

## BAB II

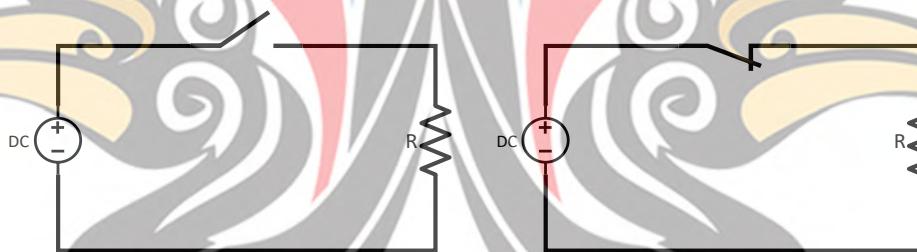
www.itk.ac.id

### TINJAUAN PUSTAKA

Pembahasan pada bab ini berisi tentang landasan teori dari penelitian yang akan dilakukan. Adapun landasan teori meliputi DC-DC *converter*, *buck converter*, *boost converter*, *buck-boost converter*, dan deskripsi singkat mikrokontroler yang digunakan.

#### 2.1 Dasar *Switching Converter*

Salah satu alternatif rangkaian yang mampu meregulasi tegangan adalah *switching converter*. Dalam rangkaian *switching converter*, transistor beroperasi sebagai sakelar elektronik yang dapat dibuka atau ditutup (Hart, 2011).

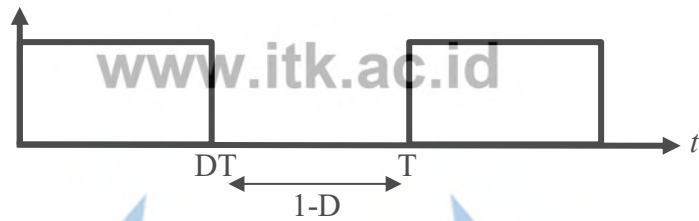


Gambar 2. 1 Dasar *switching converter* (Hart, 2011)

Keadaan transistor saat membuka dan menutup dapat menghasilkan keluaran pulsa yang ditunjukkan pada Gambar 2.2. Tegangan rata-rata keluaran dapat ditunjukkan pada persamaan 2.1.

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (2.1)$$

Tegangan keluaran dari rangkaian dikendalikan dengan menyesuaikan *duty cycle* (D), yang merupakan perumpamaan dari periode *switching* sakelar terbuka.



Gambar 2. 2 Tegangan keluaran *switching converter* (Hart, 2011)

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = t_{on}f \quad (2.2)$$

Dimana  $f$  adalah frekuensi *switching*. Tegangan keluaran dari rangkaian memiliki nilai kurang dari atau sama dengan tegangan masukan. Daya yang diserap oleh sakelar ideal adalah nol. Tidak ada arus yang mengalir saat sakelar terbuka dan tidak ada tegangan saat sakelar tertutup. Karena itu, semua daya diserap oleh beban, dan efisiensi energi adalah 100 %. Kerugian akan terjadi dalam sakelar nyata karena tegangan yang melewatinya tidak akan nol ketika sakelar aktif (Hart, 2011).

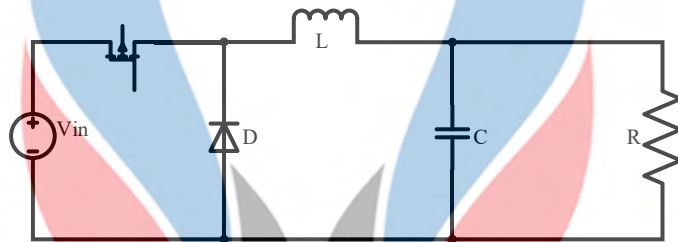
## 2.2 DC-DC Converter

DC-DC *converter* adalah rangkaian elektronika yang mampu mengubah nilai tegangan DC menjadi nilai tegangan DC lainnya (Soheli, 2018). DC-DC *converter* lebih dikenal dengan sebutan regulator tegangan DC karena memiliki kemampuan meningkatkan atau menurunkan tegangan DC (Tan, 2015). DC-DC *converter* dapat beroperasi pada 2 kondisi konfigurasi yaitu *continuous conduction mode* (CCM) dan *discontinuous conduction mode* (DCM). Pada mode DCM ditandai dengan nilai arus nol pada induktor (Gowda, 2016). Kondisi CCM ditandai dengan arus tidak turun menjadai nol pada induktor saat *switching* sehingga pada kondisi ini tegangan dapat dengan mudah dikendalikan dengan *duty cycle* (Liu, 2017).

Terdapat 2 DC-DC *converter* dasar yaitu *buck converter* dan *boost converter* (Sharma, 2017). *Buck converter* merupakan regulator tegangan DC yang memiliki kemampuan menurunkan tegangan DC. *Boost converter* merupakan regulator tegangan DC yang memiliki kemampuan meningkatkan tegangan DC. Tegangan keluaran yang dihasilkan DC-DC *converter* dapat diperoleh dengan mengatur besar lebar pulsa (*duty cycle*) dari *pulse width modulation* (PWM) (Tan, 2015).

### 2.3 Buck Converter

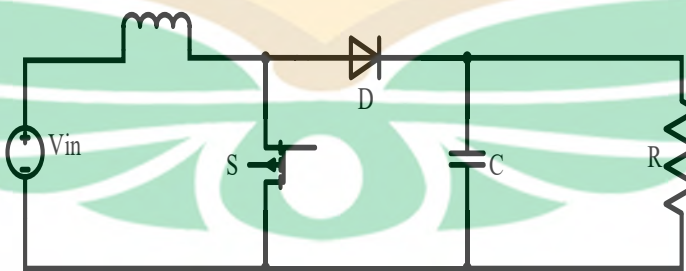
*Buck converter* merupakan rangkaian regulator tegangan yang memiliki rata-rata tegangan keluaran lebih rendah dari tegangan masukan. Rangkaian ini biasa juga disebut *Step-Down Chopper*. Tegangan keluaran *buck converter* memiliki polaritas yang sama dengan tegangan masukannya. Prinsip kerja dari rangkaian ini berdasarkan 2 kondisi *switch* yang bekerja bergantian yaitu ketika *switch* kondisi *off* dan *switch* kondisi *on*. Operasional kondisi dari *switch* diatur oleh kontroler (Rashid, 2014).



