**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

**Controle Preditivo de Estados Finitos de Gerador de
Indução Gaiola de Esquilo com Conversor Compartilhado
de Nove Chaves**

São Carlos

2021

Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

**Controle Preditivo de Estados Finitos de Gerador de
Indução Gaiola de Esquilo com Conversor Compartilhado
de Nove Chaves**

Tese apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos da Universidade de São Paulo,
para obtenção do título de Doutor em Ciên-
cias - Programa de Pós-Graduação em Engen-
haria Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar

VERSÃO CORRIGIDA

**São Carlos
2021**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

G919c Guazzelli, Paulo Roberto Ubaldo
 Controle Preditivo de Estados Finitos de Gerador de
Indução Gaiola de Esquilo com Conversor Compartilhado
de Nove Chaves / Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli;
orientador Manoel Luís de Aguiar. São Carlos, 2021.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2021.

1. Conversor 9 chaves. 2. Ciclo de trabalho. 3.
Gerador de indução. 4. Função custo. 5. Controle
preditivo de corrente. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **PAULO ROBERTO UBALDO GUAZZELLI**.

Título da tese: "Controle preditivo de estados finitos de gerador de indução gaiola de esquilo com conversor compartilhado de nove chaves".

Data da defesa: 27/04/2021.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Marcelo Suetake**

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. **Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho**

(Universidade Federal do ABC/UFABC)

APROVADO

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**

(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. **Paulo Sérgio Dainez**

(Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo/IFSP)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Dr. **João Bosco Augusto London Junior**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Este trabalho é dedicado à minha mãe, Maria Aparecida Ubaldo,
que me amou, educou e ensinou o caminho de Deus.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela vida, pela provisão e por permitir o desenvolvimento deste trabalho. À minha mãe, Maria Aparecida Ubaldo, pelo amor e carinho dedicados.

Ao Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar, pela importante orientação e supervisão durante a execução deste trabalho. Ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro e ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado, pela cessão de componentes necessários ao desenvolvimento da bancada experimental.

Aos amigos do laboratório, pelo auxílio e companhia no desenvolvimento do trabalho.

À Escola de Engenharia de São Carlos e à Universidade de São Paulo, pela estrutura disponibilizada, e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Coordenadoria de Aperfeiçoamento de Pessoal (CAPES), pelos suportes financeiros.

Aos irmãos e amigos em Cristo, pela comunhão, amizade e orações.

*“E não sede conformados com este mundo,
mas sede transformados pela renovação do vosso entendimento,
para que experimenteis qual seja a boa, agradável, e perfeita vontade de Deus.”*

Bíblia Sagrada, Romanos 12:2

RESUMO

GUAZZELLI, P. R. U. Controle Preditivo de Estados Finitos de Gerador de Indução Gaiola de Esquilo com Conversor Compartilhado de Nove Chaves. 2021. 101p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

O Conversor de Nove Chaves (C9C) foi desenvolvido sob a ideia de reduzir-se o número de chaves dos conversores de potência em sistemas multiportas, como em sistemas de geração de energia, com geradores operando com velocidade variável. Entre as possíveis técnicas de controle a ser aplicadas ao C9C, o Controle Preditivo de Estados Finitos destaca-se por proporcionar uma rápida dinâmica e ao mesmo tempo permitir de forma menos complexa a inserção de restrições ao sistema. No entanto, o C9C possui muitas possibilidades de chaveamento, o que aumenta em demasia o custo computacional do controle preditivo, e envolve diferentes variáveis de controle, o que aumenta a complexidade da sua função custo. Ainda, o controle preditivo pode apresentar altos fatores de oscilação nas variáveis controladas em regime permanente. Este trabalho propõe o Controle Preditivo Desacoplado de 2 Vetores (PCC-D2) para o C9C, que desacopla o controle do gerador de indução do controle da rede. Essa separação diminui o tamanho da enumeração dos vetores de tensão, o que reduz o custo computacional do controle. Assim, pode-se inserir a otimização por ciclo de trabalho, responsáveis por reduzir as oscilações em regime permanente do torque do gerador e da potência ativa inserida na rede. Resultados experimentais mostram que o PCC-D2 diminui os fatores de oscilação de torque e de potência ativa do sistema, para diferentes velocidades do gerador, quando comparado ao controle preditivo convencional, com função custo concentrada. Resultados experimentais também mostram que o custo computacional é efetivamente diminuído, e que o desempenho dinâmico não foi deteriorado. A principal contribuição do trabalho é um controle preditivo com menores fatores de oscilação em regime permanente, e com menor custo computacional, para o C9C. Assim, o PCC-D2 mostra-se uma técnica de controle apta à aplicação na geração de energia com geradores operando com velocidade variável, com o C9C.

Palavras-chave: Ciclo de trabalho. Controle preditivo de corrente. Conversor 9 Chaves. Função custo. Gerador de indução.

ABSTRACT

GUAZZELLI, P. R. U. **Finite Control Set Predictive Control for Squirrel Cage Induction Generator with Reduced Count Nine Switch Converter**. 2021. 101p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

The Nine-Switch Converter (NSC) was developed aiming the reduction on the number of power converters switches in multiport systems, such as variable speed drives for power generation. Among the possible control techniques for the NSC, Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) stands out due to its fast dynamics and easy incorporation of system restrictions. However, C9C has many switching possibilities, which increases the computational burden, and features several control goals, raising the cost function complexity. Moreover, FCS-MPC can present high ripple values in the system outputs. This work proposes a Decoupled Predictive Current Control with Duty cycle optimization (PCC-D2) for the NSC, which decouples the control of an induction generator from the grid control. The separation between grid and generator controls decreases the enumeration of voltage vectors to be performed, reducing computational burden. Then, duty cycle calculations are responsible for reducing torque and active power ripples. Experimental results show PCC-D2 provides lower ripple factors for the desired variables when compared to the approach with a concentrated cost function. Experimental results also show the computational burden was indeed lowered, and the dynamic performance was maintained. The main contribution is an steady state performance with lower ripple factors and lower computational burden. Therefore, PCC-D2 is a suitable low ripple technique for NSC control and for application to power generation with variable speed generators.

Keywords: Cost function. Duty cycle. Induction generator. Nine switch converter. Predictive current control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologias de turbinas com velocidade fixa (a), semivariável (b) e variável (c), para sistemas de geração eólica.	28
Figura 2 – Conversores B2B (a), 4B4 (b), C9C (c), e C6C (d) em sistema de geração de energia com o GIGE.	32
Figura 3 – Fluxograma de funcionamento do FCS-MPC, em um instante k de controle.	37
Figura 4 – Referenciais adotados para modelagens e controles.	39
Figura 5 – C9C e sua respectiva modulação PWM.	41
Figura 6 – Possíveis vetores aplicados pelo C9C, no referencial $\alpha\beta$, em função da tensão de <i>link</i> CC.	43
Figura 7 – Configuração do C9C durante cada parte da portadora compartilhada.	44
Figura 8 – Vetores médios efetivos aplicados pelo C9C, no referencial $\alpha\beta$, em função da tensão de <i>link</i> CC.	45
Figura 9 – Diagrama geral do PCC aplicado ao C9C.	47
Figura 10 – Diagrama do Controle Preditivo Concentrado (PCC-C).	48
Figura 11 – Diagrama do MAF-PLL empregado na obtenção do ângulo da rede.	49
Figura 12 – Diagrama da estimação da amplitude e ângulo do fluxo de rotor do GIGE.	50
Figura 13 – Diagrama do PCC-D1 em dois instantes consecutivos de controle.	52
Figura 14 – Comparação entre as execuções do PCC-C e PCC-D1/PCC-D2.	53
Figura 15 – Diagrama do Controle Preditivo Desacoplado com Ciclo de Trabalho (PCC-D2) em dois instantes consecutivos de controle.	54
Figura 16 – Bancada experimental desenvolvida para obtenção de resultados experimentais com o conversor C9C.	58
Figura 17 – Resultados simulados de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE em regime permanente de 750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.	62
Figura 18 – Resultados simulados de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC em regime permanente do GIGE de 750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.	64
Figura 19 – Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE em regime permanente de 1750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.	65
Figura 20 – Resultados simulados de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC em regime permanente do GIGE de 1750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.	66
Figura 21 – Resultados simulados de correntes da rede e tensão de fase em regime permanente do GIGE de 750 rpm (a) e de 1750 rpm (b), com 3,5 Nm de torque aplicados.	67

