

PENGGUNAAN MODEL *NOISE* PADA METODE *ITERATIVE FEEDBACK TUNING* UNTUK PENGHILANGAN GANGGUAN SISTEM PENGENDALIAN

A.Y. Erwin Dodu¹

¹Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Tadulako
Jl. Sukarno-Hatta Palu, Indonesia 94118

Abstrak

Tulisan ini bertujuan membicarakan tiga metode perancangan pengendalian dasar yang digunakan untuk menghilangkan gangguan (*disturbance*) pada sistem pengendalian. Ide utamanya adalah menggunakan model *noise* sederhana waktu kontinu tetap sebagai suatu variabel perancangan dalam mendapatkan sifat-sifat lup tertutup yang diharapkan. Ketiga metode perancangan pengendali (*controller*) berbasis model *noise* yang masing-masing saling berhubungan erat tersebut adalah *Minimum Variance Control*, *Weighted Minimum Variance Control* dan *Loop Shaping Design Procedure*. Kemudian akan dibahas proses penalaan parameter-parameter pengendali yang dilakukan dengan menggunakan metode *Iterative Feedback Tuning* (IFT). Pada metode IFT, parameter-parameter pengendali akan didapatkan dengan cara meminimisasi suatu *cost function* tertentu menggunakan teknik pencarian gradient.

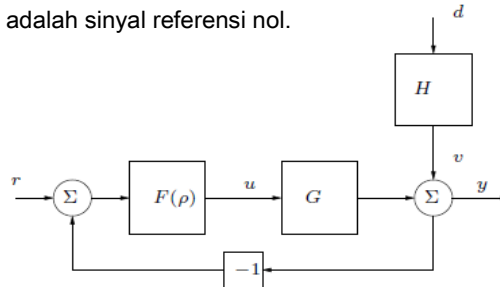
Kata-kata kunci: model *noise*, *Iterative Feedback Tuning*, penghilangan gangguan (*disturbance*), minimisasi *cost function*.

I. Pendahuluan

Metode *Iterative Feedback Tuning* (IFT) merupakan suatu metode pengendalian berbasis data eksperimental yang telah banyak dimanfaatkan dalam proses pengendalian. Salah satu pemanfaatan metode IFT adalah untuk perancangan dan penalaan parameter-parameter pengendali yang dapat menghilangkan gangguan sistem. Performansi sistem kendali diukur dengan suatu *cost function* tertentu sehingga harus didapatkan suatu pengendali (parameter-parameter pengendali) yang dapat meminimisasi *cost function* ini. Pada metode IFT, cara yang digunakan untuk meminimisasi adalah dengan teknik pencarian gradient dimana gradient diestimasi menggunakan data dari eksperimen jamak. IFT akan mendapatkan hasil yang baik jika dimungkinkan penggunaan sinyal eksitasi eksternal dalam mendapatkan estimasi gradient yang pantas. Namun lebih sukar menggunakan IFT jika sinyal eksitasi hanya merupakan gangguan eksternal yang harus dihilangkan oleh umpan-balik (*feedback*). Oleh karena itu sangat penting untuk menggunakan struktur pengendali sederhana dengan beberapa parameter bebas yang bersama-sama dengan *cost function* menjadi ciri utama pengendalian.

Bagan sistem pengendalian umpan-balik dapat dilihat pada gambar 1. Fungsi alih sistem dinyatakan dengan $G(s)$. masukan ke *plant* dilambangkan dengan $u(t)$, keluarannya dengan $y(t)$ sedangkan sinyal masukan referensi dengan $r(t)$. Pengendali dicirikan dengan fungsi alih $F(s, \rho)$ dimana ρ merupakan parameter pengendali yang akan ditentukan. Tujuan pengendalian umpan-

balik ini adalah untuk menolak gangguan keluaran tambahan $v(t)$. Suatu anggapan yang dibuat untuk memudahkan analisis adalah sinyal referensi nol.