Gambar 2. 3 Rangkaian *buck converter* (Rashid, 2014)

### 2.4 Boost Converter

*Boost converter* merupakan rangkaian regulator tegangan yang memiliki rata-rata tegangan keluaran lebih tinggi dari tegangan masukannya. Rangkaian ini biasa disebut *Step-Up Chopper*. Rangkaian *boost converter* bekerja secara periodik saat sakelar terbuka dan tertutup. Komponen yang digunakan untuk menyusun rangkaian *boost converter* yaitu dioda frekuensi tinggi, induktor, kapasitor, dan beban resistor. Sakelar yang digunakan harus memiliki respon yang cepat saat keadaan *on* atau *off* oleh karena itu sakelar yang digunakan adalah sakelar dengan bahan semikonduktor seperti MOSFET (Rashid, 2014).

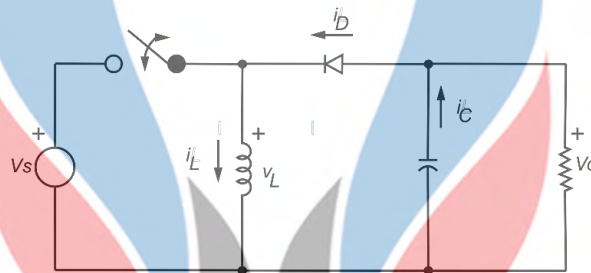


Gambar 2. 4 Rangkaian *boost converter* (Rashid, 2014)



## 2.5 Buck-Boost Converter

*Buck-boost converter* merupakan jenis *converter* yang menggabungkan 2 *converter* dasar yaitu *buck converter* dan *boost converter*. *Converter* ini mampu menghasilkan tegangan keluaran lebih tinggi atau lebih rendah dari tegangan masukan. Tegangan keluaran memiliki polaritas yang berkebalikan dengan tegangan masukan. Komponen *buck-boost converter* yang terdiri dari induktor, dioda, kapasitor dan elemen *switching*. (Vijayalakshmi, 2015).

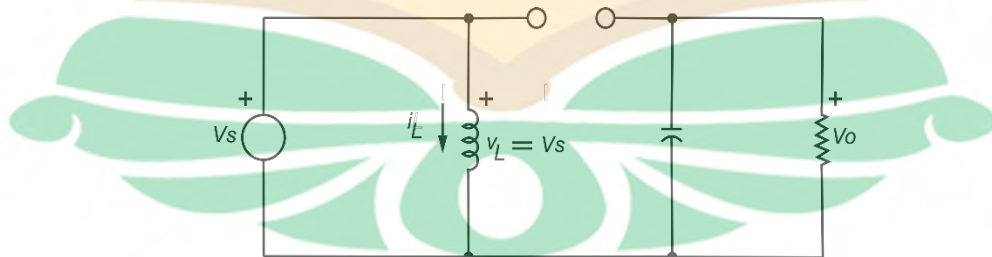


Gambar 2. 5 *Buck-boost converter* (Vijayalakshmi, 2015)

### 2.5.1 Prinsip Kerja *Buck-boost converter*

Prinsip kerja dari *buck-boost converter* dapat dibagi menjadi 2 kondisi kerja, yaitu:

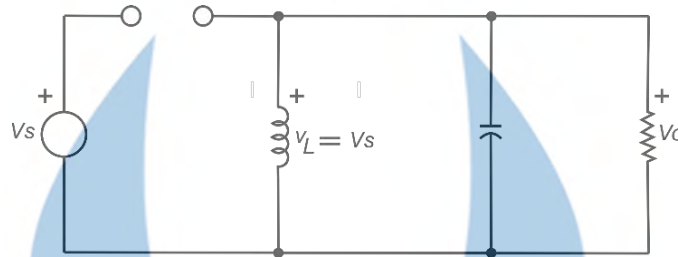
- Kondisi 1 ketika *switch on* (tertutup), seperti pada Gambar 2.6 dioda bekerja pada mode *reverse bias* dan semua tegangan masukan mengalir melintasi induktor sehingga tegangan pada induktor disimpan dalam bentuk medan magnet dan disaat yang bersamaan kapasitor dalam kondisi *discharge* (Tiwari, 2018).



Gambar 2. 6 *Buck-boost converter* kondisi 1 (Tiwari, 2018)

- Kondisi 2 ketika *switch off* (terbuka), seperti Gambar 2.7 Tegangan masukan terputus dan dioda bekerja dalam kondisi *forward bias*

sehingga energi yang tersimpan pada induktor akan dilepaskan menuju beban dan kapasitor dalam kondisi *charge* (Tiwari, 2018).



Gambar 2. 7 *Buck-boost converter* kondisi 2 (Tiwari, 2018)

### 2.5.2 Analisis Kondisi Switching

Pada analisis kondisi *switching* diasumsikan waktu ketika kondisi 1 adalah  $D_{T_s}$  dan ketika kondisi 2 adalah  $(1 - D)_{T_s}$ . Tingkat perubahan arus induktor adalah konstan, sehingga arus induktor yang meningkat secara linear, peningkatan arus induktor direpresentasikan pada persamaan 2.3 (Hart, 2011).

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in} D_{T_s}}{L} \quad (2.3)$$

Pada kondisi 2, perubahan arus induktor direpresentasikan pada persamaan 2.4.

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_o}{L} (1 - D)_{T_s} \quad (2.4)$$

Ketika operasi tunak, perubahan arus induktor adalah nol selama satu periode, sehingga dengan menggunakan persamaan 2.3 dan 2.4 tegangan keluaran *buck-boost converter* direpresentasikan pada persamaan 2.5.

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} &= 0 \\ \frac{V_{in}}{L} D_{T_s} + \frac{V_o}{L} (1 - D)_{T_s} &= 0 \\ \frac{V_o}{L} (1 - D)_{T_s} &= \frac{V_{in}}{L} D_{T_s} \\ V_o &= \frac{V_{in}}{(1 - D)} D_{T_s} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Tegangan maksimum yang melalui sakelar dan dioda direpresentasikan pada persamaan 2.6

$$V_{SM} = V_{DM} = V_{iMax} + V_o \quad (2.6)$$

Arus maksimum yang melalui sakelar dan dioda direpresentasikan pada persamaan 2.7 (Kazimierczuk, 2008).

$$M_{VDC} = \frac{V_o}{V_{in}}$$

$$I_{lmax} = M_{VDC} \times I_{o max}$$

$$I_{SM max} = I_{DM max} = I_{lmax} + I_{o max} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.7)$$

