

MERANCANG METODA PENGENDALI ZEROING

Amin Suyitno

Fakultas Sains dan Teknologi, Universitas Buddhi Dharma
Jalan Imam Bonjol No. 41, Tangerang, Indonesia
Email: amin.suyitno@buddhidharma.ac.id

Abstrak

Didunia industri sampai hari ini, pengendali PID masih menjadi dominan. Untuk bisa mencapai pada level Pengendali Tangguh (*Robust Controller*), dikembangkanlah metode-metode diantaranya TDOF (*Two Degree of Freedom*), Predeksi Pengendali (*Predictive Control*), [1][2], dll. Makalah ini mengenalkan teknik perancangan pengendali dengan menggunakan metoda "Zeroing". Dasar perancangan metoda ini, berdasarkan pada adanya *disturbance* yang selalu terjadi pada sistem. *Disturbance* atau gangguan yang pada umumnya terjadi di suatu sistem, berupa perubahan parameter, sifat ketidak linearan dan perubahan beban pada system yang dikendalikan. Dengan menerapkan komponen Observasi Gangguan atau *Disturbance Observer* yang disebut komponen Zeroing pada pengendali, maka dapat dicapai perancangan pengendali yang tangguh terhadap gangguan (atau biasa disebut *robust controller*) [1][2][4]. Pada makalah ini disajikan dengan rinci langkah-langkah perancangan dan perhitungannya, dengan mempertimbangkan penerapannya pada sistem pengendali secara umum. Contoh penerapan yang diketengahkan, adalah merancang pengendali kecepatan Motor Servo Arus Searah atau biasa disebut *DC Servo Motor*. Mengacu pada kemajuan teknologi Inverter yang telah dilengkapi dengan *Flux Vector Control*, maka simulasi yang dilakukan disini, menggunakan sistem Motor Induksi. Hasil tanggapan keluaran lingkaran tertutup sistem yang diperoleh dari simulasi dengan computer, diperbandingkan dengan hasil simulasi pengendali klasik PI (*Proporsional-Integrator Controller*). Dengan dua hasil simulasi tersebut tampak jelas perbedaan tanggapan keluaran sistem dari kedua metode, dan metode Zeroing tampak lebih tangguh menghadapi masukan gangguan yang ada.

Kata Kunci

Pengendali Optimal, Kompensator, *Disturbance Observer*, *Zeroing*, *Flux Vector Control*.

Pendahuluan

Metoda ini diperkenalkan untuk merancang pengendali pada sistem yang memiliki bagian ketidak tentuan seperti variasi nilai parameter-parameter, ketidak linearan sistem (seperti akibat gesekan sambungan gearbox, dead zone dsb.) dan adanya masukan gangguan pada sistem pengendali, misalkan terjadi perubahan nilai beban saat sistem berjalan (*running*), sehingga dapat dicapai hasil tanggapan keluaran sistem dengan ketelitian tinggi.

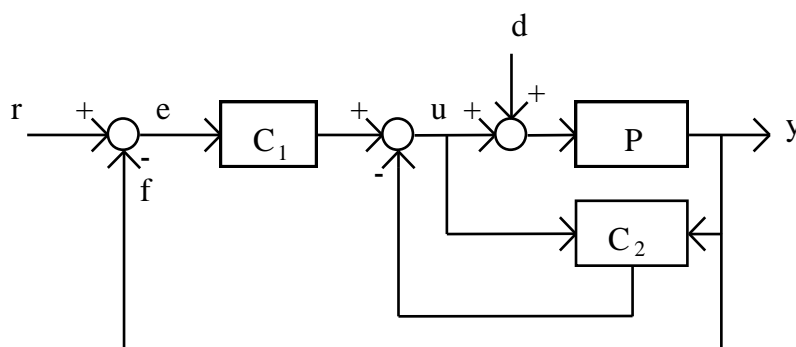
Biarpun contoh aplikasi yang dibahas dimakalah ini adalah aplikasi yang sederhana, tetapi metoda ini sudah diaplikasikan ke beberapa macam sistem pengendali, seperti Sistem Penggerak Motor Induksi [1][2][3], sistem motor penggerak dengan getaran torsi (*Torsional Motor Drive System*)[2] dan juga aplikasi pada motor servo DC [1][3].

