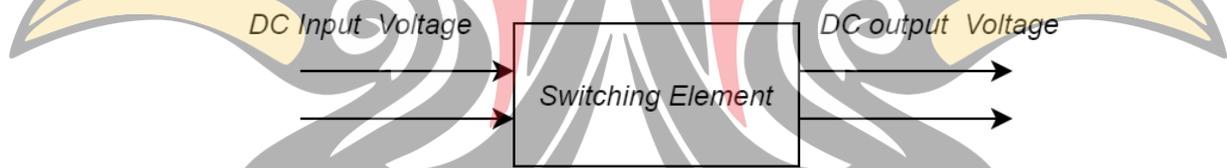


BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA

2.1. DC – DC Converter

Konverter daya DC atau DC (arus searah), yaitu sakelar jenis konverter DC-DC atau disebut juga DC *chopper*. Konverter digunakan untuk memberikan tegangan keluaran DC, dan besarnya tegangan keluaran DC bervariasi sesuai dengan kebutuhan beban. Daya *input* dari proses DC-DC yang berasal dari sumber daya DC dengan tegangan *input* konstan. Tegangan keluaran DC yang dibutuhkan dapat diperoleh dengan mengatur lamanya waktu antara sisi keluaran dan sisi masukan yang terhubung dalam rangkaian yang sama. Komponen yang digunakan untuk menjalankan fungsi koneksi ini tidak lain adalah sakelar (sakelar elektronik *solid state*) seperti *thyristor*, MOSFET atau IGBT (Rifai, 2016).

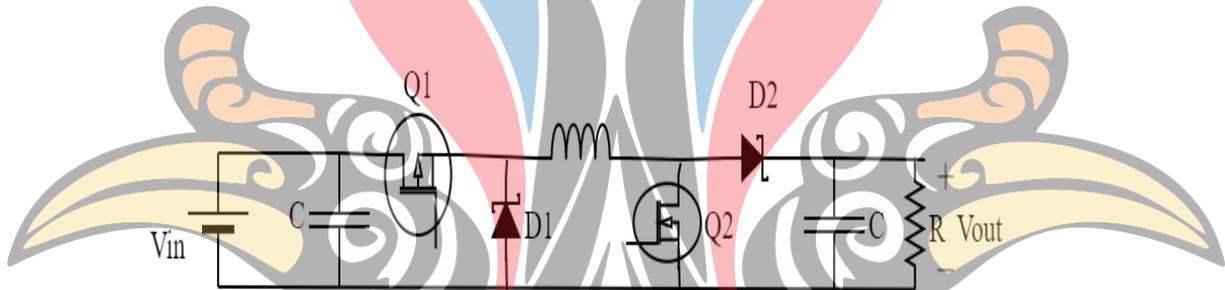


Gambar 2. 1 DC – DC Converter (Kazimierzuk, 2008)

Secara umum, pencacah DC memiliki dua fungsi kerja, yaitu menaikkan tegangan bila tegangan keluaran akhir lebih tinggi dari tegangan masukan, dan menurunkan tegangan bila tegangan keluaran lebih rendah dari tegangan masukan. Pada sistem konversi konverter DC-DC terdapat dua jenis yaitu tipe linier dan tipe *switching* atau tipe *switching* (pencacah DC). Tipe linier adalah cara termudah untuk mendapatkan tegangan *output* variabel, tetapi efisiensinya rendah karena kehilangan daya transistor yang tinggi. Pada tipe sakelar, transistor tidak menyerap daya apapun sebagai sakelar. Hal ini dimungkinkan karena ketika sakelar ditutup, tidak ada penurunan tegangan pada transistor, dan ketika sakelar terbuka, tidak ada arus yang mengalir. Artinya semua daya diserap ke dalam beban, sehingga mencapai efisiensi daya 100%. Namun pada kenyataannya, tidak ada tombol yang ideal. (Rifai, 2016)

2.2. Buck-Boost Converter

Fungsi dari konverter *buck-boost* adalah untuk mengubah level tegangan DC ke level rendah dan tinggi. Sirkuit dalam fase *buck-boost* (NIBB) menggunakan dua sakelar mode *buck* dan satu sakelar mode *boost*. Sirkuit NIBB memiliki tiga mode kerja, yaitu mode *buck*, *boost*, dan *buck-boost*. Ketika tegangan *input* dibawah tegangan yang diinginkan maka rangkaian akan berubah menjadi *mode boost*. Sebaliknya bila tegangan *input* lebih tinggi dari tegangan yang dibutuhkan, mode akan berubah menjadi *mode step-down*. Ketika tegangan *input* stabil mendekati tegangan yang dibutuhkan, itu akan bekerja dalam mode *buck-boost* (Haifeng, 2014).

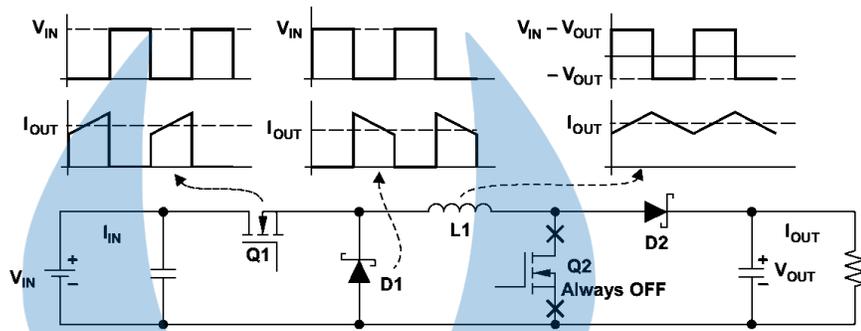


Gambar 2. 2 Topologi *Non Inverting Buck Boost Converter* (Siddhartha, 2016)

