprosesor, seperti dalam kasus PWM inverter.

Untuk penggerak motor sinkron sikloconverter-fed enam pulsa arus non-sirkulasi dengan skema kontrol vektor dan fluks, skema kontrol hybrid berbasis PC (kombinasi kontrol analog dan digital). Di sini, fungsi-fungsi seperti perbandingan, pemilihan grup, blanking antara grup dan memicu generasi sinyal, dan penyaringan dan konversi fase diserahkan kepada pengontrol analog dan pengontrol digital yang menangani tugas-tugas yang lebih serius seperti *decoupling* tegangan untuk regulasi arus; estimasi fluks menggunakan pengamat; kecepatan, fluks, dan regulator arus lapangan menggunakan PI-controller; dan perhitungan posisi dan kecepatan yang mengarah ke peningkatan waktu pengambilan sampel dan akurasi desain.

4.4 Harmonik siklokonverter dan Input Gelombang Arus

Bentuk gelombang yang tepat dari tegangan output dari sikloconverter tergantung pada (1) jumlah pulsa konverter, (2) rasio output ke frekuensi input (f_o / f_i), (3) tingkat relatif dari tegangan output, (4) sudut perpindahan beban, (5) arus yang bersirkulasi atau operasi arus-free yang bersirkulasi, dan (6) metode kontrol yang instant. Spektrum harmonik dari tegangan keluaran sikloconverter berbeda dan lebih kompleks daripada konverter yang dikendalikan fase.

Ekspresi umum turunan untuk tegangan output dari sikloconverter dengan operasi bebas arus yang bersirkulasi menunjukkan spektrum frekuensi harmonik berikut untuk siklokonversi 3-pulsa, 6-pulsa, dan 12-pulsa yang menggunakan teknik modulasi kosinus:

$$3 - \text{pulsa: } f_{oH} = |3(2k - 1)f_i \pm 2nf_o| \text{ dan } |6kf_i \pm (2n + 1)f_o|$$

$$6 - \text{pulsa: } f_{oH} = |6kf_i \pm (2n + 1)f_o|$$

$$12 - \text{pulsa: } f_{oH} = |6kf_i \pm (2n + 1)f_o| \quad (4.6)$$

di mana k adalah bilangan bulat dari 1 hingga tak terbatas dan n adalah bilangan bulat dari 0 hingga tak terbatas.

Amplitudo dari setiap komponen harmonik adalah fungsi dari rasio tegangan keluaran untuk sikloconverter arus yang bersirkulasi dan

rasio tegangan keluaran dan sudut perpindahan beban untuk mode arus free yang bersirkulasi.

Dari sudut pandang rasio frekuensi (f_i / f_o) keluaran maksimum yang dapat digunakan dengan amplitudo minimum dari komponen harmonik yang tidak disetujui, untuk itu sebagai 0,33, 0,5, dan 0,75 untuk 3-, 6- , dan sikloconverter 12-pulsa. Namun, dengan modifikasi pengaturan modulasi gelombang cosinus seperti pengambilan sampel reguler hanya dalam kasus sirkulasi arus siklokonversi dan menggunakan konsep deteksi subharmonik dan kontrol umpan balik untuk sirkulasi dan sirkulasi arus, subharmonik dapat ditekan, dan rentang frekuensi yang berguna untuk sikloconverters yang diubah secara alami dapat ditingkatkan.

Ketentuan Distorsi Harmonik Lainnya. Selain harmonik sebagaimana disebutkan, istilah distorsi harmonik lainnya yang terdiri dari frekuensi kelipatan integral dari frekuensi output yang diinginkan muncul jika karakteristik transfer antara output dan tegangan referensi tidak linier. Ini disebut istilah distorsi yang tidak perlu yang tidak ada ketika frekuensi output jauh lebih sedikit daripada frekuensi input. Lebih lanjut, beberapa istilah distorsi praktis dapat muncul karena beberapa nonlinier praktis dan ketidaksempurnaan dalam rangkaian kontrol dari sikloconverter, khususnya pada level tegangan output yang relatif lebih rendah.

Input Gelombang Arus. Meskipun arus beban, khususnya untuk sikloconverters pulsa yang lebih tinggi dapat diasumsikan sebagai sinusoidal, arus input lebih kompleks yang terbuat dari pulsa.

Dengan menganggap sikloconverter menjadi rangkaian pensaklaran yang ideal tanpa kehilangan, dapat ditunjukkan dari persamaan keseimbangan daya sesaat bahwa dalam sikloconverter memasok beban fase tunggal, arus input memiliki komponen harmonik frekuensi ($f_1 \pm 2f_o$) disebut karakteristik frekuensi harmonik yang independen nomor pulsa, dan mereka menghasilkan transmisi daya osilasi ke sistem pasokan ac. Dalam hal sikloconverter mengumpankan beban tiga fase yang seimbang, daya tiga fase adalah jumlah dari tiga daya sesaat berosilasi ketika daya yang dihasilkan konstan, dan komponen harmonik jauh berkurang dibandingkan dengan beban fase-tunggal. Secara umum, nilai total rms dari gelombang arus input terdiri dari tiga komponen: dalam fase, *quadrature*, dan harmonik. Komponen dalam fase tergantung pada output daya aktif, sedangkan komponen *quadrature* tergantung pada rata-rata dari sudut tembak osilasi dan selalu (*lagging*) tertinggal.

4.5 Pemindahan Input Sikloconverter/Faktor Daya

Kinerja pasokan input dari sikloconverter seperti faktor perpindahan atau fundamental faktor daya, faktor daya input, dan faktor distorsi arus input didefinisikan sama dengan yang ada pada konverter yang dikendalikan fase. Faktor harmonik untuk kasus sikloconverter relatif kompleks karena frekuensi harmonik bukan

kelipatan sederhana dari frekuensi input tetapi jumlah dan perbedaan antara kelipatan output dan frekuensi input.

Terlepas dari sifat beban, *leading*, *lagging*, atau unit faktor daya, sikloconverter membutuhkan daya reaktif yang ditentukan oleh sudut tembak rata-rata. Pada tegangan output rendah, perpindahan fasa rata-rata antara arus input dan besar tegangan, dan sikloconverter memiliki perpindahan input dan faktor daya yang rendah. Selain faktor perpindahan beban dan rasio tegangan keluaran, komponen lain dari arus reaktif muncul karena modulasi sudut penembakan dalam proses pembuatan tegangan keluaran. Dalam konverter yang dikendalikan fase yang memasok beban dc, faktor perpindahan maksimum adalah unit untuk maksimum tegangan keluaran. Namun, dalam kasus sikloconverter, faktor perpindahan input maksimum adalah 0,843 dengan beban faktor daya persatuan. Faktor perpindahan berkurang dengan pengurangan rasio tegangan keluaran. Faktor distorsi dari arus input diberikan oleh (I_1/T) , yang selalu kurang dari 1, dan faktor daya yang dihasilkan (=faktor perpindahan faktor distorsi) dengan demikian jauh lebih rendah (sekitar maksimum 0,76) daripada faktor perpindahan, dan ini merupakan kerugian serius dari cycloconverter yang diubah secara alami (NCC).

BAB V: MATRIX KONVERTER

Matriks konverter (MC) adalah pengembangan dari FCC yang menggunakan saklar dua arah yang dikendalikan sepenuhnya, yang menggabungkan kontrol tegangan PWM, seperti yang disebutkan sebelumnya. Dengan kemajuan awal yang dibuat oleh Venturini, ia telah menerima perhatian yang cukup besar dalam beberapa tahun terakhir karena memberikan alternatif yang baik untuk topologi *inverter-rectifier* yang digunakan secara konvensional atau topologi *back-to-back*, memiliki keuntungan menjadi *singlestage converter* dengan hanya sembilan sakelar untuk konversi tiga fase ke tiga fase dan aliran daya dua arah yang melekat, bentuk gelombang input/output sinusoidal dengan frekuensi pensaklaran sedang, memungkinkan desain yang kompak karena tidak adanya komponen reaktif link dc yang besar, dan faktor daya input yang dapat dikontrol terlepas dari arus beban keluaran. Seiring dengan keunggulan teoretis ini, telah menyebutkan keunggulan MC dibandingkan varian dc link konvensional sebagai pameran operasi yang lebih baik dalam kondisi suhu tinggi, lebih sedikit tekanan tegangan per sakelar, dan lebih sedikit perawatan. Kerugian utama dari matrix konverter yang dikembangkan sejauh ini adalah pembatasan inheren dari rasio transfer tegangan (0,866); kontrol yang lebih kompleks, pergantian, dan strategi perlindungan; dan, di atas semua itu, tidak tersedianya komersial saklar frekuensi tinggi

dua arah yang dikendalikan penuh yang terintegrasi dalam chip silikon.

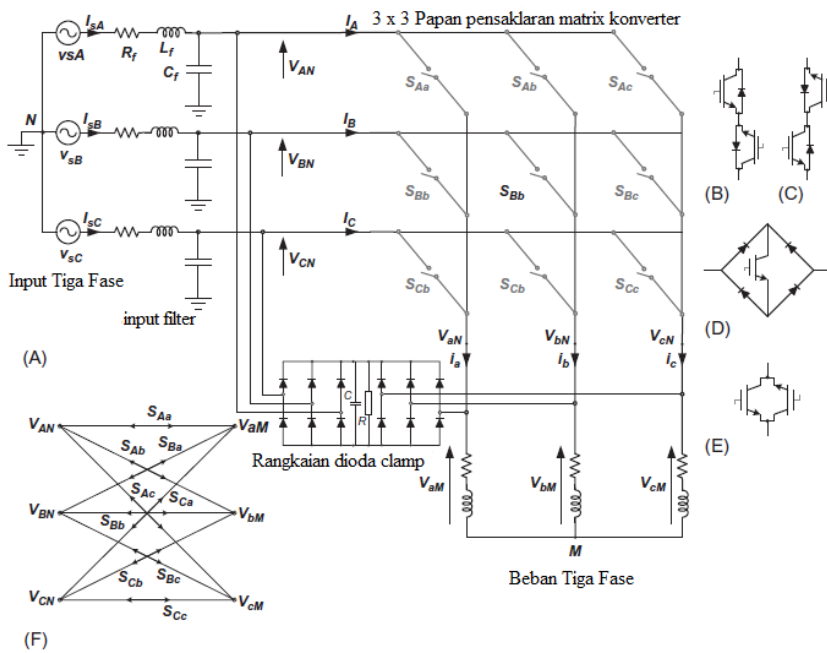
Diagram rangkaian daya dari matrix konverter tiga fase ke tiga fase (3ϕ 3ϕ) yang paling praktis ditunjukkan pada Gambar. 5.1A, yang menggunakan sembilan sakelar dua arah yang diatur sedemikian rupa sehingga salah satu dari tiga fase input dapat dihubungkan ke setiap fase output seperti yang ditunjukkan secara simbolis dalam matrix pensaklaran pada Gambar. 5.1F. Rangkaian ini disebut matrix konverter karena menyediakan tepat satu saklar untuk masing-masing koneksi yang mungkin antara input dan output. Tegangan pada terminal input apa pun dapat dibuat muncul di terminal output atau terminal apa pun, sedangkan arus pada fase beban apa pun dapat diambil dari fase atau fase pasokan input apa pun dengan pembatasan berikut:

(a) Hanya satu saklar dari kaki keluaran yang dapat ditutup karena adanya kapasitor.

(B) Setidaknya satu saklar di kaki output harus ditutup, karena sifat induktif beban membuatnya tidak mungkin untuk mengganggu arus beban tiba-tiba.

Dengan demikian, satu dan hanya satu saklar di kaki output harus ditutup. Dengan batasan-batasan ini, dapat divisualisasikan bahwa dari kemungkinan $512 (= 2^9)$ status konverter, hanya 27 kombinasi sakelar yang diizinkan seperti yang diberikan pada Tabel 5.1, yang mencakup saluran tegangan keluaran dan masukan arus fasa. Kombinasi ini dibagi menjadi tiga kelompok. Grup I terdiri dari

enam kombinasi ketika setiap fase output terhubung ke fase input yang berbeda. Dalam kelompok II, ada tiga subkelompok yang masing-masing memiliki enam kombinasi dengan dua fase hubung singkat (terhubung ke fase input yang sama). Kelompok III mencakup tiga kombinasi dengan semua fase keluaran hubung singkat. Untuk pensaklaran, kombinasi parallel-terbalik dari perangkat kendali diri pemblokiran terbalik seperti MOSFET daya atau IGBTs atau transistor- tertanam dioda jembatan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 B – E telah digunakan sejauh ini. Gambar 5.1B dan C adalah konfigurasi emitor umum dan kolektor umum yang digunakan secara konvensional. Konfigurasi ini memungkinkan *soft switching* dari satu saklar dua arah ke yang lain. Yang terakhir memiliki keuntungan bahwa ia membutuhkan lebih sedikit pasokan daya terisolasi untuk menggerakkan saklar daripada konfigurasi sebelumnya. Konfigurasi perspektif baru dari saklar dua arah adalah dengan menggunakan dua RB-IGBT dengan kemampuan pemblokiran terbalik dalam antiparalel (simbol yang ditunjukkan pada Gambar 5.1E). Konfigurasi ini mengarah pada penghapusan dioda eksternal, yang menghasilkan pengurangan kerugian konduksi dan ukuran transistor.

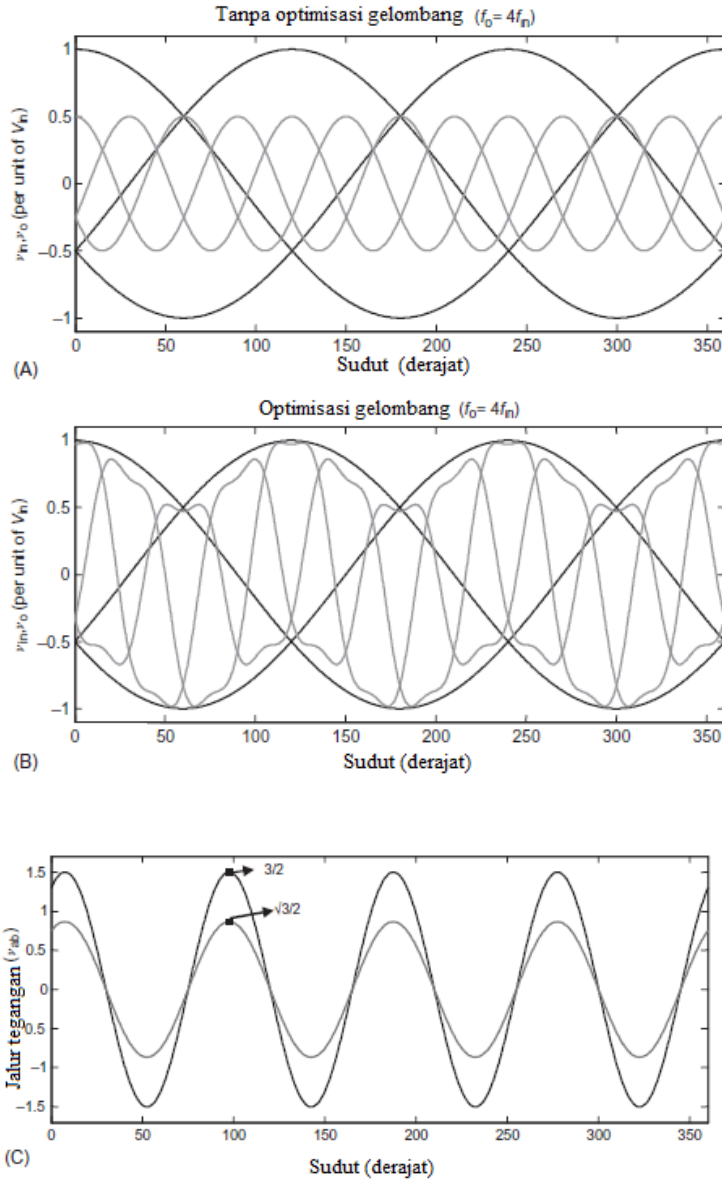


Gambar 5.1 (A) $3\phi \times 3\phi$ rangkaian matrix converter dengan filter input dan rangkaian penjeput; konfigurasi saklar dua arah sebagai (B) common emitor, (C) common kolektor, (D) konfigurasi jembatan dioda-transistor, dan (E) pemblokiran terbalik IGBT (RB-IGBT); dan (F) simbol pensaklaran matrix untuk konverter di (A).

