

KONVERTER

DC = DC

Prinsip & Aplikasi



Tole Sutikno
Hendril Satrian Purnama

KONVERTER DC-DC

Prinsip dan Aplikasi

Tole Sutikno & Hendril Satrian Purnama



Konverter DC-DC: Prinsip dan Aplikasi

Penulis

Tole Sutikno

Hendril Satrian Purnama

ISBN: 9-786020-737379

Desain Sampul & Layout

Hendril Satrian Purnama

Penerbit

UAD Press

Redaksi

Lembaga Penerbitan dan Publikasi Ilmiah (LPPI)

Kampus 4, Universitas Ahmad Dahlan, Gedung Utama, Lantai 9

Jl. Ringroad Selatan, Kragilan, Tamanan, Banguntapan, Bantul

Yogyakarta, Indonesia 55191

Phone: +62 (274) 563515

Cetakan pertama, Februari 2020

Hak Cipta Seluruh isi buku dan sampul merupakan hak cipta Lembaga Penulisan dan Penerbitan Ilmiah (LPPI), Universitas Ahmad Dahlan.

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 kehadirat Allah SWT atas limpahan rahmat dan karunianya sehingga Buku “**Konverter DC-DC**” ini telah diselesaikan. Buku ini disusun sebagai buku teks untuk mahasiswa S-1 ataupun Diploma dengan jurusan/program studi Teknik Elektro. Namun juga dapat digunakan sebagai bahan referensi bagi para praktisi yang bekerja di bidang terkait.

Buku ini disusun berdasarkan kajian dan referensi dari beberapa buku serta hasil penelitian yang berkaitan. Buku ini terbagi menjadi 11 Bab yang terdiri dari dasar-dasar, prinsip dan juga aplikasi dari Konverter DC-DC.

Pembaca diasumsikan memiliki pengetahuan dasar terkait komponen elektronika, dasar rangkaian listrik, dan juga kalkulus ataupun matematika teknik.

Pada akhirnya kami menyadari masih terdapat banyak kekurangan dalam penyusunan buku ini, untuk itu kami sangat mengharapkan kritik dan saran dari para pembaca terhadap penyempurnaan buku ini. Semoga buku ini dapat memberi manfaat yang luas bagi para pembaca.

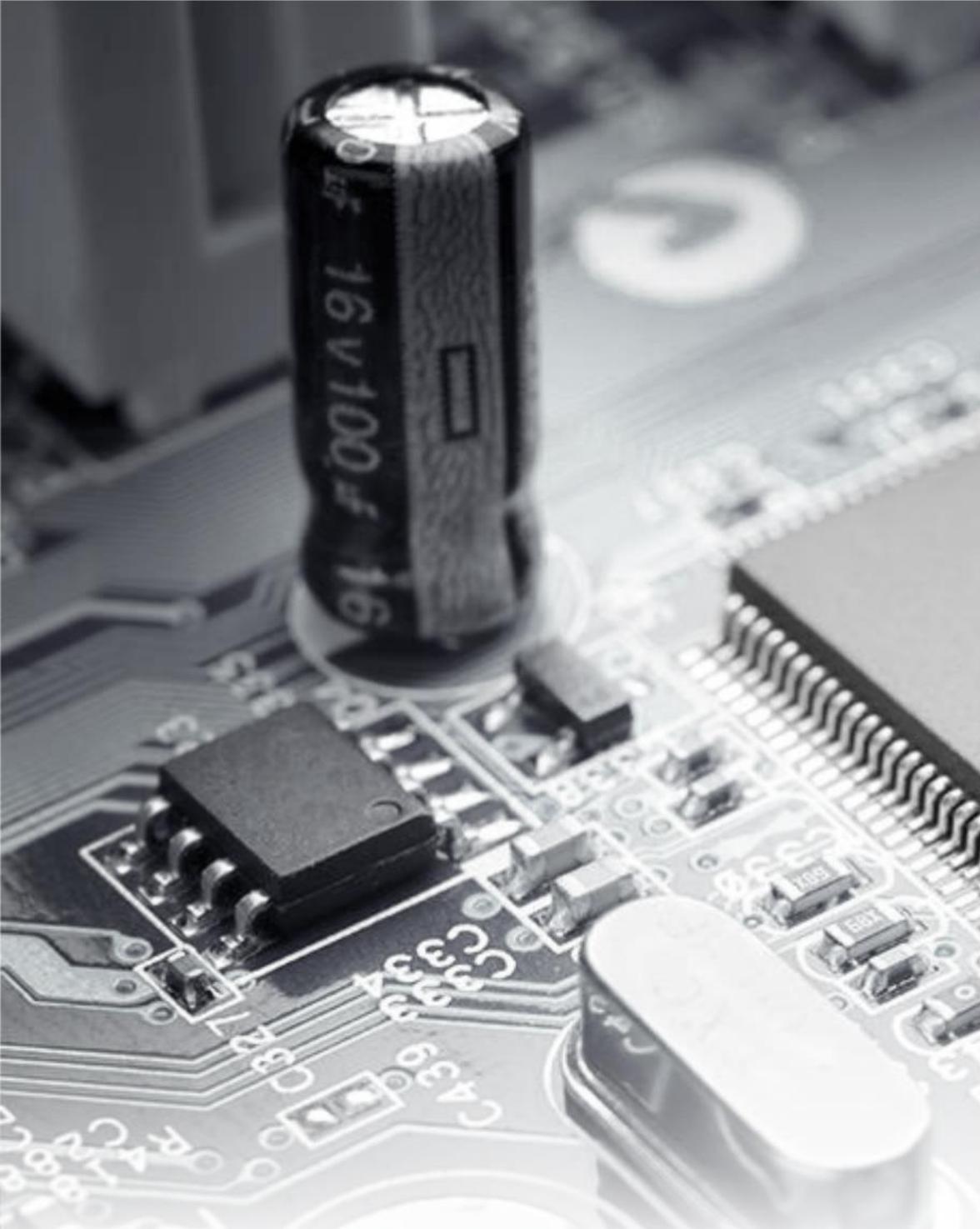
Yogyakarta, Februari 2020

Tim Penulis

Daftar Isi

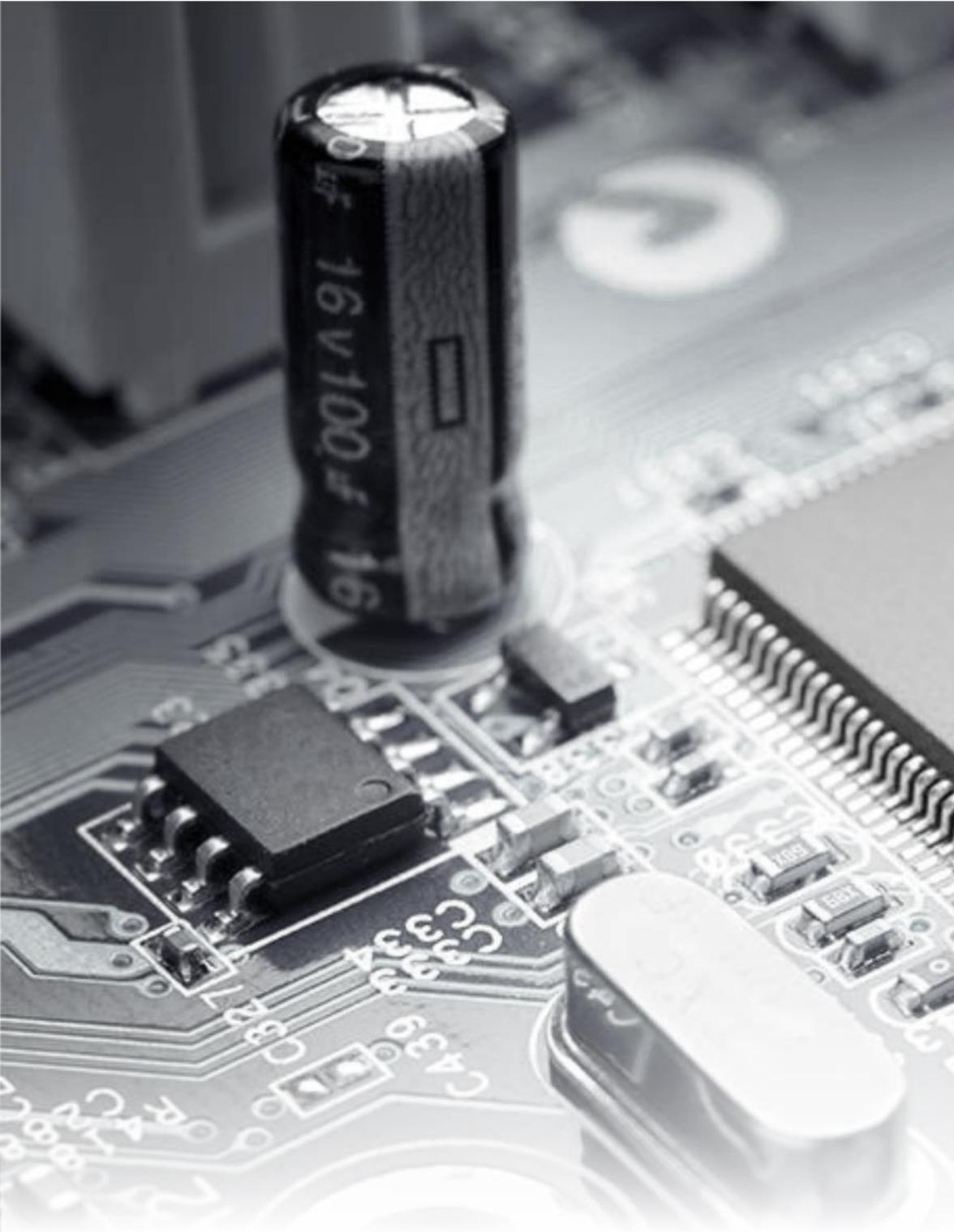
Kata Pengantar	iv
Daftar Isi	v
Bab 1: Pendahuluan	3
Bab 2: Prinsip Dasar Konverter DC-DC	11
Bab 3: Klasifikasi Konverter DC-DC	21
3.1 Kelas A	21
3.2 Kelas B	22
3.3 Kelas C	23
3.4 Kelas D	23
3.5 Kelas E	25
Bab 4: Konverter DC-DC Berbasis Komutasi Paksa	29
4.1 Komutasi Tegangan Impuls	30
4.2 Komutasi Pulsa Resonansi	35
4.3 Komutasi Beban	41
Bab 5: Catu Daya DC Linier	51
Bab 6: Konverter DC-DC Tanpa Isolasi	63
6.1 Tipe Buck atau Forward	63
6.2 Tipe Boost	70
6.3 Tipe Buck-Boost	76
6.4 Konverter Cuk	80
Bab 7: Konverter DC-DC Dengan Isolasi	89

7.1 Konverter Flyback.....	90
7.2 Konverter Forward.....	96
7.3 Konverter Push-Pull.....	101
Bab 8: Konverter Sinkron dan Dua Arah.....	107
Bab 9: Efek dari Parasitik.....	117
Bab 10: Prinsip Kendali Konverter DC-DC.....	125
Bab 11: Aplikasi dari Konverter DC-DC.....	135
Daftar Pustaka.....	141
Glosarium.....	142
Tentang Penulis.....	144
Tentang UAD Press.....	145



KONVERTER DC-DC

BAB 1



Pendahuluan

Konverter DC-DC atau bisa disebut *DC chopper* adalah rangkaian elektronik atau piranti elektromekanik yang menggunakan penyaklaran elektronik (seperti MOSFET, IGBT, Thyristor dan lain-lain) untuk mengkonversi sumber tegangan DC dari satu level tegangan ke level tegangan yang lain. Level tegangan yang mampu dikonversi oleh konverter DC-DC berkisar dari tegangan yang sangat rendah (baterai kecil) sampai dengan tegangan yang sangat tinggi (transmisi daya tegangan tinggi). Sumber tegangan masukan dapat berupa sumber tegangan yang tetap atau sumber tegangan yang dapat diatur level tegangannya (variabel). Demikian pula keluaran DC yang dihasilkan bisa ditujukan untuk level tegangan DC konstan ataupun tegangan DC variabel. Konverter DC-DC adalah rangkaian konversi daya frekuensi tinggi yang menggunakan penyaklaran frekuensi tinggi dan induktor, sedangkan transformator dan kapasitor berfungsi untuk memperhalus derau penyaklaran dari tegangan DC yang diatur.

Beberapa fungsi dasar dari Konverter DC-DC antara lain:

1. Untuk mengkonversi tegangan DC masukan ke tegangan DC keluaran yang diinginkan.
2. Untuk mengatur tegangan DC keluaran sesuai dengan beban dan variasi dari rangkaian listrik.
3. Untuk mengurangi riak tegangan AC pada tegangan DC keluaran agar berada dibawah level yang diperlukan.

4. Untuk menyediakan isolasi antara sumber dan beban.
5. Untuk melindungi sistem yang dicatu dan sumber masukan dari interferensi elektromagnetik (EMI)
6. Untuk memenuhi kebutuhan standar keamanan nasional dan internasional.

Pada dasarnya konverter DC-DC terbagi menjadi dua kategori, yaitu: konverter terisolasi (*with isolation*) dan tidak terisolasi (*without isolation*). Disebut konverter DC-DC terisolasi apabila sistem pertanahan (*grounding*) pada sisi masukan dan keluaran konverter dipisah, sedangkan untuk konverter DC-DC tidak terisolasi memiliki sistem *grounding* yang tersambung/ terhubung secara langsung.

Topologi konverter DC-DC tanpa isolasi yang umum digunakan antara lain:

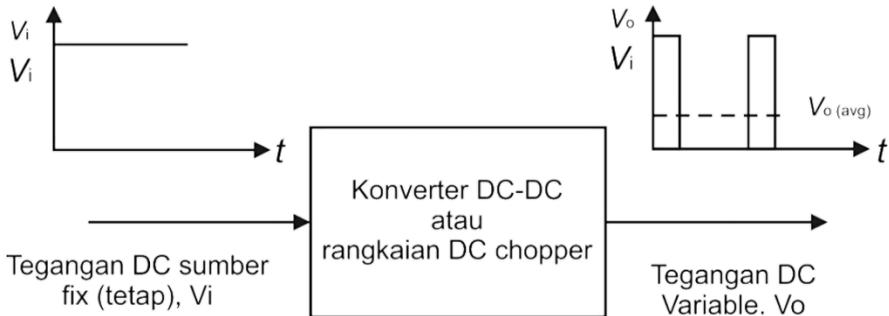
- Konverter buck (*buck converter*)
- Konverter boost (*boost converter*)
- Konverter buck-boost (*buck-boost converter*)
- Konverter cuk (*cuk converter*): **dapat beroperasi pada mode isolasi.**
- Konverter inductor primer berujung tunggal (*single ended primary inductor converter, SEPIC*): **dapat beroperasi pada mode isolasi.**

Sedangkan konverter DC-DC dengan isolasi yang umum digunakan antara lain:

- Konverter cuk (*cuk converter*): **dapat beroperasi pada mode tanpa isolasi.**
- Konverter fly-back (*fly-back converter*)
- Konverter forward (*forward converter*)
- Konverter setengah-jembatan (*half-bridge converter*)
- Konverter jembatan-penuh (*full-bridge converter*)
- Konverter push-pull (*push-pull converter*)
- Konverter SEPIC: **dapat digunakan pada mode tanpa isolasi.**

Tipe yang berbeda-beda dari konverter DC-DC digunakan secara luas untuk pengendalian DC, seperti tenaga penarik (kereta listrik), kendaraan listrik (mobil listrik, motor listrik, sepeda listrik, dll.), mobil troli, truk *forklift*, perangkat elektronik (komputer pribadi, laptop, telepon pintar) dan *switched mode power supply* (SMPS). Selain itu, beberapa konverter DC-DC juga diterapkan pada aplikasi panel surya atau *photovoltaic* (PV) untuk sistem pembangkit daya. Saat ini, modul PV berbasis konverter DC-DC telah digunakan secara luas dalam berbagai aplikasi, seperti aplikasi di ruang angkasa, aplikasi pencahayaan di daerah terpencil, dan aplikasi pompa air berbasis PV. Dalam beberapa kasus, konverter dengan tegangan DC variabel (berubah-ubah), didapatkan dari tegangan DC konstan (tetap). Konverter DC-DC juga sering disebut DC *chopper*. Fungsi dari DC *chopper* sama dengan fungsi *autotransformer* pada rangkaian AC. Dimana pada tegangan keluaran, tegangan AC variabel didapatkan dari tegangan AC tetap. Prinsip dasar dari

kendali tegangan DC ini dapat dipahami dengan bantuan dari gambar 1.1. dengan membuka dan menutup sakelar (dengan memotong atau memutuskan tegangan catu), tegangan DC catu akan mencapai beban pulsa, oleh sebab itu, maka keluaran tegangan DC (nilai rerata) dapat dikendalikan.



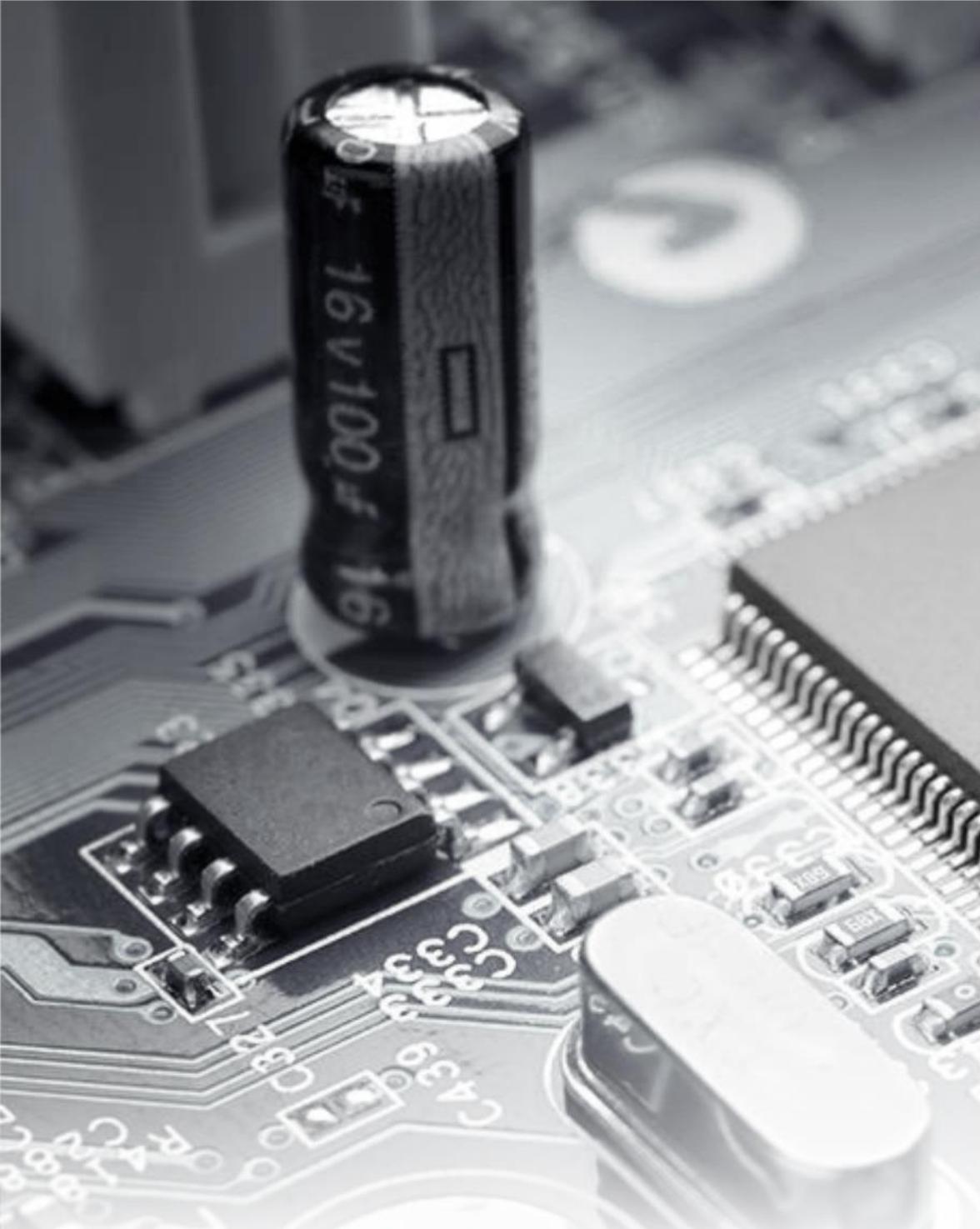
Gambar 1.1. Blok diagram dari konverter DC-DC.

Pada perbandingan dengan level tagangan DC masukan, tegangan DC keluaran dapat dikendalikan menjadi tegangan pada level yang lebih rendah (menggunakan *chopper step-down*) atau menjadi level tegangan yang lebih tinggi (menggunakan *chopper step-up*). Konfigurasi rangkaian dari masing-masing *chopper* tersebut berbeda. Pada saat rangkaian *chopper* mampu beroperasi pada mode *step-up* maupun *step-down*, arah dari tegangan atau arus dapat dibalik, ini disebut dengan *chopper 2-kuadran (two-quadrant chopper)*. Pada *chopper 2-kuadran*, aliran daya pada arah maupun transisi antara kedua mode berlangsung secara halus. Tipe dari *chopper* ini dapat ditemukan aplikasinya pada kendali motor DC dengan fasilitas pengereman regeneratif (*regenerative braking*). Sama dengan bantuan *chopper 4-kuadran*, baik tegangan maupun

arus, keduanya dapat dibalik, maka baik kecepatan maupun torsi dapat dibalik juga.

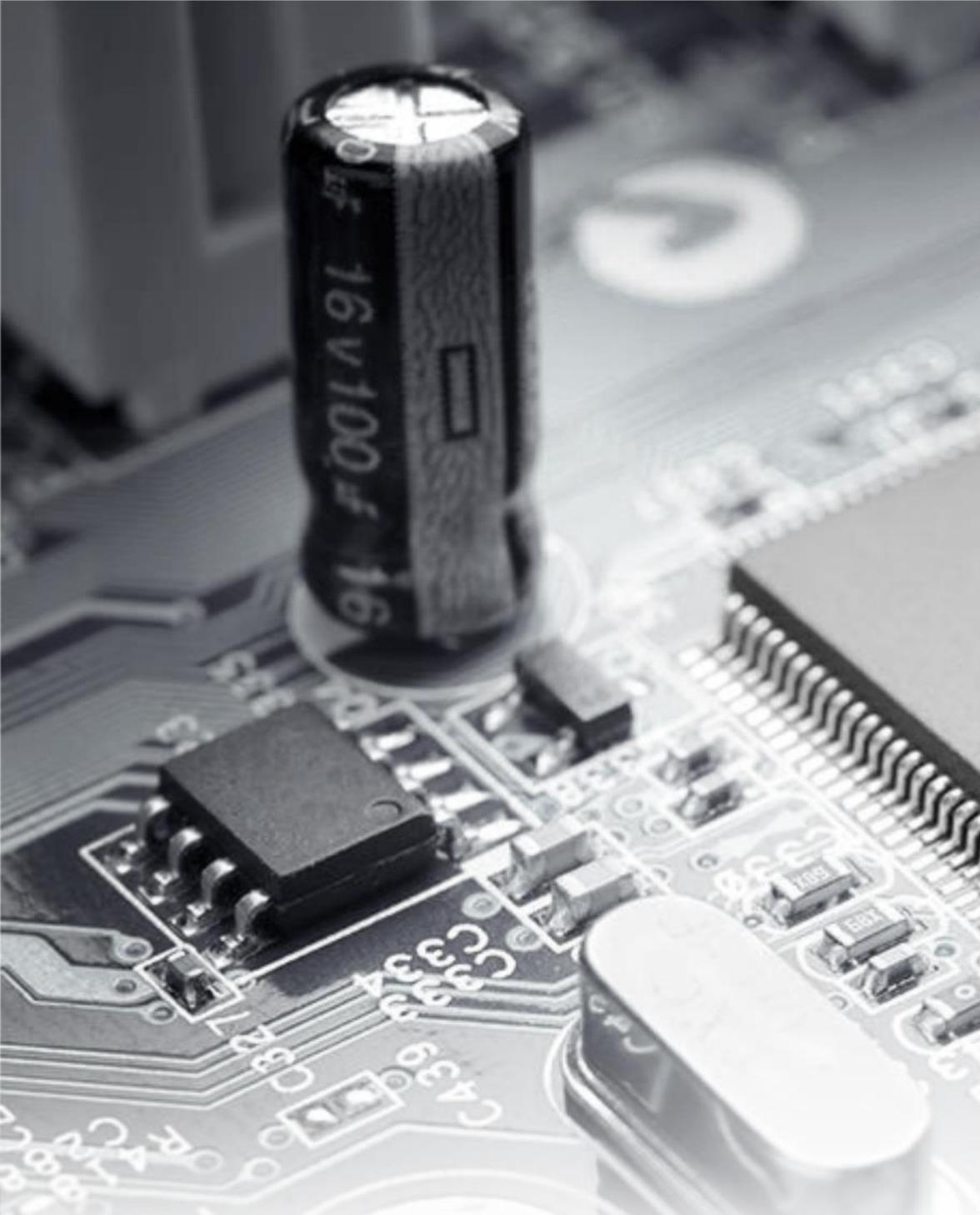
Pada dasarnya, DC *chopper* telah banyak sekali digunakan dalam kehidupan sehari-hari. Dari aplikasi untuk tegangan dan daya rendah hingga aplikasi untuk tegangan dan daya tinggi. Dengan perkembangan teknologi dan penggunaan perangkat elektronik yang semakin masif, pengembangan topologi maupun kendali DC *chopper* menjadi hal yang sangat penting untuk terus dilakukan. Disisi lain pengetahuan dasar akan prinsip dan aplikasi dari DC *chopper* menjadi hal yang sangat penting untuk dipelajari sebelum melakukan pengembangan DC *chopper* tingkat lanjut.

Buku ini difokuskan pada informasi terkait konsep dasar topologi rangkaian, operasi dan kendali dari konverter DC-DC. Konverter DC-DC berbasis *thyristor* digunakan pada aplikasi daya tinggi. Yang mana memiliki keterbatasan topologi rangkaian dan akan didiskusikan disini, dibawah naungan DC *chopper*. Konverter DC-DC linier hanya dapat digunakan dalam aplikasi daya rendah. Bagaimanapun, komutasi gerbang berbasis *switch-mode* (PWM) konverter DC-DC digunakan untuk aplikasi daya rendah sampai daya menengah.



KONVERTER DC-DC

BAB 2

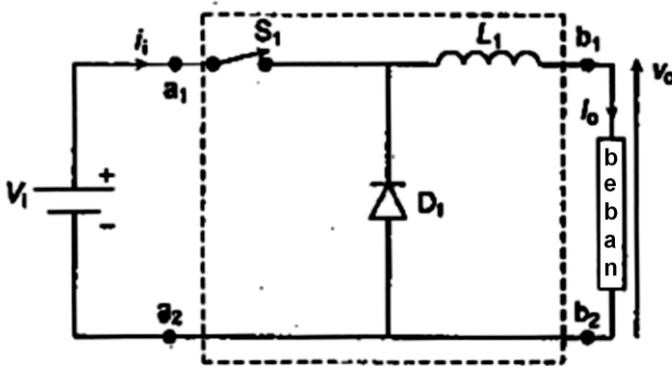


Prinsip Dasar Konverter DC-DC

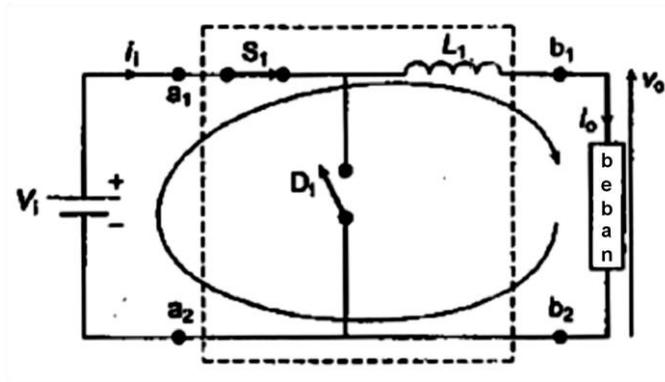
Prinsip Dasar Konverter DC-DC

2

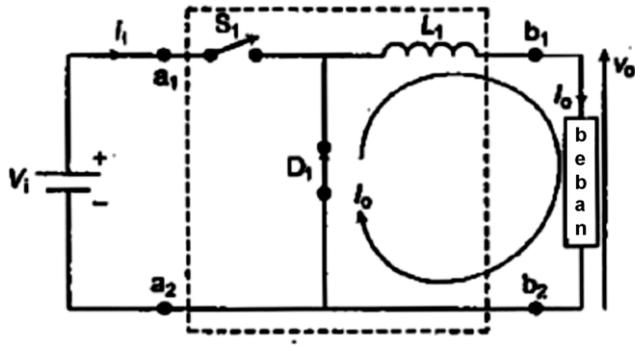
Pada umumnya DC *chopper* terdiri dari perangkat semikonduktor daya (*thyristor*, BJT daya, MOSFET daya, IGBT, dll, yang mana bekerja sebagai sakelar), masukan catu daya DC, elemen rangkaian (R, L, C, dll) dan beban keluaran, seperti yang terlihat pada gambar 2.1. Rerata dari tegangan keluaran pada beban dikendalikan dengan memvariasikan periode ON dan OFF atau disebut dengan rasio tugas (*duty cycle*) dari sakelar (S). Tegangan masukan (V_i) adalah sumber tegangan DC konstan yang terkoneksi dengan terminal α_1 dan α_2 .



a. Rangkaian konverter buck (*cont.*)



b. Saat periode on dari sakelar S_1



c. Saat periode off dari sakelar S_1

Gambar 2.1. konverter DC-DC Buck atau *step-down chopper*

DC *chopper* terdiri dari sakelar (S_1), dioda (D_1) dan induktor (L_1). Beban terkoneksi dengan terminal b_1 dan b_2 . *Chopper* berbasis *thyristor* tidak memiliki kelebihan dari komutasi natural karena masukan DC. Rangkaian komutasi diperlukan untuk *thyristor*. Karena itu, pada umumnya DC *chopper* berbasis gerbang komutasi telah menggantikan DC *chopper* yang berbasis *thyristor*. Bagaimanapun untuk aplikasi tegangan dan arus yang tinggi, DC *chopper* berbasis *thyristor* masih digunakan. Variasi dari periode ON dan OFF menyediakan tegangan keluaran rata-rata yang bisa

disesuaikan. Dioda daya (D_1) dioperasikan dalam mode *freewheeling* untuk menyediakan jalan ke arus beban saat S_1 dalam keadaan OFF.

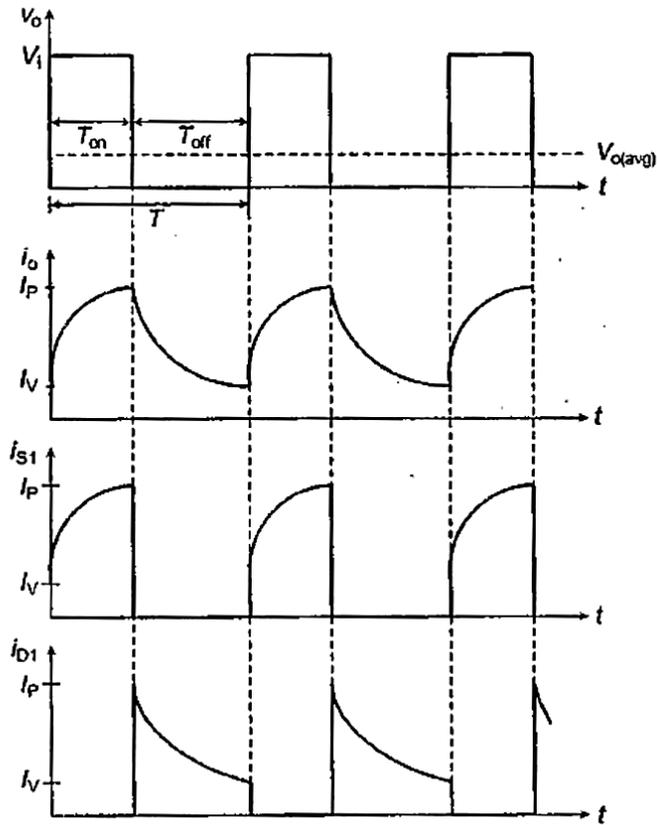
Induktor (L_1) berfungsi untuk menyaring keluar riak pada arus beban. Hal ini disebut dengan *smoothing inductor*.

Operasi dari *chopper* ini dapat dibagi menjadi 2 mode berbeda, yaitu:

Mode 1 (sakelar S_1 tertutup) -> diagram penyaklaran (*switching diagram*) untuk mode ini ditampilkan pada gambar 2.1(b). Saat S_1 menyala dengan mengaplikasikan gerbang sinyal, arus masukan (I_i) dan keluaran atau arus beban (I_o) mulai membangun secara eksponensial dikarenakan kehadiran induktor (L_1).

Mode 2 (sakelar S_1 terbuka) -> *switching diagram* untuk mode ini ditampilkan pada gambar 2.1(c). Saat S_1 dimatikan, keluaran I_o menghasilkan tegangan negatif atau terbalik [$L_1(di_o/dt)$]. Untuk muncul di semua induktor. Katoda dari D_1 menjadi negatif dan D_1 menyala. Hal ini menyediakan jalur *freewheeling* ke I_o . Gelombang dari tegangan dan arus keluaran ditampilkan pada gambar 2.2. Rerata tegangan keluaran didapatkan dari persamaan 2.1.

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{on}+T_{off}} V_i = \frac{T_{on}}{T} V_i = DV_i \quad (2.1)$$



Gambar 2.2. bentuk gelombang dari konverter buck

Dimana :

T_{on} = Periode ON dari sakelar (S_1)

T_{off} = Periode OFF dari sakelar (S_1)

T = waktu periode kendali/kontrol

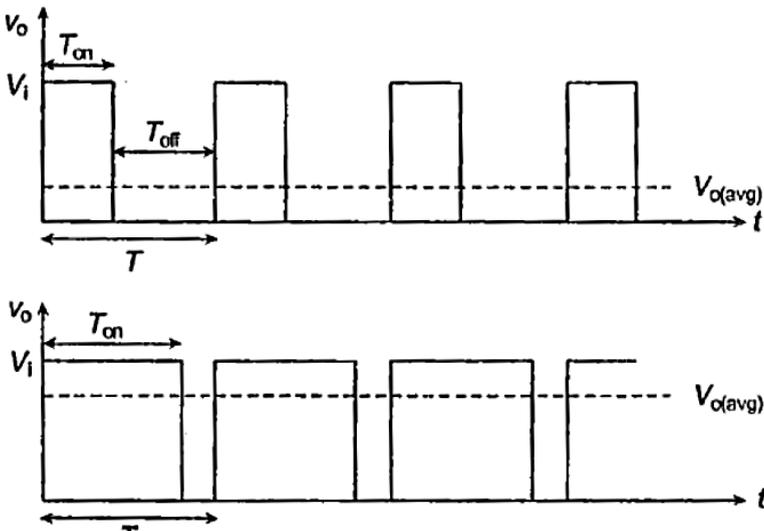
$f = 1/T$ = frekuensi *chopping*

$D = T_{on}/T$, disebut *duty cycle* atau *duty ratio*

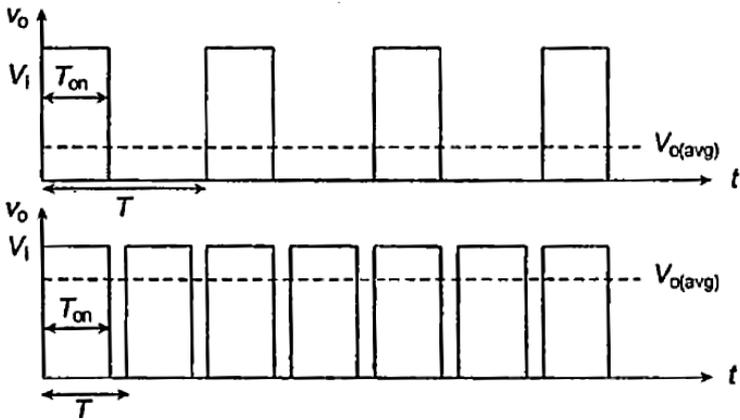
Idealnya, D bisa memperoleh nilai diantara 0 dan 1. Bagaimanapun, waktu tunda dalam proses operasi ON dan OFF dari sakelar melakukan pembatasan terhadap variasi rentang *duty cycle*.

Dijelaskan pada persamaan 2.1, bahwa tegangan keluaran (V_o) secara langsung proposional terhadap *duty cycle*. Tegangan keluaran dapat dikendalikan dengan kendali rasio-waktu dan metode kendali pembatasan arus (*current-limit*).

Time-Ratio Control (TRC) -> Pada metode ini, periode ON dari sakelar (T_{on}) divariasikan untuk menjaga periode waktu (T) tetap. Alternatifnya, antara periode T_{on} atau T_{off} dijaga agar tetap konstan dan T (frekuensi chopping, f) dapat dikendalikan. Teknik ini disebut *pulse-width modulation (PWM)*, sedangkan yang terakhir disebut *modulasi frekuensi*. Gambar 2.3 menunjukkan gelombang tegangan keluaran dengan teknik PWM dan modulasi frekuensi.



