

BAB 4

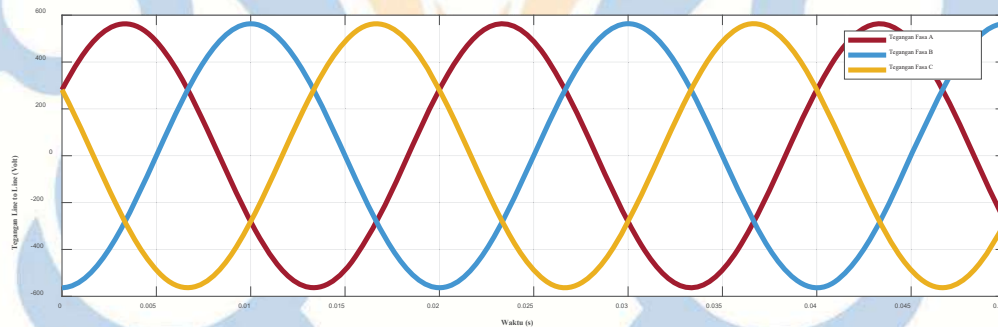
HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1. Simulasi Pengendalian Langsung pada Motor Induksi

Simulasi pengendalian langsung dilakukan dengan diberikan sumber tegangan tiga fasa secara langsung, sesuai dengan tegangan *line-to-line* RMS sebesar 400 Volt dan frekuensi operasi motor 50 Hertz. Simulasi tersebut dilakukan dalam kondisi tanpa beban (beban = 0).

4.1.1 Analisis Tegangan Metode Pengendalian Langsung

Simulasi metode pengendalian langsung pada motor induksi tiga fasa dilakukan dengan memberikan tegangan stator *line-to-line* sebagai *input* motor, sebagaimana ditunjukkan pada **Gambar 4.1**.



Gambar 4.1 Tegangan Fasa 0-0.05 detik pada Simulasi Pengendalian Langsung

Gambar 4.1 menunjukkan tegangan fasa dari sistem pengendalian langsung pada masing-masing fasa A, B, dan C. Grafik tersebut menampilkan gelombang sinusoidal dengan perbedaan sudut fasa yang signifikan di antara ketiga fasa. Perbedaan sudut awal terjadi karena *input* tegangan yang diberikan memiliki selisih sudut sebesar 120° pada setiap fasa, sesuai dengan karakteristik sistem tiga fasa.

Tabel 4.1 menyajikan nilai pada masing-masing fasa A, B, dan C.

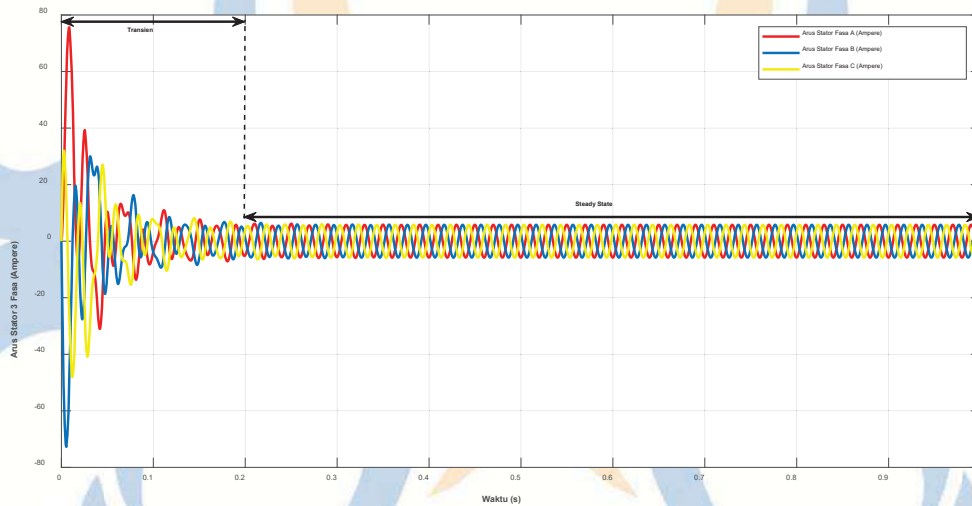
Tabel 4.1 Perbedaan Sudut Fasa Pengendalian Langsung pada Motor Induksi

Fasa	Beda Sudut ($^\circ$)	Tegangan (Volt)
A	0	325.27
B	-120	325.27
C	120	325.27

Tegangan *line-to-line* dalam satuan RMS yang disuplai dikonversi menjadi tegangan puncak menggunakan rumus $V_{peak} = 400\sqrt{2}$, sehingga diperoleh nilai tegangan maksimum sebesar 562.9 Volt. Grafik tersebut juga menunjukkan amplitudo tegangan yang dihasilkan pada masing-masing fasa.

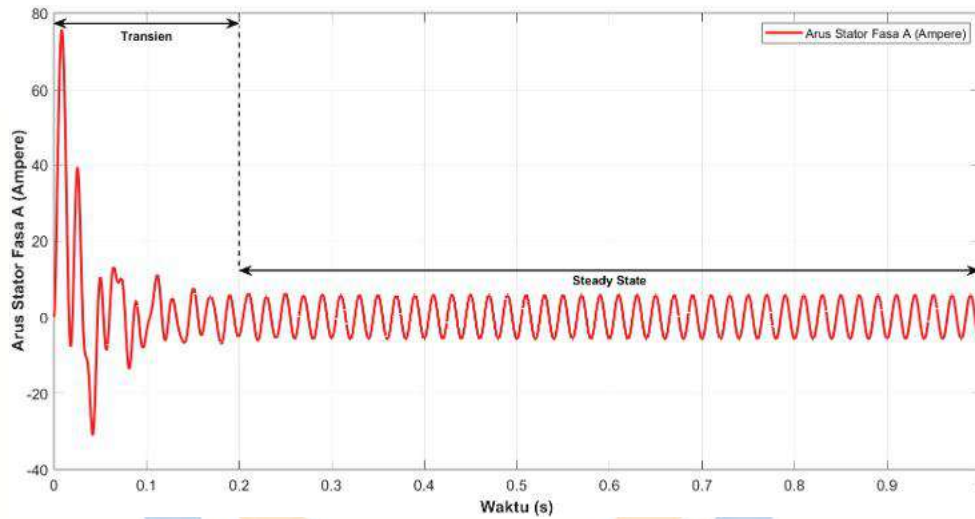
4.1.2 Analisis Arus Stator Metode Pengendalian Langsung

Hasil simulasi pengendalian langsung menunjukkan kurva respons arus stator tiga fasa, yaitu fasa A, fasa B, dan fasa C. Kurva tersebut ditampilkan pada **Gambar 4.2**.



Gambar 4.2 Arus Stator 3 Fasa Simulasi Pengendalian Langsung

Gambar 4.2 memperlihatkan arus stator tiga fasa hasil simulasi pengendalian langsung. Hasil simulasi menunjukkan adanya perbedaan signifikan pada arus puncak selama kondisi transien. Perbedaan tersebut disebabkan oleh motor induksi yang menerima tegangan tiga fasa dengan selisih sudut listrik sebesar 120° . Arus stator pada salah satu fasa ditampilkan pada **Gambar 4.3**.



Gambar 4.3 Arus Stator Fasa A Simulasi Pengendalian Langsung

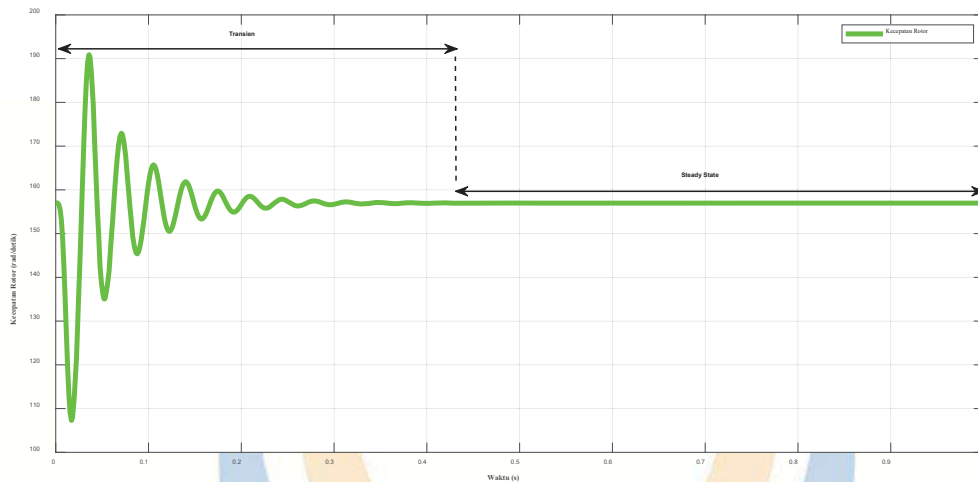
Pada **Gambar 4.3** menunjukkan bahwa arus maksimum (transien) fasa A sebesar 75,66 A, fasa B sebesar 72,74 A, dan fasa C sebesar 48,07 A. Setelah kondisi transien, arus stator mencapai kondisi *steady-state* dengan nilai RMS 4,11 A. Karakteristik lengkap respons arus stator dari motor induksi yang dikendalikan secara langsung ditunjukkan dalam **Tabel 4.2**.

Tabel 4.2 Karakteristik Respons Arus Stator Motor Induksi pada Pengendalian Langsung

Karakteristik	Fasa	Nilai
Arus Transien	A	75.66 A
	B	72.74 A
	C	48.07 A
Arus <i>Steady state</i>	A	4.11 A
	B	4.11 A
	C	4.11 A

4.1.3 Analisis Kecepatan Rotor Metode Pengendalian Langsung

Respons kecepatan hasil simulasi dari pengendalian langsung motor induksi tanpa beban ditunjukkan pada **Gambar 4.4**, yang menunjukkan bahwa kecepatan motor mencapai kondisi stabil sebesar 156,97 rad/s atau setara dengan 1500 RPM/detik.



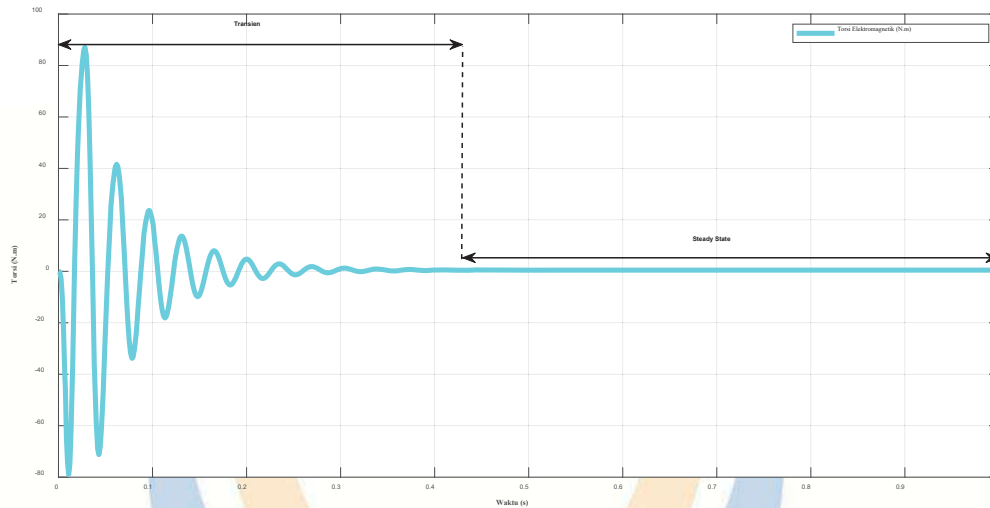
Gambar 4.4 Kecepatan Motor Induksi pada Simulasi Pengendalian Langsung

Tabel 4.3 Karakteristik Respons Sistem Kecepatan Motor pada Pengendalian Langsung

Karakteristik	Nilai
<i>Settling Time</i>	0.16022 s
<i>Rise Time</i>	0.01 s
<i>Overshoot</i>	21.60 %
<i>Undershoot</i>	31.66 %
<i>Peak Value</i>	190.9 rad/s
<i>Peak Time</i>	0.036 s

4.1.4 Analisis Torsi Metode Pengendalian Langsung

Respons berikutnya yang diamati adalah respons torsi motor. Hasil simulasi menunjukkan bahwa torsi awal bernilai nol, kemudian mengalami lonjakan pada kondisi transien dan mencapai nilai puncak sebesar 87,06 Nm. Setelah itu, torsi mengalami osilasi teredam sebelum akhirnya mencapai kondisi *steady-state* dengan nilai rata-rata sekitar 0,47 Nm. Nilai *steady-state* yang mendekati nol menunjukkan bahwa motor beroperasi tanpa beban. Respons torsi ditampilkan pada **Gambar 4.5**



Gambar 4.5 Torsi Elektromagnetik Simulasi Pengendalian Langsung

4.1.5 Pembahasan Simulasi Pengendalian Langsung

Setelah dilakukan pengujian, hasil simulasi pengendalian langsung dapat dianalisis dengan membandingkan tiga parameter utama yaitu arus stator, kecepatan rotor, dan torsi, yang ditunjukkan pada **Tabel 4.4**.

Tabel 4.4 Hasil Simulasi Pengendalian Langsung

Pengujian	Karakteristik	Fasa	Nilai
Arus Stator	Arus Transien	A	75.66 A
		B	72.74 A
		C	48.07 A
	Arus <i>Steady state</i>	A	4.11 A
		B	4.11 A
		C	4.11 A
Kecepatan	<i>Settling Time</i>	-	0.16022 s
	<i>Rise Time</i>	-	0.01 s
	<i>Overshoot</i>	-	21.60 %
	<i>Undershoot</i>	-	31.66 %
	<i>Peak Value</i>	-	190.9 rad/s
	<i>Peak Time</i>	-	0.036 s
Torsi	Torsi Transien	-	87.06 Nm
	Torsi <i>Steady state</i>	-	0.47 Nm

Simulasi pengendalian langsung menunjukkan bahwa arus transien pada fasa A mencapai nilai tertinggi sebesar 75,66 A, diikuti fasa B sebesar 72,74 A, dan fasa C sebesar 48,07 A. Setelah kondisi transien berakhir, ketiga fasa mencapai kondisi *steady-state* yang seimbang pada nilai 4,11 A. Kecepatan rotor mencapai nilai puncak sebesar 190,9 rad/s dengan *overshoot* 21,60% dan *settling time* 0,16022 detik, sebelum akhirnya stabil. Torsi elektromagnetik mencapai puncak 87,06 Nm pada transien kemudian turun mendekati nol (0,47 Nm) pada kondisi tunak tanpa beban.

Arus transien yang sangat besar tersebut bahwa sistem pengendalian langsung tidak mampu membatasi lonjakan arus pada saat motor dinyalakan, sehingga berpotensi merusak belitan stator dan mengganggu kestabilan jaringan listrik. Hal tersebut terjadi karena pada kondisi awal, motor induksi berperilaku seperti transformator dengan rotor dihubung singkat, impedansi rotor sangat rendah sehingga arus yang mengalir hanya dibatasi oleh resistansi dan reaktansi bocor stator. Oleh karena itu, tanpa adanya mekanisme pengendalian arus, lonjakan arus tidak dapat dikurangi.

Berdasarkan persamaan medan magnet stator yang dinyatakan dalam **Persamaan (2.2)**, kecepatan medan putar stator ditentukan oleh frekuensi sumber dan jumlah pasang kutub. Pada motor dengan parameter yang digunakan ($p = 2, f = 50 \text{ Hz}$), kecepatan sinkron adalah 150 rad/s. Rotor berusaha menyamakan kecepatannya dengan medan stator, namun karena inersia rotor ($J = 0,0131 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$) menahan percepatan awal, energi kinetik yang terserap menyebabkan rotor melampaui kecepatan referensi sebelum osilasi teredam hal ini menjelaskan *overshoot* 21,60% yang teramati. Kondisi tersebut sejalan dengan hukum Newton II untuk gerak rotasi pada **Persamaan (2.3)**, di mana torsi elektromagnetik yang besar pada transien menghasilkan percepatan sudut yang tinggi pula.

Hasil ini sejalan dengan pernyataan Muis Prasetya dan Sartika (2024) bahwa motor induksi memiliki karakteristik arus awal yang tinggi dan sensitif terhadap variasi beban, sehingga memerlukan sistem kendali yang efektif untuk menjaga stabilitas torsi dan kecepatan rotor pada kondisi operasi dinamis. Hal tersebut

menegaskan perlunya implementasi metode pengendalian lanjutan untuk mengatasi keterbatasan pengendalian langsung.

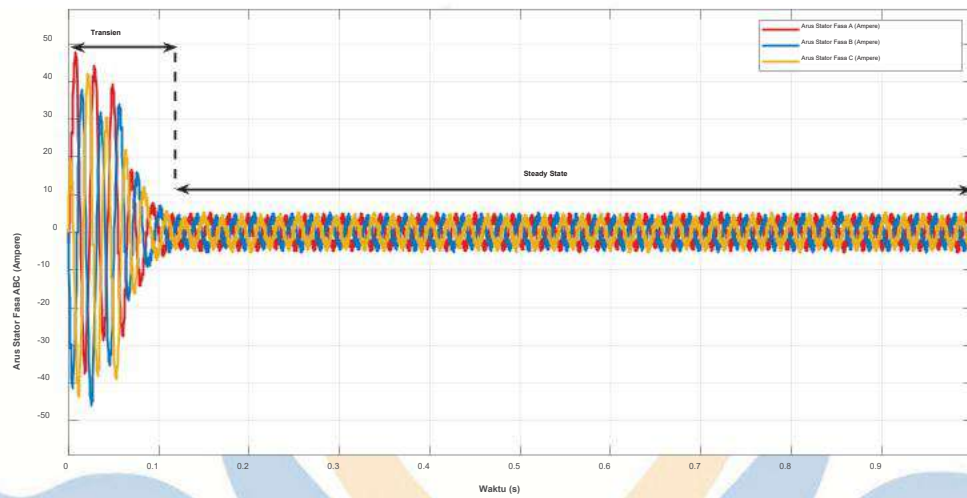
4.2. Analisis V/F *Single Inverter*

Pengujian metode V/F *single inverter* dilakukan untuk menganalisis karakteristik motor induksi tiga fasa pada sistem pengendalian terbuka (*open-loop*). Pada metode V/F, perbandingan tegangan terhadap frekuensi dijaga konstan untuk mempertahankan fluks stator tanpa adanya pengendalian langsung terhadap arus, torsi, maupun kecepatan rotor. Pengujian dilakukan pada kondisi tanpa beban dan dengan variasi beban mekanik sebesar 5 Nm, 10 Nm, 15 Nm, 20 Nm, 25 Nm dan 26.71 Nm. Parameter yang diamati meliputi arus stator, torsi elektromagnetik, kecepatan rotor, serta tegangan stator untuk mengetahui pengaruh pembebanan terhadap performa sistem.

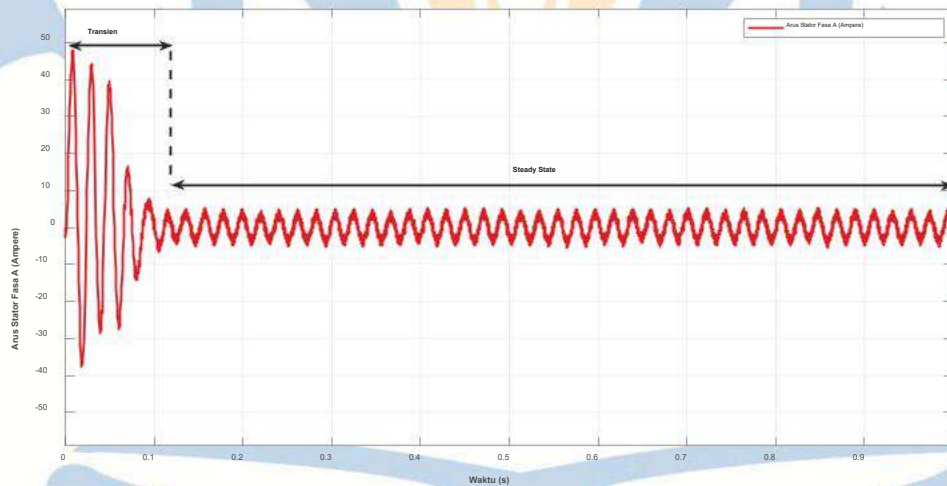
4.2.1 Analisis Arus Stator Metode V/F *Single Inverter*

Pada **Gambar 4.6** menunjukkan arus stator tiga fasa pada metode V/F *single inverter* dalam kondisi tanpa beban (beban = 0 Nm). Terlihat bahwa ketiga fasa (A, B, C) menghasilkan gelombang sinusoidal yang simetris dengan amplitudo *steady-state* yang rendah, yaitu sekitar 2,558 A (RMS). Arus transien pada saat *starting* mencapai 6,892 A (fasa A), 6,975 A (fasa B), dan 7,154 A (fasa C), kemudian mereda dan menetap pada kondisi tunak. Arus *steady-state* yang rendah pada kondisi tanpa beban ini disebabkan oleh motor hanya menyerap arus magnetisasi untuk membentuk fluks celah udara tanpa menghasilkan torsi mekanik yang berarti. Nilai *ripple* arus puncak-ke-puncak rata-rata sebesar 10,412 A, yang terbilang besar dibandingkan nilai *steady-state*-nya. Hal ini terjadi karena metode V/F tidak memiliki mekanisme umpan balik arus secara langsung, sehingga fluktuasi tegangan akibat pensaklaran inverter langsung terekspresikan pada arus stator tanpa

adanya koreksi aktif, sebagaimana dapat dipahami dari persamaan tegangan terminal stator pada rangkaian ekivalen motor induksi **Persamaan (2.11)**.

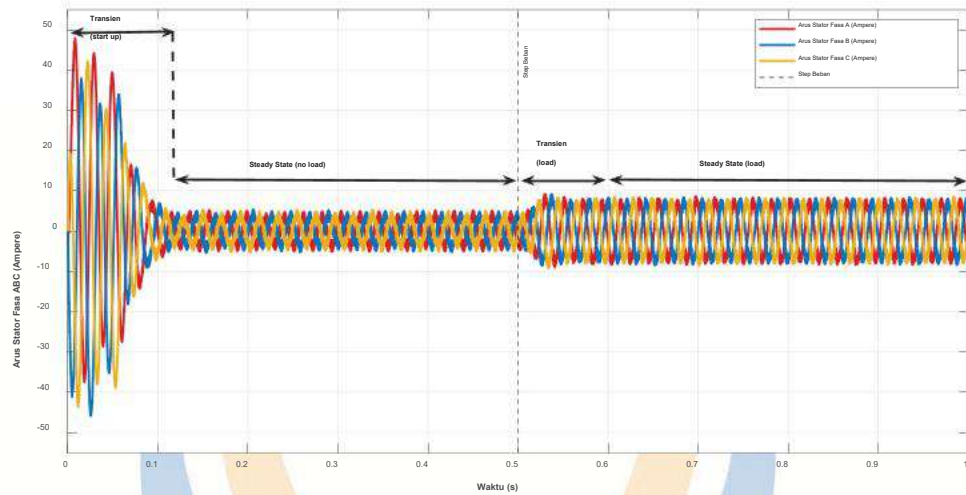


Gambar 4.6 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F *Single Inverter* Tanpa Beban

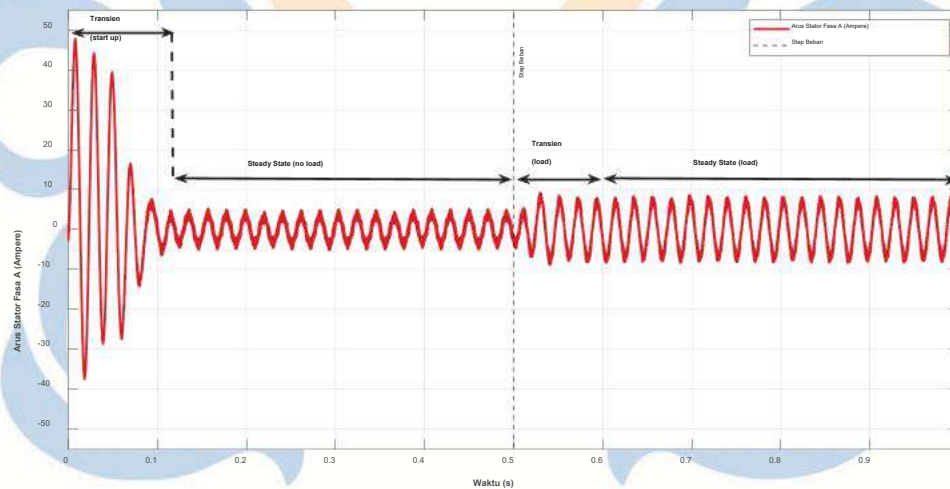


Gambar 4.7 Arus Stator Fasa A Metode V/F *Single Inverter* Tanpa Beban

Pada **Gambar 4.7** menunjukkan arus stator fasa A secara lebih detail. Pada saat *starting*, arus mengalami lonjakan transien yang cukup besar akibat impedansi rotor yang sangat rendah pada kondisi awal, kemudian turun secara eksponensial menuju kondisi tunak. Pola gelombang *steady-state* berbentuk sinusoidal dengan *ripple* akibat pensaklaran SPWM terlihat jelas, mengkonfirmasi bahwa tanpa kendali arus, kualitas gelombang arus pada V/F bersifat *open-loop* dan tidak dapat dioptimalkan. .



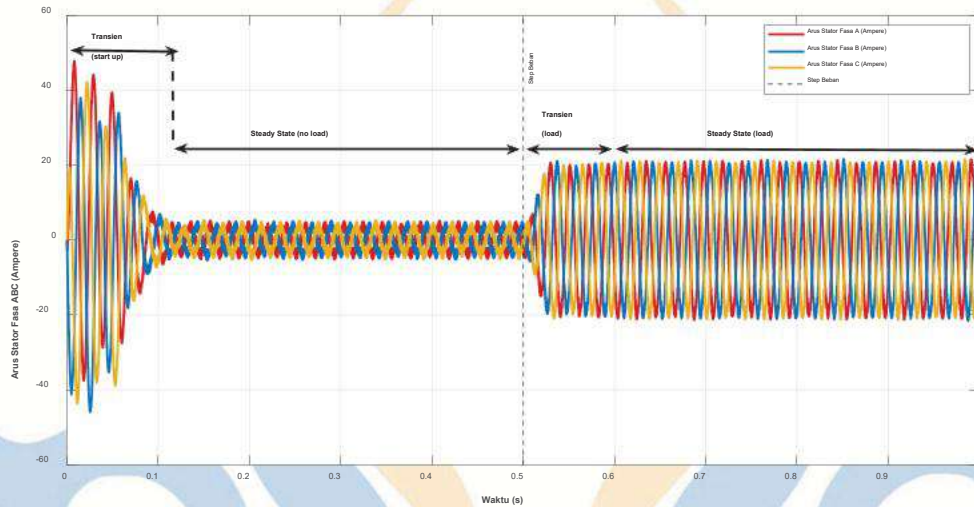
Gambar 4.8 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 10 Nm



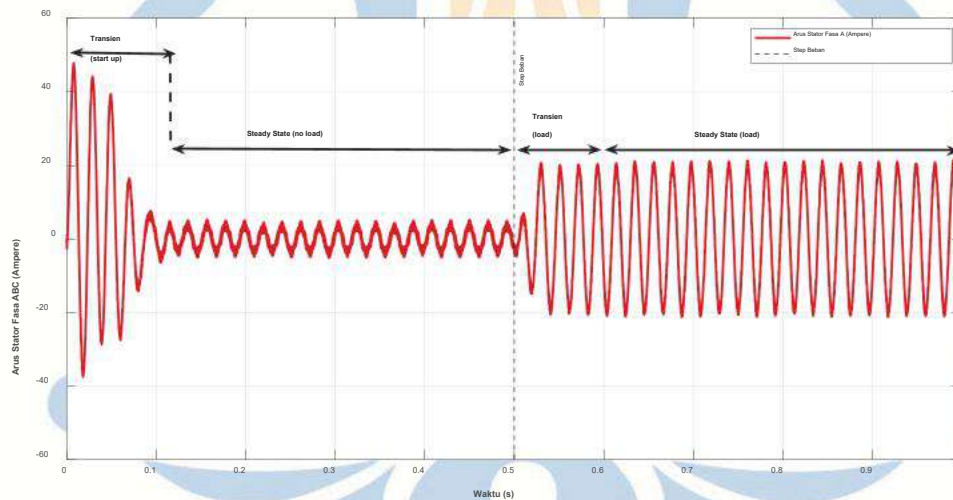
Gambar 4.9 Arus Stator Fasa A Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 10 Nm

Pada **Gambar 4.8** dan **Gambar 4.9** menunjukkan kondisi arus stator saat motor diberi beban 10 Nm. Secara keseluruhan, nilai arus *steady-state* meningkat signifikan menjadi 4,976 A (fasa A), 5,158 A (fasa B), dan 5,082 A (fasa C), dengan *ripple* arus rata-rata P-P sebesar 16,775 A meningkat 61,1% dibandingkan kondisi tanpa beban. Kenaikan arus *steady-state* ini merupakan respons alami motor induksi terhadap penambahan beban mekanik motor harus menyerap daya listrik yang lebih besar untuk menghasilkan torsi yang diperlukan, yang berarti komponen arus rotor I_2 meningkat sehingga arus stator I_1 ikut meningkat sesuai dengan rangkaian ekuivalen motor induksi. Peningkatan *ripple* arus yang proporsional menunjukkan

bahwa semakin tinggi arus beban, semakin besar pula amplitudo fluktuasinya pada metode V/F, karena tidak ada mekanisme pengendalian arus aktif yang mampu meredam fluktuasi tersebut.



Gambar 4.10 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 26.71 Nm



Gambar 4.11 Arus Stator Fasa A Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.10**, **4.11**, dan **Tabel 4.5**, pada beban 26,71 Nm arus transien mencapai $I_a = 11,344$ A, $I_b = 11,375$ A, $I_c = 11,484$ A. Arus *steady-state* melonjak menjadi $I_a = 13,921$ A, $I_b = 14,349$ A, $I_c = 14,184$ A yang secara tidak biasa lebih besar dari arus transiennya sendiri. *Ripple* arus mencapai 42,823 A. Fakta bahwa arus *steady-state* (13,92 A) lebih besar daripada arus transien awal

(11,34 A) merupakan indikasi kritis bahwa motor beroperasi dalam kondisi *overload*. Pada kondisi beban 26,71 Nm yang merupakan beban nominal motor, sistem V/F tidak lagi mampu mempertahankan kecepatan mendekati referensi. Sesuai **Tabel 4.7**, kecepatan *steady-state* turun drastis menjadi 121,671 rad/s dengan SSE = 18,886%. Pada kondisi ini, slip motor sangat besar sehingga arus rotor terus meningkat untuk mengimbangi beban, menghasilkan arus stator yang bahkan melebihi arus transien awal. Hal ini ditunjukkan melalui persamaan kecepatan rotor **Persamaan (2.8)**. Pada V/F, frekuensi sumber ditetapkan sehingga $\omega_s = 157,08$ rad/s. Dengan kecepatan aktual 121,671 rad/s, Nilai slip sebesar 22,56% ini jauh melebihi slip operasi normal (biasanya 1-5%), sehingga motor beroperasi dalam kondisi tidak efisien dengan arus yang sangat tinggi, *ripple* besar, dan daya yang terkonversi menjadi panas. Inilah mengapa V/F tidak layak digunakan pada beban mendekati atau melebihi nominal tanpa kendali kecepatan aktif.

Tabel 4.5 Arus Stator V/F *Single Inverter* terhadap Variasi Beban

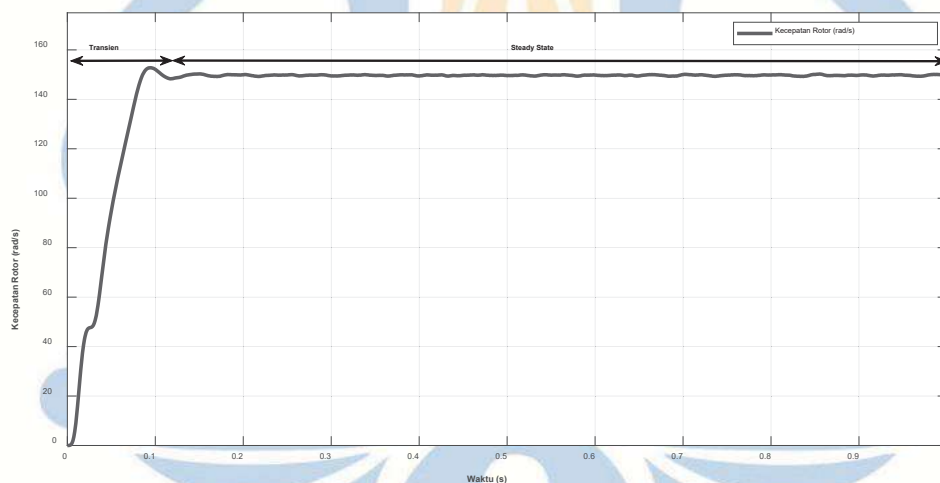
Beban (Nm)	Ia	Ib	Ic	Ia SS	Ib SS	Ic SS	Ripple
	Transien	Transien	Transien	RMS	RMS	RMS	Arus Avg
	RMS (A)	RMS (A)	RMS (A)	(A)	(A)	(A)	P-P (A)
0	6,892	6,975	7,154	2,558	2,577	2,620	10,412
5	7,065	7,147	7,322	3,301	3,405	3,445	11,679
10	7,510	7,576	7,745	4,976	5,158	5,082	16,775
15	8,236	8,286	8,442	7,111	7,345	7,231	23,106
20	9,275	9,309	9,457	9,600	9,944	9,761	30,231
25	10,716	10,740	10,871	12,652	13,031	12,873	38,959
26,71	11,344	11,375	11,484	13,921	14,349	14,184	42,823

Berdasarkan **Tabel 4.5**, arus transien meningkat secara monoton dari 6,892 A (0 Nm) menjadi 11,344 A (26,71 Nm) peningkatan sebesar 64,6%. Arus *steady-state* juga meningkat proporsional, dari 2,558 A (0 Nm) hingga 13,921 A (26,71 Nm) peningkatan sebesar 444,3%. *Ripple* arus meningkat dari 10,412 A (0 Nm) menjadi 42,823 A (26,71 Nm), atau meningkat 311,3%. Hal ini menunjukkan bahwa

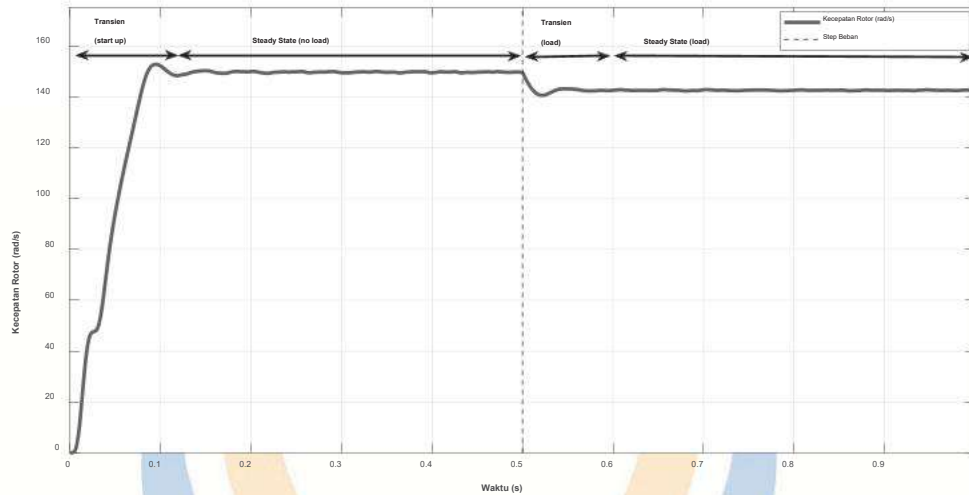
metode V/F menghasilkan kualitas arus yang semakin memburuk seiring penambahan beban, karena tidak ada mekanisme aktif untuk menstabilkan arus.

4.2.2 Analisis Kecepatan Rotor Metode V/F *Single Inverter*

Pada **Gambar 4.15** menunjukkan respons kecepatan rotor dalam kondisi tanpa beban. Kecepatan *steady-state* mencapai 149,741 rad/s (1429,921 rpm) dengan *overshoot* 2,030%, *settling time* 0,096 s, dan $SSE = 0,173\%$. Grafik menampilkan respons kecepatan yang naik secara cepat dan halus dengan *overshoot* kecil, kemudian menetap mendekati nilai referensi 150 rad/s. SSE yang kecil (0,173%) pada kondisi tanpa beban menunjukkan bahwa metode V/F masih dapat mendekati referensi kecepatan ketika slip yang dibutuhkan sangat kecil. Berdasarkan **Persamaan (2.8)**, kecepatan rotor aktual sebesar 149,741 rad/s menghasilkan slip sebesar 4,67%, yang masih berada dalam rentang slip operasi normal motor induksi. Meskipun performa terlihat cukup baik, perlu diperhatikan bahwa kondisi ini hanya terjadi karena motor beroperasi tanpa beban, sehingga penurunan kecepatan akibat mekanisme slip sangat kecil.

