

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Dissertação de Mestrado

Controle Direto de Torque Para  
Uma Máquina de Indução Eneafásica  
Com Redução de Correntes Harmônicas



Gilielson Figueredo da Paz

João Pessoa, Brasil  
Dezembro de 2020

Gilielson Figueiredo da Paz

**CONTROLE DIRETO DE TORQUE PARA UMA MÁQUINA DE  
INDUÇÃO ENEAFÁSICA COM REDUÇÃO DE CORRENTES  
HARMÔNICAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas  
Coorientador: Prof. Dr. Victor Felipe Moura Bezzera Melo

João Pessoa, Brasil

Dezembro de 2020

**Catalogação na publicação  
Seção de Catalogação e Classificação**

P348c Paz, Gilielson Figueiredo da.  
Controle direto de torque para uma máquina de indução  
eneafásica com redução de correntes harmônicas /  
Gilielson Figueiredo da Paz. - João Pessoa, 2021.  
140 f. : il.

Orientação: Isaac Freitas.  
Coorientação: Victor Melo.  
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Engenharia elétrica. 2. Máquina eneafásica. 3. SVD.  
4. DTC. 5. Vetores virtuais. 6. Componentes harmônicas.  
I. Freitas, Isaac. II. Melo, Victor. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.3(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**CONTROLE DIRETO DE TORQUE PARA UMA MÁQUINA ENEAFÁSICA COM  
REDUÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS**

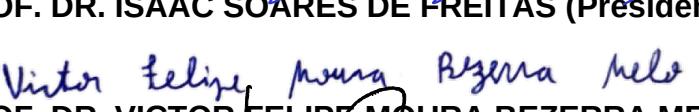
Elaborada por

**GILIELSON FIGUEREDO DA PAZ**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

   
**PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS (Presidente)**

  
**PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO**

  
**PROF. DR. NADY ROCHA**

  
**PROF. DR. ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA**

*Dedico esse trabalho a Deus,  
suporte bem presente na hora da angústia.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus que iluminou o meu caminho durante esta jornada, nos momentos mais difíceis o seu amparo foi primordial.

Aos meus pais, Valdeci da Paz e Maria José Figueredo da Paz, por sempre acreditarem em mim e me apoiarem incondicionalmente nos meus estudos, mesmo que muitas vezes não tivesse o aporte financeiro. Pela educação e caráter que me deram que contribuíram para a formação da pessoa que sou hoje.

A minha irmã Giselle, que apesar da vida lhe trazer inúmeras dificuldades, sempre me agraciou com um sorriso e traz inspiração para tudo que faço na minha vida pessoal, profissional e acadêmica.

Ao meu professor do primário Edinaldo Correia de Lima, que com sua honrosa sensatez me direcionou para o caminho certo.

A minha esposa Deliane, que nos momentos árduos estava presente para me incentivar e, de forma especial e carinhosa, meu deu força e coragem pra sempre continuar.

A todos da minha família e amigos que direta ou indiretamente contribuíram para que eu pudesse alcançar os meus objetivos.

Aos meus amigos de pós-graduação, em especial aqueles que compartilharam bons momentos do curso até aqui, Antônio Dutra, Carolina, Gleice, Alexandre, Marcos Victor, Filipe, Mariana, Joaquim, Frank, Antônio Venâncio, Marcos Lázaro, Leonardo e Ronan.

Agradeço de forma muito veemente a todos os professores que fazem parte do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPB, pelos conhecimentos transmitidos, pelas aulas e todo suporte acadêmico prestado.

Em especial aos membros da banca, ao meu orientador Professor Isaac Soares pelo conhecimento transmitido e pela prestatividade, ao Professor Nady Rocha, ao Professor Ítalo Roger e ao meu Co-Orientador Professor Victor Melo pelo apoio fundamental no desenvolvimento desse trabalho.

*“A Educação é a arma mais poderosa  
que temos para mudar o mundo.”*  
*(Nelson Mandela)*

## RESUMO

As máquinas elétricas de indução são responsáveis pela maior parte da força motriz nos ambientes fabris do mundo, sendo a maior representatividade na matriz de consumo energético das indústrias brasileiras. Essa posição estratégica evidencia as pesquisas na melhoria do desenvolvimento das máquinas e de técnicas de acionamento robustas que tragam economia de energia e financeira. Neste contexto, as máquinas elétricas de indução multifásicas vêm se destacando ao longo dos anos em aplicações específicas como propulsão de navios e veículos elétricos, elevadores e aeronaves. Algumas vantagens apresentadas por essas máquinas que motivaram as crescentes pesquisas são: alta eficiência, tolerância a falhas, maior densidade de potência e maior confiabilidade. Por esse motivo, o desenvolvimento de técnicas de acionamento a velocidade variável, como o controle direto de torque (do inglês *direct torque control* - DTC), para as máquinas multifásicas é essencial. O DTC apresenta simplicidade de implementação, robustez e menor esforço computacional. Este trabalho discute um método de controle direto de torque que utiliza vetores virtuais de tensão para reduzir a distorção harmônica das correntes de fase em um sistema de acionamento de uma máquina de indução simétrica eneafásica. Como o DTC clássico é uma adaptação direta do controle trifásico, ele não leva em conta a presença das componentes de correntes harmônicas obtidas a partir da técnica de decomposição de vetores espaciais (do inglês *space vector decomposition* - SVD). Assim, no DTC clássico, essas componentes de correntes harmônicas assumem amplitudes altas, causando distorção nas correntes de fase. Desta forma, é mostrado que o DTC com vetores virtuais minimiza as componentes indesejadas, reduzindo significativamente a distorção nas correntes de fase, mantendo a rápida resposta dinâmica do DTC clássico.

**Palavras-chave:** Máquina Eneafásica, SVD, DTC, Vetores Virtuais, Componentes Harmônicas.

## ABSTRACT

Electric induction machines are responsible for much of the driving force of industrial environments worldwide, being the largest representation in the energy consumption matrix of Brazilian industries. This strategic position highlights research in improving the development of machines and robust drive techniques that bring energy and financial savings. In this context, multiphase induction electric machines have stood out over the years in specific applications such as propulsion of ships and electric vehicles, elevators and aircraft. Some advantages presented by these machines that motivated the increase in research are: high efficiency, fault tolerance, higher power density and greater reliability. For this reason, the development of variable speed drive techniques, such as direct torque control (DTC), for multiphase machines is essential. The DTC has simplicity of implementation, robustness and less computational effort. This work discusses a method of direct torque control that uses virtual voltage vectors to reduce the harmonic distortion of the phase current in a symmetric induction drive system. As the classic DTC is a direct adaptation of the three-phase control, it does not take into account the presence of harmonic current components obtained from the spatial vector decomposition technique (SVD). Thus, in the classic DTC, these harmonic current components assume high amplitudes, causing distortion in the phase currents. In this way, it is shown that the DTC with virtual vectors minimizes the unwanted components, significantly reducing the distortion in the phase currents, maintaining the fast dynamic response of the classic DTC.

**Keywords:** Nine-phase machine, SVD, DTC, Virtual Vectors, Harmonic Components.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica no setor industrial brasileiro. . . . .	22
Figura 1.2 – Três enrolamentos trifásicos com ligação de neutro comum. . . . .	27
Figura 1.3 – Três enrolamentos trifásicos com ligação de neutros isolados. . . . .	28
Figura 1.4 – Vetores de tensão correspondentes a um inversor de dois níveis para acionamento de uma máquina eneafásica com deslocamento entre os grupos de 40°. . . . .	29
Figura 1.5 – Enrolamento de uma máquina de nove fases assimétrico (20°). (a) convencional. (b) configuração com seis terminais. . . . .	29
Figura 1.6 – Diagrama de Blocos do DTC proposto por Takahashi e Noguchi (1986) para uma máquina de indução trifásica. . . . .	34
Figura 1.7 – Vetores de tensão usados no controle DTC de Takahashi e Noguchi (1986) para uma máquina de indução trifásica. . . . .	34
Figura 2.1 – Enrolamentos estatóricos da máquina de indução eneafásica. (a) Confi- guração simétrica. (b) Configuração assimétrica. . . . .	39
Figura 2.2 – Máquina eneafásica. (a) configuração assimétrica estudada. (b) conven- ção adotada em cada bobina. . . . .	41
Figura 2.3 – Diagrama vetorial para transformação de Park de uma máquina eneafá- sica em um referencial genérico. . . . .	51
Figura 2.4 – Circuito equivalente da máquina em regime permanente. . . . .	53
Figura 2.5 – Máquina considerando apenas a componente fundamental no referencial genérico. . . . .	55
Figura 2.6 – Conversor de nove braços com ligação de três neutros isolados - topologia A. . . . .	57
Figura 2.7 – Conversor de nove braços com ligação de um neutro isolado - topologia B. .	57
Figura 2.8 – Projeção dos vetores normalizados de tensão nos planos espaciais. . . .	59
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do DTC Clássico para uma máquina eneafásica. . .	63
Figura 3.2 – Vetores de tensão utilizados no chaveamento para o DTC1. . . . .	65
Figura 3.3 – Curva característica do comparador de fluxo de dois níveis. . . . .	66
Figura 3.4 – Curva característica do comparador de torque de três níveis. . . . .	67
Figura 3.5 – Diagrama de blocos do DTC modificado para uma máquina eneafásica. .	70
Figura 3.6 – Vetores de tensão utilizados no chaveamento para o DTC2 no setor <i>i</i> (a) plano <i>dq1</i> , (b) plano <i>dq5</i> , (c) plano <i>dq7</i> . . . . .	72
Figura 3.7 – Vetores selecionados para o DTC3. (a) <i>dq1</i> . (b) <i>dq5</i> . (c) <i>dq7</i> . (d) <i>dq3</i> . .	75
Figura 3.8 – Diagrama de blocos do DTC3 para uma máquina eneafásica. . . . .	76
Figura 3.9 – Vetores de tensão usados para a construção do $VV_{2V}$ (em vermelho) no DTC3-2V. . . . .	76

Figura 3.10–Vetores de tensão usados para a construção do $VV_{4V}$ (em vermelho) no DTC3-4V. . . . .	78
Figura 3.11–Vetores de tensão usados para a construção do $VV_{8V}$ (em vermelho) no DTC3-8V. . . . .	80
Figura 4.1 – Fluxos Estatóricos nos planos $dqh$ (a) DTC1 , (b) DTC2 com minimização de $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de $dq5$ . . . . .	85
Figura 4.2 – Módulo do fluxo estatórico estimado e de referência (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de $dq5$ . . . . .	86
Figura 4.3 – Velocidade rotórica de referência e medida (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de $dq5$ . . . . .	87
Figura 4.4 – Torque de referência e estimado (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de $dq5$ . . . . .	88
Figura 4.5 – Correntes estatóricas nos planos $dq1$ , $dq5$ e $dq7$ (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de $dq5$ . . . . .	89
Figura 4.6 – Corrente e espectro de frequência da fase 1.(DTC1 e DTC2). . . . .	90
Figura 4.7 – Comportamento dinâmico da velocidade aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ . (a) DTC1, (b) DTC2 minimizando $dq7$ , (c) DTC2 minimizando $dq5$ . . . . .	91
Figura 4.8 – Comportamento dinâmico do torque aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ . (a) DTC1, (b) DTC2 minimizando $dq7$ , (c) DTC2 minimizando $dq5$ . . . . .	92
Figura 4.9 – Comportamento dinâmico do torque com degrau na referência $T_e^*$ . (a) DTC1. (b) DTC2 minimizando $dq7$ . (c) DTC2 minimizando $dq5$ . . . . .	93
Figura 4.10–Comportamento dinâmico da velocidade com degrau na referência $T_e^*$ . (a) DTC1. (b) DTC2 minimizando $dq7$ . (c) DTC2 minimizando $dq5$ . . . . .	93
Figura 4.11–Fluxos Estatóricos nos planos $dqh$ (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V (d) DTC3-8V. . . . .	95
Figura 4.12–Módulo do fluxo estatórico estimado e de referência (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V. . . . .	96
Figura 4.13–Velocidade rotórica de referência e medida (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V. . . . .	97
Figura 4.14–Torque de referência e estimado (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V. . . . .	98
Figura 4.15–Correntes estatóricas nos planos $dq1$ , $dq5$ e $dq7$ (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V. . . . .	99
Figura 4.16–Corrente e espectro de frequência da fase 1 (DTC1 e DTC3). . . . .	100
Figura 4.17–Comportamento dinâmico da velocidade aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ . . . . .	102
Figura 4.18–Comportamento dinâmico do torque aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ . . . . .	103

Figura 4.19–Comportamento dinâmico do torque aplicando um degrau na referência $T_e^*$	104
Figura 4.20–Comportamento dinâmico da velocidade aplicando um degrau na refe- rência $T_e^*$	104
Figura 5.1 – Bancada experimental no LOSE.	108
Figura 5.2 – Fluxos estatóricos experimentais nos planos $dq1, dq5, dq7$ .	109
Figura 5.3 – Módulo do fluxo estatório experimental estimado e de referência.	110
Figura 5.4 – Velocidade rotórica experimental de referência e medida.	111
Figura 5.5 – Torque experimental de referência e estimado.	112
Figura 5.6 – Correntes estatóricas experimentais nos planos $dq1, dq5$ e $dq7$ .	113
Figura 5.7 – Corrente e espectro de frequência experimental da fase 1 (DTC1 e DTC3).	115
Figura 5.8 – Tensão ( $200V/div$ ), corrente ( $5A/div$ ) e espectro de frequência experi- mentais da fase 1 obtidos pelo oscilógrafo.	116
Figura 5.9 – Comportamento dinâmico experimental da velocidade aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ .	117
Figura 5.10–Comportamento dinâmico experimental do torque aplicando uma rampa na referência $\omega_r^*$ .	118
Figura 5.11–Comportamento dinâmico experimental do torque aplicando um degrau na referência $T_e^*$	119
Figura 5.12–Comportamento dinâmico experimental da velocidade aplicando um degrau na referência $T_e^*$ .	119

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Numeração dos vetores de tensão. . . . .	59
Tabela 2.2 – Módulos dos vetores de tensão alinhados nos planos transformados. . . . .	60
Tabela 3.1 – Tabela de chaveamento para o DTC1 - Setor i. . . . .	69
Tabela 3.2 – Tabela de chaveamento para o DTC2 - Setor i. . . . .	71
Tabela 3.3 – Módulos dos vetores de tensão alinhados usados no DTC3-8V. . . . .	80
Tabela 3.4 – Sequência de comutações dos vetores usados no DTC3-8V ( $VV_{8V}$ ). . . . .	81
Tabela 4.1 – Parâmetros da máquina de indução eneafásica utilizada na simulação. . . . .	83
Tabela 4.2 – Parâmetros de entrada para a simulação. . . . .	84
Tabela 4.3 – Comparação do desempenho das estratégias DTC1 e DTC2. . . . .	91
Tabela 4.4 – Comparação do desempenho das estratégias DTC1 e DTC3. . . . .	102
Tabela 4.5 – Comparação qualitativa entre as estratégias DTC1, DTC2 e DTC3. . . . .	105
Tabela 5.1 – Comparação do desempenho experimental das estratégias DTC1 e DTC3.	116
Tabela B.1 – Tabela de chaveamento para o DTC1 . . . . .	134
Tabela B.2 – Tabela de chaveamento para o DTC2 . . . . .	135
Tabela B.3 – Tabela de chaveamento para o DTC2 - continuação . . . . .	136
Tabela C.1 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-2V . . . . .	137
Tabela C.2 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-4V . . . . .	137
Tabela C.3 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-8V . . . . .	137
Tabela D.1 – Tabela de chaveamento para o DTC3-2V . . . . .	138
Tabela D.2 – Tabela de chaveamento para o DTC3-4V . . . . .	139
Tabela D.3 – Tabela de chaveamento para o DTC3-8V . . . . .	140

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	Current Source Inverter
DFOC	Direct Field Oriented Control
DSC	Direct Self Control
DTC	Direct Torque Control
FMM	Força Magnetomotriz
FOC	Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
LUT	Lookup Table Based
MIT	Motor de Indução Trifásico
MPC	Model Predictive Control
PI	Proporcional-Integral
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
ST	Switching Table
SV	Space Vector
SVD	Space Vector Decomposition
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Distortion Harmonic
VSI	Voltage Source Inverter

## LISTA DE SÍMBOLOS

$*$	Denota valores de referência
$\wedge$	Denota variáveis complexas
$gh$	Índice que indica o referencial genérico em cada componente harmônica
$s$	Denota variável no referencial estatórico
$r$	Denota variável no referencial rotórico
$vh$	Denota variável no referencial síncrono da tensão
$\mathbf{A}_r$	Matriz de transformação de Clarke das variáveis do rotor
$\mathbf{A}_s$	Matriz de transformação de Clarke das variáveis do estator
$d\lambda_s$	Variável para o comparador de fluxo
$dT_e$	Variável para o comparador de torque
$E$	Tensão do barramento CC
$e_i$	Tensão induzida em uma bobina da máquina
$\mathbf{G}_h$	Matriz de mudança de referencial
$h$	Ordem da componente harmônica
$H_f$	Banda de histerese do fluxo estatórico
$H_t$	Banda de histerese de torque
$\hat{\mathbf{i}}_{mdqh}^{vh}$	Corrente de magnetização do circuito equivalente da $h$ -ésima? harmônica considerada
$i_r^r$	Vetor corrente rotórica no referencial estacionário
$\mathbf{i}_{r\alpha\beta}$	Vetor corrente rotórica no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{i}_{rdqh}^s$	Vetor corrente rotórica no modelo $dqh$ da máquina no referencial estacionário
$\hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{gh}$	Vetor corrente rotórica no modelo complexo $dqh$ no referencial genérico
$i_s^s$	Vetor corrente estatórica no referencial estacionário
$\mathbf{i}_{s\alpha\beta}$	Vetor corrente estatórica no modelo $\alpha\beta$ da máquina

$\mathbf{i}_{sdqh}^s$	Vetor corrente estatórica no modelo $dqh$ da máquina no referencial estacionário
$\hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{g_h}$	Vetor corrente estatórica no modelo complexo $dqh$ no referencial genérico
$J_m$	Momento de inércia da máquina
$k_h$	Fator de Bobina
$K_{i\omega_r}$	Ganho integral da malha de velocidade
$K_{p\omega_r}$	Ganho proporcional da malha de velocidade
$\kappa_{sr}$	Fator de Skew
$K_m$	Coeficiente de atrito
$l_{mh}$	Indutância mútua entre estator e rotor no plano $\alpha\beta h$
$l_{rh}$	Indutância própria do rotor no plano $\alpha\beta h$
$\mathbf{L}_{rrM}$	Matriz de indutância mútua entre fases do rotor
$L_{rM}$	Indutância de magnetização do rotor
$\mathbf{L}_{rr}$	Matriz de indutância do rotor no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$	Matriz de indutância do rotor no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{L}_{rs}$	Matriz de indutância mútua entre rotor e estator no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{L}_{rsa\beta}$	Matriz de indutância mútua entre rotor e estator no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{L}_{r\delta}$	Matriz de indutância de disperção do rotor
$L_{r\delta}$	Indutância de disperção do rotor
$L_{r\delta b}$	Indutância de disperção da barra do rotor
$L_{r\delta a}$	Indutância de disperção do segmento de anel do rotor
$l_{sh}$	Indutância própria do estator no plano $\alpha\beta h$
$\mathbf{L}_{sM}$	Matriz de indutância mútua entre fases do estator
$L_{sM}$	Indutância de magnetização do estator
$\mathbf{L}_{ss}$	Matriz de indutância do estator no modelo primitivo da máquina

$\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$	Matriz de indutância do estator no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{L}_{sr}$	Matriz de indutância mútua entre estator e rotor no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{L}_{sra\beta}$	Matriz de indutância mútua entre estator e rotor no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$L_{s\delta}$	Indutância de dispersão do estator
$ M_i $	Módulo do vetor de tensão normalizado de índice $i$
$m_r$	Número de fases no rotor da máquina
$m_s$	Número de fases no estator da máquina
$N_t$	Número de espiras por polo por fase
$p$	Número de par de polos
$\mathbf{P}_h$	Transformada de Park
$q$	Número de bobinas por polo por fase
$q_i$	Chaves do inversor de índice $i$
$r_i$	Bobinas do rotor que são numeradas com índice $i$ de 1 a 9.
$R_{ra}$	Resistência de um segmento de anel do rotor
$R_{rb}$	Resistência de uma barra do rotor
$R_r$	Resistência rotórica
$r_{rh}$	Resistência do rotor no plano $\alpha\beta h$
$\mathbf{R}_{rr}$	Matriz de resistência do rotor no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$	Matriz de resistência do rotor no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$r_s$	Resistência estatórica
$R_{ss}$	Matriz de resistência estatórica
$s_i$	Bobinas do estator que são numeradas com índice $i$ de 1 a 9.
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_m$	Torque mecânico de carga
$T_{eh}$	Torque eletromagnético produzido pelas componentes de $h$ harmônico

$V_{cc}$	Tensão em corrente contínua
$v_{i0}$	Tensão de polo com índice $i$
$v_{ni}$	Tensão de neutro com índice $i$
$v_{si}$	Tensão de fase com índice $i$
$v_s^s$	Vetor tensão estatórica no modelo primitivo da máquina
$v_r^r$	Vetor tensão rotórica no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{v}_{s\alpha\beta}$	Vetor tensão estatórica no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{v}_{sdqh}$	Vetor tensão estatórica no modelo $dqh$ da máquina para $h$ harmônico
$\mathbf{x}_r$	Variável genérica do rotor no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{x}_{r\alpha\beta}$	Variável genérica do rotor no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\mathbf{x}_s$	Variável genérica do estator no modelo primitivo da máquina
$\mathbf{x}_{s\alpha\beta}$	Variável genérica do estator no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\alpha_r$	Ângulo entre duas fases do rotor
$\gamma_e$	ângulo de defasagem entre duas aberturas do estator
$\delta_{gh}$	Fase do vetor referencial genérico $gh$
$\delta_{vh}$	Fase do vetor referencial síncrono da tensão $vh$
$\delta_r$	Posição do rotor
$\theta_r$	Ângulo elétrico do rotor
$\theta'_r$	Ângulo elétrico do rotor a partir da extensão da bobina da fase 1
$\theta_m$	Ângulo mecânico da máquina
$\theta_{\lambda_{sdq1}}$	ângulo do vetor do fluxo estatórico fundamental
$\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta}$	Vetor fluxo rotórico no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\boldsymbol{\lambda}_{rdqh}$	Vetor fluxo rotórico no modelo $dq$ da máquina para $h$ harmônico
$\lambda_r^r$	Vetor fluxo rotórico no modelo primitivo da máquina
$\hat{\lambda}_{rdqh}^{g_h}$	Vetor fluxo rotórico no modelo complexo $dqh$ no referencial genérico
$\lambda_s^s$	Vetor fluxo estatórico no modelo primitivo da máquina

$\lambda_{s\alpha\beta}$	Vetor fluxo estatórico no modelo $\alpha\beta$ da máquina
$\lambda_{sdqh}$	Vetor fluxo estatórico no modelo $dq$ da máquina para $h$ harmônico
$\hat{\lambda}_{sdqh}^{gh}$	Vetor fluxo estatórico no modelo complexo $dqh$ no referencial genérico
$\phi$	Ângulo entre duas fases do estator
$\omega_r$	Velocidade rotórica
$\omega_{gh}$	Velocidade do vetor no referencial genérico $gh$
$\omega_{vh}$	Velocidade do vetor no referencial síncrono da tensão
$\omega_m$	Velocidade síncrona da máquina
$\omega_{rs}$	Velocidade de escorregamento da máquina
$\sigma_h$	Escorregamento em cada plano do $h$ harmônico
$W_g$	Energia magnética
$W'_g$	Coenergia magnética

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>21</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO . . . . .	21
1.1.1	Localização do tema . . . . .	21
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .	24
1.2.1	Máquinas Multifásicas . . . . .	24
1.2.2	Estratégias de Controle para Máquinas Multifásicas . . . . .	32
1.3	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO . . . . .	36
1.4	PUBLICAÇÕES DO TRABALHO . . . . .	37
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO . . . . .	37
<b>2</b>	<b>MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO E DO CONVERSOR ENEAFÁSICOS . . . . .</b>	<b>38</b>
2.1	INTRODUÇÃO . . . . .	38
2.2	MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO ENEAFÁSICA . . . . .	38
2.2.1	Expressões para as Tensões, Fluxos e Torque em Variáveis Primitivas . . . . .	40
2.2.2	Modelagem por Decomposição Vetorial . . . . .	46
2.2.3	Expressões para Tensões, Fluxos e Torque em variáveis transformadas usando Decomposição Vetorial . . . . .	48
2.2.4	Representação complexa da máquina apenas com componente fundamental . . . . .	54
2.3	MODELAGEM DO CONVERSOR ESTÁTICO DE NOVE BRAÇOS . . . . .	56
2.4	CONCLUSÃO . . . . .	60
<b>3</b>	<b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE DTC PARA MÁQUINA ENEAFÁSICA . . . . .</b>	<b>61</b>
3.1	INTRODUÇÃO . . . . .	61
3.2	CONTROLE DTC CLÁSSICO - DTC1 . . . . .	61
3.2.1	Estrutura e Funcionamento do Controle DTC Clássico para uma Máquina Eneafásica . . . . .	63
3.2.2	Estimador de Fluxo e Torque Eletromagnético . . . . .	64
3.2.3	Comparador por Histerese . . . . .	66
3.2.4	Setores Espaciais do Fluxo Estatórico . . . . .	67
3.2.5	Controlador PI . . . . .	68
3.2.6	Tabela de Chaveamento . . . . .	69
3.3	CONTROLE DTC MODIFICADO - DTC2 . . . . .	70

3.4	CONTROLE DTC COM VETORES VIRTUAIS - DTC3 . . . . .	73
3.4.1	DTC3 utilizando dois vetores reais de tensão para emular um vetor virtual . . . . .	75
3.4.2	DTC3 utilizando quatro vetores reais de tensão para emular um vetor virtual . . . . .	77
3.4.3	DTC3 utilizando oito vetores reais de tensão para emular um vetor virtual . . . . .	79
3.5	CONCLUSÃO . . . . .	82
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>83</b>
4.1	INTRODUÇÃO . . . . .	83
4.2	RESULTADOS COM DTC1 E DTC2 . . . . .	84
4.2.1	Resultados na operação em regime permanente . . . . .	84
4.2.2	Resultados na operação em regime dinâmico . . . . .	91
4.3	RESULTADOS COM DTC1 E DTC3 . . . . .	94
4.3.1	Resultados na operação em regime permanente . . . . .	94
4.3.2	Resultados na operação em regime dinâmico . . . . .	102
4.4	SUMARIZAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DOS CONTROLES DTC1, DTC2 E DTC3 . . . . .	105
4.5	CONCLUSÃO . . . . .	106
<b>5</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>107</b>
5.1	INTRODUÇÃO . . . . .	107
5.1.1	Descrição dos equipamentos e da bancada experimental . . . . .	107
5.2	RESULTADOS COM DTC1 E DTC3 . . . . .	107
5.2.1	Resultados na operação em regime permanente . . . . .	107
5.2.2	Resultados na operação em regime dinâmico . . . . .	117
5.3	CONCLUSÃO . . . . .	120
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS . . .</b>	<b>121</b>
6.1	CONCLUSÕES GERAIS . . . . .	121
6.2	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	122
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>123</b>

## APÊNDICES

APÊNDICE A – MATRIZES TRANSFORMADAS POR CLARKE NO REFERENCIAL ESTACIONÁRIO . . .	132
--	-----

<b>APÊNDICE B – TABELAS DE CHAVEAMENTO PARA OS CONTROLES DTC1 E DTC2 . . . . .</b>	<b>134</b>
<b>APÊNDICE C – TABELAS DE VETORES PARA A CRIA- ÇÃO DOS VV . . . . .</b>	<b>137</b>
<b>APÊNDICE D – TABELAS DE CHAVEAMENTO PARA OS CONTROLES DTC3 . . . . .</b>	<b>138</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

### 1.1.1 Localização do tema

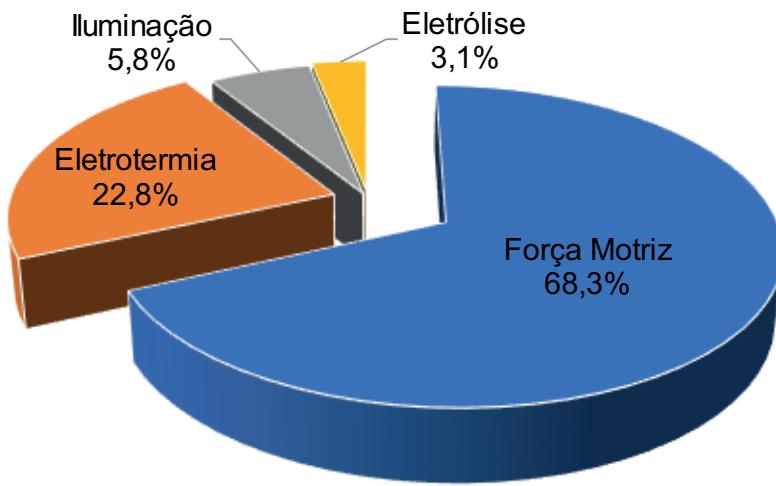
Os motores elétricos são dispositivos de conversão eletromecânica de energia indispensáveis para o mundo moderno. Existem há mais de um século, trazendo conforto e praticidade para o cotidiano das pessoas. A força mecânica fornecida ao seu eixo possibilita inúmeras aplicações em diversos setores da sociedade, tais como: comércios, residências, hospitais e principalmente na indústria, seu maior campo de atuação (MOHAN, 2012). Sua classificação primária pode ser elencada em relação ao tipo de corrente elétrica de sua alimentação, podendo ser definido como motor de corrente contínua (CC) ou motor de corrente alternada (CA). De forma análoga, também podem ser especificados de acordo com o número de fases, sendo definidos como monofásico, trifásico ou multifásicos (composto por mais de três fases).

Em um contexto histórico, os motores CC foram as máquinas inicialmente mais utilizadas nas aplicações industriais de velocidade variável, devido à simplicidade de acionamento inherente a sua característica construtiva. Entretanto, o uso de comutadores e escovas implicava em um desgaste natural, resultando em um custo adicional para o seu funcionamento. Com o avanço nos estudos nas máquinas CA, notoriamente o motor elétrico de indução trifásico (MIT) teve um crescimento elevado em sua utilização. Isso se deve ao fato do MIT reunir características bastante apreciadas para a realização de acionamentos a velocidade variável, tais como: robustez, simplicidade de construção, eficiência, confiabilidade e baixo preço quando comparado com as demais máquinas (JACOBINA, 2005). Por apresentar essas vantagens, o motor elétrico de indução se tornou bastante atrativo e o mais usado na indústria, substituindo de forma gradual os motores CC (BIM, 2009). Além disso, os motores de indução possuem uma maior densidade de potência em relação aos motores CC, devido ao aprimoramento das técnicas de fundição, da melhoria na qualidade do aço e dos isolamentos, tornando-os menores e bem mais competitivos financeiramente no mercado (SOARES, 2015).

No âmbito industrial, os motores elétricos são responsáveis pela maior parte da força motriz que dá suporte para as operações em diversas máquinas e equipamentos nos processos fabris, como por exemplo: esteiras transportadoras, extrusoras, compressores, ventiladores, sopradores e bombas. Esse contingente evidencia a posição estratégica desse tipo de máquina elétrica no desenvolvimento industrial. A participação dos motores na matriz de consumo de energia elétrica corresponde a cerca de 28% em escala global e 70 a 80% nas fábricas brasileiras (ABB, 2016), (FRANCHI, 2008), (SAWA; KUME, 2004), (Procel/Eletrobrás, 2019). Na Figura 1.1, ilustra-se a distribuição de consumo de energia

elétrica nas indústrias do Brasil.

Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica no setor industrial brasileiro.



Fonte: adaptado de WEG (2019).

Por esse motivo, os estudos associados aos acionamentos de motores elétricos possuem uma relevância de cunho financeiro acentuada. Conforme a análise de Holtz (2002), o mercado mundial associado ao acionamentos de máquinas CA movimenta cerca de 12 bilhões de dólares todos os anos, com uma taxa de crescimento anual de cerca de 15%. Devido a essas circunstâncias, a utilização de técnicas adequadas de acionamentos elétricos e o uso de motores elétricos apropriados resultam diretamente em uma economia de energia elétrica no segmento manufatureiro, diminuindo significativamente custos associados aos sistemas produtivos que careçam de controle de velocidade e conjugado eletromagnético, acarretando uma maior disponibilidade de energia elétrica na matriz energética e um menor custo em produtos fabricados.

Tradicionalmente, o uso dos motores elétricos de indução sempre foi delimitado pela quantidade de fases do sistema elétrico de distribuição de energia, com destaque para os monofásicos e trifásicos. Com o aperfeiçoamento dos semicondutores, a melhoria da capacidade de condução de corrente elétrica das chaves eletrônicas e o desenvolvimento dos microcontroladores e microprocessadores, os conversores estáticos de potência tiveram um avanço significativo nas suas técnicas de controle e desempenho, permitindo dessa forma que o número de fases do motor não dependesse exclusivamente do número de fases da rede elétrica (DAINEZ, 2016). Isso se deve ao fato de o conversor poder ser visto como uma interface que conecta a rede de alimentação ao motor, com sua entrada limitada ao sistema, mas sua saída podendo atender a qualquer número de fases. Contudo, a escolha de máquinas de três fases ainda é muito comum porque a produção em massa de motores trifásicos mantém seu custo unitário baixo e a padronização permite que os motores sejam adquiridos de qualquer fabricante (LEVI et al., 2007). Todavia, em aplicações específicas, a utilização de máquinas multifásicas é a mais indicada, podendo citar algumas:

- a) Aplicações que demandam alta potência (PARSA, 2005);
- b) Redução da amplitude da corrente por fase sem a necessidade da elevação da tensão (FREITAS, 2005);
- c) Redução do conteúdo harmônico espacial da força magnetomotriz (FMM) do entreferro (DAINEZ, 2016);
- d) Tolerância a falhas (LEVI et al., 2007) ;
- e) Diminuição da ondulação de torque sem aumentar o número de polos (LEVI et al., 2007);
- f) Aumento do torque eletromagnético com injeção de correntes harmônicas (LYRA; LIPO, 2002)(BASTOS et al., 2015)(VANDERLEY et al., 2018);
- g) Flexibilidade no acionamento devido ao grau de liberdade adicional oferecido pelas fases extras (FREITAS, 2005);
- h) Aumento do conjugado eletromagnético útil por densidade de corrente em comparação a uma máquina trifásica com mesmo volume de material ferromagnético (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991);
- i) Diminuição das correntes harmônicas no barramento CC (PARSA, 2005);
- j) Melhoria das características acústicas (PARSA, 2005);
- k) Redução da perda de cobre no estator (PARSA, 2005);
- l) Alta eficiência (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991).

Diante dessas boas características, o emprego das máquinas multifásicas tem sido muito acentuado ao longo dos anos, principalmente em aplicações de velocidade variável (LEVI, 2008). O ritmo começou a acelerar durante a década de 1990, mas foi somente no início deste século que os motores multifásicos se tornaram foco de uma atenção substancial em todo o mundo dentro da comunidade de pesquisa de acionamentos. Isto resultou predominantemente no desenvolvimento de algumas áreas de aplicações muito específicas, nomeadamente a propulsão de navios elétricos, tração (incluindo veículos elétricos, veículos elétricos híbridos e locomotivas), elevadores e aeronaves mais elétricas. Com isso, os estudos relacionados aos sistemas de acionamentos de máquinas multifásicas foram se aprimorando de forma paralela, principalmente em torno dos inversores multifásicos. Neste contexto, máquinas de indução de nove fases recentemente começaram a ter algumas aplicações e sistemas de acionamentos mais profundamente estudados em Wogari e Ojo (2011), Jung et al. (2012), Subotic et al. (2014), Melo et al. (2014) e Melo, Jacobina e Freitas (2017). Também foram desenvolvidas estratégias tolerantes a falhas para máquinas de ímã permanente de nove fases nos trabalhos de Ruba e Fodorean (2012) e Li et al. (2014).

Em termos de controle de máquina, o tipo mais comum usado em sistemas de acionamento é o controle por campo orientado (do inglês *field oriented control - FOC*),

que geralmente emprega controladores de corrente proporcional-integral (PI) e estratégias de modulação por largura de pulso (PWM). No entanto, atenção especial tem sido dada à técnica de controle direto de torque (do inglês *Direct Torque Control* - DTC) nos últimos anos devido à sua simplicidade e rápida resposta a mudanças de referência, evitando também o uso de controladores e moduladores de corrente (BUJA; KAZMI-ERKOWSKI, 2004)(CASADEI et al., 2002). Tratando-se da estratégia DTC para as máquinas multifásicas, pode-se citar os trabalhos de (TOLIYAT; XU, 2000)(KARAM-PURI et al., 2014)(ALCHAREA et al., 2008). Estratégias de controle DTC com diminuição de componentes harmônicos podem ser encontradas nos trabalhos de (PANDIT et al., 2016),(PANDIT et al., 2018),(GARCIA-ENTRAMBASAGUAS et al., 2019) e (HOANG et al., 2014).

Neste trabalho, são realizados estudos sobre o modelamento do motor elétrico de indução de nove fases, com suas variáveis originais e usando o método de decomposição vetorial, visando à realização de um DTC clássico e um DTC com tabela de chaveamento otimizada para a redução de componentes harmônicos, comparando o resultado de ambos.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

De acordo com a contextualização histórica, o interesse no estudo de máquinas multifásicas surgiu no fim dos anos 1960, mas a sua popularização aconteceu somente nos anos 1990. Com o aumento do interesse pelos sistemas multifásicos, estudos apontaram diversas vantagens frente aos sistemas trifásicos convencionais. Isso ocasionou uma expansão no número de estudos e pesquisas em todo o meio acadêmico e científico mundial. Contudo, mesmo com um expressivo número de publicações na área, ainda existem poucos trabalhos na literatura relacionados às máquinas de nove fases e seus respectivos controles. Nesta revisão bibliográfica, é mostrada uma linha cronológica que abrange o progresso dos estudos e pesquisas na área de sistemas multifásicos, destacando trabalhos publicados e suas contribuições, dando maior ênfase às máquinas de nove fases e ao controle direto de torque.

### 1.2.1 Máquinas Multifásicas

Conforme descrito no trabalho de Silva (2007), as primeiras pesquisas que remetem às máquinas de indução multifásicas iniciaram-se no fim da década de 20, a partir dos trabalhos de Barton (1929) e Alger, Freiburghouse e Chase (1930), que tratavam da utilização de enrolamentos trifásicos duplos em geradores síncronos. Essa afirmação é descrita também por Kim et al. (2013), mostrando que a motivação para o estudo das máquinas multifásicas se deu pelo aumento da demanda por geradores de potências mais altas, pois na época os dispositivos de proteção (disjuntores) limitavam a potência dos geradores trifásicos, devido à capacidade máxima de corrente que poderiam suportar. Por esse motivo, um gerador trifásico foi convertido em um gerador hexafásico, de forma que o

disjuntores disponíveis pudessem conduzir as correntes de fase dentro de seus parâmetros nominais. Esta solução perdeu popularidade depois que os níveis de corrente máximos dos disjuntores aumentaram. No final dos anos 1960, quando os inversores de frequência com alimentação CA estavam no estágio inicial de desenvolvimento, os inversores de frequência para máquinas elétricas multifásicas tiveram suas pesquisas iniciadas. A principal razão para o inversor de frequência multifásico ser desenvolvido foi reduzir a ondulação do torque de baixa frequência devido à operação em seis pulsos. O aumento no número de fases da máquina pareceu ser a melhor solução para esse problema. Isso pode ser corroborado no artigo de (LEVI et al., 2007), em que é descrito que o primeiro registro de um motor multifásico conhecido pelos autores remonta-se ao ano de 1969, através das proposituras descritas no artigo de Ward e Härer (1969).

No trabalho de Ward e Härer (1969), foi proposto um inversor tipo fonte de tensão para alimentar um motor de indução de cinco fases. Esse trabalho comprovou que o incremento no número de fases do motor de indução, houve uma atenuação na amplitude das pulsações de torque, junto com o aumento de sua frequência, constatando resultados favoráveis ao sistema mecânico ao qual o motor estava inserido. Demonstrou também que a flutuação do torque do sistema proposto limitou-se ao valor de um terço em comparação à uma máquina trifásica convencional. Entretanto, para se obter as melhorias alcançadas, fez-se necessário introduzir nas linhas de alimentação do inversor componentes harmônicas na corrente de terceira ou maior ordem, o que ocasionava perdas no motor e exigia maior armazenamento de energia nos circuitos de comutação do inversor.

Em Nelson e Krause (1974), foi desenvolvido um trabalho que examinou o comportamento do torque eletromagnético de uma máquina de indução hexafásica, constituída por dois grupos de enrolamentos trifásicos inseridos em um mesmo circuito magnético, para um ângulo de defasagem entre os grupos de  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . As equações do modelo da máquina analisadas no artigo foram elaboradas por White e Woodson (1959), que demonstravam uma generalização da modelagem matemática para máquinas elétricas de indução que possuíam seus enrolamentos estatóricos distribuídos de forma senoidal. Analisando as simulações, foi constatado que usando um ângulo de deslocamento de  $30^\circ$ , ou seja, com os enrolamentos da máquina distribuídos assimetricamente, obteve-se uma considerável redução na amplitude da pulsação de torque. Processos de modelagem com metodologias análogas também foram realizadas em Jacobina (2005), Freitas (2005) e Miranda (2007).

Ao realizar o modelamento matemático das máquinas multifásicas em suas variáveis primitivas, tem-se uma tarefa extremamente dispendiosa e complexa, inerente a fatores construtivos das máquinas, como por exemplo, valores de indutâncias que alteram conforme a posição do rotor. Com o intuito de tornar essas tarefas menos complicadas, trabalhos foram desenvolvidos com o intuito de tornar mais simples os modelos matemáticos das

máquinas multifásicas. Em Nelson e Krause (1974) é demonstrado a transformação do modelo matemático de variáveis naturais de uma máquina hexafásica de dimensão seis em três planos ortogonais entre si contendo duas dimensões cada um, usando a transformada de Clark e Park. Esse método é denominado de Decomposição Vetorial. Nessa transformação, o número de variáveis do modelo primitivo é mantido no novo espaço transformado.

Em Lipo (1980), foi elaborado um modelo  $d-q$  para uma sistema de acionamento de uma máquina de seis fases, considerando os efeitos do acoplamento de dispersão nas ranhuras. O modelo resultante foi simulado em um computador analógico para investigar a influência deste acoplamento no desempenho de uma máquina alimentada por um inversor tipo fonte de corrente. O trabalho de Abbas, Christen e Jahns (1984) mostra o modelo  $d-q$  proposto em um referencial estacionário sendo aplicado em um inversor fonte de tensão de seis pulsos, em que seus resultados mostram a redução de ondulação de torque produzida por componentes de sexta harmônica.

Em Zhao e Lipo (1995), é realizado um controle vetorial com modulação por largura de pulso (do inglês: *pulse width modulation* - PWM) em uma máquina hexafásica com dois enrolamentos duplos trifásicos com dois neutros isolados para cada grupo utilizando decomposição de vetores espaciais (do inglês *space vector decomposition* - SVD). Por decomposição do espaço vetorial, a modelagem analítica e o controle da máquina são realizados em três subespaços ortogonais bidimensionais e as equações dinâmicas das conversões de energia eletromecânica e as variáveis da máquina não relacionadas à conversão de energia eletromecânica são totalmente desacopladas. Essa técnica foi aplicada de modo a limitar as harmônicas de corrente de  $5^\circ, 7^\circ, 17^\circ, 19^\circ$ , entre outras que, no sistema proposto, seriam difíceis de controlar, podendo ser generalizadas para o controle de uma máquina de indução com um número arbitrário de fases. Essa sistemática serviu como base para o prosseguimento de diversos trabalhos de controle que envolviam máquinas multifásicas.

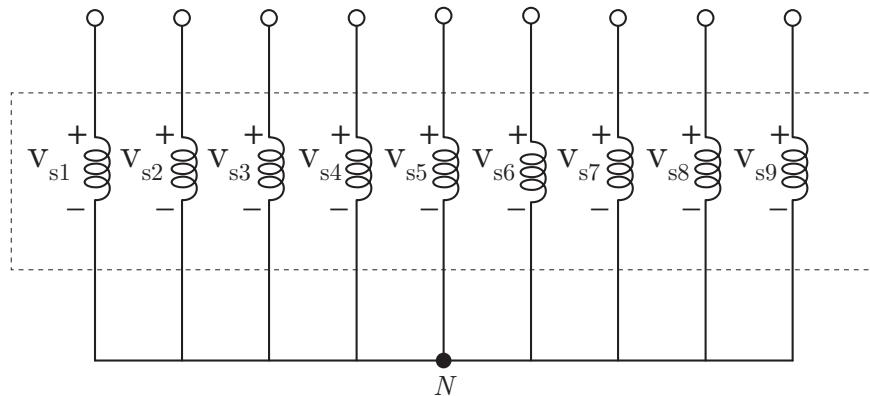
No tocante à modelagem matemática da máquina de indução de nove fases, diversos trabalhos foram desenvolvidos. Em Rockhill e Lipo (2010), foi desenvolvido um modelo simplificado de uma máquina síncrona de polos salientes de nove fases usando o método SVD. É mostrado que a máquina de nove fases pode ser reduzida ao modelo de circuito equivalente  $d-q$  usual mais sete circuitos adicionais para representar componentes de sequência zero. Nessa modelagem, as equações das grandezas da máquina eneafásica (tensão, corrente e fluxo) são transformadas e são projetadas em quatro planos mutuamente ortogonais entre si e independentes, junto com uma componente dita homopolar. De acordo com a nomenclatura contida em Macena (2013), esses planos são denominados de  $dq$ ,  $xy$ ,  $uv$ ,  $zw$  e a componente homopolar é denominada de  $o$ .

Após a transformação do modelo da máquina através da decomposição vetorial, nota-se que as componentes  $dq$  referentes as correntes rotóricas e estatóricas são incumbidas

de gerar o fluxo magnético no entreferro da máquina e, por conseguinte, a criação do torque eletromagnético. Vale destacar que as componentes  $xy$ ,  $uv$  e  $zw$  contribuem de forma negativa no desempenho da máquina. Quando as máquinas são acionadas por conversores estáticos de potência, harmônicas são geradas na tensão, ocasionando a não nulidade dessas componentes. Assim, os valores de amplitude das correntes inerentes a essas componentes podem ser demasiadamente elevados, haja vista que sua limitação está associada apenas à indutância de dispersão e à resistência, que em via de regra, possuem valores pequenos em máquinas CA. Por esse motivo, em vários casos, ocorre perturbações nos sinais das correntes elétricas do estator, ocasionando aumento das perdas intrínsecas ao efeito Joule nos enrolamentos da máquina. Portanto, para um melhor funcionamento da máquina multifásica, torna-se interessante que essas componentes sejam atenuadas (MIRANDA, 2007)(LEVI et al., 2007)(HADIOUCHE; RAZIK; REZZOUG, 2000)(CHE et al., 2013).

Em relação à componente homopolar, seu valor só deixa de ser nulo se existir algum desbalanceamento entre as fases que alimentam os enrolamentos da máquina ou se a configuração da ligação de neutro da máquina for comum para todas as fases, como pode ser demonstrado na Figura 1.2.

Figura 1.2 – Três enrolamentos trifásicos com ligação de neutro comum.

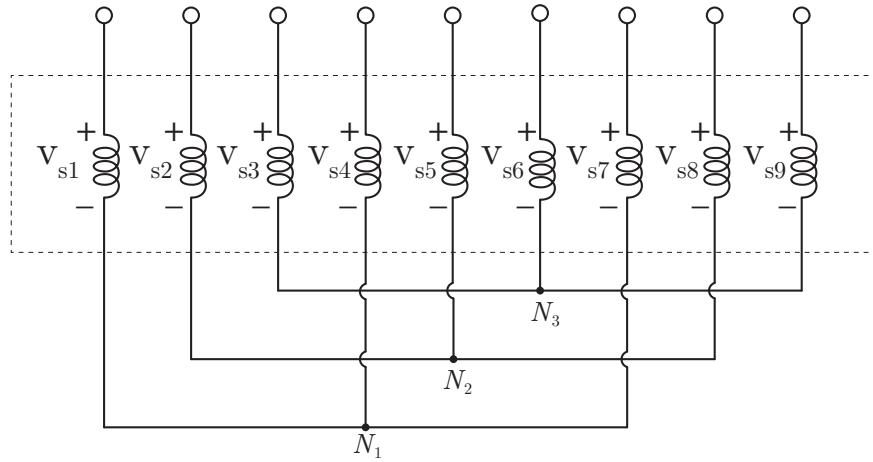


Fonte: adaptado de Grandi, Serra et al. (2007).

Se isso ocorrer, existirá um caminho para circulação de corrente de sequência zero na máquina (GRANDI; SERRA et al., 2007) entre suas bobinas. Em contrapartida, se a ligação do neutro da máquina for realizada de maneira independente entre os três grupos de enrolamento da máquina, conforme pode ser visto na Figura 1.3, existirá um neutro isolado para cada conjunto trifásico, impedindo que ocorra circulação dessa corrente e eliminando a componente  $o$  (MELO, 2017). No trabalho de Grandi, Serra e Tani (2007), é verificado que, quando existe três neutros isolados, apenas os planos vetoriais  $d1 - q1$ ,  $d2 - q2$  e  $d4 - q4$  são considerados, sendo o plano  $d3 - q3$  e a componente homopolar  $o$  desprezados. Por correspondência na nomenclatura contida em Grandi, Serra e Tani (2007), os planos  $d1 - q1$ ,  $d2 - q2$ ,  $d3 - q3$  e  $d4 - q4$  correspondem respectivamente aos planos  $dq$ ,  $uv$ ,  $xy$  e  $zw$  de Macena (2013). A ligação com três neutros isolados e a máquina balanceada

permite suprimir os planos já descritos, facilitando o desenvolvimento da estratégia de controle devido à diminuição da quantidade de controladores utilizados.

Figura 1.3 – Três enrolamentos trifásicos com ligação de neutros isolados.



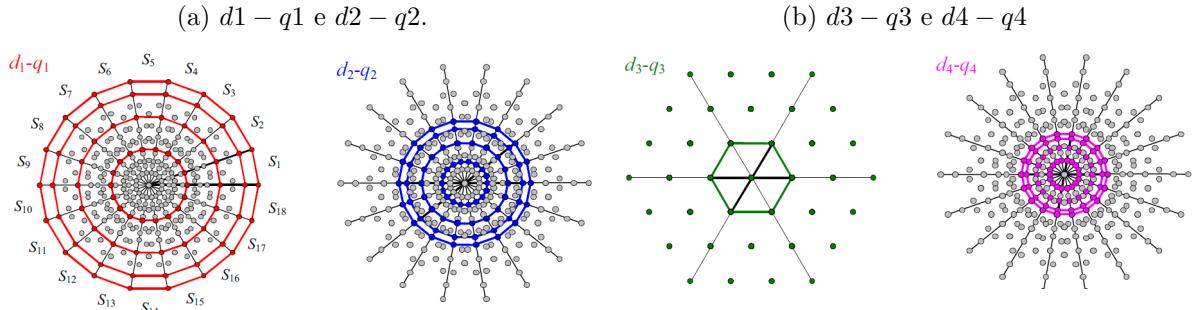
Fonte: adaptado de Grandi, Serra et al. (2007).

A máquina eneafásica pode possuir seus enrolamentos estatóricos distribuídos com um ângulo de deslocamento entre os grupos trifásicos de  $0^\circ$  ou  $40^\circ$ , configurando uma ligação tipo simétrica. Já se o ângulo for de  $20^\circ$ , a ligação é dita como assimétrica. Essas configurações podem ocorrer somente quando a máquina multifásica tiver seu número de fases múltiplo de três (MUQOROBIN; PURWADI; DAHONO, 2016).

No artigo de Grandi, Serra e Tani (2007), é desenvolvida uma técnica de modulação PWM vetorial (do inglês: *Space Vector Modulation*) - SVM, para um inversor tipo fonte de tensão de nove braços de dois níveis. A técnica SVM baseia-se no controle do vetor de tensão no primeiro plano  $d - q$ , impondo a zero os vetores de tensão no segundo, terceiro e quarto planos  $d - q$ , nos casos em que as tensões senoidais da carga estão平衡adas. O padrão de comutação proposto inclui a comutação de um braço do conversor de cada vez, com a possibilidade de compartilhar a tensão zero entre os dois vetores nulos. Assim, são mapeados vetores de tensão para o inversor especificado nos quatro planos ortogonais, considerando um ângulo de defasagem de  $40^\circ$  entre os grupos de enrolamento de uma máquina eneafásica com um neutro isolado, que podem ser visualizados na Figura 1.4.

