

PENGATURAN KETAHANAN TEGANGAN KELUARAN PADA KONVERTER CUK DENGAN PENGENDALI SLIDING MODE

Mugni Labib Edypoerwa^{*)}, Rini Nur Hasanah dan Lunde Ardhenta

Jurusan Teknik Elektro, Universitas Brawijaya
Jalan MT Haryono 167, Malang 65145, Indonesia

^{*)}E-mail: mugnilabibe@student.ub.ac.id

Abstrak

Penggunaan peralatan dan komponen elektronik yang menggunakan catu daya DC saat ini semakin banyak. Mulai dari tegangan rendah hingga tegangan tinggi. Catu daya DC yang ada saat ini seperti baterai ataupun panel surya memiliki tegangan keluaran yang tidak konstan. Oleh karena itu diperlukan catu daya DC yang mampu bekerja dengan efisien dan berkualitas baik. Konverter *Cuk*, jenis konverter DC-DC, salah satu yang dapat mewujudkannya. Konverter *Cuk* juga merupakan sistem yang tidak linier. Oleh karena itu, untuk dapat mengatur ketahanan tegangan keluaran dari gangguan yang tak dapat dihindari, konverter *Cuk* perlu dilengkapi pengendali. Pengendali *sliding mode* (SMC) merupakan pengendali yang umum digunakan untuk sistem tidak linier seperti konverter *Cuk*. Pada penelitian ini, respon pengendali *sliding mode* pada konverter *Cuk* akan dibandingkan dengan respon konverter *Cuk* dengan pengendali PI.

Kata kunci: konverter cuk, pengaturan ketahanan, tegangan keluaran, smc, pengendali pi.

Abstract

Today, electronic equipment and components that use DC power supplies, from low voltage to high voltage, was increasing. Batteries or solar panels, commonly use as DC power supplies today, has non-constant output voltage. Therefore, it is required a DC power supply that has a good quality output and work efficiently. One type of DC-DC converter, Cuk converter, was the one that can make DC power supplies has a good quality output and work efficiently. But, Cuk converter was not a linear system. So, to be able to adjust the output voltage durability from unavoidable interference, it was need to be equipped with a controller such as Sliding Mode Controller (SMC) that commonly used for non-linear system. In this study, the response of SMC in the Cuk converter will be compared with the response of the Cuk converter with the PI controller.

Keywords: cuk converter, adjusment, output voltage, smc, pi controller

1. Pendahuluan

Peralatan dan komponen elektronik, mulai dari tegangan rendah hingga tegangan tinggi, saat ini banyak menggunakan catu daya DC. Catu daya DC dapat dijumpai contohnya pada kendaraan listrik ataupun industri. Salah satu contoh catu daya DC adalah baterai dan aki. Karena luasnya penggunaan catu daya DC, diperlukan penyedia daya DC dengan sistem yang dapat bekerja secara efisien dan tegangan keluarannya berkualitas baik [1].

Konverter *Cuk* merupakan salah satu contoh sistem yang dapat menjawab permasalahan di atas. Konverter *Cuk* adalah konverter DC-DC tipe *switching* dengan komponen MOSFET yang mengatur tegangan keluaran, lebih dari atau kurang dari tegangan masukan dengan polaritas yang terbalik, menggunakan *duty cycle* [2]. Beberapa keunggulan konverter *Cuk* seperti transfer energi kapasitif, performansi *steady-state* yang baik, rasio konversi yang

cukup luas dan memiliki arus masukan dan keluaran yang halus [3].

Penggunaan konverter *Cuk* sudah banyak di dunia industri seperti pada PLTB, PV dan kendaraan listrik [4]. Namun pada praktiknya, tidak ada *switch* yang ideal [5]. Hal ini karena adanya gangguan yang tidak dapat dihindari. Maka dari itu dibutuhkan pengendali agar konverter *Cuk* dapat bekerja secara efisien dengan kualitas tegangan keluaran yang baik.

Pada penelitian ini digunakan pengendali *sliding mode* (SMC) untuk mengatur nilai *duty cycle* sebagai nilai masukan pada konverter *Cuk*. SMC umum digunakan pada sistem dengan respon non-linier seperti konverter *Cuk* [6]. Parameter pada SMC berupa *sliding surface* yang didapatkan dari sinyal *error* sistem pada kondisi *open loop*. SMC pada konverter DC-DC memiliki dua bentuk yaitu *single loop SMC* dan *Cascade SMC* [7].