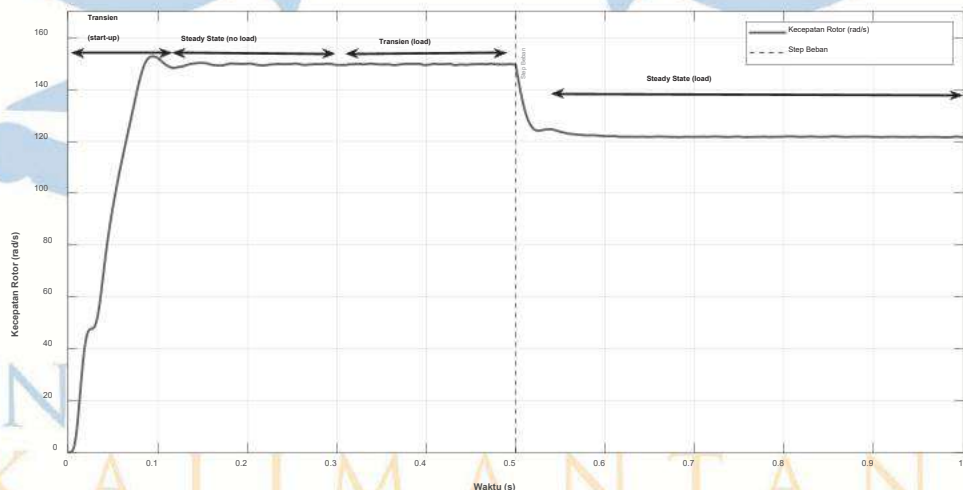


Gambar 4.12 Kecepatan Rotor Metode V/F *Single Inverter* Tanpa Beban



Gambar 4.13 Kecepatan Rotor Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 10 Nm

Kecepatan SS = 142,569 rad/s (1361,431 rpm), *overshoot* = 7,163%, *settling time* = 0,506 s, SSE = 4,954%. **Gambar 4.16** menunjukkan kecepatan yang naik lebih lambat dengan *overshoot* yang lebih besar dan menetap di bawah referensi 150 rad/s. SSE meningkat hampir 29 kali dari 0,173% (0 Nm) menjadi 4,954% (10 Nm). Ini merupakan bukti nyata kelemahan V/F *open-loop* tidak ada mekanisme koreksi penurunan kecepatan, penurunan kecepatan sebesar 7,43 rad/s. *Settling time* melonjak dari 0,096 s menjadi 0,506 s lebih lambat 5,3 kali karena pada beban yang lebih besar, motor memerlukan waktu lebih lama untuk mencapai keseimbangan antara torsi elektromagnetik dan torsi beban, tanpa bantuan kendali aktif.



Gambar 4.14 Kecepatan Rotor Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 26.71

Nm

Kecepatan SS = 121,671 rad/s (1161,868 rpm), *overshoot* = 25,570%, *settling time* = 0,546 s, SSE = 18,886%. **Gambar 4.17** menunjukkan kecepatan yang jauh di bawah referensi, menunjukkan *speed droop* yang sangat besar. Slip pada beban nominal.

$$s = 1 - \left(\frac{121,671}{157,08} \right) = 0,2256 \text{ (22,56\%)}$$

Nilai slip 22,56% merupakan kondisi yang sangat tidak efisien. Daya rugi di rotor.

$$P_{rotor}L_{oss} = s \times P_{airgap} = 0,2256 \times P_{airgap}$$

Lebih dari seperlima daya yang masuk melalui celah udara terbuang menjadi panas, bukan menjadi daya mekanik berguna. *Overshoot* 25,570% terjadi karena pada beban tinggi, motor awalnya berakselerasi melebihi kecepatan setimbang sebelum beban menariknya kembali. *Settling time* 0,546 s merupakan yang terlama karena sistem harus mencapai keseimbangan baru antara torsi motor dan beban 26,71 Nm pada kecepatan yang sangat rendah.

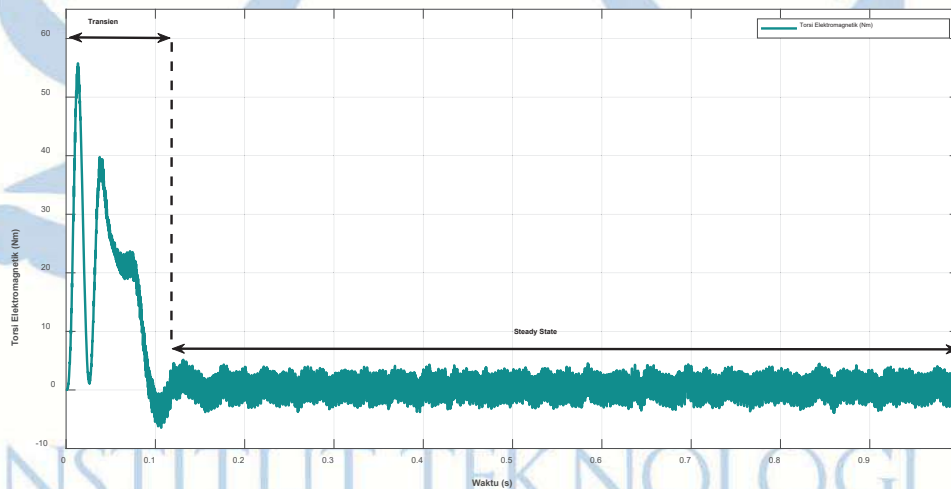
Tabel 4.6 Kecepatan Rotor V/F *Single Inverter* terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Kecepatan SS (rad/s)	Kecepatan SS (rpm)	<i>Overshoot</i> (%)	<i>Settling Time</i> (s)	<i>Steady-State Error</i> (%)
0	149,741	1429,921	2,030	0,096	0,173
5	146,372	1397,748	4,379	0,501	2,419
10	142,569	1361,431	7,163	0,506	4,954
15	138,157	1319,302	10,585	0,509	7,895
20	132,679	1266,990	15,151	0,511	11,547
25	125,222	1195,780	22,009	0,517	16,519
26,71	121,671	1161,868	25,570	0,546	18,886

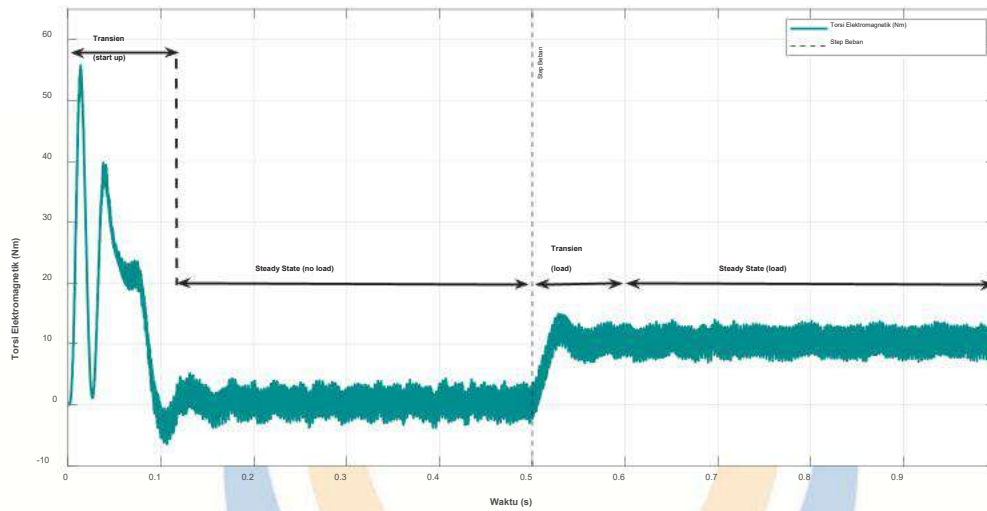
SSE meningkat 0,173% → 2,419% → 4,954% → 7,895% → 11,547% → 16,519% → 18,886% (beban 0 hingga 26,71 Nm). *Overshoot* meningkat monoton dari 2,030% hingga 25,570%. *Settling time* meningkat dari 0,096 s hingga 0,546 s. Ketiga parameter memburuk secara monoton seiring penambahan beban, membuktikan ketidakmampuan V/F dalam mempertahankan regulasi kecepatan pada beban bervariasi.

4.2.3 Analisis Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Single Inverter*

Berdasarkan **Gambar 4.12** dan **Tabel 4.6**, pada kondisi tanpa beban torsi minimum mencapai $-3,576$ Nm dan torsi maksimum $4,057$ Nm, menghasilkan *Torque Pulsation* (T_{pp}) = $7,633$ Nm dan *Torque Ripple* (T_r) = $1814,584\%$ dengan torsi rata-rata hanya $0,421$ Nm. Torsi negatif ($-3,576$ Nm) berarti terjadi pembalikan torsi sesaat yang menyebabkan motor mengalami deselerasi sesaat sebelum akselerasi kembali. Kondisi ini berulang dengan frekuensi yang sebanding dengan frekuensi pensaklaran inverter, sehingga menimbulkan getaran mekanik dan kebisingan akustik yang signifikan. Nilai T_r sebesar $1814,584\%$ sangat ekstrem karena nilai torsi rata-rata sangat kecil ($0,421$ Nm) sementara amplitudo fluktuasinya besar ($7,633$ Nm). Tidak ada kendali torsi pada metode V/F, torsi yang dihasilkan merupakan fungsi tidak langsung dari interaksi fluks stator dengan arus rotor. Torsi elektromagnetik diestimasi melalui **Persamaan (2.29)**. Tanpa pengendalian langsung terhadap $\psi_{\alpha s}$, $\psi_{\beta s}$, i_{α} , dan i_{β} , nilai T_{em} berfluktuasi bebas mengikuti harmonik tegangan keluaran inverter. Pada kondisi tanpa beban, torsi rata-rata mendekati nol karena hanya diperlukan untuk mengatasi rugi-rugi mekanik, namun fluktuasi puncak-ke-puncak tetap besar karena berasal dari harmonik pensaklaran yang tidak dikendalikan.

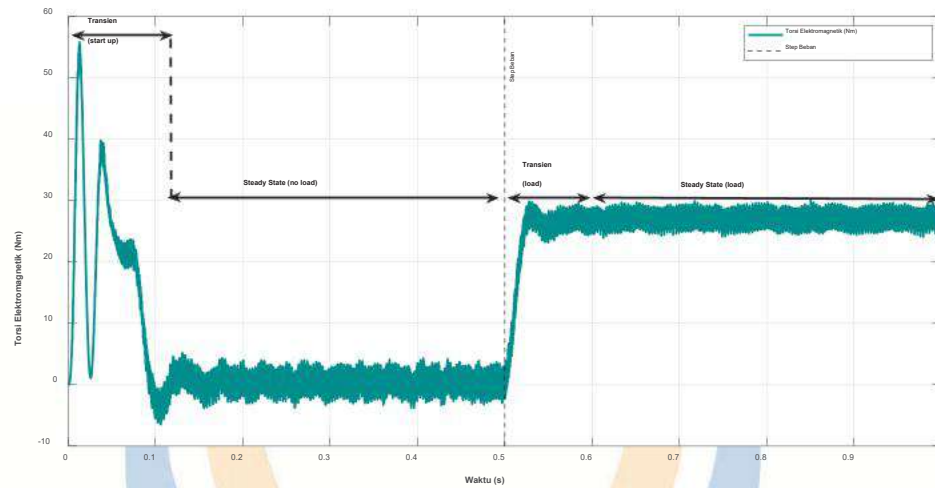


Gambar 4.15 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Single Inverter* Tanpa Beban



Gambar 4.16 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 10 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.13**, pada beban 10 Nm torsi minimum = 7,081 Nm, torsi maksimum = 13,645 Nm, rata-rata = 10,418 Nm, $T_{pp} = 6,564$ Nm, dan $T_r = 63,006\%$. Torsi rata-rata mendekati nilai referensi 10 Nm (selisih hanya 0,418 Nm atau 4,18%), yang berarti motor mampu menghasilkan torsi yang diperlukan untuk mengimbangi beban. Namun, *torque ripple* 63,006% masih sangat tinggi artinya fluktuasi torsi memiliki amplitudo sebesar 63% dari nilai rata-ratanya. Kondisi ini menyebabkan getaran mekanik yang merusak bantalan (*bearing*) motor dalam jangka panjang. Torsi minimum (7,081 Nm) sudah bernilai positif, berarti tidak terjadi pembalikan torsi sesaat, namun fluktuasi 6,564 Nm masih terlampau besar untuk aplikasi yang membutuhkan kestabilan torsi.



Gambar 4.17 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.14**, pada beban 26,71 Nm torsi minimum = 24,077 Nm, torsi maksimum = 29,650 Nm, rata-rata = 27,068 Nm, $T_{pp} = 5,573$ Nm, $T_r = 20,590\%$. Meskipun nilai T_{pp} (5,573 Nm) dan T_r (20,59%) secara numerik lebih kecil dari beban 10 Nm, hal ini bukan berarti kualitas torsi lebih baik. Nilai torsi rata-rata 27,068 Nm telah melebihi torsi nominal (26,71 Nm), dan kecepatan telah turun ke 121,671 rad/s (SSE = 18,89%), artinya motor beroperasi dalam kondisi tidak *steady*. Penurunan T_r secara relatif hanya karena nilai torsi rata-rata yang semakin besar sehingga rasionya mengecil, bukan karena T_{pp} yang sebenarnya lebih baik.

Tabel 4.7 Torsi Elektromagnetik V/F *Single Inverter* terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	Torque Pulsation (Nm)	Torque Ripple (%)
0	-3,576	4,057	0,421	7,633	1814,584
5	1,705	8,686	5,425	6,980	128,674
10	7,081	13,645	10,418	6,564	63,006
15	12,137	18,552	15,413	6,415	41,617
20	17,067	23,362	20,406	6,296	30,851
25	22,539	28,167	25,375	5,628	22,179

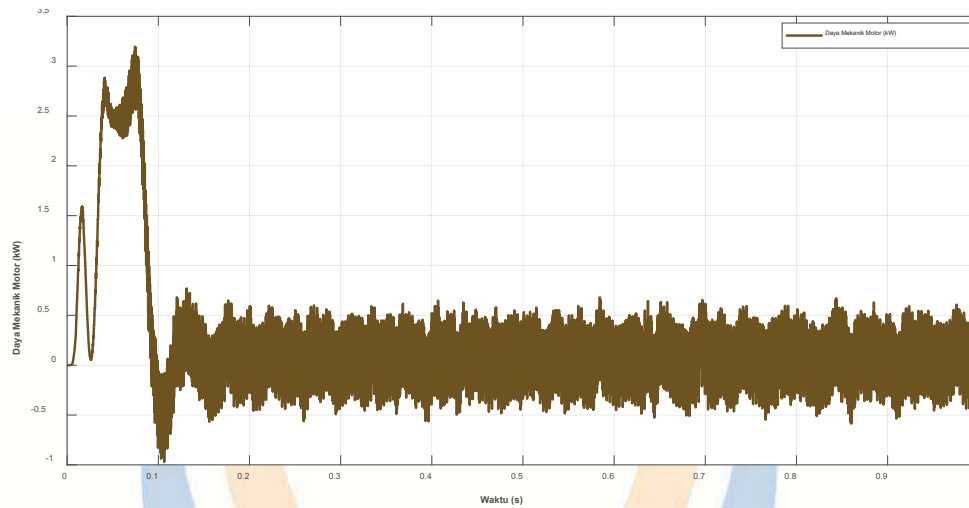
Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	<i>Torque Pulsation</i> (Nm)	<i>Torque Ripple (%)</i>
26,71	24,077	29,650	27,068	5,573	20,590

Berdasarkan **Tabel 4.6** T_{pp} menurun dari 7,633 Nm (0 Nm) menjadi 5,573 Nm (26,71 Nm). Penurunan ini tampak positif secara nilai absolut, namun perlu dipahami bahwa penurunan relatif T_{pp} terjadi bukan karena perbaikan kualitas kendali, melainkan karena pada beban tinggi komponen arus DC pada fluks stator mendominasi dan menekan amplitudo osilasi relatif. Sementara itu, torsi rata-rata semakin mendekati nilai referensi karena slip yang semakin besar mendorong torsi elektromagnetik yang lebih tinggi guna mengimbangi beban. Namun, kecepatan rotor terus turun seiring penambahan beban, membuktikan kelemahan fundamental V/F.

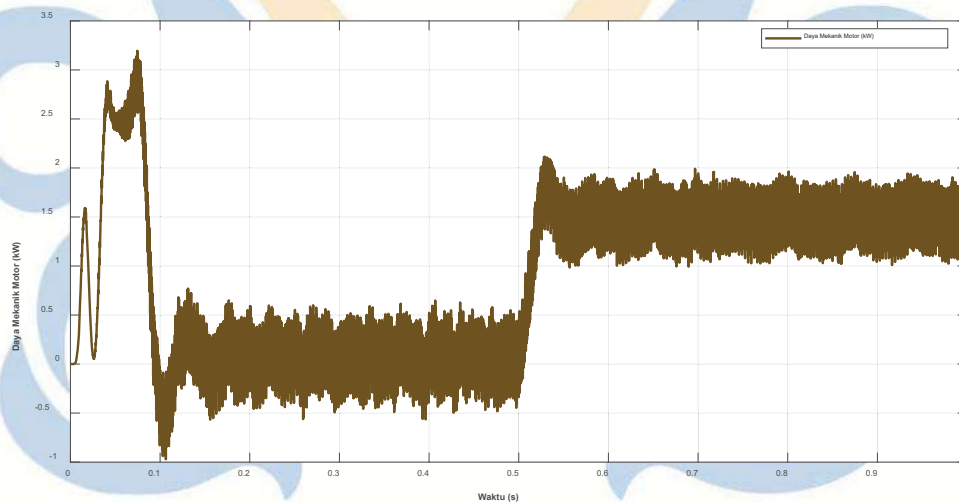
4.2.4 Analisis Daya Mekanik Metode V/F *Single Inverter*

Berdasarkan **Gambar 4.18** dan **Tabel 4.8**, daya mekanik rata-rata = 62,991 W, maksimum = 606,931 W, minimum = -535,593 W, fluktuasi P-P = 1142,525 W, daya berguna *output* = -3,940 W. Daya mekanik minimum negatif (-535,593 W) membuktikan bahwa motor sesekali bekerja sebagai generator sesaat akibat pembalikan torsi pada kondisi tanpa beban. Fluktuasi P-P 1142,525 W sangat besar dibandingkan daya rata-rata 62,991 W rasio fluktuasi terhadap rata-rata mencapai 18 kali. Daya berguna negatif (-3,940 W) menunjukkan bahwa secara rata-rata, motor justru menyerap sedikit energi mekanik dari poros (mengerem) akibat terlalu banyak energi yang terkonversi menjadi panas.

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN

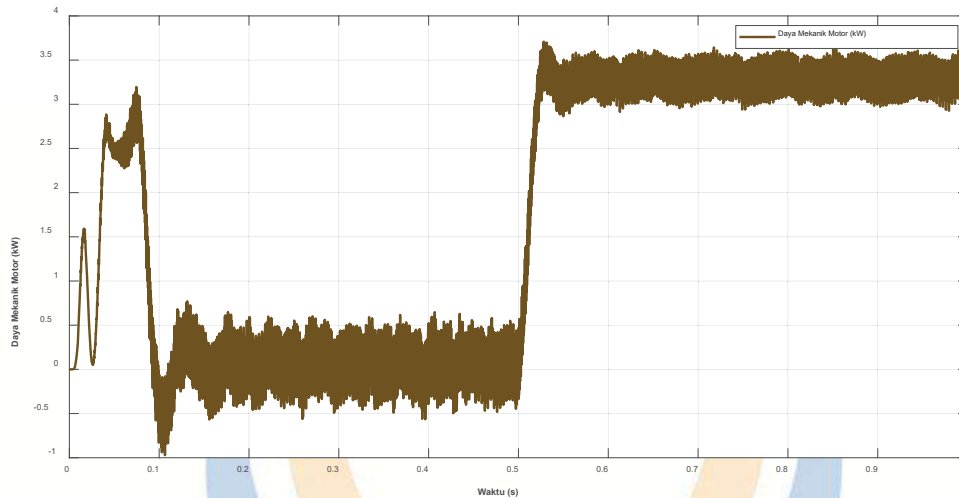


Gambar 4.18 Daya Mekanik Metode V/F *Single Inverter* Tanpa Beban



Gambar 4.19 Daya Mekanik Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 10 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.19**, rata-rata = 1485,242 W, maks = 1943,684 W, min = 1009,567 W, fluktuasi P-P = 934,117 W, daya berguna = 1424,570 W. Berdasarkan **Gambar 4.20**, rata-rata = 3293,399 W, maks = 3609,200 W, min = 2926,301 W, fluktuasi P-P = 682,899 W, daya berguna = 3249,210 W.



Gambar 4.20 Daya Mekanik Metode V/F *Single Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Fluktuasi daya mekanik menurun dari 1142,525 W (0 Nm) menjadi 682,899 W (26,71 Nm). Penurunan ini disebabkan oleh kombinasi turunnya T_{pp} (dari 7,633 ke 5,573 Nm) dan turunnya kecepatan (dari 149,741 ke 121,671 rad/s), keduanya berkontribusi menurunkan $\Delta P = T_{pp} \times \omega_r$. Namun penurunan ini tidak berarti sistem menjadi lebih baik, karena disertai dengan penurunan kecepatan yang sangat besar. Daya berguna meningkat dari -3,940 W (0 Nm) hingga 3249,210 W (26,71 Nm), sesuai ekspektasi bahwa beban yang lebih besar menghasilkan daya *output* yang lebih besar.

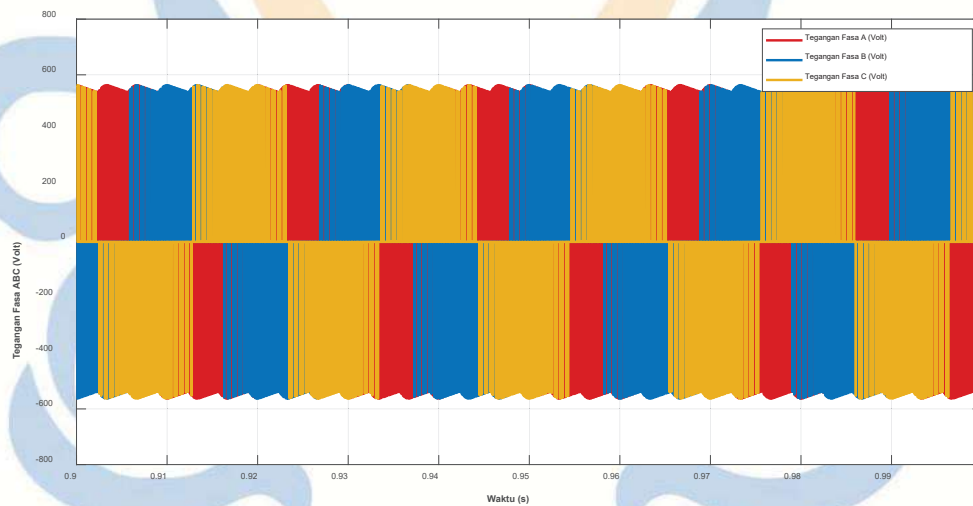
Tabel 4.8 Daya Mekanik V/F *Single Inverter* terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Rata-rata (W)	Daya Mekanik Maksimum (W)	Daya Mekanik Minimum (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)	Daya Gesek (W)	Daya Berguna Output (W)
0	62,991	606,931	-535,593	1142,525	66,931	-3,940
5	794,057	1272,752	249,743	1023,009	63,953	730,105
10	1485,242	1943,684	1009,567	934,117	60,673	1424,570
15	2129,459	2563,285	1678,149	885,136	56,976	2072,484
20	2707,511	3100,959	2263,581	837,378	52,547	2654,964

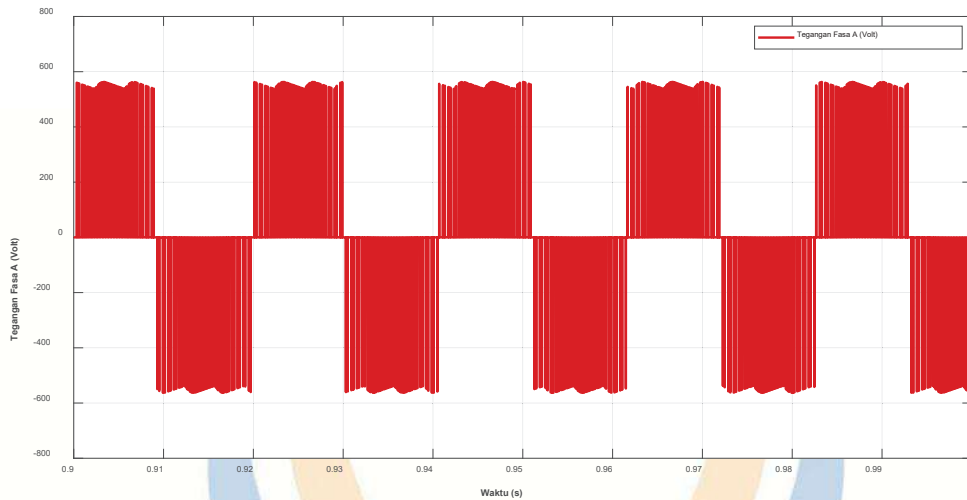
Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Rata-rata (W)	Daya Mekanik Maksimum (W)	Daya Mekanik Minimum (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)	Daya Gesek (W)	Daya Berguna Output (W)
25	3177,485	3528,709	2822,787	705,922	46,806	3130,679
26,71	3293,399	3609,200	2926,301	682,899	44,189	3249,210

4.2.5 Analisis Tegangan Metode V/F *Single Inverter*

Tegangan *line-to-line* pada metode V/F *single inverter* menampilkan pola gelombang PWM sinusoidal (SPWM) dua-level yang khas, dengan amplitudo mendekati tegangan *DC-Link* (562,9 V).

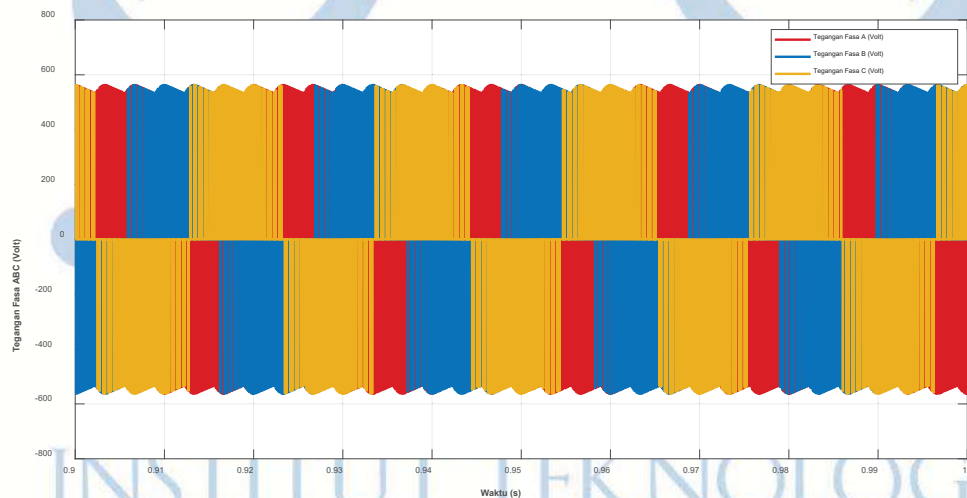


Gambar 4.21 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa V/F *Single Inverter* pada Kondisi Tanpa Beban (0,9 -1 detik)

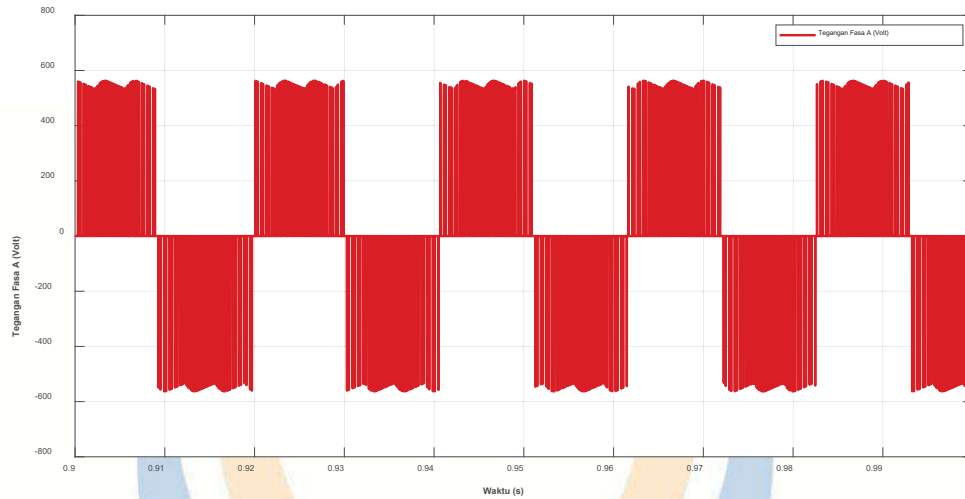


Gambar 4.22 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F Single Inverter pada Kondisi Tanpa Beban (0,9 -1 detik)

Berdasarkan **Gambar 4.21** dan **Gambar 4.22**, tegangan *line-to-line* stator 3 fasa pada kondisi tanpa beban (interval 0,9 -1 s) menampilkan pola gelombang SPWM dua-level yang simetris dengan amplitudo mendekati tegangan *DC-Link* (562,9 V). Gelombang tampak teratur dengan lebar pulsa yang bervariasi mengikuti modulasi sinusoidal pada frekuensi 47,75 Hz. Tidak ada distorsi yang signifikan antara ketiga fasa, menunjukkan keseimbangan sistem pada kondisi tanpa beban.

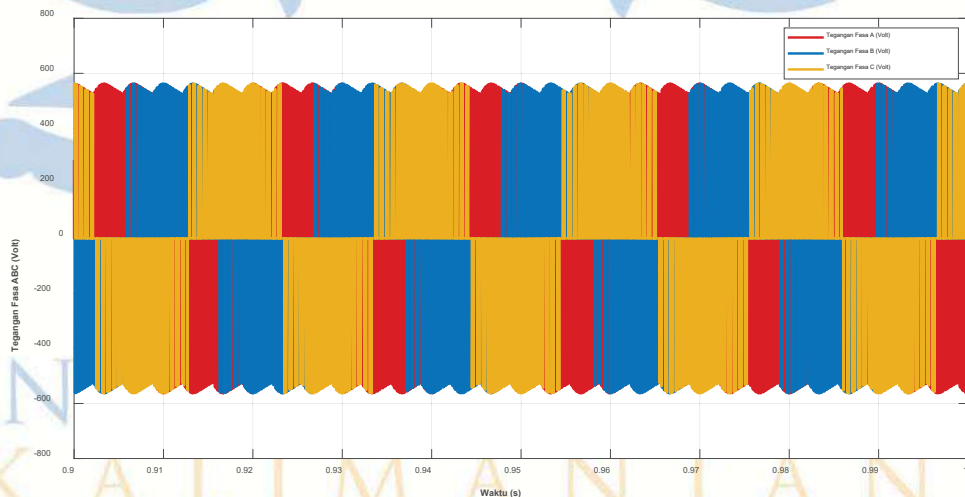


Gambar 4.23 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa V/F Single Inverter pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,9 -1 detik)

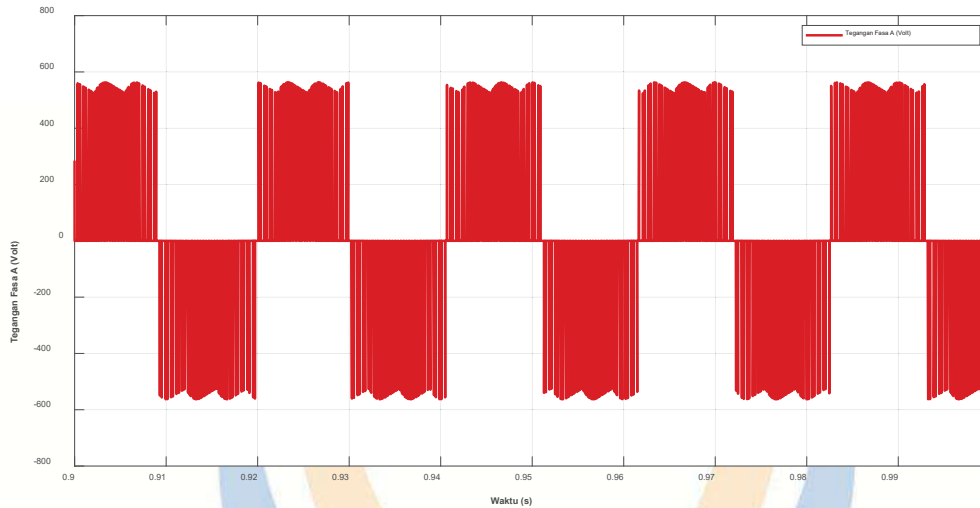


Gambar 4.24 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F Single Inverter pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,9 -1 detik)

Berdasarkan **Gambar 4.23** dan **Gambar 4.24**, bentuk gelombang tegangan pada beban 10 Nm tidak berubah secara fundamental dibandingkan kondisi tanpa beban. Hal ini merupakan karakteristik metode V/F tegangan ditentukan oleh rasio V/f yang tetap ($V/f = \text{konstan}$), bukan oleh kondisi beban aktual. Amplitudo tegangan identik dengan kondisi tanpa beban karena frekuensi referensi tidak berubah. Namun jika diperhatikan, sedikit pergeseran fasa antara tegangan dan arus mulai terlihat karena faktor daya motor mengalami perubahan seiring beban bertambah.



Gambar 4.25 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa V/F Single Inverter pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,9 -1 detik)



Gambar 4.26 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F *Single Inverter* pada Kondisi dengan Beban 26.71 (0,9 -1 detik)

Berdasarkan **Gambar 4.25** dan **Gambar 4.26**, tegangan pada beban 26,71 Nm secara fundamental identik dengan beban sebelumnya pola SPWM dengan amplitudo dan frekuensi yang sama. Ini kembali mengkonfirmasi bahwa metode V/F tidak merespons perubahan beban pada level tegangan. Namun efek yang lebih jelas terlihat adalah pergeseran fasa yang lebih besar antara tegangan dan arus akibat faktor daya yang menurun seiring meningkatnya komponen reaktif pada slip yang sangat besar (22,56%). Pada kondisi ini, perbedaan fasa antara tegangan dan arus stator semakin nyata karena motor beroperasi pada kondisi *overload* dengan induktansi magnetisasi yang berpengaruh lebih dominan.

4.2.6 Pembahasan V/F *Single Inverter*

Pada kondisi tanpa beban, motor mampu mencapai kecepatan yang sangat mendekati referensi karena torsi elektromagnetik yang dibutuhkan hanya untuk mengatasi momen inersia rotor dan rugi-rugi mekanik. Arus *steady state* sekitar 2,57 A menunjukkan bahwa arus yang mengalir didominasi oleh arus magnetisasi untuk membentuk fluks celah udara. Meskipun demikian, arus transien pada saat start cukup tinggi karena slip awal bernilai maksimum sehingga impedansi rotor menjadi rendah dan arus masuk meningkat. Kondisi tersebut sekaligus menyebabkan munculnya lonjakan torsi pada saat percepatan awal.

Torsi rata-rata yang sangat kecil pada kondisi tanpa beban menyebabkan persentase *torque ripple* tampak sangat besar. Hal ini bukan menunjukkan kegagalan pengendalian, tetapi merupakan konsekuensi matematis karena pembagi (torsi rata-rata) bernilai kecil. Dari sisi mekanik, motor tetap bekerja stabil karena tidak terdapat beban eksternal yang harus diatasi. Kecepatan rotor dapat dipertahankan mendekati kecepatan sinkron karena slip sangat kecil. Berdasarkan hubungan:

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s,$$

semakin kecil slip maka semakin kecil pula selisih antara kecepatan rotor dan kecepatan sinkron. Oleh karena itu, *error* kecepatan pada kondisi tanpa beban masih rendah.

Daya mekanik yang dihasilkan juga sangat kecil karena menurut persamaan:

$$P_m = T_e \omega_r,$$

nilai torsi elektromagnetik masih rendah walaupun kecepatan telah mencapai nilai referensi. Dengan demikian energi listrik yang diserap motor sebagian besar digunakan untuk membentuk medan magnet dan mengatasi rugi-rugi mekanik, bukan menghasilkan kerja mekanik yang berguna.

Tegangan keluaran inverter mempertahankan pola SPWM dua-level dengan amplitudo yang tetap sesuai rasio V/f. Karena frekuensi referensi belum berubah, bentuk gelombang tegangan tetap stabil dan tidak dipengaruhi oleh kondisi tanpa beban. Ketika beban 10 Nm diterapkan, arus stator meningkat karena motor memerlukan energi elektromagnetik yang lebih besar untuk menghasilkan torsi. Bertambahnya arus menyebabkan rugi-rugi tembaga ikut meningkat, namun kenaikan tersebut merupakan konsekuensi normal agar motor mampu mempertahankan putaran pada beban yang lebih besar.

Pada saat yang sama, torsi elektromagnetik meningkat mendekati nilai beban. Berbeda dengan metode DTC, kenaikan torsi pada metode V/F berlangsung secara bertahap dan tidak menghasilkan spike yang tajam karena sistem bekerja secara *open-loop* tanpa pengendali torsi langsung. Hal ini menjadikan kurva torsi lebih halus, tetapi respons terhadap perubahan beban lebih lambat. Peningkatan beban juga menyebabkan slip bertambah sehingga kecepatan rotor mengalami

penurunan dibandingkan kondisi tanpa beban. Penurunan ini bukan disebabkan oleh kegagalan inverter, melainkan merupakan karakteristik dasar motor induksi yang menghasilkan torsi melalui peningkatan slip. Meningkatnya torsi dengan kecepatan yang masih relatif tinggi menyebabkan daya mekanik meningkat secara signifikan. Hal ini menunjukkan bahwa motor masih bekerja pada daerah operasi yang efisien, karena hampir seluruh kenaikan arus berhasil dikonversi menjadi peningkatan torsi dan daya keluaran. Tegangan keluaran inverter tetap mempertahankan amplitudo dan frekuensi yang sama. Perubahan yang mulai terlihat justru berupa pergeseran fasa antara tegangan dan arus akibat bertambahnya komponen reaktif seiring meningkatnya slip.

