

BAB II

KAJIAN PUSTAKA

2.1.TINJAUAN PUSTAKA

Motor DC telah digunakan secara luas pada aplikasi industri dan robotika karena memiliki struktur yang sederhana, pengaturan kecepatannya cukup mudah dan biaya untuk metode pengaturan motor DC umumnya lebih rendah daripada motor AC. Pengaturan kecepatan dapat dilakukan dengan mengubah-ubah tegangan masukan motor DC.

Pengendali PID telah digunakan secara luas di industri karena struktur yang sederhana dan kokoh. Metode penentuan parameter PID yang umum di industri adalah Ziegler Nichols, yang menghindari penggunaan model plant yang dikendalikan, tetapi menggunakan tanggapan *step plant*. Penalaan PID menggunakan metode Ziegler Nichols memiliki kemampuan penekan gangguan (*disturbance rejection*) yang cukup baik, tetapi menghasilkan persen *overshoot* yang besar dan isyarat kendali yang digunakan cenderung besar, yang dapat menyebabkan aktuator mengalami saturasi. Isyarat kendali yang besar berarti memerlukan energi yang besar juga.

2.2.LANDASAN TEORI

2.2.1.MOTOR DC

Motor DC adalah motor listrik yang memerlukan suplai tegangan arus searah pada kumparan medan untuk diubah menjadi energi gerak

mekanik. Kumparan medan pada motor dc disebut stator (bagian yang tidak berputar) dan kumparan jangkar disebut rotor (bagian yang berputar). Motor arus searah, sebagaimana namanya, menggunakan arus langsung yang tidak langsung/*direct- unidirectional*.

Motor DC adalah piranti elektronik yang mengubah energi listrik menjadi energi mekanik berupa gerak rotasi. Pada motor DC terdapat jangkar dengan satu atau lebih kumparan terpisah. Tiap kumparan berujung pada cincin belah (*komutator*). Dengan adanya *insulator* antara *komutator*, cincin belah dapat berperan sebagai saklar kutub ganda (*double pole, double throw switch*). Motor DC bekerja berdasarkan prinsip gaya *Lorentz*, yang menyatakan ketika sebuah konduktor beraliran arus diletakkan dalam medan magnet, maka sebuah gaya (yang dikenal dengan gaya *Lorentz*) akan tercipta secara ortogonal diantara arah medan magnet dan arah aliran arus. Kecepatan putar motor DC (N) dirumuskan dengan Persamaan berikut :

$$N = \frac{V_{TM} - I_A R_A}{K\phi} \quad 2.1$$

Keterangan :

V_{TM} : Tegangan Terminal

I_A : Arus jangkar

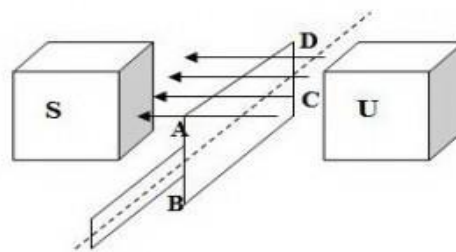
R_A : Hambatan jangkar

K : Konstanta

ϕ : fluk magnet yang terbentuk pada motor

Motor DC tersusun dari dua bagian yaitu bagian diam (*stator*) dan bagian bergerak (*rotor*). Stator motor arus searah adalah badan motor atau kutub magnet (sikat-sikat), sedangkan yang termasuk rotor adalah jangkar lilitanya. Pada motor, kawat penghantar listrik yang bergerak tersebut pada dasarnya merupakan lilitan yang berbentuk persegi panjang yang disebut kumparan

2.2.2.PRINSIP KERJA MOTOR DC



Gambar 2.1 : prinsip kerja motor DC

Kumparan ABCD terletak dalam medan magnet serba sama dengan kedudukan sisi aktif AD dan CB yang terletak tepat lurus arah fluks magnet. Sedangkan sisi AB dan DC ditahan pada bagian tengahnya, sehingga apabila sisi AD dan CB berputar karena adanya gaya lorentz, maka kumparan ABCD akan berputar.