Tabel 5.1 Kombinasi pensaklaran matrix konverter tiga fase

| Group | a | b | c | v_{ab} | v_{bc} | v_{ca} | i_a | i_b | i_c | S_{Aa} | S_{Ab} | S_{Ac} | S_{Ba} | S_{Bb} | S_{Bc} | S_{Ca} | S_{Cb} | S_{Cc} |
|-------|---|---|---|-----------|-----------|-----------|--------|--------|--------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| I | A | B | C | v_{AB} | v_{BC} | v_{CA} | i_a | i_b | i_c | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | A | C | B | $-v_{CA}$ | $-v_{BC}$ | $-v_{AB}$ | i_a | i_c | i_b | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | B | A | C | $-v_{AB}$ | $-v_{CA}$ | $-v_{BC}$ | i_b | i_a | i_c | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | B | C | A | v_{BC} | v_{CA} | v_{AB} | i_c | i_a | i_b | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | C | A | B | v_{CA} | v_{AB} | v_{BC} | i_b | i_c | i_a | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | C | B | A | $-v_{BC}$ | $-v_{AB}$ | $-v_{CA}$ | i_c | i_b | i_a | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| II-A | A | C | C | $-v_{CA}$ | 0 | v_{CA} | i_a | 0 | $-i_a$ | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | B | C | C | v_{BC} | 0 | $-v_{BC}$ | 0 | i_a | $-i_a$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | B | A | A | $-v_{AB}$ | 0 | $-v_{AB}$ | $-i_a$ | i_a | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | C | A | A | v_{CA} | 0 | $-v_{CA}$ | 0 | i_a | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | C | B | B | $-v_{BC}$ | 0 | v_{BC} | 0 | $-i_a$ | i_a | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | A | B | B | v_{AB} | 0 | $-v_{AB}$ | i_a | $-i_a$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| II-B | C | A | C | $-v_{CA}$ | $-v_{CA}$ | 0 | i_b | 0 | $-i_b$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | C | B | C | $-v_{BC}$ | v_{BC} | 0 | 0 | i_b | $-i_b$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | A | B | A | v_{AB} | v_{AB} | 0 | $-i_b$ | i_b | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | A | C | A | $-v_{CA}$ | v_{CA} | 0 | $-i_b$ | 0 | i_b | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | B | C | B | v_{BC} | $-v_{BC}$ | 0 | 0 | $-i_b$ | i_b | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | B | A | B | $-v_{AB}$ | v_{AB} | 0 | i_b | $-i_b$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| II-C | C | C | A | 0 | v_{CA} | $-v_{CA}$ | i_c | 0 | $-i_c$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | C | C | B | 0 | $-v_{BC}$ | v_{BC} | 0 | i_c | $-i_c$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | A | A | B | 0 | v_{AB} | $-v_{AB}$ | $-i_c$ | i_c | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | A | A | C | 0 | $-v_{CA}$ | v_{CA} | 0 | i_c | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | B | B | C | 0 | v_{BC} | $-v_{BC}$ | 0 | $-i_c$ | i_c | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | B | B | A | 0 | $-v_{AB}$ | v_{AB} | i_c | $-i_c$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| III | A | A | A | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | B | B | B | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | C | C | C | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |

Dengan serangkaian tegangan input tiga fase tertentu, setiap rangkaian tegangan output tiga fase yang diinginkan dapat disatukan dengan mengadopsi strategi pensaklaran yang sesuai. Namun, bahwa terlepas dari strategi pensaklaran, ada batas fisik pada tegangan output yang dapat dicapai dengan konverter ini karena tegangan output puncak-ke-puncak maksimum tidak boleh lebih besar dari perbedaan tegangan minimum antara dua fase input. Untuk memiliki kontrol penuh dari tegangan output yang disatukan, Strategi awal dengan tegangan frekuensi output sebagai referensi melaporkan batas sebagai 0,5 input seperti yang ditunjukkan pada Gambar. 5.2A. Ini dapat ditingkatkan menjadi 0,866 dengan menambahkan tegangan harmonik ketiga frekuensi input ($V_i/4$) $\cos 3\omega_i t$ ke semua target tegangan output dan mengurangi dari tegangan harmonik ketiga frekuensi output ($V_o/6$) $\cos 3\omega_o t$ seperti yang ditunjukkan pada Gambar. 5.2B.



Gambar 5.2 Bentuk gelombang output tegangan fase untuk matriks konverter AC-AC tiga fase: (A) tanpa penambahan harmonik, (B) dengan memasukkan tegangan harmonik input dan frekuensi output ketiga ke target tegangan, dan (C) jalur tegangan output (v_{ab}) dari (A) dan (B).

Peningkatan amplitudo ditunjukkan melalui jalur tegangan (v_{ab}) dalam Gambar. 5.2C. bahkan, optimasi di atas dapat diperluas ke $m \times n$ matrix konverter (ketika keduanya n ganjil) dengan menambahkan m th dan mengurangi harmonik ke- n dari semua target tegangan output. Matriks konverter multifase ini melibatkan sejumlah besar perhitungan tambahan dalam menyatukan tegangan output. Alternatif lain adalah dengan menggunakan strategi modulasi vektor ruang (*space vector modulation*) (SVM) seperti yang digunakan dalam inverter PWM tanpa menambahkan komponen harmonik ketiga, tetapi juga menghasilkan rasio transfer tegangan maksimum sebagai 0,866.

Input AC filter LC digunakan untuk menghilangkan riak pensaklaran yang dihasilkan dalam konverter, dan beban diasumsikan cukup induktif untuk menjaga kontinuitas arus output.

5.1 Kontrol dan Operasi dari Matrix Konverter

Konverter pada Gambar. 5.1 menghubungkan setiap fase input (A, B, dan C) ke setiap fase output (a, b, dan c) kapan saja. Ketika terhubung, tegangan v_{an} , v_{bn} , dan v_{cn} di terminal output terkait dengan tegangan input V_{Ao} , V_{Bo} , dan V_{Co} sebagai

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

di mana S_{Aa} melalui S_{Cc} adalah variabel pensaklaran dari saklar yang sesuai ditunjukkan pada Gambar. 5.1. Untuk beban terhubung-bintang linier seimbang pada terminal output, arus fase input terkait dengan arus fase output.

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Perhatikan bahwa matriks dari variabel pensaklaran dalam Persamaan. (5.2) adalah transpos dari masing-masing matriks dalam Persamaan. (5.1). Matrik konverter harus dikontrol menggunakan urutan nilai-nilai dari variabel pensaklaran yang spesifik dan waktunya tepat, yang akan menghasilkan tegangan output seimbang yang memiliki frekuensi dan amplitudo yang diinginkan, sementara arus input seimbang dan dalam fase (untuk kesatuan IDF) atau pada sudut yang berubah (untuk IDF yang dapat dikontrol) sehubungan dengan tegangan input. Sebagai matrik konverter, secara teori, dapat beroperasi pada frekuensi apa saja dan pada output atau input, termasuk nol, dapat digunakan sebagai konverter tiga fase konverter ac-dc, tiga fase converter AC atau bahkan buck / boost dc chopper dan dengan demikian sebagai konverter daya universal.

Metode kontrol yang diadopsi sejauh ini untuk matriks konverter cukup kompleks dan merupakan subjek penelitian berkelanjutan. Dari beberapa metode yang diusulkan untuk kontrol independen dari tegangan output dan arus input, dua metode digunakan secara luas dan akan ditinjau secara singkat di sini: (1) metode Venturini berdasarkan pendekatan matematika dari analisis fungsi transfer dan

(2) pendekatan SVM (seperti yang telah distandarisasi sekarang dalam kasus kontrol PWM dari dc link inverter).

Metode Venturini. Diberikan satu set tegangan input tiga fase dengan amplitudo konstan V_i dan frekuensi $f_i = \omega_i/2\pi$, metode ini menghitung fungsi pensaklaran yang melibatkan siklus tugas dari masing-masing sembilan saklar dua arah dan menghasilkan tegangan output tiga fase dengan pengambilan sampel secara berurutan secara bertahap dari sampel bentuk gelombang input. Tegangan output ini mengikuti serangkaian referensi yang telah ditentukan atau bentuk gelombang tegangan target dan dengan beban tiga fase yang terhubung, satu set arus input I_i dan frekuensi sudut ω_i harus dalam fase untuk IDF kesatuan atau pada sudut tertentu untuk IDF terkontrol.

Pendekatan fungsi transfer digunakan untuk mencapai fitur-fitur yang disebutkan di atas dengan menghubungkan tegangan input dan output dan arus output dan input sebagai

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

di mana elemen-elemen dari matriks modulasi, $m_{ij}(t)$, ($i, j = 1, 2, 3$) mewakili siklus tugas dari sakelar yang menghubungkan fase keluaran i ke fase masukan j dalam interval perpindahan sampel.

Elemen-elemen $m_{ij}(t)$ dibatasi oleh kendala yang dibahas di atas dan secara matematis ditulis sebagai

$$0 \leq m_{ij}(t) \leq 1 \text{ dan } \sum_{j=1}^3 m_{ij}(t) = 1 \quad (i = 1, 2, 3)$$

Himpunan target tiga fase atau tegangan referensi untuk mencapai rasio transfer tegangan maksimum untuk IDF kesatuan adalah

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos \omega_o t \\ \cos (\omega_o t - 120) \\ \cos (\omega_o t - 240) \end{bmatrix} + \frac{V_{in}}{4} \begin{bmatrix} \cos (3\omega_i t) \\ \cos (3\omega_i t) \\ \cos (3\omega_i t) \end{bmatrix} - \frac{V_{in}}{4} \begin{bmatrix} \cos (3\omega_i t) \\ \cos (3\omega_i t) \\ \cos (3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

di mana V_{om} dan V_{im} adalah besarnya output dan input tegangan fundamental frekuensi masing-masing sudut ω_o dan ω_i . Dengan $V_{om} \leq 0.866 V_{im}$, formula umum untuk siklus tugas $m_{ij}(t)$. Untuk kondisi IDF persatuan, rumus yang disederhanakan adalah

$$\begin{aligned} m_{ij} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos(\omega_i t - 2(j-1)60 \text{ derajat}) \times \left[\cos(\omega_o t - 2(i-1)60 \text{ derajat}) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) \right] - \right. \\ \left. \frac{2q}{3\sqrt{3}} [\cos(4\omega_i t - 2(j-1)60 \text{ derajat}) - \cos(2\omega_i t - 2(1-j)60 \text{ derajat})] \right\} \quad (5.6) \end{aligned}$$

di mana $i, j=1, 2, 3$ dan $q=V_{om} / V_{im}$.

Metode yang dikembangkan seperti di atas didasarkan pada pendekatan fungsi transfer langsung (*DTF/Direct Transfer Function*) menggunakan matriks modulasi tunggal untuk matrik konverter, menggunakan kombinasi pensaklaran dari ketiga kelompok pada Tabel 5.1. Pendekatan lain yang disebut pendekatan fungsi transfer tidak langsung (*ITF/Indirect Transfer Function*) mempertimbangkan matrik konverter sebagai kombinasi penyearah sumber tegangan PWM - inverter sumber tegangan (VSR-VSI) dan menggunakan teknik VSR dan VSI PWM yang sudah mapan untuk Kontrol MC menggunakan kombinasi pensaklaran grup II dan grup III hanya dari Tabel 5.1. Kelemahan dari pendekatan ini adalah IDF terbatas pada kesatuan, dan metode ini juga menghasilkan komponen harmonik fraksional yang lebih tinggi dalam input dan bentuk gelombang output.

Pendekatan fungsi transfer langsung yang disederhanakan di unit IDF dapat dikembangkan pada persamaan 5.3 dan Batasan persamaan dapat ditulis ulang sebagai berikut:

$$\begin{matrix}
 \begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o1} \\ V_{o1} \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\
 Y_{6 \times 1}
 \end{matrix} = \begin{matrix}
 \begin{bmatrix} V_{in1} & V_{in1} & V_{in1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & V_{in1} & V_{in1} & V_{in1} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_{in1} & V_{in1} & V_{in1} \\
 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 A_{6 \times 9}
 \end{matrix} \begin{matrix}
 X_{9 \times 1} \\
 \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{12} \\ m_{13} \\ m_{21} \\ m_{22} \\ m_{23} \\ m_{31} \\ m_{32} \\ m_{33} \end{bmatrix}
 \end{matrix}
 \tag{5.7}$$

X adalah vector modulasi, dan elemen dapat diturunkan sebagai:

$$X = A^T (AA^T)^{-1} Y \tag{5.8}$$

AA^T ketika diselesaikan akan memiliki ketentuan $\sum_{i=1}^3 v_{in_i}^2$ dan $\sum_{i=1}^3 V_{in}$ jadi $\sum_{i=1}^3 v_{in_i}^2 = L$ dan $\sum_{i=1}^3 V_{in} = M$, Setiap istilah X, ketika (5.8) diselesaikan, memiliki pola yang sama dan dapat ditampilkan sebagai

$$m_{ji} = \frac{1}{(3L-M^2)} [v_{oj}(3V_{in} - M) - MV_{in} + L] \tag{5.9}$$

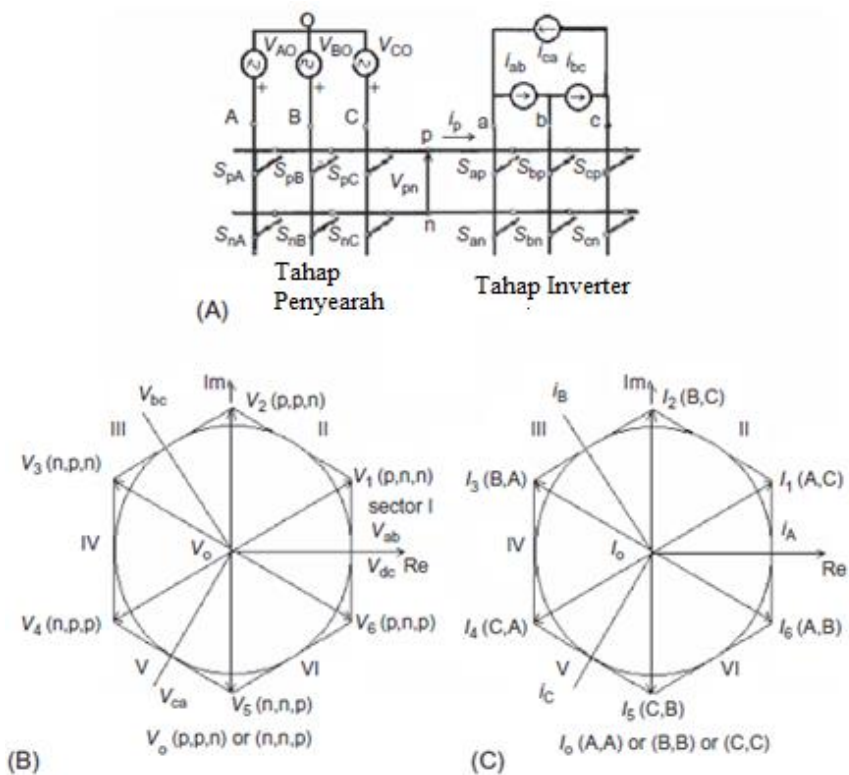
di mana M_{ji} adalah indeks berbasis waktu yang sesuai dengan saklar S_{ji} yang menghubungkan output j-th ke input ke-i-th. Durasi waktu pengaktifan sakelar ini, dihitung dengan mengalikan indeks ini dengan waktu pengambilan sampel. Penyelesaian lebih lanjut dengan mempertimbangkan fase input seimbang, dan akhirnya

mengabaikan persyaratan dengan penyebut dengan nilai tinggi, solusi untuk konverter matriks ditulis sebagai

$$m_{ji} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2V_{in}V_{oj}}{V_{in}^2} \right) \quad (5.10)$$

SVM adalah teknik kontrol PWM inverter terdokumentasi dengan baik yang menghasilkan gain tegangan tinggi dan distorsi harmonik yang lebih sedikit dibandingkan dengan teknik modulasi lainnya. Di sini, arus input tiga fase dan tegangan keluaran direpresentasikan sebagai space vektor, dan SVM secara bersamaan diterapkan pada tegangan keluaran dan space vector arus input, sedangkan konverter matriks dimodelkan sebagai tahap perbaikan dan pembalik dengan metode modulasi tidak langsung (Gambar 5.3). Aplikasi algoritma SVM untuk mengontrol matrik konverter telah muncul secara luas dalam literatur dan terbukti memiliki kemampuan bawaan untuk mencapai kontrol penuh dari vektor tegangan output sesaat dan sudut perpindahan arus sesaat bahkan di bawah tegangan suplai gangguan. Algoritma ini didasarkan pada konsep bahwa tegangan keluaran MC untuk setiap kombinasi pensaklaran dapat direpresentasikan sebagai space vektor tegangan yang ditentukan oleh

$$V_o = \frac{2}{3} [V_{ab} + V_{bc} \exp(j120\text{derajat}) + V_{ca} \exp(-i120\text{derajat})] \quad (5.11)$$



Gambar 5.3 Model modulasi tidak langsung dari matrik konverter: (A) Konversi VSR VSI, (B) output tegangan pensaklaran vektor hexagon, dan (C) pensaklaran vektor hexagon arus input.