Pada beban nominal 26,71 Nm, seluruh parameter menunjukkan bahwa motor mulai bekerja mendekati batas kemampuan sistem. Arus stator meningkat hingga nilai tertinggi karena motor membutuhkan torsi elektromagnetik yang jauh lebih besar untuk mengimbangi beban. Peningkatan arus ini diikuti oleh kenaikan rugi-rugi tembaga sehingga efisiensi sistem mulai menurun. *Ripple* arus juga meningkat tajam, menunjukkan bahwa kualitas arus memburuk ketika motor bekerja pada beban tinggi. Torsi elektromagnetik memang meningkat mengikuti beban, namun peningkatan tersebut diperoleh melalui kenaikan slip, bukan melalui pengendalian aktif. Oleh karena itu, walaupun motor masih mampu menghasilkan torsi mendekati kebutuhan beban, konsekuensinya adalah penurunan kecepatan rotor yang cukup besar. Kecepatan rotor turun secara signifikan karena slip meningkat hingga sekitar 22,56%, yang mengindikasikan bahwa motor bekerja pada kondisi *overload*. Berdasarkan teori motor induksi, semakin besar slip maka semakin besar pula selisih antara kecepatan sinkron dan kecepatan rotor. Kondisi ini menyebabkan regulasi kecepatan menjadi buruk meskipun motor masih mampu menghasilkan torsi yang diperlukan.

Daya mekanik rata-rata meningkat karena torsi bertambah, namun fluktuasi daya menurun dibandingkan kondisi tanpa beban. Penurunan fluktuasi ini tidak dapat langsung diartikan sebagai peningkatan kualitas sistem karena terjadi bersamaan dengan penurunan kecepatan yang cukup besar. Dengan kata lain, keluaran daya meningkat akibat kenaikan torsi, sedangkan kualitas regulasi kecepatan justru menurun.

Pada parameter tegangan, amplitudo keluaran inverter tetap tidak berubah karena metode V/F hanya mempertahankan rasio tegangan terhadap frekuensi. Perubahan utama yang terlihat adalah semakin besarnya pergeseran fasa antara tegangan dan arus akibat meningkatnya slip dan memburuknya faktor daya. Hal ini menunjukkan bahwa metode V/F tidak melakukan kompensasi terhadap perubahan beban pada sisi tegangan, sehingga respons sistem sepenuhnya bergantung pada karakteristik alami motor induksi.

Berdasarkan seluruh hasil pengujian, terlihat hubungan yang konsisten antarparameter. Bertambahnya beban menyebabkan arus stator meningkat untuk menghasilkan fluks dan torsi yang lebih besar. Peningkatan arus tersebut diikuti oleh kenaikan torsi elektromagnetik sehingga daya mekanik keluaran juga meningkat. Namun karena metode V/F tidak memiliki pengendalian tertutup, peningkatan torsi diperoleh melalui kenaikan slip, sehingga kecepatan rotor terus menurun seiring bertambahnya beban.

Sementara itu, tegangan keluaran inverter relatif tidak berubah karena ditentukan oleh rasio V/f yang konstan. Akibatnya, metode V/F tidak mampu menyesuaikan tegangan terhadap kondisi operasi aktual. Hal ini menyebabkan regulasi kecepatan semakin buruk pada beban tinggi, ditunjukkan oleh meningkatnya *steady-state error*, *overshoot*, *ripple* arus, serta memburuknya faktor daya ketika motor mendekati kondisi *overload*.

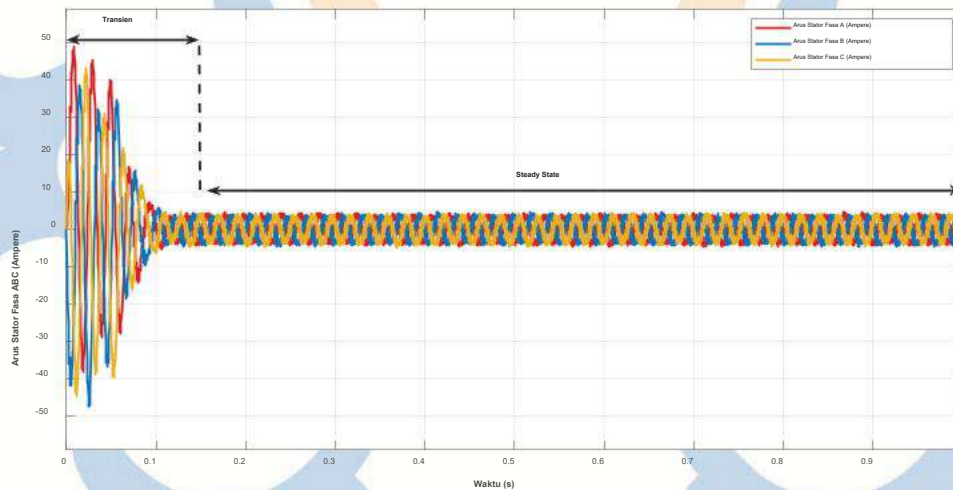
Secara keseluruhan, hasil pengujian menunjukkan bahwa V/F *single inverter* memiliki performa yang baik pada kondisi tanpa beban hingga beban menengah karena struktur pengendali yang sederhana dan fluks stator yang relatif konstan. Namun, ketika beban meningkat hingga mendekati beban nominal 26,71 Nm, keterbatasan metode *open-loop* menjadi semakin nyata. Tanpa mekanisme umpan balik untuk mengoreksi arus, torsi, dan kecepatan, motor harus meningkatkan slip untuk memenuhi kebutuhan torsi. Akibatnya, kecepatan turun, rugi-rugi rotor meningkat, kualitas arus memburuk, dan regulasi sistem menjadi kurang baik. Kesimpulan ini konsisten dengan karakteristik dasar pengendalian skalar V/F yang mengandalkan hubungan tetap antara tegangan dan frekuensi, bukan pengendalian langsung terhadap variabel elektromagnetik motor.

4.3 Analisis V/F Dual Inverter

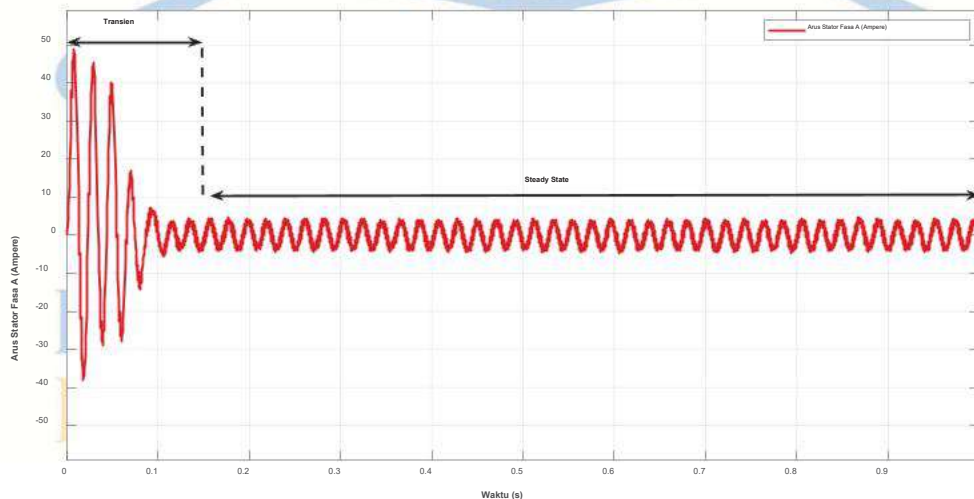
Pengujian metode V/F *dual inverter* dilakukan dengan prosedur yang identik dengan V/F *single inverter*, namun menggunakan konfigurasi *open-end winding* di mana tegangan fasa stator diperoleh dari selisih tegangan keluaran dua inverter. Pengujian bertujuan untuk mengevaluasi pengaruh konfigurasi *dual inverter* terhadap karakteristik motor induksi pada sistem pengendalian terbuka.

4.3.1 Analisis Arus Stator Metode V/F Dual Inverter

Berdasarkan **Gambar 4.27**–**4.28**, arus transien fasa A, B, C masing-masing 7,020 A, 7,127 A, 7,293 A. Arus *steady state* $I_a = 2,562$ A, $I_b = 2,616$ A, $I_c = 2,634$ A. Ripple P-P = 8,710 A.



Gambar 4.27 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F Dual Inverter Tanpa Beban

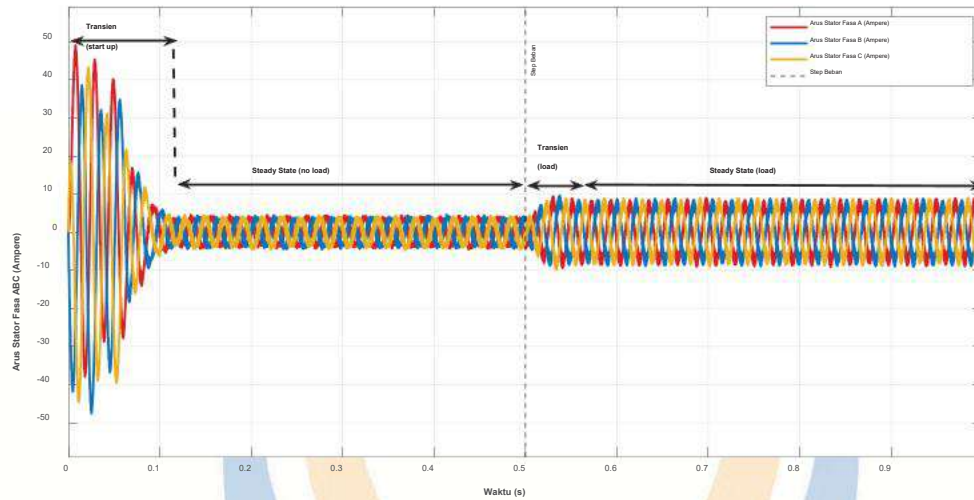


Gambar 4.28 Arus Stator Fasa A Metode V/F Dual Inverter Tanpa Beban

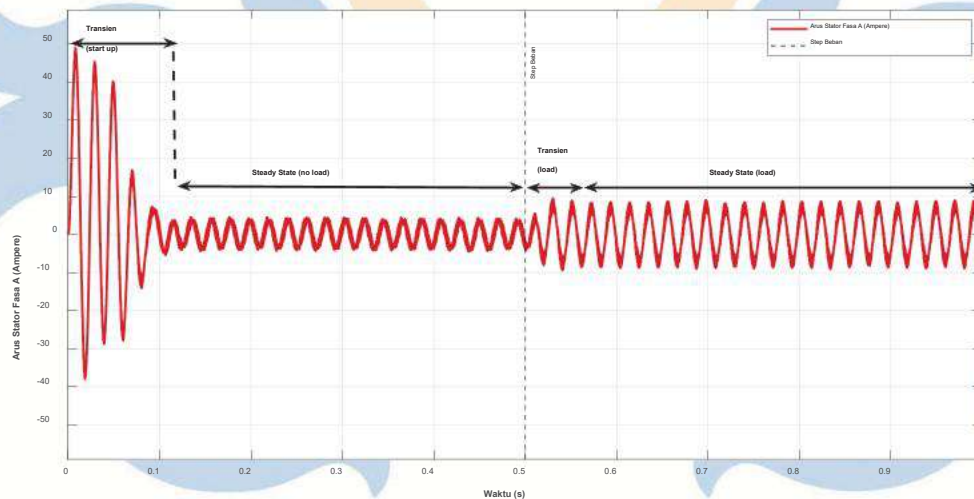
Grafik menampilkan pola yang serupa dengan V/F *single inverter*, namun gelombang *ripple* tampak sedikit lebih halus. Dibandingkan V/F *single inverter* (transien 6,892 A, *ripple* 10,412 A), arus transien *dual inverter* sedikit lebih tinggi (+1,8%), namun *ripple steady-state* lebih rendah 16,3% (8,710 vs. 10,412 A). Ini adalah satu-satunya kondisi di mana V/F *dual inverter* menunjukkan *ripple* arus yang lebih baik dari *single inverter*. Pada kondisi tanpa beban, tegangan fasa stator sebagai selisih dua inverter $v_a = v_{a1} - v_{a2}$ menghasilkan lebih banyak level tegangan efektif. Dengan lebih banyak level tegangan, arus lebih dapat mendekati referensi sinusoidal pada beban ringan, menghasilkan *ripple* yang sedikit lebih kecil.



INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN

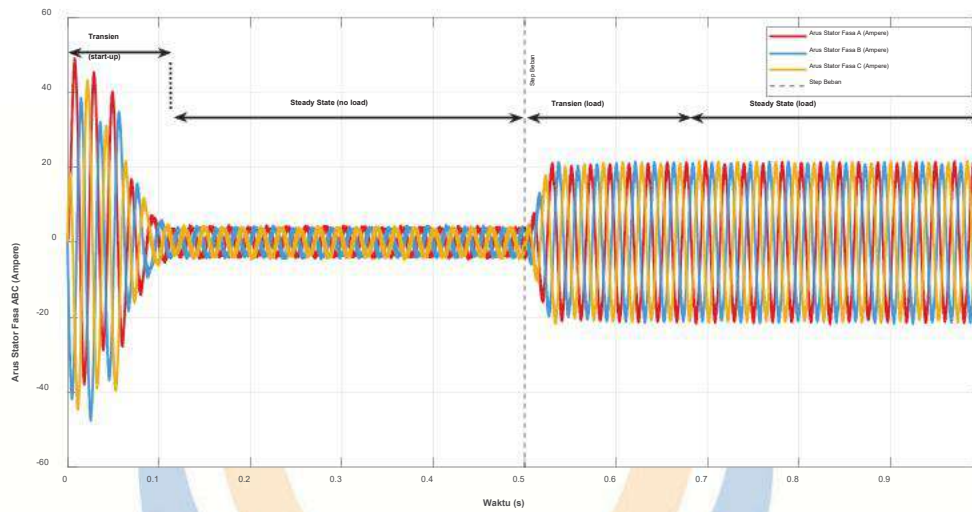


Gambar 4.29 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 10 Nm

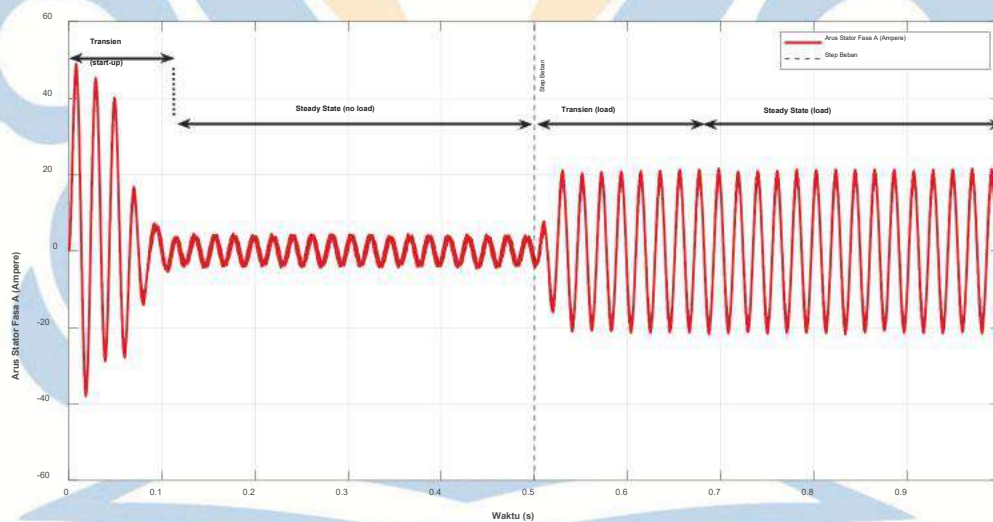


Gambar 4.30 Arus Stator Fasa A Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 10 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.29**–**4.30** dan **Tabel 4.9**, transien $I_a = 7,586$ A, SS $I_a = 4,983$ A, $ripple = 17,864$ A. Dibandingkan V/F *single* (SS 4,976 A, $ripple$ 16,775 A), $ripple$ *dual* lebih tinggi 6,5%. Grafik menampilkan gelombang arus yang sedikit lebih kasar dari *single Inverter*. Pada beban 10 Nm, $ripple$ arus V/F *dual inverter* sudah mulai melebihi *single Inverter*. Keunggulan yang ada pada kondisi tanpa beban menghilang dan berbalik menjadi kerugian pada beban sedang, mengindikasikan bahwa interaksi dua inverter tanpa koordinasi aktif mulai menghasilkan harmonik tambahan.



Gambar 4.31 Arus Stator 3 Fasa Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 26.71 Nm



Gambar 4.32 Arus Stator Fasa A Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.31**–**4.32**, transien $I_a = 11,357$ A, SS $I_a = 13,736$ A, $ripple = 43,140$ A. Dibandingkan V/F *single* (13,921 A SS, $ripple = 42,823$ A), arus SS *dual* sedikit lebih rendah namun $ripple$ -nya lebih tinggi 0,74%. Pada beban nominal, V/F *dual inverter* menghasilkan $ripple$ yang sedikit lebih besar dari *single inverter*. Hal ini mengkonfirmasi bahwa tanpa kendali *closed-loop*, konfigurasi *dual inverter* tidak memberikan manfaat bahkan memperburuk $ripple$ arus pada beban tinggi. Hasil yang paling signifikan adalah bahwa $ripple$ arus V/F *dual inverter* lebih rendah dari *single* hanya pada kondisi tanpa beban (8,710 vs. 10,412

A), namun menjadi lebih tinggi pada semua beban ≥ 5 Nm (17,864 vs. 16,775 A pada 10 Nm 43,140 vs. 42,823 A pada 26,71 Nm). Ketidakkonsistenan ini membuktikan bahwa konfigurasi *dual inverter* pada V/F tidak secara sistematis memperbaiki kualitas arus di seluruh rentang beban.

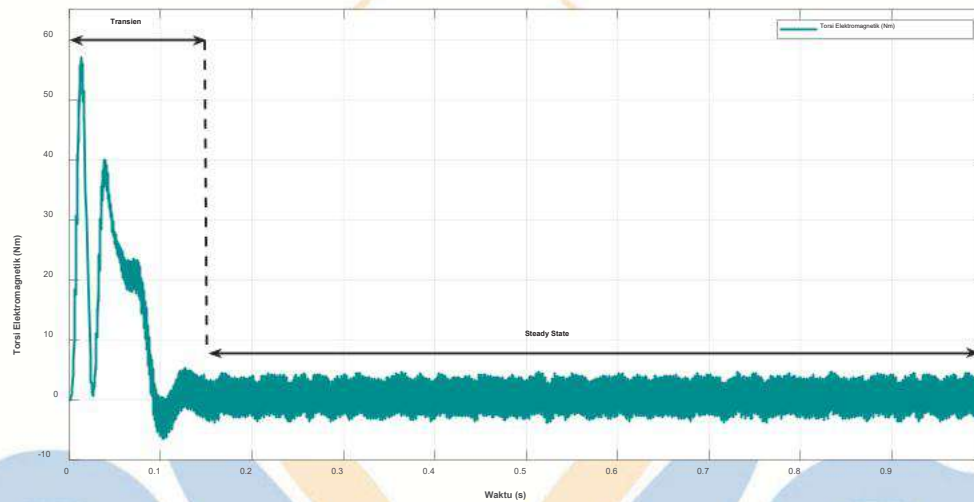
Tabel 4.9 Karakteristik Arus Stator pada Sistem V/F *Dual Inverter* Motor Induksi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Ia	Ib	Ic	Ia SS	Ib SS	Ic SS	Ripple
	Transien	Transien	Transien	RMS	RMS	RMS	Arus Avg
	RMS (A)	RMS (A)	RMS (A)	(A)	(A)	(A)	P-P (A)
0	7,020	7,127	7,293	2,562	2,616	2,634	8,710
5	7,163	7,266	7,430	3,312	3,442	3,389	12,500
10	7,586	7,678	7,837	4,983	5,169	5,048	17,864
15	8,301	8,378	8,529	7,091	7,335	7,158	24,015
20	9,330	9,390	9,530	9,555	9,870	9,648	31,085
25	10,747	10,788	10,914	12,523	12,926	12,672	39,640
26,71	11,357	11,391	11,511	13,736	14,175	13,917	43,140

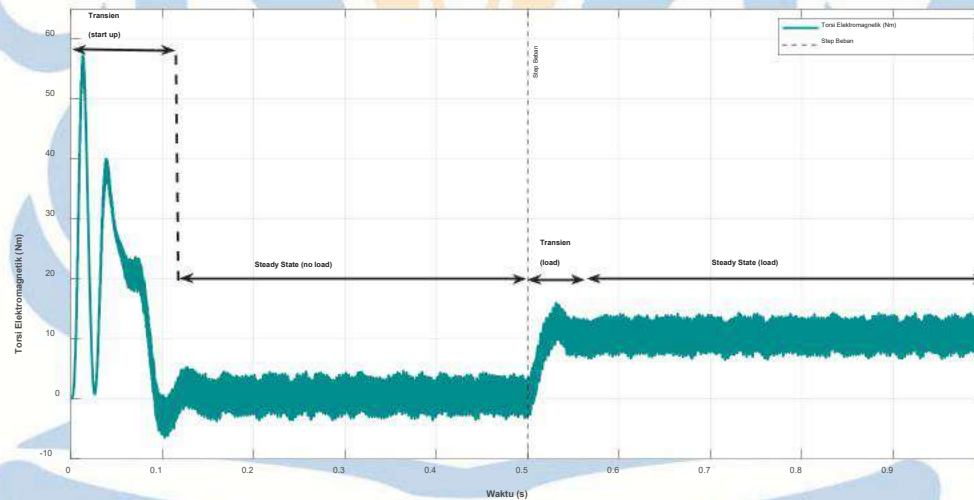
4.3.2 Analisis Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Dual Inverter*

Berdasarkan **Gambar 4.33** dan **Tabel 4.10**, $T_{min} = -3,660$ Nm, $T_{maks} = 4,456$ Nm, rata-rata = 0,360 Nm, $T_{pp} = 8,116$ Nm, $T_r = 2255,502\%$. Grafik menampilkan osilasi torsi yang lebih besar dari V/F *single inverter*, dengan torsi negatif yang lebih dalam. T_{pp} V/F *dual inverter* (8,116 Nm) lebih besar dari V/F *single inverter* (7,633 Nm) meningkat 6,3%. Torsi minimum lebih negatif ($-3,660$ vs. $-3,576$ Nm), menunjukkan pembalikan torsi sesaat yang lebih parah, hasil tersebut menunjukkan bahwa *dual inverter* seharusnya lebih baik. Hal ini dijelaskan melalui persamaan torsi **Persamaan (2.29)**. Pada V/F *Dual Inverter*, fluks stator merupakan resultan dari interaksi dua sumber tegangan **Persamaan (2.26)**. Tanpa kendali *closed-loop*, fasa dan amplitudo masing-masing inverter tidak terkoordinasi secara aktif terhadap kondisi fluks dan torsi aktual. Akibatnya, komponen harmonik dari interaksi dua inverter bersuperposisi dan menghasilkan komponen fluks (ψ_{as} , ψ_{bs}) yang berfluktuasi lebih besar dibandingkan *single inverter*. Karena torsi

merupakan perkalian silang komponen fluks dan arus, fluktuasi yang lebih besar pada komponen fluks menghasilkan T_{pp} yang lebih besar.



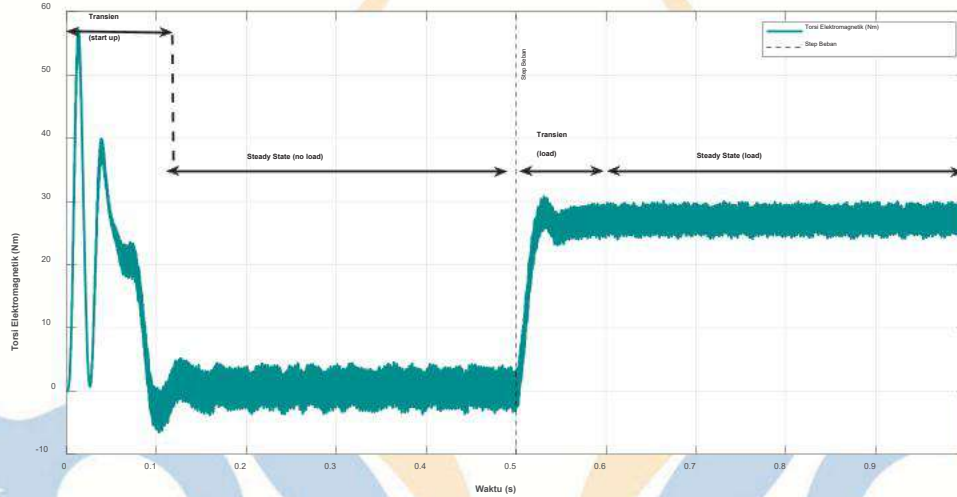
Gambar 4.33 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Dual Inverter* Tanpa Beban



Gambar 4.34 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 10 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.34**, $T_{min} = 6,596$ Nm, $T_{maks} = 14,191$ Nm, rata-rata = 10,344 Nm, $T_{pp} = 7,596$ Nm, $Tr = 73,427\%$. T_{pp} *dual* (7,596 Nm) vs. *single* (6,564 Nm) lebih buruk 15,7%. Tr *dual* (73,43%) vs. *single* (63,01%) lebih buruk 16,5%. Grafik menampilkan band torsi yang lebih lebar dibandingkan V/F *single inverter*. Pola T_{pp} yang lebih besar pada *Dual Inverter* V/F konsisten pada beban 10 Nm, bahkan selisihnya semakin besar (dari 6,3% pada beban 0 Nm menjadi

15,7% pada beban 10 Nm). Ini menegaskan bahwa semakin tinggi beban, semakin nyata dampak negatif dari interaksi dua inverter yang tidak terkoordinasi pada sistem *open-loop*.



Gambar 4.35 Torsi Elektromagnetik Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Berdasarkan **Gambar 4.35**, $T_{min} = 24,088$ Nm, $T_{maks} = 30,002$ Nm, rata-rata = 27,023 Nm, $T_{pp} = 5,914$ Nm, $T_r = 21,886\%$. vs. *single* (T_{pp} 5,573 Nm, T_r 20,590%) *dual* masih lebih buruk 6,1%. Pada seluruh variasi beban, T_{pp} V/F *Dual Inverter* selalu lebih besar dari V/F *single inverter*. Selisih T_{pp} +0,483 Nm (0 Nm, +6,3%), +0,892 Nm (5 Nm, +12,8%), +1,032 Nm (10 Nm, +15,7%), +0,828 Nm (15 Nm, +12,9%), +0,491 Nm (20 Nm, +7,8%), +0,556 Nm (25 Nm, +9,9%), +0,341 Nm (26,71 Nm, +6,1%). Hal ini membuktikan secara konklusif bahwa konfigurasi *dual inverter* pada sistem V/F *open-loop* justru memperburuk kualitas torsi secara sistematis di seluruh rentang beban.

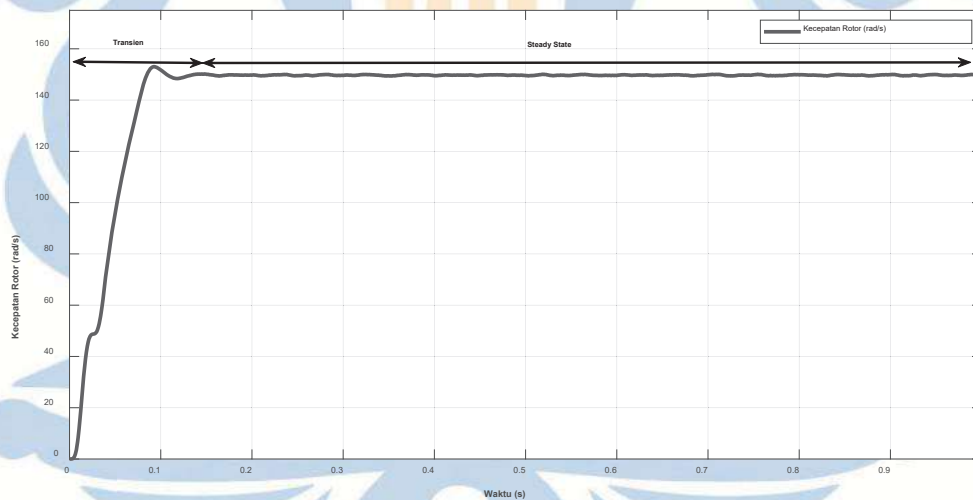
Tabel 4.10 Karakteristik Torsi Elektromagnetik pada Sistem V/F *Dual Inverter* Motor Induksi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	Torque Pulsation (Nm)	Torque Ripple (%)
0	-3,660	4,456	0,360	8,116	2255,502

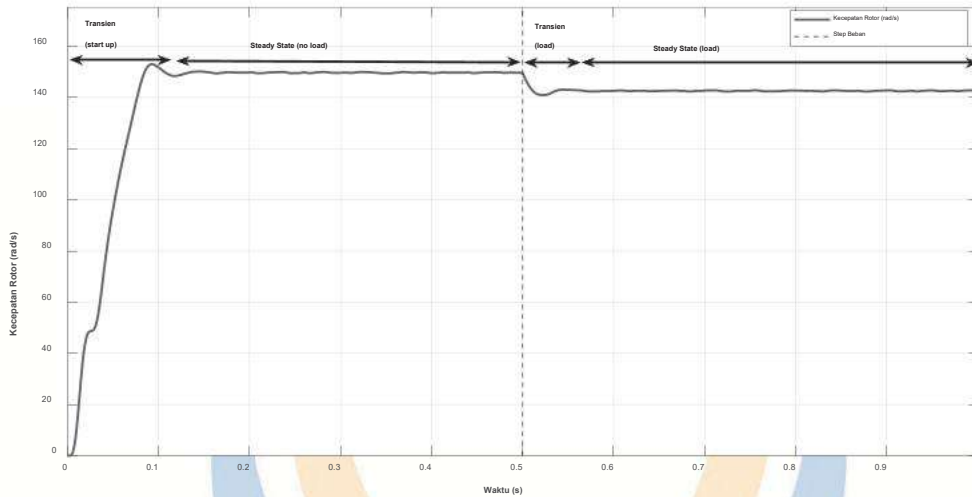
Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	<i>Torque</i> <i>Pulsation</i> (Nm)	<i>Torque</i> <i>Ripple</i> (%)
5	1,469	9,341	5,352	7,872	147,084
10	6,596	14,191	10,344	7,596	73,427
15	11,757	19,000	15,336	7,243	47,227
20	16,967	23,754	20,328	6,787	33,389
25	22,251	28,435	25,318	6,184	24,426
26,71	24,088	30,002	27,023	5,914	21,886

4.3.3 Analisis Kecepatan Rotor Metode V/F *Dual Inverter*

Kecepatan *steady-state* = 149,740 rad/s dengan SSE = 0,173%, *overshoot* = 2,203%, dan *settling time* = 0,096 s identik dengan V/F *single inverter*. Kesamaan ini terjadi karena mekanisme slip pada metode V/F tidak dipengaruhi oleh konfigurasi inverter selama tidak ada umpan balik kecepatan.

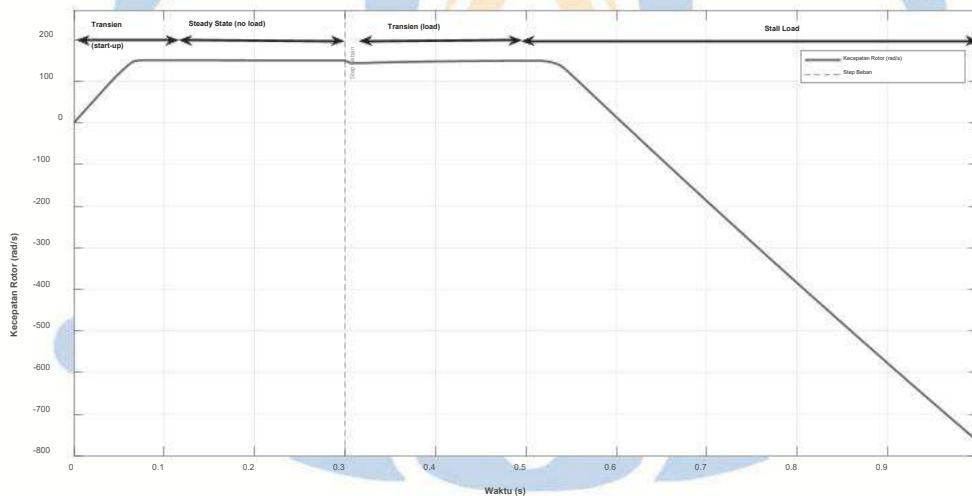


Gambar 4.36 Kecepatan Rotor Metode V/F *Dual Inverter* Tanpa Beban



Gambar 4.37 Kecepatan Rotor Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 10 Nm

Kecepatan *steady-state* = 142,597 rad/s, SSE = 4,935%, *overshoot* = 7,323%, *settling time* = 0,506 s. Dibandingkan V/F *single inverter* (SSE = 4,954%), hasilnya hampir identik perbedaan SSE hanya 0,019%, membuktikan bahwa konfigurasi inverter tidak berpengaruh pada regulasi kecepatan pada sistem *open-loop*.



Gambar 4.38 Kecepatan Rotor Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Kecepatan *steady-state* = 122,458 rad/s, SSE = 18,361%, *overshoot* = 24,973%, *settling time* = 0,542 s. Sedikit lebih baik dari V/F *single inverter* (SSE 18,886%) namun perbedaannya tidak signifikan secara praktis keduanya sama-sama menunjukkan kegagalan regulasi kecepatan pada beban nominal.

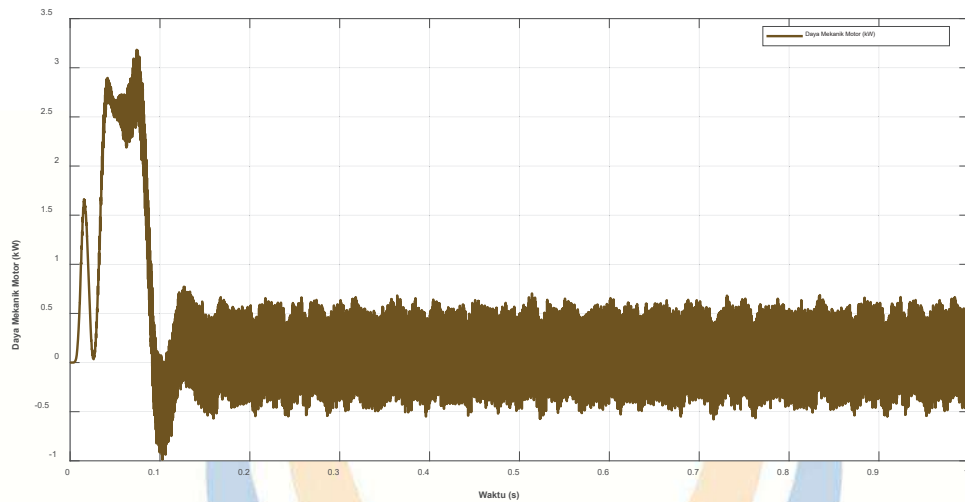
Tabel 4.11 Karakteristik Kecepatan Rotor pada Sistem V/F *Dual Inverter* Motor Induksi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Kecepatan SS (rad/s)	Kecepatan SS (rpm)	Overshoot (%)	Settling Time (s)	Steady-State Error (%)
0	149,740	1429,911	2,203	0,096	0,173
5	146,364	1397,672	4,561	0,501	2,424
10	142,597	1361,700	7,323	0,506	4,935
15	138,239	1320,084	10,706	0,508	7,841
20	132,913	1269,230	15,142	0,511	11,391
25	125,736	1200,692	21,715	0,516	16,176
26,71	122,458	1169,388	24,973	0,542	18,361

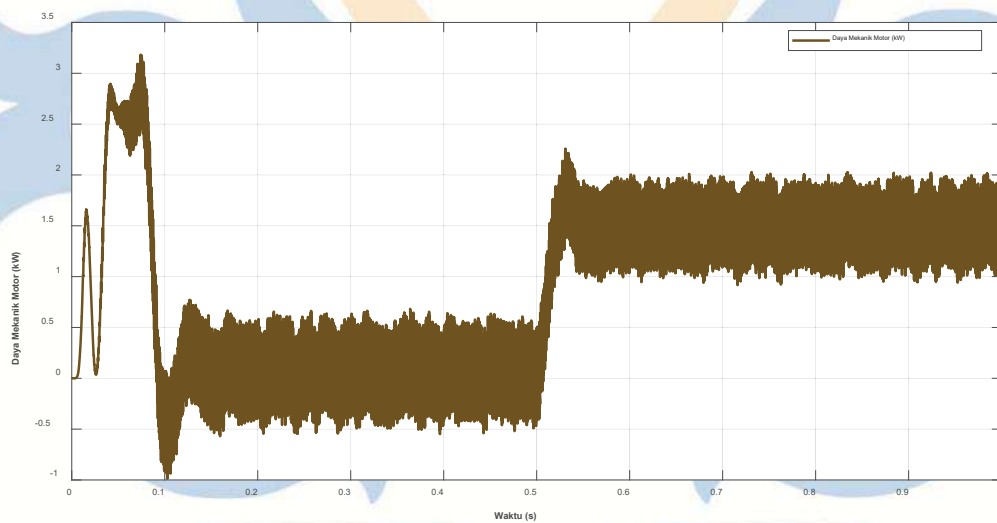
Berdasarkan **Tabel 4.11**, karakteristik kecepatan V/F *Dual Inverter* hampir identik dengan V/F *single inverter* pada seluruh variasi beban. SSE pada V/F *Dual Inverter* berkisar 0,173–18,361% vs. V/F *single inverter* 0,173–18,886% perbedaan yang tidak material. Oleh karena itu, konfigurasi *Dual Inverter* tidak memberikan manfaat apa pun pada regulasi kecepatan dalam sistem V/F, karena penurunan kecepatan ditentukan oleh slip yang bergantung pada beban sebuah mekanisme yang tidak dapat dipengaruhi oleh topologi inverter tanpa kendali kecepatan aktif

4.3.4 Analisis Daya Mekanik Metode V/F *Dual Inverter*

Pada kondisi tanpa beban daya mekanik rata-rata = 0,054 kW dengan fluktuasi P-P = 1214,855 lebih besar 6,3% dari V/F *single inverter* (1142,525 W). Peningkatan fluktuasi ini konsisten dengan T_{pp} yang lebih besar pada V/F *dual inverter* (8,116 Nm vs. 7,633 Nm), sesuai **Persamaan 2.17**.



