

BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA

Bab ini menjelaskan mengenai pendahuluan. Dimulai dari latar belakang, rumusan masalah, tujuan, batasan masalah dan kerangka penelitian.

2.1 Constant Current Regulator(CCR)

Constant Current Regulator(CCR) merupakan suatu catu daya yang digunakan dalam dunia penerbangan untuk pemberian tenaga listrik pada sistem penerangan bandara. Tenaga listrik yang diberikan untuk lampu penerangan di bandara ini disuplai dengan arus tetap. Tujuan dari pemberian suplai tenaga listrik dengan arus tetap yaitu agar lampu penerangan di bandara dengan intensitas cahaya yang diinginkan sesuai dengan tapping yang telah ditentukan. Pada lampu penerangan keluaran dari CCR dihubungkan dengan trafo-trafo arus yang dirangkaian seri dan keluaran ini menjadi masukan untuk lampu-lampu penerangan yang ada. Selain itu untuk mengontrol arus dan tegangan pada CCR dengan menggunakan thyristor saklar (Raynaldi.R, 2015).



Gambar 2. 1 *Constant Current Regulator*(Penulis,2021)

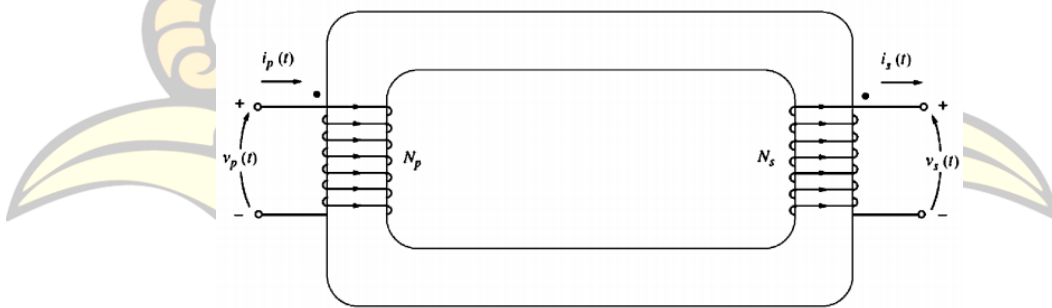
2.2 Transformator

Transformator merupakan suatu alat listrik yang mengubah tegangan arus bolak-balik dari satu tingkat ke tingkat yang lain melalui suatu gandingan magnet

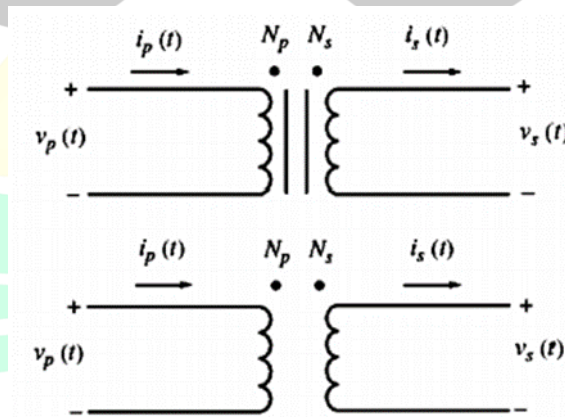
dan berdasarkan prinsip-prinsip induksi elektromagnet dimana perbandingan tegangan antara sisi primer dan sisi sekunder berbanding lurus dengan perbandingan jumlah lilitan dan berbanding terbalik dengan perbandingan arusnya, Transformator terdiri atas sebuah inti, yang terbuat dari besi berlapis dan dua buah kumparan, yaitu kumparan primer dan kumparan sekunder (Sentosa, dkk. 2006)

2.2.1 Transformator Ideal

Transformator ideal adalah perangkat tanpa kerugian dengan belitan input dan output . Hubungan antara tegangan input dan tegangan output, dan antara arus masukan dan arus keluaran, diberikan oleh dua persamaan sederhana. Gambar 2.2 menunjukkan transformator ideal. Trafo yang ditunjukkan pada Gambar 2.3 memiliki N_p lilitan kawat pada sisi primer dan N_s lilitan kawat pada sisi sekundernya(Chapman,2012)