Pada penelitian-penelitian sebelumnya pada konverter *Cuk*, digunakan pengendali PI untuk menjaga tegangan keluarannya agar dapat tahan terhadap gangguan dalam daerah kerja konverter. Pengendali PI digunakan untuk menghilangkan *error steady-state* yang dihasilkan oleh pengendali P, pengendali PI memiliki beberapa kekurangan antara lain tidak memiliki kemampuan untuk memprediksi *error* yang akan datang dari sebuah sistem, dan juga tidak dapat menurunkan *rise time* dan tidak dapat menghilangkan osilasi [8][9][10]. Respon tegangan keluaran konverter *Cuk* dengan pengendali PI mampu untuk mempertahankan nilai tegangan keluaran meskipun terjadi gangguan. Namun pada keluarannya masih terdapat *overshoot* dan pada nilai tertentu di dalam daerah kerja konverter, respon sistem tidak dapat stabil atau mempertahankan nilainya.

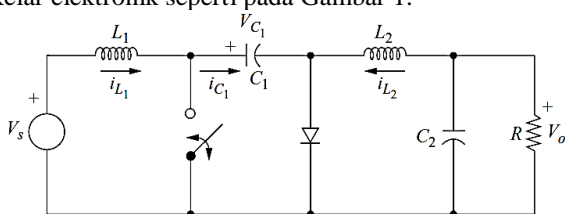
Dalam penelitian ini digunakan pengendali *sliding mode (SMC)* untuk mengatur ketahanan tegangan keluaran dari konverter *Cuk*. *SMC* didesain sedemikian rupa agar mampu untuk memberikan respon nilai *duty cycle* supaya konverter *Cuk* dapat memberikan respon tegangan keluaran yang stabil, cepat dan error yang minim.

Dalam penelitian ini akan dilakukan pengujian perbandingan waktu dan nilai *overshoot* pada konverter *Cuk* menggunakan pengendali *sliding mode (SMC)* dan pengendali PI. Tujuannya yaitu merancang serta membandingkan performansi (*SMC*) dan pengendali PI pada konverter *Cuk* dengan cara melihat waktu yang diperlukan konverter untuk *steady-state* dan juga nilai *overshoot* yang terjadi.

2. Metode

2.1. Perancangan Konverter *Cuk*

Rangkaian konverter *Cuk* terdiri dari dua kapasitor, dua induktor, satu dioda dan satu MOSFET atau IGBT sebagai sakelar elektronik seperti pada Gambar 1.



Gambar 1. Rangkaian konverter *Cuk* [5]

Kemudian untuk mendapatkan model matematis bentuk matriks, dilakukan analisis pada saat kondisi sakelar tertutup dan sakelar terbuka menggunakan Hukum Kirchoff I dan Hukum Kirchoff II. Analisis pada saat sakelar tertutup, yakni selama periode D, akan didapatkan persamaan matriks seperti pada persamaan (1):

$$\dot{x}_{close} = A_{close} x + B_{close} u$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_s] \quad (1)$$

Sedangkan analisis pada saat sakelar terbuka, selama periode (1-D), akan didapatkan matriks seperti pada persamaan (2):

$$\dot{x}_{open} = A_{open} x + B_{open} u$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{L1} \\ \dot{I}_{L2} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{V}_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_s] \quad (2)$$

Dengan menggunakan persamaan matriks dari kondisi sakelar tertutup dan sakelar terbuka pada model matematis dalam bentuk matriks. Matriks A dapat ditentukan menggunakan persamaan (3):

$$A = DA_{close} + (1 - D)A_{open} \quad (3)$$

Dengan teknik *State-Space Average (SSA)* dapat ditentukan matriks A seperti di bawah ini [11]:

$$A = D \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Setelah mendapatkan matriks A, langkah selanjutnya yaitu mencari matriks B. Matriks B dapat ditentukan menggunakan persamaan (5):

$$B = DB_{close} + (1 - D)B_{open} \quad (5)$$

$$= D \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Langkah selanjutnya yaitu mencari matriks tegangan keluaran V_o yang ditunjukkan pada persamaan (7).

$$V_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dengan memasukkan matriks A dan B ke dalam persamaan (8), akan didapatkan matriks akhir untuk persamaan matematis konverter *Cuk* metode *SSA* pada persamaan matriks (9) berikut

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (8)$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_L C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_S] \quad (9)$$

Apabila persamaan matriks *SSA* di atas dijabarkan, persamaan model matematis konverter *Cuk* akan menjadi sebagai berikut:

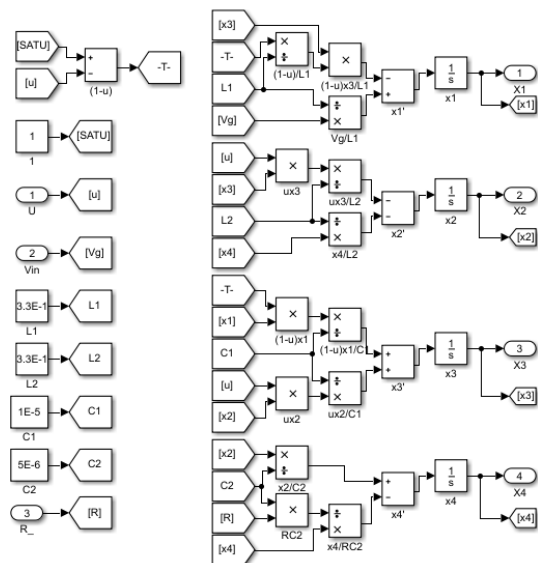
$$\dot{x}_1 = -\frac{-V_{C1}(1-D)}{L_1} + \frac{V_S}{L_1} \quad (10)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{V_{C1}D}{L_2} - \frac{V_{C2}}{L_2} + \frac{V_S D}{L_2} \quad (11)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{i_{L1}(1-D)}{C_1} - \frac{i_{L2}D}{C_1} \quad (12)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{V_{C2}}{R_L C_2} \quad (13)$$

Persamaan (10) sampai (13) digunakan untuk menyusun rangkaian blok diagram *plant* konverter *Cuk* pada *MATLAB Simulink* yang ditunjukkan pada Gambar 2.



Gambar 2. Blok rangkaian konverter *Cuk* pada *Matlab Simulink*

Kita dapat menghitung nilai parameter konverter *Cuk* yang akan digunakan dalam penelitian ini berdasarkan rumus berikut [5]:

<https://ejournal.undip.ac.id/index.php/transmisi>

$$D = \frac{|V_o|}{V_s + |V_o|} \quad (14)$$

$$L_{1min} = \frac{(1-D)^2 R}{2 D f} \quad (15)$$

$$L_{2min} = \frac{(1-D) R}{2 f} \quad (16)$$

Hasil dari perhitungan dengan persamaan (14) sampai (16) nantinya akan disesuaikan dengan nilai yang umumnya ada di pasaran dan juga agar memastikan konverter bekerja dalam mode *continuous current mode (CCM)*.

2.2. Perancangan Pengendali *Sliding Mode*

Sliding Mode Controller (SMC) merupakan metode kontrol non-linier yang mengubah dinamika sistem dengan menerapkan sinyal kontrol yang mendorong sistem untuk bekerja sepanjang bagian lintasan silang dari perilaku normal sistem [6]. *Sliding surface* (permukaan geser) dipilih sedemikian rupa sehingga lintasan sistem atau respon sistem di dekat permukaan diarahkan menuju permukaan geser (S) itu sendiri sesuai dengan referensi berupa tegangan maupun arus. Pengendali variabel memberikan respon transien yang cepat bersamaan dengan pelacakan jalur sinyal referensi tertentu untuk mencapai respon dinamik yang diharapkan. Jika kondisi tersebut terpenuhi, sistem bergerak dari kondisi awal menuju *sliding surface* [12].

Sliding Surface merupakan sinyal *error* atau selisih dari sinyal keluaran dengan sinyal referensi atau *set point*. Referensi pada *sliding surface* dapat menggunakan arus, tegangan atau daya, namun pada praktiknya sulit untuk mengontrol arus dan daya sehingga referensi yang sering digunakan adalah arus. Persamaan *sliding surface* ditunjukkan pada persamaan (14):

$$S = \alpha_1 e_1 + \alpha_2 e_2 + \dots + \alpha_n e_n \quad (17)$$

Dengan α (α) adalah konstanta yang didapatkan dengan cara *try and error* sedangkan e adalah nilai *error* yaitu selisih antara nilai aktual dan nilai referensi atau *set point* yang apabila dirumuskan seperti persamaan (18).

$$e = x_{aktual} - x_{referensi}^* \quad (18)$$

Pada [13] *sliding surface* menggunakan persamaan *PI* cukup baik digunakan, sehingga persamaan *sliding surface* menjadi sebagai berikut:

$$S = \alpha e + \lambda \int e dt \quad (19)$$

Dengan α merupakan konstanta proporsional dan λ merupakan konstanta integral.