2.2.1. Prinsip Kerja *Non Inverting Buck-Boost Converter*

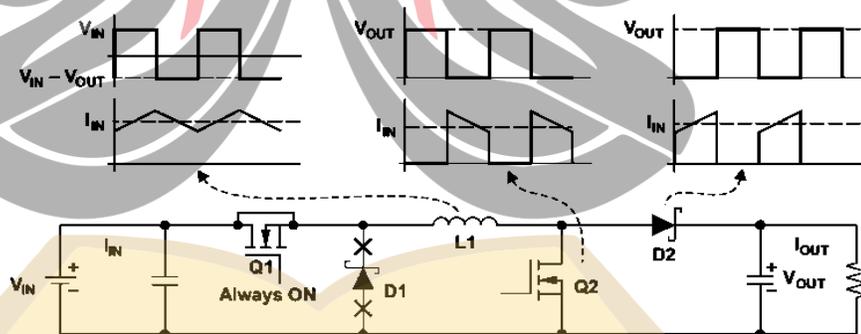
Prinsip kerja *non inverting buck-boost converter* dibagi menjadi 3 kondisi kerja, yaitu

- Dalam mode *buck*, Q2 dikontrol agar selalu OFF, dan tegangan *output* diatur dengan mengontrol Q1 seperti pada *buck converter* tipikal. Sirkuit ekuivalen dalam mode *buck* dan bentuk gelombang ideal yang sesuai dalam CCM ditunjukkan pada Gambar 2.7 Rasio konversi tegangan sama dengan tipikal *buck converter*. Dimana D adalah siklus kerja Q1 (Haifeng, 2014). Selama interval ketika *switch on* maka dioda akan menjadi *reverse biased* dan masukan memberi arus pada beban dan juga pada induktor. Saat interval ketika *switch off* maka arus induktor akan mengalir menuju dioda dan memberi arus pada beban (Rashid, 2006)



Gambar 2. 3 Operasi Mode *Buck* (Haifeng, 2014)

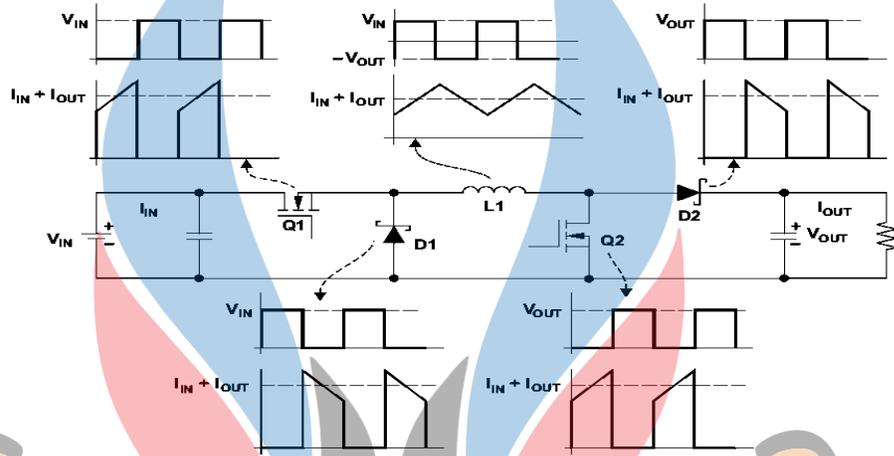
- b. Dalam mode *boost*, Dengan menjaga Q1 selalu *on*, D1 bias balik dan tetap *off*, dan konverter *buck-boost* dua sakelar kemudian beroperasi dalam mode *boost*. Mirip dengan konverter penguat tipikal, tegangan keluaran diatur dengan mengontrol Q2. Sirkuit ekuivalen dalam mode *boost* dan bentuk gelombang ideal yang sesuai di CCM (Haifeng, 2014).



Gambar 2. 4 Operasi Mode *Boost* (Haifeng, 2014)

- c. Dalam mode *buck-boost*, konverter *buck-boost* dua sakelar adalah kombinasi bertingkat dari konverter mode *buck* maupun konverter mode *boost*. Selain mode *buck-boost* yang disebutkan di atas, di mana Q1 dan Q2 memiliki sinyal kontrol gerbang yang identik, konverter *buck-boost* dua sakelar juga dapat beroperasi dalam mode *buck* atau *boost*. Dengan mengoperasikan konverter dalam mode *buck* ketika V_{in}

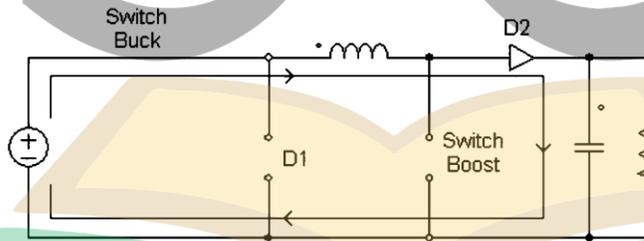
lebih tinggi dari V_{out} , dan dalam mode *boost* ketika V_{in} lebih rendah dari V_{out} , fungsi *buck-boost* kemudian direalisasikan (Haifeng, 2014).



Gambar 2. 5 Operasi Mode *Buck Boost* (Haifeng, 2014)

2.2.2. Analisis Kondisi *Switching*

Pada mode *buck*, *Switch buck* akan mendapat sinyal *switching* dari PWM1, sedangkan *switch boost* mendapat sinyal *switching* PWM2 dengan nilai *duty-cycle* $(D) = 0$, sehingga *switch boost* akan *open* (Hart, 2010). Pada mode ini analisis rangkaian terbagi menjadi dua, analisa saklar tertutup dan terbuka



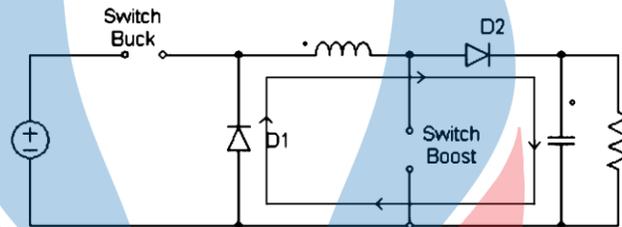
Gambar 2. 6 Analisis Mode *Buck Switch* Tertutup (Hart, 2010)