Gambar 2.2 Transformator Ideal



Gambar 2.3 Simbol Skema Transformator

Berdasarkan gambar 2.2 maka dapat disimpulkan dengan persamaan 2.1

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = a \quad 2.1$$

dimana a didefinisikan sebagai rasio belitan transformator seperti pada persamaan 2.2

$$\frac{N_p}{N_s} = a \quad 2.2$$

hubungan antara arus yang mengalir ke sisi primer transformator dan arus yang mengalir keluar dari sisi sekunder transformator adalah seperti pada persamaan 2.3

$$\frac{I_s}{I_p} = a \quad 2.3$$

2.2.2 Transformator Step Up

Transformator *step up* yaitu transformator yang mengubah tegangan bolak-balik rendah menjadi tinggi, transformator ini mempunyai jumlah lilitan kumparan sekunder lebih banyak daripada jumlah lilitan primer (Chapman, 2012)

$$(N_p < N_s) \quad 2.4$$



Gambar 2.4 Lambang Transformator *Step Up*

Besar tegangan rms, arus rms dan daya rms yang melewati lilitan sekunder maupun primer dapat diperoleh dengan menggunakan persamaan 2.5, 2.6 dan 2.7

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad 2.5$$

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad 2.6$$

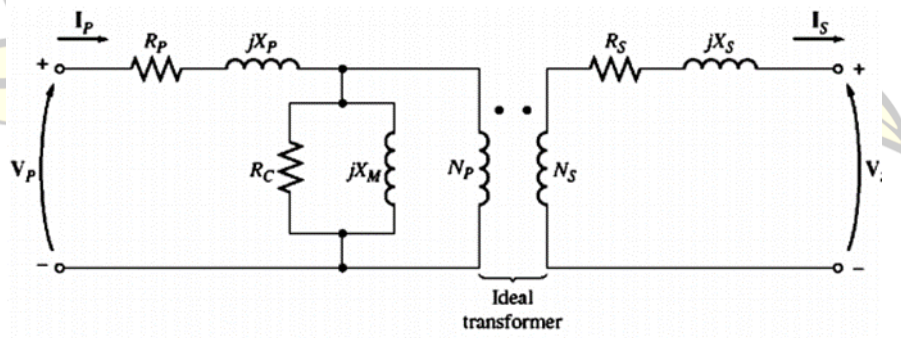
$$P_{rms} = V_{rms} \times I_{rms} \quad 2.7$$

www.itk.ac.id

Dengan V_m adalah tegangan maksimum dan I_m adalah arus maksimum(Charles,2004)

2.2.3 Rangkaian Ekivalen Transformator

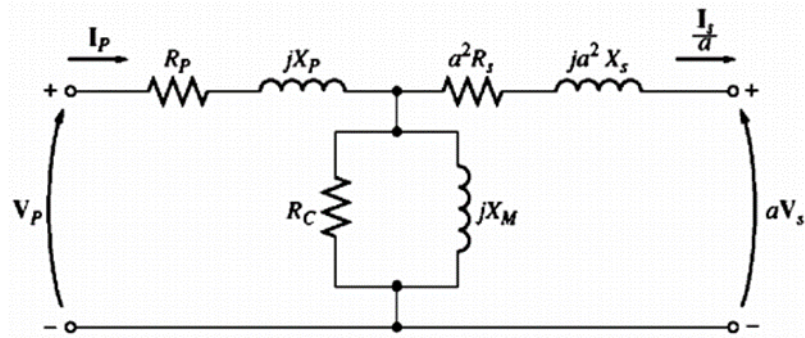
Rangkaian ekivalen yang dihasilkan ditunjukkan pada Gambar 2.2. Perhatikan bahwa elemen yang membentuk cabang eksitasi ditempatkan di dalam resistansi primer dan induktansi primer L_p . Tegangan benar-benar diterapkan ke inti benar-benar sama dengan tegangan *input* dikurangi tegangan internal yang turun dari belitan. Untuk menganalisis rangkaian praktis yang mengandung transformator, biasanya diperlukan untuk mengubah seluruh rangkaian menjadi rangkaian ekivalen pada tegangan tunggal single phase(Chapman,2012)



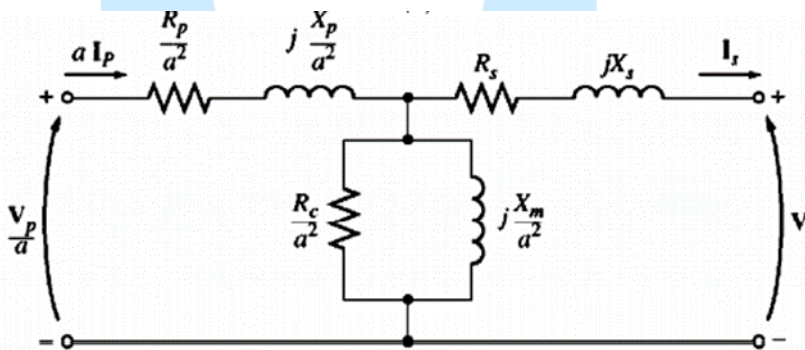
Gambar 2.5 Rangkaian Ekivalen Transformator