### 2.5.3 Ripple Arus

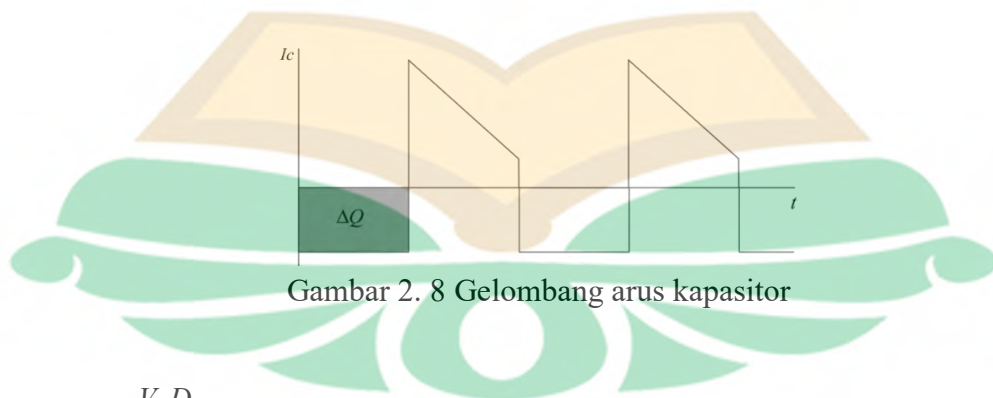
*Ripple Arus* adalah riak arus yang terjadi akibat penyaklaran. Tingkat perubahan arus induktor adalah konstan, menunjukkan arus induktor yang meningkat secara linear. Persamaan *Ripple* arus dapat dinyatakan sebagai.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} D}{fL} \quad (2.8)$$

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

### 2.5.4 Ripple Tegangan

*Ripple* tegangan adalah riak tegangan yang terjadi akibat penyaklaran. *Ripple* Tegangan dihitung dari bentuk gelombang arus kapasitor pada Gambar 2.8, maka persamaan *Ripple* tegangan dinyatakan pada persamaan 2.9



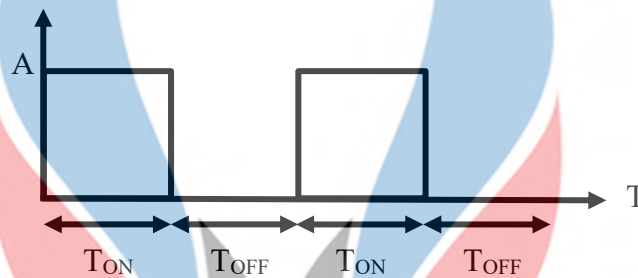
Gambar 2. 8 Gelombang arus kapasitor

$$\Delta V_o = -\frac{V_o D}{RCf} \quad (2.9)$$

Dimana  $V_o$  adalah tegangan keluaran,  $R$  adalah tahanan,  $C$  adalah kapasitor,  $f$  adalah frekuensi (Hart, 2011).

## 2.6 Pulse Wide Modulation

*Pulse Wide Modulation* (PWM) merupakan metode yang digunakan untuk mengatur lebar sinyal digital. Lebar sinyal ini direpresentasikan sebagai lebar pulsa dalam satu periode waktu. Umumnya PWM memiliki besar amplitudo dan frekuensi dasar yang sama, tetapi dengan lebar pulsa bervariasi. Dengan teknik PWM, beberapa pulsa *on* dan *off* akan terbentuk. Persentase pulsa ditampilkan dalam *duty cycle*. *Duty cycle* memiliki rentang 0 hingga 100 % (Dinniyah, 2017).



Gambar 2. 9 Sinyal PWM (Hart, 2011)

*Pulse width modulation* (PWM) menghasilkan variabel lebar pulsa untuk mewakili amplitudo sinyal input analog. Komponen *switching* dalam kondisi *ON* lebih lama untuk menghasilkan sinyal amplitudo tinggi dan kondisi *OFF* lebih lama untuk menghasilkan sinyal amplitudo rendah (Christ, 2014).

PWM banyak digunakan untuk mengontrol kecepatan motor DC atau kecerahan lampu. Misalnya, jika komponen *switching* ditutup selama 1  $\mu\text{s}$ , dibuka untuk 1  $\mu\text{s}$ , dan terus menerus diulang, target akan menerima rata-rata 50% dari tegangan dan berjalan pada kecepatan setengah atau bola lampu di setengah kecerahan. Jika garis ditutup selama 1  $\mu\text{s}$  dan terbuka selama 3  $\mu\text{s}$ , target akan menerima rata-rata 25%. Prinsip PWM yang dapat mengatur lebar pulsa dapat digunakan pada *DC-DC converter* untuk menghasilkan tegangan keluaran (Christ, 2014).

## 2.7 State Space

*State Space* adalah metode analisis sistem kendali yang memiliki masukan dan keluaran sistem yang banyak. Dalam analisis *state-space* terdapat tiga jenis variabel yang digunakan dalam pemodelan sistem dinamis yaitu variabel masukan,



variabel keluaran, dan variabel *state*. Bentuk umum dari dari *state space* dapat dilihat dalam persamaa 2.10 (Ogata, 2010).

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

dimana  $A(t)$  disebut matriks state,  $B(t)$  matriks masukan,  $C(t)$  matriks keluaran, dan  $D(t)$  matriks transmisi langsung. Persamaan 2.11 memungkinkan mengubah matrix *state-space* menjadi *transfer function*, dimana  $G(s)$  adalah *transfer function* dan  $I$  adalah matriks identitas (Ogata, 2010).

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (2.11)$$

*State space averaging* adalah teknik aproksimasi yang mendekati sistem dengan *switching converter* sebagai sistem linear kontinu. Hasil akhir dari *state space averaging* dapat berupa model matematis atau rangkaian pengganti. Pada *switching converter*, model matematis memungkinkan perancang untuk menentukan tegangan, arus, *transfer function* dari *switching converter*. Prosedur untuk *state space averaging* pada *switching converter* adalah sebagai berikut (Ang, 2005).