Analisis saklar tertutup pada mode *buck*. Ketika saklar *buck* dibuka (tertutup), dioda 1 bekerja pada bias mundur dan dioda 2 bekerja pada bias maju, sehingga arus akan mengisi induktor dan memberi daya pada beban (Hart, 2010).

$$V_s = VL + V_o \quad (2.3)$$

$$V_o = L \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_i = L \frac{\Delta i}{t_{on}} + V_o \quad (2.5)$$



Gambar 2. 7 Analisis Mode *Buck Switch* Terbuka (Hart, 2010)

Analisis *switch* terbuka ketika *Switch buck* open maka dioda 1 dan dioda 2 bekerja *forward-bias*, arus yang tersimpan di induktor akan menyuplai beban (*discharging*) (Hart, 2010).

$$V_o = -VL \quad (2.6)$$

$$V_o = -\frac{di}{t_{off}} \quad (2.7)$$

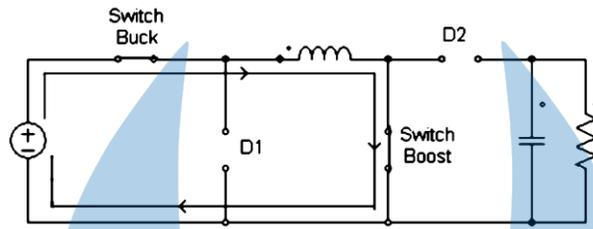
Dengan persamaan nilai V_{out} adalah sebagai berikut :

$$V_i = V_o \frac{t_{off}}{t_{on}} + V_o \quad (2.8)$$

$$V_i = V_o \left(\frac{t_{off}}{t_{on}} + 1 \right) \quad (2.9)$$

$$V_o = V_i \cdot D \quad (2.10)$$

Dalam mode *boost*, sakelar *boost* mendapatkan sinyal *switching* PWM2. *Buck switch* mendapat sinyal PWM1 (*duty cycle* = 1) dan selalu tertutup (Hart, 2010). Dalam mode *boost* ini, analisis rangkaian dibagi menjadi dua jenis analisis tertutup dan terbuka



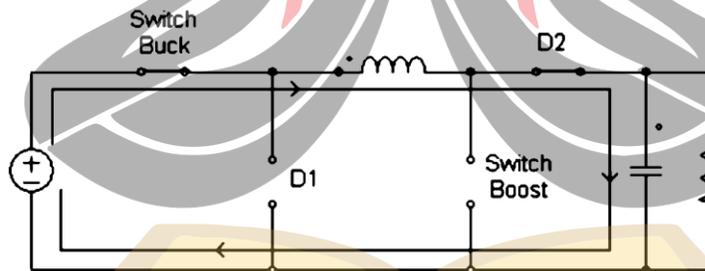
Gambar 2. 8 Analisis Mode *Boost Switch* Tertutup (Hart, 2010)

Analisis saklar tertutup pada mode *boost*, ketika saklar *boost* dibuka (ditutup), D1 dan D2 bekerja dalam keadaan bias balik, sehingga arus akan mengisi induktor. Induktor di sebelah kiri memiliki polaritas yang lebih positif daripada di kanan (Hart, 2010).

$$V_i = VL \quad (2.11)$$

$$V_i = L \frac{di}{t_{on}} \quad (2.12)$$

$$V_i \cdot t_{on} = L\Delta i \quad (2.13)$$



Gambar 2. 9 Analisis Mode *Boost Switch* Terbuka (Hart, 2010)

Ketika sakelar *boost* dimatikan, D1 bekerja dalam keadaan bias mundur, dan D2 bekerja dalam keadaan bias maju, kemudian sakelar terbuka dan di analisa. Karena semakin tinggi impedansinya, arus yang tersimpan di induktor akan berkurang.. Berkurangnya arus pada induktor menyebabkan induktor tersebut membalik polaritasnya (lebih negatif dari sisi kiri) sehingga arus yang mengalir pada dioda dan pada beban adalah penjumlahan antara arus pada sumber dan arus pada induktor. Pada saat yang bersamaan, kapasitor akan menyimpan energi dalam bentuk

tegangan. *Boost converter* memiliki luaran lebih tinggi dibandingkan tegangan *input* (Hart, 2010).

$$V_o = V_i + VL \quad (2.14)$$

$$V_o = L \frac{\Delta i}{t_{off}} + V_i \quad (2.15)$$

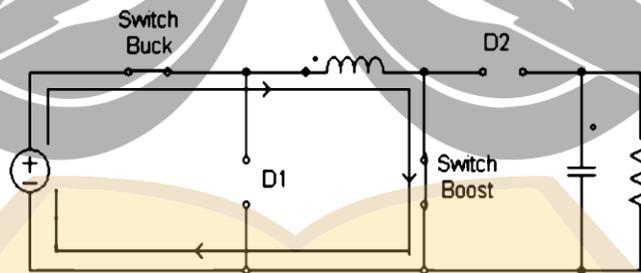
Dengan menggunakan nilai V_{out} adalah sebagai berikut :

$$V_o = V_i + V_i \frac{t_{on}}{t_{off}} \quad (2.16)$$

$$V_o = V_i \left(1 - \frac{t_{on}}{t_{off}} \right) \quad (2.17)$$

$$V_o = V_i \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.18)$$

Dalam mode *buck-boost*, *buck switch* dan *boost switch* menerima sinyal *switching* PWM1 dan PWM2 (Hart, 2010). Prinsip kerja rangkaian mode *buck-boost* ini terbagi menjadi dua jenis, yaitu menganalisis saklar tertutup dan saklar terbuka.