Figura 22 – Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm. . .	68
Figura 23 – Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm - visão detalhada.	69
Figura 24 – Resultados simulados de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm.	70
Figura 25 – Fator de oscilação de torque do GIGE (a) e fator de oscilação de potência ativa da rede (b) para diferentes velocidades do GIGE - 7 Nm de torque aplicados.	71
Figura 26 – Resultados experimentais de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE em regime permanente de 700 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.	74
Figura 27 – Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC em regime permanente do GIGE de 700 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados. 75	
Figura 28 – Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE em regime permanente de 1100 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados. .	76
Figura 29 – Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC em regime permanente do GIGE de 1100 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.	77
Figura 30 – Resultados experimentais de correntes da rede e tensão de fase em regime permanente do GIGE de 700 rpm (a) e de 1100 rpm (b), com 3,5 Nm de torque aplicados.	78
Figura 31 – Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm. 79	
Figura 32 – Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm - visão detalhada.	80
Figura 33 – Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do <i>link</i> CC durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm. 81	
Figura 34 – Fator de oscilação de torque do GIGE (a) e fator de oscilação de potência ativa da rede (b) para diferentes velocidades do GIGE - 3,5 Nm de torque aplicados.	82
Figura 35 – Ciclo de controle arbitrário, comparando moduladoras e portadora do C9C, com ênfase nas chaves acionadas.	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vetores aplicados pelo C9C em cada porta para cada combinação de chaveamento.	43
Tabela 2 – Vetores resultantes de cada combinação de chaveamento do C9C, nos eixos abc e $\alpha\beta$, em cada porta.	44
Tabela 3 – Vetores testados pelo PCC-C aplicados pelo C9C em cada porta para cada combinação de chaveamento, destacados por tipo: nulos (vermelho), puros (azul) e mistos (verde).	51
Tabela 4 – Universo reduzido de vetores testados pelo PCC-CR.	51
Tabela 5 – Parâmetros do GIGE e da rede elétrica utilizados na bancada e nas simulações efetuadas.	59
Tabela 6 – Ganhos dos controladores PI das malhas externas.	60
Tabela 7 – Gastos computacionais de cada técnica de controle obtidos na bancada experimental.	83

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

B2B	Inversores de tensão na configuração <i>Back-to-Back</i>
C6C	Conversor multi-portas de Seis Chaves
C9C	Conversor multi-portas de Nove Chaves
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
DTC-SVM	<i>Direct Torque Control - Space Vector Modulation</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GIGE	Gerador de Indução com rotor em Gaiola de Esquilo
GSIP	Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes
GSRB	Gerador Síncrono com Rotor Bobinado
MAF-PLL	<i>Moving Average Filter Phase Locked Loop</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPCC	<i>Model Predictive Current Control</i>
MPTC	<i>Model Predictive Torque Control</i>
PI	Proporcional Integral
PCC-C	MPCC com controles do gerador e da rede Concentrados
PCC-CR	MPCC com controles do gerador e da rede Concentrados e número Reduzido de vetores testados
PCC-D1	MPCC com controles do gerador e da rede Desacoplados
PCC-D2	MPCC com controles do gerador e da rede Desacoplados e com cálculo de tempo ótimo

SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
THIPWM	<i>Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Notações e Operadores:

$\hat{}$	Notação para variáveis estimadas
$\ \ $	Operador módulo de variável vetorial
$ $	Operador módulo de variável escalar
$\frac{d}{dt}$	Notação para derivada de primeira ordem de uma variável em relação ao tempo
$*$	Notação para uma variável de referência
$'$	Operador conjugado de uma variável vetorial
Negrito	Variáveis vetoriais
j	Operador complexo $j = \sqrt{-1}$

Símbolos Gregos:

δ	Ciclo de trabalho aplicado
Δ^0	Derivada em relação ao vetor nulo
Δ^n	Derivada em relação ao n-ésimo vetor
θ_2	Ângulo elétrico do fluxo de rotor do gerador de indução
θ_g	Ângulo elétrico da rede
σ	Relação das indutâncias do gerador
ψ	Fluxos do gerador
ω_λ	Velocidade angular do referencial adotado
ω_g	Velocidade angular elétrica da rede
ω_m	Velocidade angular mecânica do gerador

Símbolos Latinos:

F	Coefficiente de atrito viscoso do gerador de indução
-----	--

f_r	Fator de oscilação
g	Função custo do controle preditivo
i	Corrente elétrica
J	Momento de inércia do gerador de indução
K_I	Ganho integral do controlador PI
K_P	Ganho proporcional do controlador PI
K_T	Relação torque/corrente do gerador
L_1	Indutância de estator do gerador de indução
L_2	Indutância de rotor do gerador de indução
L_f	Indutância do filtro de acoplamento à rede
L_H	Indutância mútua do gerador de indução
p	Número de pares de polos do gerador de indução
R_1	Resistência de estator do gerador
R_2	Resistência de rotor do gerador
R_f	Resistência do filtro de acoplamento à rede
S	Estado das chaves do conversor
t_D	Tempo de discretização do controle
T	Torque eletromagnético do gerador de indução
T_m	Torque que produz movimento do GIGE
v	Tensão elétrica

Sobrescritos e Subscritos:

₁	Variáveis de estator do gerador
₂	Variáveis de rotor do gerador
_{α, β}	Referencial ortogonal estacionário das variáveis do gerador e da rede
_{a, b, c}	Referencial trifásico das variáveis do gerador e da rede
_{cc}	relativo ao <i>link</i> de corrente contínua do conversor

d,q	Referencial ortogonal girante das variáveis do gerador e da rede
i	Relativo à porta inversora dos conversores
n	Relativo ao n-ésimo vetor testado pelo FCS-MPC
k	Relativo ao k-ésimo instante de controle
r	Relativo à porta retificadora dos conversores

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Motivação e Relevância do Trabalho	27
1.1.1	Gerador de Indução Gaiola de Esquilo em Sistemas de Geração de Energia	27
1.1.2	Controle Preditivo de Estados Finitos	30
1.1.3	Conversores com Número Reduzido de Chaves	31
1.2	Objetivos do Trabalho	33
1.3	Contribuições do Trabalho	34
1.4	Organização da Tese	35
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	37
2.1	Controle Preditivo de Estados Finitos	37
2.2	Modelagem do Gerador de Indução	38
2.3	Conexão à Rede	40
2.4	Conversor Compartilhado de Nove Chaves	40
2.5	Conclusões Parciais	45
3	CONTROLE PREDITIVO APLICADO AO CONVERSOR NOVE CHAVES	47
3.1	Controle da Rede Elétrica	48
3.1.1	Etapa de Predição das Correntes da Rede	48
3.1.2	Etapa de Avaliação da Função Custo da Rede	49
3.2	Controle do Gerador de Indução	49
3.2.1	Etapa de Predição das Correntes do Gerador	50
3.2.2	Etapa de Avaliação da Função Custo do Gerador	50
3.3	Modificações do PCC-C	50
3.3.1	Redução dos Vetores Testados	50
3.3.2	Desacoplamento das Funções Custo	52
3.3.3	Cálculo do Tempo Ótimo de Aplicação do Vetor	53
3.4	Conclusões Parciais	55
4	IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL E COMPUTACIONAL	57
4.1	Bancada Experimental	57
4.2	Parâmetros da Planta e dos Controladores	59
4.3	Simulação em Ambiente Computacional	60
5	RESULTADOS SIMULADOS E DISCUSSÕES	61
5.1	Descrição dos Ensaios	61

5.2	Resultados em Regime Permanente de Velocidade e Torque	61
5.3	Resposta ao Degrau de Torque Gerado	67
5.4	Indicadores de Desempenho	71
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES	73
6.1	Descrição dos Ensaios	73
6.2	Resultados em Regime Permanente de Velocidade e Torque	73
6.3	Resposta ao Degrau de Torque Gerado	78
6.4	Indicadores de Desempenho	82
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	85
7.1	Conclusões	85
7.2	Diretivas de Trabalhos Futuros	86
7.3	Publicações	86
	REFERÊNCIAS	91
	APÊNDICES	97
	APÊNDICE A – CÁLCULO DAS TENSÕES DE FASE DO CON- VERSOR NOVE CHAVES	99

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Relevância do Trabalho

1.1.1 Gerador de Indução Gaiola de Esquilo em Sistemas de Geração de Energia

A geração eólica aumenta sua participação na matriz energética a cada dia. Em 2019, a produção de eletricidade por essa fonte no Brasil cresceu 15,5% em relação ao ano anterior, e ultrapassou a energia gerada por biomassa no país (MATOS; SOARES; LOUREIRO, 2020, p. 38). A sua relevância impulsiona a pesquisa e o desenvolvimento de conversores de potência e técnicas de controle utilizadas nestes sistemas de geração de energia.

Os sistemas de geração de energia eólica podem ser classificados quanto à velocidade de operação da turbina em três topologias básicas, mostradas na Fig. 1: turbinas de velocidade fixa, semivariável e variável. Na Fig. 1 (a), tem-se uma turbina de velocidade fixa utilizando-se o Gerador de Indução com rotor em Gaiola de Esquilo (GIGE). Como o gerador é diretamente conectado à rede, as frequências elétricas e mecânicas são fortemente acopladas, e o gerador só pode variar sua velocidade em uma estreita faixa de 1% da velocidade nominal. Ainda, o consumo de energia reativa do gerador requer um banco de capacitores, e um *soft starter* para a partida do sistema. As desvantagens técnicas deste sistema superam sua simplicidade e baixo custo, especialmente com requisitos de desempenho da rede cada vez mais severos (ANAYA-LARA et al., 2009, p. 8).