Dari tiga kelompok pada Tabel 5.1, hanya kombinasi pensaklaran dari kelompok II dan kelompok III yang digunakan untuk metode SVM. Kelompok II terdiri dari pensaklaran vektor tegangan keadaan yang memiliki posisi sudut konstan dan disebut vektor aktif atau stasioner. Setiap subkelompok kelompok II menentukan posisi space vektor tegangan keluaran dan vektor tegangan enam-state space membentuk enam segi enam yang digunakan untuk mensintesis vektor tegangan keluaran yang diinginkan. Kelompok III terdiri dari vektor nol yang diposisikan di tengah heksagon tegangan keluaran,

dan ini sesuai dikombinasikan dengan vektor aktif untuk sintesis tegangan keluaran.

Metode modulasi melibatkan pemilihan vektor dan perhitungan tepat waktu. Pada setiap periode pengambilan sampel, algoritma memilih empat vektor aktif yang terkait dengan kemungkinan kombinasi tegangan keluaran dan sektor arus input selain vektor nol untuk membuat tegangan referensi yang diinginkan. Amplitudo dan sudut fase dari vektor tegangan referensi dihitung, dan sudut fase yang diinginkan dari vektor arus input ditentukan terlebih dahulu. Untuk perhitungan periode tepat waktu dari vektor yang dipilih, ini digabungkan menjadi dua set yang mengarah ke dua vektor baru yang berdekatan dengan vektor tegangan referensi di sextant dan memiliki arah yang sama dengan vektor tegangan referensi. Menerapkan teori SVM standar, rumus umum yang diturunkan untuk vektor pada waktu yang memenuhi, pada saat yang sama, tegangan keluaran referensi dan sudut perpindahan arus input adalah

$$\begin{aligned}
 t_1 &= \frac{2qT_s}{\sqrt{3}\cos\phi_i} \sin(60 \text{ derajat} - \theta_0) \cdot \sin(60 \text{ derajat} - \theta_i) \\
 t_2 &= \frac{2qT_s}{\sqrt{3}\cos\phi_i} \sin(60 \text{ derajat} - \theta_0) \cdot \sin\theta_i \\
 t_3 &= \frac{2qT_s}{\sqrt{3}\cos\phi_i} \sin\theta_0 \cdot \sin(60 \text{ derajat} - \theta_i) \\
 t_4 &= \frac{2qT_s}{\sqrt{3}\cos\phi_i} \sin\theta_0 \cdot \sin\theta_i
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

di mana q adalah rasio transfer tegangan, ϕ_i adalah sudut perpindahan input yang dipilih untuk mencapai faktor daya input

yang diinginkan (dengan $\phi_i = 0$, nilai maksimum $q = 0.866$ diperoleh), dan θ_o dan θ_i adalah sudut perpindahan fasa dari tegangan output dan arus vector input, yang nilainya terbatas dalam kisaran 0–60 derajat. Tepat waktu dari vektor nol adalah

$$t_o = T_s - \sum_{i=1}^4 t_i \quad (5.13)$$

Nilai integral dari vektor referensi dihitung selama satu interval waktu sampel sebagai jumlah dari produk dari dua vektor yang berdekatan dan rasio tepat waktu mereka, dan proses diulangi pada setiap sampel.

Kontrol Implementasi dan Perbandingan Dua Metode. Kedua metode ini membutuhkan sistem berbasis digital sinyal prosesor (DSP) untuk implementasinya. Dalam satu skema untuk metode Venturini, timer yang dapat diprogram, sebagaimana tersedia, digunakan untuk memadamkan sinyal gating PWM. Prosesor menghitung siklus tugas enam sakelar di setiap interval pengambilan sampel, mengubahnya menjadi jumlah bilangan bulat, dan menyimpannya dalam memori untuk periode pengambilan sampel berikutnya. Dalam metode SVM, memori *read-only* (EPROM) yang dapat diprogram yang dapat dihapus dapat digunakan untuk menyimpan set vektor aktif dan nol yang dipilih, dan DSP menghitung waktu vektor-vektor tersebut. Kemudian, dengan prosedur yang sama seperti pada metode lainnya, penghitung waktu dimuat dengan vektor pada waktu untuk menghasilkan bentuk gelombang PWM melalui port keluaran yang sesuai. Total waktu komputasi DSP untuk metode SVM telah ditemukan jauh lebih

sedikit daripada metode Venturini. Perbandingan kedua skema menunjukkan bahwa sementara dalam metode SVM kerugian pensaklaran lebih rendah, metode Venturini menunjukkan kinerja yang lebih baik dalam hal arus input dan harmonisa tegangan output.

Metode kontrol langsung seperti yang digunakan bersama dengan konverter sumber tegangan telah dikembangkan baru-baru ini dan diimplementasikan dengan matrik konverter 10 kVA. Selain itu, rasio transfer tegangan dapat ditingkatkan dengan melakukan overmodulasi. Metode yang ditingkatkan menggunakan SVM dibahas dalam di mana VTR 0,92 dicapai.

5.2 Masalah Kommutasi dan Proteksi dalam Matrik Konverter

Karena matrik konverter tidak memiliki penyimpanan energi dc, gangguan apa pun pada tegangan suplai input akan segera mempengaruhi tegangan output, dan mekanisme perlindungan yang tepat harus dimasukkan, khususnya terhadap tegangan lebih dari suplai dan arus berlebih di sisi beban. Seperti disebutkan, dua jenis konfigurasi saklar dua arah sampai sekarang telah digunakan: satu, transistor (sekarang IGBT) tertanam dalam jembatan dioda dan, yang lain, dua IGBT di antiparalel dengan dioda pemblokiran tegangan terbalik (ditunjukkan pada Gambar. 5.1B dan C). Dalam konfigurasi yang terakhir, setiap kombinasi dioda dan IGBT hanya beroperasi dalam dua kuadran, yang menghilangkan arus yang

bersirkulasi yang dibangun di konfigurasi jembatan dioda yang dapat dibatasi oleh hanya komutasi induktor besar di dalam jalur.

Komutasi. MC tidak mengandung dioda *freewheeling* yang biasanya mencapai komutasi aman dalam kasus konverter lainnya. Untuk menjaga kontinuitas arus keluaran karena setiap sakelar mati, sakelar berikutnya secara berurutan harus segera dihidupkan. Dalam praktiknya, dengan sakelar dua arah, hubung singkat sesaat dapat berkembang antara fase input saat sakelar bersilangan, dan satu solusi untuk konfigurasi yang ditunjukkan pada Gambar 5.1B, C, dan E adalah dengan menggunakan komutasi arus *semisoft* menggunakan prosedur pensaklaran multisteped. Untuk memastikan komutasi yang aman. Metode ini membutuhkan kontrol independen dari masing-masing sakelar dua kuadran, merasakan arah arus beban dan memperkenalkan penundaan selama perubahan kondisi sakelar. Aturan pensaklaran untuk komutasi yang tepat dari S_1 ke S_2 dari pengaturan yang ditunjukkan pada Gambar. 5.4 untuk $i_L > 0$ dengan saklar dua kuadran untuk pergantian empat langkah adalah (a) matikan S_{1B} , (b) nyalakan S_{2A} , (c) matikan S_{1A} , dan (d) nyalakan S_{2B} .

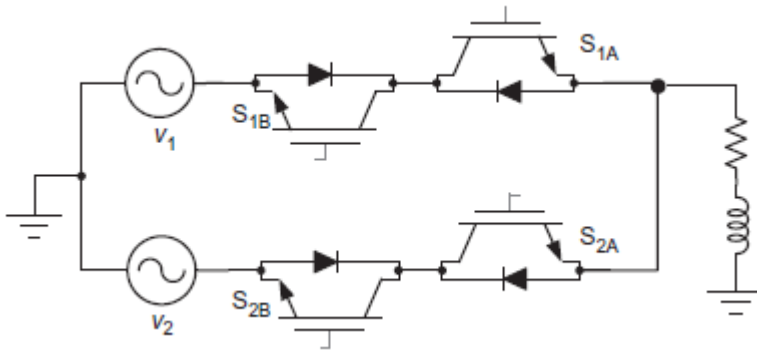
Secara analog, untuk $i_L < 0$, aturan pensaklaran adalah (a) matikan S_{1A} , (b) nyalakan S_{2B} , (c) matikan S_{1B} , dan (d) nyalakan S_{2A} . Langkah-langkah ini untuk kedua kasus ditunjukkan secara diagram pada Gambar 5.5.

Biasanya, strategi komutasi ini sekarang diimplementasikan menggunakan perangkat logika yang dapat diprogram seperti *field*

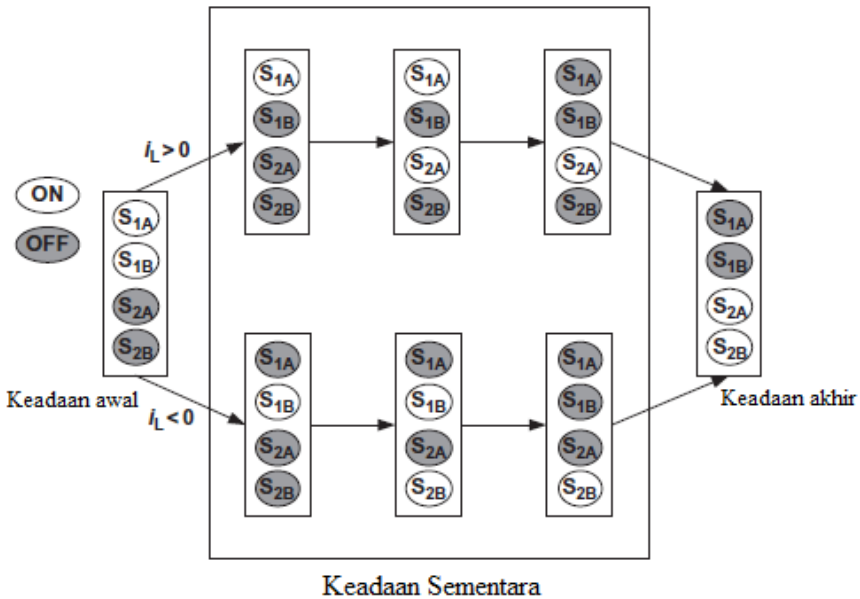
programmable gate array (FPGA) dan *programmable logic device* (PLD). Juga, perlu disebutkan bahwa konfigurasi yang ditunjukkan pada Gambar 5.1D harus tetap berpegang pada komutasi dua langkah bahwa meskipun memiliki keuntungan yang cukup besar dalam menggunakan lebih sedikit sakelar akan menghasilkan lebih banyak lonjakan pada tegangan keluaran.

Skema komutasi tegangan yang kuat tanpa mengorbankan kualitas bentuk gelombang arus. Cara lain untuk mencapai komutasi yang lebih baik adalah dengan mencari sumber input dari matriks konverter.

Strategi Proteksi. Kapasitor penjepit (biasanya 2 μF untuk motor permanen magnet 3 kW) dihubungkan melalui dua penyearah jembatan penuh tiga fase yang melibatkan 12 dioda tambahan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.1A, di mana jumlah dioda tambahan dikurangi menjadi enam menggunakan dioda sakelar antiparalel pada jalur input dan output (MC) berfungsi sebagai penjepit tegangan untuk kemungkinan lonjakan tegangan di bawah kondisi normal dan gangguan. Strategi komutasi pasif baru yang melibatkan dioda penekan dan varistor untuk proteksi tegangan lebih yang sangat baik dibahas baru-baru ini, yang memungkinkan penghapusan penjepit dioda yang besar dan mahal. Solusi *snubberless* untuk proteksi tegangan lebih.



Gambar 5.4 Skema komutasi yang aman



Gambar 5.5 Transisi dari satu saklar dua arah menggunakan komutasi semisoft lainnya.

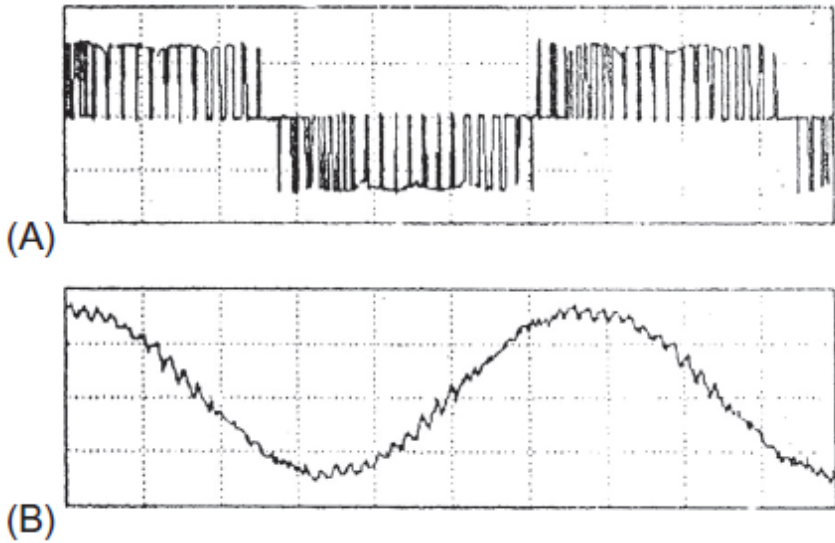
Filter Input. Filter LC satu fase tiga fase pada input yang terdiri dari tiga kapasitor dalam bintang dan tiga induktor dalam jalur digunakan untuk melemahkan harmonik orde tinggi dan membuat arus input sinusoidal. Nilai khusus L dan C berdasarkan konverter 415 V

dengan arus maksimum 6,5 A dan frekuensi pensaklaran 20 kHz adalah 3 mH dan 1,5 μ F saja. Filter dapat menyebabkan pergeseran fase kecil pada sudut perpindahan input yang perlu diperbaiki. Desain filter lain akhir-akhir ini telah menggunakan kapasitor filter input sebagai perangkat pertukaran energi untuk meningkatkan kemampuan pengendalian matriks konverter.

Gambar 5.6 menunjukkan bentuk gelombang eksperimental dari tegangan jalur keluaran dan arus dari MC. Arus output sebagian besar sinusoidal kecuali riak kecil, ketika frekuensi pensaklaran hanya sekitar 1 kHz.

