

## 2. TINJAUAN PUSTAKA

### 2.1. Konverter DC – AC

Konverter dc – ac dikenal dengan istilah *inverter*. Inverter banyak digunakan dalam aplikasi industri (contoh: kontrol kecepatan motor ac, energi terbarukan, transportasi, pemanas induksi, catu daya, dan *uninterruptible power supply*). Fungsi dari inverter adalah untuk mengubah tegangan *input* dc menjadi tegangan *output* ac dengan besaran dan frekuensi yang diinginkan. Tegangan *output* dapat menjadi konstan atau variabel pada frekuensi yang konstan atau variabel. Tegangan *output* variabel dapat diperoleh dengan mengubah tegangan *input* dc dan mempertahankan *gain* inverter. Di sisi lain, jika tegangan *input* dc tetap, tegangan *output* variabel dapat diperoleh dengan mengubah *gain* inverter, yang secara normal dilakukan dengan kontrol modulasi lebar pulsa (PWM) pada inverter. *Gain* inverter dapat didefinisikan sebagai rasio tegangan *output* ac terhadap tegangan *input* dc (Rashid, 2014).

Bentuk gelombang tegangan *output* pada inverter ideal adalah sinusoidal. Tetapi secara praktek, bentuk gelombang inverter tidak sinusoidal dan mengandung harmonisa tertentu. Untuk daya rendah, gelombang kotak dapat diterima. Tetapi untuk daya tinggi, gelombang sinusoidal dengan distorsi yang rendah sangat dibutuhkan. Dengan ketersediaan komponen semikonduktor kecepatan tinggi, kandungan harmonisa tegangan *output* dapat dikurangi secara signifikan dengan teknik pensaklaran.

Inverter dapat dibedakan menjadi dua tipe: (1) inverter satu fasa dan (2) inverter tiga fasa. Kedua tipe tersebut dapat menggunakan komponen pensaklaran terkontrol (contoh: *bipolar junction transistor* [BJT], *metal oxide semiconductor field effect transistor* [MOSFET], *insulated gate bipolar transistor* [IGBT], *metal oxide semiconductor-controlled thyristor* [MCT], *static induction transistor* [SIT], dan *gate-turn-off thyristor* [GTO]). Secara umum inverter menggunakan sinyal kontrol PWM untuk menghasilkan tegangan *output* ac. Inverter disebut *voltage-fed inverter* (VFI) jika tegangan *input* tetap konstan, dan *current-fed inverter* (CFI) jika arus *input* tetap konstan (Rashid, 2014).

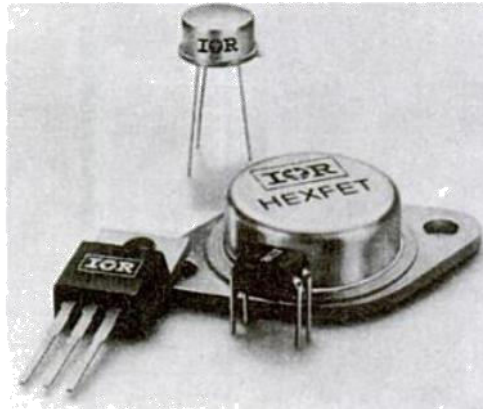
## 2.2. MOSFET Daya

MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) merupakan komponen yang dikendalikan oleh tegangan dan hanya memerlukan arus *input* yang kecil. Kecepatan pensaklaran sangat tinggi dan waktu pensaklaran memiliki orde nanodetik. MOSFET memiliki persoalan pengosongan muatan elektrostatik dan memerlukan penanganan yang hati – hati (Gibilisco, 2005).

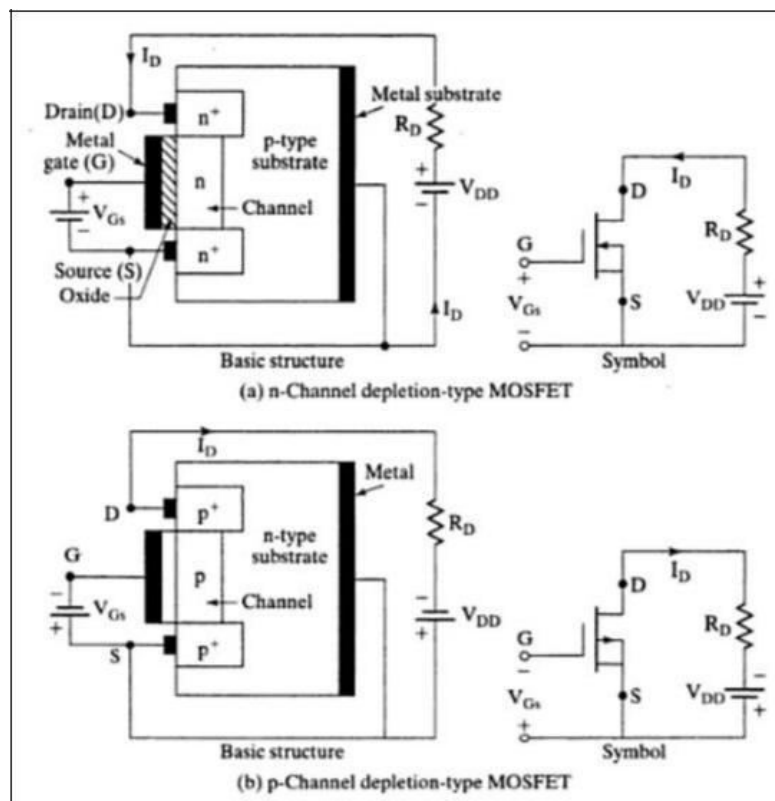
MOSFET daya pada berbagai ukuran diperlihatkan pada gambar 2.1. MOSFET memiliki dua tipe (Rashid, 2014): (1) MOSFET deplesi, dan (2) MOSFET *enhancement*. MOSFET deplesi kanal-*n* dibentuk dari substrat silikon tipe-*p* yang diperlihatkan pada gambar 2.2a, dengan dua silikon yang didoping  $n^+$  agar memiliki resistansi yang rendah. Gerbang diisolasi dari kanal dengan lapisan tipis oksida. Tiga terminal dari MOSFET disebut gerbang, *drain*, dan sumber. MOSFET tipe *enhancement* tidak memiliki kanal fisik, seperti pada gambar 2.3.

Gambar 2.4 memperlihatkan karakteristik *output* dari MOSFET *enhancement* kanal-*n*. Ada tiga daerah operasi: (1) daerah *cutoff*, ketika  $V_{GS} \leq V_T$ ; (2) daerah *pinch-off* atau saturasi, ketika  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ; dan (3) daerah linier, ketika  $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ . Pada daerah linier, arus *drain* akan berubah secara proporsional terhadap tegangan *drain* ke sumber,  $V_{DS}$ . Karena arus *drain* yang tinggi dan tegangan *drain* yang rendah, aksi penyaklaran MOSFET daya dioperasikan pada daerah linier. Pada daerah saturasi, arus *drain* akan tetap konstan untuk sebarang peningkatan nilai  $V_{DS}$  dan transistor digunakan pada daerah ini untuk proses *gain* tegangan.

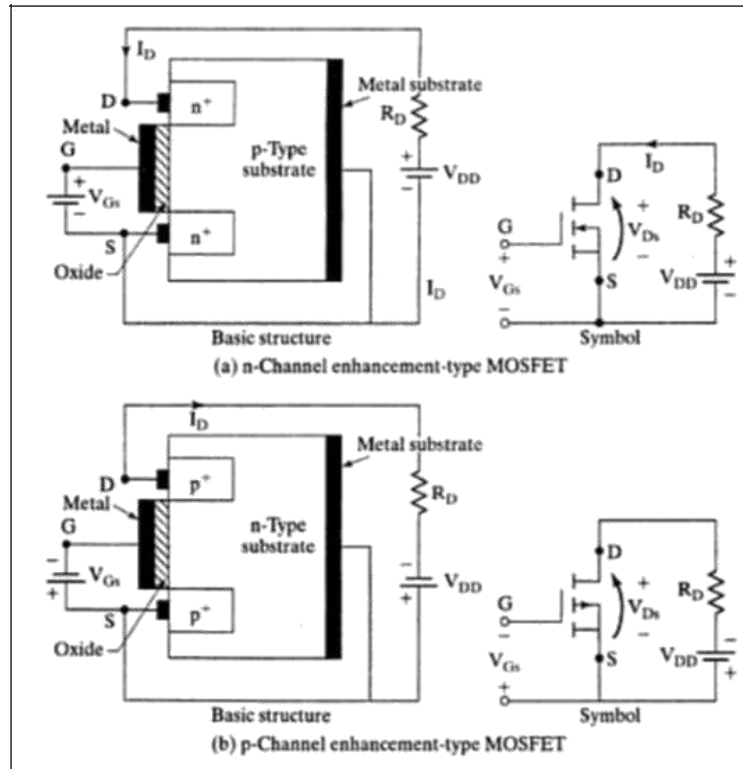
Pada MOSFET tipe deplesi, tegangan gerbang (atau *input*) dapat bernilai positif maupun negatif. Akan tetapi, MOSFET tipe *enhancement* hanya bereaksi pada tegangan gerbang positif. MOSFET daya biasanya secara umum merupakan tipe *enhancement* (Rashid, 2014).



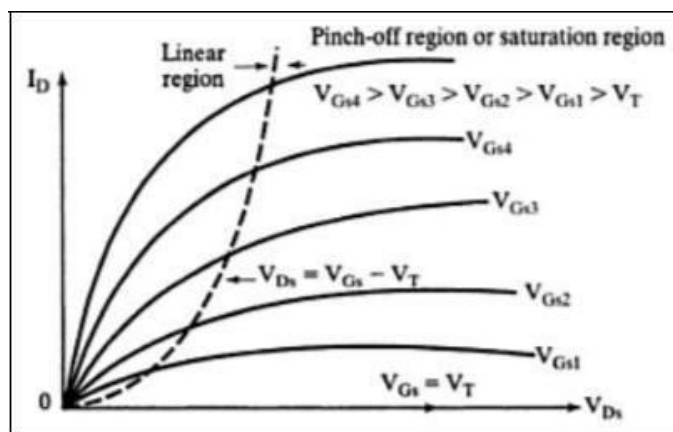
Gambar 2.1. MOSFET Daya  
 Sumber: Rashid (2014, p.163)



Gambar 2.2. Simbol MOSFET Tipe Depleksi  
 Sumber: Rashid (2014, p.162)



Gambar 2.3. Simbol MOSFET Tipe *Enhancement*  
 Sumber: Rashid (2014, p.163)



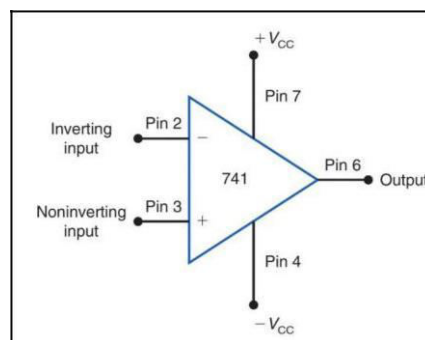
Gambar 2.4. Karakteristik *Output* MOSFET Tipe *Enhancement*  
 Sumber: Rashid (2014, p.165)

### 2.3. Penguat Operasional Sebagai Komparator

Menurut Boylestad (2006), Penguat Operasional (*Operational Amplifier*) adalah penguat dengan *gain* yang sangat tinggi, memiliki impedansi *input* yang sangat tinggi (biasanya beberapa megaohm) dan impedansi *output* yang rendah

(kurang dari 100 ohm). *Op-amp* terdiri dari dua *input* (*inverting* dan *non-inverting*) dan satu *output*. Gambar 2.5 menunjukkan simbol rangkaian dari *op-amp*. *Op-amp* dapat dirangkai secara bervariasi untuk menyediakan berbagai karakteristik operasi. Pada bagian ini akan dijelaskan rangkaian *op-amp* yang digunakan sebagai komparator.