Na Fig. 1 (b), há um sistema de geração com o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA), topologia consolidada no mercado atual de geração eólica. Por meio de um conversor de potência ligado ao enrolamento de rotor, pode-se ajustar a frequência de escorregamento do sistema, de modo a manter a frequência elétrica da rede constante, para uma maior faixa de velocidades mecânicas, cerca de 30% da velocidade nominal (YARAMASU et al., 2015). Uma de suas vantagens é que o conversor possui potência nominal de apenas 30% da potência nominal gerada (YARAMASU et al., 2015).

Por fim, na Fig. 1 (c) há a topologia com conversor pleno, que isola os terminais do gerador dos da rede, o que aumenta a robustez à faltas em relação ao GIDA, segundo Yaramasu et al. (2015), enquanto mantém a possibilidade de controle de potência reativa. Assim, pode-se controlar a velocidade do gerador de forma independente, permitindo que o gerador opere de 0 a 100% da sua velocidade nominal. Ainda, essa topologia apresenta melhor regulação dinâmica da tensão e melhor desempenho em situação de baixa tensão (AHMED et al., 2020). Espera-se que esta topologia continue ganhando importância ao longo dos anos, beneficiando-se do barateamento da eletrônica de potência (KONSTANTOPOULOS; ALEXANDRIDIS, 2014). Para o sistema com conversor pleno,

pode-se usar o GIGE, Geradores Síncronos de Ímã Permanente (GSIP) ou de Rotor Bobinados (GSRB).

Figura 1: Topologias de turbinas com velocidade fixa (a), semivariável (b) e variável (c), para sistemas de geração eólica.

(a) Turbina de velocidade fixa.

(b) Turbina de velocidade semivariável.

(c) Turbina de velocidade variável.

Fonte: o autor.

Dentre estas máquinas elétricas para turbinas de velocidades variável, o GIGE destaca-se pela ausência de escovas e de ímãs permanentes, o que resulta em reduzida manutenção quando comparada a máquinas síncronas com enrolamento de campo, como o

GSRB (TRZYNADLOWSKI, 2001, p. 2), além de maior simplicidade, de modo que sua aplicação torna-se interessante em ambientes severos (MANAULLAH et al., 2012). Além disso, por não empregarem ímãs permanentes, o custo dessas máquinas é menos suscetível a flutuações comerciais e escassez desse item, como acontece com o GSIP (TAN, 2016). De fato, ressalta-se a significativa inserção do GIGE no segmento de geração eólica *on-shore* na América do Norte e *off-shore* na Europa (HERNANDEZ; PRADAS; TELSNIIG, 2017, p. 13 e p. 25). Assim, este trabalho foca no uso do GIGE em geração de energia.

O acionamento da máquina de indução em aplicações de velocidade variável requer uma tensão com frequência variável (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006, p. 563). Para tal, o aprimoramento de dispositivos embarcados foi também importante, ao permitir o desenvolvimento de técnicas de controle de alto desempenho dinâmico. O controle escalar, que busca manter constante a razão entre amplitude e frequência da tensão aplicada ao motor, possui baixo custo computacional porém também baixo desempenho dinâmico (MARTINS et al., 1998). Assim, surgiu o controle por orientação de campo, ou *Field Oriented Control* (FOC), que desacopla o controle de fluxo do controle de torque, utilizando a modelagem da máquina de indução e tratando as variáveis elétricas vetorialmente (BLASCHKE, 1971). Sua implementação é acompanhada de moduladores de tensão, uma vez que o FOC fornece uma tensão a ser sintetizada dentro de um intervalo contínuo de atuação. O bom desempenho em oscilação de torque e de corrente proporcionado pelo FOC é feito ao custo de malhas adicionais de controle e de transformações de referencial (CASADEI; PROFUMO; TANI, 2002).

De outra linha de pesquisa, tem-se o controle direto de torque, ou *Direct Torque Control* (DTC), proposto por Takahashi e Ohmori (1989). Fazendo uso de comparadores de histerese e das possíveis combinações de chaveamento do inversor de tensão trifásico, a cada instante o DTC determina com base em uma tabela heurística a combinação de chaveamento, também chamada de vetor de tensão, a ser aplicada no conversor. Assim, tem-se o controle de torque e de fluxo da máquina sem necessidade de moduladores de tensão (CASADEI et al., 2010). Se por um lado o DTC apresenta uma estrutura mais simples e com menos controladores, por outro possui maiores oscilações de corrente do que o FOC, além de frequência variável de chaveamento (CASADEI; PROFUMO; TANI, 2002). Autores em Zelechowsky (2005) propuseram o *Direct Torque Control - Space Vector Modulation* (DTC-SVM) ao modificar o DTC com a inserção de um modulador de tensão *Space Vector Modulation* (SVM) em lugar da tabela de chaveamento, e controladores Proporcional-Integrais (PIs) em lugar dos comparadores de histerese.

No controle de máquinas elétricas e de conversores de potência, também se encontram as técnicas de controle preditivo. Caracterizam-se por determinar a ação de controle com base na minimização de uma função custo, derivada do modelo da planta e dos objetivos de controle (KENNEL; LINDER, 2000). Como em outras plantas, o controle preditivo

contínuo encontra aplicação, ao determinar qual a tensão ótima a ser aplicada pelo inversor no intervalo completo (VAZQUEZ et al., 2017). No entanto, o controle preditivo de estados finitos, ou *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC), é de especial valor devido à natureza discreta dos conversores de potência. O FCS-MPC foi proposto por Rodriguez et al. (2007) e destaca-se na literatura pela rápida resposta dinâmica, pela ausência de moduladores de tensão e pela simples inserção de não-linearidades e objetivos secundários de controle (VAZQUEZ et al., 2017). O presente trabalho foca nesta técnica, que a seguir será delineada e comentada.

1.1.2 Controle Preditivo de Estados Finitos

Conversores de potência, utilizados no acionamento do GIGE, são constituídos de chaves eletrônicas, que assumem idealmente um comportamento binário de operação: ligada ou desligada. Essa característica permite que se mapeie todas as possíveis combinações de chaveamento que um conversor possa assumir em um instante. Se o número de combinações é finito, assim também é o número de tensões sintetizadas pelo conversor. Assim, para uma função custo escolhida, determina-se qual a tensão de menor custo apenas entre aquelas possíveis, de acordo com o conversor, em lugar de determinar-se a tensão dentro de um intervalo contínuo. À combinação correspondente a essa tensão dá-se o nome de vetor ótimo de tensão. O problema de otimização com restrições é então substituído por um problema de enumeração. O FCS-MPC prediz o comportamento do sistema para cada vetor de tensão com base no seu modelo. Por fim, aplica-se aquele vetor em que uma função custo proposta assuma o menor valor (KOURO et al., 2009; RODRIGUEZ et al., 2013). As funções custo normalmente usam a norma-L1 dos erros preditos (soma dos módulos) ou a norma-L2 quadrada (soma dos quadrados) (KARAMANAKOS; GEYER; KENNEL, 2017).

O Controle Preditivo de Corrente, ou *Model Predictive Current Control* (MPCC) caracteriza-se por uma função custo igual à norma do erro de corrente predita do sistema. Como o MPCC requer o cálculo das correntes em um referencial vetorial, pode-se entender esta abordagem de forma análoga ao FOC. Para motores e geradores elétricos também se encontra na literatura o Controle Preditivo de Torque, ou *Model Predictive Torque Control*, ou (MPTC). Nesse caso, busca-se minimizar o erro de torque predito e o de fluxo de estator predito. Com isso, tem-se uma estrutura análoga ao DTC, porém com uma otimização *online* em lugar de uma tabela heurística, o que confere melhor desempenho (ZHANG; YANG, 2016). Ambas estratégias foram comparadas em Wang et al. (2015), que mostraram que o MPCC produz menor distorção harmônica das correntes e menor esforço computacional, enquanto o MPTC apresenta menor oscilação de torque no regime transiente.

Na literatura, destacam-se os esforços de pesquisa a respeito de diminuir o custo

computacional do FCS-MPC e a respeito de melhorar o seu desempenho em regime (VAZ-QUEZ et al., 2017). Destacam-se em relação à primeira parte as seguintes áreas: a extensão do horizonte de predição e a investigação de métodos de discretização (RODRIGUEZ et al., 2013; WANG et al., 2017). Na melhoria do desempenho em regime, ressaltam-se o ajuste dos fatores de ponderação, quando existentes, e as técnicas de união do FCS-MPC com o conceito de ciclo de trabalho. Além de determinarem o vetor ótimo a ser aplicado pelo MPTC, Zhang e Yang (2014) calcularam o tempo ótimo de aplicação deste vetor, visando minimizar a oscilação de torque, em complemento ao vetor nulo. Zhang e Yang (2015) desenvolveram o preditivo com cálculo e aplicação de dois vetores genéricos em um ciclo de controle, e Zhang, Bai e Yang (2018) ampliaram o conceito para o cálculo e aplicação de três vetores, sendo dois ativos e um nulo, unificando com a teoria de controle *dead-beat* de tensão. A divisão de controles preditivos em menores subsistemas de controle também pode melhorar seu desempenho (FORBES et al., 2015).

