

Indirect Sliding Mode Control Sebagai Pengendali Kecepatan Motor DC Dengan Buck-Converter

Habibi Mushthofa Husnu Zain*, Novie Ayub Windarko, Syechu Dwitya Nugraha

Elektro Industri, Politeknik Elektronika Negeri Surabaya, Surabaya

*zainbibeh@yahoo.com

Abstrak— *Sliding Mode Control* merupakan salah satu kontrol *non-linear* yang banyak digunakan karena kesederhanaan dalam penerapannya dan dapat diterapkan pada sistem linear maupun *non-linear*. Modulasi pada *Sliding Mode Control* dapat menggunakan histerisis maupun PWM. Penelitian ini menjelaskan desain *Sliding Mode Control* dengan modulasi PWM yang digunakan untuk mengatur kecepatan motor dc menggunakan buck converter. Desain *Sliding Mode Control* dimulai dengan pemodelan dinamis yang kemudian direpresentasikan dalam bentuk *state-space*. Tahapan pencarian *existence condition* dan *equivalent control* juga akan dibahas. Hasil desain kontrol diverifikasi secara simulasi menggunakan MATLAB/Simulink dan secara eksperimen.

Kata Kunci— *Equivalent Control, Existence Condition, Motor DC, Non-Linear, PWM, Sliding Mode Control*.

DOI: 10.22441/jte.2023.v14i3.005

I. PENDAHULUAN

Motor dc dapat memiliki belitan medan secara shunt, seri, penguat terpisah, atau permanent magnet. Berbagai variasi belitan tersebut membuat motor dc memiliki banyak karakteristik volt-ampere atau speed-torque yang dapat disesuaikan dengan kebutuhan [1]. Aplikasi yang membutuhkan banyak variasi kecepatan motor atau output yang presisi adalah salah satu sebab motor dc sering digunakan.

Kepopuleran motor dc terus berlangsung karena beberapa alasan. Salah satunya adalah sistem dc sering digunakan pada mobil, truk, dan pesawat [2]. Di era sekarang, sumber dc menjadi sangat mudah ditemukan, terlebih lagi dikarenakan sumber-sumber energi terbarukan yang sebagian besar implementasinya harus memiliki penyimpanan daya dalam bentuk baterai sebelum daya tersebut ditransmisikan. Jika tidak ada sumber dc, maka rectifier dapat digunakan untuk membuat daya dc dan digunakan untuk menyuplai motor dc.

Elektronika daya adalah teknologi yang memungkinkan perpindahan daya dari sumber ke beban yang memiliki perbedaan frekuensi, tegangan, atau arus [3]. Rectifier merupakan salah satu produk dari elektronika daya yang mengubah dari ac ke dc. Umumnya, rectifier dibuat dengan komponen dioda. Akan tetapi, output dari rectifier-dioda berfluktuasi terhadap perubahan line-voltage dan tidak bisa dikontrol untuk menyesuaikan dengan spesifikasi beban.

Sebuah konverter yang berbeda diperlukan untuk menkonversi dc yang tidak bisa dikontrol ke bentuk tegangan atau arus yang dapat digunakan untuk mengontrol kecepatan motor dc. Variasi tegangan dc dapat dikontrol dengan memotong tegangan input dengan cara memvariasikan waktu

pengaktifan saklar pada konverter. Konverter yang menerapkan cara ini disebut dengan chopper [4].

Chopper dapat beroperasi sebagai step-up maupun step-down. Adapun dc step-down chopper sering digunakan untuk keperluan pengontrolan motor dc. Selanjutnya, dc chopper dengan tambahan komponen filter membentuk dc-dc konverter [5]. Buck, Boost, Buck-boost, Cuk, Sepic, dan Zeta adalah varian dari dc-dc konverter.

Pengontrolan dc-dc konverter dapat menggunakan hysteric-controller maupun PWM-controller. Prinsip penggunaan hysteric-controller untuk dc-dc konverter adalah membandingkan tegangan aktual output dengan set point tegangan output, jika tegangan output terlalu kecil, maka switch aktif dan jika tegangan output terlalu besar, maka switch mati. Hysteric-controller memiliki respon yang cepat ketika ada perubahan beban, tetapi mempunyai kekurangan, yaitu : hanya efektif diterapkan pada konverter yang yang tidak mengalami keterlambatan penyaluran energi, perubahan parameter komponen karena frekuensi penyaklaran yang berubah-ubah, dan spektrum noise tidak dapat diprediksi sehingga membuat pengontrolan EMI jauh lebih sulit [6]. Sedangkan pada PWM-controller menggunakan frekuensi penyaklaran yang konstan, sehingga kekurangan-kekurangan yang terdapat pada hysteric-controller tidak ditemukan.