Hasil perkalian gaya dengan jarak pada suatu titik tertentu disebut momen, sisi aktif AD dan CB akan berputar pada porosnya karena pengaruh momen putar (T). Setiap sisi kumparan aktif AD dan CB pada gambar diatas akan mengalami momen putar sebesar :

$$T = F \cdot r \quad 2.2$$

Keterangan

T :momen putar (Nm)

F :gaya tolak (Newton)

r :jarak sisi kumparan pada sumbu putar (meter)

Pada daerah dibawah kutub-kutub magnet besarnya momen putar tetap karena besarnya gaya lorentz. Hal ini berarti bahwa kedudukan garis netral sisi-sisi kumparan akan berhenti berputar. Supaya motor dapat berputar terus dengan baik, maka perlu ditambah jumlah kumparan yang digunakan. Kumparan- kumparan harus diletakkan sedemikian rupa sehingga momen putar yang dialami setiap sisi kumparan akan saling membantu dan menghasilkan putaran yang baik. Dengan pertimbangan teknis, maka kumparan-kumparan yang berputar tersebut dililitkan pada suatu alat yang disebut jangkar, sehingga lilitan kumparan itupun disebut lilitan jangkar.

Hubungan antara kecepatan, flux medan dan tegangan ditunjukkan dalam persamaan berikut :

Gaya elektromagnetik

$$E = K\phi N \quad 2.3$$

Torsi

$$T = K\Phi I_a \quad 2.4$$

Kecepatan motor tak berbeban

$$N_{tidak\ berbeban}(rpm) = T \times (N_{max}/km) \quad 2.5$$

Kecepatan motor berbeban

$$N_{max} - N_{tak\ berbeban} = N_{berbeban} \quad 2.6$$

Arus

$$I(A) = T \times Km/A \quad 2.7$$

Keterangan

E : gaya elektromagnetik (volt)

Φ : flux

N : kecepatan (rpm)

T : torsi elektromagnetik

I_a : arus dynamo

K : konstanta persamaan

V : tegangan (volt)

2.2.3. Komponen Utama Motor DC

2.2.3.1. Kutub Medan

Motor DC sederhana memiliki dua kutub medan: kutub utara dan kutub selatan. Garis magnetik energi membesar melintasi ruang terbuka diantara kutub-kutub dari utara ke selatan. Untuk motor yang lebih besar atau lebih kompleks terdapat satu atau lebih *electromagnet*

2.2.3.2. Kumaran Motor DC

Bila arus masuk menuju kumaran motor DC, maka arus ini akan menjadi elektromagnet. kumaran motor DC yang berbentuk silinder, dihubungkan ke as penggerak untuk menggerakkan beban.

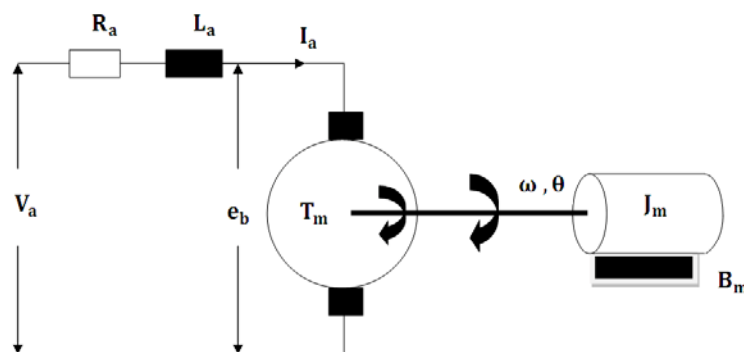
Untuk kasus motor DC yang kecil, kumparan motor DC berputar dalam medan magnet yang dibentuk oleh kutub-kutub, sampai kutub utara dan selatan magnet berganti lokasi. Jika hal ini terjadi, arusnya berbalik untuk merubah kutub-kutub utara dan selatan kumparan motor DC.

2.2.3.3. Komutator Motor DC

Komponen ini terutama ditemukan dalam motor DC. Kegunaannya adalah untuk membalikan arah arus listrik dalam kumparan motor DC dan juga membantu dalam transmisi arus antara kumparan motor DC dan sumber daya

2.2.4. Motor DC Magnet Permanen

Motor DC merupakan motor listrik dengan sumber listrik DC. Motor DC yang diterangkan berjenis motor DC dengan magnet permanen. Rangkaian motor DC dapat dilihat pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Rangkaian Motor DC Magnet Permanen

Dari gambar 2.2 dapat diperoleh Persamaan (2-8) sampai (2-11).