Komparator merupakan rangkaian yang membandingkan sinyal tegangan pada satu *input* dengan tegangan referensi lainnya. Komparator *op-amp* dapat dilihat pada gambar 2.6. Tidak ada resistor umpan balik untuk menghasilkan umpan balik negatif. Hasilnya, *op-amp* bekerja pada mode *loop* terbuka dengan *gain* tegangan



Gambar 2.5. Simbol Penguat Operasional

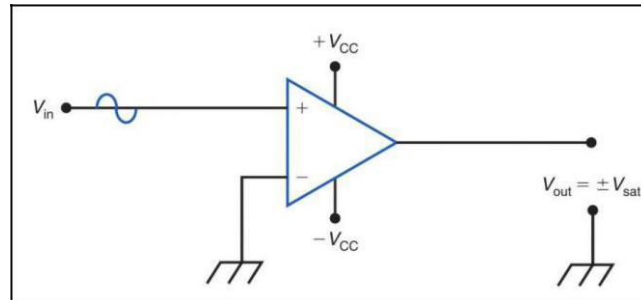
Sumber: Grob, Schultz (2003, p.980)

Pada gambar 2.6, *inverting input op-amp* dihubungkan dengan *ground* dan sinyal *input*-nya dihubungkan dengan *non-inverting input*. Ketika  $V_{in}$  menjadi positif, *output*-nya didorong hingga  $+V_{sat}$ . Ketika  $V_{in}$  menjadi negatif, *output*-nya didorong hingga  $-V_{sat}$ .

Karena rangkaian komparator ini bekerja pada *loop* terbuka dan *gain* tegangan yang sangat tinggi, tegangan *input* memaksa tegangan *output* hingga  $\pm V_{sat}$ . Gambar 2.7 menunjukkan karakteristik transfer komparator *op-amp*.  $V_{out}$  berubah menjadi  $+V_{sat}$  ketika  $V_{in}$  positif, dan menjadi  $-V_{sat}$  ketika  $V_{in}$  negatif. Karena  $V_{out}$  berubah ketika  $V_{in}$  berada pada titik nol, maka komparator pada gambar 2.6 terkadang disebut *zero crossing detector*.

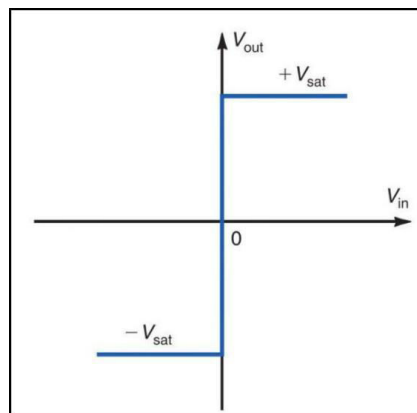
Pada beberapa kasus, *non-inverting input* dapat dihubungkan dengan *ground* atau dihubungkan dengan tegangan referensi selain *inverting input* (Grob

& Schultz, 2003). Dalam kasus ini, tegangan *output* berubah menjadi  $+V_{sat}$  ketika  $V_{in}$  lebih kecil dari tegangan referensi, dan menjadi  $-V_{sat}$  ketika  $V_{in}$  lebih besar dari tegangan referensi.



Gambar 2.6. Komparator *Op-Amp*

Sumber: Grob, Schultz (2003, p.995)



Gambar 2.7. Karakteristik Transfer Komparator *Op-Amp*

Sumber: Grob, Schultz (2003, p.995)

#### 2.4. Konverter Buck (Mohan, Undeland, Robbins, 2003)

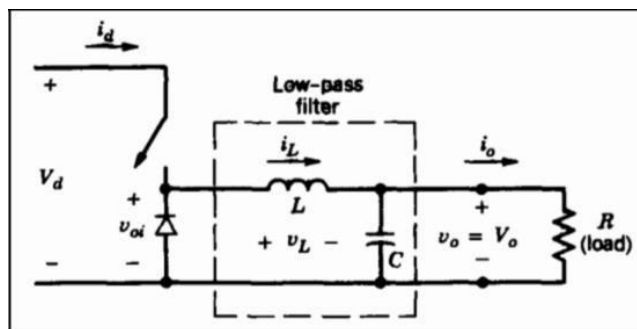
Konverter buck merupakan konverter *step-down* dc – dc yang menghasilkan tegangan *output* yang lebih rendah dari tegangan *input*. Konverter buck biasa digunakan pada catu daya teregulasi dan kontrol kecepatan motor dc.

Secara konsep, rangkaian dasar dari gambar 2.8 merupakan konverter *step-down* untuk beban resistif murni. Dengan asumsi saklar ideal, tegangan *input* sesaat konstan  $V_d$ , dan beban resistif murni, bentuk gelombang tegangan *output* sesaat dapat dilihat pada gambar 2.9 sebagai fungsi dari posisi saklar. Tegangan *output* rata – rata dapat dihitung sebagai berikut:

$$= \_ = \tag{2.1}$$

dimana  $k = \text{konstan}$ .

Dengan mengubah *duty ratio*  $t_{on}/T_s$  dari saklar,  $V_o$  dapat dikontrol. Tinjauan penting lainnya adalah bahwa rata - rata tegangan output  $V_o$  berubah secara linier dengan kontrol tegangan. Dalam aplikasi sebenarnya, rangkaian ini memiliki dua kekurangan. Pertama, dalam prakteknya beban akan menjadi induktif. Bahkan dengan beban resistif, akan selalu ada induktansi liar. Ini berarti bahwa saklar harus menyerap (atau mendisipasi) energi induktif dan oleh karena itu dapat dihilangkan. Kedua, tegangan *output* berubah - ubah antara nol dan  $V_d$ , yang tidak cocok dalam banyak aplikasi. Masalah energi induktif tersebut dapat diatasi dengan menggunakan dioda. Fluktuasi tegangan *output* dapat dikurangi dengan *low-pass filter*, terdiri dari induktor dan kapasitor. Gambar 2.9 menunjukkan bentuk gelombang  $v_{oi}$  menuju *low-pass filter*, yang terdiri dari sebuah komponen dc  $V_o$ , dan harmonisa pada frekuensi pensaklaran dan faktor pengalinya. Karakteristik *low-pass filter* dengan *damping* yang disediakan oleh beban resistor  $R$  dapat dilihat pada gambar 2.10. Frekuensi ujung  $f_c$  pada *low-pass filter* dipilih untuk menjadi jauh lebih rendah dari frekuensi pensaklaran, sehingga pada dasarnya bertujuan untuk menghilangkan *ripple* frekuensi pensaklaran pada tegangan *output*.

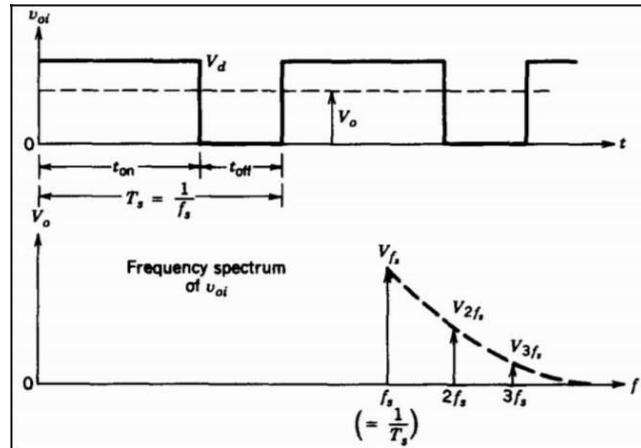


Gambar 2.8. Rangkaian Konverter Buck

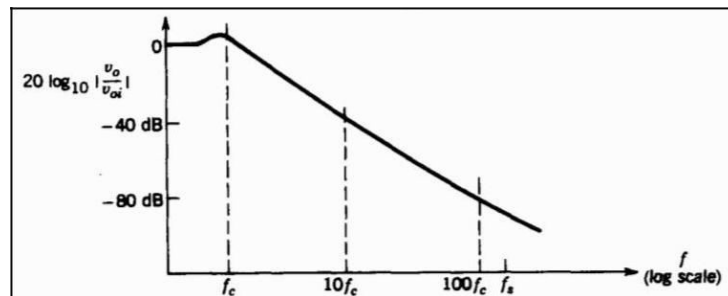
Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.165)

Selama interval ketika saklar menyala, dioda pada gambar 2.8 menjadi *reverse bias* dan *input* menyediakan energi untuk beban serta induktor. Selama interval ketika saklar mati, arus induktor mengalir melalui dioda dan mentransfer sebagian energinya ke beban.

Dari gambar 2.8 kita melihat bahwa di konverter *step-down*, arus rata – rata induktor sama dengan arus rata – rata *output*  $I_o$ , karena arus rata – rata kapasitor dalam kondisi *steady-state* sama dengan nol.



Gambar 2.9. Bentuk Gelombang Konverter Buck  
 Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.165)



Gambar 2.10. Karakteristik *Low-Pass Filter*  
 Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.165)

#### 2.4.1. Mode *Continuous-Conduction*

Gambar 2.11 menunjukkan bentuk gelombang untuk operasi mode *continuous-conduction* dimana arus induktor mengalir secara terus – menerus. Ketika saklar menyala pada durasi waktu  $t_{on}$ , saklar mengalirkan arus induktor dan dioda menjadi *reverse bias*. Hal ini menghasilkan tegangan positif  $v_L = V_d - V_o$  di induktor yang ditunjukkan pada gambar 2.11a. Tegangan ini menyebabkan peningkatan linier pada arus induktor  $i_L$ . Ketika saklar dimatikan karena

penyimpanan energi induktif,  $i_L$  akan tetap mengalir, kemudian mengalir melalui dioda, dan  $v_L = -V_o$  seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.11b.

Karena bentuk gelombang dalam operasi *steady-state* dari satu periode waktu ke selanjutnya harus diulang, integral tegangan induktor  $v_L$  lebih dari satu periode waktu harus nol, dimana  $T_s = t_{on} + t_{off}$ :

$$\int_{t_1}^{t_2} v_L dt = 0 \quad (2.2)$$

Pada gambar 2.11, persamaan 2.2 menyatakan bahwa area A dan B harus sama. Maka dari itu,

$$V_o t_{on} = V_o t_{off} \quad (2.3)$$

atau

$$\frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{off}}{T_s} = (duty\ ratio) \quad (2.4)$$

Maka dari itu, dalam mode ini, tegangan *output* berubah secara linier dengan *duty ratio* dari saklar untuk tegangan *input* yang diberikan. Tegangan *output*-nya tidak bergantung dengan parameter rangkaian lainnya. Persamaan 2.4 dapat diturunkan dengan membagi rata – rata tegangan  $v_{oi}$  secara sederhana pada gambar 2.9 dan menyatakan bahwa rata – rata tegangan yang melalui induktor pada kondisi *steady-state* sama dengan nol:

$$\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} v_{oi} dt = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} v_{oi} dt = 0 \quad (\text{persamaan 2.4})$$

Dengan mengabaikan rugi – rugi daya terkait dengan elemen rangkaian, daya *input*  $P_d$  sama dengan daya *output*  $P_o$ :

$$P_d = P_o \quad (2.6)$$

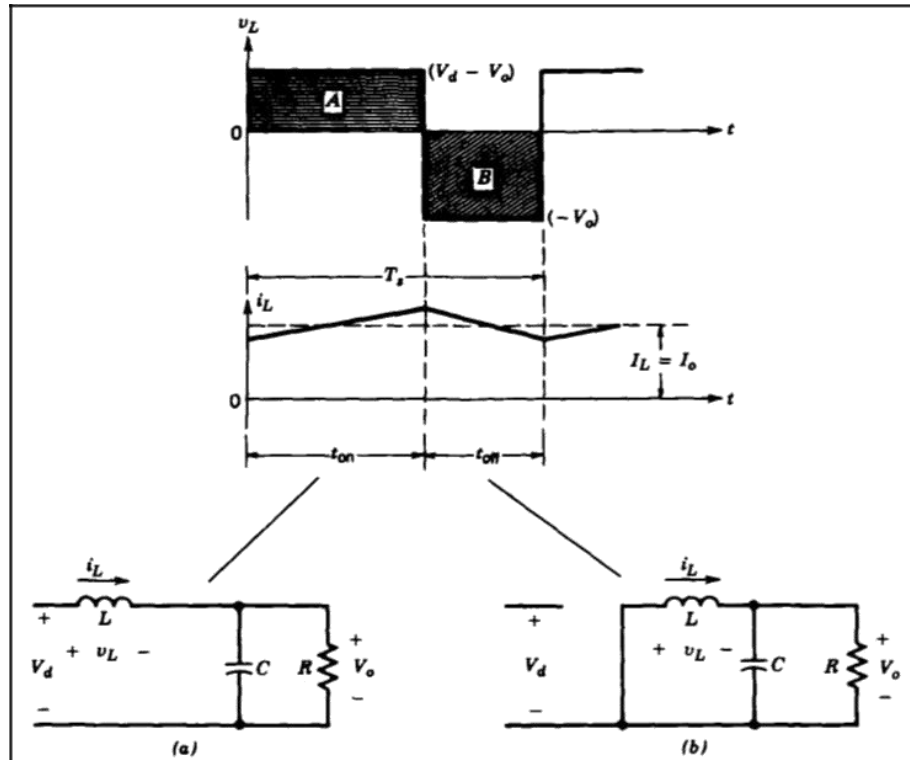
Maka dari itu,

$$V_o I_o = V_i I_i \quad (2.7)$$

sehingga

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.8)$$

Maka dari itu, dalam mode *continuous-conduction*, konverter *step-down* setara dengan transformer dc dimana perubahan rasio pada transformer ekuivalen ini dapat secara terus – menerus dikontrol secara elektronik pada jangkauan 0 – 1 dengan mengontrol *duty ratio* pada saklar.