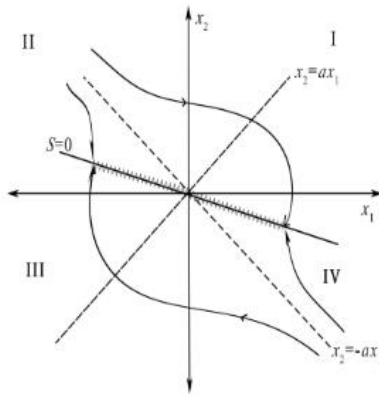
Sliding surface akan digunakan untuk menentukan nilai *duty cycle* sebagai masukan *duty cycle* untuk *switching* pada konverter DC-DC berdasarkan persamaan (20):

$$U = U_{eq} + U_n \quad (20)$$

U_{eq} , yang didapatkan dengan cara menurunkan persamaan *sliding surface*, berguna untuk menjaga parameter yang

diketahui. Sedangkan U_N , yang berguna untuk mengatasi gangguan yang terjadi, didapatkan dengan menggunakan teori kestabilan *Lyapunov* [14].

Pada *Sliding Mode Control* (SMC) terdapat tiga mode yaitu *Reaching Mode* (RM), *Sliding Mode* (SM) dan *Steady-state Mode* (SSM) [15]. Pada Mode RM, lintasan tertarik ke permukaan geser *hyperlane*, *hyperlane* adalah suatu garis yang memisahkan antara dua buah kelompok, pada kondisi tersebut *hyperlane* memisahkan antara kondisi diatas permukaan geser dan dibawah permukaan geser. Seperti ditunjukkan pada Gambar 3.



Gambar 3. Trajektori pada bidang fasa [15]

Teori kestabilan *Lyapunov* yaitu seperti berikut:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \tag{21}$$

$$\dot{V} = S\dot{S} \tag{22}$$

Pada persamaan teori kestabilan sistem *Lyapunov* di atas, dapat dilihat bahwa kondisi yang terpenuhi untuk menentukan RM dapat diperoleh dengan cara menentukan hubungan antara S dan turunan dari S atau \dot{S} . Tercapainya suatu kondisi (tunak) pada *sliding mode controller* terjadi jika kondisi RM pada persamaan (23) berikut terpenuhi:

$$S\dot{S} < 0 \tag{23}$$

Secara umum, SMC konvensional pada konverter DC-DC dapat didefinisikan pada persamaan (24) berikut:

$$U_N = k \text{sign}(S) \tag{24}$$

Pada penelitian ini, arus induktor 1 atau x_1 digunakan sebagai referensi yang ditandai menjadi x_1^* sekaligus juga menjadi *sliding surface*. Kemudian dengan menggunakan persamaan (18), persamaan *error* bisa didapat menjadi:

$$e = x_1 - x_1^*$$

Adapun x_1^* adalah sebagai berikut [14]:

$$x_1^* = \frac{V_{ref}^2}{RV_{in}}$$

Dengan menggunakan persamaan (19), persamaan *sliding surface* didapatkan menjadi sebagai berikut:

$$S = \alpha e + \lambda \int e dt$$

$$S = \alpha(x_1 - x_1^*) + \lambda \int (x_1 - x_1^*) dt$$

Agar mempermudah penelitian, α dibuat konstan bernilai satu sehingga parameter yang dicari pada *sliding surface* hanya λ saja. Kemudian dengan menurunkan persamaan *sliding surface* yang sudah didapat dan menjadikannya sama dengan nol, nilai U_{eq} bisa didapatkan dengan penurunan rumus sebagai berikut:

$$0 = \frac{d}{dt}((x_1 - x_1^*) + \lambda \int (x_1 - x_1^*) dt)$$

$$0 = \dot{x}_1 + \lambda(x_1 - x_1^*)$$

$$0 = \frac{ux_3 - x_3 + V_{in} + \lambda L_1 \cdot e}{L_1}$$

$$0 = ux_3 - x_3 + V_{in} + \lambda L_1 \cdot e$$

$$u = \frac{x_3 - V_{in} - \lambda L_1 \cdot e}{x_3}$$

$$U_{eq} = \frac{x_3 - V_{in} - \lambda L_1 \cdot e}{x_3}$$

Setelah mendapatkan U_{eq} , dilanjutkan mencari nilai U_N dengan menggunakan persamaan (19). Sehingga penurunan rumusnya seperti berikut:

$$\dot{V} = S \left(\frac{ux_3 - x_3 + V_{in} + \lambda L_1 \cdot e}{L_1} \right)$$

