

BAB V

PENGUJIAN DAN ANALISA

5.1 Metode Penelitian

Metode penelitian yang diterapkan dalam pengujian modul *Dual-Mode DC-DC Boost Converter* ini menggunakan pendekatan kuantitatif eksperimental untuk menguji dan memvalidasi performa sirkuit fisik secara langsung pada mode kendali terbuka (*Open Loop*) maupun kendali tertutup (*Closed Loop*) berbasis PID. Pengujian dilaksanakan di laboratorium menggunakan *Power Supply* variabel sebagai catu daya masukan (V_{in}) dan instrumen Multimeter Digital standar sebagai acuan pengukuran fisik untuk memvalidasi akurasi sensor pembagi tegangan ($100\text{ k}\Omega/1\text{ k}\Omega$) yang terhubung ke ADC 10-bit Arduino Nano. Variabel kelistrikan utama yang diukur dan direkam secara sistematis meliputi tegangan masukan (V_{in}), tegangan keluaran (V_{out}), rasio siklus kerja (*Duty Cycle*), serta penarikan arus keluaran (I_{out}).

Prosedur perekaman data dinamik untuk menganalisis respons transien dieksekusi secara otomatis menggunakan metode *data logging* berbasis komunikasi serial mikrokontroler. Pengambilan sampel data dilakukan secara *real-time* dengan frekuensi pembacaan 100 Hz atau interval *sampling* setiap 10 ms ($0,01\text{ detik}$) selama total durasi pengujian 15.000 ms (15 detik), sehingga menghimpun total 1.500 sampel data diskrit yang presisi. Metode pengujian ini menerapkan skema variasi pembebanan yang terbagi ke dalam empat kondisi operasional untuk mengevaluasi regulasi beban (*load regulation*), yakni kondisi tanpa beban, kondisi beban impedansi sangat tinggi ($R_L = 220\text{ k}\Omega$, kondisi beban impedansi sedang ($R_L = 22\text{ k}\Omega$, serta kondisi beban terberat ($R_L = 1\text{ k}\Omega$).

Metode analisis data mengombinasikan dua teknik kuantitatif utama, yaitu perhitungan persentase *error* untuk menilai akurasi dan linieritas pembacaan sensor, serta pengujian metrik *Mean Square Error* (MSE) untuk mengkuantifikasi tingkat presisi regulasi tegangan pada fase transien maupun kondisi tunak (*steady-state*). Evaluasi dilakukan dengan membandingkan secara komparatif antara

karakteristik sistem tanpa kendali (*Open Loop*) dan sistem berkendali otomatis (*Closed Loop*) yang mengaplikasikan parameter PID konstan ($K_p = 1$, $K_i = 3$, dan $K_d = 0,01$). Melalui pendekatan metodologis ini, keandalan algoritma dalam mengompensasi fluktuasi tegangan masukan (*line regulation*) dan penurunan tegangan akibat pembebanan (*load regulation*) dapat teruji secara ilmiah.

5.2 Pengujian Beban

Pengujian beban dilakukan untuk menganalisis pengaruh penarikan arus terhadap regulasi tegangan keluaran, persentase *error* sensor, serta porsi penyesuaian *Duty Cycle* oleh mikrokontroler.

5.2.1 Pengujian Akurasi Sensor Tegangan dan Analisis Error

Pengujian awal dilakukan untuk mengukur tingkat presisi dan akurasi rangkaian umpan balik sensor pembagi tegangan (*voltage divider*) $100\text{ k}\Omega/1\text{ k}\Omega$ ($K = 101$) yang terhubung ke pin analog Arduino Nano. Pembacaan tegangan keluaran oleh ADC mikrokontroler (V_{Arduino}) dibandingkan langsung dengan hasil pengukuran instrumen standar Multimeter Digital ($V_{\text{Multimeter}}$). Besarnya penyimpangan data dihitung menggunakan rumus persentase *error*: Sampel perhitungan diambil dari data pengujian sensor pembagi tegangan pada Tabel 5.1 (Titik Pengujian ke-10):

- Tegangan acuan / Multimeter ($V_{\text{Multimeter}}$) = 48,5 V
- Tegangan pembacaan Arduino (V_{Arduino}) = 49,4 V

$$\text{Error (\%)} = \frac{|48,5 - 49,4|}{48,5} \times 100\% = \frac{0,9}{48,5} \times 100\% = 1,86\%$$

Tabel 5. 1 Hasil Pengujian Persentase Error Sensor Tegangan

No	Target Vout (V)	Input (V)	Vout arduino (V)	Vout Multimeter (V)	Error (%)
1	12 V	6 V	12,3	12,3	0,00 %
2	24 V	8 V	23,7	23,6	0,42 %
3	24 V	10 V	23,7	23,6	0,42 %
4	30 V	12 V	30	29,9	0,33 %
5	30 V	14 V	30	29,8	0,67 %
6	30 V	16 V	30	29,8	0,67 %
7	30 V	18 V	30	29,6	1,35 %
8	40 V	20 V	40	39,4	1,52 %
9	40 V	22 V	40	39,4	1,52 %
10	49 V	24 V	49,4	48,5	1,86 %

Berdasarkan data pada Tabel 5.1, penyimpangan pembacaan terkecil dicapai pada titik pengujian 12 V dengan nilai *error* sebesar 0,00%, sedangkan penyimpangan tertinggi terjadi pada titik pengujian 49 V dengan *error* sebesar 1,86%. Kenaikan persentase *error* pada skala tegangan tinggi dipengaruhi oleh toleransi nilai resistansi fisik komponen serta resolusi ADC 10-bit mikrokontroler. Rata-rata persentase *error* secara keseluruhan berada pada angka 0,88%, yang membuktikan bahwa sirkuit pengondisi sinyal sensor pembagi tegangan memiliki ketelitian dan linearitas yang sangat tinggi dalam merekonstruksi tegangan fisik keluaran.

