

PEMODELAN DAN DESAIN KENDALI SISTEM AKTUATOR KENDALI SIRIP BERBASIS *BRUSHLESS DC MOTOR*

Abdul Halim, Muhammad Azzumar

Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia

Kampus Baru UI, Depok 16424 Indonesia

Phone/Fax : (021) 727 0078 / 727 0077

Email : azum_panzer@yahoo.co.id

Abstrak

Paper ini membahas tentang perancangan sistem aktuator kendali sirip berbasis motor brushless DC. Penggunaan motor brushless DC karena ukuran/dimensi motor jenis ini lebih kecil dibandingkan model brushed DC. Dengan keunggulan ini, motor brushless DC sangat tepat dipakai pada aktuator sirip wahana terbang kendali karena keterbatasan ruang peletakan modul aktuator ini. Perancangan dilakukan berdasarkan model simulasi yang dikembangkan terlebih dahulu. Model matematika dipergunakan tidak hanya untuk sistem aktuator tetapi juga model torsi beban. Model matematik torsi beban yang diturunkan merupakan fungsi sudut defleksi. Untuk mencapai tujuan pengendalian yaitu mendapatkan sudut defleksi sirip yang sesuai dengan yang diperintahkan maka diaplikasikan metode kendali PI dan kendali struktur berubah (*Variable Structure Control*). Metode kendali ini diterapkan baik pada kendali kecepatan maupun kendali posisi. Hasil simulasi menunjukkan bahwa kedua pengendali mampu mencapai kriteria yang ditetapkan. Namun begitu pengendali VSC memberikan performansi yang memuaskan (*fast reaching* dan *low chattering*) dibandingkan kendali PI.

Kata kunci: *sirip roket, aktuator, motor brushless DC, kendali PI, VSC*

1. Pendahuluan

Sistem aktuator kendali sirip telah dikembangkan sebagai komponen pendukung yang vital dalam industri militer dan kedirgantaraan. Sistem ini telah dikembangkan, diproduksi dan diaplikasikan salah satunya untuk wahana terbang kendali [1][2]. Pada tahap awal pengembangannya, sistem aktuator mempergunakan tenaga hidrolis (elektrohidrolis). Tetapi dengan makin berkembangnya teknologi mekatronik khususnya teknologi elektronik, sistem aktuator tipe elektro mekanik juga sudah dikembangkan [3].

Sistem aktuator tipe elektro mekanik terdiri dari sirip sebagai objek kendali, gear, sensor rotasi, motor DC, rangkaian penggerak motor DC dan komponen pengolahan data yang didalamnya ditanamkan algoritma pengendali. Jenis motor DC yang dipergunakan bermacam-macam diantaranya motor DC *brushed* dan *brushless*. Keunggulan motor brushless DC dibandingkan motor brushed DC adalah ukuran dimensi yang lebih kecil untuk torsi motor yang sama. Keunggulan ini harus dieksplorasi lebih dalam lagi untuk aplikasi sistem aktuator kendali sirip wahana terbang karena wahana terbang hanya menyediakan ruang untuk peletakan aktuator yang sangat terbatas.

Aplikasi motor brushless DC untuk sistem aktuator bukanlah hal yang baru. Beberapa publikasi menjelaskan tentang hal ini seperti pada [4][5]. Produk sistem aktuator berbasis motor brushless DC sudah dipasarkan [1][2]. Karena keuntungan ukuran ini, kedepannya penggunaan motor brushless DC untuk keperluan sistem aktuator terus didorong dan ditingkatkan kinerjanya.

Penelitian ini difokuskan pada desain sistem aktuator kendali sirip berbasis motor brushless DC dengan mempergunakan teknik kendali posisi terkini. Sistem aktuator didesain berdasarkan model matematika yang diturunkan. Berdasarkan model matematik ini, simulasi sistem dikembangkan. Penelitian bertujuan mendapatkan sistem aktuator yang memiliki kinerja yang baik dalam batasan torsi beban yang berubah-ubah. Model matematik yang diturunkan tidak hanya untuk sistem aktuatornya tetapi diturunkan juga model matematik torsi beban. Model torsi beban ini diintegrasikan dengan model matematik lainnya sebagai sistem keseluruhan yang akan disimulasikan.

Untuk mencapai tujuan pengendalian yaitu mendapatkan sudut defleksi sirip yang sesuai dengan yang diperintahkan maka diaplikasikan metode kendali PI dan kendali struktur berubah

(*Variable Structure Control*). Desain kendali ini dipastikan keefektifannya melalui simulasi.