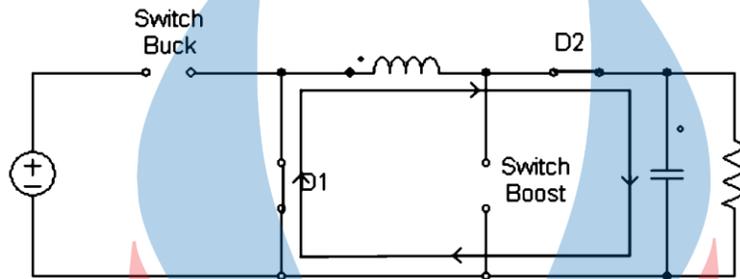


Gambar 2. 10 Analisis Mode *Buck-Boost Switch* Tertutup (Hart, 2010)

Switch buck dan *switch boost on (closed)*. Hal ini menyebabkan dioda 1 dan dioda 2 bekerja *reverse-bias* sehingga arus akan mengisi induktor L (*charging*) dan arus induktor (I_L) naik sampai arus maksimum dari induktor. Dengan rumus penurunan pada analisis *switch* tertutup (Hart, 2010)

$$V_{in} = VL \quad (2.19)$$

$$V_{in} = L \frac{di}{dt} \quad (2.20)$$



Gambar 2. 11 Analisis Mode *Buck-Boost Switch* terbuka (Hart, 2010)

Switch buck dan *switch boost off (open)*. Sehingga kedua dioda bekerja *forward-bias* dan arus yang tersimpan pada induktor L akan menyuplai ke beban (*discharging*). Dengan rumus penurunan pada saat mode saklar terbuka (Hart, 2010)

$$V_o = VL \quad (2.21)$$

$$Ldi = V_o \cdot T_{off} \quad (2.22)$$

Ketika mode sakelar tertutup dan terbuka diganti, persamaan tegangan keluaran dari rangkaian konverter *buck-boost* akan diperoleh (Hart, 2010).

$$V_o = \frac{V_{in} \cdot D}{1 - D} \quad 2.23$$

2.2.3. Ripple Arus

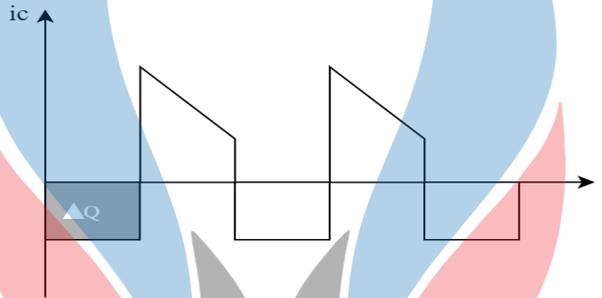
Ripple arus adalah riak arus yang terjadi akibat penyaklaran. Tingkat perubahan arus induktor adalah konstan, menunjukkan arus induktor yang meningkat secara linear. Persamaan *ripple* arus dapat dinyatakan

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} D}{fL} \quad 2.24$$

Dimana V_{in} adalah tegangan masukan, D adalah *duty cycle*, f adalah frekuensi penyaklaran dan L adalah induktor (Rashid, 2014)

2.2.4. Ripple Tegangan

Ripple Tegangan adalah riak tegangan yang terjadi akibat penyaklaran. *Ripple* tegangan dihitung dari bentuk gelombang tegangan kapasitor pada Gambar 2.16, maka persamaan *ripple* tegangan dinyatakan pada persamaan 2.25



Gambar 2. 12 Gelombang Arus Kapasitor (Hart,2010)

$$\Delta V_o = -\frac{V_o D}{RCf} \quad 2.25$$

Dimana V_o adalah tegangan keluaran, R adalah tahanan, C adalah kapasitor, dan f adalah frekuensi (Hart, 2010).

2.3. *Pulse Width Modulation (PWM)*

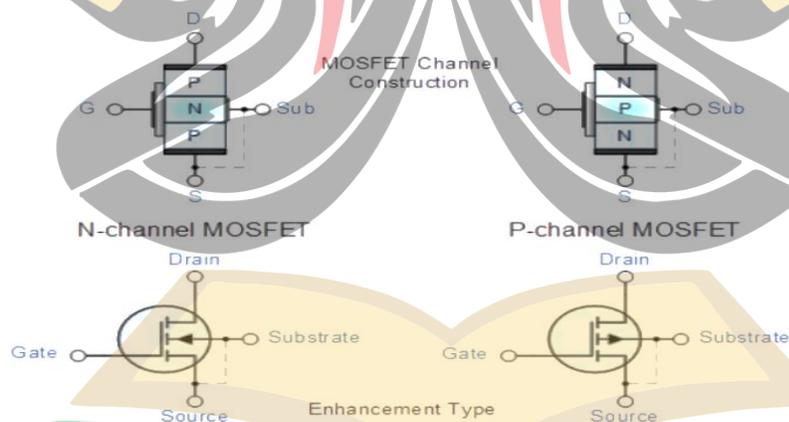
Pulse width modulation (PWM) secara umum adalah sebuah cara memanipulasi lebar sinyal yang dinyatakan dengan pulsa dalam satu periode, untuk mendapatkan tegangan rata-rata yang berbeda). Beberapa contoh aplikasi PWM adalah pemodulasian data untuk telekomunikasi, pengontrolan daya atau tegangan yang masuk ke beban, regulator tegangan, *audio effects* Dan penguatan, serta aplikasi lainnya (Prayogo, 2012).

Pulse-width modulation (PWM) adalah teknik yang umum digunakan untuk mengontrol daya ke perangkat listrik inersia, dibuat praktis oleh sakelar daya elektronik modem. PWM adalah cara yang sangat efisien untuk menyediakan jumlah daya listrik antara hidup dan mati penuh. PWM lebih unggul dari teknik kontrol lainnya karena fakta bahwa kehilangan daya pada perangkat *switching* cepat sangat

kecil. Akan ada jumlah arus yang melewati sakelar yang dapat diabaikan ketika dalam keadaan mati dan penurunan tegangan sangat kurang selama keadaan hidup. PWM juga bekerja dengan kontrol digital, yang karena sifatnya *on / off*, dapat dengan mudah mengatur *duty cycle* yang dibutuhkan Nilai rata-rata tegangan diumpankan ke motor dari pengontrol PWM. Oleh karena itu, semakin lama waktunya, lebih banyak daya akan ditransfer (Kumar, 2015).