- Identifikasi model *switching converter*. Gambar model pada rangkaian *switching converter* linier setiap keadaan (misalnya arus yang melalui induktor dan tegangan yang melintasi kapasitor).
- Identifikasi variabel *state* pada *switching converter*. Rumuskan persamaan setiap model rangkaian yang diinginkan menggunakan hukum Kirchoff tegangan dan arus.
- Duty cycle* digunakan pada *state space averaging* sebagai faktor pembanding dan gabungkan persamaan statis ke dalam persamaan dinamis. Persamaan *state space averaging* adalah

$$\dot{x} = [A_1D + A_2(1 - D)]x + [B_1D + B_2(1 - D)]u \quad (2.12)$$

- Gambar model rangkaian ekuivalen linier

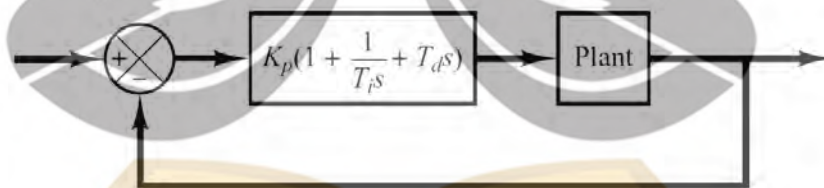


## 2.8 Kendali *Proportional Integral Derivative*

Kendali *Proportional Integral Derivative* (PID) merupakan metode kendali yang berfungsi untuk menghilangkan kesalahan pada kondisi tunak dari respons terhadap *set point* dan kemampuan untuk mengantisipasi perubahan *output*. Kendali PID merupakan gabungan dari beberapa kendali diantaranya kendali *proportional*, kendali *integral*, dan kendali *derivative*. Kendali *proportional* pada dasarnya merupakan tindakan membandingkan kontrol berdasarkan kesalahan kontrol (Astrom, 1995).

Kendali *integral* berfungsi untuk memastikan bahwa *output* proses sesuai dengan nilai *set point* dalam kondisi tunak (Astrom, 1995). Kendali *Integral* dapat menyebabkan respons osilasi dari amplitudo yang secara perlahan menurun atau bahkan meningkatkan amplitudo, yang keduanya tidak diinginkan (Ogata, 2010).

Kendali *derivative* berfungsi untuk meningkatkan stabilitas *loop* tertutup. Karena dinamika proses, perlu beberapa saat sebelum perubahan dalam variabel kontrol terlihat dalam *output* proses. Dengan demikian, sistem kontrol akan terlambat mengoreksi kesalahan. Kendali *derivative* sebanding dengan turunan waktu dari kesalahan kontrol. Kendali *derivative* memungkinkan prediksi kesalahan di masa mendatang (Astrom, 1995).



Gambar 2. 10 Blok diagram kendali PID (Ogata, 2010)

Persamaan umum kendali PID direpresentasikan pada persamaan 2.13 (Abbas, 2016).

$$G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.13)$$

Dengan mengatur nilai  $K_p = K_p$ ,  $K_i = K_i/T_i s$ ,  $K_d = K_d \times T_d s$ , maka persamaan 2.13 dapat direduksi menjadi persamaan 2.14 (Abbas, 2016).

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \quad (2.14)$$

Parameter dari kontrol PID dapat dicari menggunakan metode *Ziegler-Nichols*. Metode ini memiliki 2 tipe, yaitu tipe *Ziegler-Nichols I* dan *Ziegler-Nichols II* (Ogata, 2010). Karakteristik setiap parameter sistem kendali PID dapat dilihat pada Tabel 2.1.

Tabel 2. 1 Karakteristik Parameter Kendali PID (Yuan & Liu, 2012)

Penguatan	<i>Rise Time</i>	<i>Overshoot</i>	<i>Settling Time</i>	<i>Error Steady State</i>
$K_p$	Berkurang	Bertambah	Sedikit Berubah	Berkurang
$K_i$	Berkurang	Bertambah	Bertambah	Hilang
$K_d$	Sedikit berubah	Berkurang	Berkurang	Sedikit berubah

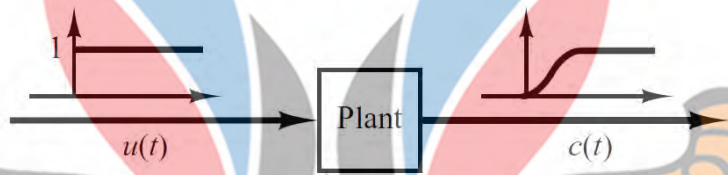
## 2.9 Ziegler-Nichols

Pemilihan parameter kendali dilakukan untuk memenuhi spesifikasi kinerja yang diinginkan. Ziegler dan Nichols menyarankan aturan untuk mengatur nilai parameter kendali PID berdasarkan respons eksperimental atau berdasarkan nilai yang dihasilkan ketika hanya kendali proporsional yang digunakan yang pada akhirnya metode ini disebut Ziegler-Nichols. Terdapat 2 metode penyetelan parameter PID yang dikembangkan oleh Ziegler dan Nichols yaitu metode penyetelan Ziegler-Nichols I dan Ziegler-Nichols II. Terdapat beberapa nilai yang ingin diminimalkan dalam pengaturan nilai parameter PID yaitu (Meshram, 2012).

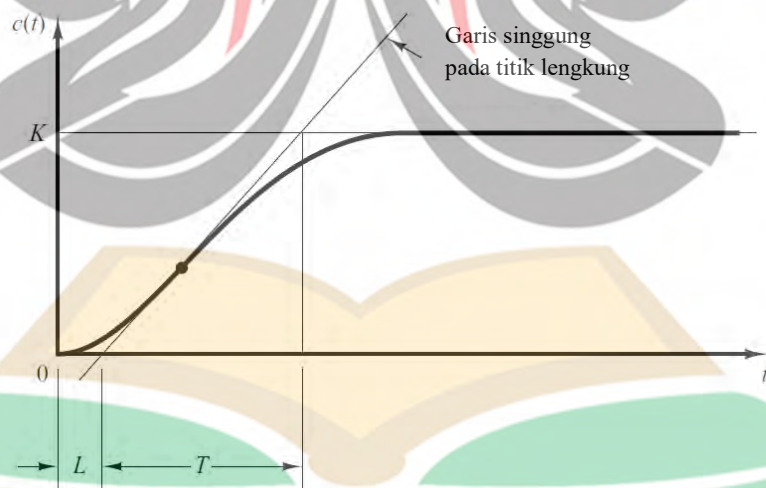
- Meminimalkan "*rise time*", waktu yang diperlukan agar respons sistem naik dari 10% menjadi 90% (*over damped*); 5% hingga 95%; 0% hingga 100% (*under damped*) nilai *steady state* akhir dari respons yang diinginkan,
- Meminimalkan *overshoot* maksimum, *overshoot* maksimum adalah nilai puncak maksimum kurva respons yang diukur dari respons sistem yang diinginkan.
- Meminimalkan "*settling time*", Waktu yang diperlukan untuk respons untuk mencapai nilai akhir dan tetap dalam 2% dari nilai akhir.

