

KENDALI TORKA PREDIKTIF DENGAN PREDIKSI DUA LANGKAH MOTOR INDUKSI YANG DICATU OLEH SEBUAH INVERTER TIGA FASE

Ahmad Antares Adam¹, Yusnaini Arifin², Baso Mukhlis³, Agustinus K⁴, Ratih Mar'atussolihah⁵

Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik, Universitas Tadulako^{1,2,3,4,5}
ahmadantaresa@gmail.com¹, yusnaini.arifin@gmail.com², ratih117@gmail.com⁵.

ABSTRACT

The predictive torque control (PTC) technique of electric motor drive is based on the principle that the determined optimum voltage vector will be applied to the motor in the next cycle. If a three-phase inverter is used, this inverter can only realize eight different switching states. One of the eight switching states is used as the optimum inverter switching state for the next cycle. PTC with one-step prediction cannot obtain an experimental motor speed control, because in the real-time implementation, there is a single sampling delay between input and optimal actuation due to a large number of real time calculations. The delay time problem could be solved by modifying the optimization steps by using the two-step prediction of PTC model. The experimental results show that the motor can follow the reference speed and command torque in the step response and variable speed experiments. In variable speed experiment, good speed and torque dynamics can be achieved by selecting the proportional gain value that corresponds to the motor speed.

Keywords : Control, Torque, Predictive, Two-Step, Induction Motor

INTISARI

Teknik kontrol torsi prediktif (PTC) penggerak motor listrik didasarkan pada prinsip bahwa vektor tegangan optimal yang ditentukan akan diterapkan ke motor pada siklus berikutnya. Jika inverter tiga fase digunakan, inverter ini hanya dapat mewujudkan delapan keadaan switching yang berbeda. Salah satu dari delapan keadaan switching digunakan sebagai keadaan switching inverter yang optimal untuk siklus berikutnya. PTC dengan prediksi satu langkah tidak dapat memperoleh kontrol kecepatan motor eksperimental, karena dalam implementasi waktu nyata, ada penundaan pengambilan sampel tunggal antara input dan aktuasi optimal karena banyaknya perhitungan waktu nyata. Masalah waktu tunda dapat diselesaikan dengan memodifikasi langkah-langkah optimisasi dengan menggunakan prediksi dua langkah model PTC. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa motor dapat mengikuti kecepatan referensi dan torsi perintah dalam respons langkah dan eksperimen kecepatan variabel. Dalam percobaan kecepatan variabel, dinamika kecepatan dan torsi yang baik dapat dicapai dengan memilih nilai gain proporsional yang sesuai dengan kecepatan motor.

Kata kunci: Kontrol, Torsi, Prediktif, Dua Langkah, Motor Induksi

I. PENDAHULUAN

Selama beberapa dekade terakhir, ada dua metode kontrol utama yang mendominasi aplikasi kendali penggerak listrik performa tinggi, yaitu kendali berorientasi medan (FOC) [1] dan kendali torka langsung (DTC) [2]. FOC didasarkan pada penggunaan sistem koordinat yang tepat yang memungkinkan torka dan fluks rotor dikontrol secara independen satu sama lain. Pemisahan antara kedua variabel tersebut dicapai dengan menyetel sudut fluks rotor 90 derajat. Karena semua variabel dinyatakan dalam kerangka

koordinat putar ini, torka elektromagnetik dan fluks rotor dapat dikontrol melalui komponen imajiner dan nyata dari arus stator, masing-masing i_{sq} dan i_{sd} [3]. Dalam DTC, kontrol terpisah dari fluks stator dan torka elektromagnetik dilakukan dalam kerangka stasioner (α, β) . Hal ini menggunakan tabel switching untuk pemilihan vektor tegangan yang sesuai. Pemilihan keadaan pensaklaran berhubungan langsung dengan variasi fluks stator dan torka mesin. Oleh karena itu, pemilihan dilakukan dengan membatasi besaran fluks dan torka pada dua pita histeresis. Pengendali

memastikan pengaturan terpisah dari dua kuantitas ini. Input pengendali histeresis adalah kesalahan fluks dan torka dan keluarannya menentukan vektor tegangan yang sesuai untuk setiap periode komutasi [4]

Pada akhir 1970-an, model kendali prediktif atau *Model Predictive Control* (MPC) dikembangkan di industri petrokimia [5, 6]. Istilah MPC tidak menyiratkan strategi kendali khusus, tetapi mencakup berbagai teknik kendali yang secara eksplisit menggunakan model matematis dari proses dan meminimalkan fungsi tujuan [7] untuk mendapatkan sinyal kendali yang optimal. Gagasan pertama tentang MPC yang diterapkan pada konverter daya dan penggerak dimulai pada 1980-an [8]. Konsep MPC didasarkan pada perhitungan perilaku masa depan dari sistem, dan menggunakan informasi tentang perilaku ini untuk menghitung nilai optimal untuk variabel aktuasi. Dalam MPC, algoritma eksekusi dapat dibagi menjadi tiga langkah utama: estimasi variabel yang tidak dapat diukur, prediksi perilaku sistem di masa mendatang, dan optimalisasi output sesuai dengan kondisi referensi [9].

Penerapan MPC pada penggerak listrik mencakup kontrol arus prediktif atau *predictive current control* (PCC) dan kendali torka prediktif atau *predictive torque control* (PTC). Dibandingkan dengan PCC dalam metode kontrol berorientasi medan rotor yang membutuhkan transformasi berputar, PTC dilakukan dalam kerangka stasioner, sehingga jauh lebih sederhana [10]. PTC juga tidak membutuhkan modulator dan PI untuk kontrol arus. Selain itu, PTC memiliki struktur yang sangat fleksibel karena dimungkinkan untuk menambahkan kendala, nonlinier, dan kasus multivariabel. Namun, kekurangan PTC membutuhkan lebih banyak perhitungan daripada strategi kontrol lainnya. Untungnya kinerja prosesor yang tersedia saat ini cukup kuat untuk memungkinkan skema ini [9].

Untuk aplikasi PTC pada penggerak motor, variabel yang diukur adalah arus stator dan kecepatan mekanis motor. Model matematika motor digunakan untuk memperkirakan variabel yang dapat diukur, seperti fluks lingkup stator dan

rotor. Model yang sama kemudian digunakan untuk memprediksi perilaku variabel di masa mendatang, dalam hal ini fluks lingkup stator dan torka elektromagnetik untuk setiap aksi kendali. Akhirnya, vektor tegangan yang menghasilkan penjejukan minimum terhadap referensi dipilih sebagai keadaan pensaklaran optimum untuk langkah pengambilan sampel berikutnya. Model motor adalah bagian terpenting dari kontroler, karena estimasi dan prediksi bergantung padanya [11].