Em Abdel-Khalik, Massoud e Ahmed (2018), é proposto uma modelagem matemática por decomposição vetorial de uma máquina de nove fases com apenas seis terminais. O estator é composto por nove fases, que são conectadas de forma a fornecer apenas seis terminais do estator. Esse tipo de ligação de máquina foi proposto recentemente com o intuito de ser um concorrente para a máquina hexafásica com deslocamento entre grupos de enrolamentos de  $20^\circ$ , ou seja, configuração assimétrica, em relação a densidade de torque, capacidade de tolerância a falhas e simplicidade de construção dos enrolamentos no estator. É demonstrado que as matrizes de transformação das tensões e correntes de

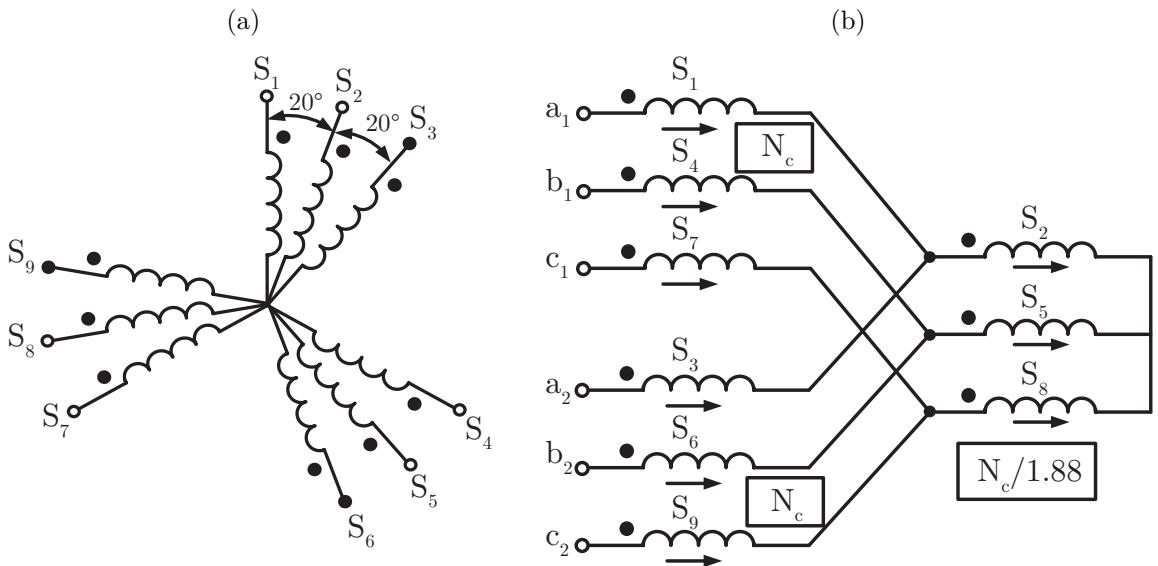
Figura 1.4 – Vetores de tensão correspondentes a um inversor de dois níveis para acionamento de uma máquina eneafásica com deslocamento entre os grupos de  $40^\circ$ .



Fonte: Grandi, Serra e Tani (2007).

sequência da máquina são análogas a uma máquina de seis fases equivalente, com três subespaços vetoriais desacoplados. Desta forma, as mesmas estruturas dos controladores baseadas em SVD aplicadas convencionalmente a sistemas baseados em seis fases podem ser preservadas, nos casos em que a máquina operava de forma saudável e quando ocorria a falta de circuito aberto em uma das fases. Na Figura 1.5, apresenta-se como é realizada a conexão nesse tipo de configuração de máquina, considerando  $N_c$  como sendo o número de voltas das espiras por fase.

Figura 1.5 – Enrolamento de uma máquina de nove fases assimétrico ( $20^\circ$ ). (a) convencional. (b) configuração com seis terminais.



Fonte: adaptado de Abdel-Khalik, Massoud e Ahmed (2018).

No estudo de Souza, Bastos e Filho (2017), foi desenvolvido um modelo matemático para uma máquina de indução de nove fases com uma ou mais fases abertas, caracterizando o funcionamento da máquina com o neutro isolado em condição de falta. O modelo proposto consiste na modificação de um modelo tradicional da máquina eneafásica, com a finalidade de garantir corrente de neutro zero quando a máquina está operando com

falta de fase. Resultados de simulação demostraram o comportamento pós-falta do motor devido a uma fase aberta, evidenciando a eliminação da ondulação de torque quando aplicada a metodologia de modelagem proposta.

Na literatura, ainda é possível encontrar outros trabalhos que remetem à modelagem matemática de máquinas multifásicas, como por exemplo o de Viola, Quizhpi e Parra (2013) que realiza uma análise vetorial para uma máquina de indução de quatro fases, o de Iqbal et al. (2006) que aborda um controle orientado de fluxo do rotor indireto e um controle de corrente em um referencial estacionário para uma máquina de sete fases, até o trabalho de Umesh e Sivakumar (2016) que traz a modulação da fase do polo para uma máquina de quinze fases.

Alguns trabalhos consideram no modelo componentes harmônicas para ganho de torque eletromagnético (SILVA et al., 2018) (BASTOS et al., 2015)(FREITAS et al., 2018) (VANDERLEY et al., 2018) (LYRA; LIPO, 2002). Uma análise minuciosa sobre a modelagem matemática de uma máquina pentafásica envolvendo os efeitos, no campo do entreferro, dos harmônicos de alta ordem foi proposto em Pereira et al. (2004a) e Pereira et al. (2004b). Nessas análises, foi possível observar que quando o fluxo magnético responsável pela indução no entreferro possui uma forma de onda similar a uma onda retangular, o torque no eixo do motor pode ser aumentado. Isso ocorre devido a um arranjo adequado das componentes harmônicas no entreferro da máquina.

Em Lyra e Lipo (2002), é desenvolvida uma técnica de injeção de componentes de corrente de terceiro harmônico nas correntes de fase, melhorando bastante a densidade de torque da máquina de seis fases. A produção de torque adicional foi obtida no sistema quando correntes de terceiro harmônico foram injetadas de modo a remodelar a distribuição de fluxo na máquina e, portanto, obter maiores densidades de fluxo fundamentais sem extrapolar os limites de fluxo e forçar a máquina a trabalhar sob saturação. Resultados experimentais comprovaram um aumento de 40% no torque eletromagnético em relação a uma máquina trifásica padrão para a mesma distribuição de pico de fluxo magnético. Também no trabalho de Silva et al. (2018), é considerado no modelo de uma máquina hexafásica as componentes harmônicas de fluxo de 1º, 3º e 5º ordem. O artigo traz resultados que comprovam que a terceira e quinta harmônicas espaciais de fluxo conseguem produzir torque eletromagnético útil que é adicionado ao torque gerado pela componente fundamental de fluxo. Análises demonstraram que a capacidade de produção de torque da máquina aumenta quando se excita temporalmente harmônicas de corrente com as harmônicas espaciais de fluxo.

Para as máquinas de nove fases, pode-se citar os trabalhos de Gautam, Karugaba e Ojo (2011), Bastos et al. (2015) e Vanderley et al. (2018). O trabalho de Gautam, Karugaba e Ojo (2011) mostra a modelagem de uma máquina eneafásica de ímã permanente interior com e sem enrolamentos de amortecimento, para verificar a influência das harmônicas

de ordem elevadas da FMM dos enrolamentos e dos ímãs da máquina, quando correntes harmônicas de primeira, terceira, quinta e sétima ordem são injetadas.

No estudo de Bastos et al. (2015), é mostrado uma abordagem abrangente para a derivação de circuitos equivalentes para operação em estado estacionário para frequências fundamentais e de terceiro harmônico para um motor de nove fases com enrolamentos concentrados e passo total. É constatado que existe uma melhoria de torque com injeção de componente de terceira harmônica de corrente.

Em um estudo mais recente, Vanderley et al. (2018) mostra um modelo matemático com um equacionamento considerando todas as componentes harmônicas das variáveis da máquina. Sua pesquisa comprovou ganho de torque eletromagnético quando se utilizou as três primeiras componentes harmônicas, com relevância para os resultados com injeção de terceiro harmônico. Por fim, já existem pesquisas com essa mesma temática para máquinas de doze fases, conforme pode ser encontrado no artigo de Freitas et al. (2018). Nele, pode ser visto uma modelagem de uma máquina de doze fases considerando as harmônicas espaciais de fluxo e a análise da injeção de harmônicos. É mostrado ainda que, do fundamental até o décimo primeiro harmônico, é possível produzir torque eletromagnético útil, melhorando portanto, a densidade de torque do sistema de acionamento da máquina. Dados experimentais do artigo mostraram um aumento de torque de até 9% com a terceira injeção harmônica e até 11% com injeção das harmônicas até a sétima.

Além disso, inúmeras aplicações fazem parte do escopo das máquinas multifásicas, em especial a de nove fases. Em Wu et al. (2008) é desenvolvido um motor CC linear eletromagnético de nove fases para bombeamento de petróleo. A pesquisa trouxe uma nova maneira de realização do bombeamento de óleo, sem o uso de elementos para transmissão mecânica, o que melhorou significativamente a tecnologia de produção de petróleo em forma de haste, trazendo alta eficiência e baixo custo. No estudo de Jung et al. (2012), é apresentado um sistema de acionamento de um motor síncrono de ímã permanente de nove fases para tração de um elevador de velocidade ultra-elevada. A empregabilidade da máquina de nove fases nesse tipo de aplicação se deu pela necessidade de disponibilidade de maior potência nominal para a tração dos elevadores e uma maior confiabilidade no sistema em caso de faltas. Como alguns elevadores exigem velocidades de deslocamento ultra-rápidas com picos de potência elevados, o uso de máquinas trifásicas para determinadas faixas de potência ficou limitado.

O trabalho de Kou et al. (2014) demonstra uma estratégia de controle para um motor planar Maglev síncrono magnético de nove fases acionado por corrente composta. Esse tipo de máquina apresenta muitas vantagens, como resposta de alta velocidade, alta precisão, rastreamento de posição, alto desempenho e estrutura simples, o que o credencia a ser adotado em projetos de tração de trens magnéticos. Máquinas eneafásicas também fazem parte das pesquisas dos veículos elétricos. Em Wogari e Ojo (2011) é apresentado um

modelo e a análise de um motor de ímã permanente de nove fases para aplicação em veículos elétricos. O artigo explicita a alta capacidade de torque eletromagnético do motor de ímã permanente quando se utiliza correntes harmônicas de terceira, quinta e sétima ordem e o controle *sensorless* para baixas faixas de velocidade. Na mesma temática, Subotic et al. (2014) apresenta um carregador integrado *onboard* para veículos elétricos que incorpora uma máquina de nove fases assimétrica e um inversor no processo de carregamento. A proposta desse carregador se baseia em dispositivos eletrônicos de potência já existentes a bordo do veículo, com a limitação de produção de torque eletromagnético na máquina durante o processo de carregamento. Isso é possível devido aos graus de liberdade adicionais oferecidos pela máquina eneafásica.

### 1.2.2 Estratégias de Controle para Máquinas Multifásicas

Com o intuito de melhorar os acionamentos do motores elétricos de indução, várias técnicas foram estudadas e desenvolvidas. Elas sempre objetivam um controle dinâmico e em regime permanente de corrente elétrica, torque eletromagnético e velocidade, com o intuito final de maximizar a eficiência da energia utilizada pelos motores. Diante da necessidade de um melhor aproveitamento de energia, foi dado início ao estudo das técnicas de controle para as máquinas multifásicas.

Diversas técnicas de controle para as máquinas multifásicas foram desenvolvidas ao longo dos anos. Essas técnicas geralmente são oriundas de métodos de controle utilizados nas máquinas trifásicas. Historicamente, a técnica de controle utilizada com mais frequência nas máquinas multifásicas no período compreendido entre os anos de 1960 e 1990 foi o controle escalar. Pesquisas validaram o uso dessa estratégia juntamente com o emprego de inversores tipo fonte de tensão e fonte de corrente, com destaque para os trabalhos de Ward e Häger (1969), Pavithran, Parimelalagan e Krishnamurthy (1988) e Gopakumar et al. (1984). Estratégias de controle com abordagem vetorial podem ser vistas em Bojoi et al. (2002) e Singh (2002).

Estratégias de controle com base na modulação escalar e vetorial PWM para máquinas de indução multifásicas usando inversores tipo fonte de tensão (do inglês: *voltage source inverter* - VSI) possuem diversos trabalhos na literatura. Essas técnicas podem ser vistas detalhadamente nos trabalhos de Zhao e Lipo (1995), Kelly, Strangas e Miller (2003), Iqbal et al. (2006), Hadiouche, Baghli e Rezzoug (2006), Dujic, Jones e Levi (2007) e Duran e Levi (2006). O artigo de Levi et al. (2007) traz um estado da arte bem detalhado, apresentando vários trabalhos na área de máquinas multifásicas e suas estratégias de controle. Nesse trabalho, o autor destaca as vantagens das máquinas multifásicas, estratégias de controle vetorial, estratégias de tolerância a falha, controle PWM de inversores tipo fonte de tensão e controle direto de torque para máquinas de cinco e seis fases assimétrica.

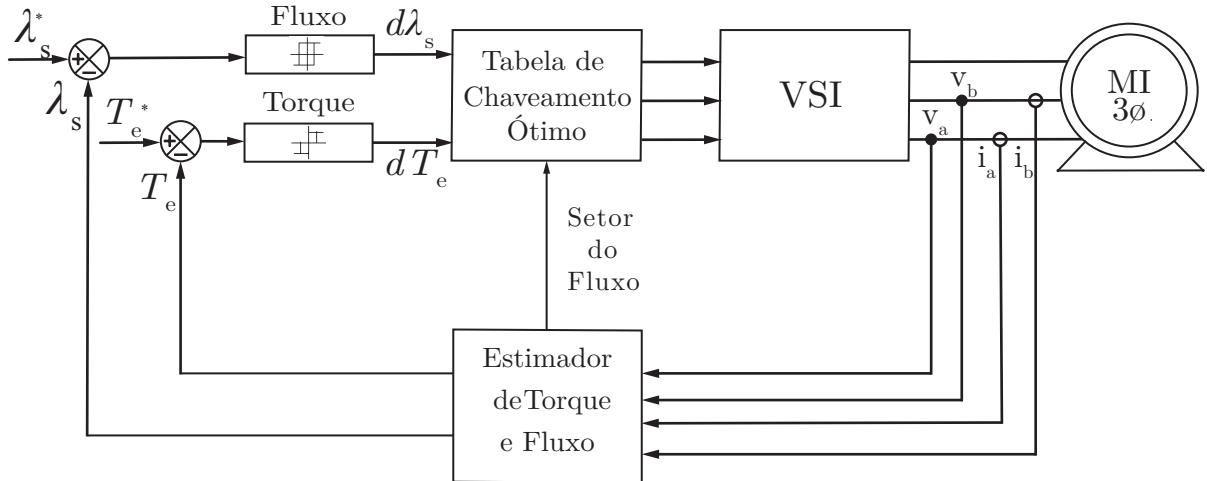
Controles de máquinas de indução multifásicas por campo orientado objetivam o desacoplamento dos controle de torque e fluxo da máquina. Essa técnica foi introduzida primordialmente em 1971 por Blaschke (1971). Existem dois tipos básicos desse controle, o direto (do inglês: *direct field oriented control* - DFOC) e o indireto (do inglês: *indirect field oriented control* - IFOC). Recentemente, pesquisas vêm sendo aprofundadas, como em Bojoi et al. (2002) que realiza um controle orientado por campo do rotor direto de uma máquina hexafásica. Em Sowmiya, Renukadevi e Rajambal (2013a) é desenvolvido um controle por campo orientado indireto para uma máquina de cinco fases e em Sowmiya, Renukadevi e Rajambal (2013b) é tratado o IFOC para máquinas de nove fases.

Já nos anos 80 do século passado, Takahashi e Noguchi (1986) e Depenbrock (1988) desenvolveram uma nova metodologia de controle da máquina de indução que dispensava a utilização de geradores de sinais PWM, transformação de coordenadas e controladores de corrente PI usados no FOC. A técnica proposta por Takahashi e Noguchi (1986) foi denominada de DTC e o esquema de controle desenvolvido por Depenbrock (1988) foi o Auto Controle Direto (do inglês: *direct self control* - DSC). Usando DTC ou DSC, é possível obter um bom controle dinâmico do torque sem nenhum transdutor mecânico no eixo da máquina. Assim, o DTC e o DSC podem ser considerados como técnicas de controle do tipo *sensorless*. O esquema básico do DSC é preferível nas aplicações de alta potência, onde uma menor frequência de chaveamento do inversor pode justificar uma distorção de corrente mais alta. Já o foco principal do esquema DTC clássico se adequa mais para aplicações de pequena e média potência. A denominação controle direto de torque é derivada pelo fato de que, com base nos erros entre a referência e os valores estimados de torque e fluxo, é possível controlar diretamente os estados do inversor para reduzir os erros de torque e fluxo dentro dos limites pré-fixados de uma banda. Apesar de sua simplicidade, o DTC permite um bom controle de torque em condições operacionais em regimes transitórios e permanentes (CASADEI et al., 2002).

O diagrama de blocos da estratégia DTC de Takahashi e Noguchi (1986) pode ser visto na Figura 1.6. Ele consiste em dois somadores que constituem os sinais de erro do fluxo e do torque, um comparador de histerese com três níveis para o torque eletromagnético e dois níveis para o fluxo que determinam quais serão os estados das chaves do inversor que sintetizam o vetor de tensão adequado a ser utilizado na máquina de indução, mantendo os níveis de fluxo e torque dentro das bandas de histerese pré-estabelecidas, diminuindo assim os erros de fluxo e torque. Na Figura 1.7, são apresentados os vetores de tensão para uma máquina de indução trifásica alimentada por um inversor de dois níveis usados na estratégia DTC. Essa estratégia pode ser denominada como DTC clássica.

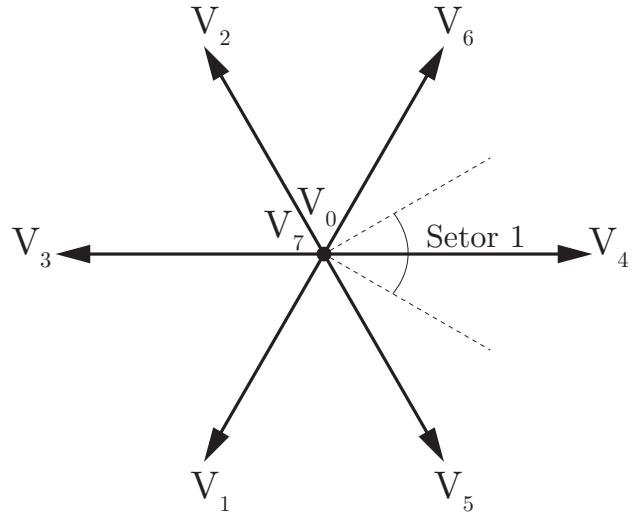
Outras estratégias DTC foram aperfeiçoadas objetivando uma menor oscilação de torque para máquinas trifásicas. É o caso do trabalho de Buja e Kazmierkowski (2004) que apresenta o DTC-SVM. Nesse tipo de método, o controle de torque e de fluxo é

Figura 1.6 – Diagrama de Blocos do DTC proposto por Takahashi e Noguchi (1986) para uma máquina de indução trifásica.



Fonte: Adaptado de Takahashi e Noguchi (1986).

Figura 1.7 – Vetores de tensão usados no controle DTC de Takahashi e Noguchi (1986) para uma máquina de indução trifásica.



Fonte: adaptado de Toliyat e Xu (2000).

realizado em malha fechada, com a manipulação das variáveis em coordenada cartesiana. Dois controladores PI, um para torque e um para fluxo, geram as referências de tensões estatóricas no referencial do fluxo do estator em componentes  $d - q$  desacopladas. Dessa maneira, controla-se de forma independente o fluxo e o torque da máquina de maneira direta. Já no artigo de Rodriguez et al. (2004), é desenvolvida uma estratégia DTC-SVM baseada no controle do ângulo de carga. Isso é possível devido à atuação dinâmica do fluxo do rotor ser lenta, proporcionando a alteração da magnitude do ângulo de carga. Como consequência disso, pode-se forçar o valor de fluxo estatório para um valor desejado, desde que aplique-se uma tensão estatórica apropriada. Essa estratégia permite que o controle siga a referência de torque, quando se controla o ângulo de carga da máquina. Sua

composição de controle é feita por um controlador PI e um estimador de fluxo do estator.

Para as máquinas multifásicas, a estratégia DTC já possui diversos estudos desenvolvidos. Por exemplo, no artigo de Toliyat e Xu (2000) é proposta uma estratégia DTC clássica para uma máquina de cinco fases. A implementação do sistema de controle é semelhante ao do Takahashi. O autor também cita no trabalho que quando o número de fases do sistema DTC aumenta, é proporcionado uma maior flexibilidade na seleção dos estados de comutação do inversor, realizando um controle mais preciso do torque e do fluxo estatórico. Comparações obtidas com resultados de simulação e experimentais retratam um melhor desempenho em regime dinâmico e permanente em relação ao DTC clássico implementado em uma máquina trifásica, sugerindo que a combinação do DTC com máquinas multifásicas teria uma grande perspectiva prática em acionamento de motores. Em Alcharea et al. (2008), é realizado o controle DTC clássico para uma máquina de indução hexafásica junto com um método análogo as proposições de Buja, Casadei e Serra (1997) e Buja e Kazmierkowski (2004) outrora descritas.

Em Hatua e Ranganathan (2004) foram propostos dois novos métodos de controle DTC baseados em tabelas de comutação, denominados de método resultante de controle de fluxo e método de controle de fluxo individual, para acionamento de uma máquina trifásica visando a diminuição da ondulação do torque. O método proposto traz a redução desejada na ondulação de torque, no entanto, as correntes harmônicas inesperadas do estator persistem, trazendo perdas no sistema.

Para mitigar essa problemática, um novo método de controle DTC para máquinas hexafásicas foi proposto em Hoang, Zhu e Foster (2012) e Hoang et al. (2014). Nesses trabalhos, são realizadas otimizações na seleção de vetores de tensão aplicados a máquina de seis fases, com o intuito de diminuir as correntes harmônicas do estator. Seu funcionamento consiste em um processo de duas etapas, onde o fluxo estatórico é estimado e uma tabela de chaveamento para aplicação do vetores é gerada. Como a máquina é hexafásica, as equações primitivas da máquina são transformadas por SVD em dois planos distintos, denominados no artigo de  $\alpha\beta$ ,  $z_1z_2$  junto com as componentes homopolares chamadas de  $o_1o_2$ . O objetivo do método é aplicar vetores de tensão na máquina de forma que apenas as componentes de fluxo e torque do plano  $\alpha\beta$  sejam mantidas, minimizando as do plano  $z_1z_2$ . Para isso, com base na localização dos vetores de fluxo nos planos  $\alpha\beta$  e  $z_1z_2$  em um determinado setor, uma nova tabela de chaveamento modificada é definida. Essa tabela de chaveamento modificada é denominada de módulo de supressão de harmônicos. O resultado da implementação dessa estratégia é a diminuição das amplitudes das correntes harmônicas na máquina, otimizando o seu desempenho e eficiência. Outras estratégias com supressão de harmônicos para máquinas de cinco fases foram propostas em Gao e Parsa (2007) e Zheng et al. (2010).

Pesquisas nessa temática vêm sendo aprofundadas em toda a comunidade acadêmica.

Uma nova técnica DTC para redução de oscilação de torque e diminuição de correntes harmônicas foi desenvolvida por Pandit et al. (2016). Nesse trabalho, é proposta uma técnica DTC baseada na aplicação de vetores de tensão denominados de "virtuais" ou "sintéticos" para uma máquina de seis fases. Essa técnica consiste em emular um vetor de tensão formado por dois vetores de tensão reais, por intermédio de um tempo de aplicação proporcional para cada um desses vetores distintos em um período de chaveamento no inversor, com o objetivo de zerar as componentes harmônicas. Nesse caso, como no artigo é utilizada uma máquina hexafásica com neutros isolados, apenas um plano harmônico é considerado no cálculo do vetor virtual. Nesse mesmo artigo, são abordados resultados de simulação e experimentais para o DTC clássico, DTC com tabela de chaveamento modificada e DTC com vetores virtuais. Em outro artigo do mesmo autor Pandit et al. (2018) é demonstrado como se calcula e como se implementa de forma simplificada os vetores sintéticos em um sistema de acionamento de uma máquina hexafásica assimétrica.

Mais recentemente, o artigo de Garcia-Entrambasaguas et al. (2019) aborda essa mesma estratégia para uma máquina de nove fases assimétrica com três neutros isolados. Nesse artigo, é desenvolvido uma estratégia DTC com vetores virtuais que minimizam as componentes harmônicas de quinta e sétima ordem, através do uso de quatro vetores reais. São demonstrados resultados experimentais que corroboram com o controle desenvolvido, mostrando sua eficácia. Entretanto, mesmo utilizando essa estratégia, percebe-se que as componentes harmônicas não conseguem ser totalmente zeradas, devido aos vetores selecionados para a estratégia não possuírem as mesmas amplitude aos pares nos planos de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônica, além de ter também um maior chaveamento na transição dos vetores reais. Nesse mesmo trabalho é descrito o controle preditivo (em inglês: *Model Predictive Control-MPC*) com vetores virtuais. Trabalhos que abordam MPC para máquinas multifásicas podem ser encontrados em Gonzalez-Prieto et al. (2017), Aciego, Prieto e Duran (2018) e Tenconi, Rubino e Bojoi (2018).

### 1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As máquinas multifásicas junto com seus respectivos sistemas de acionamento e controle vêm se popularizando ao longo dos anos, entretanto, em face do número de sistemas de controle desenvolvidos para as máquinas de indução trifásicas, esse número é relativamente baixo. Alguns trabalhos abordam as máquinas de indução eneafásicas e estratégias de controle, porém no campo de acionamento DTC as publicações também estão em seu estágio inicial.

Esse trabalho tem como objetivo principal desenvolver uma estratégia de controle DTC utilizando vetores virtuais para uma máquina de indução eneafásica simétrica para reduzir as correntes harmônicas do estator. Essa estratégia frente àquela proposta em Garcia-Entrambasaguas et al. (2019) usa mais vetores reais para emular o vetor virtual,

minimizando também as perdas de chaveamento. Também é desenvolvida uma estratégia de controle DTC modificada análoga à contida em Hoang et al. (2014), sendo nesse caso para uma máquina eneafásica. Trabalhos nesse eixo são encontrados na literatura, porém nenhum deles remete a supressão de harmônicos para uma máquina de nove fases com esse método específico. Como contribuição secundária é realizado um estudo e implementação do controle DTC clássico para uma máquina de indução eneafásica simétrica, também não abordado de forma efusiva na literatura.

#### 1.4 PUBLICAÇÕES DO TRABALHO

O presente trabalho resultou na publicação do artigo intitulado "*Direct Torque Control Scheme for a Nine-Phase Induction Motor with Reduced Current Harmonic*" na conferência *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*" na cidade de Santos-SP.

#### 1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

1. No Capítulo 2, é apresentada a modelagem matemática da máquina de indução eneafásica em suas variáveis primitivas e utilizando a transformação por decomposição vetorial. Também é apresentada a modelagem matemática de um conversor de nove braços de dois níveis;
2. No Capítulo 3, são apresentadas as estratégias de controle DTC clássica, modificada e com vetores virtuais, demonstrando a estrutura de funcionamento e diagrama de blocos para todas as estratégias;
3. No Capítulo 4, são demonstrados os resultados de simulações computacionais para as estratégias de controle, apresentando gráficos, tabelas e valores de variáveis da máquina para a validação dos métodos;
4. No Capítulo 5, são discutidos os resultados experimentais;
5. No Capítulo 6, são realizadas as conclusões gerais acerca do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 MODELAGEM DA MÁQUINA DE INDUÇÃO E DO CONVERSOR ENEAFÁSICOS

### 2.1 INTRODUÇÃO

Com as propostas contidas em White e Woodson (1959), foi possível obter a modelagem matemática de um máquina de indução com enrolamentos concentrados ou distribuídos senoidalmente para quaisquer número de fases relativas ao estator ou rotor, trazendo enorme avanço no processo de modelagem das máquinas multifásicas até então pouco estudadas. Porém, mesmo com esses novos meios de representação matemática, existia uma grande dificuldade na resolução analítica dos sistemas de equações referentes aos circuitos da máquina magneticamente acoplados. Como as máquinas analisadas possuem campo magnético girante, os coeficientes magnéticos mudam constantemente em função do tempo, o que torna a tarefa de resolução desses sistemas dispendiosa e quase impraticável. Para contornar essa situação, faz-se necessário transformar as variáveis da máquina de indução a fim de simplificar o modelo e tornar o estudo da máquina de indução multifásica viável.

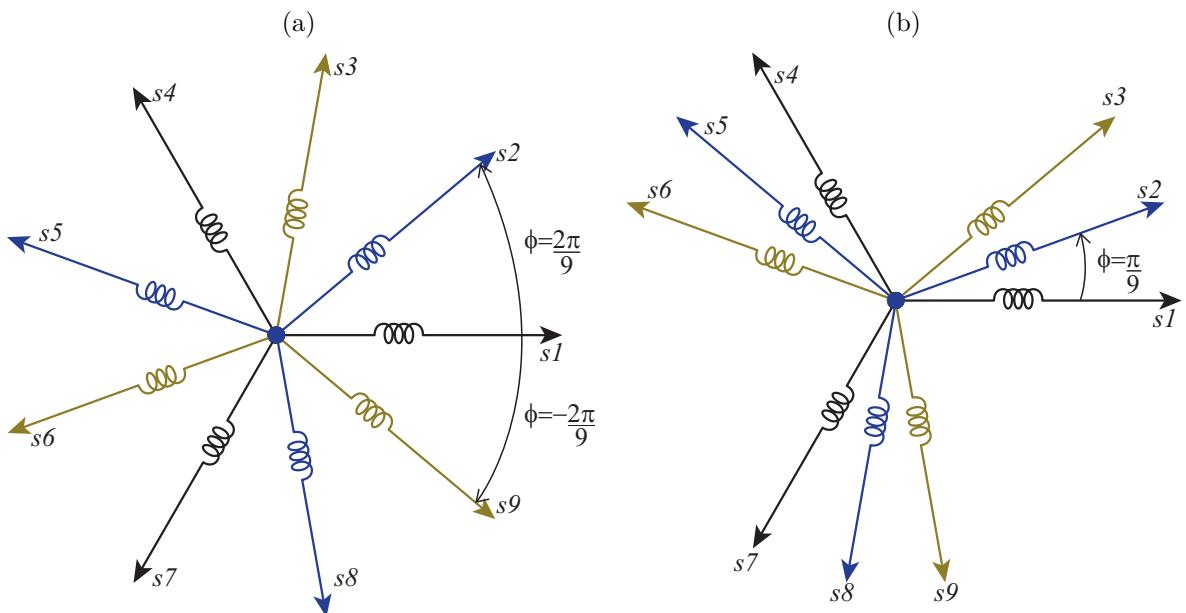
É desenvolvido neste capítulo um modelo em variáveis primitivas para uma máquina CA eneafásica relacionando as variáveis elétricas por fase (tensão, corrente e fluxo) com as variáveis mecânicas (velocidade e conjugado). Para esse fim, considera-se o princípio dos circuitos magneticamente acoplados. Com o modelo de variáveis primitivas obtido, aplica-se uma transformação de coordenadas onde é desenvolvido um novo modelo com as variáveis de máquina desacopladas. Com a obtenção do modelo simplificado, a complexidade de implementação das técnicas de controle nas simulações digitais diminuiu drasticamente.

### 2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DA MÁQUINA DE INDUÇÃO ENEAFÁSICA

A máquina de indução estudada neste trabalho tem o enrolamento estatórico composto por nove fases, sendo elas distribuídas em conjuntos trifásicos distintos denominados de conjunto A com as fases 1, 4 e 7, conjunto B com as fases 2, 5 e 8 e conjunto C com as fases 3, 6 e 9. Entre as fases de cada conjunto, existe uma defasagem de  $120^\circ$  entre si. Já entre os três conjuntos trifásicos existe um deslocamento angular determinado por um ângulo chamado de  $\phi$ , o qual determina se a máquina é do tipo simétrica ou assimétrica. Se os enrolamentos estatóricos de uma máquina com número de fases  $m_s$  for disposto espacialmente de forma que o deslocamento entre duas fases quaisquer seja igual a  $\phi=2\pi/m_s$ , a máquina recebe a classificação de simétrica. Essa condição é satisfeita sempre quando  $m_s$  é um número primo e ímpar. Já no caso do número de fases da máquina ser ímpar e não primo ou par, as disposições espaciais dos enrolamentos podem ser diferentes, com  $y$  enrolamentos possuindo  $n$  fases em cada enrolamento, ou seja,  $m_s = ny$ . De maneira

geral, o valor de  $n$  é usualmente igual a 3 (em alguns casos poder ser 5), e  $y=2,3,4,5,6,7,\dots$ . Nesta circunstância, o deslocamento espacial inerente às duas primeiras fases consecutivas quaisquer pode ser encontrado por  $\phi=\pi/m_s$ , sendo a máquina classificada como assimétrica. Na Figura 2.1(a) são apresentadas as bobinas do estator da máquina eneafásica nomeadas de  $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8$  e  $s_9$  na configuração simétrica e na Figura 2.1(b) são apresentadas na configuração assimétrica. Neste trabalho, é analisada uma máquina de indução de nove fases no estator com dois pares de polos e com nove fases no rotor do tipo gaiola de esquilo, denominadas de  $r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6, r_7, r_8$  e  $r_9$ .

Figura 2.1 – Enrolamentos estatóricos da máquina de indução eneafásica. (a) Configuração simétrica. (b) Configuração assimétrica.



Fonte: própria do autor.

O propósito da modelagem de uma máquina é obter um conjunto de equações que refletem o seu comportamento dinâmico e em regime permanente. Equações matemáticas aproximam o comportamento real da máquina para um modelo proposto. Dessa forma, as equações diferenciais são a maneira mais precisa de se representar matematicamente uma máquina CA. Este tipo de modelamento tornou-se uma ferramenta muito precisa e confiável para a avaliação das variações das correntes, tensões, fluxos concatenados, torque eletromagnético e posição angular.

A dinâmica dos sistemas físicos necessita de uma série de condições e detalhes específicos, em que uma hipótese é capaz de possuir importância em algumas aplicações do modelo e ser insignificante em outras conjunturas. Nesse aspecto, quando se desenvolve um modelo peculiar é necessário impor condições, hipóteses, aproximações e restrições que definirão o âmbito de validade da representação obtida. Dentro do contexto da máquina de indução eneafásica, é necessário observar que, para o correto desenvolvimento do modelo primitivo, essas condições sejam seguidas, pois é imprescindível realizar aproximações para

que se possam determinar resoluções analíticas dos sistemas de equações dos modelos. O processo de modelagem utilizado neste trabalho segue a mesma metodologia empregada em White e Woodson (1959), Freitas (2005), Jacobina (2005) e Vanderley et al. (2018). Portanto, a máquina deve seguir as seguintes considerações e hipóteses simplificadoras:

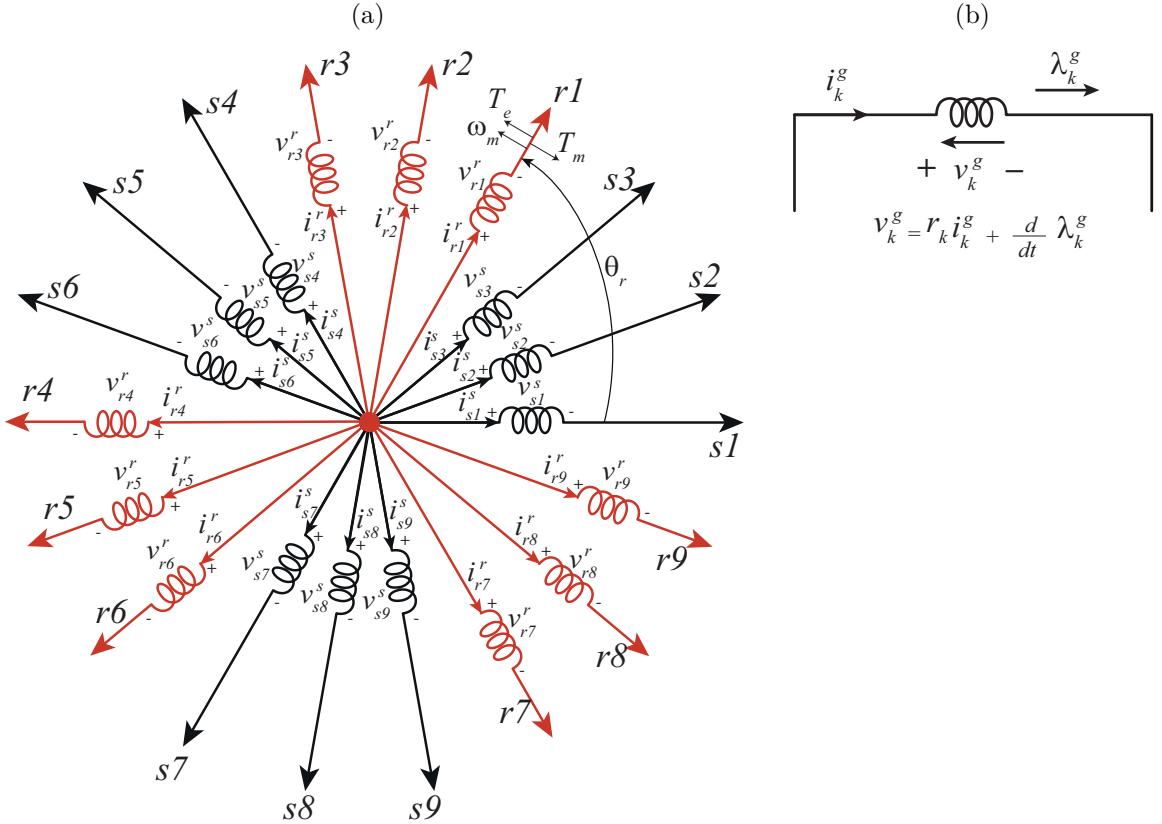
- a. A máquina de indução é composta por nove bobinas idênticas no estator denominadas de  $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8$  e  $s_9$  e nove bobinas idênticas no rotor chamadas de  $r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6, r_7, r_8$  e  $r_9$  conforme demonstrado na Figura 2.2(a);
- b. Ângulo elétrico entre as bobinas do rotor ou estator igual a  $\phi=\pi/9$  radianos elétricos para a máquina assimétrica e  $\phi=2\pi/9$  radianos elétricos para a configuração simétrica;
- c. Correntes "positivas" criam fluxos positivos no sentido do eixo, conforme é mostrado na Figura 2.2(a);
- d. Convenção receptor, conforme a Figura 2.2(b);
- e. Máquina com um número qualquer de pares de polos  $p$ , tal que  $\theta_r = p\theta_m$ ;
- f. Máquina com enrolamentos concentrados;
- g. Entreferro é uniforme, assim, o comprimento do circuito magnético aplicado ao cálculo da indutância é independente do ângulo mecânico  $\theta_m$ , ou seja, a máquina possui polos lisos;
- h. Máquina é não saturada: considerando que a máquina esteja com o seu circuito magnético não saturado, tem-se que a coenergia ( $W'_g$ ) é igual à energia ( $W_g$ ), garantindo a linearidade e o princípio da superposição;
- i. As perdas no ferro, rotacionais e saturação do núcleo (máquina linear) são desprezadas.

### 2.2.1 Expressões para as Tensões, Fluxos e Torque em Variáveis Primitivas

#### *Expressões para os fluxos*

Como no processo de modelagem da máquina é considerado que em seu circuito magnético não há saturação, pode ser aplicado o princípio da superposição. Nesse caso, pode-se somar os fluxos parciais para se obter o fluxo total em cada bobina, ou seja, o fluxo em cada bobina é formado por sua parcela de fluxo próprio e por uma contribuição específica de cada bobina individualmente sobre ela. Sendo assim, considerando o modelo

Figura 2.2 – Máquina eneafásica. (a) configuração assimétrica estudada. (b) convenção adotada em cada bobina.



Fonte: própria do autor.

de indutores acoplados, pode-se escrever de forma direta a expressão matemática para cada fluxo por bobina estatórico e rotórico na forma matricial como:

$$\lambda_s^s = L_{ss} i_s^s + L_{sr} i_r^r \quad (2.1)$$

$$\lambda_r^r = L_{rr} i_r^r + L_{rs} i_s^s \quad (2.2)$$

em que:

$$\lambda_s^s = [\lambda_{s1}^s \ \lambda_{s2}^s \ \lambda_{s3}^s \ \lambda_{s4}^s \ \lambda_{s5}^s \ \lambda_{s6}^s \ \lambda_{s7}^s \ \lambda_{s8}^s \ \lambda_{s9}^s]^T \quad (2.3)$$

$$\lambda_r^r = [\lambda_{r1}^r \ \lambda_{r2}^r \ \lambda_{r3}^r \ \lambda_{r4}^r \ \lambda_{r5}^r \ \lambda_{r6}^r \ \lambda_{r7}^r \ \lambda_{r8}^r \ \lambda_{r9}^r]^T \quad (2.4)$$

$$i_s^s = [i_{s1}^s \ i_{s2}^s \ i_{s3}^s \ i_{s4}^s \ i_{s5}^s \ i_{s6}^s \ i_{s7}^s \ i_{s8}^s \ i_{s9}^s]^T \quad (2.5)$$

$$i_r^r = [i_{r1}^r \ i_{r2}^r \ i_{r3}^r \ i_{r4}^r \ i_{r5}^r \ i_{r6}^r \ i_{r7}^r \ i_{r8}^r \ i_{r9}^r]^T \quad (2.6)$$

são, respectivamente, os vetores de fluxos e correntes estatóricas e rotóricas. Os expoentes  $s$  e  $r$  indicam o referencial adotado. Nesse caso:  $s \rightarrow$  estator e  $r \rightarrow$  rotor.  $L_{ss}$  é a matriz de indutâncias do estator e  $L_{rr}$  é a matriz de indutâncias do rotor.  $L_{sr}$  é denominada de

matriz de indutância mútua entre estator e o rotor e  $L_{rs}$  é a matriz de indutância mútua entre rotor e estator. No processo de obtenção da matriz de indutâncias do estator  $L_{ss}$ , leva-se em consideração as indutâncias mútuas entre as fases do estator. Por esse motivo, os valores de indutância dessa matriz irão variar depender do ângulo de deslocamento  $\phi$ . Com isso, pode-se obter:

$$L_{ss} = L_{ssM} + L_{\delta_s} I_9 \quad (2.7)$$

em que  $L_{\delta_s}$  é a indutância de dispersão estatórica,  $I_9$  é uma matriz identidade de ordem 9 e  $L_{ssM}$  é uma matriz de indutâncias mútuas entre as fases do estator da máquina. Portanto, tem-se:

$$\mathbf{L}_{ssM} = \begin{bmatrix} L_{Ms_1s_1} & L_{Ms_1s_2} & L_{Ms_1s_3} & L_{Ms_1s_4} & \cdots & L_{Ms_1s_9} \\ L_{Ms_2s_1} & L_{Ms_2s_2} & L_{Ms_2s_3} & L_{Ms_2s_4} & \cdots & L_{Ms_2s_9} \\ L_{Ms_3s_1} & L_{Ms_3s_2} & L_{Ms_3s_3} & L_{Ms_3s_4} & \cdots & L_{Ms_3s_9} \\ L_{Ms_4s_1} & L_{Ms_4s_2} & L_{Ms_4s_3} & L_{Ms_4s_4} & \cdots & L_{Ms_4s_9} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{Ms_9s_1} & L_{Ms_9s_2} & L_{Ms_9s_3} & L_{Ms_9s_4} & \cdots & L_{Ms_9s_9} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

sendo:

$$L_{Ms_{ksl}} = L_{sM} \sum_{h=1,3,5,7,9}^{+\infty} \left( \frac{k_h}{h} \right)^2 \cos(h(\phi_k - \phi_l)) \quad (2.9)$$

em que  $L_{sM}$  é a indutância de magnetização,  $L_{Ms_{ksl}}$  é a indutância de acoplamento de uma fase  $s_k$  (deslocada da fase 1 por um ângulo  $\phi_k$ ) para  $s_l$  (deslocada da fase 1 por um ângulo  $\phi_l$ ),  $k_h$  o fator de bobina e  $h$  é o índice que relaciona as harmônicas do modelo.

De forma análoga, é obtida a matriz de indutâncias do rotor. Dessa maneira, a matriz de indutância própria do rotor  $L_{rr}$  é descrita por:

$$L_{rr} = L_{rrm} + L_{r\delta} \quad (2.10)$$

$$L_{r\delta} = 2L_{r\delta_a} + 2L_{r\delta_b} \quad (2.11)$$

em que  $L_{r\delta_b}$  e  $L_{r\delta_a}$  são definidas como as indutâncias de dispersão de cada barra do rotor e segmento de anel conectando as barras,  $L_{r\delta}$  é definida como uma matriz de indutância de dispersão do rotor e  $L_{rrm}$  é uma matriz de indutância mútua do rotor, que são descritas respectivamente por:

$$L_{r\delta} = \begin{bmatrix} L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & -L_{r\delta b} \\ -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} & -L_{r\delta b} \\ -L_{r\delta b} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -L_{r\delta b} & L_{r\delta} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$L_{rrm} = \frac{L_{rM}}{m_r - 1} \begin{bmatrix} m_r - 1 & -1 & -1 & \cdots & -1 & -1 & -1 \\ -1 & m_r - 1 & -1 & \cdots & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & m_r - 1 & \cdots & -1 & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & -1 & \cdots & m_r - 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & \cdots & -1 & m_r - 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & \cdots & -1 & -1 & m_r - 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

em que  $L_{rM}$  é o valor da indutância de magnetização do rotor e  $m_r$  é o número de fases do rotor, que nesse modelo é considerado igual a nove. Já para a obtenção da matriz de indutância mútua entre rotor e estator  $L_{rs}$ , primeiro é obtido a indutância mútua de uma fase  $x$  do rotor com uma fase  $k$  do estator através de:

$$L_{r_x s_k} = \sum_{h=1,3,5,7,9}^{+\infty} L_{rmh} \operatorname{sen}(h(\theta'_r + (x-1)\alpha_r - \phi_k)) \quad (2.14)$$

$$\theta'_r = \theta_r - (2q-1) \frac{\gamma_e}{2} + \frac{1}{2}\alpha_r \quad (2.15)$$

em que  $\theta'_r$  é o ângulo elétrico medido a partir do centro da extensão da bobina da fase 1,  $\gamma_e$  é dito como o ângulo elétrico entre duas ranhuras do estator,  $q$  é denominado como sendo o número de bobinas por polo por fase e  $\alpha_r$  é denominado de ângulo concernente a abertura das ranhuras rotóricas e  $L_{rmh}$  é um fator que pode ser encontrado em Vanderley (2018). Considerando o número de fases estatôricas e rotóricas igual a nove, obtém-se a

matriz  $L_{rs}$  que é definida por:

$$\mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} L_{r_1s_1} & L_{r_1s_2} & L_{r_1s_3} & L_{r_1s_4} & \cdots & L_{r_1s_9} \\ L_{r_2s_1} & L_{r_2s_2} & L_{r_2s_3} & L_{r_2s_4} & \cdots & L_{r_2s_9} \\ L_{r_3s_1} & L_{r_3s_2} & L_{r_3s_3} & L_{r_3s_4} & \cdots & L_{r_3s_9} \\ L_{r_4s_1} & L_{r_4s_2} & L_{r_4s_3} & L_{r_4s_4} & \cdots & L_{r_4s_9} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{r_9s_1} & L_{r_9s_2} & L_{r_9s_3} & L_{r_9s_4} & \cdots & L_{r_9s_9} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Como no processo de modelagem a máquina é considerada linear, tem-se que:  $L_{sr} = L_{rs}^T$ . Algumas propriedades das matrizes de indutância  $L_{ss}$ ,  $L_{rr}$ ,  $L_{sr}$  e  $L_{rs}$  são apresentadas a seguir:

- $L_{ss}$  e  $L_{rr}$  são matrizes ditas simétricas;
- $L_{sr}$  e  $L_{rs}$  são matrizes circulantes, sendo assim,  $x_{ij} = x_{i+1,j+1}$ ;
- $L_{sr} = L_{rs}^T$

### *Expressões para as tensões*

Pela convenção adotada, a orientação das bobinas é tal que uma corrente positiva cria um fluxo positivo. Dessa maneira, a tensão que é induzida em qualquer uma das bobinas pode ser determinada por:

$$e_i = \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (2.17)$$

em que  $e_i$  é a tensão induzida nos terminais da bobina, antes da queda de tensão resistiva e  $\lambda_i$  é o fluxo na bobina. De acordo com a escolha da convenção receptor, a tensão nos terminais da bobina pode ser encontrada por:

$$v_i = ri_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (2.18)$$

Logo, pode-se definir as equações que remetem as tensões estatóricas da máquina de indução eneafásica:

$$v_s^s = R_{ss}i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \quad (2.19)$$

Onde:  $v_s^s = [v_{s1}^s \ v_{s2}^s \ v_{s3}^s \ v_{s4}^s \ v_{s5}^s \ v_{s6}^s \ v_{s7}^s \ v_{s8}^s \ v_{s9}^s]^T$  e  $R_{ss}$  é a matriz de resistência de fase estatórica que é formada pelos valores de resistências do estator  $r_s$ , que são todas

iguais para cada fase:

$$R_{ss} = [r_s \ r_s \ r_s] \quad (2.20)$$

Observando (2.19), percebe-se que o segundo membro da equação depende do fluxo induzido do estator. Esse fluxo depende de  $L_{ss}$  e de  $L_{sr}$ . Sendo assim, substituindo (2.1) em (2.19) tem-se:

$$v_s^s = r_s i_s^s + \frac{d(L_{ss} i_s^s + L_{sr} i_r^r)}{dt} \quad (2.21)$$

De forma análoga, obtém-se a equação relacionada às tensões rotóricas considerando um rotor eneafásico:

$$v_r^r = R_{rr} i_r^r + \frac{d\lambda_r^r}{dt} \quad (2.22)$$

Substituindo (2.2) em (2.23) e considerando que como as bobinas do rotor encontram-se em curto, a tensão induzida é zero, logo se tem:

$$\emptyset = R_{rr} i_r^r + \frac{d(L_{rr} i_r^r + L_{rs} i_s^s)}{dt} \quad (2.23)$$

em que:  $R_{rr}$  é a matriz de resistência de fase rotórica não diagonal, dada por:

$$\mathbf{R}_{rr} = \begin{bmatrix} R_r & -R_{rb} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & -R_{rb} \\ -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_{rb} & R_r & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & R_r & -R_{rb} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -R_{rb} & R_r & -R_{rb} \\ -R_{rb} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -R_{rb} & R_r \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

em que  $R_r$  é a resistência própria do rotor, sendo  $R_r = 2R_{rb} + 2R_{ra}$ . Os termos  $R_{rb}$  e  $R_{ra}$  referem-se respectivamente a resistência de uma barra rotórica e a resistência de um segmento de anel rotórico.

### *Expressão para o torque eletromagnético*

A equação geral da energia pode ser obtida por:

$$W_g = \frac{1}{2} i^T L_i i \quad (2.25)$$

onde:  $i = [i_s^s \ i_r^r]^T$  e  $L_i = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix}$ . Como foi considerado que a máquina de indução é não saturada, pode-se calcular o torque eletromagnético através da variação da energia em relação ao ângulo mecânico da máquina  $\theta_m$ , assim:

$$T_e = \frac{dW_g}{d\theta_m} = \frac{d(\frac{1}{2}i^T L_i i)}{d\theta_m} \quad (2.26)$$

Realizando o desenvolvimento da equação (2.26), chega-se a:

$$T_e = pi_r^{rT} \left[ \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \right] i_s^s + pi_s^{sT} \left[ \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \right] i_r^r \quad (2.27)$$

em que  $p$  é o número de pares de polos da máquina. De acordo com a propriedade de matrizes  $(XY)^T = Y^T X^T$ , chega-se a:

$$T_e = pi_r^{rT} \left[ \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \right] i_s^s = pi_s^{sT} \left[ \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \right] i_r^r \quad (2.28)$$

Assim:

$$T_e = pi_r^{rT} \left[ \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \right] i_s^s \quad (2.29)$$

ou

$$T_e = pi_s^{sT} \left[ \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \right] i_r^r \quad (2.30)$$

No transcorrer do desenvolvimento matemático realizado, o ângulo mecânico é substituído pelo ângulo elétrico  $\theta_r$ , pois  $\theta_m = \frac{\theta_r}{p}$ . Com o modelo obtido com as variáveis primitivas, percebe-se que as indutâncias mútuas entre e rotor e estator variam de acordo com a posição do rotor. Isso torna o modelo não-linear e bastante inadequado para a implementação de controle e simulações, visto que sua complexidade é elevada. Para mitigar essa problemática, realizam-se as transformações de variáveis para a simplificação do modelo.

### 2.2.2 Modelagem por Decomposição Vetorial

Diante da dificuldade inicial de se trabalhar com o modelo primitivo da máquina de indução eneafásica no sistema de coordenadas convencional (1, 2, 3, ...9), realiza-se uma mudança de base na qual o modelo estudado é alterado para um modelo desacoplado, ou seja, elimina-se a dependência do parâmetro da posição. Com isso, os valores das indutâncias mútuas deixam de variar em razão do ângulo do rotor,  $\theta_r$ , ficando com os seus valores constantes.

