

BAB II

DASAR TEORI

2.1 Tinjauan Pustaka

Tinjauan Pustaka dilakukan untuk mengkaji penelitian terdahulu yang berkaitan dengan *Autonomous Delivery Vehicle* (ADV), sistem *steering*, motor *Brushless Direct Current* (BLDC), *Field Oriented Control* (FOC), sistem kendali posisi, *encoder* incremental, serta implementasi pengendalian motor menggunakan mikrokontroler. Kajian tersebut digunakan untuk mengetahui metode yang telah diterapkan pada penelitian sebelumnya, keterkaitannya terhadap sistem yang dikembangkan, serta menentukan celah penelitian yang menjadi dasar pelaksanaan tugas akhir ini. Penelitian terdahulu yang relevan disajikan pada **Tabel 2.1**.

Tabel 2. 1 Tinjauan Pustaka

No	Penelitian	Metode / Sistem	Hasil dan Relevansi terhadap Penelitian
1	M. Hossain, “Autonomous Delivery Robots: A Literature Review,” 2023 [3]	Kajian mengenai <i>Autonomous Delivery Robot</i> pada sistem distribusi dan <i>last-mile delivery</i> .	Penelitian membahas perkembangan dan penerapan <i>Autonomous Delivery Robot</i> pada proses <i>last-mile delivery</i> sebagai bagian dari otomasi distribusi. Hasil kajian ini digunakan untuk memperkuat konteks penggunaan ADV, sedangkan penelitian ini difokuskan pada subsistem aktuator <i>steering</i> sebagai bagian dari sistem kendaraan otonom.
2	R. C. Prayogo, A. Triwiyatno, dan M. A. Riyadi, “Field Oriented Control Implementation on	Implementasi FOC, pengendali PI, SVPWM, motor BLDC, dan	Penelitian menunjukkan implementasi FOC dengan pengendali PI dan SVPWM pada motor BLDC berbasis STM32F103. Hasil tersebut

No	Penelitian	Metode / Sistem	Hasil dan Relevansi terhadap Penelitian
	BLDC Motor Controller with PI and SVPWM using STM32F103C8T6,” 2023 [10]	mikrokontroler STM32F103C8T6	relevan sebagai dasar penerapan algoritma FOC dan SVPWM pada motor BLDC <i>steering</i> yang dikendalikan menggunakan STM32F103RCT6.
3	R. Lajic dan P. Matic, “Digital Position Control System With a BLDC Motor Using Field Oriented Control,” 2023 [7]	Pemodelan kendali posisi motor BLDC berbasis FOC dengan sistem kendali posisi tertutup.	Penelitian menerapkan sistem kendali posisi motor BLDC berbasis FOC dan menunjukkan bahwa kendali posisi dapat diintegrasikan dengan loop kendali motor. Konsep tersebut menjadi dasar struktur kendali posisi pada penelitian ini, yaitu pengendali posisi menghasilkan referensi arus untuk direalisasikan oleh loop FOC.
4	H. Hwang, H. Choi, dan K. Nam, “Practical Synchronous Steering Angle Control of a Dual-Motor Driving Steer-by-Wire System,” 2019 [4]	Kendali sudut <i>steer-by-wire</i> menggunakan umpan balik posisi dengan perhatian pada sinkronisasi dan ketahanan terhadap gangguan.	Penelitian membahas kendali sudut pada sistem <i>steer-by-wire</i> menggunakan umpan balik posisi untuk menjaga kesesuaian antara sudut referensi dan sudut aktual. Hasil penelitian ini digunakan sebagai dasar konsep kendali tertutup serta evaluasi akurasi dan kestabilan posisi <i>steering</i> .

No	Penelitian	Metode / Sistem	Hasil dan Relevansi terhadap Penelitian
5	D. Mohanraj <i>et al.</i> , “A Review of BLDC Motor: State of Art, Advanced Control Techniques, and Applications,” 2022 [5]	Kajian motor BLDC, karakteristik, pemodelan, topologi inverter, dan metode kendali lanjut termasuk FOC.	Penelitian mengkaji karakteristik motor BLDC, pemodelan, serta berbagai metode pengendaliannya termasuk FOC. Kajian tersebut mendukung pemilihan motor BLDC dan FOC pada penelitian ini karena sistem <i>steering</i> membutuhkan respons yang halus, stabil, dan mampu menghasilkan torsi penahan.
6	R. Petrella dan M. Tursini, “An Embedded System for Position and Speed Measurement Adopting Incremental Encoders,” [8]	Sistem pengukuran posisi dan kecepatan berbasis <i>encoder</i> incremental dengan pemrosesan tertanam.	Penelitian menunjukkan penggunaan <i>encoder</i> incremental untuk memperoleh informasi posisi dan kecepatan pada sistem penggerak tertutup. Hasil ini relevan dengan penggunaan <i>encoder</i> incremental kanal A/B pada penelitian ini sebagai umpan balik posisi <i>steering</i> dan sebagai sumber informasi posisi rotor pada proses FOC
7	F. Li, W. Yao, dan K. Lee, “Quantitative Characteristic Comparison	Perbandingan kuantitatif <i>six-step control</i> dan FOC berdasarkan	Penelitian membandingkan metode <i>six-step control</i> dan FOC pada motor magnet permanen serta menunjukkan perbedaan karakteristik riak

No	Penelitian	Metode / Sistem	Hasil dan Relevansi terhadap Penelitian
	between Sensorless Six Step and Field Oriented Control Methods for Permanent Magnet Brushless DC Motors,” 2019 [6]	<i>torque ripple</i> dan rugi-rugi daya	torsi dan rugi-rugi daya. Hasil tersebut digunakan sebagai dasar pemilihan FOC pada sistem <i>steering</i> yang membutuhkan pengendalian torsi dan posisi yang lebih halus
8	N. D. Irimia, F. I. Lazar, dan M. Luchian, “Comparison Between Sinusoidal and Space Vector Modulation Techniques on the Resulting Electromagnetic Torque Ripple Produced by a Three-Phase BLDC Motor under Field-Oriented Control,” [9]	Perbandingan teknik modulasi sinusoidal dan <i>space-vector modulation</i> pada BLDC berbasis FOC.	Penelitian membandingkan teknik modulasi sinusoidal dan <i>space vector modulation</i> pada motor BLDC berbasis FOC. Hasil penelitian menunjukkan bahwa metode modulasi memengaruhi karakteristik elektromagnetik dan riak torsi, sehingga digunakan sebagai dasar penerapan SVPWM pada inverter tiga fasa dalam sistem penelitian ini.

Berdasarkan penelitian terdahulu pada **Tabel 2.1**, pengembangan *Autonomous Delivery Vehicle* telah banyak dikaji dalam konteks *last-mile delivery*, sedangkan pada sisi aktuator telah dikembangkan berbagai metode kendali motor BLDC menggunakan *Field Oriented Control* (FOC), pengendali PI, SVPWM, serta umpan balik *encoder*. FOC juga telah diterapkan pada sistem kendali posisi karena mampu menghasilkan pengendalian motor yang lebih halus dibandingkan metode komutasi *six-step* yang masih memiliki karakteristik *torque ripple* [6].

Namun, integrasi motor BLDC Segway-Ninebot, *encoder* incremental kuadratur A/B, FOC, SVPWM, dan *controller hoverboard* berbasis STM32F103RCT6 sebagai satu sistem kendali posisi *steering* pada *Autonomous Delivery Vehicle* masih terbatas. Oleh karena itu, penelitian ini difokuskan pada implementasi dan evaluasi sistem kendali posisi *steering* berbasis FOC dengan *encoder* sebagai umpan balik posisi pada aktuator *steering* ADV.

2.2 Autonomous Delivery Vehicle (ADV)

Autonomous Delivery Vehicle (ADV) merupakan kendaraan bergerak yang dirancang untuk melakukan proses pengiriman barang dengan tingkat intervensi manusia yang minimal. Dalam pengoperasiannya, kendaraan otonom mengintegrasikan beberapa fungsi utama, seperti persepsi lingkungan, lokalisasi, perencanaan lintasan, sistem kendali, dan aktuasi kendaraan. Pengembangan kendaraan pengiriman otonom banyak diarahkan pada kebutuhan *last-mile delivery*, yaitu tahap akhir distribusi barang menuju penerima yang menjadi salah satu bagian penting dalam sistem logistik [3][12].

Penerapan kendaraan pengiriman otonom pada *last-mile delivery* berpotensi meningkatkan efisiensi waktu dan proses distribusi serta mengurangi kebutuhan intervensi manusia pada tahapan pengiriman tertentu. Meskipun demikian, keberhasilan pergerakan kendaraan tidak hanya bergantung pada kemampuan sistem dalam menentukan posisi dan merencanakan lintasan, tetapi juga pada kemampuan aktuator dalam merealisasikan perintah gerak yang dihasilkan oleh sistem kendali [3][12].

Salah satu subsistem aktuasi yang berperan dalam perubahan arah ADV adalah sistem *steering*. Sistem ini menerima referensi kemudi dari sistem kendali tingkat atas dan mengubahnya menjadi posisi sudut roda yang sesuai. Oleh karena itu, pada penelitian ini ADV digunakan sebagai platform penerapan sistem, sedangkan pembahasan difokuskan pada pengendalian posisi aktuator *steering* menggunakan motor BLDC, *encoder* incremental, dan metode *Field Oriented Control* (FOC) [4]. Salah satu contoh bentuk *Autonomous Delivery Vehicle* ditunjukkan pada **Gambar 2.1**.



Gambar 2. 1 Autonomous Delivery Vehicle [1]

2.3 Sistem Steering pada Autonomous Delivery Vehicle

Sistem *steering* merupakan salah satu subsistem aktuasi pada *Autonomous Delivery Vehicle* (ADV) yang berfungsi mengatur arah gerak kendaraan melalui perubahan sudut roda depan. Pada sistem *steer-by-wire*, hubungan mekanis langsung antara pemberi perintah kemudi dan mekanisme roda digantikan oleh aktuator elektrik serta sistem kendali. Oleh karena itu, kemampuan aktuator dalam mengikuti referensi sudut secara akurat dan stabil merupakan salah satu aspek penting dalam kinerja sistem *steering*. Penelitian mengenai *steer-by-wire* juga menunjukkan bahwa perubahan kondisi jalan, gangguan eksternal, dan ketidakpastian mekanis dapat memengaruhi kemampuan sistem dalam mempertahankan sudut kemudi yang diperintahkan [4].

Pada kendaraan otonom, sistem tingkat atas menghasilkan perintah gerak berdasarkan hasil persepsi, lokalisasi, dan perencanaan lintasan [3]. Perintah tersebut selanjutnya diterjemahkan menjadi referensi sudut *steering* yang harus direalisasikan oleh aktuator [4]. Pada penelitian ini, proses pembentukan lintasan dan referensi oleh sistem tingkat atas tidak menjadi fokus pembahasan. Penelitian difokuskan pada kemampuan aktuator *steering* dalam mengubah referensi sudut yang diterima menjadi posisi aktual roda kemudi.

Pengendalian posisi *steering* menggunakan prinsip kendali tertutup (*closed-loop control*). Posisi aktual diperoleh melalui sensor posisi, kemudian dibandingkan dengan posisi referensi untuk menghasilkan *Error* posisi. Secara matematis, *Error* posisi *steering* dapat dinyatakan sebagai [4]:

$$e\theta(t) = \theta_{ref}(t) - \theta_{actual}(t) \quad (2.1)$$

Dengan :

$e\theta(t)$ = Error posisi *steering* (°)

$\theta_{ref}(t)$ = sudut *steering* referensi (°)

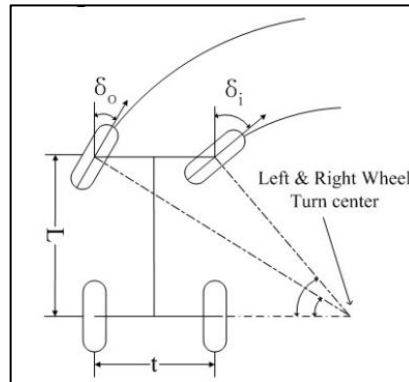
$\theta_{actual}(t)$ = sudut *steering* aktual hasil umpan balik (°)

Error tersebut digunakan oleh pengendali posisi untuk menghasilkan aksi koreksi agar posisi aktual mengikuti posisi referensi. Sistem *steer-by-wire* berbasis umpan balik posisi telah digunakan untuk mempertahankan kemampuan *position tracking* pada berbagai kondisi operasi, termasuk ketika kendaraan berada pada kecepatan rendah atau diam dan ketika beban mekanis sistem kemudi berubah akibat kondisi jalan [13].

Pada sistem yang dikembangkan dalam penelitian ini, posisi aktual *steering* diperoleh dari *encoder* incremental yang terpasang pada aktuator motor BLDC. Error posisi diproses oleh pengendali posisi untuk menghasilkan referensi arus pembentuk torsi, sedangkan pengendalian arus motor direalisasikan menggunakan *Field Oriented Control* (FOC). Dengan demikian, kinerja sistem *steering* ditentukan oleh kemampuan sistem dalam mencapai posisi yang diperintahkan, mempertahankan posisi, memberikan respons yang konsisten, serta tetap bekerja ketika terdapat perubahan beban mekanis.

2.3.1 Geometri *Steering Ackermann*

Geometri Ackermann merupakan prinsip geometri kemudi yang mengatur hubungan antara sudut roda depan bagian dalam dan roda depan bagian luar ketika kendaraan melakukan manuver berbelok yang ditunjukkan pada **Gambar 2.2**. Roda bagian dalam bergerak pada lintasan dengan radius yang lebih kecil dibandingkan dengan roda bagian luar, sehingga membutuhkan sudut kemudi yang lebih besar. Pada kondisi ideal, perpanjangan arah roda yang berbelok mengarah pada pusat putar sesaat atau *Instantaneous Center of Rotation* (ICR) yang sama sehingga roda dapat mendekati kondisi *pure rolling* dan mengurangi terjadinya slip lateral [14].



Gambar 2. 2 Geometri Steering Ackerman [14]

Berdasarkan **Gambar 2.2**, hubungan ideal antara sudut roda bagian dalam dan roda bagian luar berdasarkan kondisi geometri Ackerman dapat dinyatakan sebagai [15]:

$$\cot\delta_{out} - \cot\delta_{in} = \frac{T}{L} \quad (2.2)$$

dengan:

δ_{in} = sudut roda bagian dalam ($^\circ$),

δ_{out} = sudut roda bagian luar ($^\circ$),

T = *track width* atau jarak antara roda kiri dan kanan (m), dan

L = *wheelbase* atau jarak antara sumbu roda depan dan roda belakang (m).

Hubungan tersebut menunjukkan bahwa sudut roda bagian dalam lebih besar daripada sudut roda bagian luar ketika kendaraan berbelok. Perbedaan sudut tersebut diperlukan karena kedua roda mengikuti radius lintasan yang berbeda terhadap ICR. Prinsip Ackermann telah digunakan pada kendaraan dengan sistem kemudi elektrik maupun independen untuk menentukan hubungan sudut roda berdasarkan geometri kendaraan [14].

Pada penelitian ini, geometri Ackermann digunakan sebagai dasar teoritis untuk menjelaskan hubungan mekanis antara perubahan posisi sistem *steering* dan perubahan arah roda kendaraan. Penelitian ini tidak mengevaluasi kesesuaian mekanisme kemudi terhadap kondisi Ackermann ideal, karena fokus pengujian diarahkan pada kinerja kendali posisi aktuator motor BLDC.

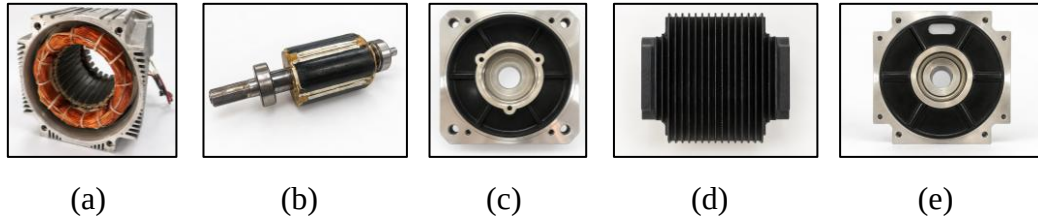
2.4 Motor *Brushless Direct Current* (BLDC)

Motor *Brushless Direct Current* (BLDC) merupakan motor listrik dengan rotor magnet permanen dan kumparan stator yang umumnya disusun dalam sistem tiga fasa. BLDC dipilih sebagai aktuator *steering* pada penelitian ini karena karakteristiknya sesuai dengan kebutuhan pengendalian posisi dan torsi pada mekanisme kemudi. Sistem *steering* membutuhkan aktuator yang dapat melakukan perubahan arah secara berulang, mempertahankan posisi pada sudut referensi, serta menghasilkan torsi sesuai dengan beban mekanis yang diterima oleh roda. Oleh karena itu, motor tidak hanya dituntut dapat berputar, tetapi juga harus dapat dikendalikan secara *closed-loop* berdasarkan posisi aktual *steering*. Dibandingkan motor DC *brushed*, motor BLDC tidak menggunakan *brush* dan komutator mekanis, melainkan menggunakan proses komutasi secara elektronik. Kondisi tersebut mengurangi keausan akibat kontak mekanis dan mendukung pengoperasian motor secara berulang. Proses komutasi dilakukan secara elektronik melalui inverter dengan mengatur tegangan atau arus pada masing-masing fasa berdasarkan informasi posisi rotor. Konfigurasi tersebut memungkinkan motor BLDC memiliki efisiensi tinggi, kepadatan daya yang baik, respons dinamis yang cepat, serta kebutuhan perawatan yang relatif rendah [5]. Struktur motor BLDC ditunjukkan pada **Gambar 2.3**.

Karakteristik tersebut menyebabkan motor BLDC banyak digunakan pada aplikasi yang membutuhkan respons gerak cepat dan pengendalian yang presisi, seperti kendaraan listrik, robotika, otomasi industri, serta sistem servo. Dalam penerapan kendali vektor, BLDC dapat dikendalikan menggunakan *Field Oriented Control* (FOC) untuk mengatur komponen arus pembentuk fluks dan torsi secara terpisah sehingga respons motor dapat dibuat lebih halus dan *torque ripple* dapat dikurangi [5][6].

Pada penelitian ini, motor BLDC digunakan sebagai aktuator pada mekanisme *steering Autonomous Delivery Vehicle*. Motor menerima perintah kendali posisi dan menghasilkan torsi untuk mengubah serta mempertahankan sudut *steering* sesuai nilai referensi. Motor yang digunakan berasal dari unit Segway-Ninebot dan

dikendalikan menggunakan *hoverboard controller* berbasis STM32F103RCT6 dengan metode FOC.



Gambar 2.3 Struktur Motor BLDC yang Terdiri dari Stator, Rotor, Magnet Permanen, dan Komponen Mekanik Pendukung

Gambar 2.3 menunjukkan struktur umum motor BLDC yang terdiri atas stator, rotor, kumparan, magnet permanen, poros, serta bagian mekanis pendukung lainnya. Stator berfungsi menghasilkan medan magnet ketika dialiri arus listrik, sedangkan rotor yang mengandung magnet permanen bergerak akibat interaksi dengan medan magnet yang dihasilkan oleh stator [5][16].

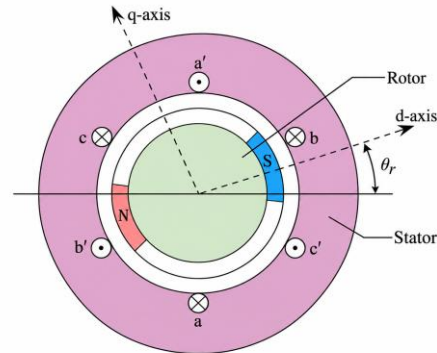
2.4.1 Prinsip kerja motor BLDC

Motor BLDC bekerja berdasarkan interaksi antara medan magnet yang dibangkitkan oleh kumparan stator dan medan magnet permanen pada rotor ditunjukkan pada **Gambar 2.4**. Ketika arus dialirkan pada kumparan stator, terbentuk medan magnet dengan arah yang berubah sesuai pola pengaktifan fasa. Interaksi medan magnet stator dan rotor menghasilkan torsi elektromagnetik yang menyebabkan rotor bergerak mengikuti medan magnet stator [5].

Proses komutasi motor BLDC dilakukan secara elektronik menggunakan inverter tiga fasa. Tegangan pada masing-masing fasa diatur sesuai posisi rotor sehingga medan magnet stator dapat terus menghasilkan torsi pada arah yang dikehendaki. Metode komutasi konvensional seperti *six-step* relatif sederhana, tetapi memiliki karakteristik *torque ripple* yang lebih besar dibandingkan dengan FOC pada kondisi tertentu. Oleh karena itu, FOC banyak digunakan pada aplikasi yang membutuhkan pengendalian motor yang lebih halus dan responsif [6].

Pada aplikasi *steering*, motor bekerja pada rentang gerak terbatas, mengalami perubahan arah berulang, serta harus mampu menghasilkan torsi pada kecepatan rendah dan mempertahankan posisi ketika terdapat beban mekanis. Karena itu, informasi posisi rotor dan pengendalian arus pembentuk torsi menjadi penting. Pada

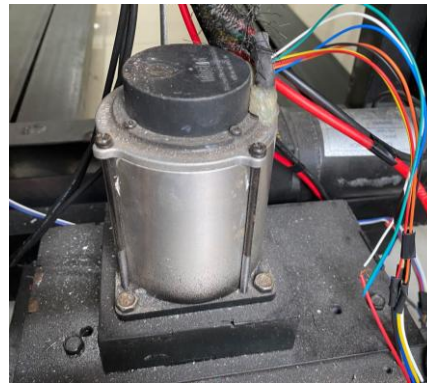
sistem penelitian ini, informasi posisi diperoleh dari *encoder* incremental, sedangkan pengaturan torsi direalisasikan melalui komponen arus sumbu q pada FOC.



Gambar 2. 4 Struktur dan Orientasi Medan Magnet Pada Motor BLDC [17]

2.4.2 Spesifikasi Motor BLDC

Motor BLDC yang digunakan pada penelitian ini berasal dari unit *steering* Segway-Ninebot dan difungsikan sebagai aktuator pada sistem *steering Autonomous Delivery Vehicle*.



Gambar 2. 5 BLDC Segway Ninebot
(Sumber: Analisis Penulis, 2026)

Berdasarkan identifikasi pada unit penelitian, motor memiliki nomor komponen P/N 01.10.1013.00. Motor dihubungkan ke *controller hoverboard* melalui tiga jalur fasa, sedangkan informasi posisi rotor diperoleh menggunakan sensor *encoder* incremental. Spesifikasi motor BLDC Segway-Ninebot yang digunakan pada penelitian ditunjukkan pada **Tabel 2.2**.

Tabel 2. 2 Spesifikasi Motor BLDC Segway-Ninebot

Parameter	Spesifikasi/Keterangan
Jenis Motor	<i>Brushless Direct Current</i>

Parameter	Spesifikasi/Keterangan
Produsen/Unit asal	Segway-Ninebot
Part Number	01.10.1013.00
Fungsi	Aktuator <i>steering</i> ADV
Jumlah fasa	3 fasa
Jalur fasa	U, V, W
Sensor Posisi	Encoder incremental kanal A/B
Controller	Hoverboard Controller berbasis STM32F103RCT6
Metode Kendali	FOC dengan SVPWM

Berdasarkan **Tabel 2.2**, Motor BLDC Segway-Ninebot digunakan sebagai aktuator utama pada mekanisme *steering*. Motor menerima suplai dari baterai, sedangkan besar dan arah torsi motor dikendalikan menggunakan metode FOC sesuai dengan kebutuhan perubahan posisi sudut kemudi [7][10].

2.4.3 Model matematis motor BLDC

Model matematis motor BLDC digunakan untuk menjelaskan hubungan antara besaran elektrik dan torsi elektromagnetik yang dihasilkan motor. Pada implementasi *Field Oriented Control*, variabel motor ditransformasikan ke kerangka koordinat berputar d-q sehingga komponen arus yang berkaitan dengan fluks dan torsi dapat dikendalikan secara terpisah. Pendekatan d-q banyak digunakan dalam sistem kendali posisi motor berbasis FOC karena mempermudah pengaturan torsi elektromagnetik melalui komponen arus sumbu-q [7], [16].

Torsi elektromagnetik motor magnet permanen pada kerangka koordinat d-q dapat dinyatakan sebagai [7], [16]:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q \quad (2.3)$$

dengan:

T_e = torsi elektromagnetik motor (N.m)

P = jumlah pasangan kutub motor

ψ_f = fluks magnet permanen rotor (Wb)

L_d = induktansi sumbu-d (H)

L_q = induktansi sumbu-q (H)

i_d = arus pada sumbu-d (A)

i_q = arus pada sumbu-q (A)

Persamaan tersebut merupakan bentuk umum torsi motor magnet permanen pada kerangka d-q. Komponen pertama berkaitan dengan interaksi fluks magnet permanen dan arus i_q , sedangkan komponen $(L_d - L_q)i_d i_q$ merupakan komponen torsi reluktansi. Pada motor dengan saliensi kecil sehingga [18]:

$$L_d \approx L_q \quad (2.4)$$

komponen torsi reluktansi menjadi kecil. Dalam implementasi FOC pada penelitian ini, referensi arus sumbu-d ditetapkan:

$$i_d = 0 \quad (2.5)$$

sehingga torsi elektromagnetik terutama ditentukan oleh komponen arus sumbu-q. Persamaan torsi kemudian dapat disederhanakan menjadi [4], [7]:

$$T_e \approx \frac{3}{2} p \psi f i_q \quad (2.6)$$

hubungan antara torsi dan arus sumbu-q selanjutnya dapat dituliskan secara umum sebagai:

$$T_e \approx K_t i_q \quad (2.7)$$

Dengan K_t merupakan konstanta torsi motor (N·m/A). Konsep tersebut juga sesuai dengan sistem kendali posisi BLDC berbasis FOC, di mana komponen arus q digunakan sebagai variabel utama pembentuk torsi, sedangkan arus d dijaga mendekati nol [7].

Pada sistem *steering* yang dikembangkan, selisih antara sudut referensi dan sudut aktual diproses oleh pengendali posisi untuk menghasilkan referensi arus sumbu-q i_q . Referensi tersebut menjadi masukan bagi loop arus FOC untuk menghasilkan torsi motor yang diperlukan. Dengan demikian, pengendali posisi tidak memberikan perintah *duty cycle* secara langsung kepada motor, tetapi menghasilkan kebutuhan torsi dalam bentuk referensi arus sumbu-q.

Secara konseptual, hubungan antara kendali posisi dan pembentukan torsi dapat dinyatakan sebagai:

$$e_\theta \rightarrow PI \text{ posisi} \rightarrow i_q \rightarrow FOC \rightarrow T_e \rightarrow \theta_{actual} \quad (2.8)$$

2.5 Sensor *Encoder* Incremental Kuadratur

Encoder incremental merupakan sensor posisi yang menghasilkan pulsa digital saat poros berputar. Pada sistem servo dan penggerak motor, *encoder* incremental banyak digunakan untuk memperoleh informasi posisi dan kecepatan rotor secara real time. Informasi tersebut kemudian digunakan sebagai umpan balik pada sistem kendali tertutup untuk menentukan kondisi aktual aktuator [8].

Encoder incremental kuadratur umumnya mempunyai dua kanal keluaran, yaitu kanal A dan kanal B, yang memiliki perbedaan fasa sekitar 90° elektrik. Hubungan fasa kedua sinyal tersebut memungkinkan sistem kendali menentukan jumlah perpindahan serta arah putaran poros. Dengan melakukan pencacahan terhadap perubahan logika kedua kanal, posisi relatif rotor dapat diperoleh dengan resolusi yang lebih tinggi dibandingkan dengan pencacahan satu kanal saja [8].

Pada penelitian ini, *encoder* incremental kanal A/B digunakan sebagai sensor posisi pada motor BLDC *steering*. Informasi *encoder* digunakan untuk menentukan posisi aktual aktuator sehingga dapat dibandingkan dengan referensi posisi pada loop kendali tertutup. Selain sebagai umpan balik posisi mekanik, informasi posisi rotor yang diperoleh dari *encoder* digunakan dalam proses pembentukan sudut elektrik yang diperlukan pada transformasi Park dalam metode FOC [8], [10].

2.5.1 Prinsip *Encoder* Kanal A/B

Encoder incremental kuadratur merupakan sensor posisi yang menghasilkan dua sinyal digital utama, yaitu kanal A dan kanal B. Kedua kanal tersebut memiliki perbedaan fasa sekitar 90° , sehingga hubungan fasa antara kanal A dan kanal B dapat digunakan untuk menentukan arah putaran poros. Selain itu, perubahan logika pada kedua kanal dapat dihitung untuk memperoleh informasi perpindahan posisi rotor [19].

Resolusi *encoder* pada umumnya dinyatakan dalam *Pulse Per Revolution* (PPR), yaitu jumlah pulsa yang dihasilkan dalam satu putaran poros. Pada proses pembacaan *encoder*, peningkatan resolusi dapat dilakukan dengan menghitung sisi naik maupun sisi turun dari sinyal *encoder*. Apabila hanya satu sisi dari satu kanal yang dihitung, faktor resolusi bernilai satu. Apabila sisi naik dan sisi turun dari satu kanal digunakan, faktor resolusi menjadi dua. Sementara itu, apabila sisi naik dan

sisi turun dari kedua kanal A dan B dihitung, faktor resolusi menjadi empat dan dikenal sebagai metode *quadrature decoding* x4 [19].

Dengan metode *quadrature decoding* x4, hubungan antara PPR dan jumlah *count* per putaran dapat dinyatakan sebagai [20]:

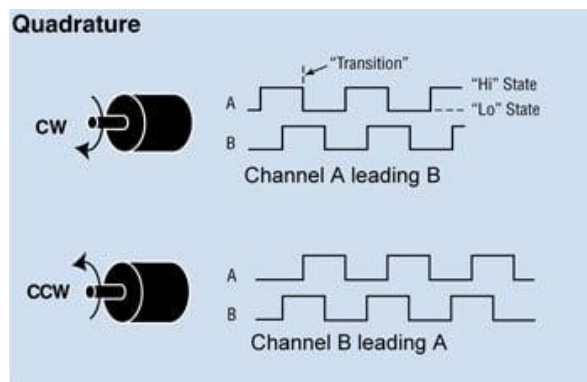
$$CPR = 4PPR \quad (2.9)$$

dengan:

CPR = *Counts Per Revolution*, dan

PPR = *Pulses Per Revolution*

Penggunaan kedua kanal juga memungkinkan arah putaran ditentukan berdasarkan urutan perubahan logika kanal A dan kanal B. Oleh karena itu, *encoder* kuadratur dapat digunakan tidak hanya untuk menghitung perpindahan posisi, tetapi juga untuk membedakan arah putaran aktuator [19].



Gambar 2. 6 Bentuk Gelombang *Encoder* Kuadratur Kanal A dan B [21]

Gambar 2.6 menunjukkan hubungan sinyal kanal A dan kanal B pada *encoder* kuadratur. Perbedaan fasa 90° menyebabkan perubahan keadaan logika yang berbeda untuk arah putaran searah jarum jam maupun berlawanan arah jarum jam [21].

Pada penelitian ini, *encoder* incremental kanal A/B digunakan sebagai sensor posisi pada aktuator motor BLDC *steering*. Informasi hasil pencacahan *encoder* digunakan untuk menentukan posisi aktual motor dan selanjutnya menjadi umpan balik pada sistem kendali posisi.

2.5.2 Konversi *Count Encoder* menjadi Sudut *Steering*

Sinyal *incremental encoder* menghasilkan informasi posisi dalam bentuk jumlah pulsa atau *count*. Agar dapat digunakan pada sistem kendali posisi, nilai

count tersebut perlu dikonversikan menjadi posisi sudut mekanis. Posisi mekanik rotor dapat diperoleh berdasarkan perbandingan antara nilai pencacahan *encoder* dan jumlah pulsa dalam satu putaran rotor [22].

Secara umum, hubungan antara *Count encoder* dan sudut mekanik dapat dinyatakan sebagai [8]:

$$\theta_m = \frac{C}{N} \times 360^\circ \quad (2.15)$$

dengan:

θ_m = sudut mekanik rotor ($^\circ$),

C = nilai *count*, dan

N = jumlah *count encoder* dalam satu putaran

Pada sistem *steering*, posisi nol *encoder* tidak selalu sama dengan posisi lurus roda kendaraan. Oleh karena itu, diperlukan nilai referensi posisi tengah atau *center count* untuk mendefinisikan titik nol pada sistem *steering*. Berdasarkan prinsip konversi *count* ke posisi sudut tersebut, hubungan posisi *steering* terhadap titik tengah pada penelitian ini dapat dinyatakan sebagai:

$$\theta_{steer} = K_{enc}(C - C_{center}) \quad (2.10)$$

dengan:

θ_{steer} = sudut *steering* aktual ($^\circ$)

K_{enc} = faktor konversi *count* terhadap sudut ($^\circ/\text{count}$),

C = *count encoder* aktual,

C_{center} = *count* ketika mekanisme *steering* berada pada posisi tengah.

Nilai K_{enc} dipengaruhi oleh resolusi *encoder* serta hubungan mekanis antara putaran motor dan mekanisme kemudi. Oleh karena itu, nilai tersebut perlu ditentukan melalui proses identifikasi atau kalibrasi pada sistem aktual.

Pada penelitian ini, nilai hasil pembacaan *encoder* digunakan untuk memperoleh posisi aktual *steering*. Posisi aktual tersebut selanjutnya dibandingkan dengan sudut referensi untuk menghasilkan *Error* posisi yang digunakan oleh pengendali posisi.

2.5.3 Hubungan Sudut Mekanik dan Sudut Elektrik

Pada penerapan *Field Oriented Control* (FOC), informasi posisi rotor tidak hanya digunakan sebagai posisi mekanik, tetapi juga diperlukan untuk menentukan sudut elektrik rotor. Sudut elektrik digunakan sebagai dasar transformasi koordinat pada sistem FOC sehingga komponen arus stator dapat direpresentasikan pada sumbu d dan q [7][10].

Hubungan antara sudut mekanik dan sudut elektrik dapat dinyatakan sebagai [22]:

$$\theta_e = p\theta_m \quad (2.11)$$

dengan:

θ_e = sudut elektrik rotor (rad),

θ_m = sudut mekanik rotor (rad),

p = jumlah pasangan kutub motor.

Dalam implementasi aktual, posisi nol mekanik *encoder* belum tentu langsung berimpit dengan posisi nol elektrik rotor. Oleh karena itu, diperlukan proses penyalarsan atau penentuan offset antara referensi *encoder* dan referensi elektrik rotor. Dengan memperhitungkan offset tersebut, hubungan sudut mekanik dan sudut elektrik dapat dituliskan secara umum sebagai [10]:

$$\theta_e = p\theta_m + \theta_{offset} \quad (2.12)$$

Ketepatan sudut elektrik sangat penting karena kesalahan referensi posisi rotor dapat menyebabkan orientasi sumbu d-q tidak sesuai dengan posisi medan rotor. Proses *zero-setting* diperlukan agar posisi rotor hasil *encoder* dapat digunakan secara tepat dalam sistem kendali motor [22].

Pada penelitian ini, *encoder* incremental digunakan untuk memperoleh informasi posisi mekanik rotor motor *steering*. Setelah proses sinkronisasi dan kalibrasi, posisi mekanik tersebut digunakan untuk membentuk sudut elektrik yang diperlukan pada proses FOC. Sementara itu, nilai posisi mekanik yang telah dikonversikan terhadap mekanisme kemudi digunakan sebagai umpan balik pada loop kendali posisi [7].

2.6 Field Oriented Control (FOC)

Field Oriented Control (FOC) atau *vector control* merupakan metode pengendalian motor yang mengubah besaran arus tiga fasa ke dalam kerangka

koordinat berputar yang mengikuti posisi medan magnet rotor. Melalui transformasi koordinat, arus motor dapat dipisahkan menjadi komponen sumbu-d dan sumbu q. Komponen arus sumbu d berkaitan dengan pembentukan fluks, sedangkan komponen arus sumbu-q berperan utama dalam pembentukan torsi elektromagnetik motor [10].

Pada implementasi FOC, arus tiga fasa motor terlebih dahulu diperoleh melalui rangkaian *current sensing*. Arus tersebut kemudian diubah dari koordinat tiga fasa a-b-c menjadi koordinat stasioner $\alpha - \beta$ menggunakan transformasi Clarke. Selanjutnya, transformasi Park digunakan untuk mengubah komponen $\alpha - \beta$ menjadi komponen d-q dengan memanfaatkan informasi sudut elektrik rotor. Nilai i_d dan i_q kemudian dibandingkan dengan nilai referensinya dan diproses menggunakan pengendali PI untuk menghasilkan tegangan referensi v_d dan v_q . Tegangan tersebut selanjutnya dikembalikan ke kerangka stasioner melalui transformasi invers Park sebelum digunakan dalam proses SVPWM [10].

Pada penelitian ini, FOC digunakan sebagai loop pengendalian arus pada motor BLDC yang berfungsi sebagai aktuator *steering*. Referensi arus sumbu-d ditetapkan sebesar:

$$i_d = 0 \quad (2.13)$$

Sedangkan referensi arus sumbu-q i_q digunakan sebagai komponen utama pembentukan torsi motor. Nilai i_q diperoleh dari keluaran pengendali posisi *steering* dan kemudian direalisasikan oleh loop arus FOC. Konsep serupa juga digunakan pada sistem kendali posisi BLDC berbasis FOC, di mana kebutuhan torsi dari loop posisi diterjemahkan menjadi referensi arus pada sumbu-q [7].

Dibandingkan dengan metode komutasi *six-step*, FOC memiliki karakteristik pengendalian yang lebih baik pada aplikasi yang membutuhkan torsi lebih halus karena komponen arus dapat dikendalikan berdasarkan orientasi medan rotor. Penelitian komparatif menunjukkan adanya perbedaan karakteristik *torque ripple* dan rugi daya antara metode *six-step* dan FOC [6].

2.6.1 Konsep Dasar FOC

Prinsip dasar FOC adalah mengubah besaran arus motor yang semula berada dalam sistem tiga fasa menjadi komponen dua sumbu yang berputar mengikuti

posisi rotor. Pada kerangka koordinat d-q, komponen arus dapat direpresentasikan sebagai besaran yang relatif konstan pada kondisi tunak sehingga lebih mudah dikendalikan menggunakan pengendali PI [10].

Secara umum, aliran pengolahan arus pada FOC dapat direpresentasikan sebagai:

$$i_a, i_b, i_c \rightarrow \text{Transformasi Clarke} \rightarrow i_\alpha, i_\beta \quad (2.14)$$

$$\rightarrow \text{Transformasi Park} \rightarrow i_d, i_q \quad (2.15)$$

$$\rightarrow \text{PI arus } d - q \rightarrow v_d, v_q \quad (2.16)$$

$$\rightarrow \text{Invers Park} \rightarrow v_\alpha, v_\beta \rightarrow \text{SVPWM} \rightarrow \text{Inverter 3 fasa} \quad (2.17)$$

Transformasi Clarke digunakan untuk mengubah besaran arus tiga fasa menjadi dua komponen ortogonal pada kerangka stasioner. Selanjutnya, transformasi Park mengubah kedua komponen tersebut ke dalam kerangka koordinat yang berputar mengikuti rotor. Setelah arus d dan q dikendalikan, tegangan keluaran pengendali PI ditransformasikan kembali sebelum direalisasikan menggunakan SVPWM [10].

Pada motor magnet permanen, nilai referensi id dapat ditetapkan sebesar nol sehingga komponen arus stator lebih diarahkan untuk menghasilkan torsi melalui sumbu q. Implementasi FOC BLDC, referensi arus fluks id ditetapkan nol, sedangkan komponen iq digunakan sebagai variabel pembentuk torsi [10].

2.6.2 Pengukuran dan Rekonstruksi Arus Fasa

Metode *Field Oriented Control* memerlukan informasi arus fasa motor sebagai umpan balik pada loop kendali arus. Arus fasa digunakan dalam proses transformasi Clarke dan Park untuk memperoleh komponen arus pada sumbu-d dan sumbu-q. Pada sistem penggerak motor tiga fasa, jumlah sensor arus dapat dikurangi dengan memanfaatkan hubungan antara arus masing-masing fasa dan melakukan rekonstruksi terhadap arus yang tidak diukur secara langsung. Penelitian mengenai rekonstruksi arus pada motor magnet permanen juga menunjukkan bahwa informasi arus beberapa fasa dapat diperoleh dari hasil pengukuran yang terbatas dengan memanfaatkan hubungan arus tiga fasa [23].

Pada sistem tiga fasa tanpa penghantar netral berlaku hubungan:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.18)$$

sehingga apabila arus fasa a dan fasa b telah diketahui, arus fasa c dapat direkonstruksi menggunakan:

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (2.19)$$

dengan:

i_a = arus fasa a (A)

i_b = arus fasa b (A)

i_c = arus fasa c hasil rekonstruksi (A)

Hubungan tersebut memungkinkan salah satu arus fasa direkonstruksi dari dua arus lainnya. Prinsip serupa digunakan dalam penelitian rekonstruksi arus motor tiga fasa, yaitu arus fasa yang tidak tersedia dihitung berdasarkan hubungan antara arus fasa motor [23].

Pada sistem berbasis mikrokontroler, sinyal arus hasil *current sensing* dikonversikan menjadi data digital menggunakan *Analog-to-Digital Converter* (ADC). Nilai ADC yang terbaca pada kondisi tidak terdapat arus belum tentu bernilai nol akibat adanya offset pada rangkaian pengukuran. Oleh karena itu, nilai offset perlu dikurangkan sebelum hasil pengukuran digunakan pada algoritma kendali. Secara umum, nilai arus hasil pembacaan ADC dapat dinyatakan sebagai [24]:

$$i_x = K_I(ADC_x - ADC_{offset,x}) \quad (2.20)$$

dengan:

i_x = arus hasil konversi pada fasa x (A)

ADC_x = nilai ADC hasil pengukuran,

$ADC_{offset,x}$ = nilai ADC pada kondisi arus nol, dan

K_I = faktor konversi nilai ADC menjadi arus.

Ketepatan proses pengukuran dan rekonstruksi arus menjadi penting karena nilai tersebut selanjutnya digunakan sebagai masukan transformasi koordinat dan umpan balik pada pengendali PI arus. Pada sistem penelitian ini, dua komponen arus fasa diperoleh melalui rangkaian *current sensing*, sedangkan arus fasa lainnya direkonstruksi berdasarkan hubungan arus tiga fasa sebelum digunakan pada proses FOC [25].

2.6.3 Transformasi Clarke

Transformasi Clarke digunakan untuk mengubah besaran arus tiga fasa pada kerangka a–b–c menjadi dua komponen arus pada kerangka koordinat stasioner α – β . Transformasi tersebut menyederhanakan representasi sistem tiga fasa menjadi dua komponen ortogonal sehingga dapat digunakan pada tahapan transformasi berikutnya dalam sistem FOC. Transformasi Clarke sebagai bagian dari proses perubahan besaran tiga fasa menjadi dua komponen pada sistem kendali motor magnet permanen [26].

Secara umum, transformasi Clarke dapat dinyatakan dalam bentuk matriks sebagai [26]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

untuk kondisi tiga fasa seimbang dengan:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.22)$$

sehingga transformasi Clarke dapat dituliskan sebagai:

$$i_\alpha = i_a \quad (2.23)$$

dan

$$i_\beta = \frac{i_\alpha}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \quad (2.24)$$

dengan:

i_a = arus fasa a (A)

i_β = arus pada sumbu β (A)

$i_a + i_b + i_c$ = arus pada sumbu α (A)

Transformasi Clarke menghasilkan vektor arus pada kerangka koordinat yang tetap terhadap stator. Bentuk matriks transformasi tiga fasa menjadi koordinat α – β juga digunakan pada pemodelan motor listrik untuk menyederhanakan besaran tiga fasa menjadi dua komponen orthogonal [10].

Nilai i_α selanjutnya i_β menjadi masukan bagi transformasi Park untuk memperoleh komponen arus pada kerangka koordinat yang berputar mengikuti medan rotor [27].

2.6.4 Transformasi Park

Transformasi Park digunakan untuk mengubah besaran pada kerangka koordinat stasioner α - β menjadi besaran pada kerangka koordinat berputar d-q. Kerangka d-q berputar mengikuti posisi elektrik rotor sehingga komponen arus yang sebelumnya berubah terhadap posisi rotor dapat direpresentasikan menjadi besaran yang relatif konstan pada kondisi tunak [26] .

Hubungan transformasi Park dapat dinyatakan sebagai berikut [26]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

atau dalam bentukan persamaan

$$i_d = i_\alpha \cos\theta_e + i_\beta \sin\theta_e \quad (2.26)$$

dan

$$i_q = -i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e \quad (2.27)$$

dengan:

i_d = arus sumbu-d (A)

i_q = arus sumbu-q (A)

i_β = arus pada sumbu β (A)

i_α = arus pada sumbu α (A)

θ_e = sudut elektrik rotor (rad)

Transformasi Park menggunakan sudut elektrik rotor untuk menyelaraskan kerangka d-q dengan posisi medan rotor. Oleh karena itu, ketepatan nilai θ_e berpengaruh terhadap pemisahan komponen arus d dan q pada proses FOC [27].

Pada penelitian ini, referensi arus pada sumbu-d ditetapkan sebesar:

$$i_d = 0 \quad (2.28)$$

sedangkan referensi arus pada sumbu-q:

$$i_q$$

digunakan sebagai komponen utama dalam menghasilkan torsi motor. Nilai aktual i_d dan i_q selanjutnya dibandingkan dengan nilai referensinya sebagai masukan pengendali PI arus [7].

2.6.5 Pengendali PI Arus d-q

Pengendali *Proportional-Integral* (PI) digunakan pada loop arus FOC untuk mengatur arus pada sumbu d dan sumbu q agar mengikuti nilai referensi yang diberikan. Sistem FOC pada motor magnet permanen umumnya menggunakan loop kendali arus d-q sebagai loop bagian dalam. Struktur FOC, loop bagian dalam mengendalikan arus d dan q menggunakan pengendali PI [28].

Error arus pada sumbu-d dan sumbu-q dapat dinyatakan sebagai

$$e_d = i_d - i_{d_r} \quad (2.29)$$

dan

$$e_q = i_q - i_{q_r} \quad (2.30)$$

dengan e_d dan e_q merupakan *Error* arus pada masing-masing sumbu.

Keluaran pengendali PI pada sumbu-d dinyatakan sebagai

$$V_d = K_{pd}e_d + K_{id} \int e_d dt \quad (2.31)$$

sedangkan pengendali PI pada sumbu-q dinyatakan sebagai

$$V_q = K_{pq}e_q + K_{iq} \int e_q dt \quad (2.32)$$

dengan:

V_d = referensi tegangan sumbu-d (V),

V_q = referensi tegangan sumbu-q (V)

K_{pd} = gain proporsional PI arus sumbu-d,

K_{id} = gain integral PI arus sumbu-d

K_{pq} = gain proporsional PI arus sumbu-q, dan

K_{iq} = gain integral PI arus sumbu-q

Komponen proporsional memberikan respons berdasarkan besar *Error* yang terjadi, sedangkan komponen integral mengakumulasi *Error* terhadap waktu sehingga dapat mengurangi *Error* keadaan tunak. Struktur PI pada loop arus d-q digunakan secara luas dalam sistem penggerak motor magnet permanen [28].

Pada implementasi nyata, tegangan keluaran pengendali tidak dapat meningkat tanpa batas karena dibatasi oleh tegangan DC bus dan kemampuan inverter. Ketika keluaran pengendali mencapai batas saturasi, komponen integral

masih dapat terus terakumulasi sehingga terjadi fenomena *integrator windup*. Struktur kendali konvensional motor magnet permanen menggunakan dua pengendali PI pada loop arus d-q dan bahwa kondisi saturasi membutuhkan mekanisme *anti-windup* agar kinerja pengendali tidak mengalami penurunan [29].

Oleh karena itu, mekanisme *anti-windup* digunakan untuk membatasi akumulasi komponen integral ketika keluaran pengendali mencapai batas yang ditentukan. Pada penelitian ini, pengendali PI arus d-q digunakan untuk menghasilkan tegangan referensi berdasarkan perbedaan antara arus aktual dan arus referensi [24].

2.6.6 Transformasi Invers Park

Transformasi invers Park digunakan untuk mengubah tegangan referensi pada kerangka berputar d-q kembali menjadi komponen tegangan pada kerangka stasioner α - β . Transformasi ini merupakan proses kebalikan dari transformasi Park dan diperlukan karena keluaran pengendali PI berupa v_d dan v_q , sedangkan proses modulasi SVPWM menggunakan representasi vektor tegangan pada kerangka stasioner [28].

Transformasi invers Park dapat dinyatakan dalam bentuk matriks:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

sehingga diperoleh:

$$V_\alpha = V_d \cos\theta - V_q \sin\theta \quad (2.34)$$

$$V_\beta = V_d \sin\theta + V_q \cos\theta \quad (2.35)$$

dengan:

V_α = referensi tegangan sumbu- α (V)

V_β = referensi tegangan sumbu- β (V)

V_d = keluaran PI arus sumbu-d (V)

V_q = keluaran PI arus sumbu-q (V),

θ = sudut elektrik rotor (rad)

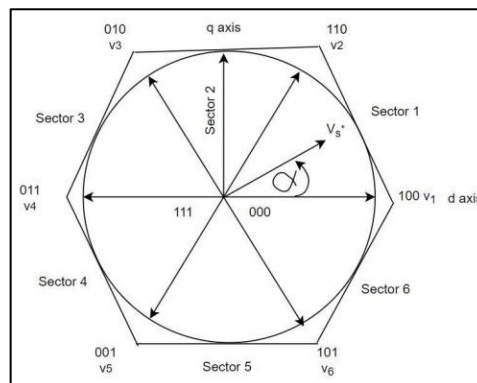
Transformasi invers dari kerangka d-q ke kerangka α - β menggunakan matriks rotasi yang merupakan kebalikan dari transformasi Park [28]. Hasil dari transformasi tersebut selanjutnya digunakan sebagai referensi pada metode *Space*

Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) untuk menghasilkan *duty cycle* pensaklaran inverter tiga fasa.

2.7 Space Vector PWM (SVPWM)

Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) merupakan metode modulasi yang digunakan untuk menghasilkan sinyal pensaklaran pada inverter tiga fasa. Metode ini merepresentasikan tegangan referensi sebagai sebuah vektor pada bidang dua dimensi α - β , sehingga pola pensaklaran inverter dapat ditentukan berdasarkan besar dan arah tegangan yang dibutuhkan oleh motor [30].

Pada dua level yang terdiri atas enam saklar daya, terdapat delapan kemungkinan kombinasi pensaklaran. Enam kombinasi menghasilkan vektor aktif, sedangkan dua kombinasi lainnya menghasilkan vektor nol. Enam vektor aktif tersebut membagi bidang α - β menjadi enam sektor dengan sudut masing-masing sebesar 60° , sedangkan dua vektor nol berada pada titik pusat diagram ruang vektor [9]. Diagram ruang vektor tegangan ditunjukkan pada **Gambar 2.7**.



Gambar 2. 7 Diagram Ruang Vektor Tegangan [30].

Pada setiap periode pensaklaran, vektor tegangan referensi dibentuk dari kombinasi dua vektor aktif yang berdekatan dan vektor nol. Lama waktu pengaktifan masing-masing vektor atau *dwell time* menentukan besar tegangan rata-rata yang dihasilkan selama satu periode pensaklaran. Dengan cara tersebut, SVPWM dapat menghasilkan tegangan keluaran tiga fasa yang mendekati tegangan referensi yang diberikan oleh sistem kendali [30].

Dalam struktur FOC yang digunakan pada penelitian ini, komponen tegangan v_α dan v_β diperoleh dari hasil transformasi invers Park. Kedua komponen tersebut selanjutnya digunakan sebagai referensi vektor tegangan pada algoritma SVPWM

untuk menentukan sektor ruang vektor serta *duty cycle* pada masing-masing fasa inverter. Hubungan antara transformasi koordinat, vektor tegangan, dan pembentukan sinyal modulasi merupakan bagian dari proses pengendalian inverter pada sistem FOC [30].

Secara umum, hubungan masukan dan keluaran SVPWM dapat direpresentasikan sebagai:

$$V_{\alpha}, V_{\beta} \rightarrow SVPWM \rightarrow D_U, D_V, D_W \quad (2.35)$$

dengan D_U, D_V , dan D_W merupakan *duty cycle* untuk masing-masing fasa inverter. Sinyal tersebut digunakan untuk mengendalikan proses pensaklaran inverter tiga fasa sehingga tegangan yang diberikan kepada motor BLDC mengikuti referensi tegangan yang dihasilkan oleh loop FOC [10].

Pada penelitian ini, SVPWM merupakan tahap akhir pembentukan sinyal kendali sebelum inverter tiga fasa. Nilai *duty cycle* yang dihasilkan dibatasi sesuai dengan daerah operasi inverter agar tegangan yang diperintahkan tidak melebihi kemampuan tegangan DC bus. Dengan demikian, SVPWM berfungsi untuk menghubungkan tegangan referensi hasil FOC dengan proses pensaklaran inverter yang menggerakkan motor BLDC.

2.8 Sistem Kendali Posisi Steering

Sistem kendali posisi *steering* merupakan sistem kendali tertutup yang digunakan untuk mengatur posisi aktual mekanisme kemudi agar mengikuti sudut referensi yang diberikan. Pada kendaraan otonom, aktuator *steering* harus mampu merealisasikan perubahan sudut secara akurat karena ketidaksesuaian antara sudut referensi dan sudut aktual dapat menyebabkan arah roda tidak sesuai dengan perintah gerak kendaraan. Selain akurasi, sistem *steering* juga perlu mempertahankan posisi ketika terdapat perubahan beban, gangguan mekanis, maupun perubahan kondisi kontak roda dengan permukaan. Sistem *steer-by-wire* membutuhkan kemampuan *angle tracking* dan ketahanan terhadap gangguan agar sudut aktual dapat mengikuti sudut referensi yang diberikan [26].

Pada penelitian ini, motor BLDC Segway-Ninebot digunakan sebagai aktuator *steering*, sedangkan *incremental encoder* kanal A/B digunakan sebagai sumber umpan balik posisi. Posisi aktual yang diperoleh dari *encoder* dibandingkan

dengan sudut referensi untuk menghasilkan *error* posisi. *Error* tersebut diproses oleh pengendali PI posisi untuk menghasilkan referensi arus sumbu q (i_q). Referensi arus tersebut kemudian direalisasikan oleh loop *Field Oriented Control* (FOC) sehingga motor menghasilkan torsi sesuai kebutuhan perubahan atau penahanan posisi steering.

Struktur pengendalian disusun secara *cascade* dengan loop posisi sebagai loop luar dan loop arus FOC sebagai loop dalam. Struktur kendali motor dengan loop arus pada bagian dalam dan loop mekanik, seperti posisi atau kecepatan, pada bagian luar merupakan konfigurasi yang umum digunakan pada penggerak motor berbasis kendali vector [31].

2.8.1 Error Posisi Steering

Error posisi steering merupakan selisih antara sudut referensi yang diberikan kepada sistem dan sudut aktual yang diperoleh dari sensor *encoder*. Besarnya *error* menunjukkan penyimpangan posisi yang masih harus dikoreksi oleh aktuator. Pada sistem kendali tertutup, *error* dihitung secara kontinu sehingga aksi koreksi dapat diberikan sampai posisi aktual mendekati posisi referensi.

$$e\theta(t) = \theta_{ref}(t) - \theta_{actual}(t) \quad (2.36)$$

$e\theta(t)$ = *Error* posisi steering (°)

$\theta_{ref}(t)$ = sudut referensi steering (°)

$\theta_{actual}(t)$ = sudut aktual steering hasil pembacaan *encoder* (°)

nilai *error* positif atau negatif menunjukkan arah koreksi sesuai dengan konvensi arah *steering* yang digunakan pada sistem. Ketika posisi aktual telah mendekati posisi referensi, nilai $e\theta$ diharapkan mendekati nol. Ketelitian pelacakan sudut merupakan salah satu parameter penting dalam evaluasi sistem *steer-by-wire* [31].

2.8.2 Pengendali PID Posisi (PID dengan $K_d = 0$)

Pengendali *Proportional-Integral-Derivative* (PID) merupakan pengendali yang membentuk sinyal kendali berdasarkan *error* posisi saat ini, akumulasi *error* terhadap waktu, dan laju perubahan *error*. Pada sistem kendali posisi *steering*, *error* diperoleh dari selisih antara sudut referensi dan sudut aktual yang dibaca oleh *encoder* [7].

$$e_{\theta}(t) = \theta_{ref}(t) - \theta_{actual}(t) \quad (2.37)$$

$e_{\theta}(t)$ = *Error* posisi *steering* ($^{\circ}$),

$\theta_{ref}(t)$ = sudut referensi *steering* ($^{\circ}$), dan

$\theta_{actual}(t)$ = sudut aktual hasil pembacaan *encoder* ($^{\circ}$).

Secara umum, keluaran, pengendali PID posisi dapat dinyatakan sebagai:

$$u(t) = K_p e_{\theta} + K_i \int_0^t e_{\theta}(\tau) d\tau + K_d \frac{de_{\theta}(t)}{dt} \quad (2.38)$$

Pada sistem *steering* yang digunakan dalam penelitian ini, keluaran pengendali posisi digunakan untuk membentuk referensi arus sumbu-q, sehingga persamaan tersebut dapat dituliskan menjadi:

$$i_{q,ref}(t) = K_p e_{\theta}(t) + K_i \int_0^t e_{\theta}(\tau) d\tau + K_d \frac{de_{\theta}(t)}{dt} \quad (2.39)$$

dengan:

K_p = gain proporsional

K_i = gain integral

K_d = gain derivative

dan $i_{q,ref}$ merupakan referensi arus sumbu-q yang diberikan kepada *inner current-loop* FOC.

Komponen proporsional memberikan aksi kendali yang sebanding dengan besarnya *error* posisi. Semakin besar nilai K_p , semakin besar koreksi yang diberikan terhadap penyimpangan posisi. Peningkatan K_p dapat mempercepat respons sistem, tetapi nilai yang terlalu besar dapat meningkatkan *overshoot* atau menimbulkan osilasi.

Komponen integral bekerja berdasarkan akumulasi *error* terhadap waktu. Nilai K_i digunakan untuk mengurangi *error* yang masih tersisa pada kondisi tunak. Akan tetapi, nilai K_i yang terlalu besar dapat menyebabkan akumulasi integral yang berlebihan sehingga meningkatkan *overshoot* dan waktu pemulihan.

Komponen derivatif menghasilkan aksi kendali berdasarkan laju perubahan *error*. Nilai K_d dapat digunakan untuk memberikan efek peredaman terhadap perubahan posisi yang terlalu cepat sehingga berpotensi mengurangi *overshoot*. Namun, komponen derivatif juga sensitif terhadap perubahan sinyal yang cepat dan *noise* pada umpan balik posisi.

Pada implementasi akhir sistem *steering* penelitian ini, nilai K_d ditetapkan sebesar nol. Oleh karena itu, persamaan pengendali posisi yang digunakan secara aktual menjadi:

$$i_{q,ref}(t) = K_p e_\theta(t) + K_i \int_0^t e_\theta(\tau) d\tau \quad (2.40)$$

Dengan demikian, struktur pengendali posisi yang digunakan pada implementasi akhir merupakan pengendali PI, sedangkan parameter K_d tetap dicatat dalam konfigurasi untuk menunjukkan bahwa komponen derivatif tidak diaktifkan.

Pada implementasi ini pengendali dinamakan PI karena komponen derivatif dinonaktifkan ($K_d = 0$). Pengujian variasi $K_d = 0, 0,002$, dan $0,004$ tidak menurunkan RMSE posisi ($2,443^\circ$; $2,471^\circ$; $2,594^\circ$), sehingga komponen derivatif tidak dipakai, struktur PID tetap dijelaskan karena K_d dievaluasi pada tahap penalaan.

2.8.3 Arsitektur Cascade Posisi-FOC

Arsitektur *cascade* merupakan struktur kendali bertingkat dengan loop luar dan loop dalam yang memiliki fungsi berbeda. Pada penelitian ini, loop posisi digunakan untuk menentukan kebutuhan torsi berdasarkan *error* posisi, sedangkan loop arus FOC digunakan untuk merealisasikan kebutuhan tersebut melalui pengendalian arus sumbu-d dan sumbu-q [7].

Pada loop posisi, θ_{ref} dibandingkan dengan θ_{actual} untuk menghasilkan e_θ . *Error* tersebut diproses oleh PI posisi menjadi referensi arus i_q . Referensi arus sumbu-d ditetapkan sebesar:

$$i_d = 0 \quad (2.41)$$

Sedangkan i_q digunakan sebagai referensi pembentuk torsi. Nilai i_d dan i_q aktual diperoleh melalui transformasi Clarke dan Park, kemudian dibandingkan dengan referensinya. Keluaran PI arus berupa v_d dan v_q diproses melalui transformasi invers Park dan SVPWM untuk menghasilkan *duty cycle* inverter tiga fasa. Secara konseptual, struktur tersebut dapat dinyatakan sebagai:

$$\theta_{ref} \rightarrow e_\theta \rightarrow PI_{posisi} \rightarrow i_q \rightarrow FOC \rightarrow T_e \rightarrow \theta_{actual} \quad (2.42)$$

Struktur ini tidak menggunakan loop kecepatan sebagai loop utama pengendalian *steering* karena keluaran pengendali posisi secara langsung digunakan sebagai referensi arus sumbu-q untuk loop FOC. Struktur kendali dengan loop arus bagian dalam dan loop posisi pada bagian luar juga digunakan pada penggerak motor berbasis kendali vektor [26].

2.8.4 Saturasi, Anti-Windup, dan Soft Limit

Pada sistem kendali aktual, keluaran pengendali tidak dapat meningkat tanpa batas karena motor, inverter, dan mekanisme *steering* memiliki keterbatasan fisik. Ketika keluaran PI telah mencapai batas saturasi, tetapi komponen integral tetap mengakumulasi *error*, dapat terjadi *integrator windup* yang menyebabkan peningkatan *overshoot* dan waktu pemulihan sistem. Oleh karena itu, sistem kendali perlu dilengkapi pembatasan keluaran dan mekanisme *anti-windup* [32].

Pada loop posisi, referensi arus sumbu-q dibatasi agar tidak melebihi batas operasi aman motor dan inverter. Pembatasan tersebut dapat dinyatakan sebagai:

$$-i_{q, max} \leq i_q \leq i_{q, max} \quad (2.43)$$

Ketika keluaran mencapai batas saturasi, mekanisme anti-windup digunakan untuk mencegah komponen integral terus bertambah ke arah yang memperbesar saturasi. Selain pembatasan arus, referensi posisi *steering* dibatasi menggunakan soft limit untuk mencegah aktuator memaksa mekanisme melewati batas fisiknya. Batas tersebut dinyatakan sebagai [24]:

$$\theta_{min} \leq \theta_{ref} \leq \theta_{max} \quad (2.44)$$

2.9 Controller Hoverboard

Controller hoverboard digunakan sebagai unit utama pengendali motor BLDC pada penelitian ini. Board tersebut telah mengintegrasikan mikrokontroler, rangkaian gate driver, inverter tiga fasa, rangkaian pengukuran arus, rangkaian pengukuran tegangan, dan konektor sensor dalam satu PCB. Oleh karena itu, penelitian ini tidak melakukan perancangan inverter tiga fasa secara terpisah, tetapi memanfaatkan perangkat keras yang tersedia dan melakukan penyesuaian firmware agar controller dapat digunakan sebagai pengendali posisi *steering* berbasis FOC.

Pada konfigurasi penelitian, salah satu kanal motor kiri digunakan untuk mengendalikan *steering*. Jalur sensor yang digunakan adalah *encoder* incremental A/B. sedangkan kanal motor kanan digunakan untuk mengendalikan *speed*. Jalur sensor yang digunakan untuk speed adalah hall sensor.

2.9.1 Mikrokontroler STM32F103RCT6

STM32F103RCT6 merupakan mikrokontroler berbasis ARM Cortex-M3 dengan frekuensi operasi maksimum 72 MHz. Perangkat STM32F103RC memiliki kapasitas Flash 256 kB dan SRAM 48 kB serta menyediakan ADC 12-bit, DMA, USART, timer yang mendukung pembangkitan PWM, dan timer yang dapat digunakan sebagai antarmuka *encoder* incremental kuadratur yang ditunjukkan pada **Tabel 2.3**. Keluarga ini menyediakan timer *motor-control* dengan pembangkitan *dead-time* serta *emergency stop*, sehingga sesuai untuk aplikasi pengendalian motor [33].

Tabel 2. 3 Fungsi Mikrokontroler STM32F103RCT6

Periferal	Fungsi pada Sistem Steering
ADC 12-bit	Membaca sinyal current sensing dan besaran analog pendukung.
Timer motor-control/PWM	Menghasilkan PWM untuk inverter tiga fasa dan penjadwalan proses kendali.
Timer quadrature <i>encoder</i>	Mengolah kanal <i>encoder</i> A/B menjadi count dan arah pergerakan
DMA	Memindahkan data ADC/komunikasi dengan keterlibatan CPU yang lebih kecil.
USART	Komunikasi perintah, konfigurasi, dan telemetri dengan sistem tingkat atas.
Interrupt	Menjamin eksekusi fungsi kendali yang membutuhkan waktu respons deterministik

2.9.2 Arsitektur Controller Hoverboard

Secara umum, arsitektur controller hoverboard terdiri atas STM32F103RCT6 sebagai unit pemrosesan, rangkaian pengukuran arus fasa dan arus DC-link, *gate driver*, serta enam rangkaian *half-bridge* yang membentuk dua inverter tiga fasa untuk kanal motor kiri dan kanan. Skematik kontroler menunjukkan bahwa ketiga fasa motor pada setiap kanal terhubung langsung ke rangkaian *half-bridge* pada PCB, sehingga fungsi inverter merupakan bagian internal kontroler dan bukan modul eksternal.

Pada penelitian ini, kanal motor kiri digunakan untuk aktuator *steering* dan jalur sensor dimodifikasi untuk pembacaan *incremental encoder*. Pada skematik modifikasi, kanal A *encoder* dihubungkan ke PB6/TIM4_CH1 dan kanal B dihubungkan ke PB7/TIM4_CH2. Konfigurasi tersebut memungkinkan TIM4 bekerja sebagai *quadrature encoder interface*, sehingga perubahan keadaan kanal A dan B dapat digunakan untuk menentukan arah dan perubahan *count* rotor.

2.9.3 Inverter Tiga Fasa dan Current Sensing

Inverter tiga fasa pada penelitian ini telah terintegrasi pada *hoverboard controller PCB*. Setiap fasa motor dikendalikan oleh satu rangkaian *half-bridge* yang terdiri atas sakelar daya sisi atas dan sisi bawah. Tiga *half-bridge* membentuk satu inverter tiga fasa. Sinyal kendali berasal dari STM32F103RCT6 dan *duty cycle* masing-masing fasa ditentukan oleh algoritma SVPWM. Dengan demikian, keluaran DU, DV, dan DW dari SVPWM direalisasikan langsung oleh rangkaian daya bawaan *controller*.

Kontroler juga menyediakan rangkaian *current sensing* sebagai umpan balik bagi loop FOC. Pada skematik modifikasi kanal motor kiri, sinyal pengukuran arus fasa yang digunakan adalah L_MTR_PHB_SENSE dan L_MTR_PHC_SENSE. Prinsip umum sistem tiga fasa tetap mengikuti hubungan:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.45)$$

karena pada implementasi kanal kiri arus fasa b dan c diperoleh dari rangkaian *current sensing*, maka arus fasa a dapat direkonstruksi sebagai:

$$i_a = -(i_b + i_c) \quad (2.46)$$

Selain *current sensing* fasa, board menyediakan pengukuran arus pada sisi DC-link dan fungsi overcurrent. Arus DC-link merepresentasikan aliran arus pada

sisi sumber daya DC, sedangkan i_a , i_b , dan i_c merupakan arus sisi motor. Oleh karena itu, arus DC-link tidak digunakan sebagai pengganti arus fasa pada transformasi Clarke dan Park.

2.10 Parameter Evaluasi Kinerja Sistem

Evaluasi kinerja dilakukan untuk mengetahui kemampuan sistem kendali posisi *steering* dalam mengikuti referensi, mencapai kondisi tunak, menghasilkan respons yang konsisten, serta mempertahankan posisi terhadap perubahan beban. Evaluasi sistem *steer-by-wire* umumnya memperhatikan performa transien, *error* keadaan tunak, dan akurasi pelacakan sudut [4].

Data utama yang digunakan dalam penelitian meliputi sudut referensi θ_{ref} , sudut aktual θ_{actual} , *error* posisi $e\theta$, arus sumbu-q, arus motor, *duty cycle*, waktu, serta status sistem.

Presentase *overshoot* dapat dinyatakan sebagai:

$$M_p = \frac{|\theta_{peak}| - |\theta_{ref}|}{|\theta_{ref}|} \times 100\% \quad (2.47)$$

dengan:

- M_p = presentase overshoot (%)
- θ_{peak} = nilai puncak respons ($^\circ$), dan
- θ_{ref} = nilai referensi ($^\circ$).

Parameter tersebut digunakan untuk menganalisis respons terhadap perubahan posisi pada pengujian *steering*.

2.10.1 Steady-State Error dan RMSE

Steady-state error digunakan untuk mengetahui *error* posisi yang masih tersisa setelah respons sistem mencapai kondisi tunak. Agar hasil tidak bergantung pada satu sampel, *error* kondisi tunak dapat dihitung menggunakan rata-rata beberapa sampel pada daerah tunak.

$$e_{ss} = \left(\frac{1}{N_s} \right) \sum_{k=1}^{N_s} e\theta(k) \quad (2.48)$$

Selain itu, *Root Mean Square Error* (RMSE) digunakan untuk menggambarkan besarnya *error* posisi selama interval pengujian. Penggunaan

RMSE sebagai parameter evaluasi *error* pelacakan juga digunakan pada penelitian sistem *steer-by-wire* [34].

RMSE dinyatakan sebagai

$$RMSE\theta = \sqrt{\left(\frac{1}{N}\right) \sum_{k=1}^N (\theta_{ref}(k) - \theta_{actual}(k))^2} \quad (2.49)$$

nilai RMSE yang semakin kecil menunjukkan bahwa posisi aktual semakin dekat terhadap posisi referensi selama interval pengujian.

2.10.2 Repeatability dan Simetri Steering

Repeatability digunakan untuk mengetahui konsistensi sistem ketika aktuator diperintahkan menuju posisi yang sama secara berulang. Evaluasi *repeatability* pada sistem posisi dapat dilakukan berdasarkan variasi posisi akhir dari beberapa pengulangan, salah satunya dengan menggunakan standar deviasi. Rata-rata posisi akhir dapat dihitung dengan:

$$\theta = \left(\frac{1}{n}\right) \sum_{k=1}^N \theta_k \quad (2.50)$$

Sedangkan penyebaran hasil pengujian dinyatakan menggunakan standar deviasi sampel

$$\sigma\theta = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\theta_k - \theta)^2}{n - 1}} \quad (2.51)$$

Nilai σ_θ yang semakin kecil menunjukkan hasil posisi akhir yang semakin konsisten. Simetri *steering* dianalisis dengan membandingkan magnitudo posisi akhir pada arah positif dan negatif untuk referensi dengan besaran yang sama. Selisih simetri dapat dinyatakan sebagai

$$\Delta_{sym} = \|\theta +\| - \|\theta_{right}\| \quad (2.52)$$

Pengujian ini digunakan untuk mengetahui adanya perbedaan respons pada kedua arah tanpa langsung menyimpulkan penyebab mekanis tertentu.

2.10.3 Respons Arus FOC dan Duty cycle

Selain posisi, kinerja sistem dianalisis berdasarkan respons arus motor selama perubahan dan penahanan posisi. Pada sistem FOC, arus sumbu-q digunakan sebagai komponen utama pembentukan torsi sehingga perubahan i_q dapat

digunakan untuk menggambarkan kebutuhan aktuasi motor ketika posisi *steering* berubah atau ketika mekanisme menerima pembebanan [7].

Parameter yang digunakan antara lain nilai arus puncak

$$I_{q,peak} = \max|i_q| \quad (2.53)$$

dan nilai RMS

$$I_{q,rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_q^2(k)} \quad (2.54)$$

Selain arus, *duty cycle* digunakan sebagai data pendukung untuk mengetahui besarnya usaha modulasi inverter ketika motor bergerak menuju referensi atau mempertahankan posisi.

2.10.4 Respons Terhadap Variasi Beban

Mekanisme *steering* mengalami perubahan kebutuhan torsi ketika beban mekanis berubah. Gangguan pada sistem *steer-by-wire* dapat berasal dari gaya gesek, torsi resistansi roda, dan kondisi kontak roda terhadap permukaan sehingga kemampuan mempertahankan akurasi sudut terhadap perubahan beban menjadi salah satu aspek penting dalam evaluasi *steering* [4].

Pada penelitian ini, pengaruh beban dievaluasi pada kondisi kendaraan diam dengan roda depan menyentuh permukaan menggunakan variasi beban 0 galon, 1 galon, 2 galon, dan 3 galon. Parameter yang dianalisis meliputi *error* posisi, RMSE, arus sumbu-q, arus motor, dan *duty cycle*. Perbandingan antarvariasi beban digunakan untuk mengetahui perubahan kebutuhan aktuasi motor serta kemampuan sistem mempertahankan posisi saat beban mekanis meningkat.