A aplicação de técnicas FCS-MPC à geração de energia é promissora. Cruz et al. (2018) aplicaram um MPTC ao controle do GIDA, e Calle-Prado et al. (2016) aplicaram MPCCs ao controle do GSIP, por meio de um conversor *back-to-back* (B2B) multinível. Os autores Lunardi, Chaves e Filho (2016) empregaram o FCS-MPC ao GIGE com conversores B2B, aplicados na geração de energia eólica. O MPTC foi usado no controle do GIGE, e um controle preditivo de potência foi usado no controle da rede. O uso do FCS-MPC requer a discussão a respeito da eletrônica de potência utilizada em conjunto, como segue na próxima subseção.

1.1.3 Conversores com Número Reduzido de Chaves

Em sistemas de geração de energia eólica para operação em velocidade variável, conversores B2B (B2B) são uma topologia consolidada (ANAYA-LARA et al., 2009, p. 36). Denotam uma configuração em que dois inversores são conectados de modo a interligar duas portas de Corrente Alternada (CA) por uma porta de Corrente Contínua (CC) comum, o que desacopla o controle do gerador do da rede (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Pode-se ver o B2B na Figura 2 (a). Esse tipo de configuração será aqui chamado de CA/CC/CA.

Um ramo de pesquisa na literatura busca novas topologias de conversores que utilizem menos chaves do que as 12 presentes no B2B, a fim de reduzir-se o custo da conversão de energia (JACOBINA et al., 2003). Cita-se o B2B de 8 chaves, ou conversor 4B4, mostrado na Figura 2 (b). Nele um braço de cada porta trifásica é combinado em um braço compartilhado, feito de capacitores (KIM; LIPO, 1996). Ressalta-se a importância de manter a tensão CC dos capacitores balanceada.

Dessa procura, também surgiu o Conversor Nove Chaves (C9C), proposto por Liu et al. (2009) e mostrado na Figura 2 (c). Com 25% menos chaves do que o B2B, pode-se

Figura 2: Conversores B2B (a), 4B4 (b), C9C (c), e C6C (d) em sistema de geração de energia com o GIGE.

Fonte: o autor.

vê-lo como dois inversores parcialmente superpostos, compartilhando 3 chaves entre si. É capaz de operar com frequências diferentes ou iguais em cada porta trifásica, e o menor número de chaves vem ao custo de uma maior tensão de *link* CC (LIU et al., 2009). Em Jibhakate, Chaudhari e Renge (2018), o C9C interligou a rede elétrica e uma máquina de indução visando a compensação de energia reativa. Em Dehghan, Mohamadian e Yazdian (2010), substituiu-se o B2B pelo C9C no *powertrain* de um veículo híbrido do tipo série, onde se evidenciou a redução de custo e de volume. O C9C também pode operar a partir de uma tensão CC imposta, alimentada duas cargas CA independentemente, na configuração que será aqui chamada de CC/2CA, como em Diab et al. (2016), onde o C9C foi associado a um conversor *boost* para tração veicular alimentada por baterias. Cada porta trifásica controlou 3 fases de um motor hexafásico.

Derivado do C9C, Heydari, Varjani e Mohamadian (2011) propuseram o Conversor Seis Chaves (C6C), reduzindo o número de chaves em relação ao B2B pela metade. Nele,

uma das fases de cada porta trifásica é conectada a segmentos do *link* CC, que agora é tripartido, como se vê na Figura 2 (d). Esse conversor também permite acionar duas cargas trifásicas (HEYDARI et al., 2012) ou ligar a rede a uma carga, como em Heydari, Fatemi e Varjani (2017), por meio do controle do *link* CC inteiro.

Entre os conversores de número reduzido de chaves, o C9C destaca-se por não apresentar o problema de deriva de tensão nos capacitores, já que só há um ramo de capacitores, em oposição ao C6C e ao 4B4. A deriva na tensão prejudica o desempenho do controle do sistema (SU; SUN, 2017). Assim, este trabalho foca no uso do C9C.

As vantagens do FCS-MPC encorajam o seu uso no controle de conversores compartilhados com número reduzido de chaves. Porém, ainda há muito a caminhar nessa direção da literatura. Quanto ao C9C, autores sempre concentraram todos os objetivos do sistema em uma única função custo, acoplando dois controles que originalmente são independentes. Os autores Gulbudak e Santi (2015) aplicaram o C9C a duas cargas trifásicas, alimentadas pelo *link* CC. Propuseram um FCS-MPC baseado na minimização do erro de tensão do controle do C9C, com uma função custo única igual à soma das normas-L2 do erro de tensão de cada porta trifásica. Das 27 combinações de chaveamento, 15 foram utilizadas na enumeração do FCS-MPC.

Em Lee, Heng e Roslan (2016), o C9C conectou uma rede trifásica, com controle de potência PQ, definido pelo controle da tensão de *link* CC, a uma carga RL trifásica, com controle de corrente. Desenvolveu-se um FSC-MPC também com função custo concentrada, enumerando os 27 vetores de tensão do C9C. A função custo somava a norma-L1 do erro de potência da rede com a norma-L1 do erro de corrente da carga trifásica.

Um FCS-MPC também foi aplicado a uma variação de corrente do C9C, também com função custo concentrada, para minimizar as normas-L2 quadradas do erro de corrente de duas cargas RL (GAO; WU; XU, 2017).

Em Gulbudak e Gokdag (2018), o C9C foi novamente utilizado na configuração CC/2CA, para acionar dois motores de indução. Para tal, os autores desenvolveram dois MPTCs e a função custo concentrada computou as normas-L1 dos erros de torque e de fluxo dos dois motores, com enumeração de 15 dos 27 vetores de tensão.

O autor deste trabalho, em Guazzelli et al. (2018), pela primeira vez na literatura propôs o desacoplamento dos controles preditivos no C9C. Em Gulbudak e Gokdag (2019), tem-se um outro caso de desacoplamento dos controles preditivos aplicados ao C9C, para acionamento independente de duas cargas trifásicas RL.

1.2 Objetivos do Trabalho

Com base nas características apresentadas do FCS-MPC e visando-se a aplicação de conversores com número de chaves reduzido na geração de energia utilizando-se o GIGE,

este trabalho possui os seguintes objetivos específicos:

- a) Aplicação do FCS-MPC, especificamente o MPCC, ao controle do GIGE e da rede, conectados ao C9C;
- b) Implementação do FCS-MPC com o desacoplamento dos controle do GIGE e da rede, bem como com o conceito de ciclo de trabalho ótimo;
- c) Validação das topologias de controle consideradas e propostas em bancada experimental, com GIGE real e conversor conectado à rede elétrica, em diferentes pontos de operação, para consolidar as contribuições deste trabalho.

O desacoplamento dos controles preditivos originará o proposto Controle Preditivo de Corrente Desacoplado (PCC-D1) enquanto que a adição do conceito de ciclo de trabalho originará o Controle Preditivo de Corrente Desacoplado de 2 Vetores (PCC-D2). Nesses controles propostos, um sistema MPCC controla o GIGE, enquanto o outro MPCC controla a tensão de *link* CC do conversor por meio da injeção de corrente na rede. Essa abordagem não só reduz a enumeração de vetores, e consequentemente o custo computacional, quando comparado ao do MPCC Concentrado, mas também melhora o regime permanente das correntes do sistema.

1.3 Contribuições do Trabalho

Destacam-se as contribuições principais neste trabalho:

- a) Redução do esforço computacional do FCS-MPC aplicado ao conversor C9C, por meio do desacoplamento das funções custo dos controles de cada porta trifásica, sem perda de desempenho;
- b) Melhoria do desempenho em regime do torque e da potência ativa injetada do sistema com controle preditivo aplicado ao C9C, por meio da utilização do conceito de ciclo de trabalho ótimo.

Dois artigos desenvolvidos ao longo do doutorado são destacados, diretamente relacionados a este trabalho:

- a) GUAZZELLI, P. R. U.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Dual Predictive Current Control of Grid Connected Nine-Switch Converter Applied to Induction Generator. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2018, São Paulo - SP. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1038-1044.
- b) GUAZZELLI, P. R. U.; SANTOS, S. T. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L.

Decoupled Predictive Current Control with Duty Cycle Optimization of a Grid-Tied Nine-Switch Converter Applied to an Induction Generator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2021.

O primeiro artigo foi publicado no *Induscon 2018*, e versa sobre o controle preditivo desacoplado aplicado ao C9C, com resultados de simulações. O segundo trabalho está em fase de revisão na revista internacional *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, e versa sobre as principais contribuições deste trabalho, o preditivo desacoplado com otimização de ciclo de trabalho, com validação experimental.

1.4 Organização da Tese

No Capítulo 1 apresentou-se o FCS-MPC e a sua aplicação à eletrônica de potência, bem como o uso de conversores com número reduzido de chaves. Também investigaram-se as estratégias de controle a eles aplicadas, e delinearam-se os objetivos e contribuições desta tese.