2.4. Mosfet

Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor adalah komponen semikonduktor yang berfungsi sebagai *switch* pada perangkat elektronik. Kelebihan MOSFET dari sakelar elektronik lainnya adalah MOSFET dapat dikendalikan langsung dari rangkaian IC. Umumnya, MOSFET terdiri dari tiga bagian utama yaitu *Gate*, *Drain* dan *Source*. Berdasarkan jenisnya, MOSFET dibagi menjadi dua yaitu tipe *P-Channel* MOSFET dan tipe *N-Channel* MOSFET (Linggarjati, 2017).



Gambar 2. 13 MOSFET Tipe-N (Linggarjati, 2017)

MOSFET adalah bagian komponen *voltage-controlled* dikarenakan pemicu bekerjanya adalah tegangan atau beda potensial pada sisi *Gate*, atau dengan kata lain aliran arus dari *Drain* (D) ke *Source* (S) dipengaruhi oleh nilai tegangan pada *Gate* (G). Ketika nilai beda potensial pada *Gate* berada pada kondisi kerja MOSFET, maka akan terjadi aliran arus dari *Drain* menuju *Source*. Namun ketika nilai beda potensial pada *Gate* diluar tegangan kerjanya, maka nilai resistansi

diantara *Drain* dan *Source* bernilai sangat besar, sehingga arus yang mengalir relatif kecil (Lingarjati, 2012).

Pada tipe *N-Channel*, MOSFET akan bekerja ketika nilai beda potensial antara *Gate* dan *Source* bernilai positif. Dengan kata lain, nilai tegangan pada sisi *Gate* lebih besar daripada sisi *Source*. Sedangkan tipe *P-Channel* bekerja sebaliknya yaitu MOSFET akan bekerja ketika nilai tegangan pada sisi *Gate* lebih kecil daripada sisi *Source*. Kelebihan dari *N-Channel* MOSFET adalah nilai resistansi *on* yang relatif lebih kecil daripada tipe *P-Channel* MOSFET. Selain itu, *N-Channel* MOSFET merupakan MOSFET tipe konfigurasi *low side*. Pada konfigurasi ini, MOSFET akan bekerja ketika nilai beda potensial pada sisi *Gate* lebih besar daripada sisi *Source* (V_{GS}), dan lebih besar daripada tegangan *threshold* (V_{TH}) (Bernard, 2014).

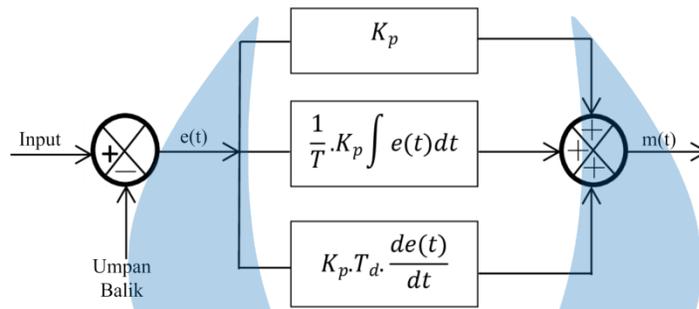
2.5. Kendali *Proportional Integral Derivative* (PID)

Setiap kekurangan dan kelebihan dari masing-masing pengendali P, I dan D dapat saling menutupi dengan menggabungkan ketiganya secara paralel menjadi pengendali PID. Penggabungan antara pengendalian *proporsional*, *integral* dan *derivative* pada sistem kendali PID memiliki tujuan tertentu. Kendali *proportional* yang unggul dalam *rise time* yang cepat, kendali *integral* yang dapat menghilangkan *error steady state*, dan kendali *derivative* yang dapat meredam *overshoot*. Apabila digabungkan akan mendapatkan hasil pengendalian dengan sifat menghilangkan *error*, mengurangi *rise time*, mengurangi *settling time* dan memperkecil *overshoot*. Karakteristik dari masing-masing parameter sistem kendali PID dapat dilihat pada Tabel 2.1 (sighn, 2013).

Tabel 2. 1 Karakteristik Parameter PID

| <i>Penguatan</i> | <i>Rise Time</i> | <i>Overshoot</i> | <i>Settling Time</i> | <i>Error Steady State</i> |
|------------------|------------------|------------------|----------------------|---------------------------|
| K | Berkurang | Bertambah | Sedikit Berubah | Berkurang |
| Ki | Berkurang | Bertambah | Bertambah | Hilang Sedikit |
| Kd | Sedikit Berubah | Berkurang | Berkurang | Berubah |

*)Yuan&Liu, 2012



Gambar 2. 14 Blok Diagram Kontroler PID (Sighn, 2013)

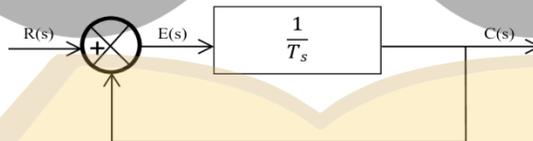
Model matematis dan struktur paralel sistem kendali PID pada Gambar 2.18 diatas dapat dituliskan

$$G(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_1 s} + T_D s \right] = K_p + \frac{K_1}{s} + K_D s \quad 2.26$$

2.6. Respon Transien

2.6.1. Respon Transien *Unit Step* Orde 1

Mengacu pada Gambar 2.19 hubungan antara *input* dan *output* dapat diberikan oleh persamaan 2.27