5.2.2 Pengujian Mode Closed Loop pada Kondisi Tanpa Beban

Pengujian mode *Closed Loop* tanpa beban ($I_{out} = 0$ A) dilakukan untuk mengevaluasi keandalan dan responsivitas algoritma kendali PID dalam merespons fluktuasi tegangan masukan (V_{in}) serta mengunci tegangan keluaran fisik agar selalu sesuai dengan target *Setpoint*. Sampel perhitungan diambil dari pengujian mode Closed Loop tanpa beban pada Tabel 5.2 (Titik Pengujian ke-1):

- Tegangan masukan (V_{in}) = 6 V
- Tegangan keluaran target (V_{out}) = 12 V

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$$

$$D = 1 - \frac{6}{12} = 1 - 0,5 = 0,5 \quad (50\%)$$

Tabel 5. 2 Pengujian Mode Closed Loop Tanpa Beban

No	Target Vout (V)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Duty Cycle (%)	Arus Iout (A)
1	12 V	6 V	12,3	12,8	52	0
2	15 V	8 V	15,3	15,3	45	0
3	18 V	10 V	17,8	18	41	0
4	20 V	12 V	20,2	20,4	36	0
5	24 V	14 V	24,2	24,5	36	0
6	30 V	16 V	30,6	30	44	0
7	35 V	18 V	35	34,7	45	0
8	40 V	20 V	39,5	39,3	46	0
9	45 V	22 V	44,9	44,4	47	0
10	49,7 V	24 V	49,4	48,7	53	0

Berdasarkan data pada Tabel 5.2, algoritma kendali PID terbukti bekerja sangat responsif dalam meregulasi tegangan keluaran. Ketika terjadi variasi tegangan masukan V_{in} dari rentang 6 V hingga 24 V, mikrokontroler secara otomatis menghitung selisih galat ($e(t) = V_{setpoint} - V_{out}$) dan mengoleskan koreksi pada persentase *Duty Cycle* dalam rentang 36% hingga 53%. Sebagai contoh, saat $V_{in} = 6$ V dengan target 12 V, algoritma mengalokasikan *Duty Cycle* 52%. Ketika V_{in} dinaikkan ke 12 V dengan target 20 V, *Duty Cycle* secara otomatis diturunkan ke 36% untuk mencegah terjadinya lonjakan tegangan di atas nilai *Setpoint*. Pengujian ini membuktikan bahwa pada kondisi tanpa beban, sistem kendali *Closed Loop* mampu menjaga stabilitas regulasi tegangan masukan (*line regulation*) secara presisi.

5.2.3 Pengujian Sistem pada Kondisi Pembebanan 22 k Ω

Pengujian dengan menghubungkan beban resistor $R_L = 22$ k Ω dilakukan untuk menganalisis respons sirkuit pada penarikan arus skala kecil. Besarnya arus keluaran (I_{out}) dihitung berdasarkan Hukum Ohm.

Tabel 5. 3 Pengujian Mode Closed Loop Beban 22 k Ω

No	Target Vout (V)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Duty Cycle (%)	Arus Iout (mA)
1	12 V	6 V	12,4	12,2	51	2,31
2	24 V	8 V	23,3	24,5	70	4,23
3	24 V	10 V	24,5	23,2	65	4,47
4	30 V	12 V	30,3	30,6	62	5,33
5	30 V	14 V	30	30,3	53	5,62
6	35 V	16 V	35	35,2	51	6,27
7	35 V	18 V	35	35	45	6,11
8	40 V	20 V	39,6	40	44	6,83
9	40 V	22 V	39,6	40	39	6,82
10	49 V	24 V	48,8	49	46	8,17

Tabel 5. 4 Pengujian Mode Open Loop Beban 22 k Ω

No	Duty Cycle (%)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Arus Iout (mA)
1	20	10 V	12,7	13,4	2,44
2	20	15 V	19,5	19,8	3,65
3	20	20 V	26	26,4	5,23
4	25	20 V	28,5	28,9	5,65
5	30	20 V	30,5	30,7	6,14
6	35	20 V	34	34	6,57
7	40	20 V	36,5	36,3	6,88
8	45	20 V	38,8	38,6	7,45
9	50	20 V	42,2	41,7	7,92
10	55	20 V	44,2	43,7	8,21

Berdasarkan data Tabel 5.3 dan 5.4, penarikan arus pada beban 22 k Ω (22.000 Ω) terukur relatif kecil yaitu sebesar 2,31 mA hingga 8,21 mA. Hal ini terjadi karena sesuai Hukum Ohm, nilai hambatan R_L yang cukup besar membatasi laju aliran muatan listrik yang mengalir ke terminal beban. Pada mode *Open Loop*, terjadinya penarikan arus menyebabkan penurunan tegangan keluaran jika dibandingkan dengan kondisi tanpa beban pada *Duty Cycle* yang sama. Sebaliknya, pada mode *Closed Loop*, aksi kompensasi PID menaikkan porsi *Duty Cycle* hingga

70% saat tegangan masukan rendah (8 V) guna menyuplai daya yang cukup ke induktor, sehingga V_{out} aktual berhasil dipertahankan konstan sesuai target 24 V.