Gambar 2.11. Mode *Continuous-Conduction* Konverter Buck

(a) Saklar Menyala; (b) Saklar Mati

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.166)

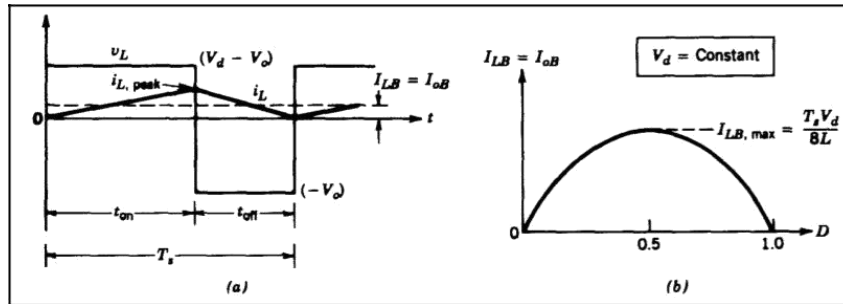
#### 2.4.2. Batas antara *Continuous* dan *Discontinuous Conduction*

Gambar 2.30a menunjukkan bentuk gelombang dari  $v_L$  dan  $i_L$ . Berada pada batas antara mode *continuous* dan *discontinuous*, menurut definisi, arus induktor  $i_L$  menuju nol pada akhir dari periode *off*.

Pada batas ini, arus induktor rata – rata, dimana *subscript B* menunjukkan batas, adalah

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (V_d - V_o) dt - \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} V_o dt = \frac{V_d t_{on} - V_o T_s}{T_s} \quad (2.9)$$

Maka dari itu, selama kondisi operasi (dengan nilai  $T_s$ ,  $V_d$ ,  $V_o$ ,  $L$ , dan  $D$  yang telah diatur), jika arus *output* rata – rata menjadi kurang dari  $I_{LB}$  yang diberikan pada persamaan 2.9, maka  $i_L$  akan menjadi *discontinuous*.



Gambar 2.12. Arus pada Batas *Continuous-Discontinuous Conduction* Konverter Buck

Bentuk Gelombang; (b) Plot  $I_{LB}$  terhadap  $D$  pada  $V_d = \text{Konstan}$   
 Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.167)

### 2.4.3. Mode *Discontinuous-Conduction*

Tergantung aplikasi dari konverter ini, salah satu dari tegangan *input*  $V_d$  atau tegangan *output*  $V_o$  tetap konstan selama konverter beroperasi. Kedua tipe operasi tersebut akan didiskusikan di bawah ini.

#### 2.4.3.1. Mode *Discontinuous-Conduction* dengan $V_d$ Konstan

Dalam aplikasi seperti kontrol kecepatan motor dc,  $V_d$  pada dasarnya tetap konstan dan  $V_o$  dikontrol dengan mengatur *duty ratio*  $D$  pada konverter.

Karena  $V_o = DV_d$ , maka arus induktor rata – rata pada batas mode *continuous-conduction* dari persamaan 2.9 adalah

$$I_{LB} = \frac{V_d}{8L} T_s D^2 \quad (2.10)$$

Dengan menggunakan persamaan 2.10, kita menemukan bahwa gambar 2.12b menunjukkan plot  $I_{LB}$  sebagai fungsi *duty ratio*  $D$ , menjaga  $V_d$  dan semua parameter lainnya tetap konstan. Hal itu menunjukkan bahwa arus *output* yang dibutuhkan pada mode *continuous-conduction* adalah maksimum pada  $D = 0,5$ :

$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (2.11)$$

Dari persamaan 2.10. dan 2.11. didapat bahwa

$$I_{LB} = 4 \cdot (1 - D) \cdot I_{LB, \max} \quad (2.12)$$

Berikutnya, rasio tegangan  $V_o/V_d$  akan dihitung pada mode *discontinuous*. Kita asumsikan bahwa pada mulanya konverter beroperasi pada batas *continuous-*

conduction, seperti pada gambar 2.12a, dengan nilai yang diberikan terhadap  $T$ ,  $L$ ,  $V_d$ , dan  $D$ . Jika parameter – parameter tersebut tetap konstan dan daya beban berkurang (dengan kata lain, resistansi beban bertambah), maka arus induktor rata – rata akan berkurang. Seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.13, hal ini menunjukkan nilai  $V_o$  yang lebih besar dari sebelumnya dan menghasilkan arus induktor *discontinuous*.

Selama interval  $\Delta_2 T_s$  ketika arus induktor sama dengan nol, daya untuk resistansi beban disuplai hanya dari kapasitor filter. Tegangan induktor  $v_L$  selama interval ini sama dengan nol. Menyamakan integral tegangan induktor lebih dari satu periode waktu ke nol menghasilkan

$$(-) + \Delta_1 (-) = 0 \tag{2.13}$$

$$\therefore \frac{1}{2} L \Delta_1^2 = \frac{1}{2} L \Delta_2^2 \tag{2.14}$$

dimana  $\Delta_1 < 1$ . Dari gambar 2.13,

$$\Delta_2 = \Delta \tag{2.15}$$

Maka dari itu,

$$\Delta_1 = \frac{\Delta}{2} \tag{2.16}$$

$$= \frac{\Delta}{2} \tag{2.17}$$

$$= \frac{\Delta}{2} \tag{menggunakan pers. 2.14} \tag{2.18}$$

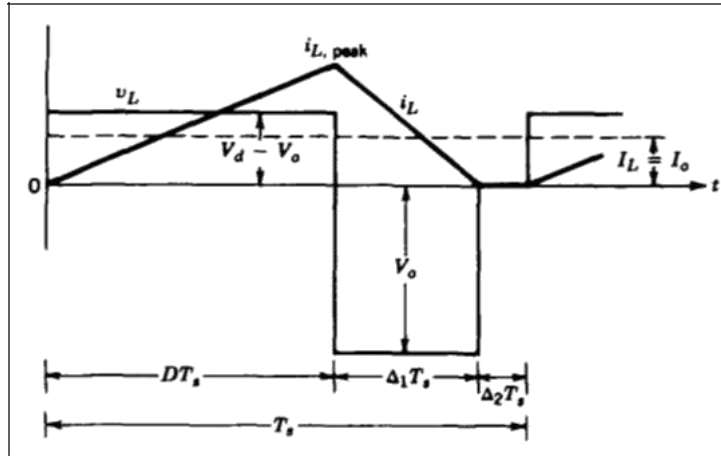
$$= \frac{\Delta}{2} \tag{menggunakan pers. 2.11} \tag{2.19}$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{\Delta}{2} \tag{2.20}$$

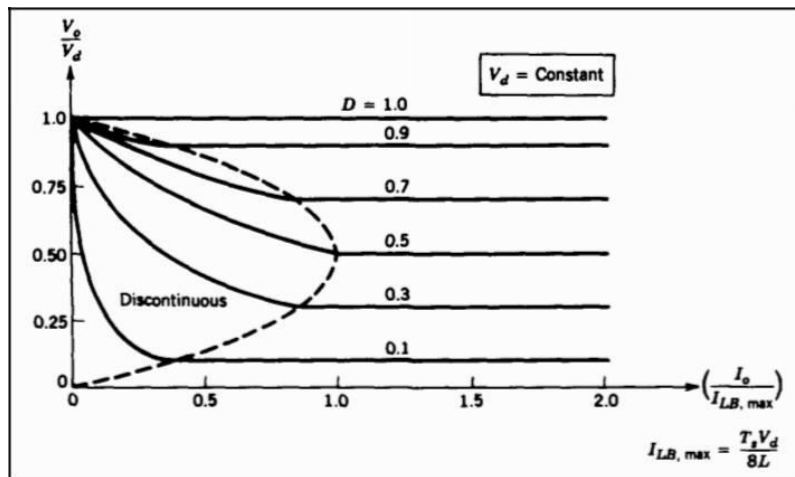
Dari persamaan 2.14 dan 2.20 didapat bahwa

$$\frac{1}{2} L \left(\frac{\Delta}{2}\right)^2 = \frac{1}{2} L \Delta^2 \tag{2.21}$$

Gambar 2.14 menunjukkan karakteristik konverter buck dalam bermacam – macam mode operasi pada  $V_d$  konstan. Rasio tegangan  $V_o/V_d$  diplot sebagai fungsi  $I_o/I_{LB,max}$  untuk berbagai nilai *duty ratio* menggunakan persamaan 2.4 dan 2.21. Batas antara mode *continuous* dan *discontinuous*, ditunjukkan pada garis putus – putus, dibentuk dari persamaan 2.4 dan 2.12.



Gambar 2.13. Mode *Discontinuous-Conduction* Konverter Buck  
 Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.168)



Gambar 2.14. Karakteristik Konverter Buck pada  $V_d = \text{Konstan}$   
 Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.170)

#### 2.4.3.2. Mode *Discontinuous-Conduction* dengan $V_o$ Konstan

Dalam aplikasi seperti catu daya dc terregulasi,  $V_d$  mungkin berubah – ubah tetapi  $V_o$  tetap konstan dengan mengatur *duty ratio*  $D$ .