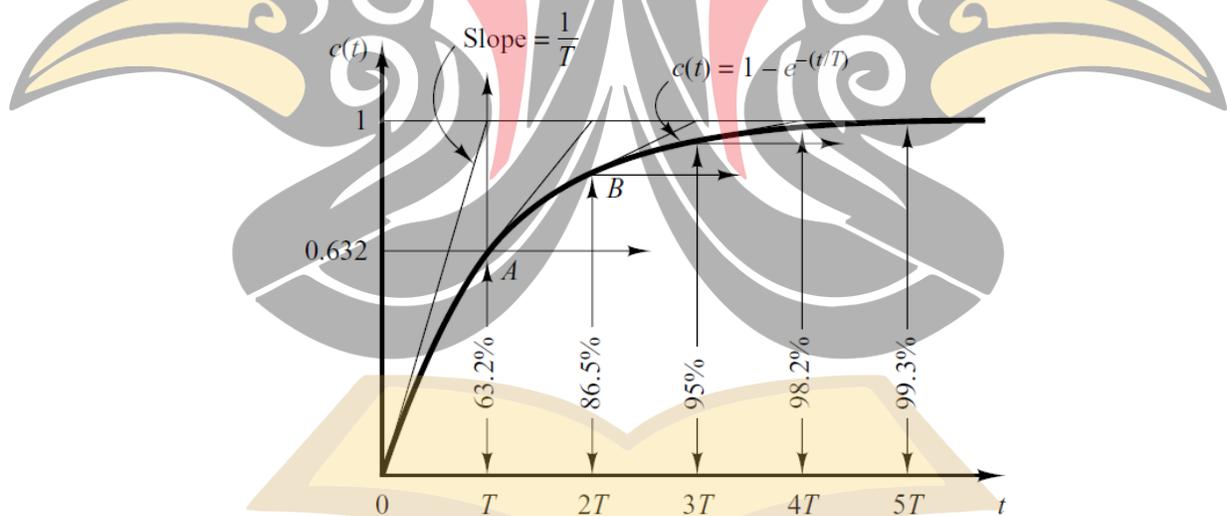
Gambar 2. 15 Blok Diagram Sistem Orde 1(Ogata, 2010)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{T(s)} \quad 2.27$$

Karena transformasi *laplace* dari fungsi *unit-step* adalah $1 / s$, dengan mengganti $R(s) = 1 / s$ ke dalam persamaan, maka dapat diperoleh persamaan 2.28(Ogata, 2010)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{T(s)} \frac{1}{s} \quad 2.28$$

Kurva respons eksponensial $C(t)$ yang diberikan oleh persamaan 2.28 ditunjukkan pada Gambar 2.19. Dalam satu konstanta waktu, kurva respons eksponensial telah berubah dari 0 menjadi 63,2% dari nilai akhir. Dalam dua konstanta waktu, responsnya mencapai 86,5% dari nilai akhir. Pada $t = 3T$, $4T$, dan $5T$, responsnya masing-masing mencapai 95%, 98,2%, dan 99,3%, dari nilai akhir. Jadi, untuk $t \geq 4T$, responsnya tetap dalam 2% dari nilai akhir. Seperti yang terlihat, *steady state* dicapai secara matematis hanya setelah waktu yang tak terbatas. Namun dalam praktiknya, perkiraan waktu respons yang masuk akal adalah lamanya kurva respons perlu mencapai dan tetap berada dalam garis 2% dari nilai akhir, atau empat konstanta waktu (Ogata, 2010).

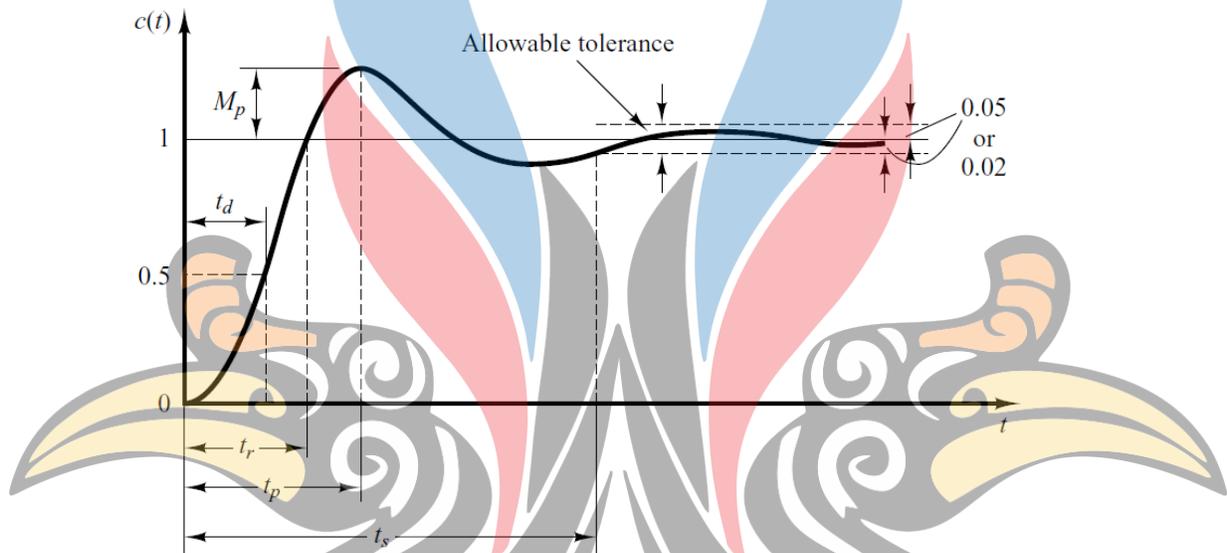


Gambar 2. 16 Kurva Respon Eksponensial (Ogata, 2010)

2.6.2. Respon Transien Unit Step Orde 2

Sistem kontrol umumnya dirancang untuk memiliki koefisien redaman kurang dari satu, misalnya, sebagai respons terhadap osilasi dari input sinyal langkah. Dalam sistem kendali orde tinggi, biasanya terdapat kutub magnet konjugat kompleks yang

koefisien redamannya lebih besar dari koefisien redaman yang cenderung melebihi kutub magnet lainnya. Oleh karena itu, waktu respons sistem kontrol orde dua dan orde tinggi dengan *input* sinyal *step* biasanya berbentuk atenuasi osilasi alami. Seperti terlihat pada gambar, responnya memiliki "*upshoot*" dan "*undershoot*", dan hampir tidak ada batas waktu akhir (Ogata, 2010).