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad 2.8$$

$$e_b(t) = K_b \cdot \omega(t) \quad 2.9$$

$$T_m(t) = K_m \cdot i_a(t) \quad 2.10$$

$$T_m(t) = J_m \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \cdot \omega(t) \quad 2.11$$

Keterangan

V_a : tegangan armature (V)

R_a : tahanan armature (Ω)

L_a : induktansi armature (H)

i_a : arus armature (A)

e_b : tegangan induksi balik emf (V)

ω : kecepatan putar (rad/s)

T_m : torsi motor (N.m)

θ : posisi putaran poros motor (rad)

J_m : momen inersia rotor (kg.m^2)

B_m : koefisien gesek viscous (N.m s/rad)

K_m : konstanta torsi motor (N.m / A)

K_b : konstanta tegangan induksi balik emf (V/(rad/s))

Persamaan fungsi alih kecepatan poros rotor $\omega(s)$ terhadap tegangan masukan $V_a(s)$ dinyatakan seperti di persamaan (2.12).

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{L_a \cdot J_m \cdot s^2 + (R_a \cdot J_m + L_a \cdot B_m)s + (R_a \cdot B_m + K_b \cdot K_m)} \quad 2.12$$

Persamaan fungsi alih posisi poros $\theta(s)$ terhadap tegangan masukan $V_a(s)$ dinyatakan seperti dipersamaan (2.13)

$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{L_a \cdot J_m \cdot s^3 + (R_a \cdot J_m + L_a \cdot B_m)s^2 + (R_a \cdot B_m + K_b \cdot K_m)s} \quad 2.13$$

2.2.5. Pengendali Proporsional

Pengendali Proporsional merupakan jenis pengendali sederhana. Nilai kesalahan $e(t)$ berbanding lurus dengan hasil keluaran $u(t)$. Nilai kesalahan $e(t)$ merupakan jumlah selisih antara nilai yang diinginkan $r(t)$ dengan nilai keluaran dari sistem $y(t)$. Konstanta K_p merupakan faktor pengali atau disebut juga nilai penguatan (*gain*). Jika nilai K_p sebesar 2 satuan, maka nilai keluaran $u(t)$ sebesar 2 kali nilai kesalahan $e(t)$. Bentuk persamaannya dapat dilihat pada Persamaan (2.14).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad 2.14$$

dengan $e(t) = r(t) - y(t)$. Bentuk Persamaan *Laplace*-nya dapat dilihat pada persamaan (2.15).

$$U(s) = K_p \cdot E(s) \quad 2.15$$

Kelebihan pengendali proporsional adalah dengan semakin besar nilai kesalahan $e(t)$, maka semakin besar nilai keluaran pengendali $u(t)$, sehingga pengendali dapat dengan cepat mencapai nilai yang diinginkan $r(t)$ untuk memperkecil kesalahan $e(t)$. Namun, yang menjadi kelemahan kendali proporsional adalah terjadinya kesalahan keadaan tunak. Semakin kecil nilai kesalahan $e(t)$, maka semakin kecil juga nilai keluaran pengendali $u(t)$. Karena nilai keluaran yang kecil, pengendali tidak mampu menggerakkan keluaran $y(t)$ untuk mencapai posisi nilai referensi yang diinginkan $r(t)$, sehingga hal tersebut menimbulkan kesalahan keadaan tunak [28].

2.2.6. Pengendali Integral

Kesalahan keadaan tunak dapat diperbaiki dengan menggunakan pengendali integral. Persamaannya dapat dinyatakan seperti di Persamaan (2.16).

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad 2.16$$

dengan $1/T_i$ adalah konstanta integral. Bentuk persamaan *Laplace* dinyatakan seperti persamaan (2.17)

$$u(s) = \frac{1}{T_i} \frac{E(s)}{s} \quad 2.17$$

Jika kesalahan keadaan tunak $e(t)$ konstan, maka nilai integral $\int_0^t e(t)dt$ semakin besar dan nilai keluaran pengendali integral $u(t)$ semakin besar sehingga mampu menggerakkan keluaran $y(t)$ menuju nilai yang diinginkan $r(t)$ dan akan mengeliminasi kesalahan keadaan tunak $e(t)$. Penambahan pengendali integral akan memperbaiki kesalahan keadaan tunak (*error steady state*), namun pemilihan $1/T_i$ yang tidak tepat dapat menimbulkan masalah baru, yaitu dapat menimbulkan osilasi atau *overshoot* pada output keluaran $y(t)$ dan menurunkan kestabilan sistem.