### 2.9.1 Ziegler-Nichols I

Dalam metode pertama, metode ini diperoleh secara eksperimental respon *plant* terhadap masukan *unit-step*, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10. Jika *plant* tidak melibatkan *integrator* ( $s$ ), maka kurva respon *unit-step* akan terlihat berbentuk S, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.11. Metode ini berlaku jika respons terhadap masukan *step* menunjukkan kurva berbentuk S. Dari respon *unit-step* yang dihasilkan, parameter-parameter *time delay* ( $L$ ) dan *time constant* ( $T$ ) mampu didapatkan. Proses desain menentukan parameter  $L$  dan  $T$  ditunjukkan pada Gambar 2.10 (Ogata, 2010).



Gambar 2. 11 Respon *unit-step* dari *plant* (Ogata, 2010)



Gambar 2. 12 Kurva respon *unit-step* (Ogata, 2010)

Setelah parameter  $L$  dan  $T$  didapatkan, nilai-nilai  $K_p$ ,  $T_i$ , dan  $T_d$  bisa dicari dengan menggunakan rumus-rumus parameter PID untuk metode Ziegler-Nichols I. Tabel 2.2 menunjukkan parameter PID untuk Ziegler-Nichols I (Ogata, 2010).

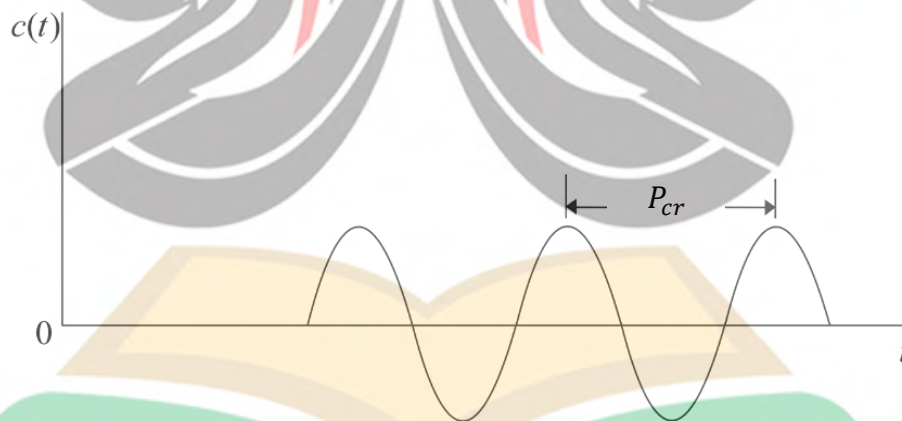


Tabel 2. 2 Parameter PID Ziegler-Nichols I (Ogata, 2010).

Tipe Kendali	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5 L$

## 2.9.2 Ziegler-Nichols II

Pada metode Ziegler-Nichols II, digunakan sistem *closed loop*, langkah pertama yang dilakukan adalah dengan menetapkan  $T_i = \infty$  dan  $T_d = 0$ , kendali yang digunakan hanya kendali *proportional*, kemudia nilai  $K_p$  dinaikkan dari 0 ke nilai *critical gain*  $K_{cr}$  dimana *output* pertama kali menampilkan osilasi berkelanjutan. (Jika *output* tidak menunjukkan osilasi berkelanjutan untuk nilai apa pun nilai  $K_p$  yang diberikan, maka metode ini tidak berlaku.) Dengan demikian, dapat diperoleh nilai  $K_{cr}$ . Parameter lain Ziegler-Nichols II selain  $K_{cr}$  yang dapat dicari yaitu  $P_{cr}$ , dimana  $P_{cr}$  merupakan periode dari 1 siklus gelombang (Ogata, 2010).



Gambar 2. 13 Osilasi berkelanjutan dengan  $P_{cr}$  (Ogata, 2010)

Setelah parameter  $K_{cr}$  dan  $P_{cr}$  didapatkan, maka nilai-nilai  $K_p$ ,  $T_i$ , dan  $T_d$  dapat dihitung dengan menggunakan rumus-rumus parameter PID untuk metode Ziegler-Nichols II. Tabel 2.3 menunjukkan parameter PID untuk Ziegler-Nichols II (Ogata, 2010).

Tabel 2. 3 Parameter PID Ziegler-Nichols II (Ogata, 2010)

Tipe Kontroler	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

## 2.10 Kestabilan Routh

Suatu sistem kontrol dikatakan stabil jika dan hanya jika semua *pole* dari *closed loop transfer function* terletak disebelah kiri sumbu imajiner bidang *s*. Kriteria kestabilan routh memberitahukan kita bahwa ada atau tidak adanya akar-akar positif pada persamaan polinomial, tanpa menyelesaikan persamaan tersebut. Kriteria ini hanya dapat diterapkan pada polinomial dengan sejumlah suku-suku terhingga. Jika kriteria ini diterapkan pada suatu sistem kontrol, maka informasi mengenai kestabilan mutlak dapat diperoleh secara langsung dari koefisien-koefisien persamaan karakteristik. Prosedur dalam kriteria kestabilan routh adalah sebagai berikut:

- a. Tulislah polinomial dalam *s* sesuai dengan bentuk berikut:

$$a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n = 0 \quad (2.15)$$

Koefisien-koefisien tersebut diatas adalah besaran nyata, yakni dianggap bahwa  $a_n \neq 0$  sehingga tidak ada akar nol.

- b. Jika ada koefisien-koefisien yang berharga nol atau negatif dimana paling tidak terdapat satu koefisien yang berharga positif, maka terdapat satu atau lebih akar imajiner atau yang mempunyai bagian nyata positif. Oleh karena itu, pada kasus ini sistem tidak stabil. Jika hanya ditarik pada kestabilan mutlak, maka tidak perlu mengikuti prosedur selanjutnya. Perlu diingat bahwa semua koefisien harus positif. Ini merupakan syarat perlu, seperti dapat dilihat dari argumentasi berikut: Suatu polinomial dalam *s* yang mempunyai koefisien-koefisien nyata (*real*) selalu dapat difaktorkan kedalam faktor-faktor linier dan kuadratik, seperti  $(s + a)$  dan  $(s^2 + bs + c)$ , dimana *a*, *b*, dan *c* adalah nyata. Faktor linier menghasilkan akar nyata sedangkan faktor kuadratik menghasilkan akar-akar kompleks dari

polinomial tersebut. Faktor  $(s^2 + bs + c)$  menghasilkan akar-akar yang mempunyai bagian nyata negatif, hanya jika  $b$  dan  $c$  keduanya positif. Agar semua akar mempunyai bagian nyata negatif, maka konstanta  $a$ ,  $b$ , dan  $c$  pada semua faktor harus positif. Hasil perkalian sejumlah faktor linier dan kuadratik yang hanya mengandung koefisien positif selalu menghasilkan polinomial dengan koefisien-koefisien yang positif. Perlu diingat bahwa kondisi semua koefisien berharga positif belum cukup untuk kestabilan sistem.