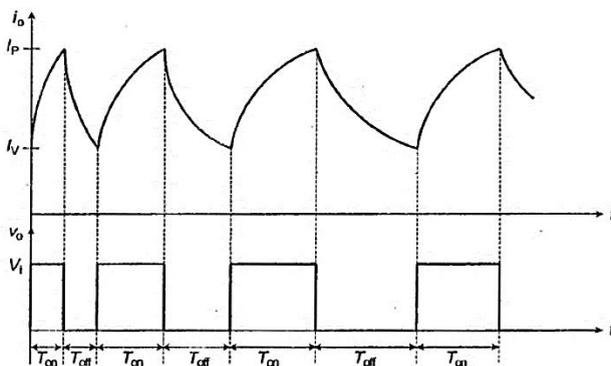
(a) T_{on} atau kendali PWM (Cont...)



(b) *T control* atau kendali frekuensi.

Gambar 2.3. Kendali tegangan dari *chopper* dengan TRC atau PWM

Curren-Limit Control (CLC) -> sewaktu-waktu dibutuhkan untuk menjaga agar arus keluaran tetap konstan, (misalnya untuk menjaga agar torsi keluaran konstan pada motor DC). Pada beberapa kasus, sakelar dari *chopper* dikendalikan sebagaimana ia dioperasikan (terbuka dan tertutup) pada ambang tertentu dari nilai arus, seperti ditunjukkan pada gambar 2.4. periode on dari sakelar dan tegangan keluaran (V_o) dapat menyesuaikan diri, tergantung dari arus beban.



Gambar 2.4. bentuk gelombang dari tegangan dan arus keluaran dengan

CLC

Contoh 2.1 -> sebuah baterai untuk kendaraan listrik yang menggunakan kendali motor DC, dikendalikan dengan DC *chopper* yang bekerja pada frekuensi 10 kHz. Tegangan baterai adalah 220V. Minimum waktu ON dan OFF dari sakelar *chopper* adalah masing-masing 2 μ sec dan 25 μ sec. Tentukan tegangan DC minimum dan maximum yang dapat disampaikan oleh *chopper* ke motor.

Solusi -> kita memiliki

$$\text{Total periode waktu dari } chopper, T = \frac{1}{10 \times 10^3} = 100 \mu s$$

$$\text{Waktu ON minimum} = 2 \mu s$$

$$\text{Duty-cycle minimum, } D_{min} = \frac{T_{on}}{T} = \frac{2}{100} = 0.02$$

$$\text{Tegangan keluaran, } V_o = DV_i$$

$$\text{Tegangan keluaran minimum, } V_{o(min)} = D_{min}V_i = 0.02 \times 220 = 4.4 V$$

$$\text{Waktu ON maximum, } T_{on} = T - T_{off} = 100 - 25 = 75$$

$$\text{Duty-cycle maximum, } D_{max} = \frac{T_{on}}{T} = \frac{75}{100} = 0.75$$

$$\text{Tegangan keluaran maximum, } V_{o(max)} = D_{max}V_i = 0.75 \times 220 = 165 V$$

Jadi rentang tegangan keluaran yang dapat dikendalikan oleh rangkaian tersebut adalah antara 4.4 V sampai dengan 165 V

Contoh 2.2 -> DC *chopper* 100V dikendalikan menggunakan skema CLC, nilai maksimum dari arus akselerasi adalah 425A, batas bawah arus pulsa adalah 180A. Lebar dari periode ON dan OFF masing-masing adalah 14 ms dan 11 ms. Tentukan batas dari arus pulsa, frekuensi chopping rasio *duty-cycle* dan tegangan keluaran.

Solusi -> kita memiliki $I_{max} = 425A$, $T_{on} = 14 ms$, $T_{off} = 11 ms$ dan $I_{min} = 180 A$.

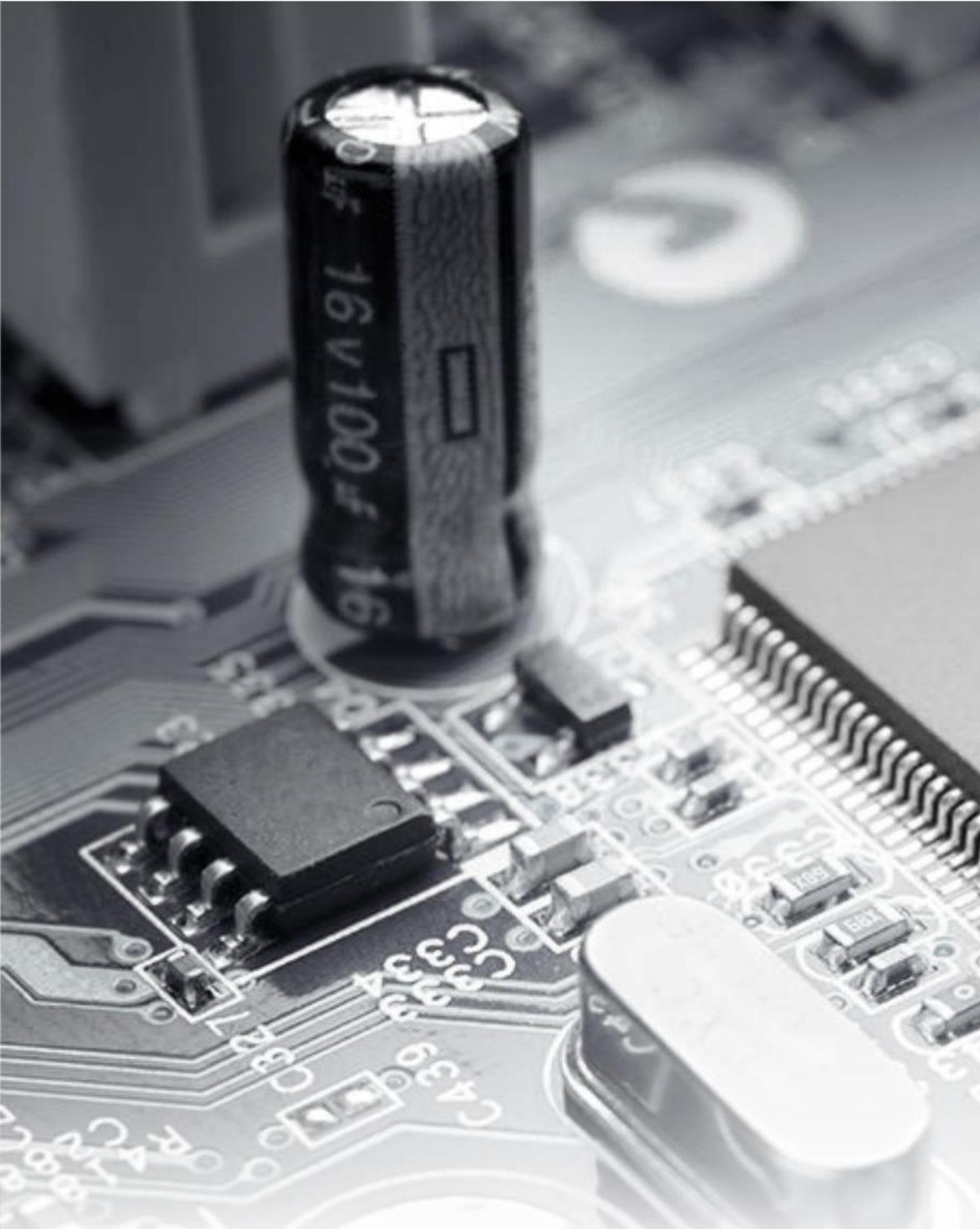
Maka dari itu didapatkan,

Batas maximum arus pulsa = $425 - 180 = 254A$

Frekuensi chopping = $\frac{1}{T} = \frac{1}{14 ms + 11 ms} = 40 Hz$

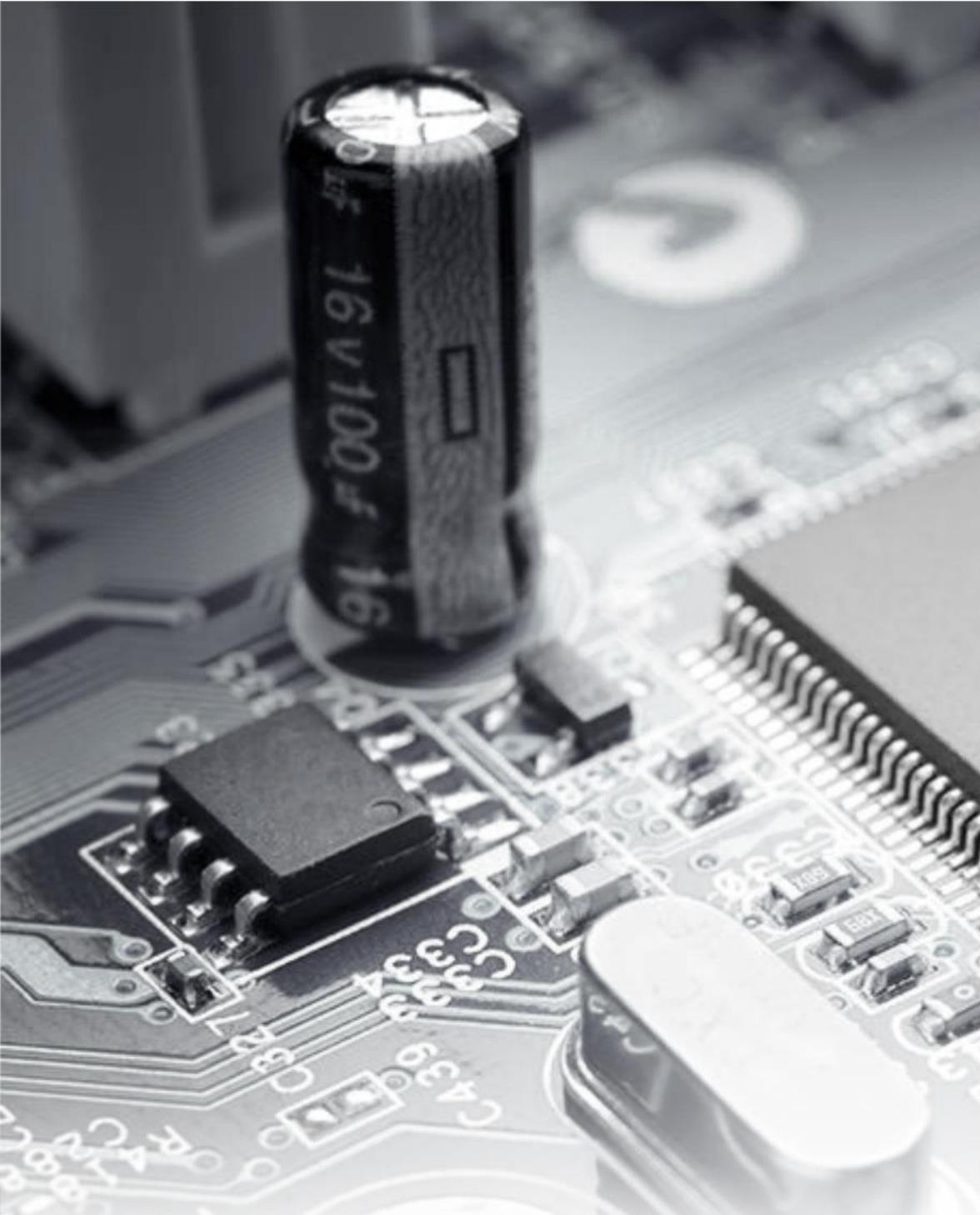
Rasio tugas, $D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{14}{25} = 0.56$

Tegangan keluaran, $V_o = DV_i = 0.56 \times 100 = 56V$



KONVERTER DC-DC

BAB 3



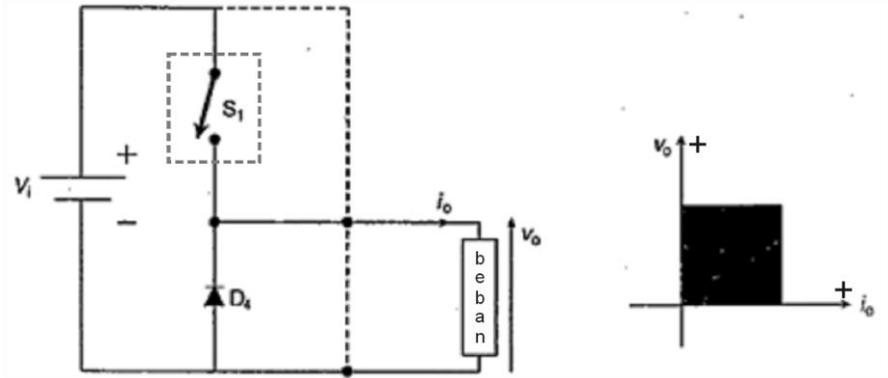
Klasifikasi Konverter DC-DC

Pada rangkaian elektronika daya konverter DC-DC (*DC chopper*), perangkat yang digunakan adalah semikonduktor daya searah. Jika perangkat semikonduktor tersebut disusun sedemikian rupa, maka rangkaian *chopper* dapat bekerja pada 4 kuadran yang berbeda. Oleh karena itu kita dapat mengklasifikasikan rangkaian *chopper* ini berdasarkan kerjanya pada 4 kuadran tersebut menjadi tipe A, tipe B, tipe C, tipe D, dan tipe E.

Kuadran yang dimaksud adalah arah dari arus dan tegangan beban, yaitu apakah arus mengalir dari sumber ke beban atau sebaliknya, dan apakah daya atau tegangan beban berpolaritas positif atau negatif. Pada bab ini kita akan melihat lebih detail tentang klasifikasi atau pengelompokan dari *DC chopper*.

3.1 Kelas A

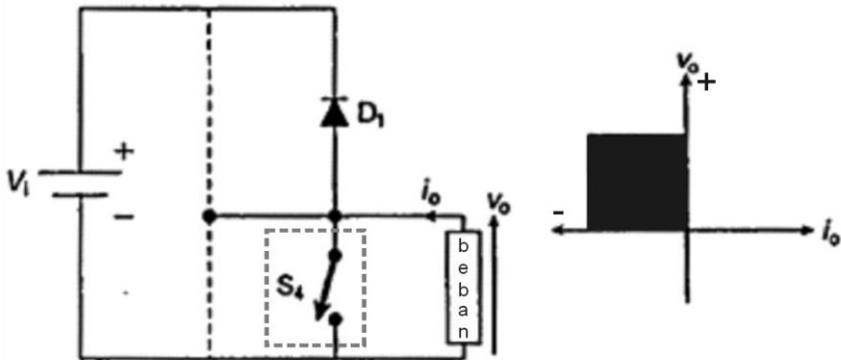
Chopper tipe ini biasa juga disebut *chopper* kuadran pertama. Pada *chopper* tipe ini arus selalu mengalir dari sumber ke beban. Akan tetapi, baik tegangan beban (V_o) maupun arus beban (I_o) akan selalu memiliki polaritas positif. *Chopper* beroperasi pada kuadran pertama dari V_o - I_o . Kemudian dioda D_4 mencegah tegangan keluaran menjadi negatif. Biasanya *chopper step-down* termasuk pada kategori ini, dimana tegangan keluaran (V_o) selalu lebih kecil atau sama dengan tegangan masukan (V_i). Rangkaian dan kuadran *chopper* kelas A dapat dilihat pada gambar 3.1.



Gambar 3.1. Chopper kelas A

3.2 Kelas B

Chopper tipe ini biasa disebut *chopper* kuadran kedua. Pada *chopper* kelas B ini, polaritas pada arus beban negatif dan tegangan beban positif. Catu daya beban ke sumber DC dan *chopper* beroperasi pada mode *regenerative* dan kuadran kedua dari V_o - I_o .



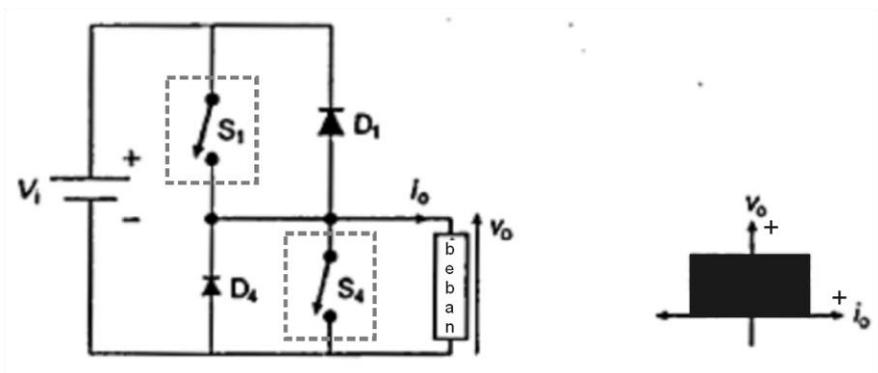
Gambar 3.2. Chopper kelas B

Disini antara dioda D_1 atau sakelar S_4 saling terhubung. Biasanya pada rangkaian beban terdapat kapasitor pengisian, beban aktif atau

sumber DC (contohnya adalah rangkaian armatur RLE pada motor DC). Rangkaian *chopper* ini dapat dilihat pada gambar 3.2

3.3 Kelas C

Chopper tipe ini merupakan *chopper* dua-kuadran dari *chopper* kelas A. *Chopper* ini adalah kombinasi dari *Chopper* Kelas-A dan *Chopper* Kelas-B yang terhubung secara paralel. Arus beban dari *chopper* ini mungkin bisa positif atau negatif, namun tegangan beban akan selalu positif. Pada dasarnya ini menggunakan *chopper* ganda yang beroperasi baik pada kuadran pertama maupun kuadran kedua. Rangkaian *chopper* ini dapat dilihat pada gambar 3.3.

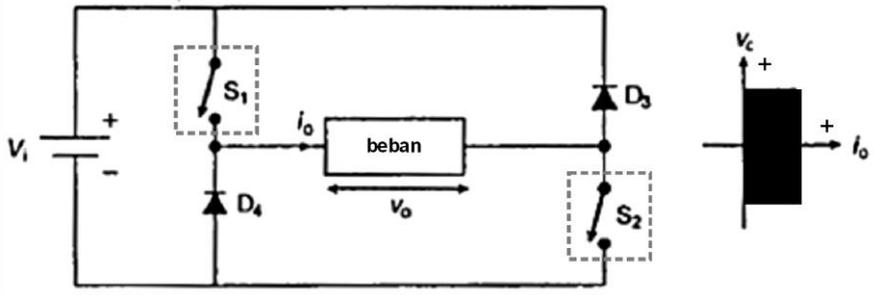


Gambar 3.3. *Chopper* kelas C

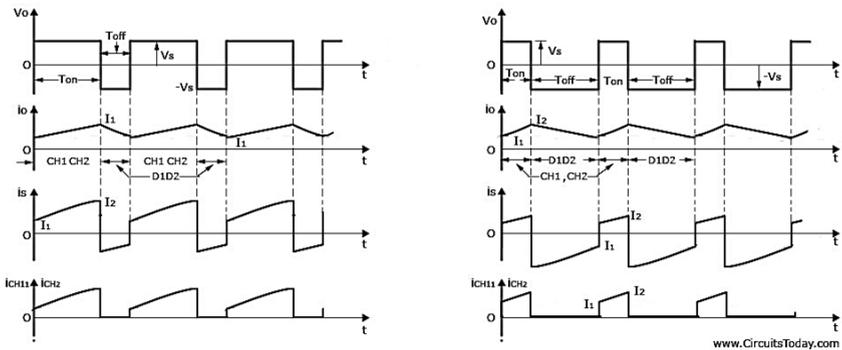
3.4 Kelas D

Chopper tipe ini merupakan *chopper* dua-kuadran dari *chopper* kelas B. Pada *chopper* ini, tegangan beban mungkin bisa positif atau negatif, namun arus beban akan selalu positif. Ini juga

menggunakan *chopper* ganda dan beroperasi pada kuadran pertama dan keempat. Pada *chopper* tipe ini antara sakelar S_1 dan S_2 atau S_3 dan S_4 saling terhubung secara bersamaan. Rangkaian *chopper* ini dapat dilihat pada gambar 3.4.



Gambar 3.4. *Chopper* kelas D



Gambar 3.5. bentuk gelombang keluaran dari operasi kuadran pertama positif dan operasi kuadran keempat negatif.

Ketika kedua *chopper* berada pada tegangan output, maka nilai v_0 akan sama dengan V_s . Ketika $v_0 = -V_s$, maka kedua *chopper* akan mati tetapi kedua dioda D_1 dan D_2 akan mulai menyala. tegangan output V_0 rata-rata akan positif ketika waktu hidup *chopper* (T_{on}) akan lebih dari waktu matinya (T_{off}) yang ditunjukkan dalam bentuk

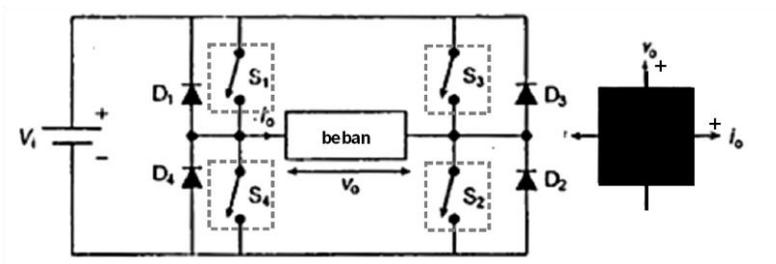
gelombang pada gambar 3.5. Karena dioda dan *chopper* mengkonduktansi arus hanya dalam satu arah, maka arah arus beban akan selalu positif.

Daya selalu mengalir dari sumber ke beban karena nilai rata-rata dari v_0 dan i_0 adalah positif. Berdasarkan gelombang yang ditunjukkan pada gambar 3.5. maka nilai rata-rata tegangan output diberikan oleh:

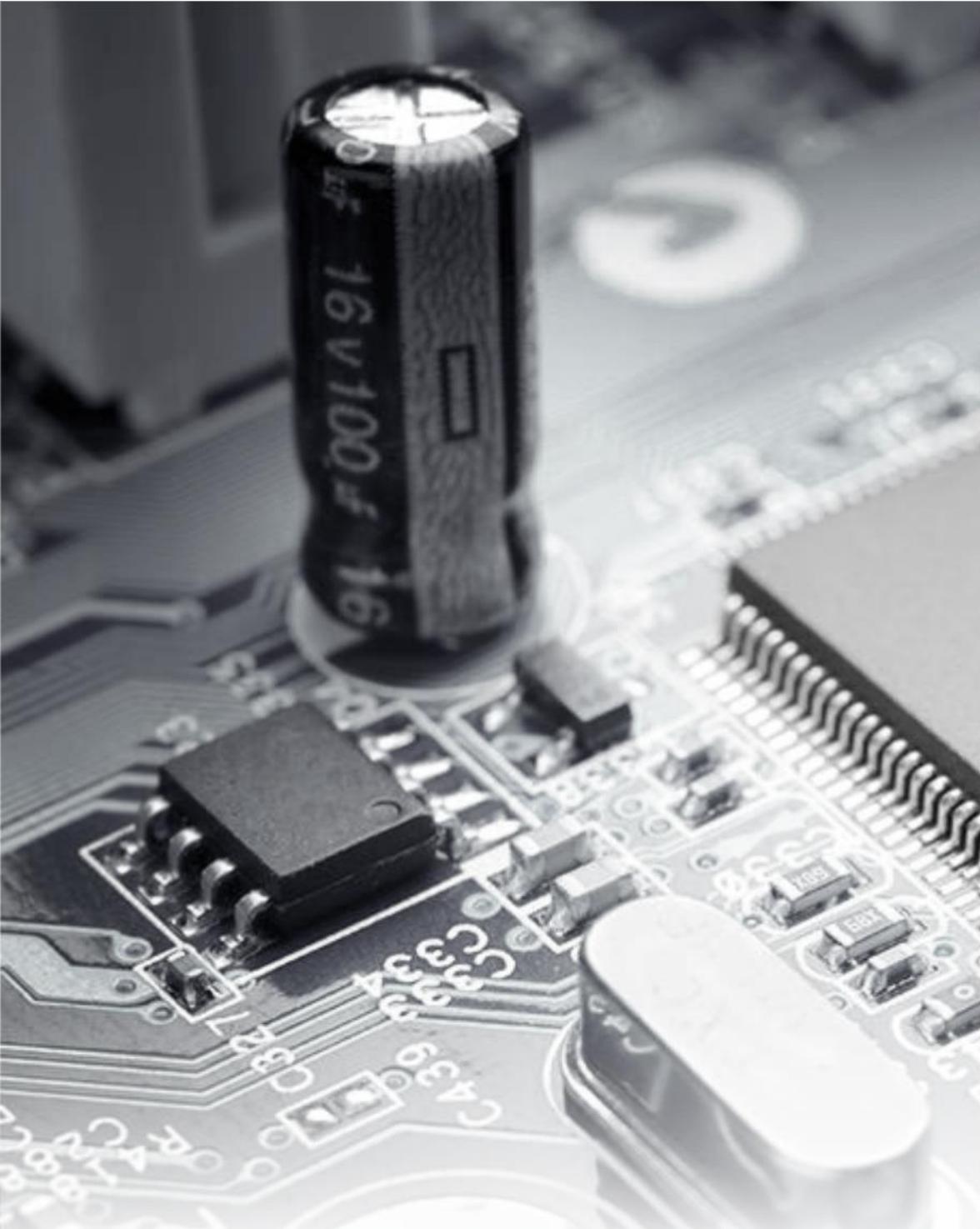
$$V_0 = (V_s T_{on} - V_s T_{off}) / T = V_s (T_{on} - T_{off}) / T$$

3.5 Kelas E

Chopper tipe ini adalah tipe *chopper* empat-kuadran. Dimana, polaritas dari arus maupun tegangan dapat dibalik secara independen. Beban disambungkan antara dua *chopper back-to-back* kelas C atau Kelas D, jadi arah dari arus maupun tegangan dapat dibalik. *Chopper* tipe ini biasanya digunakan pada kendaraan listrik yang memiliki fasilitas *regenerative braking* (pengereman regeneratif). Rangkaian *chopper* kelas E dapat dilihat pada gambar 3.6.

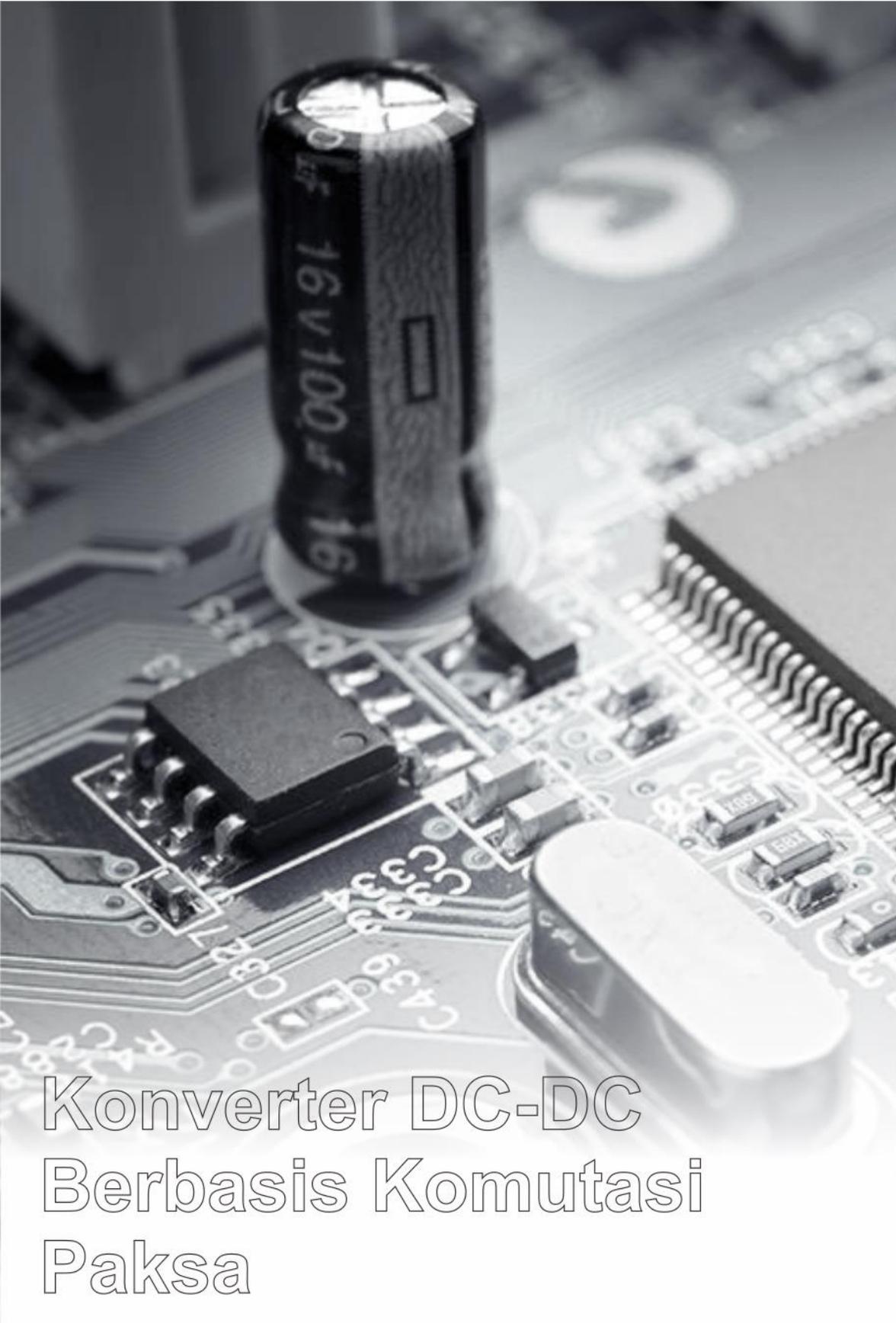


Gambar 3.6. *Chopper* kelas E



KONVERTER DC-DC

BAB 4



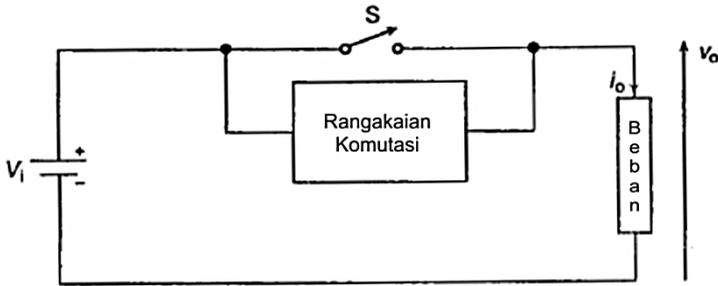
Konverter DC-DC Berbasis Komutasi Paksa

Konverter DC-DC Berbasis Komutasi Paksa

4

Ketika sakelar yang digunakan adalah *thyristor*, ia akan membawa ke arus beban penuh. DC *chopper* yang menggunakan *thyristor* tidak dapat melakukan komutasi-baris (*line-commutated*) karena masukan DC (tegangan catu, maka arus beban tidak dapat dikurangi untuk menahan level arus). Dengan demikian pemaksaan komutasi wajib dilakukan. Terdapat beberapa rangkaian komutasi yang digunakan pada DC *chopper*. Bagaimanapun, jika beban adalah rangkaian RC atau RCL (teredam) kemudian arus beban harus dikurangi menjadi nol dan komutasi dilakukan secara langsung. Ini dinamakan dengan komutasi beban (*load-commutation*) dan performa dari DC *chopper* lebih tinggi tergantung pada beban (tergantung pada parameter R, L, dan C). Maka dari itu, pada umumnya, rangkaian komutasi paksa yang terpisah digunakan untuk kendali DC *chopper* komutasi independen. Hal ini didapatkan dengan mengurangi arus anoda dari *thyristor* dibawah untuk menahan level arus untuk waktu yang cukup. Gambar 4.1 menunjukkan konfigurasi rangkaian untuk komutasi paksa dari *thyristor* yang digunakan sebagai sakelar. Terdapat beberapa teknik dasar komutasi yang digunakan pada DC *chopper* antara lain:

1. *Voltage impulse commutation*
2. *Current or resonant-pulse commutation*
3. *Load commutation*

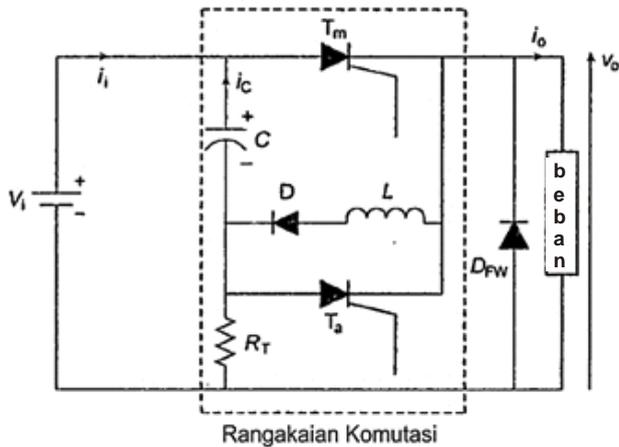


Gambar 4.1. skema komutasi paksa dari DC *chopper* berbasis *thyristor*

4.1 Komutasi Tegangan Impuls

Pada kasus ini, kapasitor yang sudah terisi penuh dihubungkan diantara *thyristor* utama (T_m) untuk membuat bias pada tebalik pada periode tertentu. Durasi ini harus lebih dari *recovery-time* (waktu peralihan) (t_q) dari *thyristor*. Topologi rangkaian komutasi tegangan atau impuls dari DC *chopper* ditunjukkan pada gambar 4.2 saat arus anoda dari *thyristor* utama (T_m) mengurangi level arus (mengikuti pengurangan arus kapasitor), komutasi dari *thyristor* akan berhasil. Disini C, D, L, dan *thyristor* pembantu (T_a), merupakan rangkaian komutasi. R_T adalah tahanan yang digunakan untuk mengisi kapasitor (C). dengan mengikuti asumsi yang dibuat untuk menjelaskan operasi dari DC *chopper*.

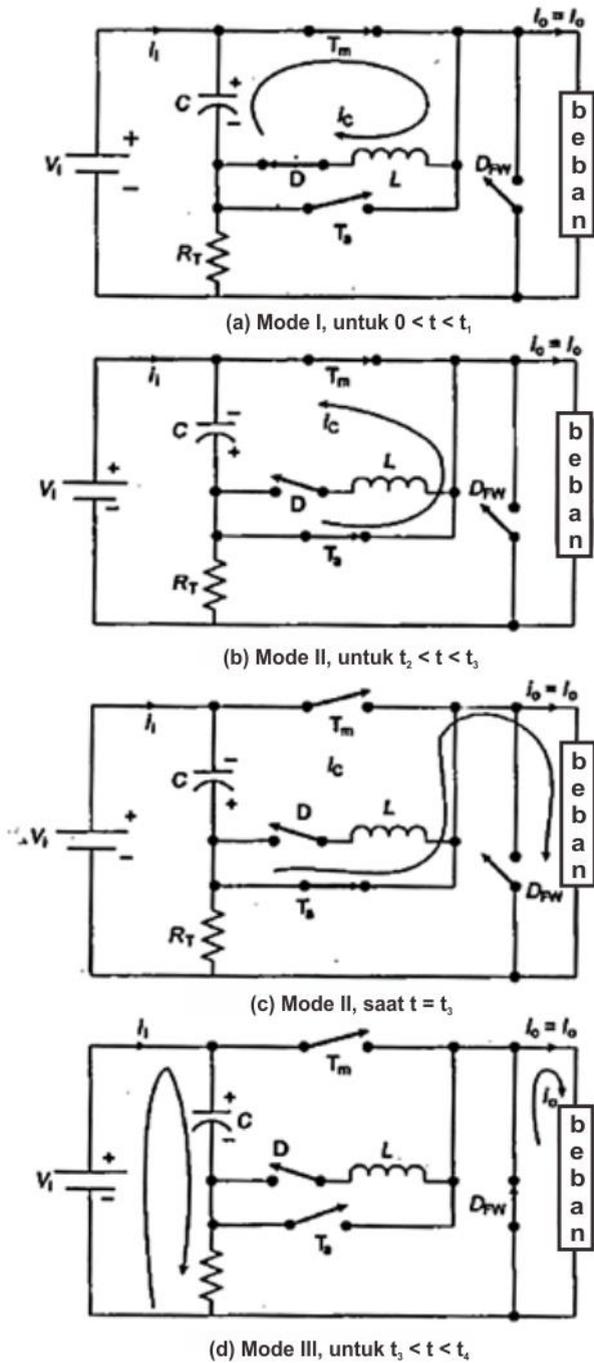
- Arus beban yang tersisa konstan dalam seluruh periode komutasi (periode komutasi lebih pendek dari waktu konstan induktif)
- Perangkat sakelar diasumsikan menjadi ideal (tidak ada rugi-rugi, tidak ada drop tegangan)
- Induktor L linier (tidak ada saturasi yang mengambil tempat)



Gambar 4.2. Topologi dasar dari komutasi tegangan DC *chopper*

Untuk memulai operasi dari DC *chopper*, kapasitor C diisi ke V_i dengan polaritas yang ditunjukkan pada gambar 4.3a. Urutan dari operasi rangkaian DC *chopper* dapat dijelaskan sebagai berikut :

Mode I ($0 < t < t_1$) -> mode ini dimulai seketika, $t=0$, disaat T_m dinyalakan untuk membawa seluruh arus beban, ($i_o = I_o$) seperti yang ditunjukkan pada gambar 4.3a. dioda D menjadi bias maju dan i_c akan mengalir. Kapasitor di kosongkan melalui rangkaian resonansi LC, dan diisi ulang dengan polaritas yang berlawanan. Sekarang kapasitor memperoleh polaritas tegangan negatif, siap untuk dikomutasi dengan T_m . Pada kondisi saat ini, nilai i_c menjadi hampir nol. Kemudian, ia cenderung membalik arah arus. Karena itu, komutasi dioda mengambil (beban komutasi) di t_1 . Periode konduksi dari T_m berlanjut ke t_2 dan i_o tetap konstan ($i_o = I_o$). Kondisi rangkaian tidak berubah antara t_1 dan t_2 . Gelombang yang relevan ditunjukkan pada gambar 4.4.