2. Sistem Aktuator Sirip Roket

2.1 Motor Brushless DC (motor BLDC)

Motor BLDC adalah motor sinkron dengan magnet permanen yang menggunakan sensor posisi dan sebuah rangkaian elektronika (inverter) untuk mengendalikan arus armatur yang ada. Motor brushless DC kadangkala dimodelkan sebagai suatu motor DC 2 arah karena armature-nya ada di stator dan magnet berada pada rotor dan karakteristik operasinya mirip dengan motor DC. Daripada menggunakan suatu komutator mekanik seperti yang ada pada motor dc konvensional, motor brushless DC menggunakan komutasi elektronik yang menjadikannya motor yang minim perawatan.

Motor BLDC memiliki banyak konfigurasi, namun yang umum adalah konfigurasi motor tiga fasa. Konfigurasi ini menjanjikan efisiensi dan ripple torsi rendah. Tipe motor yang satu ini juga menawarkan keunggulan pada presisi kendali dan jumlah divais elektronika daya yang dibutuhkan untuk mengendalikan arus stator. Sensor posisi biasanya menggunakan 3 sensor efek Hall yang mendeteksi kehadiran magnet kecil yang terpasang pada shaft motor [6].

2.2 Pemodelan Matematik Motor BLDC

Perhitungan model terdiri dari perhitungan elektrik dan mekanik. Hubungan antara tegangan dan fluks adalah [6] [7]:

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.1)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.2)$$

dengan

$$\lambda_{ds} = L_{ds} \cdot i_{ds} + \lambda_m \quad (2.3)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs} \quad (2.4)$$

Dan torsi elektrik motor:

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.5)$$

dengan mempergunakan persamaan (2.3) dan (2.4), persamaan (2.5) menjadi persamaan (2.6):

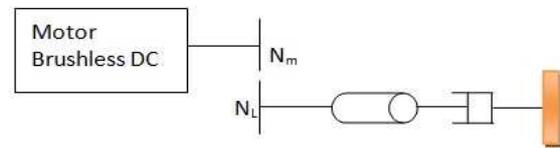
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.6)$$

Sedangkan perhitungan mekanik:

$$T_e - T_L = J \cdot \dot{\omega} + B_m \cdot \omega \quad (2.7)$$

2.3 Persamaan Roda Gigi

Motor brushless DC dihubungkan dengan beban melalui perantara roda gigi. Rasio reduksi pada roda gigi motor dinyatakan dengan N_m : N_L . Gambar 2.1 menunjukkan rangkaian motor brushless DC dalam keadaan berbeban melalui roda gigi. Roda gigi utama yang digunakan di poros motor ini memiliki momen inersia roda gigi sebesar J_L dan peredam roda gigi sebesar D_L .



Gambar 2.1 Skema Motor Brushless DC dengan Beban

Berikut persamaan torsi mekanik yang dihasilkan dari putaran pada roda gigi yang digunakan

$$(J_L s^2 + D_L s) \theta_2 = T_2 \quad (2.8)$$

Sehingga akan diketahui hubungan antara motor dengan roda gigi yang digunakan [7]:

$$(J_L s^2 + D_L s) \frac{N_1}{N_2} \theta_1 = \frac{N_2}{N_1} T_1 \quad (2.9)$$

Sehingga persamaan ekuivalen dari mekanik motor yang belum menggunakan beban menjadi

$$\left[\left(J_m + J_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right) s^2 + \left(D_m + D_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right) s \right] \theta_1 = T_1 \quad (2.10)$$

2.4 Model Torsi Beban

Pada penelitian ini diturunkan juga model matematik torsi beban. Torsi beban dinyatakan sebagai fungsi dari sudut defleksi atau

$$T_L = N_{fin} (x_{AC} - x_{HL})_{fin} \quad (2.11)$$

dimana

T_L : torsi beban

N_{fin} : gaya normal sirip

x_{AC} : fin center of pressure

x_{HL} : fin hinge line

Dalam penurunan model torsi beban ini, fungsi $(x_{AC} - x_{HL})_{fin}$ merupakan fungsi dari sudut defleksi sirip. Pada makalah ini torsi beban dinyatakan sebagai berikut :