O Capítulo 2 disserta sobre fundamentos do FCS-MPC, e sobre o sistema de geração de energia com GIGE de velocidade variável, apresentando os fundamentos teóricos para a modelagem dos componentes do sistema: o gerador, a rede e o conversor de interesse do trabalho.

No Capítulo 3 tem-se a apresentação detalhada da estratégia de controle desenvolvida, frente à abordagem convencional do FCS-MPC, explicitando o equacionamento desenvolvido em cada etapa do PCC-D2 para o C9C.

O Capítulo 4 apresenta considerações quanto às simulações desenvolvidas, bem como sobre a bancada desenvolvida, usada na obtenção de resultados experimentais.

Os resultados obtidos em simulação são apresentados no Capítulo 5, junto de suas discussões apropriadas, enquanto que a apresentação e a discussão dos resultados obtidos experimentalmente estão no Capítulo 6.

Por fim, as conclusões pertinentes a respeito das técnicas de controle são feitas no Capítulo 7.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 Controle Preditivo de Estados Finitos

Seja um sistema discreto dado por (2.1), no qual os estados no instante futuro x^{k+1} dependem dos estados no instante atual x^k , da entrada u^k atual e do tempo de discretização t_D . Ainda, tem-se que o vetor de entrada pertence a um universo finito de possibilidades, isto é, $u_n^k \in U = \{u_0, \dots, u_{N-1}\}$, em que N é o número de possíveis vetores (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). O FCS-MPC a ele aplicado é então estruturado conforme a Figura 3:

$$x^{k+1} = f(x^k, u^k, t_D) \quad (2.1a)$$

$$y^k = h(x^k). \quad (2.1b)$$

Figura 3: Fluxograma de funcionamento do FCS-MPC, em um instante k de controle.

Fonte: o autor.

Em um ciclo de controle, a primeira etapa é o pré-processamento das variáveis do sistema: a medição de estados, seguida da estimação de estados não-mensuráveis,

e a conversão destas variáveis para os referenciais de interesse. Essas informações são utilizadas pelo processo recursivo ilustrado, em que para cada possível vetor u^{k+1} mapeado predizem-se os estados futuros, para o horizonte M desejado. Essa predição é feita a partir do modelo discretizado da planta. Em seguida, para cada vetor associa-se um custo, calculado pela função custo g_n^k , derivada do controle do sistema. A função custo depende do estado atual, da entrada atual, e das possíveis entradas futuras até o horizonte de predição M desejado, como em (2.2) (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). Neste trabalho, fixou-se $M = 1$, para menor esforço computacional.

$$g_n^k = g(x^k, u^k, \dots, u^{k+M}). \quad (2.2)$$

Após avaliarem-se todos os vetores, escolhe-se o vetor com a menor função custo associada, de acordo com (2.3) (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). O chamado vetor ótimo u_{opt} é aplicado ao sistema. Percebe-se como o tamanho do universo de possibilidades influencia no custo computacional do FCS-MPC:

$$u_{opt}^k = \arg \min_u g_n^k. \quad (2.3)$$

Assim, para aplicação do FCS-MPC ao GIGE e conversor, deve-se: entender a modelagem matemática dos componentes do sistema, utilizada na predição do seu comportamento futuro; e enumerar o conjunto de possíveis vetores, a partir da análise do conversor adotado na aplicação.

2.2 Modelagem do Gerador de Indução

O estator do GIGE é composto de três enrolamentos defasados $2\pi/3$ rad entre si. Seu rotor, por outro lado, é composto de várias barras condutoras em paralelo, formando a característica gaiola de esquilo. Para modelagem matemática, assume-se a existência de três fases igualmente defasadas $2\pi/3$ rad também no rotor, de forma análoga ao estator (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2006, p. 303).

O GIGE tem seu modelo fundamentado nos seus circuito de estator, de rotor, e na equação mecânica, como em (2.4), para um referencial genérico,

$$\mathbf{v}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_\lambda \psi_1 \quad (2.4a)$$

$$0 = R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_\lambda - p\omega_m) \psi_2 \quad (2.4b)$$

$$\psi_1 = L_1 \mathbf{i}_1 + L_H \mathbf{i}_2 \quad (2.4c)$$

$$\psi_2 = L_H \mathbf{i}_1 + L_2 \mathbf{i}_2 \quad (2.4d)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_m - F\omega_m - T_{el}) \quad (2.4e)$$

$$T_{el} = \frac{3}{2} p \text{Im}\{\psi'_1 \cdot \mathbf{i}_1\}. \quad (2.4f)$$

onde as variáveis tensão, corrente e fluxo de estator são representadas por $\mathbf{v}_1$, $\mathbf{i}_1$ e ψ_1 , respectivamente; a corrente e fluxo de rotor são representadas por $\mathbf{i}_2$ e ψ_2 , respectivamente; R_1 e L_1 são resistência e indutância de estator, enquanto R_2 e L_2 são resistência e indutância de rotor. A indutância mútua é dada por L_H . A velocidade angular mecânica é representada por ω_m , enquanto o torque eletromagnético é dado por T_{el} e o torque motriz do sistema por T_m . Os parâmetros mecânicos considerados são o número de pares de polos, dado por p , o momento de inércia J , e o coeficiente de atrito viscoso F . O referencial possui velocidade angular ω_λ (VAS, 1990).

O referencial das tensões e correntes influi no modelo do GIGE. As medições são feitas no referencial trifásico abc definido na Figura 4. Assim, tensões e correntes possuem três coordenadas neste referencial. Porém, pode-se transformá-las para o referencial ortogonal $\alpha\beta$ fixo no estator do GIGE (KRISHNAN, 2001, p. 203). Assim, reduz-se a complexidade e número de variáveis do modelo (KRAUSE et al., 2013, p. 86), pois cada variável tem apenas duas coordenadas. A relação entre os dois referenciais é dado por (2.5), para uma transformação com invariância de magnitude.

Figura 4: Referenciais adotados para modelagens e controles.

Fonte: o autor.

$$\mathbf{i} = i_\alpha + ji_\beta = \frac{2}{3}(i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}}i_c). \quad (2.5)$$

Ainda, definiu-se o referencial dq , alinhado com o fluxo de rotor do GIGE (VAS, 1990). Também bifásico, o referencial dq é girante, e θ é o ângulo entre ele e o referencial $\alpha\beta$. No caso do controle do GIGE $\theta = \theta_2$, em que o subscrito 2 denota variáveis de rotor. Esta transformada é realizada por (2.6), onde o subscrito r é utilizado porque os terminais do estator GIGE estão conectados à porta retificadora do conversor:

$$\mathbf{i}_r = i_{dr} + ji_{qr} = e^{j\theta_2}(i_{\alpha 1} + ji_{\beta 1}). \quad (2.6)$$

As equações em (2.4) podem ser reescritas a fim de manter as variáveis de corrente de estator e fluxo de rotor do GIGE, e força-se $\omega_\lambda = \omega_2$, que é a velocidade síncrona do GIGE. Assim, o vetor de corrente passa a ser representado por componentes dq e o fluxo de rotor apenas pela componente d :

$$\mathbf{i}_1 = i_{dr} + j i_{qr} \quad (2.7a)$$

$$\psi_2 = \psi_{2d} + j0. \quad (2.7b)$$

Para simplificação, seja $\sigma := 1 - \frac{L_H^2}{L_1 L_2}$. Com isso, chega-se a (2.8) (VAS, 1990):

$$\frac{d\mathbf{i}_1}{dt} = \frac{\mathbf{v}_1}{\sigma L_1} - \left(\frac{R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} + \frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_2 \right) \mathbf{i}_1 + \frac{L_H}{\sigma L_1 L_2} \left(\frac{R_2}{L_2} - j p \omega_m \right) \psi_2 \quad (2.8a)$$

$$\frac{d\psi_2}{dt} = \frac{R_2 L_H}{L_2} \text{Re}\{\mathbf{i}_1\} - \frac{R_2}{L_2} \psi_2 \quad (2.8b)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(T_m - F\omega_m - \frac{3}{2} p \text{Im}\{\psi_1' \cdot \mathbf{i}_1\} \right), \quad (2.8c)$$

onde ω_2 é a velocidade de fluxo de rotor do GIGE, calculada como abaixo, em função da velocidade do rotor e da velocidade de escorregamento:

$$\omega_2 = p\omega_m + \frac{R_2 L_H}{L_2} \frac{i_{qr}}{\|\psi_2\|}. \quad (2.9)$$

2.3 Conexão à Rede

A modelagem da rede elétrica também se beneficia da mudança do referencial trifásico para um ortogonal. Nesse caso, as correntes e tensões são referenciadas ao ângulo da rede, e assume-se uma sequência positiva das tensões. Assim, $\theta = \theta_g$ a partir das medições de tensão. Com isso,

$$\mathbf{i}_i = i_{di} + j i_{qi} = e^{j\theta_g} (i_{\alpha i} + j i_{\beta i}) \quad (2.10)$$

onde o subscrito i é utilizado por referir-se a variáveis da porta inversora do C9C. A conexão da porta inversora à rede é feita por intermédio de um filtro passivo, que permite bidirecionalidade de energia entre conversor e rede. Neste trabalho, considerou-se um filtro tipo L, com indutância L_f e resistência R_f . A saída da porta inversora tem a dinâmica mostrada em (2.11), onde $\mathbf{v}_g$ é a tensão da rede elétrica:

$$\frac{d\mathbf{i}_i}{dt} = \frac{1}{L_f} (\mathbf{v}_i - R_f \mathbf{i}_i - \mathbf{v}_g - j\omega_g \mathbf{i}_i). \quad (2.11)$$

2.4 Conversor Compartilhado de Nove Chaves

Para modelagem do conversor C9C, deve-se entender a modulação PWM a ele associada, e enumerar os vetores de tensão que podem ser sintetizados por ele, para posterior uso no FCS-MPC.