2.2.7. Pengendali Derivatif

Untuk mengantisipasi terjadinya perubahan yang cepat pada $e(t)$, misalnya osilasi atau *overshoot*, digunakanlah suatu pengendali yaitu pengendali derivatif. Memiliki sifat seperti “rem”, artinya memperlambat perubahan yang terjadi sebelum mencapai nilai yang diinginkan (*setpoint*). Persamaannya dapat dinyatakan seperti di Persamaan (2.18).

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt} \quad 2.18$$

dengan T_d adalah konstanta derivative, dan $\frac{de(t)}{dt}$ adalah laju perubahan kesalahan $e(t)$. Bentuk persamaan *laplace*-nya dapat dilihat pada persamaan (2.19)

$$U(s) = T_d \cdot sE(s) \quad 2.19$$

Dampak dari pengendali derivatif pada sistem akan meningkatkan kinerja sistem. Namun, pemilihan konstanta T_d yang tidak tepat atau terlalu besar, akan menyebabkan tanggapan sistem menjadi lambat. Pengendali derivatif tidak akan memberikan pengaruh pada akurasi sistem, dan akan menyebabkan kesalahan keadaan tunak yang tidak terkendali. Oleh karena itu, pengendali derivatif tidak dapat digunakan secara sendiri.

2.2.8. Pengendali PID dan I-PD

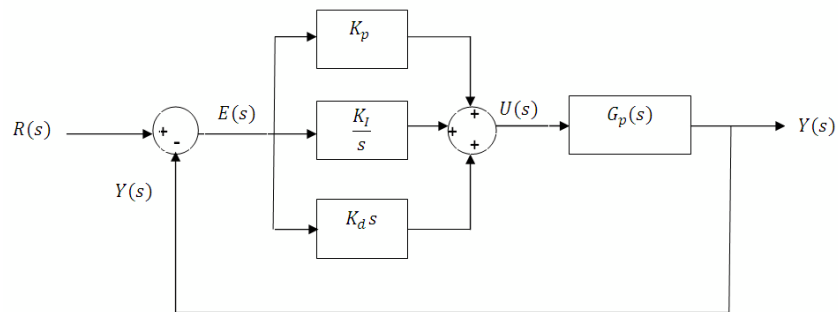
Pengendali PID merupakan gabungan dari pengendali proporsional, integral, dan pengendali derivatif. Persamaan pengendali PID dapat dilihat pada Persamaan (2.20).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad 2.20$$

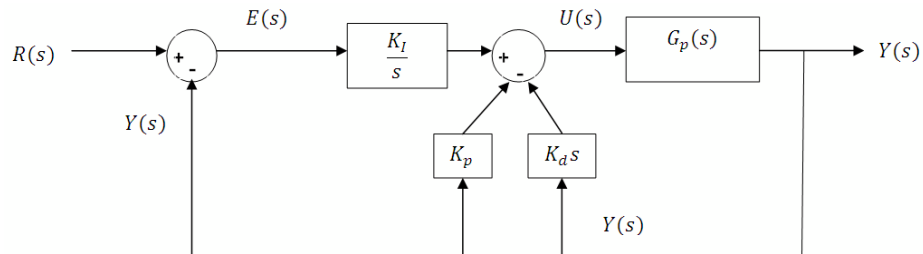
$K_p \cdot \frac{1}{T_i}$ dapat dinyatakan dalam K_i dan $K_p \cdot T_d$ dapat dinyatakan dalam K_d . Bentuk persamaan *Laplace*-nya dapat dinyatakan di persamaan (2.21)

$$u(s) = K_p \cdot E(s) + K_i \frac{E(s)}{s} + K_d \cdot sE(s) \quad 2.21$$

diagram blok dari pengendali PID dapat dilihat pada gambar 2.3.