5.2.4 Pengujian Sistem pada Kondisi Pembebanan 220 k Ω

Pengujian dengan impedansi beban tinggi $R_L = 220 \text{ k}\Omega$

merepresentasikan kondisi operasional dengan penarikan arus minimal ($I_{out} < 1 \text{ mA}$)

Tabel 5. 5 Pengujian Mode Closed Loop Beban 220 k Ω

No	Target Vout (V)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Duty Cycle (%)	Arus Iout (mA)
1	12 V	6 V	12	12,8	43	0,05
2	24 V	8 V	24,2	24,6	68	0,09
3	24 V	10 V	24	24,3	58	0,12
4	30 V	12 V	30	29,8	59	0,14
5	30 V	14 V	30,3	29,9	49	0,14
6	35 V	16 V	35	34,9	49	0,15
7	35 V	18 V	35,2	35,4	40	0,16
8	40 V	20 V	40	39,5	42	0,17
9	40 V	22 V	40	39,5	37	0,17
10	49 V	24 V	49,5	48,5	46	0,21

Tabel 5. 6 Pengujian Mode Open Loop Beban 220 k Ω

No	Duty Cycle (%)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Arus Iout (mA)
1	20	10 V	13	14	0,06
2	20	15 V	20	20,7	0,09
3	20	20 V	27,9	27,4	0,12
4	25	20 V	29,6	30	0,13
5	30	20 V	32,5	32,5	0,15
6	35	20 V	35,3	35,3	0,15
7	40	20 V	38,3	37,7	0,16
8	45	20 V	40,6	40	0,17
9	50	20 V	44,5	43,5	0,18
10	55	20 V	46,2	45	0,19

Data pada Tabel 5.5 dan 5.6 menunjukkan penarikan arus yang paling kecil di antara seluruh variasi beban terpasang, yaitu hanya berkisar antara 0,05 mA hingga 0,21 mA. Berdasarkan Hukum Ohm $I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L}$, karena nilai pembagi resistansi R_L sangat besar (220.000 Ω), maka arus elektrik yang diizinkan mengalir menjadi sangat mendekati nol. Karena penarikan arus yang minimal ini, efek penurunan tegangan akibat regulasi beban (*load regulation*) menjadi tidak signifikan. Pada mode *Closed Loop*, algoritma PID mengalokasikan *Duty Cycle* yang relatif rendah (37% – 68%) untuk mencapai target tegangan. Karakteristik respons tegangan keluaran pada beban 220 k Ω ini secara umum sangat mendekati profil pengujian tanpa beban.

5.2.5 Pengujian Sistem pada Kondisi Pembebanan 1 k Ω

Pengujian menggunakan beban $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ (1.000 Ω) merupakan kondisi pembebanan terberat dalam rangkaian eksperimen ini. Sampel perhitungan diambil dari pengujian kondisi pembebanan puncak 1 k Ω pada Tabel 5.7 (Titik Pengujian ke-10):

- Tegangan keluaran terukur (V_{out}) = 49,7 V
- Arus keluaran terukur (I_{out}) = 55 mA = 0,055 A
- Hambatan beban (R_L) = 1 k Ω = 1000 Ω

$$P = V_{out} \times I_{out}$$

$$P = 49,7 \text{ V} \times 0,055 \text{ A} = 2,7335 \text{ W} \approx 2,73 \text{ W}$$

Atau jika dihitung langsung menggunakan nilai hambatan beban:

$$P = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{(49,7)^2}{1000} = \frac{2470,09}{1000} \approx 2,47 \text{ W}$$

Tabel 5. 7 Pengujian Mode Closed Loop Beban 1 k Ω

No	Target Vout (V)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Duty Cycle (%)	Arus Iout (mA)
1	12 V	6 V	11,8	12,3	53	11,5
2	24 V	8 V	24	23,8	68	25,7
3	24 V	10 V	24	23,7	59	24,5
4	30 V	12 V	29,5	30,5	63	31,6
5	30 V	14 V	30	29,5	54	31,3
6	35 V	16 V	35,3	34,7	54	36,5
7	35 V	18 V	35,3	34,3	49	36,7
8	40 V	20 V	40	39	49	42,7
9	40 V	22 V	39,5	39	44	43
10	49 V	24 V	48 ,7	49,7	44	55

Tabel 5. 8 Pengujian Mode Open Loop Beban 1 k Ω

No	Duty Cycle (%)	Input (V)	Vout (V)	Vout Multimeter (V)	Arus Iout (mA)
1	20	10 V	12	12,7	11
2	20	15 V	18,3	18,5	17,6
3	20	20 V	24,5	24,7	24,7
4	25	20 V	26,5	26,2	26,3
5	30	20 V	28,5	27,9	29
6	35	20 V	30,8	30,3	31,3
7	40	20 V	33	32,7	33,8
8	45	20 V	36,3	35,8	37,5
9	50	20 V	39,5	38,8	43
10	55	20 V	44,3	43,6	46,3

Secara teoretis berdasar Hukum Ohm, besarnya arus listrik berbanding terbalik dengan hambatan beban. Karena beban 1 k Ω memiliki nilai resistansi yang paling kecil di antara seluruh variasi beban pengujian ($1\text{ k}\Omega < 22\text{ k}\Omega < 220\text{ k}\Omega$), maka penarikan arus keluaran pada sirkuit ini menjadi yang paling besar, yaitu mencapai 11,0 mA hingga 55,0 mA dengan konsumsi daya puncak mencapai 2,73 Watt.