Setelah itu dari rangkaian seperti pada Gambar 2.5, maka dapat dilihat di dua sisi yaitu sisi primer dan sisi sekunder seperti pada Gambar 2.6 dan Gambar 2.7

www.itk.ac.id



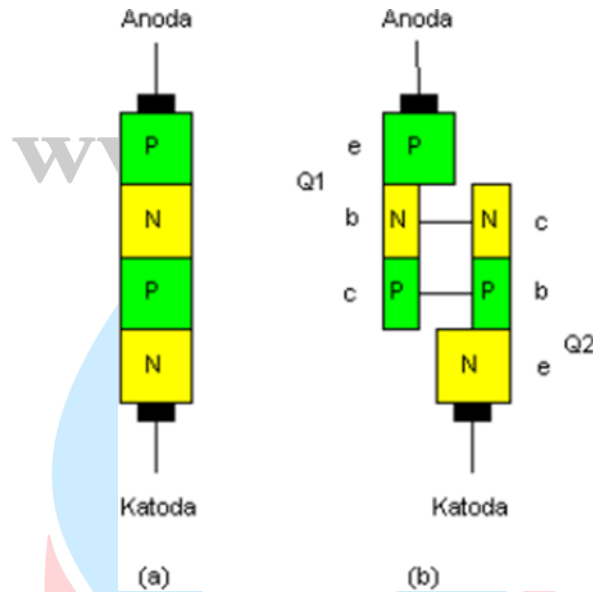
Gambar 2.6 Model Transformator Dari Sisi Tegangan Primer



Gambar 2.7 Model Transformator Dari Sisi Tegangan Sekunder

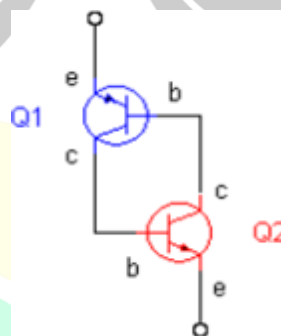
2.3 Thyristor

Ciri-ciri utama dari sebuah thyristor adalah komponen yang terbuat dari bahan semiconductor silicon. Walaupun bahannya sama, tetapi struktur P-N junction yang dimilikinya lebih kompleks dibanding transistor bipolar atau MOS. Komponen thyristor lebih digunakan sebagai saklar (switch) ketimbang sebagai penguat arus atau tegangan seperti halnya transistor (Sabrina, 2014).



Gambar 2.8 Struktur Thyristor(Sabrina, 2014)

Struktur dasar thyristor adalah struktur 4 layer PNPN seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.1.a. Jika dipilah, struktur ini dapat dilihat sebagai dua buah struktur junction PNP dan NPN yang tersambung di tengah seperti pada Gambar 2.1.b. Ini tidak lain adalah dua buah transistor PNP dan NPN yang tersambung pada masing-masing kolektor dan base. Jika divisualisasikan sebagai transistor Q1 dan Q2, maka struktur thyristor ini dapat diperlihatkan seperti pada Gambar 2.2.

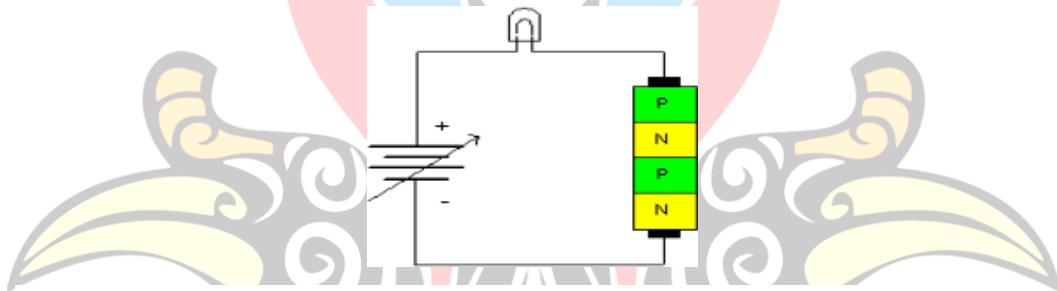


Gambar 2.9 Visualisasi dengan transistor(Sabrina,2014)

Terlihat di sini kolektor transistor Q1 tersambung pada *base* transistor Q2 dan sebaliknya kolektor transistor Q2 tersambung pada *base* transistor Q1. Rangkaian transistor yang demikian menunjukkan adanya *loop* penguatan arus di bagian tengah. Dimana diketahui bahwa $I_c = I_b$, yaitu arus kolektor adalah penguatan dari arus *base*.