PTC dengan prediksi satu langkah digunakan terutama dalam simulasi. Ini karena simulasi komputer mewakili keadaan ideal, di mana waktu yang diperlukan untuk menghitung sebagian besar pengoptimalan online adalah nol, dan keterlambatan dalam penerapan aktuasi optimal adalah nol. Namun, dalam implementasi algoritma PTC secara real-time, sejumlah besar perhitungan online menyebabkan penundaan pengambilan sampel tunggal antara input dan aktuasi optimal [12]. Masalah waktu tunda ini dapat diselesaikan dengan memodifikasi langkah optimasi dengan menggunakan prediksi dua langkah dari algoritma PTC [13]. Namun strategi strategi PTC dua langkah tidak didefinisikan dengan baik dalam beberapa tulisan [3, 9, 13, 14]. Oleh karena itu tulisan ini bertujuan untuk mengklarifikasi algoritma PTC dengan prediksi dua langkah dari fluks lingkup stator, arus stator, dan torka elektromagnetik untuk motor induksi yang disuplai oleh inverter tiga fase dua tingkat menggunakan sistem transformasi Park Kompleks daya invarian.

II. LANDASAN TEORI

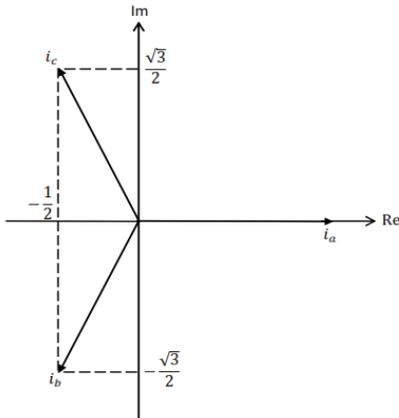
A. Persamaan Dinamis Motor Induksi

Sebuah sistem arus tiga fase dapat direpresentasikan oleh sistem koordinat tiga sumbu seperti ditunjukkan oleh Gambar 1. Sebuah sistem arus stator tiga fase dengan frekuensi sudut ω_0 , dapat didefinisikan dalam kerangka koordinat tiga fase tetap:

$$i_a = I_m \sin(\omega_0 t) \dots \dots \dots (1)$$

$$i_b = I_m \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \dots\dots\dots(2)$$

$$i_c = I_m \sin(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) \dots\dots\dots(3)$$



Gambar 1. Arus Yang Dinyatakan Dalam Sebuah Kerangka Referensi Tiga Fase *a, b, c*

Untuk menyederhanakan notasi variabel listrik tiga fase, seperti arus, tegangan, dan fluks, mereka dapat dimodelkan secara memadai menggunakan kerangka acuan dua sumbu. Kerangka referensi dua sumbu ini mungkin stasioner ($\alpha\beta$) atau sinkron (dq), seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2. Untuk representasi ruang keadaan, komponen variabel pada koordinat a, b, c diproyeksikan pada koordinat $\alpha\beta$ atau dq . Kedua koordinat pada masing-masing kerangka acuan ini saling tegak lurus, dan bebas linier. Independensi ini memungkinkan untuk mengontrol fluks dan torka motor AC secara mandiri, mirip dengan mesin DC penguatan terpisah.

Transformasi arus tiga fase (i_a, i_b, i_c) menjadi kerangka acuan stasioner dua fase (i_α, i_β) yang tegak lurus satu sama lain, dikenal sebagai transformasi Clarke. Transformasi Clarke berdasarkan daya tetap (power invariant) dinyatakan dalam bentuk matriks sebagai [15]

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4)$$

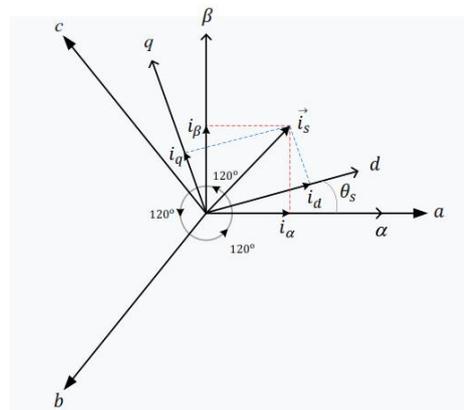
Transformasi Clarke berdasarkan daya tetap dipilih karena induktansi motor induksi yang

digunakan dalam tulisan ini adalah induktansi dari sistem dua fasa.

Kadang-kadang diperlukan untuk mengubah kerangka $\alpha\beta$ menjadi kerangka dq , khususnya dalam perancangan vektor kendali untuk sistem penggerak motor. Transformasi ini disebut transformasi Park, dinyatakan sebagai

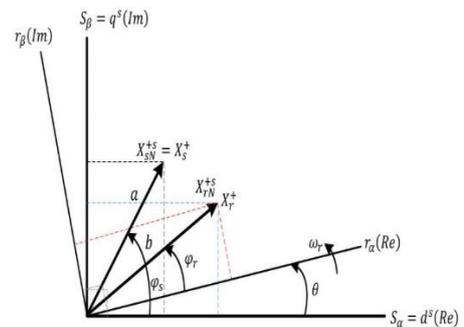
$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

Dimana θ_s adalah sudut antara $\alpha\beta$ dan kerangka referensi dq .



Gambar 2. Representasi Dua Sumbu Dari Sistem Tiga Fase (a, b, c) Menunjukkan Hubungan Antara Kerangka Diam ($\alpha\beta$) Dan Kerangka Berputar Sinkron (dq).

Jika sumbu dq dibawa ke stator, maka diperoleh sebuah sistem Park Kompleks stasioner seperti ditunjukkan oleh Gambar 3.



Gambar 3. Sumbu Dq Dengan Referensi Yang Dibawa Ke Stator Dalam Sistem Park Kompleks

Persamaan sistem Park Kompleks motor induksi ketika sumbu dq dibawa ke stator diberikan dalam persamaan (6) – (10).

$$v_s^+ = R_s i_s^+ + \frac{d\phi_s^+}{dt} \dots\dots\dots(6)$$

$$v_{rN}^{+s} = 0 = R_r i_{rN}^{+s} + \frac{d\phi_{rN}^{+s}}{dt} - j\omega_r \phi_{rN}^{+s} \dots\dots\dots(7)$$

$$\phi_s^+ = \mathcal{L}_s i_s^+ + \mathcal{M}_{sr} i_{rN}^{+s} \dots\dots\dots(8)$$

$$\phi_{rN}^{+s} = \mathcal{L}_r i_{rN}^{+s} + \mathcal{M}_{sr} i_s^+ \dots\dots\dots(9)$$

$$T = 2 p \text{Im} \{ \phi_s^- i_s^+ \} \dots\dots\dots(10)$$

Dimana:

- $\mathcal{L}_s, \mathcal{L}_r,$ dan \mathcal{M}_{sr} masing-masing adalah induktansi sendiri dari belitan stator, induktansi sendiri dari belitan rotor, dan induktansi bersama antara belitan stator dan rotor dari sistem dua fase.
- R_s dan R_r masing-masing adalah resistansi stator dan rotor.
- v_s^+ dan i_s^+ masing-masing adalah tegangan dan arus stator dari sistem Park Kompleks dengan dq dibawa ke stator.
- i_{rN}^{+s} adalah arus rotor sistem Park Kompleks dengan dq dibawa ke stator.
- ϕ_s^+ dan ϕ_{rN}^{+s} masing-masing adalah fluks lingkup stator dan rotor dalam sistem Park Kompleks dengan dq dibawa ke stator.
- T dan p masing-masing adalah torka elektromagnetik dan jumlah pasangan kutub.
- ϕ_s^- adalah konjugat kompleks dari ϕ_s^+ .
- ω_r adalah kecepatan sudut dari rotor.