Gambar 1. Sistem Pengendalian Umpan-Balik

Gangguan $v(t)$ dimodelkan sebagai keluaran dari sebuah *filter noise* $H(s)$, yang dieksitasi oleh sinyal $d(t)$. Fungsi alih dari $d(t)$ ke $y(t)$ akan disebut fungsi sensitifitas pembobot yang nilainya sama dengan: $\frac{y(t)}{d(t)} = S(s)H(s)$; dimana $S(s) = \frac{1}{1+G(s)F(s)}$ disebut fungsi sensitifitas. (1)

Lebih lanjut akan digunakan model *filter noise* sederhana sebagai berikut:

$$H(s) = \frac{s+\omega_0 S_0}{s S_0}, \quad \omega_0, S_0 > 0. \quad (2)$$

Filter noise $H(s)$ berlaku sebagai sebuah integrator untuk frekuensi-frekuensi rendah dimana amplitudo tanggapan frekuensi $|H(i\omega)| \approx 1$ pada frekuensi $\omega = \omega_0$ dan bati frekuensi tinggi $1/S_0$. Ini berarti bahwa penting untuk memiliki umpan-balik efektif dalam *range* frekuensi $[0, \omega_0]$ yang juga akan berakibat tingginya *noise* frekuensi. Hal ini akan menghindarkan bati pengendali yang besar pada frekuensi-frekuensi tinggi (diferensiasi). Parameter-parameter model *noise* harus dipandang sebagai variabel-variabel perancangan dimana ω_0 menentukan *bandwidth* yang diinginkan. Pemilihan nilai S_0 menjadi kurang penting namun harus ditentukan dengan nilai yang cukup besar.

Performansi sistem pengendalian akan diukur dengan *cost function* waktu diskret:

$$J(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left[(W_T(q)y(kT, \rho))^2 + \lambda (\Delta(q)u(kT, \rho))^2 \right] \quad (3)$$

dimana T merupakan interval pencuplikan (*sampling*), $W_T(q)$ *filter* pembobot waktu diskret dan $\Delta(q) = 1 - q^{-1}$ operator diferensi. Disini q melambangkan operator pergeseran $qy(kT) = y((k+1)T)$. Parameter $\lambda > 0$ menyeimbangkan regulasi keluaran dengan mengubah sinyal masukan. Telah diketahui bahwa masukan dan keluaran merupakan fungsi dari parameter-parameter pengendali ρ . Akan ditentukan kemudian pengendali yang meminimisasi *cost function* $J(\rho)$. IFT merupakan metode yang digunakan untuk meminimisasi *cost function* tersebut dengan menggunakan informasi dari eksperimen-eksperimen iteratif.

II. Perancangan Pengendali Untuk Penghilangan Gangguan

Untuk menyederhanakan pembahasan yang akan dilakukan maka telah dibuat suatu asumsi bahwa fungsi alih $G(s)$ berderajat satu yang stabil secara asimtotis dan mempunyai fase minimum.

II.1. Pengendalian Variansi Minimum (*Minimum Variance Control*)

Diandaikan bahwa masukan $d(t)$ ke *noise filter* $H(s)$ merupakan *white noise* waktu kontinu, yaitu mempunyai daya tetap untuk semua frekuensi. Hal ini merupakan asumsi teknis yang sering

dilakukan untuk mendapatkan permasalahan pengendalian stokastik waktu kontinu yang terancang dengan baik. Namun karena variansi *white noise* waktu kontinu tidak terbatas maka harus hati-hati dalam menentukan hukum kendali variansi minimum waktu kontinu. Dengan asumsi $H(\infty) \neq 0$ (*semi-proper*) maka persamaan pengendali variansi minimum adalah:

$$F_{MV}(s) = \frac{1}{G(s)} \left[\frac{H(s)}{H(\infty)} - 1 \right] \tag{4}$$

Perlu diperhatikan bahwa $[H(s)/H(\infty) - 1]$ sungguh-sungguh merupakan pilihan yang tepat (lebih banyak *pole* daripada *zero*). Asumsi bahwa $G(s)$ mempunyai derajat relatif satu akan menjamin ketepatan pengendali. Jika derajat relatif lebih besar daripada satu maka harus dimasukkan suatu *filter* lewatan bawah (*low-pass*) dalam struktur pengendali agar pengendali tersebut menjadi tepat dalam penggunaannya. Pole tidak stabil yang mungkin dari $G(s)$ dibagi oleh $H(s)$ menjadi dapat diatasi. Hubungan lup tertutup akan menjadi $y(t) = H(\infty)d(t)$, yaitu keluaran juga akan menjadi *white noise*. Untuk *noise filter* sederhana (2)

$$H(s) = \frac{s + \omega_0 S_0}{s S_0} \Rightarrow \frac{H(s)}{H(\infty)} - 1 = \frac{\omega_0 S_0}{s}$$