Tingginya penarikan arus pada beban 1 k Ω menyebabkan jatuhnya tegangan (*voltage drop*) yang signifikan pada mode *Open Loop* akibat rugi-rugi resistansi internal MOSFET IRLZ44N ($R_{DS(on)}$) dan resistansi kawat induktor. Namun, pada mode *Closed Loop*, algoritma PID terbukti sangat andal dalam merespons penarikan arus besar tersebut dengan memperlebar pulsa PWM hingga *Duty Cycle* 68%. Mekanisme kompensasi ini berhasil memompa akumulasi energi magnetik yang lebih besar pada induktor sehingga tegangan keluaran fisik tetap terkunci konstan mendekati nilai target.

5.2.6 Pengujian Duty Cycle

Pengujian ini dilakukan untuk mengetahui karakteristik respon tegangan keluaran (V_{out}) terhadap perubahan persentase Duty Cycle (D) dari 10% hingga batas maksimum 78% (PWM_MAX = 200). Pengujian dilakukan pada kondisi Open Loop dengan memberikan tegangan masukan konstan $V_{in} = 20$ Volt. Hasil perhitungan teoritis dan pengukuran dapat dilihat pada Tabel 5.9 berikut:

Tabel 5. 9 Pengujian Duty Cycle

No	Duty Cycle (%)	Vin (V)	Vout (V)
1	10	20	22,2
2	15	20	23,53
3	20	20	25
4	25	20	26,67
5	30	20	28,57
6	35	20	30,77
7	40	20	33,33
8	45	20	36,36
9	50	20	40
10	55	20	44,44
11	60	20	50
12	65	20	57,14
13	78	20	90,91

Berdasarkan Tabel 5.9, dapat dianalisis karakteristik respon tegangan keluaran (V_{out}) terhadap perubahan persentase *Duty Cycle* (D) dari 10% hingga batas maksimum 78% pada kondisi tegangan masukan konstan $V_{in} = 20$ Volt. Nilai tegangan keluaran pada tabel tersebut diperoleh berdasarkan perhitungan persamaan matematis ideal *Boost Converter*, yaitu $V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D}$. Dari data hasil pengujian tersebut, terlihat jelas bahwa kenaikan *Duty Cycle* berbanding lurus dengan peningkatan tegangan keluaran secara non-linier atau eksponensial.

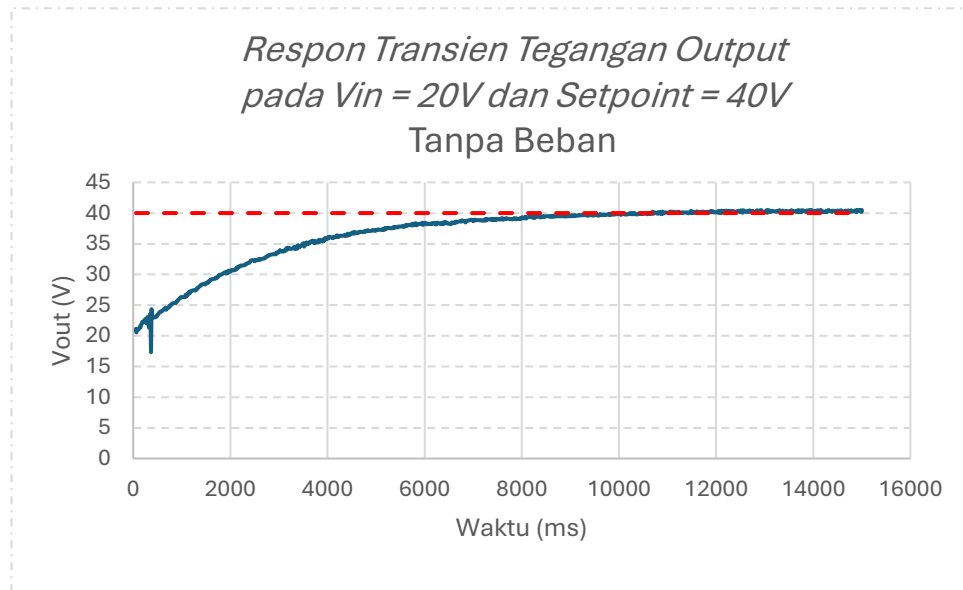
Pada rentang *Duty Cycle* rendah (10%--30%), kenaikan tegangan keluaran berlangsung relatif landai, yaitu meningkat secara bertahap dari 22,2 V hingga 28,57 V. Memasuki rentang *Duty Cycle* sedang (35%--60%), laju kenaikan tegangan mulai menunjukkan tren yang semakin curam, di mana pada *Duty Cycle* 50% tegangan mencapai 40 V dan meningkat menjadi 50 V saat *Duty Cycle* 60%. Puncak kenaikan terjadi saat mencapai batas *Duty Cycle* maksimum (78%), di mana tegangan keluaran mencapai nilai tertinggi sebesar 90,91 Volt.

Pembatasan nilai *Duty Cycle* maksimum pada angka 78% (yang dikunci pada kode program PWM_MAX = 200) berfungsi sebagai fitur proteksi digital (*Safety Clamping*). Pembatasan ini sangat krusial untuk mencegah lonjakan arus rata-rata induktor ($I_L = \frac{I_{out}}{1-D}$) yang meningkat secara ekstrem saat *Duty Cycle* mendekati 100%. Melalui mekanisme proteksi ini, induktor 330 μ H terhindar dari kondisi saturasi magnetik, potensi pemanasan berlebih (*thermal runaway*) pada MOSFET IRLZ44N dapat dicegah.