Untuk mengembangkan strategi kontrol yang tepat, persamaan motor lebih baik jika dinyatakan dalam variabel keadaan. Arus stator current i_s^+ dan fluks lingkup rotor ϕ_{rN}^{+s} dipilih sebagai variabel keadaan sehingga diperoleh persamaan ekuivalen untuk stator dan rotor dari motor induksi [16, 17]:

$$i_s^+ + \tau_\sigma \frac{di_s^+}{dt} = \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \phi_{rN}^{+s} + \frac{v_s^+}{R_\sigma} \dots\dots\dots(11)$$

$$\phi_{rN}^{+s} + \tau_r \frac{d\phi_{rN}^{+s}}{dt} = j\omega_r \tau_r \phi_{rN}^{+s} + \mathcal{M}_{sr} i_s^+ \dots\dots\dots(12)$$

Dimana :

$$\tau_s = \frac{\mathcal{L}_s}{R_s} \quad R_\sigma = R_s + R_r k_r^2$$

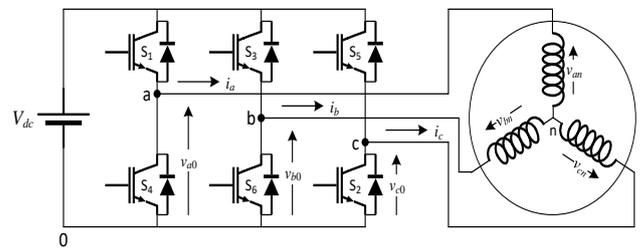
$$\tau_r = \frac{\mathcal{L}_r}{R_r} \quad \tau_\sigma = \frac{\sigma \mathcal{L}_s}{R_\sigma}$$

$$k_r = \frac{\mathcal{M}_{sr}}{\mathcal{L}_r}$$

Persamaan (11) dan (12) akan digunakan untuk mengestimasi fluks lingkup stator dan rotor, dan menghitung prediksi untuk arus stator, fluks lingkup stator dan torka listrik menggunakan persamaan waktu diskrit.

B. Model Inverter

Rangkaian daya inverter tiga fase dua tingkat mengubah daya listrik dari searah ke bolak-balik dengan menggunakan skema listrik seperti ditunjukkan oleh Gambar 4.



Gambar 4. Topologi Rangkaian Inverter Tiga Fase Dua Tingkat

Kedua saklar dalam setiap fase dari inverter beroperasi dalam mode komplementer untuk menghindari hubung singkat sumber DC. Keadaan pensaklaran saklar daya S_x , dengan $x = 1, 2, \dots, 6$, dapat direpresentasikan oleh sinyal pensaklaran $S_a, S_b,$ dan S_c didefinisikan sebagai berikut:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{if } S_1 \text{ on dan } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_1 \text{ off dan } S_4 \text{ on} \end{cases} \dots\dots\dots(13)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{if } S_3 \text{ on dan } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_3 \text{ off dan } S_6 \text{ on} \end{cases} \dots\dots\dots(14)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{if } S_5 \text{ on dan } S_2 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_5 \text{ off dan } S_2 \text{ on} \end{cases} \dots\dots\dots(15)$$

Sinyal pensaklaran menentukan nilai dari tegangan output:

$$v_{ao} = S_a V_{dc} \dots\dots\dots(16)$$

$$v_{bo} = S_b V_{dc} \dots\dots\dots(17)$$

$$v_{co} = S_c V_{dc} \dots\dots\dots(18)$$

Transformasi Clarke's untuk tegangan $\alpha\beta$ berdasarkan daya invariant dalam bentuk matriks diberikan oleh [15]

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (19)$$

$$V_s^+ = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{s\alpha} + jv_{s\beta}) = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(S_a + hS_b + h^2S_c) \dots\dots (20)$$

Dimana $h = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ dan $h^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$, adalah vektor satuan yang masing-masing merepresentasikan 120° dan 240° pergeseran fase antara fase.

Dengan mempertimbangkan semua kemungkinan kombinasi dari sinyal gating S_a, S_b , dan S_c , diperoleh delapan keadaan pensaklaran dan delapan vektor tegangan, seperti ditunjukkan pada Tabel 1.

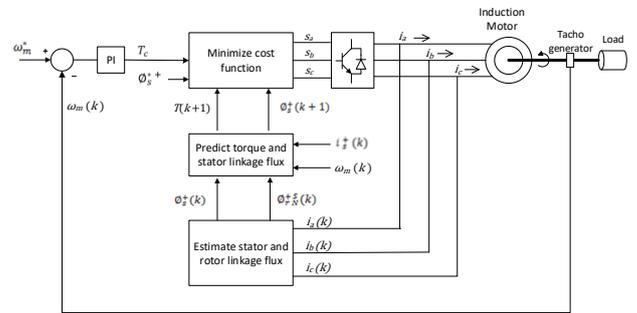
Tabel 1. Berbeda Keadaan Pensaklaran Dan Delapan Vektor Tegangan Dari Inverter Tiga Fase Dua Tingkat Dengan Daya Tetap

$s = [s_a \ s_b \ s_c]$	V_n	$v = v_\alpha + j v_\beta$
0 0 0	V_0	0
1 0 0	V_1	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
1 1 0	V_2	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) = -h^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
0 1 0	V_3	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) = h \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
0 1 1	V_4	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
0 0 1	V_5	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) = h^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
1 0 1	V_6	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) = -h \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$
1 1 1	V_7	0

C. Diagram Blok PTC Satu Langkah Untuk Motor Induksi

Diagram blok PTC satu langkah untuk motor induksi ditunjukkan pada Gambar 5 [3]. Torka

referensi dihasilkan oleh loop luar untuk kendali kecepatan menggunakan pengendali PI dan fluks lingkup stator referensi diatur konstan pada nilai nominalnya.



Gambar 5. Diagram Blok PTC Satu Langkah Untuk Motor Induksi

Diagram blok PTC satu langkah untuk motor induksi ditunjukkan pada Gambar 5 [3]. Torka referensi dihasilkan oleh loop luar untuk kendali kecepatan menggunakan pengendali PI dan fluks lingkup stator referensi diatur konstan pada nilai nominalnya.