Jika misalnya ada arus sebesar yang mengalir pada base transistor Q2, maka akan ada arus I_c yang mengalir pada kolektor Q2. Arus kolektor ini merupakan arus *base* I_b pada transistor Q1, sehingga akan muncul penguatan pada arus kolektor transistor Q1. Arus kolektor transistor Q1 tidak lain adalah arus *base* bagi transistor Q2. Demikian seterusnya sehingga makin lama sambungan PN dari thyristor ini di bagian tengah akan mengecil dan hilang. Tertinggal hanyalah lapisan P dan N dibagian luar (Sabrina, 2014).

Jika keadaan ini tercapai, maka struktur yang demikian tidak lain adalah struktur dioda PN (anoda-katoda) yang sudah dikenal. Pada saat yang demikian, disebut bahwa thyristor dalam keadaan *ON* dan dapat mengalirkan arus dari anoda menuju katoda seperti layaknya sebuah dioda.



Gambar 2.10 Thyristor diberi tegangan (Sabrina, 2014)

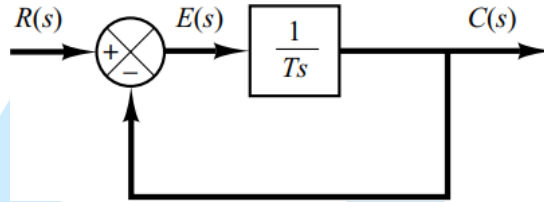
Pada thyristor ini akan diberi beban lampu dc dan diberi suplai tegangan dari nol sampai tegangan tertentu seperti pada Gambar 2.3. Pada kondisi tersebut yang terjadi yaitu lampu akan tetap padam karena lapisan N-P yang ada ditengah akan mendapatkan *reverse* bias (teori dioda). Pada saat ini disebut thyristor dalam keadaan *OFF* karena tidak ada arus yang bisa mengalir atau sangat kecil sekali. Arus tidak dapat mengalir sampai pada suatu tegangan *reverse* bias tertentu yang menyebabkan sambungan NP ini jenuh dan hilang. Tegangan ini disebut tegangan *breakdown* dan pada saat itu arus mulai dapat mengalir melewati thyristor sebagaimana dioda umumnya. Pada thyristor tegangan ini disebut tegangan *breakover* V_{bo} (Sabrina, 2014).

2.4 Respon Transien

Respon *transien* dibagi menjadi dua *unit step*, diantaranya yaitu respon *transien unit-step* orde 1 dan respon transien *unit step* orde 2.

2.4.1 Respon Transien *Unit-Step* Orde 1

Mengacu pada Gambar 2.11 hubungan antara *input* dan *output* dapat diberikan oleh persamaan 2.8



Gambar 2.11 Blok diagram sistem orde 1 (Ogata, 2010)

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (2.8)$$

Karena transformasi Laplace dari fungsi *unit-step* adalah $\frac{1}{s}$, dengan mengganti $R(s) = 1$ ke dalam persamaan 2.8, maka dapat diperoleh persamaan 2.9.

$R(s) = \frac{1}{s}$ ke dalam persamaan 2.1, maka dapat diperoleh persamaan 2.9.

$$C(s) = \frac{1}{s} + \frac{1}{Ts+1} \quad (2.9)$$

Dengan mengembangkan C menjadi fraksi parsial maka diperoleh persamaan 2.10

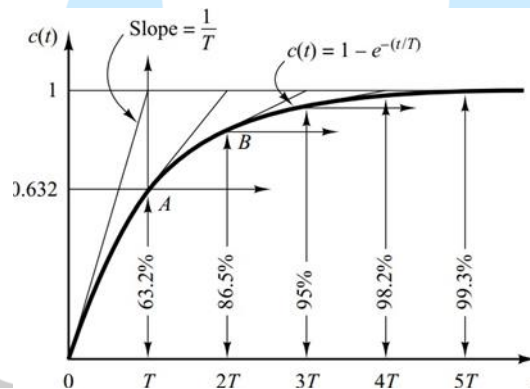
$$C(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{Ts+1} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+\frac{1}{T}} \quad (2.10)$$

Dengan mengambil transformasi invers Laplace dari persamaan 2.2, maka diperoleh persamaan 2.11

$$C(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}}, \text{ for } t \geq 0 \quad (2.11)$$