Para se realizar tal feito, utiliza-se de métodos matemáticos para fazer essa transformação. Um dos métodos mais utilizados é o método da decomposição vetorial apresentado por Nelson e Krause (1974). Com a aplicação desse método, o sistema original de nove dimensões é transformado em outro sistema cuja a quantidade de variáveis da máquina permanece a mesma, nesse caso igual a nove. Ao utilizar esse método, o sistema original nas coordenadas (1, 2, 3, ...9) é transformado através das transformadas de Clarke e Park em quatro subespaços mutuamente ortogonais entre si e independentes denominados de  $dq1$ ,  $dq3$ ,  $dq5$  e  $dq7$ , junto com um subespaço unidimensional formado por uma componente homopolar de sequência zero chamada de  $o$ . A aplicação dessa transformação consegue provocar o desacoplamento das variáveis e possui a propriedade de separar as componentes harmônicas em diferentes grupos e projetá-las em diferentes subespaços (MACENA, 2013), (SILVA, 2015), (VANDERLEY et al., 2018).

Dessa maneira, se as variáveis transformadas em uma nova base forem denominadas por  $x_{\alpha\beta}$  para o estator e rotor, junto com as variáveis na base antiga de  $x$  para o estator e rotor, essa transformação pode ser, respectivamente, para as variáveis do estator e do rotor, definida como:

$$x = Ax_{\alpha\beta} \quad (2.31)$$

onde a matriz de transformação  $A$  tem que ser regular e ortogonal, ou seja, existe uma matriz inversa  $A^{-1}$  de tal maneira que a relação seja biunívoca com a transposta, sendo  $A^{-1} = A^T$ . Considerando  $A_s$  para o estator e  $A_r$  para o rotor, pode-se relacionar qualquer variável  $x$  (fluxo, tensão ou corrente) do estator e do rotor da máquina (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). Assim tem-se:

$$x_s^s = A_s x_{s\alpha\beta} \quad (2.32)$$

$$x_{s\alpha\beta} = A_s^T x_s^s \quad (2.33)$$

$$x_r^r = A_r x_{r\alpha\beta} \quad (2.34)$$

$$x_{r\alpha\beta} = A_r^T x_r^r \quad (2.35)$$

em que:

$$x_s^s = [x_{s1}^s \ x_{s2}^s \ x_{s3}^s \ x_{s4}^s \ x_{s5}^s \ x_{s6}^s \ x_{s7}^s \ x_{s8}^s \ x_{s9}^s]^T,$$

$$x_r^r = [x_{r1}^r \ x_{r2}^r \ x_{r3}^r \ x_{r4}^r \ x_{r5}^r \ x_{r6}^r \ x_{r7}^r \ x_{r8}^r \ x_{r9}^r]^T,$$

$$x_{s\alpha\beta} = [x_{s\alpha 1} \ x_{s\beta 1} \ x_{s\alpha 3} \ x_{s\beta 3} \ x_{s\alpha 5} \ x_{s\beta 5} \ x_{\alpha 7} \ x_{s\beta 7} \ x_{so}]^T \text{ e}$$

$$x_{r\alpha\beta} = [x_{r\alpha 1} \ x_{r\beta 1} \ x_{r\alpha 3} \ x_{r\beta 3} \ x_{r\alpha 5} \ x_{r\beta 5} \ x_{r\alpha 7} \ x_{r\beta 7} \ x_{ro}]^T$$

A matriz de transformação de coordenadas  $A_s$  é obtida a partir do uso da transformada de Clarke, considerando para esse fim, a conservação de potência entre os modelos, sendo ela ortonormal, ou seja, ortogonal e normalizada. Essa matriz possui uma ordem  $m_s$

$\propto m_s$ , e tem a finalidade de mapear as componentes harmônicas até o valor de  $m_s - 2$  no novo domínio transformado.

Dessa maneira, a matriz de transformação  $A_s$  que é igual a matriz de transformação  $A_r$  obtida de Vanderley (2018) para o caso simétrico  $\phi = \frac{2\pi}{9}$  que é utilizada posteriormente no controle desenvolvido é dada por:

$$A_s = \frac{\sqrt{2}}{9} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\phi) & \sin(\phi) & \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & \cos(5\phi) & \sin(5\phi) & \cos(7\phi) & \sin(7\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(2\phi) & \sin(2\phi) & \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & \cos(\phi) & \sin(\phi) & \cos(5\phi) & \sin(5\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & 1 & 0 & \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(4\phi) & \sin(4\phi) & \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & \cos(2\phi) & \sin(2\phi) & \cos(\phi) & \sin(\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(5\phi) & \sin(5\phi) & \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & \cos(7\phi) & \sin(7\phi) & \cos(8\phi) & \sin(8\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & 1 & 0 & \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(7\phi) & \sin(7\phi) & \cos(3\phi) & \sin(3\phi) & \cos(8\phi) & \sin(8\phi) & \cos(4\phi) & \sin(4\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(8\phi) & \sin(8\phi) & \cos(6\phi) & \sin(6\phi) & \cos(4\phi) & \sin(4\phi) & \cos(2\phi) & \sin(2\phi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

### 2.2.3 Expressões para Tensões, Fluxos e Torque em variáveis transformadas usando Decomposição Vetorial

*Expressões elétricas da máquina com a transformada de Clarke*

De forma geral, utilizando as equações de transformação (2.32)-(2.36) nas equações de fluxo (2.1), (2.2), de tensão (2.19), (2.23) e de torque eletromagnético (2.28) do modelo primitivo da máquina, chega-se ao modelo transformado:

$$\lambda_{s\alpha\beta} = \mathbf{L}_{ss\alpha\beta}\mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \mathbf{L}_{sr\alpha\beta}\mathbf{i}_{r\alpha\beta} \quad (2.37)$$

$$\lambda_{r\alpha\beta} = \mathbf{L}_{rr\alpha\beta}\mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \mathbf{L}_{rs\alpha\beta}\mathbf{i}_{s\alpha\beta} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta} = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.39)$$

$$\emptyset = \mathbf{R}_{rr\alpha\beta}\mathbf{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{r\alpha\beta}}{dt} \quad (2.40)$$

$$T_e = p\mathbf{i}_{s\alpha\beta}^T \frac{d\mathbf{L}_{sr\alpha\beta}}{d\theta_r} \mathbf{i}_{r\alpha\beta} = p\mathbf{i}_{r\alpha\beta}^T \frac{d\mathbf{L}_{rs\alpha\beta}}{d\theta_r} \mathbf{i}_{s\alpha\beta} \quad (2.41)$$

em que:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{ss\alpha\beta} &= \mathbf{A}_s^T \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s, & \mathbf{L}_{sr\alpha\beta} &= \mathbf{A}_s^T \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r \\ \mathbf{L}_{rr\alpha\beta} &= \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r, & \mathbf{L}_{rs\alpha\beta} &= \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_s = \mathbf{L}_{sr\alpha\beta}^T \\ \mathbf{R}_{rr\alpha\beta} &= \mathbf{A}_r^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{A}_r \end{aligned} \quad (2.42)$$

de forma que  $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$  é a matriz de indutância do estator transformada,  $\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$  é a matriz de indutância do rotor transformada e  $R_{rr\alpha\beta}$  é a matriz de resistência rotórica, sendo todas essas matrizes diagonais. Entretanto, as matrizes de indutância mútua transformadas

$\mathbf{L}_{rs\alpha\beta}$  e  $\mathbf{L}_{sr\alpha\beta}$  possuem acoplamento entre estator e rotor entre diferentes componentes harmônicos, o que torna a matriz não diagonal. A composição de todas essas matrizes são detalhadas em Vanderley (2018) e podem ser visualizadas no Apêndice A.

Os vetores de fluxo, tensão e corrente definidos em (2.38)-(2.41) têm dimensão  $m_s$  e  $m_r$  para as variáveis do estator e do rotor, respectivamente. Ao verificar a composição das matrizes de indutâncias transformadas, percebe-se que o modelo da máquina no referencial  $\alpha\beta$  pode ser demonstrado em termos de subespaços, realizando algumas considerações. Sendo assim, os seguintes subespaços de dimensão dois pode ser definidos como:

$$\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} \lambda_{s\alpha h} \\ \lambda_{s\beta h} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{s\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha h} \\ i_{s\beta h} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{s\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha h} \\ v_{s\beta h} \end{bmatrix}, \quad (2.43)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha h} \\ \lambda_{r\beta h} \end{bmatrix}, \quad \text{e} \quad \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} = \begin{bmatrix} i_{r\alpha h} \\ i_{r\beta h} \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Dessa maneira, as variáveis da máquina no modelo  $\alpha\beta$  usando as equações (2.43)-(2.44) tornam-se:

$$\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta h} = l_{sh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h} + \mathbf{N}_h^T \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}, \quad h = 1, 3, 5, 7; \quad (2.45)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta h} = l_{rh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} + \mathbf{N}_h \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}, \quad h = 1, 3, 5, 7; \quad (2.46)$$

$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta h} = r_s \mathbf{i}_{s\alpha\beta h} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s\alpha\beta h}}{dt}, \quad h = 1, 3, 5, 7; \quad (2.47)$$

$$\boldsymbol{\emptyset}_2 = r_{rh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{r\alpha\beta h}}{dt}, \quad h = 1, 3, 5, 7; \quad (2.48)$$

$$T_e = \sum_{h=1,3,5,\dots}^{m_s-2} \left( p h l_{mh} \mathbf{i}_{s\alpha\beta h}^T \begin{bmatrix} \cos(h\theta'_r) & -\sin(h\theta'_r) \\ \sin(h\theta'_r) & \cos(h\theta'_r) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h} \right) \quad (2.49)$$

$$\lambda_{s\alpha m_s} = l_{sm_s} i_{s\alpha m_s} \quad (2.50)$$

$$v_{s\alpha m_s} = r_s i_{s\alpha m_s} + l_{sm_s} \frac{di_{s\alpha m_s}}{dt} \quad (2.51)$$

$$\mathbf{N}_h = \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) & -\cos(h\theta'_r) \\ \cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

de forma que  $l_{sh}$  é a indutância própria do estator no plano  $\alpha\beta h$ ,  $l_{rh}$  é a indutância própria do rotor no plano  $\alpha\beta h$ ,  $l_{mh}$  é a indutância mútua entre estator e rotor no plano  $\alpha\beta h$  e  $\boldsymbol{\emptyset}_2$  é uma matriz de zeros de ordem 2x1.

*Expressões elétricas da máquina com a transformada de Park no referencial estatórico*

De posse do modelo desacoplado da máquina pela transformada de Clarke para as harmônicas consideradas, observa-se que o número de variáveis do estator e rotor são os

mesmos. Por esse fato, o produto  $\mathbf{N}_h^T \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}$  em (2.45) é uma transformação dos componentes das correntes do rotor  $\mathbf{i}_{r\alpha\beta h}$  para um novo referencial das correntes do rotor denominado de "  $\mathbf{i}_{rdqh}^s$ " que é rotacionado do referencial original de um ângulo  $h\theta'_r$ . Esta é a transformação de Park para as variáveis do rotor. Um "s" sobreescrito é incluído nas variáveis  $dq$  para indicar que as variáveis do rotor estão no mesmo referencial que as variáveis do estator. Se todas as variáveis de fluxo e de corrente do rotor no modelo dadas por (2.45) - (2.49) forem transformadas por (2.53) elas estarão no referencial estacionário.

Através do termo  $\mathbf{N}_h^T \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}$  a transformada de Park para as variáveis do rotor pode ser definida como:

$$\mathbf{x}_{rdqh}^s = \mathbf{P}_h \mathbf{x}_{r\alpha\beta h}, \quad (2.53)$$

$$\mathbf{x}_{r\alpha\beta h} = \mathbf{P}_h^{-1} \mathbf{x}_{rdqh}^s, \quad (2.54)$$

com

$$\mathbf{P}_h = \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) & -\cos(h\theta'_r) \\ \cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{P}_h^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) & \cos(h\theta'_r) \\ -\cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \end{bmatrix}; \quad (2.55)$$

sendo para as variáveis do estator:

$$\mathbf{x}_{sdqh}^s = \mathbf{x}_{s\alpha\beta h}. \quad (2.56)$$

Desta forma, o modelo da máquina transformado pela transformada de Park considerando ( $h = 1, 3, 5, 7$ ) é:

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqh}^s = l_{sh} \mathbf{i}_{sdqh}^s + l_{mh} \mathbf{i}_{rdqh}^s \quad (2.57)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^s = l_{rh} \mathbf{i}_{rdqh}^s + l_{mh} \mathbf{i}_{sdqh}^s \quad (2.58)$$

$$\mathbf{v}_{sdqh}^s = r_s \mathbf{i}_{sdqh}^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdqh}^s}{dt} \quad (2.59)$$

$$\emptyset_2 = r_{rh} \mathbf{i}_{r\alpha\beta h}^s + h\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^s}{dt} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \sum_{h=1,3,5,7} h p l_{mh} \mathbf{i}_{sdqh}^{sT} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rdqh}^s \\ &= \sum_{h=1,3,5,7} h p l_{mh} (i_{sqh}^s i_{rdh}^s - i_{sdh}^s i_{rqh}^s) \end{aligned} \quad (2.61)$$

sendo  $\omega_r = \frac{d\theta'_r}{dt}$  a velocidade do rotor da máquina em radianos por segundo. Com isso, as variáveis primitivas da máquina são caracterizadas por quatro subespaços mutuamente ortogonais entre si no referencial estacionário, outrora denominados de  $dq1$ ,  $dq3$ ,  $dq5$  e  $dq7$  e uma componente homopolar isolada  $o$ .

### Expressões elétricas da máquina em um referencial genérico

O modelo da máquina no referencial do estator obtido pela transformada de Park definido pelas Equações (2.58)-(2.61) é capaz de ser alterado para um referencial genérico,

girando todos os vetores do estator e rotor por um ângulo genérico  $\delta_{gh}$ . Os vetores neste novo referencial serão indicados por um "g" sobreescrito, que representará a referência escolhida, conforme pode ser visto na Figura 2.3. Para esta finalidade, a seguinte transformação é aplicada a quaisquer vetores de estator e rotor:

$$\mathbf{x}_{sdqh}^g = \mathbf{G}_h \mathbf{x}_{sdqh}^s, \quad (2.62)$$

$$\mathbf{x}_{sdqh}^s = \mathbf{G}_h^{-1} \mathbf{x}_{sdqh}^g, \quad (2.63)$$

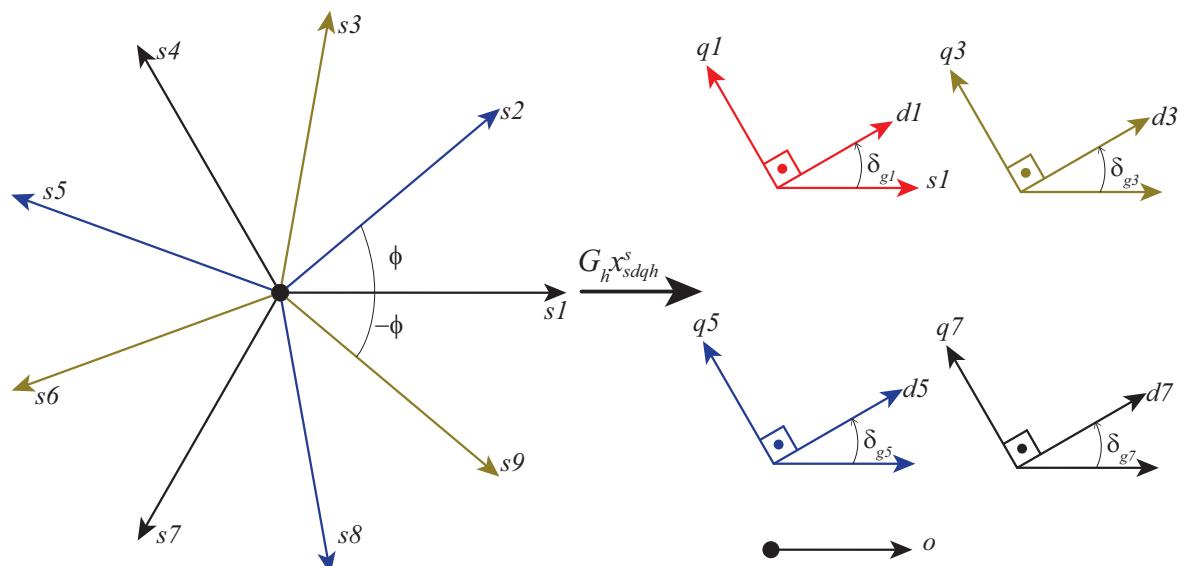
$$\mathbf{x}_{rdqh}^g = \mathbf{G}_h \mathbf{x}_{rdqh}^s, \quad (2.64)$$

$$\mathbf{x}_{rdqh}^s = \mathbf{G}_h^{-1} \mathbf{x}_{rdqh}^g, \quad (2.65)$$

com

$$\mathbf{G}_h = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{gh}) & \sin(\delta_{gh}) \\ -\sin(\delta_{gh}) & \cos(\delta_{gh}) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{G}_h^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{gh}) & -\sin(\delta_{gh}) \\ \sin(\delta_{gh}) & \cos(\delta_{gh}) \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Figura 2.3 – Diagrama vetorial para transformação de Park de uma máquina eneafásica em um referencial genérico.



Fonte: adaptado de Macena (2013).

Sendo assim, aplicando (2.62) em (2.58)-(2.61) chega-se a:

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqh}^g = l_{sh}\mathbf{i}_{sdqh}^g + l_{mh}\mathbf{i}_{rdqh}^g \quad (2.67)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^g = l_{rh}\mathbf{i}_{rdqh}^g + l_{mh}\mathbf{i}_{sdqh}^g \quad (2.68)$$

$$\mathbf{v}_{sdqh}^g = r_s\mathbf{i}_{sdqh}^g + \omega_{gh} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{sdqh}^g + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdqh}^g}{dt} \quad (2.69)$$

$$\boldsymbol{\theta}_2 = r_{rh}\mathbf{i}_{rdqh}^g + (\omega_{gh} - h\omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^g + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdqh}^g}{dt} \quad (2.70)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \sum_{h=1,3,5,7} hpl_{mh}\mathbf{i}_{sdqh}^{gT} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rdqh}^g \\ &= \sum_{h=1,3,5,7} hpl_{mh} (i_{sqh}^g i_{rdh}^g - i_{sdh}^g i_{rqh}^g) \end{aligned} \quad (2.71)$$

em que  $\omega_{gh} = \frac{d\delta_{gh}}{dt}$  é a velocidade do referencial genérico para cada componente de espaço harmônico e  $g_h$  é o índice que indica o referencial genérico em cada componente harmônica.

### *Expressões elétricas da máquina em representação complexa*

As variáveis estatóricas e rotóricas  $dqh$  são capazes de serem representadas por vetores nos planos  $dqh$  em partes reais e imaginárias, conforme (2.72)-(2.73):

$$\hat{\mathbf{x}}_{sdqh}^{gh} = x_{sdh}^{gh} + jx_{sqh}^{gh} \quad (2.72)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{rdqh}^{gh} = x_{rdh}^{gh} + jx_{rqh}^{gh} \quad (2.73)$$

Aplicando (2.72)-(2.73) em (2.67)-(2.71), chega-se ao modelo da máquina em termos complexos no referencial genérico:

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{sdqh}^{gh} = l_{sh}\hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{gh} + l_{mh}\hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{gh} \quad (2.74)$$

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{rdqh}^{gh} = l_{rh}\hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{gh} + l_{mh}\hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{gh} \quad (2.75)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{sdqh}^{gh} = r_s\hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{gh} + j\omega_{gh}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{sdqh}^{gh} + \frac{d\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{sdqh}^{gh}}{dt} \quad (2.76)$$

$$\mathbf{0} = r_{rh}\hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{gh} + j(\omega_{gh} - h\omega_r)\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{rdqh}^{gh} + \frac{d\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{rdqh}^{gh}}{dt} \quad (2.77)$$

$$T_e = \sum_{h=1,3,5,7} phl_{mh} (i_{sqh}^{gh} i_{rdh}^{gh} - i_{sdh}^{gh} i_{rqh}^{gh}), \quad (2.78)$$

### *Expressões elétricas da máquina em regime permanente*

Cada componente do modelo complexo apresentado é alimentado por uma tensão bifásica independente balanceada  $v_{sdqh}^s$ . Como são desacoplados, cada par de componentes de tensão pode ter suas frequências escolhidas de forma independente. Assumindo cada componente de tensão do estator no referencial estacionário,  $v_{sdqh}^s$  como um sistema bifásico senoidal equilibrado com ângulo de fase  $\delta_{vh} = \omega_{vh}t + \delta_{oh}$ , com  $\omega_{vh} = \omega_{vh}$  e a mudança de

referencial genérico para síncrono da tensão em cada componente  $g_h \rightarrow v_h$ , as equações em regime permanente estatóricas e rotóricas da tensão podem ser descritas conforme em Vanderley (2018) como:

$$\bar{\mathbf{V}}_{sdqh}^{v_h} = r_s \hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{lsh} \hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{mdqh}^{v_h} \quad (2.79)$$

$$\mathbf{0} = \frac{r_{rh}}{\sigma_h} \hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{lrh} \hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{v_h} + j\omega_{vh} l_{mh} \hat{\mathbf{i}}_{mdqh}^{v_h} \quad (2.80)$$

em que:

$$\hat{\mathbf{i}}_{mdqh}^{v_h} = \hat{\mathbf{i}}_{sdqh}^{v_h} + \hat{\mathbf{i}}_{rdqh}^{v_h} \quad (2.81)$$

considerando  $\hat{\mathbf{i}}_{mdqh}^{v_h}$  a corrente de magnetização do circuito equivalente da  $h$  harmônica considerada. Já os termos  $l_{lsh}$  e  $l_{lrh}$  são respectivamente as indutâncias de dispersão estatórica e rotórica no plano da  $h$  harmônica dadas por:

$$l_{lsh} = l_{sh} - l_{mh}, \quad (2.82)$$

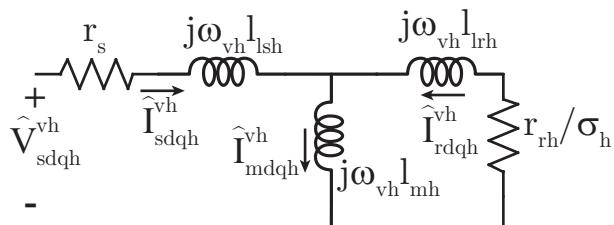
$$l_{lrh} = l_{rh} - l_{mh}. \quad (2.83)$$

e o escorregamento em cada plano  $h$  harmônico sendo dado por:

$$\sigma_h = \frac{\omega_{vh} - h\omega_r}{\omega_{vh}} \quad (2.84)$$

Diante dessas informações, o circuito equivalente da máquina eneafásica em regime permanente para  $h = 1, 3, 5, 7$  e  $o$ , que podem formar cinco circuitos desacoplados entre si, um para cada componente considerada, como é mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Circuito equivalente da máquina em regime permanente.



Fonte: própria do autor.

### *Expressões mecânicas da máquina de indução eneafásica*

As máquinas de indução devem ser modeladas considerando as suas grandezas elétricas e mecânicas. As grandezas mecânicas são modeladas levando em consideração a natureza do tipo de movimento de rotação da máquina. Como as máquinas são rotativas, no modelamento mecânico da máquina figuram o momento de inércia do eixo, o torque elétrico produzido pela máquina, o torque mecânico solicitado pela carga e o coeficiente de atrito nos mancais da máquina. Em razão dessas considerações concernentes ao movimento

da máquina, pode-se descrever o modelo mecânico da máquina de indução eneafásica como sendo:

$$T_e = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + K_m \omega_m + T_m \quad (2.85)$$

$$T_e - T_m - K_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.86)$$

$$\omega_r = p \frac{d\theta_m}{dt} = p\omega_m \quad (2.87)$$

em que  $T_m$  é o torque resistente da carga ou mecânico,  $J_m$  é o momento de inércia da máquina,  $\omega_r$  é a velocidade elétrica do rotor,  $K_m$  é o coeficiente de atrito e  $\omega_m$  é a velocidade mecânica do rotor da máquina. Em algumas situações, a Equação (2.86) pode servir para estimar o tempo de partida de uma máquina, conceito interessante se levados em consideração alguns aspectos como segurança das instalações, ótimo desempenho do sistema de acionamento e dimensionamento dos dispositivos de proteção destinados às máquinas elétricas rotativas.

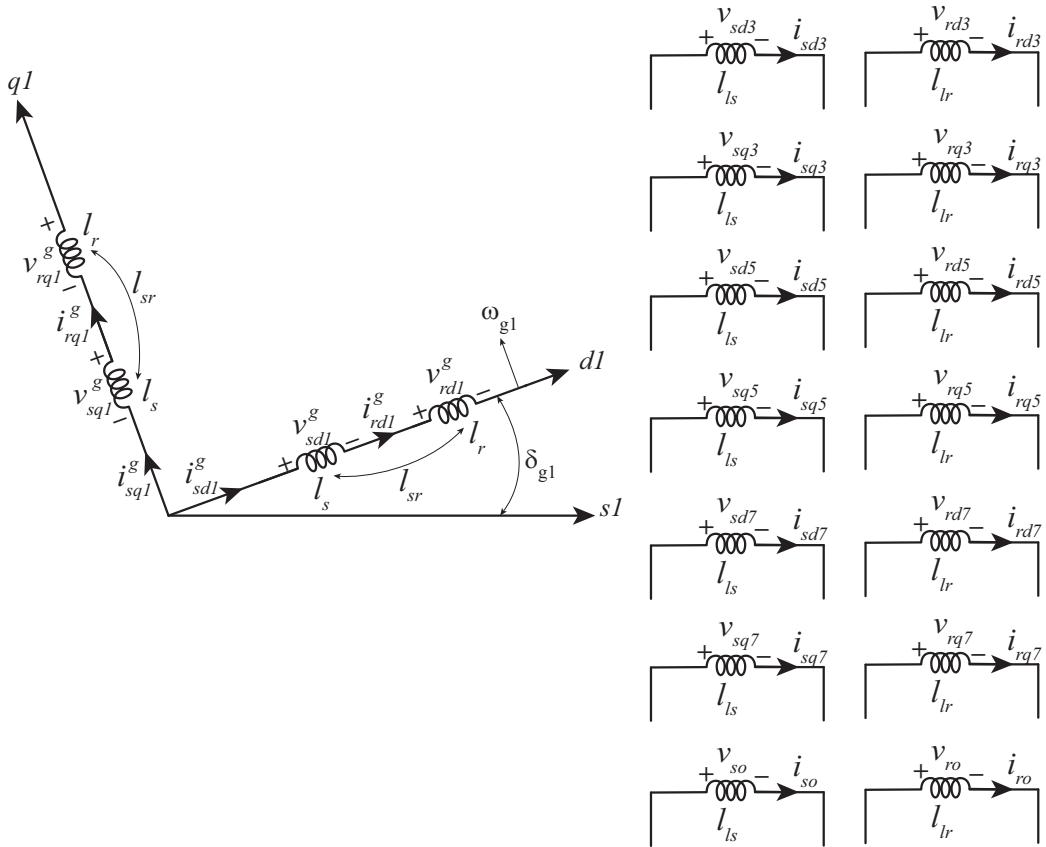
#### 2.2.4 Representação complexa da máquina apenas com componente fundamental

De acordo com o modelo obtido nas variáveis  $dqh$ , é verificado que as componentes  $dq3$ ,  $dq5$  e  $dq7$  são acopladas entre si nos planos harmônicos. Isso se deve ao fato de, na modelagem, ser considerada a máquina com distribuição dos enrolamentos de maneira concentrada. Entretanto, com o intuito de se desenvolver um controle onde as harmônicas serão suprimidas, considera-se para o posterior desenvolvimento das estratégias de controle desse trabalho, o modelo obtido por (2.74)-(2.78) apenas para  $h = 1$ . Desse modo, o modelo segue uma distribuição senoidal de fluxo e as componentes  $dq3$ ,  $dq5$ ,  $dq7$  e  $o$  se tornam variáveis de bobinas isoladas. Na Figura 2.5, é demonstrada a representação do modelo em  $dqh$  considerando apenas  $h = 1$ . É interessante salientar que existem três principais possibilidades para a escolha do referencial que irá ser localizado o eixo  $dq$ . Sendo elas:

- No estator, com o eixo direto  $d1$  alinhado ao estator segundo a fase  $s_1$ . Se isso ocorrer,  $\delta_{g1} = 0$  e  $\omega_{g1} = 0$ . Quando o regime estiver permanente, as variáveis  $dq1$  possuem comportamento senoidal na mesma frequência das correntes do estator;
- No rotor com o eixo direto  $d1$  alinhado ao rotor segundo a fase  $r_1$ . Neste caso  $\delta_{g1} = \theta_r$  e  $\omega_{g1} = \omega_r$ , fazendo com que as variáveis  $dq1$  possuam a mesma frequência das correntes do rotor  $\omega_{rs} = \omega_r - \omega_{s1}$  que é a frequência de escorregamento nas máquinas assíncronas;
- No campo girante da máquina, sendo  $\omega_{g1} = \omega_s$  fazendo com que em regime permanente as variáveis  $dq1$  fiquem com frequência zero, ou seja, contínuas.

Outro ponto a ser abordado é que o circuito equivalente  $dq1$  da máquina eneafásica é similar a de uma máquina trifásica. Isso simplifica o estudo e a implementação de técnicas

Figura 2.5 – Máquina considerando apenas a componente fundamental no referencial genérico.



Fonte: própria do autor.

de controle para máquinas multifásicas, pois essas técnicas para as máquinas trifásicas já estão bem consolidadas na literatura. Observa-se também que apenas as componentes  $d1q1$  contribuem de forma efetiva para a produção de torque eletromagnético na máquina. Isso já era esperado pois essas componentes ativas são as únicas que colaboram com o fluxo resultante no entreferro da máquina, se considerado no modelo apenas a componente fundamental (apenas " $h = 1$ "). As demais componentes  $dq3, dq5, dq7$  nessa condição não geram fluxo efetivo no entreferro, consequentemente não gerando torque eletromagnético útil. Por essa causa, é interessante minimizar ao máximo essas componentes, pois elas geram perdas e são limitadas apenas pelas resistências e indutâncias de dispersão da máquina, que possuem valores relativamente baixos nos outros subespaços. Entretanto, estudos vêm avançando no mundo acadêmico na inserção de componentes harmônicos para ganho de torque eletromagnético. Nesse caso, as componentes  $dq3, dq5, dq7$  podem ser controladas para essa finalidade. Sendo assim, as equações do modelo complexo (2.74)-(2.78) considerando apenas a componente fundamental no referencial genérico ficam:

Para os fluxos do estator:

$$\hat{\lambda}_{sdq1}^{g_1} = l_{s1}\hat{i}_{sdq1}^{g_1} + l_{m1}\hat{i}_{rdq1}^{g_1} \quad (2.88)$$

$$\hat{\lambda}_{sdqh}^g = l_{sh}\hat{i}_{sdqh}^g \quad (2.89)$$

Para os fluxos do rotor:

$$\hat{\lambda}_{rdq1}^{g1} = l_{r1}\hat{i}_{rdq1}^{g1} + l_{m1}\hat{i}_{sdq1}^{g1} \quad (2.90)$$

$$\hat{\lambda}_{rdqh}^g = l_{rh}\hat{i}_{rdqh}^g \quad (2.91)$$

Para as tensões no estator:

$$\hat{v}_{sdq1}^g = r_s\hat{i}_{sdq1}^{g1} + j\omega_{g1}\hat{\lambda}_{sdq1}^{g1} + \frac{d\hat{\lambda}_{sdq1}^{g1}}{dt} \quad (2.92)$$

$$\hat{v}_{sdqh}^g = r_s\hat{i}_{sdqh}^g + \frac{d\hat{\lambda}_{sdqh}^g}{dt} \quad (2.93)$$

Para as tensões no rotor:

$$\mathbf{0} = r_{r1}\hat{i}_{rdq1}^{g1} + j(\omega_{g1} - \omega_r)\hat{\lambda}_{rdq1}^{g1} + \frac{d\hat{\lambda}_{rdq1}^{g1}}{dt} \quad (2.94)$$

$$\mathbf{0} = r_{rh}\hat{i}_{rdqh}^g + \frac{d\hat{\lambda}_{rdqh}^g}{dt} \quad (2.95)$$

Para o torque eletromagnético:

$$T_e = pl_{m1}(i_{sq1}^{g1}i_{rd1}^{g1} - i_{sd1}^{g1}i_{rq1}^{g1}) \quad (2.96)$$

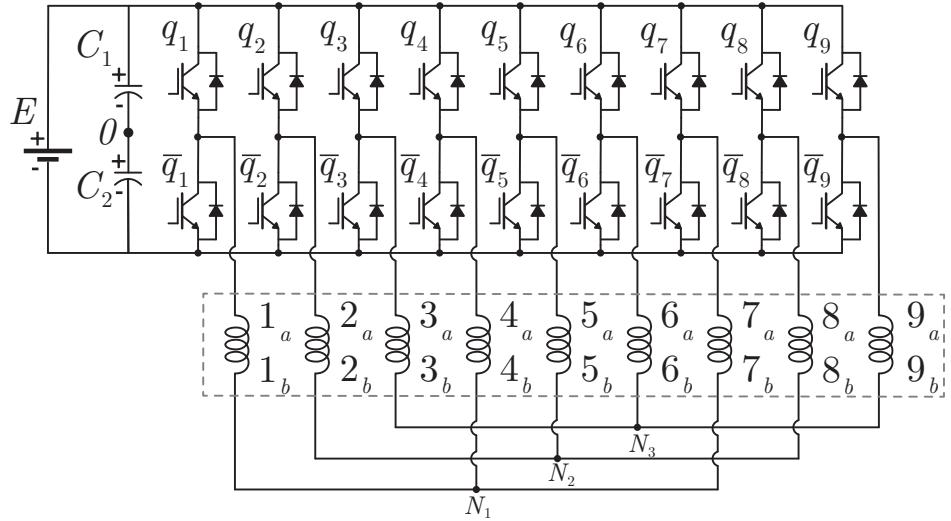
com  $h = 3, 5, 7, o.$

## 2.3 MODELAGEM DO CONVERSOR ESTÁTICO DE NOVE BRAÇOS

A topologia convencional de um conversor CA-CC-CA é composta por uma alimentação em CA, uma etapa de retificação e uma etapa de inversão composta por chaves semicondutoras que levam alimentação a uma carga ou máquina elétrica. Neste trabalho, o conversor utilizado é constituído de uma fonte CA trifásica, um retificador trifásico que alimenta um barramento CC formado por capacitores e dezoito chaves semicondutoras. Como o número de braços que compõem o inversor e o número de fases da máquina é não primo, isto é 9 (nove), há a possibilidade de arranjos de ligações de duas formas diferentes: com três neutros isolados ou com um neutro isolado, denominados de topologia A e B respectivamente. Em ambos os casos, o neutro não é conectado em nenhum outro ponto do sistema e nem aterrado, ou seja, é dito como flutuante. As Figuras 2.6 e 2.7 demonstram a topologia A e B, respectivamente.

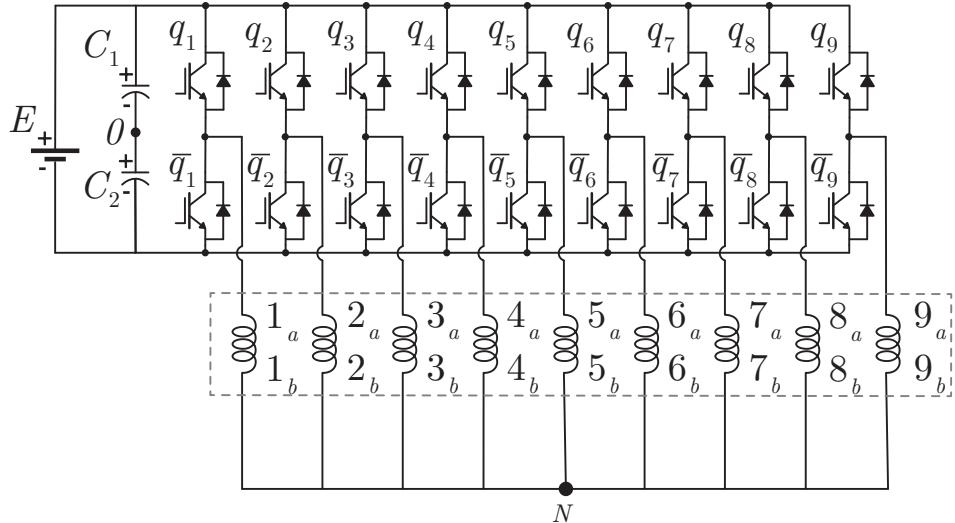
O inversor de nove fases utilizado neste trabalho é de dois níveis, e constituído pelas chaves semicondutoras ideais  $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6, q_7, \bar{q}_7, q_8, \bar{q}_8, q_9$  e  $\bar{q}_9$ . O estado de comutação das chaves é representado de forma homônima pelas variáveis binárias  $q_i$  e  $\bar{q}_i$  com  $i = 1$  a 9:  $q_i = 1$  ou  $\bar{q}_i = 1$  indica que a chave está em nível alto, ou seja, fechada, ao mesmo tempo que  $q_i = 0$  ou  $\bar{q}_i = 0$  indica que a chave está em nível baixo,

Figura 2.6 – Conversor de nove braços com ligação de três neutros isolados - topologia A.



Fonte: própria do autor.

Figura 2.7 – Conversor de nove braços com ligação de um neutro isolado - topologia B.



Fonte: própria do autor.

ou seja, aberta. As chaves  $q_i$  e  $\bar{q}_i$  funcionam de forma complementar em cada braço do inversor.

As tensões de polo, de neutro e de fase do conversor da topologia B são dadas por:

$$v_{i0} = (2q_i - 1) \frac{E}{2} \quad (2.97)$$

$$v_{n0} = \frac{\sum_{i=1}^9 v_{i0}}{9} \quad (2.98)$$

com os índices  $i = 1$  a  $9$  referentes as fases do inversor,  $E$  é a tensão do barramento CC e  $v_{n0}$  é a tensão de neutro em relação ao ponto central "0" do barramento CC. As tensões

de fase são dadas por:

$$v_{si} = v_{i0} - v_{n0} = (2q_i - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (2.99)$$

com  $i = 1$  a  $9$  e  $v_{si}$  sendo as tensões de fase da topologia B. Para a topologia A, as tensões de polo e de neutro são:

$$v_{i0} = (2q_i - 1)\frac{E}{2} \quad (2.100)$$

$$v_{j0} = (2q_j - 1)\frac{E}{2} \quad (2.101)$$

$$v_{k0} = (2q_k - 1)\frac{E}{2} \quad (2.102)$$

$$v_{n10} = \frac{v_{10} + v_{40} + v_{70}}{3} \quad (2.103)$$

$$v_{n20} = \frac{v_{20} + v_{50} + v_{80}}{3} \quad (2.104)$$

$$v_{n30} = \frac{v_{30} + v_{60} + v_{90}}{3} \quad (2.105)$$

com os índices  $i = 1, 4, 7$ ,  $j = 2, 5, 8$  e  $k = 3, 6, 9$  referentes as fases do inversor,  $E$  é a tensão do barramento CC e  $v_{n10}$ ,  $v_{n20}$ ,  $v_{n30}$  são as tensões de neutro em relação ao ponto central "0" do barramento CC dos grupos trifásicos 1, 2 e 3 respectivamente. As tensões de fase são dadas por:

$$v_{si} = v_{i0} - v_{n10} = (2q_i - 1)\frac{E}{2} - v_{n10} \quad (2.106)$$

$$v_{sj} = v_{j0} - v_{n20} = (2q_j - 1)\frac{E}{2} - v_{n20} \quad (2.107)$$

$$v_{sk} = v_{k0} - v_{n30} = (2q_k - 1)\frac{E}{2} - v_{n30} \quad (2.108)$$

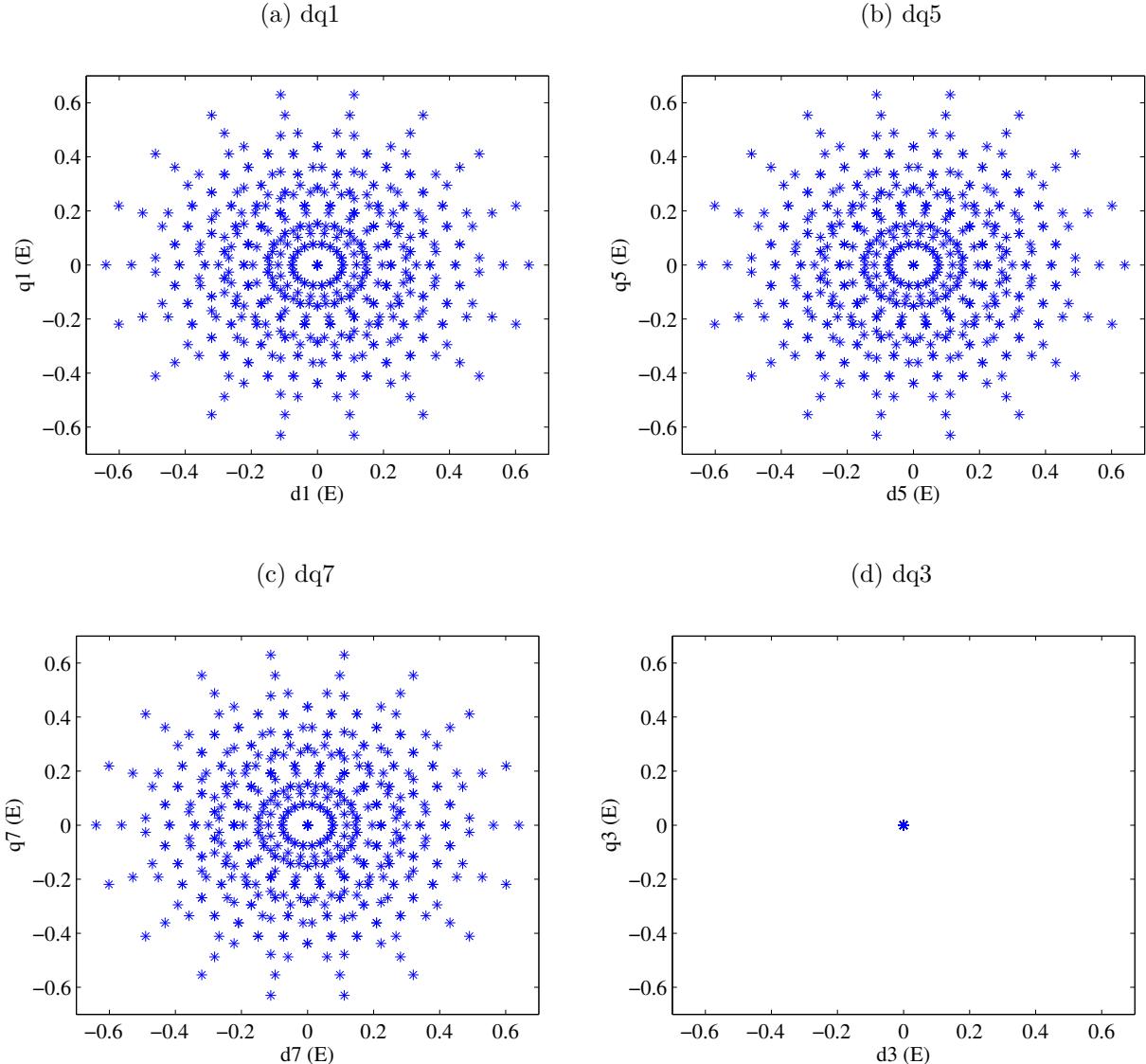
$$(2.109)$$

sendo os índices  $i = 1, 4, 7$ ,  $j = 2, 5, 8$  e  $k = 3, 6, 9$  e com  $v_{si}$ ,  $v_{sj}$  e  $v_{sk}$  sendo as tensões de fase da topologia A. O inversor é dito de dois níveis, pois quando  $q_1 = 1$ ,  $v_{i0} = \frac{E}{2}$  e quando  $q_1 = 0$ ,  $v_{i0} = -\frac{E}{2}$  se for considerando que o sistema trabalhado for equilibrado com o neutro sem conexão com outras partes do sistema. Nas duas topologias mostradas, a máquina de indução eneafásica pode ter ligação simétrica ou assimétrica. Neste trabalho, é abordada a ligação simétrica com a topologia A.

Com um número de chaves do inversor definido, é possível estabelecer uma quantidade específica de combinações dos estados das chaves que geram vetores de tensão. Como em cada braço, a operação da chave  $q_i$  é binária e o inversor é formado por nove braços, temos  $2^9 = 512$  combinações diferentes que geram vetores de tensão no espaço em cada um dos planos ortogonais  $dq1$ ,  $dq5$ ,  $dq7$  e  $dq3$ , sendo numerados de 0 até 511, conforme a condição lógica das chaves superiores do inversor, seguindo uma ordem de

formação apresentada na Tabela 2.1. Considerando que todos os vetores de tensões nos planos são formados por projeções particulares, eles podem ser obtidos através da matriz de transformação (2.36), usando a topologia A e normalizados em relação à tensão do barramento E, conforme ilustrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Projeção dos vetores normalizados de tensão nos planos espaciais.



Fonte: própria do autor.

Tabela 2.1 – Numeração dos vetores de tensão.

Chave	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$
Fator Binário	$2^8$	$2^7$	$2^6$	$2^5$	$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
Numeração do Vetor	$2^8 q_1 + 2^7 q_2 + 2^6 q_3 + 2^5 q_4 + 2^4 q_5 + 2^3 q_6 + 2^2 q_7 + 2^1 q_8 + 2^0 q_9$								

Fonte: adaptado de Silva (2015)

Verifica-se que existe redundância na localização dos vetores em todos os planos analisados, com o plano  $dq3$  constituído só com vetores nulos. Se a topologia B for utilizada, os vetores nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  são mapeados nos mesmos pontos, enquanto o plano

$dq3$  possui 37 posições distintas. Ao analisar os vetores de tensão no planos, observa-se que existem dez vetores alinhados nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  que formam um octadecágono com módulos distintos em cada plano, denominados de  $M_1$  a  $M_{10}$ , devido a disposição espacial entre os vetores ser de  $20^\circ$ . Esses vetores alinhados são utilizados nas estratégias de controle DTC desenvolvidas no próximo capítulo. Ao ser considerado o módulo do vetor de tensão normalizado em relação a tensão do barramento  $E$ , os módulos dos vetores de tensão alinhados nos planos harmônicos são dados pela Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Módulos dos vetores de tensão alinhados nos planos transformados.

Plano	Módulo do Vetor Alinhado Normalizado ( $ M_i /E$ )									
	$ M_1 $	$ M_2 $	$ M_3 $	$ M_4 $	$ M_5 $	$ M_6 $	$ M_7 $	$ M_8 $	$ M_9 $	$ M_{10} $
$dq1$	0,6399	0,5627	0,4176	0,3405	0,2994	0,2222	0,1954	0,1450	0,1182	0,0772
$dq5$	0,1450	0,1954	0,0772	0,4176	0,5627	0,2222	0,2994	0,1182	0,6399	0,3405
$dq7$	0,1182	0,2994	0,3405	0,0772	0,1954	0,2222	0,5627	0,6399	0,1450	0,4176
$dq3$	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

Fonte: adaptado de Garcia-Entrambasaguas et al. (2019)

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentado o modelo matemático em variáveis primitivas para uma máquina eneafásica. O processo de modelagem descrito aborda nove fases no estator e nove no rotor, com o intuito de minimizar no modelo a contribuição de componentes harmônicos. Foi realizado o modelamento da máquina através do método de decomposição vetorial, com o intuito de se obter um modelo simplificado que contém suas variáveis desacopladas na parte ativa da máquina de nove fases. Esse modelo é genérico para uma máquina CA, podendo ser aplicado a uma máquina de indução ou síncrona, trazendo uma maior simplicidade na implementação de controle da máquina eneafásica. Também foi realizado o modelamento matemático do conversor de nove fases de dois níveis de tensão.

### 3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DTC PARA MÁQUINA ENEAFÁSICA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Técnicas de acionamento para máquinas multifásicas são de extrema relevância, pois elas são as responsáveis pelo controle das variáveis elétricas e mecânicas da máquina. Estratégias de controle adequadas tornam o emprego dessas máquinas mais eficiente, reduzindo consumo de energia elétrica e diminuindo custos associados aos acionamentos elétricos. Por esse motivo, é de suma importância o crescimento nos estudos de estratégias de controle para máquinas multifásicas.

Como citado anteriormente, algumas estratégias de controle já foram desenvolvidas na literatura para as máquinas multifásicas, a exemplo do FOC e MPC. Outra técnica de controle bastante difundida para máquinas de indução multifásicas é o DTC, pois reúne características que tornam a sua implementação mais simples e robusta. Entretanto, mais especificadamente para as máquinas de nove fases, essa estratégia vem em sua fase preliminar de desenvolvimento. São propostas neste capítulo duas estratégias de controle DTC para uma máquina de indução eneafásica na configuração simétrica: uma que utiliza tabela de chaveamento otimizada com o intuito de reduzir correntes harmônicas e a outra utiliza vetores virtuais para também para minimizar correntes harmônicas. Entretanto, inicialmente é discutida a técnica do DTC clássico, já que seus resultados serão utilizados para fins de comparação com as outras estratégias.

#### 3.2 CONTROLE DTC CLÁSSICO - DTC1

No DTC para inversores trifásicos, os vetores de tensão baseados nos estados de chaveamento do conversor são mapeados em um plano  $d-q$  por meio da transformação de Clarke. Por outro lado, através da medição das correntes e tensões do estator, é possível estimar o torque eletromagnético produzido pela máquina e a amplitude e posição do fluxo do estator giratório no referencial estacionário no plano  $d-q$ , também por meio da transformação de Clarke. Os limites de histerese de banda para torque e fluxo são definidos e, dependendo da posição espacial do fluxo estatórico e dos valores estimados de torque e fluxo, um vetor de tensão de chaveamento é selecionado para manter o torque e o fluxo dentro dos limites de faixa pré-definidos. Portanto, é comum elaborar uma tabela com o vetor de tensão de chaveamento que deve ser aplicado para cada posição de fluxo e para cada valor de torque e fluxo. Por esta razão, esta técnica de controle é também chamada de Tabela de Pesquisa DTC (em inglês *look up table* - LUT-DTC) ou Tabela de Chaveamento DTC (em inglês *switching table* - ST-DTC) (CASADEI et al., 2002)(BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004). Os resultados oriundos do uso dessa técnica possuem resposta rápida de torque e uma boa regulação de velocidade quando se opera em malha fechada.

Em contrapartida, a operação do inversor se dá em frequência de chaveamento variável. Considerando máquinas multifásicas, sabe-se que as variáveis de fase originais (fluxos, tensões e correntes) podem ser transformadas em domínios (ou planos) mutuamente ortogonais, de acordo com a técnica SVD. Em particular para sistemas de nove fases, as variáveis originais de nove fases são transformadas em quatro domínios bidimensionais mutuamente ortogonais e um domínio unidimensional por meio da transformação de Clark e Park.

Neste contexto, o DTC tem sido empregado especialmente para sistemas de acionamento de cinco fases em Bermudez et al. (2017) e Tatte e Aware (2017) e seis fases em Pandit et al. (2016). Nesses artigos, é mostrado que, quando o DTC é empregado considerando apenas o plano  $dq1$ , alta distorção harmônica aparece nas correntes de fase originais. Isso acontece porque os vetores de chaveamento selecionados fazem com que as componentes de corrente nos planos diferentes de  $dq1$  assumam valores altos. Sabe-se que as componentes de corrente que produzem torque efetivo são as componentes  $dq1$ . As componentes de corrente presentes nos outros planos não produzem torque útil e geram apenas perdas e distorções harmônicas nas correntes originais da máquina. Desta forma, é interessante manter esses componentes com valor nulo. No entanto, a escolha dos vetores de chaveamento somente levando em conta o plano  $dq1$  não garante que o valor médio dentro de um período de chaveamento seja nulo nos outros planos.

A estratégia de controle DTC clássica possui algumas características e vantagens, como citado em Casadei et al. (2002):

- Controle indireto de corrente, sem a necessidade de utilizar controladores dedicados para essas variáveis;
- Controle direto do fluxo e do torque eletromagnético apenas com a seleção dos vetores de tensão adequados;
- Ausência de blocos geradores de PWM (como consequência temporizadores não são necessários) e transformações de coordenadas;
- Robustez, simplicidade e dispensa de uso de sensores mecânicos.

Por outro lado, é sabido que a estratégia DTC apresenta algumas desvantagens que podem ser resumidas nos seguintes pontos:

- Frequência de chaveamento variável;
- Dificuldade em controlar o torque e o fluxo em velocidade muito baixa;
- Alta corrente e ondulação de torque;

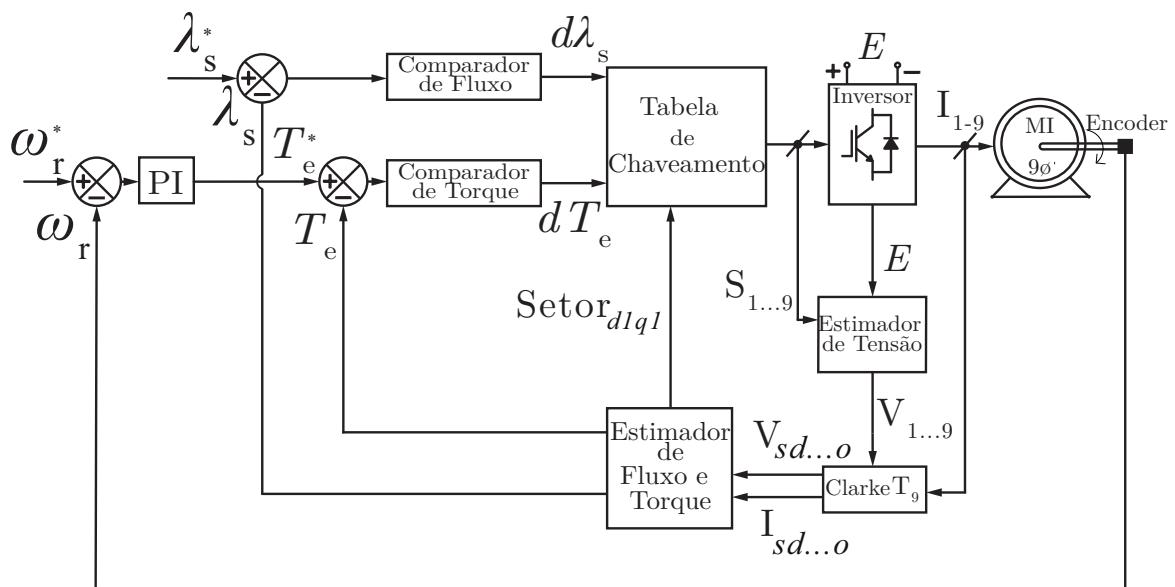
- Alto nível de ruído em baixa velocidade;

O controle DTC clássico realizado nesse trabalho é o proposto por Takahashi e Noguchi (1986), mas nesse caso para uma máquina de nove fases e com a inserção de uma malha externa de controle de velocidade.