Karena  $V_d = V_o/D$ , arus induktor rata – rata pada batas mode *continuous-conduction* dari persamaan 2.9 adalah

$$= \frac{I_o}{2} \quad (1-)$$
(2.22)

Persamaan 2.22 menunjukkan bahwa jika  $V_o$  tetap konstan, nilai maksimum  $I_{LB}$  terjadi pada  $D = 0$ :

$$= \frac{V_o}{V_d} \quad (2.23)$$

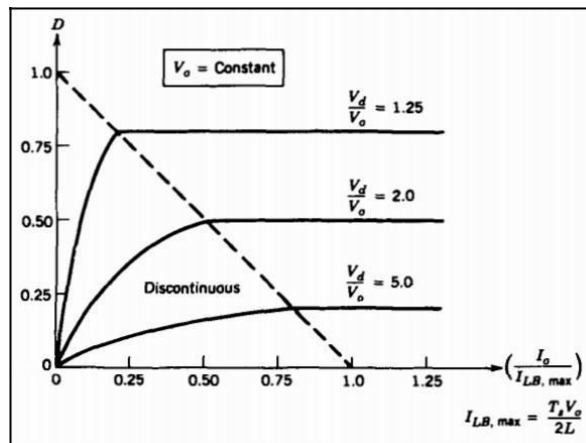
Dari persamaan 2.22 dan 2.23 didapat bahwa

$$D = \frac{V_o}{V_d} (1 - \frac{I_o}{I_{LB, max}}) \quad (2.24)$$

Untuk operasi konverter dimana  $V_o$  tetap konstan, hal itu akan berguna untuk mendapatkan *duty ratio*  $D$  yang diharapkan sebagai fungsi dari  $I_o/I_{LB, max}$ . Menggunakan persamaan 2.14 dan 2.17 (yang berlaku di mode *discontinuous-conduction* bila  $V_o$  atau  $V_d$  tetap konstan) bersama dengan persamaan 2.23 untuk kasus dimana  $V_o$  tetap konstan menghasilkan

$$D = \frac{V_o}{V_d} (1 - \frac{I_o}{I_{LB, max}}) \quad (2.25)$$

*Duty ratio*  $D$  sebagai fungsi dari  $I_o/I_{LB, max}$  diplot di gambar 2.15 dengan nilai  $V_d/V_o$  yang berubah – ubah, pada  $V_o$  konstan. Batas antara mode *continuous* dan *discontinuous* diperoleh dari persamaan 2.24.



Gambar 2.15. Karakteristik Konverter Buck pada  $V_o =$  Konstan

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.171)

#### 2.4.4. Ripple Tegangan Output

*Ripple* di tegangan *output* dengan nilai kapasitansi dapat dihitung dengan mempertimbangkan bentuk gelombang yang ditunjukkan pada gambar 2.16 untuk mode operasi *continuous-conduction*. Dengan asumsi bahwa semua komponen *ripple* di  $i_L$  mengalir melalui kapasitor dan komponen pertengahannya mengalir melalui resistor beban, daerah yang diarsir pada gambar 2.16 menunjukkan

pengisian tambahan  $\Delta Q$ . Maka dari itu, tegangan *ripple peak-to-peak*  $\Delta V_o$  dapat ditulis

$$\Delta = \frac{\Delta}{2} = \frac{114}{22} \frac{\Delta}{2} \quad (2.26)$$

Dari gambar 2.11 selama  $t_{off}$

$$\Delta = \frac{\Delta}{2} (1 - \dots) \quad (2.27)$$

Maka dari itu, substitusi  $\Delta L$  dari persamaan 2.27 ke persamaan 2.26 menghasilkan

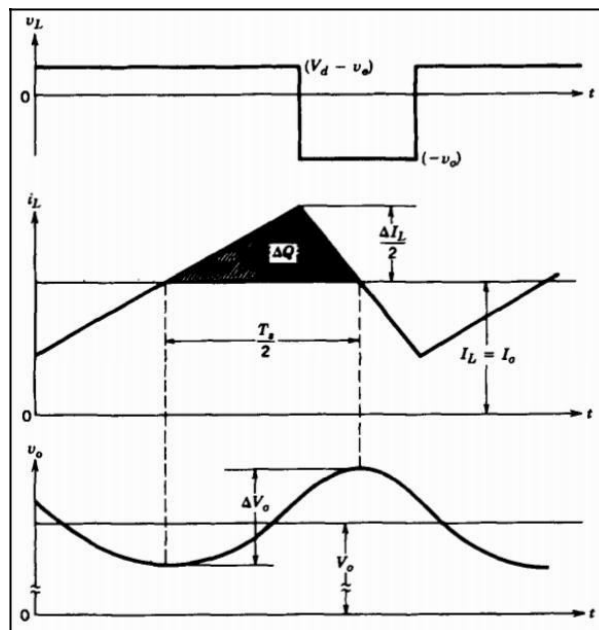
$$\Delta = \frac{\Delta}{2} \dots (1 - \dots) \quad (2.28)$$

$$\Delta = \frac{\Delta}{2} \frac{1 - 2(1 - \dots)}{\dots} \dots \quad (2.29)$$

dimana frekuensi *switching*  $f_s = 1/T_s$  dan

$$= \frac{1}{2f} \quad (2.30)$$

Persamaan 2.29 menunjukkan bahwa *ripple* tegangan dapat diminimalkan dengan memilih frekuensi sudut  $f_c$  dari *low-pass filter* pada *output* sehingga  $f_c < f_s$ . *Ripple* juga tidak bergantung dengan daya beban *output*, selama konverter beroperasi dalam mode *continuous-conduction*. Analisa serupa dapat diterapkan pada mode *discontinuous-conduction*.



Gambar 2.16. *Ripple* Tegangan *Output* Pada Konverter Buck

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.171)

**2.5. Inverter Dorong-Tarik (Mohan, Undeland, Robbins, 2003)**

Gambar 2.17 menunjukkan rangkaian inverter dorong-tarik. Inverter dorong-tarik membutuhkan transformer dengan *center tap* pada sisi primer. Pada mulanya kita akan mengasumsikan bahwa arus *output*  $i_o$  mengalir secara terus – menerus. Dengan asumsi ini, ketika saklar  $T_1$  menyala (dan  $T_2$  mati),  $T_1$  akan mengalirkan nilai positif  $i_o$ , dan  $D_1$  akan mengalirkan nilai negatif  $i_o$ . Maka dari itu, tanpa memperhatikan arah  $i_o$ ,  $v_o = V_d/n$ , dimana  $n$  adalah rasio lilitan transformer antara lilitan separuh primer dan lilitan sekunder. Demikian pula, ketika  $T_2$  menyala (dan  $T_1$  mati),  $v_o = - V_d/n$ . Inverter dorong-tarik dapat dioperasikan menggunakan PWM atau bentuk gelombang lainnya yang identik. Tegangan *output* inverter dorong-tarik sama dengan

$$v_o = \dots \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.31)$$

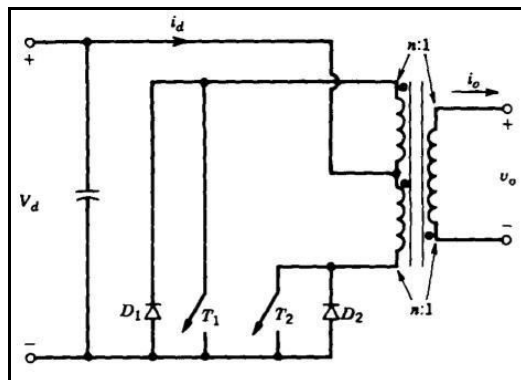
dan

$$v_o = \dots \quad (m_a > 1.0) \quad (2.32)$$

Pada inverter dorong-tarik, tegangan *peak switch* dan *rating* arusnya adalah

$$V_{s1} = \dots \quad (2.33)$$

$$I_{s1} = \dots \quad (2.34)$$



Gambar 2.17. Rangkaian Inverter Dorong-Tarik

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.223)

Keuntungan utama dari inverter dorong-tarik adalah bahwasanya tidak lebih dari satu saklar dalam rangkaian seri yang bekerja pada waktu apapun. Hal ini dapat menjadi penting jika *input* dc ke konverter berasal dari sumber tegangan rendah,

seperti baterai, dimana tegangan jatuh melalui lebih dari satu saklar dalam rangkaian seri akan menghasilkan penurunan efisiensi energi yang signifikan. Kontrol *drive* untuk dua saklar juga memiliki *ground* yang sama.

## 2.6. Modulasi Lebar Pulsa (Mohan, Undeland, Robbins, 2003)

Modulasi lebar pulsa (*Pulse Width Modulation*) adalah salah satu jenis modulasi yang dilakukan dengan cara mengubah perbandingan lebar pulsa positif terhadap lebar pulsa negatif ataupun sebaliknya dalam frekuensi sinyal yang tetap. Berdasarkan strategi pensaklaran tegangan, PWM dapat dibagi menjadi dua yaitu (1) bipolar dan (2) unipolar.

### 2.6.1. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Bipolar

Dalam tipe pensaklaran tegangan bipolar, saklar ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) dan ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) diperlakukan sebagai dua pasang saklar (dua saklar dalam satu pasang tersebut akan menyala dan mati secara bersamaan). Salah satu dari dua pasang saklar akan selalu menyala.

Sinyal pensaklaran dibangkitkan dengan membandingkan frekuensi pensaklaran gelombang segitiga ( $v_{tri}$ ) dengan tegangan kontrol,  $v_{kontrol}$ . Ketika  $v_{kontrol} > v_{tri}$ ,  $T_{A+}$  dan  $T_{B-}$  akan menyala. Jika tidak, maka  $T_{A-}$  dan  $T_{B+}$  akan menyala. *Duty ratio* saklar dapat diperoleh dari bentuk gelombang pada gambar 2.18a dengan memilih asal waktu secara berubah – ubah seperti yang ditunjukkan pada gambar

2.18:

$$\text{---} \quad 0 < t < T_s/4 \quad (2.35)$$

Ketika  $t = t_1$  pada gambar 2.18a,  $v_{tri} = v_{kontrol}$ . Maka dari itu dari persamaan

2.35:

$$= \text{---} \quad (2.36)$$

Dengan mempelajari gambar 2.18, kita dapat menemukan bahwa durasi menyala  $t_{on}$  pada pasang saklar 1 ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) adalah

$$= 2 \times \text{---} \quad (2.37)$$

Maka dari itu, *duty ratio* pasang saklar 1 ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) pada persamaan 2.37 adalah

$$= \frac{1}{1 + \frac{V_o}{V_d}} \quad (2.38)$$

Jadi *duty ratio*  $D_2$  pada pasang saklar 2 ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) adalah

$$= 1 - D_1 \quad (2.39)$$

Dengan menggunakan *duty ratio* sebelumnya, kita dapat memperoleh  $V_{AN}$  dan  $V_{BN}$  pada gambar 2.18. maka dari itu,

$$V_o = V_d (2D_1 - 1) \quad (2.40)$$

Substitusi  $D_1$  dari persamaan 2.38 ke persamaan 2.40 menjadi

$$V_o = \frac{V_d}{1 + \frac{V_o}{V_d}} \quad (2.41)$$

dimana  $k = \text{konstan}$ . Persamaan ini menunjukkan bahwa di dalam mode saklar ini, tegangan *output* rata – rata berubah secara linier dengan sinyal kontrol *input*, serupa dengan penguat linier.

*Duty ratio*  $D_1$  pada persamaan 2.38 dapat berubah di antara 0 dan 1, tergantung dari besaran dan polaritas  $v_{kontrol}$ . Maka dari itu  $V_o$  dapat berubah secara terus menerus dalam jangkauan dari  $-V_d$  ke  $V_d$ . Di sini, tegangan *output* pada konverter tidak bergantung pada arus *output*  $i_o$ , karena waktu pengosongan sudah diabaikan.