Sliding Mode Control adalah salah satu nonlinear kontrol yang penerapannya dapat diterapkan pada dc-dc konverter karena termasuk ke dalam kategori variable structure systems. Penggunaan *Sliding Mode Control* pada sistem membuat system stabil dan andal terhadap ketidakpastian perubahan parameter [6]. Sejak lama penerapan *Sliding Mode Control* yang pada dc-dc converter adalah dengan menggunakan hysteric-control hingga Nguyen dan Lee [7] mengimplementasikan fixed-frequency PWM-control pada buck-converter.

Setelah mengungkapkan beberapa uraian di atas, dilakukan desain *Sliding Mode Control* yang diterapkan sebagai pengontrol kecepatan motor dc menggunakan buck converter dengan fixed-frequency PWM-control. Sebagai acuan, penelitian ini bertujuan untuk mendapatkan kontrol yang stabil dan andal untuk mengatur kecepatan pada dc motor. Penurunan matematis diterangkan pada tahap desain. Kemudian, desain kontrol akan diverifikasi secara simulasi dan eksperimen.

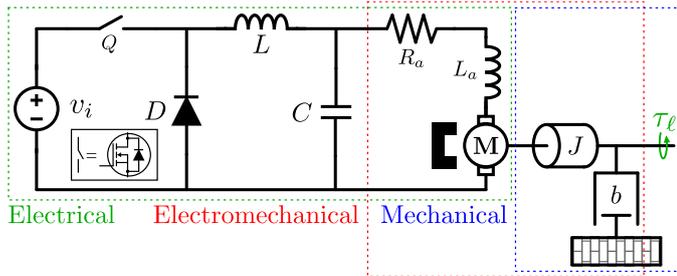
II. PENELITIAN TERKAIT

Flores dan Ramirez [8] merancang kontroler untuk mengatur kecepatan motor dc menggunakan buck converter dengan prinsip Flatness beserta $\Sigma - \Delta$ sebagai modulator. Di tahun 2012, perancangan hierarchical kontroler yang berdasarkan prinsip flatness dikembangkan; [9] kecepatan

motor dc dapat mengikuti perubahan set-point dengan baik, dan [10] menambahkan voltage-tracking yang menjamin bahwa tracking kecepatan lebih maksimal. GPI observer ditambahkan pada kontroler yang didasarkan flatness untuk mengestimasi perubahan beban, sehingga kontroler lebih andal [11]. Kemudian, SMC untuk inner-current loop pengontrolan motor dc yang berdasarkan flatness ditambahkan [12]. Desain SMC dengan hysteretic-controller untuk pengontrolan kecepatan motor dc dengan buck converter pada 2020 [13]. Semua kontroler yang telah didesain [8–13] menunjukkan performa yang bagus, tetapi nilai induktor pada buck converter sangat besar; diatas 5 mH hingga mendekati 120 mH. Penggunaan induktor dengan nilai yang besar akan mempersulit penerapan kontroler di dunia nyata, dan secara jelas membuat kontroler memiliki ukuran yang besar.

III. METODOLOGI PENELITIAN

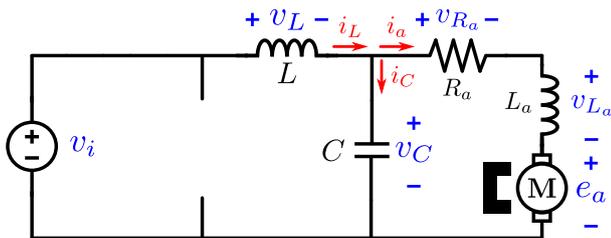
Pada bab ini membahas perancangan sliding mode control. Perancangan sliding mode control diperlukan pengetahuan sistem yang dijadikan sebagai objeknya. Gambar 1 menunjukkan keseluruhan sistem. Bagian *buck converter* meliputi v_i , Q , D , L , dan C adalah tegangan input, switch, dioda, induktor, dan kapasitor secara berurutan, sedangkan bagian motor meliputi R_a sebagai resistansi jangkar, dan L_a sebagai induktansi jangkar. Adapun bagian mekaniknya adalah J sebagai momen inersia, b sebagai *viscous friction*, dan τ_l sebagai torsi beban. Persamaan dinamis menggunakan Hukum Newton untuk bagian mekanik, sedangkan untuk bagian elektrik menggunakan Hukum KVL dan KCL.