Melihat persamaan (17) yaitu $U = U_{eq} + U_N$, persamaan di atas menjadi sebagai berikut:

$$\dot{V} = S \left(\frac{U_N x_3 + U_{eq} x_3 - x_3 + V_{in} + \lambda L_1 \cdot e}{L_1} \right)$$

$$\dot{V} = S \left(\frac{U_N x_3 + \left(\frac{x_3 - V_{in} - \lambda L_1 \cdot e}{x_3} \right) x_3 - x_3 + V_{in} + \lambda L_1 \cdot e}{L_1} \right)$$

$$\dot{V} = S \left(\frac{U_N x_3}{L_1} \right)$$

Dengan menganggap kondisi pada persamaan (23) terpenuhi, persamaan di atas berubah menjadi seperti berikut:

$$S \left(\frac{U_N x_3}{L_1} \right) < 0$$

$$U_N = \frac{\beta L_1}{V_{C1}} \text{sign}(S)$$

Dengan β merupakan konstanta U_N yang bernilai negatif dan didapat dengan cara *trial and error* sampai ditemukan hasil yang baik.

Dengan mengetahui nilai U_{eq} dan U_N , persamaan *duty cycle* sebagai masukan untuk mengatur pensaklaran MOSFET pada konverter *Cuk* didapatkan sebagai berikut:

$$U = U_{eq} + U_N$$

$$U = \frac{x_3 - V_{in} - \lambda L_1 \cdot e}{x_3} + \frac{\beta L_1}{x_3} \text{sign}(S)$$

Setelah melalui proses *try and error*, didapatkan nilai λ dan β yang tepat digunakan pada persamaan U untuk pengendali *sliding mode* ini yaitu menggunakan nilai $\lambda = 85$ dan nilai $\beta = -0,005$.

3. Hasil dan Analisis

3.1. Spesifikasi Konverter Cuk

Setelah dilakukan perhitungan dan penyesuaian, didapatkan spesifikasi lengkap dari konverter *Cuk* yang akan digunakan dalam penelitian ini seperti terlampir pada Tabel 1. berikut.

Tabel 1. Spesifikasi Konverter Cuk

No	Parameter	Simbol	Nilai
1	Tegangan masukan	V_{in}	12 V
2	Tegangan keluaran	V_{out}	-24 V
3	Beban R	R	100 Ω
4	Frekuensi	f	20 kHz
5	Riak tegangan C1	ΔV_{C1}	1,8 V
6	Riak tegangan C2	ΔV_{C2}	0,24 V
7	Riak arus L1	Δi_{L1}	1,21 mA
8	Riak arus L2	Δi_{L2}	1,21 mA
9	Induktor 1	L_1	0,33 H
10	Induktor 2	L_2	0,33 H
11	Kapasitor 1	C_1	10 μF
12	Kapasitor 2	C_2	5 μF

3.2. Pengujian Konverter Cuk Terkendali

Pengujian ini dimaksudkan untuk mengetahui ketahanan tegangan keluaran dari konverter *Cuk* dengan menggunakan *SMC* dan pengendali PI apabila terjadi gangguan. Adapun gangguan tersebut terbagi atas tiga jenis yaitu:

- 1) Perubahan Tegangan Masukan
- 2) Perubahan Beban R
- 3) Perubahan Tegangan Referensi

Dalam pengujian ini yang diamati adalah deviasi tegangan (ΔV), waktu pemulihan (t_{rec}) dan *error* saat *steady-state* (e_{ss}).

3.2.1. Pengujian Gangguan Tegangan Masukan

Pengujian ini dilakukan dengan melakukan perubahan pada tegangan masukan dengan beban R dan tegangan referensi yang tetap. Hasil dari pengujian dapat dilihat seperti pada Tabel 2.

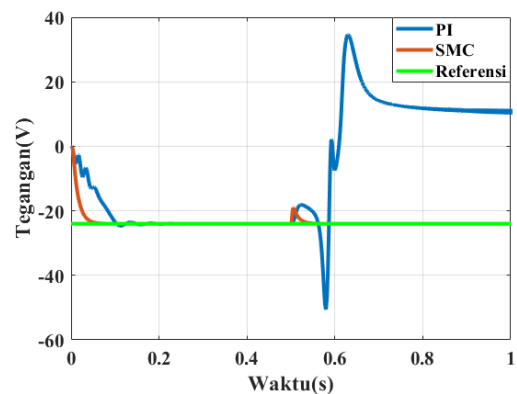
Berdasarkan Tabel 2, *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga selalu memiliki e_{ss} yang bernilai nol atau selalu stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Sehingga dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam

mengatasi gangguan berupa perubahan tegangan masukan. Gambar 4 dan 5 merupakan contoh respon sistem ketika gangguan tegangan masukan.