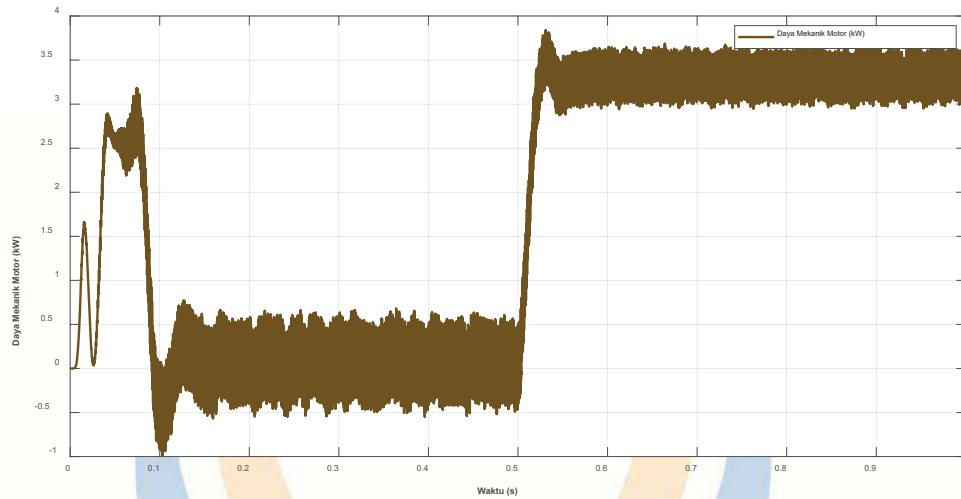
Gambar 4.39 Daya Mekanik Metode V/F *Dual Inverter* tanpa Beban



Gambar 4.40 Daya Mekanik Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 10 Nm

Pada beban 10 Nm rata-rata = 1,475 kW, fluktuasi P-P = 1081,980 W lebih besar 15,8% dari V/F *single inverter* (934,117 W). Hal ini konsisten dengan T_{pp} *dual inverter* yang lebih besar (+15,7%) pada beban yang sama.

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN



Gambar 4.41 Daya Mekanik Metode V/F *Dual Inverter* dengan Beban 26.71 Nm

Pada Tabel 4.12 menunjukkan fluktuasi daya V/F *dual inverter* selalu lebih besar di seluruh variasi beban dibandingkan V/F *single inverter*, dengan selisih terbesar pada beban 10 Nm (+15,8%) dan terkecil pada 26,71 Nm (+5,9%). Hal ini sepenuhnya konsisten dengan pola T_{pp} pada Tabel 4.10, membuktikan bahwa fluktuasi daya didominasi oleh fluktuasi torsi. Daya minimum negatif hanya pada beban 0 Nm (-547,773 W) dan positif mulai beban 5 Nm. Hal ini sejalan dengan pernyataan Allag et al. (2025) bahwa konfigurasi *dual inverter* hanya memberikan keunggulan nyata apabila dikombinasikan dengan strategi pengendalian *closed-loop* yang mampu mengkoordinasikan kedua inverter secara aktif.

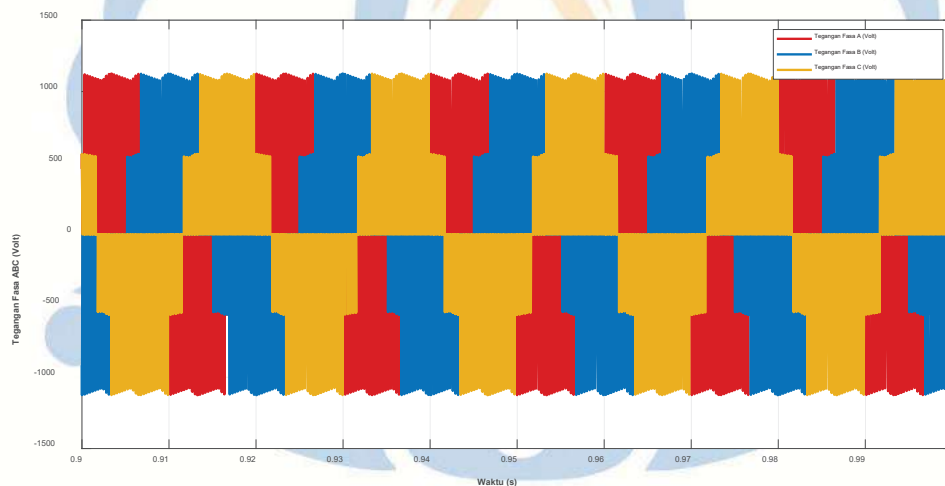
Tabel 4.12 Karakteristik Daya Mekanik pada Sistem V/F *Dual Inverter* Motor Induksi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Avg (kW)	Daya Mekanik SS Max (W)	Daya Mekanik SS Min (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)
0	0,054	667,082	-547,773	1214,855
5	0,783	1366,763	214,911	1151,851
10	1,475	2023,105	941,125	1081,980
15	2,120	2626,089	1626,166	999,923
20	2,702	3156,971	2255,920	901,051
25	3,183	3575,046	2798,294	776,752

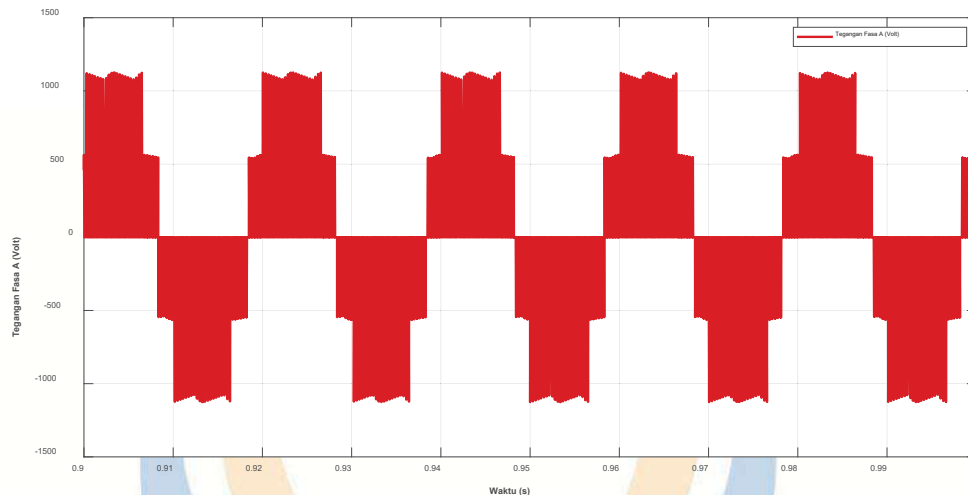
Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Avg (kW)	Daya Mekanik SS Max (W)	Daya Mekanik SS Min (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)
26,71	3,309	3673,957	2950,123	723,834

4.3.5 Analisis Tegangan Metode V/F *Dual Inverter*

Pengujian tegangan pada metode V/F *dual inverter* dilakukan untuk mengevaluasi kemampuan dua inverter dalam menghasilkan tegangan stator tiga fasa yang seimbang pada berbagai kondisi pembebanan. Berbeda dengan konfigurasi *single inverter*, metode *dual inverter* menggunakan dua inverter dua-level yang dihubungkan pada kedua ujung belitan stator (*open-end winding*), sehingga menghasilkan jumlah level tegangan yang lebih banyak. Peningkatan jumlah level tegangan tersebut bertujuan memperbaiki kualitas gelombang keluaran inverter, mengurangi harmonisa, serta menghasilkan bentuk tegangan yang lebih mendekati gelombang sinusoidal. Pada metode V/F, besar tegangan tetap dipertahankan sebanding dengan frekuensi agar fluks stator tetap konstan meskipun terjadi perubahan beban.

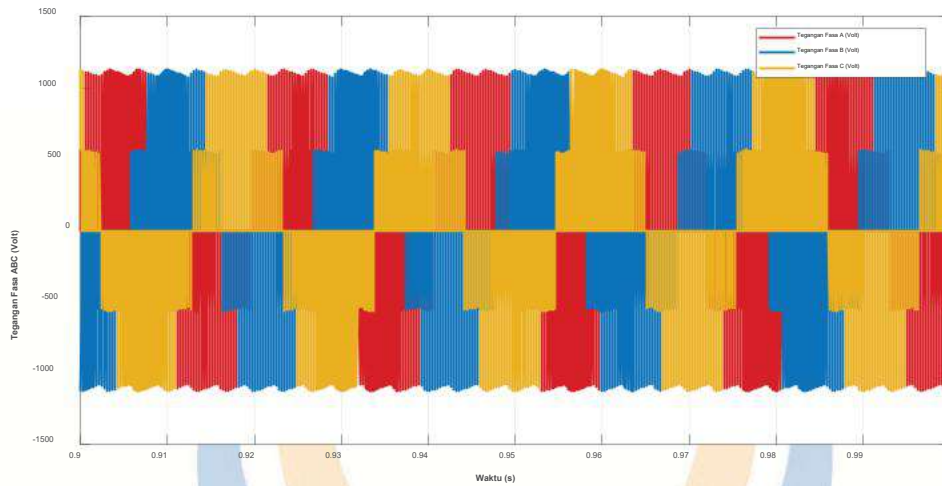


Gambar 4.42 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa V/F *Dual Inverter* pada Kondisi Tanpa Beban (0,9 -1 detik)

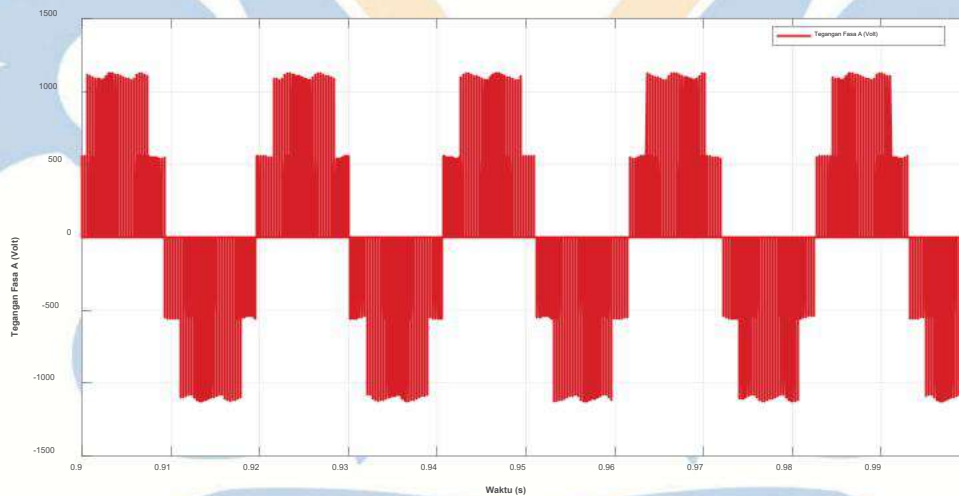


Gambar 4.43 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F *Dual Inverter* pada Kondisi Tanpa Beban (0,9 -1 detik)

Berdasarkan **Gambar 4.42** dan **4.43** tegangan *line-to-line* ketiga fasa memiliki amplitudo yang seimbang dengan pergeseran sudut antar fasa sebesar 120° . Hal ini menunjukkan bahwa kedua inverter mampu bekerja secara sinkron sehingga menghasilkan sistem tegangan tiga fasa yang simetris. Tidak terlihat adanya ketidakseimbangan amplitudo maupun pergeseran fasa yang signifikan, sehingga dapat disimpulkan bahwa proses modulasi PWM pada kedua inverter berjalan dengan baik. Pada kondisi tanpa beban, inverter hanya menyuplai arus magnetisasi untuk membentuk fluks stator. Oleh karena itu, tegangan keluaran relatif stabil karena belum dipengaruhi oleh penurunan tegangan akibat arus beban yang besar. Kondisi tersebut menunjukkan bahwa metode V/F berhasil mempertahankan rasio tegangan terhadap frekuensi sehingga fluks udara tetap berada pada nilai yang mendekati konstan sesuai teori pengendalian skalar. Selain itu, penggunaan *dual inverter* menghasilkan jumlah level tegangan yang lebih banyak dibandingkan *single inverter* sehingga perubahan tegangan antar level menjadi lebih kecil. Akibatnya, bentuk gelombang tegangan lebih halus dan kandungan harmonisa berkurang. Penurunan harmonisa ini berkontribusi terhadap kualitas medan putar yang lebih baik sehingga rugi-rugi harmonisa pada motor dapat diminimalkan.



Gambar 4.44 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa V/F *Dual Inverter* pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,9 -1 detik)



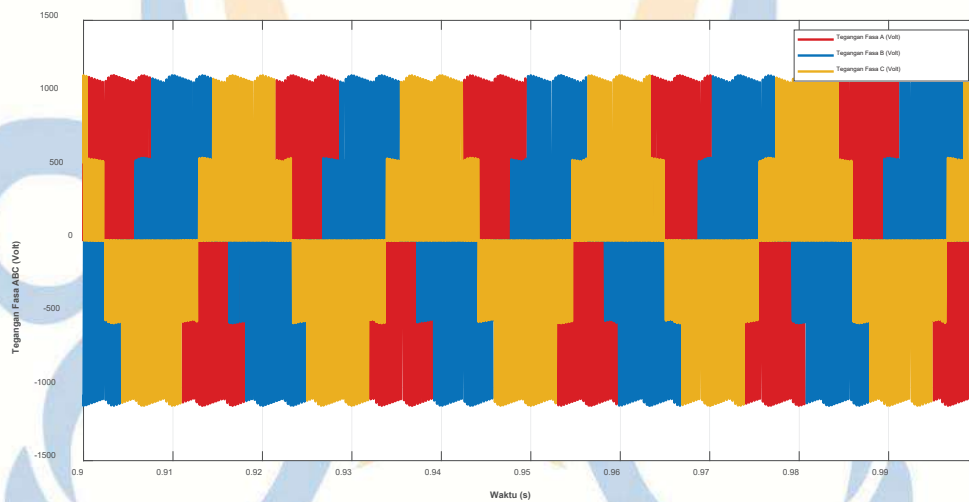
Gambar 4.45 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F *Dual Inverter* pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,9 -1 detik)

Pada saat beban 10 Nm diberikan sebagaimana terlihat pada **Gambar 4.44**, bentuk gelombang tegangan tiga fasa masih menunjukkan keseimbangan amplitudo dan pergeseran sudut sebesar 120° . Hal ini menunjukkan bahwa penambahan beban tidak mempengaruhi kemampuan inverter dalam menghasilkan tegangan tiga fasa yang simetris. Meskipun arus stator meningkat akibat bertambahnya kebutuhan torsi elektromagnetik, metode V/F tidak mengubah amplitudo tegangan selama frekuensi referensi tetap. Oleh karena itu bentuk gelombang tegangan relatif sama dengan kondisi tanpa beban. Perubahan yang terjadi lebih banyak muncul pada arus

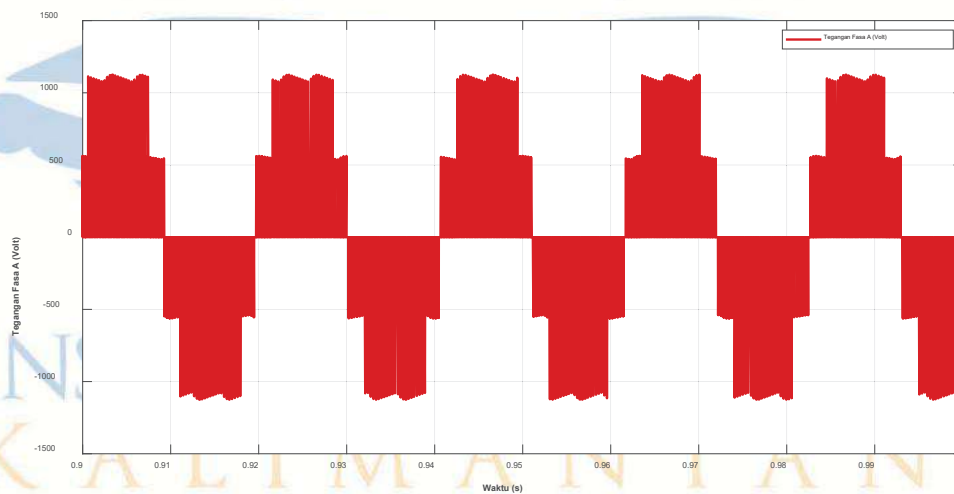
stator dan slip motor, sedangkan tegangan keluaran inverter tetap dipertahankan agar fluks stator tidak berubah. Hal tersebut sesuai dengan prinsip dasar pengendalian V/F, yaitu mempertahankan rasio

$$\frac{V}{f} = \text{konstan}$$

sehingga fluks magnet tetap konstan walaupun terjadi perubahan beban. Dengan demikian peningkatan torsi diperoleh melalui kenaikan arus dan slip, bukan melalui perubahan amplitudo tegangan.



Gambar 4.46 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F Dual Inverter pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,9 -1 detik)



Gambar 4.47 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A V/F Dual Inverter pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,9 -1 detik)

Pada beban nominal sebesar 26,71 Nm, bentuk gelombang tegangan tiga fasa masih mempertahankan amplitudo yang relatif konstan. Hal ini menunjukkan bahwa inverter tetap bekerja sesuai strategi V/F dengan mempertahankan rasio tegangan terhadap frekuensi meskipun motor bekerja mendekati kapasitas nominal. Walaupun beban meningkat secara signifikan, perubahan utama tidak terjadi pada tegangan keluaran melainkan pada peningkatan arus stator dan slip rotor. Tegangan tetap dipertahankan karena perubahan fluks yang terlalu besar dapat menyebabkan motor memasuki kondisi saturasi magnetik atau justru kehilangan kemampuan menghasilkan torsi apabila fluks menurun.

Oleh karena itu, sistem memilih mempertahankan tegangan tetap, sedangkan penyesuaian terhadap kebutuhan torsi dilakukan secara alami melalui peningkatan slip.

4.3.6 Pembahasan V/F *Dual Inverter*

Berdasarkan seluruh analisis parameter yang telah dilakukan pada metode V/F *dual inverter*, dapat disimpulkan bahwa konfigurasi *dual inverter* pada sistem *open-loop* justru menghasilkan performa yang lebih buruk dibandingkan V/F *single inverter* pada hampir seluruh parameter yang diuji. Hal ini merupakan kesimpulan kritis yang bertentangan dengan ekspektasi awal bahwa *dual inverter* selalu lebih unggul.

Pada parameter torsi elektromagnetik, T_{pp} V/F *dual inverter* selalu lebih besar dibandingkan V/F *single inverter* di seluruh variasi beban, dengan selisih antara +0,341 Nm (beban 26,71 Nm) hingga +1,032 Nm (beban 10 Nm). Pada beban 0 Nm, $T_{pp \text{ dual}} = 8,116$ Nm berbanding $T_{pp \text{ single}} = 7,633$ Nm (lebih buruk 6,3%). Hal tersebut terjadi karena pada konfigurasi V/F *dual inverter*, tegangan fasa stator merupakan hasil selisih keluaran dua inverter sebagaimana dinyatakan dalam **Persamaan (2.26)**. Tanpa koordinasi aktif antara kedua inverter melalui mekanisme kendali *closed-loop*, komponen harmonik dari interaksi dua sumber tegangan yang tidak terkoordinasi bersuperposisi dan menghasilkan komponen fluks yang berfluktuasi lebih besar. Karena torsi elektromagnetik merupakan perkalian silang komponen fluks dan arus sebagaimana ditunjukkan pada **Persamaan (2.29)**, fluktuasi yang lebih besar pada komponen fluks secara langsung menghasilkan T_{pp} yang lebih besar pula.

Pada parameter arus stator, V/F *Dual Inverter* menunjukkan *ripple* arus yang lebih rendah hanya pada kondisi tanpa beban (8,710 A vs. 10,412 A pada *single*), namun menjadi lebih tinggi pada seluruh kondisi berbeban. Ketidakkonsistenan ini membuktikan bahwa konfigurasi *dual inverter* pada V/F tidak secara sistematis memperbaiki kualitas arus di seluruh rentang beban. Pada kondisi tanpa beban, keunggulan level tegangan yang lebih banyak (hasil selisih dua inverter) sedikit membantu arus mengikuti referensi sinusoidal dengan lebih baik. Namun pada beban tinggi, interaksi harmonik antar inverter yang tidak terkoordinasi mendominasi dan justru memperburuk *ripple* arus.

Pada parameter kecepatan rotor, V/F *dual inverter* menghasilkan karakteristik yang hampir identik dengan V/F *single inverter* di seluruh variasi beban, dengan perbedaan SSE yang sangat kecil. Hal ini dapat dipahami karena kedua konfigurasi menggunakan rasio V/f yang sama dan beroperasi dalam mode *open-loop* tanpa umpan balik kecepatan, sehingga mekanisme penurunan kecepatan akibat slip tidak berbeda secara fundamental. Kecepatan rotor yang semakin menurun seiring bertambahnya beban pada kedua konfigurasi V/F membuktikan keterbatasan sistem kendali terbuka sebagaimana dinyatakan oleh Son dan Kim (2024).

Pada parameter daya mekanik, fluktuasi daya V/F *dual inverter* lebih besar dari *single inverter* pada hampir seluruh variasi beban (1214,855 W vs. 1142,525 W pada beban 0 Nm 1081,980 W vs. 934,117 W pada beban 10 Nm), konsisten dengan nilai T_{pp} yang lebih besar pada konfigurasi *Dual Inverter*. Hal ini sesuai dengan **Persamaan (2.17)** sehingga T_{pp} yang lebih besar secara langsung menghasilkan fluktuasi daya yang lebih besar.

Hal ini menunjukkan bahwa keunggulan konfigurasi *dual inverter* hanya dapat direalisasikan apabila dikombinasikan dengan strategi pengendalian *closed-loop* yang mampu mengkoordinasikan kedua inverter secara aktif. Tanpa koordinasi aktif, interaksi dua sumber tegangan yang tidak terkoordinasi justru menambah harmonik dan memperburuk kualitas torsi. Hal ini sejalan dengan penelitian Allag et al. (2025) yang menyatakan bahwa konfigurasi *dual inverter* memberikan manfaat signifikan hanya ketika diintegrasikan dengan metode pengendalian level

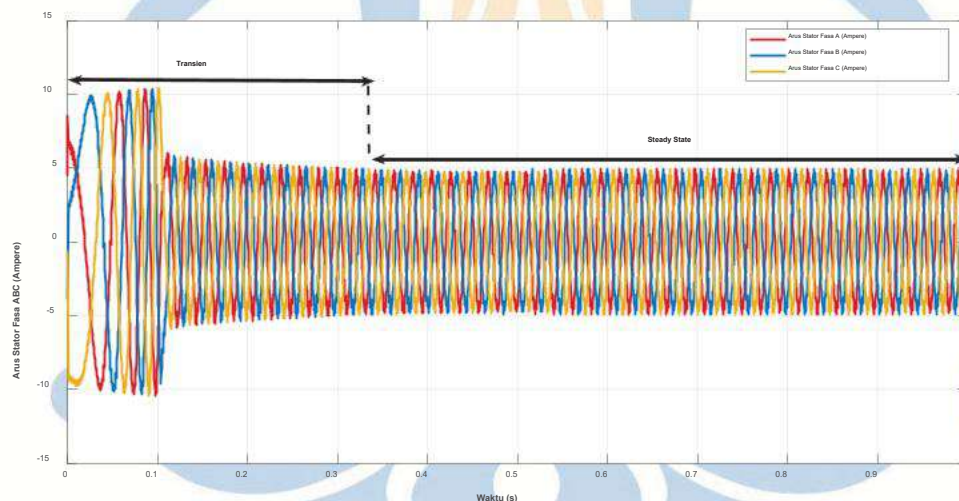
yang tepat, dan menjadi dasar ilmiah yang kuat untuk mengembangkan konfigurasi *dual inverter* dengan kendali DTC-HBPWM sebagai metode utama penelitian ini.

4.4 Analisis *Single Inverter* DTC-HBPWM

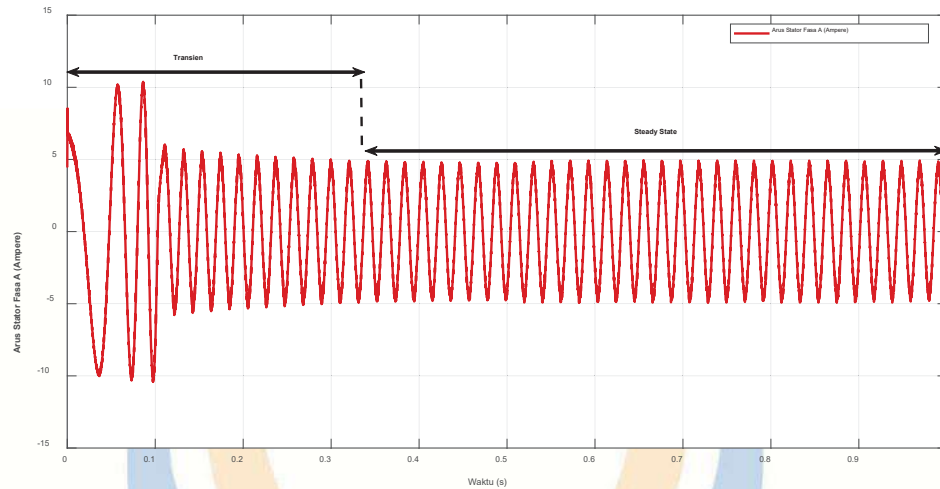
Sistem *single inverter* DTC-HBPWM dirancang untuk mengendalikan torsi elektromagnetik dan fluks stator motor induksi secara langsung melalui pemilihan level tegangan optimal pada setiap siklus pensaklaran. Kontroler PI pada *loop* kecepatan menghasilkan referensi torsi berdasarkan selisih kecepatan referensi dan aktual, sementara HBPWM membatasi arus aktual dalam pita histeresis $\pm 0,25$ A dari referensi. Pengujian dilakukan pada kondisi tanpa beban, beban 10 Nm, beban nominal motor 26,71 Nm, dan variasi beban $0 \leq 26,71$ Nm untuk mengevaluasi performa sistem.

4.4.1 Analisis Arus Stator *Single Inverter* DTC-HBPWM

Analisis arus stator merupakan parameter awal untuk mengamati sistem secara keseluruhan, karena arus stator menunjukkan kondisi pembebanan, efektivitas pengendalian, dan kualitas gelombang yang dihasilkan oleh inverter.



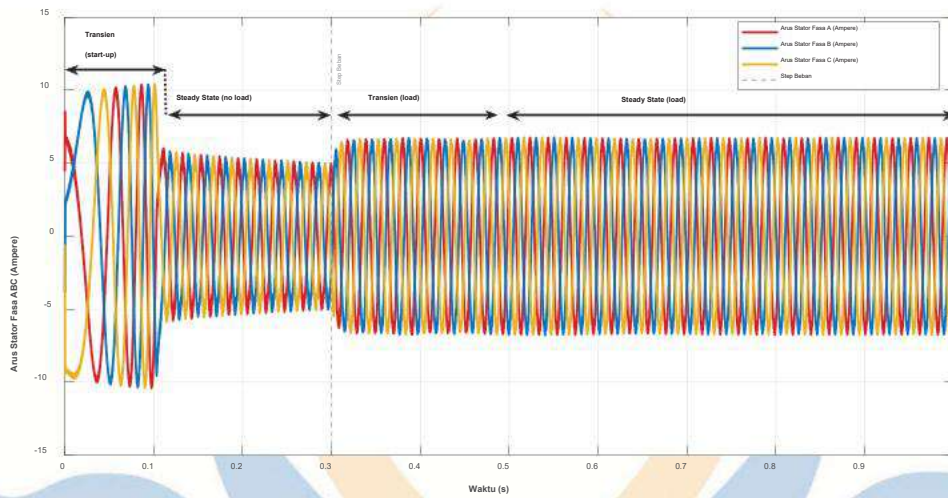
Gambar 4.48 Arus Stator 3 Fasa Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM Tanpa Beban



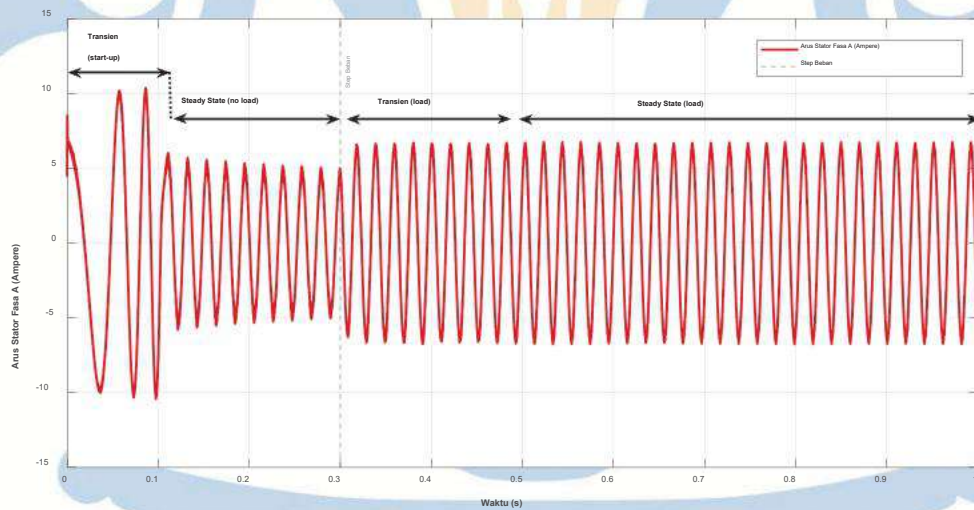
Gambar 4.49 Arus Stator Fasa A Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM Tanpa Beban

Pada kondisi tanpa beban, arus transien fasa A, B, dan C masing-masing tercatat sebesar 3,621 A, 3,723 A, dan 3,721 A. Setelah transien mereda, arus *steady-state* masing-masing fasa mencapai 3,187 A, 3,166 A, dan 3,168 A dengan *ripple* arus rata-rata P-P sebesar 9,853 A. Arus transien DTC-HBPWM *single inverter* (3,62 A) jauh lebih kecil dibandingkan V/F *single inverter* (6,89 A) penurunan sebesar 47,5% yang menunjukkan HBPWM berhasil membatasi lonjakan arus saat *starting* secara efektif. Nilai arus *steady-state* (3,18 A) lebih tinggi dari arus *steady-state* V/F (2,56 A) karena DTC mempertahankan fluks stator pada nilai referensi 0,8 Wb secara aktif, sehingga komponen arus magnetisasi lebih terjaga konstan. Mekanisme HBPWM dengan pita histeresis $\pm 0,25$ A **Persamaan (3.5)** membandingkan arus aktual dengan referensi secara kontinu, ketika arus melebihi batas atas, sakelar dimatikan; ketika turun ke batas bawah, sakelar diaktifkan kembali. Mekanisme koreksi *real-time* ini mencegah lonjakan arus yang tidak terkendali seperti pada V/F. Nilai referensi arus itu sendiri dihasilkan oleh algoritma DTC yang mempertimbangkan kondisi fluks dan torsi aktual sehingga arus selalu diarahkan untuk memenuhi kebutuhan torsi dan fluks secara bersamaan. Berdasarkan **Persamaan (2.11)**, tegangan terminal stator V_1 pada DTC tidak lagi bersifat tetap seperti V/F, melainkan dipilih secara adaptif dari *lookup table* berdasarkan *error* torsi dan fluks. Hal ini memastikan bahwa tegangan yang diterapkan selalu mendekati nilai optimal untuk kondisi operasi saat itu, sehingga

fluktuasi arus yang disebabkan oleh ketidakcocokan tegangan dan kebutuhan motor dapat diminimalkan.



Gambar 4.50 Arus Stator 3 Fasa Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

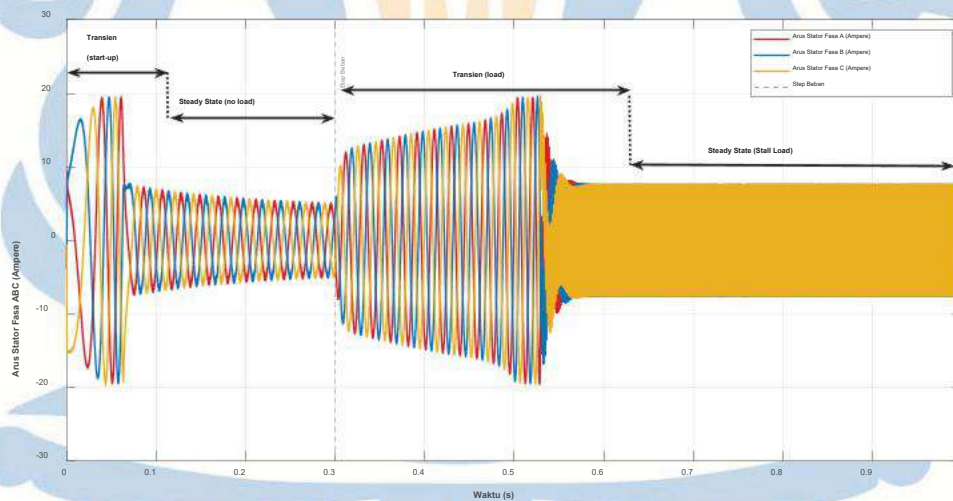


Gambar 4.51 Arus Stator Fasa A Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

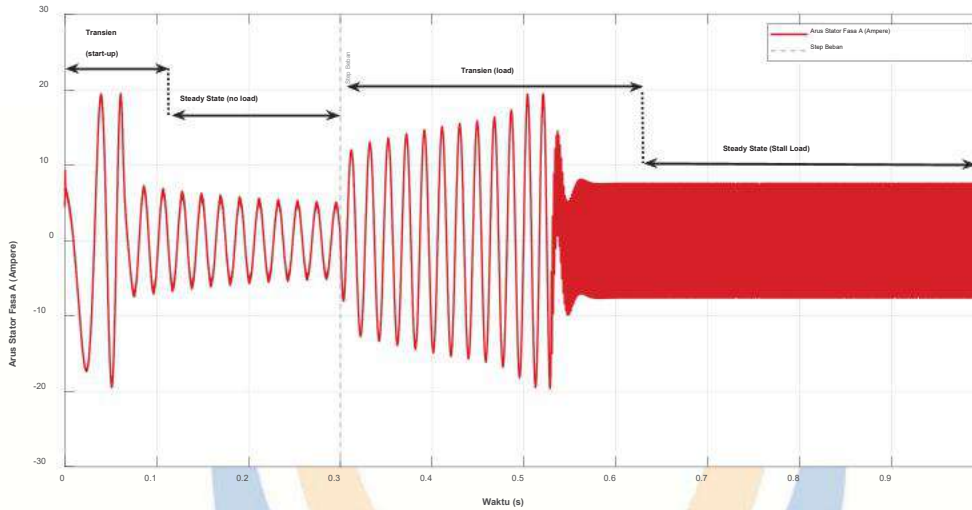
Gambar 4.50 dan **4.51** menunjukkan gelombang arus stator yang amplitudonya tampak meningkat dibandingkan kondisi tanpa beban, namun osilasinya tetap terjaga rapat dalam pita yang konsisten, mengindikasikan HBPWM masih bekerja efektif pada kondisi berbeban. Pada beban 10 Nm, arus transien meningkat menjadi 4,675 A, 4,756 A, dan 4,764 A. Arus *steady-state* meningkat menjadi 4,552 A, 4,612 A, dan 4,566 A dengan *ripple* P-P sebesar 13,535 A

meningkat 37,4% dari kondisi tanpa beban (9,853 A). Peningkatan arus *steady-state* dari 3,18 A (0 Nm) menjadi 4,58 A (10 Nm) sebesar 44,0% merupakan respons proporsional terhadap kebutuhan torsi tambahan DTC secara otomatis meningkatkan komponen arus torsi (sumbu-q) untuk memenuhi referensi torsi 10 Nm yang dihasilkan kontroler PI. *Ripple* P-P 13,535 A dibandingkan V/F *single* (16,775 A) menunjukkan penurunan 19,3%, membuktikan HBPWM lebih efektif mengendalikan kualitas arus pada kondisi berbeban.