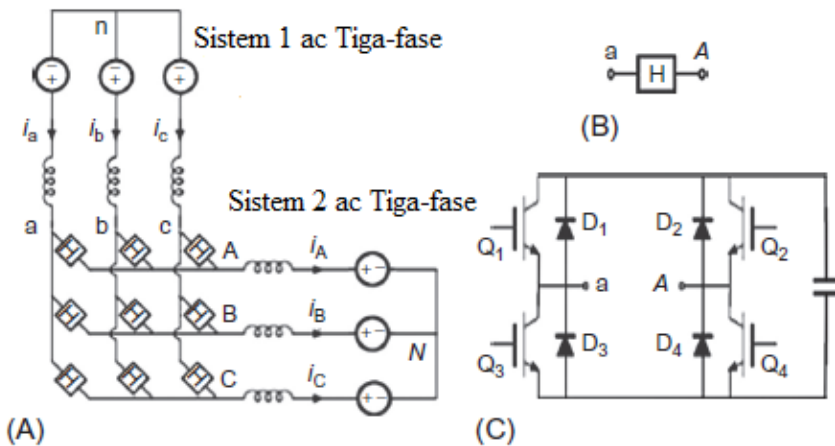
5.3 Multilevel Matrix Konverter

Multilevel matrix konverter bertingkat dengan sel pensaklaran H-bridge empat-kuadran seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.7. Ini cocok untuk konversi daya ac-to-ac tegangan sedang atau tinggi. Penggunaan empat transistor dalam sel sakelar Gambar 5.7A memungkinkan arus rata-rata menjadi dua kali lipat, relatif terhadap matrik konverter konvensional sakelar empat kuadrannya direalisasikan menggunakan dua transistor dan dua dioda. Dengan kapasitor dc, sel saklar mampu menghasilkan tegangan sesaat + V, 0, -V.



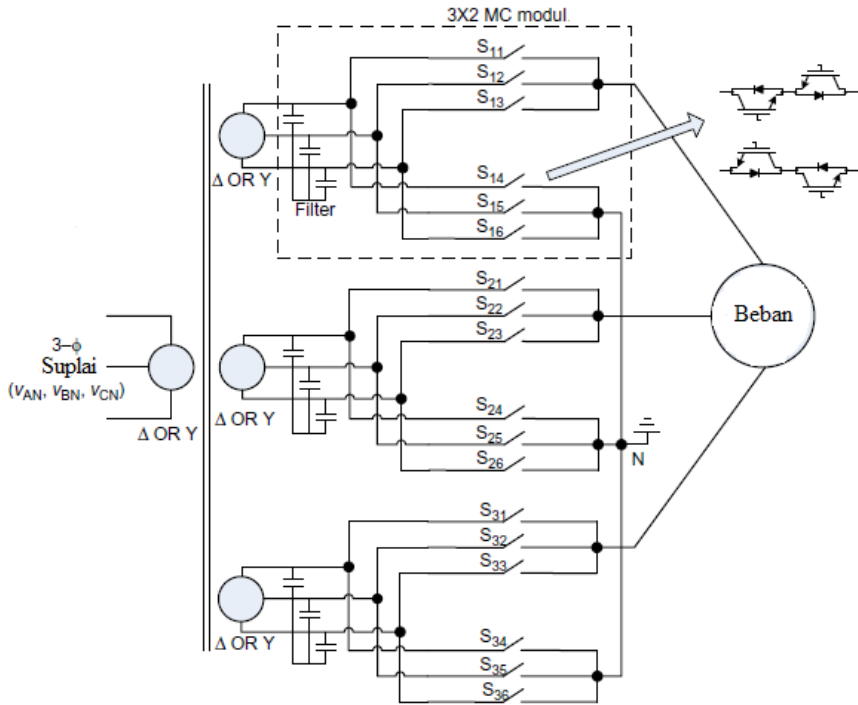
Gambar 5.6 Bentuk gelombang eksperimental untuk matrik konverter pada frekuensi 30 Hz dari input 50 Hz: (A) tegangan keluaran dan (B) arus keluaran.

Konverter ini dapat meningkatkan dan mengurangi amplitudo tegangan dengan faktor daya yang berubah-ubah. Dengan koneksi seri sel-sel pensaklaran di setiap cabang matriks, pensaklaran bertingkat dapat dicapai dengan tegangan perangkat yang dijepit secara lokal ke tegangan kapasitor dc. Beberapa jenis topologi konverter matrik bertingkat telah diusulkan selama bertahun-tahun, termasuk kapasitor-clamped dan dengan modulasi space vektor. Konverter menggunakan kapasitor untuk menyeimbangkan distribusi tegangan dari saklar dua arah yang terhubung seri dan memberikan level tegangan menengah.



Gambar 5.7 Multilevel matrix konverter: (A) konfigurasi, (B) simbol sakelar, dan (C) realisasi sakelar.

Baru-baru ini, dengan kombinasi cascaded modul multiple matrix konverter (MC), prinsip-prinsip multimodular matrix konverter (MMMCs) berdaya tinggi yang dibangun dari tiga-input dua output matrix konverter (3 x 2 MC) dengan skema modulasi untuk mensintesis bentuk gelombang sinusoidal di kedua sisi konverter. Rangkaian yang ditunjukkan pada Gambar. 5.8 dikenal sebagai MMMC-I. Struktur lain dibahas dalam makalah ini di mana sembilan modul 3 x 2 MC dipekerjakan. Ini merupakan perpanjangan dari topologi pertama dan mencapai struktur bertingkat untuk output daya yang lebih tinggi dan kinerja harmonik sisi jalur yang lebih baik. Topologi ini memiliki desain modular dan aliran daya dua arah dan memungkinkan penggunaan perangkat daya bertegangan rendah. Mereka dapat berfungsi sebagai kandidat potensial untuk aplikasi daya tinggi di mana kemampuan regeneratif dan kepadatan daya sangat penting. Namun, kelemahannya adalah sejumlah perangkat besar dan penggunaan input transformator.



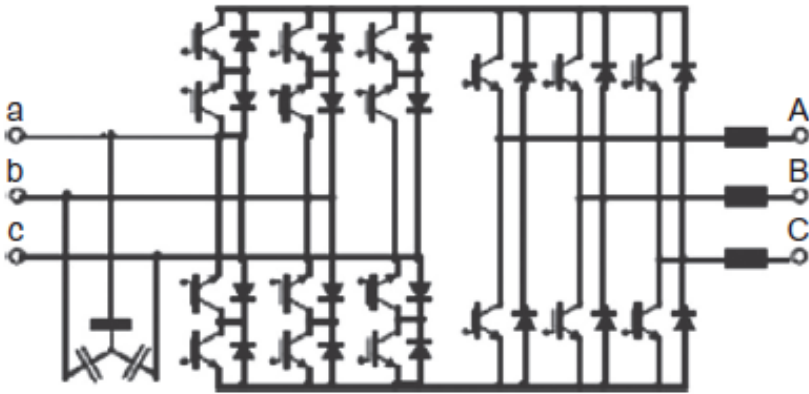
Gambar 5.8. Topologi multimodular matrix converter (MMMC-I)

5.4 Indirect Matrix Converter (IMC)

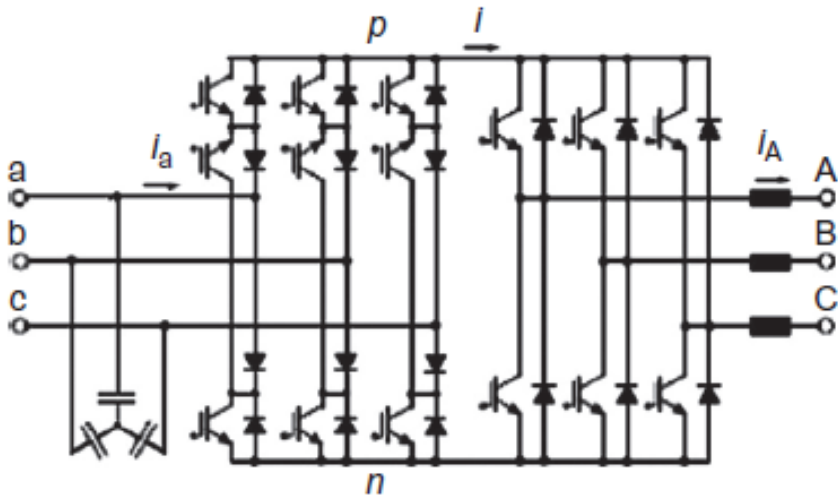
Matrix konverter konvensional seperti yang ditunjukkan pada Gambar. 5.1A membutuhkan sembilan saklar dua arah, biasanya dibangun menggunakan 18 IGBT, untuk mengganti tiga fase input antara tiga fase output. IMC seperti yang terlihat pada Gambar. 5.10A juga memiliki 18 saklar yang dapat dikontrol. Perbedaannya terletak pada kontrol konverter tersebut. Konfigurasi ini lebih mudah diterapkan karena strategi kontrol penyearah yang

dikontrol, dan inverter dapat langsung diimplementasikan. Ini mempekerjakan 18 saklar keluar yang dapat dikontrol 12 digunakan dalam perbaikan dan 6 dalam proses inversi. *Sparse matrix converter* (SMC) (Gambar. 5.9) berasal dari IMC yang dibagi menjadi tahap input dan tahap output tanpa kapasitansi di bagian dc. Tahap input diatur sehingga hanya sembilan saklar yang diperlukan, sedangkan tahap output memiliki konfigurasi enam saklar standar.

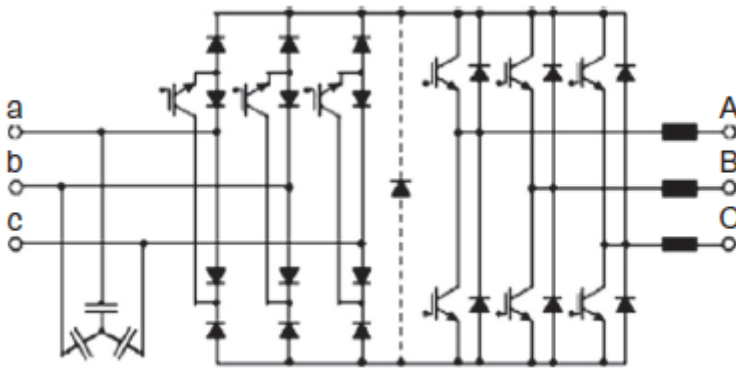
Dengan demikian, SMC memiliki total 15 saklar dibandingkan dengan 18 untuk CMC dan IMC. Kesetaraan fungsional, kemampuan kontrol, dan jangkauan operasi SMC sama dengan CMC meskipun berkurangnya jumlah saklar daya mematikan unipolar. Pengurangan lebih lanjut dari jumlah IGBT dimungkinkan dengan *ultra sparse matrix converter* (USMC), Gambar 5.10 memiliki 12 IGBT, dengan operasi terbatas pada aliran daya searah dan pengendalian perpindahan fase dari tegangan input dan arus fundamental ke $\pm\pi / 6$. Baru-baru ini, skema modulasi space vektor untuk tiga level sparse matrix converter tidak langsung (I3 SMC), yang merupakan kombinasi dari sumber tegangan bertingkat tiga-tingkat yang netral dan matriks konverter tidak langsung. Matriks 100 kHz SiC sparse matrix converter menggunakan 1300 V dan 4 A SiC JFET, yang cocok untuk aplikasi pesawat di mana diinginkan konverter volume-rendah/berat-rendah. Juga memperkenalkan topologi dengan 12 sakelar yang menggunakan sakelar searah dalam proses perbaikan. Implementasi real-time dari IMC yang menggunakan algoritma SVM.



Gambar 5.9. *Indirect matrix converter (IMC)*



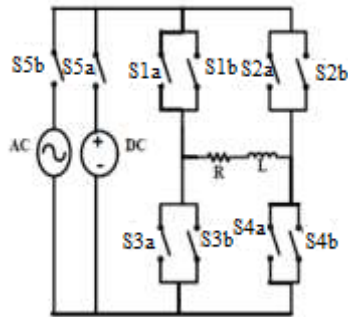
Gambar 5.10. *Sparse matrix converter*



Gambar 5.11. *Z-source matrix converter* satu fase

5.5 Matrix Konverter Satu Fase

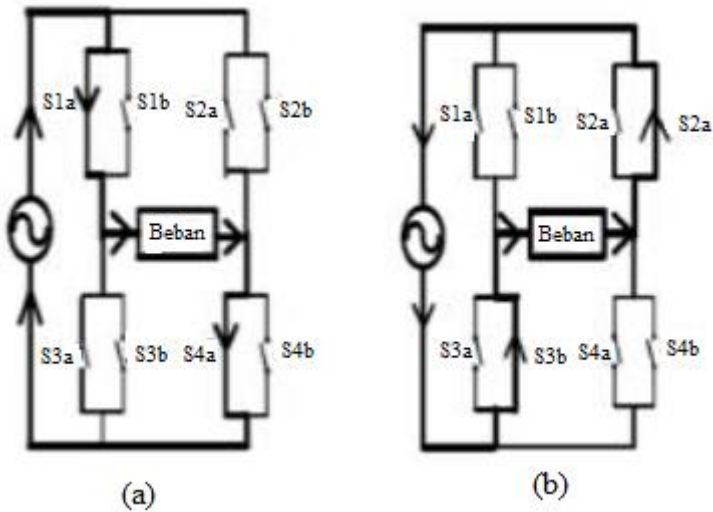
Matrix konverter satu fase ditunjukkan pada Gambar 5.12 terdiri dari empat sakelar dua arah yang memungkinkan konduksi arus di kedua arah. Matrix konverter satu fase dapat dioperasikan sebagai penyearah, inverter, siklokonverter atau chopper menggunakan urutan pensaklaran yang berbeda. Kapan saja, hanya 2 sakelar yang disimpan dalam kondisi "ON".



Gambar 5.12 Rangkaian dasar matrix konverter satu fase

5.5.1 Matrix Konverter Satu Fase Sebagai Penyearah

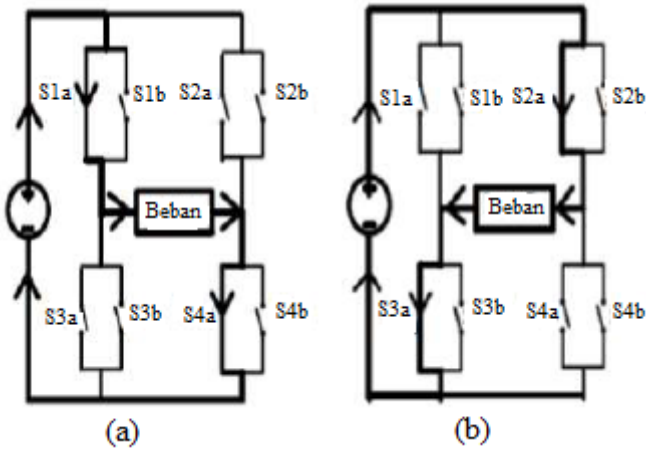
Penyearah adalah konversi AC ke DC. Selama siklus positif sumber input, sakelar S1a dan S4a dinyalakan "ON" dan aliran arus seperti yang diberikan pada Gambar. 5.13 (a). Selama siklus negatif dari sumber input, sakelar S3b dan S2b dinyalakan "ON" dan aliran arus seperti yang diberikan pada Gambar.5.13 (b).



Gambar 5.13 Matrik konverter satu fase sebagai penyerah

5.5.2 Matrix Konverter Satu Fase Sebagai Inverter

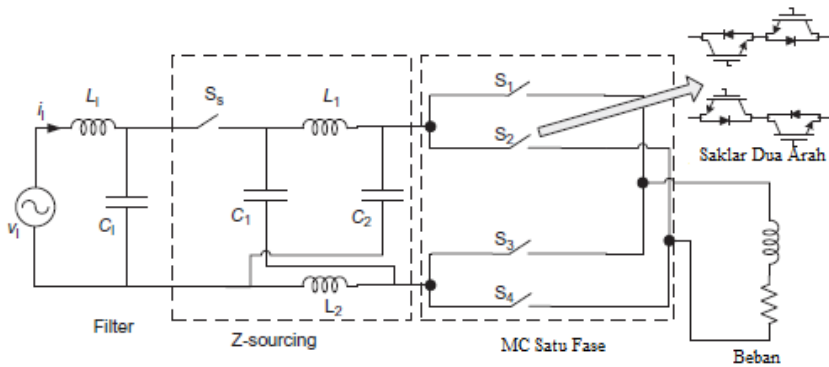
Inversi adalah kebalikan dari penyearah dan merupakan konversi dari DC ke AC. Selama siklus positif dari sumber input, sakelar S1a dan S4a dihidupkan "ON" dan aliran arus seperti yang diberikan pada Gambar 5.14 (a). Selama siklus negatif dari sumber input, sakelar S2a dan S3a dinyalakan "ON" dan aliran arus seperti yang diberikan pada Gambar 5.14 (b).