Persamaan 2.4 menyatakan bahwa pada awalnya *output* $C(t)$ adalah nol dan akhirnya menjadi satu. Salah satu karakteristik penting dari kurva respon eksponensial seperti $C(t)$ adalah pada $t = T$ nilai $C(t)$ adalah 0,632, atau respon $C(t)$ telah mencapai 63,2% dari total perubahannya. Ini mungkin mudah dilihat dengan mengganti $t = T$ dalam $C(t)$. Artinya dapat dituliskan pada persamaan 2.12

$$C(T) = 1 - e^{-\frac{T}{T}} = 0.632 \quad (2.12)$$



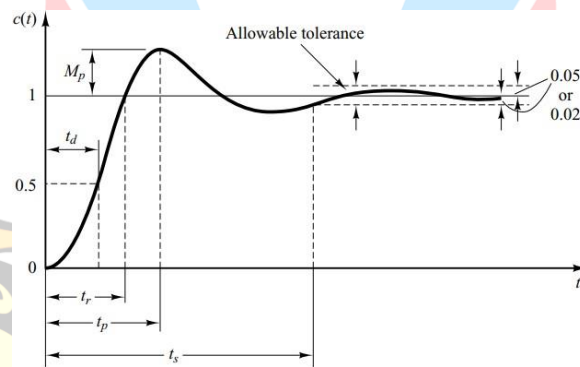
Gambar 2.12 Kurva respon eksponensial (Ogata, 2010)

Pada Gambar 2.12 menjelaskan bahwa semakin kecil konstanta waktu T , semakin cepat respon sistem. Karakteristik penting lainnya dari kurva respon eksponensial adalah bahwa kemiringan garis tangen pada $t = 0$ adalah dituliskan pada persamaan 2.6.

Output akan mencapai nilai akhir pada $t = T$ jika mempertahankan kecepatan respon awal. Dari persamaan 2.12 kita melihat bahwa kemiringan kurva respon $C(t)$ berkurang secara monoton dari $1/T$ pada $t = 0$ ke nol pada $t = \infty$. Kurva respons eksponensial $C(t)$ yang diberikan oleh persamaan 2.12 ditunjukkan pada gambar 2.12. Dalam satu konstanta waktu, kurva respon 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 dari persamaan 2.10, *steady state* dicapai secara matematis hanya setelah waktu yang tak terbatas. Namun dalam praktiknya, perkiraan waktu respons yang masuk akal adalah lamanya kurva respon perlu mencapai dan tetap berada dalam garis 2% dari nilai akhir, atau empat konstanta waktu(Ogata, 2010).

2.4.2 Respon Transien Unit-Step Orde 2

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



Gambar 2.13 Grafik spesifikasi respon waktu (Ogata, 2010)

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

1. Waktu tunda (*time delay* = t_d) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk mencapai 50% dari harga akhir puncak lewatan lebih yang pertama.
2. Waktu naik (*rise time* = t_r) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk naik dari 10% hingga 90% hingga akhir sistem redaman lebihnya atau dari 0 hingga 100% dari harga akhir sistem redaman kurangnya.
3. Waktu puncak (*peak time* = t_p) yaitu waktu yang diperlukan respon untuk mencapai puncak lewatan (*overshoot*) dari lewatan yang pertama.
4. Lewatan puncak (*peak overshoot* = M_p) yaitu harga lewatan puncak atau lewatan maksimum dari kurva respon yang diukur dari harga satu (100%). Jika

harga respon keadaan tunaknya tidak sama dengan satu, maka biasa digunakan persen lewatan puncak yang dirumuskan pada persamaan 2.13

$$\%Lewatan\ Puncak = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (2.13)$$

Dimana dalam sistem kendali keluaran kondisi tunak untuk masukan sinyal *step* umumnya sama dengan masukannya. Sebagai misal pada sistem orde kedua, $c(0) = c_{ss} = 1$.

5. Waktu penetapan (*setting time* = t_s) yaitu waktu yang diperlukan kurva respon untuk mencapai dan menetap pada daerah pita toleransi antara 2% - 5% dari harga akhirnya. Kesalahan tunak (*steady state error* = e_{ss}) yaitu kesalahan yang merupakan selisih antara keluaran yang sebenarnya dengan keluaran yang diharapkan. Kesalahan tunak dapat dibentuk persamaan 2.14

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} [r(t) - c(t)] \quad (2.14)$$