Rancangan pengendali ini terdiri dari 2 langkah. Pertama, merancang pengendali yang diinginkan dengan metoda modern ataupun klasik yang di representasikan pada blok C_1 . Dengan menentukan spesifikasi sistem yang diinginkan bisa didapatkan pengendali optimal atau sebuah kompensator, Sehingga dengan memasukan nilai-nilai nominal plant, akan bisa dicapai tanggapan lingkaran tertutupnya sesuai dengan rancangan yang dikehendaki. Baik pengendali optimal ataupun kompensator yang didapat dari langkah

pertama ini, merupakan lingkaran inti dari pengendalian sistem yang bersangkutan. Langkah kedua adalah, dengan berpatok pada seluruh sistem dan memperhitungkan hasil pengendali langkah pertama, dirancanglah Kompensator Tangguh (*Robust Compensator*) C_2 yang bertujuan untuk mengkompensasi hal-hal yang tidak tertentu seperti halnya perubahan nilai parameter-parameter, ketidak linearan dan akibat masukan gangguan pada sistem. Dengan dijumlahkannya sinyal keluaran Kompensator Tangguh dan sinyal keluaran pengendali hasil rancangan langkah pertama dititik pertemuan yang tepat pada sistem pengendali, akan mengkompensasi ketidak tentuan yang ada dan saling meniadakan (membuat nol pengaruh sinyal ketidak tentuan dari sistem), oleh sebab itu disebut *Metoda Zeroing*. Dan dicapailah pengendali yang tangguh (*Robust Controller*)

Seperti yang kita ketahui tentang *plant* (sistem yang harus dikendalikan) pada umumnya adalah merupakan suatu sistem yang tidak selalu linear. Bisa merupakan sistem tidak linear (hampir tidak ada gejala linear murni pada *plant*)[6] dan model matematik tidak sepenuhnya dapat mewakili karakteristik yang sebenarnya dari *plant*. Dengan asumsi tersebut, maka terpikirlah untuk menambahkan satu masukan pada *plant* yang sebanding dengan variasi perubahan parameter-parameter, ketidak linearan dan gangguan yang selanjutnya disebut kesebandingan gangguan. Tanggapan sistem tidak akan dapat sepenuhnya mengikuti sinyal referensi, karena akibat dari kesebandingan gangguan tersebut, yang mana variable keadaan dari sistem (*state variable system*) akan mengalami pergeseran nilai, dan sinyal pergeseran itu sebenarnya dapat diukur (dapat dideteksi). Untuk mengatasi hal tersebut, sistem pengendali yang tidak peka terhadap kesebandingan gangguan, dapat diatasi dengan menggunakan Metoda Pengendalian Zeroing. Dengan membentuk mekanisme pengenal (*Zeroing mechanism*) yang berperan sebagai observasi kesebandingan gangguan, yakni suatu sinyal yang harus dieliminasi dan membuatnya menjadi nol, sinyal-sinyal yang tidak diinginkan tersebut dapat dengan benar-benar dihilangkan dari pengaruhnya terhadap sistem.

Konfigurasi metode pengendali ini dapat dilihat pada Gambar 1. r adalah masukan sinyal komando, d adalah masukan gangguan, C_1 adalah pengendali standar (bisa berupa pengendali optimal, kompensator atau yang lain).



Gambar 1. Bagan kotak Metoda Pengendali Zeroing.

Kompensator Tangguh terdiri dari 2 bagian, mekanisme pengenal dan tapis frekuensi rendah (*low pass filter*) yang direpresentasikan C_2 . Mekanisme pengenal ini tidak lain adalah sebuah komponen yang melakukan observasi (*observer*) dan fungsi bagian tersebut adalah mengobservasi kesebandingan gangguan yakni gejala yang akan diredam

dengan mengenkannya. Realisasi mekanisme pengendalian ini memerlukan tapis frekuensi rendah. Hal tersebut dilandasi oleh kondisi sebagai berikut:

- (i) Fungsi pindah plant adalah sebagai berikut:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} ; \text{rank } [D(s)] > \text{rank } [N(s)] \quad (1)$$

maka mekanisme pengendalian atau bisa juga disebut pengobservasi gangguan (*disturbance observer*) merupakan polinomial yang proper.