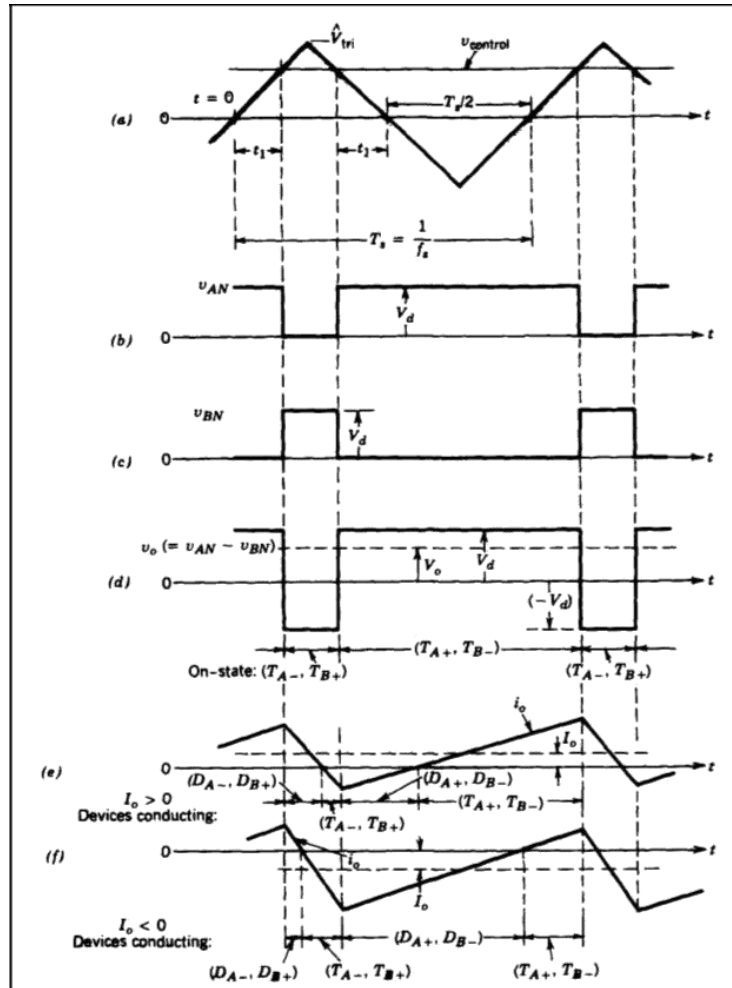
Arus *output* rata – rata  $I_o$  dapat menjadi positif ataupun negatif. Untuk nilai  $I_o$  yang kecil,  $i_o$  selama siklus dapat menjadi positif maupun negatif. Plot  $I_o > 0$  ditunjukkan pada gambar 2.18e, dimana aliran daya rata – ratanya berasal dari  $V_d$  ke  $V_o$ . Sedangkan plot  $I_o < 0$  ditunjukkan pada gambar 2.18f, dimana aliran daya rata – ratanya berasal dari  $V_o$  ke  $V_d$ .

Pada inverter satu fasa, saklar – saklar ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) dan ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) dari kedua kaki masing – masing dihubungkan sebagai pasang saklar 1 dan 2. *Output* inverter kaki B adalah negatif terhadap *output* kaki A; sebagai contoh, ketika  $T_{A+}$  menyala dan  $v_{Ao}$  sama dengan  $+V_d/2$ ,  $T_{B-}$  juga menyala dan  $v_{Bo}$  sama dengan  $-V_d/2$ . Maka dari itu

$$v_o = v_{Ao} - v_{Bo} \quad (2.42)$$

dan

$$i_o = i_{Ao} - i_{Bo} \quad (2.43)$$



Gambar 2.18. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Bipolar

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.191)

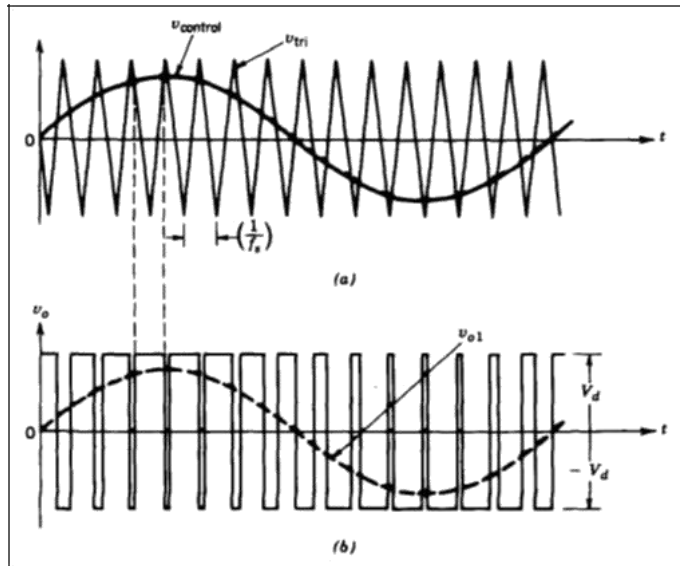
Bentuk gelombang  $v_o$  ditunjukkan pada gambar 2.19b. Puncak dari frekuensi fundamental dalam tegangan output ( $\hat{v}_o$ ) adalah

$$(\hat{v}_o)_{max} = m_a V_d \quad (2.44)$$

dan

$$\hat{v}_o < V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.45)$$

Pada gambar 2.19b, kita memperoleh bahwa tegangan *output*  $v_o$  menyala di antara level tegangan  $-V_d$  dan  $+V_d$ . Hal ini merupakan alasan mengapa disebut PWM dengan pensaklaran tegangan bipolar.



Gambar 2.19. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Bipolar pada Inverter Satu Fasa

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.212)

### 2.6.2. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Unipolar

Dalam pensaklaran tegangan unipolar, seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.20, bentuk gelombang segitiga akan dibandingkan dengan tegangan kontrol  $v_{kontrol}$  dan  $-v_{kontrol}$  untuk menentukan sinyal pensaklaran untuk masing – masing kaki A dan kaki B. Perbandingan  $v_{tri}$  dengan  $v_{kontrol}$  mengontrol saklar kaki A, sedangkan saklar kaki B dikontrol dengan membandingkan  $v_{tri}$  dengan  $-v_{kontrol}$  dengan cara berikut:

$$T_{A+} \text{ menyala jika } v_{kontrol} > v_{tri} \quad (2.46)$$

dan

$$T_{B+} \text{ menyala jika } -v_{kontrol} > v_{tri} \quad (2.47)$$

Tegangan *output* setiap kaki dan  $v_o$  ditunjukkan pada gambar 2.20. Dengan mengamati gambar 2.20 dan membandingkannya dengan gambar 2.18, dapat dilihat bahwa *duty ratio*  $D_1$  pada saklar  $T_{A+}$  diberikan oleh persamaan 2.38 pada strategi pensaklaran bipolar. Demikian pula dengan *duty ratio*  $D_2$  pada saklar  $T_{B+}$  diberikan oleh persamaan 2.39, yaitu

$$D_1 = \frac{v_{tri}}{v_{kontrol}} \quad (2.48)$$

dan

$$v_{tri} = 1 - v_{tri} \quad (2.49)$$

Maka dari itu, dari persamaan 2.40, yang juga berlaku dalam kasus ini,

$$v_{tri} = (2v_{tri} - 1) \quad (2.50)$$

Maka dari itu, tegangan *output* rata – rata  $V_o$  dalam skema pensaklaran unipolar sama dengan skema pensaklaran bipolar dan berubah secara linier dengan  $V_{kontrol}$ .

Gambar 2.20e dan 2.20f menunjukkan bentuk gelombang arus dan masing – masing perangkat mengalirkan  $I_o > 0$  dan  $I_o < 0$ , dimana  $V_o$  adalah positif dalam kedua kasus.

Dalam PWM dengan pensaklaran tegangan unipolar pada inverter satu fasa, saklar – saklar pada kaki inverter tidak bekerja secara bersamaan. Pada mode ini, kaki inverter A dan B dikontrol secara terpisah dengan membandingkan masing – masing dari  $v_{tri}$  dengan  $-v_{kontrol}$  dan  $v_{kontrol}$ . Seperti yang terlihat pada gambar 2.21a, perbandingan  $v_{kontrol}$  dengan bentuk gelombang segitiga menghasilkan sinyal logika berikut untuk mengontrol saklar kaki A:

$$v_{kontrol} > v_{tri}: \quad T_{A+} \text{ menyala dan } v_{AN} = V_d \quad (2.51)$$

$$v_{kontrol} < v_{tri}: \quad T_{A-} \text{ menyala dan } v_{AN} = 0 \quad (2.52)$$

Tegangan *output* kaki inverter A yang berhubungan dengan bus dc negatif N ditunjukkan pada gambar 2.21b. Untuk mengontrol saklar kaki B,  $-v_{kontrol}$  dibandingkan dengan bentuk gelombang segitiga yang sama, yang menghasilkan:

$$-v_{kontrol} > v_{tri}: \quad T_{B+} \text{ menyala dan } v_{BN} = V_d \quad (2.53)$$

$$-v_{kontrol} < v_{tri}: \quad T_{B-} \text{ menyala dan } v_{BN} = 0 \quad (2.54)$$

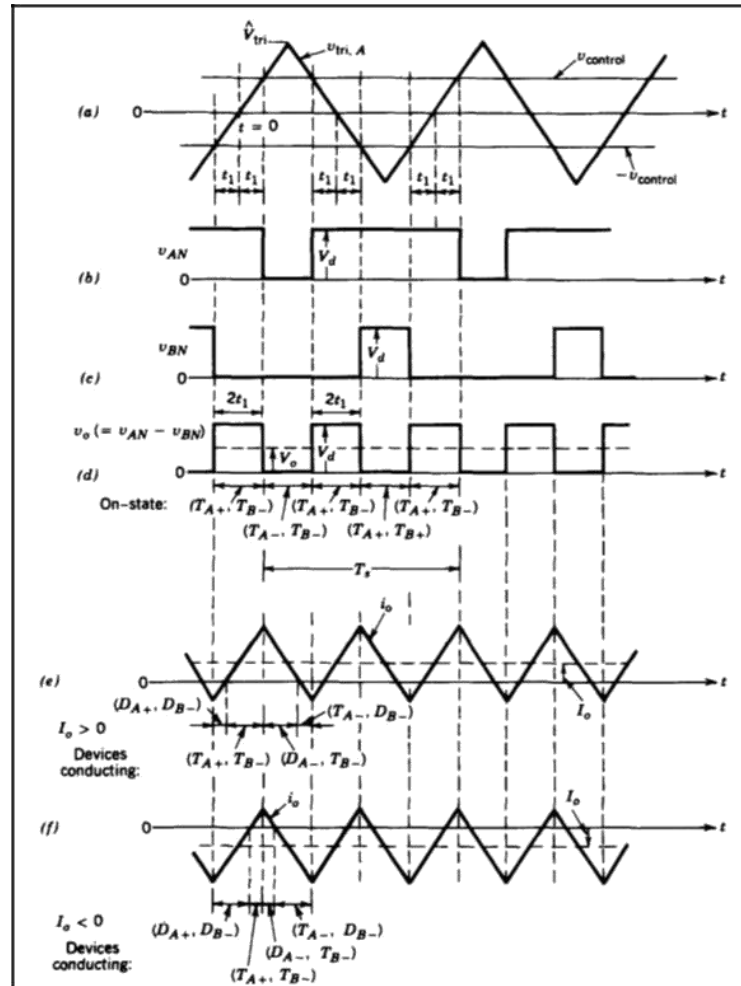
Bentuk gelombang pada gambar 2.21 menunjukkan bahwa ada empat kombinasi saklar dan level tegangan yang sesuai:

$$1. \quad T_{A+}, T_{B-} \text{ menyala: } v_{AN} = V_d, v_{BN} = 0; v_o = V_d \quad (2.55)$$

$$2. \quad T_{A-}, T_{B+} \text{ menyala: } v_{AN} = 0, v_{BN} = V_d; v_o = -V_d \quad (2.56)$$

$$3. \quad T_{A+}, T_{B+} \text{ menyala: } v_{AN} = V_d, v_{BN} = V_d; v_o = 0 \quad (2.57)$$

$$4. \quad T_{A-}, T_{B-} \text{ menyala: } v_{AN} = 0, v_{BN} = 0; v_o = 0 \quad (2.58)$$



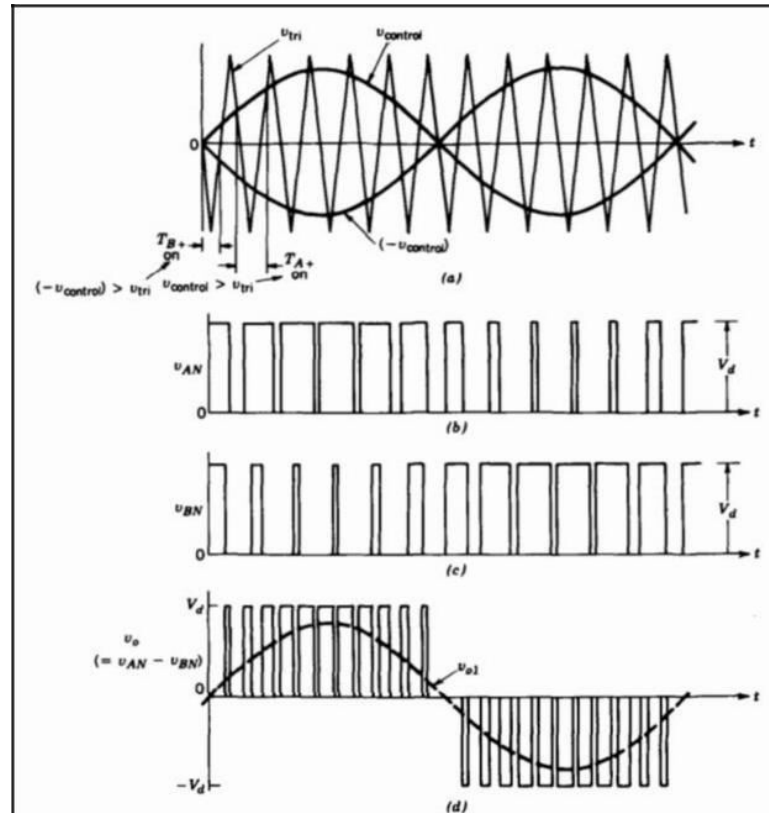
Gambar 2.20. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Unipolar

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.193)

Ketika kedua saklar atas (+) menyala, tegangan *output*-nya sama dengan nol. Arus *output* bersirkulasi dalam putaran melalui  $T_{A+}$  dan  $D_{B+}$  atau  $T_{B+}$  dan  $D_{A+}$  tergantung arah  $i_o$ . Selama interval ini, arus *input*  $i_d$  sama dengan nol. Kondisi serupa juga terjadi ketika kedua saklar bawah (-) menyala.