Gambar 4.3. mode yang berbeda pada rangkaian komutasi tegangan.

Mode II ($t_2 < t < t_3$) -> untuk mengkomutasi T_m , T_a ditrigger pada $t = t_2$ (gambar 4.3b). kemudian, tegangan kapasitor diaplikasikan di sebrang T_m untuk mematakannya. Tegangan beban mendadak naik dari V_i menjadi $V_i + V_c$ atau $2V_i$ (selama C dalam keadaan seri dengan V_i dan $V_c \equiv V_i$). Kemudian V_o menurun secara linier sebagaimana C dikosongkan. I_a akan mencapai level nol pada $t = t_3$. Arus beban tetap konstan dan mengalir melalui C dan T_a . I_a mengisi ulang kapasitor sampai ke $+V_i$ (dengan polaritas berlawanan). Kondisi penyaklaran untuk mode ini ditunjukkan pada gambar 4.3c.

Mode III ($t_3 < t < t_4$) -> pada saat kapasitor diisi ke V_i (sedikit lebih tinggi dari V_1), arus yang melaluinya menjadi nol. I_a mematikan T_a pada $t = t_3$ (mengikuti beban komutasi). Semua sakelar dalam keadaan off dan arus beban *free-wheels* akan melewati dioda *free-wheeling* (D_{fw}). Diagram penyaklaran ditunjukkan pada gambar 4.3d. kemudian T_m ditrigger dan siklus yang sama diulangi.

Analisis Matematika

Pada saat mode I, arus I_c hanya mengalir melalui induktor. Persamaan tegangan kalang diberikan oleh berikut:

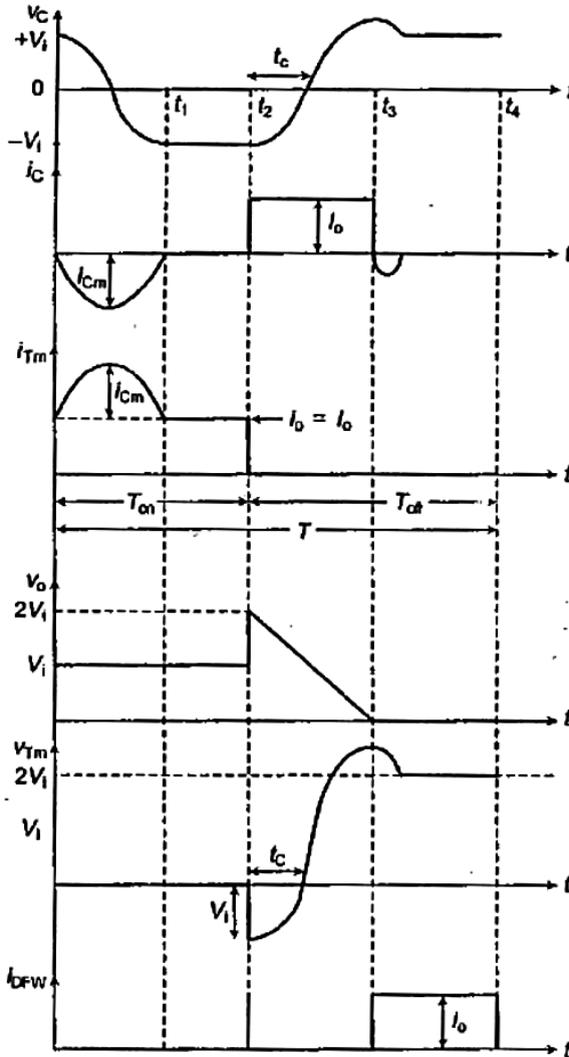
$$L \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt = 0 \quad (4.1)$$

pada kondisi awal, $t = 0$, $i_c = 0$, $v_c = v_i$. Solusi persamaan tegangan diberikan oleh:

$$i_c = \frac{V_i}{\sqrt{L/C}} \sin \omega_0 t \quad (4.2)$$

dan

$$v_c = V_i \cos \omega_0 t, \text{ untuk } 0 \leq \omega_0 t \leq \pi \quad (4.3)$$



Gambar 4.4. Bentuk gelombang tegangan dan arus dari komutasi impuls-tegangan.

dimana $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ dan arus maksimum kapasitor, $I_{cm} = V_i\sqrt{C/L}$. Untuk komutasi yang sukses, arus ini harus lebih besar atau sama dengan arus beban ($I_{cm} \leq I_o$). Oleh karena itu:

$$\frac{V_i}{\sqrt{L/C}} \geq I_o$$

atau

$$L \leq \left(\frac{V_i}{I_o}\right)^2 C \quad (4.4)$$

untuk arus beban yang konstan, (antara t_2 dan t_3), nilai dari C bisa dipilih sebagai,

$$I_o = \frac{dQ}{dt} = C \frac{V_i}{t_c}$$

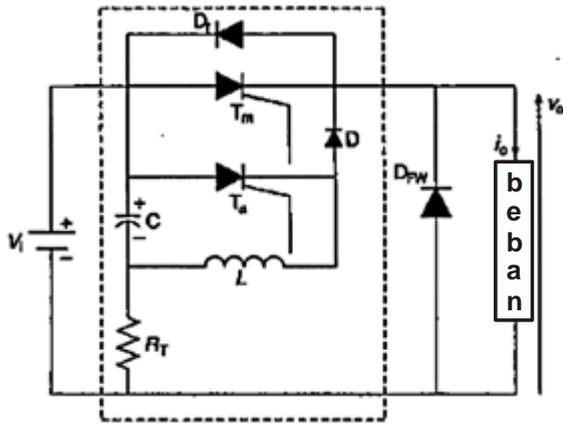
disini, t_c adalah waktu mati (turn off) dari rangkaian komutasi dan harus lebih besar dari t_q dari T_m . Oleh karena itu,

$$C > \frac{t_c I_o}{V_i} \quad (4.5)$$

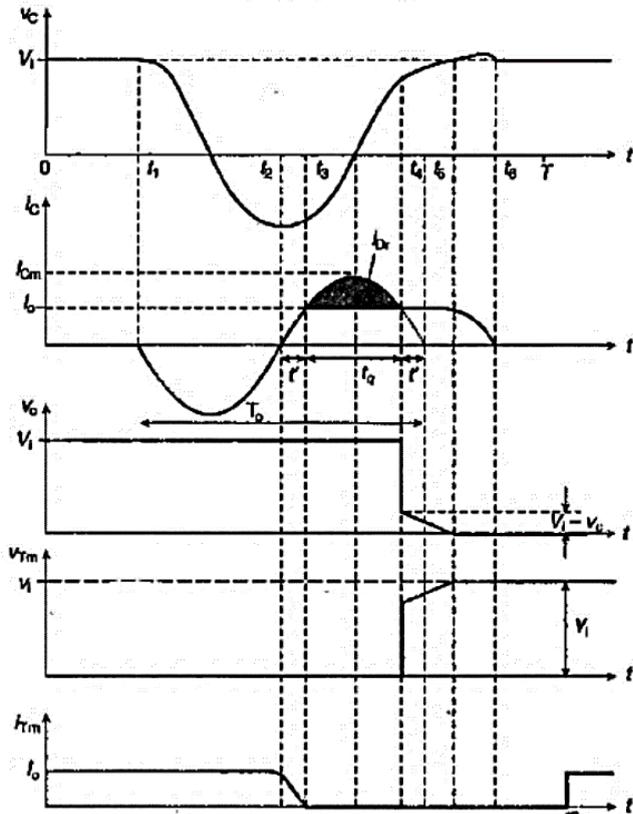
4.2 Komutasi Pulsa Resonansi

Pada kasus ini, *thyristor* inti (T_m) dikomutasi dengan arus pulsa yang dibuat oleh rangkaian komutasi resonansi LC (gambar 4.5). tegangan mundur diaplikasikan ke T_m dengan cara dioda mundur (D_r) dikoneksikan di seberangnya. Beberapa asumsi dibuat seolah sakelar ideal dan arus beban konstan selama periode komutasi. Mulanya, kapasitor diisi ke $+V_i$ melalui R_t . Urutan dari operasinya dijelaskan dibawah ini.

Mode I ($0 < t < t_1$) -> T_m ditrigger dan catu DC dihubungkan ke beban. Kapasitor sedang diisi melalui R_t dan menahan tegangannya, $V_c = V_i$ seperti yang terlihat pada gambar 4.6a.

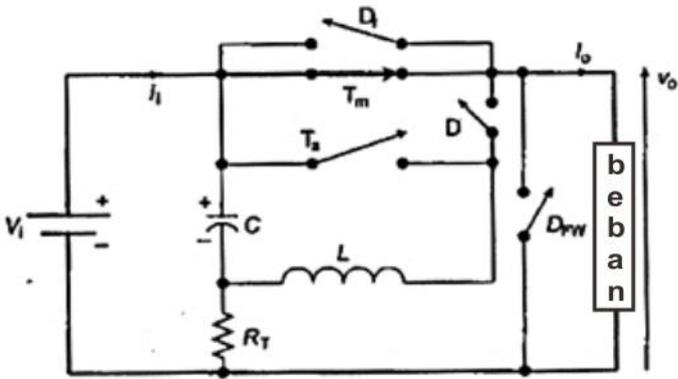


(a) Topologi rangkaian

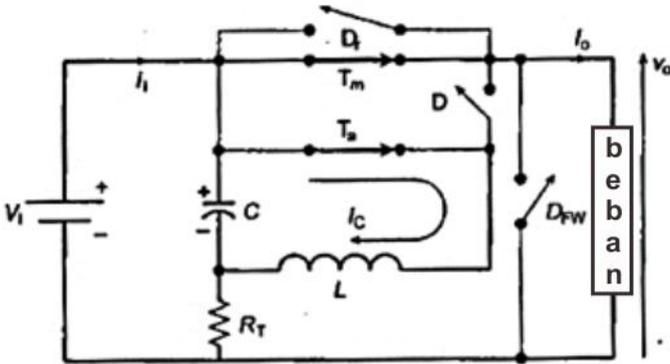


(b) Gelombang dari tegangan dan arus

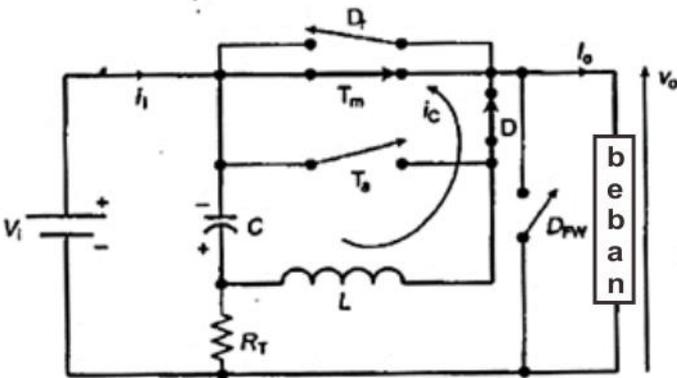
Gambar 4.5. Resonant pulse-commutated chopper



(a) Mode I, untuk $0 < t < t_1$,

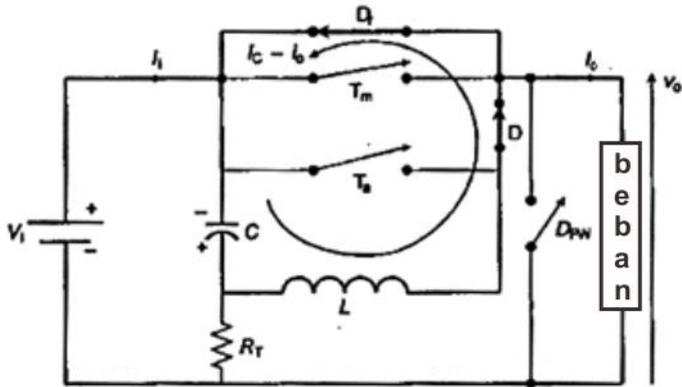


(b) Mode II, untuk $t_1 < t < t_2$,

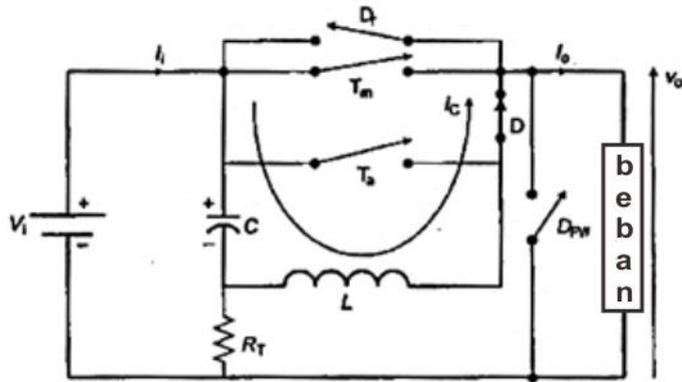


(c) Mode III, untuk $t_2 < t < t_3$,

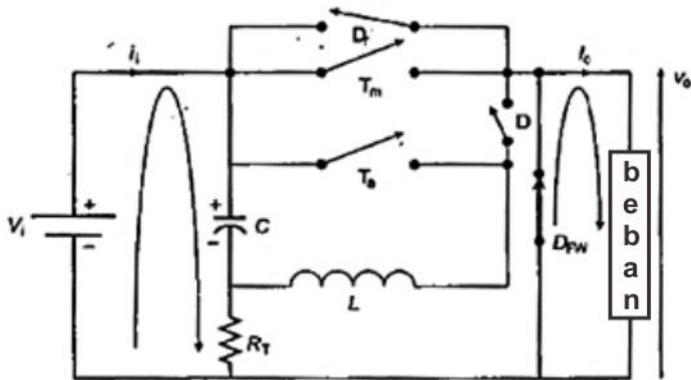
Gambar 4.6. Berbagai mode dari rangkaian komutasi arus (*cont.*).



(d) Mode IV, untuk $t_3 < t < t_4$



(e) Mode V, untuk $t_4 < t < t_5$



(f) Mode VI, untuk $t_5 < t < t_6$

Gambar 4.6. Berbagai mode dari rangkaian komutasi arus.

Mode II ($t_1 < t < t_2$) -> Thyristor bantu (T_a) di trigger di t_1 untuk memulai proses dari komutasi thyristor utama (T_m). Sebagaimana kapasitor yang telah diisi, arus resonansi sinus (i_c) mulai mengalir melalui C, T_a dan L (gambar 4.6b). hal itu terjadi guna membalikkan polaritas dari tegangan kapasitor. Secepat I_C menjadi nol pada t_2 . T_a dimatikan, dimana periode waktu osilasi adalah $t_2 - t_1 = \pi\sqrt{LC}$

Mode III ($t_2 < t < t_3$) -> arah dari arus resonansi (i_c) terbalik pada t_2 . Kemudian berlanjut melakukan resonansi dan mengalir melalui D dan T_m (gambar 4.6c). arus melalui T_m adalah perbedaan dari arus beban dan i_c , contohnya $i_{T_m} = I_o - i_c$ pada $t = t_3$, i_c menjadi sama dengan I_o dan komutasi dari T_m dimulai.

Mode IV ($t_3 < t < t_4$) -> arus resonansi berlanjut untuk mengalir sampai ke t_4 . Kelebihan dari resonansi arus, $i_c - I_o$ mengalir melalui dioda reverse D_r (gambar 4.6d). nilai maksimum dari i_c (I_{cm}) harus lebih dari arus beban untuk komutasi yang sukses dari T_m (biasanya I_{cm}/I_o bervariasi dari 1.4 sampai 2.5). Selebihnya, ($t_3 - t_4$) harus lebih tinggi dari waktu mati sakelar (turn off) t_q dari T_m . Juga, drop tegangan di seberang T_m selama periode ini adalah drop tegangan *on-stage* dari D_r (sekitar 1V). oleh karena itu, proses resonansi-pulsa bantu lebih lambat dari proses komutasi tegangan komplementer.

Mode V ($t_4 < t < t_5$) -> pada $t = t_4$, arus yang mengalir melalui D_r menjadi nol dan D_r mati. Pada kondisi ini arus beban yang konstan mengalir melalui C, L, D dan beban (gambar 4.6e). selama mode ini

berlangsung, v_c meningkat secara linier dan menjadi sama dengan V_i pada $t = t_5$.

Mode VI ($t_5 < t < t_6$) -> pengisian berlanjut sampai kapasitor penuh mengikuti aliran kontinyu dari resonansi arus yang melewatinya. Kelebihan tegangan ini mengakibatkan pelat bawah dari kapasitor menjadi lebih negatif dan dioda *free-wheeling* (D_{fw}) menjadi bias maju. Arus yang malalui D_{fw} meningkat secara linier dan menjadi sama dengan I_o pada $t = t_6$. Seperti C yang menjadi Nol pada t_6 . Dioda D mati dan proses komutasi selesai (gambar 4.6f). Jadi (t_6-t_1) adalah periode komutasi lengkap. D_{fw} mengalir sampai akhir siklus (T) dan lagi, T_m ditrigger untuk siklus selanjutnya.

ANALISIS MATEMATIKA

Berdasarkan mode II dari rangkaian diagram penyaklaran (gambar 4.6b), persamaan tegangan diberikan oleh:

$$\frac{1}{C} \int i_c dt + L \frac{di_c}{dt} = 0$$

Bedakan persamaan di atas, kita akan mendapatkan:

$$L \frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{1}{C} i_c = 0$$

Solusi dari persamaan di atas dengan kondisi awalan nol ($i_c = 0$, $v_c = 0$) diberikan di (4.2). ekspresi untuk arus resonansi puncak diberikan oleh:

$$I_{cm} = V_i \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.6)$$

Berdasarkan gelombang dari i_c , setengah periode osilasi, $(T_o/2) = t_c + 2t'$. oleh karena itu:

$$\pi = \frac{\omega_o T_o}{2} = \omega_o (t_c + 2t') \quad (4.7)$$

Juga, pada $t = t'$, $I_o = I_{Cm} \sin \omega_0 t'$ dan oleh karena itu, $t' = (1/\omega_0) \sin^{-1} x$, dimana $x = \frac{I_o}{I_{Cm}}$. Sekarang dari (4.7)

$$t_c = \frac{1}{\omega_0} (\pi - 2 \sin^{-1} x) = \sqrt{LC} (\pi - 2 \sin^{-1} x) \quad (4.8)$$

Dan

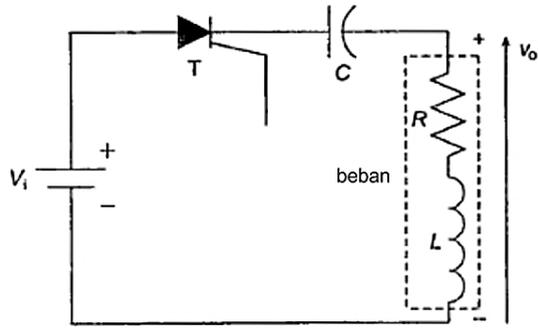
$$\sqrt{C} = \frac{t_c}{(\pi - 2 \sin^{-1} x) \sqrt{L}} \text{ dan } \sqrt{L} = \frac{t_c}{(\pi - 2 \sin^{-1} x) \sqrt{C}}$$

Dari (4.6), kita dapatkan:

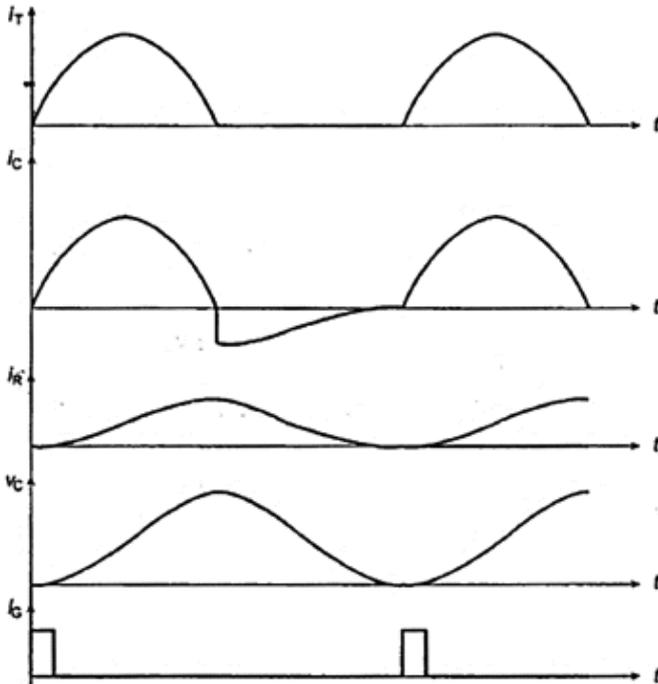
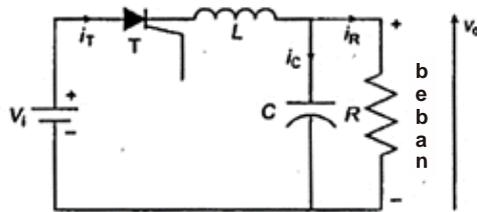
$$L = \frac{V_i t_c}{I_{Cm} (\pi - 2 \sin^{-1} x)} \text{ dan } C = \frac{I_{Cm} t_c}{V (\pi - 2 \sin^{-1} x)} \quad (4.9)$$

4.3 Komutasi Beban

Pada DC *chopper* tipe ini, rangkaian resonansi eksternal LC terpisah tidak digunakan untuk memaksa arus *thyristor* menjadi nol (dibawah level arus tertahan). Topologi rangkaian yang berbeda dari DC *chopper* berbasis *thyristor* terlihat pada gambar 4.7 dan 4.8 rangkaian arus beban sendiri membuat osilasi untuk komutasi dari konduksi *thyristor*. Dengan demikian kapasitor dihubungkan dengan rangkaian beban induktif RL yang lebih tinggi, yang terbentuk dari rangkaian RLC teredam. Alternatifnya, rangkaian beban RC harus menggunakan induktor. Untuk nilai hambatan beban (R) yang lebih rendah, rangkaian RLC seri digunakan (dimana $R^2 < 4L/C$). Sebaliknya, untuk nilai R yang lebih tinggi, Rangkaian paralel RC dihubungkan seri dengan L, seperti yang terlihat pada gambar 4.7b. Rangkaian RLC dengan beban RC paralel (gambar 4.7b), bisa juga dianalisis dengan cara yang sama.



(a) Thyristor komutasi beban berbasis Rangkaian seri R



(b) Thyristor komutasi beban berbasis rangkaian RC parallel

Gambar 4.7. Rangkaian DC *Chopper* dengan Komutasi beban

Pada kasus ini, selama periode “on” dari *thyristor*, kapasitor berubah. Respon arus pada rangkaian resonansi LC diberikan oleh:

$$i_C(t) = \frac{V}{\omega_r L} e^{-\xi t} \sin \omega_t t \quad (4.10)$$

Dimana:

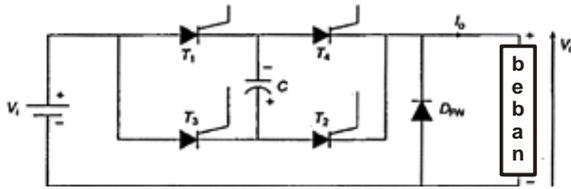
$$\omega_t = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

Respon arus dari rangkaian resistor diberikan oleh:

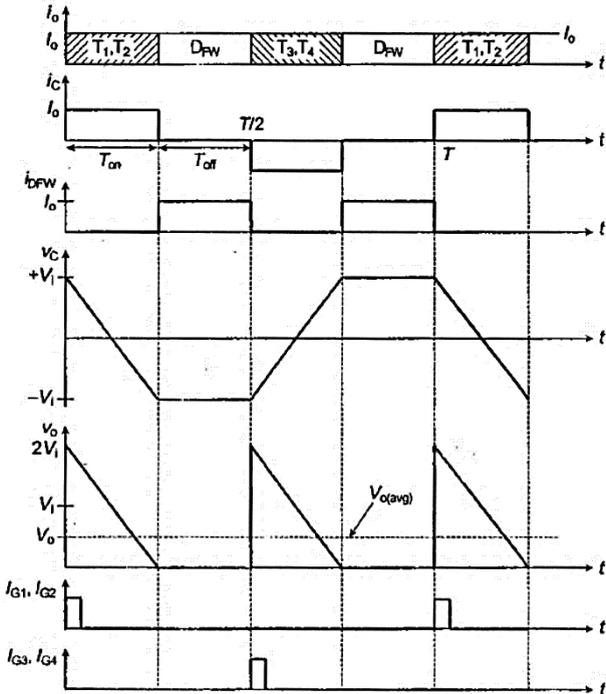
$$i_R(t) = V_i(1 - e^{-\xi t} \cos \omega_r t \frac{\xi}{\omega_r} - e^{-\xi t} \sin \omega_r t) \quad (4.11)$$

Arus *thyristor* selama periode “on”, $i_T(t) = i_C(t) + i_R(t)$. Untuk komutasi yang sukses, R harus tinggi. Dimana $R \gg \sqrt{4L/C}$. Arus pengisian dari kapasitor melewati *thyristor* dan akhirnya dikurangi menjadi nol; oleh karenanya komutasi akan mengambil alih. Setelah itu, kapasitor dikosongkan melalui hambatan beban sebelum siklus selanjutnya dimulai.

Gambar 4.8. memperlihatkan rangkaian impuls komutasi DC *chopper*. Satu pasang *thyristor*, antara T_1 - T_2 atau T_3 - T_4 , dihubungkan selama pasangan lain tetap tidak aktif selama periode tersebut. Mula-mula, biarkan kapasitor diisi dengan $-V_i$ (gambar 4.8a). dalam sekejap, $t = 0$. T_1 dan T_2 ditrigger untuk membawa arus beban melewati kapasitor (C). tegangan beban (V_o) sama dengan $V_i + V_c (=2V_i)$. Biarkan arus beban konstan. Kemudian tegangan kapasitor berayun secara linier dari $-V_i$ ke $+V_i$.



(a) Topologi rangkaian.



(b) Bentuk gelombang untuk arus beban yang konstan

Gambar 4.8. Bentuk gelombang DC *chopper* berbasis komutasi arus beban

Tegangan keluaran (v_o) berkurang secara linier ke nol saat T_{on} karena tegangan kapasitor telah membalikkan polaritasnya dan menjadi sama dengan V_i secara cepat. Saat kapasitor mengakuisisi seluruh tegangan catu, arusnya menjadi nol menyebabkan di-offkannya *thyristor* (T_1 dan T_2). Faktanya, kapasitor sedikit *overcharged* yang menyebabkan dioda *free-wheeling* untuk

mengalirkan dan membawa arus beban naik ke $t = (T/2)$. T_3 dan T_4 ditrigger lagi pada kondisi tiba-tiba dan mengikuti proses yang sama. Rerata tegangan keluaran juga dikendalikan dengan membiarkan T_{on} atau T_{off} konstan dan dengan memvariasikan frekuensi DC *chopper* (f). Selama arus kapasitor sama dengan $C_{dv/dt}$, kita memiliki:

$$I_o = C \frac{2V_i}{T_{on}} \text{ dan } T_{on} = C \frac{2V_i}{I_o}$$

Selama, $V_o = DV_i = V_i T_{on}$, tegangan keluaran diberikan oleh:

$$V_o = \frac{2V_i^2 f C}{I_o}$$

Pada frekuensi maksimum DC *chopper*, maksimum rerata tegangan keluaran dari DC *chopper* diberikan oleh:

$$V_{o(max)} = \frac{2V_i^2 C}{I_o} f_{max} = V_i \text{ atau } f_{max} = \frac{I_o}{2V_i C}$$

Nilai dari kapasitor dipilih untuk frekuensi maksimum dari *chopper* dan arus maksimum beban diberikan oleh:

$$C = \frac{I_o(max)}{2V_i f_{max}} \quad (4.12)$$

Gambar 4.9 memperlihatkan rangkaian komutasi komplementer beban yang digunakan untuk mentransfer arus diantara kedua beban. Pada dasarnya, ini adalah komutasi implementer-impuls. Saat T_1 mengalirkan arus, V_i muncul pada R_1 (beban) dan arus beban sama dengan V_i/R . Juga, kapasitor diisi melalui R_2 naik ke $+V_i$. Arus pengisian (i_c) mengalir melewati (R_2 , C dan T_1). Saat T_2 ditrigger untuk mematikan T_1 , tegangan kapasitor ($V_c=V_i$) muncul dan seri dengan V_i . Oleh karena itu, tegangan beban

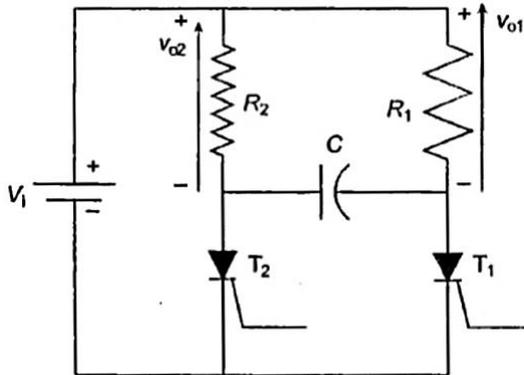
menjadi $2V_i$. Kapasitor dikosongkan melewati T_1 untuk mematakannya dan kemudian diisi melalui R_1 dengan polaritas yang berlawanan ($v_C = -V_i$). Pada saat ini, kapasitor atau arus beban diberikan oleh;

$$i(t) = \frac{2V_i}{R} e^{-t/RC}$$

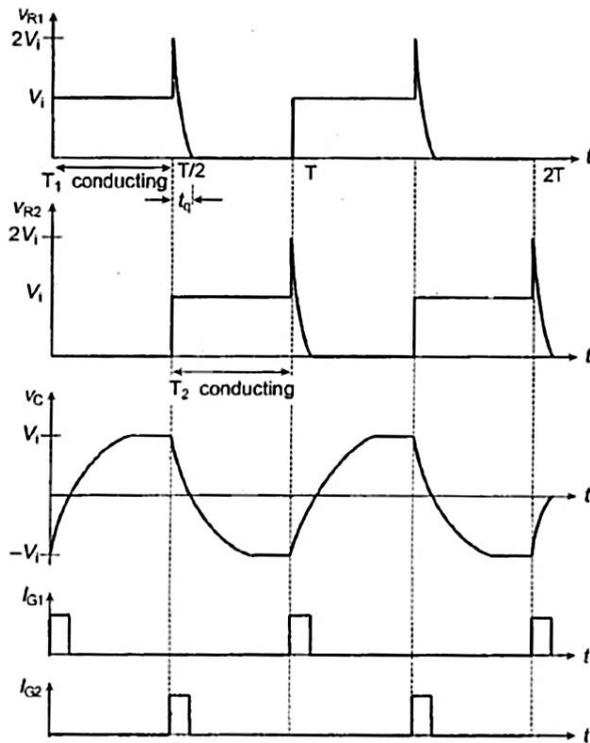
Dan

$$v_C(t) = V_i[1 - 2e^{-t/RC}] \quad (4.13)$$

Waktu yang dibutuhkan untuk dapat berhasil mematkan *thyristor* sama dengan waktu komutasi (t_q) yang bisa ditemukan dari kondisi, $v_C(t_q) = 0$. Hal ini memberikan nilai dari t_q sama dengan $0.693RC$.

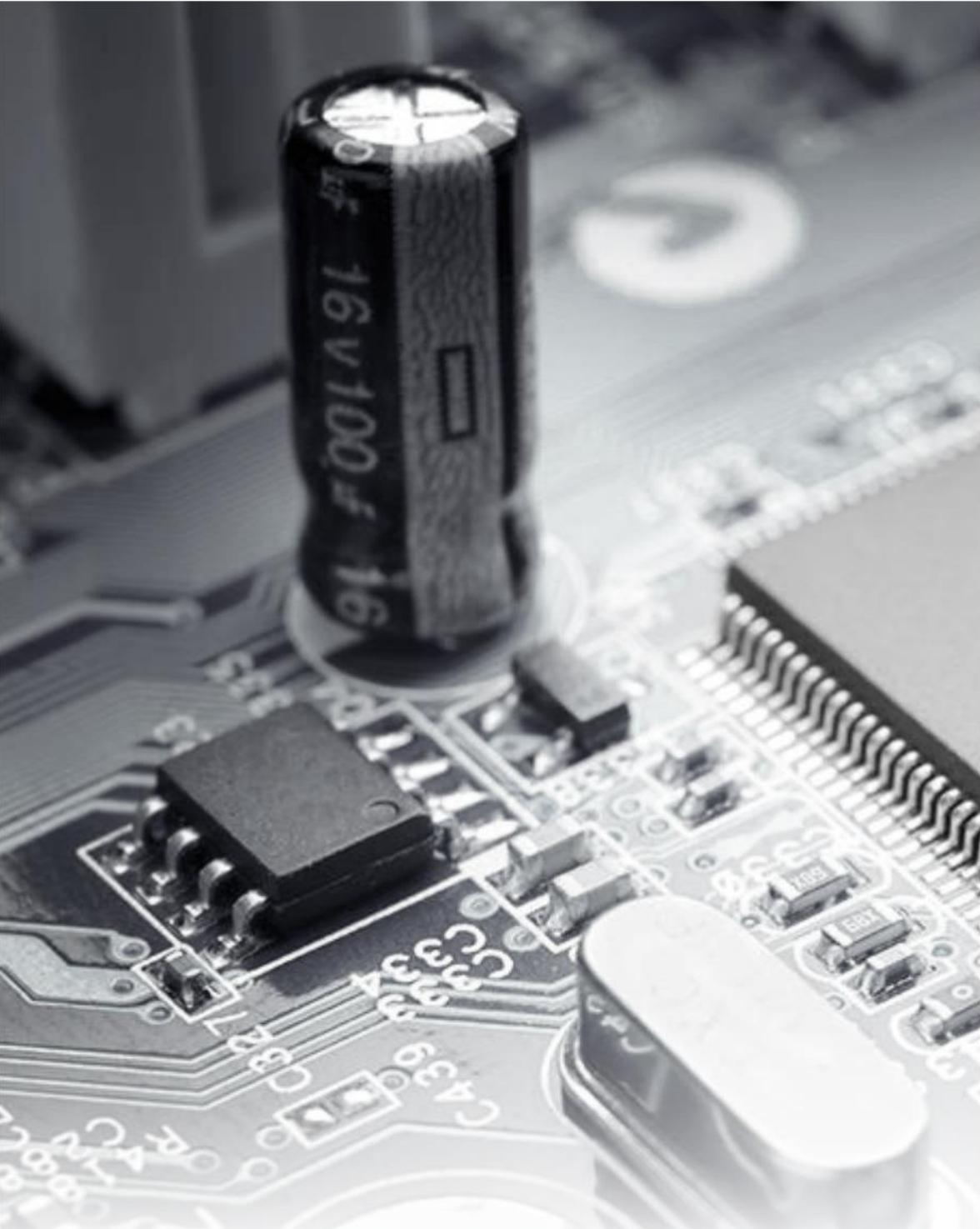


(a) Diagram rangkaian (*cont.*)



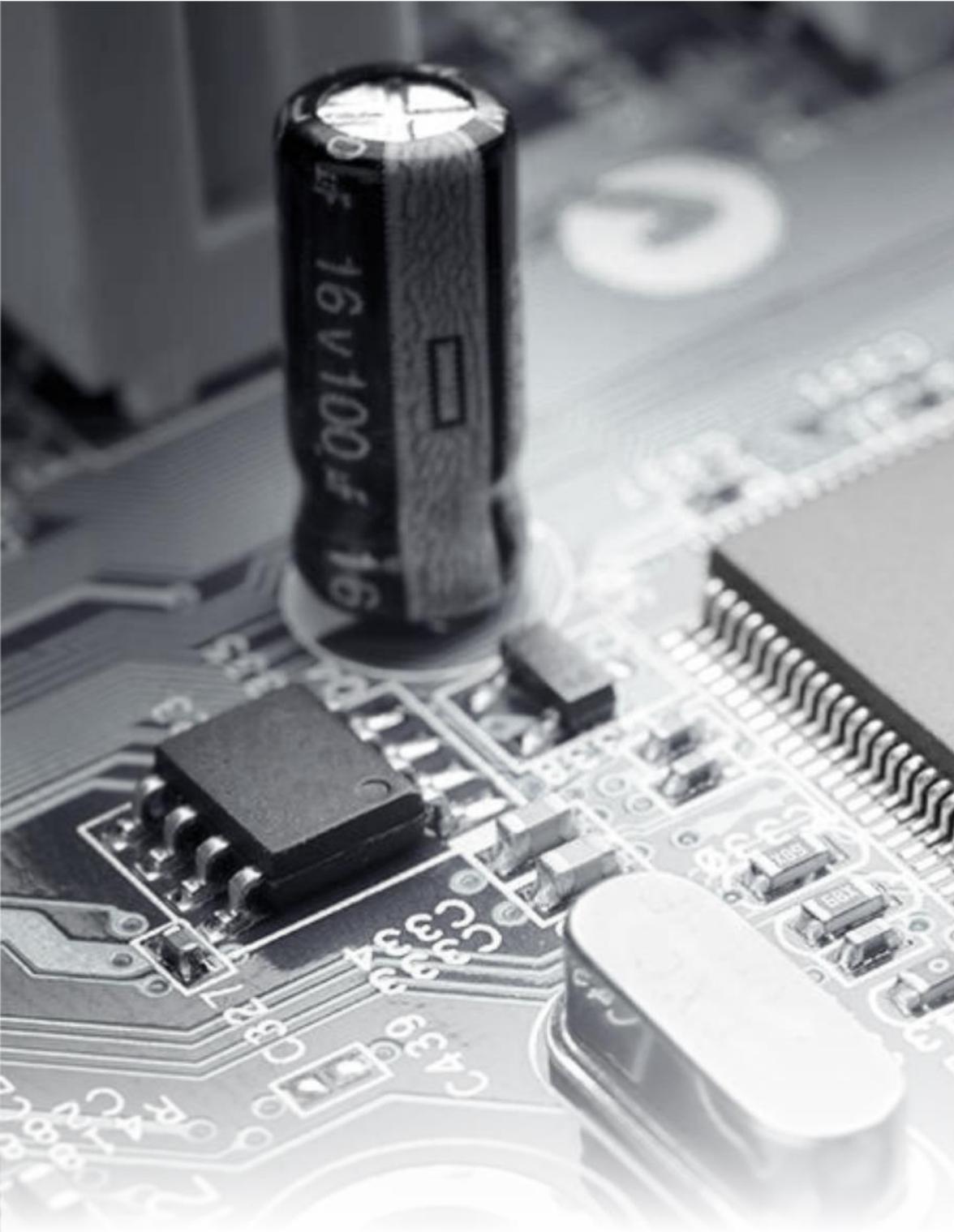
(b) Bentuk gelombang untuk beban R

Gambar 4.9. Rangkaian DC *chopper* komutasi impuls-implenenter (beban R)



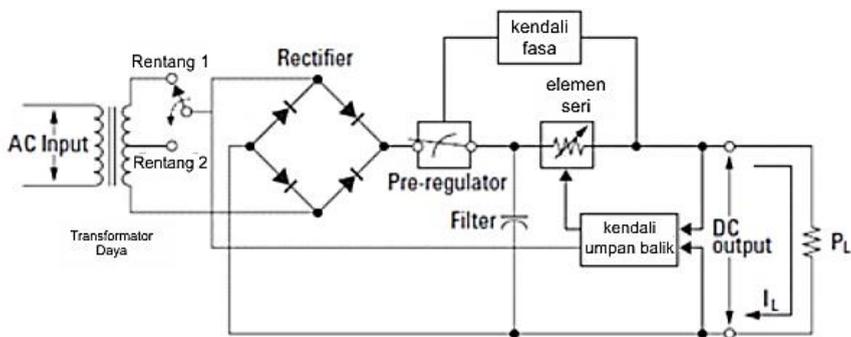
KONVERTER DC-DC

BAB 5



Catu Daya DC Linier

Model desain dasar untuk catu daya terdiri dari elemen kendali yang terhubung secara seri dengan penyearah dan perangkat beban. Gambar 5.1 menunjukkan skema sederhana dari catu daya yang diatur secara seri dengan pra-regulator fasa terkendali yang digambarkan sebagai saklar daya dan elemen seri digambarkan sebagai resistor variabel. Pra-regulator yang dikendalikan oleh fasa meminimalkan daya yang dihaburkan pada elemen seri dengan mempertahankan penurunan tegangan yang rendah dan konstan pada elemen seri. Rangkaian kendali umpan balik secara terus-menerus memonitor kaluaran dan menyesuaikan tahanan seri untuk mempertahankan tegangan keluaran yang konstan. Elemen seri tahanan variabel dari catu daya yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 sebenarnya diproduksi oleh satu atau lebih transistor daya yang beroperasi dalam mode linear (kelas A), catu daya dengan jenis regulator seperti ini sering disebut catu daya linier. Catu daya linier memiliki banyak keunggulan, karena mereka memberikan daya yang cukup dengan regulasi yang stabil dan sedikit gangguan, catu daya jenis ini biasanya merupakan solusi yang paling sederhana dan paling efektif untuk menyediakan daya yang stabil.