Gambar 2.3 diagram blok pengendali PID



Gambar 2.4 diagram blok pengendali I-PD

keterangan

$R(s)$: nilai masukan yang diinginkan

$Y(s)$: nilai actual dari perubahan yang dikendalikan (*controlled variable*)

$E(s)$:kesalahan , selisih antara $R(s)$ dengan $Y(s)$

$U(s)$:keluaran pengendali PID (*control signal / isyarat kendali*)

$G_p(s)$: *plant* yang dikendalikan

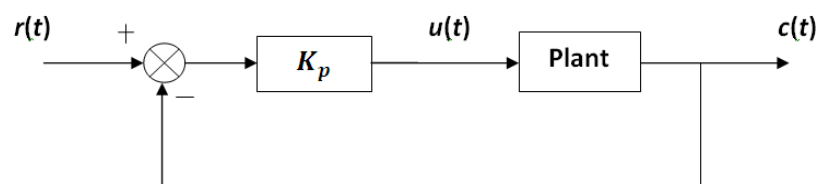
Untuk menghindari terjadinya perubahan step pada isyarat kendali $U(s)$ yang disebabkan masukan $R(s)$ berupa fungsi step, maka pengendali proporsional dan pengendali derivatif diberikan masukan $Y(s)$, sedangkan pada pengendali integral masih tetap menggunakan masukan kesalahan $E(s)$. Diagram blok pengendali I-PD dapat dilihat pada Gambar 2.3. Persamaan pengendali I-PD dapat dilihat pada Persamaan (2.22).

$$u(s) = \frac{K_i}{s} E(s) - (K_p + K_d \cdot s) Y_s$$

$$u(s) = \frac{K_i}{s} R(s) - \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \right) Y_s \quad 2.22$$

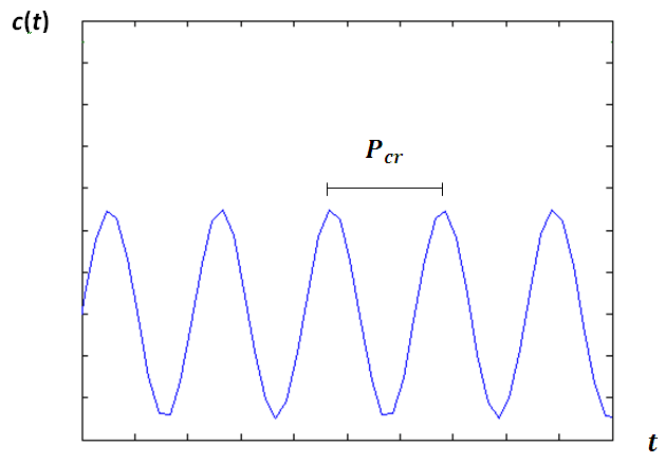
2.2.9. Metode Ziegler Nichols

Salah satu metode yang umum digunakan untuk mencari nilai parameter pengendali PID adalah Ziegler Nichols. Metode ini dibagi menjadi dua, yaitu berdasarkan Tanggapan *Step* dan Tanggapan Frekuensi. Pada penelitian ini dipilih metode Ziegler Nichols berdasarkan Tanggapan Frekuensi (*Ultimate Cycle*). Diagram blok kendali *loop* tertutup dengan pengendali proporsional dapat dilihat pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5 sistem kendali loop tertutup dengan pengendali proposional

Dengan meningkatkan nilai K_p dari 0 sampai dengan K_{cr} pada saat keluarannya $c(t)$ berosilasi secara terus-menerus (*sustained oscillation*) dengan periode tetap P_{cr} (dalam satuan detik), dapat dilihat pada Gambar 2.6.



Gambar 2.6 Osilasi Terus-menerus dengan periode P_{cr}

Jika nilai K_{cr} dan P_{cr} telah diperoleh, maka kedua nilai tersebut dapat digunakan pada Tabel 2.1 untuk menentukan nilai parameter PID (K_p , T_i , T_d).