Dalam tipe PWM ini, ketika pensaklaran terjadi, level tegangan *output* berubah di antara nol dan  $+V_d$  atau di antara nol dan  $-V_d$ . Karena itu, tipe PWM ini disebut sebagai PWM unipolar, berlawanan dengan PWM bipolar (antara  $+V_d$  dan  $-V_d$ ). PWM unipolar memiliki keunggulan yaitu menggandakan frekuensi pensaklaran secara efektif, dibandingkan dengan skema pensaklaran tegangan bipolar.

Jika frekuensi pensaklaran pada saklar sama, baik pada bipolar maupun unipolar, maka pensaklaran tegangan unipolar menghasilkan bentuk gelombang tegangan *output* dan respon frekuensi yang lebih baik, karena frekuensi pensaklaran pada tegangan *output* digandakan dan *ripple*-nya dapat dikurangi.



Gambar 2.21. PWM dengan Pensaklaran Tegangan Unipolar pada Inverter Satu Fasa

Sumber: Mohan, Undeland, Robbins (2003, p.216)

## 2.7. Transformer

Transformer adalah alat yang digunakan untuk menyalurkan daya dari satu rangkaian ke rangkaian lainnya tanpa mengubah frekuensi (Bharat, 2004). Transformer dapat menaikkan atau menurunkan tegangan dengan penurunan atau peningkatan arus. Dalam bentuk sederhana, transformer terdiri dari dua koil yang memiliki induktansi mutual. Kumputan primer menerima daya listrik, sedangkan kumputan sekunder menyalurkan daya listrik. Koil – koil tersebut dililit pada inti berlapis dengan bahan magnetik.

Fisik dasar dari transformer adalah induktansi mutual antara dua rangkaian yang terhubung dengan flux magnetik yang melalui inti besi, seperti pada gambar 2.22.

Kedua koil menghasilkan induktansi mutual yang tinggi. Jika salah satu koil dihubungkan dengan sumber tegangan bolak – balik, flux bolak – balik akan berada di inti besi, yang sebagian besar terhubung dengan koil lainnya dimana ia menghasilkan GGL (Gaya Gerak Listrik) induksi, berdasarkan hukum Faraday induksi elektromagnetik.

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.59)$$

Dimana  $e$  = GGL induksi

$M$  = Induktansi mutual

Jika rangkaian kedua tertutup, arus akan mengalir dan energi listrik disalurkan (sepenuhnya magnetik) dari koil pertama (kumparan primer) menuju koil kedua (kumparan sekunder).

### 2.7.1. Rasio Transformasi Tegangan

Rasio transformasi tegangan pada transformer ideal adalah

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = K \quad (2.60)$$

dimana  $K$  = konstanta rasio transformasi

tegangan  $N$  = jumlah lilitan

$V$  = Tegangan

Jika  $N_2 > N_1$  atau  $K > 1$ , maka transformasi disebut transformer penaik tegangan (*step-up*). Jika  $N_2 < N_1$  atau  $K < 1$ , maka transformasi disebut transformer penurun tegangan (*step-down*).

Sekali lagi untuk transformer ideal:

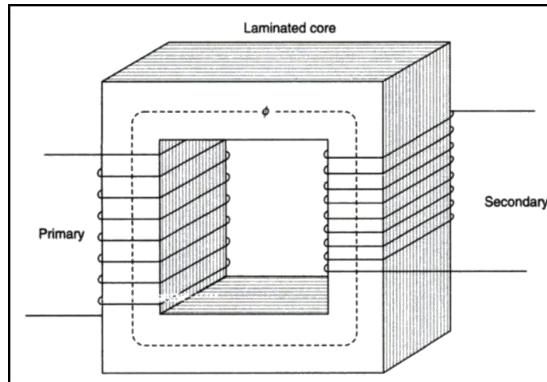
$$Input = Output$$

$$I_1 V_1 = I_2 V_2 \quad (\text{abaikan } I_m)$$

atau

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{K} \quad (2.61)$$

dimana  $I_1$  dan  $I_2$  adalah arus primer dan sekunder. Karenanya, arus merupakan *invers* dari konstanta rasio transformasi.



Gambar 2.22. Rangkaian Magnetik dan Lilitan Transformer

Sumber: Bharat (2004, p.7)

### 2.7.2. Transformer Ideal

Dalam hal ini akan dipertimbangkan dua kasus. Pertama, bila transformer dalam keadaan tanpa beban . Kedua, bila transformer dalam keadaan berbeban.

#### 2.7.2.1. Transformer Tanpa Beban

Arus *input* primer dalam kondisi tanpa beban tetap mensuplai (1) rugi – rugi besi, yakni rugi histeresis dan rugi arus eddy dan (2) rugi tembaga yang sangat kecil pada sisi primer. Karenanya, arus *input* primer tanpa beban tidak berada di  $90^\circ$  terhadap  $v_1$ , tetapi tertinggal dengan sudut  $\theta_0$  kurang dari  $90^\circ$ . Daya *input* primer tanpa beban adalah

$$W_0 = V_1 I_0 \cos \theta_0 \quad (2.62)$$

Kondisi tanpa beban pada transformer ideal diperlihatkan pada gambar 2.23.

Seperti yang terlihat pada gambar 2.23, arus primer  $I_0$  memiliki dua komponen. Pertama, sejajar dengan  $V_1$ . Hal ini diketahui sebagai komponen rugi besi  $I_w$ , karena mensuplai rugi besi ditambah rugi tembaga dengan jumlah kecil.

$$= I_w \cos \theta_0 \quad (2.63)$$

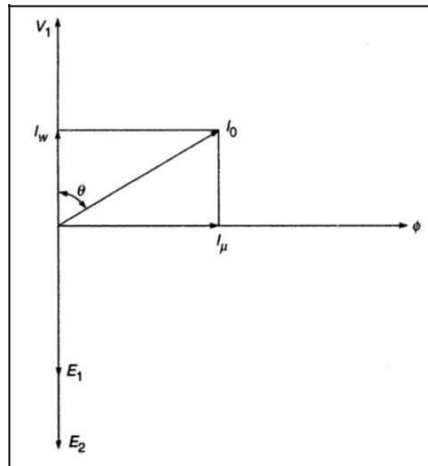
Kedua, komponen lainnya tegak lurus dengan  $V_1$  dan diketahui sebagai komponen magnetik karena fungsinya untuk menjaga flux bolak – balik pada inti besi.

$$= I_m \sin \theta_0 \quad (2.64)$$

Dengan jelas,  $I_0$  merupakan penjumlahan vektor dari  $I_w$  dan  $I_m$ . Karenanya

$$I_0 = \sqrt{I_w^2 + I_m^2} \quad (2.65)$$

Arus primer tanpa beban  $I_0$  sangat kecil bila dibandingkan dengan arus primer beban penuh. Karena  $I_0$  sangat kecil, rugi tembaga primer saat beban kosong dapat diabaikan. Artinya, secara praktek *input* primer tanpa beban sama dengan rugi besi transformer.



Gambar 2.23. Arus Tanpa Beban Transformer Ideal

Sumber: Bharat (2004, p.11)

### 2.7.2.2. Transformer Berbeban

Ketika sisi sekunder dibebani, maka terdapat arus sekunder  $I_2$ . Besaran  $I_2$  ditentukan oleh karakteristik beban. Terdapat gaya gerak magnetik ( $= N_2 I_2$ ) pada arus sekunder dan karenanya, flux sekunder  $\phi_2$  berlawanan dengan flux primer  $\phi$  yang disebabkan oleh  $I_0$ . Flux sekunder  $\phi_2$  yang berlawanan melemahkan flux primer sesaat dan GGL balik  $E_1$  cenderung berkurang.

Arus  $I_2$  merupakan komponen beban pada arus primer. Arus ini memiliki fasa yang berlawanan dengan  $I_2$ . Gaya gerak magnetik tambahan pada sisi primer ( $N_2 I_2$ ) menimbulkan flux  $\phi_2$  yang melawan  $\phi_2$  (tapi dengan arah yang sama seperti  $\phi$ ) dan besaran yang sama. Jadi, efek magnetik pada arus sekunder  $I_2$  dapat dinetralisir secara cepat dengan arus primer tambahan  $I_2$ . Proses ini diperlihatkan pada gambar 2.24.

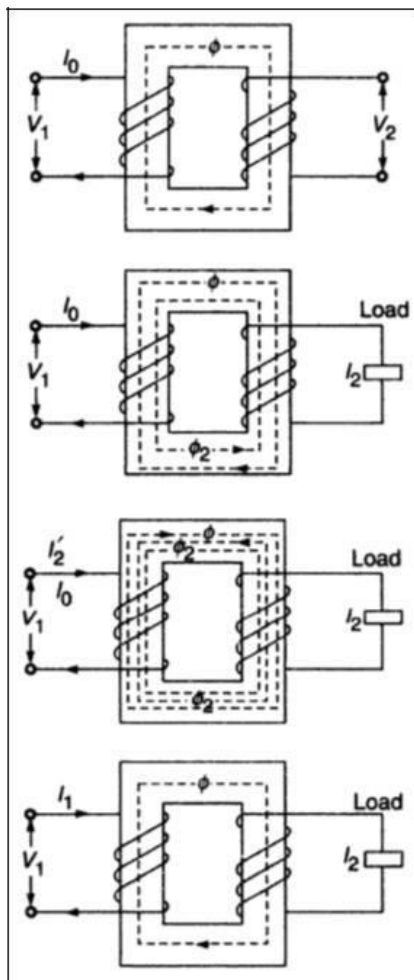
Oleh karena itu, apapun kondisinya, flux yang mengalir melalui inti besi kurang lebih sama dengan kondisi tanpa beban. Karena alasan ini, rugi besi juga sama dalam semua kondisi beban.

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \phi'_2 \end{aligned} \tag{2.66}$$

$$\dots \tag{2.67}$$

$$\dots \tag{2.68}$$

Karenanya, ketika transformer dalam keadaan berbeban, kumparan primer memiliki dua arus  $I_0$  dan  $I_2$  yang tidak sefasa dengan  $E_2$  dan  $K$  kali besarnya. Total arus primer merupakan penjumlahan vektor dari  $I_0$  dan  $I_2$ . Diagram vektor transformer berbeban ditunjukkan pada gambar 2.25. Gambar 2.25a menunjukkan arus  $I_2$  sefasa dengan  $E_2$  (untuk beban non induktif). Sedangkan gambar 2.25b menunjukkan arus  $I_2$  tertinggal dengan  $E_2$  (untuk beban induktif).