O C9C é um conversor compartilhado, como se vê na Figura 5 (a). As chaves intermediárias fazem parte tanto do retificador da porta superior, quanto do inversor da porta inferior. Cada chave n é acionada pelo respectivo sinal S_n .

Para cada braço, duas e somente duas chaves devem estar ligadas. Assim, garante-se que tanto a porta inferior e a superior estão conectadas a um dos terminais do *link* CC, e impede-se o curto-circuito do braço ou a flutuação de um dos terminais das cargas. A partir disso, Kominami e Fujimoto (2007) propuseram uma modulação conforme a Figura 5 (b), em que a mesma portadora é comparada com duas moduladoras independentes, δ_{up} e δ_{low} . A cada uma foi somado um limiar diferente, a fim de eliminar interferência entre as portas, como se vê em (2.12) e (2.13).

Figura 5: C9C e sua respectiva modulação PWM.

Fonte: o autor.

$$\delta_{up}^a = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t) + \frac{1}{2} \quad (2.12a)$$

$$\delta_{up}^b = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t - 2\pi/3) + \frac{1}{2} \quad (2.12b)$$

$$\delta_{up}^c = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t + 2\pi/3) + \frac{1}{2}. \quad (2.12c)$$

$$\delta_{low}^a = \frac{1}{2}m_{low} \sin(\omega_{low}t) - \frac{1}{2} \quad (2.13a)$$

$$\delta_{low}^b = \frac{1}{2}m_{low} \sin(\omega_{low}t - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \quad (2.13b)$$

$$\delta_{low}^c = \frac{1}{2}m_{low} \sin(\omega_{low}t + 2\pi/3) - \frac{1}{2}. \quad (2.13c)$$

Assumem-se limiares iguais a $\pm \frac{1}{2}$, que dividem o *link* CC igualmente entre as portas. Para cada fase, uma moduladora determina o estado das chaves superiores e a outra moduladora determina o estado das chaves inferiores. As chaves intermediárias são determinadas pela operação ou exclusiva (XOR) das outras chaves, como mostrado na Figura 5 (c).

No Apêndice A, é feita a dedução das tensões de fase da porta superior para as moduladoras acima mostradas. Chega-se ao seguinte conjunto de tensões equilibradas para cada porta:

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t) \quad (2.14a)$$

$$v_{fase}^b = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t - 2\pi/3) \quad (2.14b)$$

$$v_{fase}^c = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t + 2\pi/3). \quad (2.14c)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{4} m_{low} \sin(\omega_{low} t) \quad (2.15a)$$

$$v_{fase}^b = \frac{V_{CC}}{4} m_{low} \sin(\omega_{low} t - 2\pi/3) \quad (2.15b)$$

$$v_{fase}^c = \frac{V_{CC}}{4} m_{low} \sin(\omega_{low} t + 2\pi/3). \quad (2.15c)$$

A amplitude das tensões pode ser aumentada em 15%, mediante uso de modulação por espaço de vetores (SVPWM) ou por meio da injeção de sinais de sequência zero junto da moduladora, como a injeção de terceira harmônica (THIPWM) (GAO et al., 2010).

Outra análise a ser feita sobre o C9C são os seus vetores de tensão. Dada a restrição de duas chaves ligadas por braço, existem logo 3 combinações possíveis de chaveamento em cada braço, resultando então em 27 possibilidades de chaveamento para o C9C. Para cada combinação, calcula-se qual a tensão de saída nas portas, em função do *link* CC. Assim, constrói-se a Tabela 1, onde $S_n = 1$ denota a chave em condução e $S_n = 0$ denota a chave em bloqueio. Ao todo, há oito vetores de tensão que podem ser aplicados a cada porta, chamados de $\mathbf{v}_0$ a $\mathbf{v}_7$. Três combinações produzem vetores nulos em ambas as portas trifásica, e 24 aplicam um vetor ativo em pelo menos uma das portas. Transcrevendo os vetores no referencial $\alpha\beta$, há dois vetores nulos, $\mathbf{v}_0$ e $\mathbf{v}_7$, e seis diferentes vetores ativos a ser aplicados em cada porta trifásica, como se vê na Figura 6. Eles têm suas coordenadas descritas na Tabela 2. Os seis vetores ativos possuem a mesma amplitude, e diferem quanto ao seu ângulo.

Tabela 1: Vetores aplicados pelo C9C em cada porta para cada combinação de chaveamento.

Combinação [S_{1-9}]	Vetores Aplicados		Combinação [S_{1-9}]	Vetores Aplicados	
	Porta Superior	Porta Inferior		Porta Superior	Porta Inferior
[110110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_7$	[011011011]	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
[110110011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_2$	[011011101]	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_0$
[110110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_2$	[011101110]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
[110011110]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6$	[011101011]	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_0$
[110011011]	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1$	[011101101]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_0$
[110011101]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	[101110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_4$
[110101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_6$	[101110011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$
[110101011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1$	[101110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_3$
[110101101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_1$	[101011110]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5$
[011110110]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4$	[101011011]	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_0$
[011110011]	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3$	[101011101]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_0$
[011110101]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_3$	[101101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_5$
[011011110]	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_5$	[101101011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_0$
			[101101101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$

Fonte: o autor.

Figura 6: Possíveis vetores aplicados pelo C9C, no referencial $\alpha\beta$, em função da tensão de *link* CC.

Fonte: o autor.

Quando se analisa o PWM desenvolvido para o C9C em Kominami e Fujimoto (2007), vê-se que o uso da portadora compartilhada provoca dois estágios diferentes para um ciclo da portadora. Durante a parte positiva da portadora, mostrada na Figura 7 (a), a porta superior sintetiza uma tensão correspondente a δ_{up} imposto, e as chaves S_3 , S_6 e S_9 são ligadas, aplicando um vetor nulo $\mathbf{v}_0$ à porta inferior. Na parte negativa da portadora,

Tabela 2: Vetores resultantes de cada combinação de chaveamento do C9C, nos eixos abc e $\alpha\beta$, em cada porta.

Vetor	v_A	v_B	v_C	v_α	v_β	Módulo
$\mathbf{v}_0$	0	0	0	0	0	0
$\mathbf{v}_1$	$\frac{2}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$	0	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_2$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_3$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_4$	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	0	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_5$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$	$-\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_6$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{2}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$\frac{1}{3}V_{CC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{CC}$	$\frac{2}{3}V_{CC}$
$\mathbf{v}_7$	0	0	0	0	0	0

Fonte: o autor.

mostrada na Figura 7 (b), ocorre o inverso. As chaves S_1 , S_4 e S_7 ligadas aplicam um vetor nulo $\mathbf{v}_7$ à porta superior, enquanto o valor δ_{low} define a tensão aplicada na porta inferior. Assim, a área útil de tensões sintetizáveis da Figura 6 não é definida pelos vetores inteiros,

Figura 7: Configuração do C9C durante cada parte da portadora compartilhada.

Fonte: o autor.

mas pela média entre esses vetores e o vetor nulo. Vê-se esse cenário na Figura 8 (a). Como se deseja para GIGE e para a rede tensões senoidais, a região útil passa a ser a circunferência inscrita mostrada na Figura 8 (b).

Da Figura 8, extrai-se a amplitude da máxima tensão de fase senoidal que o C9C pode sintetizar. Por meio do cálculo trigonométrico em (2.16), chega-se ao ganho em (2.17), que é o dobro de tensão de *link* CC necessária para o B2B.

$$\|\mathbf{v}_{fase}^{max}\| = \|V'\| \cos \frac{\pi}{6} = \frac{1}{3}V_{CC} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{3}} \quad (2.16)$$

$$\therefore V_{CC} = 2\sqrt{6}V_{fase}^{rms} \quad (2.17)$$

Figura 8: Vetores médios efetivos aplicados pelo C9C, no referencial $\alpha\beta$, em função da tensão de *link* CC.

Fonte: o autor.

2.5 Conclusões Parciais

Neste Capítulo, apresentou-se o princípio de funcionamento do FCS-MPC, os modelos matemáticos da planta (GIGE e rede elétrica) e conceitos a respeito do C9C e do C6C, enfatizando suas possibilidades de sintetizar tensões conforme desejado. Essas informações são úteis para a seguir unir-se os conceitos, como se segue no próximo Capítulo, aplicando o FCS-MPC ao C9C, de modo concentrado e de modo separado em cada porta.