- (ii) Pada keadaan tertentu mekanisme pengendali berisi umpan balik positif ke signal pengendali $u(s)$.

Oleh sebab itu mekanisme pengendali perlu tapis frekuensi rendah, hal ini tidak lain adalah untuk membuat dirinya "*proper polynomial*". Bila tapis yang ada adalah sebuah tapis frekuensi rendah dengan penguat 0db (nol db), maka proses pengendalian gangguan akan dapat dicapai.

Merancang Pengendali Zeroing

Ditinjau dari fungsi pindah sebuah plant adalah sebagai berikut:

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2)$$

Yangmana $y(s)$, $u(s)$ masing-masing adalah keluaran dan masukan plant, $N(s)$ dan $D(s)$ adalah polinomial yang dinyatakan dalam fungsi Laplace, s dan dituliskan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} D(s) &= s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \\ N(s) &= s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0 \\ \text{rank } [D(s)] &> \text{rank } [N(s)] \end{aligned} \quad (3)$$

Pada kondisi normal, jika sistem pengendali adalah linier, persamaan (1) dapat dituliskan sebagai,

$$D(s)y^*(s) - N(s)u^*(s) = 0 \quad (4)$$

Sedangkan $y^*(s)$ dan $u^*(s)$ masing-masing adalah keluaran dan masukan sistem pada kondisi normal.

Apabila perubahan parameter, ketidak linieran dan gangguan sistem terjadi, kita dapat pikirkan mereka sebagai kesetaraan gangguan (kesebandingan gangguan) yang

mengakibatkan model sistem tidak akurat. Maka sinyal keluaran y , dan sinyal keluaran pengendali u dapat dituliskan sebagai,

$$y = y^* + \Delta y$$

dan

$$u = u^* + \Delta u. \quad (5)$$

Berdasarkan persamaan (4), penampilan sistem dapat dinyatakan menjadi

$$D(s)y(s) - N(s)u(s) \neq 0 \quad (6)$$

dan

$$q(s) = [D(s) \quad -N(s)] \begin{bmatrix} y(s) \\ u(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Yangmana $q(s)$ adalah kesetaraan gangguan.

Pada kondisi lingkaran tertutup, setelah kompensator tangguh ditambahkan pada tempat tertentu yang tepat dalam sistem, tanggapan keluaran sistem akan dapat mengikuti masukan dengan tepat. Sistem tersebut akan menjadi tidak peka terhadap perubahan parameter, ketidaklinieran dan gangguan. Didalam sinyal pengendali $u(s)$ akan terdapat sebuah sinyal $u_q(s)$, yangmana sinyal tersebut adalah hasil dari keluaran kompensasi tangguh, maka $u(s)$ dapat dituliskan sebagai

$$u(s) = u^*(s) + \Delta u(s) + u_q(s) \quad (8)$$

dan

$$D(s)y(s) - N(s)u(s) = 0 \quad (9)$$

Pada kondisi ini, persamaan (7) dapat dituliskan dalam bentuk yang lain, yakni:

$$q(s) = [D(s) \quad -N(s)] \begin{bmatrix} 0 \\ u_q(s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Dari persamaan (10), dapat dihitung dan memungkinkan untuk didapatkan hasilnya $u_q(s)$.

$$u_q(s) = -\frac{1}{N(s)} q(s). \quad (11)$$

Substitusikan persamaan (7) kedalam (11), kita dapatkan:

$$u_q(s) = \begin{bmatrix} -\frac{D(s)}{N(s)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(s) \\ u(s) \end{bmatrix} \quad (12)$$

atau

$$u_q(s) = K(s) \begin{bmatrix} y(s) \\ u(s) \end{bmatrix} \quad (13)$$

yang mana

$$K(s) = \begin{bmatrix} -\frac{D(s)}{N(s)} & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$K(s)$ adalah fungsi pindah dari mekanisme pengendalian. Sedangkan, u_q adalah sinyal keluaran dari kompensator tangguh C_2 , dan dapat ditampilkan dalam persamaan dibawah.