2.5 Proportional Integral Derivatif (PID)

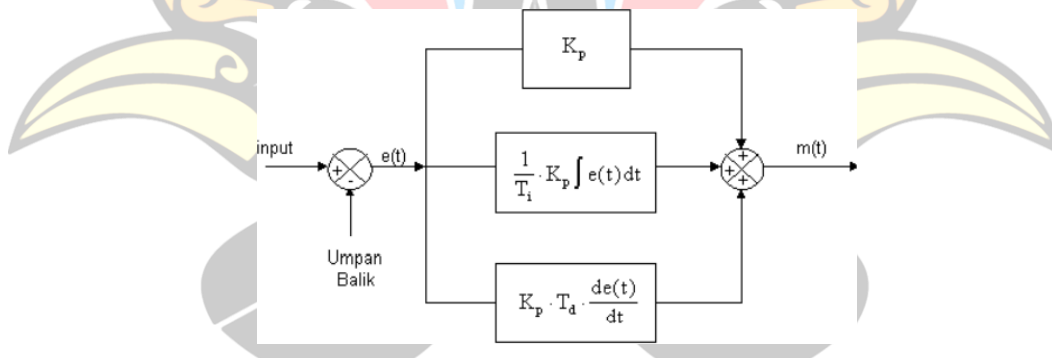
Didalam suatu sistem kendali dikenal adanya beberapa macam aksi kendali, diantaranya yaitu aksi kendali proporsional, aksi kontrol integral dan aksi kendali derivatif. Masing-masing aksi kendali ini mempunyai keunggulan-keunggulan tertentu, dimana aksi kendali proporsional mempunyai keunggulan *rise time* yang cepat, aksi kendali integral mempunyai keunggulan untuk memperkecil *error*, dan aksi kendali derivatif mempunyai keunggulan untuk meredam *overshoot/undershoot*. Untuk itu, agar dapat menghasilkan *output* dengan *rise time* yang cepat dan *error* yang kecil dapat digabungkan ketiga aksi kendali ini menjadi aksi kendali PID (Yuan & Liu, 2012)

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 proporsional 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

Tabel 2.1 Karakteristik Parameter PID(Yuan&Liu,2012)

| Penguatan | Rise time | Overshoot | Settling time | Error steady state |
|----------------------|------------------|------------------|----------------------|---------------------------|
| K | Berkurang | Bertambah | Sedikit Berubah | Berkurang |
| K_I | Berkurang | Bertambah | Bertambah | Hilang |
| K_D | Sedikit Berubah | Berkurang | Berkurang | Sedikit Berubah |



Gambar 2.14 Blok Diagram Kontroler PID (Sighn, 2013)

Model matematis dan struktur paralel sistem kendali PID pada Gambar 2.14 dapat dituliskan pada persamaan 2.15

$$G(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] = K_p + \frac{K_1}{s} + K_D s \quad 2.15$$

2.5.1 Pengendali Proporsional

Pengendali proporsional memiliki keluaran yang sebanding atau proporsional dengan besarnya sinyal kesalahan (selisih antara besaran yang diinginkan dengan harga aktualnya). Secara lebih sederhana dapat dikatakan bahwa keluaran pengendali proporsional merupakan perkalian antara konstanta

proporsional dengan masukannya. Untuk pengendalian proporsional, hubungan antara keluaran pengendali $m(t)$ dan sinyal kesalahan dinamis $e(t)$ dapat dijelaskan pada persamaan 2.16, 2.17 dan 2.18 (Yuan&Liu, 2012).

$$M(t) = K_p \times e(t) \dots \dots \dots (2.16)$$

$$M(s) = K_p \times E(s) \dots \dots \dots (2.17)$$

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \dots \dots \dots (2.18)$$

Dengan $M(s)$ dan $E(s)$ adalah transformasi *Laplace* dari $m(t)$ dan $e(t)$ secara berturut. K_p merupakan konstanta proporsional pada pengendali proporsional (P). Ciri-ciri pengendali proportional diantaranya adalah:

1. Jika nilai K_p kecil, pengendali proporsional hanya mampu melakukan koreksi kesalahan yang kecil, sehingga akan menghasilkan respon sistem yang lambat (*rise time* menjadi besar).
2. Jika nilai K_p dinaikkan, respon/tanggapan sistem akan semakin cepat mencapai keadaan mantapnya (mengurangi *rise time*).
3. Namun jika nilai K_p diperbesar sehingga mencapai harga yang berlebihan, akan mengakibatkan sistem bekerja tidak stabil atau respon sistem akan berosilasi.