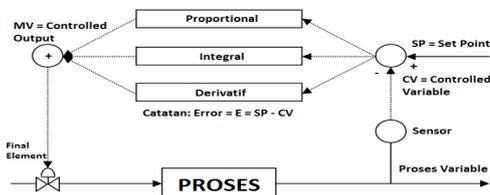
$$T_L = k_l \theta \tag{2.12}$$

dimana k_l : konstanta beban

3. Sistem Pengendali

3.1 Pengendali PID

Teknik kontrol PID merupakan salah satu bentuk khusus dari skema kontrol state feedback tersebut. Dalam blok diagram, kontroler PID dapat digambarkan sebagai berikut:



Gambar 3.2 Blok Diagram Pengendali PID

Bentuk persamaan kendali PID adalah sebagai berikut:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \tag{3.1}$$

dimana

K_p = Konstanta proporsional, K_i = Konstanta integral, K_d = Konstanta derivative

Teknik kendali PID ini diterapkan pada persamaan kecepatan putar aktuator dan posisi sudut defleksi sirip roket pada persamaan dengan tujuan yaitu mendapatkan sudut defleksi sirip yang sesuai dengan yang diperintahkan.

3.2 Variable Structure Control

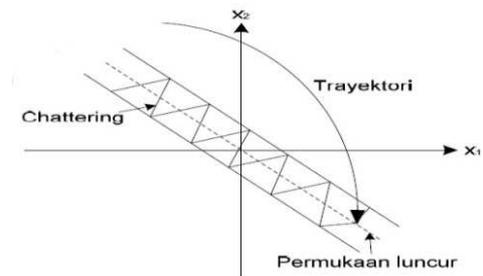
Sistem aktuator kendali sirip memiliki dua input yaitu V_d dan V_q . Perhitungan torsi pada persamaan (2.6) menunjukkan bahwa perbedaan induktansi (L_d-L_q) merupakan hal yang penting pada sistem jika arus i_d tidak sama dengan nol. Strategi yang memungkinkan untuk mengontrol posisi sudut defleksi sirip roket dan kecepatan motor brushless dc melalui teknik *variable structure control* adalah menjadikan i_d sama dengan nol. Selain itu strategi ini memenuhi ketentuan arus fasa. i_d dan i_q dikendalikan secara terpisah. Arus i_d dan i_q ditentukan berada di luar

loop sehingga variable terstruktur terjadi pada permukaan *switching* $s_i=0$. Pada umumnya i_d ditentukan dengan harga nol, karena i_d tidak menghasilkan torsi motor, maka motor tidak tergantung i_d .

Dua permukaan sliding dapat ditentukan ketika dua titik tujuan dapat dicapai secara bersamaan. Hal tersebut dapat dikatakan tepat ketika dua masukan yang berdiri sendiri didapatkan yaitu V_d dan V_q . Notasi x sebagai vektor keadaan dari sistem, V merupakan vektor input yang terdiri dari V_d atau V_q dan $s(x)$ merupakan permukaan sliding. kontrol sliding mode dapat tercapai jika terdapat kaidah kendali dengan kondisi $\dot{s} < 0$.

$$V = V_{eq} + V_n \tag{3.2}$$

Ketika V_{eq} adalah solusi dari $\dot{s}(x, v) = 0$. V_{eq} akan dapat mengontrol ketika $s(x)=0$ dan disebut kontrol ekuivalen dalam terminology standar. Desain dari V_{eq} pada persamaan (3.2) merupakan sinyal kendali ekuivalen yang akan membawa trajektori ke permukaan lurus. V_n merupakan sinyal kendali natural untuk menjaga agar trajektori keadaan tetap berada pada permukaan lurus, seperti yang terlihat pada Gambar 3.3 [7]. Persoalan kontrol secara umum adalah membagi ke dalam dua sub permasalahan yang dipecahkan secara bebas. Hal ini menjadi mungkin ketika i_d dibuat menjadi nol dan akan tetap kecil pada beberapa situasi. Sebagian besar teknik variable structure control dasar berhasil mengontrol arus i_d .