Berdasarkan **Persamaan (2.6)** (keseimbangan torsi), pada *steady-state* berbeban diperlukan $T_e = T_L + B_{\omega} = 10 + (0,002985 \times 149,99) = 10,45$ Nm. Kontroler PI mengeluarkan referensi torsi ini, yang kemudian diterjemahkan DTC menjadi pemilihan level tegangan yang meningkatkan komponen arus aktif (iq). Peningkatan iq inilah yang menyebabkan peningkatan arus *steady-state*, sementara pita histeresis HBPWM tetap menjaga fluktuasi arus dalam batas $\pm 0,25$ A dari referensi yang baru.



Gambar 4.52 Arus Stator 3 Fasa Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm



Gambar 4.53 Arus Stator Fasa A Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, arus transien tercatat 7,784 A, 8,033 A, dan 7,818 A. Namun arus *steady-state* turun drastis menjadi 4,921 A, 4,923 A, dan 4,914 A (lebih rendah dari kondisi 25 Nm yang mencapai 8,576 A), dengan *ripple* P-P hanya 15,240 A. Penurunan arus *steady-state* dari 8,576 A (25 Nm) menjadi 4,921 A (26,71 Nm) menunjukkan hasil bahwa sistem DTC-HBPWM *single inverter* tidak berhasil mempertahankan kendali pada beban nominal. Nilai arus yang turun bukan berarti sistem lebih baik, melainkan mencerminkan kondisi motor yang tidak lagi beroperasi pada titik operasi yang diinginkan sebagaimana dikonfirmasi oleh data kecepatan yang menunjukkan rotor berputar terbalik pada $-597,481$ rad/s. Ini bukan kondisi *steady-state* yang valid, melainkan kondisi kegagalan kendali..

Hal ini dapat dijelaskan melalui batas torsi maksimum motor induksi. Berdasarkan karakteristik torsi-slip motor induksi, setiap motor memiliki *breakdown torque* (torsi *pullout*) maksimum yang tidak dapat dilampaui. Apabila torsi beban melebihi *breakdown torque*, motor tidak mampu menghasilkan torsi yang cukup untuk mempertahankan kecepatan, sehingga rotor melambat drastis dan pada kondisi ekstrem dapat berbalik arah. Torsi rating 26,71 Nm yang dihitung dari **Persamaan (2.12)** merupakan torsi operasi kontinu nominal, bukan torsi puncak sehingga pada kondisi step beban mendadak sebesar 26,71 Nm, sistem DTC-HBPWM *single inverter* dengan tegangan *DC-Link* terbatas tidak mampu menghasilkan torsi transien yang cukup untuk mempertahankan kecepatan.

Batasan tegangan inverter merupakan faktor penentu utama. Kapasitas torsi maksimum motor pada kecepatan operasi tertentu dibatasi oleh tegangan *DC-Link* yang tersedia. Berdasarkan **Persamaan (2.16)**, pada torsi nominal 26,71 Nm dan kecepatan referensi 149,74 rad/s diperlukan daya mekanik:

$$P_{mek} = T_{rating} \times \omega_{rating} = 26,71 \times 149,74 = 4.000 \text{ W}$$

Daya ini setara dengan daya rating motor 4 kW artinya pada beban nominal, motor harus beroperasi pada kapasitas penuh. Pada kondisi ini, pita histeresis HBPWM $\pm 0,25$ A yang dirancang berdasarkan arus operasi normal ($HB = 0,06 \times 4,11 = 0,25$ A) tidak lagi memadai karena arus yang dibutuhkan jauh melebihi kapasitas desain. Ketika arus referensi dari DTC melampaui kapasitas tegangan inverter untuk dipenuhi dalam batas histeresis, algoritma DTC kehilangan kemampuan koreksi *real-time* dan sistem kehilangan kendali.

Tabel 4.13 Arus Stator Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

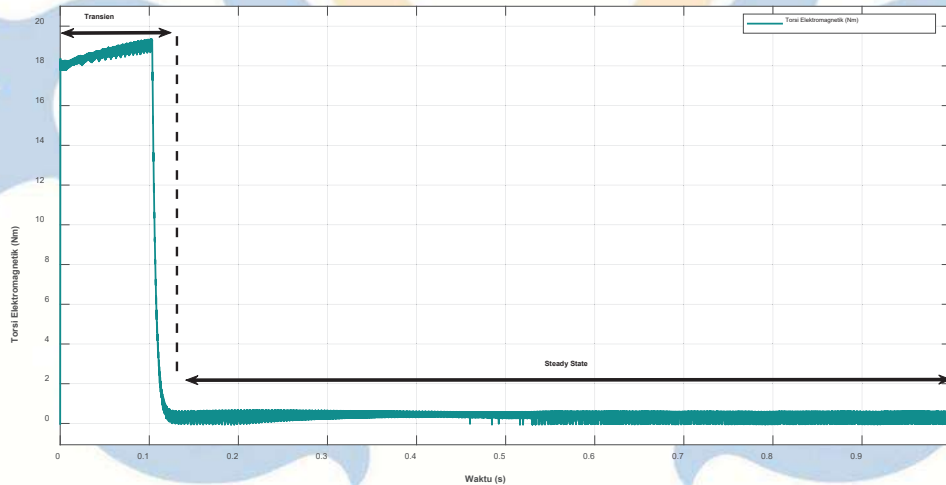
Beban (Nm)	Ia Transien RMS (A)	Ib Transien RMS (A)	Ic Transien RMS (A)	Ia SS RMS (A)	Ib SS RMS (A)	Ic SS RMS (A)	Ripple Arus Avg P-P (A)
0	3,621	3,723	3,721	3,187	3,166	3,168	9,853
5	3,958	4,070	4,068	3,637	3,635	3,583	10,896
10	4,675	4,756	4,764	4,552	4,612	4,566	13,535
15	5,589	5,691	5,669	5,805	5,811	5,838	16,860
20	6,934	7,097	6,944	7,253	7,178	7,193	20,726
25	8,170	8,296	8,189	8,576	8,580	8,527	24,799
26,71	7,784	8,033	7,818	4,921	4,923	4,914	15,240

Berdasarkan **Tabel 4.13**, arus transien meningkat dari 3,621 A (0 Nm) menjadi 8,170 A (25 Nm), kemudian turun menjadi 7,784 A (26,71 Nm). Arus *steady-state* meningkat dari 3,187 A (0 Nm) menjadi 8,576 A (25 Nm) lalu turun menjadi 4,921 A (26,71 Nm). *Ripple* P-P meningkat dari 9,853 A (0 Nm) hingga 24,799 A (25 Nm) lalu turun menjadi 15,240 A (26,71 Nm).

Peningkatan yang konsisten dari 0 Nm hingga 25 Nm mencerminkan respons normal sistem DTC-HBPWM terhadap penambahan beban yang masih dalam kapasitas kendali. Anomali pada beban 26,71 Nm penurunan arus *steady-state* sekaligus penurunan *ripple* bukan merupakan perbaikan performa, melainkan sinyal kegagalan kendali. Pada kondisi ini motor telah keluar dari zona operasi yang dapat dikendalikan oleh sistem DTC-HBPWM *single inverter* dengan parameter yang ditetapkan.

4.4.2 Analisis Torsi Elektromagnetik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM

Parameter torsi elektromagnetik merupakan indikator utama kualitas pengendalian DTC, karena metode ini dirancang secara fundamental untuk mengendalikan torsi secara langsung melalui pemilihan level tegangan yang tepat.



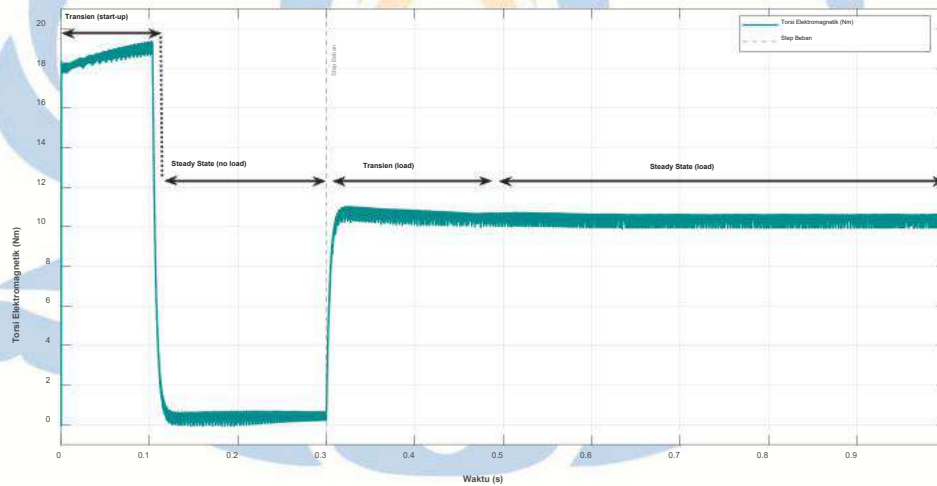
Gambar 4.54 Torsi Elektromagnetik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

Pada kondisi tanpa beban, torsi minimum = 0,000 Nm, torsi maksimum = 0,627 Nm, torsi rata-rata = 0,461 Nm, $T_{pp} = 0,627$ Nm, dan $Tr = 135,988\%$. T_{pp} 0,627 Nm pada DTC *single* tanpa beban merupakan penurunan yang sangat signifikan dibandingkan V/F *single* (7,633 Nm) reduksi 91,8%. Ini membuktikan keunggulan fundamental DTC dalam mengendalikan kualitas torsi. Torsi minimum = 0,000 Nm (tidak negatif) menunjukkan bahwa pada kondisi tanpa beban DTC-HBPWM *single inverter* sudah berhasil mengeliminasi pembalikan torsi sesaat yang menjadi masalah pada V/F (torsi minimum -3,576 Nm). Nilai $Tr = 135,988\%$ yang tampak besar semata-mata merupakan konsekuensi matematis dari torsi rata-

rata yang sangat kecil (0,461 Nm) sebagai penyebut pada **Persamaan (2.22)**, sehingga T_{pp} absolut (0,627 Nm) adalah parameter yang lebih representatif untuk menilai kualitas torsi pada kondisi tanpa beban.

DTC-HBPWM mengendalikan torsi melalui dua mekanisme bersamaan: algoritma DTC memilih level tegangan optimal berdasarkan *error* torsi aktual **Persamaan (2.32)**, sementara HBPWM membatasi arus aktual dalam pita $\pm 0,25$ A sehingga fluktuasi arus sebagai sumber utama pulsasi torsi dapat ditekan secara langsung. Kombinasi kendali torsi langsung (DTC) dan kendali arus langsung (HBPWM) inilah yang menghasilkan T_{pp} jauh lebih rendah dari V/F yang tidak memiliki mekanisme kendali torsi maupun arus secara aktif.

Berdasarkan **Persamaan (2.29)** (estimasi torsi elektromagnetik), torsi merupakan fungsi perkalian silang komponen fluks dan arus pada koordinat $\alpha\beta$. Karena DTC secara aktif mempertahankan amplitudo fluks pada referensi 0,8 Wb melalui komparator histeresis fluks **Persamaan (2.30)**, dan HBPWM membatasi fluktuasi arus, maka variasi pada kedua komponen pembentuk torsi ini menjadi kecil menghasilkan T_{pp} yang jauh lebih rendah.

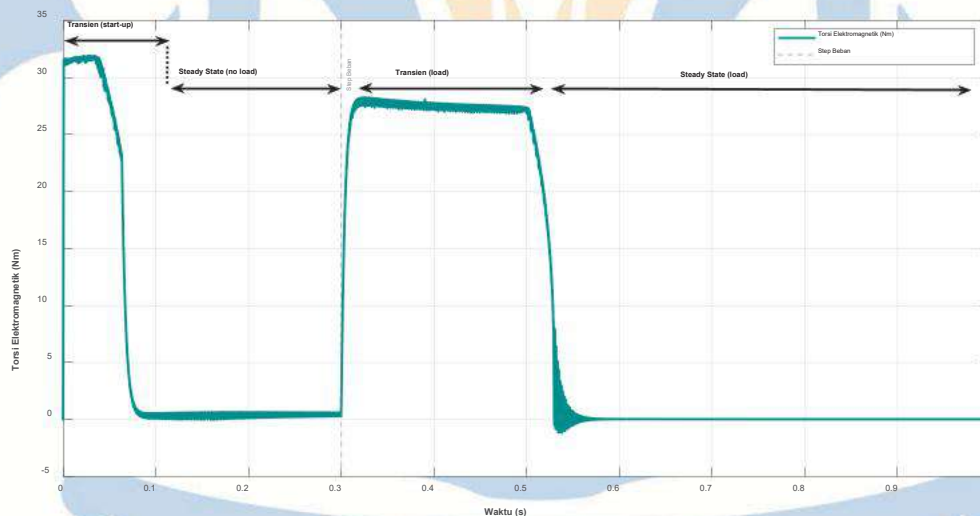


Gambar 4.55 Torsi Elektromagnetik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Gambar 4.55 memperlihatkan kurva torsi yang naik dan stabil pada level mendekati 10 Nm dengan pita osilasi yang tampak hampir sama lebarnya dengan kondisi tanpa beban, menunjukkan bahwa lebar fluktuasi torsi absolut tidak banyak berubah meski beban meningkat. Pada beban 10 Nm, torsi minimum = 9,902 Nm,

torsi maksimum = 10,628 Nm, rata-rata = 10,464 Nm, $T_{pp} = 0,726$ Nm, $T_r = 6,939\%$. Torsi rata-rata 10,464 Nm sangat mendekati referensi 10 Nm (selisih hanya 0,464 Nm atau 4,64%), membuktikan akurasi DTC dalam menghasilkan torsi yang dibutuhkan. $T_{pp} = 0,726$ Nm dan $T_r = 6,939\%$ dibandingkan V/F *single* pada kondisi yang sama ($T_{pp} = 6,564$ Nm, $T_r = 63,006\%$) menunjukkan penurunan T_{pp} 89,0% dan T_r 89,0%. Torsi minimum 9,902 Nm yang selalu positif membuktikan tidak terjadi pembalikan torsi pada beban 10 Nm, berbeda dari V/F yang masih menghasilkan torsi negatif sesaat pada kondisi ringan.

Kestabilan T_{pp} pada beban 10 Nm terjadi karena pita histeresis torsi pada algoritma DTC bersifat absolut dan tidak bergantung pada nilai torsi referensi. Sehingga meskipun torsi referensi meningkat dari 0,46 Nm (tanpa beban) menjadi 10,46 Nm (10 Nm), amplitudo fluktuasi torsi absolut hanya sedikit meningkat (dari 0,627 Nm menjadi 0,726 Nm), bukan meningkat proporsional seperti pada V/F.



Gambar 4.56 Torsi Elektromagnetik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, torsi minimum = 0,028 Nm, torsi maksimum = 0,040 Nm, rata-rata = 0,034 Nm, $T_{pp} = 0,012$ Nm, $T_r = 36,950\%$. Torsi rata-rata 0,034 Nm pada kondisi yang seharusnya menghasilkan torsi 26,71 Nm merupakan kegagalan kendali yang sangat nyata motor hanya menghasilkan 0,127% dari torsi yang dibutuhkan. Ini bukan berarti sistem bekerja dengan T_{pp} yang baik (0,012

Nm), melainkan motor telah berhenti menghasilkan torsi yang bermakna sama sekali karena telah kehilangan kendali, sebagaimana dikonfirmasi kecepatan $-597,481 \text{ rad/s}$.

Kegagalan torsi pada beban nominal ini disebabkan oleh *loss of control (loss of synchronism)* pada sistem DTC. Ketika beban sebesar 26,71 Nm diberikan secara tiba-tiba, kontroler PI menghasilkan referensi torsi yang sangat tinggi. Namun kapasitas tegangan *single inverter* dengan V_{dc} terbatas tidak mampu menghasilkan tegangan cukup untuk memenuhi arus referensi yang dibutuhkan dalam batas histeresis HBPWM. Akibatnya, *error* kecepatan terakumulasi secara tak terkendali dalam integrator PI, menghasilkan referensi torsi yang semakin besar, memperparah ketidakseimbangan, dan menyebabkan sistem mengalami *windup* integrator yang tidak dapat pulih berujung pada kehilangan kendali total.

Hal ini berkaitan langsung dengan batas tegangan inverter yang dinyatakan melalui tegangan maksimum yang dapat dihasilkan

$$V_{s,max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Dengan $V_{dc} = 620 \text{ V}$ (dua kali 310 V per inverter) pada *Single Inverter*:

$$V_{s,max} = \frac{310}{\sqrt{3}} = 178,98 \text{ V}$$

Sementara daya yang dibutuhkan pada torsi nominal:

$$P_{nominal} = T_{rating} \times \omega_{ref} = 26,71 \times 149,74 = 4.000 \text{ W}$$

Dan arus yang dibutuhkan pada kondisi nominal:

$$I_{nominal} = \frac{P_{nominal}}{\sqrt{3} \times V_{LL}} = \frac{4000}{\sqrt{3} \times 400} \approx 5,77 \text{ A}$$

Pada kenyataannya, arus *steady-state* pada beban 25 Nm saja sudah mencapai 8,576 A jauh melampaui arus nominal teoritis. Ini mengindikasikan bahwa parameter PI (K_p, K_i) yang digunakan tidak dirancang untuk menangani torsi beban sebesar torsi rating tanpa menyebabkan *integrator windup*. Inilah alasan

fundamental mengapa DTC-HBPWM *single inverter* gagal pada beban nominal 26,71 Nm.

Tabel 4.14 Torsi Elektromagnetik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

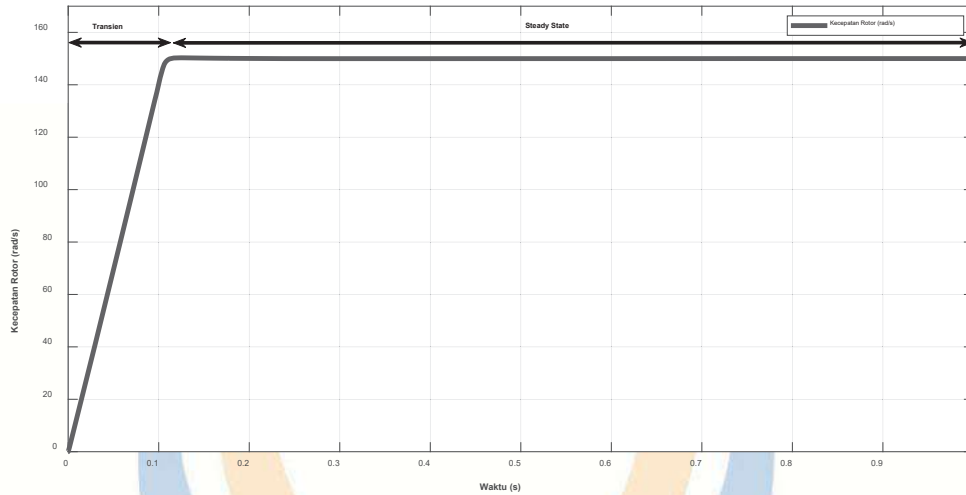
Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	<i>Torque</i> <i>Pulsation</i> (Nm)	<i>Torque</i> <i>Ripple</i> (%)
0	0,000	0,627	0,461	0,627	135,988
5	4,938	5,632	5,466	0,693	12,683
10	9,902	10,628	10,464	0,726	6,939
15	14,893	15,633	15,467	0,740	4,784
20	19,884	20,696	20,470	0,812	3,966
25	24,844	25,849	25,474	1,006	3,949
26,71	0,028	0,040	0,034	0,012	36,950

Berdasarkan **Tabel 4.14**, T_{pp} meningkat secara bertahap dari 0,627 Nm (0 Nm) → 0,693 Nm (5 Nm) → 0,726 Nm (10 Nm) → 0,740 Nm (15 Nm) → 0,812 Nm (20 Nm) → 1,006 Nm (25 Nm) → 0,012 Nm (26,71 Nm).

Peningkatan T_{pp} yang konsisten dari 0 Nm hingga 25 Nm (dari 0,627 Nm menjadi 1,006 Nm, atau +60,4%) mencerminkan bahwa semakin tinggi beban, semakin besar referensi torsi yang dikeluarkan kontroler PI, dan semakin besar pula amplitudo fluktuasi torsi karena arus referensi yang lebih tinggi menyebabkan tegangan inverter harus bekerja lebih keras. Peningkatan T_{pp} yang masih dalam rentang 0,6–1,0 Nm pada beban 0–25 Nm menunjukkan kinerja yang masih dapat diterima. Anomali pada 26,71 Nm (T_{pp} turun menjadi 0,012 Nm) bukan keunggulan, melainkan konsekuensi kegagalan kendali di mana motor sudah tidak menghasilkan torsi sama sekali.

4.4.3 Analisis Kecepatan Rotor Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM

Kecepatan rotor merupakan parameter *output* utama yang mencerminkan efektivitas *loop* kendali keseluruhan, karena pengendali PI dirancang secara spesifik untuk meminimalkan selisih antara kecepatan aktual dan referensi 150 rad/s.

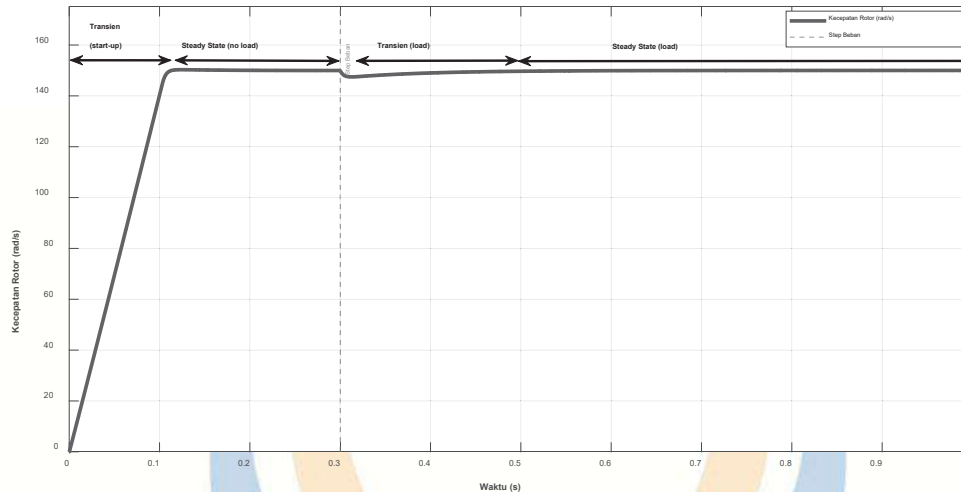


Gambar 4.57 Kecepatan Rotor Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

Pada kondisi tanpa beban, kecepatan *steady-state* tercapai pada 149,999 rad/s (1432,387 rpm) dengan *overshoot* 1,428%, *settling time* 0,105 s, dan SSE = 0,001%. SSE = 0,001% yang mendekati nol sempurna membuktikan bahwa kontroler PI berhasil mengeliminasi kesalahan kecepatan *steady-state* secara penuh. *Overshoot* 1,428% dan *settling time* 0,105 s menunjukkan respons transien yang cepat dan teredam dengan baik. Dibandingkan pengendalian langsung (*overshoot* 21,60%, *settling time* 0,160 s) dan V/F *single* (*overshoot* 2,03%, *settling time* 0,10 s), DTC-HBPWM mencapai SSE yang jauh lebih baik meskipun *settling time*-nya hampir sama dengan V/F.

SSE yang mendekati nol dicapai karena komponen integral (K_i) pada kontroler PI secara akumulatif mengeliminasi kesalahan kecepatan yang tersisa. Pada kondisi *steady-state* tanpa beban $T_e \approx B_\omega = 0,002985 \times 150 = 0,45 \text{ Nm}$, kontroler PI menghasilkan referensi torsi yang tepat untuk mempertahankan kecepatan pada 150 rad/s, dengan *error* yang hanya 0,001 rad/s.

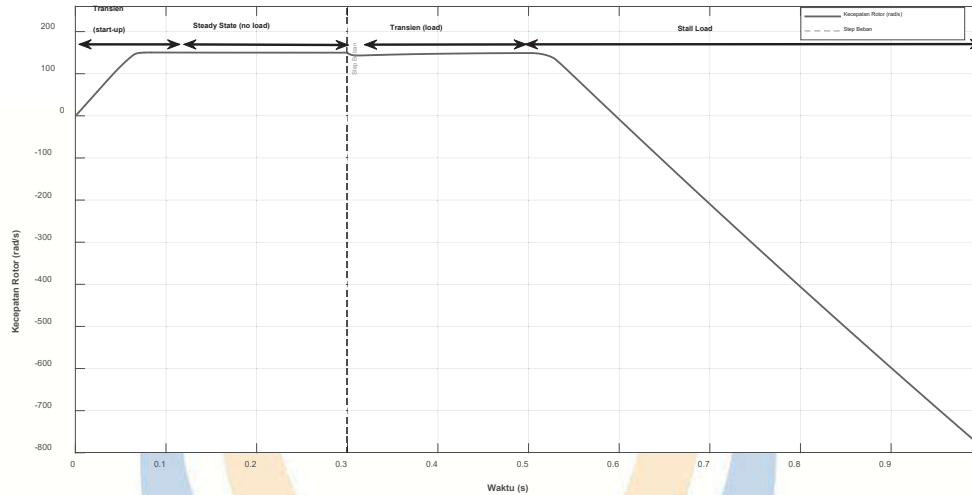
Berdasarkan **Persamaan (2.6)** (keseimbangan torsi), pada *steady-state* tanpa beban $J \cdot d\omega/dt = 0$ sehingga $T_e = B_\omega$. Komponen integral PI **Persamaan (2.40)** memastikan bahwa *error* kecepatan $e_\omega = \omega_{ref} - \omega_{aktual}$ terintegrasi hingga nol pada kondisi *steady-state*, menjamin SSE = 0 secara teoritis selama sistem tidak mengalami saturasi.



Gambar 4.58 Kecepatan Rotor Metode *Single Inverter DTC-HBPWM* dengan Variasi Beban 10 Nm

Gambar 4.58 menunjukkan kurva kecepatan yang tetap stabil pada garis mendekati 150 rad/s tanpa penyimpangan yang terlihat signifikan, bahkan setelah beban 10 Nm diterapkan, mencerminkan kemampuan kontroler PI dalam mempertahankan kecepatan referensi. Pada beban 10 Nm, kecepatan *steady-state* = 149,995 rad/s, *overshoot* = 1,431%, *settling time* = 0,105 s, SSE = 0,003%. SSE hanya meningkat dari 0,001% (tanpa beban) menjadi 0,003% (10 Nm) kenaikan yang dapat diabaikan secara praktis. *Settling time* yang tetap 0,105 s menunjukkan bahwa respons transien tidak memburuk dengan penambahan beban 10 Nm. Ini berbeda dari V/F *single* yang SSE-nya melonjak dari 0,17% (tanpa beban) menjadi 4,95% (10 Nm). Membuktikan bahwa DTC-HBPWM *single inverter* mampu mempertahankan regulasi kecepatan yang sangat baik pada beban kerja normal.

Ketika beban 10 Nm diberikan, komponen integral PI mendeteksi penurunan kecepatan ($e_{\omega} > 0$) dan secara akumulatif meningkatkan referensi torsi hingga $T_e = T_L + B_{\omega} = 10,45$ Nm tercapai pada kecepatan yang mendekati referensi. Karena konstanta waktu integral cukup untuk merespons beban 10 Nm sebelum kecepatan menyimpang jauh, *settling time* tidak berubah secara signifikan.



. **Gambar 4.59** Kecepatan Rotor Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, kecepatan SS = $-597,481 \text{ rad/s}$ ($-5705,524 \text{ rpm}$), *overshoot* = 125,175%, *settling time* = tidak terukur ($\square$), SSE = 498,321%. Kecepatan negatif $-597,481 \text{ rad/s}$ dan SSE 498,321% merupakan indikasi kegagalan kendali total (*loss of control*), bukan kondisi operasi normal yang buruk. Rotor yang berputar terbalik menandakan bahwa pada beban 26,71 Nm yang diberikan secara *step*, sistem DTC-HBPWM *single inverter* tidak mampu menghasilkan torsi yang cukup untuk menahan beban, sehingga rotor melambat melewati nol dan berbalik arah. Ini merupakan batas kemampuan sistem yang harus diidentifikasi secara jelas sebagai batas operasi, bukan kegagalan desain.

Hal ini terjadi karena torsi beban 26,71 Nm melebihi kemampuan torsi maksimum yang dapat dicapai *single inverter* DTC-HBPWM dengan parameter yang ditetapkan. Ketika kontroler PI berusaha meningkatkan referensi torsi untuk menahan beban, *error* kecepatan yang semakin besar menyebabkan *integrator windup* akumulasi integral yang tidak terbatas karena keterbatasan fisik tegangan inverter mencegah torsi referensi terpenuhi. Hasilnya, sinyal kendali PI menghasilkan referensi torsi yang jauh melampaui kapasitas fisik sistem.

Berdasarkan **Persamaan (2.6)**:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega$$

Ketika T_e yang dapat dihasilkan $< T_L = 26,71$ Nm, maka $d\omega/dt < 0$ secara persisten kecepatan terus turun tanpa batas hingga rotor berbalik arah.

Tabel 4.15 Kecepatan Rotor Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

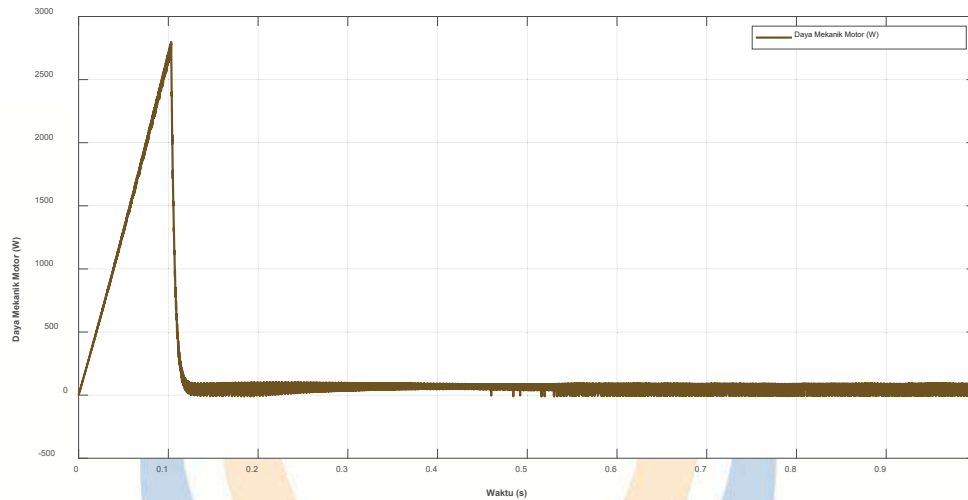
Beban (Nm)	Kecepatan SS (rad/s)	Kecepatan SS (rpm)	Overshoot (%)	Settling Time (s)	Steady-State Error (%)
0	149,999	1432,387	1,428	0,105	0,001
5	149,997	1432,365	1,430	0,105	0,002
10	149,995	1432,346	1,431	0,105	0,003
15	149,992	1432,318	1,433	0,335	0,005
20	149,989	1432,287	0,284	0,361	0,008
25	149,976	1432,166	0,293	0,381	0,016
26,71	-597,481	-5705,524	125,175	□	498,321

Kecepatan *steady-state* terjaga sangat stabil dari 149,999 rad/s (0 Nm) hingga 149,976 rad/s (25 Nm), dengan SSE hanya meningkat dari 0,001% menjadi 0,016%. *Settling time* meningkat dari 0,105 s (0–10 Nm) menjadi 0,335 s (15 Nm) dan 0,381 s (25 Nm), namun kecepatan *steady-state* tetap terjaga mendekati referensi. Pada 26,71 Nm terjadi kegagalan total.

Rentang beban operasi yang aman untuk DTC-HBPWM *single inverter* adalah 0–25 Nm (0–93,6% torsi rating) dengan SSE $\leq 0,016\%$ dan *settling time* $\leq 0,381$ s. Batas ini penting untuk diketahui karena menunjukkan bahwa sistem memiliki *margin* operasi yang baik hingga mendekati beban nominal, tetapi gagal pada beban nominal itu sendiri akibat keterbatasan tegangan dan parameter PI yang tidak dirancang untuk menangani *step* beban penuh.

4.4.4 Analisis Daya Mekanik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM

Daya mekanik mencerminkan kemampuan motor dalam mengonversi energi listrik menjadi energi mekanik yang berguna pada poros, dan kualitasnya ditentukan oleh tingkat fluktuasi daya yang merupakan fungsi langsung dari T_{pp} dan kecepatan rotor, sebagaimana dinyatakan pada **Persamaan (2.17)**.



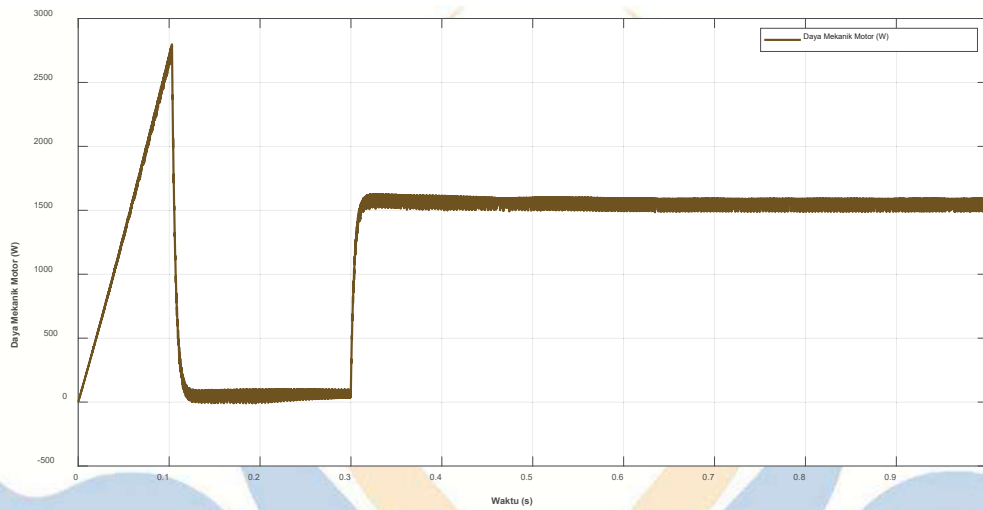
Gambar 4.60 Daya Mekanik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM Tanpa Beban

Pada kondisi tanpa beban, daya mekanik rata-rata = 0,069 kW, maksimum = 94,121 W, minimum = 0,000 W, fluktuasi P-P = 94,121 W. Daya minimum yang tepat nol mengkonfirmasi tidak adanya pembalikan torsi sesaat, berbeda dengan V/F yang memiliki daya minimum negatif (−535,593 W) akibat pembalikan torsi.

Fluktuasi 94,121 W pada DTC-HBPWM jauh lebih rendah dibandingkan V/F *single inverter* (1142,525 W) penurunan sebesar 91,76%. Hal ini konsisten dengan penurunan T_{pp} dari 7,633 Nm (V/F) menjadi 0,627 Nm (DTC-HBPWM), karena berdasarkan **Persamaan (2.17)** $\Delta P = T_{pp} \times \omega_r = 0,627 \times 149,999 \approx 94,1\text{W}$, yang sesuai dengan data simulasi. Hal ini membuktikan konsistensi dan validitas model matematis yang digunakan.

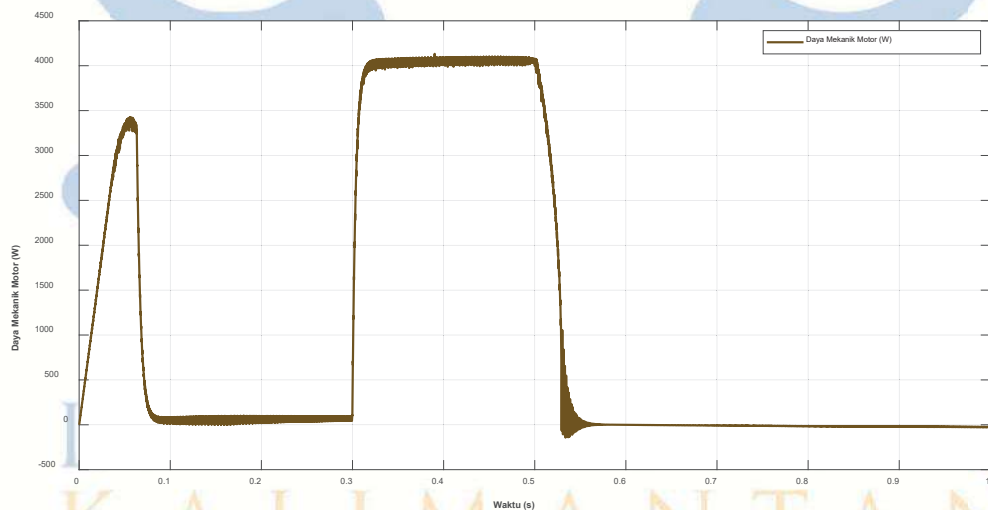
Gambar 4.61 memperlihatkan kurva daya mekanik yang naik ke level lebih tinggi dan stabil dengan osilasi kecil di sekitar nilai rata-rata, mencerminkan transfer daya yang konsisten ke beban. Pada beban 10 Nm, rata-rata = 1,570 kW, maks = 1594,036 W, min = 1485,227 W, fluktuasi P-P = 108,809 W **Tabel 4.16**. Daya berguna yang tinggi dengan fluktuasi yang kecil menggambarkan konversi energi yang efisien dan stabil. Fluktuasi daya 108,809 W pada beban 10 Nm jauh lebih rendah dibandingkan V/F *Single Inverter* (934,117 W), penurunan sebesar 88,36%. Peningkatan fluktuasi dari 94,121 W (0 Nm) menjadi 108,809 W (10 Nm) sebesar 15,6% merupakan respons proporsional terhadap peningkatan T_{pp} dari

0,627 Nm menjadi 0,726 Nm, dan sepenuhnya dapat dijelaskan melalui **Persamaan (2.17)** $\Delta P = 0,726 \times 149,995 = 108,8W$



Gambar 4.61 Daya Mekanik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan **Gambar 4.61** Beban 10 Nm

Konsistensi antara persamaan teori dan data simulasi ini memvalidasi kebenaran model dan analisis yang dilakukan. Daya gesek yang menurun dari 66,931 W (0 Nm) menjadi sekitar 60,673 W (10 Nm) pada V/F juga mengindikasikan bahwa kecepatan yang lebih stabil pada DTC-HBPWM menghasilkan profil rugi-rugi mekanik yang lebih dapat diprediksi.