Karena itu fungsi alih lup $G(s)F_{MV}(s)$ hanyalah merupakan suatu integrator dimana batinya menentukan *bandwidth*. Disini sensitifitas pembobot (1) sama dengan $S_{MV}(s)H(s) = 1/S_0$. *Bandwidth* fungsi sensitifitas $S_{MV}(s)$ akan berada di sekitar $S_0\omega_0$. Ukuran masukan akan bertambah sesuai dengan nilai S_0 , dan telah dipahami bahwa pengendali variansi minimum akan mempunyai kekokohan yang buruk jika *bandwidth* dipilih terlalu tinggi. Namun harus dicatat bahwa pengendalian variansi minimum menggunakan nilai S_0 yang tepat akan menghasilkan perilaku pengendali yang baik. Dimungkinkan juga untuk menala ulang pengendali dengan memilih $S_0 < 1$.

II.2. Pengendalian Variansi Minimum dengan Pembobotan (*Weighted Minimum Variance Control*)

Suatu cara yang sering dilakukan untuk memasukkan pembobotan frekuensi adalah dengan meminimisasi variansi keluaran yang di *filter*, yaitu variansi $W(s)y(t)$, dimana $W(s)$ merupakan *filter* lewatan bawah. Persamaan pengendali optimal:

$$F_{WMV}(s) = \frac{1}{G(s)} \left[\frac{W(s)H(s)}{W(\infty)H(\infty)} - 1 \right].$$

Sensitifitas pembobot yang berhubungan dengan itu adalah: $S_{WMV}(s)H(s) = \frac{W(\infty)H(\infty)}{W(s)}$.

Versi waktu diskret dari pendekatan ini adalah dipelajari dari perspektif supervisi performansi pengendalian dimana penggunaan suatu versi pencuplikan dari *filter* orde pertama:

$$W(s) = \frac{1+s/b}{1+s/\mu}, \quad b \gg \mu, \text{ diperkenalkan.}$$

Pendekatan waktu diskret yang berhubungan dengan itu dinamakan pengendalian variansi minimum yang ditala ulang. Namun harus dicatat bahwa pembobotan frekuensi memberikan bati pengendalian yang lebih tinggi pada frekuensi rendah sebab gangguan pada frekuensi rendah akan lebih ditekan bila bati $S_{WMV}(s)H(s)$ untuk frekuensi tinggi masih $H(\infty)$.

II.3. Perancangan Pembentukan Lup (*Loop Shaping Design*)

Dibuat anggapan bahwa masukan *noise* $d(t)$ diskalakan sedemikian rupa sehingga $|d(t)| < 1$. Keluaran $y(t)$ juga diskalakan dengan cara yang sama sehingga tujuan pengendalian berusaha

membuat $|y(t)| < 1$ untuk semua gangguan $|d(t)| < 1$. Ini bisa diterjemahkan ke syarat kawasan frekuensi $|S(i\omega)H(i\omega)| < 1, \forall \omega$. (5)

Diketahui solusi pendekatan sederhana adalah $G(s)F(s) = H(s)$. Syarat kawasan frekuensi (5) kemudian dipenuhi pada frekuensi-frekuensi $|H(i\omega)| \gg 1$. Pengendali $F(s) = H(s)/G(s)$ bisa dimodifikasi untuk meningkatkan bati pada frekuensi-frekuensi rendah dan untuk mendapatkan fase serta batas-batas bati yang dapat diterima didalam frekuensi *cross-over*. Bentuk pengendali yang didapatkan adalah:

$$F_{LS}(s) = \frac{1}{G(s)}H(s)\frac{s+a}{s}F_{LP}(s),$$

dimana $F_{LP}(s)$ adalah suatu *filter* lewatan bawah untuk mendapatkan pengendali yang tepat. Juga diasumsikan bahwa *zero* $G(s)$ berada pada bagian kiri sumbu vertical dari bidang-s. Jika hal ini tidak dipenuhi maka mungkin *zero-zero* yang "tidak stabil" harus dicerminkan ke bagian kiri bidang-s atau dihilangkan dengan menambahkan $1/G(s)$ pada pengendali. Penanganan yang sama juga dilakukan untuk waktu tunda. Model *noise* sederhana (2) perancangan ini menghasilkan:

$$S_{LS}(s)H(s) = \frac{s+\omega_0 S_0}{(S_0+1)s+\omega_0 S_0}.$$

Fungsi alih ini mempunyai bati statis 1, sebuah *pole* pada $s = -\omega_0(1 + S_0)/S_0$ dan *zero* pada $s = -\omega_0 S_0$. Suatu nilai khusus dari S_0 adalah 2 yang berarti bahwa *bandwidth* dari $S_{LS}(s)H(s)$ akan dipastikan kurang dari ω_0 . Hal ini harus dibandingkan dengan pengendali variansi minimum yang memberikan *bandwidth* berada di sekitar $S_0\omega_0$.

III. Iterative Feedback Tuning

Gradient *cost function* (3) terhadap parameter pengendali adalah:

$$\frac{d}{d\rho}J(\rho) = \frac{2}{N}\sum_{k=1}^N \left([W_T(q)y(kT, \rho)] \left[W_T(q) \frac{d}{d\rho} y(kT, \rho) \right] + \lambda [\Delta(q)u(kT, \rho)] \left[\Delta(q) \frac{d}{d\rho} u(kT, \rho) \right] \right).$$

Pembaruan (*update*) parameter pengendali dilakukan dengan persamaan:

$$\rho(i+1) = \rho(i) - \gamma_i R^{-1}(i) \frac{d}{d\rho} J(\rho(i)),$$

dimana γ_i merupakan panjang langkah (*step-length*) dan $R(i)$ adalah suatu matriks definit positif.

Suatu pilihan yang baik dari $R(i)$ adalah estimasi Hessian:

$$R(\rho) = \frac{2}{N}\sum_{k=1}^N \left(\left[W_T(q) \frac{d}{d\rho} y(kT, \rho) \right] \left[W_T(q) \frac{d}{d\rho} y(kT, \rho) \right]^T + \lambda \left[\Delta(q) \frac{d}{d\rho} u(kT, \rho) \right] \left[\Delta(q) \frac{d}{d\rho} u(kT, \rho) \right]^T \right)$$

yang akan dimodifikasi menjadi $R(i) = R(\rho_i) + \delta I, \delta > 0$ untuk bisa mengatasi kasus-kasus kondisi buruk. Panjang langkah γ_i biasanya dekat dengan nilai 1.

Masalah utama dalam hal ini adalah bagaimana mendapatkan gradient $\frac{d}{d\rho} y(t, \rho)$ dan $\frac{d}{d\rho} u(t, \rho)$. Ide utama dari IFT adalah untuk mengestimasi sinyal-sinyal tersebut menggunakan eksperimen-eksperimen iteratif. Diberikan $u_1(t, \rho)$ dan $y_1(t, \rho)$ sebagai masukan dan keluaran dari sistem umpan-balik dalam gambar 1 dengan pengendali $F(\rho)$ dan sinyal referensi $r_1(t) = 0$. Selanjutnya dibuat eksperimen pertama untuk mengukur sinyal-sinyal tadi. Kemudian dilakukan eksperimen kedua dengan sinyal referensi $r_2(t) = -K_1 y_1(t)$ (dimana $K_1 \geq 1$ adalah suatu factor bati) dan menandai sinyal input dan outputnya berturut-turut dengan $u_2(t, \rho)$ dan $y_2(t, \rho)$. Persamaan $y_1(t)$ dan $y_2(t)$ sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 y_1(t) &= \frac{1}{1+GF(\rho)} v_1(t) \\
 y_2(t) &= \frac{GF(\rho)}{1+GF(\rho)} [-K_1 y_1(t)] + \frac{1}{1+GF(\rho)} v_2(t) \\
 &= \frac{GF(\rho)}{1+GF(\rho)} \left[\frac{-K_1}{1+GF(\rho)} v_1(t) \right] + \frac{1}{1+GF(\rho)} v_2(t) \\
 &\approx K_1 \frac{GF(\rho)}{1+GF(\rho)} \left[\frac{-1}{1+GF(\rho)} v_1(t) \right] \tag{6}
 \end{aligned}$$