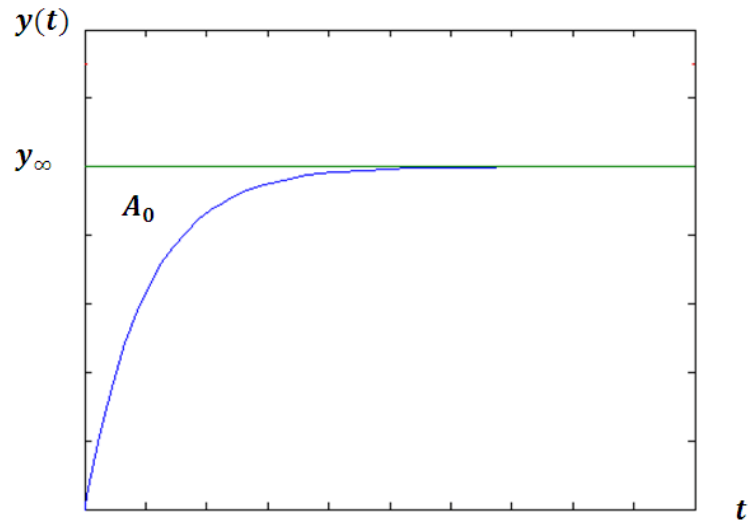
Tabel 2.1 Metode Ziegler Nichols Berdasarkan Penguatan Kritis K_{cr}
dan Periode Kritis P_{cr}

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

2.2.10. PID Berbasis Spesifikasi Kinerja Transien

Penentuan parameter PID menggunakan spesifikasi kinerja transien telah diformulasikan oleh J.C. Basilio dan R. Matos, yang bertujuan untuk meminimalkan *overshoot* pada tanggapan transien suatu sistem loop tertutup, terutama untuk *plant* dengan tanggapan step sangat teredam (*overdamped*). Berikut ini langkah-langkah penentuan nilai parameter PID sebagai berikut.

1. Berikan masukan berupa isyarat *step* dengan amplituda sebesar kepada *plant loop* terbuka dan rekam tanggapan keluaran *plant* $y(t)$. Contoh tanggapan dapat dilihat pada Gambar 2.7 .



Gambar 2.7 Tanggapan Step dari Plant Loop Terbuka

2. Hitung secara numeric area A_0 dan nilai keadaan tunak y_∞
3. Hitung nilai K menggunakan Persamaan (2.23)

$$K = \frac{Y_\infty}{A} \quad 2.23$$

4. Hitung konstanta waktu τ dari tanggapan *plant* menggunakan persamaan (2.24)

$$\tau = \frac{A_0}{2Y_\infty} \quad 2.24$$

5. Subtitusikan hasil perhitungan dari persamaan (2.23) dan (2.24) ke dalam persamaan (2.25) sebagai parameter PID

$$K_p = \frac{0.6699}{K},$$

$$K_i = \frac{3K_p}{5\tau} \quad 2.25$$

$$K_d = K_p \cdot \frac{2\tau}{5}$$

2.2.11. Persamaan Ruang Keadaan

Persamaan ruang keadaan (*State Space*) untuk sistem SISO (*Single Input Single Output*) dapat direpresentasikan dalam Persamaan (2.26) dan (2.27).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad 2.26$$

$$y = Cx + Du \quad 2.27$$

keterangan :

x : vector keadaan (n -vektor)

u : isyarat kendali (scalar)

y : isyarat keluaran (scalar)

A : matrik konstanta $n \times n$

B : matrik konstanta $n \times l$

C : matrik konstanta $l \times n$

D :konstanta (scalar)

Persamaan (2.26) adalah persamaan keadaan dan Persamaan (2.27) merupakan persamaan keluaran.

Suatu sistem SISO (*Single Input Single Output*), persamaan fungsi alih tanpa zero, direpresentasikan ke dalam Persamaan (2.28).