Gambar 4.62 Daya Mekanik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, daya mekanik rata-rata turun ke $-0,020$ kW (negatif), dengan maks = $-13,817$ W dan min = $-27,546$ W, fluktuasi P-P = $13,729$ W. Nilai negatif mengindikasikan motor beroperasi dalam mode generator sesaat melepaskan energi kinetik ke jaringan, bukan menghasilkan daya mekanik berguna. Daya mekanik negatif merupakan konsekuensi langsung dari kegagalan kendali yang menyebabkan rotor berbalik arah ($\omega = -597,481$ rad/s). Ketika rotor berputar berlawanan dengan referensi, konversi energi berbalik: motor bertindak sebagai generator yang menyerap energi kinetik dan mengembalikannya ke rangkaian inverter. Kondisi ini berbahaya secara praktis karena dapat menimbulkan tegangan balik pada *DC-Link* inverter, berpotensi merusak kapasitor *DC-Link* jika tidak ada mekanisme perlindungan yang memadai. Fluktuasi P-P yang kecil ($13,729$ W) bukan berarti sistem lebih baik, melainkan karena kecepatan yang sangat rendah (mendekati nol sesaat) menghasilkan daya mekanik yang kecil meskipun T_{pp} kolaps ke $0,014$ Nm.

Tabel 4.16 Daya Mekanik Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

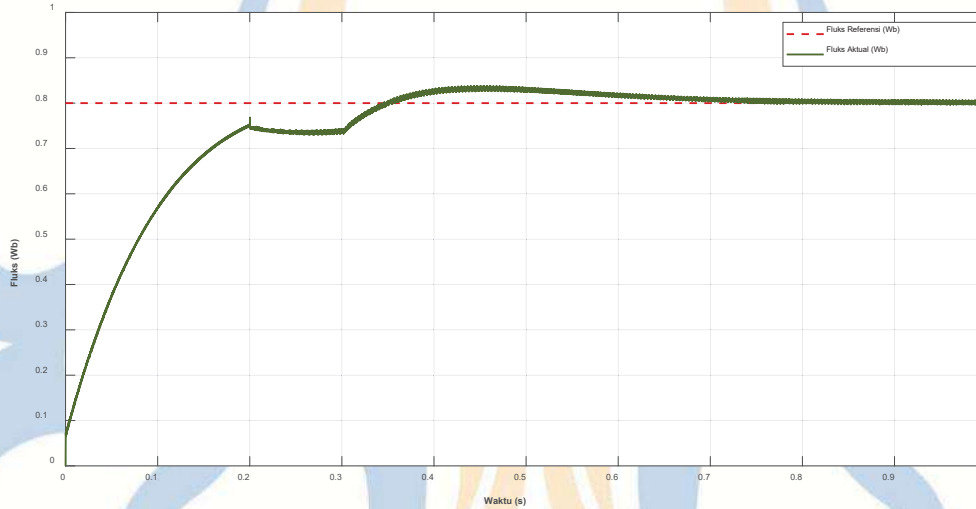
Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Avg (kW)	Daya Mekanik SS Max (W)	Daya Mekanik SS Min (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)
0	0,069	94,121	0,000	94,121
5	0,820	844,693	740,750	103,942
10	1,570	1594,036	1485,227	108,809
15	2,320	2344,755	2233,752	111,003
20	3,070	3104,302	2982,208	122,094
25	3,820	3876,694	3725,771	150,923
26,71	-0,020	-13,817	-27,546	13,729

Berdasarkan **Tabel 4.16**, daya mekanik rata-rata meningkat secara linear dari $0,069$ kW (0 Nm) $\rightarrow$ $0,820$ kW (5 Nm) $\rightarrow$ $1,570$ kW (10 Nm) $\rightarrow$ $2,320$ kW (15 Nm) $\rightarrow$ $3,070$ kW (20 Nm) $\rightarrow$ $3,820$ kW (25 Nm) dengan nilai minimum selalu positif pada rentang $0 \leq 25$ Nm. Peningkatan linear ini memvalidasi bahwa pada rentang operasi normal ($0 \leq 25$ Nm), daya mekanik tumbuh proporsional sesuai $P_{mek} = T_e \times \omega_r$ dengan ω_r yang dipertahankan konstan 150 rad/s. Anomali pada

26,71 Nm (daya menjadi $-0,020$ kW) kembali mengkonfirmasi batas operasi sistem.

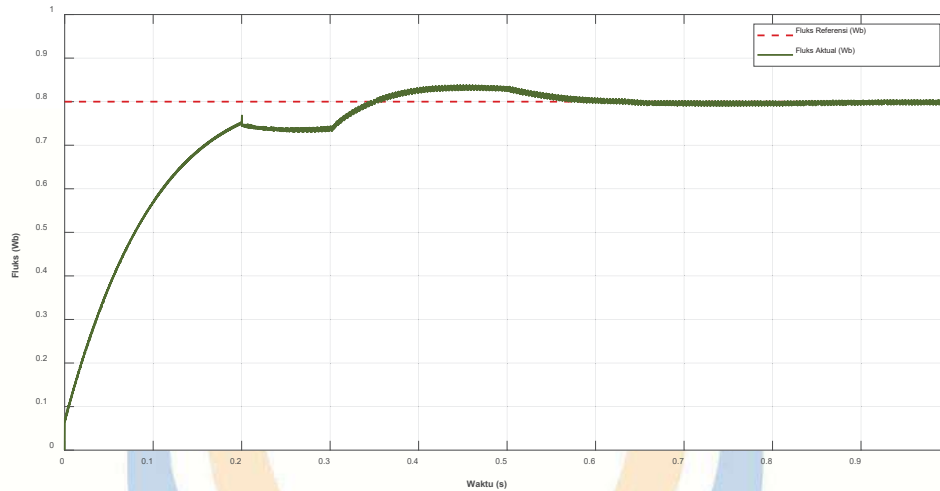
4.4.5 Analisis Fluks Stator *Single Inverter* DTC-HBPWM

Fluks stator merupakan parameter kendali internal yang paling fundamental dalam DTC, karena seluruh algoritma pengendalian torsi bergantung pada akurasi estimasi dan regulasi fluks terhadap nilai referensi $0,8$ Wb.



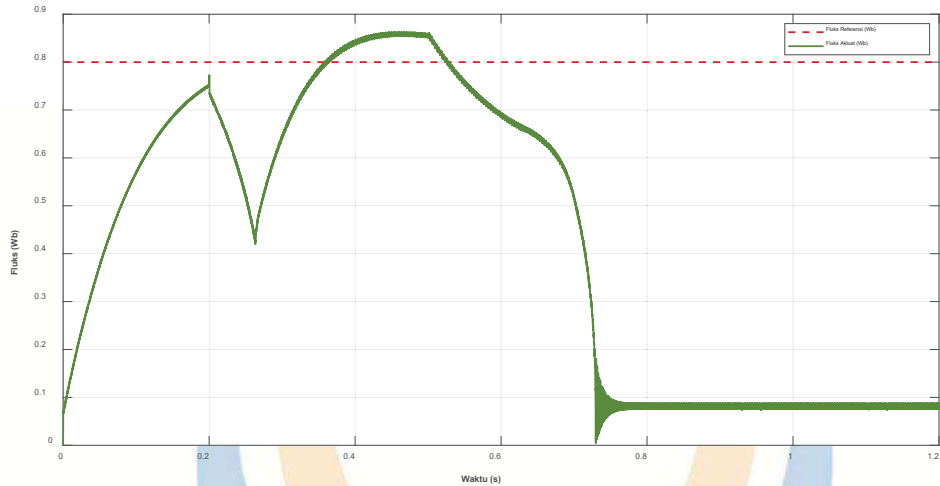
Gambar 4.63 Fluks Stator Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban.

Pada kondisi tanpa beban, fluks rata-rata = $0,7997$ Wb, maks = $0,8064$ Wb, min = $0,7925$ Wb, *ripple* fluks = $1,738\%$, *error* = $0,157\%$. Fluks stator dipertahankan sangat dekat dengan referensi $0,800$ Wb. *Error* fluks $0,157\%$ menunjukkan estimator fluks berbasis model tegangan-arus (model stator) bekerja dengan akurasi tinggi pada kondisi tanpa beban. Hal ini sesuai dengan prinsip DTC bahwa estimasi fluks dilakukan menggunakan integrasi tegangan stator yang dikoreksi dengan resistansi stator sesuai model tegangan stator. Pada kondisi tanpa beban, arus stator lebih kecil sehingga jatuh tegangan pada resistansi stator ($R_s \times I_s$) lebih kecil pula, membuat estimasi fluks lebih akurat. *Ripple* fluks $1,738\%$ merupakan konsekuensi dari mekanisme pensaklaran diskrit DTC yang memilih level tegangan dari tabel pencarian terbatas, sehingga fluks tidak dapat dijaga secara kontinu pada nilai referensi melainkan berosilasi dalam pita histeresis fluks yang telah ditetapkan. Kondisi ini telah diidentifikasi sebagai karakteristik DTC konvensional oleh Azze dan Hameed (2023).



Gambar 4.64 Fluks Stator Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Gambar 4.64 menunjukkan trajektori fluks yang tetap membentuk pola mendekati lingkaran dengan radius yang tampak stabil, hampir tidak berbeda dari kondisi tanpa beban pada **Gambar 4.63**. Pada beban 10 Nm, fluks rata-rata = 0,8010 Wb, maks = 0,8072 Wb, min = 0,7937 Wb, *ripple* = 1,686%, *error* = 0,173%. Performa fluks relatif stabil dibandingkan kondisi tanpa beban. *Ripple* fluks 1,686% pada beban 10 Nm sedikit lebih rendah dari kondisi tanpa beban (1,738%), mengindikasikan bahwa pada kondisi berbeban, komponen arus aktif yang lebih besar membantu menstabilkan estimasi fluks. *Error* fluks yang kecil (0,173%) membuktikan bahwa algoritma DTC berhasil mempertahankan fluks stator pada level yang diperlukan untuk menghasilkan torsi yang stabil. Kombinasi fluks yang terjaga stabil dengan T_{pp} yang kecil (0,726 Nm) memvalidasi teori bahwa stabilitas fluks merupakan prasyarat fundamental untuk kestabilan torsi dalam DTC, sebagaimana dinyatakan dalam persamaan torsi berbasis fluks **Persamaan (2.29)**.



Gambar 4.65 Fluks Stator Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, meskipun nilai numerik fluks rata-rata = 0,8005 Wb dan *ripple* = 1,840%, *error* = 0,226%, data ini tidak mencerminkan operasi normal karena sistem telah kehilangan kendali. Fluks yang tampak terjaga merupakan kondisi sesaat sebelum sistem kolaps, dan tidak berhubungan dengan operasi motor yang sebenarnya pada kecepatan $-597,481$ rad/s.

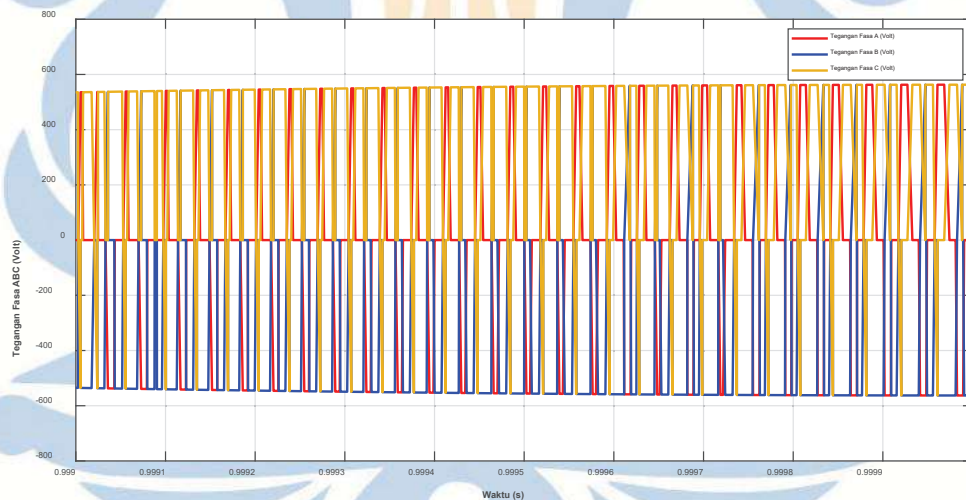
Tabel 4.17 Fluks Stator Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

Beban (Nm)	Fluks Referensi (Wb)	Fluks Avg (Wb)	Fluks Maks (Wb)	Fluks Min (Wb)	Ripple (%)	Error (%)
0	0,800	0,799696	0,806356	0,792462	1,738	0,157
5	0,800	0,799010	0,806178	0,792040	1,769	0,178
10	0,800	0,801026	0,807207	0,793704	1,686	0,173
15	0,800	0,801991	0,807696	0,795645	1,503	0,261
20	0,800	0,799726	0,808300	0,789623	2,335	0,268
25	0,800	0,801347	0,807204	0,794158	1,628	0,285
26,71	0,800	0,800540	0,808275	0,793539	1,840	0,226

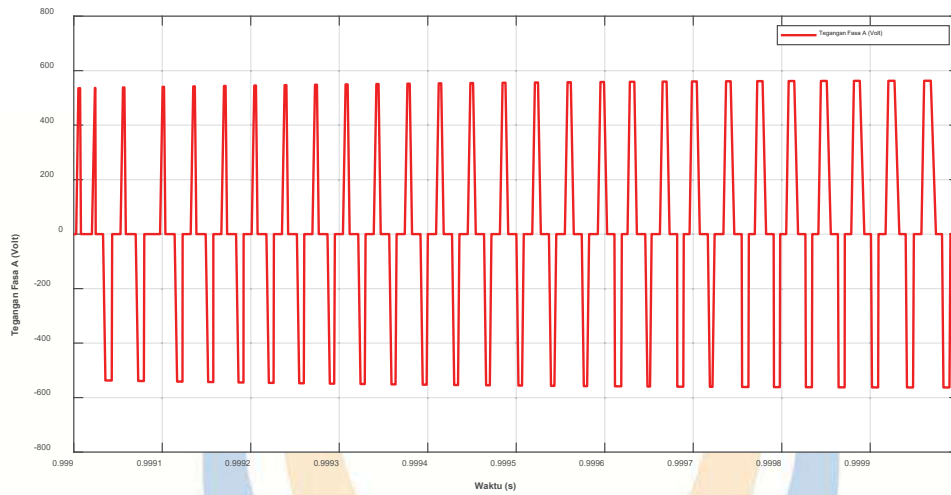
4.4.6 Analisis Tegangan Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM

Tegangan keluaran *single inverter* DTC-HBPWM memiliki karakteristik berbeda secara fundamental dibandingkan V/F, karena pola pensaklaran ditentukan oleh tabel DTC dan sinyal HBPWM, bukan oleh modulasi sinusoidal.

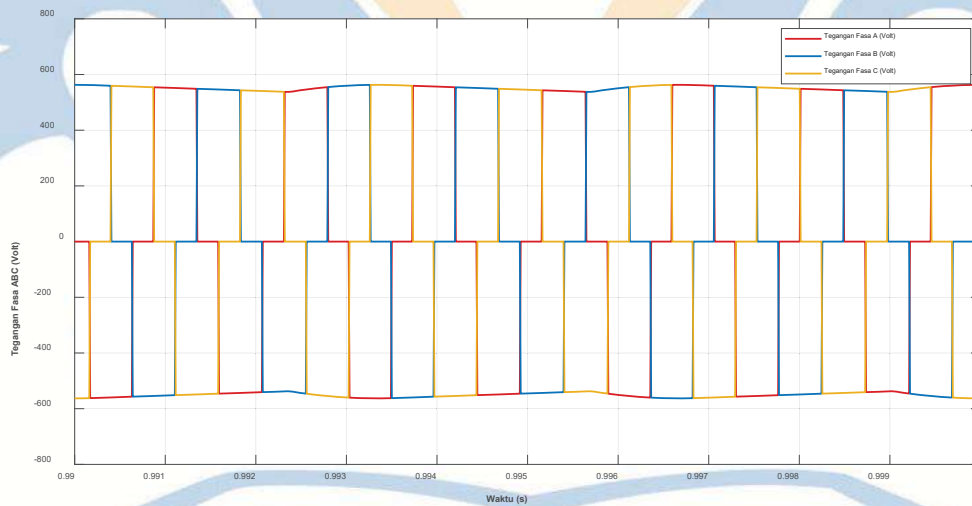
Pada kondisi tanpa beban dan beban 10 Nm, tegangan *line-to-line* stator menampilkan pola HBPWM yang tidak beraturan (*non-sinusoidal*), dengan frekuensi pensaklaran yang bervariasi mengikuti kondisi *error* torsi dan fluks sesaat. Berbeda dengan pola SPWM pada V/F yang memiliki frekuensi konstan, HBPWM menghasilkan frekuensi pensaklaran variabel yang berkisar sesuai dengan lebar pita histeresis dan nilai impedansi beban. Amplitudo tegangan *line-to-line* mendekati tegangan *DC-Link* (562,9 V), namun distribusi pulsa lebih tidak merata karena ditentukan secara adaptif oleh kondisi sistem. Pada beban 26,71 Nm, pola tegangan mengalami distorsi yang signifikan akibat kegagalan pengendalian, yang mengkonfirmasi bahwa tegangan yang dihasilkan tidak lagi sesuai dengan kebutuhan torsi dan fluks motor pada kondisi tersebut.



Gambar 4.66 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,999 -1 detik)

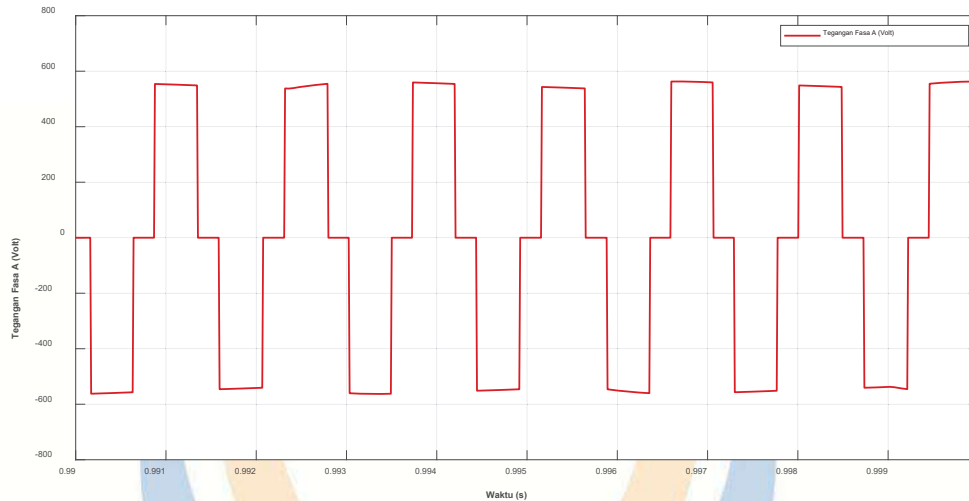


Gambar 4.67 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,999 -1 detik)



Gambar 4.68 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,99 -1 detik)

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN



Gambar 4.69 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A Metode *Single Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,99 -1 detik)

4.4.7 Pembahasan Analisis *Single Inverter* DTC-HBPWM

Berdasarkan seluruh analisis parameter yang telah dilakukan, sistem *single inverter* DTC-HBPWM menunjukkan keunggulan yang signifikan dibandingkan metode V/F pada rentang beban di bawah nominal. Pada beban 0–25 Nm, sistem mampu mempertahankan SSE kecepatan di bawah 0,016% (vs. 16,519% pada V/F), T_{pp} di bawah 1,006 Nm (vs. 5,628 Nm pada V/F), dan fluktuasi daya mekanik di bawah 150,923 W (vs. 705,922 W pada V/F). Hal ini dimungkinkan oleh mekanisme pengendalian umpan balik ganda pengendali PI pada *loop* kecepatan menghasilkan referensi torsi yang dinamis, sementara algoritma DTC mengatur level tegangan secara langsung untuk meminimalkan *error* torsi dan fluks dalam satu siklus pensaklaran.

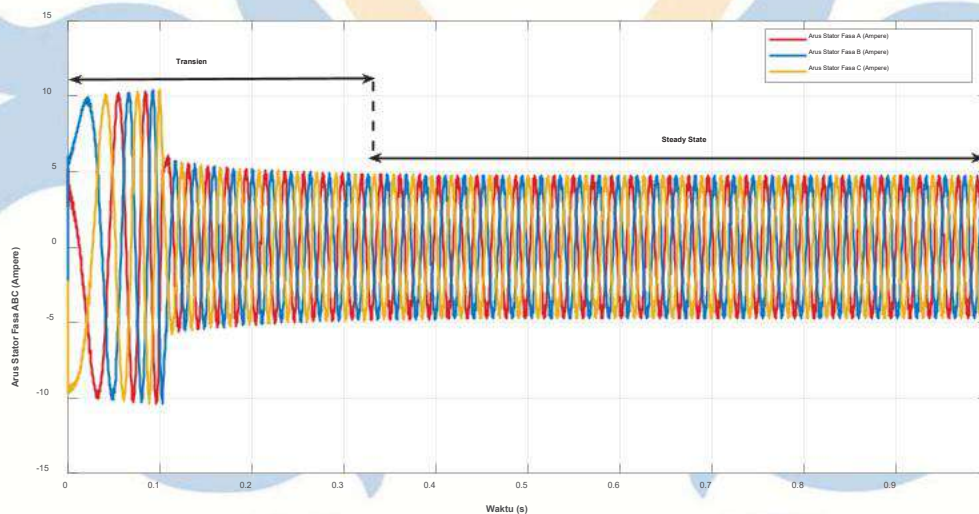
Namun demikian, terdapat batas fundamental pada beban 26,71 Nm di mana sistem kehilangan kemampuan kendali. Hal ini disebabkan oleh keterbatasan level tegangan *Single Inverter* 2-level yang tidak mampu menyediakan tegangan fasa yang cukup untuk menghasilkan torsi nominal secara kontinu. Hal ini menjadi dasar untuk mengembangkan konfigurasi *dual inverter* pada penelitian ini, yang secara teoritis mampu mengandakan ruang level tegangan yang tersedia.

4.5 Analisis *Dual Inverter* DTC-HBPWM

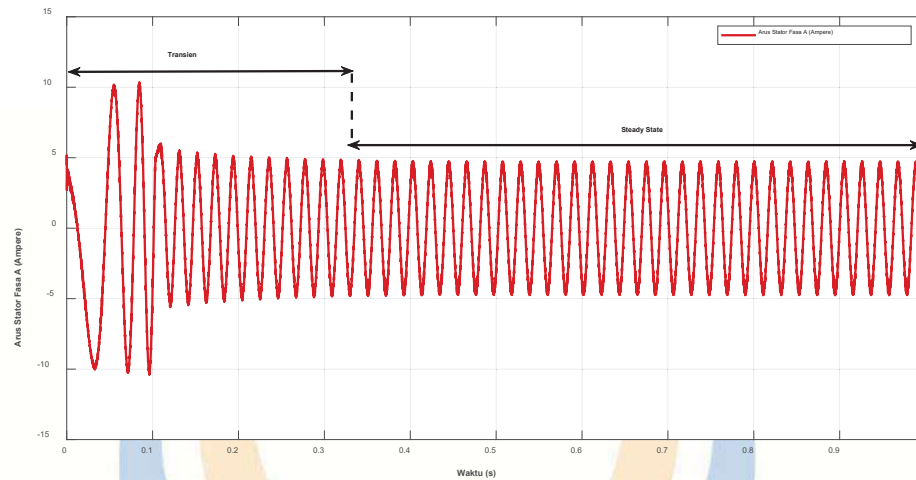
Pengujian sistem *Dual Inverter* DTC-HBPWM dilakukan untuk mengevaluasi pengaruh konfigurasi *open-end winding Dual Inverter* terhadap performa DTC-HBPWM. Tegangan fasa stator diperoleh dari selisih tegangan dua inverter, dengan sinyal *switching* masing-masing inverter dihasilkan oleh blok HBPWM independen yang mengacu pada arus referensi yang sama. Pengujian dilakukan pada kondisi tanpa beban, beban 10 Nm, dan beban nominal 26,71 Nm.

4.5.1 Analisis Arus Stator *Dual Inverter* DTC-HBPWM

Arus stator merupakan parameter yang paling langsung mencerminkan interaksi antara sistem kendali dan beban motor, sehingga analisis karakteristiknya menjadi tolok ukur awal efektivitas konfigurasi *Dual Inverter*.

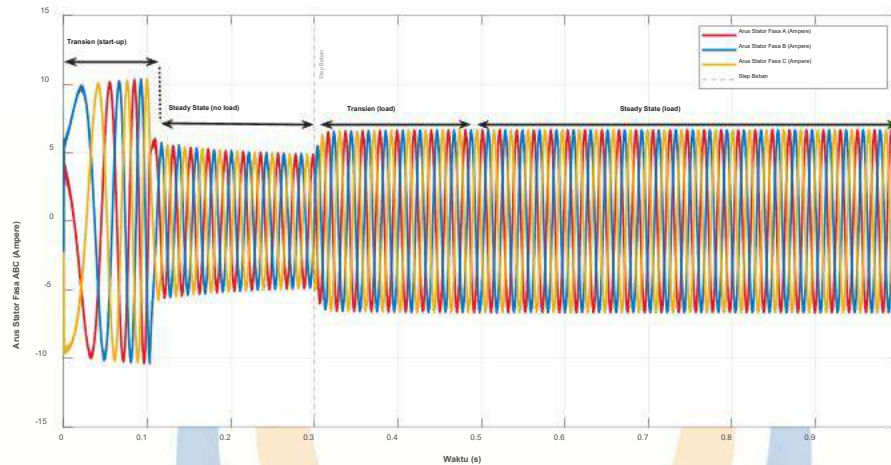


Gambar 4.70 Arus Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

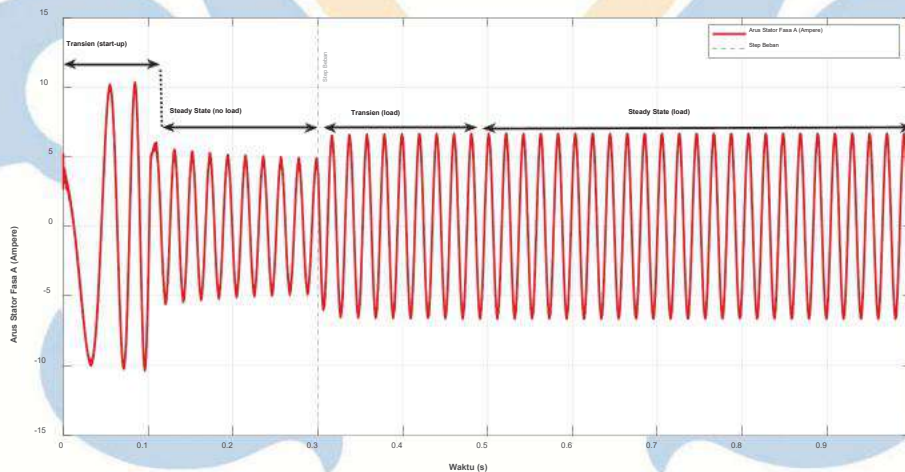


Gambar 4.71 Arus Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

Pada kondisi tanpa beban, arus transien fasa A, B, dan C adalah 3,766 A, 3,875 A, dan 3,773 A. Arus *steady-state* ketiga fasa sebesar 3,194 A, 3,177 A, dan 3,176 A, dengan *ripple* rata-rata 9,526 A. Nilai arus transien *dual inverter* (3,766 A) sedikit lebih tinggi dari *single inverter* (3,621 A), namun *ripple* arus *dual* (9,526 A) lebih rendah 3,3% dibandingkan *single* (9,853 A). Penurunan *ripple* arus pada kondisi tanpa beban merupakan efek dari peningkatan jumlah level tegangan efektif pada konfigurasi *dual inverter open-end winding*. Pada *single inverter 2-level*, tegangan fasa terhadap netral hanya dapat berupa $+V_{DC}/2$ atau $-V_{DC}/2$. Sementara pada *dual inverter*, tegangan fasa stator $v_a = v_{a1} - v_{a2}$ dapat mengambil nilai yang lebih banyak ($+V_{DC}, 0, -V_{DC}$ dengan gradasi), sehingga kemampuan HBPWM untuk mengikuti arus referensi menjadi lebih baik dengan frekuensi pensaklaran yang relatif sama. Akibatnya, fluktuasi arus terhadap referensi lebih kecil dan *ripple* berkurang. Hal ini sesuai dengan penelitian Mohammed (2025) bahwa peningkatan jumlah level tegangan efektif berdampak pada kualitas gelombang arus yang lebih baik.



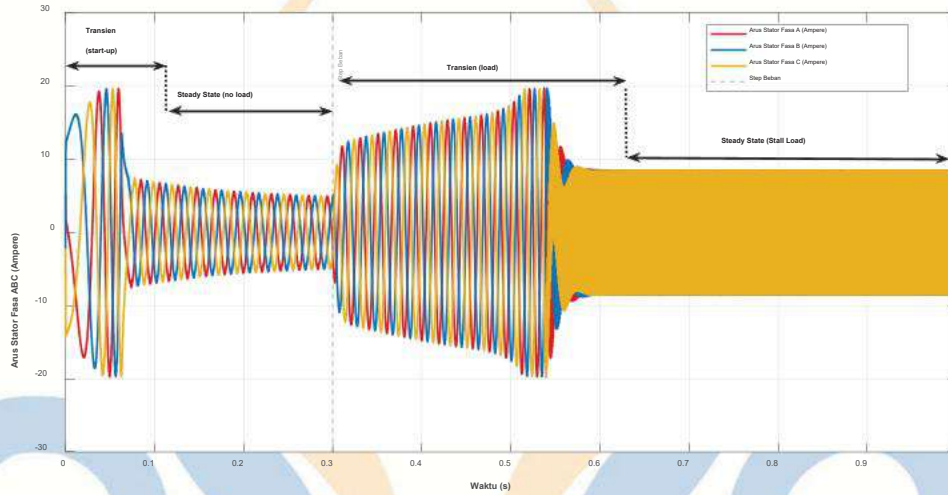
Gambar 4.72 Arus Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm



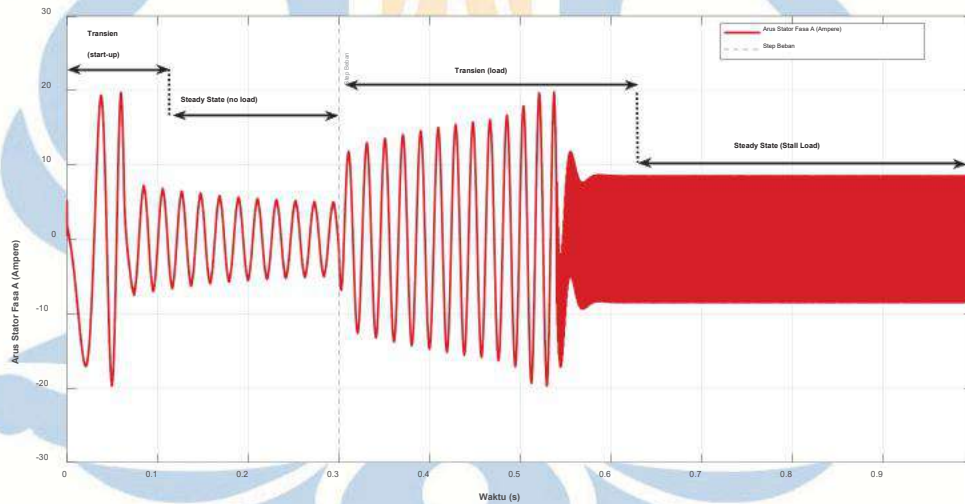
Gambar 4.73 Arus Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Pada beban 10 Nm, arus transien 4,680 A, 4,766 A, dan 4,673 A. Arus *steady-state* tercatat 4,545 A, 4,608 A, dan 4,581 A, dengan *ripple* 13,326 A. Dibandingkan *single inverter* DTC-HBPWM (*ripple* 13,535 A), *Dual Inverter* menunjukkan penurunan *ripple* sebesar 1,5%. Pada beban 10 Nm, perbedaan *ripple* antara *single* dan *dual inverter* DTC-HBPWM relatif kecil (1,5%), mengindikasikan bahwa pada beban menengah, keunggulan level tegangan tambahan dari *dual inverter* tidak sepenetrasi pada kondisi tanpa beban. Hal ini disebabkan oleh mekanisme HBPWM yang pada beban menengah sudah cukup efektif mengikuti referensi dengan *single inverter*, sehingga penambahan level

tegangan memberikan manfaat marginal. Meskipun demikian, arus *steady-state* yang simetris ($4,545 \square 4,608$ A) pada ketiga fasa mengkonfirmasi keseimbangan sistem tiga fasa terjaga dengan baik pada konfigurasi *Dual Inverter*.



Gambar 4.74 Arus Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm



Gambar 4.75 Arus Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, arus transien 7,954 A, 8,025 A, dan 7,825 A. Arus *steady-state* sebesar 5,519 A, 5,517 A, dan 5,516 A dengan *ripple* 17,060 A. Berbeda dengan *single inverter* yang mengalami kolaps arus ke 4,921 A akibat kegagalan kendali, *dual inverter* menunjukkan kegagalan serupa dengan arus *steady-state* 5,519 A yang juga tidak mencerminkan operasi normal.

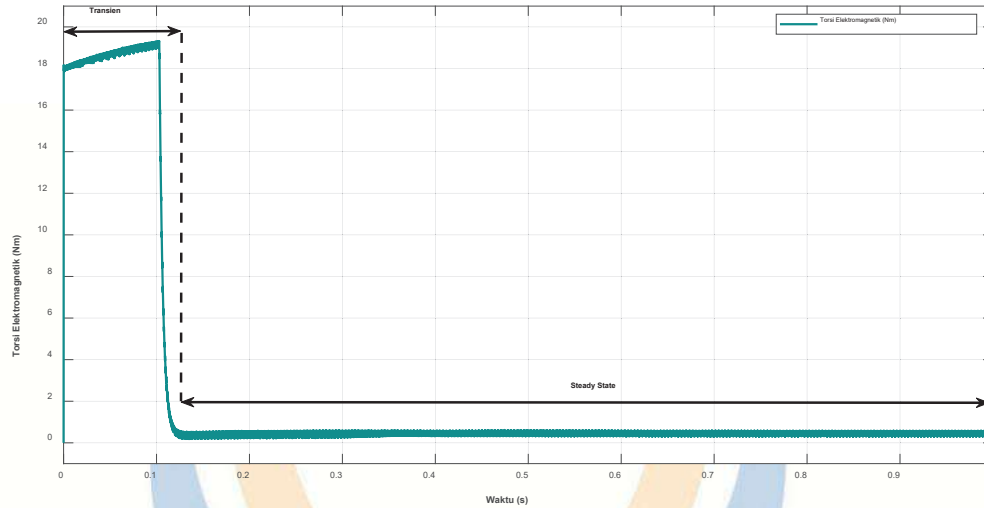
Meskipun *Dual Inverter* menghasilkan arus *steady-state* yang sedikit lebih tinggi (5,519 A vs. 4,921 A pada *single*), data kecepatan **Tabel 4.20** menunjukkan bahwa sistem *Dual Inverter* DTC-HBPWM juga mengalami kegagalan kendali pada beban 26,71 Nm, dengan kecepatan $-577,225$ rad/s dan $SSE = 484,817\%$. Meskipun kegagalan terjadi pada kedua metode, *Dual Inverter* menunjukkan degradasi kecepatan yang sedikit lebih lambat (-577 vs. -597 rad/s pada *single*), mengindikasikan bahwa kemampuan tegangan yang lebih besar dari *Dual Inverter* sedikit memperlambat proses kegagalan, namun tidak cukup untuk mencegahnya sepenuhnya. Analisis ini menjelaskan mengapa hasil DTC-HBPWM (baik *single* maupun *dual*) pada beban 26,71 Nm lebih buruk, kapasitas tegangan dan torsi maksimum sistem masih tidak mencukupi untuk beban nominal motor pada kondisi operasi yang ditetapkan dalam parameter simulasi ini.