Gambar 5.14 Matrix konverter satu fase sebagai inverter

5.6 Matrix Konverter Satu-Fase ke Tiga-Fase Frekuensi Tinggi

Beberapa jenis siklokonverters satu fase ke tiga fase frekuensi tinggi (biasanya, 20 kHz) (sebenarnya, matrik konverter dengan sakelar MCT) menggunakan "*soft switching*". Gambar 5.15 menunjukkan konfigurasi tipikal dari konverter semacam itu di mana sebuah inverter H-bridge menghasilkan tegangan satu fase frekuensi tinggi, yang diumpankan ke cycloconverter melalui transformator frekuensi tinggi. AC frekuensi tinggi dapat berupa sinusoidal yang dihasilkan oleh resonant link inverter atau gelombang *quasisquare* seperti yang ditunjukkan. Sistem ini telah dikembangkan di laboratorium tetapi belum tersedia secara komersial ditunjukkan pada Gambar 5.15.



Gambar 5.15 Matrix konverter satu fase ke tiga fase yang terhubung frekuensi tinggi.

5.6.1 Siklokonverter Integral-Pulsa Frekuensi Tinggi

Input ke konverter ini dapat berupa gelombang sinusoidal atau seolah-olah persegi, dan dimungkinkan untuk menggunakan prinsip integral setengah siklus pulse-width modulation untuk mensintesis gelombang tegangan output. Keuntungannya adalah bahwa perangkat dapat diaktifkan pada tegangan nol mengurangi kerugian pensaklaran. Konverter ini hanya dapat bekerja pada frekuensi output, yang merupakan kelipatan dari frekuensi input.

5.6.2 Siklokonverter Terkendali Fase Frekuensi Tinggi

Di sini, prinsip kontrol fase seperti yang dijelaskan sebelumnya digunakan untuk mensintesis tegangan output. Sinyal pembawa segitiga dibandingkan dengan gelombang pemodulasian sinus untuk menghasilkan sudut pensaklaran yang instan. Kontrol

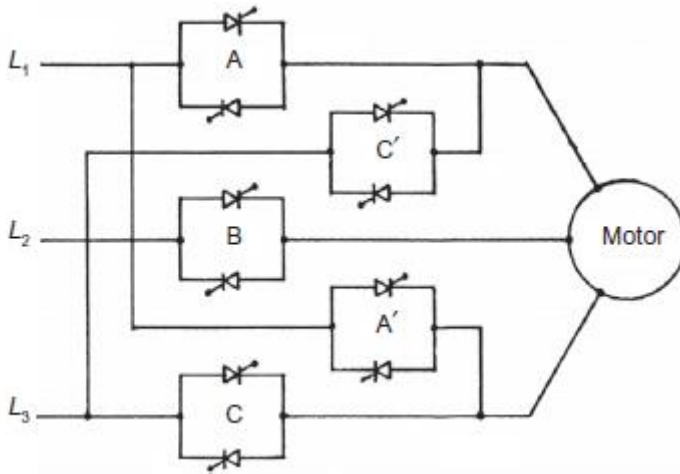
fase menyediakan pensaklaran pada arus nol mengurangi kerugian pensaklaran, tetapi skema ini memiliki rangkaian kontrol yang lebih kompleks dibandingkan dengan yang sebelumnya. Namun, ini dapat bekerja pada frekuensi berapa pun.

BAB VI: APLIKASI DARI KONVERTER AC-AC

6.1 Aplikasi dari Kontroler Tegangan AC

Pengontrol tegangan AC digunakan baik untuk mengontrol nilai rms tegangan atau arus dalam kontrol pencahayaan, pemanasan domestik dan industri, kontrol kecepatan kipas, pompa atau penggerak hoist, soft starting motor induksi, dll. Atau sebagai saklar AC statis (control on/ off) dalam perubahan tap transformator, kontrol suhu, stabilisasi kecepatan drive motor induksi inersia tinggi seperti centrifuge, pensaklaran kapasitor dalam kompensasi daya reaktif statis, dll.

Pada drive kipas atau pompa dengan motor induksi, torsi bervariasi sesuai kuadrat kecepatan. Jadi, kontrol kecepatan diperlukan dalam kisaran yang sempit, dan pengontrol tegangan AC cocok untuk motor induksi dengan slip beban penuh 0,1-0,2 pada aplikasi seperti itu. Untuk drive ini, pengereman atau operasi mundur tidak diperlukan, tetapi untuk penggerak hoist crane, diperlukan pengereman atau pembalik, dan pengontrol tegangan empat-kuadran dapat diperoleh dengan modifikasi rangkaian pengontrol tegangan AC seperti yang ditunjukkan pada Gambar 6.1. Pasangan SCR A, B, dan C menyediakan operasi di kuadran I dan IV dan A, B, dan C di kuadran II dan III. Sementara mengubah dari satu set pasangan SCR ke pasangan SCR lainnya, harus diperhatikan untuk memastikan bahwa pasangan yang masuk diaktifkan hanya setelah pasangan yang keluar dimatikan sepenuhnya.



Gambar 6.1 Kontroler kuadran empat tegangan ac

Pengontrol tegangan AC semakin banyak digunakan untuk *soft starting* motor induksi, karena mereka memiliki sejumlah keunggulan dibandingkan starter konvensional seperti akselerasi dan perlambatan yang lancar, kemudahan dalam pelaksanaan kontrol arus, proteksi sederhana terhadap operasi satu fase atau tidak seimbang, berkurang pemeliharaan dan kerugian, dan tidak adanya lonjakan arus. Bahkan untuk aplikasi industri kecepatan tetap, pengontrol tegangan dapat digunakan untuk memberikan tegangan stator yang berkurang ke motor induksi untuk meningkatkan efisiensinya pada beban ringan dan menghasilkan penghematan energi. Pengoperasian pada tegangan optimal mengurangi fluks motor yang pada gilirannya, mengurangi kehilangan inti dan komponen magnetisasi dari kehilangan tembaga stator. Penghematan energi yang cukup besar dapat diperoleh dalam aplikasi di mana motor beroperasi tanpa beban untuk waktu yang signifikan seperti dalam, peralatan mesin, mesin pertukangan kayu,

dan kompresor udara bolak-balik. Pendekatan populer untuk menemukan tegangan operasi yang optimal adalah memaksimalkan faktor daya motor dengan mempertahankan pergeseran fasa minimum antara tegangan dan arus.

Saklar AC dengan kontrol on/off yang digunakan dalam menggerakkan centrifuge inersia tinggi melibatkan pengaktifan motor ketika kecepatan centrifuge turun di bawah level minimum yang diperbolehkan dan mematikan ketika kecepatan mencapai level maksimum yang diijinkan dengan demikian mempertahankan kecepatan rata-rata konstan. Skema kontrol identik digunakan dengan sakelar AC untuk kontrol suhu pemanas listrik atau AC

Kontrol siklus integral sangat cocok untuk kontrol pemanasan sementara dapat menyebabkan flicker pada kontrol pencahayaan normal dan fluktuasi kecepatan pada kontrol motor. Namun, dengan kontrol ini, lebih sedikit distorsi tegangan yang dihasilkan dalam sistem pasokan ac, dan lebih sedikit gangguan frekuensi radio diperbanyak bila dibandingkan dengan sistem yang dikendalikan fase.

6.2 Aplikasi dari Siklokonverter

Siklokonverters sebagai pengubah frekuensi pada dasarnya menemukan aplikasi yang mapan, daya tinggi AC motor drive yang dapat dibalik berkecepatan rendah dengan input frekuensi konstan

dan catu daya frekuensi konstan dengan input frekuensi variabel seperti pada *variable-speed constant frequency* (VSCF), di mana mereka menemukan aplikasi potensial volt-ampere reactive (VAR) generator yang dapat dikontrol untuk koreksi faktor daya, dan sistem AC mengaitkan dua sistem daya independensi.

Dalam kategori ini, aplikasi motor induksi yang dikontrol siklokonverter dan drive motor sinkron siklokonverter-fed sangat cocok untuk drive kecepatan rendah dengan torsi tinggi saat macet, dan pabrik semen berkapasitas rendah dengan kapasitas gigi rendah (tabung atau ball mill di atas 5 MW) telah menjadi aplikasi pertama dari drive ini.

Sejak 1960-an, seperti yang dikembangkan oleh Siemens dan Brown Boveri, salah satu instalasi awal mempekerjakan peringkat motor 6,4 MW yang memiliki diameter rotor 5 m dan panjang 18,5 m, sedangkan konstruksi stator mirip dengan generator hidroelektrik dengan 44 tiang membutuhkan 5,5 Hz untuk kecepatan maksimum 15 rpm. Motor bergelang dengan silinder tanpa bantalan tambahan atau "dibungkus" langsung di sekitarnya, yang dikenal sebagai motor cincin. Dengan evolusi orientasi lapangan atau kontrol vektor, motor sinkron siklokonverter-fed telah menggantikan atau mengganti drive dc di pabrik rolling (2/4 MW) dengan persyaratan torsi dan kontrol kecepatan dinamis, pada winder dan pengangkutan tambang dengan peringkat tinggi yang serupa dan pada pemecah es dan kapal yang dilengkapi dengan generator diesel dengan peringkat daya sekitar 20 MW/unit. Dalam aplikasi ini, motor sinkron siklokonverter-fed berada dalam mode *self-controlled* dan dikenal

sebagai AC *commutatorless* motor ketika sinyal cycloconverter berasal dari sensor posisi poros rotor, sehingga frekuensinya melambat ke kecepatan rotor. Lebih lanjut, dengan kontrol medan motor dapat dioperasikan pada faktor daya terkemuka ketika siklokonverter dapat beroperasi dengan pergantian beban dari sisi motor dengan kecepatan tinggi selain pergantian saluran dari suplai pada kecepatan rendah, sehingga memberikan kontrol kecepatan pada lebar jarak. Motor komutator tanpa siklokonverter yang disuplai di mana siklokonverter dioperasikan baik dalam mode sinusoidal dan trapesium yang menarik untuk faktor daya sistem yang lebih baik dan output tegangan yang lebih tinggi dengan biaya peningkatan konten harmonik. Skema kontrol vektor orientasi flux stator untuk motor sinkron siklokonverter-fed enam pulsa yang bersirkulasi arus dengan pengamat fluks yang sesuai untuk penggerak pabrik rolling (300–0–300 rpm). Kombinasi motor sinkron siklokonverter-linear 12-pulsa, 9,64 MVA, dan 120 / 33.1 Hz untuk *Maglev Vehicle ML-500*, kereta berkecepatan tinggi, (517 km / jam) sedang dalam proses pengembangan di Jepang sejak awal 1980-an. Beberapa proyek baru-baru ini melibatkan penggilingan *semiautogenous* (SAG), *semiautogenous* berkekuatan sangat tinggi dengan drive motor sinkron siklokonverter-fed dalam aplikasi penambangan di Peru dan Brasil.

Mengenai motor induksi siklokonverter-fed, aplikasi awal adalah untuk mengendalikan beberapa motor dari pabrik, drive servo berkinerja tinggi, dan drive frekuensi-selip untuk lokomotif listrik diesel. Motor sinkron lebih disukai untuk drive berkecepatan rendah

berkapasitas sangat tinggi karena peringkat tinggi, kemampuan untuk mengontrol faktor daya, dan secara tepat mengatur kecepatan terlepas dari variasi tegangan dan beban, motor induksi, karena tidak adanya loop kontrol eksitasi, struktur sederhana, perawatan mudah, dan respons cepat, telah dipasang untuk drive siklokonverter-fed di Jepang.

Pasokan Daya Frekuensi Konstan. Beberapa aplikasi seperti pesawat terbang dan kapal laut memerlukan output daya frekuensi konstan yang diatur dengan baik dari sumber daya AC frekuensi variabel. Sebagai contoh, dalam konversi daya pesawat, alternator yang terhubung ke mesin yang beroperasi pada kecepatan variabel 10.000-20.000 rpm memberikan daya output frekuensi variabel lebih dari kisaran 1.200-2.400 Hz yang dapat dikonversi ke daya output frekuensi tetap yang diatur secara akurat di 400 Hz melalui siklokonverter dengan filter yang sesuai ditempatkan dalam loop tertutup. Tegangan output dari siklokonverter sebanding dengan tegangan generator, referensi gelombang sinus yang tetap (400 Hz) dalam loop.

Motor sinkron dan induksi dapat digunakan untuk generasi VSCF. Sistem Scherbius statis dapat dimodifikasi (dikenal sebagai drive Kramer) dengan memasukkan daya slip melalui siklokonverter ke mesin sinkron yang dipasang di poros dengan exciter terpisah untuk generasi VSCF. Aplikasi baru dalam peringkat daya yang sangat tinggi dari generator motor berkecepatan variabel frekuensi konstan dengan siklokonverter ada dalam skema penyimpanan yang dipompa menggunakan turbin pompa yang dapat dibalik untuk daya

yang dihasilkan ke berbagai beban atau menjaga frekuensi sistem AC tetap konstan. Pada tahun 1993, sistem penyimpanan dipompa berkecepatan variabel 400 MW ditugaskan oleh Hitachi di pembangkit listrik tenaga air Okhawachi di Jepang di mana lilitan medan generator/motor 20-kutub dengan tiga fase arus frekuensi rendah AC melalui selip cincin oleh 72 MVA, komutasi siklokonverter tiga fase 12-pulsa. Terminal jangkar yang berperingkat 18 kV terhubung ke jaringan utilitas 500 kV melalui transformator step-up. Frekuensi output dari siklokonverter bebas arus yang beredar dikontrol dalam $\pm 5\text{Hz}$, dan frekuensi adalah 60 Hz. Sistem kecepatan variabel memiliki kecepatan sinkron 360 rpm dengan rentang kecepatan 330-390rpm. Efisiensi sistem operasional dalam mode pompa ditingkatkan sebesar 3% bila dibandingkan dengan sistem kecepatan konstan sebelumnya.

Generasi VAR statis. Siklokonverters dengan basis frekuensi tinggi (HF), baik generator HF atau tangki LC berosilasi, dapat digunakan untuk pembangkit dan kontrol daya reaktif, mengganti kondensator sinkron atau saklar kapasitor. Jika siklokonverter dikontrol untuk menghasilkan gelombang tegangan output yang komponen-komponen yang diinginkan berada dalam fase dengan tegangan sistem yang sesuai, daya reaktif dapat disuplai ke salah satu arah ke sistem AC dengan kontrol amplitudo dari tegangan output siklokonverter. Siklokonverter akan menarik arus terkemuka dari (yaitu, itu akan memasok arus lagging ke) sistem AC ketika tegangan outputnya lebih besar dari tegangan sistem dan sebaliknya.

Interaksi antara Sistem Daya AC. Siklokonverter yang diubah secara alami (NCC) pada awalnya dikembangkan untuk aplikasi ini untuk menghubungkan sistem AC tiga fase, 50-Hz dengan fase tunggal $16\frac{2}{3}$ Hz sistem pasokan kereta api di Jerman pada 1930-an. Aplikasi melibatkan motor yang dikendalikan daya selip dengan kecepatan subsinkron dan supersinkron. Stator motor terhubung ke pasokan 50-Hz, yang terhubung ke rotor dan melalui siklokonverter, dan motor menggerakkan generator sinkron satu fase yang diumpankan ke sistem $16\frac{2}{3}$ Hz. Asinkron statis antara dua sistem yang berbeda dari frekuensi yang berbeda dapat diperoleh dengan menggunakan dua NCC bersamaan, masing-masing dengan terminal inputnya terhubung ke basis HF umum. Selama frekuensi dasar lebih tinggi daripada frekuensi dari kedua sistem, dua frekuensi sistem dapat sama atau berbeda. Faktor daya di kedua sisi dapat dipertahankan pada tingkat yang diinginkan.