$$u_q(s) = -\frac{D(s)}{N(s)}y(s) + u(s) \quad (15)$$

Hasil penjabaran diatas tampak bahwa sinyal $u_q(t)$ memiliki dua komponen, yakni komponen pertama adalah sinyal $u(t)$ dan komponen ke dua adalah satu fungsi pindah yang merupakan kebalikan dari fungsi pindah plant dan dikalikan dengan keluaran sistem $y(t)$.

Perancangan Tapis Frekuensi Rendah

Seperti yang telah dibahas diatas bahwa tapis frekuensi rendah dengan ketinggian order (kepangkatan) relative cukup untuk membuat mekanisme pengendalian proper. Mengingat bentuk dari $K(s)$, (lihat persamaan diatas), tapis frekuensi rendah $F(s)$, harus memenuhi kondisi-kondisi dibawah:

- (1) $F(s)$ mempunyai ketinggian order relatif cukup sedemikian hingga semua elemen dari $K(s)F(s)$ menjadi proper.

$$\text{Andaikan } F(s) = \frac{F_n(s)}{F_d(s)},$$

$$\text{Lalu rank } [F_d(s)N(s)] - \text{rank } [F_n(s)D(s)] > 0$$

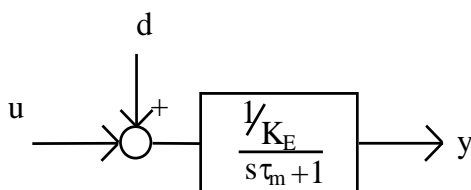
- (2) $F(s)$ memiliki lebar pita yang cukup sehingga harapan perwujudan tanggapan transien dapat dicapai.
- (3) $F(s)$ memiliki penguatan 0 db pada tanggapan frekuensi karakteristiknya. Dengan kata lain, $|F(s)| = 1$, hal ini penting untuk penampilan tanggapan sistem pada kondisi *steady state* dan juga tangguh.

Contoh Penerapan Pengendali Kecepatan Sudut Motor-Servo DC

Pada umumnya fungsi pindah motorservo DC dinyatakan dengan persamaan dibawah.

$$G_m(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1/K_E}{(s\tau_m+1)} \quad (16)$$

K_E adalah *voltage constant motor* dan $\tau_m = \frac{RJ}{K_E K_T}$, menggambarkan *mechanical time constant motor*; R adalah tahanan jangkar; J adalah motor inerti dan K_T adalah *Torque constant*. Diagram bloknya ditunjukkan pada Gambar 2.



Gambar 2. Bagan kotak Motorservo DC

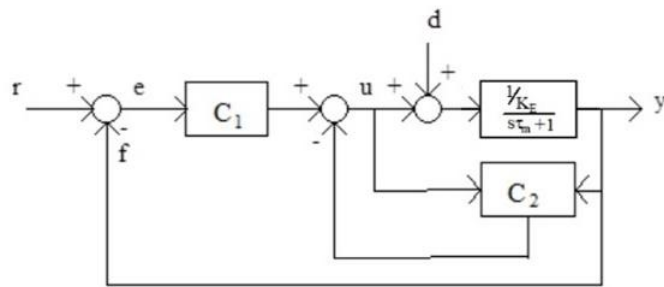
Sedangkan bagan kotak plant dengan pengendali zeroing dapat dilihat pada Gambar 3. Untuk selanjutnya dapat diikuti perancangan pengendali C_1 dan C_2 , berdasarkan rumusan yang telah dibahas didepan.

(1) Langkah pertama: Perancangan Pengendali C_1 .