- c. Jika semua koefisien berharga positif, susunlah koefisien polinomial tersebut dalam baris dan kolom sesuai pola berikut:

$$\begin{array}{rcccc}
 s^n & a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \cdots \\
 s^{n-1} & a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \cdots \\
 s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & \cdots \\
 s^{n-3} & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & \cdots \\
 s^{n-4} & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & \cdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 s^2 & e_1 & e_2 & & & \\
 s^1 & f_1 & & & & \\
 s^0 & g_1 & & & & 
 \end{array} \tag{2.16}$$

Koefisien  $b_1, b_2, b_3$ , dan seterusnya dihitung sebagai berikut:

$$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} \tag{2.17}$$

$$b_2 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1} \tag{2.18}$$

$$b_3 = \frac{a_1 a_6 - a_0 a_7}{a_1} \tag{2.19}$$

Perhitungan koefisien  $b$  dilanjutkan sampai semua harga  $b$  diperoleh. Pola yang sama dari perkalian silang koefisien-koefisien dua baris di atasnya digunakan dalam menghitung koefisien  $c, d, e$ , dan seterusnya. Perhitungan yang dimaksud adalah sebagai berikut.

$$c_1 = \frac{b_1 a_1 - a_1 b_2}{b_1} \tag{2.20}$$



$$c_2 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_3}{b_1} \quad \text{www.itk.ac.id} \quad (2.21)$$

$$c_3 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_4}{b_1} \quad (2.22)$$

Dan

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1} \quad (2.23)$$

$$d_2 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1} \quad (2.24)$$

Proses ini berlangsung sampai baris ke  $n$  telah diselesaikan. Susunan lengkap dari koefisien adalah segitiga. Perhatikan bahwa dalam membuat susunan tersebut, suatu baris dapat dibagi atau dikalikan dengan suatu bilangan positif untuk menyederhanakan perhitungan numerik berikutnya tanpa mengubah kesimpulan kestabilan (Ogata, 2010).

## 2.11 Arduino

Arduino Mega 2560 adalah *platform* elektronik yang terdiri dari *software* dan *hardware*. *Software* Arduino menggunakan bahasa pemrograman gabungan antara C++ dan Java. *Software* Arduino digunakan untuk membuat dan memasukkan program kedalam *Hardware* Arduino. *Hardware* Arduino mega 2560 adalah papan mikrokontroler yang didasarkan Atmega 2560 (Arifin, 2016). Arduino mega 2560 memiliki 54 pin digital *input/output*, dimana 15 pin diantaranya dapat digunakan sebagai *output* PMW, 16 pin *input* analog, 14 pin UART (*Port serial Hardware*), 16 MHz kristal osilator, tombol *reset*, *header* ICSP, koneksi USB dan *power jack* (Iskandar, 2017).



Gambar 2. 14 Arduino Mega 2560 (Iskandar, 2017)

### 2.11.1 Spesifikasi

Spesifikasi dari mikrokontroler Arduino Mega 2560 dapat dilihat pada Tabel 2.4.

Tabel 2. 4 Spesifikasi Arduino Mega 2560

Spesifikasi	Keterangan
Mikrokontroler	Atmega 2560
Tegangan <i>Input</i> yang Disarankan	7-12 V
Batas Tegangan <i>Input</i>	6-20 V
Pin I/O Digital	54 (15 <i>output</i> PWM)
Pin <i>Input</i> Analog	16
Arus DC tiap Pin I/O	40 mA
Arus DC Pin 3.3 V	50 mA
<i>Clock Speed</i>	16 MHz
EEPROM	4 KB

### 2.11.2 Deskripsi Arduino Mega 2560

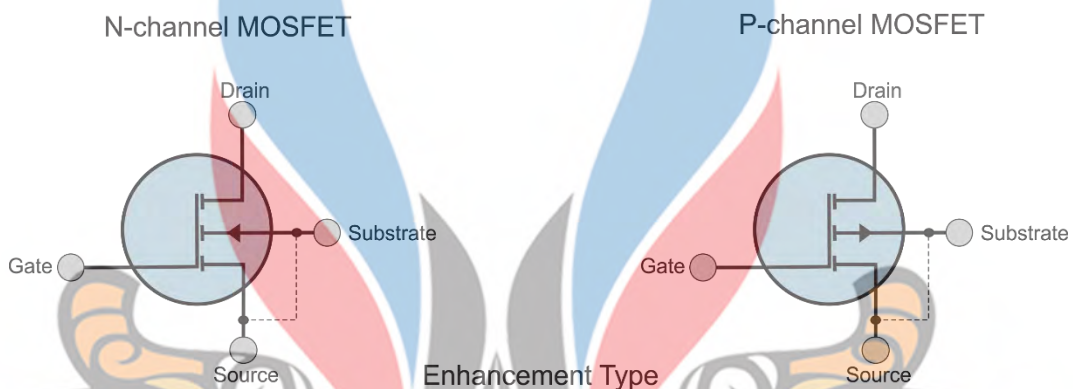
Arduino Mega 2560 memiliki pin-pin daya yang dapat dijelaskan sesuai dengan spesifikasi yang tertera dalam datasheet.

- VIN adalah pin *input* tegangan untuk papan Arduino ketika menggunakan sumber daya eksternal.
- 5V merupakan sebuah pin yang dapat mengeluarkan tegangan 5 V, tegangan dari pin ini sudah diatur dari regulator yang tersedia pada papan Arduino Mega 2560.
- 3V3 merupakan sebuah pin yang menghasilkan tegangan 3.3 V. Tegangan ini dihasilkan oleh regulator yang terdapat pada Arduino Mega 2560.
- GND adalah Pin *Ground*
- IOREF merupakan pin pada papan Arduino yang berfungsi untuk memberikan referensi tegangan yang beroperasi pada mikrokontroler.

### 2.12 MOSFET

MOSFET adalah singkatan dari *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*. MOSFET merupakan komponen elektronik yang berfungsi sebagai saklat elektronik. MOSFET memiliki 3 bagian dasar yaitu *gate*, *drain*, dan *source*.