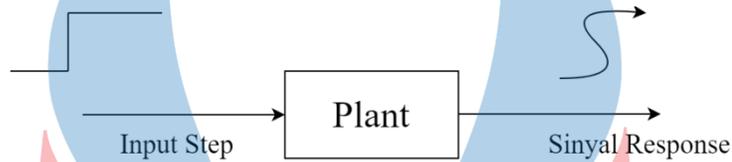
Gambar 2. 17 Grafik Spesifikasi Respon Waktu (Ogata, 2010)

Waktu tunda (t_d) adalah waktu yang diperlukan respons untuk mencapai setengah nilai akhir saat pertama kali. Waktu naik (t_r) adalah waktu yang diperlukan respon untuk naik dari 10% menjadi 90%, 5% menjadi 95%, atau 0% hingga 100% dari nilai akhirnya. Untuk sistem orde kedua *underdamped*, waktu naik 0% hingga 100% adalah normal. Waktu puncak (T_p) adalah waktu yang dibutuhkan untuk mencapai puncak pertama dari *overshoot*. *Overshoot* maksimum (M_p) adalah nilai puncak maksimum dari kurva respons yang diukur dalam satuan

2.7. Metode *Tuning Cohen-Coon*

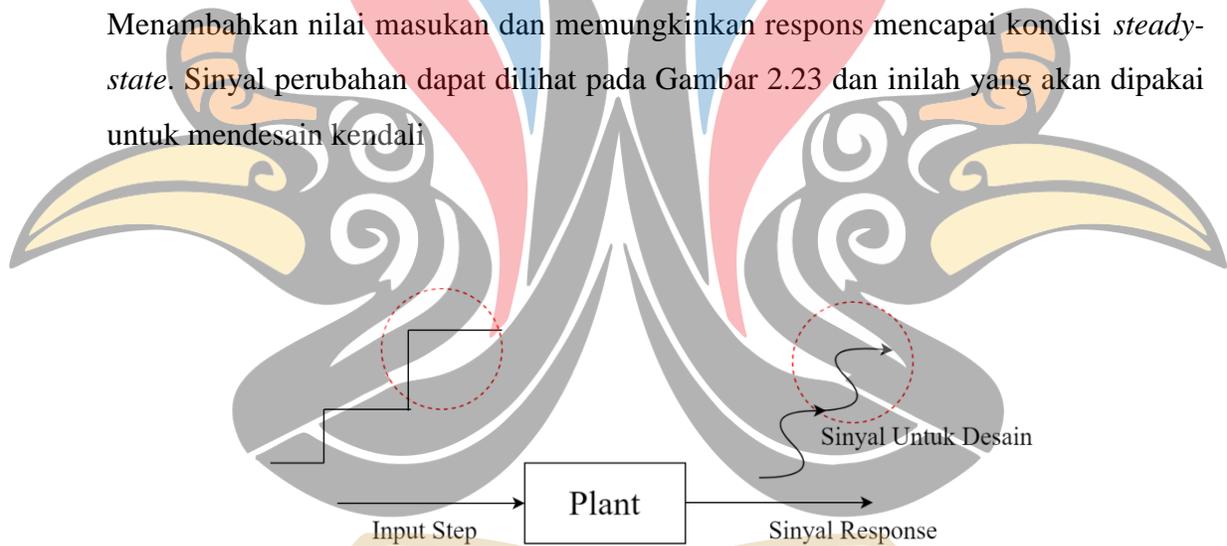
Jika dibandingkan dengan *Ziegler Nichols*, *Cohen-Coon* bisa di pakai untuk mendesain *PID controller* dan *cohen-coon* bisa dipakai untuk *plant* yang memiliki

deadtime besar (delay besar). Pada *cohen-coon* plant diberi *input step*, pada Gambar 2.22 respon akan dibiarkan sampai *steady-state*.



Gambar 2. 18 Respon 1 *Steady-State* pada *Cohen-Coon* (Simamora, K. 2015)

Menambahkan nilai masukan dan memungkinkan respons mencapai kondisi *steady-state*. Sinyal perubahan dapat dilihat pada Gambar 2.23 dan inilah yang akan dipakai untuk mendesain kendali

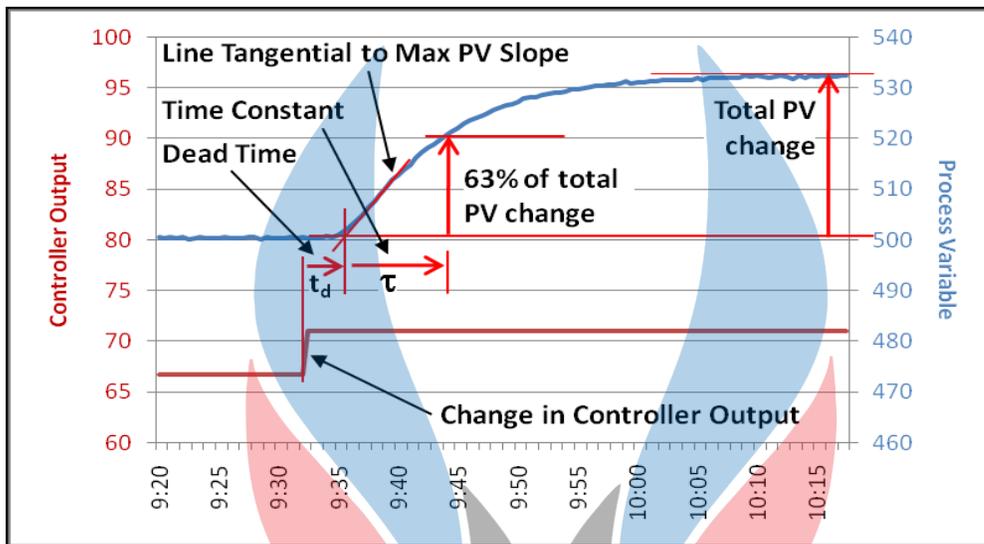


Gambar 2. 19 Respon 2 *Steady-State* pada *Cohen-Coon* (Simamora, K.2015)