6.3 Aplikasi dan Pengembangan Baru dari Matrix Konverter

Aplikasi praktis dari matrix konverter, seperti yang sekarang, sangat terbatas. Alasan utama adalah (1) tidak tersedianya sakelar monolitik yang dikendalikan penuh keduanya yang mampu melakukan operasi frekuensi tinggi, (2) implementasi kontrol yang kompleks, (3) batasan intrinsik dari rasio tegangan keluaran/masukan, dan (4) proteksi dan komutasi sakelar. Sakelar dirakit dari perangkat diskrit yang ada yang menghasilkan

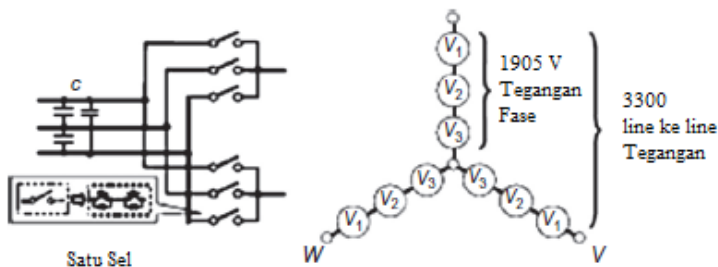
peningkatan biaya dan kompleksitas, dan hanya rangkaian eksperimental matrix konverter konvensional (CMC) *conventional matrix converters* berkapasitas hingga 150 kVA untuk satu unit yang telah dibangun. Namun, dengan kemajuan teknologi perangkat, diharapkan bahwa masalah akan diselesaikan pada akhirnya, dan MC tidak hanya akan menggantikan NCC tetapi juga mengambil alih dari PWM penyearah-inverter. Yaskawa telah memperkenalkan beberapa drive berdasarkan matrix konverter, yang sebagian besar untuk keperluan industri. U1000 (Gambar 6.2) adalah drive industri yang tersedia dalam 200/400 V dan daya mulai dari 5 hingga 500 hp. Drive lain Z1000U adalah drive HVAC yang tersedia antara 7,5 dan 350 hp. AC7 adalah versi lain yang lebih kecil dengan kisaran daya 7,5-125 hp. AC7 tidak ditugaskan di Amerika. Aplikasi lain yang menarik dari *multilevel* dan *multicell* matrix konverter untuk drive daya tinggi bertegangan sedang telah dikembangkan. Matrix konverter tegangan menengah *multicell* dengan hemat energi (FSDrive-MX1S) dengan peringkat 3 kV, 200-3000 kVA atau 6 kV, dan 400-6000 kVA telah dibangun oleh Yaskawa Electric, Jepang, di mana dengan pergeseran fase cerdas pembawa masing-masing sel dan menggabungkan mereka dalam belitan motor, tegangan sedang dapat dicapai seperti yang ditunjukkan pada Gambar 6.2. Fitur yang menonjol dari konverter tegangan menengah ini adalah sebagai berikut:

- Operasi empat kuadran;
- Bentuk gelombang arus input sangat baik karena beberapa pergeseran fase belitan input transformator;

- Desain fleksibel, tiga sel secara seri menghasilkan 3,3 kV dan 200-3000 kVA dan enam sel secara seri menghasilkan 6 kV dan Sistem 400–6000 kVA;
- Gelombang tegangan output sangat baik karena *multistep* konfigurasi.



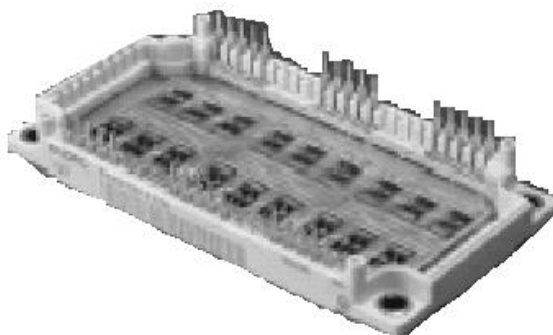
Gambar 6.2 Varian industry matrix konverter oleh Yaskawa (U1000, varian tersedia antara 5 dan 500 hp)



Gambar 6.3 Skema *multicell* matrix konverter dengan tiga sel secara seri dalam setiap fase.

Aplikasi untuk drive ini seperti yang disarankan adalah sebagai berikut: dengan beban berat yang membutuhkan energi regeneratif seperti proses pembuatan baja atau mesin penanganan kargo, dan juga yang membutuhkan regenerasi daya untuk jangka waktu yang lama seperti penggulung untuk kertas.

Baru-baru ini, pemblokiran terbalik IGBT telah membuka kemungkinan konstruksi saklar dua arah untuk matrik konverter praktis dengan hanya dua perangkat *back-to-back*. Modul daya matrik konverter penuh yang lengkap contohnya economic yang ditunjukkan pada Gambar 6.4.



Gambar 6.4 Modul EconoMac marix konverter oleh Eupec

dalam satu paket menggunakan 18 perangkat IGBT (35 A dan 1200 V) dan dioda dalam konfigurasi kolektor umum (Gambar 6.1) tersedia dengan Eupec/Siemens, Jerman. Kemasan ini meminimalkan induktansi menyimpang pada arus komutasi. Fuji dan Powerex telah mengembangkan sampel teknik untuk output leg matrix konverter dalam modul menggunakan RB-IGBT. Baru-baru ini, pendekatan yang efisien untuk merancang kemasan diskrit dari saklar daya resonansi dua arah untuk matrix konverter telah diusulkan dengan menghitung orientasi medan magnet di dalam sel pensaklaran.

Beberapa metode baru seperti *overmodulation*, laju regulasi adaptif, dan kontrol modulasi dua sisi telah diperkenalkan dengan hasil eksperimen untuk mencapai rasio transfer tegangan yang lebih tinggi. Penggerak mesin AC tiga fase berbasis matrix konverter yang memiliki satu di setiap sisi belitan ujung terbuka dengan vektor ruang PWN untuk mencapai beberapa manfaat simultan, seperti penguatan tegangan konverter hingga 1,5, faktor daya jaringan yang dapat dikontrol, dan penghapusan tegangan *common-mode* frekuensi tinggi di terminal mesin. Teknik skalar PWM umum (GSPWM) untuk mengurangi tegangan *common-mode* dalam matrix konverter tanpa menurunkan kualitas arus input.

Terlihat bahwa meskipun MC membutuhkan 50% lebih banyak semikonduktor dan drive gerbang tidak termasuk rangkaian penjepit, area silikon aktif dan jumlah catu daya unit gerbang sebanding dengan VSC dengan peringkat daya yang sama. Kehilangan (*losses*) kedua sistem konverter ini kira-kira sama pada kisaran 40% -70%

dari torsi dan kecepatan terukur dan frekuensi pensaklaran 10 kHz. MC menyadari efisiensi yang lebih baik (92,5% -96%) pada torsi 100% dibandingkan dengan VSC untuk modul IGBT yang sama. Juga, frekuensi pensaklaran maksimum MC (30 kHz pada torsi terukur 250%) juga jauh lebih tinggi. Kerugian yang rendah memungkinkan pengurangan arus (sebesar 33%) dari modul IGBT di MC. Kehilangan harmonik ekstra karena penggunaan matrix konverter untuk drive motor dengan dua teknik modulasi yang umum digunakan.

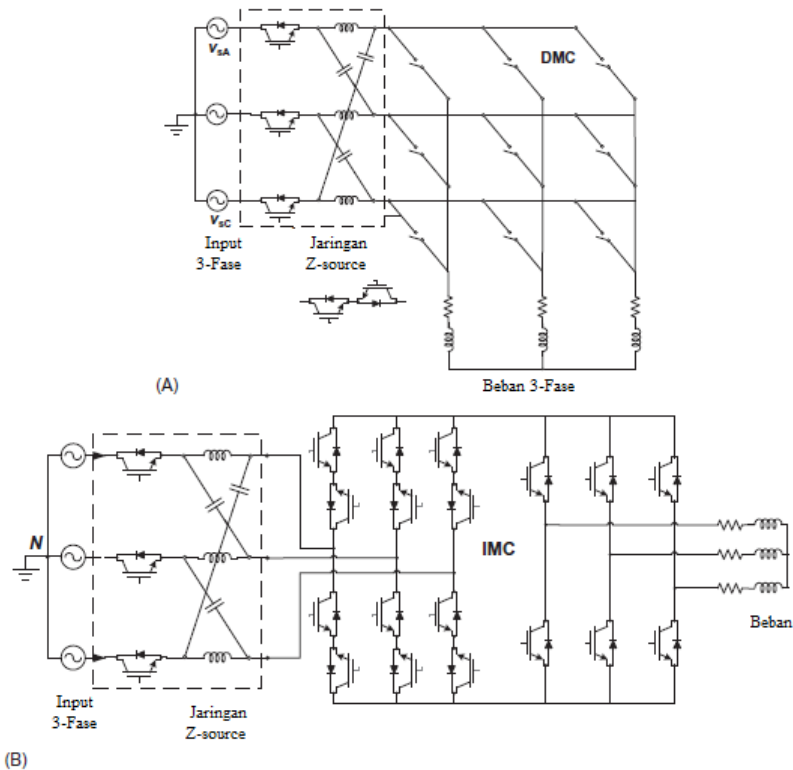
Berbagai aplikasi potensial dari konverter matriks telah diusulkan, dan percobaan dilakukan di bidang sistem VSCF seperti turbin angin dan mikroturbin, catu daya mode sakelar, motor induksi pengisian ganda, termasuk aplikasi sistem tenaga angin, dan propulsi armada laut. Beberapa solusi modern untuk aplikasi matrix konverter industri termasuk motor matrix konverter terintegrasi. Kisaran implementasi praktis yang diterbitkan bervariasi dari matrix konverter 2 kW menggunakan perangkat silikon karbida dan pensaklaran pada 150 kHz untuk aplikasi dirgantara yang dibangun di ETH di Zurich, Swiss, hingga konverter 150 kVA menggunakan 600 A IGBT yang dibangun di laboratorium riset tentara AS dalam kolaborasi dengan University of Nottingham, Inggris Raya.

Skema kontrol yang kompleks dari matrix konverter menuntut persyaratan pengujian yang lebih tinggi, dan salah satu cara modern untuk menguji pengendali sebelum integrasi akhir pada peralatan aktual adalah dengan membuat pengujian simulasi waktu-nyata (HIL) real-time perangkat keras.

Matrix konverter-fed *adjustable speed drive* (ASDs) memiliki keunggulan operasi inheren empat kuadran, tidak adanya kapasitor elektrolit penghubung dc yang besar, karakteristik daya input bersih dengan faktor daya input tinggi, dan peningkatan kepadatan daya dengan kemungkinan beroperasi di tempat yang bertemperatur lebih tinggi. Namun, karena tidak adanya tautan dc, ini lebih rentan terhadap gangguan daya input, dan modul *ride-through* diperlukan untuk ditambahkan untuk drive ini di bawah gangguan daya jangka pendek. Modul seperti yang dikembangkan dengan penambahan minimal perangkat keras dan perangkat lunak ke dalam matrix konverter (230 V dan 3 kVA). Strategi modulasi PWM untuk operasi toleran kesalahan dari drive berbasis matrix konverter terhadap sakelar terbuka, gangguan fasa terbuka, dan kegagalan korsleting yang singkat. Ini dapat meningkatkan keandalan drive matrix konverter karena dimungkinkan untuk terus menerus dengan mengatur dua fase yang tersisa setelah mengisolasi fase yang rusak.

Aplikasi matrix konverter tiga fase sebagai unit konversi statis untuk unit catu daya darat untuk servis pesawat untuk memberikan solusi yang ringkas tanpa hubungan dc dan kemampuan untuk menghasilkan 400- Hz kualitas tinggi bentuk gelombang sinusoidal dalam kondisi mapan. Tiga fase *z-source* matrix konverter sedang dipertimbangkan. Manfaat dari *Z-sourcing* adalah bahwa pertama, VTR lebih dari 0,866, dapat dicapai, membahas keluarga DMC *Z-source* di mana VTR 0,992 dicapai. Kedua, membantu mengatasi masalah komutasi. Studi komparatif pada berbagai *Z-source* dan quasi-*Z-source* IMC. Evaluasi terperinci tentang berbagai DMC *Z-*

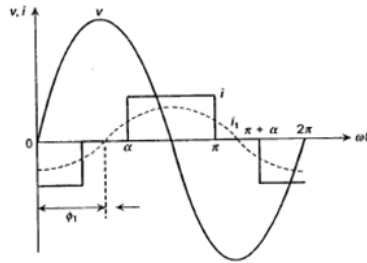
source dan IMC. Z-source DMC dan IMC ditunjukkan pada Gambar 6.5. Sumber arus AC-AC langsung matrix konverter untuk aplikasi dalam sistem tenaga industri. Sistem *dynamic voltage restorer* (DVR) yang menggunakan matrix konverter dan penyimpanan roda gila, untuk mengatasi masalah penurunan tegangan pada sistem tenaga. Topologi yang diusulkan menghilangkan komponen pasif tautan dc yang mengakibatkan berkurangnya kebutuhan perawatan dan peningkatan kepadatan daya.



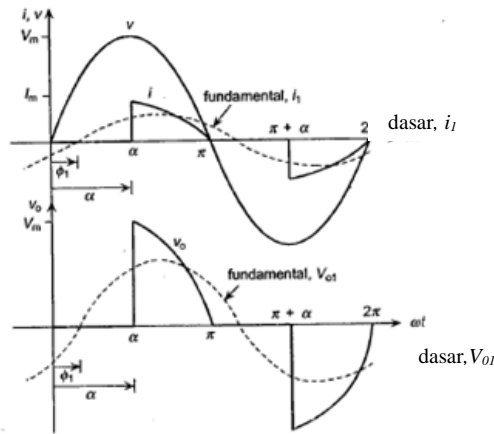
Gambar 6.5 Z-source matrix konverter tiga-fase: (A) Z-souce DMC dan (B) Z-source IMC

BAB VII: ANALISIS HARMONIK PADA KONVERTER

Untuk tegangan dan arus sinusoidal frekuensi yang sama, daya nyata dan daya reaktif serta faktor daya dapat ditemukan dengan mudah menggunakan hubungan standar. Namun demikian, dalam rangkaian elektronik daya, perangkat (dioda, thyristor, transistor, dll) aktif, dalam beberapa bagian siklus, dan tidak aktif di bagian lain. Oleh karena itu, secara umum, arus dan gelombang tegangan bersifat periodik tetapi non-sinusoidal, seperti ditunjukkan pada Gambar 7.1. Dengan demikian, hubungan tegangan dan arus, faktor daya untuk gelombang murni sinusoidal tidak lagi benar. Pada kondisi kosten, bentuk gelombang tegangan dan arus dapat kontinu atau diskontinyu dan mungkin mengandung harmonik frekuensi tinggi. Selain itu, sudut faktor daya tidak lebih terkait langsung hanya dengan input daya atau dengan sudut fase antara bentuk gelombang arus dan tegangan, seperti ditunjukkan pada Gambar 7.1b untuk regulator AC dengan beban R. Untuk membandingkan berbagai jenis konverter dari kelas yang sama, untuk mengetahui pengaruh konverter pada sistem utilitas (contoh. Jalur distribusi daya). Untuk mengetahui tingkat interferensi elektromagnetik (EMI) yang diakibatkan, analisis harmonik. Secara umum, ekspansi seri forier digunakan untuk mengetahui isi harmonik dari tegangan dan arus. Karena bentuk gelombang tidak sinus (non-sinusoidal), diperlukan beberapa istilah lagi yang didefinisikan.