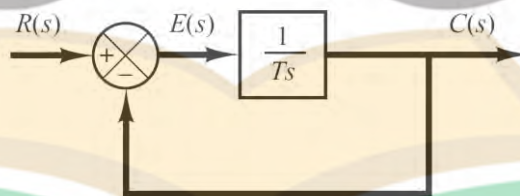
MOSFET bekerja dengan pemicu tegangan atau beda potensial pada bagian *gate*. Ketika pada bagian *gate* diberi tegangan, maka arus akan mengalir dari sisi *drain* menuju *source*. Berdasarkan jenisnya MOSFET dibedakan menjadi 2 jenis, yaitu tipe *N-Channel* dan tipe *P-Channel*. Pada tipe *N-Channel*, MOSFET akan bekerja ketika tegangan pada sisi *gate* lebih besar dari sisi *source*, pada tipe *P-Channel*, MOSFET akan bekerja ketika tegangan pada sisi *gate* lebih kecil dari sisi *source* (Linggarjati, 2012).



Gambar 2. 15 P dan N channel MOSFET (Linggarjati, 2012)

### 2.13 Respon Transien *Unit-Step* Orde 1

Hubungan antara *input* dan *output* diagram blok sistem orde 1 pada Gambar 2.15 dapat diberikan oleh persamaan 2.25.



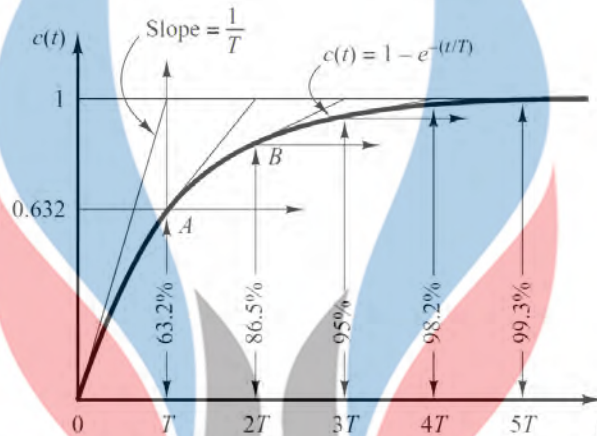
Gambar 2. 16 Blok diagram sistem orde 1(Ogata, 2010)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (2.25)$$

Salah satu karakteristik sistem orde 1 adalah kurva respon eksponensial. *Output* akan mencapai nilai akhir pada  $t = T$  jika mempertahankan kecepatan respon



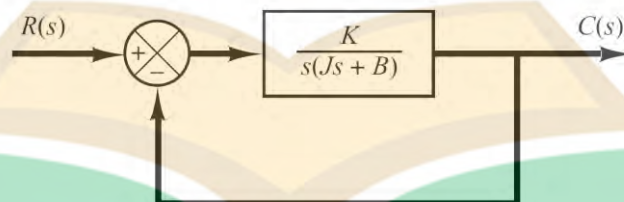
awal. Dalam satu konstanta waktu, kurva respons eksponensial telah berubah dari 0 menjadi 63,2% dari nilai akhir. Dalam dua konstanta waktu, responsnya mencapai 86,5% dari nilai akhir. Pada  $t = 3T$ ,  $4T$ , dan  $5T$ , responsnya masing-masing mencapai 95%, 98,2%, dan 99,3%, dari nilai akhir. Jadi, untuk  $t \geq 4T$ , responsnya tetap dalam 2% dari nilai akhir.



Gambar 2. 17 Kurva respon eksponensial (Ogata, 2010)

## 2.14 Respon Transien Unit-Step Orde 2

Sistem yang ditunjukkan pada Gambar 2.18 sebagai contoh sistem orde 2. Pada bagian ini, kita akan mendapatkan respons dari sistem kontrol orde 2 terhadap *step input*.



Gambar 2. 18 Blok diagram sistem (Ogata, 2010)

Pada persamaan 2.26 diperlihatkan *Transfer function* dari loop tertutup sistem yang ditunjukkan pada Gambar 2.17.

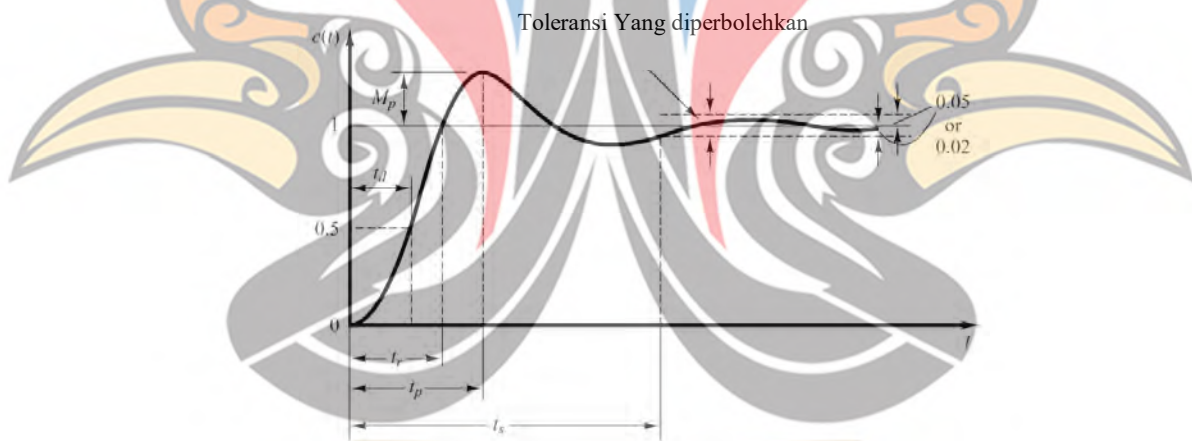
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Js^2 + Bs + K} \quad (2.26)$$

Sedangkan dalam analisis respon transien, dapat ditulis dalam persamaan 2.27.

www.itk.ac.id

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + K} \quad (2.27)$$

Sistem kendali umumnya dirancang memiliki faktor redaman lebih kecil dari satu, misalnya pada respon berupa osilasi dari masukan sinyal *step*. Pada sistem kendali orde tinggi biasanya memiliki *pole-pole* konjugate kompleks dengan faktor redaman lebih besar dari satu yang cenderung melampaui *pole* yang lain. Respon waktu sistem kendali orde dua dan orde tinggi dengan masukan sinyal *step* umumnya berupa redaman osilasi alami. Dari Gambar 2.18 tampak bahwa respon memiliki "*overshoot*" dan "*undershoot*" yang hampir tidak memiliki batas waktu berhentinya (Ogata, 2010).