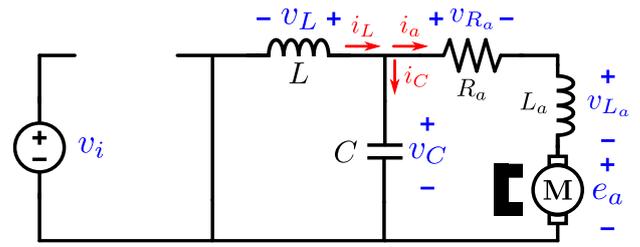
Gambar 1. Rangkaian seluruh sistem

A. Elektrik

Pada bagian elektrik terdapat mode switch aktif dan dioda mati yang ditunjukkan pada Gambar 2, dimana induktor dalam kondisi charge. Sedangkan mode switch mati dan dioda aktif yang ditunjukkan pada Gambar 3, induktor pada kondisi discharge.



Gambar 2. Rangkaian ketika switch aktif



Gambar 3. Rangkaian ketika switch mati

Pada sisi beban digunakan hukum KVL, sehingga didapatkan persamaan

$$v_C = v_{L_a} + v_{R_a} + e_a \quad (1)$$

dimana buck emf motor dc, e_a pada [4] didefinisikan

$$e_a = K_e \omega_o \quad (2)$$

dimana K_e adalah konstanta buck-emf, dan tegangan pada induktansi jangkar berubah-ubah berdasarkan arus yang melewatinya, maka persamaan (1) menjadi

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a}(v_C - R_a i_a - K_e \omega_o) \quad (3)$$

Hukum KVL juga diaplikasikan pada sisi sumber, sehingga didapatkan

$$v_i u = v_L + v_C \quad (4)$$

dimana $u = 1$ ketika saklar aktif dan $u = 0$ ketika saklar mati, sedangkan tegangan induktor berubah-ubah berdasarkan arus yang mengalir, maka persamaan (4) menjadi

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_i u - v_C) \quad (5)$$

Arus yang melewati induktor harus memenuhi Hukum KCL, sehingga didapatkan

$$i_L = i_C + i_a \quad (6)$$

Dimana arus kapasitor berubah-ubah berdasarkan tegangan antar kedua terminalnya, maka persamaan (6) menjadi

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - i_a) \quad (7)$$

B. Mekanik

Hukum Newton diterapkan pada bagian mekanik yang diilustrasikan dengan Gambar 4, sehingga didapatkan

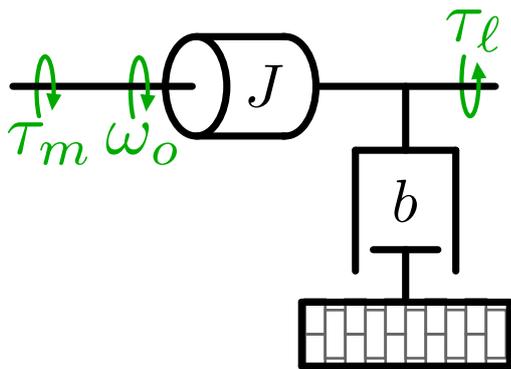
$$\tau_m = \tau_J + \tau_b + \tau_l \quad (8)$$

dimana torsi motor dc, τ_m pada [4] didefinisikan

$$\tau_m = K_t i_a \quad (9)$$

dimana K_t adalah konstanta torsi motor dc, dan torsi pada momen inersia berubah-ubah berdasarkan kecepatan, maka persamaan (8) menjadi

$$\frac{d\omega_o}{dt} = \frac{1}{J}(K_t i_a - b\omega_o - \tau_l) \quad (10)$$



Gambar 4. Rangkaian mekanik sistem

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \quad (17)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L} v_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

C. Desain Kontroler

Langkah pertama untuk membuat Sliding Mode Controller adalah membuat state-space yang mendeskripsikan controlled variabel. Definisi controlled variabel adalah

$$\begin{aligned} x_1 &= v_C^* - v_C \\ x_2 &= i_L^* - i_L \\ x_3 &= i_a^* - i_a \\ x_4 &= \int x_1 dt \\ x_5 &= \int (\int x_1 dt) dt \end{aligned} \quad (11)$$

dimana pendefinisian v_C^* adalah hasil dari perkalian error kecepatan output dengan konstanta c_{vC} , sedangkan i_L^* merupakan hasil dari perkalian error tegangan kapasitor dengan sebuah konstanta c_{iL} . Kedua hal ini memiliki prinsip yang serupa dengan [14], maka

$$v_C^* = c_{vC}(\omega^* - \omega_o) \quad (12)$$

$$i_L^* = c_{iL}(v_C^* - v_C)$$

dan definisi i_a^* pada [15] adalah

$$i_a^* = \frac{J}{K_t} c_{i_a}(\omega^* - \omega_o) + \frac{J}{K_t} \dot{\omega}^* + \frac{1}{K_t} \tau_\ell \quad (13)$$

Adapun penggunaan double integral pada x_1 merujuk [16]. Kemudian, persamaan (11) dibawa dalam bentuk

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \quad (14)$$

dimana

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{d(v_C^* - v_C)}{dt} \\ \frac{d(i_L^* - i_L)}{dt} \\ \frac{d(i_a^* - i_a)}{dt} \\ \frac{d(\int x_1 dt)}{dt} \\ \frac{d(\int(\int x_1 dt) dt)}{dt} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$D = \begin{bmatrix} (\frac{1}{C} - \frac{K_t c_{vC}}{J}) i_a + \frac{c_{vC}}{J} \tau_\ell - \frac{1}{C} i_L \\ (\frac{c_{iL}}{C} - \frac{K_t c_{iL} c_{vC}}{J}) i_a + \frac{c_{iL} c_{vC}}{J} \tau_\ell - \frac{c_{iL}}{C} i_L + \frac{1}{L} v_C \\ (\frac{R_a}{L_a} - c_{i_a}) i_a + \frac{c_{i_a}}{K_t} \tau_\ell + \frac{K_e}{L_a} \omega_o - \frac{1}{L_a} v_C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Pada sistem single-pole double-throw switch [6], kontrol Sliding Mode mengadopsi

$$u := \begin{cases} 1, & \text{when } S > 0 \\ 0, & \text{when } S < 0 \end{cases} \quad (20)$$

dimana S adalah instantaneous state trajectory dan didefinisikan

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 + \alpha_5 x_5 = J^T x \quad (21)$$

dengan $J^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \alpha_3 \quad \alpha_4 \quad \alpha_5]$ dan $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$, dan α_5 adalah sliding coefficient.

Untuk memastikan bahwa Sliding Mode Control tetap pada Existance Condition, maka local reachability condition yang didefinisikan

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (22)$$

harus terpenuhi. Hal ini dapat dikspresikan sebagai

$$\begin{aligned} \dot{S}_{s \rightarrow 0^+} &= J^T Ax + J^T Bu_{s \rightarrow 0^+} + J^T D < 0 \\ \dot{S}_{s \rightarrow 0^-} &= J^T Ax + J^T Bu_{s \rightarrow 0^-} + J^T D > 0 \end{aligned} \quad (23)$$

Persamaan (15 – 19) disubstitusikan pada persamaan (23) menghasilkan

$$0 < P_1 i_L + P_2 v_C + P_3 i_a + P_4 \omega_o + P_5 \tau_\ell + \alpha_4 x_1 + \alpha_5 x_4 < P_6 v_i \quad (24)$$

dimana

$$P_1 = -\left(\frac{\alpha_2 c_{iL}}{C} + \frac{\alpha_1}{C}\right) i_L \quad (25)$$

$$P_2 = \left(\frac{\alpha_2}{L} - \frac{\alpha_3}{L_a}\right) v_C \quad (26)$$

$$P_3 = -\left(\frac{K_t \alpha_2 c_{iL} c_{vC}}{J} + \alpha_3 c_{i_a} + \frac{K_t \alpha_1 c_{vC}}{J} - \frac{R_a \alpha_3}{L_a} - \frac{\alpha_2 c_{iL}}{C} - \frac{\alpha_1}{C}\right) i_a \quad (27)$$

$$P_4 = K_e \alpha_3 L_a \omega_o \quad (28)$$

$$P_5 = \left(\frac{\alpha_2 c_{iL} c_{vC}}{J} + \frac{\alpha_3 c_{i_a}}{K_t} + \frac{\alpha_1 c_{vC}}{J}\right) \tau_\ell \quad (29)$$