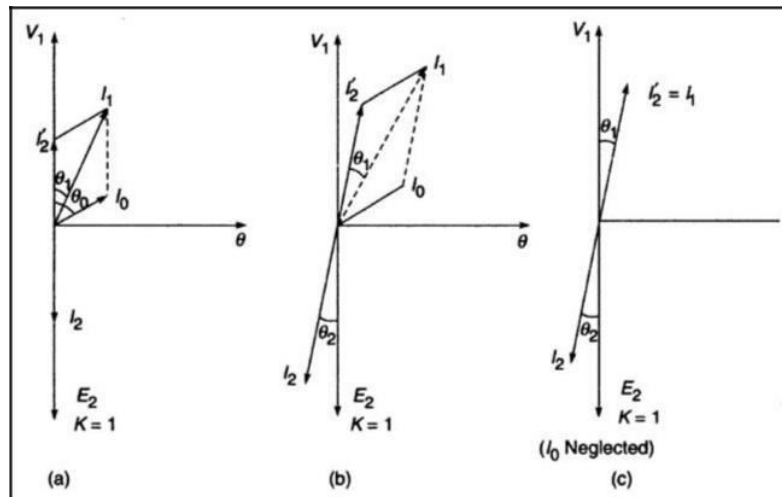
Gambar 2.24. Transformer Berbeban  
 Sumber: Bharat (2004, p.12)

Jika kita mengabaikan  $I_0$  dibandingkan dengan  $I_2$  seperti yang terlihat pada gambar 2.26c, maka  $\phi_1 = \phi_2$ , sehingga

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \quad (\text{persamaan 2.67})$$

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \quad (\text{persamaan 2.60})$$

Hal itu menunjukkan bahwa dalam kondisi berbeban, rasio arus primer dan sekunder tetap konstan.



Gambar 2.25. Diagram Vektor Transformator Ideal

Sumber: Bharat (2004, p.13)

### 2.7.3. Rangkaian Ekuivalen

Transformer yang ditunjukkan pada gambar 2.26a dapat digambarkan dalam rangkaian ekuivalen, dimana resistansi dan reaktansi bocor transformator dianggap menjadi di luar kumparan (Bharat, 2004). Arus tanpa beban  $I_0$  disimulasikan dengan induktansi murni  $X_0$  yang menghasilkan komponen magnetik  $I_\mu$  dan resistansi  $R_0$  yang menghasilkan komponen aktif  $I_w$ , terhubung secara paralel melalui rangkaian primer seperti yang terlihat pada gambar 2.26b.

Untuk membuat perhitungan transformator lebih mudah, lebih baik mentransfer tegangan, arus, dan impedansi ke sisi primer (Bharat, 2004).

Persamaan utama untuk tegangan terinduksi sisi sekunder adalah

$$E_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.69)$$

Demikian pula, persamaan utama untuk tegangan terminal atau *output* sisi sekunder adalah

$$V_2 = \frac{V_1}{a} \quad (2.70)$$

Persamaan utama untuk arus sekunder adalah

$$I_2 = a I_1 \quad (2.71)$$

dan

$$V_1 = I_1 Z_{in} \quad (2.72)$$

$$V_2 = I_2 Z_{out} \quad (2.73)$$

$$V_1 = I_1 Z_{in} \quad (2.74)$$

Hubungan yang sama digunakan untuk menggeser impedansi beban eksternal ke sisi primer. Rangkaian sekunder ditunjukkan secara terpisah pada gambar 2.27a dan nilai persamaan utamanya pada gambar 2.27b.

Rangkaian ekuivalen dengan parameter – parameter sekunder dipindah ke sisi primer, seperti yang terlihat pada gambar 2.28. Penyederhanaan rangkaian ekuivalen dapat dibuat lebih lanjut dengan memindahkan komponen arus  $I_0$  ke terminal *input* seperti yang terlihat pada gambar 2.29 dan 2.30.

Dalam kasus ini  $R_0 = V_1/I_w$  dan  $X_0 = V_1/I_\mu$ . Penyederhanaan lebih lanjut dapat dilakukan dengan menghilangkan semua komponen  $I_0$  seperti yang terlihat pada gambar 2.31.

Dari gambar 2.29 dapat ditemukan bahwa total impedansi antara terminal *input* adalah

$$Z_{in} = \left( 1 + \frac{Z_2}{a^2} \right) \quad (2.75)$$

dimana

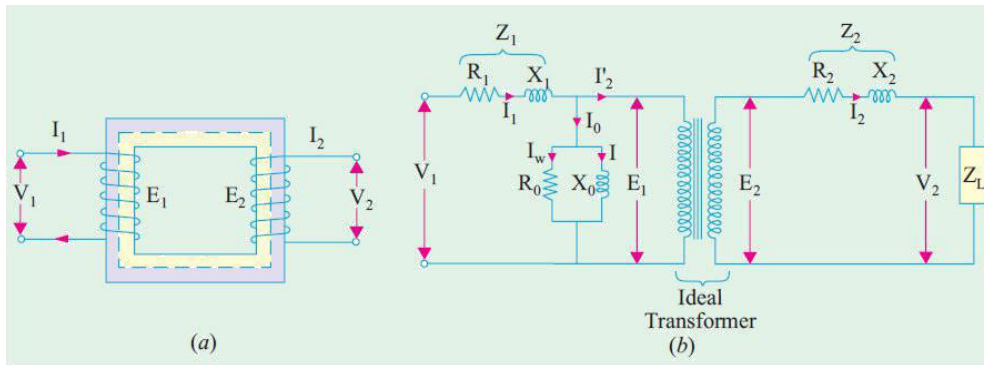
$$Z_2 = R_2 + jX_2 \quad (2.76)$$

$Z_m$  = impedansi rangkaian beban

$$\text{kosong } Z_m = R_0 + jX_0 \quad (2.77)$$

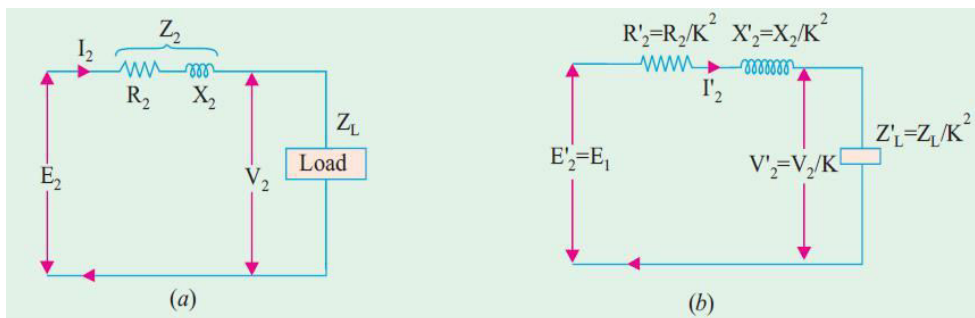
sehingga

$$Z_{in} = \left( 1 + \frac{Z_2}{a^2} \right) \quad (2.78)$$



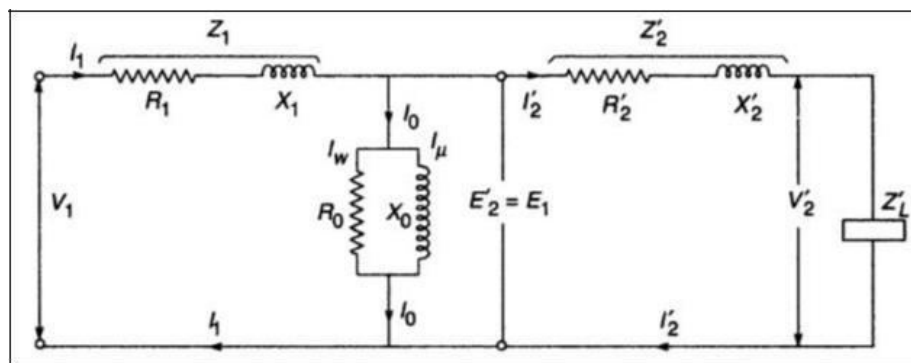
Gambar 2.26. Parameter Transformer

Sumber: Theraja (2005, p.1142)



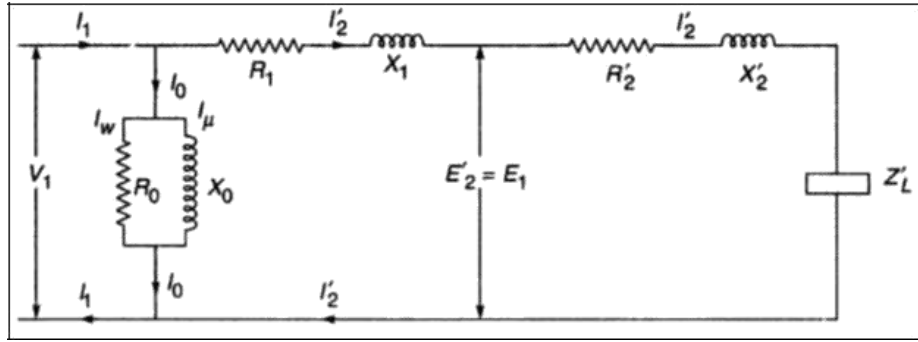
Gambar 2.27. Resistansi dan Reaktansi Sisi Sekunder Mengacu Pada Sisi Primer

Sumber: Theraja (2005, p.1143)



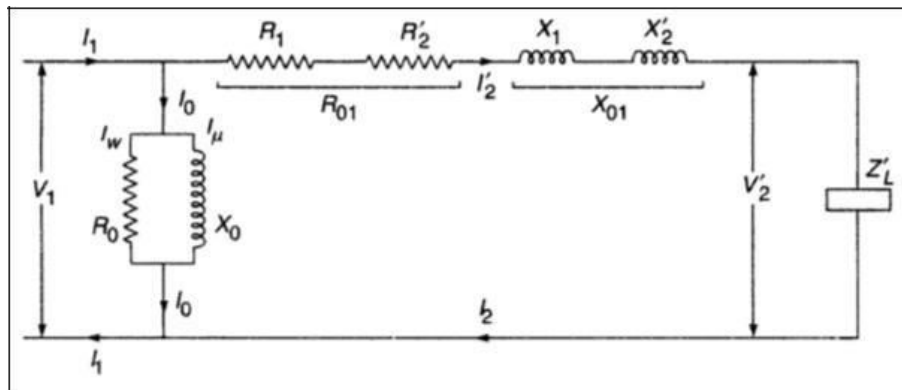
Gambar 2.28. Rangkaian Ekuivalen Transformer

Sumber: Bharat (2004, p.19)



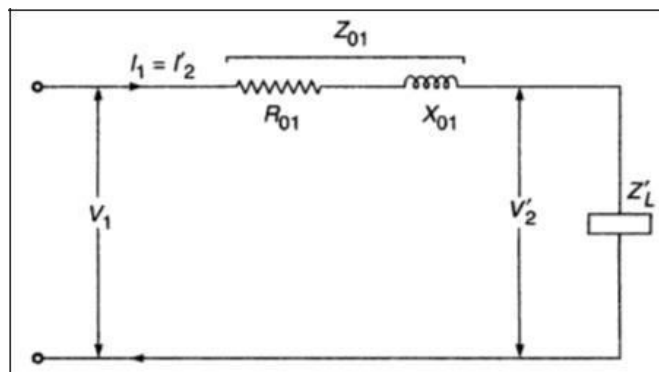
Gambar 2.29. Rangkaian Ekuivalen Transformer (Disederhanakan Tahap 1)

Sumber: Bharat (2004, p.19)



Gambar 2.30. Rangkaian Ekuivalen Transformer (Disederhanakan Tahap 2)

Sumber: Bharat (2004, p.19)



Gambar 2.31. Rangkaian Ekuivalen Transformer (Sederhana)

Sumber: Bharat (2004, p.20)

#### 2.7.4. Rugi – Rugi Transformer

Rugi – rugi transformer terdiri dari rugi – rugi tanpa beban dan rugi – rugi berbeban. Rugi – rugi tanpa beban terdiri dari rugi arus eddy (rugi inti besi) dan rugi histeresis (rugi bahan inti besi). Karena flux di inti besi transformer tetap konstan pada semua beban, maka rugi besi selalu konstan pada semua beban (Bharat, 2004).