Gambar 2. 19 Grafik spesifikasi respon orde 2 (Ogata, 2010)

Perubahan yang terjadi tidak dapat bebas dari keterkaitan parameter yang satu dengan parameter lainnya yang diklasifikasikan sebagai berikut.

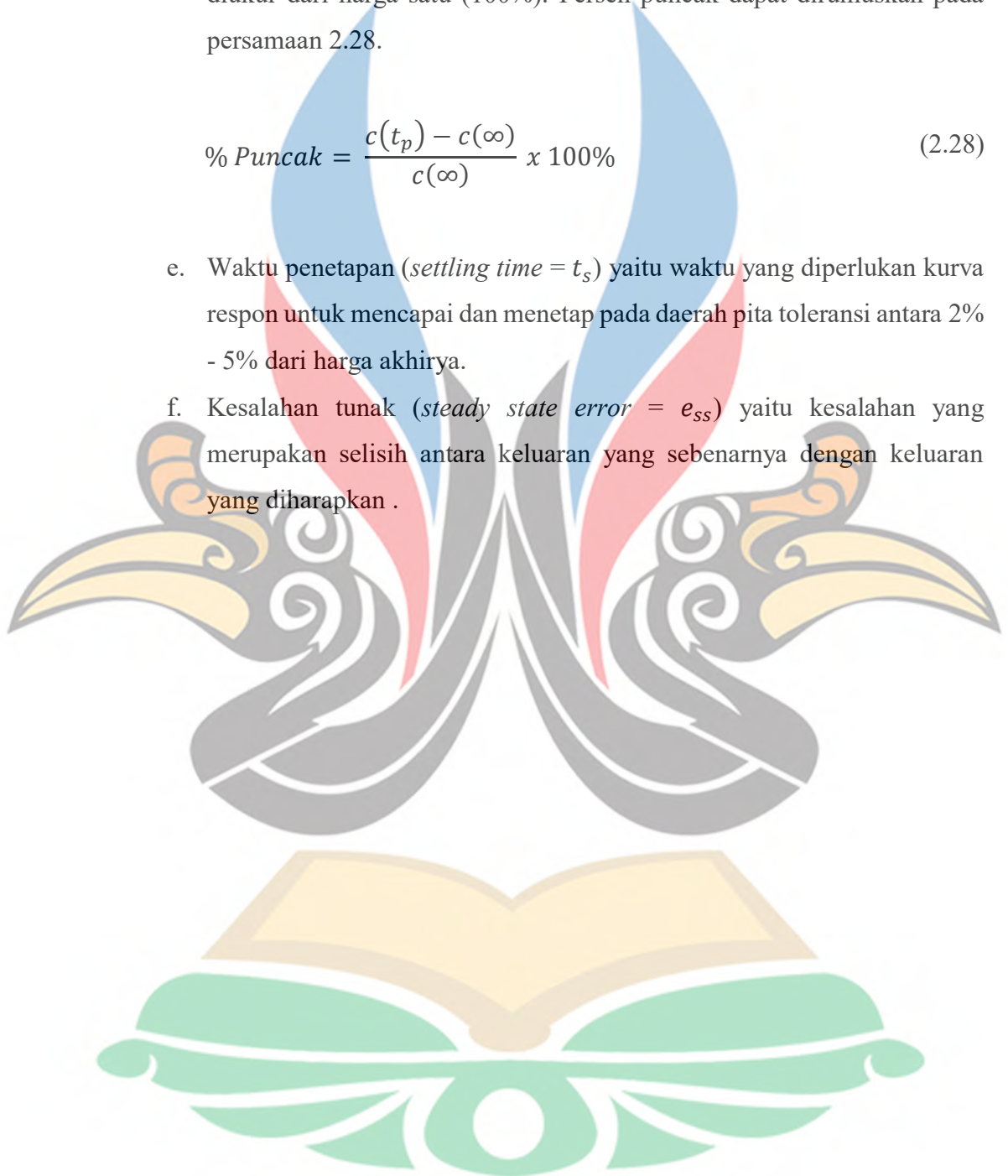
- a. Waktu tunda (*time delay* =  $t_d$ ) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk mencapai 50% dari nilai akhir puncak.
- b. Waktu naik (*rise time* =  $t_r$ ) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk naik dari 10% hingga 90% hingga akhir sistem redaman atau dari 0 hingga 100% dari nilai akhir redaman sistem.

www.itk.ac.id

- c. Waktu puncak (*peak time* =  $t_p$ ) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk mencapai puncak lewatan (*overshoot*) dari lewatan yang pertama.
- d. Puncak (*peak overshoot* =  $M_p$ ) yaitu Nilai puncak kurva respon yang diukur dari harga satu (100%). Persen puncak dapat dirumuskan pada persamaan 2.28.

$$\% \text{ Puncak} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (2.28)$$

- e. Waktu penetapan (*settling time* =  $t_s$ ) yaitu waktu yang diperlukan kurva respon untuk mencapai dan menetap pada daerah pita toleransi antara 2% - 5% dari harga akhirnya.
- f. Kesalahan tunak (*steady state error* =  $e_{ss}$ ) yaitu kesalahan yang merupakan selisih antara keluaran yang sebenarnya dengan keluaran yang diharapkan .





[www.itk.ac.id](http://www.itk.ac.id)



[www.itk.ac.id](http://www.itk.ac.id)

### 2.15 Gambaran Umum Posisi Penelitian

Pada Tabel 2.6 merupakan gambaran utama posisi penelitian daritugas akhir yang akan digunakan.

Tabel 2. 5 Gambaran Utama Posisi Penelitian

Penelitian	Judul	Spesifikasi	Metode	Hasil
S. Vijayalakshmi, 2015	<i>Modeling and simulation of interleaved buck-boost converter with PID controller</i>	Vin = 12 V Vout = 18 V F = 25 kHz	Ziegler-Nichols	Efisiensi rata-rata = 95%
Mohamed Kaouane, 2016	<i>Regulated output voltage double switch buck-boost converter for photovoltaic energy application</i>	Vin = 160 V Vout = 150 V	Double Switch	Efisiensi rata-rata = 92%
Farah Shabila Dinniyah, 2017	<i>Simulation of Buck-boost converter for Solar Panels using PID Controller</i>	Vin min = 10 V Vin max = 50 V Vout = 12 V	Trial and Error	Efisiensi rata-rata = 99.16%
M. Mukhlis Ikhsandy, 2020	Implementasi dan Optimalisasi Buck-boost converter dengan kendali PID berbasis Arduino Mega 2560	Arduino PSIM Simulink	PID Matematis	