### 3.2.1 Estrutura e Funcionamento do Controle DTC Clássico para uma Máquina Eneafásica

O diagrama de blocos do controle DTC clássico para uma máquina de nove fases é apresentado na Figura 3.1. Seguindo a nomenclatura adotada em Pandit et al. (2016), no transcorrer do trabalho o controle DTC clássico será chamado de DTC1.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do DTC Clássico para uma máquina eneafásica.



Fonte: Própria do Autor.

Como o inversor é composto de nove braços, existem  $2^9 = 512$  possíveis estados de chaveamento. Como explicado anteriormente, os estados de chaveamento podem ser mapeados em um plano  $dq1$ , conforme ilustrado na Figura 2.8(a). O DTC1 em princípio seleciona um dos vetores de tensão com maior amplitude ( $|M_1|$ ) com o intuito de manter o torque e o fluxo dentro dos limites de banda da histerese pré-fixados, conforme mostra a Figura 3.2. Isso é possível pois a variação do fluxo estatórico é proporcional a magnitude do vetor de tensão aplicado e o vetor do fluxo estatórico se desloca na mesma direção do vetor de tensão não-nulo aplicado (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986), (TAVARES, 2007).

O plano  $dq1$  é dividido em 18 setores nos quais os vetores de fluxo do estator podem estar localizados. Os limites da banda de histerese ( $H_f$  para fluxo e  $H_t$  para torque) determinam se os valores de fluxo e torque devem aumentar ou diminuir. Duas variáveis,  $d\lambda_s$  e  $dT_e$ , assumem valores -1, 0 ou 1 tal forma que:

- Se  $T_e > T_e^* + H_t$ ,  $dT_e = -1$ ;
- Do contrário se  $T_e < T_e^* - H_t$ ,  $dT_e = 1$ ;
- Do contrário se  $T_e > T_e^* - H_t$  e  $T_e < T_e^* + H_t$ ,  $dT_e = 0$

em que  $T_e^*$  é o valor de torque de referência fornecido pelo controlador de velocidade. De forma análoga para o fluxo:

- Se  $\lambda_s > \lambda_s^* + H_f$ ,  $d\lambda_s = 0$ ;
- Mas se  $\lambda_s < \lambda_s^* - H_f$ ,  $d\lambda_s = 1$ ;

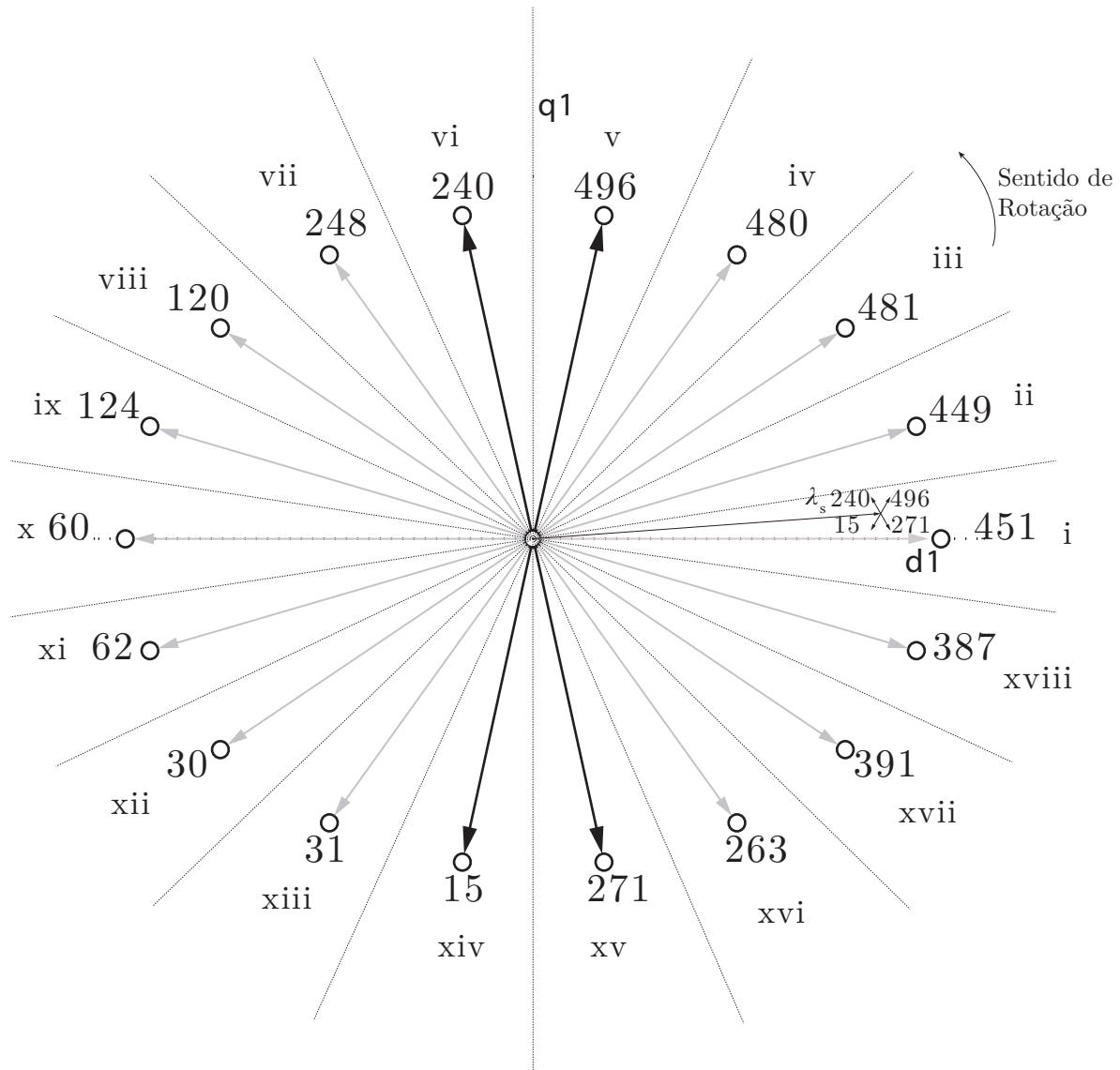
em que  $\lambda_s^*$  é o valor do módulo do fluxo de referência. Note que a variável comparadora de torque  $dT_e$  pode assumir três valores diferentes, tornando-se um comparador de três níveis. Por outro lado, a variável de comparação de fluxo  $d\lambda_s$  pode assumir dois valores diferentes, tornando-se um comparador de dois níveis. Vale a pena notar que  $\lambda_s$  é a amplitude dos vetores rotativos de fluxo  $\lambda_{sdq1}$  no referencial estatórico. Como exemplo, considere que o fluxo do estator está localizado no setor  $i$ , como apresentado na Figura 3.2. Se o torque e o fluxo devem aumentar ( $dT_e = 1$  e  $d\lambda_s = 1$ ), o vetor  $V_{496}$  é escolhido. Caso contrário, se o torque deve aumentar, mas o fluxo deve diminuir ( $dT_e = 1$  e  $d\lambda_s = 0$ ), o vetor  $V_{240}$  é escolhido. Caso contrário, se o torque deve diminuir e o fluxo deve aumentar ( $dT_e = -1$  e  $d\lambda_s = 1$ ), o vetor  $V_{271}$  é escolhido. Por outro lado, se o fluxo e o torque devem diminuir ( $dT_e = -1$  e  $d\lambda_s = 0$ ), o vetor  $V_{15}$  é escolhido. Quando  $dT_e = 0$ , é interessante manter o torque dentro dos limites da banda. Nesse caso, um vetor nulo ( $V_0$ ) é aplicado, podendo ser também escolhido um vetor nulo que implique em uma menor mudança na quantidade de estados das chaves, com vistas a reduzir as perdas no chaveamento. Neste trabalho, sempre é aplicado o vetor nulo  $V_0$ .

Como outro exemplo, se o fluxo do estator  $\lambda_{sdq1}$  estiver no setor  $ii$ , um vetor deve ser escolhido entre  $V_{240}$ ,  $V_{248}$ ,  $V_{271}$ ,  $V_{263}$  e ( $V_0$ ) para manter os valores de torque e fluxo dentro dos limites da banda. O mesmo processo deve ser aplicado para todos os setores. Os vetores de tensão escolhidos em todo esse processo geralmente estão em quadratura com os vetores de fluxo estatórico em cada setor analisado. Nas seções posteriores, é discutido de forma mais detalhada a composição de cada bloco do sistema de controle DTC1.

### 3.2.2 Estimador de Fluxo e Torque Eletromagnético

A realização do controle conjugado e do fluxo não são baseados nos seus valores medidos diretamente, mas nos valores estimados a partir das medições de tensões e correntes estatóricas. Assim, a técnica utilizada para estimar o fluxo estatórico pode ser vista em Xu, Doncker e Novotny (1988) e Jacobina (2005). Ela consiste em um cálculo

Figura 3.2 – Vetores de tensão utilizados no chaveamento para o DTC1.



Fonte: Própria do Autor.

matemático de integração em que é necessário a medição de variáveis elétricas da máquina, como tensão e corrente. Isso traz um benefício enorme, pois sensores que medem fluxo magnético são caros e invasivos. Essa técnica é bastante atrativa, pois o único parâmetro da máquina a ser considerado é a resistência estatórica,  $r_s$ , que é simples de se estimar através de um ensaio CC na máquina (HOLTZ; QUAN, 2003). Sendo assim, para a estimação do fluxo estatórico baseia-se em (2.74) com  $\omega_{g1} = 0$ , tem-se que:

$$\lambda_{sd1} = \int_0^t [v_{sd1}(\tau) - r_s i_{sd1}(\tau)] d\tau \quad (3.1)$$

$$\lambda_{sq1} = \int_0^t [v_{sq1}(\tau) - r_s i_{sq1}(\tau)] d\tau \quad (3.2)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{sd1}^2 + \lambda_{sq1}^2} \quad (3.3)$$

A única inconveniência nesse processo de obtenção do fluxo do estator é o possível

aparecimento de um nível CC ("offset") no sinal de fluxo devido ao processo de integração. Isso proporciona uma dificuldade para o cálculo dos setores espaciais do fluxo no plano  $dq1$ . Para sanar esse problema, pode-se usar a técnica de estimação de fluxo proposta por Freitas et al. (2011) para compensar o "offset". Nas simulações realizadas neste trabalho, não foi necessário usar esse algoritmo de compensação, apenas sendo utilizado esse estimador na obtenção dos resultados experimentais. Com o fluxo estatórico estimado em conjunto com a medição de corrente do estator, é possível estimar o torque eletromagnético.

$$T_e = p(\lambda_{sd1}i_{sq1} - \lambda_{sq1}i_{sd1}) \quad (3.4)$$

Os sinais obtidos com o estimador de fluxo e torque são comparados com os valores de referência, gerando os dados necessários para serem usados na tabela de chaveamento dos vetores.

### 3.2.3 Comparador por Histerese

O comparador por histerese é um comparador do tipo modo deslizante, já que ele impõe que a variável da máquina siga uma trajetória pré-estabelecida. Essa comparação é realizada de modo a gerar os argumentos necessários na tabela de chaveamento para a escolha do vetor de tensão adequado que mantém os erros de fluxo do estator e torque dentro dos limites das faixas fixadas pela histerese.

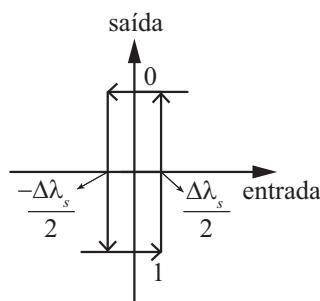
Por exemplo, para a determinação da variável comparadora de fluxo  $d\lambda_s$ , pode se utilizar a equação simplificada de modelagem da histerese:

$$d\lambda_s = 1; |\lambda_s| < \lambda_s^* - H_f \quad (3.5)$$

$$d\lambda_s = 0; |\lambda_s| > \lambda_s^* + H_f \quad (3.6)$$

Dessa forma, o comparador por histerese do fluxo pode assumir dois estados diferentes, sendo chamado de comparador de dois níveis, gerando o primeiro argumento que é usado na determinação da tabela de chaveamento. A Figura 3.3 apresenta a curva característica de entrada e saída desse comparador de histerese de dois níveis com  $H_f = \frac{\Delta\lambda_s}{2}$ .

Figura 3.3 – Curva característica do comparador de fluxo de dois níveis.



Fonte: adaptado de Tavares (2007).

Na implementação do DTC1 para uma máquina eneafásica, existe uma malha externa de velocidade, em que a velocidade mecânica do motor e uma velocidade de referência são os elementos que geram um sinal de erro que passa por um controlador PI que gera o sinal do torque de referência  $T_e^*$  que comparado com o sinal de torque estimado  $T_e$ , concebe o segundo argumento para a tabela de chaveamento. As equações que modelam um comparador de torque de três níveis pode ser modelada simplificadamente por:

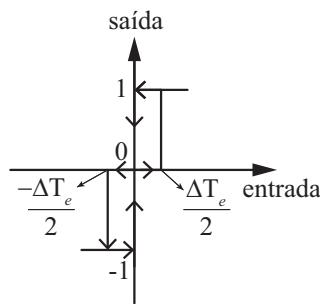
$$dT_e = -1; T_e > T_e^* + H_t \quad (3.7)$$

$$dT_e = 1; T_e < T_e^* - H_t \quad (3.8)$$

$$dT_e = 0; (T_e > T_e^* - H_t), (T_e < T_e^* + H_t) \quad (3.9)$$

A histerese de três níveis no torque traz uma menor quantidade de chaveamento no inversor na implementação do DTC1. A Figura 3.4 apresenta a curva característica para esse comparador, considerando  $H_t = \frac{\Delta T_e}{2}$ .

Figura 3.4 – Curva característica do comparador de torque de três níveis.



Fonte: adaptado de Tavares (2007).

As bandas de histerese de fluxo e torque foram determinadas para que houvesse a mínima oscilação de torque possível. Seus valores são demonstrados no capítulo de resultados de simulações e experimentais.

### 3.2.4 Setores Espaciais do Fluxo Estatórico

O cálculo do setor espacial que se encontra o vetor do fluxo estatórico é realizado de acordo com (3.10).

$$-\frac{\pi}{18} + \frac{\pi}{9}(k - 1) \leq \theta_{\lambda_{sdq1}} \quad (3.10)$$

$$\theta_{\lambda_{sdq1}} = \arctan \frac{\lambda_{sq1}}{\lambda_{sd1}} \quad (3.11)$$

com  $k = 1, 2, 3, \dots, 18$  sendo o índice do setor e  $\theta_{\lambda_{sdq1}}$  o ângulo do vetor fluxo estatórico. Como abordado anteriormente, o plano espacial  $dq1$  foi dividido em 18 setores, denominados de  $i, ii, iii, \dots, xvii, xviii$ . Dependendo de como os setores de chaveamento são selecionados, dois esquemas DTC diferentes são possíveis. Um, proposto por Takahashi e Noguchi

(1986), opera com trajetória circular do vetor de fluxo do estator e o segundo proposto por Depenbrock (1988), opera com trajetória hexagonal do vetor de fluxo do estator (BUJA; KAZMIERKOWSKI, 2004). Neste trabalho, é adotada a trajetória circular de acordo com as características da máquina.

### 3.2.5 Controlador PI

O controlador PI utilizado na malha externa de velocidade é do tipo clássico, em que se pode observar que sua constituição matemática é a usual já transformada para o domínio da frequência através da transformada de Laplace, sendo dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_{p\omega_r} + \frac{K_{i\omega_r}}{s} \quad (3.12)$$

Sendo a variável  $U(s)$  o sinal de saída do controlador de velocidade,  $E(s)$  o sinal de erro obtido pela diferença entre o sinal de referência e o de saída da planta,  $K_{p\omega_r}$  é o ganho proporcional e  $K_{i\omega_r}$  é o ganho integral. A planta da malha de velocidade é obtida através da Equação (2.86). Ao se isolar o termo referente a velocidade do rotor, considerando o torque de carga como uma perturbação, aplicando a transformada de Laplace e realizando algumas manipulações matemáticas tem-se a função de transferência:

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\frac{1}{J_m}}{s + \frac{K_m}{J_m}} \quad (3.13)$$

Dividindo o numerador e denominador por  $\frac{K_m}{J_m}$ , chega-se a:

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s)} = \frac{\beta_{\omega_r}}{s\tau_{\omega_r} + 1} \quad (3.14)$$

em que  $\beta_{\omega_r} = \frac{1}{K_m}$  e  $\tau_{\omega_r} = \frac{J_m}{K_m}$  são, respectivamente, o ganho e a constante de tempo mecânica. Para se implementar o controlador PI na malha de velocidade, se faz necessário realizar o modelamento em malha aberta. Dessa forma, ao inserir o controlador PI na malha de velocidade tem-se a função de transferência de malha aberta:

$$G_a(s) = (K_{p\omega_r} + \frac{K_{i\omega_r}}{s})(\frac{\beta_{\omega_r}}{s\tau_{\omega_r} + 1}) \quad (3.15)$$

Realizando uma realimentação negativa na Equação (3.15), dividindo o numerador e o denominador por  $\tau_{\omega_r}$  para isolar a variável  $s^2$ , obtém-se a seguinte função de transferência de malha fechada:

$$G_f(s) = \frac{\frac{K_{p\omega_r}\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}s + \frac{K_{i\omega_r}\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}}{s^2 + s(\frac{1+K_{p\omega_r}\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}) + \frac{K_{i\omega_r}\beta_{\omega_r}}{\tau_{\omega_r}}} \quad (3.16)$$

O modelo obtido em  $G_f(s)$  se assemelha a um sistema dinâmico de segunda ordem, que tem como função característica:

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (3.17)$$

onde  $\omega_n$  é chamada de frequência natural de oscilação,  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $K$  o ganho do sistema. Realizando uma comparação dos polinômios dos denominadores das Equações (3.16)-(3.17) e avaliando alguns critérios para sintonização do controlador contidos em Soares (2015), os ganhos da malha de velocidade podem ser calculados por:

$$K_{p\omega_r} = \frac{\frac{8\tau_{\omega_r} - t_s}{t_s\beta_{\omega_r}}}{t_s\beta_{\omega_r}} \quad (3.18)$$

$$K_{i\omega_r} = \frac{K_{p\omega_r}}{T_{i\omega_r}} = \frac{16\tau_{\omega_r}}{t_s^2\zeta^2\beta_{\omega_r}} \quad (3.19)$$

em que  $t_s$  é o tempo de acomodação do sistema.

### 3.2.6 Tabela de Chaveamento

A tabela de chaveamento é a responsável por determinar qual a sequência lógica e os estados das chaves semicondutoras de cada braço do conversor necessários para impor o vetor de tensão responsável por controlar o fluxo e o torque da máquina eneafásica dentro dos limites da banda de histerese. Como explicado anteriormente, o plano espacial  $dq1$  foi dividido em 18 setores diferentes, espaçados entre si de  $20^\circ$ . Se o vetor de fluxo estiver em quaisquer um desses setores, existirá uma correspondência específica para aplicação de vetores de tensão que incrementarão ou decrementarão os valores de fluxo e torque. Dessa forma, tomando como exemplo a localização do vetor fluxo estatórico  $\lambda_{sdq1}$  no setor  $i$ , pode-se construir uma tabela de chaveamento, como pode ser visto na Tabela 3.1. Para os demais setores, a tabela de chaveamento pode ser construída de forma análoga e pode ser encontrada no Apêndice B.

Tabela 3.1 – Tabela de chaveamento para o DTC1 - Setor i.

Setor i	$dT_e$		
	1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{496}$	$V_0$
0	$V_{240}$	$V_0$	$V_{15}$

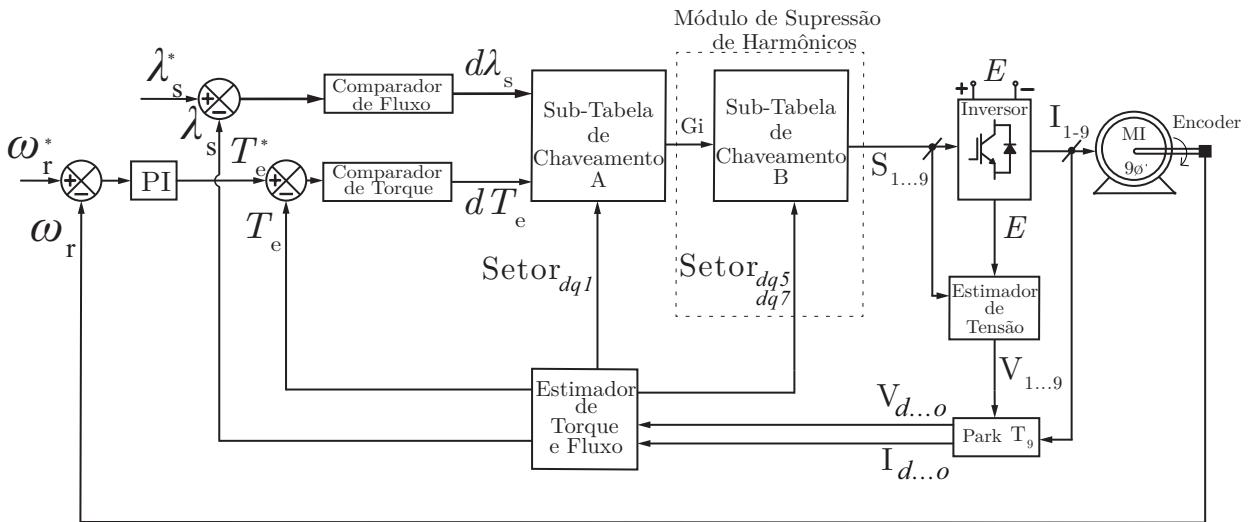
Fonte: elaborado pelo autor.

É importante salientar que a implementação da estratégia de controle DTC1 não requer tanta complexidade. No entanto, o DTC1, que é uma adaptação direta do caso trifásico, não leva em consideração as componentes  $dq5$  e  $dq7$ , se considerado a máquina ligada com três neutros isolados ( $dq3 = 0$ ). Neste caso, os vetores de chaveamento selecionados no plano  $dq1$  correspondem a vetores com altas amplitudes nos outros planos. Como as componentes de corrente nesses outros planos são limitadas apenas pela resistência do estator e pela indutância de dispersão, que geralmente tem pequeno valor, essas componentes de corrente podem apresentar valores elevados, distorcendo as correntes de fase no sistema primitivo (1,2,3,...9). Então, para reduzir as componentes  $dq5$  e/ou  $dq7$ , as estratégias de controle com mitigação de harmônicas desenvolvidas nesse trabalho são empregadas.

### 3.3 CONTROLE DTC MODIFICADO - DTC2

O controle DTC modificado (DTC2) consiste na mesma perspectiva de funcionamento do DTC1, entretanto considerando as componentes harmônicas nos outros planos. Ao se levar em consideração essas componentes e utilizar um método para reduzí-las, ocorre uma menor distorção harmônica nas correntes de fase da máquina eneafásica. Como pode ser visualizado em (2.89), as correntes harmônicas são diretamente proporcionais à amplitude dos fluxos harmônicos e minimizá-los seria uma forma eficaz de reduzir essas harmônicas de corrente. O diagrama de blocos do DTC2 pode ser observado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Diagrama de blocos do DTC modificado para uma máquina eneafásica.



Fonte: própria do autor.

Comparado com o diagrama de blocos da estratégia DTC clássica, como mostrado na Figura 3.1, apenas um módulo de supressão de harmônicos consistindo no estimador de fluxo nos planos espaciais  $dq5$  e  $dq7$  e uma tabela de chaveamento otimizada é adicionada para diminuir as correntes harmônicas do estator. Portanto os méritos da estratégia clássica de DTC, ou seja, estrutura simples e boa robustez, ainda são preservados.

De forma geral, a estratégia de controle DTC2 consiste na obtenção da informação da posição dos vetores de fluxo  $\lambda_{sdq5}$  e  $\lambda_{sdq7}$ . De posse dessas informações, o objetivo é impor um vetor de tensão no plano  $dq1$ , conforme pode ser visto na Figura 3.6(a), para a máquina apropriado de forma que as componentes de fluxo nos planos  $dq5$  ou  $dq7$  tenham as menores amplitudes possíveis. Para isso, faz-se necessário analisar os vetores de tensão nos outros planos, juntamente com seus respectivos vetores de fluxo.

Por exemplo, considerando o plano  $dq5$ , dois semicírculos  $C1$  e  $C2$  são criados, com a linha divisória entre eles sendo perpendicular aos vetores  $V_{496}$  e  $V_{224}$  conforme ilustrado na Figura 3.6 (b). Os fluxos nos planos  $dq1$  e  $dq5$  devem ser estimados pela medição das tensões e correntes do estator com o método de estimação já mencionado. Como discutido para o DTC1, afirmando que o fluxo  $\lambda_{sdq1}$  está localizado no setor  $i$ , e

os limites de histerese determinam que os valores de fluxo e torque devem aumentar ( $dT_e = 1$  e  $d\lambda_s = 1$ ). Neste caso, o vetor  $V_{496}$  deve ser aplicado. Mas, como visto na Figura 3.6(a), o vetor  $V_{224}$  também pode ser aplicado, tendo efeitos similares no fluxo e no torque, apenas com um valor menor de amplitude. Além disso, no plano  $dq5$ , os vetores  $V_{496}$  e  $V_{224}$  estão em direções opostas. Então, estimando o fluxo no plano  $dq5$  ( $\lambda_{sdq5}$ ), e considerando que  $\lambda_{sdq5}$  está localizado em um dos setores cobertos pelo semicírculo  $C1$  azul na Figura 3.6(b) (setores  $i, ii, iii, iv, v, vi, vii, xvii, xviii$ ), o vetor  $V_{224}$  deve ser aplicado. Uma vez que o vetor  $V_{224}$  é oposto ao fluxo  $\lambda_{sdq5}$ , este fluxo é então reduzido. Similarmente, se o  $\lambda_{sdq5}$  estiver localizado em um dos setores cobertos pelo semicírculo  $C2$  vermelho (setores  $viii, ix, x, xi, xii, xiii, xiv, xv, xvi$ ), o vetor  $V_{496}$  deve ser aplicado. Esta redução de fluxo corresponde diretamente a uma redução nas componentes de corrente no plano  $dq5$ , minimizando, finalmente, a distorção das correntes do estator. É assim que o método DTC2 opera. Naturalmente os semicírculos são sempre redefinidos dependendo dos valores de  $dT_e$  e  $d\lambda_s$  e da posição do fluxo  $\lambda_{sdq1}$  no plano fundamental. Observa-se que procedimentos similares podem ser feitos para reduzir o fluxo no plano  $dq7$  ( $\lambda_{sdq7}$ ) [ver Figura 3.6(c)]. No entanto, o trabalho na minimização de  $\lambda_{sdq5}$  mostra uma diminuição mais significativa na distorção da corrente do estator, como será mostrado no capítulo de resultados de simulações.

Os blocos de estimação de fluxo e torque, o controlador PI e os comparadores por histerese funcionam de maneira idêntica ao DTC1. Já a tabela de chaveamento no DTC2 responsável pela aplicação do vetor de tensão é composta por duas sub-tabelas, a tabela de chaveamento A e B. O primeiro passo é a determinação na sub-tabela de chaveamento A qual o grupo de vetores  $G_i$  o vetor no plano  $dq1$  pertence. Tomando o mesmo exemplo citado anteriormente, se  $\lambda_{sdq1}$  estiver no setor  $i$ , para aumentar o fluxo e o torque, podem ser aplicados dois vetores  $V_{496}$  ou  $V_{224}$ . Sendo assim, denomina-se o  $G_i$  de 496. De posse dessa informação, a sub-tabela de chaveamento B, denominada de módulo de supressão de harmônicos, irá selecionar o vetor de tensão inerente ao plano  $dq1$  que irá diminuir a amplitude do fluxo em  $dq5$  ou  $dq7$ . Na tabela 3.2 é mostrada de forma simplificada para o  $G_i = 496$  como se comporta a tabela de chaveamento do DTC2. Para os outros setores, a tabela pode ser generalizada de maneira similar. A tabela completa está contida no Apêndice B.

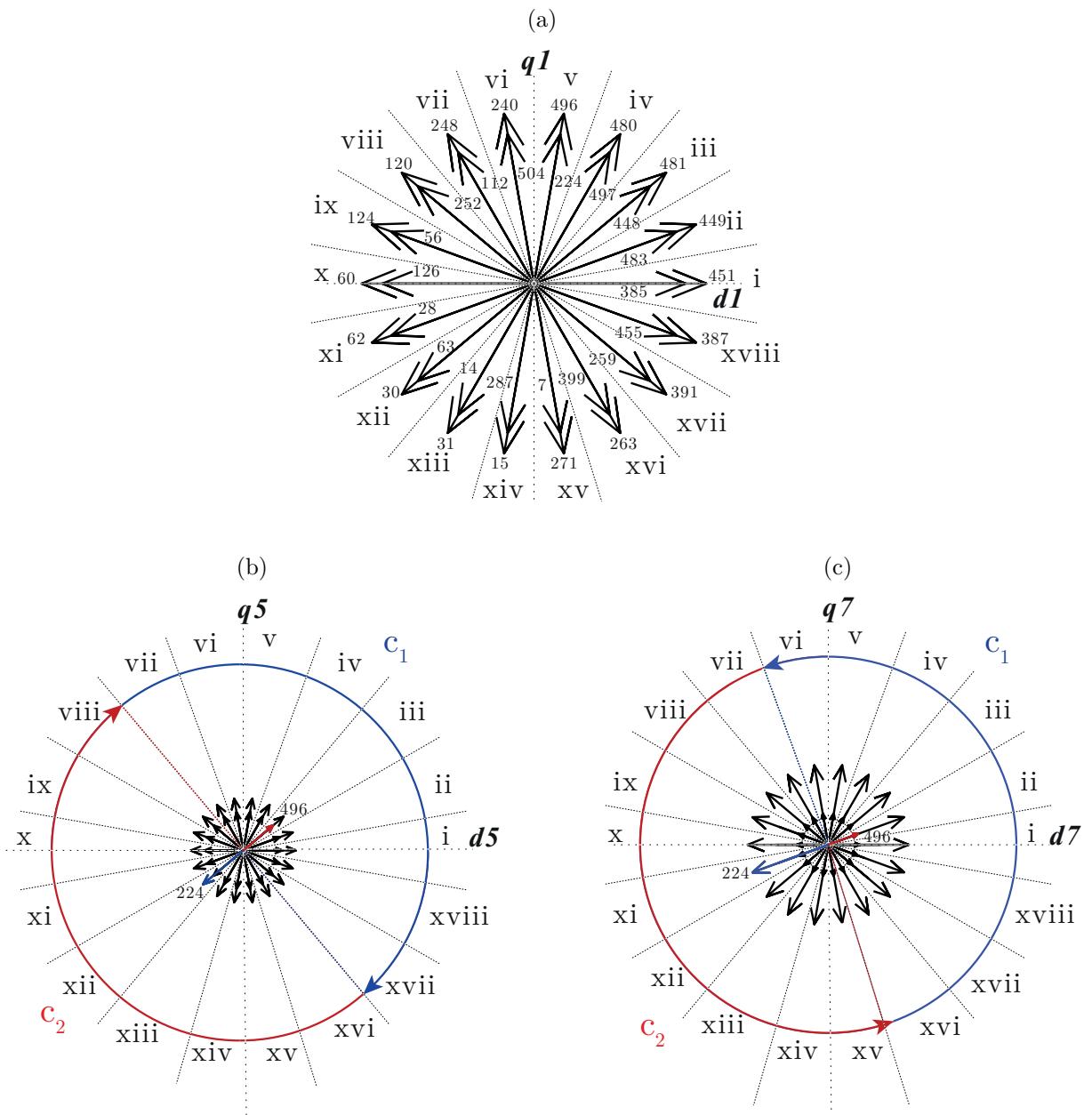
Tabela 3.2 – Tabela de chaveamento para o DTC2 - Setor i.

Grupo de Vetor ( $G_i$ )	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq5}$	Vetor Selecionado	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq7}$	Vetor Selecionado
496	viii, ix, x, xi, xii,	$V_{496}$	vii,viii, ix, x, xi,	$V_{496}$
	xiii, xiv,xv, xvi		xii, xiii, xiv,xv, xv	
	i, ii, iii, iv, v, vi, vii, xvii, xviii	$V_{224}$	i, ii, iii, iv, v, vii,xvi, xvii, xviii	$V_{224}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Mesmo que existam dez vetores distintos alinhados no plano  $dq1$  em cada setor que

Figura 3.6 – Vektors de tensão utilizados no chaveamento para o DTC2 no setor  $i$  (a) plano  $dq1$ , (b) plano  $dq5$ , (c) plano  $dq7$ .



Fonte: própria do autor.

seriam possíveis de se utilizar no DTC2, foram escolhidos os dois vetores alinhados com maior amplitude ( $|M_1|$  e  $|M_2|$ ) devido à contribuição na formação do vetor de tensão ser com valores maiores de barramento e maior minimização nos outros planos harmônicos. Um elemento a ser destacado é que a minimização dos planos ocorre por um plano harmônico por vez, ou seja, minimização dos fluxos em  $dq5$  ou  $dq7$ . Isso se dá pelo fato de existir vetores de tensão a serem aplicados em alguns setores e em determinados grupos de vetores, que são comuns aos dois planos harmônicos, inviabilizando a minimização harmônica concomitante. Por esse motivo, é desenvolvido uma estratégia de controle DTC que minimize os fluxos harmônicos de forma simultânea usando vetores virtuais, que é

abordada de forma mais detalhada na próxima seção.

Outro ponto a salientar é que para o sistema em tempo real, existem muitos fatores que causam as harmônicas de corrente, como as harmônicas na tensão de alimentação, tempo morto, não linearidade do inversor, entre outros. No entanto, para o DTC1, as harmônicas de tensão são a principal razão para o surgimento das altas componentes harmônicas de corrente, de acordo com a abordagem SVD. Ao empregar a estratégia DTC2, grande parte das harmônicas de corrente são suprimidas e, ao mesmo tempo, os méritos do DTC clássico, ou seja, estrutura simples e bom desempenho dinâmico, ainda são preservados (HOANG et al., 2014). Portanto, por uma questão de simplicidade e independência de parâmetros, esses fatores não são compensados neste trabalho, ficando a cargo de estudos futuros.

### 3.4 CONTROLE DTC COM VETORES VIRTUAIS - DTC3

Como já relatado anteriormente, o controle DTC com vetores virtuais (DTC3) consiste em emular um vetor dito virtual através de vetores reais de tensão projetados no plano fundamental  $dq1$  aplicados em tempos distintos em um período de chaveamento do inversor ( $T_s$ ) de forma que a produção de tensão média nos planos  $dq5$  e  $dq7$  seja zero. Idealmente, este procedimento leva as correntes médias  $dq5$  e  $dq7$  à nulidade, permitindo a regulação de fluxo e torque com maior eficiência. Seu objetivo principal sempre é maximizar a produção de tensão no plano fundamental e minimizar nos planos harmônicos a fim de se obter o fluxo e o torque desejados com perdas mínimas na máquina (GARCIA-ENTRAMBASAGUAS et al., 2019).

No DTC1, por exemplo, um único vetor com a maior amplitude  $|M_1|$  é aplicado durante todo o período de chaveamento  $T_s$ . Esse vetor tem grande contribuição de tensão no plano fundamental, com pequenos valores nos planos harmônicos ( $dq5$  e  $dq7$ ), se for considerado a máquina com neutros isolados, conforme descrito na Tabela 2.2. No entanto, pode-se observar que a contribuição ainda é significativa nos planos harmônicos e isso pode levar a altas harmônicas de corrente circulantes quando o valor da indutância de dispersão estatórica for baixo (o que é comum em máquinas multifásicas). No DTC2, de forma semelhante, apenas um vetor de tensão é também aplicado em todo  $T_s$ , mas já considerando a localização do fluxo nos planos harmônicos, visando minimizá-los. Porém, com essa técnica, a proporção de diminuição não é controlada no chaveamento, não conseguindo obter produção média de tensão nula nos planos harmônicos indesejados.

A quantidade de estados de chaveamento é diretamente proporcional ao número de planos harmônicos que se deseja anular. No caso de uma máquina hexafásica com neutros isolados, apenas um plano harmônico é considerado, fazendo assim uso de apenas dois vetores de tensão por cada período de chaveamento para zerar a produção de tensão harmônica. Em vias de regra, os vetores alinhados no plano fundamental são mapeados

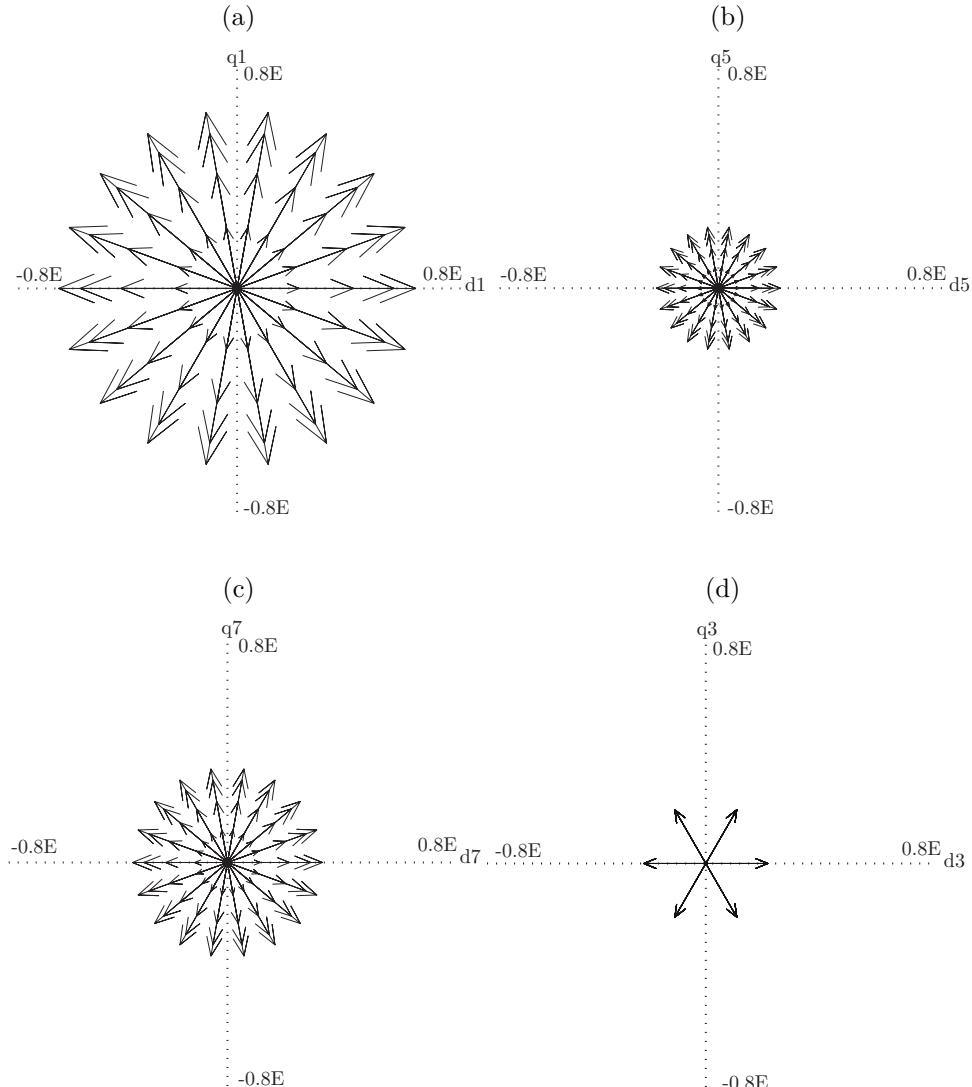
em direções opostas nos planos harmônicos. Ao se considerar uma máquina eneafásica, a quantidade de planos harmônicos aumenta, sendo necessário aumentar o número de vetores virtuais utilizados para a estratégia (PANDIT et al., 2016). Segundo o conceito contido em Zheng et al. (2010) e Garcia-Entrambasaguas et al. (2019) são necessários dois vetores de chaveamento para cancelar totalmente a produção de tensão média em cada plano harmônico considerado. Sendo assim, considerando dois planos harmônicos, seria necessária a aplicação de quatro vetores distintos durante o período de chaveamento  $T_s$ . Todavia, no transcorrer dessa seção, é demonstrado que mesmo usando essa premissa, ainda existe produção de tensão harmônica indesejada. Por esse motivo, são usados mais vetores para minimizar ainda mais esses elementos.

Para que o controle DTC3 possa ser implementado, em primeiro lugar, deve-se analisar quais vetores mais contribuem para a produção de tensão no plano  $dq1$  enquanto produzem menos perdas nos planos  $dq5$  e  $dq7$ . Para isso, foram analisados os vetores que possuem maior contribuição de tensão no plano fundamental e menores nos planos harmônicos. Ao verificar a Tabela 2.2, foram escolhidos os vetores com módulos no plano  $dq1$  de  $|M_1|$ ,  $|M_2|$ ,  $|M_3|$  e  $|M_6|$ . Os vetores com amplitudes  $|M_1|$  e  $|M_2|$  já foram utilizados nas estratégias DTC1 e DTC2 e são empregados na construção da estratégia de controle DTC3 usando dois e quatro vetores reais para emular um virtual, denominados de (DTC3-2V e DTC3-4V), sendo os vetores de módulo  $|M_3|$  e  $|M_6|$  usados em conjunto com  $|M_1|$  e  $|M_2|$  para a estratégia usado oito vetores reais para emular um virtual (DTC3-8V). Os módulos dos vetores  $|M_3|$  e  $|M_6|$  foram escolhidos devido ao chaveamento do inversor, comutando no DTC3-8V apenas uma chave por vez para cada período de chaveamento. A Figura 3.7 reúne os vetores que são selecionados para a obtenção do vetor virtual em cada estratégia de controle DTC3. Nota-se que o plano  $dq3$  também é plotado, considerando para essa circunstância o plano diferente de zero (neutros conectados). Entretanto, mesmo no caso com neutros isolados (estudado neste trabalho), o plano  $dq3$  é utilizado para facilitar o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores na estratégia DTC3-8V.

O procedimento para se criar vetores virtuais basicamente envolve três etapas básicas:

- Determinação de quantos estados de chaveamento são utilizados. Nesse caso, se determina quantos vetores reais devem ser aplicados em um período de chaveamento  $T_s$  para a anulação de determinados planos harmônicos;
- Definição dos estados de chaveamento para cada setor específico;
- Cálculo do tempo de aplicação de cada vetor real para emular o vetor virtual desejado.

O DTC3 possui um diagrama de blocos muito parecido com a estratégia DTC1,

Figura 3.7 – Vetores selecionados para o DTC3. (a)  $dq1$ . (b)  $dq5$ . (c)  $dq7$ . (d)  $dq3$ .

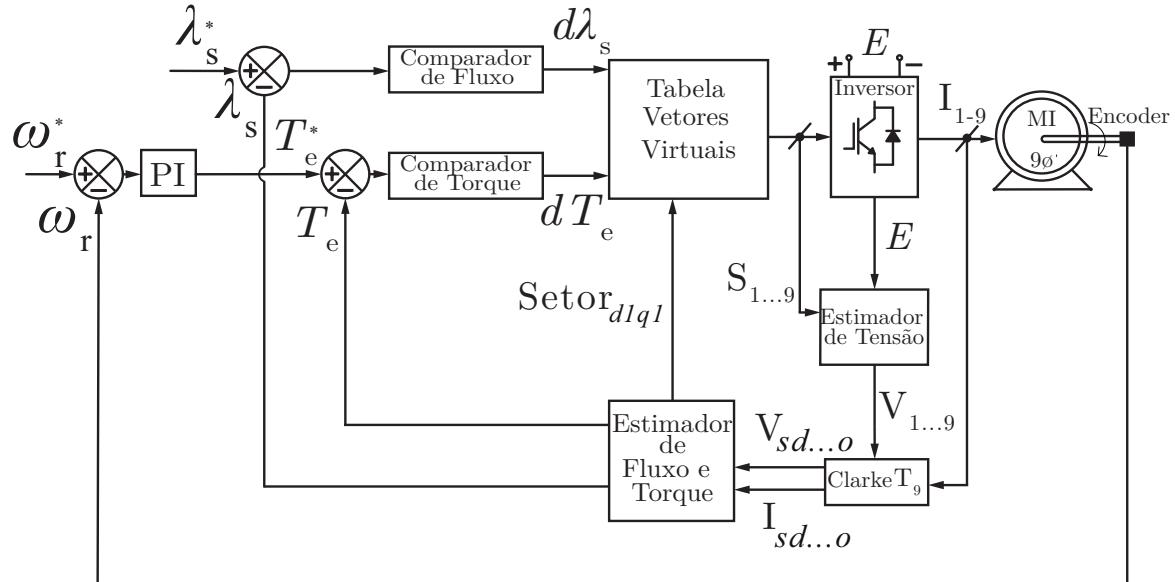
Fonte: própria do autor.

mudando apenas que o vetor selecionado na tabela de comutação é formado por um vetor virtual. Nesse caso, existirão 18 vetores virtuais ativos e 1 nulo que são aplicados a máquina com a finalidade de controlar o fluxo e o torque nas bandas de histerese estabelecidas, em cada setor de fluxo do plano fundamental. Para todos os modos do DTC3, o diagrama de blocos da Figura 3.8 é válido, mudando somente os vetores virtuais usados em cada caso.

### 3.4.1 DTC3 utilizando dois vetores reais de tensão para emular um vetor virtual

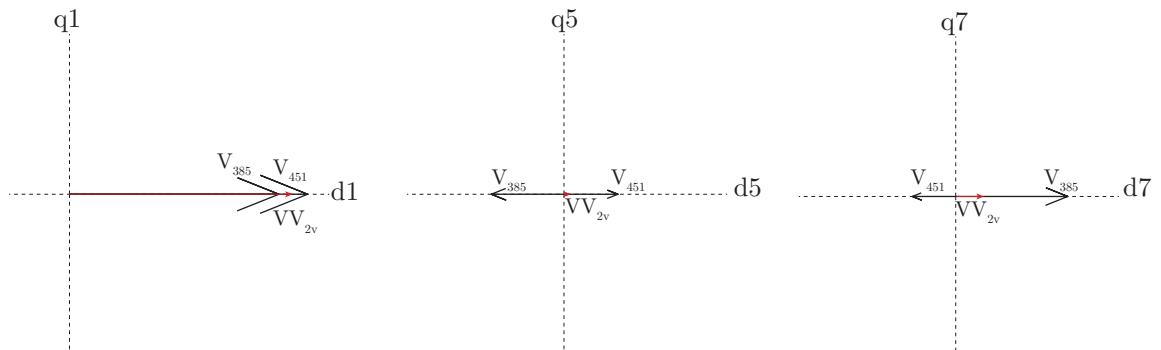
O DTC3-2V é a estratégia de controle onde se utiliza dois vetores de tensão reais para emular um vetor de tensão virtual capaz apenas de zerar um dos planos harmônicos de tensão por vez. Como critério definido, foi utilizado nesse trabalho o cancelamento do plano  $dq5$ , que possui uma harmônica de ordem mais baixa que influencia o aparecimento de correntes harmônicas na máquina, considerando sempre que a máquina está com a ligação dos neutros separados, e assim, eliminado o plano  $dq3$ . Com isso, considerando

Figura 3.8 – Diagrama de blocos do DTC3 para uma máquina eneafásica.



Fonte: Própria do Autor.

os vetores  $V_{451}$  e  $V_{385}$  de amplitudes  $|M_1|$  e  $|M_2|$  conforme pode ser visto na Figura 3.9, pode-se construir uma relação de tempo-tensão dos vetores para anular a produção média de tensão no plano do harmônico considerado.

Figura 3.9 – Vetores de tensão usados para a construção do  $VV_{2v}$  (em vermelho) no DTC3-2V.

Fonte: Própria do Autor.

Uma vez identificados os dois vetores de tensão por setor, que nesse caso foram escolhidos os vetores alinhados com o eixo  $d1$  para facilitar o cálculo matemático, deve-se determinar os tempos de aplicação desses vetores de forma a zerar a produção de tensão no plano escolhido, no caso o  $dq5$ . Considerando  $t_i$  (com  $i = 1,2$ ) como o tempo de aplicação do vetor de tensão  $V_j^{dqh}$  (com  $j = 0,1,2,\dots,511$  e  $dqh = dq1, dq5, dq7$ ) com seus respectivos módulos contidos na Tabela 2.2 e levando em consideração que os tempos de aplicação dos vetores não devem possuir um tempo maior do que o período de chaveamento, pode-se

construir as expressões matemáticas para anulação da componente  $dq5$  como:

$$V_{451}^{dq5}t_1 - V_{385}^{dq5}t_2 = 0 \quad (3.20)$$

$$t_1 + t_2 = T_s \quad (3.21)$$

Resolvendo o sistema de equações, chega-se aos valores de  $t_1 = 0.5740T_s$  e  $t_2 = 0.4260T_s$ . De posse dessas informações, se consegue calcular o módulo do vetor virtual no plano fundamental que alimentará a máquina no DTC3-2V como:

$$VV_{2V} = \frac{V_{451}^{dq1}t_1 + V_{385}^{dq1}t_2}{T_s} \quad (3.22)$$

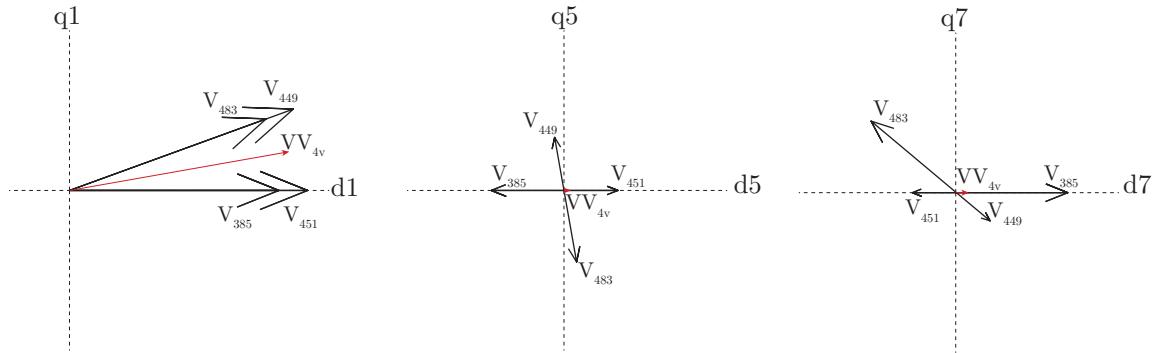
$$VV_{2V} = 0.6070E \quad (3.23)$$

segundo esses procedimentos, é possível obter o vetor virtual  $VV_{2V}$  para qualquer outro setor desejado, mudando apenas os vetores selecionados em cada setor analisado, e o vetor tendo para cada setor uma numeração específica ( $VV1_{2V}$  a  $VV18_{2V}$ ), como pode ser visto na Tabela C.1 no Apêndice C. Nota-se que o vetor virtual obtido possui no plano fundamental mesmo ângulo dos vetores reais, porém apresenta um valor de módulo entre os valores de  $|M_1|$  e  $|M_2|$ . Nos planos harmônicos, o vetor resultante no plano  $dq5$  é praticamente nulo, porém no plano  $dq7$  ele ainda possui uma amplitude considerável, como pode ser visto na Figura 3.9 em vermelho. A sequência de aplicações dos vetores reais no DTC3-2V segue a ordem do índice do tempo, ou seja, primeiro aplica-se o vetor com o tempo  $t_1$  e depois o vetor com o tempo  $t_2$ . De posse dos 18 vetores virtuais emulados, constrói-se uma tabela de chaveamento para o DTC3-2V, usando os vetores virtuais nesse caso para manter os valores de fluxo e torque dentro das suas respectivas bandas de histerese, a qual pode ser visualizada no Apêndice D pela Tabela D.1.

### 3.4.2 DTC3 utilizando quatro vetores reais de tensão para emular um vetor virtual

O processo de obtenção de um vetor virtual emulado por quatro vetores reais de tensão é análogo ao processo descrito na seção anterior. A diferença se baseia apenas na quantidade de vetores usados, que aumenta de dois para quatro, e na escolha deles, que nessa estratégia serão os vetores de amplitudes  $|M_1|$  e  $|M_2|$  que são adjacentes um ao outro, em pares, para cada setor. É demonstrado na Figura 3.10 os vetores usados na estratégia DTC3-4V para o mesmo setor outrora considerado.