3 CONTROLE PREDITIVO APLICADO AO CONVERSOR NOVE CHAVES

O MPCC aplicado ao conversor C9C tem como estrutura o diagrama mostrado na Figura 9. Há dois Controles Preditivos de Corrente (PCCs), um para a rede elétrica, na parte inferior, e outro para o GIGE, na parte superior. No controle do GIGE, Impõe-se uma referência de torque, que é convertida para referência da corrente em quadratura i_{qr}^* , enquanto um controlador PI determina a referência de corrente em eixo direto i_{dr}^* , a partir de uma referência imposta de amplitude de fluxo de rotor ψ_{2d}^* . Ambas as referências de corrente são utilizadas na função custo, junto das correntes preditas da porta retificadora no referencial dq . Para o controle da rede, um controlador PI determina a referência de corrente i_{di}^* a partir do erro de tensão de *link* CC, enquanto a referência de corrente i_{qi}^* é mantida em zero. Essas referências de corrente também são integradas à função custo, junto das previsões de corrente da porta inversora, no referencial dq .

Figura 9: Diagrama geral do PCC aplicado ao C9C.

Fonte: o autor.

A implementação convencional do PCC dá-se no diagrama da Figura 10. O controle é concentrado em uma única função custo, como em (3.1), que determina a combinação de chaves do conversor.

$$g_n = g_{inv_n} + g_{rect_n} \quad (3.1)$$

Figura 10: Diagrama do Controle Preditivo Concentrado (PCC-C).

Fonte: o autor.

Ao PCC que executa a função custo de (3.1) para todos os 27 pares de vetores da Tabela 1, dá-se aqui o nome de PCC Concentrado (PCC-C). Seguem neste Capítulo as explicações de cada controle preditivo, do GIGE e da rede.

3.1 Controle da Rede Elétrica

A porta inversora dos conversores está ligada à rede por meio de um filtro L, e o seu controle visa transferir energia para a rede a fim de manter a tensão de *link* CC constante. Para tal, desenvolveu-se um controle dq , utilizando o ângulo da rede θ_g estimado para converter as correntes no referencial $\alpha\beta$, como se vê abaixo:

$$\hat{\mathbf{i}}_i = \hat{i}_{di} + j\hat{i}_{qi} = e^{j\hat{\theta}_g}(i_{\alpha i} + ji_{\beta i}). \quad (3.2)$$

Para obtenção do ângulo da rede θ_g empregou-se um PLL de referencial síncrono com filtro de média móvel (MAF-PLL, de *Moving Average Filter Phase Locked Loop*), uma topologia consolidada em aplicações trifásicas (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017), e indicada para sistemas com desbalanço nas tensões medidas e distorções por harmônicos (GOLESTAN et al., 2014). Pode-se ver a sua estrutura na Figura 11, onde um controlador PI é responsável por zerar a componente em quadratura ($v_{qg} \leftarrow 0$) da tensão de rede, conseqüentemente obtendo o ângulo de rede θ_g que sincroniza o eixo dq com a amplitude da tensão de rede ($v_{dg} \leftarrow \|\mathbf{v}_g\|$). Utilizou-se uma janela de filtragem de um ciclo da frequência nominal da rede (GOLESTAN et al., 2014). O fator K na entrada do PI divide a componente em quadratura pela máxima tensão de fase do conversor, de modo a reduzir a influência da magnitude da tensão medida.

3.1.1 Etapa de Predição das Correntes da Rede

Uma vez que se tenha a tensão medida v_{dqg} da rede, no referencial dq , e os parâmetros do filtro L, usa-se o modelo da rede para prever a corrente da porta inversora, como

Figura 11: Diagrama do MAF-PLL empregado na obtenção do ângulo da rede.

Fonte: adaptado de Golestan, Guerrero e Vasquez (2017).

mostrado em (3.3). A predição é feita para cada vetor que o C9C possa aplicar na porta inversora. Utilizou-se o método de integração discreta de Euler para frente.

$$\hat{\mathbf{i}}_i^{k+1} = \mathbf{i}_i^k + \frac{t_D}{L_f} \left(\mathbf{v}_n - \mathbf{v}_g^k - R_f \cdot \mathbf{i}_i^k - j\omega_g L_f \mathbf{i}_i^k \right) \quad (3.3)$$

3.1.2 Etapa de Avaliação da Função Custo da Rede

Para cada predição, há um custo associado, que é calculado por (3.4). A função custo considera o erro quadrático entre as componentes dq da corrente predita e as referências dq de corrente (KARAMANAKOS; GEYER; KENNEL, 2017). A componente d da corrente advém de um controlador PI responsável por controlar a tensão de *link* CC, enquanto que a referência no eixo q foi mantida em zero:

$$g_{invn} = \left(i_{di}^* - \hat{i}_{di_n}^{k+1} \right)^2 + \left(i_{qi}^* - \hat{i}_{qi_n}^{k+1} \right)^2. \quad (3.4)$$

3.2 Controle do Gerador de Indução

O PCC aplicado à porta retificadora também requer a conversão das correntes para o referencial dq , como abaixo. Agora, utiliza-se o ângulo do fluxo de rotor estimado do GIGE, $\hat{\theta}_2$:

$$\hat{\mathbf{i}}_r = \hat{i}_{dr} + j\hat{i}_{qr} = e^{j\hat{\theta}_2} (i_{\alpha r} + j i_{\beta r}) \quad (3.5)$$

sendo ω_2 estimado por meio de (2.9), tem-se a obtenção do ângulo de fluxo de rotor por meio da integração em (3.6), e estima-se o fluxo por meio de (3.7), resultando na estrutura recursiva da Figura 12:

$$\hat{\theta}_2 = \int \hat{\omega}_2 dt \quad (3.6)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{2d}}{dt} = \frac{R_2}{L_2} (L_H \hat{i}_{dr} - \hat{\psi}_{2d}) \quad (3.7)$$

Assim, atinge-se o sincronismo com o fluxo de rotor do GIGE, de modo que $\hat{\psi}_{2q} \leftarrow 0$ e $\hat{\psi}_{2d} \leftarrow \|\psi_{2d}\|$.

Figura 12: Diagrama da estimação da amplitude e ângulo do fluxo de rotor do GIGE.

Fonte: o autor.

3.2.1 Etapa de Predição das Correntes do Gerador

A predição das correntes do GIGE é feita a partir de seu modelo em (2.8a), utilizando discretização de Euler para a frente, para um dado vetor j que aplique tensão v_{dqj} , como visto em (3.8):

$$\hat{\mathbf{i}}_r^{k+1} = \mathbf{i}_r^k + t_D \left(\frac{L_H}{\sigma L_1 L_2} \left(\frac{R_2}{L_2} - j p \omega_m^k \right) \hat{\psi}_{2d}^k + \frac{\mathbf{v}_n}{\sigma L_1} - \left(\frac{R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} + \frac{R_1}{\sigma L_1} + j \omega_2^k \right) \mathbf{i}_r^k \right) \quad (3.8)$$

3.2.2 Etapa de Avaliação da Função Custo do Gerador

A função custo da porta retificadora possui estrutura análoga à da porta inferior. Agora, ambas as referências advêm de controladores PI. A referência de torque imposta é convertida para referência de corrente no eixo q por meio de (3.10), enquanto que um controlador de fluxo determina a referência de corrente no eixo d :

$$g_{rect_n} = \left(i_{dr}^* - \hat{i}_{dr_n}^{k+1} \right)^2 + \left(i_{qr}^* - \hat{i}_{qr_n}^{k+1} \right)^2 \quad (3.9)$$

$$i_{qr}^* = \frac{1}{K_T} \cdot T_{el}^* = \frac{2L_2}{3pL_H \hat{\psi}_{2d}} \cdot T_{el}^*. \quad (3.10)$$

3.3 Modificações do PCC-C

3.3.1 Redução dos Vetores Testados

A análise dos 27 pares de vetores que o C9C pode aplicar mostra que eles podem ser divididos em três grupos, realçados na Tabela 3. Em vermelho, têm-se as combinações que aplicam vetores nulos em ambas as portas. Em azul, as combinações que aplicam um vetor ativo em uma porta e um nulo em outra, aqui chamada de combinações puras. Por fim, em verde, estão destacadas as combinações que aplicam vetores de tensão ativos em ambas as portas, ou combinações mistas.

Considerando-se apenas uma combinação de vetor nulo, e todas as combinações de vetores ativo/nulo, chega-se a um universo de apenas 13 combinações para teste pelo PCC, porém ainda contemplando os 7 vetores possíveis para cada porta. A esse controle preditivo com universo reduzido de teste dá-se o nome de Controle Preditivo Concentrado Reduzido (PCC-CR). Os vetores considerados são resumidos na Tabela 4.

Tabela 3: Vetores testados pelo PCC-C aplicados pelo C9C em cada porta para cada combinação de chaveamento, destacados por tipo: nulos (vermelho), puros (azul) e mistos (verde).