Rugi – rugi inti besi dapat diminimalkan dengan menggunakan baja dengan kandungan silikon yang tinggi dan menggunakan lapisan yang sangat tipis. Daya *input* transformer mengukur rugi inti besi saat beban kosong.

Rugi – rugi berbeban atau rugi – rugi tembaga disebabkan oleh resistansi kumparan transformer. Rugi tembaga juga menimbulkan kerugian liar yang terjadi di struktur mekanik dan kumparan konduktor yang disebabkan oleh flux liar. Rugi tembaga (rugi  $I^2R$  dan kerugian liar) diukur dengan tes hubung singkat (*short-circuit test*).

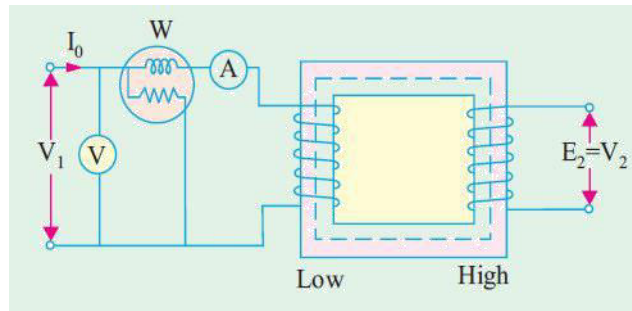
#### 2.7.5. Tes Transformer

Untuk mengetahui resistansi dan reaktansi transformer, maka diperlukan tes pada transformer. Ada dua jenis tes transformer, yaitu (1) tes rangkaian terbuka atau *open-circuit test* dan (2) tes hubung singkat atau *short-circuit test* (Theraja, 2005).

##### 2.7.5.1. Tes Rangkaian Terbuka

Tujuan dari tes ini adalah untuk menentukan rugi – rugi inti besi dan arus beban kosong  $I_0$  yang membantu menemukan nilai  $X_0$  dan  $R_0$  (Theraja, 2005).

Salah satu kumparan transformer dibiarkan terbuka (biasanya sisi tegangan tinggi) dan sisi lainnya disuplai dengan tegangan dan frekuensi nominal. Wattmeter, voltmeter, dan ammeter dihubungkan di sisi tegangan rendah (sebagai kumparan primer). Dengan suplai tegangan normal pada sisi primer, flux akan berada di inti besi. Oleh karena itu, rugi – rugi besi akan terlihat di wattmeter. Karena arus primer beban kosong  $I_0$  (yang diukur dengan ammeter) sangat kecil (biasanya 2% hingga 10% dari arus berbeban), rugi tembaga pada sisi primer diabaikan dan pada sisi sekunder sama dengan nol. Oleh karena itu, pembacaan wattmeter menunjukkan rugi inti besi dalam kondisi beban kosong.



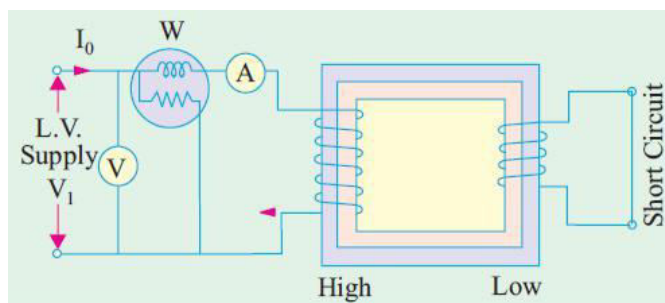
Gambar 2.32. Tes Rangkaian Terbuka

Sumber: Theraja (2005, p.1146)

### 2.7.5.2. Tes Hubung Singkat

Tujuan dari tes ini adalah yang pertama, untuk mengetahui impedansi ekuivalen ( $Z_{01}$  atau  $Z_{02}$ ), reaktansi bocor ( $X_{01}$  atau  $X_{02}$ ), dan resistansi total ( $R_{01}$  atau  $R_{02}$ ) dari transformer. Kedua, untuk menentukan rugi tembaga pada kondisi beban penuh dan pada beban berapapun (Theraja, 2005).

Pada tes ini, satu kumparan (biasanya sisi tegangan rendah) dihubungkan dengan konduktor (atau melalui ammeter yang dapat berguna untuk mengetahui nilai arus beban secara langsung). Tegangan rendah (biasanya 5 hingga 10% dari tegangan primer normal) pada frekuensi yang sesuai dihubungkan dengan sisi primer dan ditingkatkan secara hati – hati hingga arus beban penuh mengalir pada sisi primer maupun sekunder, seperti yang terlihat pada hasil pengukuran ammeter.



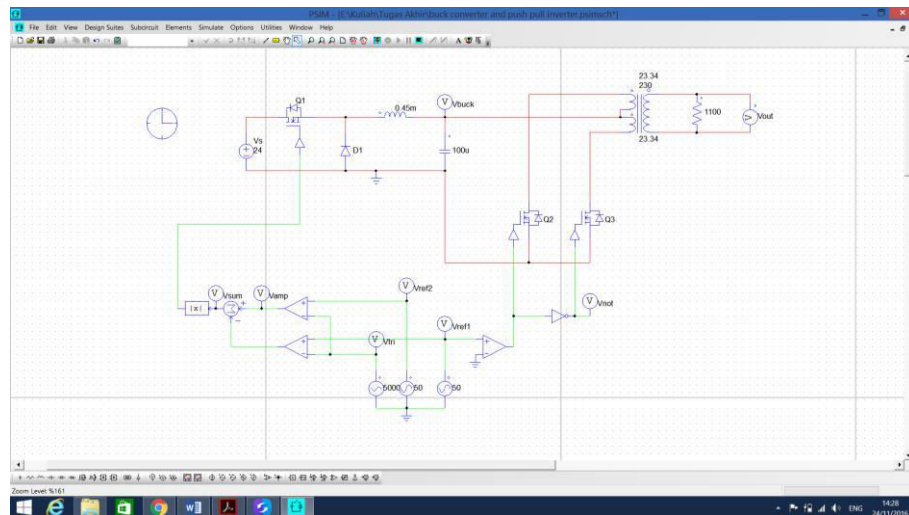
Gambar 2.33. Tes Hubung Singkat

Sumber: Theraja (2005, p.1150)

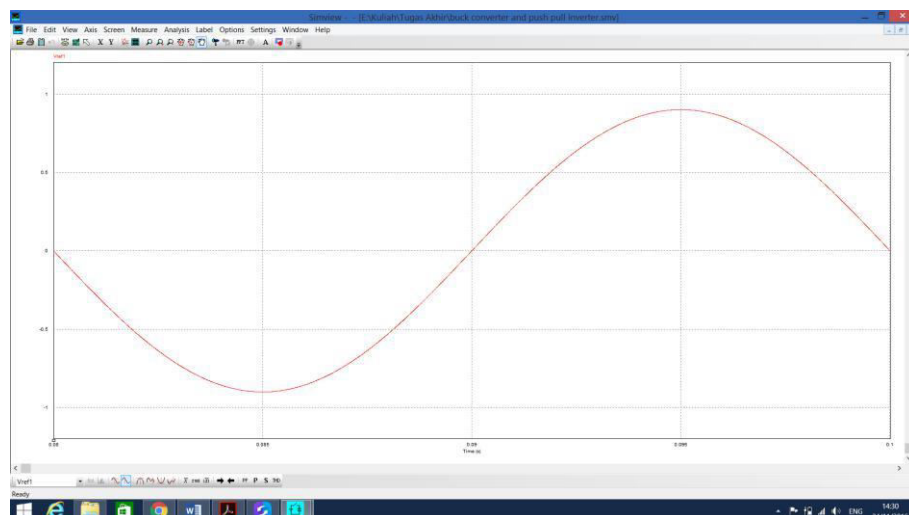
## 2.8. PSIM

PSIM adalah sebuah *software* simulasi rangkaian elektronika. Secara spesifik, *software* ini didesain untuk rangkaian elektronika daya, penggerak motor, dan sistem konversi daya. PSIM menyediakan antar muka untuk menggambar skematik rangkaian dan penampil bentuk gelombang *Simview*.

PSIM memiliki beberapa modul, seperti simulasi penggerak motor, kontrol digital, dan perhitungan rugi – rugi thermal yang disebabkan oleh pensaklaran dan konduksi. Selain itu, PSIM juga menyediakan modul untuk simulasi energi terbarukan, yang meliputi simulasi sel surya, baterai, kapasitor, dan turbin angin.



Gambar 2.34. Tampilan Antar Muka PSIM



Gambar 2.35. Tampilan Antar Muka *Simview*

## 2.9. Induktor

Induktor merupakan sebuah komponen elektronika pasif yang dapat menyimpan energi pada medan magnet yang ditimbulkan oleh arus listrik yang melewatinya. Kemampuan induktor untuk menyimpan energi magnet ditentukan oleh induktansinya, dalam satuan Henry (H). Induktor terdiri dari kawat penghantar yang dibentuk menjadi kumparan. Kumparan tersebut membuat medan magnet menjadi kuat berdasarkan hukum induksi elektromagnetik Faraday (persamaan 2.59). Induktor digunakan dalam rangkaian yang dimana arus dan tegangannya berubah – ubah dikarenakan kemampuan induktor untuk memproses arus bolak – balik.

Sebuah induktor ideal hanya memiliki induktansi. Namun dalam kenyataannya, sebuah induktor juga memiliki resistansi karena resistivitas kawat dan beberapa kapasitansi. Pada frekuensi tertentu, induktor dapat menjadi rangkaian resonansi karena kapasitas parasitnya. Selain memboroskan daya pada resistansi kawat, induktor berinti magnet juga memboroskan daya di dalam inti karena efek histeresis. Pada arus tertentu, induktor akan mengalami nonlinieritas karena saturasi.



Gambar 2.36. Bentuk dan Simbol Induktor

Sumber: zoniaelektro (2014, p.1.)

## 2.10. Kapasitor

Kapasitor merupakan komponen elektronika pasif yang berfungsi untuk menyimpan muatan listrik. Satuan kapasitansi dari kapasitor adalah Farad (F). Kapasitor terdiri dari dua lempengan logam konduktor yang dipisah dengan lapisan isolasi yang disebut dielektrik. Lapisan konduktor tersebut dapat berbentuk plat lingkaran atau persegi panjang atau menjadi bentuk bulat maupun silinder.

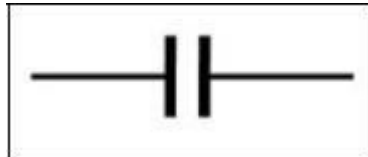
Berdasarkan polaritasnya, kapasitor dibedakan menjadi dua, yaitu polar dan non polar.

Kapasitor bekerja dalam suatu rangkaian elektronika dengan cara mengalirkan elektron menuju kapasitor. Setelah kapasitor sudah dipenuhi dengan elektron, tegangan akan mengalami perubahan. Elektron yang ada di dalam kapasitor akan keluar dan mengalir menuju rangkaian atau komponen yang membutuhkannya.



Gambar 2.37. Kapasitor Polyester (Non Polar)

Sumber: teknikelektronika (2015, p.1.)



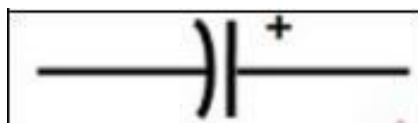
Gambar 2.38. Simbol Kapasitor Non Polar

Sumber: teknikelektronika (2015, p.1.)



Gambar 2.39. Kapasitor Elektrolit (Polar)

Sumber: teknikelektronika (2015, p.1.)



Gambar 2.40. Simbol Kapasitor Polar

Sumber: teknikelektronika (2015, p.1.)