Pendekatan terakhir didasarkan pada asumsi bahwa bati K_1 cukup besar sedemikian sehingga $v_2(t)$ yang berkaitan dengan kontribusi *noise* dapat diabaikan. Gradient (tanpa sinyal referensi) menjadi sama dengan:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{d\rho} y_1(t, \rho) &= - \frac{G \frac{d}{d\rho} F(\rho)}{(1+GF(\rho))^2} v_1(t) \\
 &= \frac{\frac{d}{d\rho} F(\rho)}{F(\rho)} \frac{GF(\rho)}{1+GF(\rho)} \frac{-1}{1+GF(\rho)} v_1(t)
 \end{aligned}$$

Membandingkannya dengan (6) memberikan estimasi gradient:

$$\frac{d}{d\rho} y(t, \rho) = \frac{1}{K_1} \frac{\frac{d}{d\rho} F(\rho)}{F(\rho)} y_2(t, \rho).$$

Gradient sinyal masukan dapat ditentukan dengan cara yang sama. Pengalaman menunjukkan bahwa cukup sulit untuk menala pengendali menggunakan IFT untuk penolakan gangguan. Gangguan hanyalah merupakan sinyal eksitasi dan sasaran pengendali adalah menolak sinyal ini. Pada penelitian IFT akhir-akhir ini untuk penolakan gangguan, bati K_1 yang digunakan dalam eksperimen umpan-balik dioptimisasi sedemikian rupa untuk meminimisasi variansi *error* estimasi gradient dengan tujuan membatasi daya masing-masing sinyal. Biasanya *cost function* (3) tidak cukup sensitif untuk pilihan regulator. Hal ini tentu saja baik dari sudut pandang pengendalian tetapi merupakan hal yang sulit dalam hal penalaan pengendali.

IV. Teknik Perancangan

Beberapa hal penting yang perlu diperhatikan dalam penggunaan IFT sebagai penala pengendali untuk keperluan penolakan gangguan adalah:

1. Diupayakan untuk menggunakan struktur pengendali yang sederhana dengan parameter-parameter bebas yang sedikit.
2. Diupayakan untuk menggunakan *cost function* yang memberikan suatu pengendali optimal tanpa menggunakan terlalu banyak sinyal input yang besar.

Disini diperkenalkan penggunaan model *noise* sederhana $H(s) = \frac{s+\omega_0 S_0}{s S_0}$ dengan dua parameter pengendali ω_0 dan S_0 . Hal ini menghasilkan struktur pengendali dengan bentuk

$$F_{LS}(s) = \frac{1}{G(s)} H(s) \frac{s+a}{s} F_{LP}(s),$$

atau

$$F_{WMV}(s) = \frac{1}{G(s)} \left[\frac{W(s)H(s)}{W(\infty)H(\infty)} - 1 \right] F_{LP}(s),$$

dimana kendali variansi minimum merupakan suatu kasus khusus ($W = 1, F_{LP} = 1$). Disini harus dispesifikasi *filter* lewat bawah $F_{LP}(s)$ dan parameter a atau μ (yang sangat berhubungan erat).

Bagian yang tidak diketahui dalam pengendali adalah fungsi alih G . Oleh karena itu adalah alami untuk menggunakan parameter-parameter model G sebagai parameter pengendali. Dari perspektif pengendalian, adalah cukup untuk menggunakan model-model yang sangat sederhana sebagai fungsi alih orde pertama atau kedua ataupun hanya digunakan sebagai bati.