$$P_6 = \frac{\alpha_2}{L} v_i \quad (30)$$

Untuk merancang equivalent control adalah membuat turunan dari persamaan (21) bernilai 0, maka

$$\dot{S} = 0 \quad (31)$$

$$J^T A x + J^T B u_{eq} + J^T D = 0$$

kemudian didapatkan persamaan umum equivalent control

$$u_{eq} = -(J^T B)^{-1} J^T (A x + D) \quad (32)$$

Adapun persamaan (15 – 19) disubstitusikan pada persamaan (32). Didapatkan u_{eq} yang merupakan fungsi kontinu dan disubstitusikan pada pertidaksamaan $0 < u_{eq} < 1$, kemudian dikalikan dengan v_i , maka didapatkan

$$0 < (u_{eq}^* = -K_1 v_C + K_2 \omega_o - K_3 i_L - K_4 i_a + K_5 \tau_\ell + K_6 x_1 + K_7 x_4) < v_i \quad (33)$$

dimana

$$K_1 = -\left(\frac{L \alpha_3}{L_a \alpha_2} - 1\right) \quad (34)$$

$$K_2 = \frac{K_e L \alpha_3}{L_a \alpha_2} \quad (35)$$

$$K_3 = -\left(\frac{L c_{iL}}{C} + \frac{L \alpha_1}{C \alpha_2}\right) \quad (36)$$

$$K_4 = -\left(\frac{K_t L c_{iL} c_{vC}}{J} + \frac{L \alpha_3 c_{i_a}}{\alpha_2} + \frac{K_t L \alpha_1 c_{vC}}{J \alpha_2} - \frac{L R_a \alpha_3}{L_a \alpha_2} - \frac{L c_{iL}}{C} - \frac{L \alpha_1}{C \alpha_2}\right) \quad (37)$$

$$K_5 = \left(\frac{L c_{iL} c_{vC}}{J} + \frac{L \alpha_3 c_{i_a}}{K_t \alpha_2} + \frac{L \alpha_1 c_{vC}}{J \alpha_2}\right) \quad (38)$$

$$K_6 = \frac{L \alpha_4}{\alpha_2} \quad (39)$$

$$K_7 = \frac{L \alpha_5}{\alpha_2} \quad (40)$$

Pada PWM kontrol duty cycle didefinisikan

$$d = \frac{v_c}{v_{ramp}} \quad (41)$$

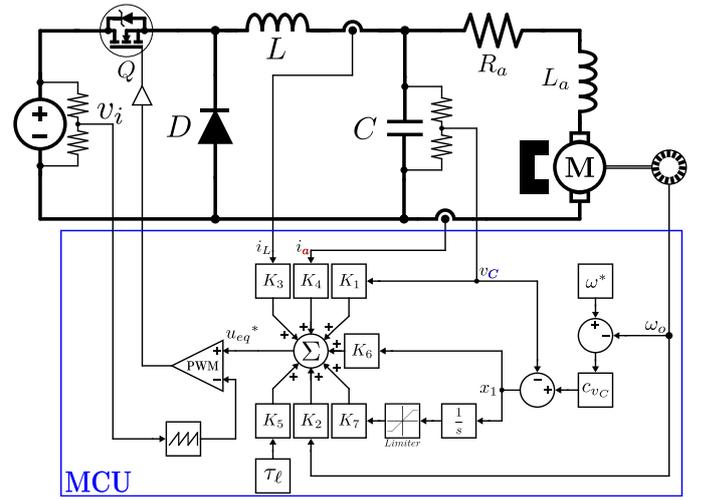
dimana v_c adalah control signal dan v_{ramp} adalah nilai maksimum dari ramp signal yang berfrekuensi konstan. Telah diketahui bahwa d juga kontinu dan memenuhi pertidaksamaan $0 < d < 1$, maka didapatkan

$$v_c = u_{eq}^* = -K_1 v_C + K_2 \omega_o - K_3 i_L - K_4 i_a + K_5 \tau_\ell + K_6 x_1 + K_7 x_4 \quad (42)$$

dan

$$v_{ramp} = v_i \quad (43)$$

Diagram kontrol yang ditunjukkan pada Gambar 5 merupakan representasi dari persamaan(42) dan (43)