(a) Bentuk gelombang tegangan dan arus untuk analisis harmonik



(b) Bentuk gelombang tegangan dan arus dari AC regulator untuk beban R

Gambar 7.1. Bentuk gelombang tidak sinusoidal untuk analisis harmonik

Pemindahan faktor daya (*Displacement power factor (DPF)*) itu juga dikenal sebagai faktor daya dasar. Ini adalah cosinus dari sudut Φ_1 , antara suplai tegangan dan komponen mendasar dari bentuk gelombang saat ini, yaitu:

$$DPF = \cos \Phi_1 \quad (7.1)$$

Faktor **distorsi** (FD) adalah ukuran distorsi dalam gelombang arus masukan dibandingkan dengan bentuk gelombang

sinusoidal yang normal. Ini adalah rasio komponen dasar dari arus (I_1) terhadap total input arus (I). Keduanya dalam nilai rms.

$$DF = \frac{I_1}{I} \quad (7.2)$$

Input power factor (IPF) adalah rasio dari input daya nyata atau rata-rata ke nilai rms dari input daya yang nyata. Jika V , I , V_1 , I_1 , dan Φ_1 adalah tegangan suplai input, arus masukan, komponen dasar dari arus masukan dan sudut fase antara V dan I_1 , berturut-turut, maka faktor daya input diberikan oleh:

$$PF = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{VI} = \frac{V I_1 \cos \phi_1}{VI} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 \quad (7.3)$$

Di sini, tegangan suplai input dianggap sinusoidal sempurna (hanya mendasar tanpa harmonik), yaitu $V = V_1$. Juga, akan terbukti kemudian bahwa input daya rata-rata atau nyata untuk beban hanya tergantung pada komponen dasar dari arus input.

Faktor Harmonik atau total harmonik distortion (THD) ini adalah parameter yang paling penting untuk membandingkan kinerja konverter yang berbeda. Ini memberi gagasan tentang EMI yang disebabkan oleh konverter. Ini adalah rasio nilai rms dari semua istilah harmonik ke komponen dasar arus (I_1). Oleh karena itu, HF atau THD sangat penting diberikan oleh

$$THD_f = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (7.4)$$

Di mana I_2, I_3, I_4, \dots adalah komponen harmonik dari arus dan I adalah nilai rms dari arus input. Terkadang, THD didefinisikan

berdasarkan nilai rms dari arus input. Oleh karena itu, HF atau THD arus diberikan oleh

$$THD_r = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I} = \sqrt{1 - \left(\frac{I_1}{I}\right)^2} \quad (7.5)$$

Factor riak untuk AC ke dc converter, yang diinginkan bahwa tegangan dan arus riak dalam output harus seminimal mungkin untuk mempertahankan nilai rata-rata hampir konstan. Oleh karena itu, faktor riak adalah rasio nilai rms dari semua istilah harmonik, dengan nilai rata-rata arus (I_{av}), karena itu,

$$RF = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_{av}} \quad (7.6)$$

Catatan: di sini HF atau THD dan RF didefinisikan hanya dalam kondisi saat ini. Namun, definisi ini berlaku untuk tegangan output juga.

Input daya untuk setiap tegangan sinusoidal dan non sinusoidal, daya input arus diberikan oleh

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) i(\omega t) d(\omega t) \quad (7.7)$$

Mengganti ungkapan tegangan dan arus dalam bentuk umum

$$P_{av} = \int_0^{2\pi} \left\{ \left[V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega t + \theta_n) \right] \left[I_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \right] d(\omega t) \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} V_{dc} I_{dc} (2\pi - 0) + \int_0^{2\pi} V_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n + \phi_n) d(\omega t) \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{dc} \\
&\quad \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_n \sin(n \omega t + \phi_n) d(\omega t) \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} 2V_n I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \sin(n\omega t \\
&\quad + \phi_n) d(\omega t)
\end{aligned}$$

Karena nilai rata-rata fungsi sinusoidal pada suatu siklus adalah nol, kita dapatkan

$$P_{av} = V_{dc} I_{dc} + 0 + 0 + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n [\cos(\theta_n - \phi_n) - \cos(2n\omega t + \theta_n + \phi_n)] d(\omega t) \quad (7.8)$$

$$= V_{dc} I_{dc} + \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\theta_n - \phi_n) 2\pi + 0$$

$$= V_{dc} I_{dc} + V_n I_n \cos \Psi_n \quad \text{dimana } \Psi_n = \theta_n - \phi_n$$

$$P_{av} = V_{dc} I_{dc} + V_1 I_1 \cos \Psi_1 + V_2 I_2 \cos \Psi_2 + \dots + V_n I_n \cos \Psi_n \quad (7.9)$$

Ini adalah bentuk persamaan daya yang paling umum bentuknya. Jelas bahwa tegangan dan arus dari frekuensi daya rata-rata berkontribusi sama (nyata atau aktif).

Contoh 5. Tentukan kontribusi komponen dasar arus untuk daya yang bermanfaat.

Solusi setiap gelombang arus periodik dapat direpresentasikan oleh serangkaian sinusoidal dan bentuk gelombang dc. Untuk penurunan faktor daya dari arus masukan non-sinusoidal, tegangan input sinusoidal yang sempurna (distorsi nol) dan tidak terpengaruh pensaklaran (on dan off dari perangkat daya semikonduktor). Tegangan suplai input diberikan oleh

$$v(\omega t) = V_m \sin \omega t = \sqrt{2} V \sin \omega t$$

Untuk arus bolak-balik, istilah dc tidak ada. Karena itu

$$i(\omega t) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{n \neq 1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

input daya rata-rata diberikan oleh

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) v(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1) \sqrt{2} V \sin \omega t d(\omega t) \\ &\quad + \sum_{n \neq 1} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \sqrt{2} V \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{VI_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [\cos \phi_1 - \cos(2\omega t + \phi_1)] d(\omega t) \\ &\quad + \sum_{n \neq 1} \frac{VI_n}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ \cos[(n-1)\omega t + \phi_n] \\ &\quad \quad - \cos[(n+1)\omega t + \phi_n] \} d(\omega t) \end{aligned}$$

Karena

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)]$$

Maka

$$\begin{aligned} P_{av} &= \frac{VI_1}{2\pi} \left\{ [\cos\phi_1(\omega t)]_0^{2\pi} - \left[\frac{1}{2} \sin(2\omega t + \phi_1) \right]_0^{2\pi} \right\} \\ &+ \sum_{n \neq 1} \frac{VI_n}{2\pi} \left\{ \left(\frac{1}{n-1} \sin[(n-1)\omega t + \phi_n] \right)_0^{2\pi} \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{1}{n+1} \sin[(n+1)\omega t + \phi_n] \right)_0^{2\pi} \right\} \\ &= \frac{VI_1}{2\pi} \left[\cos\phi_1 - \frac{1}{2} (\sin\phi_1 - \sin\phi_1) \right] \\ &\quad + \sum_{n \neq 1} \frac{VI_n}{2\pi} \left[\frac{1}{n-1} (\sin\phi_n - \sin\phi_n) \right] \end{aligned}$$

Karena

$$\sin(2\pi + \phi_n) = \sin\phi_n$$

Maka

$$P_{av} = \frac{VI_1}{2\pi} [\cos\phi_1(2\pi) + 0] + \sum_{n \neq 1} \frac{VI_n}{2\pi} (0 - 0) = VI_1 \cos\phi_1$$

Oleh karena itu, tegangan input sinusoidal, komponen dasar dari arus (beban) dan perbedaan fasanya memberikan daya yang bermanfaat.

Eksansi deret Fourier Secara umum, setiap sinyal periodik atau bentuk gelombang saat ini, $i(\omega t)$ dapat direpresentasikan oleh serangkaian istilah sinusoidal dan istilah dc karenanya,

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

$$= I_{dc} + \sum_{n=1,2,..}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin (n\omega t + \phi_n) \quad (7.10)$$

$$= I_{dc} + I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n \sin (n\omega t + \phi_n) \quad (7.11)$$

Dimana $\phi_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right)$ dan nilai rms yang mendasar dan istilah dari harmonik diberikan sebagai

$$I_n = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \quad (7.12)$$

Dan

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

Juga

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (7.13)$$

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

Meskipun untuk jenis konverter yang umum, tersedia persamaan standar yang dapat digunakan untuk menentukan kinerja konverter. Namun, persamaan ini hanya berlaku untuk kondisi ideal, yaitu didasarkan pada asumsi bahwa keduanya sinusoidal atau konstan selama periode konduksi, masing-masing. Arus atau

tegangan yang sesuai harus dipertimbangkan untuk analisis yang akurat.

PROSEDUR UNTUK PERHITUNGAN MENGGUNAKAN PROGRAM KOMPUTER

Bentuk gelombang periodik dinyatakan dalam deret Fourier, seperti yang diberikan:

$$y(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (7.14)$$

$$= y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (7.15)$$

Di mana a_0 adalah dua kali nilai rata-rata (rata-rata atau komponen dc) dari fungsi $y(\omega t)$

Nilai rata-rata diberikan oleh

$$y_0 = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y(\omega t) d(\omega t) \quad (7.16)$$

Demikian pula, adalah dua kali nilai rata-rata dari titik $y(\omega t) \cos(\omega t)$, yaitu

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (4.17)$$

Dan b_n adalah dua kali nilai rata-rata dari hasil $\sin(\omega t)$, yaitu

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(\omega t) \sin d(\omega t) \quad (7.18)$$

Sekarang, y_0 , a_1 , a_2, \dots , dan b_1 , b_2, \dots , b_n dapat ditemukan dengan integrasi numerik langkah demi langkah untuk integrasi

menggunakan komputasi standar, misalnya. MATLAB, MATHCAD, dll. Untuk tujuan ini, biarkan $y(\omega t)$ diambil sampelnya pada interval yang sama dalam satu siklus. Oleh karena itu, setiap langkah sampling adalah $2\pi/m$. Sekarang, nilai $y(\omega t)$ pada setiap langkah adalah diberikan oleh y_1, y_2, \dots, y_m , karenanya

$$a_0 = \frac{2}{m} \sum_{m=1}^m y_m = \frac{1}{m} (y_1 + y_2 + \dots + y_m)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{m} \sum_{m=1}^m (y_m \cos n \omega t) \\ &= \frac{2}{m} (y_1 \cos n \omega t \\ &\quad + y_2 \cos n \omega t + \dots + y_m \cos n \omega t) \end{aligned}$$

$$b_n = \sum_{m=1}^m (y_m \sin n \omega t) = \frac{2}{m} (y_1 \cos n \omega t + y_2 \cos n \omega t + \dots + y_m \cos n \omega t) \quad (7.19)$$

Dimana

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{m} (y_1 \cos \omega t + y_2 \cos \omega t + \dots + y_n \cos \omega t) \\ b_1 &= \frac{2}{m} (y_1 \sin \omega t + y_2 \sin \omega t + \dots + y_m \sin \omega t) \\ b_2 &= \frac{2}{m} (y_1 \sin 2 \omega t + y_2 \sin 2 \omega t + \dots + y_m \sin 2 \omega t) \end{aligned}$$

Nilai rms dari masing-masing istilah harmonik dapat ditemukan

$$Y_n = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \quad \text{dan} \quad \varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (7.20)$$

Terkadang nilai rms dari fungsi $y(\omega t)$ juga diperlukan, yang mana diberikan oleh

$$y_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} y^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} = \left(\frac{1}{m} \sum_{m=1}^m y_m^2 \right)^{1/2} = \left[\frac{1}{m} (y_1^2 + y_2^2 + \dots + y_n^2) \right]^{1/2} \quad (7.21)$$

7.1 Daya dan Harmonik Di Sistem Nonsinusoidal

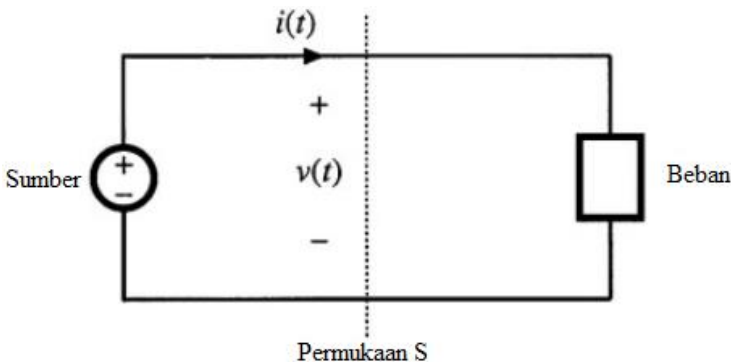
Harmonisa arus AC yang tidak diinginkan, dan faktor daya rendah, dari deteksi puncak konvensional dan penyearah terkontrol fase. Efek buruk dari harmonisa sistem tenaga telah dikenali dengan baik. Efek-efek ini termasuk: besaran arus netral tidak aman dalam sistem tiga fase, pemanasan dan pengurangan umur pada transformator dan motor induksi, degradasi bentuk gelombang tegangan sistem, arus yang tidak aman pada kapasitor koreksi faktor daya, dan tidak berfungsinya elemen perlindungan sistem tenaga tertentu. Dalam arti sebenarnya, penyearah konvensional adalah pencemar harmonik dari sistem distribusi daya ac. Dengan penyebaran luas peralatan elektronik di masyarakat kita, harmonik penyearah telah menjadi masalah yang signifikan dan terukur. Dengan demikian ada kebutuhan untuk penyearah berkualitas tinggi, yang beroperasi dengan faktor daya tinggi, efisiensi tinggi, dan berkurangnya generasi harmonik. Beberapa standar internasional sekarang ada yang secara khusus membatasi besarnya arus harmonik, untuk kedua peralatan daya tinggi seperti drive motor

industri, dan peralatan daya rendah seperti ballast elektronik untuk lampu fluorescent dan pasokan listrik untuk peralatan kantor.

Aliran energi dalam sistem tenaga yang mengandung bentuk gelombang nonsinusoida. Daya rata-rata, nilai rms, dan faktor daya dinyatakan dalam deret Fourier dan bentuk gelombang arus.

7.2 Daya Rata-Rata

Tranmisi energi dari sumber ke beban, melalui permukaan yang diberikan seperti pada Gambar 7.2. Dalam rangkaian pada Gambar 7.2, bentuk gelombang tegangan $v(t)$ diberikan oleh sumber, dan bentuk gelombang saat ini ditentukan oleh respon beban. Dalam kasus yang lebih umum dimana impedansi sumber yang signifikan, maka $v(t)$ dan $i(t)$ keduanya tergantung pada karakteristik sumber dan beban. Sistem tiga fase yang seimbang dapat diperlakukan dengan cara yang sama, pada basis per fase, menggunakan saluran arus dan tegangan ke saluran netral.



Gambar 7.2. Transmisi energi melalui permukaan S

Jika $v(t)$ dan $i(t)$ periodic, maka dapat dinyatakan sebagai deret Fourier:

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

secara umum, power sesaat $p(t) = v(t)i(t)$ dapat mengasumsikan nilai positif dan negative pada berbagai titik selama siklus jaringan ac. Energi kemudian mengalir kedua arah antara sumber dan beban. Sangat menarik untuk menentukan energi bersih yang ditransmisikan ke beban selama satu siklus, atau

$$W_{cycle} = \int_0^T v(t)i(t)dt$$

Ini terkait langsung dengan daya rata-rata sebagai berikut:

$$P_{av} = \frac{W_{cycle}}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt$$

Ini terkait langsung dengan daya rata-rata sebagai berikut:

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega t - \varphi_n))(I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n))dt$$

Untuk mengevaluasi integral ini, kita harus mengalihkan deret tak hingga. Dapat ditunjukkan bahwa integral dari istilah-istilah cross-product adalah nol, dan satu-satunya kontribusi ke integral berasal dari harmoni tegangan dan arus dengan frekuensi yang sama:

$$\int_0^T (v_n \cos(n\omega t - \varphi_n))(I_m \cos(m\omega t - \theta_m)) dt$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{if } n \neq m \\ \frac{v_n I_n}{2} \cos(\varphi_n) & \text{if } n = m \end{cases}$$

Rata – rata power karenanya

$$P_{av} = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n)$$

Jadi energi bersih ditransmisikan ke beban hanya ketika deret fourier dari $v(t)$ dan $i(t)$ mengandung istilah difrekuensi yang sama. Misalnya, jika $v(t)$ dan $i(t)$ keduanya mengandung harmonik ketiga, maka energi bersih ditransmisikan pada frekuensi harmonik ketiga, dengan daya rata-rata sama dengan

$$\frac{V_3 I_3}{2} \cos(\varphi_3 - \theta_3)$$

Dimana $\frac{V_3 I_3}{2}$ sama dengan rms volt-ampere dari arus dan tegangan harmonik ketiga. Istilah ini adalah istilah perpindahan yang memperhitungkan perbedaan fase antara tegangan harmonik ketiga saat ini.