Gambar 3.3 Diagram Fasa Trayektori Keadaan

3.2.1 Kaidah Kendali Arus Langsung (i_d)

Untuk mengendalikan arus i_d akan digunakan bentuk *sliding surface* sebagai berikut:

$$s_i = i_{d,ref} - i_d = -i_d \tag{3.3}$$

$$\dot{s}_i = -\dot{i}_d \tag{3.4}$$

Dari persamaan plant didapat persamaan

$$\dot{s}_i = \frac{R}{L_d} i_d - \frac{V_d}{L_d} \tag{3.5}$$

untuk menghitung $V_{d,eq}$, diselesaikan persamaan $\dot{s}_i = 0$

$$V_{d,eq} = R \cdot i_d \tag{3.6}$$

Dengan $V_d = V_{d,eq} + V_{d,n}$ kondisi sliding mode $s_i \dot{s}_i < 0$ dinyatakan

$$\frac{-V_{d,n}}{L_d} s_i < 0 \tag{3.7}$$

Kemudian

$$V_d = V_{d,eq} + k_d \text{sign}(s_i) \tag{3.8}$$

di mana k_d bernilai real konstan positif. k_d diambil sesuai dengan nilai $V_{d,eq}$ dan nilai yang sesuai untuk masukan tegangan motor.

3.2.2 Kaidah Kendali Posisi

θ_{ref} merupakan referensi yang tetap dari posisi dari kecepatan putar motor. Switching surface-nya

$$\dot{s}_\omega = \left[(\ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}) + 2k_\theta (\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}) + k_\theta^2 (\theta_{ref} - \theta) \right] \tag{3.9}$$

di mana $\dot{\theta}_{ref} = 0$, $\ddot{\theta}_{ref} = 0$, dan $\ddot{\theta}_{ref} = 0$ sehingga persamaan (3.9) menjadi

$$\dot{s}_\omega = -\ddot{\theta} - 2k_\theta \dot{\theta} - k_\theta^2 \theta \tag{3.10}$$

Jadi untuk mendapatkan $V_{q,eq}$, dituliskan $\dot{s}_\omega = 0$

$$V_{q,eq} = \left(\left(\frac{2Bk_\theta}{J} - \left(\frac{B}{J} \right)^2 + \frac{3p^2 \lambda_m^2}{2JL_q} - k_\theta^2 \right) \alpha \right) \tag{3.11}$$

Kemudian

$$V_q = V_{q,eq} + k_q \text{sign}(s_i) \tag{3.12}$$

di mana k_q bernilai real konstan positif.

4. Simulasi dan Analisis

Simulasi dilakukan untuk model aktuator non linear pada setiap kondisi operasi, dengan menggunakan *software* MATLAB dan SIMULINK. Tujuan utama dari simulasi adalah untuk memvalidasi performansi aktuator sirip roket dengan pengendali PI dan VSC yang

dipakai. Parameter motor diambil dari maxon motor catalog. Roda gigi yang dipergunakan adalah tipe planetary. Data roda gigi ini diambil dari produk maxon[8].

Pada simulasi ini, model *plant* aktuator yang digunakan:

$$\dot{x} = Ax + Bu + F$$

dengan:

$$A = \begin{bmatrix} -0.6 & 1326.7 & 0 \\ -89.6 & -1256.1 & 0 \\ 0 & 0 & -1256.1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1219.5 & 0 \\ 0 & 1219.5 \end{bmatrix}$$

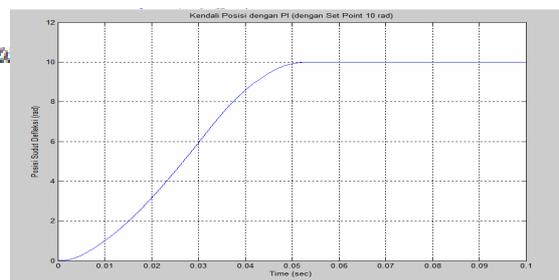
$$F = \begin{bmatrix} -\frac{T_L}{J} \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q \end{bmatrix}$$

Berdasarkan studi literatur dan kebutuhan rancangan maka spesifikasi kinerja sistem aktuator ini adalah sebagai berikut :

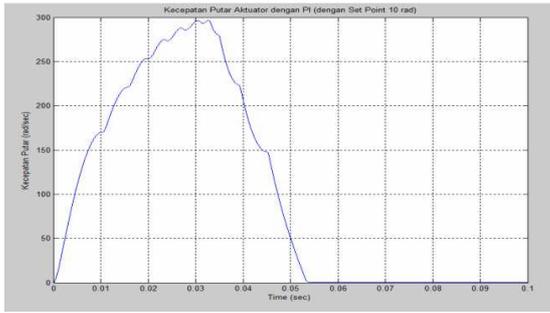
- 1) Waktu naik < 1sec
- 2) Peak-overshoot < 5%
- 3) Waktu turun < 2sec
- 4) Kesalahan keadaan tunak < 5%

4.1 Percobaan Tanpa beban

Percobaan tanpa beban bertujuan untuk menguji dan mengetahui karakteristik dari pengendali yang telah dirancang. Hasil simulasi pengendali PI sebagai berikut:



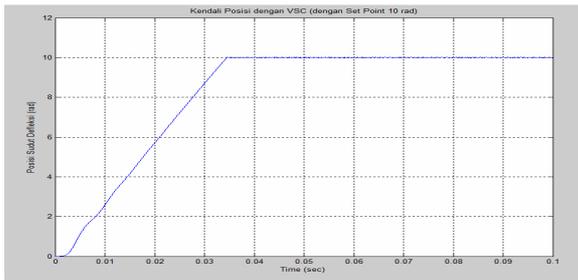
Gambar 5.1 Respon posisi sudut defleksi



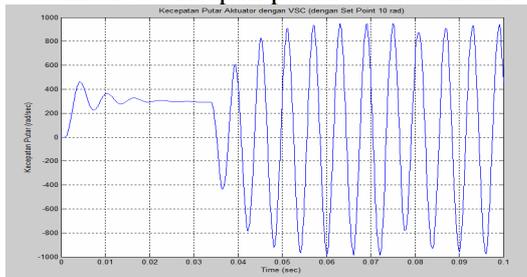
Gambar 5.2 Respon kecepatan putar actuator

Hasil dari simulasi pengendali aktuator dengan PI mempunyai *error steady state* (kesalahan keadaan tunak) yang sangat kecil (mendekati nol) dan tidak memiliki *overshoot*, dan mempunyai settling time 0.05 sec. Pada respon kecepatan putar terlihat ketika hampir mencapai kondisi steady kecepatan mulai berhenti (0 rad/sec)

Hasil simulasi pengendali VSC sebagai berikut:



Gambar 5.3 Respon posisi sudut defleksi

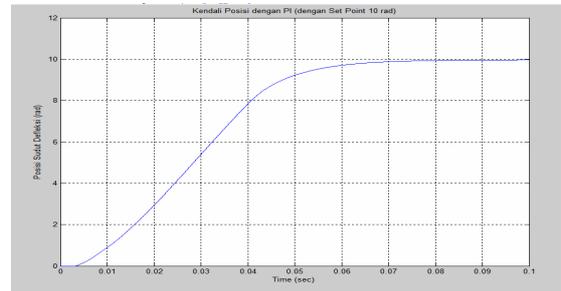


Gambar 5.4 Respon kecepatan putar actuator

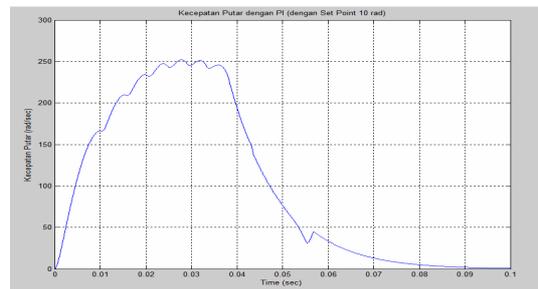
Hasil dari simulasi pengendali aktuator dengan VSC mempunyai *error steady state* (galat tunak) yang sangat kecil (mendekati nol) dan tidak memiliki *overshoot*, dan mempunyai settling time 0.034 sec. Pada respon kecepatan terlihat, setelah mencapai kondisi steady kecepatan putar berosilasi dengan besar rata-rata sebesar 0 rad/sec.

4.2 Percobaan dengan Beban

Pada percobaan ini merupakan penerapan pengendalian pada sistem aktuator sirip roket dengan maksimum torsi beban = 1 Nm. Berikut hasil simulasi pengendalian PI:

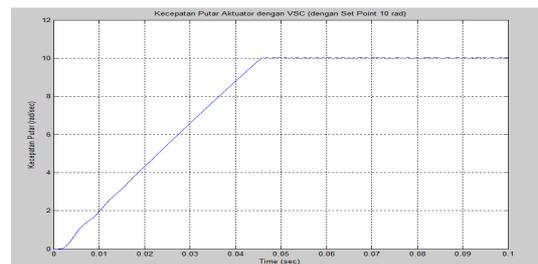


Gambar 5.5 Respon posisi sudut defleksi

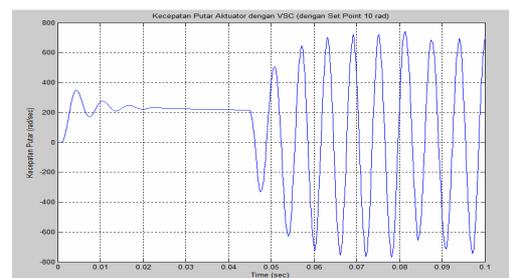


Gambar 5.6 Respon kecepatan putar actuator

Hasil dari simulasi pengendali aktuator dengan PI mempunyai *error steady state* (galat tunak) yang sangat kecil (mendekati nol) dan tidak memiliki *overshoot*, dan mempunyai settling time 0.07 sec. Pada respon kecepatan putar terlihat ketika hampir mencapai kondisi steady kecepatan mulai berhenti (0 rad/sec). Pengendali mampu mencapai set point. Hasil simulasi pengendali VSC sebagai berikut:



Gambar 5.7 Respon posisi sudut defleksi



Gambar 5.8 Respon kecepatan putar actuator

Hasil dari simulasi pengendali aktuator dengan VSC mempunyai error steady state (galat tunak) yang sangat kecil (mendekati nol) dan tidak memiliki *overshoot*, dan mempunyai settling time 0.045 sec. Pada respon kecepatan terlihat, setelah mencapai kondisi steady kecepatan putar beresilasi dengan besar rata-rata sebesar 0 rad/sec. Pengendali mampu mencapai set point.

5. Kesimpulan

Model matematika dan simulasi untuk sistem aktuator kendali sirip berbasis motor brushless DC dan torsi beban sudah dikembangkan. Aktuator ini diturunkan untuk dua input control, yaitu V_d dan V_q dengan tujuan agar aktuator mampu bekerja sesuai dengan set point yang diberikan, menjejak posisi sudut defleksi sesuai yang diberikan oleh *autopilot*. Kendali PI dan VSC sebagai kendali posisi diaplikasikan dan disimulasikan.

Dari analisis dan pembahasan yang telah dilakukan disimpulkan bahwa:

1. Rancang sistem pengendali PI dan VSC dapat diterapkan pada pengendalian kecepatan putar dan posisi sudut aktuator.
2. Respon sistem baik dengan kendali PI dan VSC memenuhi kriteria/spesifikasi yang ditentukan.
3. Performansi sistem pengendalian kecepatan putar dan posisi sudut dengan PI dan VSC menghasilkan:
 - a. Dengan PI, terbukti cukup baik untuk digunakan dalam pengendalian kecepatan putar dan posisi putar motor brushless DC. Kelemahan pengendali PI adalah mempunyai settling time yang cukup lama.
 - b. Dengan VSC, terbukti cukup baik juga untuk digunakan dalam pengendalian kecepatan putar dan posisi putar motor brushless DC. Pengendali ini juga mempunyai transien respon yang cukup baik.
4. Dari hasil simulasi dan analisi disimpulkan bahwa kendali VSC dan PI dapat dimplementasikan dalam mengendalikan aktuator, meskipun ada gangguan dari sirip roket tersebut sebagai torsi beban. Namun,

pengendali VSC lebih baik dari pengendali PI.

Ucapan Terima Kasih

Ucapan terima kasih disampaikan kepada Kementerian Riset Dan Teknologi melalui program riset insentif yang telah membantu sehingga penelitian ini dapat dilakukan.

Referensi

- [1] <http://www.moog.com/products/actuation-systems/defense/tactical-missiles/> diakses tanggal 20 Mei 2012.
- [2] <http://www.muirheadaerospace.com/motion-technology/actuators.html#FourFin> diakses tanggal 20 Mei 2012.
- [3] Stephen L. Botten, Chris R. Whitley, Andrew D. King, "Flight Control Actuation Technology for Next-Generation All-Electric Aircraft", *Technology Review Journal — Millennium Issue-Fall/Winter 2000*, pp.55-67.
- [4] N. A. Demerdash and T. W. Nehl, "Dynamic modeling of brushless dc motors for aerospace actuation", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.16AES-16, no.6, pp.811-821, November 1980.
- [5] Dani Juricic, Olaf Moseler and Andrej Rakar, "Model-based condition monitoring of an actuator system driven by a brushless DC motor", *Control Engineering Practice* 9, 2001, pp.545-554.
- [6] Bhim Singh, Sanjeev Singh, "State of the Art on Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, January 2009, pp. 1-17.
- [7] C. K. Lee, N. M. Kwok, "Reduced Parameter Variation Sensitivity With a Variable Structure Controller in Brushless DC Motor Velocity Control System", 0-7803-1462-x, 1993
- [8] <http://www.maxon.com/>, diakses pada 20 Mei 2012