Blok diagram PTC tersebut terdiri atas:

1. Blok Estimasi Fluks Lingkup Stator dan Rotor

Fluks lingkup stator estimasi adalah

$$\phi_s^+(k) = \phi_s^+(k-1) + T_s v_s^+(k) - R_s T_s i_s^+(k) \dots (21)$$

Fluks lingkup estimasi adalah

$$\phi_{rN}^{+S}(k) = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_s^+(k) + i_s^+(k) \left(M_{sr} - \frac{L_r L_s}{M_{sr}} \right) \dots\dots (22)$$

2. Blok Prediksi Fluks Lingkup Stator dan Torka

Fluks lingkup stator estimasi adalah

$$\phi_s^+(k+1) = \phi_s^+(k) + T_s v_s(k) - R_s T_s i_s^+(k) \dots (23)$$

Torka elektromagnetik prediksi adalah

$$T(k+1) = 2 p \text{Im} \{ \phi_s^-(k+1) i_s^+(k+1) \} \dots\dots (24)$$

Arus Stator Prediksi Pada at k + 1 adalah

$$i_s^+(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s^+(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \omega_r \right) \phi_{rN}^{+S}(k) + v_s(k) \right] \right\} \dots\dots (25)$$

3. Blok Minimisasi Fungsi Biaya

Fungsi biaya bersesuaian dengan perbandingan dari referensi torka dan fluks lingkup stator terhadap nilai prediksi mereka. Fungsi biaya dievaluasi untuk setiap prediksi, kemudian prediksi yang menghasilkan nilai terendah diseleksi. Selanjutnya, berdasarkan nilai terendah dari fungsi biaya ini, pulsa penyalaan inverter dibangkitkan. Fungsi biaya dinyatakan sebagai berikut:

$$C_f = |T_c^* - T(k+1)| + \gamma |\phi_s^* - \phi_s^+(k+1)| \dots (26)$$

γ adalah faktor pembobotan, nilai yang menggambarkan peningkatan atau penurunan kepentingan relatif dari kendali torka terhadap fluks lingkup stator. Jika kepentingan yang sama diberikan untuk kedua tujuan kontrol, faktor ini akan sesuai dengan rasio antara besaran nominal torka T_{nom} dan fluks lingkup stator ϕ_{snom} [18].

$$\gamma = \frac{T_{nom}}{\phi_{snom}} \dots (27)$$

D. Blok Diagram PTC Dengan Dua Langkah Prediksi

Algoritma prediksi satu langkah PTC seperti yang ditunjukkan pada Gambar 6 digunakan terutama dalam simulasi. Ini karena simulasi komputer mewakili keadaan ideal, di mana waktu yang diperlukan untuk menghitung sebagian besar pengoptimalan online adalah nol, dan keterlambatan dalam penerapan aktuasi optimal adalah nol. Namun, dalam implementasi algoritma FCS-MPC secara real-time, sejumlah besar perhitungan online menyebabkan penundaan waktu sampling tunggal antara input dan aktuasi optimal [12].

Kontrol kecepatan motor tidak dapat dilakukan secara eksperimental dengan PTC prediktif satu langkah karena ada penundaan waktu pada kontrol digital. Dengan memodifikasi langkah optimasi, masalah waktu tunda ini dapat diselesaikan dengan menggunakan algoritma kontrol prediktif dua langkah [13]. Pada penelitian ini dipilih algoritma PTC dengan prediksi maju dua langkah untuk fluks lingkup stator, arus stator, dan torka elektromagnetik.

III. METODE PENELITIAN

A. Pembuatan Blok Diagram dan Algoritma PTC Prediksi Dua Langkah

Diagram blok PTC dengan prediksi dua langkah terdiri dari:

1. Blok Estimasi Fluks Lingkup Stator dan Rotor

Fluks lingkup stator estimasi adalah $\phi_s^+(k) = \phi_s^+(k-1) + T_s v_s^+(k) - R_s T_s i_s^+(k) \dots (28)$

Fluks lingkup rotor estimasi adalah $\phi_{rN}^{+s}(k) = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_s^+(k) + i_s^+(k) \left(M_{sr} - \frac{L_r L_s}{M_{sr}} \right) \dots (29)$

2. Blok Prediksi Fluks Lingkup Stator Dan Rotor, Dan Arus Stator Pada k+1

Fluks lingkup stator prediksi pada k+1 adalah $\phi_s^+(k+1) = \phi_s^+(k) + T_s v_s(k) - R_s T_s i_s^+(k) \dots (30)$

Fluks lingkup rotor prediksi pada k+1 adalah $\phi_{rN}^{+s}(k+1) = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_s^+(k+1) + i_s^+(k) \left(M_{sr} - \frac{L_r L_s}{M_{sr}} \right) \dots (29)$

Arus stator prediksi pada k+1 adalah $i_s^+(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s^+(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \omega_r \right) \phi_{rN}^{+s}(k) + v_s(k) \right] \right\} \dots (30)$

3. Blok Prediksi Fluks Lingkup Stator, Arus Stator, dan Torka Elektromagnetik Pada k+2

Fluks lingkup stator prediksi pada k+2 adalah $\phi_s^+(k+2) = \phi_s^+(k+1) + T_s v_s(k) - R_s T_s i_s^+(k+1) \dots (33)$

Arus stator prediksi pada k+2 adalah $i_s^+(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s^+(k+1) + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \omega_r \right) \phi_{rN}^{+s}(k+1) + v_s(k) \right] \right\} \dots (34)$

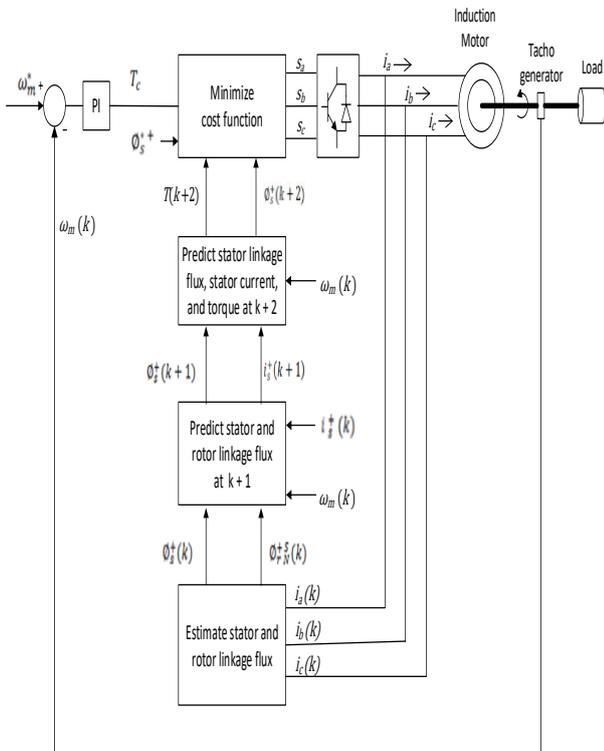
Torka elektromagnetik prediksi pada k+2 adalah $T(k+2) = 2 p \text{Im} \{ \phi_s^-(k+2) i_s^+(k+2) \} \dots (35)$