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n} \quad 2.28$$

Dengan $U(s)$ sebagai masukan dan $Y(s)$ sebagai keluaran. Persamaan (2.28) dapat tulis ke dalam Persamaan (2.26) dan (2.27) dengan matrik-matrik vektor pada Persamaan (2.29).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ k \end{bmatrix} \quad 2.29$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$$

Sedangkan untuk persamaan fungsi alih dengan *zero* dipresentasikan ke dalam persamaan fungsi alih seperti pada persamaan (2.30)

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k(b_0s^n + b_1s^{n-1} + \dots + b_{n-1}s + b_n)}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n}; m \leq n \quad 2.30$$

Dengan $U(s)$ sebagai masukan dan $Y(s)$ sebagai keluaran. Persamaan (2.30) dapat dituliskan ke dalam persamaan (2.26) dan (2.27) dengan matrik-matrik *vector* seperti pada persamaan (2.31).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ k \end{bmatrix} \quad 2.31$$

$$C = [b_n - a_n b_0 : b_{n-1} - a_{n-1} b_0 : \dots : b_1 - a_1 b_0]; D = b_0$$

Persamaan (2.29) dan (2.31) merupakan bentuk representasi ruang keadaan yang disebut *Controllable Canonical*. Untuk mengkonversi persamaan keadaan ke bentuk fungsi alih dapat diperoleh dengan persamaan (2.32).

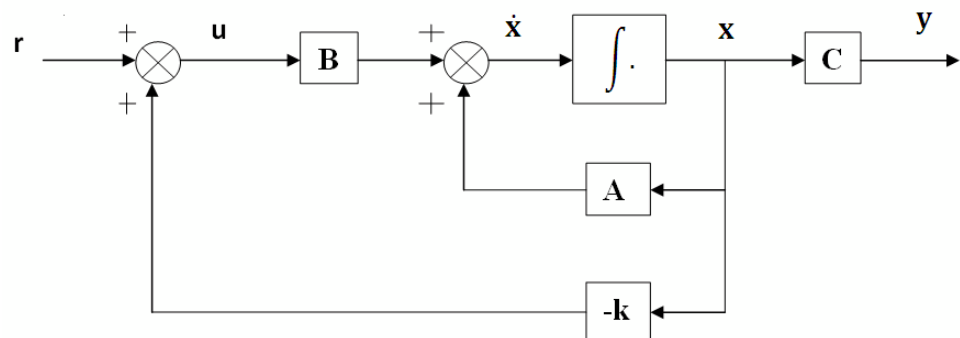
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad 2.32$$

Dengan $(sI - A)^{-1} = \frac{\text{adj}(sI - A)}{\det(sI - A)}$. persamaan karakteristik dapat diperoleh dari persamaan (2.33).

$$\det(sI - A) = |sI - A| = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n \quad 2.33$$

2.2.12. Metode *State feedback*

Merupakan metode penempatan kutub (*pole-placement*) berbasis persamaan ruang keadaan. Struktur kendali *state feedback* sistem SISO dapat dilihat pada gambar 2.8



Gambar 2.8 struktur kendali *state feedback* untuk sistem SISO

Dari gambar 2.8 diperoleh persamaan ruang keadaan plant yang dikendalikan seperti pada persamaan (2.34) dan (2.35).

$$= s^n + (a_1 + kk_n)s^{n-1} + (a_2 + kk_{n-1})s^{n-2} \dots \quad 2.40$$

$$+ (a_{n-1} + kk_2)s + (a_n + kk_1)$$

Diinginkan suatu persamaan karakteristik seperti di Persamaan (2.40).

$$s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_{n-2} s^2 + \alpha_{n-1} s + \alpha_n = 0 \quad 2.41$$

Dengan membandingkan koefisien-koefisien persamaan (2.40) dan (2.41), dapat diperoleh matrik penguatan K seperti pada persamaan (2.42).

$$K = \left[\frac{\alpha_n - a_n}{k} \quad \frac{\alpha_{n-1} - a_{n-1}}{k} \quad \dots \quad \frac{\alpha_2 - a_2}{k} \quad \frac{\alpha_1 - a_1}{k} \right]$$

$$K = [k_1 k_2 \dots k_{n-1} k_n] \quad 2.42$$

Jika diperoleh nilai matrik k yang tepat, maka nilai eigen atau kutub-kutub (*poles*) dari persamaan karakteristik (2.40) akan memiliki nilai riil negative dan sistem *loop* tertutup menjadi stabil. Nilai matrik k mampu menggeser atau menempatkan lokasi kutub-kutub persamaan karakteristik pada persamaan (2.40) sesuai dengan persamaan karakteristik diinginkan pada persamaan (2.41), dan lokasi kutub-kutub mempengaruhi tanggapan peralihan dan tunak sistem *loop* tertutup.