Como é utilizado quatro vetores reais para emular um vetor virtual, esses vetores nos planos  $dq5$  e  $dq7$  são também opostos entre si, ao pares, como no DTC3-2V. Dessa forma, consegue-se quatro estados de chaveamento, um para cada componente dos planos citados, o que traz uma minimização dos vetores de tensão nos planos harmônicos de forma concomitante. Dessa maneira, com a informação dos vetores escolhidos e considerando seus respectivos valores de amplitude em cada plano analisado, é construído o sistema de

Figura 3.10 – Vetores de tensão usados para a construção do  $VV_{4V}$  (em vermelho) no DTC3-4V.

Fonte: Própria do Autor.

equações para o cálculo dos tempos de aplicação ( $t_1, t_2, t_3$  e  $t_4$ ) de cada vetor real, que é dado por:

$$V_{451}^{dq5}t_1 - V_{385}^{dq5}t_2 + V_{483}^{dq5}t_3 - V_{449}^{dq5}t_4 = 0 \quad (3.24)$$

$$-V_{451}^{dq7}t_1 + V_{385}^{dq7}t_2 - V_{483}^{dq7}t_3 + V_{449}^{dq7}t_4 = 0 \quad (3.25)$$

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 = T_s \quad (3.26)$$

Observando o sistema dado pelas Equações (3.24)-(3.26) entende-se que ele não pode ser solucionado devido à quantidade de variáveis serem superiores ao número de equações, tornando-o indeterminado. Por isso e para a obtenção de vetores virtuais simétricos em torno do período de chaveamento  $T_s$ , realiza-se a condição de  $t_1 = t_3$  e  $t_2 = t_4$ . Dessa forma, os tempos calculados pelo sistema são:  $t_1 = t_3 = 0.2870T_s$  e  $t_2 = t_4 = 0.2130T_s$ . Com essa consideração, o plano  $dq5$  possui vetores de tensão médio nulos, porém o plano  $dq7$  possui valores de tensão diferentes de zero (como pode ser visto na Figura 3.10 em vermelho), produzindo distorção harmônica. Isso deve-se também ao fato de que os vetores selecionados nessa estratégia não possuem os mesmos valores de amplitude nos planos  $dq5$  e  $dq7$ , ficando improvável que as componentes harmônicas fiquem nulas nos planos de maneira conjunta. Por esse motivo, é desenvolvido nesse trabalho uma estratégia DTC3 que utiliza oito vetores reais para emular um vetor virtual, fazendo assim as componentes harmônicas possuir valores de tensão nulos, que é discutido na seção posterior. Sendo assim, de maneira análoga ao DTC3-2V, também é possível calcular o módulo do vetor virtual no DTC3-4V no plano fundamental através da Equação (3.27).

$$VV_{4V} = \frac{V_{451}^{dq1}t_1 + V_{385}^{dq1}t_2 + V_{483}^{dq1}t_3 + V_{449}^{dq1}t_4}{T_s} \quad (3.27)$$

$$VV_{4V} = 0.6070E \quad (3.28)$$

De modo similar, pode-se calcular o  $VV_{4V}$  para todos os outros setores, mudando para cada caso apenas os vetores selecionados ( $VV1_{4V}$  a  $VV18_{4V}$ ), como pode ser visto na Tabela C.2 no Apêndice C. Nesse cenário, o vetor virtual  $VV_{4V}$  possui um ângulo

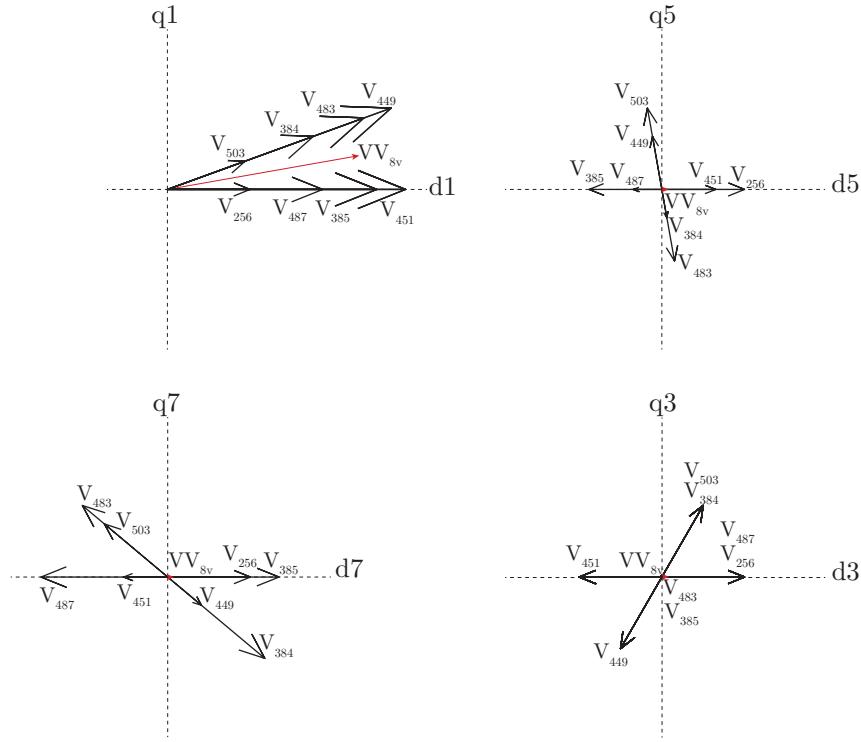
compreendido entre os ângulos dos vetores adjacentes de sua formação. Sua sequência de chaveamento consiste na aplicação sequenciada dos tempos  $t_1$  a  $t_4$  nos respectivos vetores reais de tensão. A tabela de chaveamento contendo todos os vetores virtuais para o DTC3-4V pode ser visualizada pela Tabela D.2 no Apêndice D.

### 3.4.3 DTC3 utilizando oito vetores reais de tensão para emular um vetor virtual

A estratégia de controle DTC que utiliza oito vetores reais para emular um vetor virtual, a DTC3-8V é uma estratégia que ainda não foi discutida na literatura acadêmica. Seu diferencial frente às outras estratégias DTC3 mostradas é a minimização da produção de tensão média nos planos harmônicos de baixa ordem ( $dq5, dq7$ ) a valores nulos, além de trazer uma menor perda de chaveamento do inversor, tendo em vista que cada chave do inversor irá comutar apenas uma vez para cada emulação de um determinado vetor virtual. O processo de obtenção do vetor virtual para o DTC3-8V é equivalente aos processos de DTC3-2V e de DTC3-4V, com uma pequena diferença de ser considerado os vetores do plano  $dq3$  para a obtenção dos tempos de aplicação dos vetores reais de tensão, mesmo que depois todos os resultados de simulação e experimentais sejam realizados com os a máquina ligada com três neutros isolados, tornando essa componente naturalmente nula. Essa consideração traz redundância para a anulação desse plano, mas torna o equacionamento matemático mais simples de ser solucionado. Alguns trabalhos já usaram oito vetores reais para emular um vetor virtual de tensão, porém esses trabalhos remetem a estratégias de modulação SVPWM, como em Grandi, Serra et al. (2007) que realiza a modulação para uma carga resistiva-indutiva e em Silva (2015), que traz essa modulação aplicada a uma máquina eneafásica simétrica e assimétrica. Diante disso, os vetores utilizados na estratégia DTC3-8V para o setor outrora considerado como exemplo para o cálculos dos tempos, podem ser visualizados na Figura 3.11.

A metodologia de aquisição dos tempos de aplicação dos vetores  $t_1$  a  $t_8$  é análoga as outras estratégias DTC3 apresentadas. Nesse procedimento, os vetores são selecionados de forma que o processo de chaveamento de um vetor para o outro até se formar o vetor virtual desejado no plano  $dq1$  possua apenas uma comutação para cada chave do inversor, tornando as perdas por comutação para o inversor menores. Outro detalhe a ser observado é que como são levados em consideração os vetores no plano  $dq3$  apenas para a composição do sistema no cálculo, seus valores não estão disponíveis na Tabela 2.2. Além disso, nessa estratégia foram utilizados vetores com módulos diferentes das estratégias DTC3-2V e DTC3-4V, que usam apenas os vetores alinhados com maiores valores de tensão,  $|M_1|$  e  $|M_2|$ . Nesse caso, são adicionados vetores com módulos  $|M_3|$  e  $|M_6|$  para a construção do vetor virtual no DTC3-8V ( $VV_{8V}$ ). A Tabela 3.3 reúne os módulos dos vetores reais de tensão utilizados no cálculo dos tempos considerando a disposição espacial da Figura 3.11.

Com as informações da disposição espacial dos oito vetores selecionados nos planos

Figura 3.11 – Vetores de tensão usados para a construção do  $VV_{8v}$  (em vermelho) no DTC3-8V.

Fonte: Própria do Autor.

Tabela 3.3 – Módulos dos vetores de tensão alinhados usados no DTC3-8V.

Módulo dos Vetores ( $ V_i^{dqh} $ ) selecionados para o DTC3-8V								
Plano	$V_{451}$	$V_{385}$	$V_{487}$	$V_{256}$	$V_{449}$	$V_{483}$	$V_{384}$	$V_{503}$
dq1	0,6399E	0,5627E	0,4176E	0,2222E	0,6399E	0,5627E	0,4176E	0,2222E
dq5	0,1450E	0,1954E	0,0772E	0,2222E	0,1450E	0,1954E	0,0772E	0,2222E
dq7	0,1182E	0,2994E	0,3405E	0,2222E	0,1182E	0,2994E	0,3405E	0,2222E
dq3	0,2222E	0,0000E	0,2222E	0,2222E	0,2222E	0,0000E	0,2222E	0,2222E

Fonte: própria do autor.

$dq5$ ,  $dq7$  e  $dq3$ , o próximo passo é analisar a sequência de comutação dos vetores reais no plano fundamental, a fim de produzir tensão nula nos planos harmônicos, de forma que cada chave de cada braço do inversor comute apenas uma vez em cada período  $T_s$ . Dessa maneira, a sequência de comutação dos vetores apresentados na Figura 3.11 podem ser visualizada na Tabela 3.4.

Isso traz uma menor perda por chaveamento no inversor e mais facilidade de implementação experimental, elementos que tornam essa estratégia mais eficaz frente às demais estratégias DTC3 abordadas. Considerando os vetores contidos na Figura 3.11 com seus respectivos módulos, consegue-se construir um sistema de equações que visa anular as componentes harmônicas de tensão de baixa ordem e trazer a produção média de tensão nos planos harmônicos à nulidade. A construção desse sistema leva em consideração as

Tabela 3.4 – Sequência de comutações dos vetores usados no DTC3-8V ( $VV_{8V}$ ).

Sequência de chaveamento das chaves do inversor									
Chaves ( $q_i$ )									
$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$	Vetor
1	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_{256}$
1	1	0	0	0	0	0	0	0	$V_{384}$
1	1	0	0	0	0	0	0	1	$V_{385}$
1	1	1	0	0	0	0	0	1	$V_{449}$
1	1	1	1	0	0	0	1	1	$V_{451}$
1	1	1	1	1	0	0	0	1	$V_{483}$
1	1	1	1	1	0	0	1	1	$V_{487}$
1	1	1	1	1	1	0	1	1	$V_{503}$

Fonte: adaptado de Silva (2015).

mesmas premissas contidas nas outras estratégias DTC3, sendo assim:

$$V_{256}^{dq5}t_1 + V_{384}^{dq5}t_2 - V_{385}^{dq5}t_3 - V_{449}^{dq5}t_4 + V_{451}^{dq5}t_5 + V_{483}^{dq5}t_6 - V_{487}^{dq5}t_7 - V_{503}^{dq5}t_8 = 0 \quad (3.29)$$

$$V_{256}^{dq7}t_1 + V_{384}^{dq7}t_2 + V_{385}^{dq7}t_3 + V_{449}^{dq7}t_4 - V_{451}^{dq7}t_5 - V_{483}^{dq7}t_6 - V_{487}^{dq7}t_7 - V_{503}^{dq7}t_8 = 0 \quad (3.30)$$

$$V_{256}^{dq3}t_1 + V_{384}^{dq3}t_2 + V_{385}^{dq3}t_3 - V_{449}^{dq3}t_4 + V_{451}^{dq3}t_5 + V_{483}^{dq3}t_6 + V_{487}^{dq3}t_7 - V_{503}^{dq3}t_8 = 0 \quad (3.31)$$

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6 + t_7 + t_8 = T_s \quad (3.32)$$

Ao analisar as Equações (3.29)-(3.32) do sistema obtido, identifica-se que o sistema não é solúvel. Pela mesma causa apresentada no DTC3-4V, os tempos de aplicação dos vetores são simétricos em relação ao seus semelhantes com mesmo módulo no plano fundamental, o que permite realizar a seguinte condição:  $t_1 = t_5$ ,  $t_2 = t_6$ ,  $t_3 = t_7$  e  $t_4 = t_8$ . Dessa forma, o sistema pode ser reescrito como:

$$(V_{256}^{dq5} + V_{451}^{dq5})t_1 + (V_{384}^{dq5} + V_{483}^{dq5})t_2 - (V_{385}^{dq5} + V_{487}^{dq5})t_3 - (V_{449}^{dq5} + V_{503}^{dq5})t_4 = 0 \quad (3.33)$$

$$(V_{256}^{dq7} + V_{451}^{dq7})t_1 + (V_{384}^{dq7} + V_{483}^{dq7})t_2 + (V_{385}^{dq7} + V_{487}^{dq7})t_3 + (V_{449}^{dq7} + V_{503}^{dq7})t_4 = 0 \quad (3.34)$$

$$(V_{256}^{dq3} + V_{451}^{dq3})t_1 + (V_{384}^{dq3} + V_{483}^{dq3})t_2 + (V_{385}^{dq3} + V_{487}^{dq3})t_3 - (V_{449}^{dq3} + V_{503}^{dq3})t_4 = 0 \quad (3.35)$$

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 = T_s \quad (3.36)$$

resolvendo o sistema de Equações (3.33)-(3.36) com as considerações realizadas, e as empregando nas Equações (3.29)-(3.32) chega-se aos valores dos tempos de aplicações dos oitos vetores selecionados, sendo  $t_1 = t_5 = 0.0603T_s$ ,  $t_2 = t_6 = 0.1133T_s$ ,  $t_3 = t_7 = 0.1527T_s$  e  $t_4 = t_8 = 0.1737T_s$ . Com essa estratégia, se alcança a nulidade dos vetores de tensão dos planos harmônicos mapeados. Assim como foi realizado nas outras estratégias DTC3 já abordadas, existe a possibilidade de calcular o módulo do vetor virtual de tensão  $VV_{8V}$  do plano fundamental como:

$$VV_{8V} = \frac{V_{256}^{dq1}t_1 + V_{384}^{dq1}t_2 + V_{385}^{dq1}t_3 + V_{449}^{dq1}t_4 + V_{451}^{dq1}t_5 + V_{483}^{dq1}t_6 + V_{487}^{dq1}t_7 + V_{503}^{dq1}t_8}{T_s} \quad (3.37)$$

$$VV_{8V} = 0.5155E \quad (3.38)$$

Similarmente, usando esse procedimento, é possível obter os outros vetores virtuais  $VV_{8VV}$  para todos os outros setores ( $VV_{18V}$  a  $VV_{18_{8V}}$ ), os quais podem ser encontrados na Tabela C.3 no Apêndice C. O ângulo do  $VV_{8VV}$  é o mesmo do  $VV_{4VV}$ , porém com valor de módulo menor. Isso acontece devido a utilização de vetores no DTC3-8V com menores valores de módulo, fazendo o vetor resultante diminuir de valor. Por conta disso, é necessário aumentar a tensão do barramento CC para adequar a tensão aplicada à máquina. A tabela de chaveamento para essa estratégia é a Tabela D.3 e está contida no Apêndice D. Mais uma vez essa tabela é construída através do uso dos vetores virtuais que irão ser aplicados de forma a manter as bandas de histerese de torque e fluxo em seus valores pré-determinados.

### 3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados as estratégias de controle DTC clássica, DTC modificada e DTC com vetores virtuais. Foi abordada a importância de se aprimorar as técnicas de acionamento, em específico, para as máquinas eneafásicas. Foram discutidas as vantagens e desvantagens de um controle DTC, dando ênfase para sua simplicidade e robustez. Os diagramas de blocos para as três estratégias (DTC1, DTC2 e DTC3) foram mostrados, assim como cada composição dos blocos separadamente, explicando suas constituições. Foram discutidos os procedimentos de obtenção dos vetores virtuais para as estratégias DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V, sendo demonstrado que o DTC3 possui a vantagem de anular a produção média de tensão em planos harmônicos, o que traz uma menor distorção harmônica em relação ao DTC1 e DTC2. Finalizando, foram apresentados equacionamentos matemáticos que corroboraram que o DTC3-8V traz a nulidade de tensão nos planos harmônicos estudados, sendo mais eficaz do que o DTC3-2V e DTC3-4V.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulações inerentes aos controles DTC1, DTC2 e DTC3. Os programas de simulação foram desenvolvidos em linguagem C e no *software* Matlab<sup>TM</sup>. Para o cálculo da Distorção Harmônica Total (do inglês: *Total Harmonic Distortion* - THD), foram importados os dados e analisados no *software* PSIM 9.1. Foram realizadas simulações nos regimes dinâmico e permanente para uma máquina eneafásica na ligação simétrica com três neutros isolados para a verificação do comportamento das variáveis de corrente, fluxos e torque para validação dos controles DTC1, DTC2 e DTC3. Os resultados característicos das três estratégias são analisados individualmente e, em seguida, é realizada uma comparação entre o DTC1-DTC2 e DTC1-DTC3. As correntes de fase da máquina são analisadas quanto ao seu conteúdo harmônico com o intuito de verificar e mensurar o funcionamento da estratégia de mitigação de harmônicos DTC2 e DTC3 propostas. Os parâmetros elétricos da máquina utilizados para a simulação foram obtidos em ensaios laboratoriais seguindo os procedimentos contidos em Liu et al. (2014), através do ensaio CC, teste homopolar e teste de rotor bloqueado. Os parâmetros mecânicos da máquina foram adquiridos através da folha de dados do fabricante (WEG, 2020). Dessa forma, os parâmetros elétricos e mecânicos da máquina podem ser visualizados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros da máquina de indução eneafásica utilizada na simulação.

	Parâmetro	Valor
$r_s$	Resistência Estatórica	1,83 Ω
$r_{r1}$	Resistência Rotórica	1,99 Ω
$l_{lsh}$	Indutância de Dispersão do Estator ( $h = 1, 3, 5, 7$ )	34,0 mH
$l_{lrh}$	Indutância de Dispersão do Rotor ( $h = 1, 3, 5, 7$ )	11,0 mH
$l_{m1}$	Indutância Mútua	520,0 mH
$p$	Número de Par de Polos	1,0
$n$	Número de pontos de neutro	3,0
$I_n$	Corrente Nominal	2,5 A
$V_s$	Tensão Nominal	120 V
$\lambda_s^*$	Fluxo nominal do Estator	0,670 Wb
$T_e^*$	Torque Nominal da Máquina	12,0 N·m
$f_n$	Freqüência Nominal da Máquina	60,0 Hz
$P$	Potência Nominal da Máquina	2,0 kW
$J_m$	Momento de Inércia	0,0126 kgm <sup>2</sup>
$K_m$	Coeficiente de Atrito	0,0058 N·m/rad/s

Fonte: elaborado pelo autor.

Já na Tabela 4.2, estão contidos os dados referentes aos parâmetros utilizados para a realização da simulação em um ambiente computacional outrora descrito. Esses parâmetros são usados nas simulações para as estratégias de controle DTC1, DTC2 e DTC3. Para a uma melhor apresentação dos resultados de simulação, serão mostrados

os resultados dos controles DTC1 e DTC2, realizando uma comparação entre ambos. Posteriormente, será realizada a comparação entre o DTC1 e o DTC3.

Tabela 4.2 – Parâmetros de entrada para a simulação.

	Parâmetro	Valor
$K_{p\omega_r}$	Ganho proporcional da malha de velocidade	0,652
$K_{i\omega_r}$	Ganho integral da malha de velocidade	5,356
$t_s$	Tempo de acomodação	0,9 s
$\zeta$	Fator de amortecimento	0,7
$T_m$	Torque da carga mecânica	4 N·m
$t$	Tempo total de simulação	3,5 s
$f_m$	Freqüência de Amostragem	10,0 kHz
$E$	Tensão do barramento CC	200 V
$H_t$	Banda de histerese de torque	0,2 N·m
$H_f$	Banda de histerese de fluxo	0,01 Wb

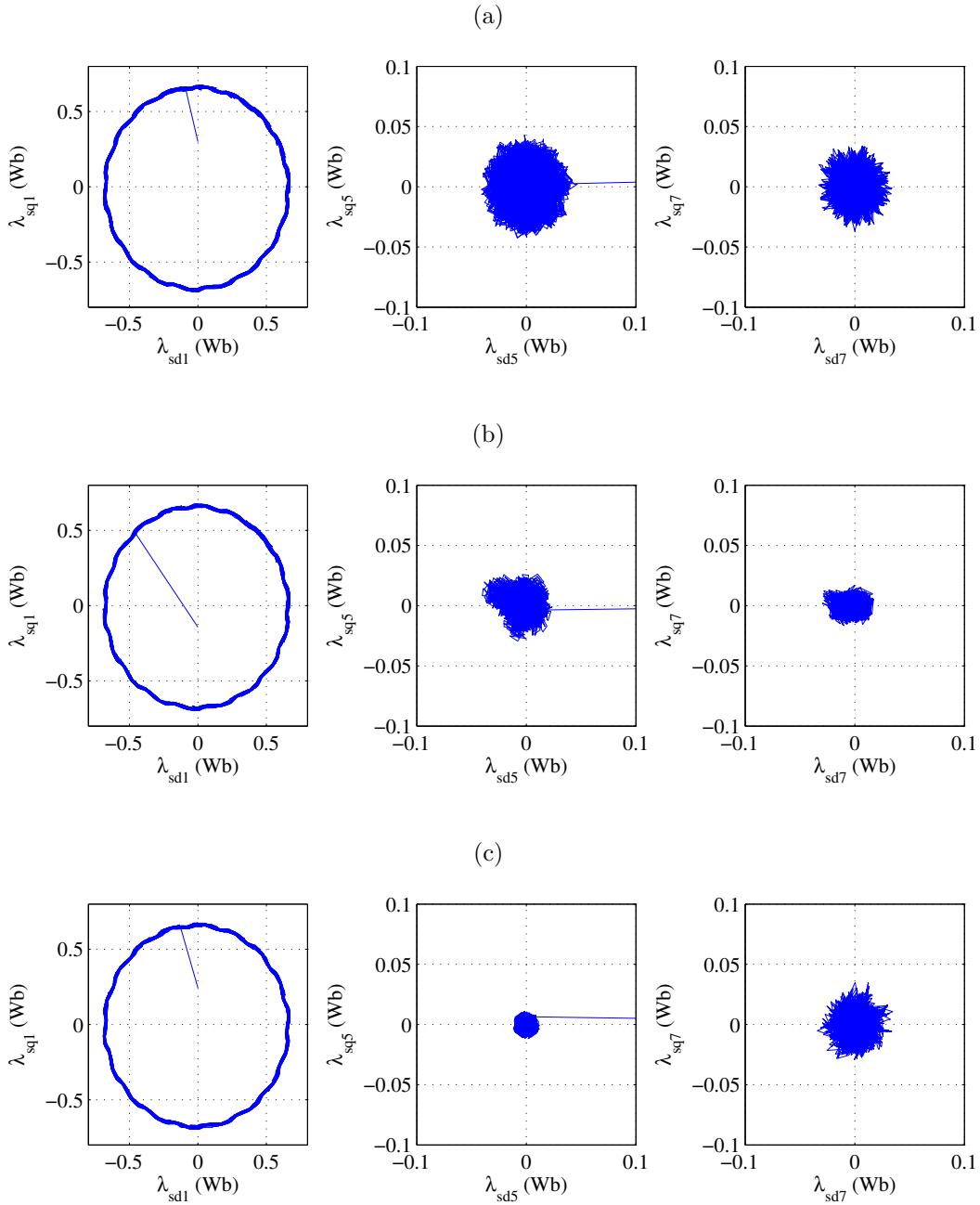
Fonte: elaborado pelo autor.

## 4.2 RESULTADOS COM DTC1 E DTC2

### 4.2.1 Resultados na operação em regime permanente

Para a simulação do controle DTC1 e DTC2, foi considerado em regime permanente o motor operando com uma referência de velocidade de 1000 rotações por minuto (rpm) e uma carga mecânica de 4 N.m. As simulações do DTC2 consideram dois cenários: com a minimização das componentes harmônicas do plano  $dq5$  e com a minimização das componentes do plano  $dq7$ . Todos os resultados referentes às simulações são plotados para as estratégias DTC1 e DTC2 para efeitos comparativos, analisando a contribuição da técnica de controle proposta nas variáveis elétricas e mecânicas da máquina. Sendo assim, de forma inicial, pode-se verificar o comportamento do fluxo estatórico por intermédio da Figura 4.1, que mostra a trajetória dos fluxos estimados nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$ . É notório perceber que nos três cenários de simulação, o fluxo estatórico no plano  $dq1$  praticamente permanece inalterado em valores de amplitude e trajetória, tendo o seu formato circular, conforme pode ser visto na Figura 4.1 [gráficos à esquerda]. Já ao analisar a Figura 4.1(a) [gráficos ao centro e à direita], observa-se que existem componentes harmônicas de fluxo estatórico em ambos os planos  $dq7$  e  $dq5$ , o que contribui para a formação de uma corrente de fase estatórica distorcida. Já com o uso da estratégia de controle DTC2, os fluxos estatóricos nos planos  $dq7$  e  $dq5$  têm suas amplitudes minimizadas em relação ao DTC1, como está demonstrado nas Figuras 4.1(b) e 4.1(c) respectivamente. Essa substancial redução dessas componentes de fluxos harmônicos é alcançada pela consideração dos planos harmônicos no processo de seleção do vetor de tensão adequado, realizado pela tabela de chaveamento otimizada. Verifica-se que a maior redução acontece quando é considerada a minimização de  $dq5$ .

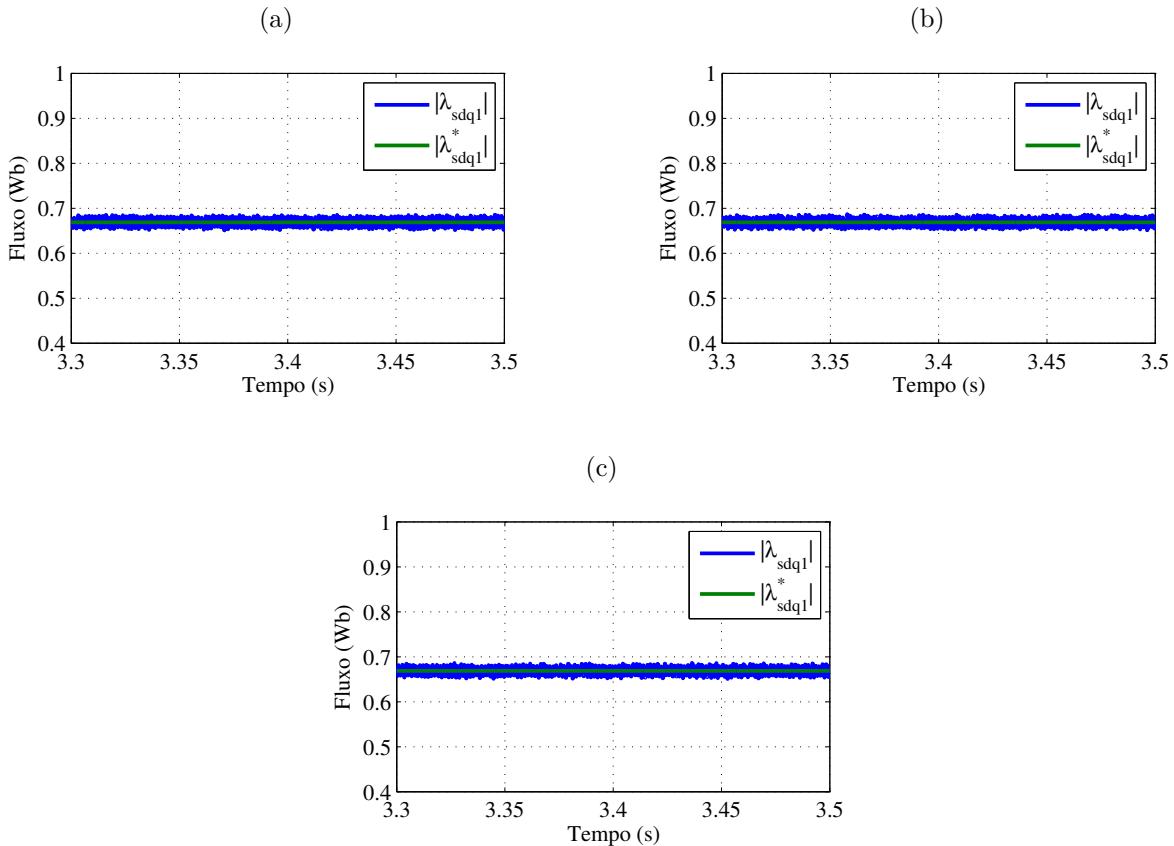
Figura 4.1 – Fluxos Estatóricos nos planos  $dqh$  (a) DTC1 , (b) DTC2 com minimização de  $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de  $dq5$ .



Fonte: própria do autor.

Para corroborar essa análise, foram traçadas as curvas dos módulos do fluxo estatório em  $dq1$  nas três situações de simulação outrora descritas. Seus dados podem ser vistos na Figuras 4.2(a), 4.2(b) e 4.2(c). Examinando os gráficos, nota-se que os módulos dos fluxos estatório nas componentes  $dq1$  estimados ficaram em torno do valor de referência (0,670 Wb), demonstrando que a estimação através das variáveis elétricas da máquina foi robusta nos três cenários, além de demonstrar que o valor de amplitude ficou dentro dos limites da banda de histerese de fluxo pré-fixada em simulação. Isso mostra a eficácia do comparador de histerese utilizado nas estratégias DTC utilizadas nesse trabalho.

Figura 4.2 – Módulo do fluxo estatórico estimado e de referência (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de  $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de  $dq5$ .



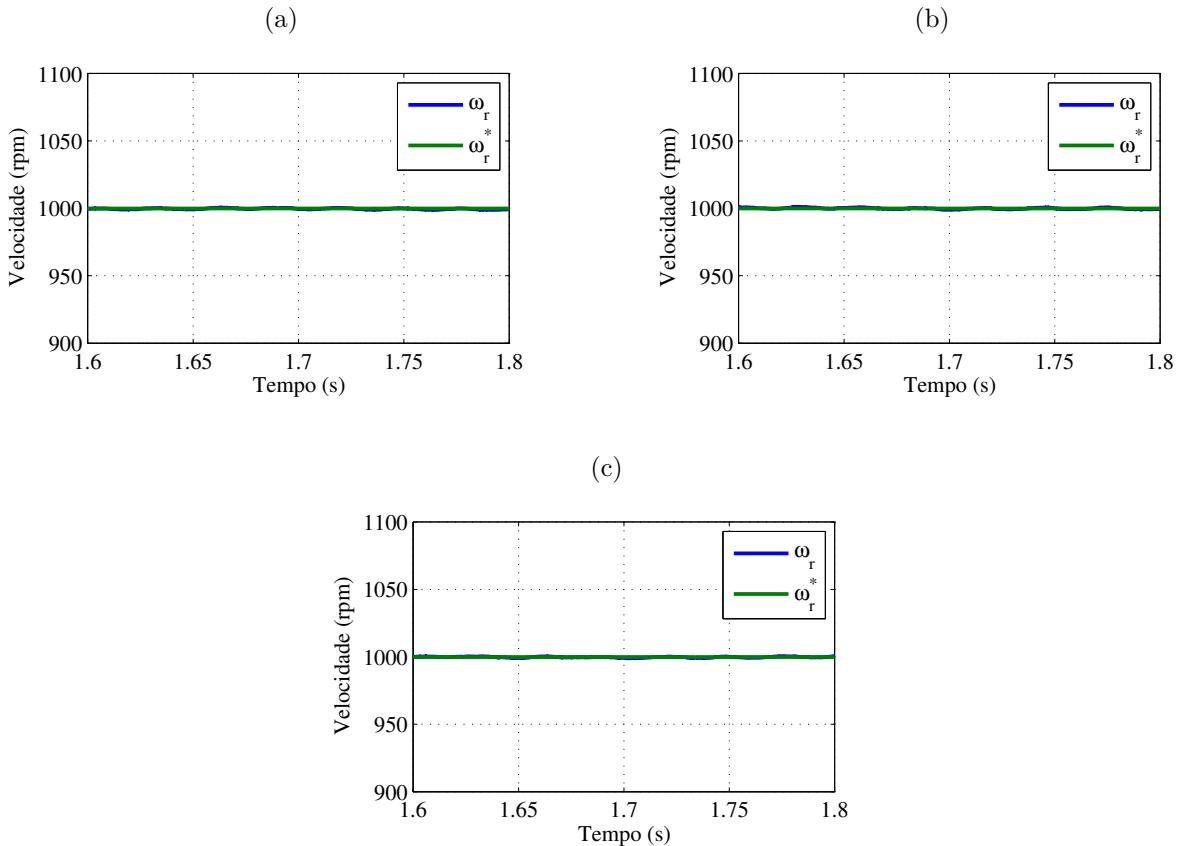
Fonte: própria do autor.

Também foram traçados os gráficos concernentes a velocidade do rotor da máquina. A velocidade de referência é imputada como dado de entrada que é comparada com a velocidade medida, gerando um valor de erro que ao passar pelo controlador PI, gera o torque de referência da máquina. As Figuras 4.3(a), 4.3(b) e 4.3(c) apresentam a velocidade de referência e a medida para os três casos de simulação propostos.

Repara-se que o valor da velocidade do rotor da máquina segue o valor de referência imposto nas três vertentes simuladas. Mesmo com a inserção do controle DTC2 nas duas possibilidades simuladas, a velocidade rotórica praticamente permanece com o mesmo valor, existindo apenas um ínfimo erro em regime. Isso mostra que o DTC2 não influencia negativamente no comportamento dessa variável mecânica da máquina.

De forma análoga, é demonstrado nas Figuras 4.4(a), 4.4(b) e 4.4(c) os gráficos do torque eletromagnético estimado e o torque de referência em regime permanente para as estratégias DTC1 e DTC2. Da mesma forma, os gráficos dos torques estimados validam o estimador utilizado nas técnicas de controle simuladas. Constatase que o torque estimado possui seu valor em torno do torque de referência oriundo do controlador PI de velocidade. As Figuras 4.4(b) e 4.4(c) exibem que existe uma baixíssima redução na ondulação de torque, quando há a minimização das componentes harmônicas  $dq7$  e  $dq5$  respectivamente,

Figura 4.3 – Velocidade rotórica de referência e medida (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de  $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de  $dq5$ .



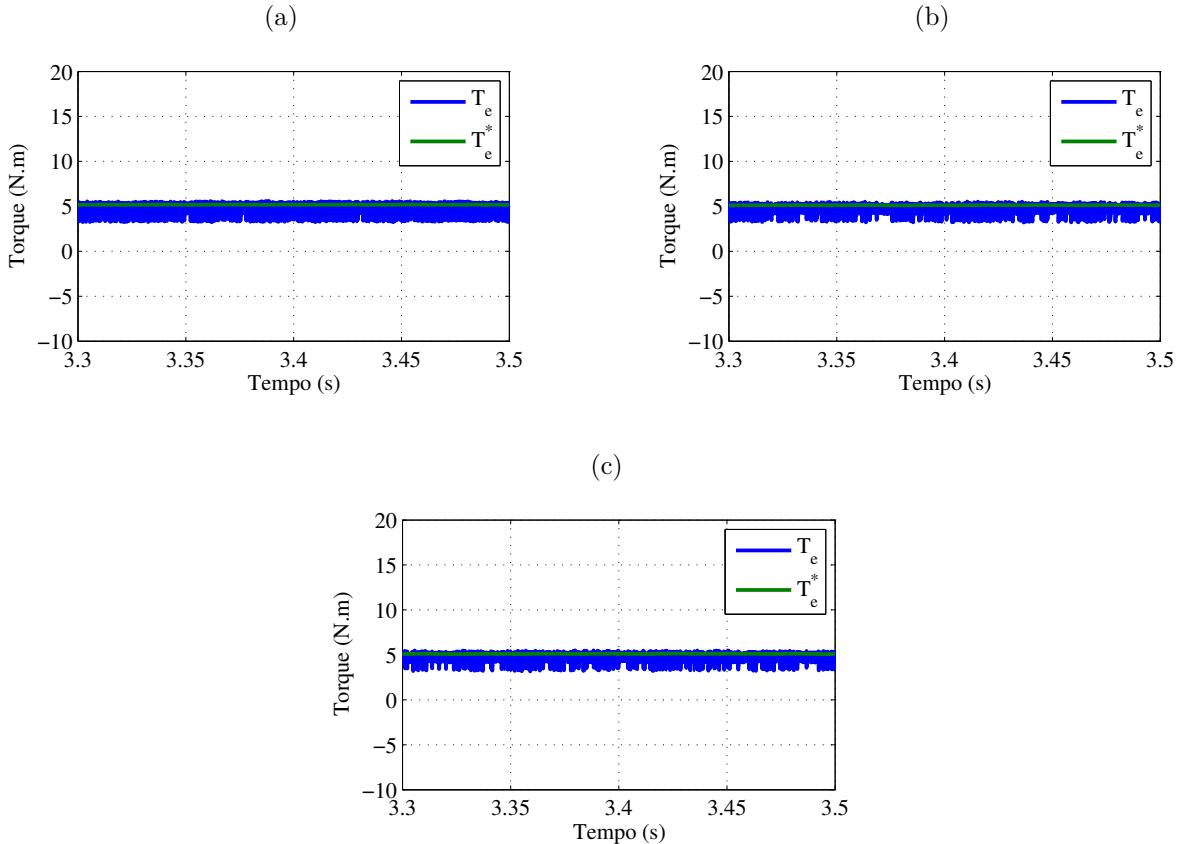
Fonte: própria do autor.

mesmo que esse não seja o objetivo principal do DTC2, que é a redução das correntes harmônicas. Essa ligeira redução é por causa da diminuição da amplitude média da tensão aplicada em um período de amostragem. Outras estratégias DTC contemplam parcialmente essa problemática, a citar as estratégias que trabalham com vetores virtuais.

Finalizando a análise em regime permanente, obtém-se os dados mais importantes, que são as correntes de fase da máquina. Primeiramente, são plotados os gráficos das correntes estatóricas transformadas por SVD nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  nas Figuras 4.5(a), 4.5(b) e 4.5(c) com o propósito de examinar se as reduções dos fluxos nos planos harmônicos ensejaram a diminuição desejada nas correntes harmônicas. Observa-se que as harmônicas de corrente nos planos harmônicos tem seus valores minimizados quando há a utilização do DTC2, quer seja no plano  $dq5$  ou no plano  $dq7$ .

Já na Figura 4.6 é apresentada a corrente referente à fase 1 da máquina eneafásica junto com os seus espectros de frequência em função das ordem das componentes harmônicas, com o intuito de endossar a análise das estratégias nas três conjunturas examinadas. Na Figura 4.6(a), é possível observar o gráfico da corrente na fase 1 para o método DTC1, da mesma forma na Figura 4.6(c), onde é possível constatar a corrente na fase 1 do método DTC2 com minimização das componentes  $dq7$  e por fim na Figura 4.6(e) constata-se a

Figura 4.4 – Torque de referência e estimado (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de  $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de  $dq5$ .



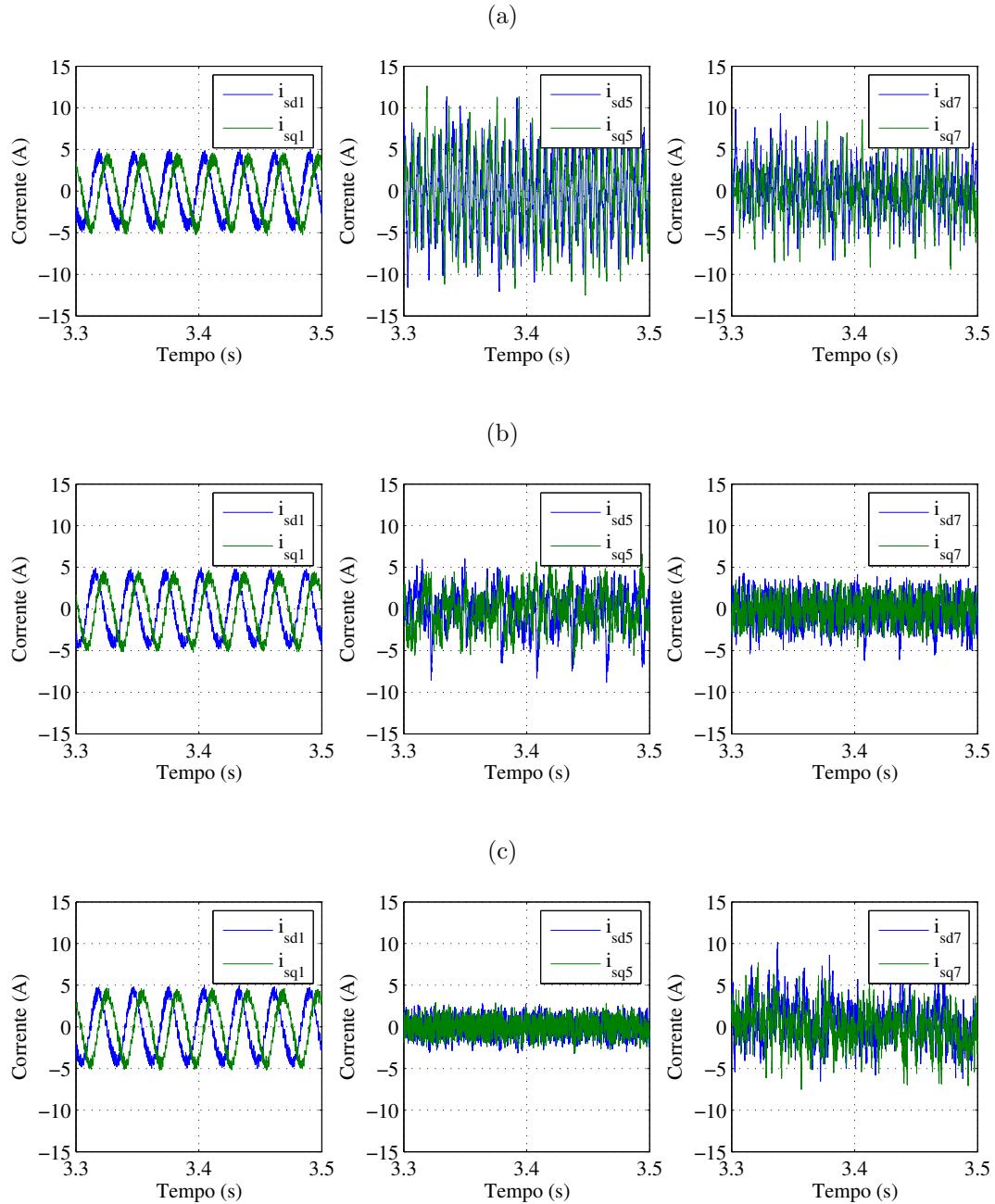
Fonte: própria do autor.

corrente na fase 1 no método DTC2 com minimização das componentes  $dq5$ . De maneira similar, os espectros de frequência são mostrados respectivamente, nas Figuras 4.6(b), 4.6(d) e 4.6(f).

O torque mecânico aplicado neste caso continua sendo de 4 N.m. Observa-se que as correntes de fase apresentam alta distorção harmônica com o DTC1. A THD da corrente da fase 1 obtida com este método foi de 134.56% e sua forma de onda está muito distorcida. Como explicado anteriormente, este método não leva em consideração as componentes de corrente e fluxo em outros planos que não o plano  $dq1$ . Assim, a seleção de vetores visa apenas manter os valores de fluxo e torque dentro dos limites de histerese pré-determinados. Destaque para a componente de 5° harmônica, com um valor elevado próximo ao valor da fundamental, além das 7°, 11° e 13°, o que torna o conteúdo harmônico elevadíssimo.

No entanto, o método DTC2 visa minimizar a corrente e o fluxo nos outros planos, mantendo os valores de fluxo e torque dentro dos limites pré-estabelecidos. Como pode ser visto na Figura 4.6(d), ao escolher diminuir as componentes  $dq7$ , o sétimo harmônico é significativamente reduzido, além da componente de quinta e décima primeira. Um detalhe a ser mencionado é o aparecimento de harmônicos pares, tendo em vista a frequência de chaveamento variável por conta da histerese. A THD da corrente de fase 1 para este caso foi

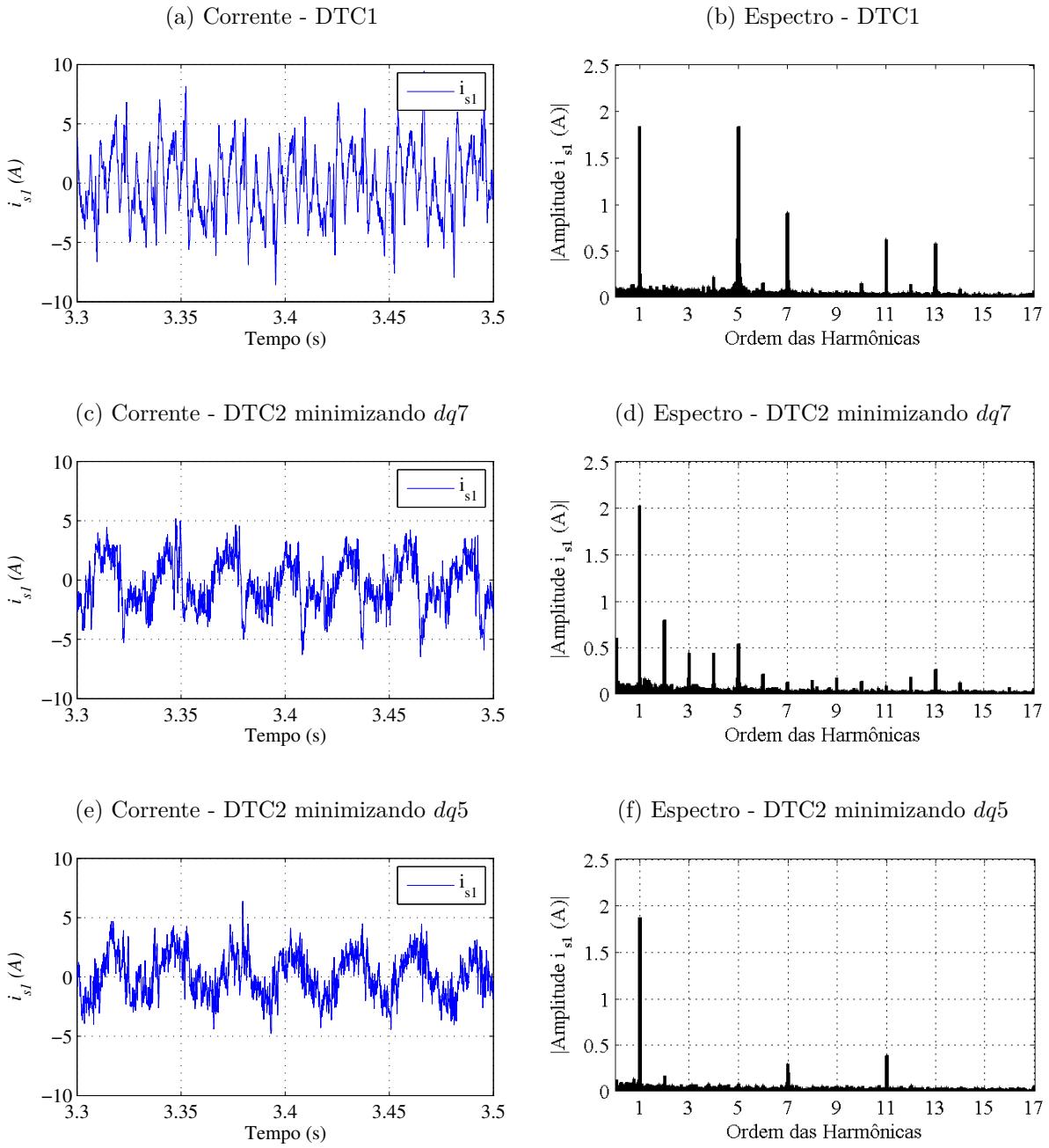
Figura 4.5 – Correntes estatônicas nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  (a) DTC1, (b) DTC2 com minimização de  $dq7$ , (c) DTC2 com minimização de  $dq5$ .



Fonte: própria do autor.

de 106,54%. No entanto, optando por reduzir os componentes  $dq5$ , uma redução harmônica mais significativa é fornecida nas correntes de fase, e a THD da corrente de fase 1 para este caso foi de 74,50%, apresentando em sua composição um aspecto um pouco mais senoidal. Como descrito anteriormente, a minimização com maior representatividade no fluxo foi a das componentes  $dq5$ . Como era de se esperar, como o fluxo diminui nesse plano de forma acentuada, a corrente harmônica associada a esse plano diminui da mesma forma, o que explica a composição da corrente nas fases no segundo caso do DTC2 possuírem menor conteúdo harmônico. É dado enfase nos gráficos para as harmônicas de ordem 5 e

Figura 4.6 – Corrente e espectro de frequência da fase 1.(DTC1 e DTC2).



Fonte: própria do autor.

7, pois elas são referentes aos planos minimizados na estratégia DTC2 proposta nos dois cenários simulados. Foi plotado até a décima sétima harmônica no espectro, pois de forma geral é até essa ordem que se analisa os conteúdos harmônicos das cargas. Os resultados em regime permanente corroboram a expectativa de diminuição das correntes harmônicas no DTC2, mesmo utilizando um método que não requer elementos adicionais ao DTC1, mantendo a mesma robustez e simplicidade. A Tabela 4.3 apresenta os índices de THD e valor RMS da corrente na fase 1 para as estratégias simuladas. Além disso, para avaliar a resposta dinâmica e validar o sistema de controle proposto, foram realizados dois testes nos quais foram realizadas variações de velocidade e torque da máquina. Seus resultados

são discutidos na seção posterior.

Tabela 4.3 – Comparaçāo do desempenho das estratégias DTC1 e DTC2.

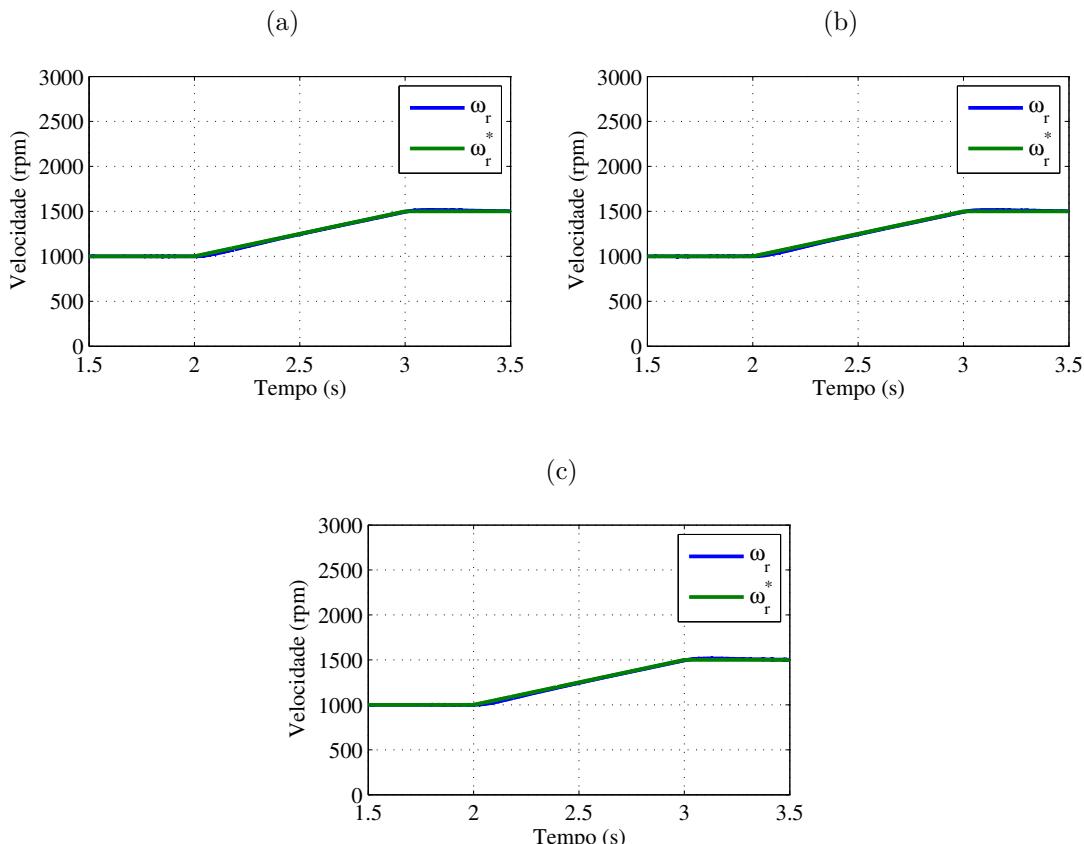
Carga Mecānica = 4 N.m Velocidade = 1000 rpm	DTC1	DTC2 Minimizando $dq7$	DTC2 Minimizando $dq5$
THD da corrente na Fase 1 (%)	134,56	106,54	74,50
Corrente RMS (A)	2,84	2,11	1,68

Fonte: elaborado pelo autor.

#### 4.2.2 Resultados na operação em regime dinâmico

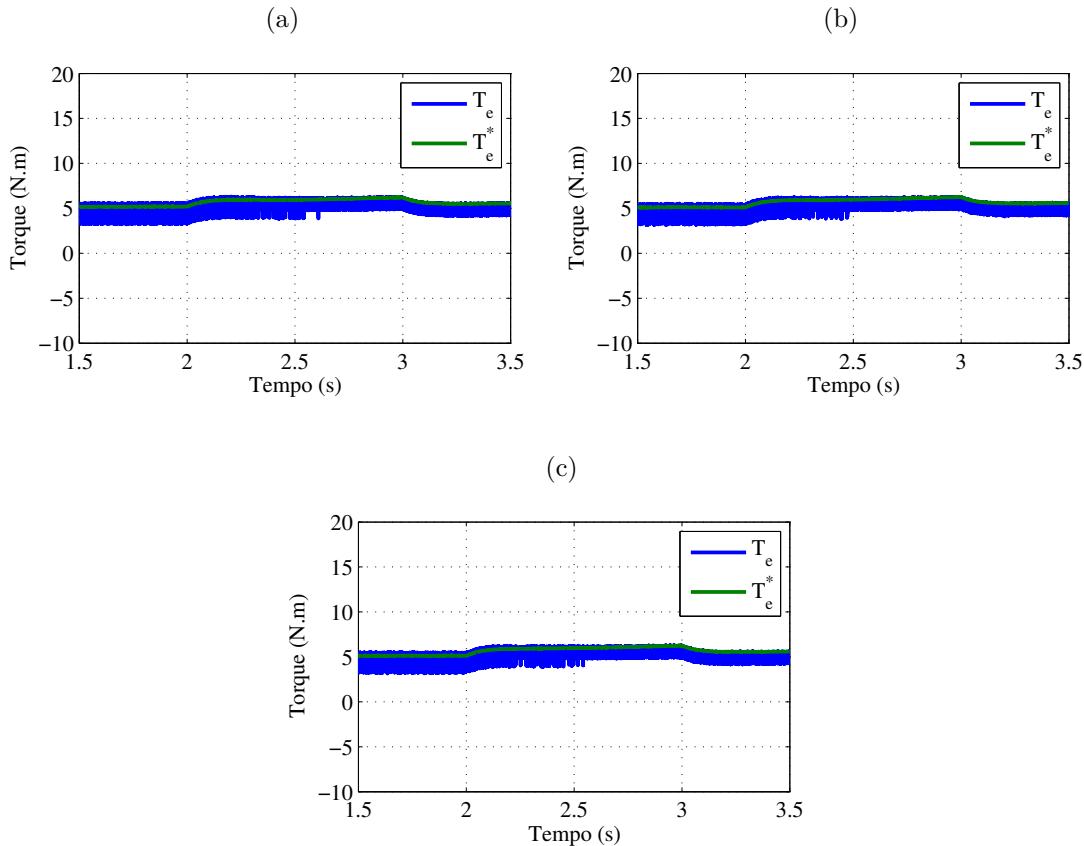
O comportamento transitório do inversor no sistema de controle DTC proposto é comparado com uma alteração na referência de velocidade e no torque de carga. O primeiro teste consistiu em aplicar um rampa na velocidade de referência de 1000 rpm para 1500 rpm em um período de 1s, no intervalo de tempo  $t = 2s$ , mantendo o mesmo torque mecānico de 4 N.m e mesma tensāo no barramento. As curvas de velocidade rotórica e de referência sāo ilustradas nas Figuras 4.7(a), 4.7(b) e 4.7(c) para os casos onde sāo utilizados os mētodos DTC1, DTC2 minimizando  $dq7$  e DTC2 minimizando  $dq5$ , respectivamente. No mesmo intervalo, foram plotados os gráficos do torque eletromagnético de referência e estimado, como pode ser visto na Figura 4.8.

Figura 4.7 – Comportamento dinâmico da velocidade aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ . (a) DTC1, (b) DTC2 minimizando  $dq7$ , (c) DTC2 minimizando  $dq5$ .



Fonte: própria do autor.

Figura 4.8 – Comportamento dinâmico do torque aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ . (a) DTC1, (b) DTC2 minimizando  $dq7$ , (c) DTC2 minimizando  $dq5$ .



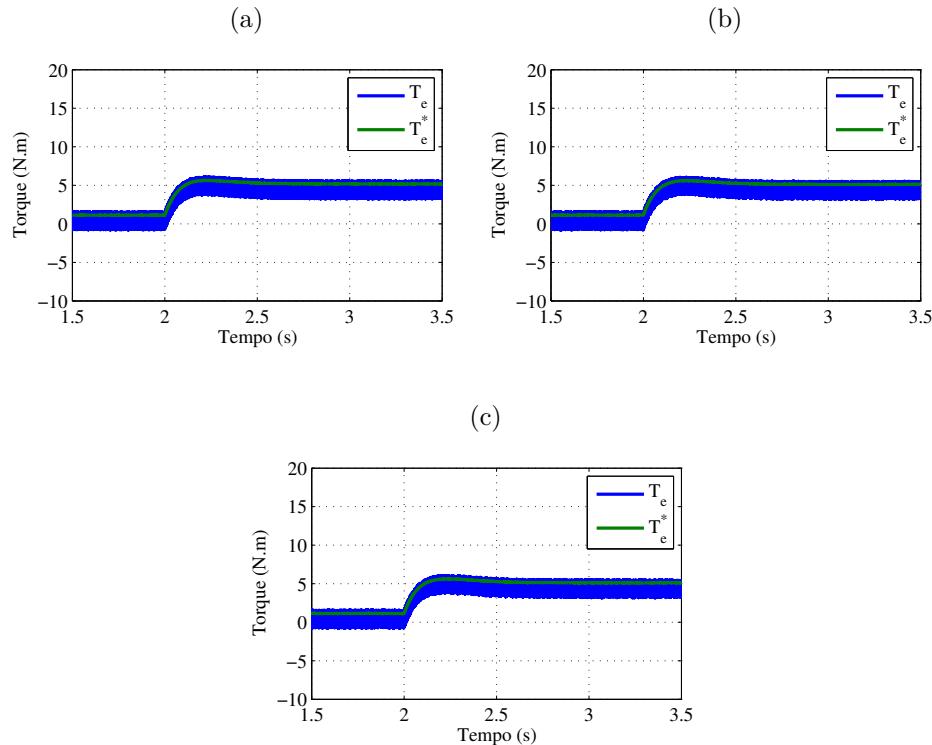
Fonte: própria do autor.

Notoriamente, em todas as estratégias a velocidade durante o regime dinâmico é controlada satisfatoriamente. A mudança nos controles não afetou o comportamento durante o transiente, o que mostra que as estratégias de mitigação de harmônicos não influenciam consideravelmente esse comportamento. No caso das curvas de torque, no intervalo da rampa, o torque eletromagnético aumenta de valor pois a máquina está acelerando. Quando a velocidade atinge 1500 rpm, o torque possui um valor maior do que aquele em 1000 rpm, devido ao aumento das perdas rotativas, com efeitos similares nas três estratégias. É possível afirmar que o comportamento dinâmico no torque do DTC2 é essencialmente o mesmo que o DTC1.

O segundo teste consistiu em aplicar um degrau no torque mecânico de 0 a 4 N.m, no intervalo de tempo  $t = 2s$ , mantendo a mesma velocidade de referência de 1000 rpm. As curvas de velocidade para este caso são ilustradas na Figura 4.9. Também no mesmo instante, são plotados os gráficos referentes as velocidades nas estratégias de controle já denominadas, ao qual podem ser vistas na Figura 4.10.

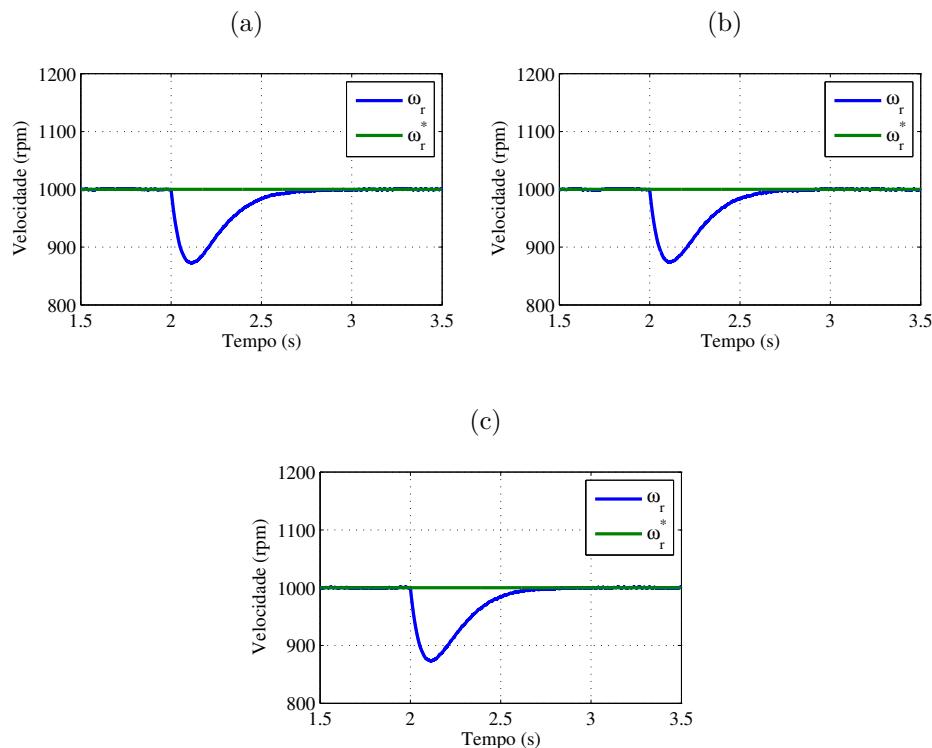
Nesse teste comprehende-se que o torque vai para o seu novo valor de referência em menos de 0.5s em todos os cenários simulados, mostrando bom desempenho dinâmico. Por sua vez, a velocidade rotórica da máquina no momento em que se aplica o degrau de torque

Figura 4.9 – Comportamento dinâmico do torque com degrau na referência  $T_e^*$ . (a) DTC1. (b) DTC2 minimizando  $dq7$ . (c) DTC2 minimizando  $dq5$ .



Fonte: própria do autor.

Figura 4.10 – Comportamento dinâmico da velocidade com degrau na referência  $T_e^*$ . (a) DTC1. (b) DTC2 minimizando  $dq7$ . (c) DTC2 minimizando  $dq5$ .



Fonte: própria do autor.

mecânico possui um decréscimo em seu valor, sendo controlada logo em seguida para seu valor de referência original, sem impactos negativos nos desempenhos dos controles. Observe que o método DTC2 apresenta um desempenho tão bom quanto o DTC1. Assim, de ambos os testes, infere-se que a qualidade da resposta dinâmica do sistema não é afetada pelo emprego do DTC2 em vez do DTC1. Isso demonstra a robustez do controle direto de torque em sua forma clássica e quando há supressão de componentes harmônicos.

## 4.3 RESULTADOS COM DTC1 E DTC3

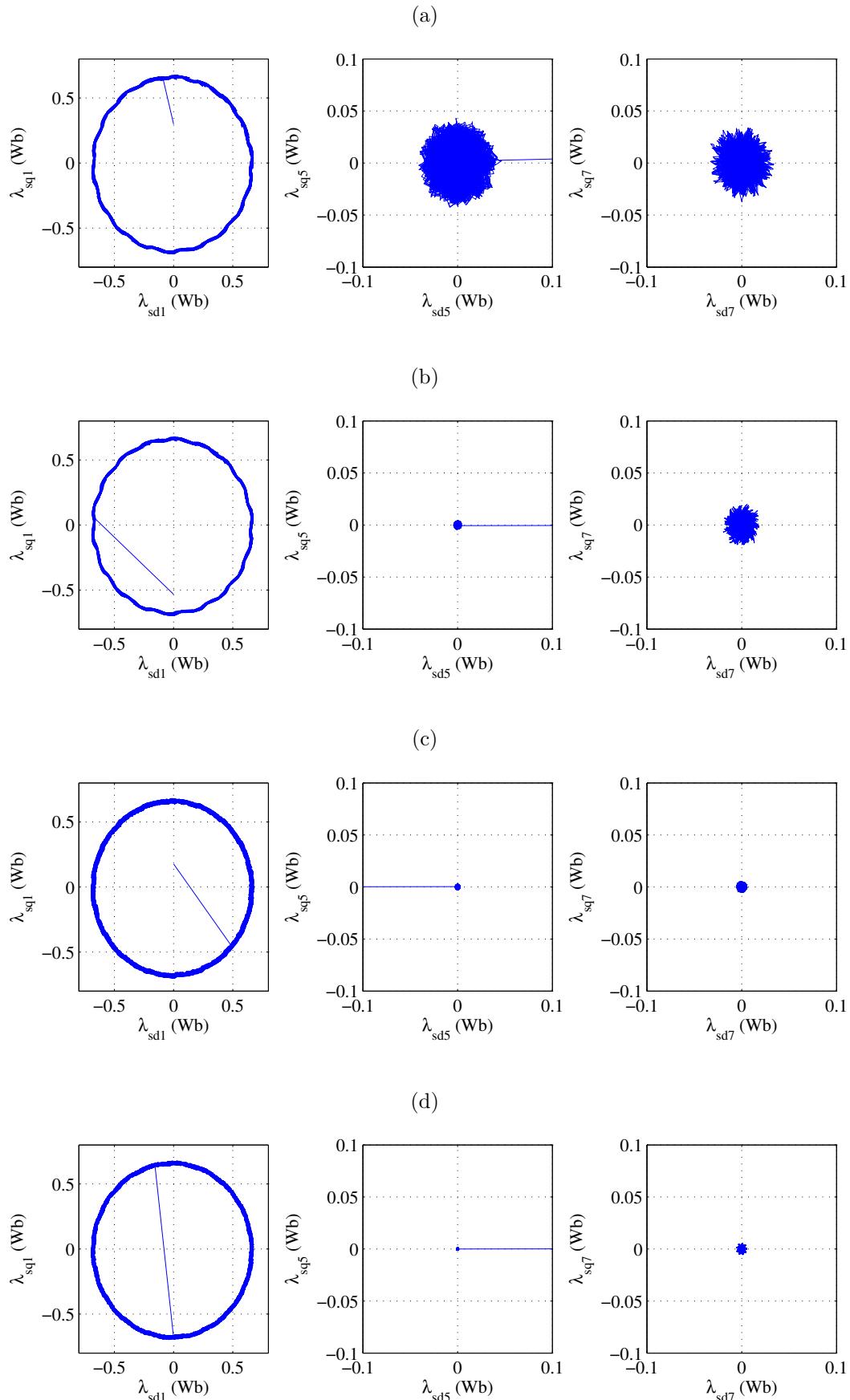
### 4.3.1 Resultados na operação em regime permanente

Prosseguindo com as análises das estratégias de controle, foram realizadas simulações para as estratégias DTC3 em todas as suas vertentes, ou seja, DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V. As condições para a simulação em regime permanente e os parâmetros da máquina são as mesmas utilizadas para as estratégias DTC1 e DTC2, apenas com uma pequena distinção no valor do barramento que alimenta a máquina no controle DTC3-8V, para adequar a tensão que é aplicada à máquina. Para esse fim, a tensão no barramento CC foi aumentada de 200V para 235V. Novamente, todos os resultados referentes às simulações são plotados para as estratégias DTC1 e DTC3 para efeitos comparativos, analisando o desempenho do DTC3 frente às outras estratégias nas variáveis elétricas e mecânicas da máquina. Essa técnica de controle utilizando vetores virtuais é a temática central desse trabalho. Seguindo a mesma sequência da seção anterior, primeiramente é plotado os fluxos estatóricos para o DTC1 e DTC3 conforme mostrado na Figura 4.11.

Nos moldes análogos a análises já realizadas, é factível afirmar que as estratégias com vetores virtuais possuem uma maior mitigação dos fluxos harmônicos mapeados. O fluxo no plano fundamental, visto na Figura 4.11 [gráficos à esquerda] em todos os casos possui sua trajetória circular, corroborando a ideia que as estratégias mantêm os fluxos dentro do seu valor estipulado. Outro ponto a ser salientado é a atenuação dos fluxos nos planos harmônicos ( $dq5$  e  $dq7$ ), onde pode-se observar que as estratégias DTC3-4V e DTC3-8V conseguem de forma simultânea atenuar os fluxos através dos vetores virtuais de tensão utilizados. O DTC3-8V é o controle onde há a maior redução dos fluxos de quinta e sétima harmônica. Outra forma encontrada para endossar a análise dos valores de fluxo estatórico na estratégia DTC3 foi plotar os seus valores de módulo junto com o valor de referência, onde foi possível enxergar que em todos os cenários o fluxo estimado ficou dentro da banda  $H_f$  selecionada. Os módulos dos fluxos no plano fundamental para as modos simulados podem ser verificados na Figura 4.12.

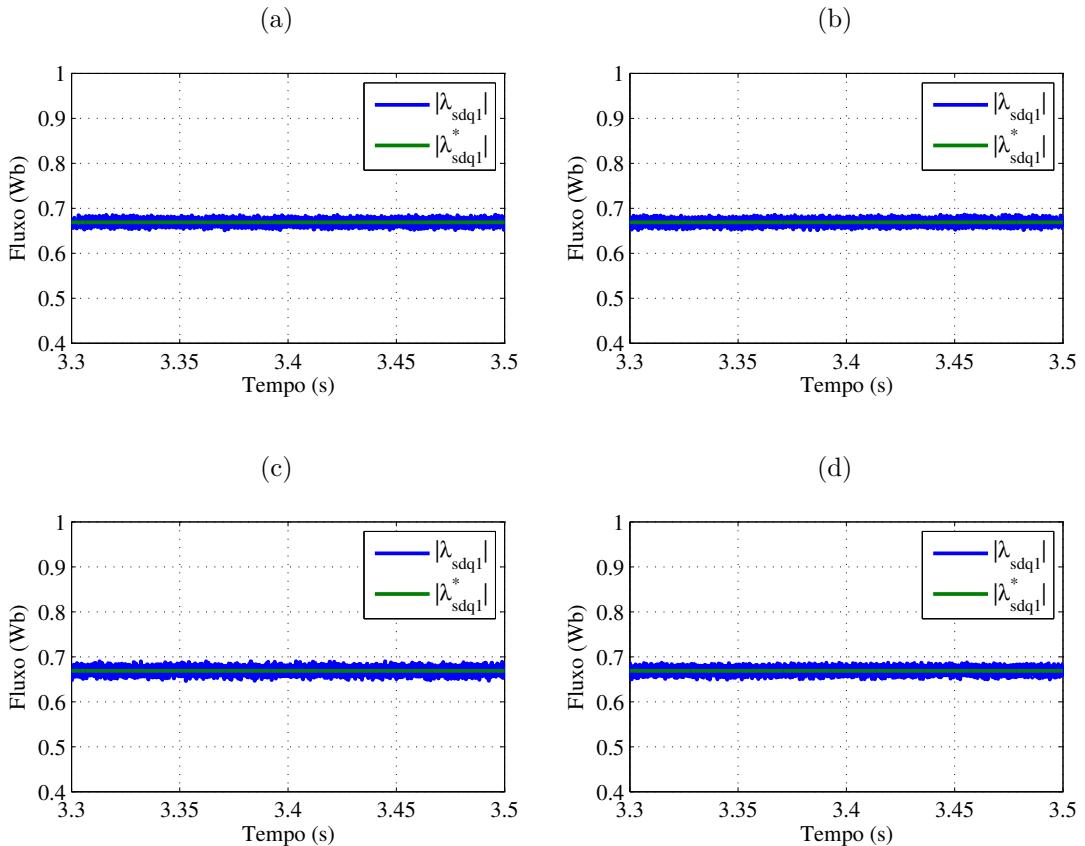
Um fato a ser pontuado é que o estimador de fluxo para os casos das estratégias usando vetores virtuais usa o valor médio das tensões transformadas  $V_{sdq1}$  no seu cálculo, uma vez que os vetores reais aplicados mudam durante o período de chaveamento. Essa consideração não traz prejuízo matemático na estimativa do fluxo, nem para o seu valor de

Figura 4.11 – Fluxos Estatóricos nos planos  $dqh$  (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V (d) DTC3-8V.



Fonte: própria do autor.

Figura 4.12 – Módulo do fluxo estatórico estimado e de referência (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V.



Fonte: própria do autor.

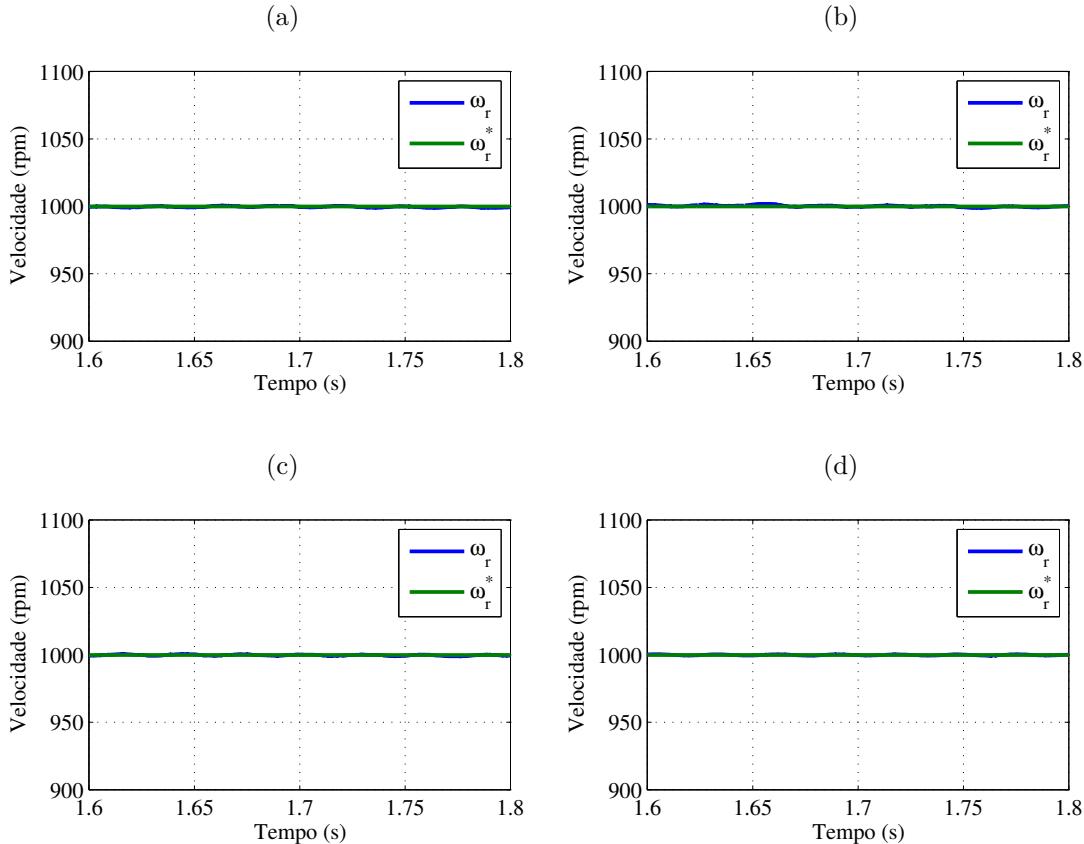
amplitude nem para a determinação dos setores.

Prosseguindo com a análise do controle DTC3, foram plotados os gráficos contendo as variáveis mecânicas analisadas, como a velocidade rotórica da máquina e o torque eletromagnético. Em todas as situações DTC3 simuladas, a velocidade rotórica sempre foi controlada em relação ao seu valor de referência, como pode ser apreciado na Figura 4.13. Isso mostra que a estratégia usando vetores virtuais não influencia negativamente o controle da malha externa de velocidade.

Já para o torque eletromagnético, foram examinadas as curvas para os cenários outrora relatados, conforme ilustrado na Figura 4.14, sendo mostrados os seus valores de referência e estimados. Enxerga-se claramente que as estratégias DTC3 tiveram um impacto na diminuição da oscilação de torque estimado da máquina, sendo a redução mais significativa o cenário simulado usando o DTC3-8V. Essa redução traz menores perdas de potência para a máquina, levando em consideração que se almeja um valor de torque estimado próximo de uma constante.

Continuando a análise em regime permanente, foram obtidos os gráficos das correntes nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  para os três casos do DTC3. Essa exameinação é muito

Figura 4.13 – Velocidade rotórica de referência e medida (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V.

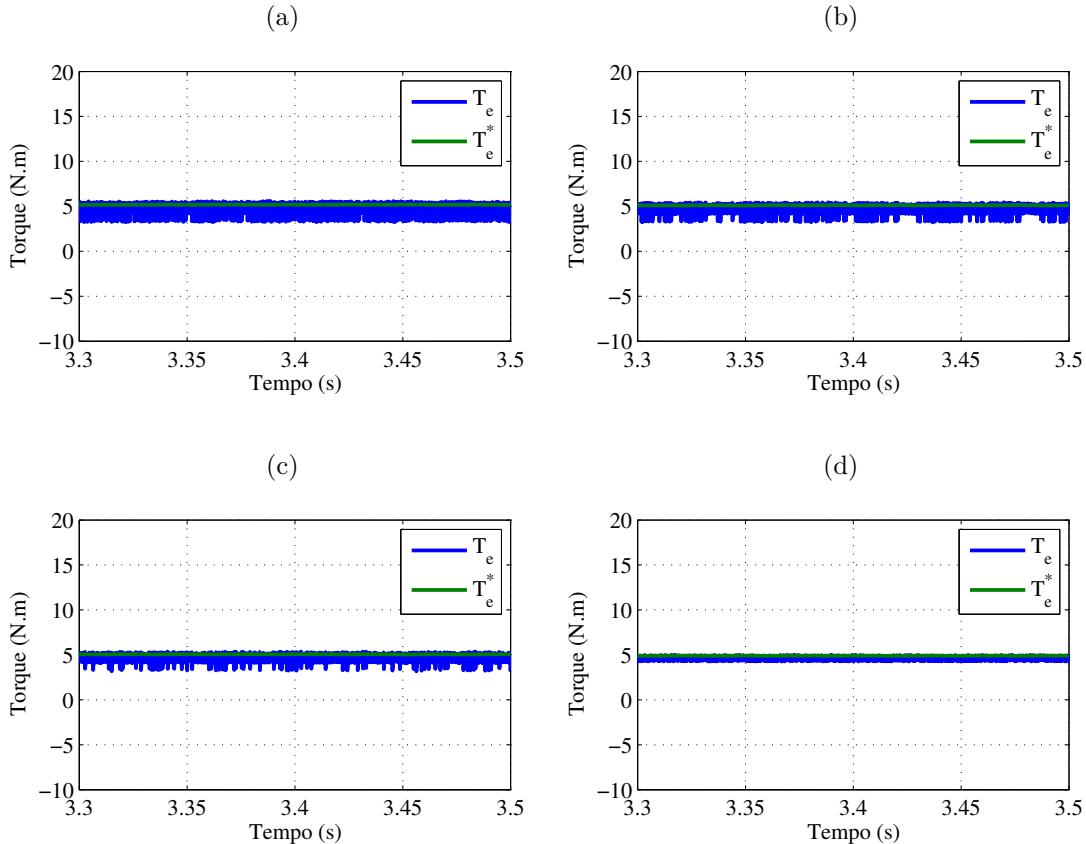


Fonte: própria do autor.

importante, pois é nela onde se observa a drástica diminuição das correntes harmônicas nos plano mapeados, como pode ser visto na Figura 4.15.

Ao examinar os gráficos das correntes nos planos, verifica-se que, como relatado anteriormente, o DTC1 aplica apenas um vetor de tensão durante todo o período de chaveamento para manter o torque e o fluxo dentro dos limites da histerese. Esse vetor que é aplicado possui o valor máximo em módulo no plano  $dq1$ , não levando em consideração a magnitude nos planos  $dq5$  e  $dq7$ , o que faz as correntes nesses planos ficarem com valores elevados, tendo em vista que o único elemento que limita a amplitude da corrente nesses planos é a indutância de dispersão do estator, que na maioria das vezes possui valores muito baixos. Por isso, mesmo que os valores de tensão média nos planos harmônicos não sejam muito elevados, as correntes  $dq5$  e  $dq7$  no DTC1 ficam com valores maiores que o do plano fundamental, aumentando a THD. Na Figura 4.15(b) são mostrados os gráficos das correntes nos planos considerando o DTC3-2V, nesse caso, anulando a componente de 5° harmônica, mais significativa para a distorção. Nota-se que como consequência desse controle, a componente de sétima harmônica também tem seu valor diminuído, mesmo que não seja levada em consideração no cálculo do vetor virtual. Na Figura 4.15(c) é aplicado o controle DTC3-4V, considerando nesse caso a diminuição das componentes  $dq5$

Figura 4.14 – Torque de referência e estimado (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V.

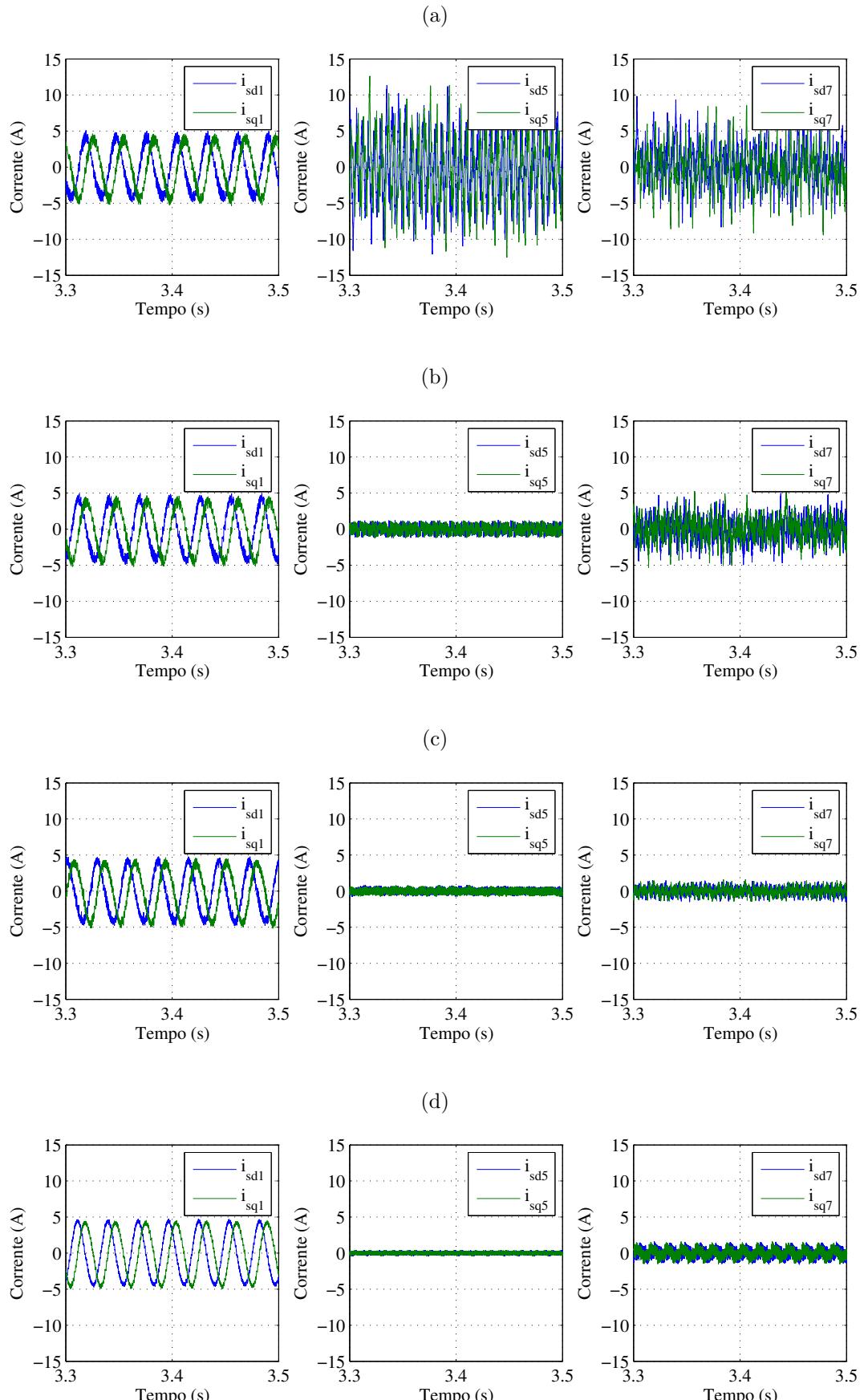


Fonte: própria do autor.

e  $dq7$  concomitantemente. É demonstrado nas curvas que as componentes possuem valores menores do que no caso DTC3-2V, o que mostra uma eficiência melhor. Por último e mais importante, é possível observar a Figura 4.15(d) e compreender que nela as componentes de correntes nos planos  $dq5$  e  $dq7$  ficam com valores menores do que a estratégia DTC3-4V, com ênfase para o plano  $dq5$ , que tem sua amplitude quase zerada, mostrando que o controle DTC3-8V traz uma menor produção de corrente nos planos harmônicos mapeados e considerados para a elaboração do vetor virtual de tensão aplicado. Para uma melhor visualização e quantificação do conteúdo harmônico das correntes de fase, foram plotados na Figura 4.16 os gráficos de corrente considerando nesse caso a fase 1, junto com seu respectivo espectro de frequência.

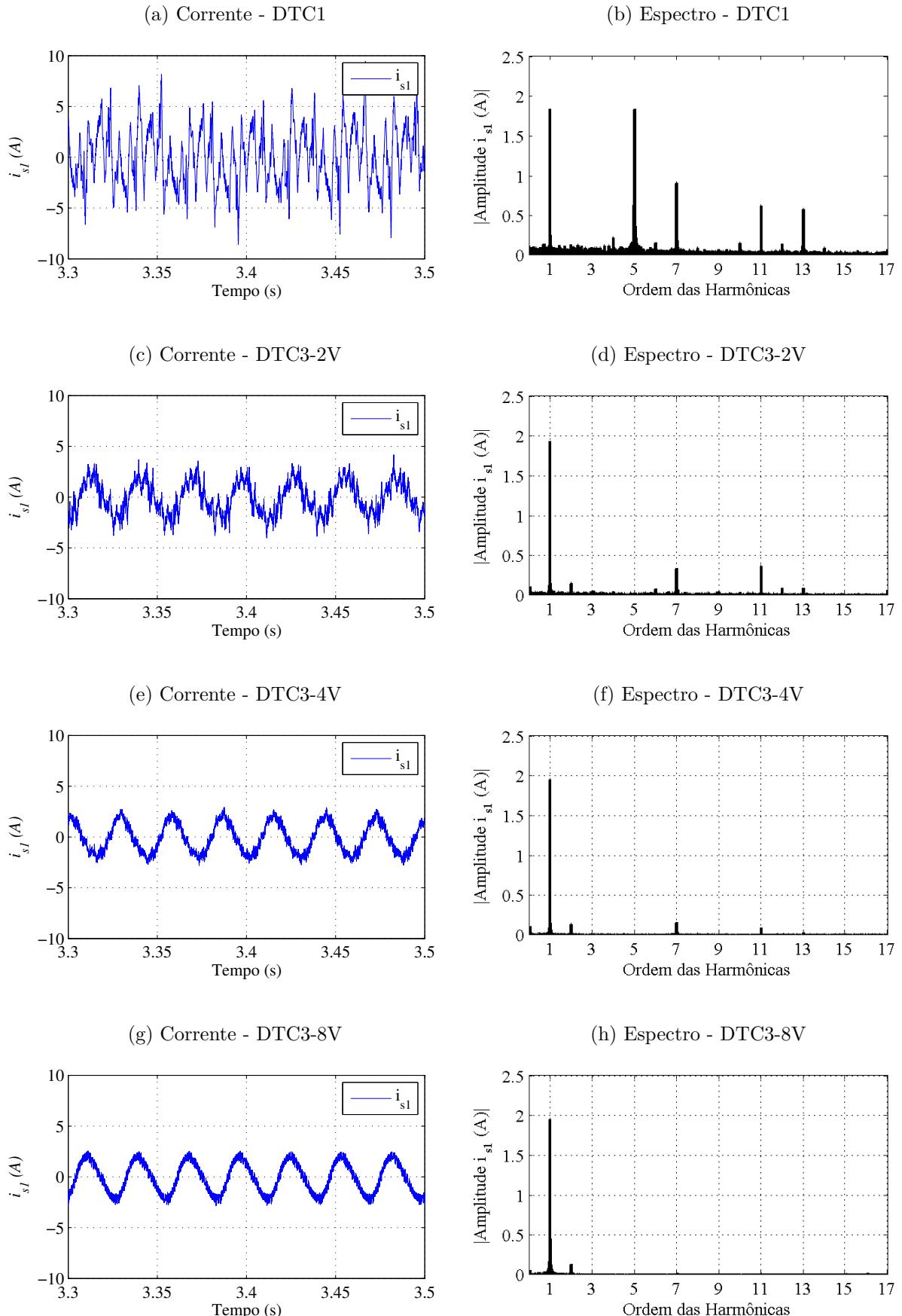
Ao se averiguar os gráficos das correntes da fase 1 e os espectros de frequência para os três cenários da estratégia DTC3, verifica-se que a diminuição do conteúdo harmônico usando as estratégias com vetores virtuais é muito maior do que no controle DTC2. Isso era de se esperar, já que os vetores de tensão nos planos harmônicos são submetidos a uma composição nos tempos de aplicação de modo a anular um plano ou dois planos por vez. Tomando por base a Figura 4.16(c), se observa que o aspecto da onda de corrente em relação a da Figura 4.16(a) é bem mais senoidal, o que traz a sensação que a distorção

Figura 4.15 – Correntes estatônicas nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$  (a) DTC1, (b) DTC3-2V, (c) DTC3-4V, (d) DTC3-8V.



Fonte: própria do autor.

Figura 4.16 – Corrente e espectro de frequência da fase 1 (DTC1 e DTC3).



Fonte: própria do autor.

harmônica é menor. Isso é comprovando ao se analisar o seu espectro, contido na Figura 4.16(d), onde se constata que a harmônica de quinta ordem da corrente tem seu valor nulo, afirmando o que se espera do DTC3-2V, pois foi escolhido para essa simulação anular o plano de mais baixa ordem. Observa-se ainda um valor de componente de sétima harmônica, e de décima primeira, que é mapeada pela transformação na mesma linha da 7º harmônica, possuindo um valor de THD de 52,04%, ou seja, uma diminuição ampla em relação ao DTC2 minimizando  $dq5$ , mostrando que já existe uma melhoria acentuada nesse aspecto.

Continuando a análise da corrente para o DTC-4V, na Figura 4.16(e) tem-se a forma de onda que demonstra um formato que se aproxima ainda mais de uma senoide. Seu valor eficaz (do inglês: *Root Mean Square - RMS*) é menor do que as estratégias DTC1 e DTC3-2V, trazendo menor potência dissipada no acionamento da máquina. No seu espectro de frequência, visível na Figura 4.16(f), salienta-se que houve uma redução quase que completa da componente de quinta harmônica, e uma redução bem relevante na componente de sétima harmônica. Essa estratégia visa a mitigação completa nesses dois planos, mas como discutido no capítulo anterior, isso não é totalmente possível, por isso ainda existe o aparecimento dessa componente. Ao ser calculado valor de THD para esse cenário, chega-se a 24,06%, um valor considerado muito baixo para os padrões de distorção harmônica de máquinas eneafásicas controladas por DTC com frequência variável, em comparação a trabalhos já desenvolvidos na literatura (GARCIA-ENTRAMBASAGUAS et al., 2019).

Finalizando a análise da corrente de fase, têm-se as informações oriundas do controle DTC3-8V, o objeto principal de implementação nas simulações e na prática. De acordo com as curvas contidas na Figura 4.16(g), é notado que sua composição é mais senoidal do que qualquer outra estratégia simulada, o que reforça a eficácia dessa estratégia. Examinando o espectro de frequência da Figura 4.16(h), repara-se que as harmônicas ímpares praticamente são todas nulas, inclusive as mapeadas no plano de quinta e sétima harmônica, objeto de mitigação da estratégia DTC3-8V. Comparando com o DTC3-4V, a harmônica de ordem sete fica nula, o que mostra que essa estratégia possui um melhor desempenho. O que fica no espectro é apenas uma harmônica par de ordem dois, inerente ao chaveamento por histerese. O valor da THD na corrente de fase para esse método é de 18,16%, valor fidedigno ao espectro mostrado, validando essa estratégia como a que possui menor valor de conteúdo harmônico em relação a todas as outras simuladas. Na Tabela 4.4 são reunidos os valores de THD e corrente RMS para a estratégia DTC1 e as estratégias DTC3.

Assim como foi feito anteriormente, testes dinâmicos foram realizados para a comparação do DTC1 frente ao DTC3, com os resultados apresentados na seção posterior.

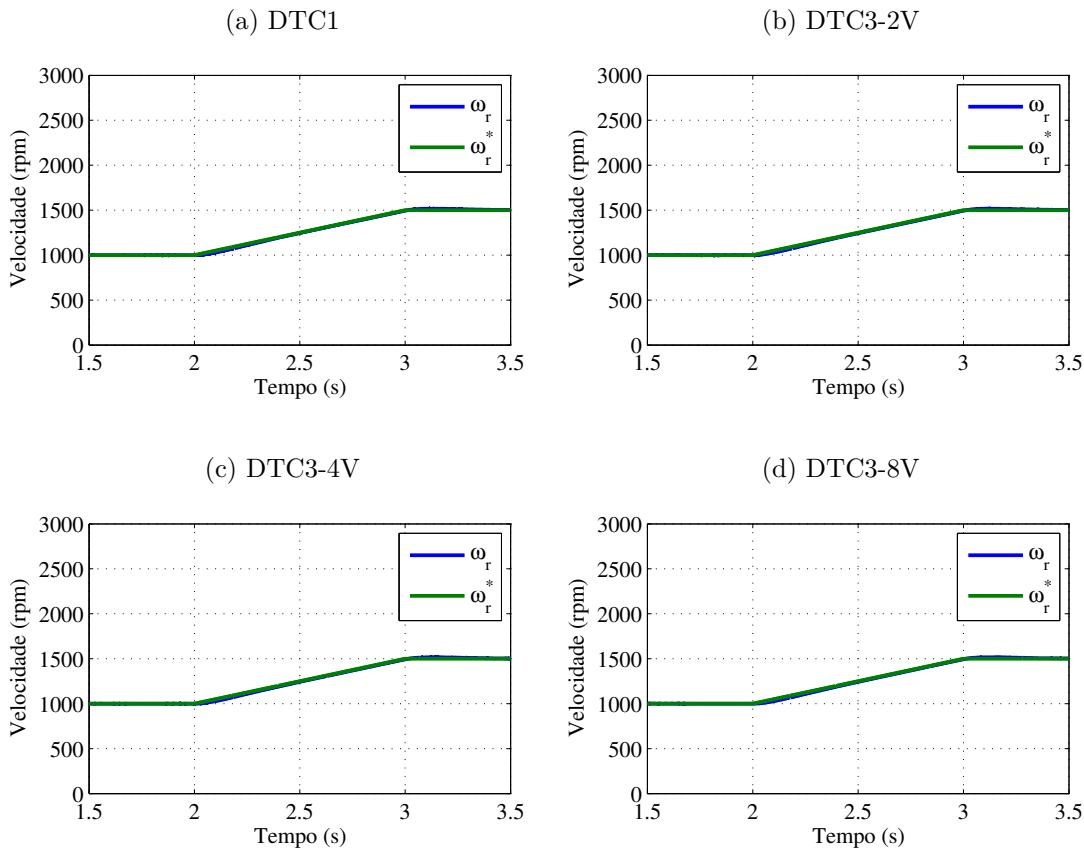
Tabela 4.4 – Comparação do desempenho das estratégias DTC1 e DTC3.

Carga Mecânica = 4 N.m Velocidade = 1000 rpm	DTC1	DTC3-2V	DTC3-4V	DTC3-8V
THD da corrente na Fase 1 (%)	134,56	52,04	24,06	18,16
Corrente RMS (A)	2,84	1,55	1,42	1,48

Fonte: elaborado pelo autor.

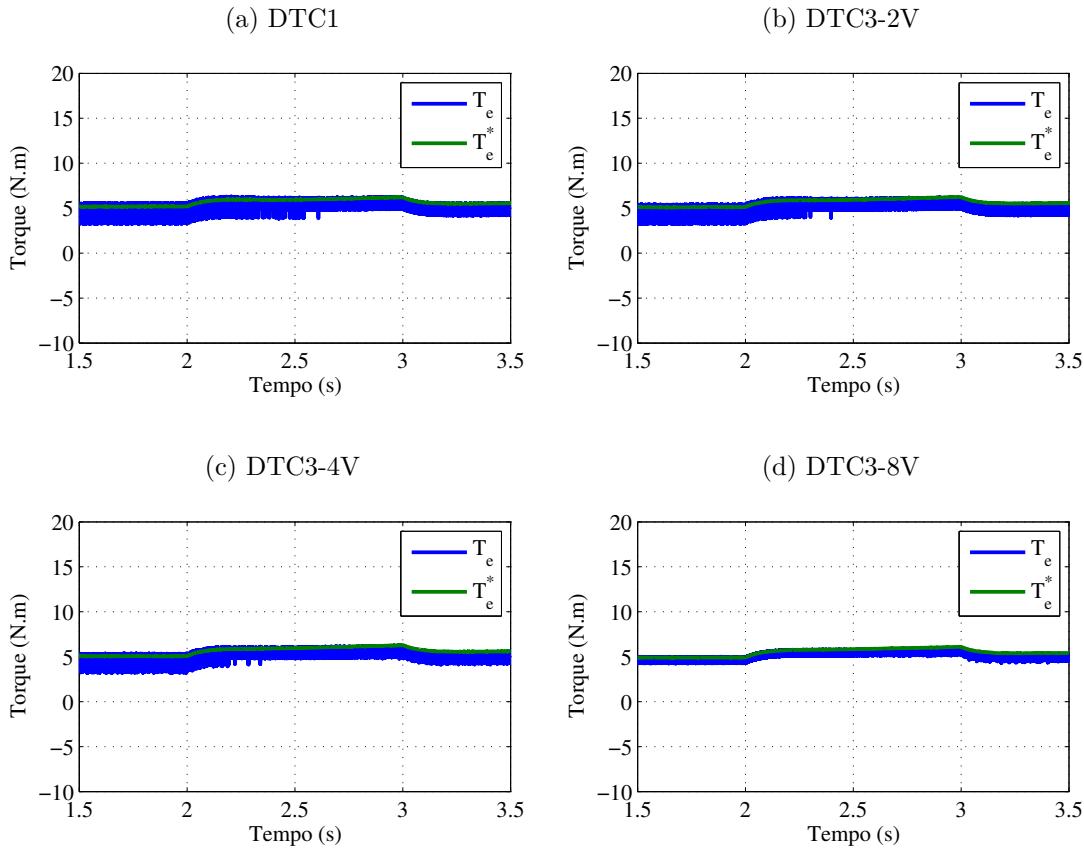
#### 4.3.2 Resultados na operação em regime dinâmico

Os resultados em regime dinâmico para o controle DTC3 foram obtidos seguindo as mesmas características dinâmicas do DTC2. Dessa forma, as Figuras 4.17 e 4.18 contêm os gráficos da velocidade e torque no teste dinâmico em rampa na referência de velocidade. Esses resultados visam verificar se as estratégias usando vetores virtuais possuem diferenciação em relação ao seu dinamismo.

Figura 4.17 – Comportamento dinâmico da velocidade aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ .

Fonte: própria do autor.

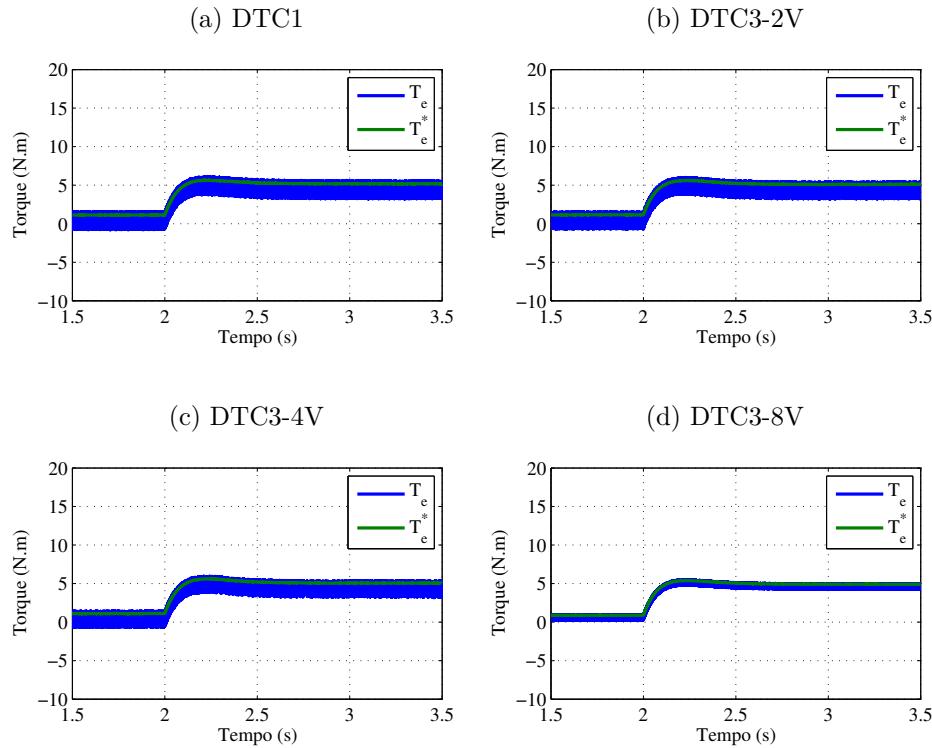
Em todos os casos apresentados, o controle DTC3 também obteve êxito em controlar a velocidade do rotor durante o período em que foi aplicada a rampa na referência de velocidade, o que mostra que o controle se comporta muito bem em regime transitório. No mesmo intervalo, é realizada a análise do torque eletromagnético, que também é controlado de maneira eficiente para todos os cenários DTC3 simulados, seguindo a sua referência. Da

Figura 4.18 – Comportamento dinâmico do torque aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ .

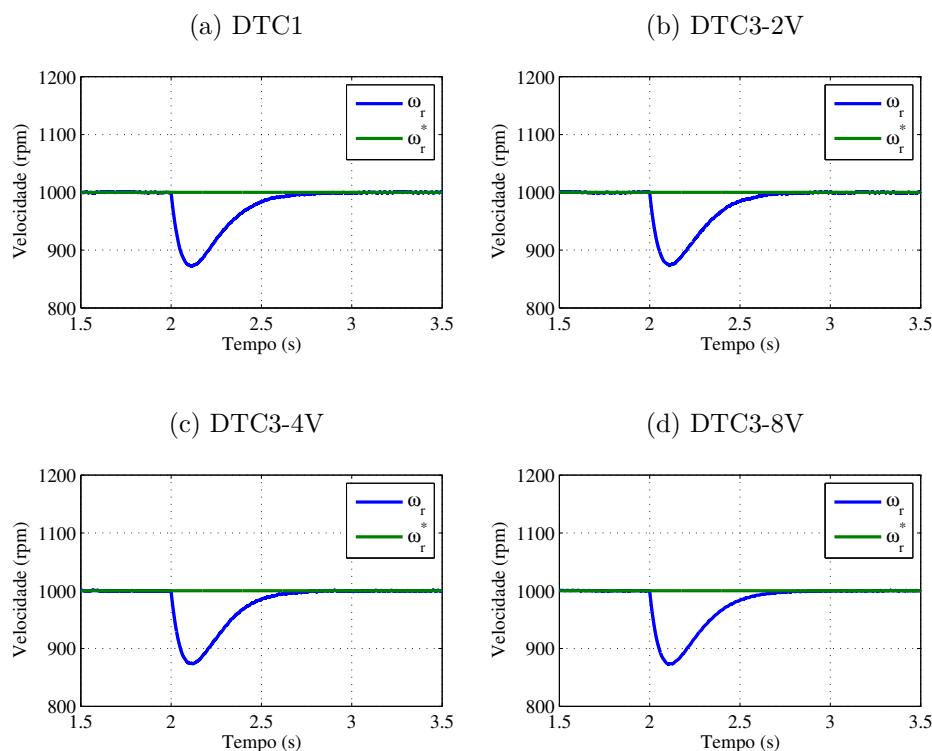
Fonte: própria do autor.

mesma forma que em regime permanente, a oscilação de torque diminuiu quando se utiliza estratégias que usam vetores virtuais de tensão. Mesmo com uma carga mecânica de 4 N.m, observa-se que o valor do torque de referência é um pouco maior devido às perdas mecânicas da máquina. O segundo teste para a validação em regime dinâmico seguiu as mesmas premissas do DTC2, com as características idênticas quando aplicado o degrau de torque. Sendo assim, para a sua análise foram plotados os gráficos de velocidade e torque nas Figuras 4.19 e 4.20, respectivamente.

Da mesma forma que a seção anterior, quando aplicado o degrau de carga mecânica, o torque estimado segue o valor do torque de referência em um espaço de tempo bem curto, em torno de 0,5s. Em todos os cenários, o torque da máquina se comportou de maneira análoga, o que implica dizer que em regime dinâmico, o controle DTC3 se comporta de forma semelhante às outras estratégias. Nesse mesmo contexto, quando o degrau de torque é aplicado, a velocidade rotórica possui um decréscimo em seu valor, que rapidamente é controlada novamente para o seu valor de referência. O tempo para a velocidade ir para o valor de referência após o degrau é em torno de 0,7s. Diante dessa análise em regime dinâmico, nota-se que o DTC3 possui resposta dinâmica quase que idêntica ao DTC1, o que reforça a afirmativa que a reação dinâmica do DTC3 é tão robusta quanto a do DTC1, mostrando que o controle usando vetores virtuais de tensão não prejudica o

Figura 4.19 – Comportamento dinâmico do torque aplicando um degrau na referência  $T_e^*$ 

Fonte: própria do autor.

Figura 4.20 – Comportamento dinâmico da velocidade aplicando um degrau na referência  $\omega_r^*$ .

Fonte: própria do autor.

sistema dinamicamente. Comparando as respostas transitórias entre as estratégias DTC2 e DTC3, verifica-se que seus resultados são semelhantes, demonstrando fatidicamente que

controles com mitigação de harmônicos possuem boas respostas nas respostas das variáveis mecânicas da máquina.

#### 4.4 SUMARIZAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DOS CONTROLES DTC1, DTC2 E DTC3

Por fim, como forma de uma análise complementar das diversas estratégias de controle abordadas (DTC1, DTC2 e DTC3), é realizada uma comparação qualitativa entre elas, elencando vantagens e desvantagens em cada controle abordado junto com suas respectivas características, as quais podem ser visualizadas através da Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Comparação qualitativa entre as estratégias DTC1, DTC2 e DTC3.

	Vantagens	Desvantagens
DTC1	Baixa complexidade de implementação Boa resposta em regime transitório Melhor aproveitamento do barramento CC	Alta oscilação de torque Alto índice de THD Maior dificuldade na operação em baixas velocidades Alta corrente RMS de fase
DTC2	Baixa complexidade de implementação Boa resposta em regime transitório	Média oscilação de torque Médio índice de THD Média corrente RMS de fase Maior dificuldade na operação em baixas velocidades
DTC3-2V	Média complexidade de implementação Boa resposta em regime transitório Baixa corrente RMS de fase	Média oscilação de torque Médio índice de THD Média dificuldade na operação em baixas velocidades
DTC3-4V	Baixa oscilação de torque Baixo índice de THD Baixa corrente RMS de fase Boa resposta em regime transitório	Alta complexidade de implementação Média dificuldade na operação em baixas velocidades
DTC3-8V	Baixíssima oscilação de torque Baixíssimo índice de THD Baixa corrente RMS de fase Boa resposta em regime transitório	Alta complexidade de implementação Média dificuldade na operação em baixas velocidades Aumento do barramento CC

Fonte: elaborado pelo autor.

As estratégias de controle DTC tem alguns problemas, como a desmagnetização e a eficiência do controle de torque, especialmente na região de baixa velocidade. A desmagnetização aparece logo após a posição do vetor de fluxo do estator passar de um determinado setor para o próximo. A aplicação do vetor de tensão nulo dificulta a diminuição do torque desenvolvido na operação em baixa velocidade (LEE et al., 2002). Esses elementos dificultam a implementação das estratégias de controle DTC1, DTC2 e DTC3 a operarem em velocidades baixas, motivo o qual, não foram mostrados resultados em tal faixa de operação neste trabalho.

#### 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulações referentes às três estratégias de controle DTC para uma máquina eneafásica simétrica com três neutros isolados, o DTC1 e o DTC2 em duas situações, minimizando as harmônicas de correntes dos planos  $dq5$  e  $dq7$ , além do DTC3 em três cenários (DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V). Foram mostrados os gráficos das variáveis elétricas (corrente e fluxo) da máquina e as variáveis mecânicas (torque e velocidade) quando submetidas aos controles DTC1, DTC2 e DTC3. Verificou-se que sendo utilizada a técnica DTC2 com a minimização das componentes harmônicas do plano  $dq5$ , obteve-se uma diminuição no conteúdo harmônico da corrente de fase, entretanto os melhores resultados de THD foram obtidos com a técnica DTC3, principalmente a DTC3-8V. Análises em regime dinâmico comprovaram que com a aplicação do DTC2 e DTC3, o sistema não sofre alteração em seu desempenho dinâmico. Em regime permanente, dados e gráficos comprovam que o controle é eficaz nas três estratégias simuladas.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais para duas estratégias de controle estudadas, DTC1 e DTC3, com o propósito de validar de forma experimental o funcionamento das estratégias mencionadas. A princípio, será descrito de forma detalhada a infraestrutura e os equipamentos utilizados para a obtenção dos resultados no laboratório. A apresentação dos resultados experimentais seguem a mesma organização da seção contendo os resultados de simulação: análise em regime permanente e regime dinâmico.

#### 5.1.1 Descrição dos equipamentos e da bancada experimental

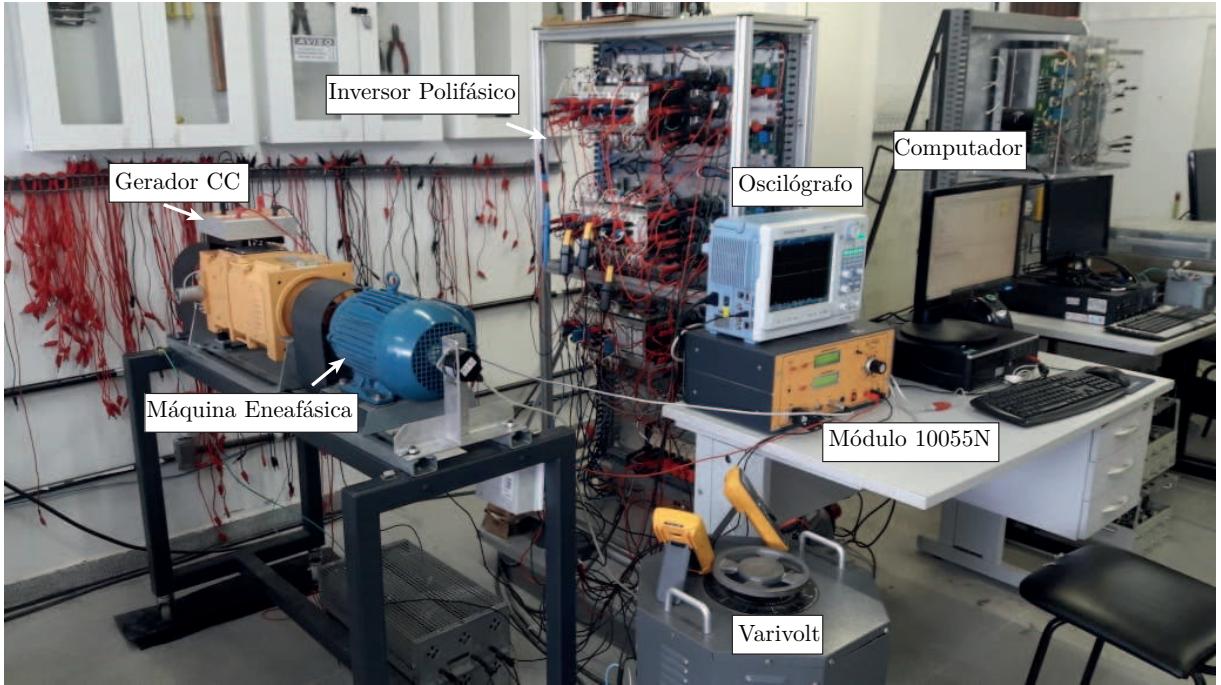
Os resultados foram obtidos através de uma bancada de trabalho localizada no Laboratório de Otimização de Sistemas de Energia (LOSE) vinculado ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - (PPGEE) da UFPB que pode ser visualizada na Figura 5.1. Essa bancada experimental é constituída por um motor de indução eneafásico (rebobinado de 3 para 9 fases) com seus parâmetros inseridos na Tabela 4.1, um gerador de CC da marca De Lorenzo, que tem como função servir de carga mecânica, um oscilógrafo de modelo DL 850E Yokogawa para aquisitar os sinais de corrente e tensão e um inversor polifásico responsável por alimentar o motor. O inversor é constituído por 18 chaves semicondutores eletrônicas da fabricante Semikron modelo SKM50GB123D, comandadas por um processador digital de sinais (do inglês: *Digital Signal Processor*) de modelo TMS320F28379 da empresa Texas Instrument, 12 sensores de correntes modelo LA25-NP, 6 sensores de tensão modelo LV-20, 1 varivolt trifásico de 20 kW para alimentar um retificador trifásico a diodo, responsável por fornecer tensão CC para o barramento. A velocidade do motor é medida através de um encoder incremental de 5000 pulsos/revolução e o torque mecânico aplicado pela carga é medido através de uma célula de carga com escala de 0-50 N.m, onde seus valores são mostrados em um módulo de medição mecânica 10055N da De Lorenzo. A bancada ainda dispõe de um computador que serve como estação de programação com o algoritmo desenvolvido para as estratégias de controle estudadas, por intermédio do *software* Code Composer Studio Versão 7.1.

### 5.2 RESULTADOS COM DTC1 E DTC3

#### 5.2.1 Resultados na operação em regime permanente

Para a obtenção dos resultados experimentais para as estratégias DTC1 e DTC3, foi realizada toda a programação dos algoritmos para as estratégias em linguagem C através da interface gráfica do DSP. Os parâmetros de entrada do sistema para a implementação experimental são os mesmos da Tabela 4.2, com exceção dos ganhos para a malha de

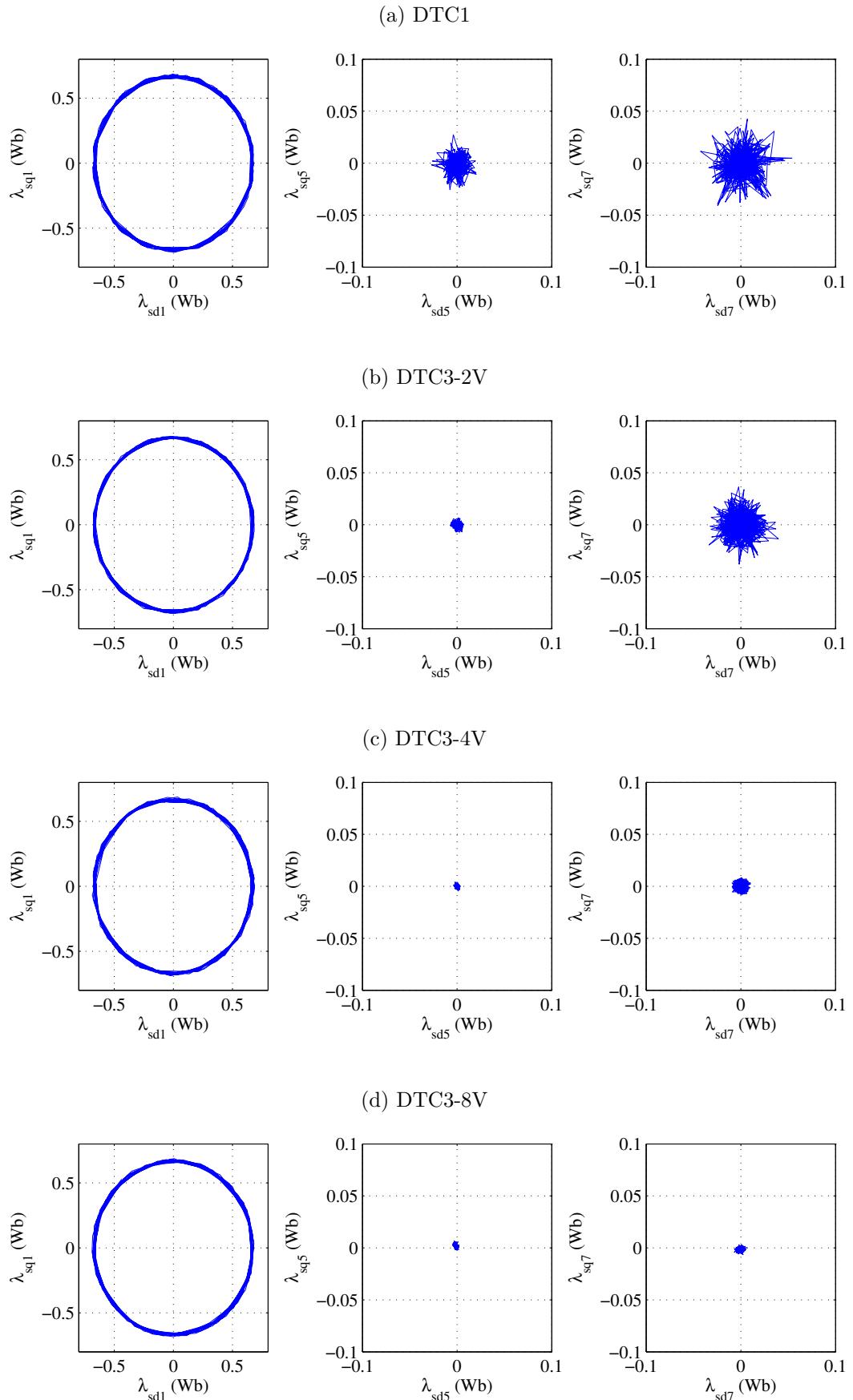
Figura 5.1 – Bancada experimental no LOSE.



Fonte: própria do autor.

velocidade, que ficaram, respectivamente,  $K_{p\omega_r} = 2,418$  e  $K_{i\omega_r} = 0,650$ . Esse ajuste de ganho é necessário, pois na simulação não são levados em consideração diversos fatores que trazem diferença no modelo do sistema inversor-máquina. Para os testes em regime permanente e dinâmico, a máquina eneafásica foi ligada em sua configuração simétrica tendo os seus três neutros isolados, sendo considerada uma referência de velocidade de 1000 rpm, além de ser imposto através do módulo 10050N, uma corrente de carga no gerador CC que impõe no eixo da máquina uma carga mecânica de 4 N.m. Logo após esses ajustes, quando a máquina já está operando em regime permanente é realizada a aquisição dos dados por meio do software de programação do DSP, onde para cada variável é aquisitada com um vetor de 500 pontos. Paralelamente, através do instrumento de medição, são obtidas as formas de onda da tensão e da corrente de fase, além do espectro de frequência com o oscilógrafo para todos os quatro casos de controle analisados. De forma inicial, assim como está disposto no capítulo de resultados de simulação, são plotados os gráficos concernentes aos fluxos nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$ , os quais podem ser vistos na Figura 5.2.

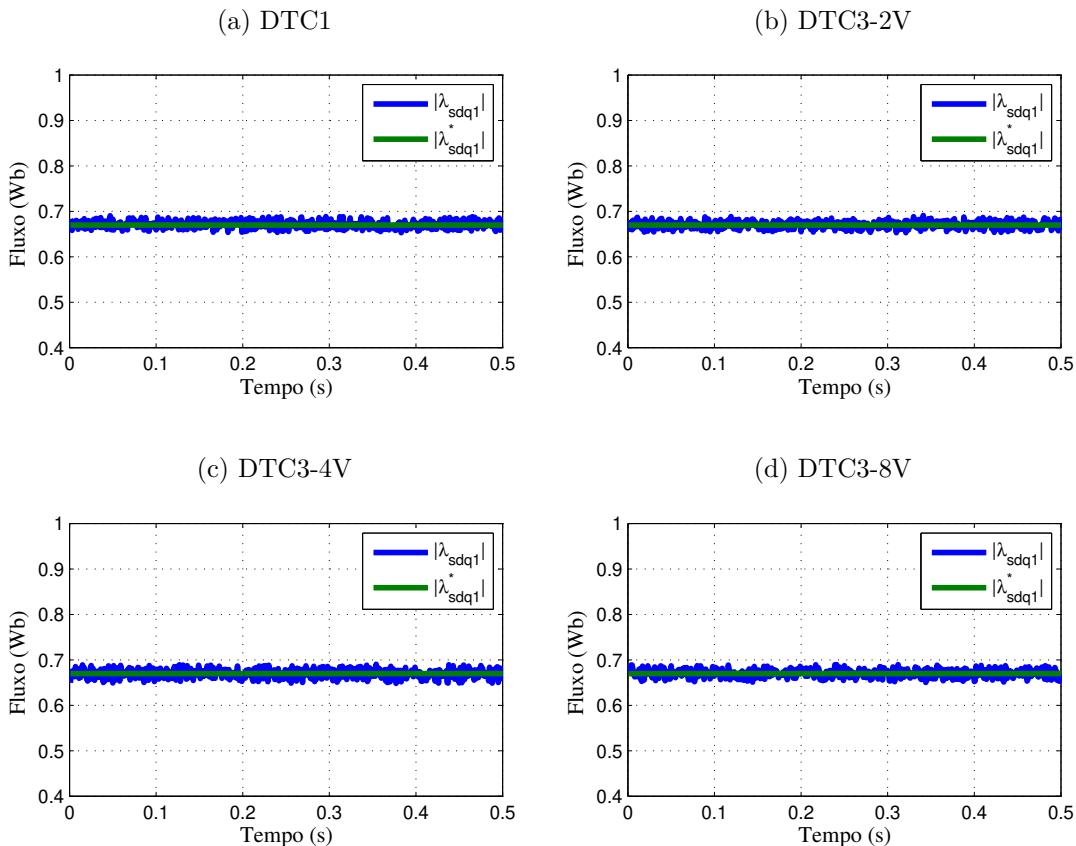
Ao ser realizada uma análise das curvas, é notório perceber que os fluxos estatônicos no plano  $dq1$  em todos os cenários experimentais tiveram sua trajetória circular idênticos aos resultados de simulação. Já os fluxos nos planos harmônicos ( $dq5$  e  $dq7$ ) possuem uma atenuação considerável quando se utiliza as estratégias DTC3, em especial a DTC3-8V (Figura 5.3(d)), que possui valores considerados muito pequenos. Como a produção de fluxos nos planos harmônicos tem redução, consequentemente a taxa de distorção harmônica total também vai possuir reduções, o que será abordado posteriormente. Para

Figura 5.2 – Fluxos estatóricos experimentais nos planos  $dq1, dq5, dq7$ .

Fonte: própria do autor.

a comprovação que o fluxo estimado ficou dentro do limite de sua banda de histerese ajustada no DTC3, foram plotados os gráficos do valor do módulo do fluxo no plano fundamental junto com o seu valor de referência, conforme a Figura 5.3.

Figura 5.3 – Módulo do fluxo estatórico experimental estimado e de referência.

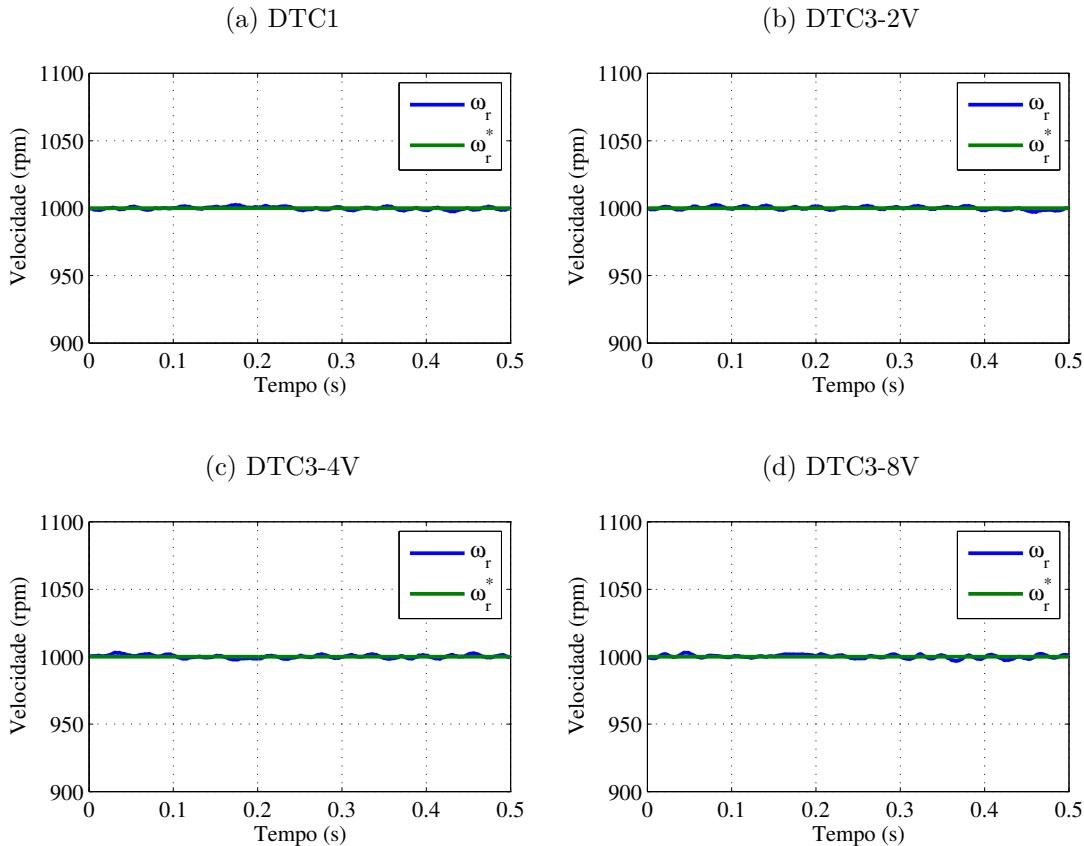


Fonte: própria do autor.

Notoriamente em todos os casos, o comparador de histerese do fluxo conseguiu controlar experimentalmente o valor do fluxo estatórico dentro do seu valor pré-fixado, que é de 0,670 Wb, mostrando que a robustez do controle, mesmo quando a estratégia utiliza vetores virtuais de tensão no estimador de fluxo, demonstrado mais uma vez a fidedignidade aos resultados obtidos em simulação. Nos mesmos moldes do capítulo de resultados de simulações, foram obtidos as curvas de velocidade e torque eletromagnético para os casos do DTC1 e DTC3 experimentalmente. Os dados de velocidade do eixo da máquina foram plotados através do uso de um *encoder* acoplado a ele, enviando os sinais para o DSP que logo foram reunidos em um gráfico. Dessa forma, para os cenários DTC1, DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V as curvas foram traçadas na Figura 5.4.

Em todos os casos, a velocidade no eixo da máquina refletiu um valor muito próximo da referência estipulada experimentalmente (1000 rpm), o que mostra que a malha externa de controle de velocidade obteve a eficácia necessária. O sinal de velocidade aquisitado pelo *encoder* possui um pequeno ruído de tensão provocado pelo chaveamento do inversor, o qual foi mitigado através de um filtro passa baixa digital. Obviamente, a oscilação no

Figura 5.4 – Velocidade rotórica experimental de referência e medida.



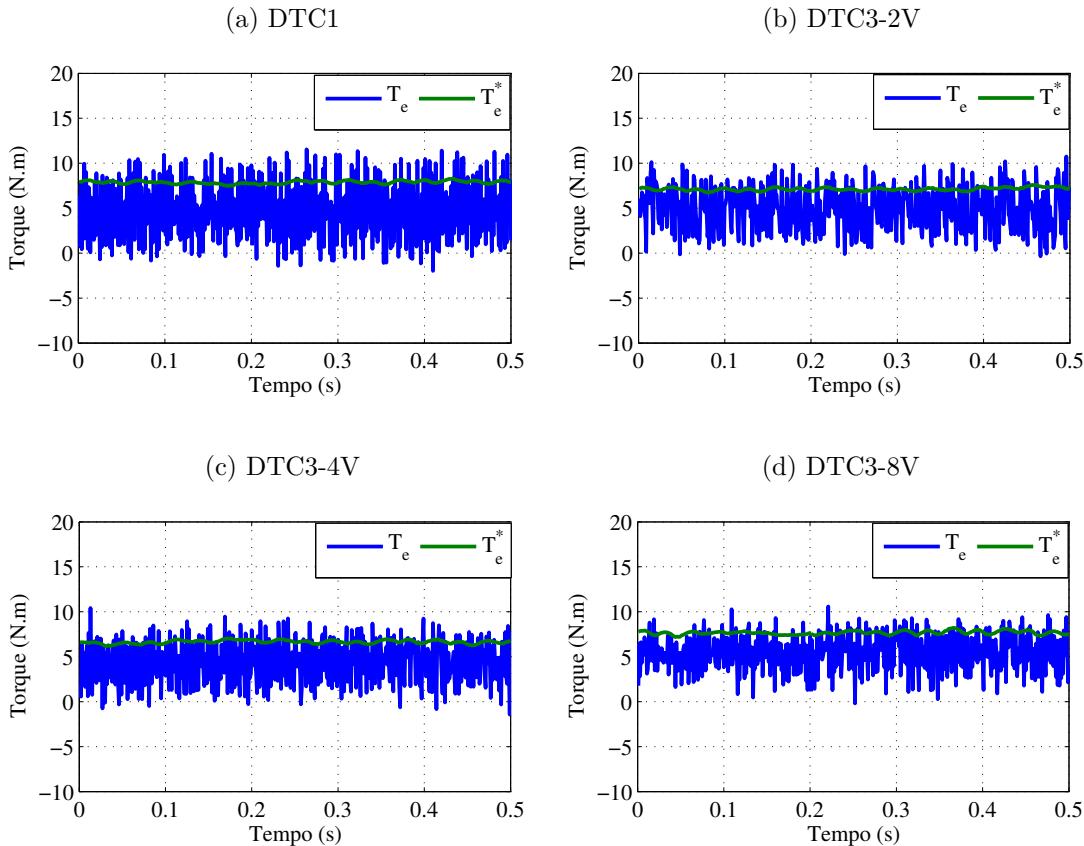
Fonte: própria do autor.

valor medido de velocidade é um pouco maior do que nos resultados simulacionais, mas não ultrapassa em nenhum dos casos 1% da velocidade de referência.

Já para a medição do torque eletromagnético, foram examinados os valores do torque de referência e estimados da máquina, oriundos do estimador que usa os fluxos e correntes estatôricos experimentais. Depois de acionado a máquina em vazio, ajusta-se a carga mecânica para 4 N.m, através do aumento da corrente de campo do gerador de CC. Para a medição do torque mecânico da máquina, foi utilizado uma célula de carga acoplado a uma plataforma que serve de suporte para o gerador CC. O sinal da célula de carga é enviado para o módulo 10055N De Lorenzo, o qual através de um transdutor, exibe o valor do torque em tempo real. Os gráficos contendo as curvas concernentes ao torque estimado e de referência podem ser visualizados na Figura 5.5.

Ao se analisar os gráficos de torque, notoriamente enxerga-se que o valor do torque de referência fica acima do valor obtido em simulação em todos os cenários. Isso se deve ao fato do sistema mecânico acoplado a máquina possuir um coeficiente de atrito elevado, adicionando mais carga ao eixo. O fator mais preponderante nesse quesito é o fato da máquina eneafásica utilizada no laboratório possuir uma distribuição dos enrolamentos de forma concentrada, ou seja, harmônicos de fluxo podem produzir torque útil no eixo

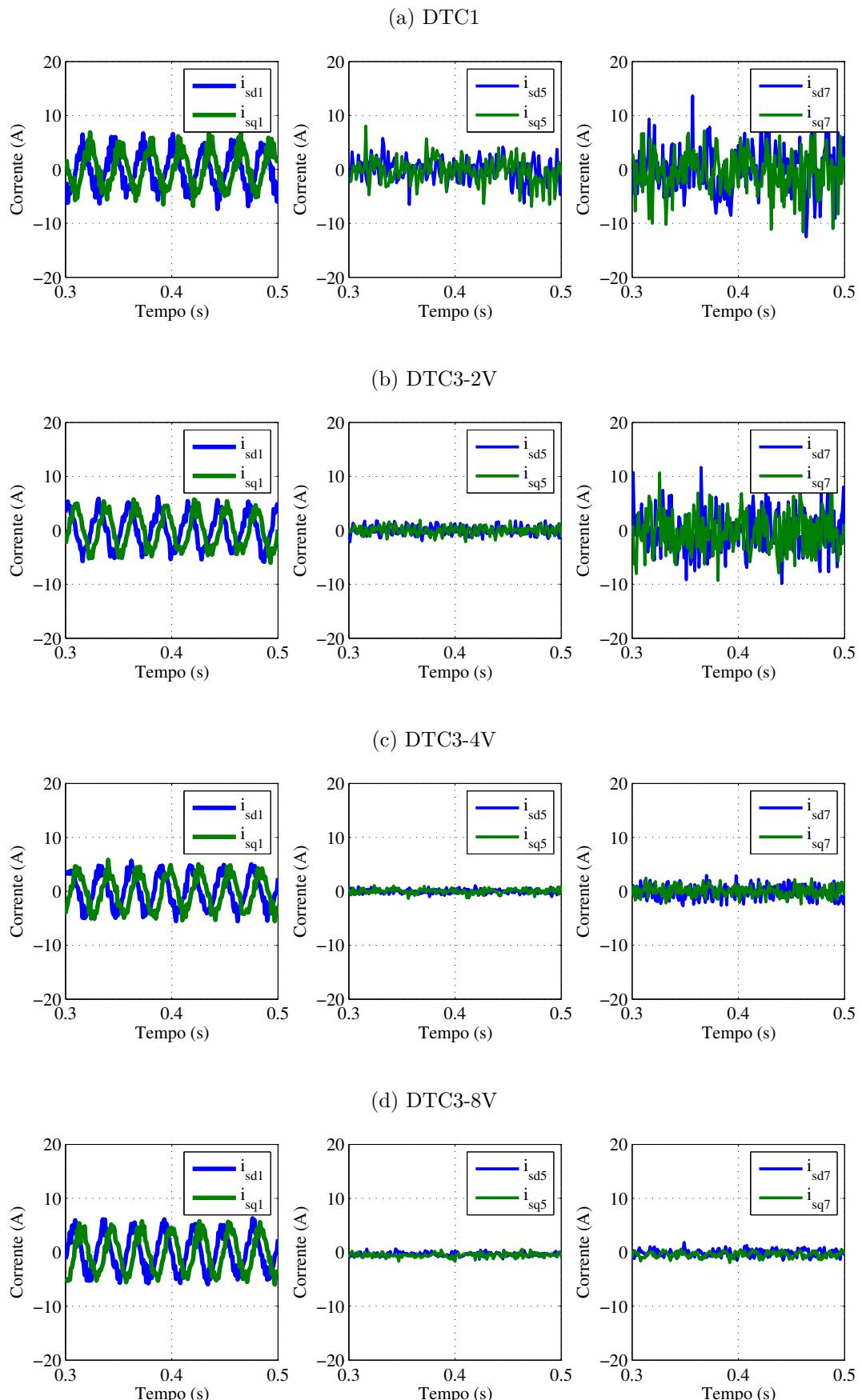
Figura 5.5 – Torque experimental de referência e estimado.



Fonte: própria do autor.

da máquina, contribuindo ainda mais para a elevação do valor de referência. Já para o torque estimado, sua oscilação possui números maiores do que os resultados simulacionais para as estratégias, já que são usadas as correntes medidas da máquina para estimar o torque, onde essas correntes possuem valores com maiores oscilações. Em todos os cenários experimentais, foi comprovado que o comparador de três níveis para o torque manteve o valor estimado próximo a seu valor de referência, validando experimentalmente as estratégias DTC1 e DTC3. Analisando a oscilação de torque experimental, observa-se que na Figura 5.5(d) que o DTC3 possui uma menor oscilação para todos os casos obtidos, principalmente em relação ao DTC1, como na Figura 5.5(a), mostrando que com o DTC3-8V há uma diminuição significativa no *ripple* do torque. Prosseguindo com a análise dos resultados experimentais, foram plotados os gráficos das correntes estatóricas transformadas nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$ , tal como foi realizado em simulação, com o objetivo de comparar e validar as estratégias de controle desenvolvidas. Diante disso, as curvas podem ser visualizadas na Figura 5.6.

Verificando as curvas da Figura 5.6 nota-se que as estratégias DTC3 realizam uma mitigação nas correntes harmônicas. Nesse caso são analisadas as harmônicas de quinta e sétima, mapeadas e usadas como referência na estratégia. No controle DTC1, não há supressão de correntes harmônicas, o que mostra que os valores de correntes nos planos

Figura 5.6 – Correntes estatóricas experimentais nos planos  $dq1$ ,  $dq5$  e  $dq7$ .

Fonte: própria do autor.

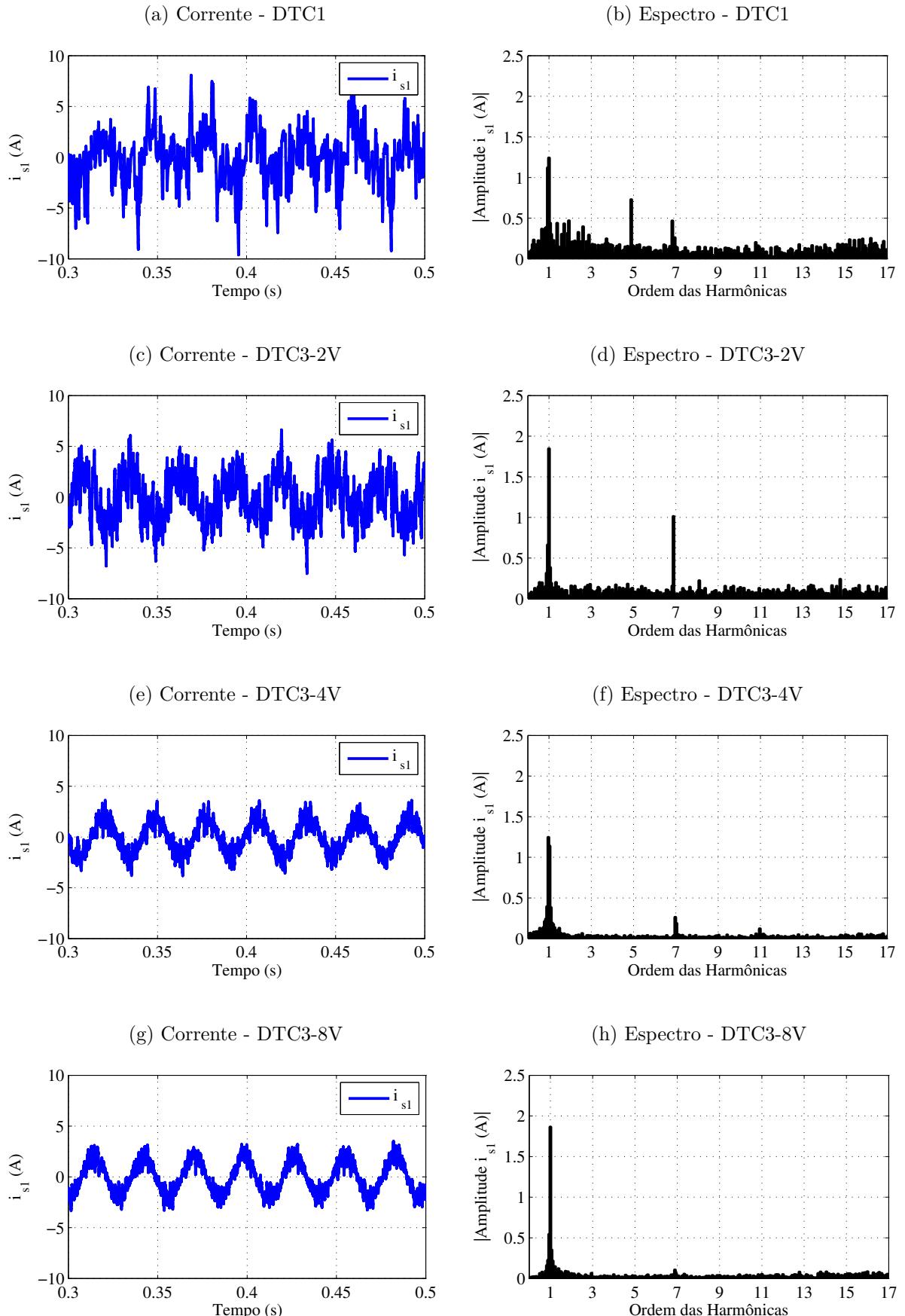
de ordem mais baixa são elevados, trazendo para as correntes de fase estatóricas alta distorção harmônica. Nas estratégias DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V, existe a aplicação de vetores virtuais de tensão com o objetivo principal de diminuir a correntes nesses planos, o que pode ser comprovado através das Figuras 5.6(b), 5.6(c) e 5.6(d), com ênfase para o DTC3-8V, o qual apresenta a maior redução de correntes harmônicas nos planos. Para fundamentar essa afirmativa, gráficos contendo a curva de corrente de fase e seu respectivo espectro de frequência foram plotados através da Figura 5.7 para os cenários DTC1, DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V.

Examinando as curvas de corrente com seus respectivos espectros, infere-se que o DTC1 experimental é a estratégia que apresenta maior distorção harmônica, o que pode ser comprovado pela forma de onda de corrente na fase 1, que não aparenta ser uma onda senoidal. As harmônicas de quinta e sétima ordem são as mais significativas, tendo em vista que não são mitigadas nessa estratégia. Por esse motivo, o valor da THD é alto, em torno de 159,73%. Nota-se também que em seu espectro aparecem frequências em quase toda a sua extensão por conta do chaveamento oriundo da histerese. Como a THD nesse caso é bem elevada, ocasiona várias perdas no sistema, a citar perdas no cobre do estator da máquina, trazendo uma menor eficiência.

No cenário DTC3-2V, é possível enxergar que a quinta harmônica tem seu valor drasticamente reduzido, por conta do uso do vetor virtual de tensão para esse fim, entretanto a componente de sétima tem seu valor elevado, já que também nesse cenário, não há a produção média de tensão nula para esse plano, ficando com uma THD de 98,42%. Assim, existe uma expressiva melhoria na distorção harmônica total. No DTC3-4V, a mitigação dos planos harmônicos de baixa ordem ( $5^\circ$  e  $7^\circ$ ) são realizadas de forma paralela, trazendo uma forma de onda da corrente bem mais senoidal e com um espectro onde se observa que a componente de quinta harmônica praticamente fica nula e a de sétima assume um valor bem pequeno, comprovando de forma experimental que o uso dos vetores virtuais de tensão no DTC3 traz uma melhora substancial na THD da corrente, que nessa conjuntura, é de 47,41%.

Por último e a mais importante é a análise da corrente de fase no cenário DTC3-8V. Através dela, consegue-se inferir que o formato de onda da corrente é mais senoidal do que todos os outros casos, com menos ruído em sua composição. Isso pode ser validado ao examinar o espectro de frequência da corrente, onde pode-se afirmar que as componentes de quinta e sétima harmônica estão praticamente nulas, ensejando uma melhoria em relação ao DTC3-4V. A componente de frequência mais significativa é a da fundamental, a qual concentra praticamente toda a energia do sinal. Seu valor é maior do que no caso do DTC3-4V devido à concentração do sinal de corrente praticamente apenas na frequência fundamental. Como a tensão no barramento CC tem seu valor aumentado para esse experimento, naturalmente a corrente RMS da fase 1 terá um incremento no seu

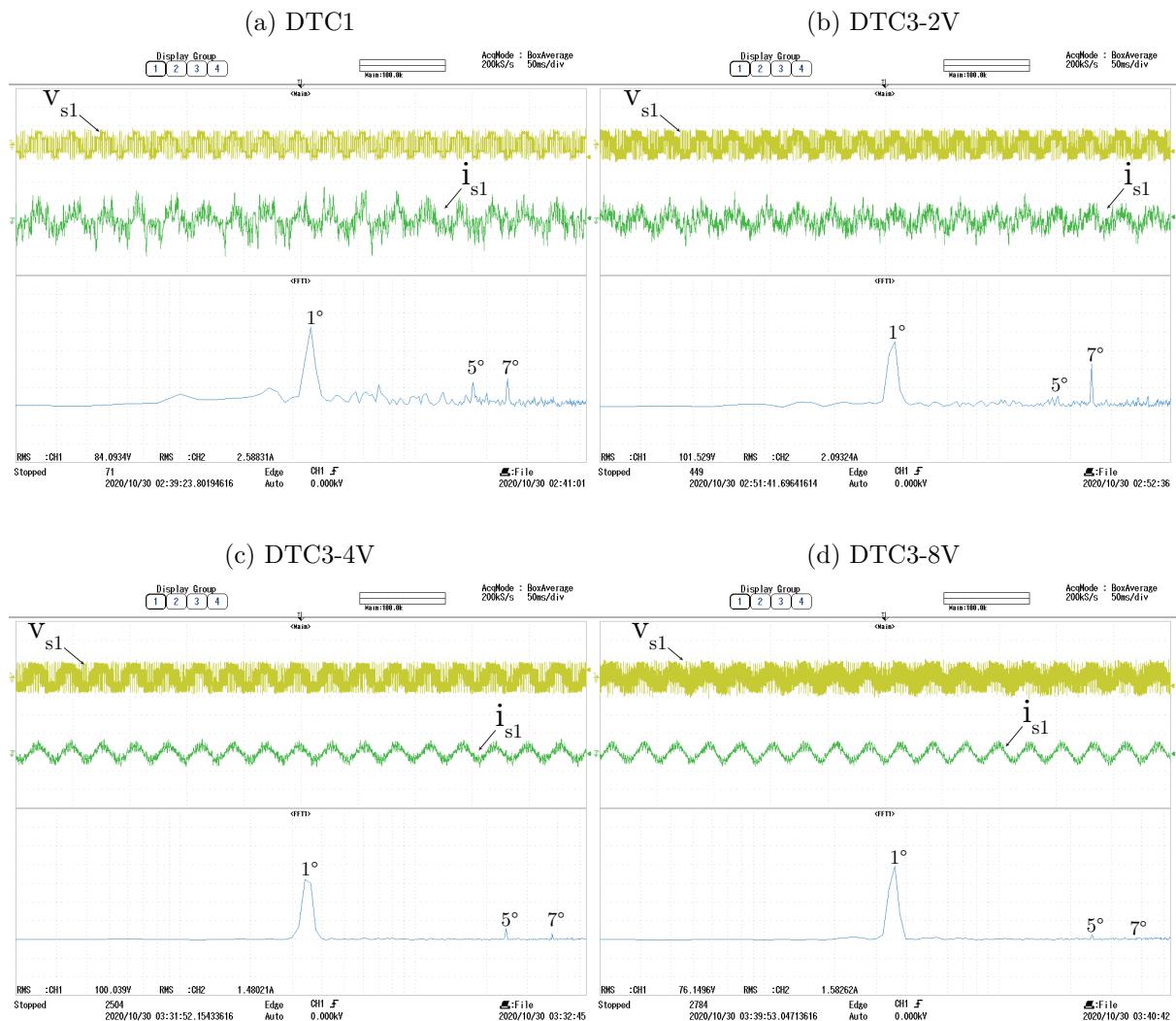
Figura 5.7 – Corrente e espectro de frequência experimental da fase 1 (DTC1 e DTC3).



Fonte: própria do autor.

valor. Como o seu espectro possui praticamente apenas a componente de ordem um, é de se esperar que o índice da THD tenha um valor menor do que todos os outros casos, o que de fato é justificado pelo índice de 33,51%, constatando que essa estratégia é a melhor em termos de redução de correntes harmônicas e legitimando os resultados obtidos em simulação. Como forma de solidificar ainda mais os resultados experimentais, foram aquisitados os gráficos da tensão e corrente da fase 1, além do espectro de frequência através do oscilógrafo, sendo plotados na Figura 5.8. Já a Tabela 5.1 reúne os valores de corrente RMS e THD para os experimentos apresentados nessa seção.

Figura 5.8 – Tensão (200V/div), corrente (5A/div) e espectro de frequência experimentais da fase 1 obtidos pelo oscilógrafo.



Fonte: própria do autor.

Tabela 5.1 – Comparaçāo do desempenho experimental das estratégias DTC1 e DTC3.

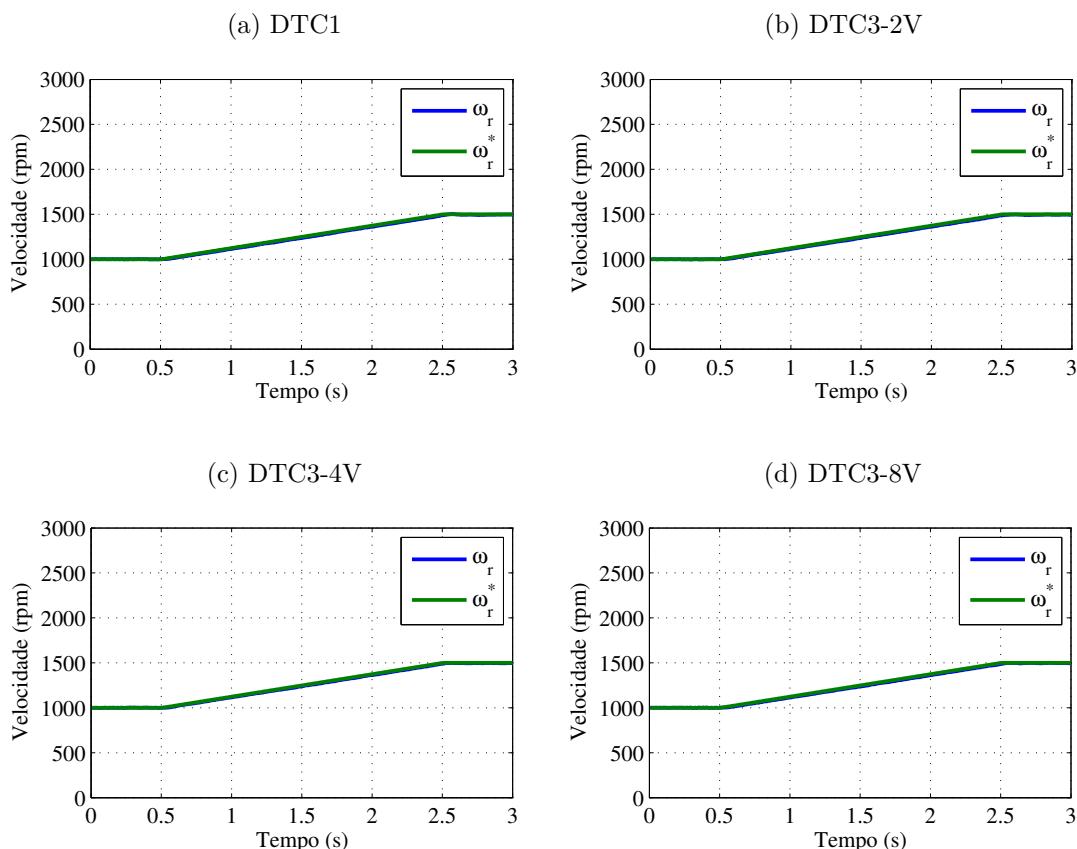
Carga Mecânica = 4 N.m Velocidade = 1000 rpm	DTC1	DTC3-2V	DTC3-4V	DTC3-8V
THD da corrente na Fase 1 (%)	159,73	98,42	47,41	33,51
Corrente RMS (A)	2,58	2,09	1,45	1,56

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.2 Resultados na operação em regime dinâmico

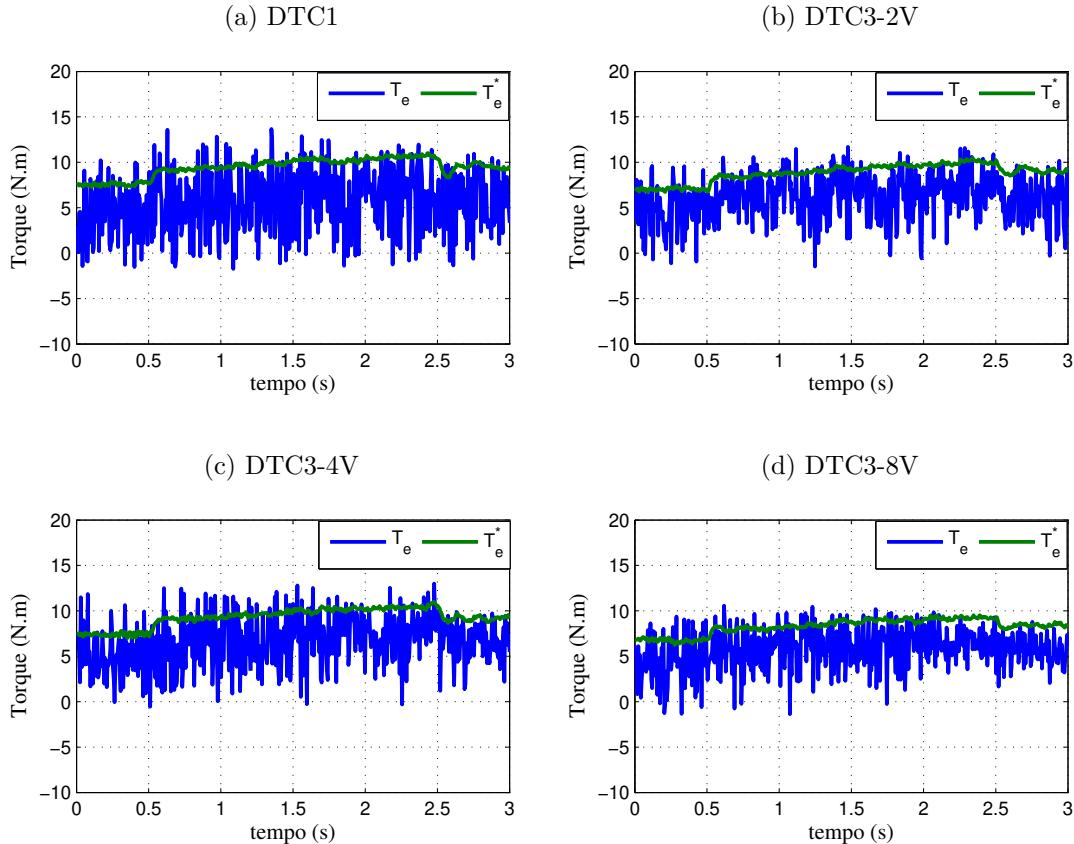
Para a validação da operação em regime dinâmico dos controles DTC1 e DTC3, foram realizados testes transitórios que consistiram basicamente em duas etapas: primeiramente foi realizado um teste onde foi aplicada uma rampa na referência de velocidade com duração de 2s, entre o intervalo de tempo 0,5 – 2,5s, indo de 1000 até 1500 rpm, submetendo a máquina em todo esse intervalo a uma carga mecânica de 4 N.m. Posteriormente, outro teste foi realizado, nesse caso aplicando um degrau de torque de carga mecânica no intervalo de tempo 0,5s, sendo a máquina operando com uma velocidade de 1000 rpm. Para essa condição, é necessário salientar que o valor do torque de referência no degrau possui uma inclinação, devido à dificuldade de se colocar carga mecânica de forma instantânea na máquina através do módulo 10055N. Esse retardo traz essa inclinação, mas não influencia na análise do teste. Sendo assim, para o primeiro teste com a rampa de velocidade, foram traçados os gráficos das velocidades do rotor da máquina junto com seu valor de referência e do torque eletromagnético estimado junto também de seu valor de referência considerando o mesmo intervalo, os quais são contidos nas Figuras 5.9 e 5.10, respectivamente.

Figura 5.9 – Comportamento dinâmico experimental da velocidade aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ .



Fonte: própria do autor.

Figura 5.10 – Comportamento dinâmico experimental do torque aplicando uma rampa na referência  $\omega_r^*$ .



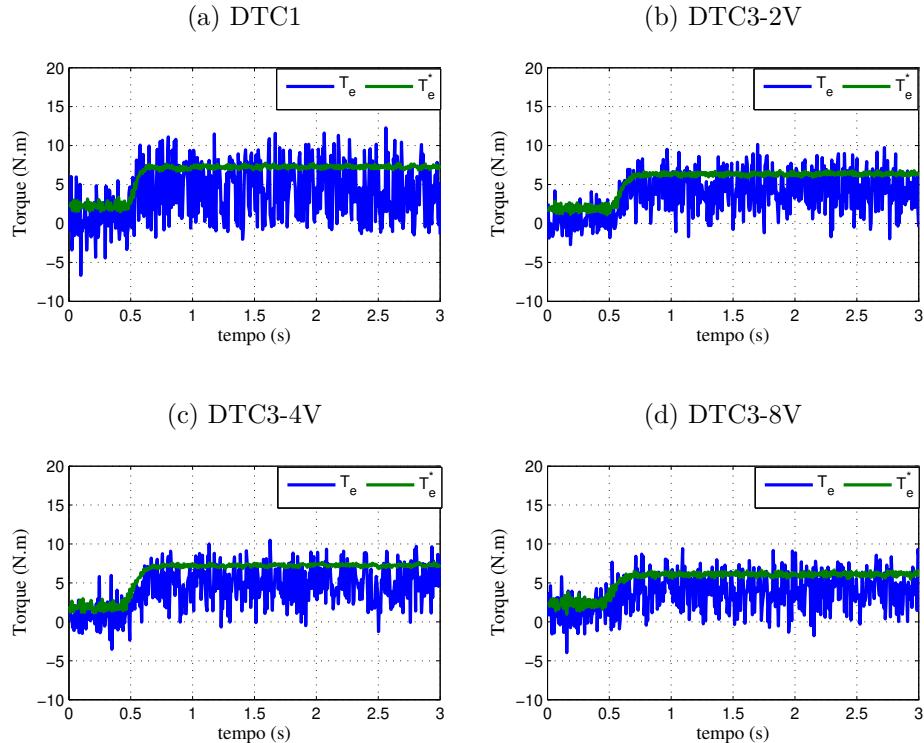
Fonte: própria do autor.