Untuk menghubungkan perancangan kendali penolakan gangguan dengan IFT, suatu bentuk calon yang cukup baik dari *cost function* adalah:

$$J(\rho) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left[(W_T(q)y(kT, \rho))^2 + \lambda (\Delta(q)u(kT, \rho))^2 \right]$$

dimana W_T suatu *filter* lewatan bawah orde pertama dengan *bandwidth* sekitar ω_0 . Parameter λ lebih sulit untuk dipilih karena harus mempertimbangkan keseimbangan antara performansi pengendalian dan ukutan *input*. Pengendalian variansi minimum dengan pembobotan berhubungan dengan $\lambda = 0$.

V. Contoh Perancangan

Akan dipelajari sifat-sifat dari suatu pendekatan contoh yang sangat sederhana berikut:

$$G(s) = \frac{b}{s+1}, \quad b = 1, \quad H(s) = \frac{s+2}{2s}$$

Diasumsikan bahwa hanya bati b dari fungsi alih yang tidak diketahui. Hal ini tentu saja merupakan proses simplifikasi yang sangat besar. Namun dengan memandang model hanya sebagai suatu *variable* perancangan pengendali, akan didapatkan semuanya dalam pengendali kecuali batinya. Spesifikasi berarti bahwa dibutuhkan pengendali aktif di sekitar $\omega_0 = 1$ rad/s. Kemudian diberikan $K = 1/b$ yang akan berhubungan dengan bati pengendali. Akan dipelajari ketiga pengendali:

$$\begin{aligned} F_{LS} &= \frac{1}{G(s)} H(s) F_{LP}(s) = K(s+1) \frac{s+2}{2s} \frac{10}{s+10} \\ F_{MV}(s) &= \frac{1}{G(s)} \left[\frac{H(s)}{H(\infty)} - 1 \right] = \frac{2K(s+1)}{s} \\ F_{WMV}(s) &= \frac{1}{G(s)} \left[\frac{W(s)H(s)}{W(\infty)H(\infty)} - 1 \right] = \frac{K(11s+20)}{s} \\ W(s) &= \frac{1+s/10}{(1+s)} \end{aligned}$$

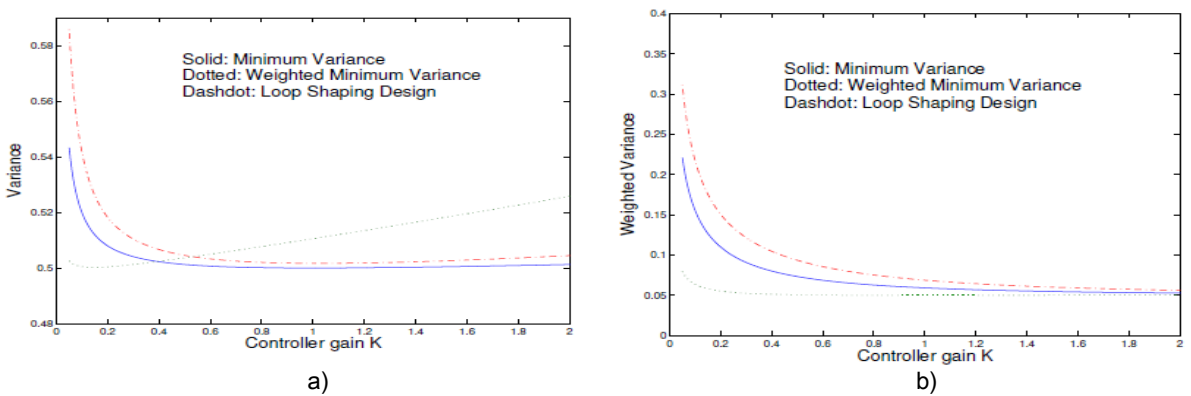
dan *variance costs* serta *weighted variance costs* adalah:

$$\begin{aligned} \bar{J}_{MV}(K) &= E \left\{ (y(kT, K))^2 \right\} \\ \bar{J}_{WMV}(K) &= E \left\{ (W_T(q)y(kT, K))^2 \right\} \end{aligned}$$