Tabel 2. Pengujian Gangguan Tegangan Masukan dengan $R = 100 \Omega$ dan $V_{ref} = -24 V$

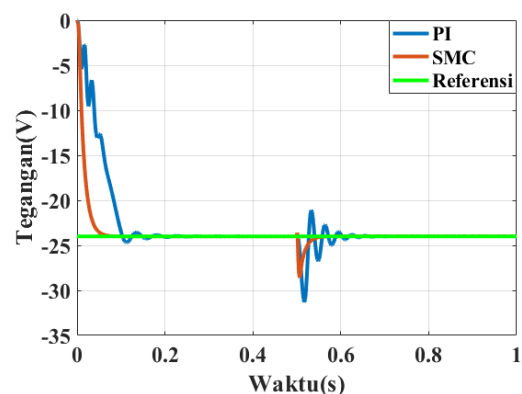
No	V_{in} (V)	SMC			Pengendali PI		
		t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)	t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)
1	9,6	0,0724	-5,02	0	TS	-58,58	TS
2	10,8	0,0631	-2,12	0	0,5	-2,78	0,5
3	13,2	0,0692	1,76	0	0,1644	2,6	0
4	14,4	0,0804	3,25	0	0,1798	5,03	0
5	15,6	0,0725	4,59	0	0,1797	7,31	0

Dari Gambar 4, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar -5,02 V, t_{rec} sebesar 0,0724 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar -58,58 V dan tidak mampu untuk kembali ke kondisi *steady* atau tidak stabil (TS).



Gambar 4. Respon sistem ketika tegangan masukan berubah menjadi 9,6 V di waktu 0,5 s

Dari Gambar 5, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar 4,59 V, t_{rec} sebesar 0,0725 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar 7,31 V, t_{rec} sebesar 0,1797 s dan e_{ss} bernilai nol.



Gambar 5. Respon sistem ketika tegangan masukan berubah menjadi 15,6 V di waktu 0,5 s

Dari Tabel 2. dan dari Gambar 4 dan 5, dapat diperhatikan bahwa *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Oleh karena itu dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam mengatasi gangguan berupa perubahan tegangan masukan.

3.2.2. Pengujian Gangguan Beban R

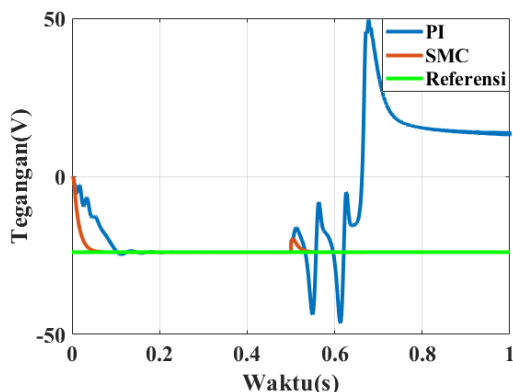
Pengujian ini dilakukan dengan melakukan perubahan pada tegangan masukan dengan beban R dan tegangan referensi yang tetap. Hasil dari pengujian dapat dilihat seperti pada Tabel 3.

Berdasarkan Tabel 3, *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga selalu memiliki e_{ss} yang bernilai nol atau selalu stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Sehingga dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam mengatasi gangguan berupa perubahan tegangan masukan. Gambar 6 dan 7 merupakan contoh respon sistem ketika gangguan tegangan masukan.

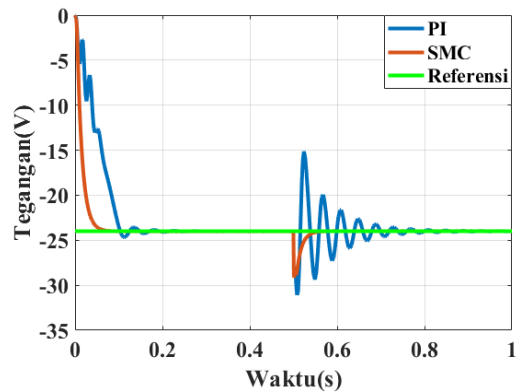
Tabel 3. Pengujian Gangguan Beban R dengan $V_{in} = 12 V$ dan $V_{ref} = -24 V$

No	R (Ω)	SMC			Pengendali PI		
		t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)	t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)
1	80	0,0722	-4,37	0	TS	-73,55	TS
2	90	0,0614	-2,02	0	0,2263	4,73	0
3	110	0,064	1,81	0	0,2566	-3,4	0
4	120	0,0718	3,52	0	0,3284	-6,18	0
5	130	0,0998	5,15	0	0,4375	-8,88	0

Dari Gambar 6, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar -4,37 V, t_{rec} sebesar 0,0722 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar -73,55 V dan tidak mampu untuk kembali ke kondisi *steady* atau tidak stabil (TS).