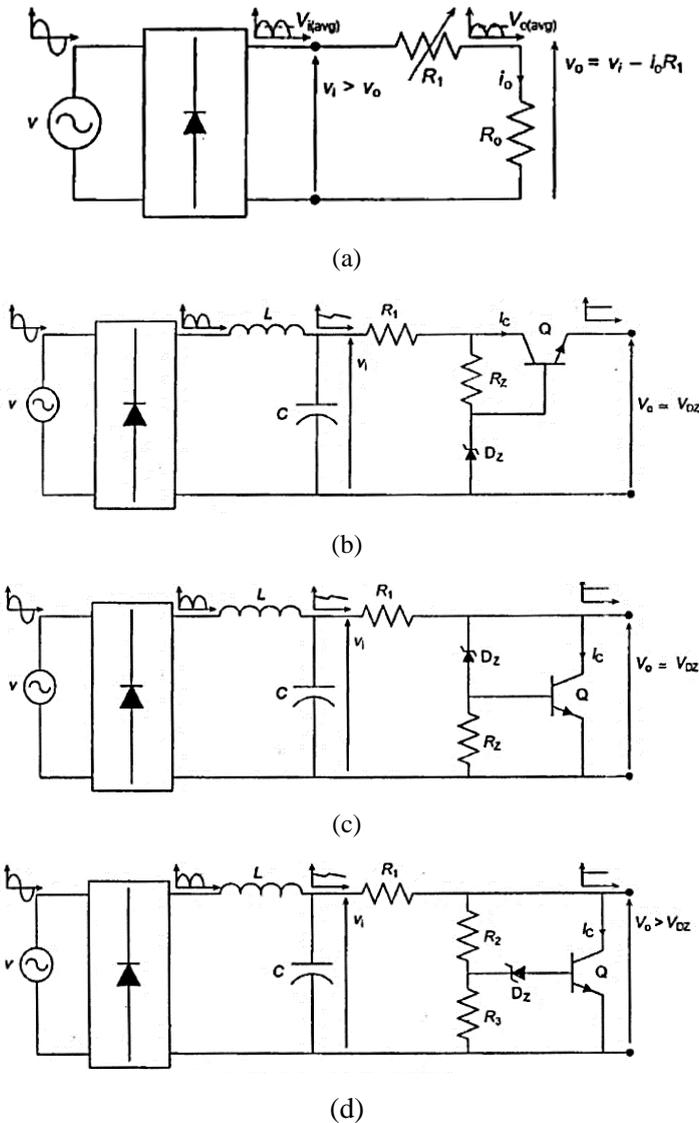
Gambar 5.1 Blok diagram catu daya seri sederhana

Catu daya yang ditunjukkan pada Gambar 5.1 memiliki dua rentang, yang memungkinkan tegangan yang lebih tinggi pada arus yang lebih rendah atau arus yang lebih tinggi pada tegangan yang lebih rendah. Catu daya dengan rentang tunggal dapat menghasilkan daya maksimum hanya pada skala tegangan penuh dan skala arus penuh. Catu daya linier dapat memberikan daya keluaran yang mendekati maksimum pada skala penuh untuk kedua rentang. Pre-regulator pada catu daya ini menggunakan sakelar tap solid-state transformator pada belitan sekunder transformator daya. Teknik ini sangat efektif dalam mengurangi daya yang dihaburkan dalam elemen seri.

Dalam hal kinerja, catu daya yang linier yang teregulasi memiliki sifat pengatur yang sangat tepat dan memiliki respons yang cepat terhadap variasi jalur listrik dan beban. Oleh karena itu, pengaturan jalur dan beban serta waktu pemulihan sementara lebih unggul daripada catu daya yang menggunakan teknik regulasi lainnya. Catu daya linier juga menunjukkan riak dan gangguan yang

rendah, mampu mentolerir perubahan suhu sekitar, dan sangat andal karena kesederhanaan rangkaiannya.

Unit catu daya DC adalah salah satu bagian dari turunan sistem elektronik. Biasanya, catu daya DC digunakan sebagai sumber daya dari berbagai macam perangkat elektronik dan IC/mikroprosesor. Catu daya DC bertanggung jawab untuk operasi sistem yang dapat diandalkan. Tujuan utama dari catu daya DC linier adalah untuk menyediakan tegangan DC teregulasi yang konstan dengan jumlah riak terlepas yang bisa diabaikan dari fluktuasi pada tegangan masukan dan/atau arus beban. Catu daya DC dapat menyediakan level tegangan bias yang dibutuhkan, misalnya $\pm 15V$, $\pm 12V$, $\pm 9V$, $\pm 5V$, dll. Terdapat beberapa tipe yang berbeda dari catu daya DC. Tegangan DC keluaran mungkin dapat teregulasi atau tidak (dengan atau tanpa pengaturan *feedback*). Demikian pula, beban mungkin bisa diisolasi secara elektrik dari sumber tegangan masukan. Prinsip dasar dari catu daya DC linier dapat diilustrasikan dengan bantuan gambar 5.2a. Tegangan DC masukan tidak teregulasi (V_i) diperoleh dari sumber AC utama konverter AC-ke-DC tidak terkendali menggunakan dioda jembatan. V_o adalah tegangan DC keluaran teregulasi. Faktanya, rangkaian regulator berindak sebagai resistor variabel (R_1) untuk mengendalikan drop tegangan di seberangnya, seperti V_o yang tetap konstan pada level yang diinginkan. Gambar 5.2b(i) memperlihatkan regulator seri berbasis BJT. Disini, Q adalah transistor bipolar, disebut transistor seri pass.



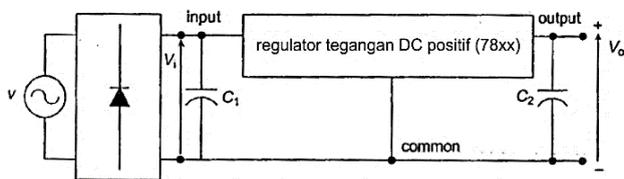
Gambar 5.2. Catu daya DC linier: (a) Topologi rangkaian dasar dari regulator DC-DC, (b) Regulator DC seri linier, (c) Regulator DC shunt linier, (d) Regulator DC shunt-linier lainnya

Sinyal basis disediakan sedemikian rupa, sehingga perubahan dalam tegangan masukan muncul di Q untuk menjaga V_o tetap konstan. Jika tegangan masukan (V_i) naik, kemudian tegangan

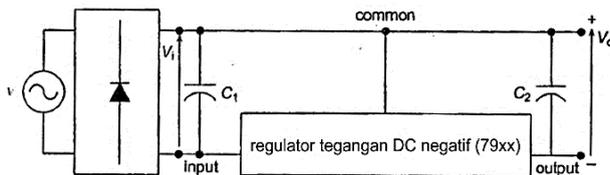
basis, maka arus pada basis akan dikurangi. Sedangkan untuk meningkatkan drop tegangan VCE, maka V_o harus dipertahankan.

Dengan demikian transistor Q bertindak sebagai resistor variabel dan beroperasi dalam mode linier atau aktif. Karena sepanjang waktu, arus beban digunakan untuk mengalirkan daya melalui perangkat (Q), kecukupan daya hilang besar. Hal ini dapat mengurangi efisiensi regulator hampir 50%. Inilah kekurangan utama dari catu daya linier, yang mana membatasi penggunaannya hanya untuk aplikasi dengan daya rendah. Gambar 5.2b(ii) memperlihatkan tegangan shunt linier rangkaian regulator. Disaat V_i lebih kecil dari tegangan keluaran yang diinginkan, dioda zener tidak mengalirkan arus. Oleh karena itu, tidak ada arus basis yang dicatu ke Q dan ia masih off. Saat V_i melebihi level V_o yang diinginkan, maka Q akan mengalirkan arus. Transistor arus tambahan menyebabkan drop tegangan lebih pada R_1 , maka V_o dipertahankan ke level yang diinginkan. Beberapa IC custom disediakan. Pengaturan dasar dari IC regulator tegangan tiga terminal yang tersedia secara komersial ditunjukkan pada gambar 5.3. Dimana transistor seri A78xx, A78Lxx dan seri A78Mxx dan LM340, LM341, LM109, LM117 adalah seri semikonduktor nasional berada di bawah kategori ini. Seri 78xx dan 79xx masing-masing tersedia untuk keluaran tegangan DC positif dan negatif-tereregulasi. istilah xx adalah singkatan dari tegangan keluaran yang diinginkan (misalnya 7805 dan 7912 masing-masing untuk 5V dan -12V). Tegangan keluaran tetap dari regulator bervariasi antara 2.6 V samapi 20 V dan arus bisa mencapai 1.5 A. IC tersebut adalah IC yang siap untuk digunakan dan hanya membutuhkan kapasitor

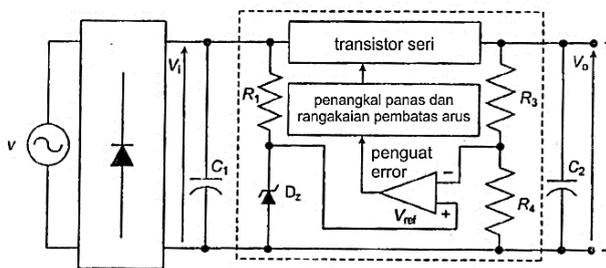
bypass C_1 dan C_2 untuk mengeliminasi noise atau gangguan. Kapasitor C_1 harus merupakan tipe keramik disk ($>0.5 \mu\text{F}$), tantalum solid ($>2 \mu\text{F}$) atau tipe elektronik ($>25 \mu\text{F}$). Demikian pula kapasitor C_2 harus berupa tipe disk keramik ($>0.22 \mu\text{F}$) atau tantalum solid ($>1 \mu\text{F}$). C_1 bertindak sebagai filter riak tegangan dan C_2 meningkatkan respon transien regulator. harus ada peringkat tegangan yang sesuai dari kapasitor ini. Sinyal error dari error amplifier meningkat untuk nilai rendah dari tegangan pada R_4 (karena V_o). Maka V_{CE} dari seri transistor berkurang dan V_o meningkat.



(a) Konfigurasi rangkaian regulator tegangan DC positif



(b) Konfigurasi rangkaian regulator tegangan DC negatif



(c) Blok diagram

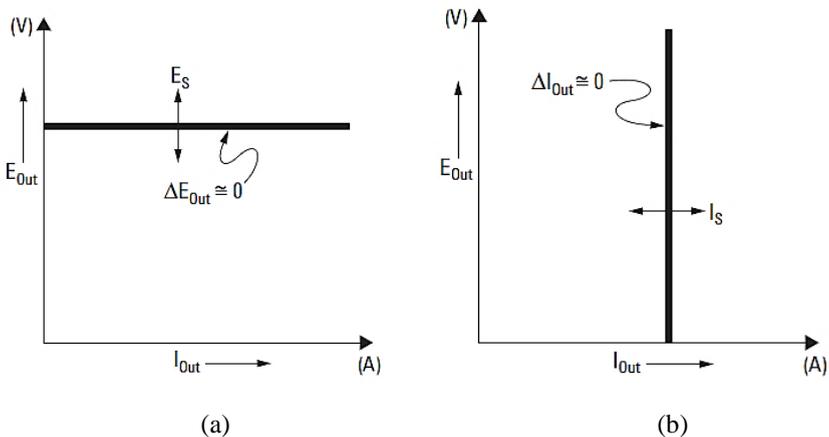
Gambar 5.3. Regulator DC dengan tegangan konstan

Karakteristik keluaran

Catu daya tegangan konstan yang ideal akan memiliki impedansi keluaran nol di semua rentang frekuensi. Jadi, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.4a, tegangan akan tetap konstan meskipun ada perubahan pada arus keluaran yang dikehendaki oleh beban.

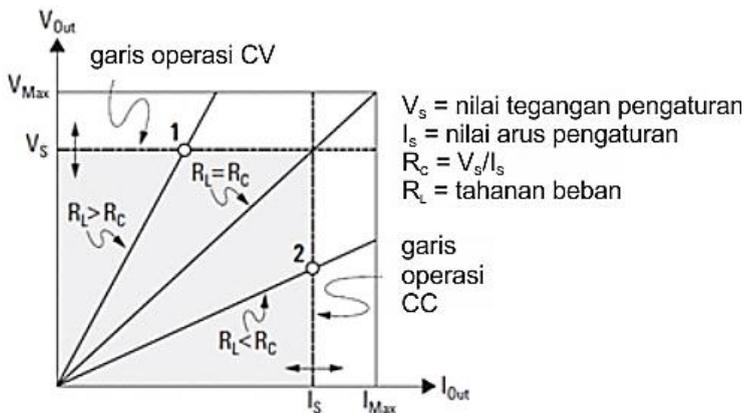
Catu daya arus konstan yang ideal menunjukkan impedansi keluaran tak terbatas di semua frekuensi. Jadi, seperti yang ditunjukkan Gambar 5.4b, catu daya arus konstan ideal akan mengakomodasi perubahan resistansi beban dengan mengubah tegangan keluarannya hanya dengan jumlah yang diperlukan untuk mempertahankan arus keluarannya pada nilai konstan.

Output dari catu daya ini dapat beroperasi dalam mode tegangan konstan (CV) atau mode arus konstan (CC). Dalam kondisi kesalahan tertentu, catu daya menjadi tidak dapat beroperasi dalam mode CV atau CC dan menjadi tidak dapat diatur.



Gambar 5.4. Grafik keluaran: (a) catu daya dengan tegangan konstan ideal
(b) catu daya dengan arus konstan ideal

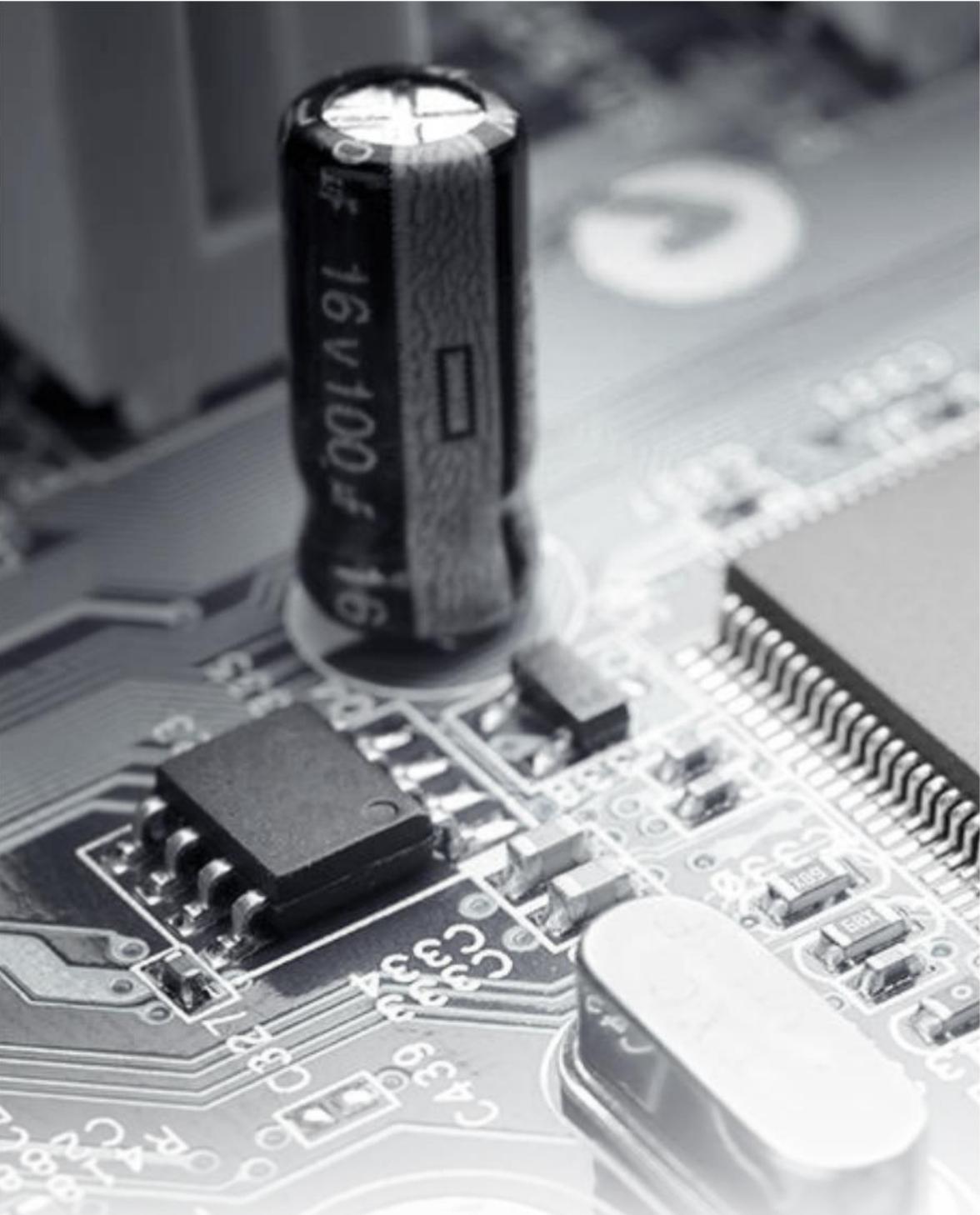
Gambar 5.5 menunjukkan mode operasi dari keluaran catu daya ini. Titik operasi satu catu daya akan berada di atas atau di bawah garis $R_L = R_C$. Garis ini mewakili beban di mana tegangan keluaran dan arus keluaran sama dengan tegangan dan arus yang ditetapkan. Ketika beban R_L lebih besar dari R_C , maka tegangan keluaran akan mendominasi karena arus akan kurang dari nilai yang ditetapkan., pada mode ini catu daya dikatakan dalam mode tegangan konstan. Beban pada titik 1 memiliki nilai resistansi yang relatif tinggi (dibandingkan dengan R_C), tegangan keluaran berada pada nilai tegangan yang ditetapkan, dan arus keluaran kurang dari arus yang ditetapkan. Dalam hal ini, catu daya berada dalam mode tegangan konstan dan pengaturan arus bertindak sebagai pembatas arus.



Gambar 5.5. Karakteristik keluaran catu daya DC linier

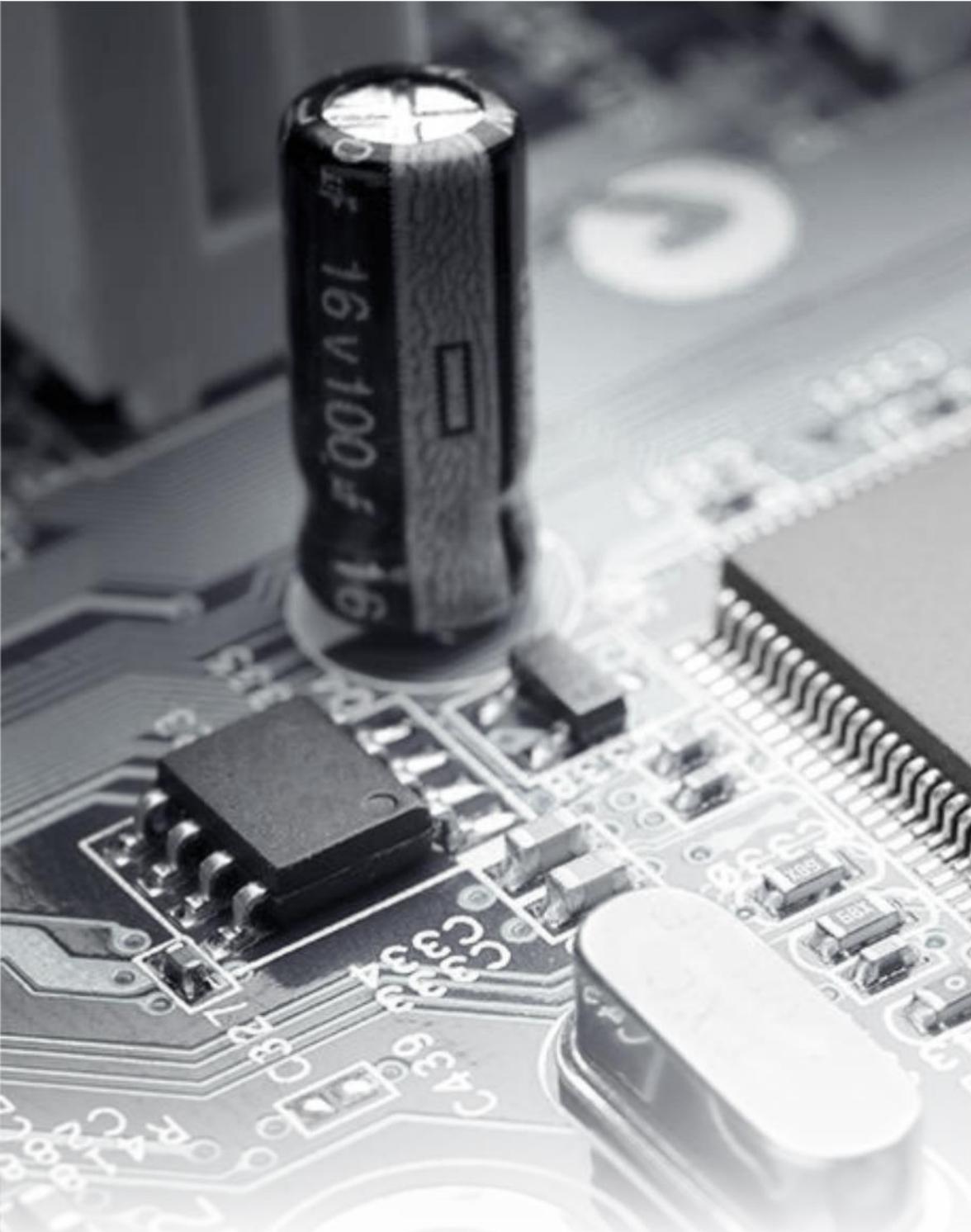
Ketika beban R_L kurang dari R_C , arus keluaran akan mendominasi karena tegangan akan lebih kecil dari tegangan yang ditetapkan, pada mode ini catu daya dikatakan dalam mode arus konstan. Beban pada titik 2 memiliki resistansi yang relatif rendah,

tegangan keluaran kurang dari tegangan yang ditetapkan, dan arus keluaran berada pada arus yang ditetapkan., pada mode ini catu daya dikatakan dalam mode arus konstan dan pengaturan tegangan berfungsi sebagai batas tegangan.



KONVERTER DC-DC

BAB 6



Konverter DC-DC Tanpa Isolasi

Dalam konverter DC-DC tanpa isolasi, impedansi beban langsung terhubung dengan sumber tegangan DC masukan atau melalui elemen rangkaian. Oleh karena itu, beban tidak diisolasi secara elektrik dari sumber DC masukan. Terdapat ribuan topologi rangkaian yang tersedia untuk konverter DC-DC. Konverter ini juga disebut konverter DC-DC mode sakelar. Terdapat 4 jenis topologi rangkaian yang paling umum dan sederhana dari konverter DC-DC tanpa isolasi elektrik, antara lain:

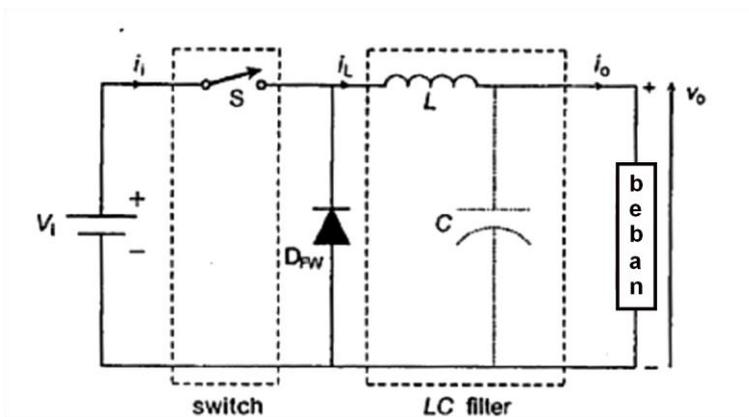
- (a) *Buck or forward converter*
- (b) *Boost converter*
- (c) *Buck-boost converter*
- (d) *Cuk converter*

Pada bab ini kita akan fokus untuk mendiskusikan hal-hal yang telah disebutkan di atas.

6.1 Tipe Buck atau Forward

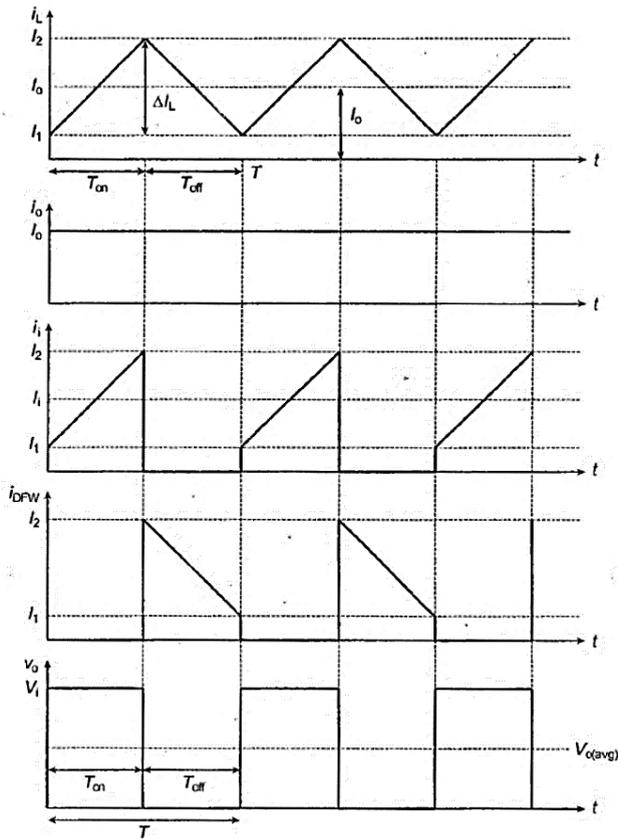
Buck converter adalah konverter DC-DC yang mana tegangan keluaran dapat dikendalikan dari nol sampai ke level yang sama dengan tegangan masukan. Oleh karena itu, ia disebut dengan konverter *step-down*. Topologi rangkaian dari konverter ini ditampilkan pada gambar 6.1.a dimana tegangan DC masukan diaplikasikan ke beban pada frekuensi yang tinggi menggunakan

sakelar semikonduktor daya. Biasanya, sakelar perangkat komutasi (misalnya. MOSFET, IGBT, dll). Induktor (L) menyimpan energi selama periode on dari sakelar. Energi yang tersimpan di transfer ke kapasitor (C), melalui dioda *free-wheeling* (D_{fw}) selama periode off. Jika sakelar (S) menyala sebelum arus induktor mencapai level nol, ini disebut dengan operasi *continuous mode*. Jika arus induktor mencapai level nol sebelum periode on selanjutnya, ini disebut dengan operasi *discontinuous mode*. Gelombang tegangan dan arus yang relevan untuk kedua mode operasi tersebut ditampilkan pada gambar 6.1.b. Perlu dicatat bahwa jika frekuensi penyaklaran dari *chopper* dekat dengan frekuensi alami (ω_o) dari rangkaian filter LC, maka tegangan keluaran mungkin akan lebih tinggi daripada tegangan masukan.



(a) Topologi rangkaian dari konverter DC-DC buck

Gambar 6.1. Konverter DC-DC buck (*cont.*)



(b) Bentuk gelombang dari mode *continuous conduction*

Gambar 6.1. Konverter DC-DC tipe buck

Analisis Matematika

asumsi-asumsi tertentu dibuat untuk menyederhanakan analisis yaitu:

- Perangkat penyaklaran diasumsikan ideal, oleh karena itu tidak ada gagal penyaklaran.
- Keluaran tegangan (V_o) diasumsikan konstan, karena besar dari nilai C, dan
- Naik dan turunnya arus melalui induktor diasumsikan linear. Oleh karena itu di/dt adalah konstanta yang membuat tegangan di L ($vL = Ldi / dt$) konstan.

Mode konduksi kontinyu - selama periode 'on', perbedaan tegangan masukan dan keluaran diterapkan di induktor. Selama, $V_L = L di/dt$, perubahan pada arus induktor diberikan oleh:

$$\Delta I_L = I_2 + I_1 = \frac{V_i + V_o}{L} T_{on} \text{ dan } T_{on} = \frac{L \Delta I_L}{V_i - V_o} \quad (6.1)$$

Selama periode off, dioda *free-wheeling* (D_{fw}) tersambung. arus induktor akan jatuh. satu terminal L mencapai potensial negatif karena konduksi D_{fw} dan tegangan keluaran negatif muncul di L. Maka:

$$-\Delta I_L = \frac{-V_o}{L} T_{off} \text{ atau } T_{off} = \frac{L \Delta I_L}{V_o} \quad (6.2)$$

Selama, $V_o = DV_1$ dan D lebih kecil dari 1, V_o juga lebih kecil dari V_1 . Juga, dari (7.16) dan (7.17), frekuensi penyaklaran diberikan oleh:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_o(V_i - V_o)}{V_i L \Delta I_L} \quad (6.3)$$

Arus riak dapat ditemukan sebagai:

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= \frac{V_o(V_i - V_o)}{L V_i f} \\ &= \frac{V_i D(1-D)}{f L} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Ini memperlihatkan bahwa arus riak dapat dikurangi dengan meningkatkan f dan L. Arus maksimum dan minimum induktor diberikan oleh:

$$I_2 = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (6.5)$$

dan

$$I_1 = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (6.6)$$

Dimana I_o adalah rerata atau nilai tengah dari arus beban i_o .

Mode Konduksi Terputus - dalam mode operasi ini. $I_1 = 0$ (gambar 6.2). Oleh karena itu, dari (6.6) dan (6.1), arus beban rata-rata diberikan oleh

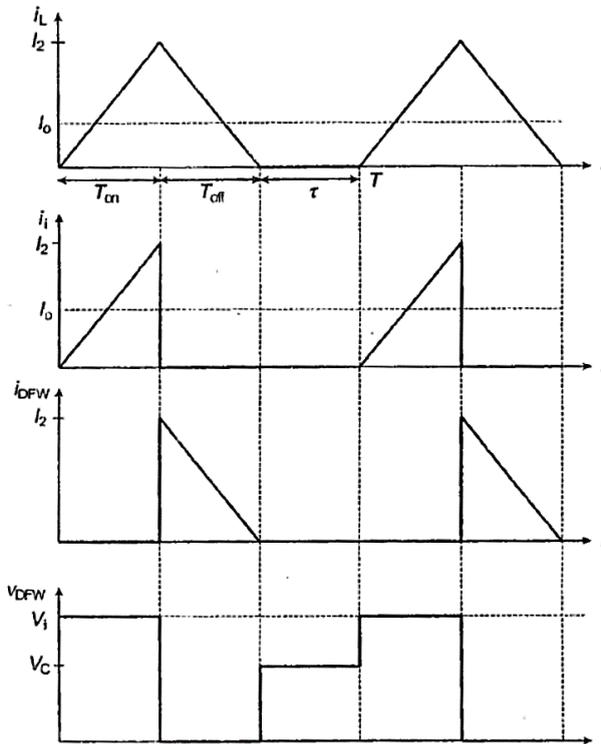
$$I_o = \frac{\Delta V_L}{2} = \frac{V_i - V_o}{2L} T_{on} = \frac{V_i - V_o}{2L} \frac{T_{on}}{T} T = \frac{(V_i - V_o)TD}{2L} = \frac{(V_i + V_o)D}{2Lf} \quad (6.7)$$

karena arus terputus-putus, istilah (death-time), τ diperkenalkan. selama periode τ , arus induktor tidak mengalir. menyamakan (6.1) dan (6.2), untuk naik dan turunnya arus induktor, diberikan

$$\Delta I_L = \frac{V_i + V_o}{L} T_{on} = \frac{V_o}{L} (T - T_{on} - \tau) \quad (6.8)$$

Oleh karena itu, diberikan

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 - (\tau - T)} \quad (6.9)$$



Gambar 6.2 Bentuk gelombang mode konduksi terputus dari konverter tipe buck.

Saat arus beban berlanjut (untu $\tau = 0$), biarkan nilai rerata dari induktor atau arus beban, $I_o = I_L$. oleh karena itu, untuk memberikan set value dari f , V_o , V_i , L dan D , jika arus beban rerata (V_o/R) menjadi lebih kecil dari I_L , maka I_o akan terputus. Konsisi kritis dapat ditemukan dengan persamaan V_o/R sama dengan I_o , seperti yang diberikan pada (6.7).

Contoh 6.1 -> beban RL terhubung ke *chopper* step-down (buck), 250 V, 400 Hz. Arus baban rerata adalah 100 A. Tahanan beban = 0.5 Ω . Temukan nilai minimum dari induktor untuk membatasi riak maksimum dari arus induktor sampai dengan 15%. Temukan juga nilai induktansi untuk kondisi riak terburuk.