5.3 Pengujian Respon Transien

Pengujian respons transien dilakukan untuk mengevaluasi perilaku dinamik sistem saat mengalami perubahan kondisi dari status awal non-aktif menuju kondisi tunak (*steady-state*). Seluruh pengujian transien dieksekusi pada parameter masukan $V_{in} = 20$ V dan target *Setpoint* 40 V dengan interval perekaman data 10 ms.

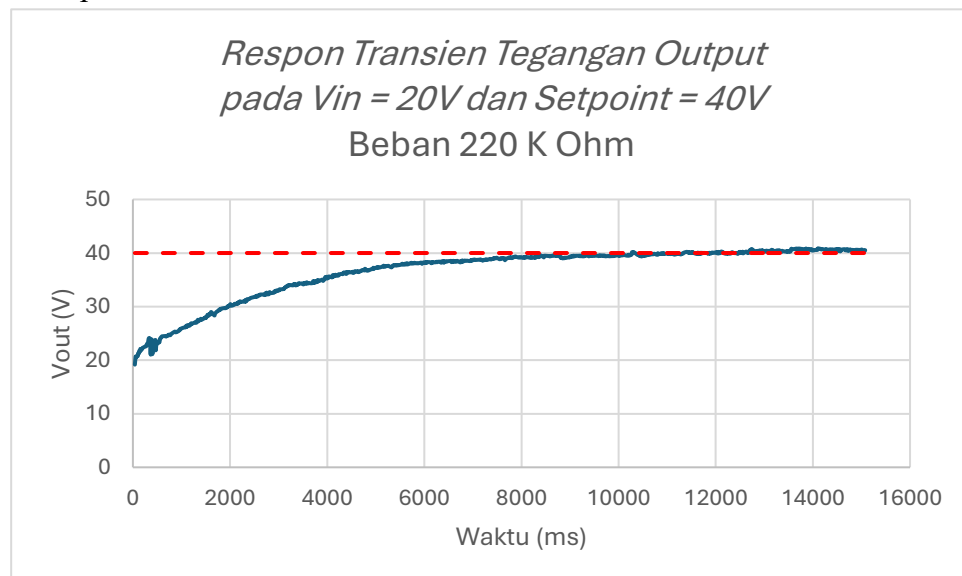
5.3.1 Respons Transien Tanpa Beban



Gambar 5. 1 Respons Transien Tanpa Beban

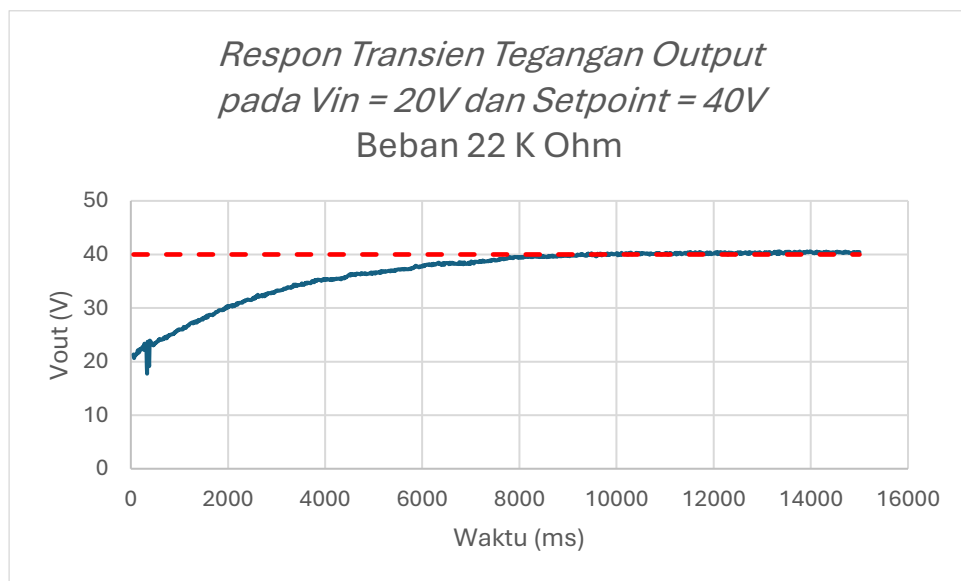
Pada pengujian kondisi tanpa beban, tegangan keluaran naik secara gradual dari level masukan awal 20 V menuju target 40 V. Kurva transien menunjukkan bentuk kenaikan eksponensial teredam (*damped response*) yang sangat halus tanpa mengalami *overshoot*. Waktu penstabilan (*settling time*) dicapai pada kisaran 8.000 ms – 10.000 ms, di mana tegangan berhasil terkunci stabil pada nilai 40 V.

5.3.2 Respons Transien Beban 220 k Ω



Gambar 5. 2 Respon transien Beban 220 k Ω

Respons transien pada beban 220 k Ω memiliki profil yang hampir identik dengan kondisi tanpa beban karena penarikan arus yang sangat kecil ($I_{out} \approx 0,18$ mA). Tegangan merambat naik dari 20 V dan secara konsisten mencapai kondisi *steady-state* 40 V pada kisaran waktu 8.000 ms – 10.000 ms tanpa menunjukkan adanya lonjakan tegangan transien (*voltage spikes*) yang membahayakan komponen.