Seperti pembahasan sebelumnya, bahwa pengendali C_1 dapat dirancang baik dengan pengendali optimal maupun kompensator atau yang lain. Seandainya digunakan metoda kompensator, C_1 dapat ditentukan melalui rumusan:

$$C_1(s) = \frac{G_r(s)}{(1-G_r(s))G(s)} \quad (17)$$

Dimana $G_r(s)$ adalah target fungsi pindah, yang perlu ditentukan terlebih dahulu. Dengan menentukan parameter-parameter $G(s)$ dan $G_r(s)$, dari persamaan (17) dapat diperoleh pengendali C_1 .



Gambar 3. Bagan kotak plant dengan pengendali Zeroing.

(2) Langkah kedua: Perancangan Pengendalian C_2 .

Dengan menggunakan Persamaan (7) ~ (15), kita dapat tentukan mekanisme pengenal $K(s)$ dan sinyal $u_q(t)$ seperti tampak pada persamaan (18) dan (19).

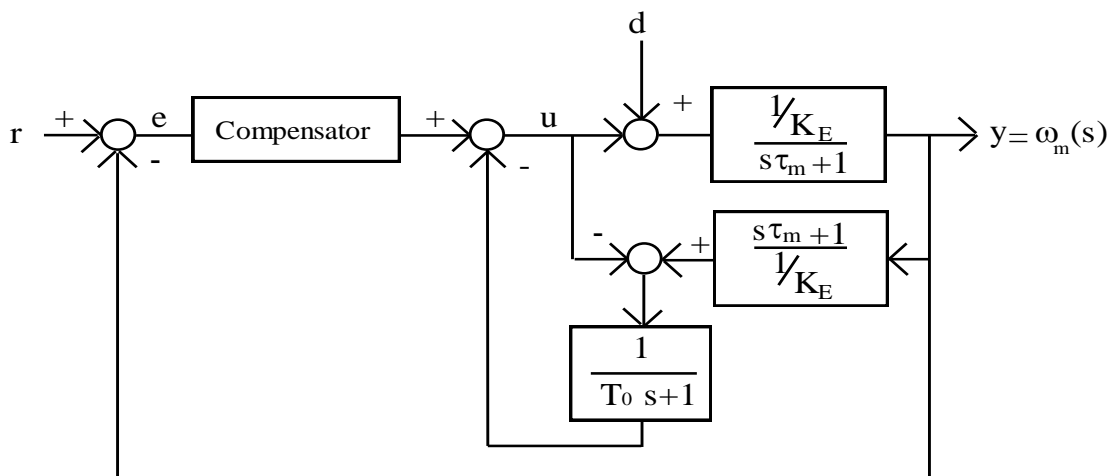
$$K(s) = \begin{bmatrix} -\frac{(s\tau_m+1)}{1/K_E} & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$u_q(t) = -\frac{(s\tau_m+1)}{1/K_E} y(t) + u(t) \quad (19)$$

Berdasarkan order persamaan $K(s)$ persamaan (18), bahwa didalam $K(s)$ terdapat satu deferensiator, maka tapis frekuensi rendah $F(s)$ dipilih dengan order 1 dan memiliki gain 0db, sehingga $K(s)F(s)$ menjadi proper.

$$F(s) = \frac{1}{T_0 s + 1} \quad (20)$$

Dengan demikian bagan kotak Gambar 3, dapat digambarkan lebih rinci dan dapat diikuti pada Gambar 4. Dibawah.



Gambar 4. Block diagram motorservo DC beserta pengendalnya.