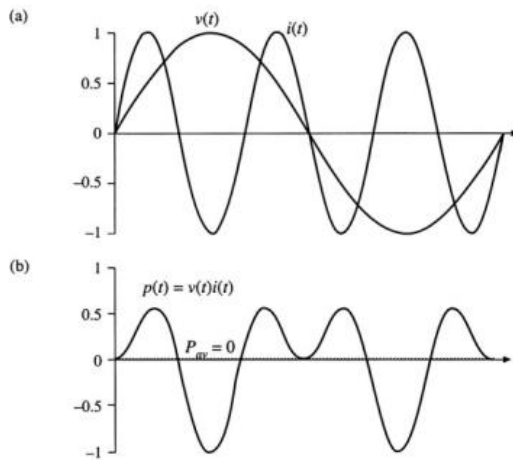
Beberapa contoh aliran daya dalam sistem yang mengandung harmonik di tunjukkan dalam Gambar 7.3 Hingga 7.5. Pada contoh satu, Gambar 7.3, tegangan dan arus hanya berisi tegangan harmonik ketiga. Dapat dilihat bahwa bentuk gelombang daya sesaat $p(t)$ memiliki nilai rata-rata nol, energi bersirkulasi antara sumber dan beban, tetapi lebih dari satu siklus energi bersih yang ditransfer ke beban adalah nol. Dalam contoh 2, Gambar 7.4, masing-masing

tegangan dan arus hanya mengandung harmonik ketiga. Kekuatan rata-rata diberikan oleh persamaan dibawah ini.

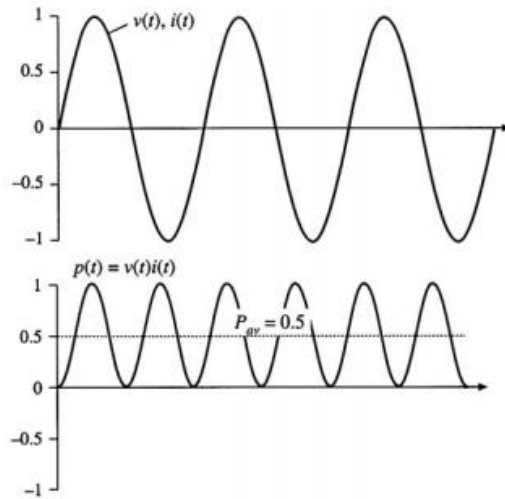
Dalam contoh 3, Gambar 7.5, bentuk gelombang tegangan mengandung harmonik dasar, harmonik ketiga, dan harmonik kelima, sedangkan arus berisi harmonik dasar, harmonik kelima, dan harmonik ketujuh, sebagai berikut:

$$v(t) = 1.2\cos(\omega t) + 0.33\cos(3\omega t) + 0.2\cos(5\omega t)$$

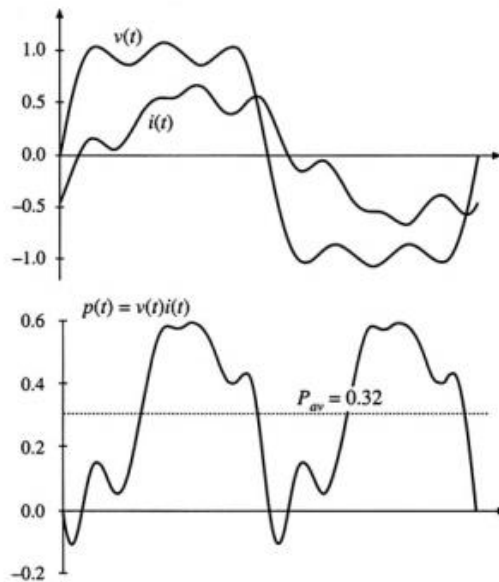
$$i(t) = 0.6\cos(\omega t + 30^\circ) + 0.1\cos(5\omega t + 45^\circ) + 0.1\cos(7\omega t + 60^\circ)$$



Gambar 7.3. Tegangan, arus dan bentuk gelombang daya sesaat, contoh 1. Tegangan hanya berisi fundamental, dan arus hanya berisi harmonik ketiga. Kekuatan rata-rata adalah nol



Gambar 7.4. Tegangan, arus, dan bentuk gelombang daya sesaat, contoh 2. Tegangan dan arus masing-masing hanya mengandung harmonik ketiga, dan berada dalam fase. Energi bersih ditransmisikan pada frekuensi harmonik ketiga.



Gambar 7.5. Tegangan, arus, dan bentuk gelombang daya sesaat, contoh 3. Arus kelima ketujuh mengandung harmonik dasar. Energi bersih ditransmisikan pada frekuensi harmonik kelima yang mendasar.

Daya rata-rata ditransmisikan pada frekuensi harmonik kelima yang mendasar, karena hanya frekuensi ini yang hadir di kedua bentuk gelombang. Semua istilah nol kecuali untuk syarat harmonik dasar dan kelima, sebagai berikut:

$$P_{av} = \frac{(1.2)(0.6)}{2} \cos(30^\circ) + \frac{(0.2)(0.1)}{2} \cos(45^\circ) = 0.32$$

7.3 Arus Harmonik Pada Sistem Tiga Fase

Kehadiran arus harmonik juga dapat menyebabkan beberapa masalah khusus dalam sistem tiga fase. Dalam sistem tiga fase empat kawat, arus harmonik dapat menyebabkan arus besar pada konduktor netral, yang dapat dengan mudah melebihi nilai arus konduktor. Kapasitor koreksi factor daya dapat mengalami peningkatan arus rms yang signifikan, menyebabkannya gagal. Pada bagian ini sifat-sifat aliran arus harmonik dalam sistem tiga fase diturunkan.

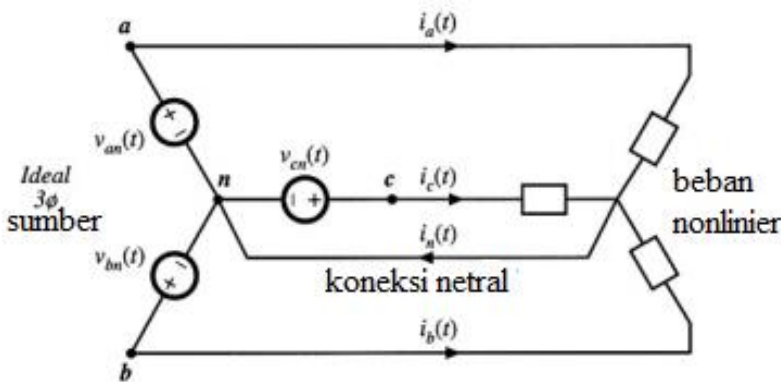
7.4 Arus Harmonik Dalam Jaringan Tiga Kawat Tiga Fase

Perhatikan jaringan tiga kawat empat fase dari Gambar 7.6 Secara umum kita dapat mengekspresikan deret fourier dari arus dan tegangan garis netral sebagai berikut:

$$i_{\alpha}(t) = l_{\alpha 0} + \sum_{k=1}^{\infty} l_{\alpha k} \cos(k\omega t - \theta_{\alpha k})$$

$$i_b(t) = l_{b0} + \sum_{k=1}^{\infty} l_{bk} \cos(k(\omega t - 120^\circ) - \theta_{bk})$$

$$i_c(t) = l_{c0} + \sum_{k=1}^{\infty} l_{ck} \cos(k(\omega t - 120^\circ) - \theta_{ck})$$



Gambar 7.6 Aliran arus pada jaringan tiga fase empat kawat

$$v_{an}(t) = v_m \cos(\omega t)$$

$$v_{bn}(t) = v_m \cos(\omega t - 120^\circ)$$

$$v_{cn}(t) = v_m \cos(\omega t + 120^\circ)$$

Arus netral karenanya: $i_n = i_a + i_b + i_c$ atau

$$i_n(t) = i_{\alpha 0} + i_{b0} + i_{c0} +$$

$$\sum_{K=1}^{\infty} [I_{\alpha k} \cos(k\omega t - \theta_{\alpha k}) + I_{bk} \cos(k(\omega t - 120^\circ) - \theta_{bk}) + I_{ck} \cos(k(\omega t + 120^\circ) - \theta_{ck})]$$

Ketika beban tidak seimbang (meskipun tegangan seimbang dan tidak terdistorsi), kita dapat mengatakan sedikit tentang saluran arus netral. Jika beban tidak seimbang dan non linier, maka jalur dan arus netral dapat mengandung harmonisa dari semua urutan, termasuk harmonik genap dan triplen.

Beban non linier seimbang adalah beban dimana $I_{\alpha k} = I_{bk} = I_{ck} = I_k$ dan $\theta_{\alpha k} = \theta_{bk} = \theta_{ck} = \theta_k$ untuk semua k; yaitu harmonik dari tiga fase semua memiliki amplitude dan pergeseran fase yang sama.

$$i_n(t) = 3I_0 + \sum_{k=3,6,9,\dots}^{\infty} 3I_k \cos(k\omega t - \theta_k) \quad (7.22)$$

Pada dasarnya sebagian besar fundamental harmonik dibatalkan, dan tidak muncul dalam konduktor netral. Dengan demikian, adalah kepentingan utilitas untuk menyeimbangkan muatan nonlinier serta harmoniknya. Tetapi tidak semua harmonik dibatalkan dari persamaan (4.23) : dc dan triplen (triple-n, atau 3,6,9,...) arus netral rms adalah

$$i_{n,rms} = 3 \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=3,6,9,\dots}^{\infty} \frac{I_k^2}{2}} \quad (4.23)$$

Contoh

Beban nonlinier yang seimbang menghasilkan arus yang mengandung harmonik dan 20% ketiga: $i_{an}(t) = I_1 \cos(\omega t - \theta_1) + 0.2I_1 \cos(3\omega t - \theta_3)$ temukan arus netral rms, dan andingkan amplitudonya dengan amplitude arus rms.

Solusi:

$$i_{n,rms} = 3 \sqrt{\frac{(0.2I_1)^2}{2}} = \frac{0.6I_1}{\sqrt{2}}$$

$$i_{n,rms} = \sqrt{\frac{I_1^2(0.2I_1)^2}{2}} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + 0.04} = \frac{I_1}{\sqrt{2}}$$

Jadi besarnya arus netral adalah 60% dari besarnya arus, triplen harmonik dalam tiga fase ditambahkan, sehingga 20% harmonik ketiga mengarah ke 60% arus harmonik ketiga. Namun kehadiran harmonik ketiga memiliki efek yang sangat kecil pada nilai rms dari arus. Aliran arus netral tak terduga yang signifikan.

DAFTAR PUSTAKA

Ahmed, N. A. *et al.* (2014) 'AC-AC Voltage Regulator Conditioning Converter with Three Control Schemes', (1), pp. 169–173.

Ali, M., Iqbal, A. and Khan, M. R. (no date) *AC-AC Converters*. doi: 10.1016/B978-0-12-811407-0.00014-3.

Chattopadhyay, A. K. (2011) *AC-AC converters, Power Electronics Handbook*. doi: 10.1016/B978-0-12-382036-5.00018-5.

Erickson, R. W. and Maksimovic, D. (2004) *Fundamentals of Power Electronics 2nd Edition*. doi: 10.1017/CBO9781107415324.004.

Jamil, A. (2009) *Power Electronics*. Asoke K. Ghosh, PHI Learning Private, M-97, Cunnought Circus, New delhi-110001.

Lee, K. B. and Bak, Y. (2018) *Modeling and control of AC/AC converter, Control of Power Electronic Converters and Systems*. Elsevier Inc. doi: 10.1016/B978-0-12-805245-7.00007-X.

Tentang Penulis

Tole Sutikno, Ph.D.

Tole Sutikno mendapatkan gelar S.T. dari Universitas Diponegoro, gelar M.T. dari Universitas Gadjah Mada, dan gelar Ph.D. di Universiti Teknologi Malaysia, masing-masing pada tahun 1999, 2004 dan 2016, ketiganya didapatkan dalam bidang Teknik Elektro. Sejak 2001, ia telah menjadi Dosen di Program Studi Teknik Elektro, Universitas Ahmad Dahlan, Indonesia. Penulis aktif melakukan penelitian dengan keluaran berupa artikel ilmiah yang terbit pada jurnal internasional bereputasi, prosiding konferensi internasional maupun buku. Selain itu ia juga aktif menjadi editor kepala pada beberapa Jurnal Internasional dalam bidang teknik elektro, komputer dan informatika. Minat penelitiannya meliputi bidang elektronika daya, sistem penggerak motor dan aplikasi FPGA. Penulis dapat dihubungi melalui email: tole@ee.uad.ac.id

Tri Wahono

Tri Wahono mendapatkan gelar S.T. dari Universitas Ahmad Dahlan, tahun 2017, pada bidang Teknik Elektro. Sejak 2017, ia telah aktif bekerja menjadi asisten peneliti di bawah Program Studi Teknik Elektro, Universitas Ahmad Dahlan, Indonesia. Selain itu ia juga aktif menjadi asistant editor pada beberapa Jurnal Internasional dalam bidang teknik elektro, komputer dan informatika. Minat penelitiannya meliputi bidang elektronika daya, pengembangan energi terbarukan, sistem embeded dan robotika. Penulis dapat dihubungi melalui email: triwahono060@gmail.com

Konverter AC-AC

Prinsip dan Aplikasi

Puji syukur kehadiran Allah SWT, Tuhan Yang Maha Esa, atas limpahan rahmat dan karuniaNya sehingga buku "KONVERTER AC-AC" ini telah diselesaikan. Buku ini disusun sebagai buku teks mahasiswa Strata 1 maupun Diploma jurusan Teknik Elektro. Namun juga dapat digunakan sebagai buku teks untuk mahasiswa jenjang Strata 2 serta sebagai bahan referensi untuk praktisi yang bekerja di lingkup teknik elektro.

Buku ini disusun berdasarkan referensi dari berbagai buku, hasil penelitian dan data dari industri yang berkaitan dengan converter AC-AC. Buku ini disusun menjadi 7 Bab yang membahas tentang kontrol tegangan satu Fasa, kendali pensaklaran Fasa, matrix konverter, aplikasi dari converter AC-AC dan analisis harmonik dari konverter.

Pembaca diasumsikan telah memiliki pengetahuan dasar mengenai perangkat daya elektronik, konverter daya, sistem kelistrikan dan elektronika daya. Dan juga, pembaca telah dibekali dengan keilmuan di bidang elektronika.

Buku ini terdiri dari 7 bab yang menjelaskan secara rinci terkait dengan Konverter AC-AC, antara lain:

- BAB I: PENDAHULUAN
- BAB II: KONTROL TEGANGAN AC-AC SATU FASA
- BAB III: PRINSIP KENDALI PENSAKLARAN FASA
- BAB IV: SIKLOKONVERTER (CYCLOCONVERTER)
- BAB V: MATRIX KONVERTER
- BAB VI: APLIKASI KONVERTER AC-AC
- BAB VII: ANALISIS HARMONIK PADA KONVERTER



Institute of Advanced Engineering and Science (IAES)
Redaksi: D2, Griya Ngoto Asri, Bangunharjo, Sewon 55187
Bantul, Yogyakarta, Indonesia,
Telp: +62 274 4331796, 4534501, 2805750

ISBN 978-602-70504-3-3