Pada desain *cohen-coon* ini kita harus mencari nilai G_p (*Gain process*), t_d (*time delay*), dan t_{au} (*time constant*), dengan persamaan

$$K = \frac{\text{Perubahan } P_V}{\text{Perubahan } C_o} \quad 2.29$$

Perubahan P_V (*Process Variable*) = y atas (*steady-state* gelombang ke 2) – y bawah (saat *step* ke 2 naik) τ = perubahan $P_V \times 0.63$. Seperti penjelasan gambar dibawah ini :



Gambar 2. 20 Penjelasan Perhitungan dengan Metode *Cohen-Coon* (G.H. Cohen and G.A. Coon, 1953)

Setelah didapatkan nilai G_p , t_d dan t_{au} , maka dapat dihitung nilai K_p , T_i dan T_d dengan rumus mencari parameter PID dengan metode *cohen-coon*. Tabel 2.2 menunjukkan tabel parameter PID untuk *cohen-coon*. (G.H. Cohen and G.A. Coon, 1953)

Tabel 2. 2 Parameter PID untuk *Cohen-Coon*

| | <i>Controller Gain</i> | <i>Integral Time</i> | <i>Derivative Time</i> |
|-----------------------|--|-------------------------------------|-------------------------------|
| <i>P Controller</i> | $K_c = \frac{1}{rK} \left\{ 1 + \frac{r}{3} \right\}$ | | |
| <i>PI Controller</i> | $K_c = \frac{1}{rK} \left\{ 0.9 + \frac{r}{12} \right\}$ | | |
| <i>PD Controller</i> | $K_c = \frac{1.24}{g_p} \left\{ \frac{\tau}{t_d} + 0.129 \right\}$ | $T_1 = t_d \frac{30 + 3r}{9 + 20r}$ | |
| <i>PID Controller</i> | $K_c = \frac{1}{rK} \left\{ \frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right\}$ | $T_1 = t_d \frac{32 + 6r}{13 + 8r}$ | $T_1 = t_d \frac{4}{11 + 2r}$ |

*) G.H. Cohen and G.A. Coon, 1953

Apabila nilai T_i dan T_d sudah diketahui, maka konstanta K_i dan K_d dapat ditentukan dengan rumus

$$K_i = \frac{K_c}{T_i} \quad 2.30$$

$$K_d = K_p \times T_d \quad 2.31$$

2.8. Mikrokontroler

Komputer mikro memiliki tiga komponen utama, yaitu: unit pengolah pusat (CPU: *Central Processing Unit*), memori, dan sistem I / O (*input / output*) untuk dihubungkan ke perangkat eksternal. CPU yang mengatur sistem kerja mikrokomputer dibangun oleh mikroprosesor. Memori terdiri dari GEPRAM untuk menyimpan program dan RAM untuk menyimpan data. Sistem I / O dapat dihubungkan ke perangkat eksternal, seperti *keyboard* dan layar, tergantung pada aplikasinya. Jika CPU, memori dan sistem I / O berada dalam sebuah *chip* semikonduktor, maka disebut mikrokontroler. *Throughput* ATMEGA16 mendekati 1 juta instruksi per *megahertz* per detik (MIPS), sehingga konsumsi daya mengurangi kecepatan proses eksekusi perintah (Hadi, 2008).

2.9. Penelitian Terdahulu

Pada tabel 2.3 adalah rangkuman hasil penelitian terdahulu yang memiliki keterkaitan dengan penelitian yang telah dilakukan.

Tabel 2.3 Penelitian Terdahulu

| No | Nama dan Tahun Publikasi | Hasil |
|----|-----------------------------|---|
| 1. | Reza Dowlabadi 2011 | Metode : <i>Non inverting buck boost converter</i> dengan desain permodelan menggunakan kontrol PI kompensator dan type III kompensator |

www.itk.ac.id

Tabel 2.3 Penelitian Terdahulu (Lanjutan)

| No. | Nama dan Tahun Publikasi | Hasil |
|-----|----------------------------------|---|
| | Reza Dowlabadi 2011 | Hasil : kompensator PI <i>bandwidth loop</i> yang dapat dicapai terbatas pada nilai yang kecil; namun kompensator tipe III dapat secara efektif meningkatkan <i>bandwidth</i> |
| 2 | Y Sam Joel 2016 | Metode : <i>Design & Performance Analysis of Fuzzy Based MPPT Control Using Two-Switch Non Inverting Buck-Boost Converter</i> Hasil : Pengujian dilakukan dengan simulasi dan mendapatkan respon yang cepat dan memiliki efisiensi <i>converter</i> sebesar 91.89% dan konversi panel surya efisiensi sebesar 99.67% |
| 3 | Srdan Lale 2017 | Metode : <i>Non inverting buck-boost converter with an adaptive dual current mode control.</i> Hasil : Pengujian pengoperasian konverter <i>buck-boost</i> non-pembalikan dengan ADCMC dalam keadaan stabil dilakukan untuk kedua kasus: dengan dan tanpa loop tegangan luar. Ketika loop tegangan dinonaktifkan, dua nilai arus referensi digunakan untuk menyediakan mode operasi <i>buck</i> dan <i>boost</i> . |
| 4 | Zahari Zarkov 2018 | Metode : <i>Theoretical and Experimental Study of Interleaved Non-Inverting Buck-Boost Converter for RES.</i> Hasil : Pengujian dilakukan dengan simulasi matlab/simscape dan didapatkan hasil kesimpulan bahwa metode <i>non inverting buck boost</i> dapat digunakan sebagai regulasi untuk menaikkan dan menurunkan tegangan dengan kecepatan respon transien sebanyak 0.4 μ s |
| 5 | Muhammad Rifan Ashamusti 2020 | Metode : <i>Non inverting buck-boost converter</i> menggunakan kendali PID <i>tuning cohen-coon</i> |