Gambar 5. SMC untuk pengaturan kecepatan motor dc

IV. HASIL DAN ANALISA

A. Simulasi

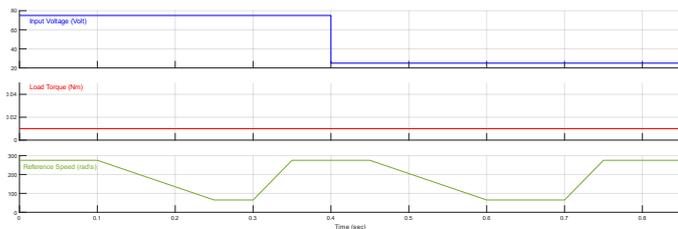
Desain kontroler diuji dengan simulasi menggunakan Matlab/Simulink 2020b dengan time step $1e-7$ dan kondisi test ditunjukkan pada Gambar 6. Adapun parameter hardware ditunjukkan pada Tabel 1.

Tabel 1. Parameter Hardware

Parameter	Value	Unit
L	1×10^{-3}	H
C	470×10^{-6}	F
R_a	7.3	Ω
L_a	6×10^{-3}	H
J	7.5×10^{-6}	kg m ²
b	9.5493×10^{-3}	$\frac{N \cdot m}{rad/s}$
K_t	56×10^{-3}	$\frac{N \cdot m}{A}$
K_e	56×10^{-3}	$\frac{V}{rad/s}$

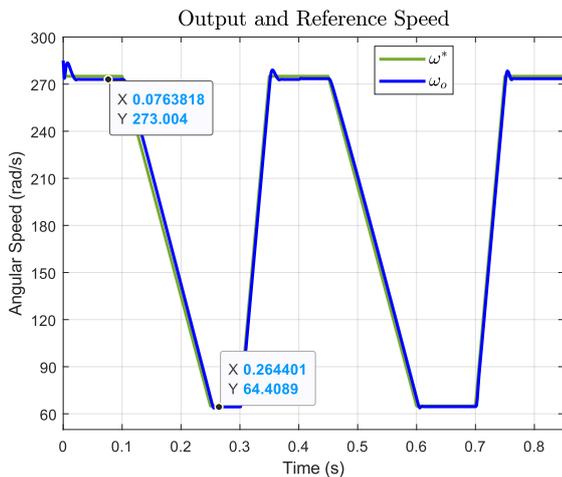
Tabel 2. Parameter SMC

Control Parameter	Value
K_1	-0.6667
K_2	0.0933
K_3	-0.2149
K_4	4.8402
K_5	134.668
K_6	0.008
K_7	1.2



Gambar 6. Test SMC. v_i , τ_l , dan ω^* (dari atas ke bawah)

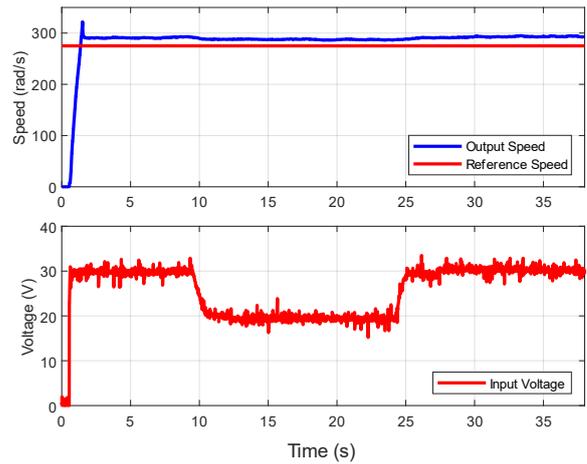
Hasil dari simulasi yang ditunjukkan pada Gambar 7 menunjukkan bahwa kontrol dapat menatasi perubahan tegangan input dan tetap tracking referensi kecepatan.