4. Blok Minimisasi Fungsi Biaya

Fungsi biaya selanjutnya dinyatakan sebagai:

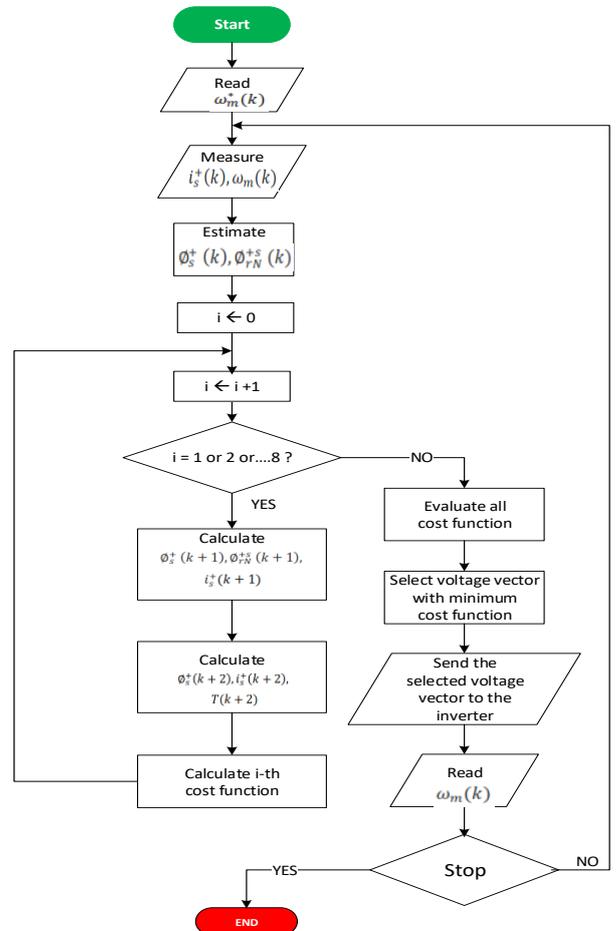
$$C_f = |T_c^* - T(k+2)| + \gamma |\phi_s^* - \phi_s^+(k+2)| \dots (35)$$

Diagram blok PTC dengan prediksi dua langkah ditunjukkan pada Gambar 6.



Gambar 6. Blok Diagram PTC Motor Induksi Dengan Prediksi Dua Langkah

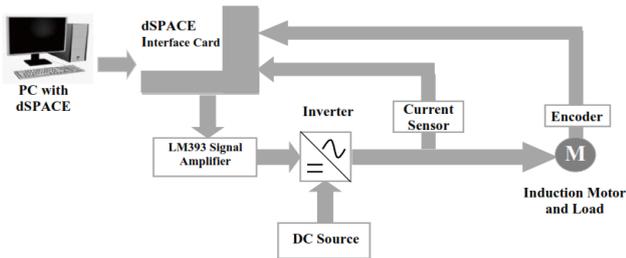
B. Diagram Alir PTC Prediksi Dua Langkah Motor Induksi



Gambar 7. Diagram Alir PTC Motor Induksi Dengan Prediksi Dua Langkah

C. Perancangan Eksperimen

Rangkaian percobaan untuk mengendalikan motor induksi 4 kutub seperti pada Gambar 8. Rangkaian ini terdiri dari rangkaian kendali PTC yang dibuat dengan menggunakan antarmuka perangkat lunak MATLAB/Simulink dan dSPACE DS1104 pada PC, kartu antarmukanya, rangkaian penguat sinyal, inverter, sensor arus, enkoder inkremental, dan motor induksi. Sinyal rangkaian kontrol ini kemudian diimplementasikan pada papan pengontrol untuk mengendalikan inverter tiga lengan SemiTeach buatan Semikron.



Gambar 8. Rangkaian Eksperimen Kendali Motor Induksi

Pengoperasian rangkaian percobaan kendali motor ini adalah sebagai berikut: arus umpan balik tiga fasa dari motor ini diteruskan ke antarmuka MATLAB/Simulink dan dSPACE melalui blok antarmuka digital to analog converter (DAC) yang terdapat pada Real-Time Interface untuk papan pustaka pengendali R&D DS1104. Kecepatan motor diukur menggunakan enkoder inkremental 2500 pulsa per revolusi yang sinyal keluarannya diterima oleh antarmuka digital to digital dan diteruskan ke pengendali dan diumpankan kembali ke pengontrol PI. Sinyal dari rangkaian kendali yang dibuat pada antarmuka kemudian dikompilasi dan diimplementasikan pada papannya. Status pensakleran yang dihasilkan oleh pengendali diteruskan ke antarmuka melalui blok bit master dan kemudian digunakan untuk menggerakkan ketiga lengan inverter.

D. Parameter Motor Induksi, Kontroler dan Inverter

Parameter motor induksi yang digunakan pada eksperimen ini diberikan pada Tabel 2. Tabel 3 dan Tabel 4 masing-masing menyajikan parameter kontroler dan inverter.

Tabel 2. Parameter Motor Induksi

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Daya motor	P	2.2	kW
Tegangan fase-fase	V	380	$Volt$
Arus nominal motor	I	4.85	A
Putaran nominal	N	1430	rpm
Faktor daya	$\cos \phi$	0.85	-
Induktansi stator	L_s	0.236	H
Induktansi rotor	L_r	0.238	H

Induktansi magnet	L_m	0.231	H
Resistance stator	R_s	2.576	Ω
Resistance rotor	R_r	4.352	Ω
Momen inersia	J	0.008	$Kg.m^2$
Fluks lingkup stator nominal	Φ_{snom}	0.71	$Weber$
Torka nominal	T_{nom}	14	$N.m$

Tabel 3. Parameter Kontroler

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Waktu sampling simulasi	T_{sim}	50	μs
Waktu sampling PTC	T_s	1000	μs
Gain proporsional	K_p	0.35	-
Gain integral	K_i	0.025	-

Tabel 4. Parameter Inverter

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Tegangan DC link maksimum	V_{dcmx}	750	$Volt$
Tegangan DC link eksperimen	V_{dc}	125	$Volt$
Frekuensi	f_s	1000	Hz

IV. HASIL PENELITIAN DAN PEMBAHASAN

Eksperimen ini dilakukan pada tegangan DC link, $V_{dc} = 125$ Volts. Besaran motor induksi yang diamati dalam percobaan ini adalah kecepatan, torka elektromagnetik aktual terhitung, dan arus stator motor.

Eksperimen dilakukan untuk menguji algoritma PTC prediksi dua langkah dalam mengendalikan kecepatan motor dengan respons tangga dan kecepatan variabel. Eksperimen pertama menguji respon tangga motor pada 60 rad/s dan 70 rad/s. Pada eksperimen kedua, kecepatan referensi motor diubah-ubah, dimana kecepatan aktual motor diharapkan mengikuti kecepatan referensi yang diberikan.

Pada percobaan ini motor induksi dibebani dengan generator DC sebagai beban. Generator DC ini memiliki momen inersia $J_{load} = 0.005$ $Kg.m^2$.

A. Percobaan Respon Tangga

Karakteristik motor yang diamati dalam eksperimen ini adalah kecepatan, torka elektromagnetik aktual terhitung dan arus dalam interval 2 detik.

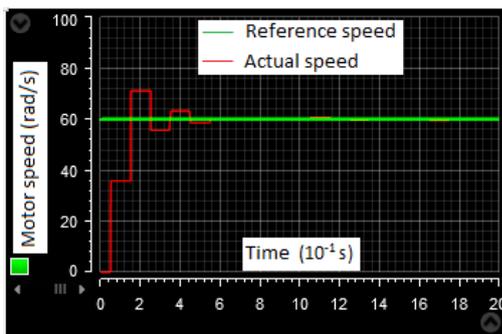
Torka elektromagnetik aktual dihitung menggunakan persamaan (37).

$$T = 2 p \frac{M_{sr}}{L_r} \text{Im} [\phi_{rN}^{+s}(k) \cdot i_s^+(k)] \dots \dots \dots (37)$$

Tabel 5. Momen Inersia Generator Dan Torka Beban Generator Pada Dua Kecepatan Referensi Berbeda

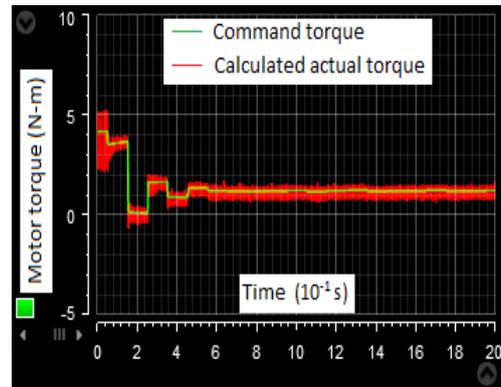
Kecepatan referensi motor (rad/s)	Momen inersia generator (Kg.m ²)	Torka beban genartor (N-m)
60	0.005	0.360
70	0.005	0.328

1. Pada Kecepatan Referensi Motor 60 rad/s



Gambar 1. Kecepatan Motor Terhadap Waktu

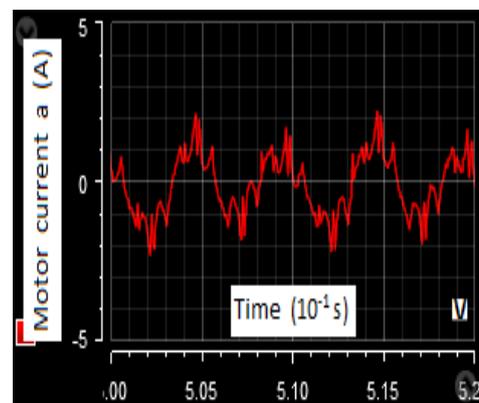
Dari Gambar 9 terlihat bahwa kecepatan aktual motor dapat mengikuti kecepatan referensi yang diberikan padanya. Settling time kecepatan dicapai dalam waktu 0,55 detik dan setelah itu kecepatan aktual dan kecepatan referensi adalah sama. Hal ini ditunjukkan dengan kurva kedua kecepatan tersebut saling tumpang tindih.



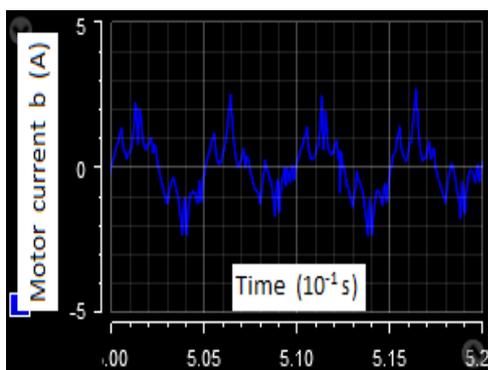
Gambar 9. Waktu Torka Aktual Terhitung Motor Terhadap Waktu

Dari Gambar 10 terlihat bahwa torka aktual terhitung motor dapat mengikuti torka komando. Grafik torka referensi dan torka aktual memiliki kecenderungan yang sama dengan grafik kecepatan Gambar 9. Torka komando mencapai nilai steady state 1 Nm setelah 0,55 detik. Torka aktual terhitung memiliki riak yang cukup besar pada kondisi keadaan tunak, yaitu sekitar 0,6 Nm dari puncak ke puncak. Riak torka yang cukup besar disebabkan oleh waktu sampling kontroler yang besar, hal ini dikarenakan keterbatasan kemampuan prosesor yang digunakan dalam percobaan.

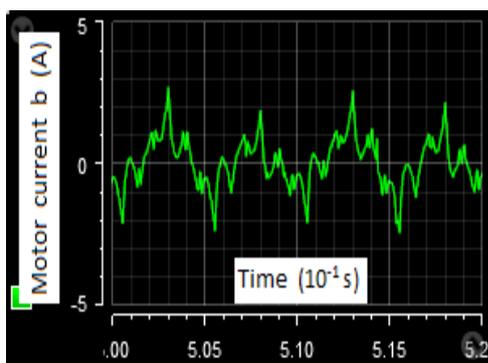
Bentuk gelombang arus keadaan tunak ditunjukkan pada Gambar 11. Dari gambar tersebut nilai maksimum arus tunak sekitar 2,2 ampere, maka nilai efektif arus sekitar 1,6 ampere.



(a) Arus Stator Fase A



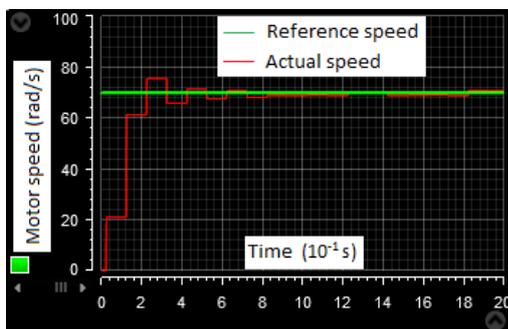
(b) Arus Stator Fase B



(c) Arus Stator Fase C

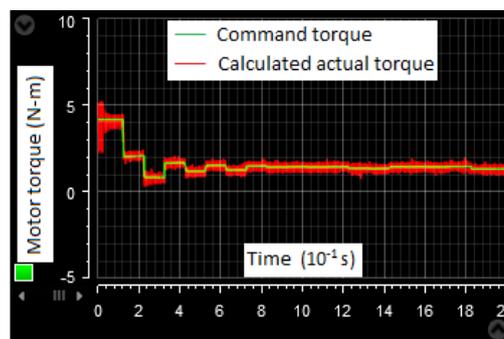
Gambar 10. Arus Fase Motor Keadaan Tunak Terhadap Waktu

2. Pada Kecepatan Referensi Motor 70 rad/s



Gambar 11. Kecepatan Motor Terhadap Waktu.

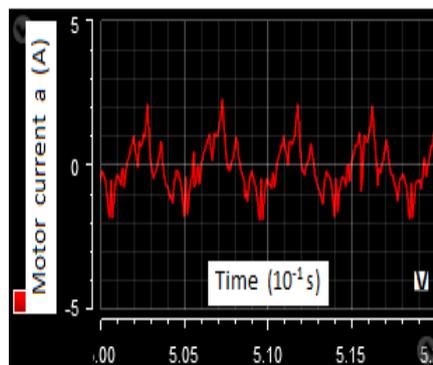
Dari Gambar 12 terlihat bahwa kecepatan aktual motor dapat mengikuti kecepatan referensi yang diberikan padanya. Settling time kecepatan motor dicapai dalam waktu 0,8 detik dan setelah waktu tersebut nilai kecepatan aktual sangat dekat dengan kecepatan referensi. Hal ini ditunjukkan dengan kurva kedua kecepatan tersebut hampir saling tumpang tindih.



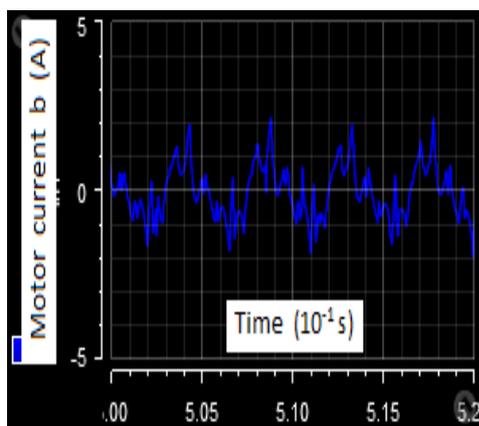
Gambar 12. Torka Aktual Terhitung Motor Terhadap Waktu

Dari Gambar 13 terlihat bahwa Torka aktual terhitung motor dapat mengikuti torka komando. Grafik torka referensi dan torka aktual memiliki kecenderungan yang sama dengan grafik kecepatan Gambar 12. Torka komando mencapai nilai keadaan tunak setelah 0,8 detik. Torka aktual terhitung motor memiliki riak pada keadaan tunak dengan nilai puncak ke puncak 0,5 Nm. Nilai riak ini lebih kecil dibandingkan saat kecepatan motor 60 rad/s.

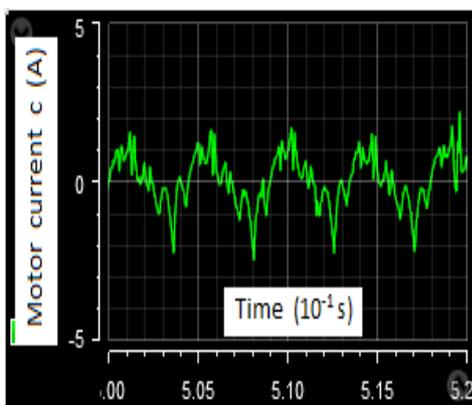
Bentuk gelombang arus keadaan ditunjukkan pada Gambar 14. Dapat dilihat bahwa nilai maksimum arus sekitar 2,0 ampere, sehingga nilai efektif arus sekitar 1,42 ampere. Nilai ini kurang dari nilai arus pada kecepatan motor 60 rad/s. Hal ini karena pada kecepatan tersebut torka beban motor lebih kecil dibandingkan pada kecepatan 60 rad/s.



(a) Arus Stator Fase A



(b) Arus Stator Fase B



(c) Arus Stator Fase C

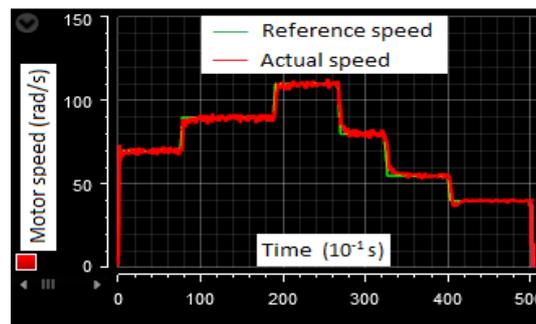
Gambar 13. Arus Fase Motor Keadaan Tunak Terhadap Waktu

B. Eksperimen Variabel Speed

Karakteristik motor yang diamati pada percobaan ini adalah kecepatan, torka, dan arus motor dalam sebuah interval 50 detik.

1. Kecepatan Motor

Pada eksperimen ini, motor diberikan kecepatan referensi 70 rad/s, kemudian kecepatan referensi dinaikkan menjadi masing-masing 90 rad/s dan 110 rad/s. Kemudian kecepatan referensi diturunkan menjadi 80 rad/s, 55 rad/s, dan 40 rad/s. Dari Gambar 15, dapat dilihat bahwa motor dapat mengikuti kecepatan referensi yang diberikan padanya.



Gambar 14. Kecepatan Motor Terhadap Waktu

Dalam percobaan kecepatan variabel dengan nilai konstan $K_p = 0.35$ untuk semua nilai kecepatan, terjadi fenomena cogging untuk kecepatan di atas 70 rad/s.

Kemudian nilai K_p diubah-ubah untuk daerah kecepatan tertentu, yaitu:

$K_p = 0.35$ untuk kecepatan 70 rad/s;

$K_p = 0.25$ untuk kecepatan 90 rad/s;

$K_p = 0.2$ untuk kecepatan 110 rad/s

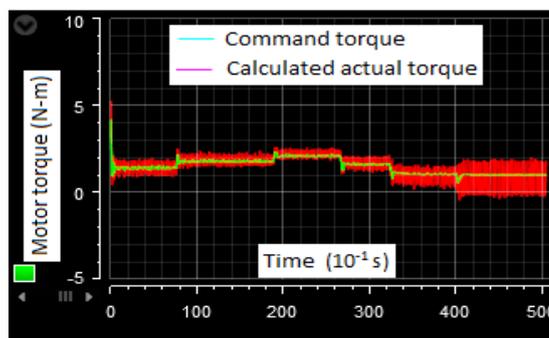
$K_p = 0.25$ untuk kecepatan 80 rad/s;

$K_p = 0.4$ untuk kecepatan 55 rad/s; dan

$K_p = 0.45$ untuk kecepatan 40 rad/s;

Dengan merubah-ubah nilai K_p di atas, fenomena cogging dapat dihilangkan dan kurva dinamika kecepatan dan torka yang baik diperoleh dalam mengikuti referensi atau komando seperti ditunjukkan oleh Gambar 15.

Dari Gambar 16, dapat dilihat bahwa torka aktual terhitung motor dapat mengikuti torka komando.

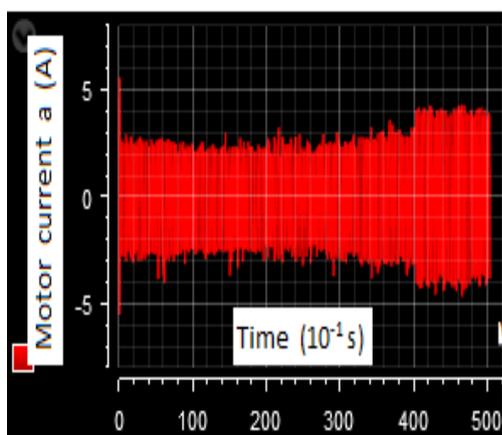


Gambar 15. Torka Aktual Terhitung Motor Terhadap Waktu

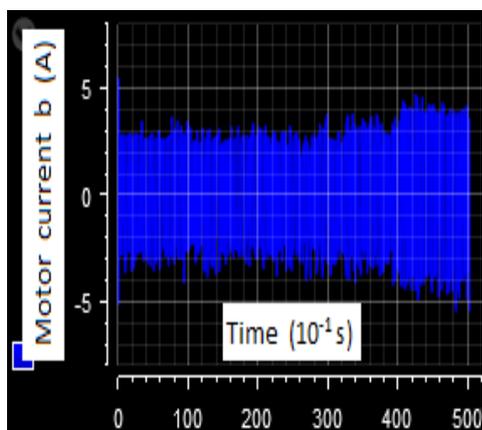
Torka referensi dan torka aktual terhitung motor meningkat dan menurun sesuai dengan

peningkatan atau penurunan kecepatan. Pada kecepatan rendah yaitu masing-masing 55 rad/s dan 40 rad/s, riak torka menjadi lebih besar. Riak yang besar disebabkan oleh waktu sampling kontroler yang relatif besar.

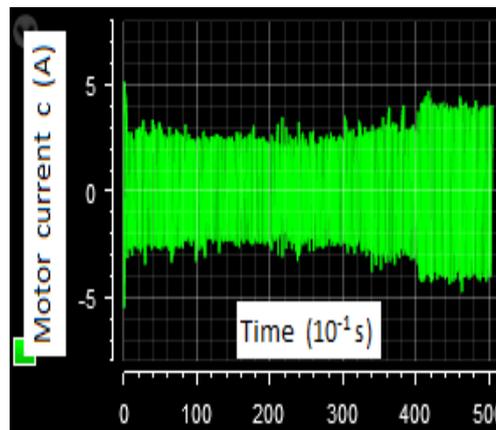
Gambar 17 menunjukkan bentuk gelombang arus stator untuk berbagai perubahan kecepatan di atas. Terlihat dari gambar, pada kecepatan rendah masing-masing 55 rad/s dan 40 rad/s, arus stator menjadi lebih besar. Hal ini disebabkan torka beban motor yang cenderung meningkat pada kecepatan motor yang lebih rendah.



(a) Arus Stator Fase A



(b) Arus Stator Fase B



(c) Arus Stator Fase C

Gambar 16. Kecepatan Motor Terhadap Waktu

V. KESIMPULAN

Penelitian ini menunjukkan kemampuan algoritma PTC prediksi dua langkah dalam mengendalikan kecepatan motor induksi tiga fasa. Dari hasil eksperimen diperoleh beberapa kesimpulan:

1. Motor dapat mengikuti kecepatan referensi dan torka komando baik dalam eksperimen respons tangga maupun eksperimen kecepatan variabel.
2. Pada percobaan respon tangga semakin tinggi kecepatan maka semakin banyak waktu yang dibutuhkan untuk mencapai settling time.
3. Pada percobaan PTC kecepatan variabel, torka referensi dan torka aktual terhitung meningkat dan menurun sesuai dengan peningkatan atau penurunan kecepatan. Selain itu, riak torka menjadi lebih besar pada kecepatan rendah.
4. Pada percobaan variabel kecepatan dengan konstanta $K_p = 0,35$ untuk semua nilai kecepatan, terjadi fenomena cogging untuk kecepatan di atas 70 rad/s. Fenomena cogging dapat dihilangkan dengan memilih nilai K_p yang sesuai dengan kecepatan motor sehingga diperoleh dinamika kecepatan dan torka motor yang baik, dimana karakteristik kedua besaran ini dapat mengikuti referensi yang diberikan.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Blaschke, F. (1972). The principle of field-orientation applied to the transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, vol. 34.
- [2] Takahashi, I., and Noguchi, T. (1986). A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820 – 827.
- [3] Rodriguez, J., Kennel, R. M., Espinoza, J. R., Trincado, M., Silva, C. A., and Rojas, C. A. (2012). High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820.
- [4] Djamila, C., and Yahia, M. (2020). Direct torque control strategies of induction machine: comparative studies, direct torque control strategies of electrical machines. *Fatma Ben Salem*, intechOpen.
- [5] Camacho, E., and Bordons, C. (2007). *Model Predictive Control*, Springer Verlag.
- [6] Rawlings, J., and Mayne, D. (2009). *Model Predictive Control: Theory and Design*, Nob Hill Publishing.
- [7] Morari, M., and Lee, J. H. (1998). Model predictive control, past, present and future,” *Institut fur Automatik, ETH, Zurich*.
- [8] Holtz, J., and Stadtfeldt, S. (1983). A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source. In *International Power Electronics Conference, IPEC*, vol. 2, pp. 1665–1675.
- [9] Kennel, R., Rodriguez, J., Espinoza, J., and Trincado, M. (2010). High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1794-1799, 14-17.
- [10] Zhang, Y., Yang, H., and Xia, B. (2015). Model predictive torque control of induction motor drives with reduced torque ripple. *IET Electric Power Applications*, Vol. 9, Iss. 9, pp. 595–604.
- [11] Rodriguez, J., and Cortes, P. (2012). *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley & Sons, Ltd.
- [12] Yaramasu, V., and Wu, B. (2017). *Model predictive control of wind energy conversion system*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey.
- [13] Wang, F., Li, S., Mei, X., Xie, W., Rodriguez, J., and Kennel, R. (2015). Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of PTC and PCC methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*.
- [14] Krause, P. C., Wasynczuk, O., O’Connell, T. C., Hasan, M. (2017). *Tesla's Contribution to Electric Machine Analysis*. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 32, pp. 591 – 598.
- [15] Miranda, H., Cortés, P., Yuz, J. I., and Rodríguez, J. (2009). Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 56, No. 6, pp. 1916 – 1924.
- [16] Holtz, J. (1994). The dynamic representation of AC drive systems by a complex signal flow graphs. *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'94*, vol. 1, Santiago de Chile, pp. 1 – 6.
- [17] Holtz, J. (1994). The induction motor, a dynamic system. *IEEE IECON'94*, vol. 1, Bologna, pp. 1 – 6, 1994.
- [18] Cortes, P., Kouros, S., La Rocca, B., Vargas, R., Rodriguez, J., Leon, J., Vazquez, S., and Franquelo, L. (2009). Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives,” in *Proc. IEEE ICIT*, pp. 1–7, Feb. 10–13.