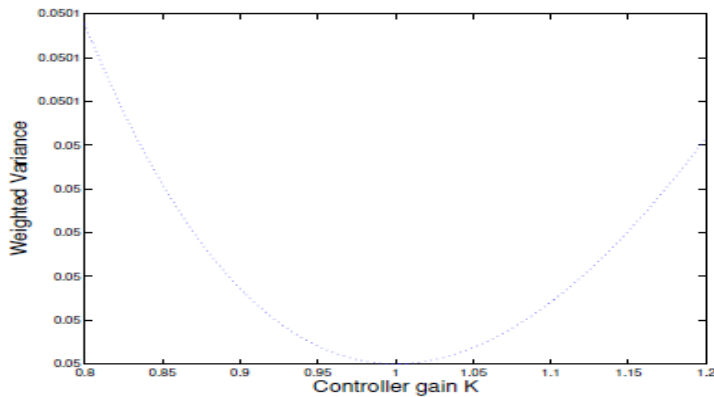
dimana W_T merupakan versi pencuplikan dari $W(s)$. Perhatikan bahwa bati pengendali variansi minimum dengan pembobotan untuk frekuensi-frekuensi rendah sepuluh kali lebih besar daripada kedua kasus lainnya.

Untuk mengilustrasikan sifat-sifat dari ketiga struktur pengendali dan kedua *cost function*, akan dihitung $\bar{J}_{MV}(K)$ dan $\bar{J}_{WMV}(K)$ sebagai fungsi dari K , dengan interval pencuplikan $T = 0,01$ dan dengan $\{d(t)\}$ merupakan *white noise* yang mempunyai variansi 1. Fungsi alih waktu kontinu diaproksimasi dengan Persamaan Euler.

Dalam gambar 2 a), variansi digambarkan sebagai fungsi dari bati pengendali K untuk ketiga pengendali. Weigthed Variance Cost ditampilkan pada gambar 2 b), sedangkan gambar 3 menunjukkan suatu versi Pembesaran (*zoomed version*) dari $\bar{J}_{WMV}(K)$ untuk struktur pengendali F_{WMV} .



Gambar 2. a) Variansi $\bar{J}_{MV}(K)$ Untuk Ketiga Struktur Pengendali dan b) *Weighted Variance* $\bar{J}_{WMV}(K)$ Untuk Ketiga Struktur Pengendali.



Gambar 3. Versi Pembesaran (*Zoomed Version*) dari *Weighted Variance* $\bar{J}_{WMV}(K)$ untuk $F_{WMV}(s)$.

V. Kesimpulan

Tujuan tulisan ini adalah untuk mempelajari struktur pengendali sederhana terhadap penghilangan gangguan. Hal ini diinspirasi oleh aplikasi penalaan pengendali untuk penghilangan gangguan menggunakan IFT di bidang industri. Jika pengendali harus ditala secara *on-line* dengan menggunakan pengendalian adaptif atau IFT, maka adalah sangat penting untuk mempunyai parameter bebas sesedikit mungkin. Juga penting untuk dapat memprediksi performansi sistem kendali yaitu untuk pemantauan kondisi lup kendali. Telah dipaparkan tiga metode yang sangat sederhana untuk merancang sebuah pengendali yang diterapkan untuk menghilangkan gangguan. Perancangan didasarkan pada dua pilihan parameter yang dinamakan ω_0 dan S_0 dimana ω_0 merupakan parameter yang sangat penting.

VI. DAFTAR PUSTAKA

1. Astrom, K. J., *Introduction to Stochastic Control Theory*, Academic Press, 1970.
2. Astrom, K. J. dan B. Wittenmark., *Adaptive Control*, Addison and Wesley, 1995.

3. Hjalmarsson, H., *Iterative Feedback Tuning – An Overview*, International Journal on Adaptive Control and Signal Processing 16, 373-395, 2002.
4. Lequin, O., M. Gevers, M. Mossberg, E. Bosmans dan L. Triest., *Iterative Feedback Tuning of PID Parameters: Comparison with Classical Tuning Rules*, Control Engineering Practice 11, 1023-1033, 2003.
5. Ljung, L., *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall. Englewood Cliffs, NJ, 1987.