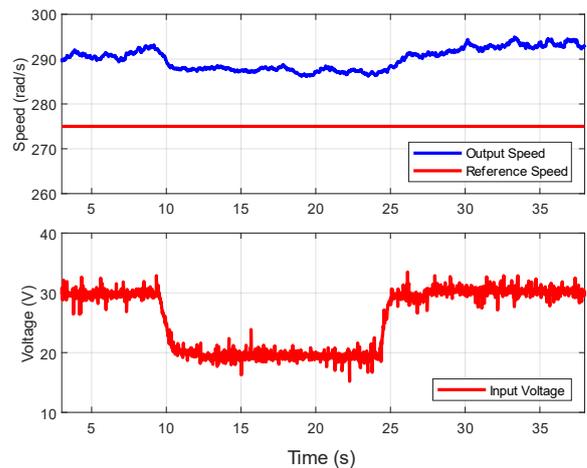
Gambar 7. Hasil simulasi SMC

B. Eksperimen

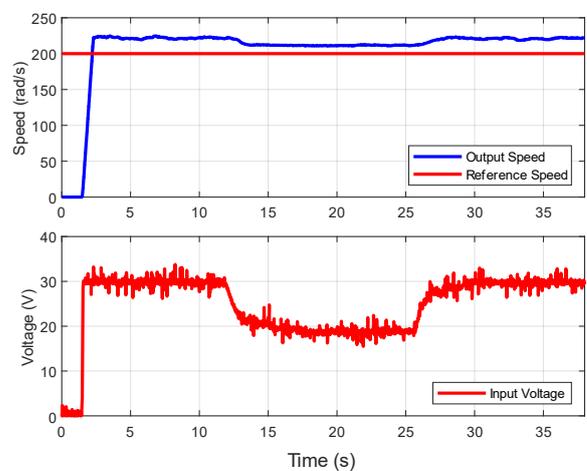
Pada eksperimen menggunakan 3 set point kecepatan; 275 rad/s, 200 rad/s, dan 125 rad/s dengan gangguan pada tegangan input dari 30 ke 18 Volt. Kurva hasil eksperimen ditunjukkan pada Gambar 8 hingga Gambar 13.



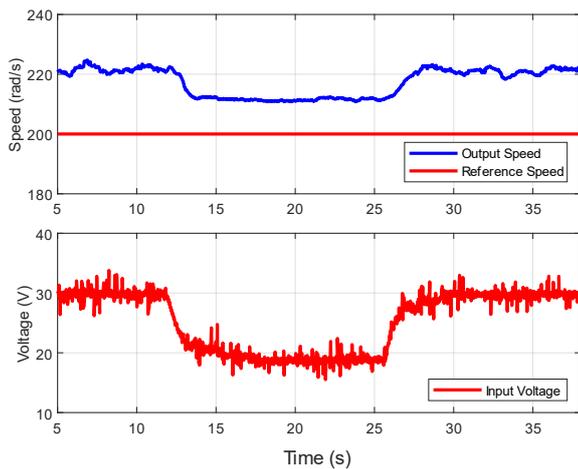
Gambar 8. Pengujian pada set point 275 rad/s



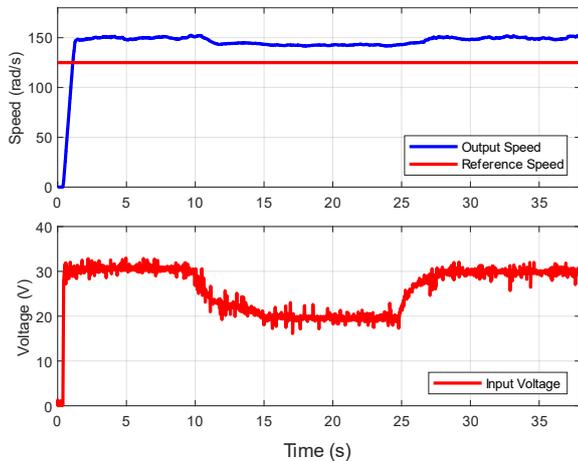
Gambar 9. Zoom in ketika terjadi perubahan v_i pada set point 275 rad/s



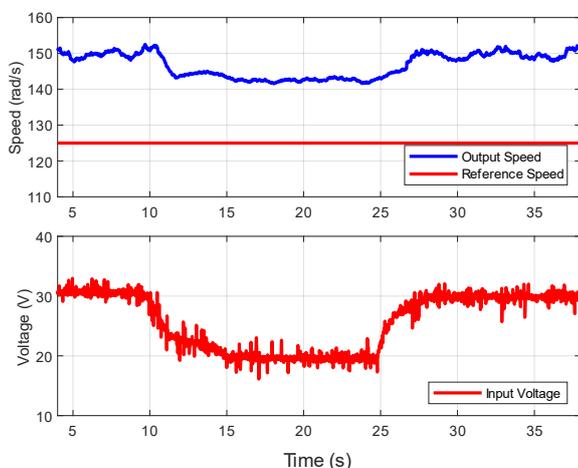
Gambar 10. Pengujian pada set point 200 rad/s



Gambar 11. Zoom in ketika terjadi perubahan v_i pada set point 200 rad/s



Gambar 12. Pengujian pada set point 125 rad/s



Gambar 13. Zoom in ketika terjadi perubahan v_i pada set point 125 rad/s

Hasil dari pengujian secara eksperimen dengan 3 set point yang berbeda secara diringkas pada Tabel 2.