Gambar 6. Respon sistem ketika beban R berubah menjadi 80 Ω di waktu 0,5 s



Gambar 7. Respon sistem ketika beban R berubah menjadi 130 Ω di waktu 0,5 s

Dari Gambar 7, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar 5,15 V, t_{rec} sebesar 0,0998 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar -8,88 V, t_{rec} sebesar 0,4375 s dan e_{ss} bernilai nol.

Dari Tabel 3, dan dari Gambar 6 dan 7, dapat diperhatikan bahwa *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Oleh karena itu dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam mengatasi gangguan berupa perubahan beban R.

3.2.3. Pengujian Gangguan Tegangan Referensi

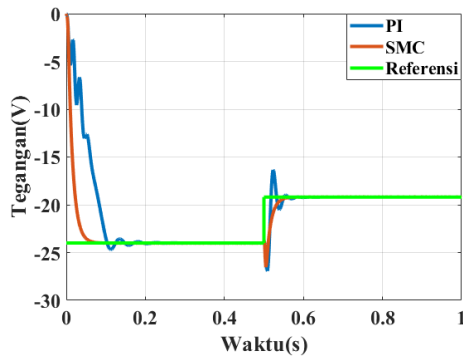
Pengujian ini dilakukan dengan melakukan perubahan pada tegangan masukan dengan beban R dan tegangan referensi yang tetap. Hasil dari pengujian dapat dilihat seperti pada Tabel 4.

Tabel 4. Pengujian Gangguan Tegangan Referensi dengan $V_{in} = 12 V$ dan $R = 100 \Omega$

No	V_{ref} (V)	SMC			Pengendali PI		
		t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)	t_{rec} (s)	$ \Delta V $ (V)	e_{ss} (V)
1	-19,2	0,0805	7,34	0	0,0902	7,74	0
2	-21,6	0,0768	3,85	0	0,1144	4,15	0
3	-26,4	0,067	-4,27	0	TS	-76,05	TS
4	-28,8	0,0915	-9,12	0	TS	-77,85	TS
5	-31,2	0,0979	-14,82	0	TS	-75,54	TS

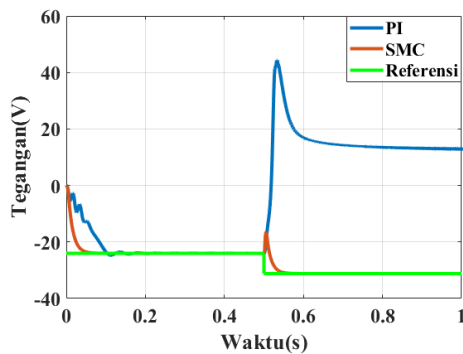
Berdasarkan Tabel 4, *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga selalu memiliki e_{ss} yang bernilai nol atau selalu stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Sehingga dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam mengatasi gangguan berupa perubahan tegangan masukan. Gambar 8 dan 9 merupakan contoh respon sistem ketika gangguan tegangan masukan.

Dari Gambar 8, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar 7,34 V, t_{rec} sebesar 0,0805 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar 7,74 V, t_{rec} sebesar 0,0902 s dan e_{ss} bernilai nol.



Gambar 8. Respon sistem ketika tegangan referensi berubah menjadi -19,2 V di waktu 0,5 s

Dari Gambar 9, dapat diperhatikan pada *SMC* menghasilkan ΔV sebesar -14,82 V, t_{rec} sebesar 0,0979 s dan memiliki e_{ss} bernilai nol. Kemudian pada pengendali PI menghasilkan ΔV sebesar -75,54 V dan tidak mampu untuk kembali ke kondisi *steady* atau tidak stabil (TS).



Gambar 9. Respon sistem ketika tegangan referensi berubah menjadi -31,2 V di waktu 0,5 s

Dari Tabel 4 dan dari Gambar 8 dan 9, dapat diperhatikan bahwa *SMC* menghasilkan ΔV yang lebih kecil dan t_{rec} yang lebih cepat dan juga stabil dibandingkan dengan pengendali PI. Oleh karena itu dapat disimpulkan bahwa konverter *Cuk* dengan *SMC* memiliki kemampuan lebih baik daripada konverter *Cuk* dengan pengendali PI dalam mengatasi gangguan berupa perubahan tegangan referensi.

4. Kesimpulan

Desain parameter konverter *Cuk* yang digunakan pada penelitian ini adalah dengan menggunakan dua induktor (L_1 dan L_2) dan dua kapasitor (C_1 dan C_2). Nilai dari L_1 , L_2 , C_1 dan C_2 yang digunakan secara berurutan adalah 0,33 H, 0,33 H, 10 μ F dan 5 μ F.