Tabel 4.18 Arus Stator Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi

Beban (Nm)	Beban						<i>Ripple</i> Arus Avg P-P (A)
	Ia	Ib	Ic	Ia SS	Ib SS	Ic SS	
	Transien	Transien	Transien	RMS	RMS	RMS	
	RMS (A)	RMS (A)	RMS (A)	(A)	(A)	(A)	
0	3,766	3,875	3,773	3,194	3,177	3,176	9,526
5	4,066	4,177	4,080	3,623	3,632	3,583	10,923
10	4,680	4,766	4,673	4,545	4,608	4,581	13,326
15	5,510	5,613	5,513	5,812	5,810	5,842	16,831
20	6,814	6,853	6,722	7,221	7,193	7,198	20,699
25	8,048	8,099	7,988	8,633	8,515	8,552	24,775
26,71	7,954	8,025	7,825	5,519	5,517	5,516	17,060

4.5.2 Analisis Torsi Elektromagnetik *Dual Inverter* DTC-HBPWM

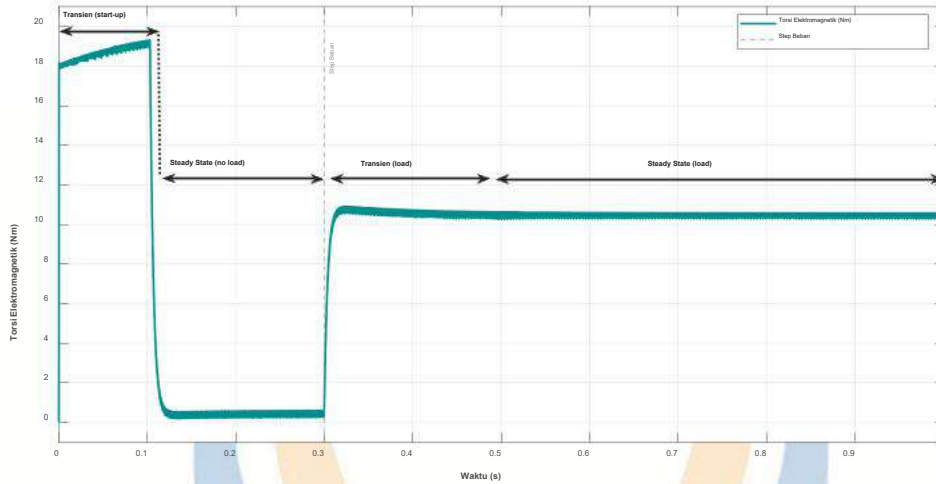
Torsi elektromagnetik merupakan parameter kunci yang membedakan konfigurasi *dual inverter* dari *single inverter*. Konfigurasi *open-end winding* dengan dua sumber tegangan independen secara teoritis mampu menghasilkan level tegangan dengan resolusi yang lebih tinggi, sehingga berdampak langsung pada kualitas pengendalian torsi.



Gambar 4.76 Torsi Elektromagnetik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

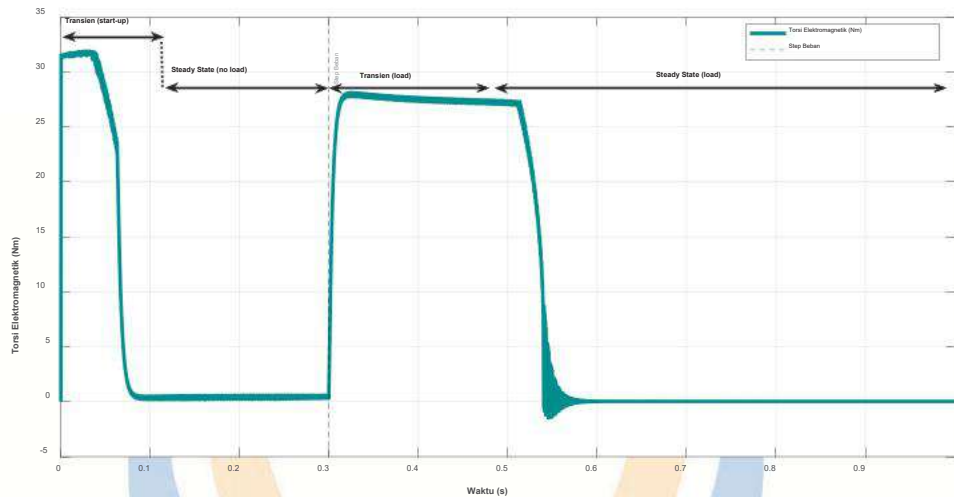
Gambar 4.76 menunjukkan respons torsi elektromagnetik yang berosilasi dalam pita sempit di sekitar nilai rata-rata, dengan amplitudo fluktuasi yang jauh lebih kecil dibandingkan grafik torsi pada *single inverter* (**Gambar 4.54**). Pada kondisi tanpa beban, torsi minimum = 0,280 Nm, maksimum = 0,585 Nm, rata-rata = 0,451 Nm, $T_{pp} = 0,305$ Nm, $T_r = 67,663\%$. Torsi minimum yang positif (+0,280 Nm) mengkonfirmasi tidak ada pembalikan torsi sesaat.

Nilai T_{pp} 0,305 Nm pada *dual inverter* DTC-HBPWM merupakan penurunan 51,4% dibandingkan *single inverter* DTC-HBPWM (0,627 Nm). Penurunan dramatis ini dapat dijelaskan melalui perluasan ruang level tegangan: pada *dual inverter*, kombinasi level dari dua inverter menghasilkan lebih banyak pilihan level tegangan yang dapat dipilih oleh algoritma DTC, sehingga koreksi torsi dapat dilakukan dengan presisi yang lebih tinggi dan langkah yang lebih kecil. Ini sejalan dengan prinsip bahwa semakin banyak level tegangan yang tersedia, semakin kecil fluktuasi torsi yang dihasilkan. Torsi minimum yang positif (+0,280 Nm vs. 0,000 Nm pada *single*) menunjukkan bahwa *dual inverter* DTC-HBPWM memiliki kemampuan lebih baik untuk menghindari kondisi nol torsi yang berpotensi menimbulkan instabilitas sesaat. Hal ini berimplikasi pada kestabilan mekanik rotor yang lebih baik, terutama pada kondisi tanpa beban di mana torsi referensi sangat kecil.



Gambar 4.77 Torsi Elektromagnetik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM Beban 10 Nm

Pada beban 10 Nm, torsi minimum = 10,274 Nm, maksimum = 10,586 Nm, rata-rata = 10,452 Nm, $T_{pp} = 0,312$ Nm, $T_r = 2,987\%$. Band torsi yang sangat sempit ($\pm 0,156$ Nm dari rata-rata) menunjukkan pengendalian torsi yang presisi. T_{pp} 0,312 Nm pada beban 10 Nm merepresentasikan penurunan 57,0% dibandingkan *single inverter* DTC-HBPWM (0,726 Nm), dan penurunan 95,25% dibandingkan V/F *single inverter* (6,564 Nm). T_r sebesar 2,987% merupakan nilai yang sangat kecil untuk sistem DTC, mengindikasikan bahwa kombinasi *dual inverter* dengan HBPWM dan pengendali PI berhasil menekan fluktuasi torsi ke level yang dapat diterima untuk aplikasi industri yang membutuhkan kestabilan torsi tinggi. Torsi minimum 10,274 Nm yang selalu positif membuktikan bahwa pembalikan torsi sesaat sepenuhnya tereliminasi, sehingga getaran mekanik dan kebisingan akustik akibat pembalikan torsi tidak terjadi. Perbedaan mendasar antara konfigurasi *single* dan *dual inverter* dalam DTC-HBPWM terletak pada frekuensi dan presisi pemilihan level *dual inverter* menyediakan ruang level yang lebih kaya, sehingga setiap siklus pensaklaran dapat memilih level yang lebih dekat dengan kebutuhan koreksi torsi dan fluks aktual.



Gambar 4.78 Torsi Elektromagnetik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, sistem *dual inverter* DTC-HBPWM juga mengalami kegagalan dengan torsi kolaps ke rata-rata 0,026 Nm, $T_{pp} = 0,014$ Nm, $T_r = 52,799\%$ **Tabel 4.19**. Hal ini sama dengan *single Inverter*, torsi yang dihasilkan tidak mencukupi untuk memikul beban nominal. Kegagalan pada beban 26,71 Nm pada kedua konfigurasi DTC-HBPWM dapat dikuatkan secara matematis melalui persamaan torsi elektromagnetik maksimum motor induksi. Torsi maksimum yang dapat dihasilkan motor induksi bergantung pada kuadrat tegangan suplai dan konstanta motor.

$$T_{max} = \frac{(3V_s^2)}{(2\omega_s(R_s + \sqrt{(R_s^2 + (X_s + X_r)^2}))})}$$

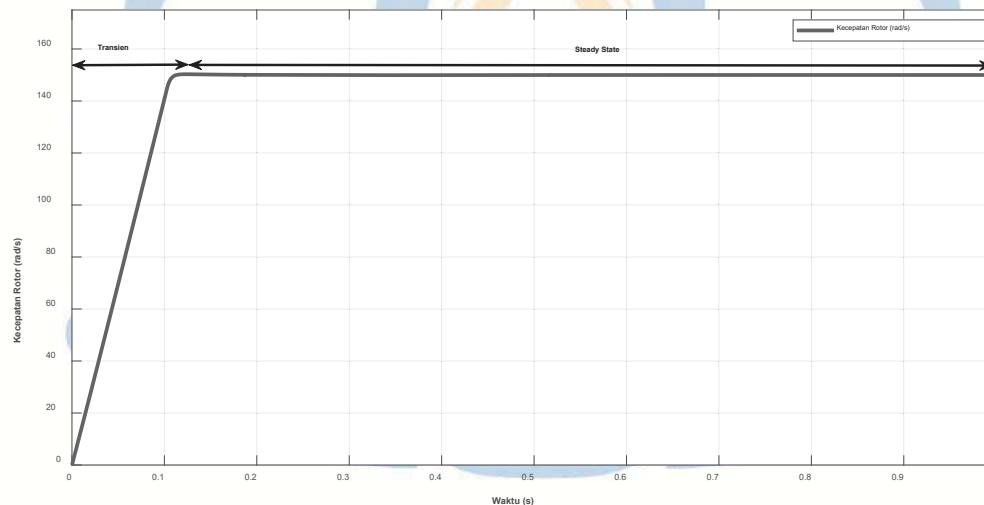
Dengan tegangan suplai yang terbatas oleh *DC-Link* dan parameter motor yang ditetapkan **Tabel 3.1**, torsi maksimum yang dapat dicapai secara stabil berada di bawah 26,71 Nm. Perbedaan antara *single* (kecepatan -597 rad/s) dan *dual* (-577 rad/s) mengindikasikan bahwa *Dual Inverter* sedikit lebih tahan terhadap kondisi beban berlebih, namun batas absolut kemampuan torsi sistem tetap tidak mencukupi untuk beban nominal. Ini merupakan batas desain yang memerlukan peningkatan kapasitas tegangan atau penyesuaian parameter motor.

Tabel 4.19 Torsi Elektromagnetik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

Beban (Nm)	Torsi SS Min (Nm)	Torsi SS Maks (Nm)	Torsi SS Rata-rata (Nm)	<i>Torque</i> <i>Pulsation</i> (Nm)	<i>Torque</i> <i>Ripple</i> (%)
0	0,280	0,585	0,451	0,305	67,663
5	5,277	5,587	5,452	0,310	5,685
10	10,274	10,586	10,452	0,312	2,987
15	15,276	15,592	15,455	0,316	2,042
20	20,277	20,601	20,456	0,324	1,584
25	25,259	25,616	25,460	0,357	1,401
26,71	0,020	0,034	0,026	0,014	52,799

4.5.3 Analisis Kecepatan Rotor Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM

Kecepatan rotor pada sistem *Dual Inverter* DTC-HBPWM merupakan output yang mencerminkan kinerja terpadu dari pengendali PI, algoritma DTC, dan kapasitas tegangan konfigurasi *Dual Inverter*.

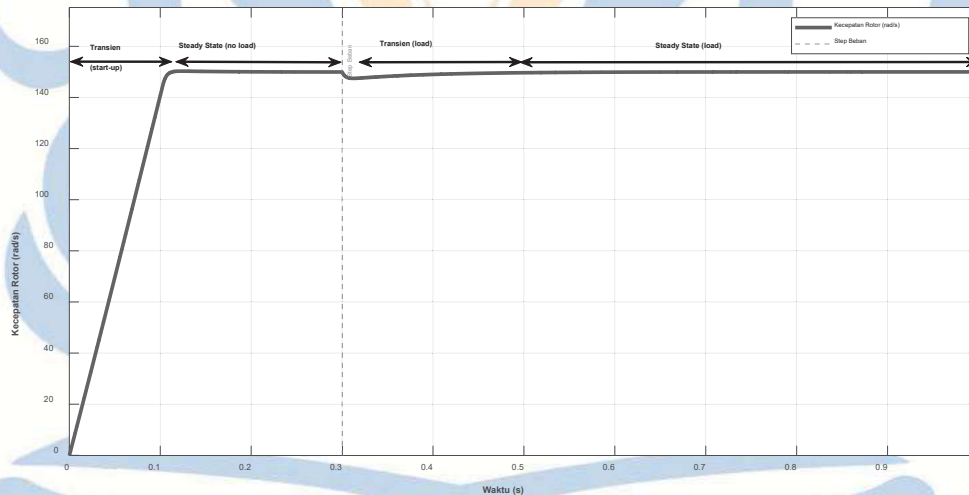


Gambar 4.79 Kecepatan Rotor Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

Kecepatan *steady-state* = 149,999 rad/s, SSE = 0,001%, *overshoot* = 0,197%, *settling time* = 0,105 s. *Overshoot* 0,197% pada *Dual Inverter* merupakan

penurunan sebesar 86,2% dibandingkan *single inverter* DTC-HBPWM (1,428%) dan penurunan 90,3% dibandingkan V/F *single inverter* (2,030%).

Penurunan *overshoot* dari 1,428% (*single*) menjadi 0,197% (*dual*) memiliki makna bahwa konfigurasi *dual inverter* menghasilkan respons transien yang lebih halus. Hal ini terjadi karena resolusi level tegangan yang lebih tinggi pada *dual inverter* memungkinkan algoritma DTC untuk membangkitkan torsi yang lebih presisi pada fase percepatan awal, sehingga kecepatan dapat meningkat mendekati referensi tanpa melampaui batas secara berlebihan. Secara matematis, sesuai **Persamaan (2.6)**, nilai $\frac{d\omega}{dt}$ yang lebih terkontrol dengan torsi elektromagnetik yang lebih presisi menghasilkan lintasan kecepatan yang lebih halus dan *overshoot* yang lebih kecil. SSE 0,001% yang identik dengan *Single Inverter* membuktikan bahwa keduanya memiliki akurasi *steady-state* yang setara, namun kualitas transiennya berbeda.

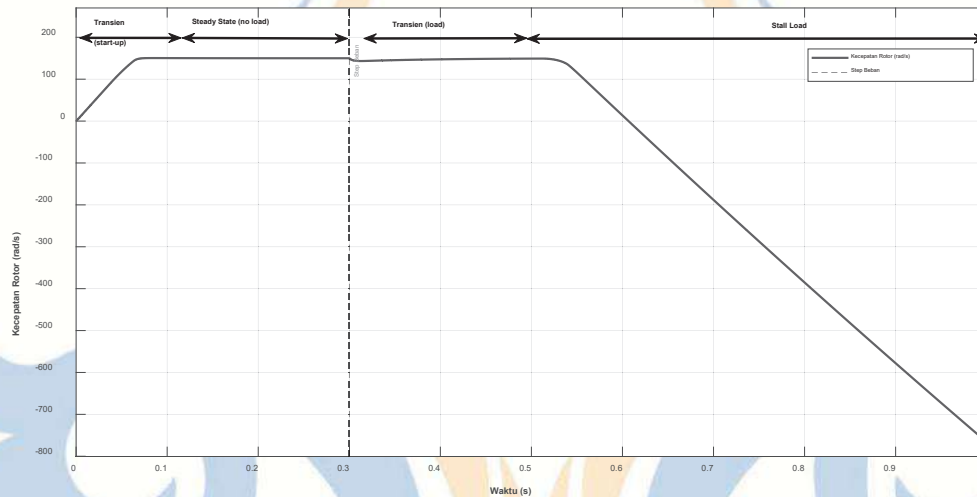


Gambar 4.80 Kecepatan Rotor Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Kecepatan SS = 149,996 rad/s, SSE = 0,003%, *overshoot* = 0,199%, *settling time* = 0,105 s. Performa kecepatan tetap sangat baik pada beban 10 Nm dengan degradasi minimal.

SSE 0,003% pada beban 10 Nm membuktikan keunggulan konsisten *dual inverter* DTC-HBPWM. Nilai ini identik dengan *single inverter* DTC-HBPWM (0,003%) namun *overshoot*-nya jauh lebih kecil (0,199% vs. 1,431%). Ini mengindikasikan bahwa kualitas transien kecepatan, bukan hanya akurasi *steady-*

state, yang membedakan *single* dan *dual inverter* DTC-HBPWM pada kondisi berbeban. Dalam aplikasi industri seperti penggerak robot atau mesin presisi, *overshoot* kecepatan yang rendah sangat krusial karena dapat menghindari kerusakan mekanik pada saat *start-up* atau perubahan beban mendadak.



Gambar 4.81 Kecepatan Rotor Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26.71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, *dual inverter* DTC-HBPWM mengalami kegagalan dengan kecepatan $-577,225 \text{ rad/s}$, SSE = 484,817%. Kegagalan ini sejajar dengan *single inverter* DTC-HBPWM ($-597,481 \text{ rad/s}$, SSE 498,321%).

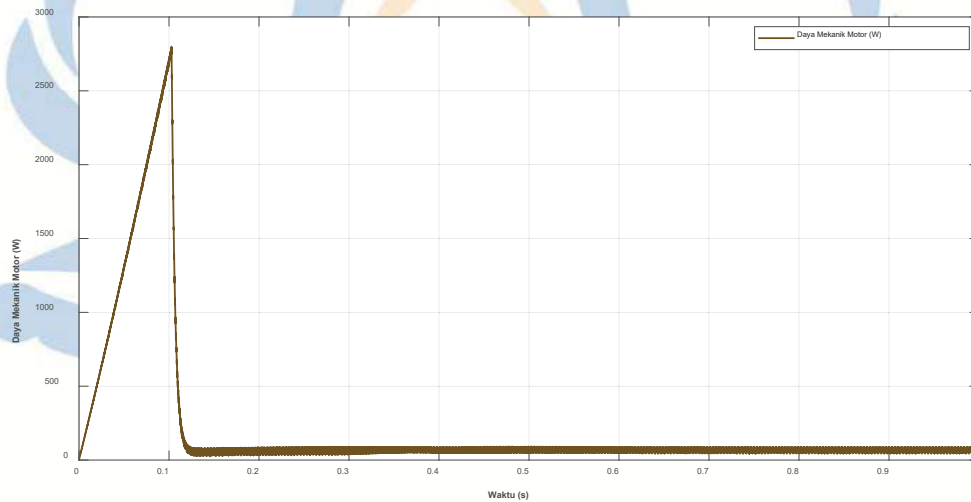
Meskipun kedua konfigurasi DTC-HBPWM gagal pada beban nominal, *dual inverter* menghasilkan kecepatan yang lebih mendekati nol (magnitudo lebih kecil 3,4%) sebelum kehilangan kendali, yang secara ilmiah mengindikasikan bahwa level tegangan yang lebih besar dari *dual inverter* memberikan margin resistansi terhadap kondisi *overload* yang lebih baik. Perbedaan ini, meskipun tidak signifikan dalam konteks kegagalan keseluruhan, konsisten dengan teori bahwa ruang level tegangan yang lebih luas dapat mempertahankan operasi motor pada kondisi batas yang lebih lama. Fakta bahwa kedua konfigurasi gagal pada beban 26,71 Nm menggarisbawahi pentingnya kesesuaian antara kapasitas inverter (tegangan *DC-Link*) dan torsi nominal motor yang dirancang.

Tabel 4.20 Kecepatan Rotor Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

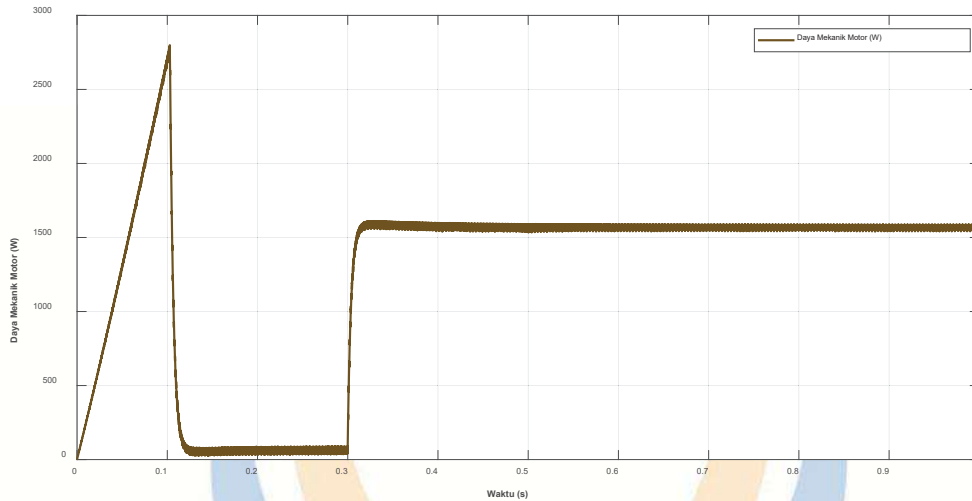
Beban (Nm)	Kecepatan SS (rad/s)	Kecepatan SS (rpm)	Overshoot (%)	Settling Time (s)	Steady-State Error (%)
0	149,999	1432,384	0,197	0,105	0,001
5	149,997	1432,369	0,198	0,105	0,002
10	149,996	1432,353	0,199	0,105	0,003
15	149,994	1432,333	0,201	0,337	0,004
20	149,991	1432,311	0,282	0,362	0,006
25	149,979	1432,194	0,290	0,381	0,014
26,71	-577,225	-5512,092	126,058	□	484,817

4.5.4 Analisis Daya Mekanik Metode DTC-HBPWM *Dual Inverter*

Parameter daya mekanik pada konfigurasi *dual inverter* DTC-HBPWM merupakan cerminan langsung dari keunggulan pengendalian torsi, karena sesuai **Persamaan (2.17)**, $\Delta P_{mekanik} = T_{pp} \times \omega_r$, fluktuasi daya berbanding lurus dengan T_{pp} yang lebih kecil pada *dual inverter*.



Gambar 4.82 Daya Mekanik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

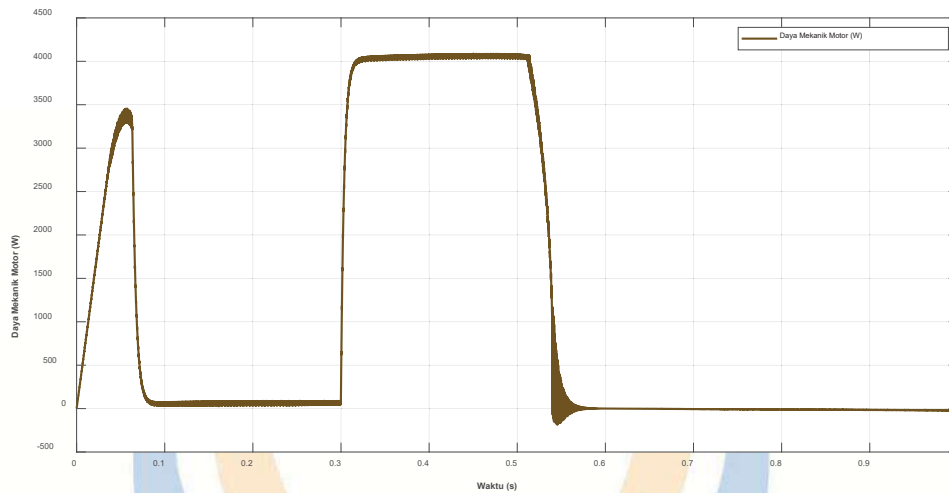


Gambar 4.83 Daya Mekanik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Pada beban 10 Nm, rata-rata = 1,568 kW, maks = 1587,752 W, min = 1541,109 W, fluktuasi P-P = 46,643 W. Fluktuasi hampir konstan dari kondisi tanpa beban (45,669 W), menunjukkan sistem yang sangat stabil.

Stabilitas fluktuasi daya pada level ~ 46 W di seluruh rentang beban 0–15 Nm merupakan karakteristik yang sangat menonjol dari *dual inverter* DTC-HBPWM. **Persamaan (2.17)** menjelaskan bahwa kestabilan ini berasal dari T_{pp} yang relatif konstan (0,305–0,316 Nm) pada rentang beban yang sama, dikombinasikan dengan kecepatan yang hampir tetap (149,999–149,994 rad/s). Konsistensi T_{pp} pada *dual inverter* merupakan hasil dari ruang level tegangan yang lebih kaya, yang memungkinkan algoritma DTC untuk mempertahankan margin kendali fluks dan torsi yang konsisten tanpa terdegradasi oleh penambahan beban. Dibandingkan V/F *single inverter* pada beban yang sama (934,117 W), penurunan fluktuasi daya mencapai 95,0%

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN



Gambar 4. 84 Daya Mekanik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Pada beban 26,71 Nm, daya mekanik = $-0,015$ kW (negatif), maks = $-8,248$ W, min = $-22,534$ W, fluktuasi = $14,286$ W. Kondisi ini mencerminkan kegagalan operasional yang serupa dengan *single inverter* pada beban yang sama.

Daya mekanik negatif pada kedua konfigurasi DTC-HBPWM di beban 26,71 Nm mengkonfirmasi bahwa kegagalan bukan disebabkan oleh algoritma kendali, melainkan oleh keterbatasan kapasitas tegangan inverter. Nilai $-0,015$ kW (*dual*) dibandingkan $-0,020$ kW (*single*) menunjukkan bahwa *dual inverter* memiliki sedikit keunggulan bahkan dalam kondisi kegagalan, karena kapasitas tegangan yang lebih besar menghasilkan daya regeneratif yang sedikit lebih kecil. Meskipun demikian, kedua nilai tersebut mengindikasikan kegagalan operasional yang sama fundamentalnya

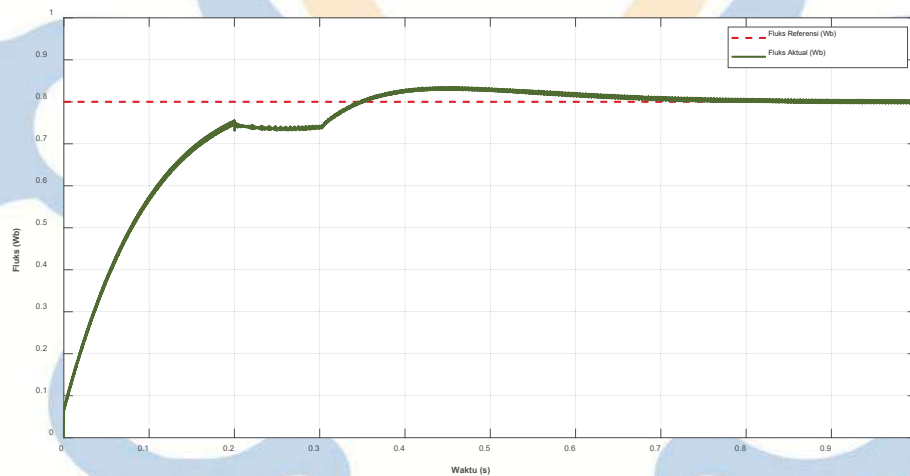
Tabel 4.21 Daya Mekanik Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Avg (kW)	Daya Mekanik SS Max (W)	Daya Mekanik SS Min (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)
0	0,068	87,889	42,220	45,669
5	0,818	838,131	791,539	46,592
10	1,568	1587,752	1541,109	46,643
15	2,318	2338,569	2291,490	47,080

Beban (Nm)	Daya Mekanik SS Avg (kW)	Daya Mekanik SS Max (W)	Daya Mekanik SS Min (W)	Fluktuasi Daya P-P (W)
20	3,068	3089,903	3041,457	48,446
25	3,818	3841,586	3788,615	52,971
26,71	-0,015	-8,248	-22,534	14,286

4.5.5 Analisis Fluks Stator DTC-HBPWM *Dual Inverter*

Fluks stator merupakan variabel yang paling langsung dikontrol oleh algoritma DTC bersama dengan torsi. Akurasi dan kestabilan fluks pada konfigurasi *dual inverter* menjadi bukti efektivitas peningkatan ruang level tegangan dalam memperbaiki regulasi fluks.

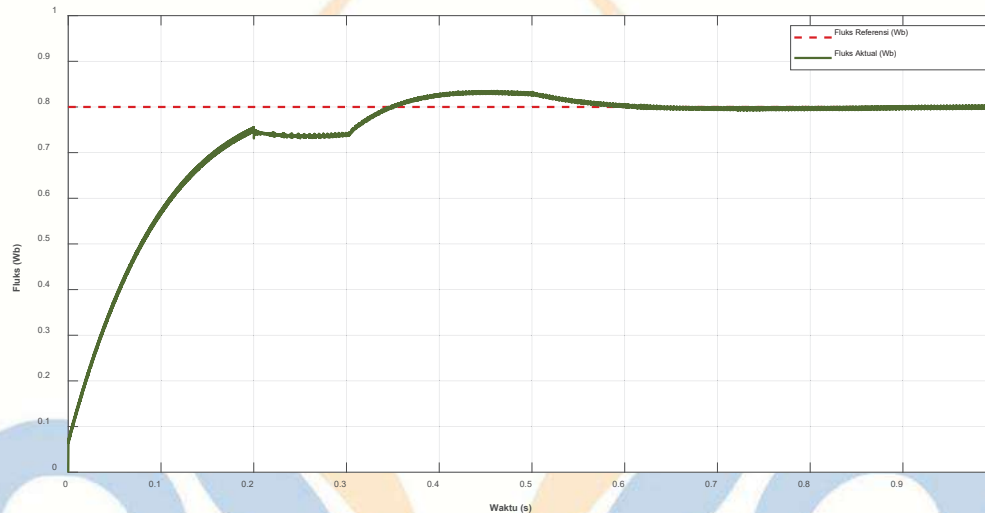


Gambar 4.85 Fluks Stator Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM tanpa Beban

Fluks rata-rata = 0,799961 Wb, maks = 0,804697 Wb, min = 0,795336 Wb, *ripple* fluks = 1,170%, *error* = 0,158%. Fluks dipertahankan sangat dekat dengan referensi 0,800 Wb.

Ripple fluks 1,170% pada *dual inverter* lebih rendah 32,7% dibandingkan *single inverter* DTC-HBPWM (1,738%) pada kondisi yang sama. Penurunan ini merupakan bukti langsung bahwa ruang level tegangan yang lebih luas pada *dual inverter* memungkinkan koreksi fluks yang lebih halus dan lebih presisi. Dalam DTC, fluks dikendalikan melalui pemilihan level tegangan yang secara langsung memodifikasi level fluks stator. Ketika lebih banyak level tersedia, increment perubahan fluks per siklus dapat diperkecil, sehingga osilasi fluks di sekitar nilai referensi berkurang. *Error* fluks 0,158% yang hampir identik dengan *single inverter*

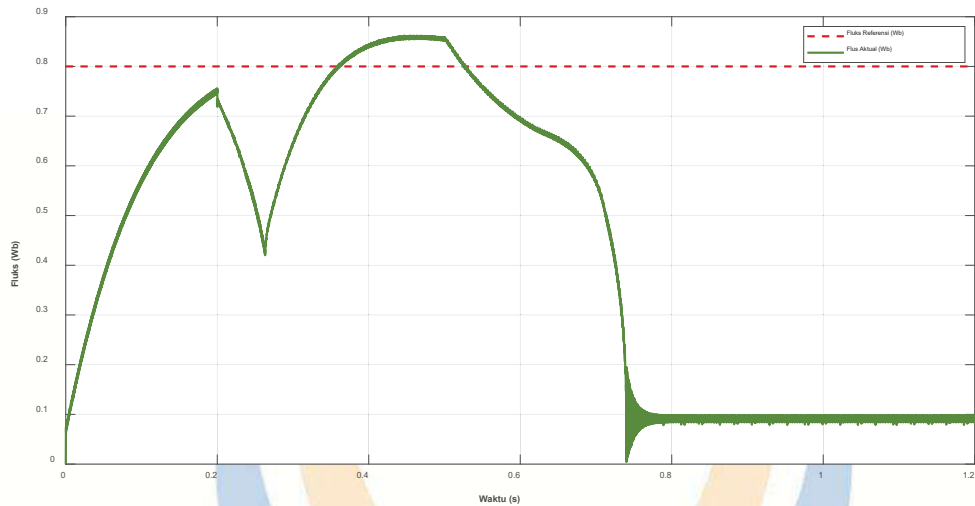
(0,157%) menunjukkan bahwa akurasi *steady-state* fluks dipertahankan dengan baik pada kedua konfigurasi, namun kualitas dinamis (*ripple*) yang membedakannya.



Gambar 4.86 Fluks Stator Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 10 Nm

Fluks rata-rata = 0,800115 Wb, maks = 0,804832 Wb, min = 0,795548 Wb, *ripple* = 1,160%, *error* = 0,158%. *Ripple* fluks tetap rendah dan stabil.

Konsistensi *ripple* fluks dari 1,170% (0 Nm) menjadi 1,160% (10 Nm) hampir tidak berubah merupakan karakteristik istimewa *dual inverter* DTC-HBPWM. Pada *single inverter*, *ripple* fluks bervariasi lebih besar (1,738% → 1,686% → hingga 1,840% pada 26,71 Nm). Stabilitas *ripple* fluks pada *dual inverter* mengindikasikan bahwa penambahan beban tidak mendegradasi kemampuan regulasi fluks, karena level tegangan tambahan yang tersedia menyediakan kapasitas koreksi yang cukup pada seluruh rentang beban. Dalam konteks aplikasi praktis, fluks yang stabil memastikan kapasitas torsi motor tidak terdegradasi seiring perubahan beban, sebagaimana dinyatakan dalam persamaan torsi elektromagnetik berbasis fluks stator.



Gambar 4.87 Fluks Stator Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Beban 26,71 Nm

Pada beban 26,71 Nm, fluks kolaps ke rata-rata 0,089527 Wb dengan *ripple* 21,570% dan *error* 88,809%, menandakan kegagalan total regulasi fluks akibat kehilangan kendali sistem.

Kolapsnya fluks ke 0,089 Wb (hanya 11,2% dari referensi 0,800 Wb) merupakan tanda paling jelas dari kegagalan sistem pada beban 26,71 Nm. Dalam DTC, ketika motor tidak dapat mempertahankan fluks pada level referensi akibat ketidakcukupan tegangan suplai untuk mengatasi back-EMF motor pada kondisi slip yang sangat besar estimator fluks kehilangan akurasi dan tabel pensaklaran tidak lagi dapat memilih level yang tepat. Maka, meskipun secara nominal algoritma DTC masih berjalan, fluks aktual jauh dari referensi dan torsi yang dihasilkan mendekati nol. Pada beban 25 Nm, fluks *dual inverter* sudah menunjukkan anomali (rata-rata 0,826 Wb, *error* 3,290%), mengindikasikan sistem mulai mendekati batas kemampuannya jauh sebelum beban 26,71 Nm tercapai.

Tabel 4.22 Fluks Stator Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM dengan Variasi Beban

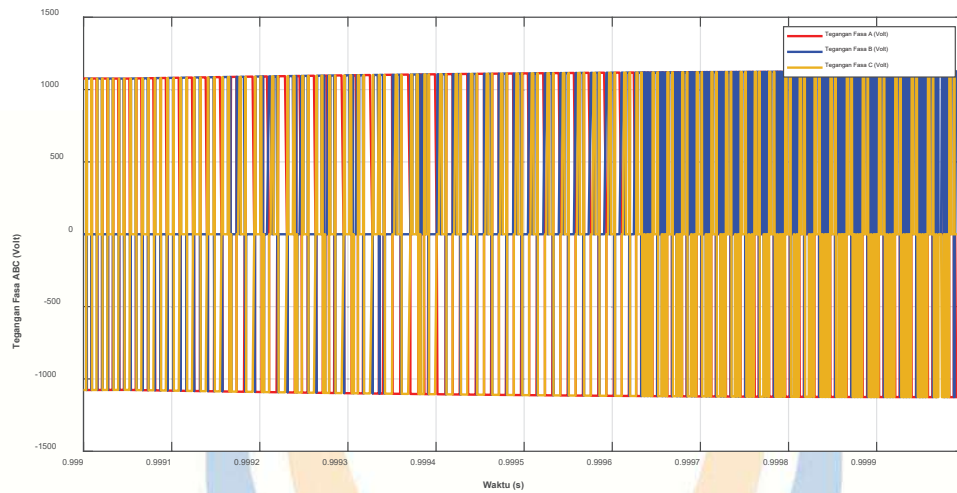
Beban (Nm)	Fluks Referensi (Wb)	Fluks SS			<i>Ripple</i> Fluks (%)	<i>Error</i> Fluks (%)
		Avg (Wb)	Maks (Wb)	Min (Wb)		
0	0,800	0,799961	0,804697	0,795336	1,170	0,158

Beban (Nm)	Fluks Referensi (Wb)	Fluks SS Avg (Wb)	Fluks SS Maks (Wb)	Fluks SS Min (Wb)	Ripple Fluks (%)	Error Fluks (%)
5	0,800	0,800002	0,804594	0,795432	1,145	0,160
10	0,800	0,800115	0,804832	0,795548	1,160	0,158
15	0,800	0,801037	0,806225	0,796209	1,250	0,181
20	0,800	0,800853	0,808094	0,792835	1,905	0,248
25	0,800	0,826325	0,833068	0,816059	2,058	3,290
26,71	0,800	0,089527	0,098001	0,078690	21,570	88,809

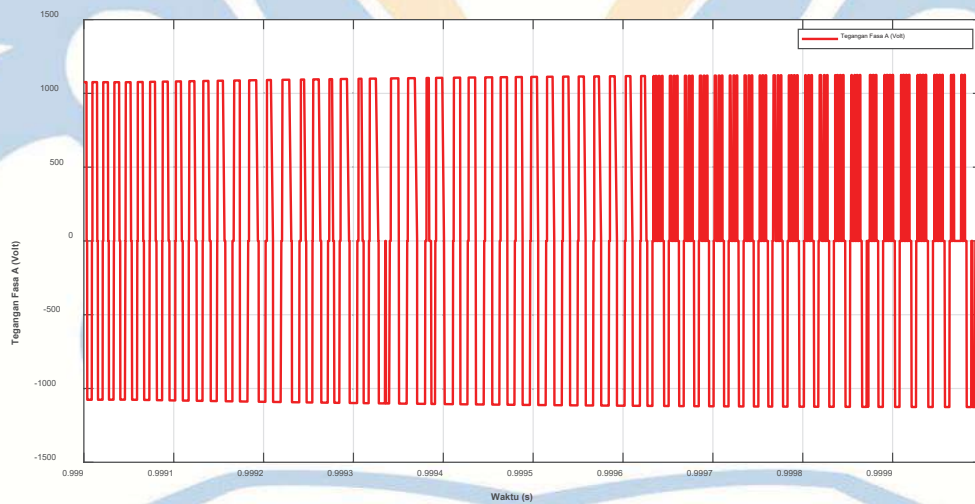
4.5.6 Analisis Perbandingan Tegangan *Dual Inverter* DTC-HBPWM

Pada Gambar 4.88 dan Gambar 4.89 menunjukkan tegangan *line-to-line* stator tiga fasa DTC-HBPWM *dual inverter* pada kondisi tanpa beban (interval 0,999 s). Gelombang tegangan menampilkan pola HBPWM multilevel dengan karakteristik frekuensi pensaklaran variabel. Dibandingkan DTC-HBPWM *single inverter*, tegangan *dual inverter* memiliki lebih banyak level amplitudo karena merupakan selisih dua inverter, menghasilkan resolusi tegangan yang lebih tinggi untuk koreksi torsi dan fluks yang lebih presisi.