Solusi ; tegangan rata-rata dari induktor beban adalah 0. Oleh karena itu tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_o = RI_o = 0.5 \times 100 = 50 \text{ V}$$

Kemudian

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{50}{250} = 0.2$$

Arus riak induktor, $\Delta I_L = 0.15 \times 100 = 15 \text{ A}$. Dari (6.5), nilai dari L diberikan oleh

$$L = \frac{V_o(V_i V_o)}{\Delta I_L V_i f} = \frac{50(250 - 50)}{15 \times 250 \times 400} = 6.67 \text{ mH}$$

kasus riak terburuk, bertanggung jawab terhadap riak maksimum yang berhubungan dengan D . Oleh karena itu, dari (6.5)

$$\frac{d(\Delta I_L)}{dD} = \frac{V_i}{fL} (1 - 2D) = 0$$

yang diberikan untuk kasus terburuk, $D_w = 0.5$ dan $V_o = D_w V_i = 0.5 \times 250 = 125$. Maka dari itu, kasus induktansi terburuk:

$$L_w = \frac{125 \times 125}{15 \times 250 \times 400} = 10.42 \text{ mH}$$

Contoh 6.2 -> untuk konverter buck yang diberikan (konverter DC-DC), cari arus beban maksimum dan minimum. ini beroperasi pada 1 kHz dan duty ratio = 0,2. jika frekuensi operasi meningkat menjadi 5 kHz, apa yang akan menjadi efek pada arus beban? parameter beban diberikan sebagai berikut: $R = 10 \text{ } \Omega$ dan $L = 10 \text{ mH}$.

Solusi: kita mempunyai

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1 \times 10^3} = 10^{-3} \text{ s}$$

Maka dari itu duty rasio, $D = \frac{T_{on}}{T}$, kita dapatkan $T_{on} = DT = 0.2 \times 10^{-3} \text{ s}$.

Kita juga mempunyai $R = 10 \text{ } \Omega$, $L = 10 \text{ mH} = 0.01 \text{ H}$. Kemudian, dari rangkaian RLE seperti yang diberikan di lampiran, nilai maksimum dari arus beban didapatkan:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V}{R} \frac{1 - \exp(-RT_{on}/L)}{1 - \exp(-RT/L)} \\ &= \frac{100}{10} \frac{1 - \exp(-10 \times 0.2 \times 10^{-3}/0.01)}{1 - \exp(-10 \times 1 \times 10^{-3}/0.01)} = 2.87 \text{ A} \end{aligned}$$

Demikian pula, nilai minimum dari arus diberikan sebagai

$$I_1 = \frac{V}{R} \frac{\exp(RT_{on}/L) - 1}{\exp(RT/L) - 1} = 10 \frac{e^{0.2} - 1}{e^1 - 1} = 1.29 \text{ A}$$

Maka dari itu, $\Delta I = I_2 - I_1 = 1.58 \text{ A}$.

Saat frekuensi meningkat menjadi 5 kHz, maka

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{5 \times 10^3} = 0.2 \times 10^{-3} \text{ s}$$

T_{on} dapat ditentukan sebagai

$$T_{on} = DT = D \frac{1}{f} = \frac{0.2}{5 \times 10^3} = 0.04 \times 10^{-3} \text{ s}$$

Nilai baru dari I_2 diberikan sebagai

$$I_2 = \frac{V \exp (RT_{on}/L) - 1}{R \exp (RT/L) - 1} = 10 \frac{1 - e^{-0.04}}{1 - e^{-0.2}} = 2.1 \text{ A}$$

Nilai baru dari I_1 diberikan sebagai

$$I_1 = \frac{V \exp (RT_{on}/L) - 1}{R \exp (RT/L) - 1} = 10 \frac{e^{0.04} - 1}{e^{0.2} - 1} = 1.84 \text{ A}$$

Atau

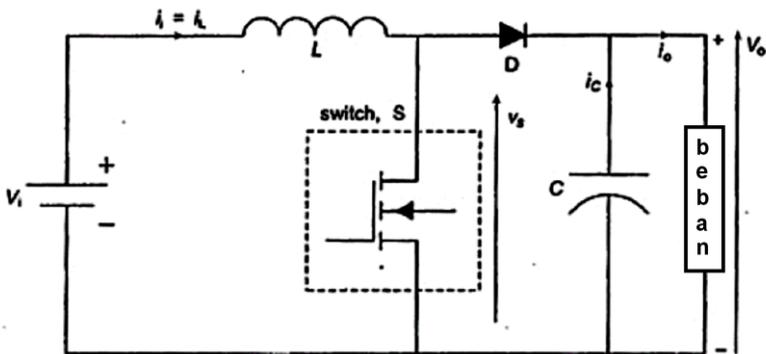
$$\Delta I = 2.1 - 1.84 = 0.26 \text{ A}$$

jika frekuensi operasi meningkatkan variasi atau riak dalam arus beban menurun. Jika tidak, riak dikurangi dengan meningkatkan parameter L dan C dari rangkaian filter. jelas bahwa pada frekuensi penyaklaran tinggi, persyaratan parameter L dan C dari rangkaian filter berkurang dan konverter menjadi kompak dan lebih ringan.

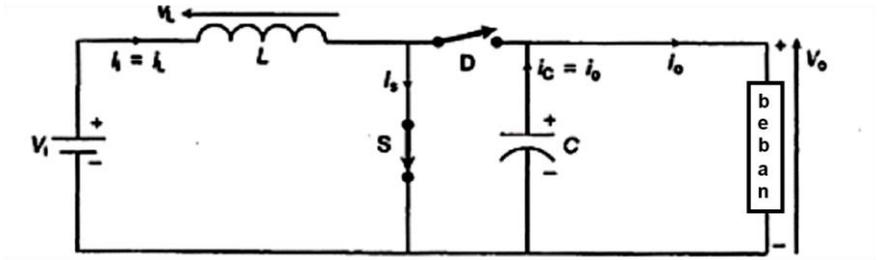
6.2 Tipe Boost

Tipe dari konverter DC-DC ini mampu menghasilkan tegangan keluaran yang konstan (nilai rerata) lebih dari tegangan masukan. Topologi rangkaian ditampilkan pada gambar 6.3. saat sakelar S diaktifkan pada $t = 0$, energi disimpan dalam induktor L. Arus yang melalui induktor diasumsikan naik secara linear dari level terendah I_1 ke level tertinggi I_2 . Dioda off karena tegangan keluaran

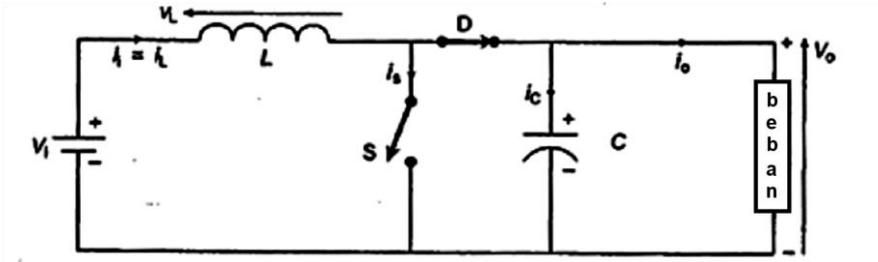
V_o muncul di katoda (anoda berada pada potensial nol karena sakelar konduktor). Biarkan kapasitansi sangat tinggi, oleh karena itu V_o konstan dan kapasitor juga memasok arus beban konstan. Diagram rangkaian penyaklaran yang setara untuk periode ini ditunjukkan dalam gambar. 6.4a. Ketika sakelar dimatikan pada $t = T_{on}$, itu menghasilkan tegangan negatif di seberangnya ($v_L = L_{di}/dt$). Dengan demikian, tegangan $V_i + v_L$ muncul di sakelar, yang lebih besar dari V_o . Ternyata pada dioda D (anoda berada pada potensial yang lebih tinggi). Arus induktor sekarang mengisi kapasitor dan arus mengalir melalui L, D, C dan beban. Energi yang tersimpan induktor ditransfer ke kapasitor dan arus induktor jatuh secara linear. Selain energi yang tersimpan dari induktor, energi dari sumber juga diumpankan ke beban. Sirkuit ekuivalen untuk kondisi peralihan yang berbeda ditunjukkan pada gambar 6.4.



Gambar 6.3 Rangkaian diagram dari konverter boost



(a) Mode I, saat sakelar S on ($0 < t < T_{on}$)



(b) Mode II, saat sakelar S off ($T_{on} < t < T$)

Gambar 6.4 Mode berbeda dari penyakelaran konverter boost

pada konverter jenis ini, arus keluaran selalu kontinyu, sedangkan arus masukan dapat kontinyu ataupun terputus. Selain itu, tegangan kapasitor atau V_o tetap konstan karena nilai C yang tinggi. Bentuk gelombang untuk dua mode tersebut ditunjukkan pada gambar 6.5

Analisis Matematika

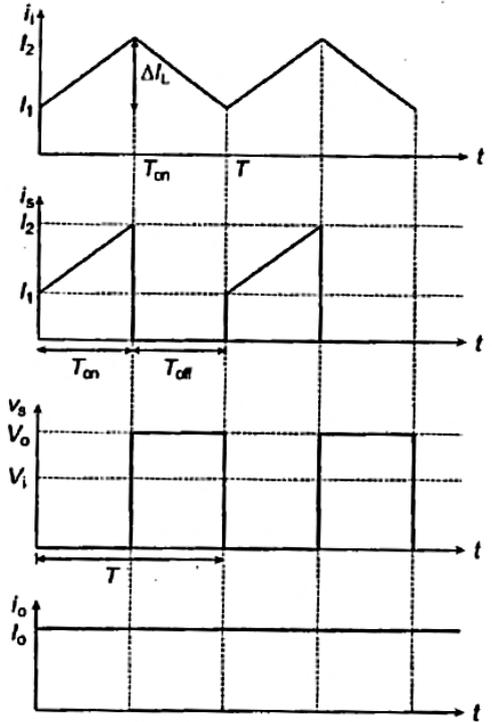
Asumsinya dibuat sama dengan yang dibuat untuk konverter buck.

Continuous conduction mode -> tegangan yang terkesan di induktor selama periode adalah V_i . selama periode ini, arus naik secara linear dari tingkat minimum, I_1 ke tingkat maksimum, I_2 . Oleh karena itu:

$$v_L = L \frac{I_2 - I_1}{T_{on}} = V_1 \text{ atau } T_{on} = \frac{L \Delta I_L}{V_i} \quad (6.10)$$

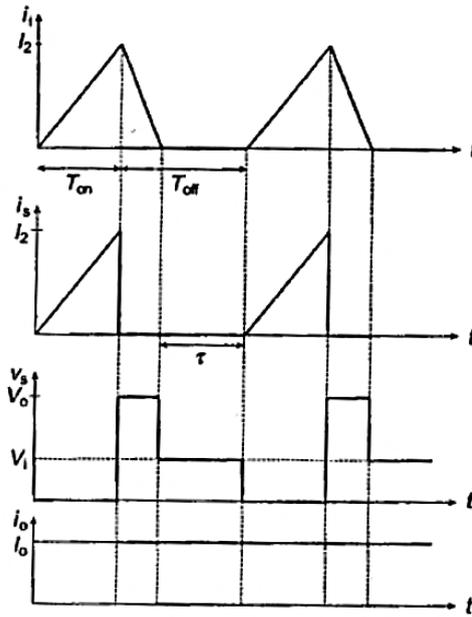
tegangan yang terkesan di induktor selama periode off adalah $V_o - V_i$ dan arus turun secara linear dari level maksimum, I_2 ke level minimum, I_1 . Oleh karena itu, tegangan induktor diberikan oleh:

$$v_L = L \frac{I_2 - I_1}{T_{off}} = V_o - V_i \text{ atau } T_{off} = \frac{L \Delta I_L}{V_o - V_i} \quad (6.11)$$



(a) Mode kontinyu

Gambar 6.5 Bentuk gelombang dari mode operasi yang berbeda dari konverter DC-DC tipe boost (*cont.*)



(b) Mode terputus

Gambar 6.5 Bentuk gelombang dari mode operasi yang berbeda dari konverter DC-DC tipe boost

Dari (6.10) dan (6.11), persamaan untuk ΔI_L , itu diberikan

$$\Delta I_L = \frac{V_i T_{on}}{L} = \frac{V_o - V_i}{L} T_{off}$$

Atau

$$V_o = \frac{V_i T_{on} + V_i T_{off}}{T_{off}} = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} V_i = V_i \frac{T}{T_{off}}$$

Atau

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \tag{6.12}$$

ini terbukti dari persamaan di atas, untuk $D = 0$ hingga $D = 1$, $V_o > V_i$, dan idealnya, V_o dapat bervariasi dari V_i ke tak terbatas. Oleh karena itu, secara umum, V_o lebih besar dari atau sama dengan V_i . Namun, karena parameter parasit menyimpang induktansi dan

kapasitansi rangkaian konverter, setelah mencapai tingkat tegangan tinggi tertentu, V_o menurun untuk D mendekati 1. Sebagai perangkat penyaklaran yang dianggap tanpa rugi-rugi, masukan daya ($V_i I_i$) dan keluaran daya ($V_o I_o$) dari konverter adalah sama. Oleh karena itu, dari persamaan (6.12), didapatkan:

$$V_i I_i = V_o I_o = \frac{V_i I_o}{1-D} \text{ atau } I_i = \frac{I_o}{1-D} \quad (6.13)$$

Subtitle untuk T_{on} dan T_{off} , dari (6.10) dan (6.11), frekuensi penyaklaran diberikan oleh:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_i(V_o V_i)}{V_o \Delta I_L L} \quad (6.14)$$

Maka dari itu, dari (6.12) dan (6.13), arus riak diberikan oleh

$$\Delta I_L = \frac{V_i(V_o - V_i)}{V_o L f} = \frac{V_i}{f L} \left(1 - \frac{V_i}{V_o}\right) = \frac{V_i}{f L} [1 - (1 - D)]$$

Atau

$$\Delta I_L = \frac{V_i D}{f L} \quad (6.15)$$

Discontinuous conduction mode -> pada mode ini, I_1 dikurangi menjadi Nol selama periode (T_{off-t}) ($I_1 = 0$). Dari (6.10) dan (6.11), dirumuskan untuk ΔI_L , diberikan

$$\Delta I_L = \frac{V_i T_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_i)(T_{off} - \tau)}{L}$$

Atau

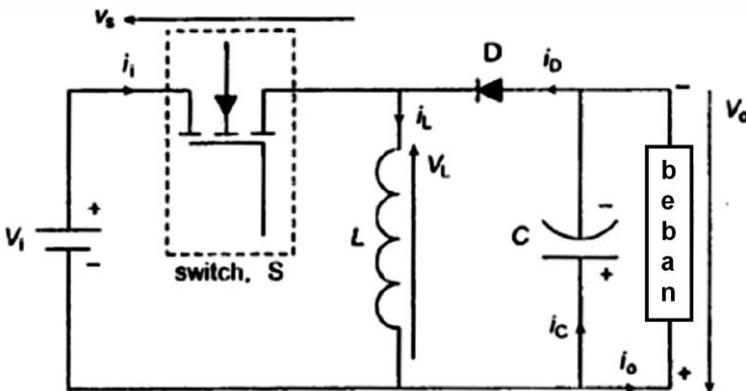
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - (\tau/T)}{(T_{off} - \tau)/T} = \frac{1 - (\tau/T)}{1 - D - (\tau/T)}$$

Atau

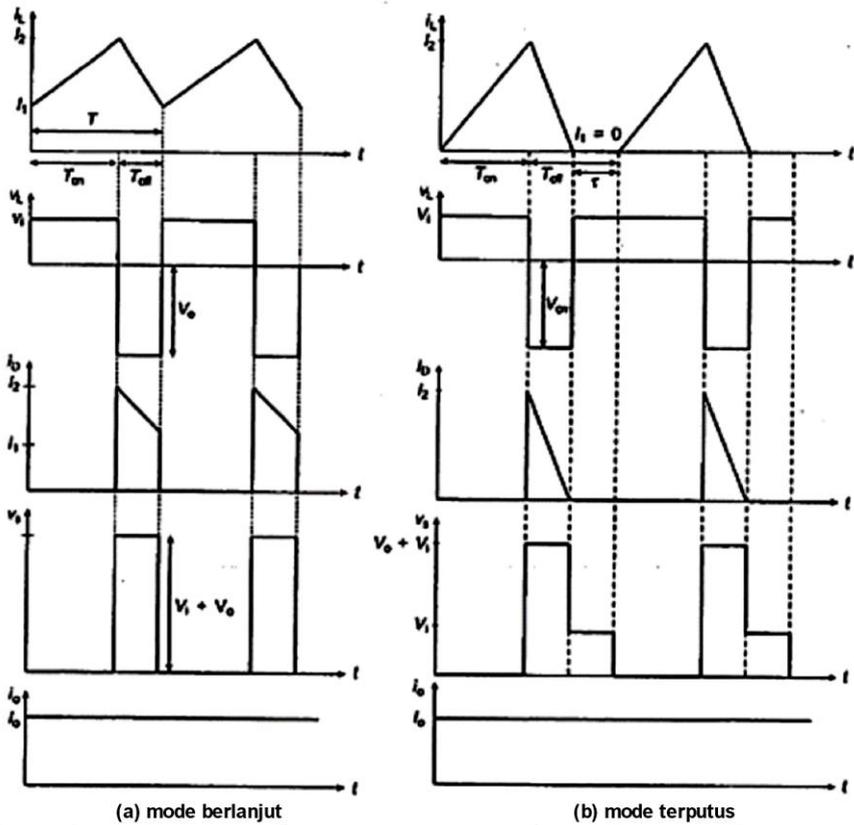
$$V_o = \frac{1 - (\tau/T)}{1 - D - (\tau/T)} V_i \quad (6.16)$$

6.3 Tipe Buck-Boost

Konverter DC-DC jenis buck-boost dapat memberikan tegangan keluaran, baik lebih dari maupun kurang dari level tegangan masukan. Itu tergantung pada rasio tugas, apakah lebih dari 50% atau kurang dari 50%, masing-masing. Namun, tegangan keluaran memiliki polaritas *berlawanan* dari tegangan masukan. topologi rangkaian ditunjukkan pada gambar 6.6. ketika sakelar aktif, induktor menyimpan energi dari catu daya. Ketika sakelar mati pada akhir periode, jatuhnya arus induktor menghasilkan tegangan negatif di induktor (sisi negatif atas). Hal itu membuat katoda dari dioda negatif dan menyediakan jalur arus lain melalui kapasitor dan beban. Selama periode-off, energi induktor yang disimpan ditransfer ke kapasitor dan beban. Baik masukan dan arus keluaran terputus. Namun, arus induktor dapat terus menerus atau terputus tetapi V_o tetap konstan karena besarnya nilai C. Bentuk gelombang arus dan tegangan untuk kedua kondisi ditunjukkan pada gambar 6.7.



Gambar 6.6 Rangkaian diagram dari konverter DC-DC tipe buck-boost



Gambar 6.7 Bentuk gelombang untuk arus dan tegangan dari konverter DC-DC tipe buck-boost

Analisis Matematika

Asumsinya sama seperti yang dibuat dalam kasus-kasus sebelumnya

Continuous conduction mode -> selama periode on, tegangan induktor adalah V_i dan arus naik secara linear dari tingkat maksimum, I_1 ke tingkat maksimum I_2 . dengan demikian, tegangan induktor diberikan oleh

$$v_L = L \frac{I_2 - I_1}{T_{on}} = V_i \text{ atau } T_{on} = \frac{L \Delta I_L}{V_i} \quad (6.17)$$

Selama periode off, tegangan pada induktor negatif dan arus jatuh dari I_2 menjadi I_1 , tegangan induktor diberikan oleh

$$v_L = L \frac{\Delta I_L}{T_{off}} = -V_o \text{ atau } T_{off} = -\frac{L\Delta I_L}{V_o} \quad (6.18)$$

Dari (6.17) dan (6.18), menyamakan untuk ΔI_L , iya diberikan

$$\Delta I_L = \frac{V_i T_{on}}{L} = -\frac{V_o T_{off}}{L} \text{ atau } V_o = -\frac{T_{on}}{T_{off}} V_i = -V_i \frac{D}{1-D} \quad (6.19)$$

Hal ini terbukti dari persamaan (6.19), konverter beroperasi dalam mode buck ketika $D < 0,5$ dan oleh karena itu $V_o < V_i$. Juga beroperasi dalam mode boost ketika $D > 0,5$ dan oleh karena itu $V_o > V_i$.

Untuk sistem konverter tanpa rugi-rugi, maka rugi-rugi penyaklaran di perangkat adalah nol. Sementara masukan daya ($V_i I_i$) dan keluaran daya ($V_o I_o$) adalah sama. Maka dari itu, dari persamaan (6.19) kita dapatkan:

$$I_i = I_o \frac{V_o}{V_i} = -I_o \frac{D}{1-D} \quad (6.20)$$

menggantikan T_{on} dan T_{off} , frekuensi penyaklaran diberikan oleh:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_i V_o}{L \Delta I_L (V_o - V_i)} \quad (6.21)$$

Juga, arus riak yang melewati induktor diberikan oleh:

$$\Delta I_L = \frac{V_i V_o}{fL(V_o - V_i)} = \frac{V_i D}{fL} \quad (6.22)$$

Discontinuous conduction mode -> Selama mode ini, i_L dikurangi hingga nol di periode ($T_{off} - \tau$) ($I_1=0$). Ketika sakelar dalam keadaan on, maka tegangan induktor diberikan oleh:

$$v_L = L \frac{I_2 - I_1}{T_{on}} = V_i \text{ atau } \Delta I_L = \frac{V_i}{L} T_{on} \quad (6.23)$$

Ketika sakelar off, tegangan induktor diberikan oleh:

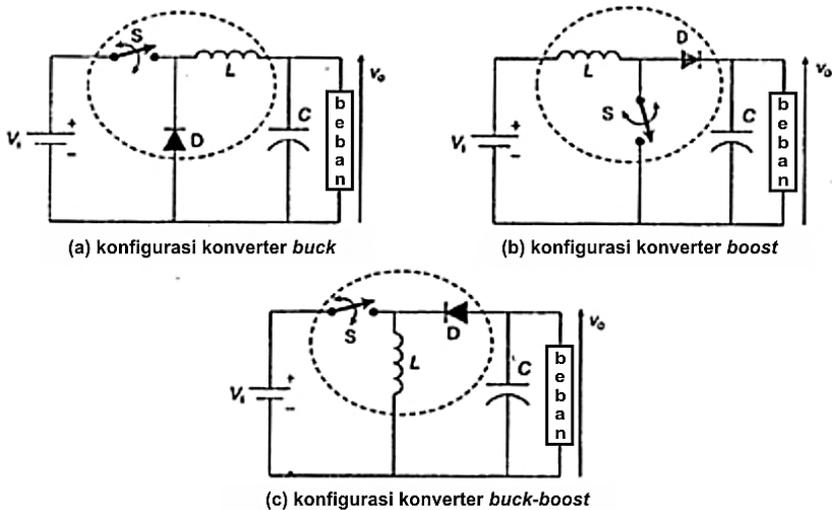
$$v_L = L \frac{\Delta I_L}{T_{off} - \tau} = -V_o \text{ atau } \Delta I_L = -\frac{V_o}{L} (T_{off} - \tau) \quad (6.24)$$

Menyamakan (6.23) dan (6.24) untuk ΔI_L , ia diberikan

$$\begin{aligned} \frac{V_i}{L} T_{on} &= \frac{V_o}{L} (T_{off} - \tau) \\ V_o &= -\frac{T_{on}}{T_{off} - \tau} V_i = -\frac{D}{1 - D - (\tau/T)} V_i \end{aligned} \quad (6.25)$$

Topologi rangkaian konverter

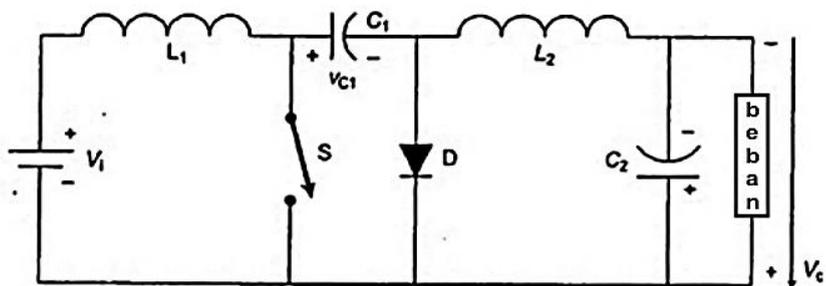
Semua jenis konverter DC-DC yang dibahas pada bagian sebelumnya dapat direalisasikan dengan putaran siklik dari induktor, dioda dan sakelar statis, seperti yang ditunjukkan pada gambar 6.8.



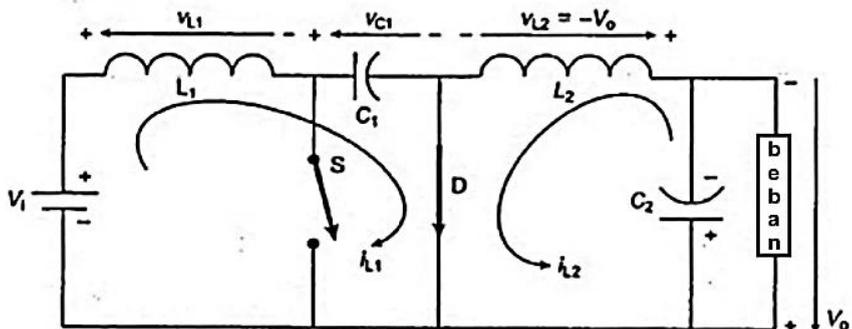
Gambar 6.8 Tiga tipe dari konverter DC-DC yang direalisasikan dengan putaran siklik dari komponen rangkaian

6.4 Konverter Cuk

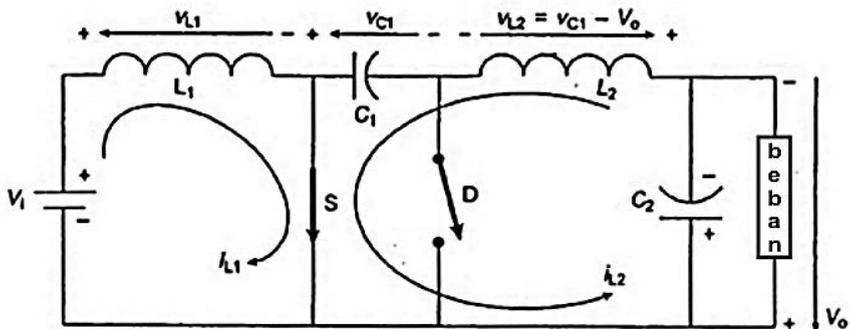
Ini adalah konverter DC-DC yang mentransfer energi dari sumber ke beban, baik selama periode-on dan periode-off dari penyaklaran. Konverter Cuk adalah tipe konverter DC-DC yang sangat efisien, dimana kapasitor berfungsi sebagai elemen penyimpanan energi. Arus masukan kontinyu dan polaritas tegangan keluaran terbalik (kebalikan dari tegangan masukan). tegangan keluaran mungkin lebih atau kurang dari tegangan masukan. Sehingga konverter ini dapat beroperasi dalam mode buck dan boost yang tergantung pada *duty-ratio* yang diberikan. topologi rangkaian konverter cuk ditunjukkan pada gambar 6.9. awalnya sakelar S mati dan D mengkonduksi (D bias maju karena sumber masukan tegangan). pengoperasian sirkuit dimulai setelah C_1 terisi penuh. Sekarang, ketika sakelar (S) dihidupkan pada $t = 0$, dioda (D) menjadi bias mundur karena V_{C1} . Sekarang, kapasitor (C_1) melepaskan muatan melalui beban dan kapasitor (C_2). Induktor (L_1) menyimpan energi dari sumbernya. Ketika sakelar (S) dimatikan pada $t = T$, kapasitor (C_1) mengisi melalui sumber dan L_2 mentransfer energi yang tersimpan ke beban. Bentuk gelombang arus dan tegangan ditunjukkan pada gambar 6.10.



(a) rangkaian diagram

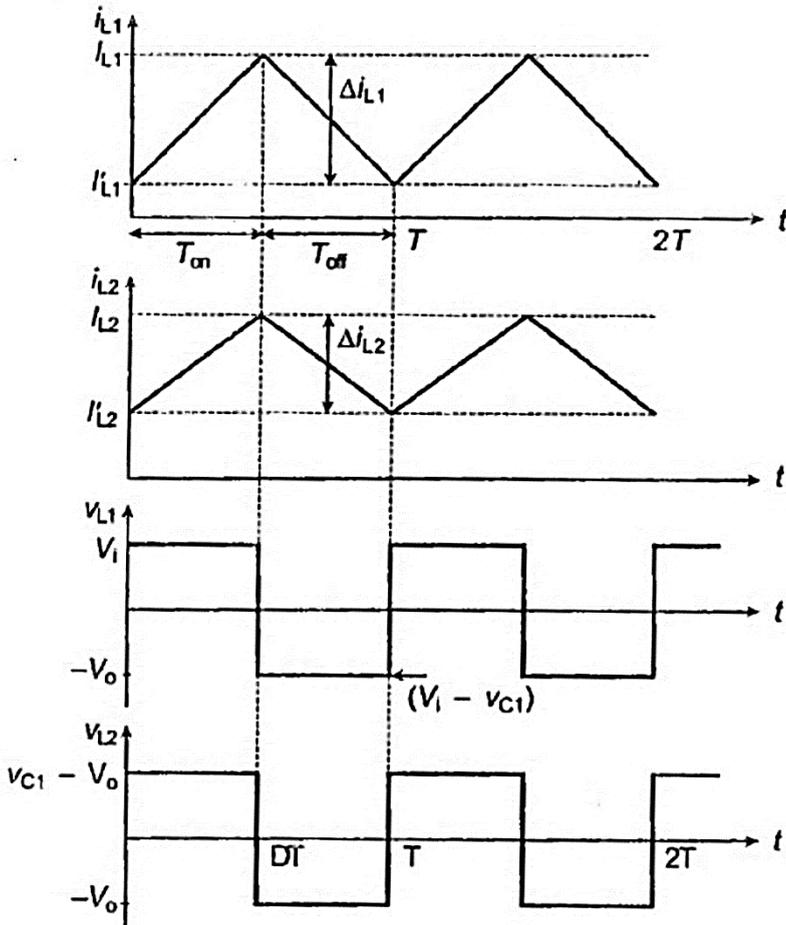


(b) selama periode mati (off)



(c) selama periode menyala (on)

Gambar 6.9 Rangkaian diagram dari konverter cuk



Gambar 6.10 Bentuk gelombang dari konverter Cuk

Analisis Matematika

asumsi yang dibuat untuk kasus-kasus sebelumnya juga diterapkan di sini. Pada saat sakelar (S) dihidupkan, arus yang melalui inductor (L_1) meningkat secara linier dari level minimum (I'_{L1}) ke level maksimum (I_{L1}). Tegangan induktor diberikan oleh:

$$v_{L1} = L_1 \frac{I_{L1} - I'_{L1}}{T_{on}} = V_1 \text{ atau } T_{on} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{V_i} \quad (6.26)$$

Dimana $\Delta I_{L1} = I_{L1} - I'_{L1}$

Arus jatuh secara linier dari I_{L1} ke I'_{L1} , saat sakelar (s) dimatikan.

Oleh karena itu tegangan induktor diberikan oleh:

$$v_{L1} = L_1 \frac{-\Delta I_{L1}}{T_{off}} = -(v_{C1} - V_i) \text{ atau } T_{off} = \frac{L_1 \Delta I_{L1}}{v_{C1} - V_i} \quad (6.27)$$

Persamaan dari ΔI_{L1} , dari (6.26) dan (6.27), diberikan oleh:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i T_{on}}{L_1} = \frac{(v_{C1} - V_i) T_{off}}{L_1} \text{ atau } v_{C1} = \frac{V_1}{1-D} \quad (6.28)$$

sama halnya, arus melalui L_2 memvariasikan linearitas antara level maksimum (I_{L2}) ke level minimum (I'_{L2}). tegangan induktor sama dengan jumlah V_{C1} dan V_o . Oleh karena itu:

$$v_{L2} = v_{C1} - V_o = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{T_{on}} \text{ atau } T_{on} = \frac{L_2 \Delta I_{L2}}{v_{C1} - V_o} \quad (6.29)$$

Dimana $\Delta I_{L2} = I_{L2} - I'_{L2}$

Saat sakelar (S) mati, arus induktor turun secara linier dari I_{L2} ke I'_{L2} .

Tegangan induktor diberikan oleh:

$$v_{L2} = -V_o = -L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{T_{off}} \text{ atau } T_{off} = L_2 \frac{\Delta I_{L2}}{V_o} \quad (6.30)$$

Persamaan untuk ΔI_{L2} , dari (6.29) dan (6.30), diberikan oleh:

$$\Delta I_{L2} = \frac{(v_{C1} - V_o) T_{on}}{L_2} = \frac{V_o T_{off}}{L_2} \text{ atau } v_{C1} = \frac{V_o}{D} \quad (6.31)$$

Persamaan untuk V_{C1} , dari (6.28) dan (6.31), diberikan oleh:

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (6.32)$$

Persamaan di atas memperlihatkan bahwa konverter beroperasi pada mode Boost untuk $D > 0.5$. dan pada mode buck untuk $D < 0.5$. juga V_o menjadi sama dengan V_i untuk $D = 0.5$. untuk konverter ideal atau tanpa rugi-rugi, masukan dan keluaran daya adalah sama ($V_i I_i = V_o I_o$), Oleh karena itu:

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} I_o = \frac{D}{1-D} I_o \quad (6.33)$$

Frekuensi penyaklaran diberikan oleh

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{L_2 \Delta I_{L2} v_{C1}}{V_o (V_{C1} + V_o)} \text{ atau } \Delta I_{L2} = \frac{V_o (V_{C1} + V_o)}{L_2 v_{C1} f} \quad (6.34)$$

dari (6.28) dan (6.31), ditempatkan untuk v_{C1} dan V_o , diberikan oleh:

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta V_i}{f L_2} \quad (6.35)$$

Contoh 6.3 Temukan rasio tugas konverter cuk yang beroperasi pada 25 kHz untuk mendapatkan tegangan keluaran, 200V. catu daya masukan DC terdiri dari dua baterai 12V yang terhubung seri. juga, temukan nilai tegangan di sakelar.