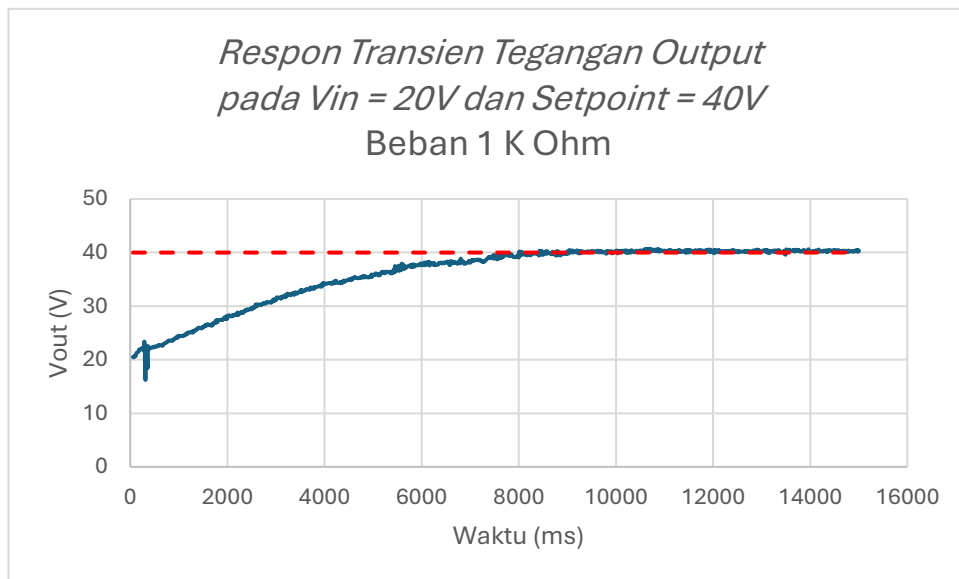


5.3.3 Respons Transien Beban 22 k Ω

Gambar 5. 3 Respon Transien Beban 22 k Ω

Pengujian transien dengan beban 22 k Ω menghasilkan penarikan arus transien $I_{out} \approx 1,82$ mA. Lintasan kurva merambat naik secara stabil dari 20 V menuju 40 V. Keberadaan beban 22 k Ω membantu pelepasan muatan sisa kapasitor filter, sehingga kurva mendekati kondisi tunak secara responsif dan bebas dari osilasi transien.

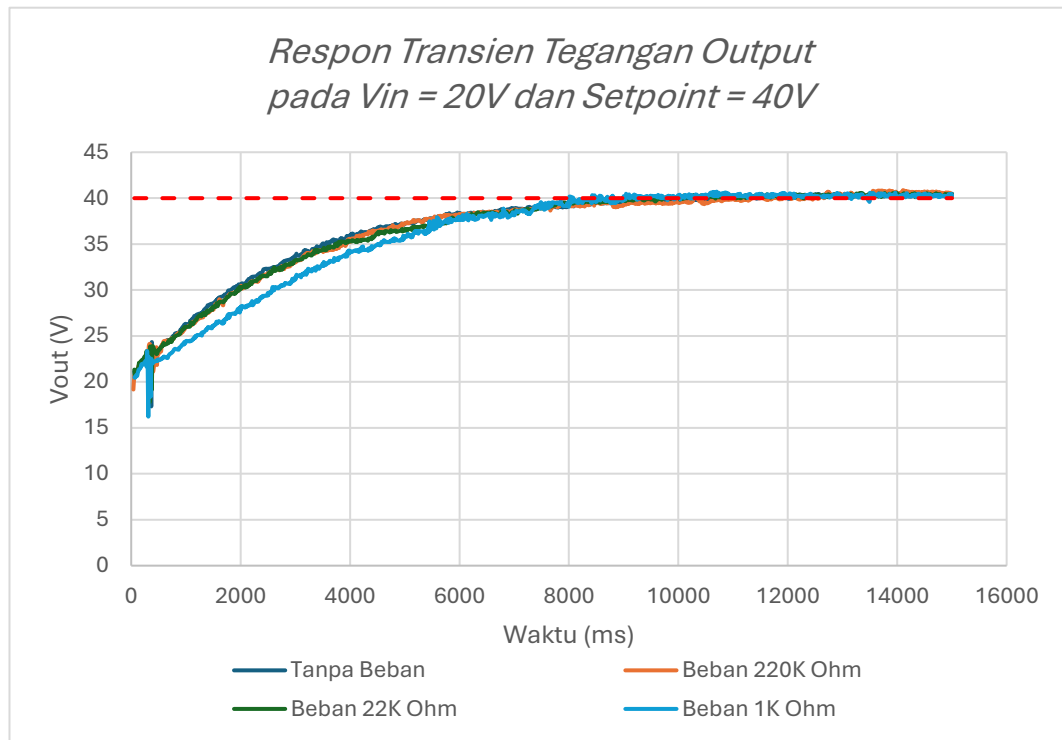
5.3.4 Respons Transien Beban 1 k Ω



Gambar 5. 4 Respon Transien Beban 1 k Ω

Pada pengujian dengan beban 1 k Ω ($I_{out} \approx 40$ mA), kemiringan kurva kenaikan tegangan pada fase awal (0 – 6.000 ms) terlihat sedikit lebih lambat. Hal ini terjadi karena sebagian arus dari induktor terbagi secara langsung untuk memberi daya pada beban selama proses pengisian kapasitor filter. Meskipun demikian, algoritma PID mampu mengompensasi kondisi tersebut sehingga tegangan tetap mencapai target 40 V secara presisi pada kondisi *steady-state*.