Tabel 2. Hasil eksperimen SMC

Set Point (rad/s)	Tegangan Input (Volt)	Kecepatan Output (rad/s)	Error (%)
125	30	148.64	18.912
	18	142.18	13.744
200	30	222.245	11.123
	18	211.115	5.558
275	30	291.36	5.949
	18	287.95	4.709

V. KESIMPULAN

Perancangan pengaturan kecepatan motor dc dengan sliding mode control menggunakan Buck converter dimulai dengan tahapan pemodelan dinamis pada sistem, kemudian penentuan variabel eror, dilanjutkan dengan existence condition's sebagai acuan batasan SMC, dan yang terakhir adalah menetapkan equivalent control. Pada pengujian closed loop secara simulasi, baik di set point 275 rad/s ataupun 65 rad/s, didapatkan error maksimum kurang dari 1%. Adapun hasil SMC ketika eksperimen dapat berjalan dengan baik, terutama pada saat set point dengan nilai kecepatan yang tinggi, tetapi pada saat set point rendah, SMC tidak berjalan dengan baik, dikarenakan arus pada induktor mencapai kondisi diskontinyu.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Stephen D. Umans, Fitzgerald & Kingsley's Electric Machinery, 7th Ed. New York, USA: The McGraw-Hill Companies, Inc, 2014.
- [2] Alexander, Charles K. dan Sadiku, Matthew N.O. Fundamentals of Electric Circuits, 5th Ed. Singapore: The McGraw-Hill Companies, Inc, 2014.
- [3] Ned Mohan, First Course on Power Electronics and Drives, USA: MNPERE, 2003.
- [4] R. Krishnan, Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [5] Muhammad H. Rashid, Power Electronics Handbook, Canada: Academic Press, 2001.
- [6] Siew C. Tan, Yuk M. Lai, and Chi K. Tse, Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementations, USA: Taylor & Francis Group, LLC, 2012.
- [7] V. M. Nguyen and C. Q. Lee, Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters, Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 111–115, 1996. DC motor velocity control through a DC-to-DC power converter
- [8] J.M. Alba-Martínez, R. Silva-Ortigoza, H. Taud, J. Alvarez-Cedillo, I. Rivera-Zárate, R. Bautista-Quintero, DC Motor Speed Control via a DC to DC Buck Power Converter, in Proceedings of 9th International Conference on Electronics, Robotics and Automotive Mechanics, 2012: 288–293.
- [9] R. Silva-Ortigoza, J. M. Alba-Martínez, M. Marciano-Melchor, V. M. Hernández-Guzmán and M. Marcelino-Aranda, "Flatness Based Control of a Buck-Converter/DC-Motor Combination," 2012 IEEE Ninth Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, Cuernavaca, Mexico, 2012, pp. 294–299, doi: 10.1109/CERMA.2012.55.
- [10] H. Sira-Ramirez and M. A. Oliver-Salazar, "On the Robust Control of Buck-Converter DC-Motor Combinations," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 8, pp. 3912–3922, Aug. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227806.
- [11] R. Silva-Ortigoza, V. M. Hernández-Guzmán, M. Antonio-Cruz and D. Muñoz-Carrillo, "DC/DC Buck Power Converter as a Smooth Starter for a DC Motor Based on a Hierarchical Control," in IEEE Transactions on

- Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 1076-1084, Feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2311821.
- [12] Rauf A, Li S, Madonski R, Yang J. Continuous dynamic sliding mode control of converter-fed DC motor system with high order mismatched disturbance compensation. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. 2020;42(14):2812-2821.
- [13] S.-C. Tan and Y. M. Lai, "Constant-frequency reduced-state sliding-mode current controller for Cuk converters", *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 466-477, Dec. 2008.
- [14] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, 2nd Ed. New York, USA: Taylor & Francis Group, LLC, 2009.
- [15] S.C. Tan, Y.M. Lai, C.K. Tse, and C.K. Wu, Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 600-611, Mar.2008.
- [16] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, A unified approach to the design of PWM based sliding mode voltage controller for DC-DC converters in continuous conduction mode, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 53, no. 8, pp. 1816-1827, 2006.