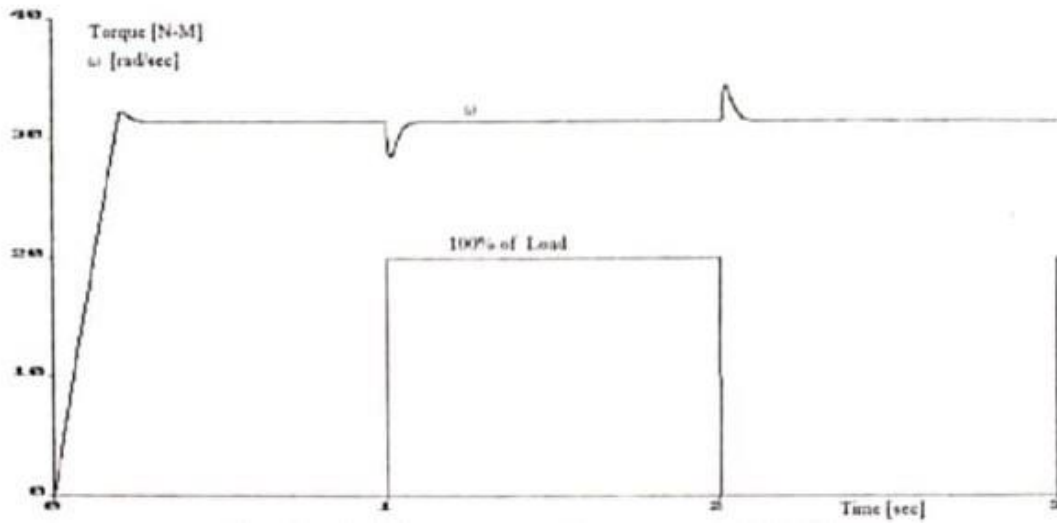
Hasil Simulasi dan Kesimpulan

Berikut ini disajikan hasil simulasi dengan menggunakan Motor Induksi sebagai realisasi Motorservo DC. Hal ini bisa saja dilakukan karena peralatan dalam penelitian ini menggunakan Inverter yang sudah dilengkapi dengan *Flux Vector Control*, sebagai mesin pendorong Motor Induksi tersebut. Penggunaan perangkat keras ini sejalan dengan penelitian tentang perancangan Pengendali Kecepatan Motor Induksi yang telah dilakukan di laboratorium Toyo Denki, Japan.

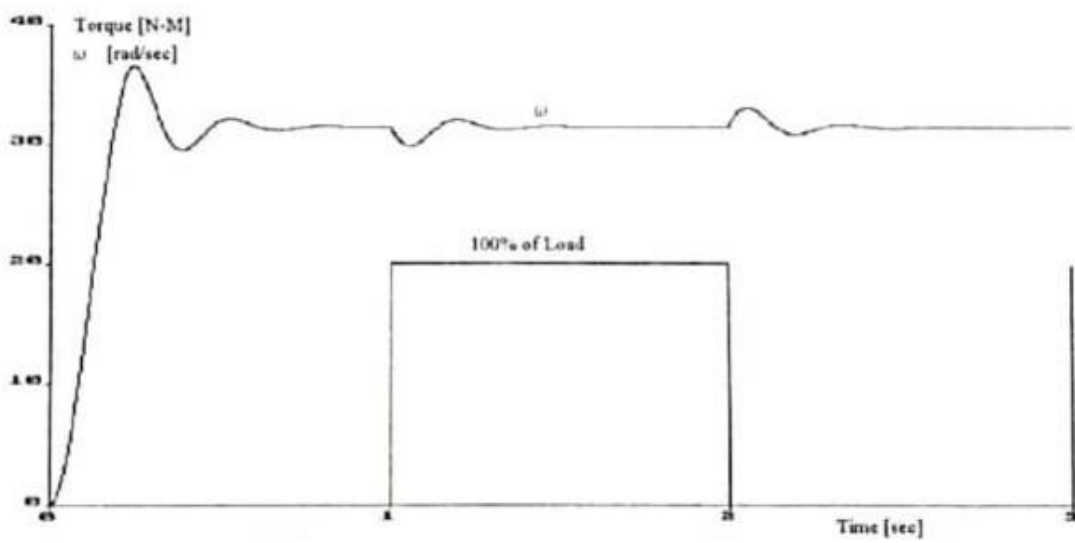
Kapasitas motor yang digunakan adalah 7,5 KW, 3 phase 200 Volt, 60 Hz, 4p dan kecepatan putar motor nominalnya 1800 rpm.