Nitidamente, em todos os cenários experimentais a velocidade do rotor da máquina foi controlada durante o transiente, o que mostra a robustez e boa resposta dinâmica do controle DTC1 e DTC3, comprovando os fatos outrora obtidos em resultados de simulações. Já analisando as curvas de torque, notoriamente seus valores se modificam por conta da mudança da velocidade, sendo prontamente controlados em torno dos seus valores de referência. Um ponto a ser salientado é que quando acontece o aumento da velocidade, o valor do torque de referência também se eleva, devido ao uso do gerador CC como carga, onde o valor de carga mecânica aumenta proporcionalmente a velocidade com a mesma corrente de campo.

O segundo teste realizado para o regime dinâmico foi a inserção de um degrau de torque no instante de tempo aproximado de  $0,5s$ . O degrau possui uma pequena inclinação em seu valor de imposição pelos motivos já mencionados. Nesse caso, a máquina parte em vazio e logo depois é inserido uma carga mecânica de  $4\text{ N.m}$ , sendo capturados os pontos no *software* e logo após plotados os gráficos de torque e velocidade para essa condição, onde suas curvas podem ser observadas nas Figuras 5.11 e 5.12.

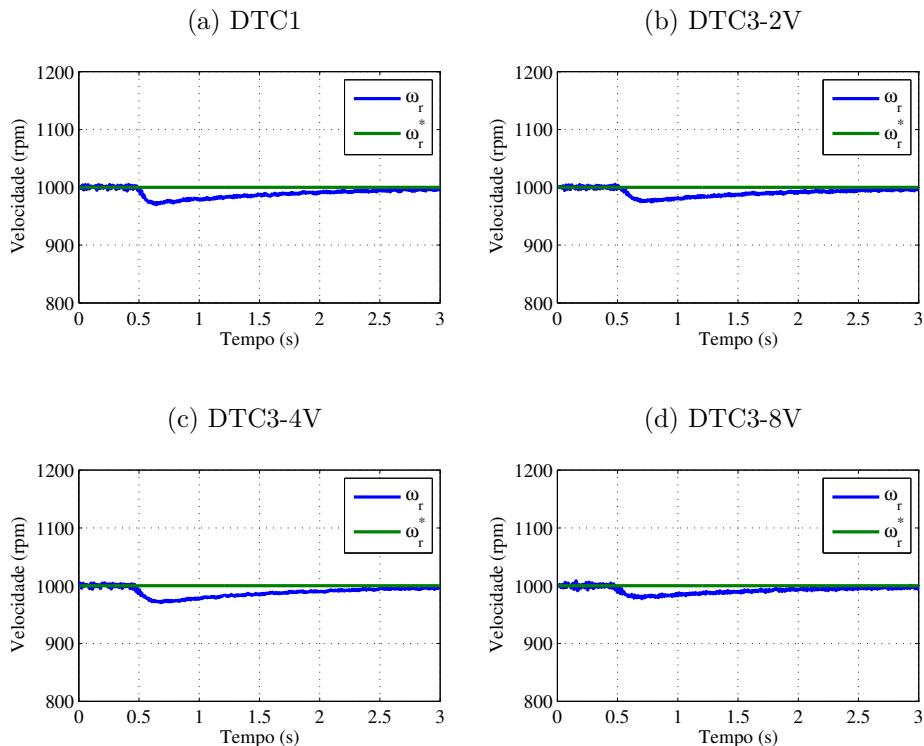
Em todos as conjunturas experimentais, o torque seguiu o valor de referência, tendo as menores oscilações quando existe a aplicação do controle DTC utilizando os vetores

Figura 5.11 – Comportamento dinâmico experimental do torque aplicando um degrau na referência  $T_e^*$



Fonte: própria do autor.

Figura 5.12 – Comportamento dinâmico experimental da velocidade aplicando um degrau na referência  $\omega_r^*$ .



Fonte: própria do autor.

virtuais. Dinamicamente, através desses ensaios verifica-se que a aplicação do DTC3 não influencia negativamente na dinâmica do sistema de acionamento, se comportando de forma análoga nos quatro cenários e muito similar com os resultados obtidos em simulação. Nesse mesmo intervalo, são plotados os gráficos da velocidade, onde se observa claramente que em todos os experimentos a velocidade da máquina tem seu valor diminuído quando a carga mecânica é inserida, demorando cerca de 2s aproximadamente para ser controlada em seu valor de referência. A diferença desse comportamento experimental em relação a simulação é a dificuldade de aplicação do degrau de carga mecânica no experimento, como descrito anteriormente. De posse desses resultados experimentais em regime transitório, é possível validar as características dinâmicas e boa regulação de velocidade e torque durante os testes, classificando os resultados como satisfatórios.

Testes experimentais com velocidades baixas foram realizados para o DTC1 e todos os casos do DTC3, nos regimes permanente e dinâmico, onde pode-se constatar a dificuldade de regulação dos controles nessa faixa de operação ( $<700$  rpm), trazendo essa desvantagem para essas estratégias estudadas como anteriormente citado.

### 5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais para o controle DTC1 e DTC3. Esses resultados foram obtidos através de dois testes realizados em regime permanente e dinâmico. A análise em regime permanente permitiu concluir que as estratégias de controle de torque aplicando vetores virtuais de tensão foram as que possuíram menor taxa de distorção harmônica nas correntes de fase da máquina eneafásica, com destaque para o DTC3-8V, onde foram obtidos os melhores resultados. Gráficos de variáveis elétricas e mecânicas oriundas da máquina corroboraram para a afirmação dessa propositura para todos os cenários experimentais, inclusive os obtidos através de instrumentos de medição. Por intermédio do teste em regime dinâmico, comprovou-se que ao ser aplicado mudanças nas referências de velocidade e torque da máquina, o DTC3 controlou essas variáveis em tempos bem pequenos, mostrando assim boa resposta dinâmica. Todas as análises sempre foram realizadas de forma a comparar os resultados dos quatro cenários, evidenciando qual estratégia possui os melhores índices.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

### 6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foi discutida a representatividade das máquinas elétricas, em específico, os motores elétricos de indução na matriz energética brasileira e sua importância nos sistemas motrizes fabris. Como a atuação dessas máquinas é estratégica do ponto de vista financeiro, fazia-se necessário estudos que trouxessem uma maior eficiência no uso das máquinas e nas suas estratégias de acionamento. Nessa temática, foram apresentadas as vantagens de se utilizar as máquinas elétricas de indução multifásicas, além de abordar as suas diversas aplicações. Uma revisão bibliográfica sobre as máquinas multifásicas e sistemas de acionamento foi realizada, dando ênfase à máquina estudada no trabalho, que no caso é a de nove fases, junto com a estratégia de controle DTC.

Foi apresentado um modelo matemático da máquina de indução eneafásica com rotor de gaiola de esquilo, na configuração simétrica e com três neutros isolados em suas variáveis primitivas. Foi mostrada a transformação do modelo primitivo para o modelo  $dq$  utilizando-se a técnica SVD, com o intuito de simplificação do modelo para o desenvolvimento da estratégia de controle estudada. Um conversor de tensão com nove braços de dois níveis também é modelado matematicamente neste trabalho.

De posse do modelo matemático da máquina eneafásica e do conversor, foi estudada e desenvolvida uma estratégia de controle DTC clássica (DTC1) para uma máquina de nove fases, apresentando detalhadamente a concepção e o funcionamento de cada bloco do seu sistema de controle. Da mesma forma, foi proposta uma estratégia de controle DTC com uma tabela de chaveamento modificada (DTC2), com o objetivo de reduzir componentes harmônicas de corrente nas fases da máquina eneafásica. Nessa nova estratégia, os vetores de fluxos nos planos harmônicos são levados em consideração e um comparador por histerese é utilizado, minimizando as componentes harmônicas nos planos espaciais harmônicos, ao ser aplicado um vetor de tensão específico para tal finalidade. Outra estratégia de controle direto de torque foi desenvolvida nesse trabalho (DTC3), sendo essa baseada na aplicação de vetores virtuais de tensão em intervalos de tempos distintos durante um período de chaveamento do conversor, com o intuito de produzir tensão média nula nos planos harmônicos de baixa ordem, fazendo assim a corrente de fase possuir uma menor distorção harmônica.

Foram realizadas simulações utilizando linguagem de programação C e Matlab em regime permanente e dinâmico, e seus resultados validaram as técnicas DTC2 e DTC3 propostas. O método DTC2 já foi discutido na literatura para um sistema de acionamento de seis fases. Neste trabalho, foi realizada a técnica DTC2 com minimização das componentes harmônicas de corrente dos planos  $dq5$  e  $dq7$  separadamente para uma máquina de nove

fases. O objetivo geral é mitigar ao máximo essas componentes, pois elas geram perdas de potência e distorção nas correntes de fase da máquina. Já para o DTC3, foram analisados os cenários com dois, quatro e oito vetores de tensão emulando um vetor virtual, denominados de DTC3-2V, DTC3-4V e DTC3-8V, onde esse última é uma técnica ainda não relatada na literatura. Resultados de simulação comprovaram que a técnica DTC3-8V foi a que obteve os melhores índices entre todas, apresentando a menor taxa de distorção harmônica total na corrente de 33,51%. Foi comprovado através da análise em regime dinâmico que o desempenho transitório do sistema não é afetado pelo uso do DTC2 e DTC3 quando comparados ao DTC1, mostrando respostas satisfatórias no controle do torque e velocidade. Por fim, foram realizados testes experimentais em uma bancada no laboratório para as técnicas DTC1 e DTC3, com a finalidade de validação das estratégias estudadas e simuladas. Através desses experimentos, foi possível enxergar que a estratégia DTC3-8V de fato é a que possui menor conteúdo harmônico e boa resposta transitória, legitimando de fato os resultados obtidos em simulação.

## 6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade do trabalho, pode ser realizado um estudo utilizando a estratégia de controle DTC3 a ser aplicada em uma máquina assimétrica, para comparação dos resultados com a configuração simétrica. Simulações realizadas de forma preliminar mostram que o desempenho nas duas configurações possuem resultados semelhantes para uma máquina com nove fases. Outras sugestões que podem ser abordadas como trabalhos futuros são descritas a seguir:

- Utilização de uma estratégia DTC que injete componentes harmônicas de tensão, nesse caso com o objetivo de aumentar o torque eletromagnético da máquina em valores pré-definidos;
- Desenvolvimento de estratégias tolerantes a faltas em conjunto com o DTC3 para máquinas eneafásicas, vertentes ainda pouco exploradas pela comunidade científica. Essa estratégias trazem bastante benefício na operação de máquinas multifásicas, principalmente para aquelas que possuem mais graus de liberdade para os controles;
- Estudo do DTC3 com estratégia de chaveamento para baixas velocidades.

## REFERÊNCIAS

- ABB. *Boosting industrial profitability with energy efficient drives and motors.* 2016. Disponível em: <<https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=3AUA0000087517&LanguageCode=en&DocumentPartId=1&Action=Launch>>. Acesso em: Dec. 2020.
- ABBAS, M. A.; CHRISTEN, R.; JAHNS, T. M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 1251–1259, 1984.
- ABDEL-KHALIK, A. S.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S. Nine-phase six-terminal induction machine modeling using vector space decomposition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 2, p. 988–1000, 2018.
- ACIEGO, J. J.; PRIETO, I. G.; DURAN, M. J. Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 7, n. 1, p. 321–330, 2018.
- ALCHAREA, R. et al. Direct torque control for six-phase symmetrical induction machines. In: IEEE. *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.], 2008. p. 3090–3095.
- ALGER, P. L.; FREIBURGHOUSE, E.; CHASE, D. Double windings for turbine alternators. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, IEEE, v. 49, n. 1, p. 226–244, 1930.
- BARTON, T. The double winding generator. *General Electric Review*, p. 302–308, 1929.
- BASTOS, R. et al. Modelling and analysis of a nine-phase induction motor with third harmonic current injection. In: IEEE. *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.], 2015. p. 688–694.
- BERMUDEZ, M. et al. An experimental assessment of open-phase fault-tolerant virtual-vector-based direct torque control in five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 2774–2784, 2017.
- BIM, E. *Máquinas elétricas e acionamento*. 1. ed. Rio de Janeiro: Elsevier Brasil, 2009.
- BLASCHKE, F. A new method for the structural decoupling of ac induction machines. In: *Conf. Rec. IFAC*. [S.l.: s.n.], 1971. v. 1, p. 1–15.
- BOJOI, R. et al. Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives. In: IEEE. *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 818–825.
- BUJA, G.; CASADEI, D.; SERRA, G. Direct torque control of induction motor drives. In: IEEE. *ISIE'97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.], 1997. v. 1, p. TU2–TU8.
- BUJA, G. S.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors-a survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 51, n. 4, p. 744–757, 2004.

- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 17, n. 5, p. 779–787, 2002.
- CHE, H. S. et al. Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 10, p. 5406–5416, 2013.
- DAINEZ, P. S. *Modelagem de um motor de indução hexafásico assimétrico e redução de seus harmônicos de corrente por um controlador P-BSNN*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, São Paulo, 2016.
- de Souza, T. S.; Bastos, R. R.; Filho, B. J. C. Modeling and control of a nine-phase induction machine with open phases. In: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–9.
- DEPENBROCK, M. *Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines* ‘*IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. [S.l.]: PE-3, 1988.
- DUJIC, D.; JONES, M.; LEVI, E. Space vector pwm for nine-phase vsi with sinusoidal output voltage generation: Analysis and implementation. In: *IEEE. IECON 2007-33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2007. p. 1524–1529.
- DURAN, M. J.; LEVI, E. Multi-dimensional approach to multi-phase space vector pulse width modulation. In: *IEEE. IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.], 2006. p. 2103–2108.
- FRANCHI, C. M. *Acionamentos Elétricos*. 1. ed. São Paulo: Editora Érica, 2008.
- FREITAS, I. S. de. *Sistemas de Acionamento Estático Usando Máquinas de Indução Polifásicas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2005.
- FREITAS, I. S. de et al. An integration algorithm for induction motor stator flux estimation with dc offset compensation. In: *IEEE. XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.], 2011. p. 1095–1099.
- \_\_\_\_\_. Twelve-phase induction machine analysis with harmonic injection. In: *IEEE. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2018. p. 1611–1618.
- GAO, Y.; PARSA, L. Modified direct torque control of five-phase permanent magnet synchronous motor drives. In: *IEEE. APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.], 2007. p. 1428–1433.
- GARCIA-ENTRAMBASAGUAS, P. et al. Direct torque and predictive control strategies in nine-phase electric drives using virtual voltage vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, 2019.
- GAUTAM, A.; KARUGABA, S.; OJO, J. Modeling of nine-phase interior permanent magnet machines (ipm) including harmonic effects. In: *IEEE. 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. [S.l.], 2011. p. 681–686.

- GONZALEZ-PRIETO, I. et al. Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 1, p. 27–37, 2017.
- GOPAKUMAR, K. et al. Modified current source inverter fed induction motor drive with reduced torque pulsations. In: IET. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. [S.l.], 1984. v. 131, n. 4, p. 159–164.
- GRANDI, G.; SERRA, G. et al. Space vector modulation of a nine-phase voltage source inverter. In: IEEE. *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.], 2007. p. 431–436.
- GRANDI, G.; SERRA, G.; TANI, A. Space vector modulation of nine-phase voltage source inverters based on three-phase decomposition. In: IEEE. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.], 2007. p. 1–12.
- HADIOUCHE, D.; BAGHLI, L.; REZZOUG, A. Space-vector pwm techniques for dual three-phase ac machine: analysis, performance evaluation, and dsp implementation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 42, n. 4, p. 1112–1122, 2006.
- HADIOUCHE, D.; RAZIK, H.; REZZOUG, A. Study and simulation of space vector pwm control of double-star induction motors. In: IEEE. *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000 (Cat. No. 00TH8529)*. [S.l.], 2000. p. 42–47.
- HATUA, K.; RANGANATHAN, V. Direct torque control schemes for split-phase induction machine. In: IEEE. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.], 2004. v. 1.
- HOANG, K.; ZHU, Z.; FOSTER, M. Optimum look-up table for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual three-phase permanent magnet brushless ac machine drives. IET, 2012.
- HOANG, K. D. et al. Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives. *IET Electric Power Applications*, IET, v. 9, n. 1, p. 10–19, 2014.
- HOLTZ, J. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, 2002.
- HOLTZ, J.; QUAN, J. Drift-and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 39, n. 4, p. 1052–1060, 2003.
- IQBAL, A. et al. Indirect rotor flux oriented control of a seven-phase induction motor drive. In: IEEE. *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.], 2006. p. 440–445.
- JACOBINA, C. B. *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. UFCG, Campina Grande, 2005.
- JUNG, E. et al. A nine-phase permanent-magnet motor drive system for an ultrahigh-speed elevator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 3, p. 987–995, 2012.

- KARAMPURI, R. et al. Extension of the dtc technique to multiphase induction motor drives using any odd number of phases. In: IEEE. *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.I.], 2014. p. 1–6.
- KELLY, J. W.; STRANGAS, E. G.; MILLER, J. M. Multiphase space vector pulse width modulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 18, n. 2, p. 259–264, 2003.
- KIM, H. et al. Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications. In: IEEE. *2013 International Electric Machines & Drives Conference*. [S.I.], 2013. p. 172–179.
- KOU, B. et al. Control strategy for nine phase maglev permanent magnet synchronous planar motors driven by composite current. In: IEEE. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.I.], 2014. p. 1293–1296.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. *Power system stability and control*. [S.I.]: McGraw-hill New York, 1994. v. 7.
- LEE, K.-B. et al. Torque ripple reduction in dtc of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 17, n. 2, p. 255–264, 2002.
- LEVI, E. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 55, n. 5, p. 1893–1909, 2008.
- LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives—a technology status review. *IET Electric Power Applications*, IET, v. 1, n. 4, p. 489–516, 2007.
- LI, F. et al. Analysis of fault tolerant control for a nine-phase flux-switching permanent magnet machine. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 50, n. 11, p. 1–4, 2014.
- LIPO, T. A dq model for six phase induction machines. In: *Proceedings on International Eletric Machines Conference*. [S.I.: s.n.], 1980. p. 860–867.
- LIU, Z. et al. Parameter identification of nine-phase induction machines with concentrated windings. In: IEEE. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.I.], 2014. p. 2540–2544.
- LYRA, R. O.; LIPO, T. A. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 38, n. 5, p. 1351–1360, 2002.
- MACENA, R. da S. *Contribuição ao Estudo da máquina CA eneafásica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2013.
- MELO, V. F. et al. Ac-dc-ac nine-phase machine drive system based on h-bridges and three-leg converters. In: IEEE. *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.I.], 2014. p. 378–384.
- MELO, V. F. M. B. *Sistemas de Açãoamento de Máquinas de Seis e Nove Fases*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2017.

- MELO, V. F. M. B.; JACOBINA, C. B.; FREITAS, N. B. de. Open-end nine-phase machine conversion systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 53, n. 3, p. 2329–2341, 2017.
- MIRANDA, R. *Sistemas de Açãoamento CA Multifases Com Estratégia de Controle Tolerante a Faltas e Redução da Tensão de Modo Comum*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2007.
- MOHAN, N. *Electric machines and drives: a first course*. [S.l.]: Wiley, 2012.
- MUQOROBIN, A.; PURWADI, A.; DAHONO, P. A. Output current ripple minimization of nine-phase pwm inverters. In: IEEE. *2016 3rd Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*. [S.l.], 2016. p. 105–111.
- NELSON, R.; KRAUSE, P. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, IEEE, n. 3, p. 841–848, 1974.
- PANDIT, J. K. et al. Simplified implementation of synthetic vectors for dtc of asymmetric six-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 3, p. 2306–2318, 2018.
- \_\_\_\_\_. Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 9, p. 7118–7129, 2016.
- PARSA, L. On advantages of multi-phase machines. In: IEEE. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. [S.l.], 2005. p. 6–pp.
- PAVITHRAN, K.; PARIMELALAGAN, R.; KRISHNAMURTHY, M. Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 3, n. 2, p. 224–235, 1988.
- PEREIRA, L. et al. Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field. part i. parameter determination and general equations. In: IEEE. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 98–103.
- \_\_\_\_\_. Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field part ii: transformation of co-ordinates and dq models. In: IEEE. *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1682–1687.
- Procel/Eletrobrás. *Indústria e Comércio*. 2019. Disponível em: <<http://www.procelinfo.com.br/main.asp?ViewID=%7BFE97B06C%2DFB9F%2D44BD%2D989B%2D0134530AF910%7D&params=itemID=%7B85E0B30D%2D27C1%2D4A89%2D86EB%2DAB4071AD2EBD%7D;&UIPartUID=%7BD90F22DB%2D05D4%2D4644%2DA8F2%2DFAD4803C8898%7D>>. Acesso em: Ago. 2019.
- ROCKHILL, A. A.; LIPO, T. A simplified model of a nine-phase synchronous machine using vector space decomposition. *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis, v. 38, n. 4, p. 477–489, 2010.
- RODRIGUEZ, J. et al. A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation. In: IEEE. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1392–1397.

- RUBA, M.; FODOREAN, D. Analysis of fault-tolerant multiphase power converter for a nine-phase permanent magnet synchronous machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 48, n. 6, p. 2092–2101, 2012.
- SAWA, T.; KUME, T. Motor drive technology-history and visions for the future. In: IEEE. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 2–9.
- SILVA, C. R. da. *Contribuição ao Estudo dos Sistemas de Acionamentos de Máquinas Assíncronas Hexafásicas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2007.
- SILVA, E. et al. Modeling and analysis of a six-phase induction motor drive with harmonic injection for torque-density improvement. In: *Anais do XXII Congresso Brasileiro de Automática*. João Pessoa: [s.n.], 2018.
- SILVA, I. da. *Modelagem e Acionamento de uma Máquina de Indução de Nove Fases Baseado em Modulação Espacial Vetorial SVPWM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2015.
- SINGH, G. Multi-phase induction machine drive research—a survey. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 61, n. 2, p. 139–147, 2002.
- SOARES, M. N. Projeto de controladores pi para açãoamento vetorial de máquinas de indução. *Trabalho de conclusão de curso, Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2015.
- SOWMIYA, M.; RENUKADEVI, G.; RAJAMBAL, K. Ifoc of five-phase induction motor drive. In: IEEE. *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*. [S.l.], 2013. p. 304–309.
- \_\_\_\_\_. Ifoc of nine phase induction motor drive. *International Journal of Engineering Science and Innovative Technology*, IJESIT, v. 2, 2013.
- SUBOTIC, I. et al. Onboard integrated battery charger for evs using an asymmetrical nine-phase machine. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 62, n. 5, p. 3285–3295, 2014.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry applications*, IEEE, n. 5, p. 820–827, 1986.
- TATTE, Y. N.; AWARE, M. V. Torque ripple and harmonic current reduction in a three-level inverter-fed direct-torque-controlled five-phase induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 7, p. 5265–5275, 2017.
- TAVARES, T. S. *Estudo da Técnica de Controle Direto de Conjugado-DTC Tradicional Aplicada ao MIT*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2007.
- TENCONI, A.; RUBINO, S.; BOJOI, R. Model predictive control for multiphase motor drives—a technology status review. In: IEEE. *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*. [S.l.], 2018. p. 732–739.

- TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. ii. motor design and performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 6, n. 4, p. 684–692, 1991.
- TOLIYAT, H. A.; XU, H. A novel direct torque control (dtc) method for five-phase induction machines. In: IEEE. *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 00CH37058)*. [S.l.], 2000. v. 1, p. 162–168.
- UMESH, B.; SIVAKUMAR, K. Generation of multilevel voltage profile for torque ripple reduction of a 15 phase pole-phase modulated induction motor drive using two-level inverter structure. In: IEEE. *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.], 2016. p. 1002–1007.
- VANDERLEY, G. et al. Modelagem e acionamento de uma máquina de indução eneafásica com injecão harmônica para aumento de conjugado eletromagnético. In: *Anais do XXII Congresso Brasileiro de Automática*. João Pessoa: [s.n.], 2018.
- VANDERLEY, G. B. *Modelagem e Acionamento de uma Máquina de Indução Eneafásica com Injeção de Harmônica para Ganho de Conjugado Eletromagnético*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2018.
- VIOLA, J.; QUIZHPI, F.; PARRA, G. Vector analysis of a four-phase induction machine. In: IEEE. *2013 IEEE 4th Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*. [S.l.], 2013. p. 1–4.
- WARD, E.; HÄRER, H. Preliminary investigation of an invertor-fed 5-phase induction motor. In: IET. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. [S.l.], 1969. v. 116, n. 6, p. 980–984.
- WEG. *Cartilha Weg - Gestão Eficiente de Energia Elétrica*. 2019. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h7c/h92/WEG-gestao-eficiente-da-energia-eletrica-50030292-brochure-portuguese-web.pdf>>. Acesso em: Ago. 2019.
- \_\_\_\_\_. *Catalógo eletrônico de motores elétricos*. 2020. Disponível em: <[http://ecatalog.weg.net/tec\\_cat/tech\\_motor\\_sel\\_web.asp](http://ecatalog.weg.net/tec_cat/tech_motor_sel_web.asp)>. Acesso em: Jan. 2020.
- WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion*. [S.l.]: Wiley, 1959.
- WOGARI, M. M.; OJO, O. Nine-phase interior permanent magnet motor for electric vehicle drive. In: IEEE. *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.], 2011. p. 1–8.
- WU, H. et al. Research on the nine-phase linear oil pumping motor and the control system. In: IEEE. *2008 14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*. [S.l.], 2008. p. 1–4.
- XU, X.; DONCKER, R. D.; NOVOTNY, D. W. A stator flux oriented induction machine drive. In: IEEE. *PESC'88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.], 1988. p. 870–876.
- ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, 1995.

- ZHENG, L. et al. A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 58, n. 2, p. 503–513, 2010.

## **APÊNDICES**

## APÊNDICE A – MATRIZES TRANSFORMADAS POR CLARKE NO REFERENCIAL ESTACIONÁRIO

Matriz de indutâncias do estator transformada ( $\mathbf{L}_{ss\alpha\beta}$ )

$$\mathbf{L}_{ss\alpha\beta} = \mathbf{A}_s^T \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} l_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{s3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{s3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{s7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

em que:

$$l_{sh} = \frac{9}{2} L_{sM} \left( \frac{k_h}{h} \right)^2 + L_{\delta s}, \text{ para } h = 1, 3, 5, 7 \quad (\text{A.2})$$

$$l_{sh} = L_{\delta s}, \text{ para } h = o. \quad (\text{A.3})$$

Matriz de indutâncias do rotor transformada ( $\mathbf{L}_{rr\alpha\beta}$ )

$$\mathbf{L}_{rr\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} l_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{r7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

em que:

$$l_{rh} = \frac{9}{8} L_{rM} + L_{r\delta} - 2L_{r\delta b} \cos \frac{2\pi h}{9}, \text{ para } h = 1, 3, 5, 7. \quad (\text{A.5})$$

$$l_{rh} = L_{r\delta} - 2L_{r\delta b} \cos \frac{2\pi h}{9} = 2L_{r\delta a}, \text{ para } h = o. \quad (\text{A.6})$$

Matriz de resistências do rotor transformada ( $\mathbf{R}_{rr\alpha\beta}$ )

$$\mathbf{R}_{rr\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{R}_{rr} \mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} r_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{r3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{r7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

em que:

$$r_{rh} = R_{r\delta} - 2R_{r\delta b} \cos \frac{2\pi h}{9}, \quad \text{para } h = 1, 3, 5, 7, o. \quad (\text{A.8})$$

Matrizes de indutâncias mútuas transformadas não diagonais ( $\mathbf{L}_{rs\alpha\beta} = \mathbf{L}_{sr\alpha\beta}^T$ )

$$\mathbf{L}_{rs\alpha\beta} = \mathbf{A}_r^T \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} l_{m1}\mathbf{N}_1 & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 1} \\ \emptyset_{2\times 2} & l_{m3}\mathbf{N}_3 & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 1} \\ \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & l_{m5}\mathbf{N}_5 & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 1} \\ \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & \emptyset_{2\times 2} & l_{m7}\mathbf{N}_7 & \emptyset_{2\times 1} \\ \emptyset_{1\times 2} & \emptyset_{1\times 2} & \emptyset_{1\times 2} & \emptyset_{1\times 2} & \emptyset_{1\times 2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

em que:

$$\mathbf{N}_h = \begin{bmatrix} \sin(h\theta'_r) & -\cos(h\theta'_r) \\ \cos(h\theta'_r) & \sin(h\theta'_r) \end{bmatrix}, \quad \text{para } h = 1, 3, 5, 7 \quad (\text{A.10})$$

e

$$l_{mh} = \frac{\sqrt{m_s m_r}}{2} \frac{L_{sM}}{N_t} \frac{\kappa_{srh}}{h^2}, \quad \text{para } h = 1, 3, 5, 7 \quad (\text{A.11})$$

sendo  $\kappa_{sr}$  o fator de skew e  $m_s = m_r = 9$ .

**APÊNDICE B – TABELAS DE CHAVEAMENTO PARA OS CONTROLES DTC1 E DTC2**

Tabela B.1 – Tabela de chaveamento para o DTC1

Setor <i>i</i>		$dT_e$			Setor <i>x</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{496}$	$V_0$	$V_{271}$	$d\lambda_s$	1	$V_{15}$	$V_0$	$V_{240}$
	0	$V_{240}$	$V_0$	$V_{15}$		0	$V_{271}$	$V_0$	$V_{496}$
Setor <i>ii</i>		$dT_e$			Setor <i>xi</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{240}$	$V_0$	$V_{263}$	$d\lambda_s$	1	$V_{271}$	$V_0$	$V_{248}$
	0	$V_{248}$	$V_0$	$V_{271}$		0	$V_{263}$	$V_0$	$V_{240}$
Setor <i>iii</i>		$dT_e$			Setor <i>xii</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{248}$	$V_0$	$V_{391}$	$d\lambda_s$	1	$V_{263}$	$V_0$	$V_{120}$
	0	$V_{120}$	$V_0$	$V_{263}$		0	$V_{391}$	$V_0$	$V_{248}$
Setor <i>iv</i>		$dT_e$			Setor <i>xiii</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{120}$	$V_0$	$V_{387}$	$d\lambda_s$	1	$V_{391}$	$V_0$	$V_{124}$
	0	$V_{124}$	$V_0$	$V_{391}$		0	$V_{387}$	$V_0$	$V_{120}$
Setor <i>v</i>		$dT_e$			Setor <i>xiv</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{124}$	$V_0$	$V_{451}$	$d\lambda_s$	1	$V_{387}$	$V_0$	$V_{60}$
	0	$V_{60}$	$V_0$	$V_{387}$		0	$V_{451}$	$V_0$	$V_{124}$
Setor <i>vi</i>		$dT_e$			Setor <i>xv</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{60}$	$V_0$	$V_{449}$	$d\lambda_s$	1	$V_{451}$	$V_0$	$V_{62}$
	0	$V_{62}$	$V_0$	$V_{451}$		0	$V_{449}$	$V_0$	$V_{60}$
Setor <i>vii</i>		$dT_e$			Setor <i>xvi</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{62}$	$V_0$	$V_{481}$	$d\lambda_s$	1	$V_{449}$	$V_0$	$V_{30}$
	0	$V_{30}$	$V_0$	$V_{449}$		0	$V_{481}$	$V_0$	$V_{62}$
Setor <i>viii</i>		$dT_e$			Setor <i>xvii</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{30}$	$V_0$	$V_{480}$	$d\lambda_s$	1	$V_{481}$	$V_0$	$V_{31}$
	0	$V_{31}$	$V_0$	$V_{481}$		0	$V_{480}$	$V_0$	$V_{30}$
Setor <i>ix</i>		$dT_e$			Setor <i>xviii</i>		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$V_{31}$	$V_0$	$V_{496}$	$d\lambda_s$	1	$V_{480}$	$V_0$	$V_{15}$
	0	$V_{15}$	$V_0$	$V_{480}$		0	$V_{496}$	$V_0$	$V_{31}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela B.2 – Tabela de chaveamento para o DTC2

Grupo de Vetor ( $G_i$ )	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq5}$	Vetor Selecionado	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq7}$	Vetor Selecionado
496	$viii, ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi$ $xvii, xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii$	$V_{496}$	$vii, viii, ix, x, xi,$ $xii, xiii, xiv, xv$ $xvi, xvii, xviii, i,$ $ii, iii, iv, v, vi$	$V_{496}$
240	$xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii, iii$ $iv, v, vi, vii, viii,$ $ix, x, xi, xii$	$V_{240}$	$xiv, xv, xvi, xvii,$ $xviii, i, ii, iii, iv$ $v, vi, vii, viii, ix,$ $x, xi, xii, xiii$	$V_{240}$
248	$xvii, xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii$ $viii, ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi$	$V_{248}$	$iii, iv, v, vi, vii,$ $viii, ix, x, xi$ $xii, xiii, xiv, xv,$ $xvi, xvii, xviii, i, ii$	$V_{248}$
120	$v, vi, vii, viii, ix,$ $x, xi, xii, xviii$ $xiv, xv, xvi, xvii,$ $xviii, i, ii, iii, iv$	$V_{120}$	$x, xi, xii, xiii, xiv,$ $xv, xvi, xvii, xviii$ $i, ii, iii, iv, v,$ $vi, vii, viii, ix$	$V_{120}$
124	$x, xi, xii, xiii, xiv,$ $xv, xvi, xvii, xviii$ $i, ii, iii, iv, v,$ $vi, vii, viii, ix$	$V_{124}$	$xvii, xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii$ $viii, ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi$	$V_{124}$
60	$xv, xvi, xvii, xviii,$ $i, ii, iii, iv, v$ $vi, vii, viii, ix, x,$ $xi, xii, xviii, xiv$	$V_{60}$	$vi, vii, viii, ix, x,$ $xi, xii, xviii, xiv$ $xv, xvi, xvii, xviii,$ $i, ii, iii, iv, v$	$V_{60}$
62	$ii, iii, iv, v, vi,$ $vii, viii, ix, x$ $xi, xii, xiii, xiv, xv,$ $xvi, xvii, xviii, i$	$V_{62}$	$xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii, iii$ $iv, v, vi, vii, viii,$ $ix, x, xi, xii$	$V_{62}$
30	$vii, viii, ix, x, xi,$ $xii, xviii, xiv, xv$ $xvi, xvii, xviii, i,$ $ii, iii, iv, v, vi$	$V_{30}$	$ii, iii, iv, v, vi,$ $vii, viii, ix, x$ $xi, xii, xiii, xiv, xv,$ $xvi, xvii, xviii, i$	$V_{30}$
31	$xii, xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii$ $iii, iv, v, vi, vii,$ $viii, ix, x, xi$	$V_{31}$	$ix, x, xi, xii, xiii,$ $xiv, xv, xvi, xvii$ $xviii, i, ii, iii, iv,$ $v, vi, vii, viii$	$V_{31}$
		$V_{14}$		$V_{14}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela B.3 – Tabela de chaveamento para o DTC2 - continuação

Grupo de Vetor ( $G_i$ )	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq5}$	Vetor Selecionado	Setor do Fluxo $\lambda_{sdq7}$	Vetor Selecionado
15	$xvii, xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii$ $viii, ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi$	$V_{15}$	$xvi, xvii, xviii, i,$ $ii, iii, iv, v, vi$ $vii, viii, ix, x, xi,$ $xii, xviii, xiv, xv$	$V_{15}$
271	$iv, v, vi, vii, viii,$ $ix, x, xi, xii$ $xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii, iii$	$V_{271}$	$v, vi, vii, viii, ix,$ $x, xi, xii, xiii$ $xiv, xv, xvi, xvii,$ $xviii, i, ii, iii, iv$	$V_{271}$
263	$ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi, xvii$ $xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, viii, viii$	$V_{263}$	$xii, xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii$ $iii, iv, v, vi, vii,$ $viii, ix, x, xi$	$V_{263}$
391	$xiv, xv, xvi, xvii,$ $xviii, i, ii, iii, iv$ $v, vi, vii, viii, ix,$ $x, xi, xii, xiii$	$V_{391}$	$i, ii, iii, iv, v,$ $vi, vii, viii, ix$ $x, xi, xii, xiii, xiv,$ $xv, xvi, xvii, xviii$	$V_{391}$
387	$i, ii, iii, iv, v,$ $vi, vii, viii, ix$ $x, xi, xii, xiii, xiv,$ $xv, xvi, xvii, xviii$	$V_{387}$	$viii, ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi$ $xvii, xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii$	$V_{387}$
451	$vi, vii, viii, ix, x,$ $xi, xii, xviii, xiv$ $xv, xvi, xvii, xviii,$ $i, ii, iii, iv, v$	$V_{451}$	$xv, xvi, xvii, xviii,$ $i, ii, iii, iv, v$ $vi, vii, viii, ix, x,$ $xi, xii, xviii, xiv$	$V_{451}$
449	$xi, xii, xiii, xiv, xv,$ $xvi, xvii, xviii, i$ $ii, iii, iv, v, vi,$ $vii, viii, ix, x$	$V_{449}$	$iii, iv, v, vi, vii,$ $viii, ix, x, xi$ $xii, xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii$	$V_{449}$
481	$xvi, xvii, xviii, i,$ $ii, iii, iv, v, vi$ $vii, viii, ix, x, xi,$ $xii, xviii, xiv, xv$	$V_{481}$	$xi, xii, xiii, xiv, xv,$ $xvi, xvii, xviii, i$ $ii, iii, iv, v, vi,$ $vii, viii, ix, x$	$V_{481}$
480	$iii, iv, v, vi, vii,$ $viii, ix, x, xi$ $xii, xiii, xiv, xv, xvi,$ $xvii, xviii, i, ii$	$V_{480}$	$xviii, i, ii,$ $iii, iv, v, vi, vii, viii$ $ix, x, xi, xii,$ $xiii, xiv, xv, xvi, xvii$	$V_{480}$
		$V_{497}$		$V_{497}$

Fonte: elaborado pelo autor.

## APÊNDICE C – TABELAS DE VETORES PARA A CRIAÇÃO DOS VV

Tabela C.1 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-2V

Vetor Virtual	Vetores selecionados		Vetor Virtual	Vetores de selecionados	
$VV1_{2V}$	$V_{496}$	$V_{224}$	$VV10_{2V}$	$V_{15}$	$V_{287}$
$VV2_{2V}$	$V_{240}$	$V_{504}$	$VV11_{2V}$	$V_{271}$	$V_7$
$VV3_{2V}$	$V_{248}$	$V_{112}$	$VV12_{2V}$	$V_{263}$	$V_{399}$
$VV4_{2V}$	$V_{120}$	$V_{252}$	$VV13_{2V}$	$V_{391}$	$V_{259}$
$VV5_{2V}$	$V_{124}$	$V_{56}$	$VV14_{2V}$	$V_{387}$	$V_{455}$
$VV6_{2V}$	$V_{60}$	$V_{126}$	$VV15_{2V}$	$V_{451}$	$V_{385}$
$VV7_{2V}$	$V_{62}$	$V_{28}$	$VV16_{2V}$	$V_{449}$	$V_{483}$
$VV8_{2V}$	$V_{30}$	$V_{63}$	$VV17_{2V}$	$V_{481}$	$V_{448}$
$VV9_{2V}$	$V_{31}$	$V_{14}$	$VV18_{2V}$	$V_{480}$	$V_{497}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela C.2 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-4V

Vetor Virtual	Vetores selecionados				Vetor Virtual	Vetores de selecionados			
$VV1_{4V}$	$V_{496}$	$V_{224}$	$V_{240}$	$V_{504}$	$VV10_{4V}$	$V_{15}$	$V_{287}$	$V_{271}$	$V_7$
$VV2_{4V}$	$V_{240}$	$V_{504}$	$V_{248}$	$V_{112}$	$VV11_{4V}$	$V_{271}$	$V_7$	$V_{263}$	$V_{399}$
$VV3_{4V}$	$V_{248}$	$V_{112}$	$V_{120}$	$V_{252}$	$VV12_{4V}$	$V_{263}$	$V_{399}$	$V_{391}$	$V_{259}$
$VV4_{4V}$	$V_{120}$	$V_{252}$	$V_{124}$	$V_{56}$	$VV13_{4V}$	$V_{391}$	$V_{259}$	$V_{387}$	$V_{455}$
$VV5_{4V}$	$V_{124}$	$V_{56}$	$V_{60}$	$V_{126}$	$VV14_{4V}$	$V_{387}$	$V_{455}$	$V_{451}$	$V_{385}$
$VV6_{4V}$	$V_{60}$	$V_{126}$	$V_{62}$	$V_{28}$	$VV15_{4V}$	$V_{451}$	$V_{385}$	$V_{449}$	$V_{483}$
$VV7_{4V}$	$V_{62}$	$V_{28}$	$V_{30}$	$V_{63}$	$VV16_{4V}$	$V_{449}$	$V_{483}$	$V_{481}$	$V_{448}$
$VV8_{4V}$	$V_{30}$	$V_{63}$	$V_{31}$	$V_{14}$	$VV17_{4V}$	$V_{481}$	$V_{448}$	$V_{480}$	$V_{497}$
$VV9_{4V}$	$V_{31}$	$V_{14}$	$V_{15}$	$V_{287}$	$VV18_{4V}$	$V_{480}$	$V_{497}$	$V_{496}$	$V_{224}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela C.3 – Tabela de vetores de tensão selecionados para o DTC3-8V

Vetor Virtual	Vetores selecionados				Vetor Virtual	Vetores de selecionados			
$VV1_{8V}$	$V_{64}$	$V_{96}$	$V_{224}$	$V_{240}$	$VV10_{8V}$	$V_2$	$V_6$	$V_7$	$V_{15}$
	$V_{496}$	$V_{504}$	$V_{505}$	$V_{509}$		$V_{271}$	$V_{287}$	$V_{415}$	$V_{447}$
$VV2_{8V}$	$V_{32}$	$V_{96}$	$V_{112}$	$V_{240}$	$VV11_{8V}$	$V_2$	$V_3$	$V_7$	$V_{263}$
	$V_{248}$	$V_{504}$	$V_{508}$	$V_{509}$		$V_{271}$	$V_{399}$	$V_{415}$	$V_{479}$
$VV3_{8V}$	$V_{32}$	$V_{48}$	$V_{112}$	$V_{120}$	$VV12_{8V}$	$V_1$	$V_3$	$V_{259}$	$V_{263}$
	$V_{248}$	$V_{252}$	$V_{508}$	$V_{510}$		$V_{391}$	$V_{399}$	$V_{463}$	$V_{479}$
$VV4_{8V}$	$V_{16}$	$V_{48}$	$V_{56}$	$V_{120}$	$VV13_{8V}$	$V_1$	$V_{257}$	$V_{259}$	$V_{387}$
	$V_{124}$	$V_{252}$	$V_{254}$	$V_{510}$		$V_{391}$	$V_{455}$	$V_{463}$	$V_{495}$
$VV5_{8V}$	$V_{16}$	$V_{24}$	$V_{56}$	$V_{60}$	$VV14_{8V}$	$V_{256}$	$V_{257}$	$V_{385}$	$V_{387}$
	$V_{124}$	$V_{126}$	$V_{254}$	$V_{255}$		$V_{451}$	$V_{455}$	$V_{487}$	$V_{495}$
$VV6_{8V}$	$V_8$	$V_{24}$	$V_{28}$	$V_{60}$	$VV15_{8V}$	$V_{256}$	$V_{384}$	$V_{385}$	$V_{449}$
	$V_{62}$	$V_{126}$	$V_{127}$	$V_{255}$		$V_{451}$	$V_{483}$	$V_{487}$	$V_{503}$
$VV7_{8V}$	$V_8$	$V_{12}$	$V_{28}$	$V_{30}$	$VV16_{8V}$	$V_{128}$	$V_{384}$	$V_{448}$	$V_{449}$
	$V_{62}$	$V_{63}$	$V_{127}$	$V_{383}$		$V_{481}$	$V_{483}$	$V_{499}$	$V_{503}$
$VV8_{8V}$	$V_4$	$V_{12}$	$V_{14}$	$V_{30}$	$VV17_{8V}$	$V_{128}$	$V_{192}$	$V_{448}$	$V_{480}$
	$V_{31}$	$V_{63}$	$V_{319}$	$V_{383}$		$V_{481}$	$V_{497}$	$V_{499}$	$V_{507}$
$VV9_{8V}$	$V_4$	$V_6$	$V_{14}$	$V_{15}$	$VV18_{8V}$	$V_{64}$	$V_{192}$	$V_{224}$	$V_{480}$
	$V_{31}$	$V_{287}$	$V_{319}$	$V_{447}$		$V_{496}$	$V_{497}$	$V_{505}$	$V_{507}$

Fonte: elaborado pelo autor.

**APÊNDICE D – TABELAS DE CHAVEAMENTO PARA OS CONTROLES DTC3**

Tabela D.1 – Tabela de chaveamento para o DTC3-2V

Setor $i$		$dT_e$			Setor $x$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV1_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV11_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV10_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV2_{2V}$
	0	$VV2_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV10_{2V}$		0	$VV11_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV1_{2V}$
Setor $ii$		$dT_e$			Setor $xi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV2_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV12_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV11_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV3_{2V}$
	0	$VV3_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV11_{2V}$		0	$VV12_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV2_{2V}$
Setor $iii$		$dT_e$			Setor $xii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV3_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV13_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV12_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV4_{2V}$
	0	$VV4_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV12_{2V}$		0	$VV13_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV3_{2V}$
Setor $iv$		$dT_e$			Setor $xiii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV4_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV14_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV13_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV5_{2V}$
	0	$VV5_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV13_{2V}$		0	$VV14_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV4_{2V}$
Setor $v$		$dT_e$			Setor $xiv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV5_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV15_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV14_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV6_{2V}$
	0	$VV6_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV14_{2V}$		0	$VV15_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV5_{2V}$
Setor $vi$		$dT_e$			Setor $xv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV6_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV16_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV15_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV7_{2V}$
	0	$VV7_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV15_{2V}$		0	$VV16_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV6_{2V}$
Setor $vii$		$dT_e$			Setor $xvi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV7_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV17_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV16_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV8_{2V}$
	0	$VV8_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV16_{2V}$		0	$VV17_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV7_{2V}$
Setor $viii$		$dT_e$			Setor $xvii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV8_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV18_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV17_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV9_{2V}$
	0	$VV9_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV17_{2V}$		0	$VV18_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV8_{2V}$
Setor $ix$		$dT_e$			Setor $xviii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV9_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV12_{2V}$	$d\lambda_s$	1	$VV18_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV10_{2V}$
	0	$VV10_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV18_{2V}$		0	$VV12_{2V}$	$VV0_{2V}$	$VV9_{2V}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela D.2 – Tabela de chaveamento para o DTC3-4V

Setor $i$		$dT_e$			Setor $x$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV18_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV11_{4V}$	1	$VV9_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV2_{4V}$	
	0	$VV2_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV9_{4V}$	0	$VV11_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV18_{4V}$	
Setor $ii$		$dT_e$			Setor $xi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV1_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV12_{4V}$	1	$VV10_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV3_{4V}$	
	0	$VV3_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV10_{4V}$	0	$VV12_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV1_{4V}$	
Setor $iii$		$dT_e$			Setor $xii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV2_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV13_{4V}$	1	$VV11_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV4_{4V}$	
	0	$VV4_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV11_{4V}$	0	$VV13_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV2_{4V}$	
Setor $iv$		$dT_e$			Setor $xiii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV3_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV14_{4V}$	1	$VV12_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV5_{4V}$	
	0	$VV5_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV12_{4V}$	0	$VV14_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV3_{4V}$	
Setor $v$		$dT_e$			Setor $xiv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV4_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV15_{4V}$	1	$VV13_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV6_{4V}$	
	0	$VV6_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV13_{4V}$	0	$VV15_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV4_{4V}$	
Setor $vi$		$dT_e$			Setor $xv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV5_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV16_{4V}$	1	$VV14_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV7_{4V}$	
	0	$VV7_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV14_{4V}$	0	$VV16_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV5_{4V}$	
Setor $vii$		$dT_e$			Setor $xvi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV6_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV17_{4V}$	1	$VV15_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV8_{4V}$	
	0	$VV8_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV15_{4V}$	0	$VV17_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV6_{4V}$	
Setor $viii$		$dT_e$			Setor $xvii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV7_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV18_{4V}$	1	$VV16_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV9_{4V}$	
	0	$VV9_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV16_{4V}$	0	$VV18_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV7_{4V}$	
Setor $ix$		$dT_e$			Setor $xviii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV8_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV14_{4V}$	1	$VV17_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV10_{4V}$	
	0	$VV10_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV17_{4V}$	0	$VV14_{4V}$	$VV0_{4V}$	$VV8_{4V}$	

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela D.3 – Tabela de chaveamento para o DTC3-8V

Setor $i$		$dT_e$			Setor $x$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV18_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV11_{8V}$	1	$VV9_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV2_{8V}$	
	0	$VV2_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV9_{8V}$	0	$VV11_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV18_{8V}$	
Setor $ii$		$dT_e$			Setor $xi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV1_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV12_{8V}$	1	$VV10_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV3_{8V}$	
	0	$VV3_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV10_{8V}$	0	$VV12_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV1_{8V}$	
Setor $iii$		$dT_e$			Setor $xii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV2_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV13_{8V}$	1	$VV11_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV4_{8V}$	
	0	$VV4_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV11_{8V}$	0	$VV13_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV2_{8V}$	
Setor $iv$		$dT_e$			Setor $xiii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV3_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV14_{8V}$	1	$VV12_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV5_{8V}$	
	0	$VV5_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV12_{8V}$	0	$VV14_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV3_{8V}$	
Setor $v$		$dT_e$			Setor $xiv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV4_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV15_{8V}$	1	$VV13_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV6_{8V}$	
	0	$VV6_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV13_{8V}$	0	$VV15_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV4_{8V}$	
Setor $vi$		$dT_e$			Setor $xv$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV5_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV16_{8V}$	1	$VV14_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV7_{8V}$	
	0	$VV7_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV14_{8V}$	0	$VV16_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV5_{8V}$	
Setor $vii$		$dT_e$			Setor $xvi$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV6_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV17_{8V}$	1	$VV15_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV8_{8V}$	
	0	$VV8_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV15_{8V}$	0	$VV17_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV6_{8V}$	
Setor $viii$		$dT_e$			Setor $xvii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV7_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV18_{8V}$	1	$VV16_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV9_{8V}$	
	0	$VV9_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV16_{8V}$	0	$VV18_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV7_{8V}$	
Setor $ix$		$dT_e$			Setor $xviii$		$dT_e$		
		1	0	-1			1	0	-1
$d\lambda_s$	1	$VV8_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV18_{8V}$	1	$VV17_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV10_{8V}$	
	0	$VV10_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV17_{8V}$	0	$VV18_{8V}$	$VV0_{8V}$	$VV8_{8V}$	

Fonte: elaborado pelo autor.

## Controle Direto de Torque Para Uma Máquina Eneafásica Com Redução de Correntes Harmônicas

**Resumo:** As máquinas elétricas de indução são responsáveis pela maior parte da força motriz nos ambientes fabris do mundo, sendo a maior representatividade na matriz de consumo energético das indústrias brasileiras. Essa posição estratégica evidencia as pesquisas na melhoria do desenvolvimento das máquinas e de técnicas de acionamento robustas que tragam economia de energia e financeira. Neste contexto, as máquinas elétricas de indução multifásicas vêm se destacando ao longo dos anos em aplicações específicas como propulsão de navios e veículos elétricos, elevadores e aeronaves. Algumas vantagens apresentadas por essas máquinas que motivaram as crescentes pesquisas são: alta eficiência, tolerância a falhas, maior densidade de potência e maior confiabilidade. Por esse motivo, o desenvolvimento de técnicas de acionamento a velocidade variável, como o controle direto de torque (do inglês *direct torque control - DTC*), para as máquinas multifásicas é essencial. O DTC apresenta simplicidade de implementação, robustez e menor esforço computacional. Este trabalho discute um método de controle direto de torque que utiliza vetores virtuais de tensão para reduzir a distorção harmônica das correntes de fase em um sistema de acionamento de uma máquina de indução simétrica eneafásica. Como o DTC clássico é uma adaptação direta do controle trifásico, ele não leva em conta a presença das componentes de correntes harmônicas obtidas a partir da técnica de decomposição de vetores espaciais (do inglês *space vector decomposition - SVD*). Assim, no DTC clássico, essas componentes de correntes harmônicas assumem amplitudes altas, causando distorção nas correntes de fase. Desta forma, é mostrado que o DTC com vetores virtuais minimiza as componentes indesejadas, reduzindo significativamente a distorção nas correntes de fase, mantendo a rápida resposta dinâmica do DTC clássico.

**Palavras-chave:** Máquina Eneafásica, SVD, DTC, Vetores Virtuais, Componentes Harmônicas.

PPGEE - UFPB

Campus I, Cidade Universitária, Caixa Postal 5057

João Pessoa-PB, Brasil, 58051-970