Pada Gambar 4.90-4.91 menunjukkan tegangan pada beban 10 Nm. Pola HBPWM multilevel tetap konsisten dengan kondisi tanpa beban adaptif terhadap kebutuhan torsi aktual tanpa perubahan fundamental pada amplitudo. Frekuensi pensaklaran yang bervariasi mengikuti kondisi *error* torsi dan fluks sesaat memungkinkan respons kendali yang lebih cepat dibandingkan modulasi frekuensi tetap. Pada Gambar 4.92-4.93 (beban 26,71 Nm), pola tegangan mengalami distorsi signifikan akibat kegagalan pengendalian, mengkonfirmasi bahwa tegangan tidak lagi sesuai kebutuhan motor pada kondisi tersebut.

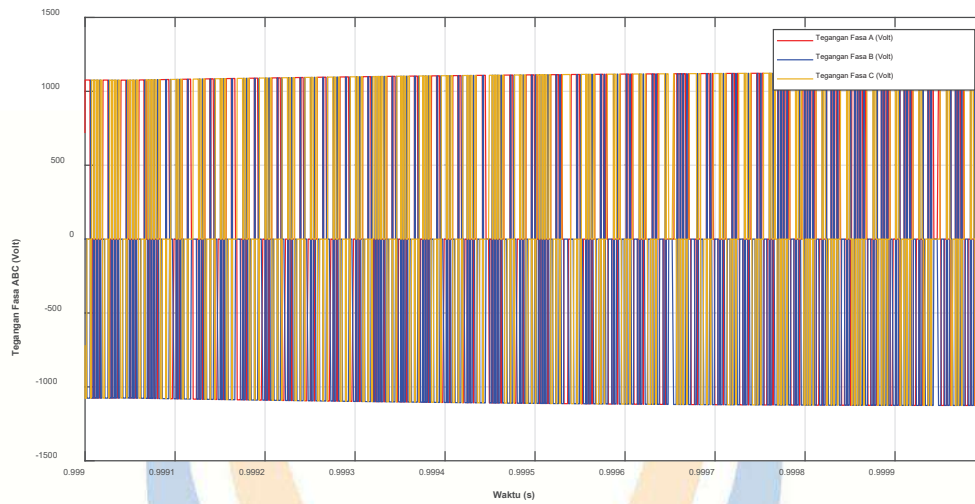


Gambar 4.88 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi Tanpa Beban (0,999 -1 detik)

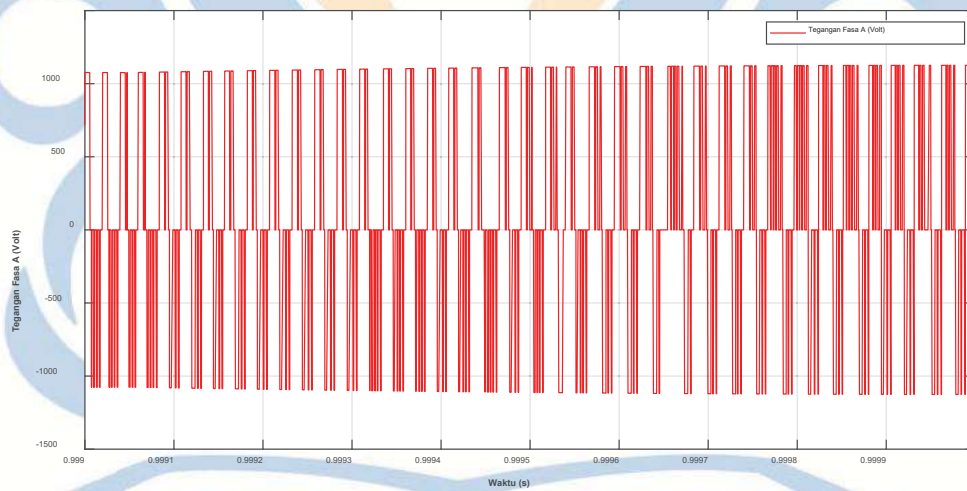


Gambar 4.89 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi Tanpa Beban (0,999 -1 detik)

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN

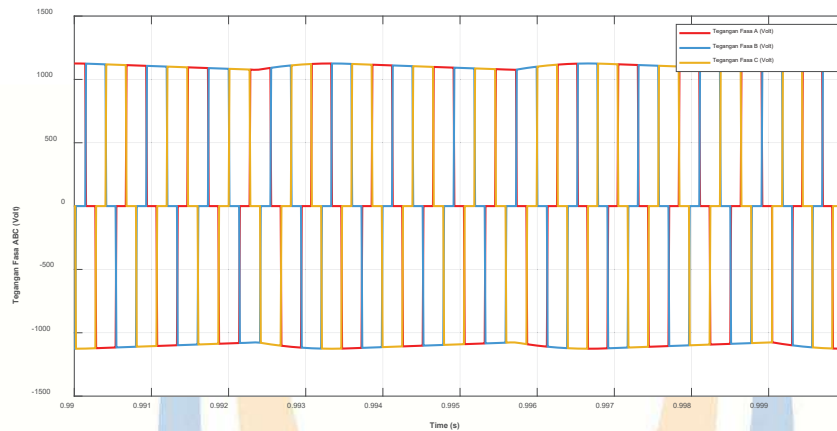


Gambar 4.90 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,999 -1 detik)

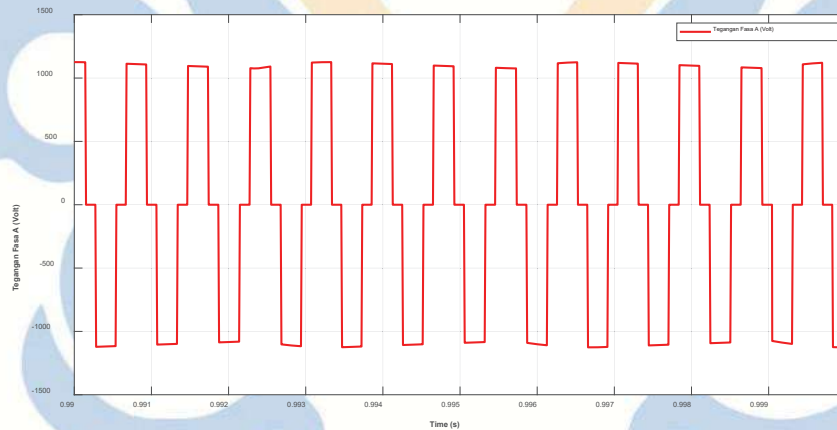


Gambar 4.91 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 10 Nm (0,999 -1 detik)

INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN



Gambar 4.92 Tegangan *line-to-line* Stator 3 Fasa Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,99 -1 detik)



Gambar 4.93 Tegangan *line-to-line* Stator Fasa A Metode *Dual Inverter* DTC-HBPWM pada Kondisi dengan Beban 26.71 Nm (0,99 -1 detik)

4.5.7 Pembahasan Analisis *Dual Inverter* DTC-HBPWM

Sistem *dual inverter* DTC-HBPWM terbukti unggul dibandingkan semua metode lain pada rentang beban $0 \leq 25$ Nm, dengan T_{pp} konsisten pada $0,305 \leq 0,357$ Nm, SSE kecepatan $\leq 0,014\%$, *overshoot* $\leq 0,290\%$, dan fluktuasi daya mekanik $45,669 \leq 52,971$ W. Keunggulan ini berasal dari sinergi tiga komponen (1) algoritma DTC yang mengendalikan torsi dan fluks secara langsung tanpa transformasi koordinat yang kompleks, (2) HBPWM yang memastikan arus aktual selalu berada dalam pita histeresis $\pm 0,25$ A dari referensi, dan (3) konfigurasi *Dual Inverter open-end winding* yang menyediakan ruang level tegangan yang lebih luas untuk presisi koreksi yang lebih tinggi.

Hal ini menunjukkan bahwa V/F *dual inverter* justru menghasilkan T_{pp} lebih besar dari V/F *single inverter* (8,116 vs. 7,633 Nm pada beban 0 Nm) membuktikan secara konklusif bahwa keunggulan konfigurasi *dual inverter* hanya dapat direalisasikan dengan pengendalian *closed-loop* yang tepat. Tanpa koordinasi aktif melalui DTC dan HBPWM, interaksi dua inverter tanpa koordinasi justru menambah harmonik dan memperburuk kualitas torsi. Hal ini memiliki dampak desain yang penting investasi dalam konfigurasi *dual inverter* hanya memberikan manfaat yang signifikan bila disertai dengan algoritma pengendalian *closed-loop* yang memadai.

4.6 Pembahasan Analisis Perbandingan Kinerja Sistem

Subbab ini menyajikan analisis komparatif menyeluruh terhadap keempat konfigurasi sistem yang telah diuji, yaitu V/F *single inverter*, V/F *dual inverter*, DTC-HBPWM *single inverter*, dan DTC-HBPWM *dual inverter*. Perbandingan dilakukan berdasarkan lima parameter utama, yaitu kecepatan rotor, torsi elektromagnetik, arus stator, daya mekanik, dan fluks stator, pada variasi beban 0 Nm hingga 26,71 Nm.

4.6.1 Analisis Perbandingan Kecepatan Rotor

Berdasarkan Tabel 4.23, pada kondisi tanpa beban, kecepatan *steady-state* keempat metode berada di sekitar nilai referensi 150 rad/s dengan perbedaan SSE yang sangat signifikan. Metode V/F *single inverter* mencapai kecepatan *steady-state* sebesar 149,741 rad/s (SSE = 0,173%, *overshoot* = 2,030%), sedangkan V/F *dual inverter* menghasilkan 149,740 rad/s (SSE = 0,173%, *overshoot* = 2,203%). Di sisi lain, kedua konfigurasi DTC-HBPWM mencapai kecepatan 149,999 rad/s dengan SSE = 0,001%, di mana DTC-HBPWM *dual inverter* mencapai *overshoot* hanya 0,197% dibandingkan DTC-HBPWM *single inverter* sebesar 1,428%.

Tabel 4.23 Perbandingan Kecepatan Rotor Seluruh Konfigurasi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	V/F	SSE	V/F	SSE	DTC	SSE	DTC	SSE
	<i>Single</i> (rad/s)	(%)	<i>Dual</i> (rad/s)	(%)	<i>Single</i> (rad/s)	(%)	<i>Dual</i> (rad/s)	(%)
0	149,741	0,173	149,740	0,173	149,999	0,001	149,999	0,001
5	146,372	2,419	146,364	2,424	149,997	0,002	149,997	0,002
10	142,569	4,954	142,597	4,935	149,995	0,003	149,996	0,003
15	138,157	7,895	138,239	7,841	149,992	0,005	149,994	0,004
20	132,679	11,547	132,913	11,391	149,989	0,008	149,991	0,006
25	125,222	16,519	125,736	16,176	149,976	0,016	149,979	0,014
26,71	121,671	18,886	122,458	18,361	-597,481	498,321	-577,225	484,817

Pada sistem DTC-HBPWM secara fundamental mampu menekan SSE hingga 173 kali lebih kecil dibandingkan V/F pada kondisi tanpa beban, sehingga kecepatan aktual motor hampir identik dengan nilai referensi. Hal ini terjadi karena pada DTC-HBPWM, pengendali PI pada *loop* kecepatan secara kontinu menghitung sinyal koreksi berdasarkan *error* $e(t) = \omega_{referensi} - \omega_{aktual}$ dan menghasilkan referensi torsi yang tepat untuk mempertahankan kecepatan, sedangkan pada V/F *open-loop* tidak terdapat mekanisme koreksi kecepatan sehingga penurunan kecepatan akibat slip residu tidak dapat dikompensasi. Oleh karena itu, selisih SSE antara kedua metode mencerminkan keunggulan mendasar sistem *closed-loop* atas *open-loop*.

Secara teoritis, hal ini sejalan dengan **Persamaan (2.6)** tentang hukum Newton II untuk gerak rotasi, di mana selisih antara torsi elektromagnetik T_e dan torsi beban T_L menentukan laju perubahan kecepatan. Pada V/F, tidak ada mekanisme penyesuaian T_e secara aktif terhadap kondisi slip, sehingga kecepatan selalu berada di bawah referensi meskipun pada kondisi tanpa beban akibat slip residu. Hal ini sesuai dengan penelitian oleh Son dan Kim (2024) yang menyatakan bahwa metode V/F konvensional tidak dapat mengompensasi perubahan slip rotor karena tidak memiliki umpan balik kecepatan langsung, sehingga kecepatan aktual

motor selalu berada di bawah referensi dan mengandung deviasi kecil bahkan pada kondisi tanpa beban.

Adapun perbedaan antara V/F *Single* dan V/F *dual inverter* pada kondisi tanpa beban sangat kecil (SSE identik, selisih *overshoot* hanya 0,173%), mengindikasikan bahwa konfigurasi inverter tidak memberikan pengaruh terhadap regulasi kecepatan pada sistem *open-loop*. Sebaliknya, perbedaan *overshoot* antara DTC-HBPWM *single* (1,428%) dan *dual* (0,197%) menunjukkan keunggulan konfigurasi *dual inverter* dalam menghasilkan respons transien yang lebih halus, karena resolusi level tegangan yang lebih tinggi memungkinkan pembangkitan torsi yang lebih presisi pada fase percepatan awal, sehingga kecepatan dapat meningkat mendekati referensi tanpa melampaui batas secara berlebihan.

Pada beban 10 Nm, perbedaan kinerja antar metode semakin terlihat jelas. V/F *single inverter* mengalami penurunan kecepatan ke 142,569 rad/s (SSE = 4,954%), V/F *dual inverter* ke 142,597 rad/s (SSE = 4,935%), dengan *settling time* keduanya meningkat drastis ke 0,506 s dari 0,096 s pada kondisi tanpa beban. Sementara itu, DTC-HBPWM *single inverter* mempertahankan kecepatan 149,995 rad/s (SSE = 0,003%) dan DTC-HBPWM *dual inverter* 149,996 rad/s (SSE = 0,003%), keduanya dengan *settling time* tetap 0,105 s.

SSE V/F *Single* meningkat hampir 29 kali dari kondisi tanpa beban ke beban 10 Nm (dari 0,173% menjadi 4,954%), sehingga penurunan kecepatan sebesar 7,43 rad/s terjadi tanpa adanya mekanisme koreksi. Hal ini terjadi karena pada kondisi berbeban, motor harus meningkatkan slip untuk menghasilkan torsi elektromagnetik yang lebih besar guna mengimbangi beban mekanik, sebagaimana dinyatakan dalam **Persamaan (2.8)** $\omega_r = \omega_s (1 - s)$, maka semakin besar beban, semakin besar slip yang dibutuhkan dan semakin turun kecepatan rotor aktual. Sebaliknya, pada DTC-HBPWM *dual inverter*, SSE hanya 0,003% menunjukkan penurunan kecepatan aktual kurang dari 0,004 rad/s dari referensi 150 rad/s, membuktikan kemampuan regulasi kecepatan yang 1.651 kali lebih baik dibandingkan V/F.

Perbedaan kinerja ini dapat dijelaskan melalui **Persamaan (2.40)** $u_{(t)} = K_p \cdot e(t) + K_i \int e(t) dt$, karena pada DTC-HBPWM setiap penurunan kecepatan sesaat langsung dideteksi oleh pengendali PI yang merespons dengan meningkatkan

referensi torsi secara dinamis, sehingga torsi elektromagnetik yang lebih besar dihasilkan untuk memulihkan kecepatan ke nilai referensi dalam skala waktu milidetik. Hal ini sejalan dengan pernyataan Prayogo, Triwiyatno, dan Riyadi (2023) bahwa pengendali PI pada sistem DTC mampu mempercepat *speed recovery time* dan menjaga kestabilan kecepatan tanpa memerlukan informasi parameter beban secara langsung.

Pada beban nominal 26,71 Nm. V/F *single inverter* menghasilkan kecepatan 121,671 rad/s (SSE = 18,886%, *overshoot* = 25,570%, *settling time* = 0,546 s), dan V/F *dual inverter* 122,458 rad/s (SSE = 18,361%). Di sisi lain, kedua konfigurasi DTC-HBPWM mengalami kegagalan kendali dengan DTC-HBPWM *single inverter* mencapai kecepatan -597,481 rad/s (SSE = 498,321%) dan DTC-HBPWM *dual inverter* mencapai -577,225 rad/s (SSE = 484,817%).

Pada metode V/F, kecepatan yang turun ke 121,671 rad/s menunjukkan slip sebesar 22,56%, yang merupakan nilai sangat tinggi dibandingkan slip operasi normal motor (1-5%). Berdasarkan hubungan rugi-rugi rotor, nilai slip 22,56% berarti lebih dari seperlima daya yang ditransfer melalui celah udara terbuang menjadi panas pada rotor, sehingga efisiensi konversi energi menjadi sangat rendah pada kondisi beban nominal. Sebaliknya, kedua konfigurasi DTC-HBPWM mengalami kegagalan karena keterbatasan kapasitas tegangan inverter. Ketika torsi beban (26,71 Nm) melebihi torsi maksimum yang dapat dihasilkan sistem, laju perubahan kecepatan $\frac{d\omega}{dt}$ menjadi negatif secara permanen sesuai **Persamaan (2.6)**, sehingga rotor terus mengalami deselerasi hingga berbalik arah.

4.6.2 Analisis Torsi Elektromagnetik

Tabel 4.24 menunjukkan superioritas DTC-HBPWM *dual inverter* dalam pengendalian torsi di seluruh rentang beban. Pada beban 15 Nm sebagai titik representatif, T_{pp} keempat metode adalah V/F *single* = 6,415 Nm, V/F *dual* = 7,243 Nm, DTC *single* = 0,740 Nm, DTC *dual* = 0,316 Nm. Rasio penurunan T_{pp} dari V/F *single* ke DTC *dual* mencapai 95,07%, yang berarti fluktuasi torsi berkurang hampir 20 kali lipat.

Tabel 4.24 Perbandingan *Torque Pulsation* (T_{pp}) Seluruh Konfigurasi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	V/F <i>Single</i> (Nm)	V/F <i>Dual</i> (Nm)	DTC <i>Single</i> (Nm)	DTC <i>Dual</i> (Nm)
0	7,633	8,116	0,627	0,305
5	6,980	7,872	0,693	0,310
10	6,564	7,596	0,726	0,312
15	6,415	7,243	0,740	0,316
20	6,296	6,787	0,812	0,324
25	5,628	6,184	1,006	0,357
26,71	5,573	5,914	0,012	0,014

Hal ini menunjukkan bahwa V/F *dual inverter* secara konsisten menghasilkan T_{pp} lebih besar dari V/F *single inverter* di seluruh variasi beban, dengan selisih 6,3 – 6,5%, merupakan hasil yang bertentangan dengan intuisi awal namun dapat dijelaskan secara ilmiah. Tanpa koordinasi aktif melalui kendali umpan balik, dua inverter yang beroperasi dengan SPWM menghasilkan komponen harmonik yang bersuperposisi secara tidak konstruktif beberapa komponen frekuensi saling menguatkan bukannya saling menghilangkan sehingga T_{pp} menjadi lebih besar. Ini memvalidasi kesimpulan Allag et al. (2025) bahwa keunggulan konfigurasi *dual inverter* membutuhkan pengendalian yang tepat untuk direalisasikan.

Pada DTC-HBPWM *dual inverter*, T_{pp} cenderung meningkat secara gradual dari 0,305 Nm (0 Nm) menjadi 0,357 Nm (25 Nm) kenaikan hanya 17,0% meski beban meningkat 25 Nm. Ini merupakan bukti stabilitas kendali yang sangat kuat: algoritma DTC dengan HBPWM dan konfigurasi *dual inverter* mampu mempertahankan kualitas torsi yang hampir konstan di seluruh rentang beban operasional. Hal ini berbanding terbalik dengan V/F yang T_{pp} -nya berubah signifikan (7,633 → 5,573 Nm pada *single*) namun bukan karena perbaikan kualitas, melainkan karena torsi rata-rata yang meningkat memperkecil rasio relatif fluktuasi.

4.6.3 Analisis Arus Stator

Pada **Tabel 4.25** arus stator mencerminkan perbedaan fundamental antara V/F dan DTC-HBPWM dalam hal mekanisme arus dan efisiensi penggunaannya. Pada V/F, *ripple* arus meningkat secara tidak terkontrol dari 10,412 A (0 Nm) menjadi 42,823 A (26,71 Nm) pada *single inverter*, peningkatan 311,3%. Kondisi yang lebih buruk terjadi pada V/F *dual inverter* yang menghasilkan *ripple* lebih besar di hampir seluruh variasi beban dibandingkan *single inverter*.

Tabel 4.25 Perbandingan *Ripple* Arus Stator Seluruh Konfigurasi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	V/F <i>Single</i> (A)	V/F <i>Dual</i> (A)	DTC <i>Single</i> (A)	DTC <i>Dual</i> (A)
0	10,412	8,710	9,853	9,526
5	11,679	12,500	10,896	10,923
10	16,775	17,864	13,535	13,326
15	23,106	24,015	16,860	16,831
20	30,231	31,085	20,726	20,699
25	38,959	39,640	24,799	24,775
26,71	42,823	43,140	15,240	17,060

Pada DTC-HBPWM, *ripple* arus meningkat lebih terkontrol dari 9,853 A (0 Nm) menjadi 24,799 A (25 Nm) pada *single inverter*, dan 9,526 A (0 Nm) menjadi 24,775 A (25 Nm) pada *dual inverter*. Kenaikan ini sebesar 151,7% dan 160,0% masing-masing jauh lebih terkontrol daripada V/F (311,3%). Selain itu, *ripple* arus DTC-HBPWM pada setiap beban selalu lebih rendah dari V/F karena mekanisme HBPWM membatasi deviasi arus dari referensi dalam pita $\pm 0,25$ A, sehingga amplitudo fluktuasi arus dapat dikendalikan. Mekanisme ini didasarkan pada umpan balik arus secara langsung, berbeda dengan V/F yang tidak memiliki umpan balik arus sama sekali.

Pada V/F di beban 26,71 Nm menunjukkan arus *steady-state* yang melebihi arus transien awal (13,921 A SS vs. 11,344 A transien pada *single inverter*), mengindikasikan kondisi *overload* dengan slip 22,56% yang sangat tidak efisien. Kondisi ini berbahaya dalam aplikasi nyata karena menyebabkan pemanasan

berlebih pada belitan stator dan rotor, yang dapat mengakibatkan kegagalan isolasi jika berlangsung dalam waktu lama.

4.6.4 Analisis Daya Mekanik

Berdasarkan **Tabel 4.26**, pada beban 0 Nm, fluktuasi P-P keempat metode adalah $V/F_{single} = 1142,525$ W, $V/F_{dual} = 1214,855$ W, $DTC_{single} = 94,121$ W, $DTC_{dual} = 45,669$ W. Rasio fluktuasi daya antara V/F_{single} dan DTC_{dual} mencapai 25,0 kali, atau penurunan 96,0%.

Tabel 4.26 Perbandingan Fluktuasi Daya Mekanik P-P Seluruh Konfigurasi terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	V/F <i>Single</i> (W)	V/F <i>Dual</i> (W)	DTC <i>Single</i> (W)	DTC <i>Dual</i> (W)
0	1142,525	1214,855	94,121	45,669
5	1023,009	1151,851	103,942	46,592
10	934,117	1081,980	108,809	46,643
15	885,136	999,923	111,003	47,080
20	837,378	901,051	122,094	48,446
25	705,922	776,752	150,923	52,971
26,71	682,899	723,834	-13,729	-14,286

Penurunan fluktuasi daya 96,0% ini merupakan yang paling signifikan dari seluruh parameter yang dibandingkan, dan memiliki implikasi praktis terbesar motor yang beroperasi dengan fluktuasi daya mekanik kecil menghasilkan getaran mekanik yang lebih rendah, usia pakai bantalan (*bearing*) yang lebih panjang, dan kebisingan akustik yang lebih kecil. Dalam konteks industri, pengurangan fluktuasi daya mekanik dari 1142 W menjadi 45,7 W setara dengan pengurangan amplitudo getaran mekanik sebesar 96%, yang secara langsung berdampak pada keandalan mekanik motor dan frekuensi perawatan (*maintenance*).

Konsistensi fluktuasi daya DTC-HBPWM *dual inverter* pada rentang 45,669–52,971 W untuk beban 0–25 Nm membuktikan kesetaraan kualitas daya mekanik di seluruh kondisi operasi normal. Sebaliknya, V/F_{dual} *inverter* menghasilkan fluktuasi daya yang lebih besar dari V/F_{single} *inverter* di hampir seluruh variasi beban (1214,855 vs. 1142,525 W pada 0 Nm), yang kembali

mengkonfirmasi bahwa keunggulan konfigurasi *dual inverter* hanya terwujud dengan pengendalian *closed-loop* yang tepat.

4.6.5 Analisis Fluks Stator

Berdasarkan **Tabel 4.27**, perbandingan fluks stator hanya dilakukan antara DTC-HBPWM *single* dan *dual inverter*, karena metode V/F tidak menggunakan estimasi fluks sehingga tidak memiliki data pembanding. Pada rentang beban 0–15 Nm, *ripple* fluks *dual inverter* (1,145–1,250%) konsisten lebih rendah dari *single inverter* (1,503–1,769%), dengan rata-rata penurunan sekitar 30%. Perbedaan ini, meskipun tampak kecil dalam persentase absolut, memiliki dampak kumulatif pada stabilitas torsi karena setiap fluktuasi fluks langsung memengaruhi fluktuasi torsi melalui persamaan torsi berbasis fluks.

Tabel 4.27 Perbandingan *Ripple* dan *Error* Fluks Stator DTC-HBPWM terhadap Variasi Beban

Beban (Nm)	<i>Ripple</i> Fluks <i>Single</i> (%)	<i>Error</i> Fluks <i>Single</i> (%)	<i>Ripple</i> Fluks <i>Dual</i> (%)	<i>Error</i> Fluks <i>Dual</i> (%)
0	1,738	0,157	1,170	0,158
5	1,769	0,178	1,145	0,160
10	1,686	0,173	1,160	0,158
15	1,503	0,261	1,250	0,181
20	2,335	0,268	1,905	0,248
25	1,628	0,285	2,058	3,290
26,71	1,840	0,226	21,570	88,809

Pada beban 20–25 Nm, sistem *dual inverter* menunjukkan peningkatan *error* fluks (*error* 3,290% pada 25 Nm), mengindikasikan pendekatan batas kemampuan sistem. Meskipun demikian, pada kondisi ini DTC-HBPWM *dual inverter* masih beroperasi normal dengan SSE kecepatan hanya 0,014%, membuktikan bahwa sistem toleran terhadap sedikit degradasi fluks selama torsi dan kecepatan masih terkendali. Hal ini menunjukkan *robustness* algoritma DTC yang mampu mengompensasi ketidakakuratan estimasi fluks melalui pemilihan level tegangan yang adaptif.

4.7 Pembahasan Keseluruhan Percobaan

Rangkaian lima percobaan yang dilakukan pada penelitian ini, yaitu pengendalian langsung, V/F *single inverter*, V/F *dual inverter*, DTC-HBPWM *single inverter*, dan DTC-HBPWM *dual Inverter*. Simulasi pengendalian langsung menjadi titik awal yang menunjukkan bahwa motor induksi tidak layak dioperasikan tanpa mekanisme pengendalian, karena arus transien pada fasa A mencapai 75,66 A, jauh melebihi arus keadaan tunak (*steady-state*) sebesar 4,11 A. Kondisi tersebut disertai *overshoot* kecepatan sebesar 21,60% dan torsi transien sebesar 87,06 Nm. Hal ini terjadi karena pada saat proses awal pengasutan (*starting*), motor induksi menyerupai transformator dengan rotor hubung singkat sehingga impedansi rotor berada pada nilai yang sangat rendah dan arus hanya dibatasi oleh resistansi serta reaktansi bocor stator. Hasil tersebut menjadi dasar kuantitatif yang menjelaskan perlunya penerapan metode pengendalian V/F maupun DTC-HBPWM pada penelitian ini.

Pada tahap berikutnya, pengujian metode V/F pada konfigurasi *single inverter* dan *dual inverter* menunjukkan bahwa penambahan inverter kedua pada sistem *open-loop* tidak menghasilkan peningkatan kinerja, bahkan cenderung menurunkannya. Nilai *torque pulsation* (T_{pp}) pada konfigurasi V/F *dual inverter* secara konsisten lebih tinggi sebesar $6,3 \pm 16,5\%$ dibandingkan dengan V/F *single inverter* pada seluruh variasi beban, misalnya sebesar 8,116 Nm dibandingkan 7,633 Nm pada kondisi tanpa beban. Selain itu, fluktuasi daya mekanik pada konfigurasi *dual inverter* juga lebih besar, yaitu sebesar 1214,855 W dibandingkan 1142,525 W pada konfigurasi *single inverter*. Kemampuan regulasi kecepatan kedua konfigurasi V/F relatif identik, dengan *steady-state error* (SSE) sebesar 0,173% pada kondisi tanpa beban yang meningkat hingga sekitar 18% ketika beban mendekati nilai nominal 26,71 Nm akibat peningkatan slip sebagai konsekuensi tidak adanya umpan balik kecepatan pada sistem *open-loop*. Hal ini menunjukkan bahwa tanpa koordinasi pengendalian yang aktif, dua inverter yang beroperasi secara independen menghasilkan superposisi komponen harmonik yang saling memperkuat sehingga topologi *dual inverter* saja tidak cukup untuk meningkatkan kualitas torsi maupun kestabilan daya mekanik.

Kondisi tersebut berubah secara signifikan ketika metode pengendalian diganti menjadi DTC-HBPWM. Pada konfigurasi *single inverter* maupun *dual inverter*, penerapan *Direct Torque Control* berbasis *Hysteresis Band PWM* menghasilkan peningkatan kinerja yang konsisten pada seluruh parameter yang diamati. Nilai SSE kecepatan berhasil ditekan dari kisaran 0,173–16,519% pada metode V/F menjadi hanya 0,001–0,016% pada rentang beban operasional normal 0–25 Nm, atau sekitar 173 kali lebih presisi pada kondisi tanpa beban. *Ripple* arus stator juga menjadi lebih terkendali, yaitu berada pada kisaran 151,7–60,0% untuk rentang beban 0–25 Nm pada DTC-HBPWM dibandingkan dengan 311,3% pada metode V/F. Hal ini disebabkan oleh pita histeresis sebesar $\pm 0,25$ A pada HBPWM yang secara aktif membatasi deviasi arus melalui mekanisme umpan balik langsung yang tidak dimiliki oleh metode V/F. Peningkatan kinerja tersebut berasal dari struktur pengendalian itu sendiri, di mana pengendali PI pada *loop* kecepatan secara kontinu menghitung sinyal koreksi berdasarkan galat kecepatan dan menghasilkan referensi torsi secara dinamis. Selanjutnya, tabel pensaklaran pada DTC memilih level tegangan berdasarkan kondisi histeresis torsi dan fluks pada setiap siklus pengendalian sehingga sistem mampu merespons perubahan beban dengan lebih cepat dan presisi dibandingkan metode skalar V/F yang bekerja secara *open-loop*.

Hal tersebut menunjukkan bahwa ketika konfigurasi *dual inverter* dikombinasikan dengan metode DTC-HBPWM, pengaruh penambahan inverter kedua berbalik arah dibandingkan dengan metode V/F. Pada kondisi ini, penambahan inverter kedua justru menghasilkan peningkatan kinerja yang konsisten. Nilai T_{pp} pada DTC-HBPWM *dual inverter* yang berada pada kisaran 0,305–0,357 Nm lebih rendah sebesar 51,4–57,0% dibandingkan dengan konfigurasi *single inverter* yang berada pada kisaran 0,627–1,006 Nm. *Overshoot* kecepatan pada konfigurasi *dual inverter* juga hanya sebesar 0,197%, sedangkan pada konfigurasi *single inverter* mencapai 1,428%. Selain itu, *ripple* fluks stator lebih rendah sekitar 30% pada rentang beban 0–15 Nm, sedangkan fluktuasi daya mekanik tetap stabil pada kisaran 45,7–53,0 W pada seluruh rentang beban normal. Nilai tersebut jauh lebih rendah dibandingkan dengan konfigurasi *single inverter* yang mencapai 94,1–150,9 W. Perbandingan ini menunjukkan bahwa peningkatan resolusi tegangan pada topologi *dual inverter open-end winding*, yang secara

matematis merupakan selisih keluaran dua inverter, hanya memberikan manfaat apabila didukung oleh mekanisme pengendalian aktif yang mampu memanfaatkannya secara optimal. Mekanisme tersebut berupa umpan balik arus kontinu pada HBPWM dan umpan balik kecepatan pada DTC. Tanpa adanya mekanisme pengendalian tersebut, peningkatan resolusi tegangan justru menjadi sumber interferensi harmonik yang tidak terkoordinasi sebagaimana terlihat pada metode V/F.

Meskipun demikian, keunggulan DTC-HBPWM *dual inverter* memiliki batas operasional yang jelas. Pada beban nominal sebesar 26,71 Nm, kedua konfigurasi DTC-HBPWM mengalami kegagalan pengendalian (*loss of control*), yang ditandai dengan perubahan arah putaran rotor, nilai SSE yang melebihi 480%, serta penurunan fluks stator hingga mencapai 88,8% di bawah nilai referensi pada konfigurasi *dual inverter*. Kegagalan tersebut disebabkan oleh *integrator windup* pada pengendali PI yang terjadi ketika referensi torsi yang diminta melebihi torsi maksimum yang mampu dihasilkan sistem akibat keterbatasan tegangan *DC-Link*. Sebaliknya, metode V/F pada beban yang sama tetap mampu mempertahankan kestabilan operasi dengan SSE sebesar 18,886% untuk *single inverter* dan 18,361% untuk *dual inverter* karena struktur pengendaliannya yang lebih sederhana tidak memiliki mekanisme integrator yang rentan mengalami *windup*, meskipun kualitas regulasinya jauh lebih rendah akibat slip yang mencapai 22,56%. Perbandingan ini menunjukkan adanya *trade-off* mendasar antara presisi pengendalian dan ketahanan terhadap saturasi aktuator. Semakin tinggi tingkat presisi suatu metode pengendalian pada kondisi operasi normal, semakin besar pula potensi terjadinya kegagalan pengendalian ketika beban melampaui kapasitas sistem. Oleh karena itu, hasil ini menjadi pertimbangan penting sebelum metode DTC-HBPWM diterapkan pada aplikasi yang memiliki kemungkinan mengalami kondisi *overload*.

Secara keseluruhan, kelima percobaan tersebut saling melengkapi dalam menjelaskan interaksi antara metode pengendalian dan konfigurasi inverter terhadap kinerja motor induksi. Percobaan pengendalian langsung menegaskan pentingnya penerapan sistem kendali pada motor induksi. Perbandingan antara V/F *single inverter* dan V/F *dual inverter* menunjukkan bahwa penambahan inverter tidak secara otomatis meningkatkan kinerja pada sistem *open-loop*. Selanjutnya,

perbandingan antara metode V/F dan DTC-HBPWM membuktikan keunggulan pengendalian *closed-loop* berbasis pengaturan torsi dan fluks secara langsung. Perbandingan antara DTC-HBPWM *single inverter* dan *dual inverter* menunjukkan adanya peningkatan resolusi tegangan dan mekanisme pengendalian aktif. Sementara itu, kegagalan kedua konfigurasi DTC-HBPWM pada beban nominal mengungkap batas operasional sistem sekaligus menunjukkan arah pengembangan penelitian selanjutnya, yaitu penerapan mekanisme anti-*windup* pada pengendali PI untuk meningkatkan ketahanan sistem terhadap kondisi saturasi aktuator dan beban lebih.



INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN