

BAB 2

TINJAUAN PUSTAKA

2.1 Motor Induksi

Motor induksi tiga fasa merupakan salah satu jenis mesin listrik arus bolak-balik (AC) yang paling banyak dimanfaatkan dalam aplikasi industri. Motor induksi bekerja berdasarkan prinsip medan magnet berputar yang dihasilkan oleh arus tiga fasa pada lilitan stator. Medan magnet berputar tersebut selanjutnya menginduksikan arus pada batang-batang konduktor di rotor, sehingga menimbulkan torsi elektromagnetik yang menyebabkan rotor berputar mengikuti medan magnet stator. Motor induksi disebut pula motor asinkron karena kecepatan putar rotor selalu berada di bawah kecepatan medan magnet stator (Diantoro, 2024).

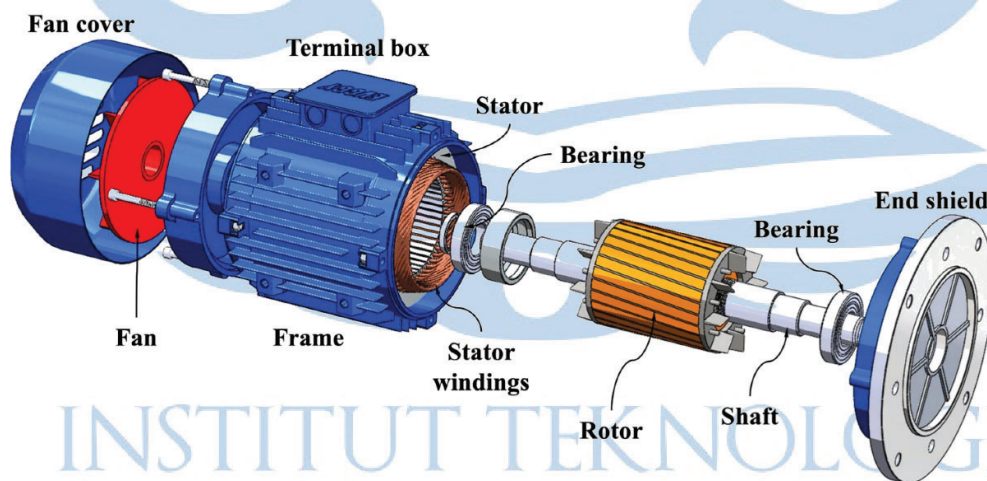
Dalam aplikasi industri, motor induksi tiga fasa digunakan secara luas sebagai penggerak pompa sentrifugal, kompresor, *conveyor*, kipas industri, dan mesin produksi. Pada kondisi operasi nyata di lapangan, motor tidak selalu bekerja pada beban tetap, melainkan menghadapi perubahan beban yang bersifat dinamis, kondisi *start-stop* berulang, serta tuntutan variasi kecepatan yang berbeda-beda sesuai kebutuhan proses produksi. Karakteristik motor induksi pada kondisi tersebut meliputi arus awal yang sangat besar saat *starting* (mencapai 5–8 kali arus nominal), penurunan kecepatan rotor saat beban bertambah, serta osilasi torsi yang terjadi ketika beban berubah secara tiba-tiba.

Pada kondisi *existing* di lapangan, motor induksi umumnya dioperasikan menggunakan metode kendali skalar *Voltage per Frequency* (V/F) karena mudah diimplementasikan dan tidak memerlukan model matematis motor yang kompleks. Meskipun demikian, pengoperasian motor induksi pada kondisi *existing* dengan metode V/F konvensional memiliki beberapa permasalahan mendasar yang membatasi performa sistem secara keseluruhan. Pertama, metode V/F tidak mampu mengendalikan torsi dan fluks motor secara langsung, karena hanya mengatur rasio tegangan terhadap frekuensi tanpa umpan balik terhadap kondisi torsi aktual, kondisi ini menyebabkan *torque ripple* yang tinggi, terutama pada kondisi beban ringan (Son and Kim, 2024). Kedua, respons dinamis terhadap perubahan beban

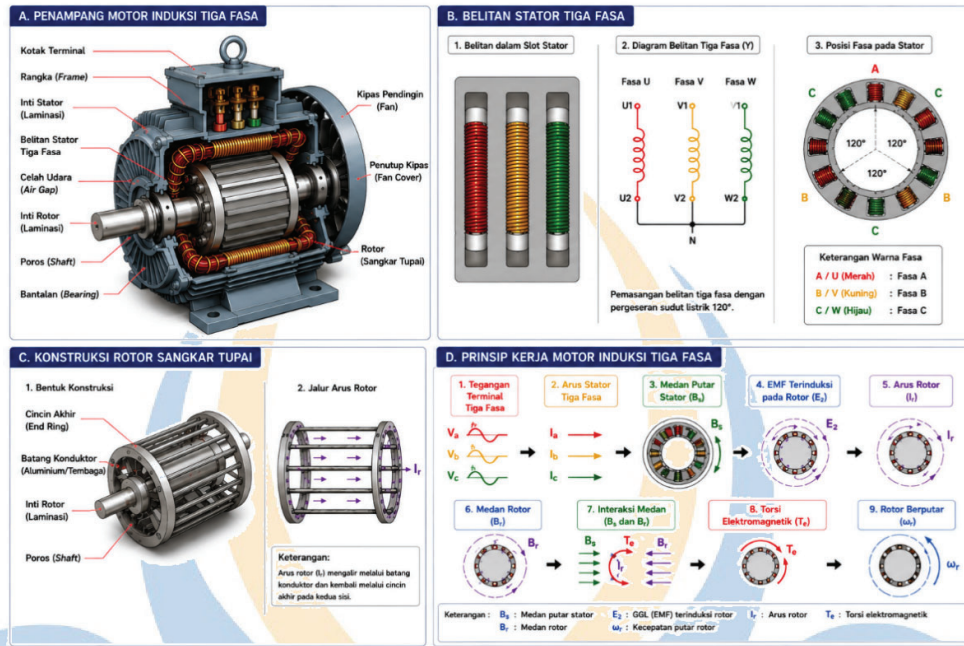
berlangsung lambat, karena setiap perubahan beban hanya direspons melalui peningkatan *slip* hingga tercapai keseimbangan baru, sehingga kecepatan aktual motor selalu berada di bawah kecepatan referensi saat dibebani (Indragandhi et al., 2022). Ketiga, pada frekuensi rendah terjadi penurunan tegangan efektif akibat resistansi stator yang tidak dapat diabaikan, sehingga fluks motor menjadi tidak stabil dan torsi yang dihasilkan menurun (Son and Kim, 2024). Permasalahan-permasalahan tersebut menjadi dasar motivasi penelitian ini untuk mengembangkan metode kendali yang mampu mengatur torsi dan fluks secara langsung, yaitu *Direct Torque Control* (DTC) yang dikombinasikan dengan *Hysteresis Band Pulse Width Modulation* (HBPWM) pada konfigurasi *dual inverter open-end winding*.

2.1.1 Konstruksi Motor Induksi

Pada dasarnya, motor induksi terdiri dari dua bagian utama, yaitu bagian yang tetap (stator) dan bagian yang berputar (rotor). Pada stator terpasang kumparan yang saat dialiri arus listrik akan menghasilkan medan elektromagnetik dan menginduksi tegangan pada kumparan di rotor. Medan magnet yang diinduksikan oleh kumparan stator tersebut menyebabkan rotor berputar. Secara fisik, stator umumnya tersusun atas rangka stator, inti stator, dan kumparan medan. Rotor merupakan bagian yang berputar dari motor dan ditempatkan di dalam stator dengan jarak celah udara yang sangat kecil. (Siregar, Silaen and Hutabarat, 2021). Konstruksi motor secara umum ditunjukkan pada **Gambar 2.1**.



Gambar 2.1 Motor Induksi Tiga Fasa (Vázquez-Toledo *et al.*, 2025)



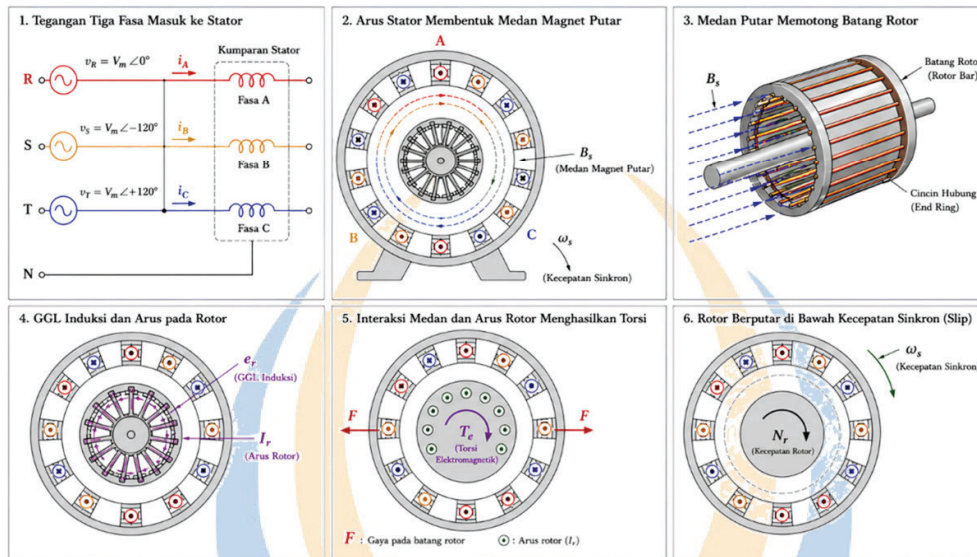
Gambar 2.2 Konstruksi Motor Induksi (Harahap, 2016)

Gambar 2.2 menunjukkan bentuk rotor tipe sangkar pada motor induksi.

Rotor jenis tersebut tersusun dari beberapa batang penghantar yang ditempatkan pada alur-alur inti rotor, dengan kedua ujungnya dihubungkan secara singkat melalui cincin penghubung. Konstruksi tersebut dinamakan rotor sangkar karena susunan konduktornya, apabila dilihat secara terpisah, menyerupai roda latihan yang biasa digunakan oleh hewan kecil seperti tupai atau hamster (Chapman, 2005).

2.1.2 Prinsip Motor Induksi

Prinsip kerja motor induksi tiga fasa didasarkan pada penerapan Hukum Faraday dan Gaya Lorentz yang bekerja pada konduktor (Wildi, 2014). Prinsip kerja tersebut ditunjukkan pada **Gambar 2.3**.



Gambar 2.3 Prinsip Kerja Motor Induksi

- Ketika arus listrik (I) mengalir di dalam suatu medan magnet dengan kerapatan fluks (B), akan timbul suatu gaya (F) pada penghantar tersebut. Hal tersebut ditunjukkan pada **Gambar 2.3**. Besar gaya (F) tersebut dipengaruhi oleh jumlah lilitan pada penghantar.
- Besar gaya (F) tersebut dipengaruhi oleh jumlah lilitan pada penghantar.
- Saat sumber tegangan tiga fasa disalurkan ke kumparan stator, ketiga kumparan fasa yang tersusun dengan pergeseran sudut 120° sehingga mengalirkan arus ke kumparan Fasa A, Fasa B, dan Fasa C satu sama lain akan menghasilkan medan magnet yang bersuperposisi membentuk medan magnet resultan yang berputar secara kontinu mengelilingi celah udara motor.
- Medan magnet berputar dari stator tersebut akan memotong konduktor pada sisi rotor. Kedua ujung batang rotor dihubungkan secara listrik oleh cincin penghubung (*end ring*) sehingga membentuk rangkaian tertutup berbentuk sangkar tupai (*squirrel cage*). Pemotongan medan magnet terhadap konduktor rotor ini menjadi syarat timbulnya GGL induksi sesuai Hukum Faraday, sehingga menginduksikan gaya gerak listrik (GGL) pada kumparan rotor dengan nilai:

$$E_{2s} = 44.4 f N Q \quad (2.1)$$

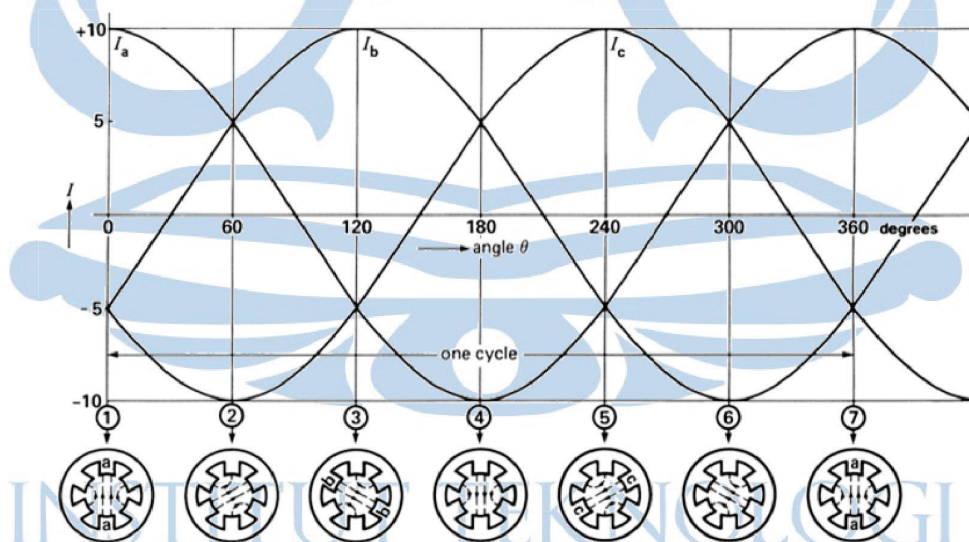
Keterangan:

E : Tegangan Induksi GGL

F : Frekuensi

N : Jumlah Lilitan.

- e. Karena kumparan rotor merupakan rangkaian tertutup, tegangan induksi tersebut akan memunculkan arus (I) pada rotor disetiap batang konduktor. Besar arus rotor ini bergantung pada impedansi rangkaian rotor dan besarnya slip antara kecepatan medan putar dan kecepatan rotor.
- f. Arus yang mengalir di dalam medan magnet tersebut kemudian menghasilkan gaya (F) pada rotor. Gaya-gaya F yang bekerja pada seluruh batang rotor bersuperposisi menghasilkan torsi elektromagnetik yang memutar rotor searah dengan arah putaran medan magnet stator.
- g. Apabila torsi awal yang dihasilkan oleh gaya (F) pada rotor cukup besar untuk menahan atau memikul torsi beban, maka rotor akan mulai berputar dengan arah yang sama seperti arah medan putar stator. Namun rotor tidak dapat berputar tepat pada kecepatan sinkron apabila kecepatan rotor sama dengan, tidak ada lagi perbedaan kecepatan relatif antara medan putar stator dan konduktor rotor, sehingga GGL induksi menjadi nol, arus rotor hilang, dan torsi elektromagnetik tidak dapat dipertahankan. Oleh karena itu, rotor selalu berputar sedikit lebih lambat dari kecepatan sinkron, dan perbedaan kecepatan inilah yang disebut slip.



Gambar 2.4 Putaran Siklus Arus dan Medan Putar Motor Induksi (Wildi, 2014)

Jumlah kutub menentukan kecepatan medan stator yang diinduksikan pada rotor. Semakin banyak jumlah kutub, semakin rendah kecepatan medan stator, dan

sebaliknya. Kecepatan putaran medan putar tersebut disebut kecepatan sinkron (Maulana, Daud and Meliala, 2024). Kecepatan sinkron dapat dicari dengan menggunakan **Persamaan (2.2)**.

$$N_s = \frac{60}{2\pi} \omega_s$$

$$N_s = \frac{60}{2\pi} \left(\frac{2}{p} \right) 2\pi f$$

$$N_s = \frac{120f}{p} \text{ (putaran per menit atau rpm)} \quad (2.2)$$

Keterangan:

N_s = Putaran sinkron (rpm)

f = Frekuensi jala-jala (Hz)

p = Jumlah pasang kutub.

Konversi kecepatan sinkron dari satuan putaran per menit (rpm) ke satuan radian per detik (rad/s) dilakukan menggunakan **Persamaan (2.3)**.

$$\left(\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \right) \quad (2.3)$$

Keterangan:

ω_s = Kecepatan sinkron (rad/s)

N_s = Kecepatan sinkron (rpm)

Berdasarkan motor induksi yang digunakan dalam penelitian ini dengan jumlah kutub $p = 4$ dan frekuensi $f = 50$ Hz, kecepatan sinkron diperoleh pada **Persamaan (2.4) dan (2.5)**.

$$N_s = \frac{120 \times 50}{4} = 1500 \text{ rpm} \quad (2.4)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi \times 1500}{60} = 157,08 \text{ rad/s} \quad (2.5)$$

Rotor tidak dapat berputar tepat pada kecepatan sinkron N_s . Apabila kecepatan rotor sama dengan N_s , tidak ada lagi perbedaan kecepatan relatif antara medan putar stator dan konduktor rotor, sehingga GGL induksi pada rotor menjadi nol, arus rotor hilang, dan torsi elektromagnetik pun tidak dapat dipertahankan. Oleh karena itu, rotor selalu berputar sedikit lebih lambat dari N_s perbedaan kecepatan inilah yang disebut slip.

$$(T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt}) \quad (2.6)$$

Persamaan (2.6) merepresentasikan hukum kekekalan momen rotasi (Hukum Newton II untuk gerak rotasi), yang menyatakan bahwa selisih antara torsi elektromagnetik T_e yang dihasilkan oleh motor dan torsi beban mekanik T_L akan menentukan besarnya laju perubahan kecepatan atau akselerasi sudut $\frac{d\omega}{dt}$ pada rotor yang dipengaruhi oleh nilai momen inersia J sistem (Ibrahim and Alsammak, 2023).

Sementara itu, **Persamaan (2.7)** mendefinisikan torsi gesek atau rugi-rugi mekanik internal motor, di mana besarnya torsi tersebut berbanding lurus dengan nilai koefisien gesek B dan kecepatan sudut rotor ω .

$$T = B \times \omega \quad (2.7)$$

Kecepatan rotor aktual dapat dinyatakan sebagai fungsi dari slip dan kecepatan sinkron melalui **Persamaan (2.8)**.

$$\omega_r = \omega_s (1 - s) \quad (2.8)$$

Keterangan:

ω_r = Kecepatan rotor aktual (rad/s)

ω_s = Kecepatan sinkron (rad/s)

s = Slip

Persamaan (2.8) menjelaskan bahwa semakin besar nilai slip, semakin rendah kecepatan rotor aktual. Dalam kondisi berbeban, motor induksi harus meningkatkan nilai slip untuk menghasilkan torsi elektromagnetik yang lebih besar guna mengimbangi beban mekanik, sehingga kecepatan rotor akan selalu lebih rendah dari kecepatan sinkron dan semakin turun seiring bertambahnya beban. Hal ini menjadi dasar analisis kecepatan rotor pada seluruh variasi beban.

2.1.3 Slip pada Motor Induksi

Tegangan yang terinduksi pada batang rotor motor induksi bergantung pada kecepatan rotor relatif terhadap medan magnet. Semakin besar selisih kecepatan antara medan putar stator dan rotor, semakin besar GGL yang terinduksi, semakin besar arus rotor, dan semakin besar pula torsi elektromagnetik yang dihasilkan dengan demikian, slip merupakan besaran yang secara langsung menentukan kemampuan motor dalam menghasilkan torsi sesuai beban yang dipikul (Chapman, 2005).

Motor induksi dipengaruhi oleh tegangan dan arus rotor. Terdapat dua istilah yang digunakan untuk menggambarkan gerak relatif antara rotor dan medan magnet. Istilah yang pertama adalah kecepatan slip (*slip speed*), yang didefinisikan sebagai perbedaan antara kecepatan sinkron dan kecepatan rotor (Chapman, 2005).

$$n_{slip} = n_{sync} - n_m \quad (2.9)$$

Keterangan:

n_{slip} = Kecepatan slip mesin

n_{sync} = Kecepatan medan magnet sinkron

n_m = Kecepatan poros mekanik motor

Istilah lain yang digunakan untuk menjelaskan gerakan relatif adalah slip, yaitu besaran yang menunjukkan nilai slip dalam satuan per-unit maupun dalam bentuk persentase (Chapman, 2005), ditunjukkan pada **Persamaan (2.10)**.

$$s = \frac{n_{sync} - n_m}{n_{sync}} \times 100\% \quad (2.10)$$

Keterangan:

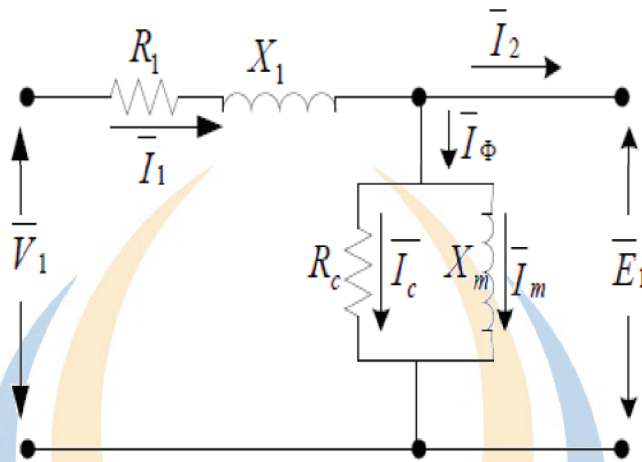
s = Slip

n_{sync} = Kecepatan sinkron (rpm)

n_m = Kecepatan rotor (rpm)

2.1.4 Rangkaian Ekuivalen Motor Induksi

Seperti pada prinsip kerja transformator, arus rotor pada motor induksi dapat dipisahkan menjadi dua komponen utama, yaitu komponen beban dan komponen penetralan. Komponen beban berfungsi menghasilkan fluks yang menentang fluks akibat arus rotor. Sementara itu, komponen penetralan merupakan arus tambahan pada stator yang dibutuhkan untuk membentuk fluks celah udara total. Komponen penetralan tersebut kemudian dapat diuraikan menjadi arus rugi-rugi inti yang sefasa terhadap tegangan, serta komponen magnetisasi yang memiliki sudut 90° tertinggal dari tegangan (Muratno and Misdi, 2020). Berdasarkan uraian tersebut, rangkaian ekuivalen pada sisi stator dapat dimodelkan sebagaimana ditunjukkan pada **Gambar 2.5**.



Gambar 2.5 Rangkaian Ekivalen Motor Induksi Tiga Fasa (Muratno and Misdi, 2020)

Besarnya tegangan terminal stator $\bar{V}_1$ merupakan hasil penjumlahan gaya gerak listrik (GGL) lawan $\bar{E}_1$, di mana $V_1' = (-\bar{E}_1)$ dan jatuh tegangan pada impedansi bocor stator $I_1(R_1 + jX_1)$ dapat dinyatakan pada **Persamaan (2.11)**:

$$\bar{V}_1 = \bar{E}_1 + I_1(R_1 + jX_1) \quad (2.11)$$

Keterangan:

$\bar{V}_1$ = Tegangan terminal stator (Volt)

$\bar{E}_1$ = GGL lawan yang dihasilkan fluks celah udara resultan (Volt)

I = Arus stator (Ampere)

R_1 = Tahanan efektif stator (Ohm)

jX_1 = Reaktansi bocor stator (Ohm)

Pada saat starting ($s = 1$), nilai $\frac{R_r}{s} = R_r$ yang merupakan nilai minimum sehingga impedansi total rangkaian rotor menjadi sangat kecil. Kondisi ini menyebabkan arus stator pada saat starting jauh lebih besar dibandingkan kondisi operasi normal, yang secara fisis merupakan karakteristik motor induksi tanpa sistem pengendalian.

2.1.5 Daya Mekanik Motor Induksi

Daya mekanik motor induksi merupakan daya yang dihasilkan pada poros rotor sebagai hasil konversi energi listrik menjadi energi mekanik. Torsi rating motor induksi merupakan torsi nominal yang dihasilkan motor pada kondisi operasi

penuh sesuai spesifikasi *nameplate*. Apabila diketahui daya rating motor (P_{rating}) dan kecepatan rating (n_{rating}), maka torsi rating dapat dihitung menggunakan **Persamaan (2.12)** (Ramadhan dan Sartika, 2023).

$$T_{rating} = \frac{P_{rating}}{\omega_{rating}} \quad (2.12)$$

dengan kecepatan sudut rating diperoleh dari:

$$\omega_r = \frac{2\pi N_r}{60} \quad (2.13)$$

Keterangan:

T_{rating} = Torsi rating motor (Nm)

P_{rating} = Daya rating motor (W)

ω_{rating} = Kecepatan sudut rating (rad/s)

N_r = Kecepatan rating motor (rpm)

Berdasarkan parameter motor yang digunakan dalam penelitian ini **Tabel 3.1**, maka torsi rating motor dihitung pada **Persamaan (2.15)**.

$$\omega_{rating} = \frac{2\pi \times 1430}{60} = 149,74 \text{ rad/s} \quad (2.14)$$

$$T_{rating} = \frac{4000}{149,74} = 26,71 \text{ Nm} \quad (2.15)$$

Nilai torsi rating 26,71 Nm menunjukkan torsi nominal maksimum yang dapat dihasilkan motor secara kontinu tanpa melampaui batas termal belitan. Daya mekanik yang dihasilkan pada poros rotor dinyatakan pada **Persamaan (2.16)** (Ramadhan dan Sartika, 2023).

$$P_{mekanik} = \omega_r \times T_e \quad (2.16)$$

dengan T_e adalah torsi elektromagnetik (Nm) dan ω_r adalah kecepatan sudut rotor (rad/s). Kualitas daya mekanik yang dihasilkan dapat dievaluasi melalui fluktuasi daya *peak-to-peak* yang mencerminkan besarnya pulsasi daya akibat *Torque Pulsation*, dinyatakan pada **Persamaan (2.17)**.

$$\Delta P_{mekanik} = T_{pp} \times \omega_r \quad (2.17)$$

dengan T_{pp} adalah *Torque Pulsation peak-to-peak* (Nm). Persamaan ini menunjukkan bahwa fluktuasi daya mekanik berbanding lurus dengan T_{pp} , sehingga sistem kendali yang mampu menekan T_{pp} secara langsung menghasilkan daya mekanik yang lebih halus dan stabil (Ramadhan and Sartika, 2023).

2.2 Pengendalian V/F Konvensional

Metode pengendalian skalar *Voltage per Frequency* (V/F) merupakan metode pengendalian kecepatan motor induksi yang paling banyak digunakan dalam aplikasi industri. Metode ini bekerja berdasarkan prinsip mempertahankan rasio tegangan stator terhadap frekuensi sumber secara konstan, dengan tujuan menjaga fluks celah udara motor mendekati nilai nominalnya pada seluruh rentang kecepatan operasi (Chu, 2026). Keunggulan utama metode V/F terletak pada kesederhanaan implementasinya tidak memerlukan transformasi koordinat yang kompleks, estimasi torsi secara *real-time*, maupun identifikasi parameter motor yang mendetail. Prinsip dasar metode V/F diturunkan dari hubungan antara fluks celah udara (φ) dengan tegangan stator dan frekuensi sumber. Fluks celah udara berbanding lurus dengan rasio tegangan terhadap frekuensi, sebagaimana dinyatakan pada **Persamaan (2.18)**.

$$\varphi \propto \frac{V_s}{f} \quad (2.18)$$

Oleh karena itu, agar fluks celah udara tetap konstan di berbagai kecepatan operasi, tegangan stator harus disesuaikan secara proporsional terhadap perubahan frekuensi sesuai hukum kendali V/F pada **Persamaan (2.19)**.

$$\frac{V}{f} = \text{konstan} \quad (2.19)$$

Dengan menjaga rasio tersebut konstan, fluks celah udara motor dipertahankan mendekati nilai nominalnya sehingga torsi yang dihasilkan motor tetap stabil dan saturasi magnetik maupun arus lebih dapat dihindari (Chu, 2026).

Dalam implementasinya, kontroler V/F menghasilkan nilai referensi tegangan (V_{ref}) berdasarkan frekuensi referensi (f_{ref}) yang diturunkan dari masukan kecepatan referensi. Berdasarkan nilai V_{ref} dan f_{ref} tersebut, sinyal tegangan tiga fasa sinusoidal dibangkitkan sesuai **Persamaan (2.20)**, **(2.21)**, dan **(2.22)**

$$v_a(t) = V_{ref} \sin(\omega_e t) \quad (2.20)$$

$$v_b(t) = V_{ref} \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.21)$$

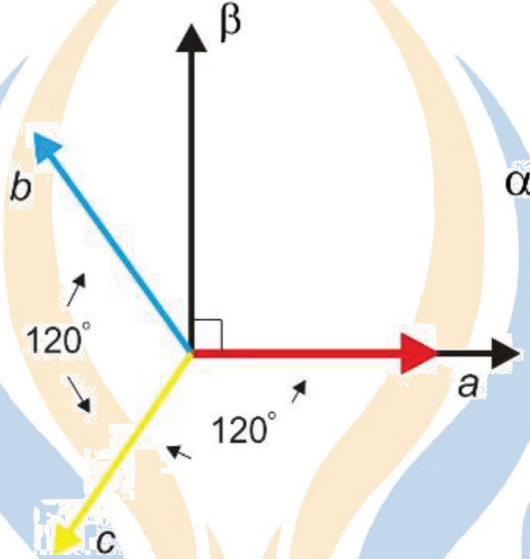
$$v_c(t) = V_{ref} \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.22)$$

dengan V_{ref} adalah amplitudo tegangan referensi hasil hukum kendali V/F, dan ω_e adalah frekuensi sudut listrik yang didefinisikan sebagai $\omega_e = 2\pi \cdot f_{ref}$ (Chu, 2026). Ketiga sinyal tersebut bersifat seimbang dengan pergeseran fasa 120° satu sama lain, sehingga menghasilkan medan magnet berputar yang simetris pada stator motor. Sinyal-sinyal referensi ini selanjutnya dibandingkan dengan sinyal pembawa (*carrier*) frekuensi tinggi pada blok *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) untuk menghasilkan sinyal pensaklaran bagi inverter. Inverter kemudian mengonversi tegangan *DC-Link* menjadi tegangan AC tiga fasa yang menggerakkan motor induksi. Pada frekuensi rendah, sebuah kompensasi tegangan (*voltage boost*) ditambahkan pada kontroler untuk mengompensasi jatuh tegangan akibat resistansi stator dan mempertahankan fluks celah udara yang cukup (Chu, 2026).

Meskipun sederhana dan banyak digunakan, metode V/F konvensional memiliki beberapa keterbatasan mendasar yang membatasi performa sistem pada kondisi operasi tertentu (Chu, 2026). Pertama, karena strukturnya yang *open-loop*, kontroler V/F mempertahankan rasio tegangan-frekuensi yang telah ditetapkan tanpa umpan balik kecepatan secara langsung, sehingga tidak dapat sepenuhnya mengompensasi perubahan slip rotor maupun perubahan beban mendadak akibatnya kecepatan aktual motor selalu berada di bawah referensi saat dibebani dan pemulihan kecepatan setelah gangguan beban berlangsung lambat. Kedua, tidak adanya umpan balik torsi secara langsung menyebabkan torsi elektromagnetik sangat bergantung pada kondisi elektromagnetik motor saat itu, sehingga pada saat *start-up* maupun pembalikan beban mendadak timbul osilasi torsi yang besar dan kemampuan redaman sistem terbatas. Ketiga, pada operasi frekuensi rendah, jatuh tegangan akibat resistansi belitan stator menjadi signifikan relatif terhadap tegangan suplai yang diterapkan, sehingga fluks celah udara aktual menurun meskipun rasio V/f dipertahankan kondisi ini melemahkan kapasitas torsi dan memperburuk performa pada kecepatan rendah (Chu, 2026).

2.3 Transformasi Clarke

Transformasi Clarke merupakan transformasi yang mengubah sistem tiga fasa abc menjadi sistem dua sumbu $\alpha - \beta$ yang stasioner, sebagaimana ditunjukkan pada **Gambar 2.6**.



Gambar 2.6 Koordinat Transformasi Clarke (Harahap, Despa and Afriani, 2024)

Transformasi Clarke digunakan untuk mengonversi tegangan tiga fasa pada motor induksi menjadi tegangan dua fasa, sehingga pengendalian torsi dan fluks dapat dilakukan secara terpisah. Transformasi Clarke merupakan salah satu bagian dari *Direct Torque Control* dalam penelitian yang dilakukan, di mana transformasi Clarke berperan untuk mengubah besaran stasioner abc menjadi koordinat $\alpha\beta$ (Nurdamayanti, Sartika and Muis Prasetya, 2022).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

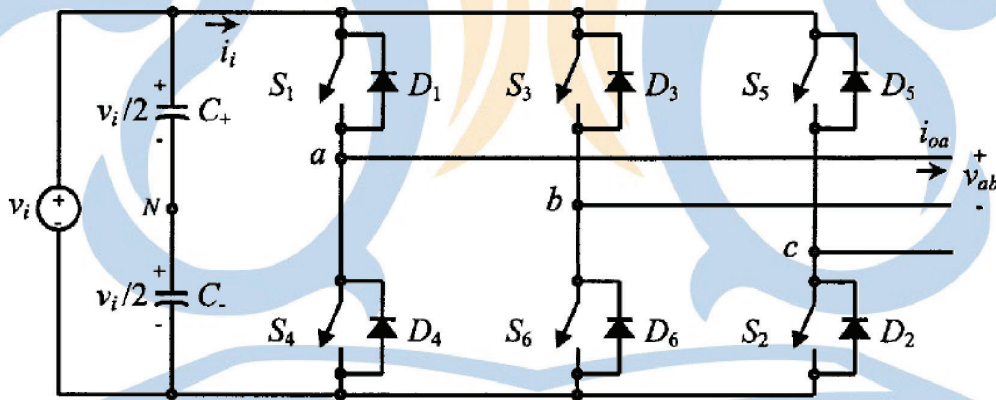
Representasi transformasi Clarke ditunjukkan dalam **Persamaan (2.23)**, di mana resultan dari f merupakan fasa dan dua pecahan merupakan visualisasi standarisasi tegangan tiga fasa. Resultan tersebut dapat disesuaikan dengan sistem yang dirancang, baik berupa tegangan maupun arus (Altahir, 2020). Adapun penurunan rumus dari Transformasi Clarke terdapat pada **Persamaan (2.24)** dan **Persamaan (2.25)**.

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (2.24)$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \quad (2.25)$$

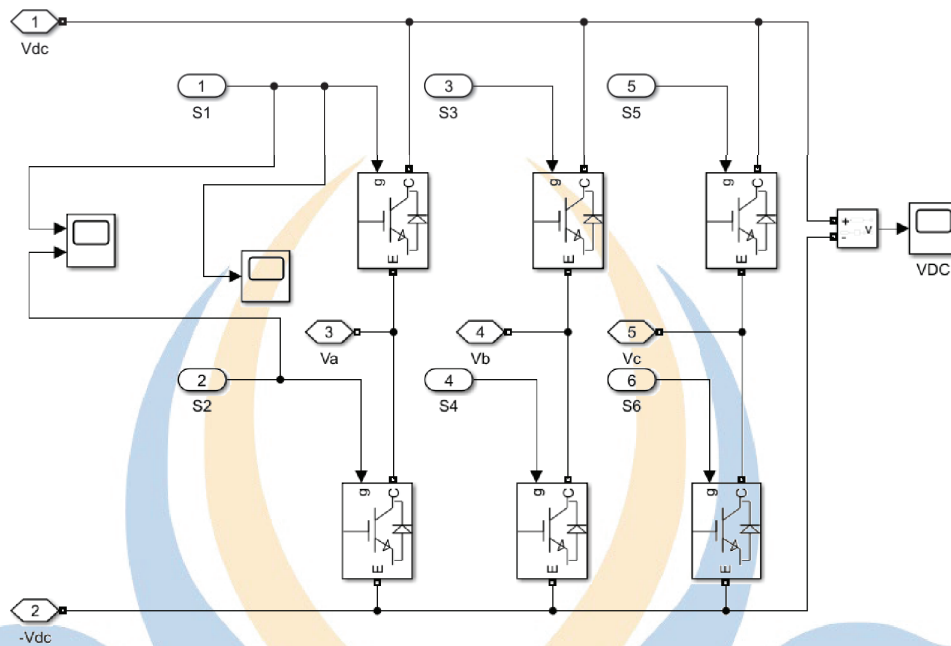
2.4 Voltage Source Inverter (VSI)

Voltage Source Inverter (VSI) merupakan salah satu jenis inverter yang menghasilkan tegangan keluaran AC dengan karakteristik yang dapat diatur secara mandiri. Dalam hal tersebut, bentuk gelombang tegangannya dijaga konstan, sedangkan besar arus yang mengalir ditentukan oleh beban yang terpasang. Pada inverter tipe VSI, kapasitor digunakan sebagai elemen penyimpan energi sementara yang kemudian dihubungkan dengan rangkaian *switching*. Tegangan keluaran yang dihasilkan umumnya relatif stabil dan tidak terlalu dipengaruhi oleh variasi beban. Tegangan pada sakelar bersifat searah dan arusnya memiliki sifat dua arah. Oleh karena itu, diperlukan sakelar konduktor terbalik (Alfani, 2018). Adapun rangkaian VSI ditunjukkan pada **Gambar 2.7**.



Gambar 2.7 Topologi VSI 3 Fasa (Rashid, 2001)

Topologi *Voltage Source Inverter* (VSI) tiga fasa standar ditunjukkan pada **Gambar 2.7**, yang terdiri dari enam sakelar aktif yang tersusun dalam tiga kaki inverter. Setiap kaki inverter terdiri dari dua sakelar yang bekerja secara komplementer, yaitu pasangan S_1 – S_2 , S_3 – S_4 , dan S_5 – S_6 . Untuk mencegah terjadinya hubungan singkat pada sumber tegangan *DC-Link*, kedua sakelar pada satu kaki inverter tidak boleh diaktifkan secara bersamaan karena kondisi tersebut dapat menyebabkan hubungan singkat pada suplai tegangan *DC-Link*.



Gambar 2.8 Rangkaian Dasar Inverter Tiga Fasa Pada Simulink

Selain itu, untuk menghindari kondisi tegangan keluaran yang tidak terdefinisi, kedua sakelar pada satu kaki inverter juga tidak boleh dimatikan secara bersamaan. Apabila kondisi tersebut terjadi, tegangan fasa yang dihasilkan akan bergantung pada arah arus beban melalui dioda bebas, sehingga menyebabkan distorsi tegangan keluaran.

2.5 *Open End Winding (OEW) Motor Induksi*

Konfigurasi *open-end winding* (OEW) pada motor induksi tiga fasa merupakan susunan belitan stator di mana kedua ujung kumparan setiap fasa tidak dihubungkan menjadi satu titik netral, melainkan dihubungkan secara terpisah ke sumber tegangan. Dalam implementasinya, motor induksi dapat disuplai oleh dua inverter yang bekerja secara bersamaan atau *dual inverter*. Dalam penerapannya, kedua inverter tersebut dapat menggunakan satu sumber daya DC yang sama, sehingga sistem catu daya menjadi lebih sederhana dan ringkas.

Penggunaan satu sumber daya DC untuk dua inverter memberikan beberapa keuntungan, di antaranya struktur sistem daya yang lebih sederhana, pengendalian masing-masing inverter yang lebih fleksibel, serta kompleksitas perangkat keras yang dapat dikurangi. Kondisi tersebut berpotensi menurunkan biaya sistem secara keseluruhan dan menjadikan konfigurasi OEW dengan *dual inverter* sesuai untuk sistem penggerak motor berperforma tinggi.

Pada konfigurasi OEW, tegangan fasa stator motor induksi tidak diperoleh

langsung dari satu inverter, melainkan merupakan hasil selisih antara tegangan keluaran inverter pertama dan inverter kedua. Secara matematis, hubungan tegangan fasa stator tersebut dapat dinyatakan pada **Persamaan (2.26)**.

$$\begin{aligned} V_a &= V_{a1} - V_{a2} \\ V_b &= V_{b1} - V_{b2} \\ V_c &= V_{c1} - V_{c2} \end{aligned} \quad (2.26)$$

dengan V_{a1}, V_{b1}, V_{c1} menyatakan keluaran inverter pertama dan V_{a2}, V_{b2}, V_{c2} menyatakan tegangan keluaran inverter kedua. Kedua inverter dikendalikan dengan pergeseran sudut fasa sebesar 120° untuk memastikan suplai tiga fasa yang seimbang dan kontinu pada motor induksi. Mekanisme tersebut digunakan untuk pembentukan tegangan fasa yang lebih fleksibel serta menghasilkan kualitas gelombang tegangan yang lebih halus dibandingkan konfigurasi inverter tunggal.

Penggunaan dua inverter dua tingkat pada motor induksi dengan konfigurasi OEW menghasilkan karakteristik yang menyerupai inverter multilevel. Setiap inverter dapat memberikan tegangan secara independen pada masing-masing belitan fasa stator, sehingga frekuensi pensaklaran pada setiap inverter dapat diturunkan. Kondisi tersebut mendukung terbentuknya variasi tegangan yang lebih baik serta perubahan tegangan yang lebih landai ($\frac{dv}{dt}$ lebih kecil), sehingga kinerja motor menjadi lebih stabil.

Selain itu, konfigurasi OEW juga berperan dalam menurunkan *common-mode voltage* (CMV). Tegangan CMV secara umum didefinisikan pada **Persamaan (2.27)**.

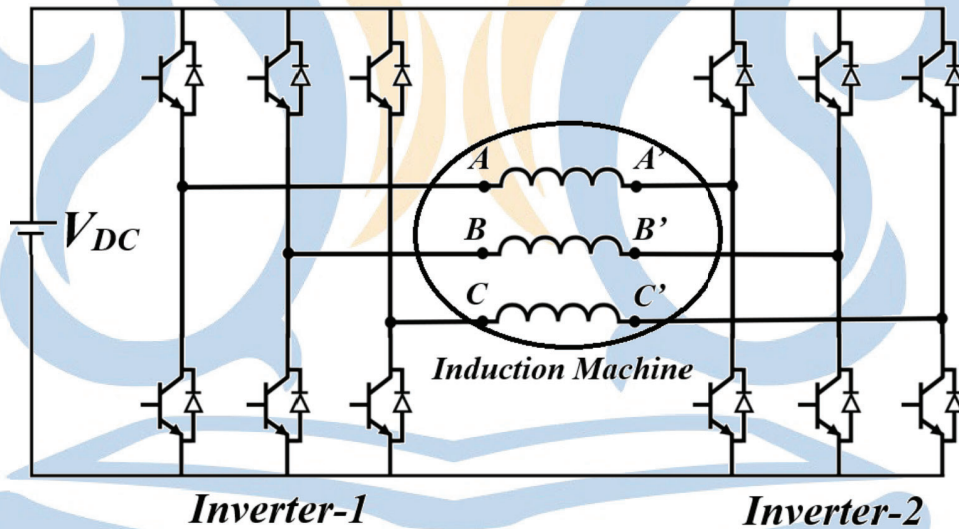
$$V_{CM} = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (2.27)$$

Dengan hubungan tegangan pada konfigurasi OEW, kontribusi CMV berasal dari selisih kedua inverter. Apabila kedua inverter dikendalikan secara seimbang, komponen CMV dapat saling mengurangi sehingga nilai CMV yang muncul pada motor menjadi lebih kecil. Kondisi tersebut berdampak pada berkurangnya pembebanan pada isolasi belitan stator, menekan arus bocor, dan meningkatkan keandalan motor induksi.

Berdasarkan uraian tersebut, konfigurasi *open-end winding* dengan *dual inverter* menjadi solusi yang efektif untuk meningkatkan kualitas pengendalian motor induksi, khususnya dalam hal kestabilan torsi, fleksibilitas variasi tegangan, serta respons dinamis sistem pada kondisi berbeban (Allag *et al.*, 2025).

2.6 Dual Inverter

Rangkaian inverter yang digunakan pada perancangan yang dilakukan merupakan inverter dua tingkat dengan tiga kaki inverter masing-masing untuk fasa (a), fasa (b), dan fasa (c), sebagaimana ditunjukkan pada **Gambar 2.9**. Konfigurasi kedua inverter ditenagai oleh satu sumber daya DC, yang menyederhanakan konfigurasi catu daya, memberikan fleksibilitas kendali yang lebih besar pada kedua inverter, serta berpotensi menurunkan biaya melalui penyederhanaan kompleksitas sistem. Selain itu, tegangan fasa stator ditentukan dengan menghitung selisih antara keluaran kedua inverter, yang diberi pergeseran waktu sebesar 120° untuk memastikan suplai tiga fasa yang seimbang dan kontinu. Berdasarkan keunggulan tersebut, konfigurasi tersebut dapat memberikan manfaat di berbagai bidang industri seperti robotika, dirgantara, dan sistem penggerak industri berperforma tinggi, khususnya dalam menghindari dampak tegangan *common-mode* (Allag *et al.*, 2025).



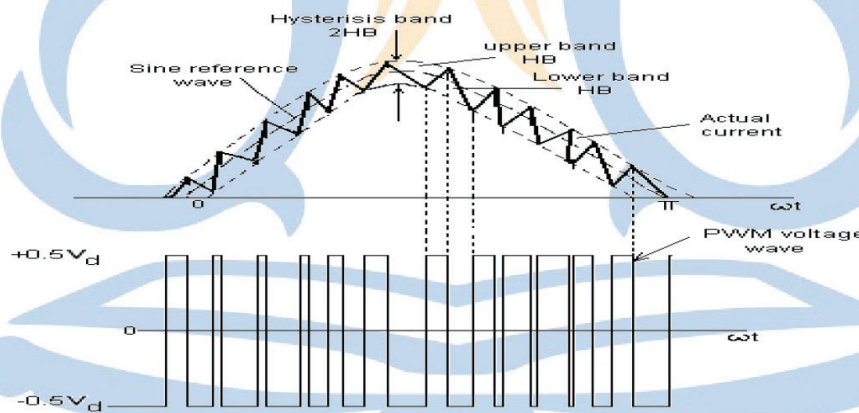
Gambar 2.9 Rangkaian Dual Inverter Tiga Fasa (Allag *et al.*, 2025)

2.7 Hysteresis Band Pulse Width Modulation (HBPWM)

Hysteresis Band Pulse Width Modulation (HBPWM) merupakan suatu metode pengendalian arus dengan umpan balik langsung pada sistem PWM, di mana arus aktual terus menerus mengikuti arus referensi di dalam batas pita hysteresis yang telah ditetapkan. **Gambar 2.10** mengilustrasikan prinsip kerja HBPWM pada konfigurasi inverter jembatan setengah. Pengendali arus

membangkitkan sinyal arus referensi dengan nilai amplitudo dan frekuensi tertentu, kemudian dilakukan proses pembandingan terhadap arus aktual.

Ketika arus melebihi batas atas pita histeresis, sakelar sisi atas pada inverter jembatan setengah dimatikan, sementara sakelar sisi bawah diaktifkan. Kondisi tersebut menyebabkan tegangan keluaran berubah dari $+0,5V$ menjadi $-0,5V$, sehingga arus mengalami penurunan. Sebaliknya, apabila arus aktual turun melewati batas bawah pita histeresis, sakelar sisi bawah dimatikan dan sakelar sisi atas diaktifkan. Pergantian sakelar tersebut mempertahankan arus agar tetap berada dalam rentang histeresis sesuai bentuk gelombang referensinya. Proses pensaklaran berulang tersebut menghasilkan bentuk gelombang arus motor menyerupai pola gigi gergaji, dengan nilai puncak-ke-puncak yang dikendalikan oleh lebar pita histeresis dan tidak bergantung pada durasi pensaklaran. Nilai puncak-ke-puncak berbanding lurus dengan besar pita histeresis yang digunakan. Hasil keluaran HBPWM ditunjukkan pada **Gambar 2.10** Masukan utama untuk pengendali HBPWM adalah tiga sinyal arus fasa, yang diolah untuk menghasilkan pola *switching* pada inverter PWM (Ranganadh, 2013). Pada **Gambar 2.10** dapat dilihat bentuk gelombang modulasi menggunakan metode penyetelan HBPWM.

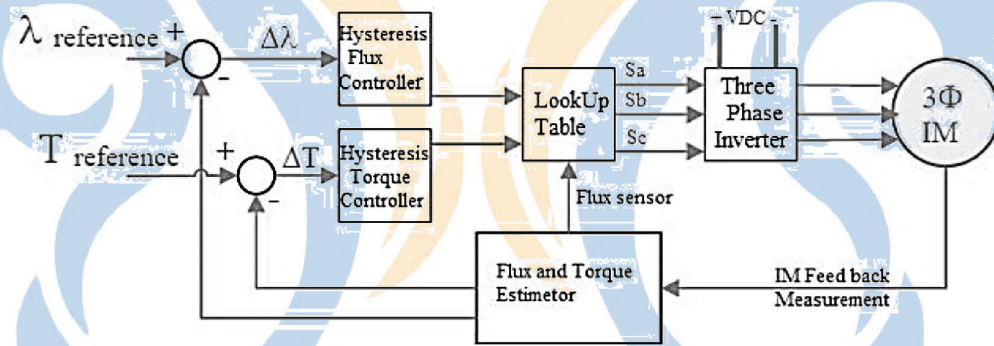


Gambar 2.10 Prinsip Pengendalian *Hysteresis-Band* (Ranganadh, 2013)

2.8 *Direct Torque Control (DTC)*

Direct torque control (DTC) merupakan metode pengendalian motor induksi dengan mengatur nilai fluks stator serta torsi elektromagnetik secara langsung dalam waktu nyata yang pertama kali diperkenalkan pada tahun 1980-an oleh Takahashi dan Noguchi. Pengendalian tersebut dilakukan dengan menjaga kedua besaran tersebut berada dalam pita histeresis melalui pemilihan level

tegangan stator yang sesuai. Secara umum, diagram blok DTC terdiri dari estimator torsi dan fluks, inverter sumber tegangan, tabel pensaklaran, dan komparator histeresis. Pada DTC, inverter sumber tegangan menyediakan delapan kemungkinan variasi tegangan stator, yang terdiri atas enam variasi aktif dan dua variasi nol. Variasi tegangan tersebut digunakan untuk mempertahankan nilai fluks dan torsi tetap stabil di dalam batas histeresis yang telah ditentukan. Pemilihan variasi tegangan ditentukan oleh tabel referensi (*lookup table*). Dalam implementasi klasik DTC, terdapat dua pengendali histeresis utama yang menerima umpan balik berupa fluks stator dan torsi yang dihasilkan. Berdasarkan umpan balik tersebut, kesalahan dibandingkan dengan nilai acuan, kemudian sinyal kesalahan diproses oleh komparator histeresis untuk menghasilkan keputusan pensaklaran yang sesuai (Azze and Hameed, 2023). Blok diagram sistem pengendalian motor induksi dengan DTC ditunjukkan pada **Gambar 2.11**.



Gambar 2.11 Diagram Blok Kendali *Direct Torque Control* (DTC) (Azze and Hameed, 2023)

Fluks stator ψ_s dan torka elektromagnetik T_{em} dapat diperkirakan melalui **Persamaan (2.28)** dan **Persamaan (2.29)** (Ouanjli *et al.*, 2019).

$$\psi_{est} = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} \quad (2.28)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\psi_{\alpha s} i_{\beta} - \psi_{\beta s} i_{\alpha}) \quad (2.29)$$

Sudut posisi fluks stator θ_s dihitung menggunakan **Persamaan (2.30)** (Daoudi and Lazrak, 2021):

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}\right) \quad (2.30)$$

Error torsi ditentukan dari selisih antara torsi referensi dan torsi estimasi, seperti ditunjukkan pada **Persamaan (2.31)**. *Error* fluks diperoleh dari selisih antara fluks referensi dan fluks stator hasil estimasi, seperti **Persamaan (2.32)** (Daoudi and Lazrak, 2021).

$$e_{T_{em}} = T_{em}^* - T_{em} \quad (2.31)$$

$$e_{\psi} = \psi_s^* - \psi_s \quad (2.32)$$

Torque Pulsation (T_{pp}) ditentukan dari selisih antara nilai torsi maksimum (T_{max}) dan torsi minimum (T_{min}) pada kondisi *steady-state*, sebagaimana ditunjukkan pada **Persamaan (2.33)**. Parameter ini merepresentasikan besarnya fluktuasi puncak-ke-puncak (*peak-to-peak*) yang menjadi indikator utama dalam mengukur kualitas performansi motor terkait getaran mekanik serta kebisingan akustik (*acoustic noise*).

$$T_{pp} = T_{max} - T_{min} \quad (2.33)$$

$$T_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (2.34)$$

$$T_r = \frac{T_{pp}}{T_{ss}} \times 100\% \quad (2.35)$$

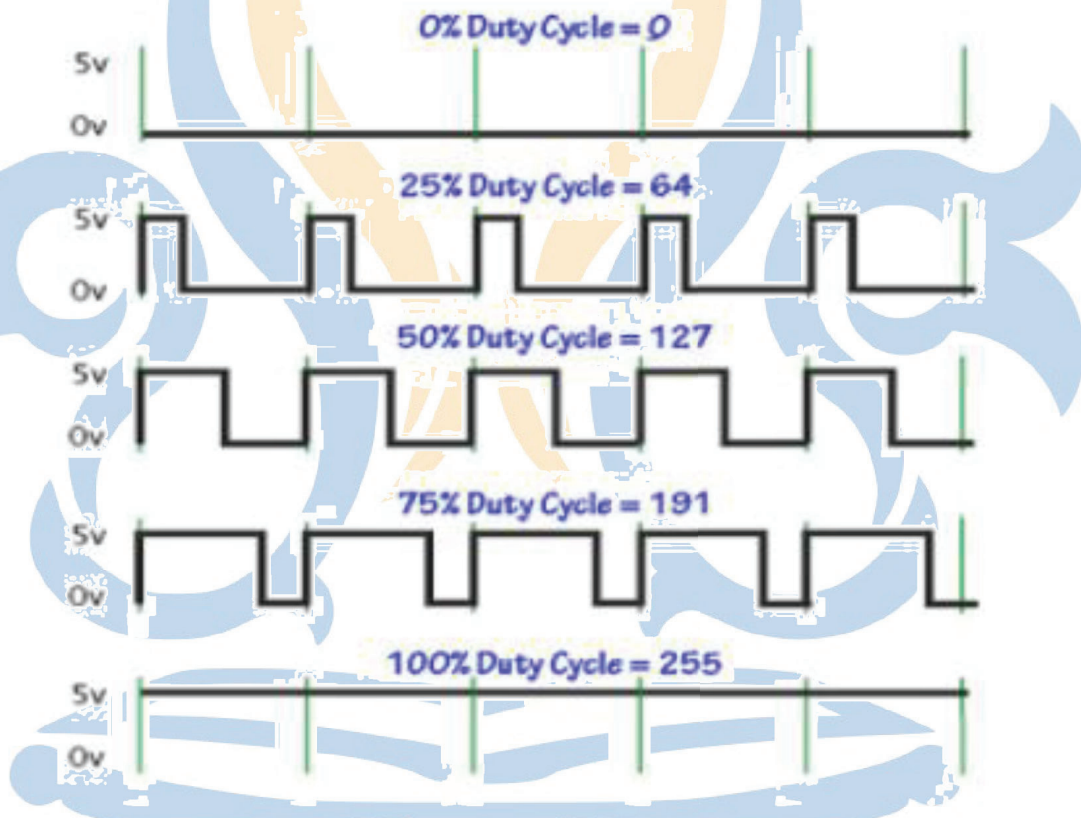
Torque ripple (T_r) pada **Persamaan (2.34)** didefinisikan sebagai rasio antara selisih torsi puncak terhadap nilai torsi rata-rata (T_{avg}). Nilai ini memberikan gambaran mengenai kualitas torsi secara umum dan sejauh mana fluktuasi torsi terjadi relatif terhadap beban yang diberikan. Persentase *torque ripple* (T_r) pada **Persamaan (2.35)** ditentukan dari hasil bagi antara *torque pulsation* (T_{pp}) dengan nilai torsi rata-rata pada kondisi tunak (*steady-state*) (T_{ss}) yang dinyatakan dalam satuan persen. Parameter ini digunakan untuk menunjukkan tingkat kestabilan relatif dari sistem kendali motor induksi, di mana nilai persentase yang lebih rendah menandakan performa pengendalian yang lebih halus dan stabil (Ibrahim and Alsammak, 2023).

Komponen fluks pada kerangka referensi (α, β) diberikan oleh integral tegangan stator dan jatuh tegangan resistif (Ouanjli *et al.*, 2019):

$$\begin{cases} \psi_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \psi_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (2.36)$$

2.9 Duty Cycle

Duty Cycle adalah perbandingan antara waktu ketika sinyal berada dalam kondisi aktif dan kondisi tidak aktif dalam satu periode sinyal. *Duty Cycle* menggambarkan proporsi waktu di mana komponen, perangkat keras, atau sistem kendali dioperasikan.



Gambar 2.12 *Duty Cycle* dan Nilai PWM (Ishak, 2019)

Pada **Gambar 2.12** menunjukkan ilustrasi sinyal PWM dengan *Duty Cycle* dalam rentang 0% hingga 100%. Dalam metode digital, perubahan sinyal PWM memiliki resolusi $2^8 = 256$, yang berarti nilai keluaran PWM memiliki 256 variasi, mulai dari 0 hingga 255, yang mewakili *Duty Cycle* dari 0% hingga 100% (Ishak, 2019).

$$Duty Cycle = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \times 100\% \quad (2.37)$$

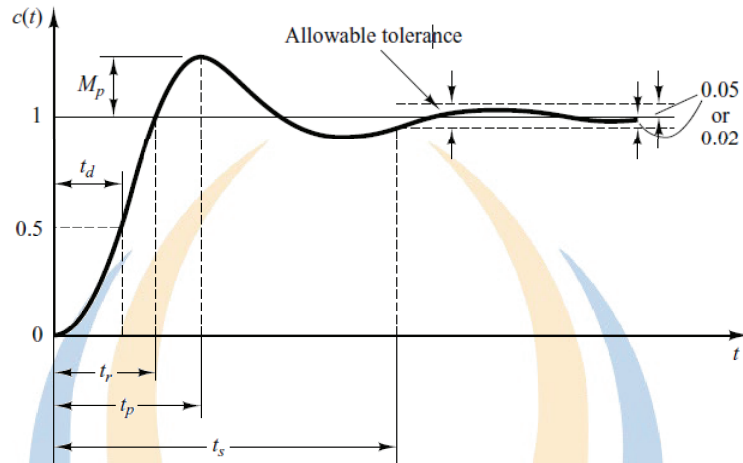
Duty Cycle 100% berarti sinyal tegangan pengatur motor diberikan sepenuhnya. Jika tegangan catu adalah 12 V, maka motor akan menerima tegangan 12 V. Pada *Duty Cycle* 50%, tegangan yang diberikan ke motor hanya sebesar 50% dari tegangan total yang tersedia, dan seterusnya (Ishak, 2019).

2.10 Respons Transien Sistem

Dalam perancangan suatu sistem kendali, spesifikasi atau kriteria performansi yang diharapkan merupakan hal yang penting (Ogata, 2010). Terdapat beberapa komponen kriteria performansi yang digunakan berdasarkan **Gambar 2.13**.

1. *Delay time* (t_d) adalah sebagai waktu yang diperlukan oleh respons sistem untuk pertama kali mencapai kurang lebih 50% dari nilai keadaan tunaknya.
2. *Rise time* (t_r) adalah interval waktu yang dibutuhkan keluaran untuk meningkat dari suatu batas bawah ke batas atas tertentu, misalnya dari 10% ke 90%, 5% ke 95%, atau 0% ke 100% terhadap nilai akhirnya. Pada sistem *underdamped* biasanya digunakan rentang 0–100% atau 10–90%, sedangkan pada sistem yang tidak mengalami *overshoot* umumnya dipakai rentang 0–100%.
3. *Peak time* (t_p) merupakan waktu yang diperlukan respons untuk mencapai nilai puncak (maksimum/*overshoot*) pertama setelah adanya masukan.
4. *Maximum overshoot* (M_p) adalah besarnya puncak maksimum dari respons transien yang dinyatakan sebagai persentase selisih antara nilai setpoint dengan nilai puncak aktual. Nilai persentase tersebut, menunjukkan tingkat kestabilan relatif dari suatu sistem. Secara matematis dirumuskan **Persamaan (2.38)**.

$$\text{Overshoot maksimum (persen)} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (2.38)$$



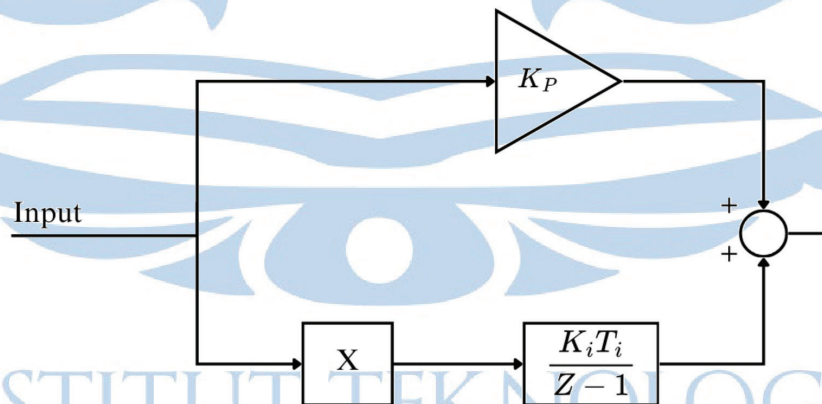
Gambar 2.13 Spesifikasi Grafik Respons *Step* (Ogata, 2010)

5. *Settling Time* (t_s) adalah waktu yang dibutuhkan respons untuk mencapai dan menetap dalam suatu pita toleransi tertentu terhadap nilai keadaan akhir, biasanya dengan galat tidak lebih dari $\pm 2\%$ atau $\pm 5\%$.

$$SSE(\%) = \left(\frac{\omega_{ref} - \omega_{m,ss}}{\omega_{ref}} \right) \times 100\% \quad (2.39)$$

2.11 Proportional Integral (PI) Controller

PI controller digunakan dalam algoritma DTC dalam pengendalian motor induksi tiga fasa. Kontroler ini memiliki fungsi untuk mencegah *overshoot* dari sinyal keluaran yang berlebihan. Adapun blok diagram sistem dari PI controller ditunjukkan pada **Gambar 2.14** (Prayogo, Triwiyatno and Riyadi, 2023).



Gambar 2.14 Blok Diagram Sistem Kontroler PI (Prayogo, Triwiyatno and Riyadi, 2023)

Pengendali PI adalah pengendali yang sudah digunakan secara luas di berbagai bidang khususnya pada bidang industri. Pengendali PI berfungsi agar

error dapat diminimalisir antara suatu variabel proses dengan nilai *set point* yang diberikan dengan mengkalkulasikan *error*, lalu memberikan suatu sinyal usaha yang dapat mengurangi *error*. Pada pengendali PI, terdapat dua komponen di dalamnya yaitu *proportional* dan integral. Komponen *proportional* dapat mempengaruhi *output* sistem kontrol berdasarkan nilai *error* saat ini. Komponen integral dapat mempengaruhi *output* berdasarkan nilai *error* sebelumnya. Setelah itu PI akan menjumlahkan hasil kalkulasi dari setiap komponen tersebut dan menghasilkan *output* baru. Adapun persamaan dari pengendali PI pada **Persamaan (2.40)**.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2.40)$$

Metode *trial and error* dipilih karena memiliki implementasi yang sederhana dan tidak memerlukan model matematis sistem yang kompleks. Selain itu, metode tersebut cukup efektif diterapkan pada sistem motor induksi yang memiliki karakteristik nonlinier dan mengalami perubahan beban dinamis, khususnya pada pengendalian torsi dan fluks menggunakan metode DTC-HBPWM *dual inverter*. Oleh karena itu, pada penelitian yang dilakukan penalaan parameter PI dilakukan menggunakan metode *trial and error* untuk memperoleh respons sistem yang cepat, stabil, dan sesuai dengan karakteristik pengujian.

2.12 Penelitian Terdahulu

Beberapa penelitian terdahulu yang berkaitan dengan penelitian yang dilakukan diuraikan dalam bentuk tabel, yang memuat metode yang digunakan serta hasil yang diperoleh pada masing-masing penelitian. Uraian tersebut dapat dilihat pada **Tabel 2.1**.

Tabel 2.1 Penelitian Terdahulu

No	Nama Peneliti	Metode dan Hasil
1	Allag <i>et al.</i> , 2025	Metode: <i>Field-Oriented Control</i> (FOC) canggih dengan <i>Dual SVM-PWM Inverters</i> (topologi <i>Dual Inverter Open-end winding</i>).
		Hasil: Dengan menggunakan metode tersebut dapat mengurangi <i>common-mode voltage</i> (CMV) dan meningkatkan efisiensi serta keandalan sistem kendali motor. Namun, Penelitian tersebut

No	Nama Peneliti	Metode dan Hasil
		menggunakan FOC yang kompleks dengan transformasi dq dan <i>observer</i> yang rumit. Penelitian tersebut tidak membahas analisis <i>torque ripple</i> .
2	(Mohammed, 2025)	Metode: Perbandingan Metode <i>switching Hysteresis Band</i> PWM (HBPWM) dengan <i>Sinusoidal PWM</i> (SPWM). Hasil: SPWM menghasilkan respons kecepatan awal yang mengalami <i>overshoot</i> dan osilasi yang lebih besar sebelum mencapai keadaan tunak, sedangkan HBPWM mampu menghasilkan respons kecepatan yang lebih cepat dan lebih halus serta bentuk gelombang tegangan dan arus yang lebih efisien.
3	(Challa and Reddy, 2024)	Metode: <i>Direct Torque Control</i> (DTC) pada motor induksi <i>open-end winding</i> menggunakan <i>dual inverter</i> dengan teknik <i>Randomized Decoupled PWM</i> (RDPWM). Hasil: Dapat menurunkan <i>torque ripple</i>, meningkatkan kualitas <i>switching</i>, serta mengurangi noise dan harmonik. Frekuensi <i>switching</i> lebih adaptif dan performa dinamis lebih stabil dibanding DTC konvensional.
4	(Azze and Hameed, 2023)	Metode: <i>Direct Torque Control</i> (DTC) dengan konfigurasi pengendali PI dengan <i>single inverter</i> Hasil: DTC pada <i>single inverter</i> mudah diterapkan dengan respons presisi, namun terbatas oleh <i>torque ripple</i> tinggi dan frekuensi <i>switching</i> tidak konstan yang mengganggu kestabilan motor.
5	(Vo et al., 2021)	Metode: PWM-DTC dengan Kalman Filter (KF) Hasil: Meningkatkan kestabilan torsi, menurunkan <i>torque ripple</i>, menghaluskan respons transien, dan

No	Nama Peneliti	Metode dan Hasil
		meningkatkan estimasi fluks stator tanpa sensor kecepatan tambahan. Namun, memiliki keterbatasan pada kompleksitas algoritma filter serta frekuensi pensaklaran PWM konstan, sehingga respons terhadap variasi beban belum optimal.



INSTITUT TEKNOLOGI
KALIMANTAN