Langkah-langkah untuk mendesain pengendali *sliding mode* pada konverter *Cuk* adalah yang pertama menentukan referensi apa yang akan digunakan untuk mendapatkan persamaan *sliding surface* yang dalam penelitian ini digabungkan dengan PI, kemudian menurunkan persamaan *sliding surface* sehingga didapat persamaan U_{eq} , dilanjut dengan menentukan persamaan U_N dengan menggunakan persamaan *Lyapunov* dan terakhir adalah menjumlahkan U_{eq} dan U_N sehingga menjadi nilai *duty cycle* sebagai masukan untuk switching pada komponen MOSFET di konverter *Cuk*. Dalam penelitian ini digunakan $\lambda = 85$ untuk sebagai penguatan pada referensi *sliding surface* dan $\beta = -0,005$ sebagai penguatan pada U_N .

Pada saat tidak terjadi gangguan, yaitu saat awal konverter bekerja, konverter *Cuk* dengan pengendali *sliding mode* dapat mencapai *steady-state* dengan waktu lebih cepat dibandingkan dengan pengendali PI. Selain itu, konverter *Cuk* dengan pengendali *sliding mode* tidak terjadi *overshoot* sementara itu sistem dengan pengendali PI terjadi *overshoot*. Kemudian performansi pengendali *sliding mode* lebih baik dibandingkan performansi pengendali PI ketika terjadi gangguan, baik itu gangguan pada tegangan masukan, beban R maupun tegangan referensi. Hal ini dibuktikan oleh respon dari konverter *Cuk* dengan pengendali *sliding mode* yang selalu dapat kembali ke nilai referensinya dibandingkan dengan pengendali PI yang beberapa kali tidak stabil dan tidak kembali ke nilai referensinya. Selain itu respon dari konverter *Cuk* dengan pengendali *sliding mode* memiliki waktu pemulihan (t_{rec}) yang selalu lebih cepat dan deviasi tegangan (ΔV) yang selalu lebih kecil dibandingkan dengan pengendali PI.

Referensi

- [1]. Gunawan. (2009). *Rancang Bangun DC-DC Buck Converter dengan PID Diskrit Sebagai Pengendali Tegangan Keluaran*. Skripsi. Tidak diterbitkan. Depok: Universitas Indonesia.
- [2]. Gupta, Y. B., & Lakshmi, S. R. (2014). *Analysis and Design of Cuk Converter using PI Controller for PV Application*. International Journal for Scientific Research and Development, 669-672.
- [3]. Kushwaha, B. K., & Narain, A. (2012). *Controller Design for Cuk Converter Using Model Order Reduction*. 2012 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems, 1-5.
- [4]. Chen, Z. (2012). *PI and Sliding Mode Control of a Cuk Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 3695-3703.
- [5]. Hart, D. W. (2011). *Power Electronics*. New York: McGraw-Hill.
- [6]. Vijay, K. O., & Sriramalakshmi, P. (2016). *Comparison between Zeta Converter and Boost Converter using Sliding Mode Controller*. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 368-373.

- [7]. Arvind, S, Akshay, R, & Sreedevi, A. (2016). *A Novel Constant Frequency Sliding Mode Control of DC-DC Converters*. 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON), 1-6.
- [8]. Ogata, K. (2010). *Modern Control Engineering*. New Jersey: Prentice Hall.
- [9]. Temel, S. (2013). *P, PD, PI, PID Controllers*. Turkey: Middle East Technical University.
- [10]. Yudaningtyas, E. (2017). *Belajar Sistem Kontrol & Pembahasan*. Malang: UB Press.
- [11]. Tan, R. H, & Hoo, L. Y. (2015). *DC-DC Converter Modeling and Simulation Using State Space Approach*. 2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), 42-47.
- [12]. Tan, S, Lai, Y. M, & Tse, C. K. (2008). *General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1160-1174.
- [13]. Subroto, R. K, Ardhenta, L, & Lian, K. (2019). *Observer Based Adaptive PI Sliding Mode Controller for Cuk Converter*. 2019 6th International Conference on Instrumentation, Control, and Automation (ICA), 82-87.
- [14]. Pandey, S. K, Patil, S. L, Phadke, S. B, & Deshpande, A. S. (2016). *Investigation of Sliding Mode Control of Higher Order DC-DC Converters*. 2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE), 1-5.
- [15]. Naik, B. B. (2018). *Sliding Mode Control for Power Converters With Modified Sliding Function for Improved Performance*. Gujarat: Instrumentation and Control Engineering, Gujarat Technological University Ahmedabad.