Tampak pada Gambar 5 dan 6, bahwa pengaturan (setting) penguat K_p dan K_i pada sistem pengendali klasik PI tidak dapat mencakup perbaikan tanggapan transient dan tanggapan steady state pada sistem. Bila diinginkan tanggapan steady state cukup baik, tanggapan transiennya, terjadi sedikit overshoot saat perubahan parameter terjadi sebesar 10x pada saat terjadi pembebanan 100%, demikian sebaliknya. Tidak demikian halnya pada sistem pengendali Zeroing, Baik tanggapan transient maupun steady state dapat diatur sesuai dengan keinginan perancang dengan menentukan pengendali C_1 dan C_2 , biarpun pembebanan pada sistem 100%.

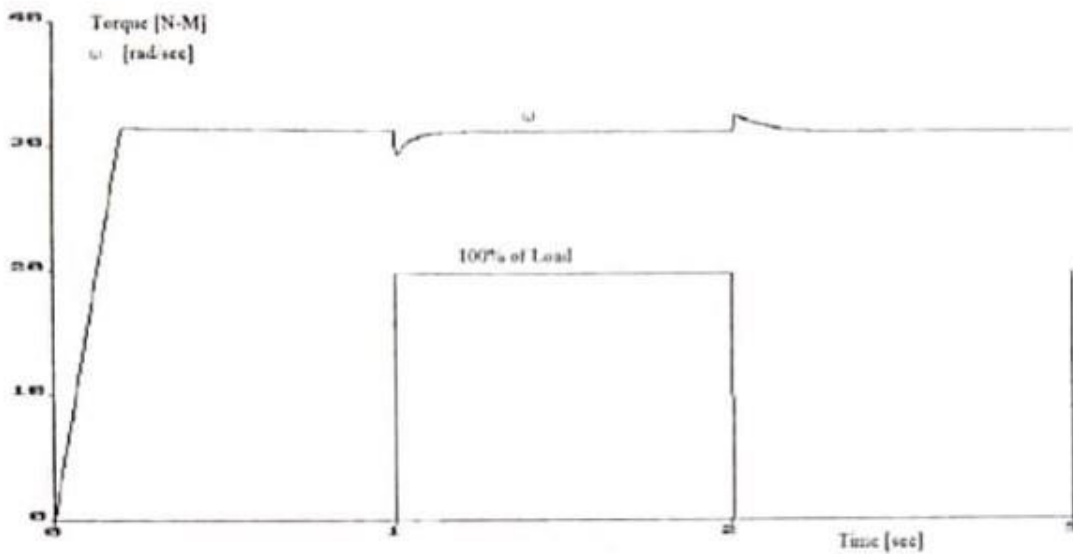
Telah diuraikan diatas bahwa untuk merancang pengendali Zeroing tidak sulit. Akan tetapi, untuk jenis plant tertentu seperti plant yang mengandung factor eksponensial, misalkan plant pemanas air (*Water Boiller*) [7][8][9], atau plant yang memiliki komponen ketidak stabilan didalam sistemnya (*unstable inside system*) mungkin diperlukan pemahaman dan analisa lebih mendalam tentang plant-nya. Harus mengetahui penyebab ketidak stabilannya sehingga bisa didapatkan titik mana yang sebagai penyebab ketidak stabilan tersebut, untuk bisa didapatkan rancangan komponen Zeroing nya [2][3].