5.3.5 Analisis Gabungan Respons Transien dan Penurunan Tegangan Awal (Initial Voltage Dip)



Gambar 5. 5 Gabungan Respon Transien

Penggabungan seluruh kurva respons transien memberikan gambaran komparatif mengenai dinamika pengisian tegangan keluaran. Dari hasil pengamatan grafik pada rentang awal 0 – 500 ms, terdeteksi adanya penurunan tegangan mendadak (*initial voltage dip/drop*) dari posisi tegangan awal 20 V turun sejenak ke kisaran 16 V – 17 V sebelum akhirnya merambat naik menuju 40 V. Fenomena terjadinya penurunan tegangan awal ini disebabkan oleh tiga faktor fisik utama sirkuit:

1. Isolasi Dioda Penyearah dan *Discharge* Kapasitor Filter: Pada siklus awal pensaklaran konverter *boost*, saat MOSFET pertama kali dipicu *ON* (t_{on}), induktor dihubungkan langsung ke *ground* untuk mengisi medan magnetik. Pada kondisi ini, dioda penyearah berada dalam kondisi prasikap balik (*reverse bias/OFF*), sehingga memutus aliran daya dari sumber masukan menuju terminal keluaran. Selama selang waktu singkat tersebut, tegangan pada simpul keluaran disuplai sepenuhnya oleh sisa muatan pada kapasitor

filter (C_{out}). Penarikan arus oleh beban dan sirkuit umpan balik saat dioda dalam posisi *OFF* secara alami memicu pengosongan muatan sesaat (*discharge*) pada kapasitor, yang menyebabkan tegangan sempat merosot sebelum energi dari induktor dilepaskan ke sisi keluaran ketika MOSFET beralih ke kondisi *OFF* (t_{off}).

2. Arus Kejut Awal (*Inrush Current*) dan Pengisian Medan Magnet Induktor: Saat sinyal PWM frekuensi tinggi 62,5 kHz pertama kali diaktifkan pada $t = 0$ ms, arus listrik diserap secara mendadak oleh induktor 330 μ H untuk membangun medan magnet awal. Proses pengisian medan magnetik pada inti induktor dari kondisi kosong ini menarik energi yang cukup besar pada saluran daya utama, sehingga menciptakan transien penurunan tegangan sesaat di jalur keluaran.
3. Penundaan Waktu Pemrosesan Kendali PID (*Controller Lag Delay*): Pada milidetik pertama saat alat diaktifkan, algoritma PID baru mulai membaca sinyal umpan balik dari sensor dan mengalkulasi nilai galat. Sebelum komputasi PID berhasil menyesuaikan persentase *duty cycle* ke tingkat yang optimal untuk menaikkan tegangan, sirkuit mengalami jeda waktu transien singkat (*lag*) yang menyebabkan tegangan sempat terkoreksi turun sebelum akhirnya merambat naik (*ramp-up*) secara stabil menuju kondisi *steady-state* 40 V.

Secara komparatif, grafik gabungan memperlihatkan bahwa semakin besar arus beban (seperti pada beban 1 k Ω), kurva transien berada sedikit di bawah kurva tanpa beban selama rentang 0 – 6.000 ms. Namun, seluruh variasi pembebanan terbukti berhasil konvergen menuju nilai target 40 V yang sama tanpa mengalami osilasi berlebih maupun galat kondisi tunak (*steady-state error*). Hasil ini mengonfirmasi bahwa penataan parameter gain PID ($K_p = 1$, $K_i = 3$, $K_d = 0,01$) yang diterapkan sudah sangat optimal dalam menjaga kestabilan sistem.

5.4 Pembahasan dan Hasil Pengujian

Pembahasan menyeluruh dilakukan dengan mengombinasikan analisis kuantitatif matematis, evaluasi respons dinamis, serta kuantifikasi kinerja sistem menggunakan metrik *Mean Square Error* (MSE).

5.4. 1 Analisis Kinerja Kuantitatif Berbasis MSE

Kuantifikasi kinerja kuantitatif dan efektivitas regulasi sistem kendali PID dalam mengendalikan tegangan keluaran *Dual-Mode DC-DC Boost Converter* dievaluasi menggunakan metrik statistik *Mean Square Error* (MSE). Metrik MSE mengkuadratkan selisih antara nilai acuan (*Setpoint*) dan nilai terukur aktual pada setiap titik pengujian. Penguadratan nilai galat ini memberikan bobot penalti yang jauh lebih besar terhadap deviasi tegangan skala besar pada fase transien awal, sekaligus mengukur tingkat kepresisian sistem ketika telah mencapai kondisi tunak (*steady-state*).

Tabel 5. 10 Evaluasi Nilai MSE

No	Pengujian	Nilai MSE
1	Tanpa Beban	33,82
2	Beban 220k Ω	35,95
3	Beban 22k Ω	36,10
4	Beban 1k Ω	46,80

5.4. 2 Peran Interval Sampling 10 ms Terhadap Akurasi MSE

Pengambilan data transien dilakukan secara otomatis melalui fitur perekaman data dengan interval waktu pengambilan sampel (*sampling rate*) setiap 10 ms (0,01 detik) selama total durasi pengujian 15.000 ms. Kerapatan frekuensi pembacaan sebesar 100 Hz ini menghasilkan 1.500 titik data diskrit yang sangat terperinci. Tingginya resolusi waktu ini memiliki peran yang sangat krusial dalam menjaga akurasi kalkulasi MSE, karena sistem mampu merekam dinamika perubahan tegangan mikro yang terjadi secara amat cepat pada rentang awal 0 – 500 ms, seperti fenomena penurunan tegangan awal (*initial voltage dip*).