2.5.2 Pengendali *Integral*

Pengendali integral berfungsi menghasilkan respon sistem yang memiliki kesalahan keadaan stabil nol (*steady state error*). Jika sebuah plant tidak memiliki unsur integrator ($1/s$), pengendali proporsional tidak akan mampu menjamin keluaran sistem dengan kesalahan keadaan stabil nol. Pengendali integral memiliki karakteristik seperti halnya sebuah integral. Keluaran sangat dipengaruhi oleh perubahan yang sebanding dengan nilai sinyal kesalahan. Keluaran pengendali ini merupakan penjumlahan yang terus menerus dari perubahan masukannya. Kalau sinyal kesalahan tidak mengalami perubahan, keluaran akan menjaga keadaan seperti sebelum terjadinya perubahan masukan. Adapun persamaan matematis untuk pengendali integral pada persamaan 2.19 dan persamaan 2.20

$$u(t) = \frac{1}{T_1} K_c \int_0^t e(t) dt \quad 2.19$$

www.itk.ac.id

$$u(t) = K_1 \int_0^t e(t) dt \quad 2.20$$

Pengendali integral mempunyai beberapa karakteristik berikut ini:

1. Ketika sinyal kesalahan berharga nol, keluaran pengendali akan bertahan pada nilai sebelumnya.
2. Jika sinyal kesalahan tidak berharga nol, keluaran akan menunjukkan kenaikan atau penurunan yang dipengaruhi oleh besarnya sinyal kesalahan dan nilai K_i .
3. Konstanta integral K_i yang berharga besar akan mempercepat hilangnya offset. Tetapi semakin besar nilai konstanta K_i akan mengakibatkan peningkatan osilasi dari sinyal keluaran sistem kendali.

2.5.3 Pengendali *Derivative*

Sinyal kontrol yang dihasilkan oleh kendali derivatif dapat dinyatakan pada persamaan 2.21

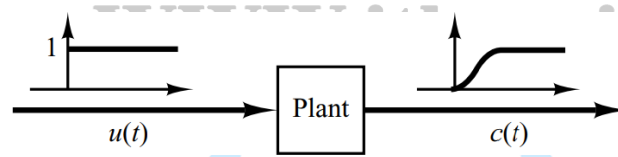
$$U_{(t)} = T_d K_c \frac{de(t)}{dt} \quad (2.21)$$

Dari persamaan 2.14 dapat diketahui sifat dari kendali derivative ini berada dalam konteks kecepatan atau *rate* dari *error*. Dengan sifat ini ia dapat digunakan untuk memperbaiki respon transien dengan memprediksi *error* yang terjadi. Kendali derivative hanya berubah saat ada perubahan *error* sehingga *error* statis kendali ini tidak akan bereaksi, hal ini pula yang menyebabkan pengendali derivative tidak dapat dipakai sendiri (Yuan&Liu, 2012)

2.6 *Tuning* PID Ziegler Nichols

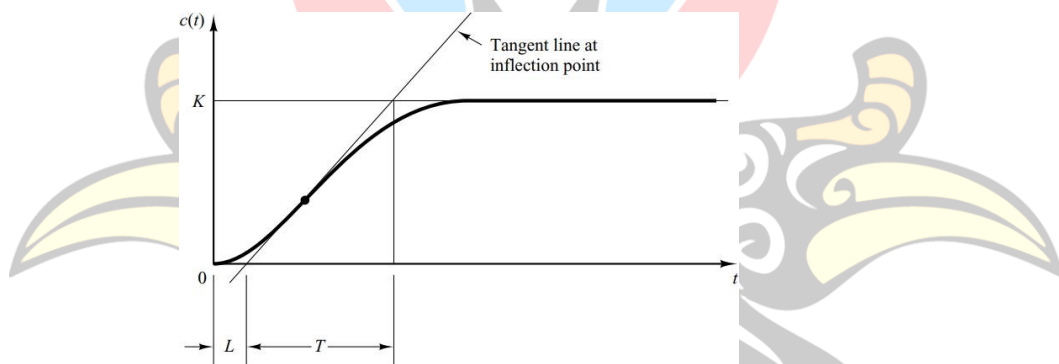
Terdapat 2 metode penyetelan parameter PID yang dikembangkan oleh Ziegler dan Nichols yaitu metode penyetelan Ziegler-Nichols I dan Ziegler-Nichols II. Terdapat beberapa nilai yang ingin diminimalkan dalam pengaturan nilai parameter PID yaitu (Meshram, 2012).