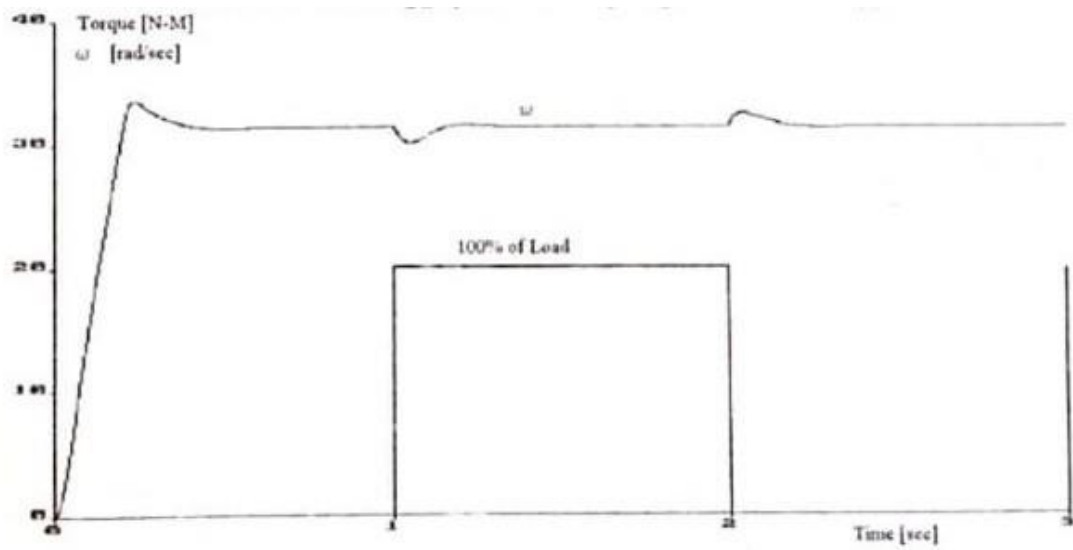
Gambar 5. Tanggapan sistem pengendali PI.



Gambar 6. Tanggapan sistem pengendali PI dengan $J: 10x$



Gambar 7. Tanggapan sistem pengendali Zeroing.



Gambar 8. Tanggapan sistem pengendali Zeroing dengan $J:10x$

Daftar Pustaka

- [1]. A. Suyitno, Y. Dote, H. Kobayashi and J. Fujikawa, "Robust Vibration Control For Induction Motor Drive System Using Approximate Zeroing and Predictive Controller," Proceedings of the 5th Annual Conference of Industry Applications Society, IEE JAPAN-IAS'91 International Session, August 27-29. 1991 Sapporo, Japan, pp. E.33-E38.
- [2]. Amin Suyitno & Yasuhiko Dote, "Fast Speed Control for Torsional Systems Based on Two-Degree-of-Freedom Controller," *Denki Gakkai AC Drive Kenkyu Kai Ronbunshu*, IEA-92-6-17, Muroran, Juli 1992, pp. 39-40.
- [3]. Y. Dote, H. Kobayashi, J. Fujikawa, "Disturbance Observer – based Robust and Fast Speed Controller for (IM) Drive System," IPEC – TOKYO, April 1990, pp. 450-456.
- [4]. Masanori Yukitomo, Takashi Shigemasa, Yasushi Baba, Fumio Kojima, "A Two Degrees of Freedom PID Control System, its Features and Applications", 2004 5th Asia Control Conference, pp. 456 – 459.
- [5]. Lixiang Zhang, "Two Degree of Freedom Model Driven PID Control for Unstable Process with Times Delays", *Applied Mechanics and Materials* Vol. 339 (2013) pp. 45-49 @ (2013) Trans Tech Publications, Switzerland.
- [6]. N.S. Zemtsov 1, G.A. Frantsuzova1 , L. Hubka2 , O. Modrlák, "Calculation of robust PID-controller", 2014 12TH INTERNATIONAL CONFERENCE APEIE – 34006, pp. 675 - 678
- [7]. Takashi Shigemasa, Masanori Yukitomo, Ryuichi Kuwata, "A Model-Driven PID Control System and its Case Studies," Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications September 18-20, 2002 Glasgow, Scotland, U.K. pp. 571 - 576.
- [8]. Takashi Shigemasa, Yasunori Negishi and Yasushi Baba, "A TDOF PID CONTROL SYSTEM DESIGN BY REFERRING TO THE MD-PID CONTROL SYSTEM AND ITS SENSITIVITIES", 2013 European Control Conference (ECC) July 17-19, 2013, Zürich, Switzerland. pp. 3937 – 3942
- [9]. Tommy Hondianto, Erwin Susanto, Agung Surya Wibowo, "Model Driven PID Controller in Water Heater System", *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* Vol. 6, No. 4, August 2016, pp. 1673 - 1680