Jika interval pengambilan data dilakukan secara lambat (misalnya setiap 500 ms atau 1 detik), fenomena transien cepat dan kemiringan laju kenaikan tegangan (*ramp-up slope*) tidak akan terekam secara utuh. Hal tersebut dapat

menyebabkan nilai galat transien awal terabaikan, sehingga menghasilkan kalkulasi MSE yang membiaskan kondisi fisik sistem sebenarnya. Dengan interval 10 ms, seluruh deviasi tegangan pada fase transien maupun fluktuasi kecil pada kondisi tunak dapat terkuantifikasi secara presisi.

5.4. 3 Interpretasi Besaran Nilai MSE

Berdasarkan hasil kalkulasi data pengujian pada Tabel 5.9, diperoleh besaran nilai MSE yang berada pada rentang 33,82 hingga 46,80. Besaran angka MSE ini secara matematis terdistribusi dan didominasi oleh akumulasi galat pada fase transien awal ($t = 0$ ms hingga $t = 6.000$ ms). Pada milidetik pertama saat alat diaktifkan, tegangan keluaran merambat naik dari tegangan awal masukan ($V_{in} = 20$ V) menuju target $Setpoint = 40$ V. Pada fase ini, selisih galat berada pada nilai yang cukup besar ($e = 40$ V $-$ 20 V $= 20$ V), sehingga penguadratan galat menghasilkan deviasi sebesar $(20)^2 = 400$ pada sampel-sampel awal.

Tingginya kuadrat galat pada rentang transien awal inilah yang menjadi penyumbang utama besarnya nilai total MSE. Sebaliknya, ketika sistem telah mencapai kondisi tunak ($t > 8.000$ ms hingga $t = 15.000$ ms), selisih galat yang terbaca pada setiap interval 10 ms berada pada tingkat yang sangat minimal ($e \approx 0,1$ V $-$ $0,3$ V). Kuadrat galat kondisi tunak yang hanya berkisar antara $(0,1)^2 = 0,01$ menunjukkan bahwa nilai total MSE lebih merefleksikan kecepatan respons transien sistem dalam mencapai target tegangan dibandingkan adanya penyimpangan pada kondisi *steady-state*.

5.4. 4 Korelasi Pembebanan Terhadap Kenaikan Nilai MSE

Hasil evaluasi menunjukkan adanya korelasi linier antara peningkatan penarikan arus beban terhadap besaran nilai MSE yang dihasilkan. Pada pengujian tanpa beban ($R_L = \infty$), diperoleh nilai MSE terkecil yaitu sebesar 33,82. Kondisi ini terjadi karena tanpa adanya penarikan arus keluaran, seluruh transfer energi magnetik dari induktor difokuskan untuk mengisi kapasitor filter keluaran. Laju kenaikan tegangan dapat berlangsung paling cepat, sehingga meminimalkan jumlah sampel 10 ms yang memiliki galat tinggi.

Pada pengujian dengan beban $220\text{ k}\Omega$ dan $22\text{ k}\Omega$, nilai MSE mengalami kenaikan tipis masing-masing menjadi 35,95 dan 36,10. Penarikan arus yang tergolong kecil ($0,18\text{ mA}$ dan $1,82\text{ mA}$) tidak memberikan efek penurunan tegangan yang signifikan, sehingga profil kurva transien dan besaran galat kuadrat per 10 ms hanya meningkat sedikit dibanding kondisi tanpa beban. Sementara itu, pada pembebanan terberat $1\text{ k}\Omega$, nilai MSE melonjak cukup signifikan menjadi 46,80. Hal ini disebabkan oleh tingginya penarikan arus ($I_{out} \approx 40\text{ mA}$) yang menyerap sebagian energi induktor selama fase pengisian awal. Kenaikan tegangan menjadi lebih landai dan penurunan tegangan awal berlangsung lebih dalam, yang menyebabkan akumulasi selisih kuadrat galat selama 600 sampel pertama ($0 - 6.000\text{ ms}$) menjadi lebih besar.

5.4. 5 Kesimpulan Evaluasi Kestabilan Sistem Kendali

Analisis keseluruhan terhadap metrik MSE membuktikan bahwa kenaikan nilai MSE pada beban $1\text{ k}\Omega$ murni disebabkan oleh pembagian arus pada fase transien awal dan penurunan tegangan sesaat saat *startup*, bukan akibat osilasi maupun ketidakstabilan sistem. Grafik respons transien mengonfirmasi bahwa setelah fase transien terlewati, seluruh variasi pembebanan terbukti konvergen menuju target tegangan 40 V yang sama tanpa mengalami *steady-state error*.

Penggunaan parameter kendali PID dengan nilai konstan $K_p = 1$, $K_i = 3$, dan $K_d = 0,01$ yang dieksekusi pada mikrokontroler Arduino Nano terbukti memiliki margin kestabilan yang kokoh. Pengendali mampu mengompensasi efek pembatasan arus beban dan menjaga regulasi tegangan keluaran tetap presisi serta stabil sepanjang rentang pengujian 15.000 ms .