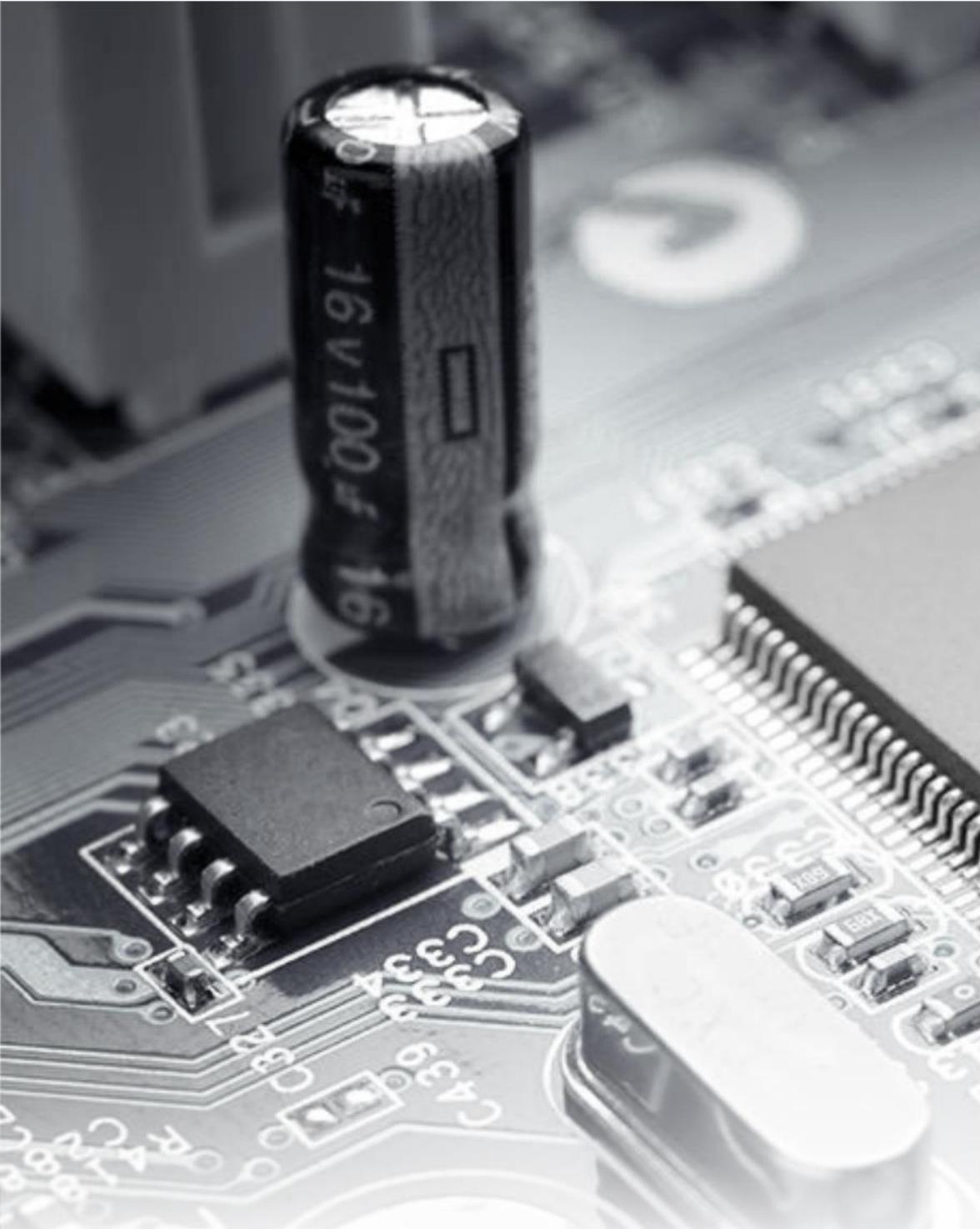
Solusi: tegangan masukan, $V_i = 2 \times 12 \text{ V} = 24 \text{ V}$. Tegangan keluaran diberikan oleh

$$V_o = \frac{D}{1-D} V_i \text{ atau } D = \frac{V_o}{V_o + V_i} = \frac{200}{200 + 24} = 0.893$$

Tegangan di sebarang sakelar adalah V_{C1} yang muncul selama periode off, yang diberikan oleh:

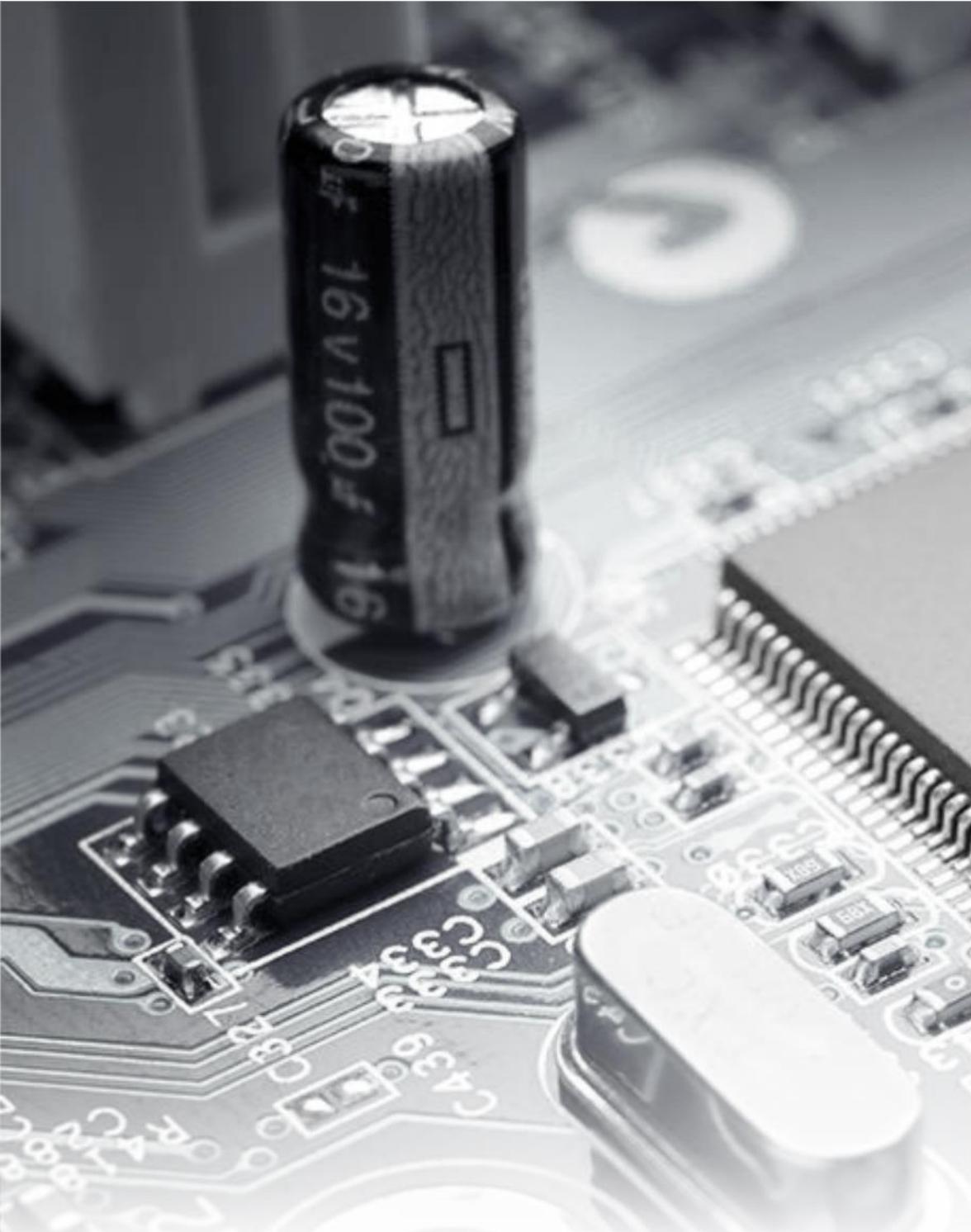
$$v_{C1} = \frac{V_i}{1-D} = \frac{24}{1-0.893} = 224.3 \text{ V}$$

Oleh karena itu, rating tegangan dari sakelar dipilih berdasarkan rasio tugas maximum (D_{\max}) dari konverter.



KONVERTER DC-DC

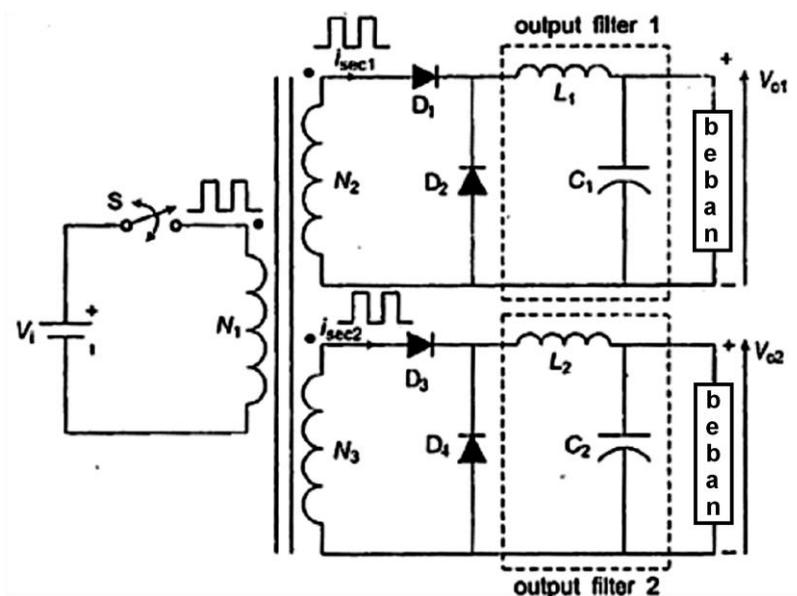
BAB 7



Konverter DC-DC Dengan Isolasi

Untuk beberapa aplikasi, terkadang diperlukan tegangan keluaran DC teregulasi dari tingkat yang berbeda (mis. untuk mendapatkan ground keluaran yang berbeda dan sumber tegangan DC independen yang diatur, yaitu, +5 V, +9 V, +12 V, - 12 V, dll.). ada beberapa keuntungan lain menggunakan versi konverter DC-DC yang terisolasi. Isolasi listrik antara sumber dan beban juga digunakan untuk tujuan proteksi. Keluaran step-up dan step-down dapat diperoleh hanya dengan mengubah rasio belok transformator isolasi, seperti yang ditunjukkan pada gambar 7.1. keterbatasan konverter buck-boost asli (tegangan keluaran polaritas terbalik) dapat dihilangkan dengan hanya menukar koneksi sekunder isolasi transformator. Jenis konverter DC-DC terisolasi ini digunakan dalam catu daya mode sakelar (*switched mode power supply*) atau biasa disebut SMPS.

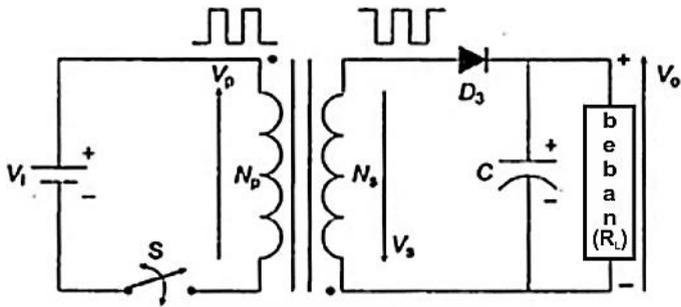
Pada bab ini empat konfigurasi dasar yang akan dibahas adalah: konverter fly-back, konverter forward, konverter push-pull dan konverter setengah jembatan/jembatan penuh.



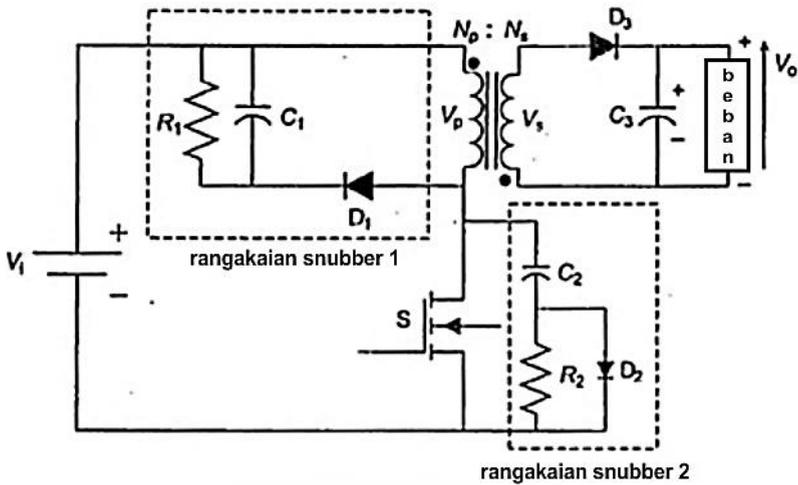
Gambar 7.1 Keluaran bertingkat tersolasi dari konverter DC-DC forward

7.1 Konverter Flyback

Untuk aplikasi frekuensi tinggi, transformator dengan inti-ferit digunakan sebagai penyedia isolasi listrik. Pada transformator dengan inti silikon-baja normal, kurva histerisis (*hysteresis loop*) cukup lebar, hal itu memberi kerugian histerisis yang lebih tinggi karena frekuensi penyaklaran yang tinggi dari konverter DC-DC. Transformator inti ferit menawarkan keuntungan berupa rugi-rugi histerisis yang sangat rendah karena kurva BH yang sangat sempit. Topologi rangkaian dasar dari konverter flyback ditunjukkan pada gambar 7.2.



transformator frekuensi tinggi
(i) topologi rangkaian

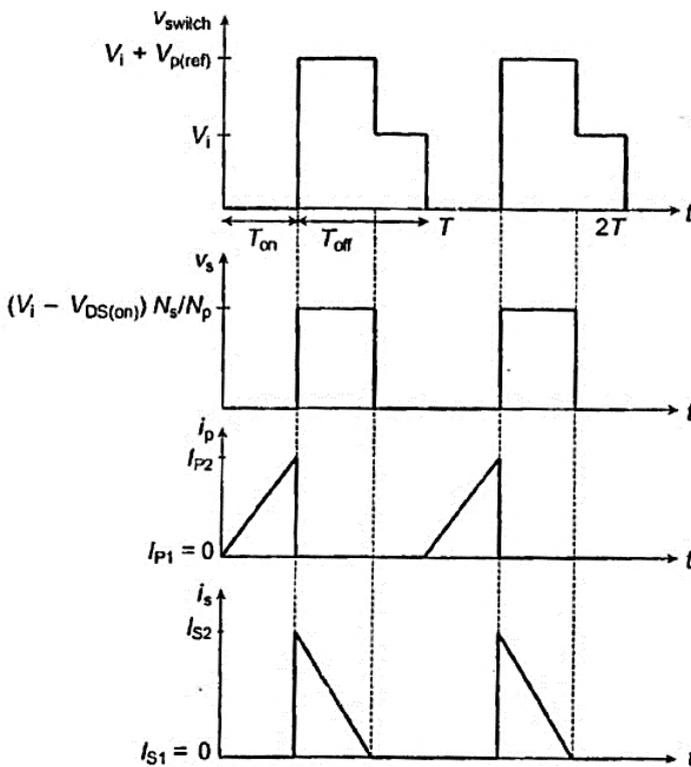


(ii) rangkaian nyata

Gambar 7.2 Konverter DC-DC flyback dengan keluaran terisolasi

Ketika sakelar (S) menyala, tegangan sumber langsung diterapkan ke transformator primer, termasuk EMF di transformator sekunder. Tetapi kebalikan dari tegangan (polaritas tegangan sama pada terminal putus-putus), juga agar dioda (D_3) bias terbalik. Dengan demikian arus tidak mengalir dalam lilitan sekunder. Lilitan primer transformator berperilaku seperti induktor yang menyimpan energi dalam medan magnetnya. Ketika S dimatikan, transformator itu menginduksi tegangan negatif karena penurunan arus ($vL = -$

di/dt). kemudian dioda menjadi bias maju dan konduktif, energi yang tersimpan ditransfer ke beban selama periode off. Bentuk gelombang arus dan tegangan dari transformator frekuensi tinggi (dengan asumsi rugi-rugi inti) ditunjukkan pada Gambar 7.3. Perangkat penyaklaran selalu seri dengan belitan utama, bahkan dalam kasus korsleting di terminal beban, itu tidak langsung mencerminkan selama periode konduksi perangkat.



Gambar 7.3 Bentuk gelombang dari konverter flyback terisolasi.

Analisis Matematika

Demi kesederhanaan analisis, induktansi dan kebocoran dari lilitan diabaikan. Ketika sakelar (S) dihidupkan, tegangan yang melintasi belitan primer diberikan oleh

$$V_P = V_i - V_{DS(on)} \quad (7.1)$$

di mana V_{DS} (aktif) adalah drop tegangan sakelar on-state, mis. MOSFET atau perangkat penyaklaran lainnya. Ketika sakelar hidup, tegangan sekunder diberikan oleh

$$V_S = \frac{N_s}{N_p} [V_i - V_{DS(on)}] \quad (7.2)$$

di mana N_p dan N_s masing-masing adalah belitan primer dan sekunder. Ketika sakelar (S) mati, tegangan yang melintasi belitan sekunder diberikan oleh

$$V_s = V_{D3} + V_{C3}$$

di mana V_{D3} adalah tegangan melintasi dioda (D_3) dan V_{C3} adalah tegangan melintasi kapasitor (C_3).

Selama periode off, tegangan refleksi akan muncul di seberang lilitan primer yang mana diberikan oleh

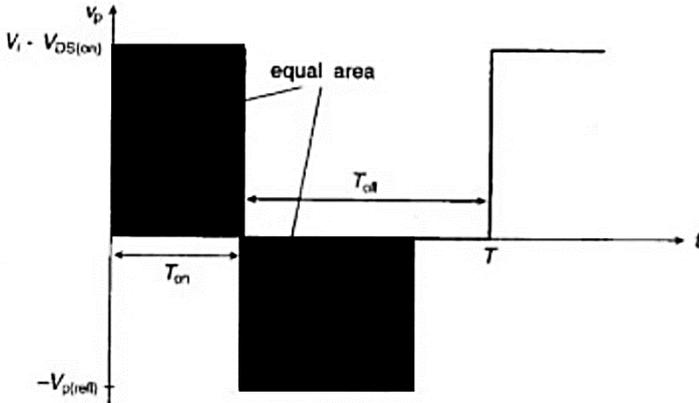
$$V_{p(ref)} = V_s \frac{N_p}{N_s} \quad (7.3)$$

tegangan primer yang dipantulkan menjadi nol, segera setelah arus sekunder mencapai nol. Bentuk gelombang tegangan ditunjukkan pada Gambar 7.4. Untuk menghindari kejenuhan inti, seharusnya tidak ada komponen tegangan DC pada transformator primer (misal luas waktu-tegangan selama periode on dan periode off harus sama).

$$[V_1 - V_{DS(on)}]T_{on} = V_{p(ref1)}T_{off}$$

Atau

$$V_{p(ref1)} = [V_1 - V_{DS(on)}] \frac{T_{on}/T}{T_{off}/T} = [V_1 - V_{DS(on)}] \frac{D}{1-D} \quad (7.4)$$



Gambar 7.4 Bentuk gelombang dari tegangan belitan primer dari konverter flyback

dengan demikian, tegangan keluaran, dari (7,3) dan (7,4), diberikan oleh

$$V_o = V_s - V_{D3} = \frac{N_s}{N_p} [V_1 - V_{DS(on)}] \left(\frac{D}{1-D} \right) - V_{D3}$$

oleh karena itu, waktu yang cukup diperlukan untuk keseimbangan fluks inti. Periode off (T_{off} atau $1-D$) harus kurang dari 50%. Tegangan maksimum yang melintasi sakelar diberikan oleh

$$V_{DS(on)max} = V_i + V_{p(ref)} = V_i + \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (7.5)$$

ekspresi rata-rata dan nilai RMS dari arus masukan dapat ditemukan dengan bantuan penyimpanan energi dalam belitan primer. Energi yang tersimpan dalam induktor belitan primer (L_p) dari transformator diberikan oleh

$$W_p = \frac{1}{2} L_p I_{P(max)}^2 \quad (7.6)$$

di mana L_p dan I_p adalah induktansi dan nilai RMS dari arus belitan primer. Rata-rata daya keluaran yang disuplai ke beban diberikan oleh

$$P_o = \frac{1}{2} f L_p I_{P(max)}^2 \quad (7.7)$$

di mana I_p (maks) adalah puncak atau arus maksimum dari belitan primer.

Ketika sakelar aktif, arus masukan dapat diasumsikan naik secara linear. Oleh karena itu, tegangan belitan primer ($L_{di/dt}$) diberikan oleh

$$V_i = L_p \frac{I_{p(max)}}{T_{on}} = L_p I_{P(max)} \frac{T}{T_{on}} \frac{1}{T} = L_p I_{P(max)} \frac{1}{D} f$$

Atau

$$L_p I_{P(max)} = \frac{D V_i}{f} \quad (7.8)$$

Dari (7.7), diberikan

$$I_{p(max)} = \frac{2 P_o}{V_i} \frac{1}{D} \quad (7.9)$$

untuk sistem tanpa rugi-rugi, daya masukan ($V_i I_i$) adalah sama dengan daya keluaran ($V_o I_o$). oleh karena itu, dari (7.9), arus masukan rata-rata diberikan oleh

$$I_o = \frac{V_o I_o}{V_i} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{I_{p(max)}}{2} D \quad (7.10)$$

Nilai RMS dari arus primer diberikan oleh

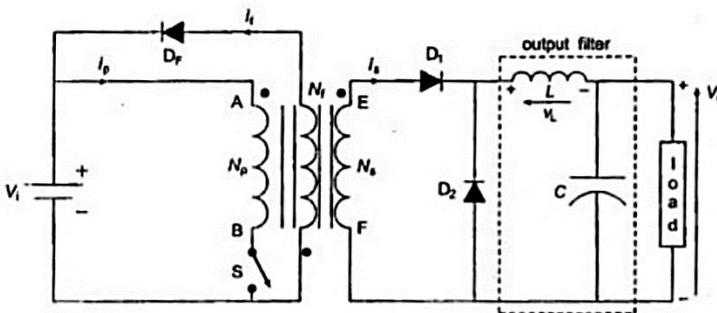
$$I_{p(rms)} = I_{p(max)}\sqrt{\frac{D}{3}} \quad (7.11)$$

filter beban atau kapasitor bank (gambar 7.2), memasok tegangan keluaran ke beban selama periode on dari perangkat. Riak tegangan berbanding terbalik dengan konstanta waktu ($C3R_L$). Riak per unit diberikan oleh

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_{on}}{CR_L}$$

7.2 Konverter Forward

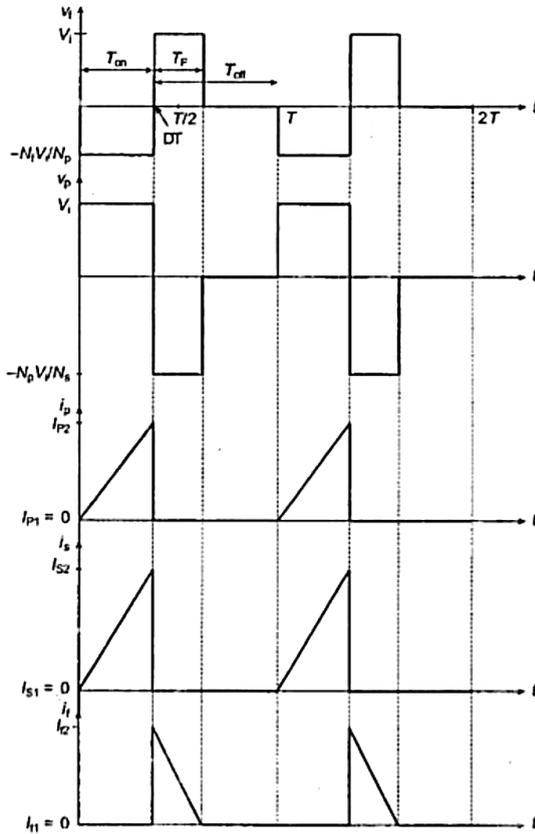
Topologi rangkaian konverter maju (*forward converter*) ditunjukkan dalam gambar 7.5. dimana ia memiliki transformator terisolasi, dengan tiga gulungan pada inti yang sama, yaitu belitan primer, belitan sekunder dan belitan umpan balik. Transfer energi terjadi (dari sumber ke beban), ketika sakelar (S) menyala. Periode on disebut dengan mode operasi maju.



Gambar 7.5 Konfigurasi rangkaian dari konverter forward dengan belitan umpan balik regeneratif

ketika sakelar S menyala, tegangan suplai diterapkan ke belitan primer (AB) yang menginduksi tegangan sekunder dengan terminal

E sebagai positif. Dengan demikian D_1 menjadi bias maju. Transfer energi ke beban melalui dioda D_1 dan L berfungsi menyimpan energi. Sementara itu, energi juga disimpan dalam medan magnet transformator dan kemudian inti-nya diatur. Terminal A atau Katoda dari D_f berpolaritas positif selama periode ini, oleh karena itu D_f tetap tidak aktif. Ketika sakelar (S) dimatikan, jatuhnya arus induktif dari belitan primer (N_p) menghasilkan tegangan negatif ($V_L = L_{di}/dt$) di seberangnya. Terminal bawah dari belitan umpan balik dan E menjadi negatif. Anoda D_f menjadi positif dan anoda D_1 menjadi negatif, dan D_1 mati. Pada kondisi ini, D_2 konduktif dan menyimpan energi dari L yang mengalir ke beban. Tegangan induksi pada belitan umpan balik lebih dari tegangan suplai, sehingga dioda umpan balik D_f menyala. Energi yang terperangkap di medan magnet transformator isolasi dikembalikan ke catu. Tegangan yang melintasi belitan umpan balik ditahan pada V_i , sampai dioda umpan balik D_f terus konduktif. Dioda D_f berhenti konduktif ketika semua energi yang disimpan dikembalikan dan inti transformator diatur ulang (karena arah arus berlawanan). Jika rasio belok, $N_p/N_f = 1$, tegangan maksimum pada sakelar adalah $2V_i$ (karena potensi BA adalah $+V_i$). biasanya, batas rasio tugas (D_{max}) adalah 50%. Itu memastikan tegangan bekas yang diperlukan untuk mengatur ulang inti. Bentuk dari gelombang tegangan dan arus yang relevan ditunjukkan pada gambar 7.6.



Gambar 7.6 Bentuk gelombang dari forward flyback converter terisolasi ($N_s < N_p < N_1$)

Analisis matematika

misalkan sakelar adalah perangkat yang ideal (tanpa rugi-rugi dan tanpa drop tegangan). Tegangan induksi pada belitan sekunder, $V_s = N_s V_i / N_p$, di mana N_s adalah jumlah belitan pada belitan sekunder dan N_p adalah jumlah belitan pada belitan primer. Dengan mengabaikan drop tegangan yang melintasi dioda konduktor (D_1), maka tegangan induktor diberikan oleh

$$v_L = V_s - V_o = (N_s V_i / N_p) - V_o \quad 0 < t < T_{on} \quad (7.13)$$

Saat sakelar mati, dioda *free-wheeling* (D_2) konduktif, oleh karena itu

$$V_L = -V_o \quad T_{on} < t < T \quad (7.14)$$

Pada induktor, energi yang disimpan pada siklus adalah nol. Oleh karena itu, untuk arus rerata yang konstan, tegangan tetap pada siklus adalah nol. Oleh karena itu

$$\int v_L dt = 0 \quad (7.15)$$

Atau

$$\int_0^{T_{on}} v_L dt = \int_{T_{on}}^T v_L dt \quad (7.16)$$

Atau

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_i - V_o \right) T_{on} = -V_o (T - T_{on}) \quad (7.17)$$

Rerata tegangan keluaran dari konverter forward diberikan oleh

$$V_o = \frac{N_s}{N_p} V_i D \quad (7.18)$$

Puncak tegangan rangkaian terbuka diseberang sakelar diberikan oleh

$$V_{oc(s)} = \left(1 + \frac{N_p}{N_f} \right) V_i \quad (7.19)$$

Dimana N_f adalah jumlah dari lilitan umpan balik yang menyala.

Untuk menghindari kejenuhan inti, fluks inti transformator harus disetel ulang sepenuhnya pada akhir setiap siklus. Oleh karena itu, rasio tugas maksimum (D_{max}) sesuai dengan kondisi ketika energi yang disimpan selama periode harus sama dengan energi yang

dilepaskan selama periode tidak aktif. Ini adalah periode minimum. Transformer harus di desain dengan memperhatikan rentang tegangan keluaran yang dapat dikendalikan (rasio tugas maksimum). Itu mungkin terjadi untuk tegangan catu terendah dan arus beban tertinggi.

Contoh 7.1 -> konverter buck terisolasi atau konverter forward memiliki 150 belitan pada belitan primer dan 120 belitan pada belitan sekunder. Tegangan masukan DC adalah 160V. Cari periode dan tegangan yang melintasi belitan primer dan umpan balik selama periode on dan off. Konverter beroperasi pada rasio tugas 25% dan 25 kHz. Jumlah belitan umpan yang berliku, $N_f = 180$.

Solusi -> tegangan belitan primer selama periode T_{on} adalah $V_1 = 160V$. Tegangan pantulan pada belitan primer (dari belitan sekunder) diberikan oleh

$$V_{p(ref)} = -\frac{N_p}{N_s} V_i = -\frac{150}{120} 160 = -200 V$$

Periode konduksi (T_f) dari dioda umpan balik (D_f) dapat ditemukan dari persamaan kriteria tegangan dari lilitan primer dan umpan balik, oleh karena itu:

$$160 T_{on} = 120 T_f \text{ atau } T_f = \frac{160}{200} T_{on}$$

Maka periode T_{on} diberikan oleh

$$T_{on} = DT = \frac{D}{f} = \frac{0.25}{25 \times 10^3} = 10 \text{ us}$$

Diberikan, $T_f = 8 \text{ us}$

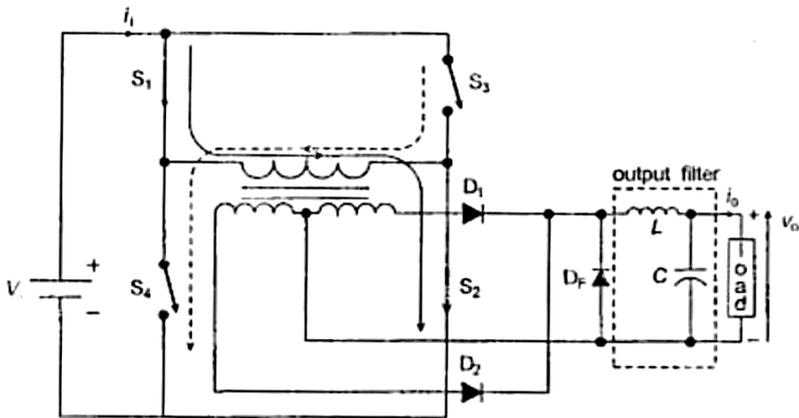
Selama periode T_{on} , $V_p = 160V$ dan selama periode T_f , $V_p = V_p(\text{ref}) = -200V$. Tegangan pada belitan umpan balik selama periode T_{on} , diberikan oleh

$$V_F = -\frac{N_f}{N_p} V_i = -\frac{180}{150} 160 = -192 V$$

Selama periode T_f , v_F dijepit ke $V_i = 160 V$.

7.3 Konverter Push-Pull

Topologi rangkaian dari konverter jembatan penuh (*full-bridge*) ditampilkan pada gambar 7.7. pada konverter ini, S_1 dan S_2 dihidupkan serentak pada setengah siklus dan S_3 dan S_4 pada setengah siklus selanjutnya. Pada saat S_1 dan S_2 dihidupkan, dengan demikian fluks pada inti melintasi kalang histeresis penuh. Oleh karena itu, pengaturan lengkap dan pengaturan ulang inti dilakukan. Tegangan rangkaian terbuka di setiap sakelar adalah V_i . tegangan keluaran rata-rata, $V_o = (N_s / N_p) V_i$. Nilai puncak arus yang melalui sakelar adalah $D_{1i}/2$ di mana $D = T_{on}/(T/2)$. konfigurasi sirkuit ini menawarkan efisiensi tinggi dan umumnya digunakan dalam aplikasi daya tinggi (di atas 1 kW).



Gambar 7.7 Konfigurasi rangkaian dari konverter DC-DC Jembatan penuh

Contoh 7.2 -> motor DC dengan penguat terpisah memiliki data pada pelat nama sebagai berikut: 220V, 100 A, 2200 rpm. Resistansi jangkar adalah 0,1 ohm dan induktansi 5 mH. motor diumpankan oleh *chopper* berbasis thyristor yang beroperasi dari catu DC 250 V. Karena pembatasan dalam sirkuit pergantian CSR, *chopper* dapat dioperasikan pada rentang siklus tugas dari 20% hingga 80%. tentukan kisaran kecepatan di mana motor dapat dioperasikan pada torsi terukur atau kondisi beban.

Solusi -> persamaan tegangan untuk rangkaian armatur dari motor diberikan oleh

$$E_b = V_o - I_a R_a$$

Dimana V_o adalah rerata tegangan keluaran dari *chopper* (atau tegangan armatur), E_b adalah *back EMF* dan I_a dan R_a masing-masing adalah arus dan tahanan armatur.

$$E_b = 220 - 100 \times 0.1 = 210$$

Juga, $E_b = K_b N$, dimana N adalah kecepatan dari motor dalam rpm.
Kemudian

$$K_b = \frac{E_b}{N} = \frac{210}{2200} = 0.095 \text{ V/rpm}$$

Tegangan masukan ke *chopper*, $V_i = 250 \text{ V}$. tegangan yang diaplikasikan ke rangkaian armatur dari motor untuk rasio tugas maximum dan minimum diberikan oleh

$$V_{o(\min)} = D_{\min} V_i = 0.2 \times 250 = 50 \text{ V}$$

$$V_{o(\max)} = D_{\max} V_i = 0.8 \times 250 = 200 \text{ V}$$

Selama torsi konstan, rerata arus armatur adalah sama, missal 100 A. Kecepatan minimum dan maksimum dapat ditemukan dengan persamaan tegangan:

$$E_{b(\min)} = V_{o(\min)} - I_a R_a = 50 - 100 \times 0.1 = 40 \text{ V}$$

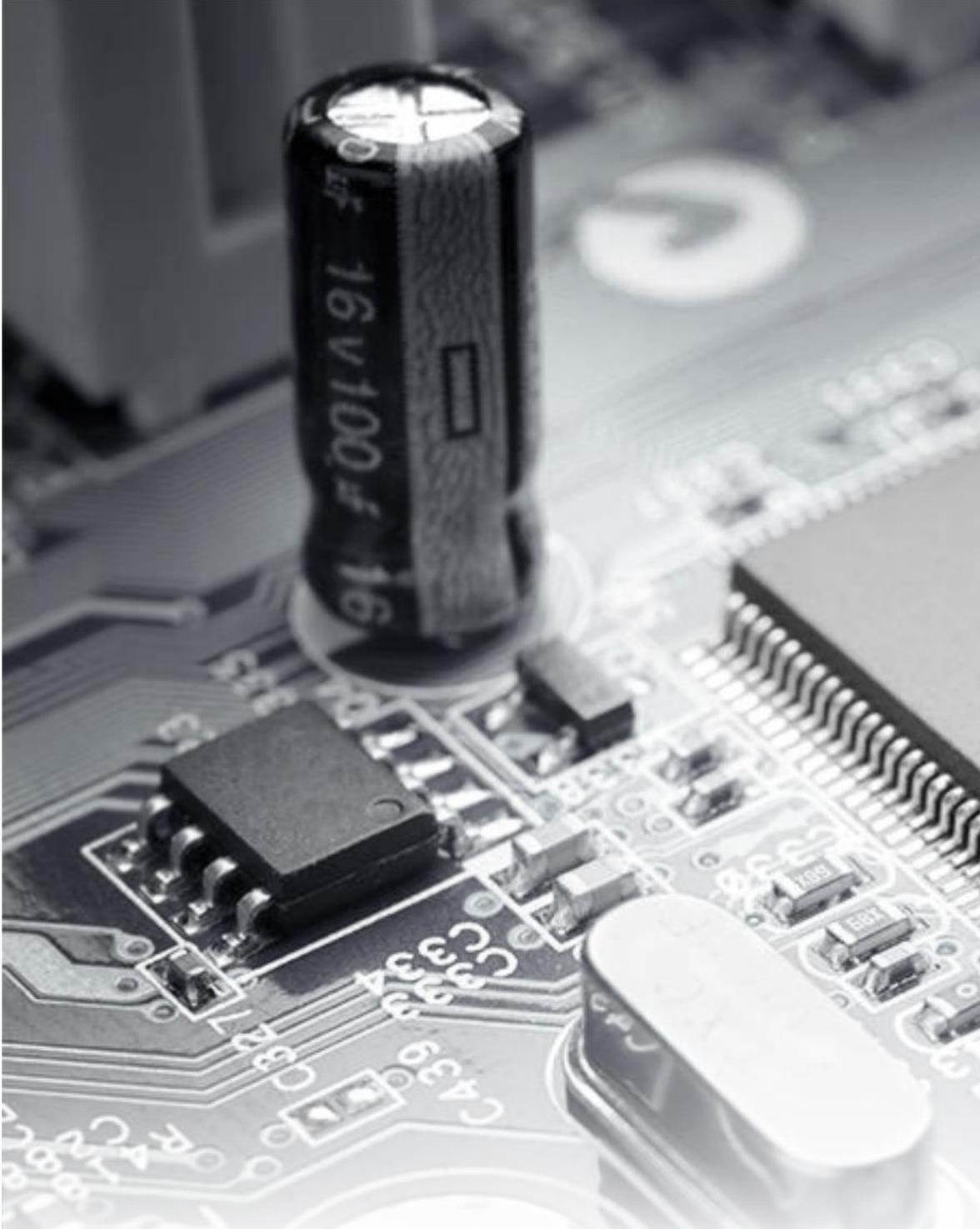
Juga

$$E_{b(\min)} = K_b N_{\min} = 40 \text{ atau } N_{\min} = \frac{40}{0.095} = 421 \text{ rpm}$$

$$E_{b(\max)} = V_{o(\max)} - I_a R_a = 200 - 100 \times 0.1 = 190 \text{ V}$$

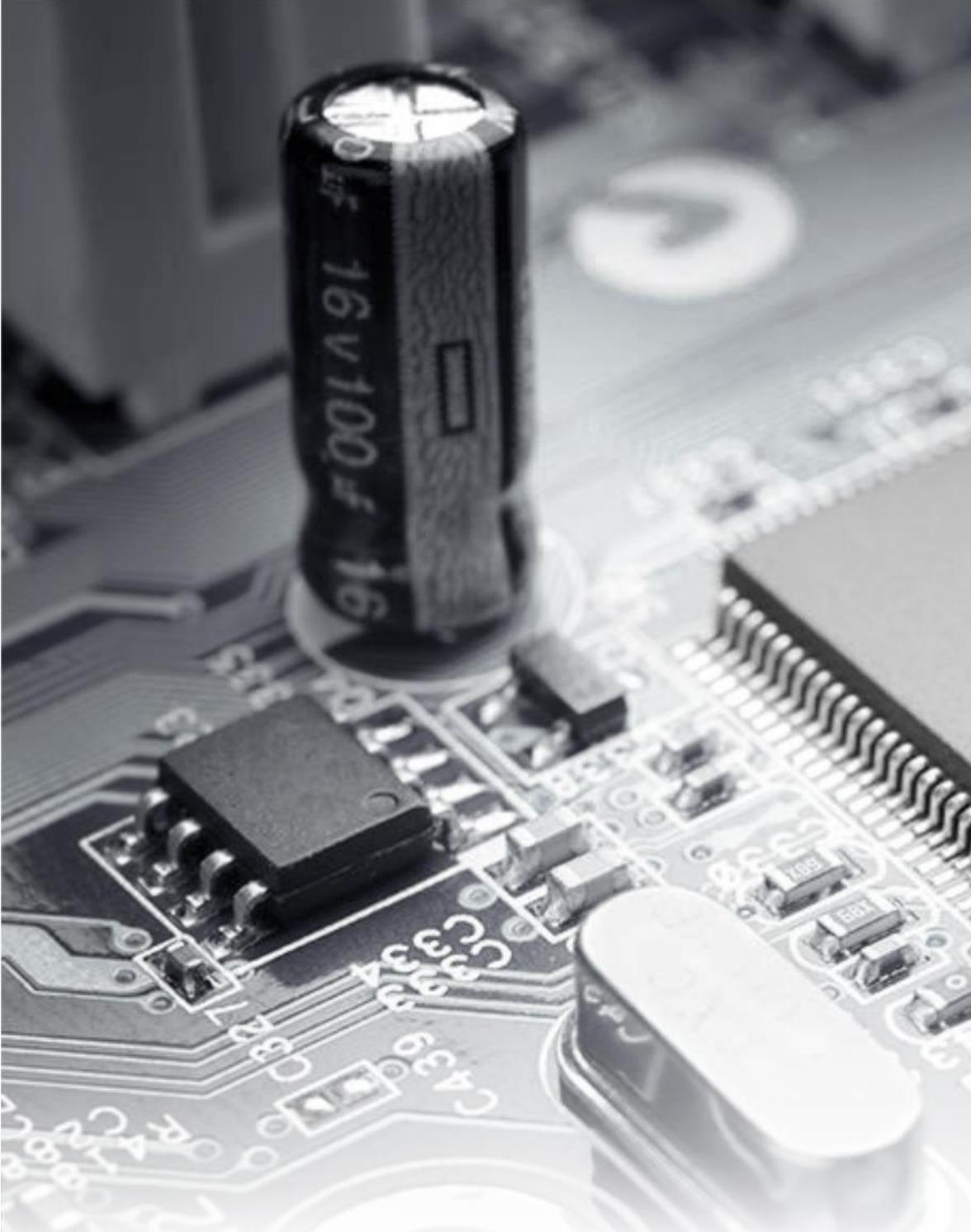
Juga

$$E_{b(\max)} = K_b N_{\max} = 190 \text{ atau } N_{\max} = \frac{190}{0.095} = 2000 \text{ rpm}$$



KONVERTER DC-DC

BAB 8



Konverter Singkron dan Dua Arah

Konverter DC-DC dua arah digunakan dalam aplikasi di mana aliran daya dua arah diperlukan. Dalam aplikasi kendaraan listrik hibrida/*hybrid electric vehicle* (HEV) dan kendaraan listrik/*electric vehicle* (EV), konverter dua arah ini mengisi baterai tegangan rendah (12 V) selama operasi normal (mode buck) dan mengisi atau membantu baterai atau bus bertegangan tinggi (400 V / 600 V) dalam situasi darurat seperti ketika baterai bertegangan tinggi telah habis ke tingkat energi atau kapasitas yang sangat rendah (mode pendongkrak). Sistem tipikal terdiri dari tahap daya jembatan penuh di sisi tegangan tinggi/*high voltage* (HV), yang diisolasi dari jembatan penuh atau tahap push-pull arus-umpan pada sisi tegangan rendah/*low voltage* (LV).

Dalam beberapa implementasi, kontrol kalang tertutup untuk kedua arah aliran daya diimplementasikan menggunakan mikrokontroler, yang ditempatkan di sisi LV. Secara tradisional, mikrokontroler telah dibatasi untuk hanya melakukan tugas pengawasan atau komunikasi dalam sistem ini. Seiring dengan perkembangan teknologi dan kini telah tersedia perangkat mikrokontroler berkinerja tinggi, mikrokontroler dapat menutup kalang kendali dalam sistem ini dan menangani fungsi mikrokontroler tradisional. Transisi ke kontrol daya digital menunjukkan bahwa fungsi yang sebelumnya diterapkan dalam perangkat keras, sekarang telah dapat diimplementasikan dalam

perangkat lunak. Selain fleksibilitas, kemampuan ini dapat menambah dan menyederhanakan sistem. Sistem ini dapat menerapkan strategi kendali lanjutan untuk secara optimal mengontrol tahap daya di bawah kondisi yang berbeda dan juga memberikan kecerdasan tingkat sistem untuk membuat transisi yang aman dan mulus antara mode operasi dan pola switching modulasi lebar pulsa (PWM).

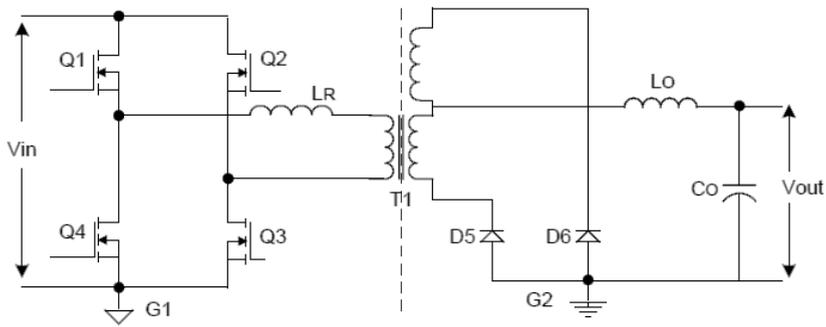
8.1 Operasi Dasar

8.1.1 Mode Buck

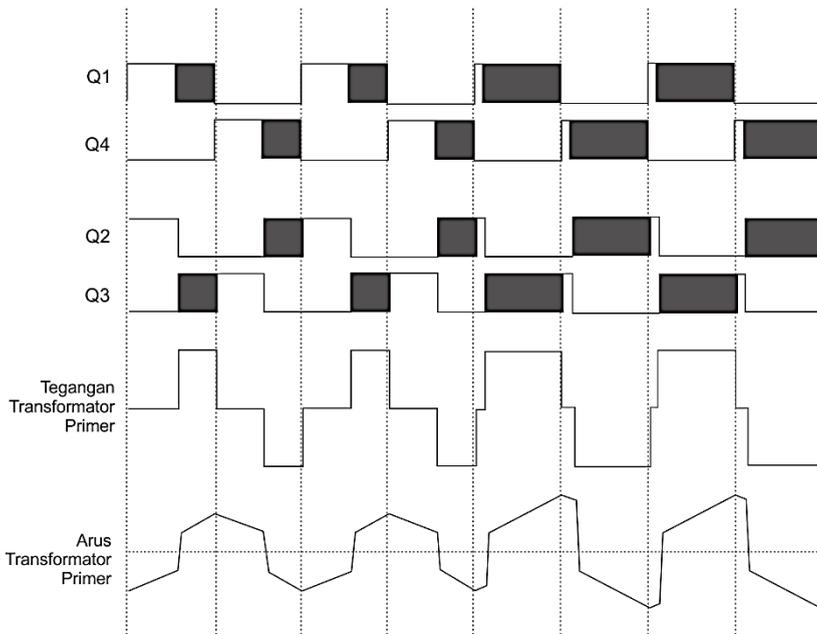
Konverter *phase-shifted full-bridge* (PSFB) terdiri dari empat sakelar elektronik daya (seperti MOSFET atau IGBT) yang membentuk jembatan penuh pada sisi utama dari transformator isolasi dan penyearah dioda atau sakelar MOSFET untuk penyearah sinkron/*synchronous rectification* (SR) di sisi sekunder. Topologi ini memungkinkan semua perangkat penyaklaran untuk beralih dengan penyaklaran tegangan-nol/*zero-voltage switching* (ZVS), yang menghasilkan rugi-rugi penyaklaran yang lebih rendah dan konverter yang efisien.

Untuk topologi terisolasi seperti itu, penyearah sinyal diperlukan di sisi sekunder. Untuk sistem dengan tegangan keluaran rendah dan/atau level arus keluaran yang tinggi, penerapan penyearah sinkron mencapai kinerja terbaik dengan menghindari rugi-rugi penyearah dioda. Dalam pekerjaan ini, penyearah sinkron dilaksanakan di sisi sekunder dengan berbagai skema penyaklaran untuk mencapai kinerja optimal dalam berbagai kondisi beban.

Sistem konverter DC-DC dapat dikenadlikan dalam berbagai mode seperti kendali mode tegangan/*voltage mode control* (VMC), kendali mode arus rata-rata/*average current mode control* (ACMC), atau kendali mode arus puncak/*peak current mode control* (PCMC). Penerapan mode-kendali yang berbeda ini untuk mengendalikan tahap daya yang sama biasanya memerlukan pendesainan ulang rangkaian kendali bersama dengan beberapa perubahan pada rangkaian pengindraan tahap daya. Dengan sistem berbasis mikrokontroler, semua mode ini dapat dicoba dengan desain yang sama dengan minimal atau tanpa perubahan tambahan. Gambar 8.1 menunjukkan rangkaian yang disederhanakan dari *phase-shifted full bridge*. MOSFET sakelar Q1, Q2, Q3, dan Q4 membentuk jembatan penuh di sisi utama transformator T1. Q1 dan Q4 diaktifkan pada rasio-tugas 50% dan 180 derajat dari fasa satu sama lain. QC dan QD diaktifkan pada rasio tugas 50% dan 180 derajat dari fasa satu sama lain. Sinyal penyaklaran PWM untuk kaki Q2 – Q3 dari *phase-shifted full bridge* sehubungan dengan sinyal untuk kaki Q1 – Q4. Jumlah pergeseran fasa ini menentukan jumlah tumpang tindih antara sakelar diagonal, yang menentukan jumlah energi yang ditransfer. D5 dan D6 memberikan penyearah pada dioda sekunder, sementara L_o dan C_o membentuk filter keluaran. Induktor L_R memberikan bantuan kepada kebocoran induktansi transformator untuk operasi resonansi dengan kapasitansi MOSFET dan memfasilitasi penyakralan tegangan nol/*zero voltage switching* (ZVS). Gambar 8.2 menunjukkan bentuk gelombang penyaklaran untuk sistem pada Gambar 1.



Gambar 8.1. Rangkaian daya mode Buck

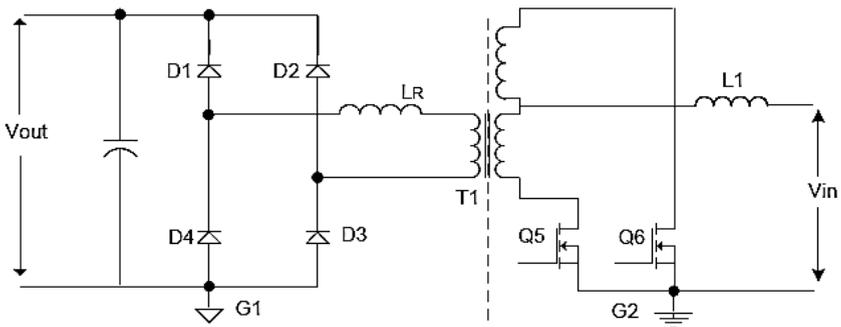


Gambar 8.2. bentuk gelombang PWM Mode Buck

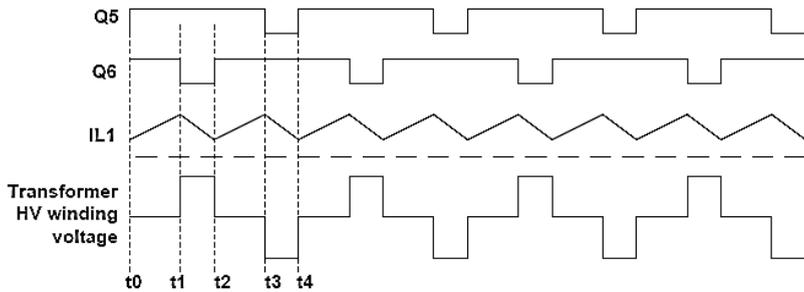
8.1.2 Mode Boost

Sakelar penyearah sinkron adalah sakelar push-pull dalam mode boost. Induktor keluaran mode buck bertindak sebagai sumber arus dalam mode ini, hal tersebut membiarkan topologi ini berfungsi sebagai konverter push-pull pengumpanan arus. Sakelar jembatan

penyarah pada sisi HV dapat dicegah dan dioda digunakan untuk penyarah. Sakelar jembatan penuh digunakan untuk penyarah aktif dalam mode boost. Sakelar push-pull digerakkan dengan sinyal PWM dengan siklus tugas lebih besar dari 50% yang 180 derajat tidak memiliki fasa satu sama lain.



Gambar 8.3. Rangkaian daya mode Boost



Gambar 8.4. bentuk gelombang PWM Mode Boost

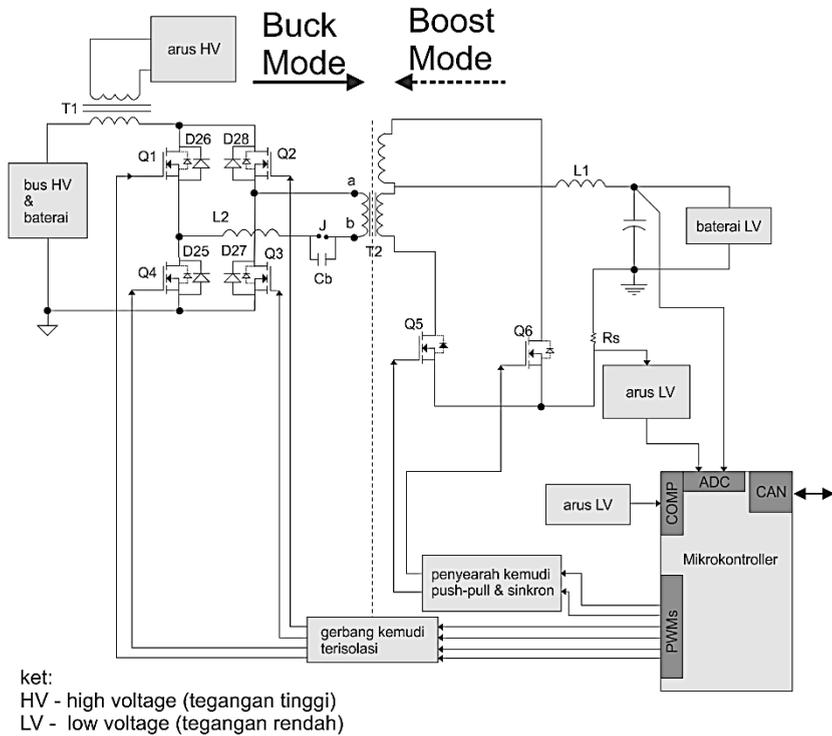
- **t0 - t1:** Selama waktu ini, Q5 dan Q6 menyala secara bersamaan. Energi induktif dalam belitan tegangan rendah dari transformator dan dalam induktor boost (L1) meningkat.
- **t1 - t2:** Pada t1, Q6 dimatikan dan energi induktif yang tersimpan di sisi LV ditransfer ke sisi HV melalui dioda D1 dan D3.

Operasi selama t_2-t_3 sama dengan t_0-t_1 , sementara itu selama t_3-t_4 mirip dengan t_1-t_2 , kecuali bahwa Q5 dimatikan pada t_3 dan dioda D2 dan D4 menyala di sisi HV.

Dalam mode operasi ini, jumlah energi yang ditransfer ke sisi HV ditentukan oleh siklus tugas dari sinyal penggerak sakelar Q5 dan Q6. Berbeda dengan mode buck yang dikontrol oleh fasa, ini adalah operasi yang dikendalikan oleh rasio tugas.

8.2 Implementasi sistem pada papan DC-DC Dua Arah

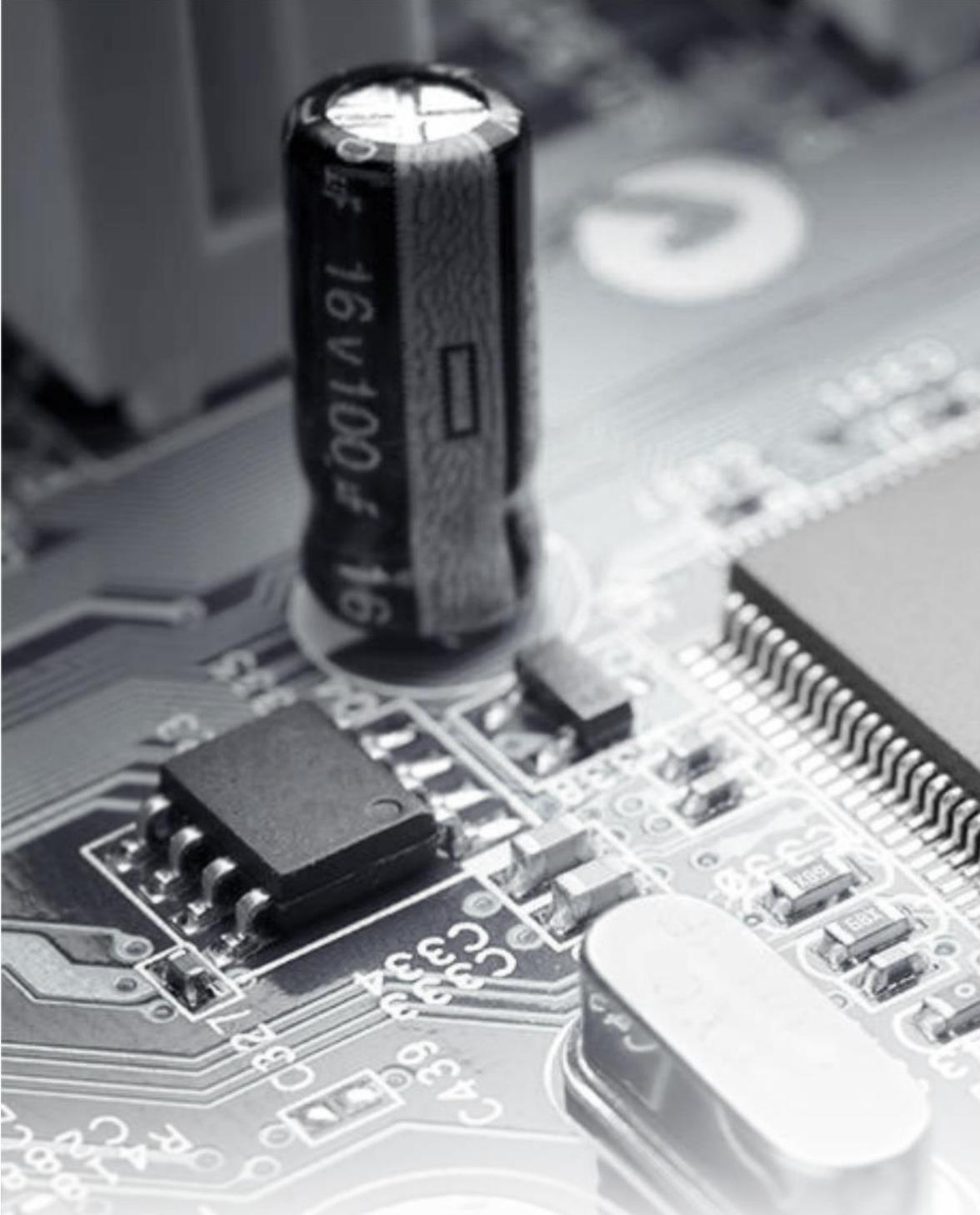
Gambar 5 menunjukkan diagram blok yang disederhanakan dari sirkuit yang diterapkan pada papan DC-DC dua arah. Dalam sistem yang ditunjukkan pada Gambar 5, ada empat sakelar MOSFET (Q1 – Q4) yang membentuk jembatan penuh pada sisi HV dari transformator isolasi dan dua sakelar MOSFET (Q5 – Q6) pada sisi LV pusat yang berfungsi sebagai penyearah sinkron dalam mode buck dan berfungsi sebagai sakelar push-pull dalam mode boost. Dalam mode operasi boost yang hanya mengandalkan MOSFET jembatan penuh, dioda (untuk penyearah) secara signifikan menurunkan efisiensi sistem karena pemulihan balik dioda yang lambat dan arus sirkulasi yang tinggi. Dioda Schottky (D25 – D28) terhubung dalam konfigurasi anti-paralel ke masing-masing sakelar jembatan penuh untuk mengatasi kelemahan ini. MOSFET jembatan penuh dinyalakan dan dimatikan pada waktu yang tepat untuk memberikan perbaikan sinkron dalam mode boost yang semakin meningkatkan efisiensi sistem dalam mode ini.



Gambar 8.5. Implementasi rangkaian konverter dua arah

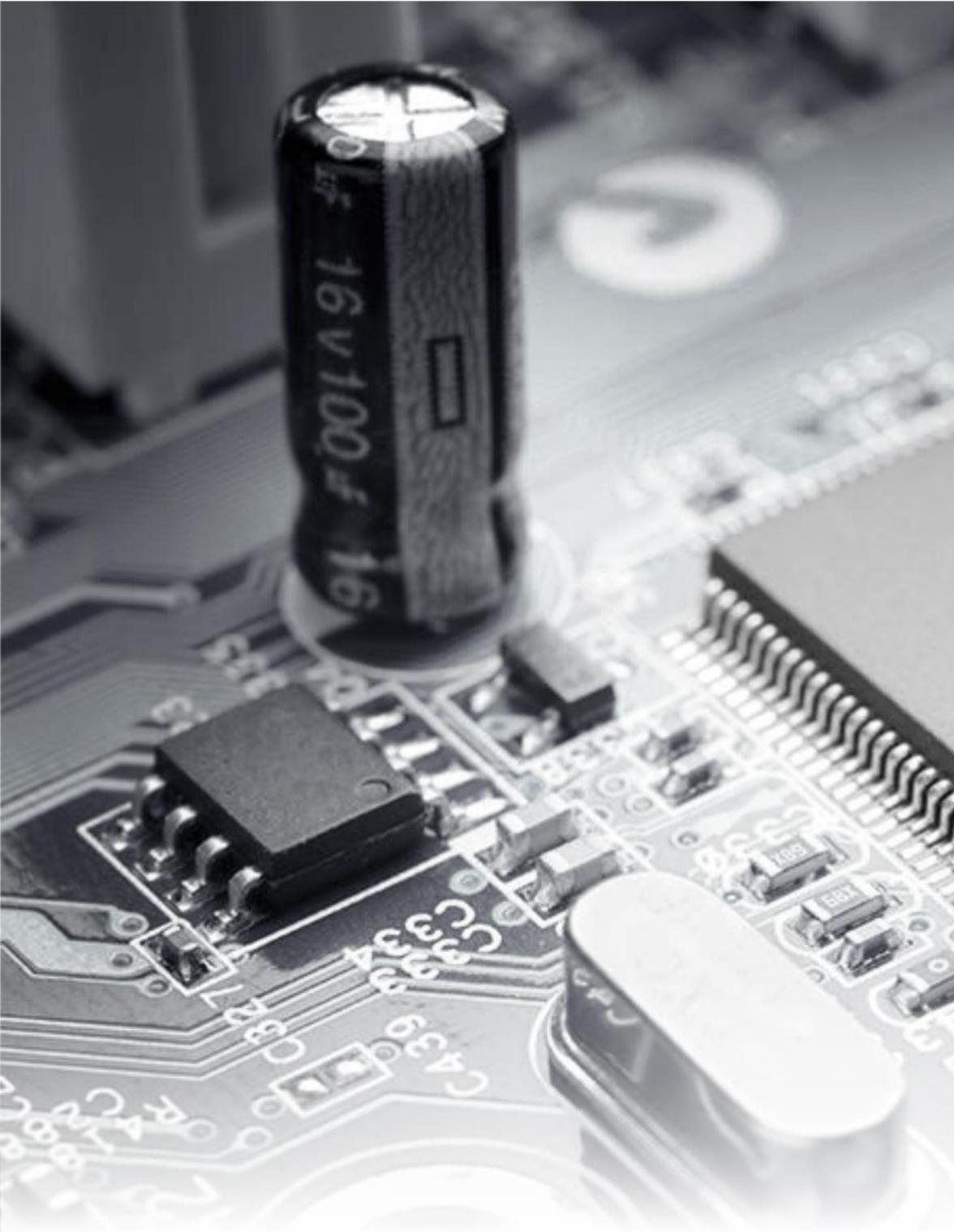
Algoritme kendali diimplementasikan pada mikrokontroler (MCU). MCU berinteraksi dengan power stage melalui sinyal umpan balik dan keluaran PWM. Kontroler ditempatkan di sisi LV pada desain ini. Langkah penting ketika merancang sistem DC-DC terisolasi adalah memutuskan penempatan kontroler sehubungan dengan lokasi batas isolasi. Menempatkan kontroler di sisi LV bermanfaat untuk sistem yang memiliki banyak jalur atau menangani banyak sinyal dan kalang kendali di sisi LV atau berkomunikasi dengan sistem lain dalam aplikasi ini (di sisi LV).

Mengendalikan sistem seperti ini dalam mode operasi yang berbeda memerlukan pembuatan bentuk gelombang kemudi PWM yang kompleks bersama dengan perhitungan kalang kendali yang cepat dan efisien. Kemampuan ini dimungkinkan pada mikrokontroler tertentu dengan ketersediaan periferal kendali on-chip seperti modul PWM, pembanding tegangan analog dengan perangkat kompensasi yang disebut dengan *digital to analog converter* (DAC), dan sebaliknya pengkonversi tegangan analog ke digital yang disebut dengan *analog to digital converter* (ADC).



KONVERTER DC-DC

BAB 9



Efek Dari Parasitik

Analisis konverter pada bab 2 hingga 8 telah dilakukan di bawah kondisi yang ideal dari dioda, dan asumsi komponen pasif lainnya. Non-idealitas atau parasit praktis pada perangkat dan komponen mungkin saja terjadi, bagaimanapun, hal tersebut sangat mempengaruhi beberapa parameter kinerja pada konverter DC-DC. Pada bab ini, efek parasit pada riak tegangan keluaran, efisiensi, dan fungsi transfer tegangan konverter akan diilustrasikan.

Model kapasitor yang lebih realistis daripada hanya kapasitansi C , terdiri dari sambungan seri kapasitansi C dan resistansi r_C . Resistansi r_C disebut resistensi seri setara (ESR) dari kapasitor dan karena kerugian dalam resistansi dielektrik dan fisik dari lead dan koneksi. Ingat Persamaan yang memberikan nilai kapasitansi filter dalam konverter buck yang membatasi riak tegangan keluaran puncak-puncak ke V_r . Persamaan ini diturunkan dengan asumsi bahwa seluruh komponen AC segitiga arus induktor mengalir melalui kapasitansi C . Namun, lebih dekat ke realitas untuk mempertahankan bahwa komponen segitiga ini mengalir melalui sambungan seri kapasitansi C dan resistensi r_C .

Tegangan riak puncak-ke-puncak tidak bergantung pada tegangan pada kapasitor filter dan hanya ditentukan oleh tegangan riak ESR jika kondisi berikut terpenuhi,

$$C \geq C_{min} = \max \left\{ \frac{1-D_{min}}{2rcf} \left| \frac{D_{max}}{2rcf} \right. \right\} \quad (9.1)$$

Jika kondisi (9.1) terisolir, tegangan tunggak-ke-puncak dan tegangan konverter maju adalah

$$V_r = r_c \Delta i_{Lmax} = \frac{r_c V_o (1-D_{min})}{fL} \quad (9.2)$$

Untuk konverter push-pull, half-bridge, dan full-bridge,

$$C \geq C_{min} = \max \left\{ \frac{0.5-D_{min}}{2rcf} \mid \frac{D_{max}}{2rcf} \right\} \quad (9.3)$$

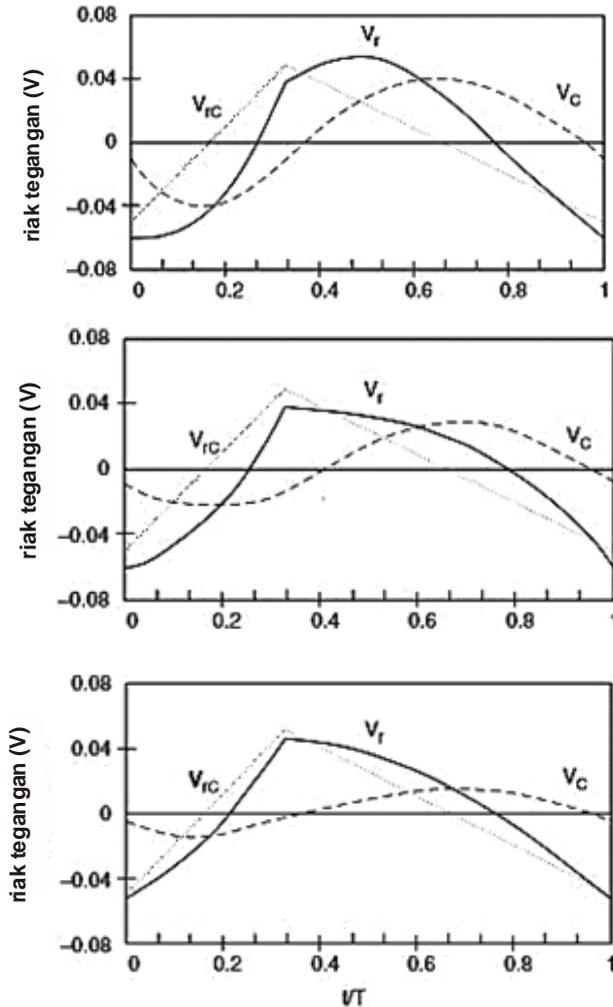
dimana $D_{max} \leq 0,5$. Jika kondisi (8.3) terpenuhi, puncak tegangan riak top-down adalah yang diberikan oleh

$$V_r = r_c \Delta i_{Lmax} = \frac{r_c V_o (0,5-D_{min})}{fL} \quad (9.4)$$

Bentuk gelombang tegangan di ESR V_{rC} , tegangan di kapasitansi V_C , dan tegangan riak total V_r digambarkan pada Gambar 9.1 untuk tiga nilai dari kapasitansi filter. Untuk kasus grafik atas pada Gambar 9.1, nilai peak-to-peak dari V_r lebih tinggi dari nilai peak-to-peak dari V_{rC} karena $C < C_{min}$. Grafik tengah dan bawah pada Gambar 9.1 menunjukkan bentuk gelombang untuk $C = C_{min}$ dan $C > C_{min}$, masing-masing. Untuk kedua kasus ini, tegangan puncak-ke-puncak dari V_r dan V_{rC} sama satu sama lain. Perhatikan bahwa ketika resistansi r_c menetapkan tegangan riak V_r , nilai minimum induktansi akan ditentukan dengan batas antara CCM dan DCM menurut Persamaan untuk buck dan forward converter atau Persamaan untuk konverter push-pull, halfbridge, dan full-bridge, atau dengan kondisi riak tegangan (9.2) atau (9.4).

Dalam buck-boost dan boost converters, puncak-ke-puncak arus kapasitor $I_{C_{pp}}$ sama dengan arus dioda puncak-ke-puncak dan diberikan oleh

$$I_{C_{pp}} = \frac{L_O}{1-D} \quad (9.5)$$



Gambar 9.1. Bentuk gelombang riak tegangan V_r , V_c , dan V_{rC} untuk konverter buck pada $V_o = 12V$, $f = 100kHz$, $L = 40\mu H$, $r_C = 0,05$, dan berbagai nilai C : $C = 33\mu F$ (grafik atas), $C = C_{min} = 65\mu F$ (grafik tengah), dan $C = 100\mu F$ (grafik bawah).

dalam kondisi bahwa riak arus induktor jauh lebih rendah dari nilai rata-rata arus induktor. Tegangan puncak-ke-puncak di ESR adalah

$$V_{rc} = rci_{C_{pp}} = \frac{rcI_o}{1-D} \quad (9.6)$$

Dengan asumsi bahwa tegangan riak total V_r kira-kira sama dengan jumlah tegangan riak di ESR dan kapasitansi, nilai maksimum tegangan puncak-ke-puncak di seluruh kapasitansi adalah

$$V_{Cmax} \approx V_r - V_{rc} \quad (9.7)$$

Akhirnya, dengan analogi Persamaan berikut

$$C_{min} = \frac{DV_o}{V_r R_f}$$

ketika ESR dari kapasitor filter diperhitungkan dalam filter keluaran tipe-boost, kapasitansi filter harus lebih besar dari

$$C_{min} = \frac{DV_o}{V_{Cmax} R_f} \quad (9.8)$$

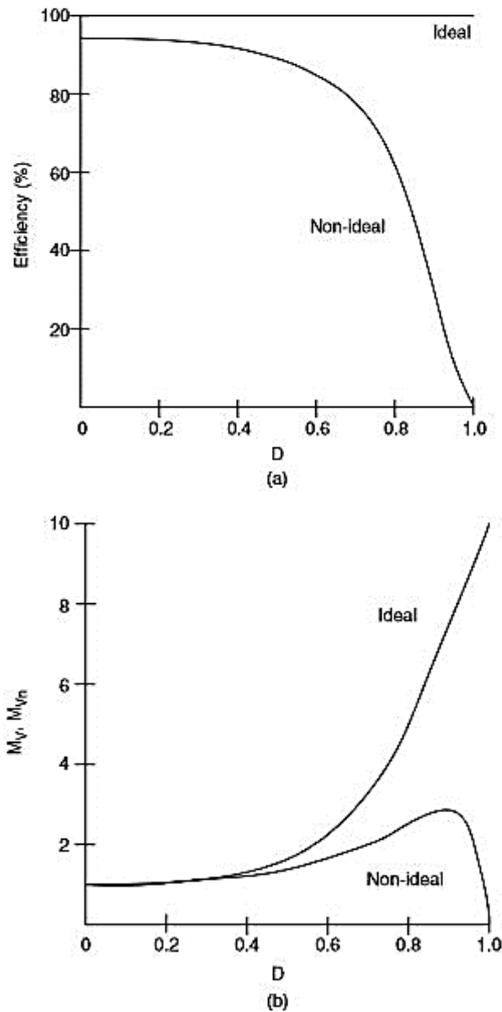
Resistensi parasit, kapasitansi, dan sumber tegangan mempengaruhi juga efisiensi konversi energi dari konverter DC-DC. Efisiensi η didefinisikan sebagai rasio daya keluaran terhadap daya masukan

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{V_o I_o}{V_s I_s} \quad (9.9)$$

Efisien biasanya ditentukan dalam persen. Mari kita pertimbangkan konverter boot sebagai contoh. Di bawah asumsi riak rendah, efisiensi boost converter dapat diperkirakan sebagai

$$\eta = \frac{R(1-D)^2}{R(1-D)^2(1+(V_D I V_o)+f C_o R)+r_L+D r_s+(1-D)r_D+D(1-D)r_C} \quad (9.10)$$

di mana V_D adalah penurunan tegangan konduksi ke depan dari dioda, C_o adalah kapasitansi keluaran dari sakelar, r_L adalah ESR induktor, dan r_D adalah forward pada resistansi dioda. Tentukan $f C_o R$ dalam Persamaan. (9.10) mewakili penggantian kerugian dalam konverter. Istilah-istilah lain bertanggung jawab atas kerugian konduksi.

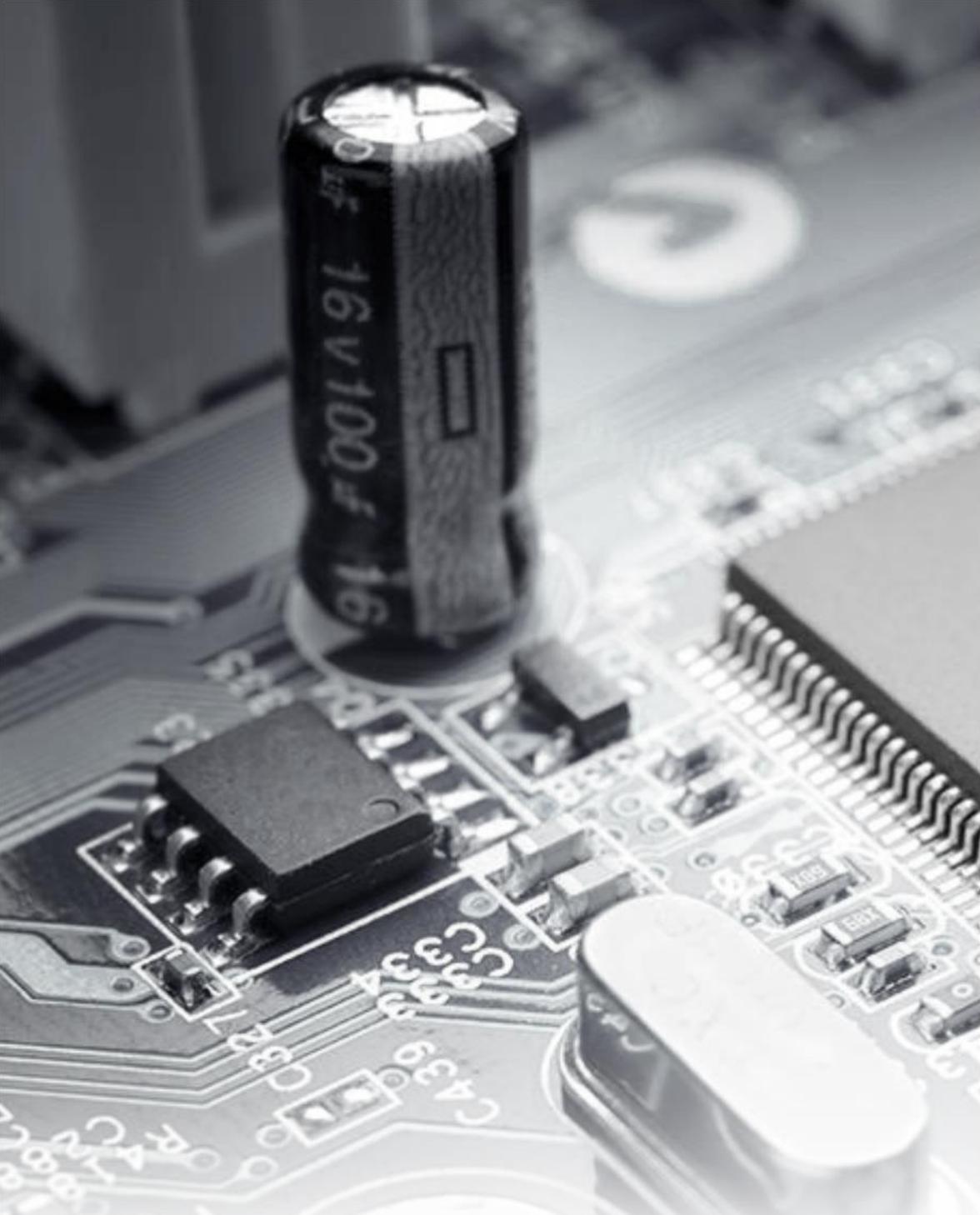


Gambar 9.2. Pengaruh parasit pada karakteristik konverter boost: (a) efisiensi dan (b) fungsi transfer tegangan dc.

Kerugian dalam konverter DC-DC juga berkontribusi pada penurunan fungsi transfer tegangan DC. Fungsi transfer tegangan DC non-ideal M_{Vn} adalah produk yang ideal dan efisiensi

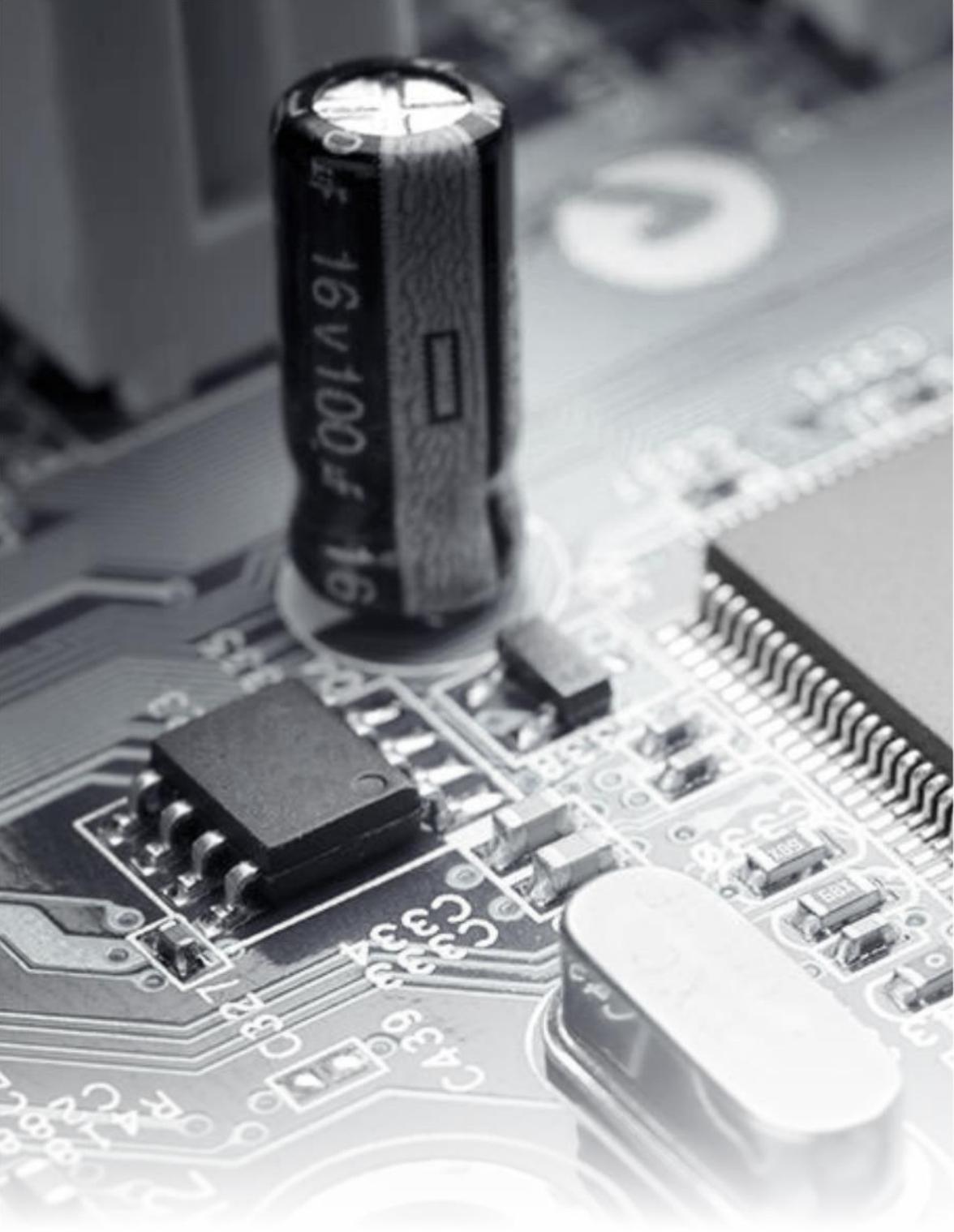
$$M_{Vn} = \eta M_V \quad (9.11)$$

Contoh grafik untuk meningkatkan konverter yang sesuai dengan Persamaan. (9.10) dan (9.11) disajikan pada Gambar 9.2.



KONVERTER DC-DC

BAB 10



Prinsip Kendali

Prinsip Kendali Konverter DC-DC **10**

Konverter DC-DC harus menyediakan tegangan keluaran DC yang dapat diatur dalam berbagai rentang beban dan kondisi tegangan masukan. Nilai komponen konverter juga akan berubah seiring dengan waktu, suhu, tekanan, dll. Oleh karena itu, kendali tegangan keluaran harus dilakukan dengan teknik kalang tertutup (*closed-loop*) menggunakan prinsip-prinsip umpan balik negatif. Dua metode kendali *closed-loop* yang paling umum untuk konverter DC-DC PWM, yaitu, kendali mode tegangan dan kendali mode arus, yang disajikan secara skematik pada Gambar 10.1.

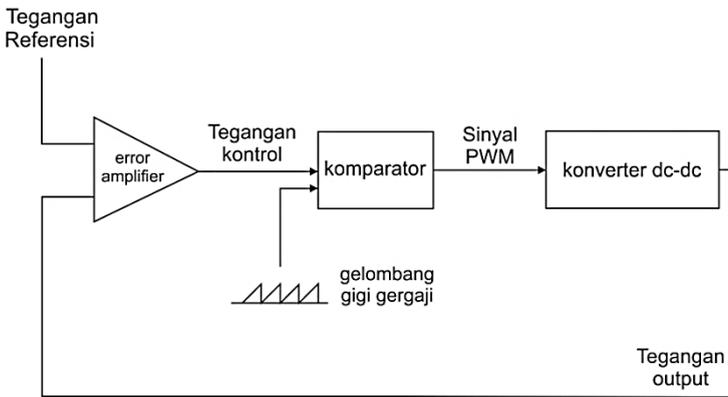
Dalam skema kendali mode tegangan yang ditunjukkan pada Gambar 10.1a, tegangan keluaran konverter dinaikkan dan dikurangi dari tegangan referensi eksternal dalam penguat *error*. Penguat *error* menghasilkan tegangan kendali yang dibandingkan dengan gelombang gigi gergaji yang memiliki amplitudo konstan. Komparator menghasilkan sinyal PWM yang diumpankan ke sakelar kemudi yang dapat dikendalikan dalam konverter DC-DC. Rasio tugas (*duty-ratio*) sinyal PWM tergantung pada nilai tegangan kendali. Frekuensi sinyal PWM sama dengan frekuensi bentuk gigi gergaji. Keuntungan penting dari kendali mode tegangan adalah implementasi dan fleksibilitas perangkatnya yang sederhana.

Penguat *error* pada Gambar 10.1 bertindak cepat terhadap perubahan tegangan keluaran konverter. Dengan demikian, kendali mode tegangan menyediakan pengaturan beban yang baik, yaitu

regulasi terhadap variasi beban. Peraturan garis (regulasi terhadap variasi dalam tegangan masukan), bagaimanapun, waktu tunda karena perubahan dalam tegangan masukan harus terlebih dahulu memanifestasikan dirinya dalam keluaran konverter sebelum mereka dapat diperbaiki. Untuk mengatasi masalah ini, skema kendali mode tegangan kadang-kadang ditambah dengan jalur *feed-forward* tegangan *socalled*. Jalur *feed-forward* mempengaruhi secara langsung *duty-ratio* PWM sesuai dengan variasi dalam tegangan masukan. Seperti yang akan dijelaskan di bawah ini, umpan masukan tegangan maju adalah fitur yang melekat pada skema kendali mode arus.

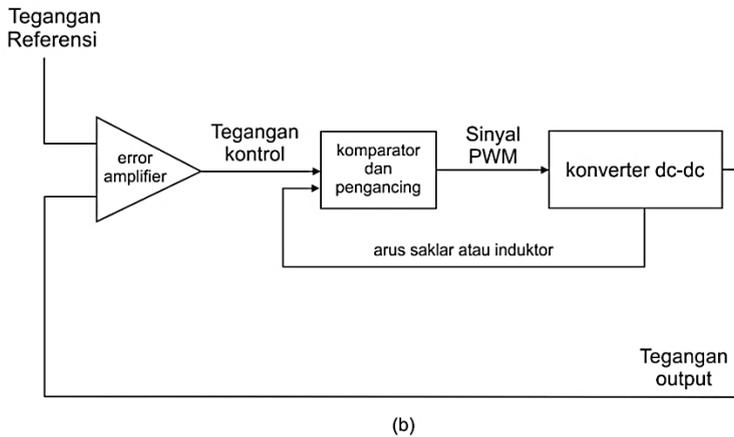
Skema kendali mode arus disajikan pada Gambar 10.1b. Sebuah kendali kalang internal tambahan *feed-back* sinyal arus induktor. Sinyal arus ini diubah menjadi tegangan analog dan kemudian dibandingkan dengan tegangan kendali. Modifikasi ini menggantikan gelombang gigi gergaji dari skema kendali mode tegangan oleh sinyal arus konverter yang secara signifikan mengubah perilaku dinamis dari konverter. Konverter mengambil beberapa karakteristik dari sumber arus. Arus keluaran dalam konverter DC-DC PWM sama dengan nilai rata-rata arus induktor keluaran (konverter buck-derived dan Cuk) atau produk dari arus induktor rata-rata dan fungsi *duty-ratio*. Dalam implementasi praktis dari kendali mode arus, lebih layak untuk merasakan arus puncak induktor daripada nilai rata-ratanya. Karena arus puncak induktor sama dengan arus puncak sakelar, yang terakhir dapat digunakan dalam kalang yang sering menyederhanakan sensor arus. Perhatikan

bahwa arus puncak induktor (sakelar) saat ini sebanding dengan tegangan masukan. Oleh karena itu, kalang dalam dari kendali mode arus secara alami menyelesaikan teknik masukan tegangan masukan. Di antara beberapa versi kendali mode arus, yang paling populer adalah frekuensi konstan yang membutuhkan sinyal clock. Keuntungan dari kendali mode arus meliputi: masukan tegangan *feed-forward*, batas pada arus puncak sakelar, pembagian arus yang sama dalam konverter modular, dan pengurangan dalam rangka dinamik konverter. Kekurangan utama dari kendali mode arus adalah memiliki perangkat keras yang rumit yang mencakup kebutuhan untuk mengkompensasi kendali tegangan dengan sinyal ramp (untuk menghindari ketidakstabilan konverter).



(a)

Gambar 10.1. (cont..)



Gambar 10.1. Skema kendali utama untuk konverter DC-DC: (a) kendali mode tegangan dan (b) kendali mode arus.

Di antara metode kendali lain dari konverter DC-DC, kendali histeretik (atau bang-bang) sangat sederhana dalam hal implementasi perangkat keras. Bagaimanapun, hasil kendali histeretik dalam operasi frekuensi sakelar variabel semikonduktor. Secara umum, frekuensi penyaklaran konstan lebih disukai dalam sirkuit elektronika daya untuk memudahkan penghapusan interferensi elektromagnetik dan pemanfaatan komponen magnetik yang lebih baik.

Rangkaian terpadu dengan aplikasi spesifik (ASIC) tersedia secara komersial yang mengandung elemen utama skema kendali mode tegangan atau mode arus. Pada chip 14 atau 16-pin tunggal, ada penguat *error*, pembanding, pembangkit sinyal gergaji atau masukan arus yang dirasakan, kait, dan driver PWM. Frekuensi penyaklaran biasanya diatur oleh jaringan RC eksternal dan dapat bervariasi dari puluhan kilohertz (kHz) hingga beberapa megahertz (MHz). Kontroler memiliki keluaran osilator untuk sinkronisasi

dengan konverter lain dalam sistem catu daya modular. Referensi tegangan konstan juga dihasilkan pada chip. Selain itu, pengendali ASIC dapat dilengkapi dalam berbagai fitur diagnostik dan perlindungan: perlindungan pembatas arus, tegangan berlebih dan tegangan rendah, *softstart*, *dead-time* dalam kasus beberapa keluaran PWM, dan pembatasan *duty-ratio*. Dalam beberapa topologi konverter DC-DC, misalnya buck dan buck-boost, tidak ada terminal kendali dari sakelar semikonduktor yang digroundkan. Kendali ASIC biasanya dirancang untuk topologi tertentu dan driver PWM mereka mungkin dapat mendorong sisi-tinggi dari sakelar dalam aplikasi tegangan rendah. Dalam aplikasi tegangan tinggi, driver PWM eksternal harus digunakan. Driver PWM eksternal juga digunakan untuk sakelar dengan kapasitansi masukan yang tinggi. Untuk mengambil keuntungan penuh dari isolasi masukan-keluaran dalam versi transformator dari konverter DC-DC, isolasi semacam itu harus juga disediakan dalam kendali kalang. Transformator sinyal atau optocoupler digunakan untuk mengisolasi sinyal umpan balik.

Karakteristik dinamis dari konverter DC-DC kalang tertutup harus memenuhi persyaratan tertentu. Untuk sekadar analisis, persyaratan ini biasanya diterjemahkan ke dalam properti kalang terbuka yang diinginkan. Kalang terbuka harus menyediakan cukup fasa (minimal 45°) fasa untuk stabilitas, *bandwidth* yang tinggi (sekitar 1/10 dari frekuensi penyaklaran) untuk respon transien yang

baik, dan gain yang tinggi (beberapa puluh desibel) pada frekuensi rendah untuk *steady-state error* yang kecil.

Karakteristik dinamis dari kalang terbuka dibentuk dengan mengkompensasi jaringan komponen pasif di sekitar penguat *error*. Jaringan RC orde kedua atau ketiga biasanya digunakan. Karena konverter itu sendiri adalah bagian dari kendali kalang, desain jaringan kompensasi membutuhkan pengetahuan tentang karakteristik sinyal kecil dari konverter. Ada beberapa metode karakterisasi sinyal kecil dari DC-DC konverter PWM. Metode yang paling populer menyediakan model konverter rata-rata di bawah asumsi frekuensi penyaklaran tinggi. Model rata-rata kemudian dilinierisasi pada titik operasi untuk memperoleh fungsi transfer sinyal kecil. Di antara metode analitis rata-rata, state-space averaging telah populer sejak akhir 1970-an. Sirkuit berbasis rata-rata biasanya dilakukan dengan menggunakan sakelar PWM atau penggantian langsung dari sakelar semikonduktor dengan sumber arus dan tegangan yang terkendali. Semua metode ini dapat memperhitungkan parasitika dari konverter.

Karakteristik sinyal kecil yang paling penting adalah fungsi transfer kontrol-ke-keluaran. T_p . Karakteristik konverter lain yang diselidiki termasuk fungsi transfer tegangan masukan-ke-keluaran (atau line-to-keluaran), juga disebut regulasi saluran dinamis kalang terbuka atau kerentanan terhadap gangguan, yang menggambarkan transmisi gangguan masukan-keluaran; impedansi masukan kalang terbuka; dan pengaturan beban dinamis kalang terbuka. Buck-derived, boost, dan buck-boost converter adalah sistem dinamik orde

kedua; konverter Cuk adalah sistem orde keempat. Karakteristik konverter buck dan boost yang diturunkan mirip satu sama lain. Kelompok konverter lain dengan karakteristik sinyal kecil serupa dibentuk oleh boost, buck-boost, dan konverter flashback. Diantara komponen parasit, ESR dari kapasitor filter r_C memperkenalkan istilah dinamis tambahan ke dalam fungsi transfer. Resistensi parasit lainnya biasanya sedikit memodifikasi nilai efektif dari resistan beban. Karakteristik sampel di bawah ini diberikan untuk non-nol r_C , dengan mengabaikan efek parasit lainnya.

Fungsi transfer kontrol-ke-keluaran dari konverter maju adalah

$$T_P(s) \equiv \frac{v_o(s)}{d(s)} \Big|_{v_s(s)=0} = \frac{V_I R r_C}{nL(R + r_C)} \times \frac{s + (1/Cr_C)}{s^2 + s(CRr_C + L/LC(R+r_C)) + R/(LC(R+r_C))} \quad (10.1)$$

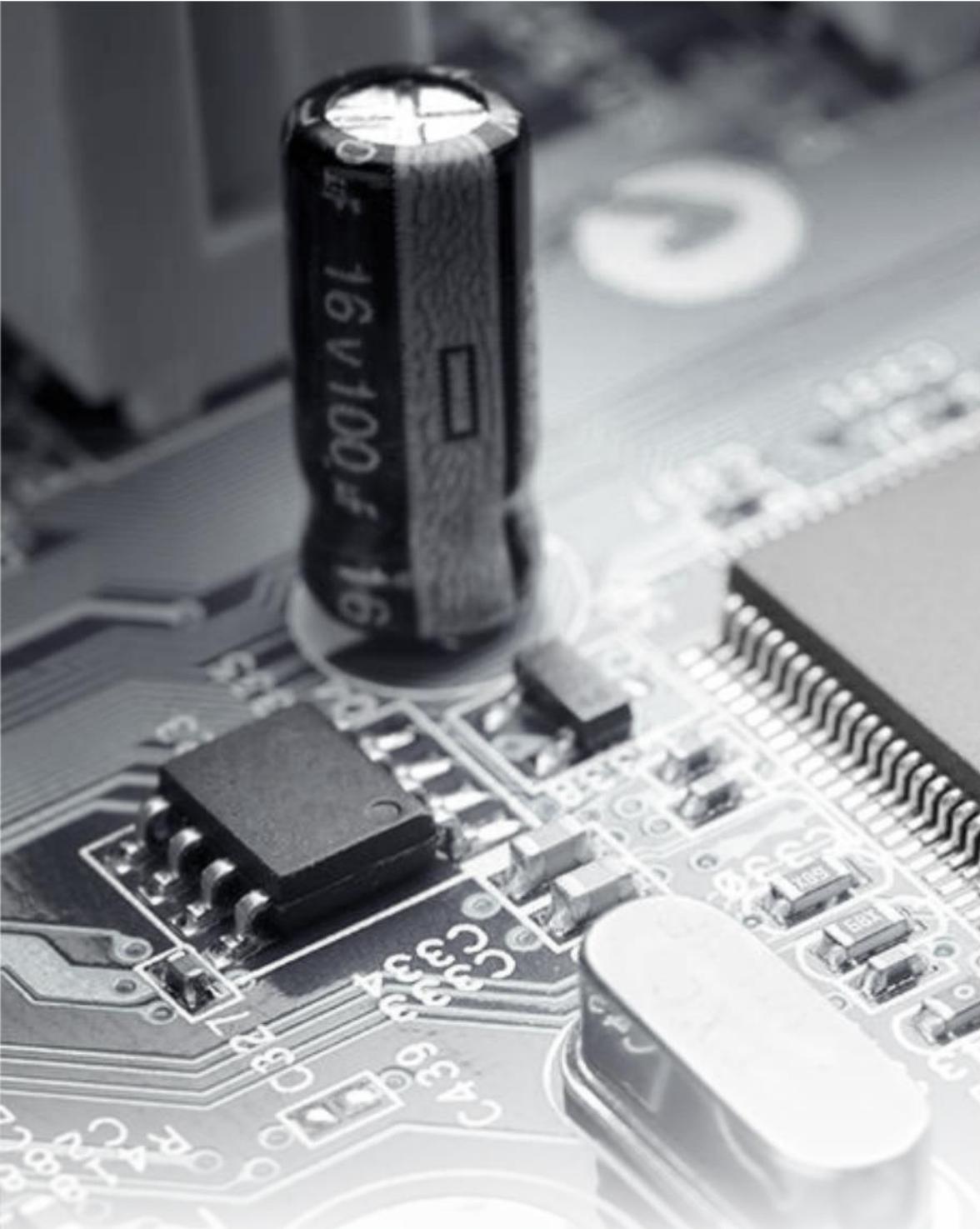
Dapat dilihat bahwa fungsi transfer ini memiliki dua kutub dan satu nol. Nol adalah karena ESR merupakan kapasitor filter. Konverter yang diturunkan dari bucket dapat dengan mudah dikompensasikan untuk stabilitas dengan pengontrol orde kedua.

Fungsi transfer kontrol-ke-keluaran dari boost converter diberikan oleh

$$T_P(s) = - \frac{V_O r_C}{(1 - D)(R + r_C)} \times \frac{[s + (1/Cr_C)][s - ((1-D)^2 R)/L]}{s^2 + s[((1-D)^2 CRr_C + L)/(LC(R+r_C))] + [((1-D)^2 R)/(LC(R+r_C))]} \quad (10.2)$$

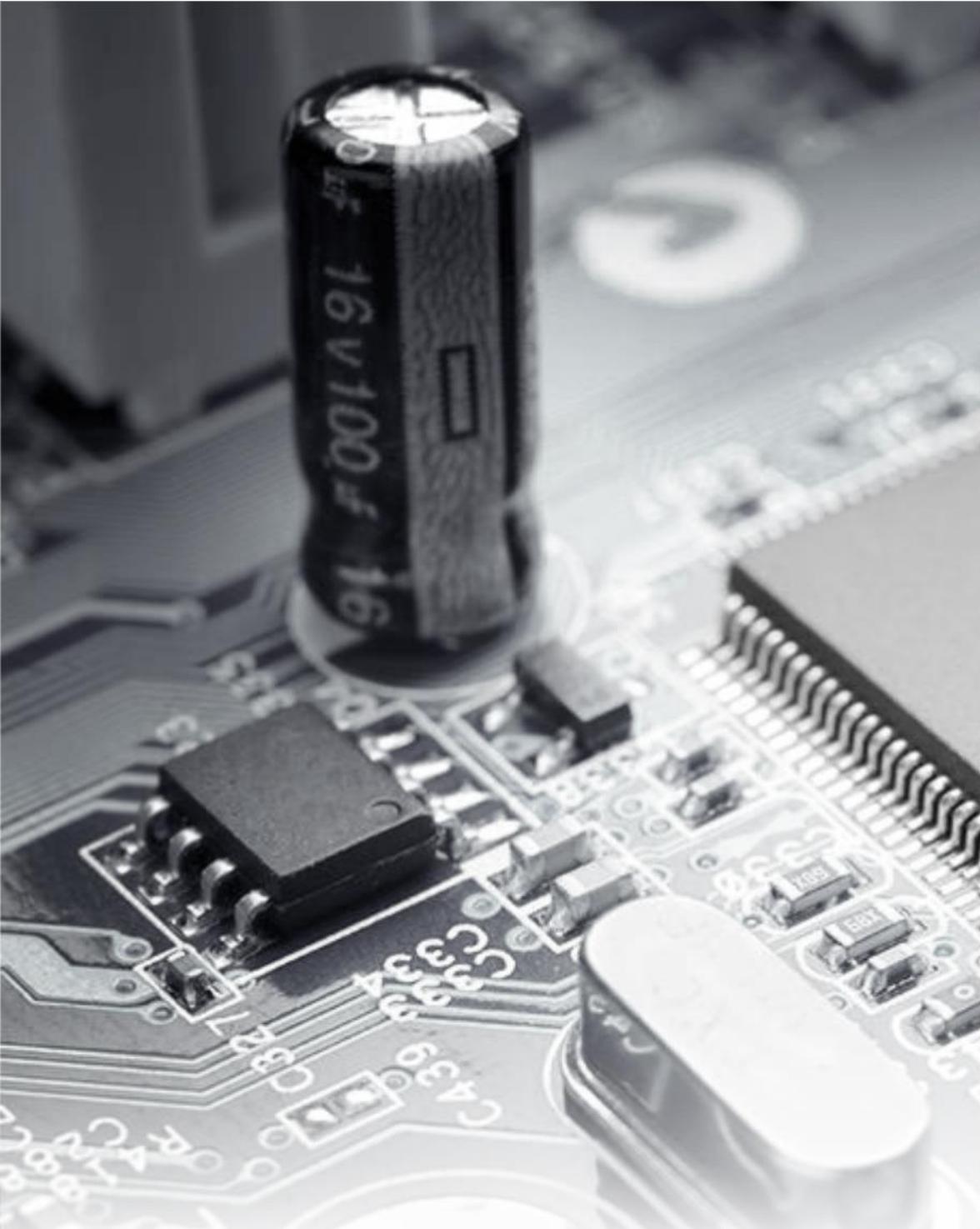
Titik nol - $(1 - D) 2R / L$ terletak di bagian kanan s-plane. Oleh karena itu, konverter boost (serta konverter buck-boost dan flashback) adalah sistem fasa non-minimum. Konverter DC-DC fasa non-minimum biasanya dikompensasi dengan pengendali orde ketiga. Prosedur langkah demi langkah untuk desain jaringan kompensasi biasanya diberikan oleh produsen pengendali ASIC dalam catatan aplikasi.

Kata akhir bagian ini adalah terkait perilaku konverter DC-DC dalam sistem catu daya terdistribusi. Fitur penting dari konverter DC-DC yang diatur kalang tertutup adalah bahwa mereka menunjukkan resistansi masukan negatif. Ketika tegangan beban dijaga konstan oleh pengontrol, daya keluaran berubah dengan beban. Dengan perubahan beban yang lambat, peningkatan atau penurunan pada tegangan masukan akan menurunkan (kenaikan) daya masukan. Properti resistansi negatif ini harus diperiksa dengan teliti selama desain sistem untuk menghindari terjadinya resonansi.



KONVERTER DC-DC

BAB 11

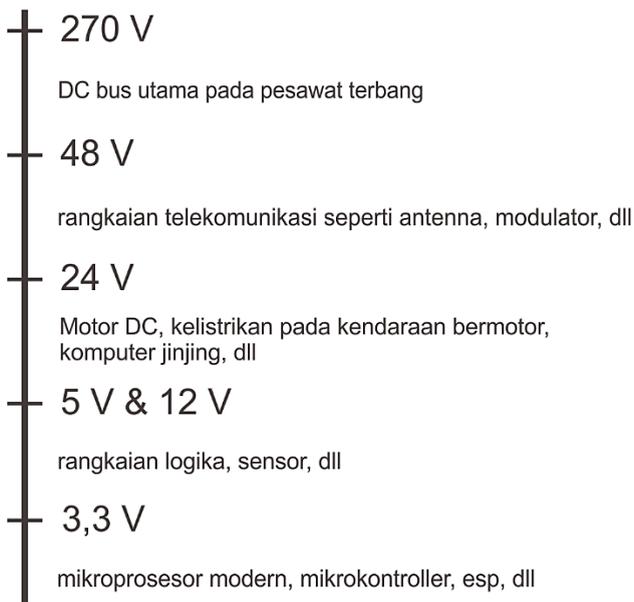


Aplikasi Konverter DC-DC

Sebagian besar aplikasi dari konverter DC-DC *step-down* ditemukan pada sistem penggerak DC berperforma tinggi, misalnya pada traksi listrik, kendaraan listrik, dan berbagai peralatan lainnya yang menggunakan mesin listrik. Motor DC dengan induktansi berliku dan inersia mekanis yang bertindak sebagai filter yang menghasilkan arus jangkar yang berkualitas tinggi. Tegangan keluaran rata-rata dari konverter DC-DC *step-down* adalah fungsi linear dari rasio tugas (*duty-ratio*) sakelar. Sedangkan, Konverter DC-DC *step-up* seringkali digunakan pada radar dan sistem pengapian kendaraan bermotor konvensional. Konverter DC-DC juga dapat dimodifikasi untuk operasi dua kuadran dan empat kuadran. Konverter DC-DC dua kuadran mungkin menjadi bagian dari sistem catu daya otonom yang berisi kemasan baterai dan sumber-sumber DC yang dapat diperbarui seperti susunan fotovoltaik, sel bahan bakar, atau turbin angin. Konverter DC-DC empat kuadran umumnya diterapkan pada aplikasi kemudi untuk motor DC regeneratif, misalnya sistem transportasi yang sering berhenti seperti mobil listrik, motor listrik dan kereta listrik. Konverter DC-DC dengan keluaran induktif berfungsi sebagai masukan ke inverter yang digerakkan oleh arus.

Penambahan komponen filter reaktif ke Konverter DC-DC akan menghasilkan konverter DC-DC PWM. Konverter DC-DC dapat dilihat sebagai transformer DC yang mengirim ke beban

sebagai tegangan DC atau arus pada tingkat yang berbeda dari sumber masukan. Transformasi DC ini dilakukan dengan sarana penyaklaran elektronik, bukan dengan cara elektromagnetik seperti pada transformer konvensional. Tegangan keluaran dari konverter DC-DC berkisar dari satuan volt (V) untuk rangkaian VLSI khusus hingga puluhan kilovolt (KV) untuk aplikasi pada lampu X-ray. Tegangan keluaran yang paling umum adalah: 3.3V untuk mikroprosesor modern, 5V dan 12V untuk rangkaian logika, 48V untuk peralatan telekomunikasi, dan 270V untuk bus DC utama pada pesawat terbang. Tegangan masukan yang umum termasuk pada rentang nilai 48V, 170V (nilai puncak garis 120V_{rms}), dan 270V. Rentang tegangan untuk aplikasi konverter DC-DC dapat dilihat pada gambar 11.1



Gambar 11.1 rentang tegangan untuk aplikasi konverter DC-DC

Pemilihan topologi konverter DC-DC ditentukan tidak hanya dari tegangan masukan atau keluaran yang dapat disesuaikan dengan tambahan rasio putaran dalam konverter terisolasi, tetapi juga terkait dengan tingkat daya, tegangan dan arus dari sakelar semikonduktor, dan pemanfaatan komponen magnetik. Berikut ini adalah beberapa topologi konverter DC-DC beserta rincian aplikasi, kelebihan dan kekurangannya:

- **Konverter *flyback*** dengan jumlah part/komponen yang rendah merupakan konverter yang populer dalam aplikasi daya rendah (hingga 200W). Namun, kekurangan utamanya adalah ukurannya yang lebih besar dari inti transformator dan fluktuasi tegangan yang tinggi pada sakelar semikonduktor.
- **Konverter *forward*** merupakan konverter sakelar tunggal, karena persyaratan ukuran intinya lebih kecil, aplikasi dari konverter ini populer pada daya rendah sampai medium (sampai dengan beberapa ratus watt saja). Kerugian dari konverter *forward* dalam hal kebutuhan untuk demagnetizing berliku dan tegangan tegangan tinggi pada sakelar semikonduktor.
- **Konverter *push-pull*** digunakan pada level daya sedang, karena memiliki eksitasi dua arah dan ukuran transformator yang kecil. Keuntungan dari konverter *push-pull* juga merupakan kemungkinan untuk merujuk terminal penggerak dari kedua sakelar ke tanah yang sangat menyederhanakan rangkaian kendali. Kerugian dari konverter *push-pull* adalah potensi kejenuhan inti dalam kasus asimetri.

- **Konverter setengah jembatan** memiliki aplikasi yang sama seperti konverter *pull-pull*. Tersedia transformeraturasi dalam konverter setengah jembatan. Akan tetapi, konverter ini membutuhkan dua kapasitor masukan tambahan untuk dipecah menjadi setengah sumber masukan DC.
- **Konverter jembatan penuh** digunakan pada level daya dan tegangan yang tinggi (beberapa kilowatt). Tegangan pada sakelar daya terbatas pada nilai sumber tegangan masukan. Kerugian dari konverter jembatan penuh adalah memiliki jumlah perangkat semikonduktor yang banyak.

Konverter DC-DC pada dasarnya adalah blok sistem catu daya terdistribusi dimana tegangan bus DC umum dikonversi ke berbagai tegangan lainnya sesuai dengan persyaratan beban tertentu. Sistem DC terdistribusi seperti itu adalah hal yang umum di stasiun ruang angkasa, kapal, pesawat terbang, komputer dan berbagai macam peralatan telekomunikasi. Diharapkan bahwa komunikasi nirkabel modern dan sistem pemrosesan sinyal modern akan menggunakan tegangan suplai variabel untuk meminimalkan konsumsi daya dan memperpanjang masa pakai baterai. Konverter dengan tegangan keluaran rendah dalam aplikasi ini memanfaatkan pengaturan rektifikasi sinkron.

Bidang lain yang menggunakan aplikasi konverter DC-DC adalah berbagai sistem utilitas. Untuk beban kritis, jika jaringan listrik mengalami kegagalan/gangguan, maka harus ada sumber energi cadangan, misalnya sebuah baterai. Kebutuhan ini digunakan untuk pengiriman daya terus menerus sehingga memunculkan

berbagai jenis pasokan listrik yang tidak pernah terputus atau sering disebut dengan *uninterruptible power supply* (UPS). Konverter DC-DC digunakan dalam sistem UPS untuk menyesuaikan tingkat tegangan grid (PLN) yang disearahkan dengan sumber daya cadangan. Karena selama operasi normal, energi mengalir dari grid ke sumber cadangan dan selama kondisi darurat sumber cadangan harus menyediakan beban, disini konverter DC-DC dua arah (*bidirectional DC-DC converters*) sering digunakan. Konverter DC-DC juga digunakan dalam pengisian baterai khusus.

Daya beban elektronik, terutama yang dengan rectifier *front-end*, dapat mengotori grid AC dengan harmonik yang aneh. Disini konverter DC-DC digunakan pada tahap intermediate (penengah), tepat setelah melakukan rektifikasi dan sebelum ke catu beban konverter DC-DC, dengan membentuk arus AC masukan untuk meningkatkan faktor daya dan menurunkan harmonik. Konverter *boost* sangat populer dalam aplikasi untuk mengkoreksi faktor daya atau disebut dengan *power factor correction* (PFC). Aplikasi lain yang berhubungan dengan utilitas grid dari konverter DC-DC adalah antarmuka antara jaringan AC dan sumber energi terbarukan seperti sel bahan bakar dan panel surya (PV array).

Dalam konverter DC-DC terisolasi, beberapa keluaran dimungkinkan dengan gulungan sekunder dan tambahan transformator. Hanya satu keluaran yang diatur dengan kalang tertutup. Keluaran lainnya tergantung pada rasio tugas dari sistem yang diatur dan bebannya. Sebuah konverter DC-DC dengan banyak keluaran adalah solusi yang nyaman dalam aplikasi dimana ada

kebutuhan untuk satu tegangan keluaran yang diatur secara ketat dan untuk satu atau lebih pada tingkat keluaran tegangan non-kritis lainnya.

Daftar Pustaka

Asghar, M.J., 2004. *Power electronics*. PHI Learning Pvt. Ltd..

Czarkowski, D., 2011, DC-DC converters. in *Power Electronics Handbook*. Elsevier Inc., pp. 249-263. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00013-6>

Luo, F.L. and Ye, H., 2016. *Advanced dc/dc converters*. crc Press.

Rashid, M.H. ed., 2017. *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann.

N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, 2003. *Power Electronics: Converters, Applications and Design, 3rd Ed.*, New York: John Wiley & Sons.

Glosarium

Daftar Glosarium

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

Hendril Satrian Purnama



Hendril Satrian Purnama 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 dan robotika. Penulis dapat dihubungi melalui email: lfriyan220@gmail.com

Tentang UAD Press

UAD Press adalah

Konverter DC-DC

Prinsip & Aplikasi

Buku ini disusun berdasarkan kajian dan referensi dari beberapa buku serta beberapa hasil penelitian yang berkaitan. Buku ini terbagi menjadi 11 Bab yang terdiri dari dasar-dasar, prinsip dan juga aplikasi dari Konverter DC-DC.

Bab-bab penyusun buku ini antara lain:

- Bab 1: Pendahuluan
- Bab 2: Prinsip Dasar Konverter DC-DC
- Bab 3: Klasifikasi Konverter DC-DC
- Bab 4: Konverter DC-DC Berbasis Komutasi Paksa
- Bab 5: Catu Daya DC Linier
- Bab 6: Konverter DC-DC Tanpa Isolasi
- Bab 7: Konverter DC-DC Dengan Isolasi
- Bab 8: Efek dari Parasitik
- Bab 9: Konverter Sinkron dan Dua Arah
- Bab 10: Prinsip Kendali Konverter DC-DC
- Bab 11: Aplikasi dari Konverter DC-DC

Pembaca diasumsikan memiliki pengetahuan dasar terkait komponen elektronika, dasar rangkaian listrik, dan juga kalkulus ataupun matematika teknik.

UAD Press

Lembaga Penerbitan dan Publikasi Ilmiah (LPPI)
Kampus 4, Universitas Ahmad Dahlan, Gedung Utama, Lantai 9
Jl. Ringroad Selatan, Kragilan, Tamanan, Banguntapan, Bantul
Yogyakarta, Indonesia 55191
Phone: +62 (274) 563515

ISBN 978-602-0737-37-9