Dalam metode pertama, metode ini diperoleh secara eksperimental respon *plant* terhadap masukan *unit-step*, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.10 Respon *Unit-step* dari *plant*(Ogata, 2010)

Jika *plant* tidak melibatkan integrator (s) atau kutub kompleks-konjugat dominan, maka kurva respon *unit-step* akan terlihat berbentuk S, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9. Metode ini berlaku jika respons terhadap masukan *step* menunjukkan kurva berbentuk S. Dari respon didapatkan. Proses desain menentukan parameter L dan T ditunjukkan pada Gambar 2.10



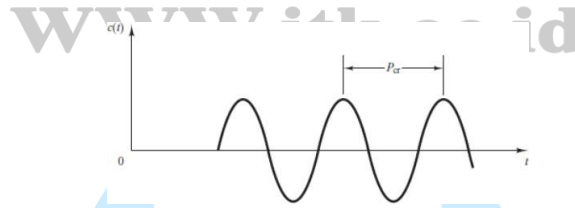
Gambar 2.1 Kurva Respon Unit-step(Ogata, 2010)

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 tabel parameter PID untuk *Ziegler-Nichols* I(Ogata,2010).

Tabel 2.2 Parameter Kontrol PID(Ogata,2010)

| Tipe Kendali | K_p | T_i | T_d |
|--------------|-------------------|-----------------|--------|
| P | $\frac{T}{L}$ | ∞ | 0 |
| I | $0.9 \frac{T}{L}$ | $\frac{L}{0.3}$ | 0 |
| D | $1.2 \frac{T}{L}$ | $2L$ | $0.5L$ |

Metode ini didasarkan pada reaksi sistem *close loop*. Pertama parameter integrator diatur tak berhingga dan parameter derivative diatur nol ($T_i = \infty$; $T_d = 0$).



Gambar 2.15 Kurva Respon yang Berosilasi Secara Tetap (Ogata, 2010)

Tahap selanjutnya adalah parameter yang digunakan hanyalah pengendalian proporsional. Nilai K_p dinaikkan hingga mencapai harga yang mengakibatkan reaksi sistem berosilasi dengan magnitude tetap (*sustain oscilation*). Nilai penguatan proporsional pada saat sistem mencapai kondisi osilasi tetap disebut *critical gain* K_{cr} . Periode dari osilasi disebut *Critical Period* (P_{cr}) (Ogata, 2010).

Nilai K_{cr} dan P_{cr} yang diperoleh kemudian disubstitusikan ke dalam tabel 2.3 dengan aturan tuning dapat dijelaskan pada tabel 2.3

Tabel 2.3 Parameter PID dengan Metode Osilasi(Ogata, 2010)

| Type Controller | K_p | T_i | T_d |
|-----------------|--------------|-----------------------|---------------|
| P | $0.4K_{cr}$ | ∞ | 0 |
| PI | $0.45K_{cr}$ | $\frac{1}{1.2P_{cr}}$ | 0 |
| PID | $0.6K_{cr}$ | $0.4P_{cr}$ | $0.125P_{cr}$ |

2.7 Penelitian Terdahulu

Rangkuman hasil penelitian terdahulu yang memiliki hubungan dengan penelitian tugas akhir ini direpresentasikan pada tabel 2.5.

Tabel 2.4 Penelitian Terdahulu(Penulis,2021)

| No | Nama dan Tahun Penerbit | Hasil |
|----|-----------------------------|--|
| 1. | Painlov dkk, 2018 | Metode: Pengembangan Regulator Tegangan Thyristor Beroperasi Dengan Karakteristik Beban Yang Berbeda dan Pengatur tegangan thyristor (TVR) yang beroperasi dengan andal pada berbagai karakter beban dan mampu memberikan level tegangan yang berbeda pada transmisi garis. Hasil: Metode untuk menghilangkan tegangan berlebih pada TVR thyristor menggunakan sakelar thyristor. Sakelar thyristor tambahan harus dihubungkan secara seri dengan belitan seri transformator, catu daya dan sebuah beban. |
| 2. | Painlov dkk, 2019 | Metode: Penerapan Regulator Tegangan AC untuk Koneksi Motor Asinkron ke Daya Pasokan menggunakan TVR. Hasil: Bentuk gelombang dari parameter utama motor asinkron diperoleh dengan start-up yang mulus karena penggunaan TVR. |
| 3. | Azhari Rizki Mahendra, 2021 | Metode: Analisis Penerapan Kendali <i>Proporsional Integral Derivative</i> (PID) Pada <i>Transformer</i> Menggunakan <i>Tuning Ziegler Nichols</i> Hasil : Penerapan kendali PID dengan metode tuning Ziegler Nichols pada pengendalian transformer menghasilkan keluaran tegangan yang lebih baik daripada tanpa kendali dengan <i>error</i> yang lebih kecil terhadap tegangan puncaknya. |