#	Combinação [S_{1-9}]	Vetores Aplicados P. Superior P. Inferior		#	Combinação [S_{1-9}]	Vetores Aplicados P. Superior P. Inferior	
1	[110110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_7$	14	[011011011]	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
2	[110110011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_2$	15	[011011101]	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_0$
3	[110110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_2$	16	[011101110]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
4	[110011110]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6$	17	[011101011]	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_0$
5	[110011011]	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1$	18	[011101101]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_0$
6	[110011101]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	19	[101110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_4$
7	[110101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_6$	20	[101110011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$
8	[110101011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1$	21	[101110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_3$
9	[110101101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_1$	22	[101011110]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5$
10	[011110110]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4$	23	[101011011]	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_0$
11	[011110011]	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3$	24	[101011101]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_0$
12	[011110101]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_3$	25	[101101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_5$
13	[011011110]	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_5$	26	[101101011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_0$
				27	[101101101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$

Fonte: o autor.

Tabela 4: Universo reduzido de vetores testados pelo PCC-CR.

#	Combinação [S_{1-9}]	Vetores Aplicados P. Superior P. Inferior	
1	[110110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_7$
3	[110110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_2$
7	[110101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_6$
9	[110101101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_1$
15	[011011101]	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_0$
17	[011101011]	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_0$
18	[011101101]	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_0$
19	[101110110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_4$
21	[101110101]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_3$
23	[101011011]	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_0$
24	[101011101]	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_0$
25	[101101110]	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_5$
26	[101101011]	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_0$

Fonte: o autor.

3.3.2 Desacoplamento das Funções Custo

Para que se efetue o PCC-C apresentado na seção anterior, a função custo g_n incorpora as malhas de controle do GIGE e da rede elétrica. Para o C9C a solução ótima está no universo de 27 possíveis combinações de chaveamento da Tabela 1.

Desse modo, a escolha de qual combinação a ser aplicada depende dos dois controles, ao mesmo tempo. Embora a função custo global do PCC-C seja baseada na mesma grandeza para os dois sistemas, as correntes i_{dq} , a diferença de pontos de operação de características dinâmicas de cada sistema estabelece uma relação de dominância/preferência no processo de minimização da função custo.

Assim, é interessante separar os controles, mantendo suas funções custo separadas. Com isso, propõe-se o Controle Preditivo de Corrente Desacoplado (PCC-D1), mostrado na Figura 13. Mantêm-se as estruturas de controle anteriormente apresentadas, com modificação na função custo e na aplicação do vetor ótimo.

Figura 13: Diagrama do PCC-D1 em dois instantes consecutivos de controle.

Fonte: o autor.

Enquanto na literatura as funções custo de cada porta sempre foram somadas para implementação do preditivo no C9C, propõe-se que cada MPCC atue de forma alternada, mantendo as funções custo separadas, como se vê na Figura 14. Em lugar de avaliar-se todas as combinações em todos os instantes, têm-se duas fases distintas. Em um primeiro momento, avalia-se o MPCC da porta superior, enquanto as chaves inferiores são ligadas. No segundo instante, executa-se o MPCC da porta inferior, e as chaves superiores são ligadas. Essa estratégia emula os dois estágios criados pela modulação PWM com

portadora compartilhada. No PCC-D1, cada MPCC precisa prever e calcular a função custo de 7 vetores do C9C, de acordo com a Tabela 2. Quando se analisa o PCC-D1 ao longo do tempo discreto, percebe-se como ele se torna menos custoso do que o PCC-C. Ressalta-se que para isso o tempo de discretização do controle muda, sendo o dobro do anterior, para uma mesma frequência de amostragem. Assim, o PCC-D1 e o PCC-D2 implementados com a mesma frequência de aquisição das variáveis do que o PCC-C e PCC-CR possuem a metade da frequência de controle do que estes.

Figura 14: Comparação entre as execuções do PCC-C e PCC-D1/PCC-D2.

Fonte: o autor.

3.3.3 Cálculo do Tempo Ótimo de Aplicação do Vetor

Por fim, pode-se atribuir ao PCC-D1 o conceito de ciclo de trabalho ótimo, originando-se o Controle Preditivo de Corrente Desacoplado de 2 Vetores (PCC-D2). Em lugar de cada instante avaliar a aplicação de um vetor, avalia-se a aplicação de um vetor por um tempo menor que o tempo total, com aplicação do vetor nulo no tempo restante. O seu diagrama de controle é visto na Figura 15. Quanto à aplicação ao C9C, deseja-se minimizar a oscilação de torque do GIGE. No caso da porta superior, a referência de torque determina a referência de corrente i_q . Admitindo que se aplique um dado n -ésimo vetor durante tempo t_r^{opt} , e que se aplique o vetor nulo no tempo restante, pode-se descrever a corrente no eixo q da porta retificadora por (3.11),

$$\hat{i}_{qr}^{k+1} = i_{qr}^k + \Delta_r^n t_r^{opt} + \Delta_r^0 (t_D - t_r^{opt}) \quad (3.11)$$

onde Δ^n é a derivada do sistema em relação ao n -ésimo vetor e Δ^0 é a derivada do sistema em relação ao vetor nulo. Para a porta retificadora,

$$\Delta_r^0 = -\frac{R_1 L_2^2 + R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} i_{qr} - \omega_2 i_{dr} - \frac{L_H p \omega_m}{\sigma L_1 L_2} \hat{\psi}_{2d} \quad (3.12)$$

$$\Delta_r^n = \Delta_r^0 + \frac{v_{qn}}{\sigma L_1} \quad (3.13)$$

Figura 15: Diagrama do Controle Preditivo Desacoplado com Ciclo de Trabalho (PCC-D2) em dois instantes consecutivos de controle.

Fonte: o autor.

onde ω_2 é a velocidade elétrica do fluxo de rotor.

Fazendo uso do princípio *dead-beat*, força-se a corrente predita a ser igual à corrente de referência, $i_{qr}^{k+1} = i_{qr}^*$ em (3.11), para que se descubra qual o tempo ótimo a ser aplicado pelo PCC, para cada vetor considerado. Assim,

$$t_r^{opt} = \frac{i_{qr}^* - i_{qr}^k - \Delta_r^0 t_D}{\Delta_r^n - \Delta_r^0} \quad (3.14)$$

$$\delta_r^{opt} = \frac{t_r^{opt}}{t_D} \quad (3.15)$$

onde δ^{opt} é o ciclo de trabalho ótimo, limitado entre 0 e 1. Ressalta-se que esse cálculo é feito de forma individual para cada vetor, e é também considerado na etapa de predição.

De modo análogo, aplica-se o princípio à porta inversora, porém para minimização da oscilação da corrente no eixo d , e consequentemente da oscilação da potência ativa injetada na rede. Logo,

$$\delta_i^{opt} = \frac{i_{di}^* - i_{di}^k - \Delta_i^0 t_D}{(\Delta_i^n - \Delta_i^0) t_D} \quad (3.16)$$

onde

$$\Delta_i^0 = \frac{-v_{dg} - R_f i_{di}}{L_f} \quad (3.17)$$

$$\Delta_i^n = \Delta_i^0 + \frac{v_{dn}}{L_f} \quad (3.18)$$

Para cada vetor a ser testado, há um respectivo ciclo de trabalho ótimo, que deve ser considerado na etapa de predição. Assim, as equações de predição de cada porta são

reescritas, como se segue:

$$\hat{\mathbf{i}}_i^{k+1} = \mathbf{i}_i^k + \frac{t_D}{L_f} \left(\delta_i^{opt} \mathbf{v}_n - \mathbf{v}_g^k - R_f \mathbf{i}_i^k - j\omega_g L_f \mathbf{i}_i^k \right) \quad (3.19)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_r^{k+1} = \mathbf{i}_r^k + t_D \left(\frac{L_H}{\sigma L_1 L_2} \left(\frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m^k \right) \hat{\psi}_{2d}^k + \frac{\delta_r^{opt} \mathbf{v}_n}{\sigma L_1} - \left(\frac{R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} + \frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_2^k \right) \mathbf{i}_r^k \right). \quad (3.20)$$

3.4 Conclusões Parciais

O estudo do controle preditivo e do C9C permitiu o desenvolvimento das técnicas de controle apropriadas. Uma vez delineadas todas as topologias de controle deste trabalho, os próximos capítulos tratam dos seguintes objetivos:

- a) Apresentar aspectos relevantes na implementação experimental e computacional do sistema estudado, bem como os parâmetros do sistema caracterizado;
- b) Avaliar em ambiente computacional a redução do número de vetores a ser testados pelo preditivo concentrado, comparando PCC-C e PCC-CR;
- c) Avaliar em ambiente experimental as técnicas de preditivo desacoplado, comparando PCC-CR, PCC-D1 e PCC-D2.

4 IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL E COMPUTACIONAL

4.1 Bancada Experimental

Desenvolveu-se no Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência da Universidade de São Paulo a bancada para obtenção de resultados experimentais referentes às estratégias de controle propostas neste trabalho. Na Figura 16, pode-se vê-la, sendo composta de:

- a) Sensores *Hall* para medição de corrente das duas portas trifásicas. O sentido de medição das correntes é definido positivo saindo do conversor em ambas as portas, de acordo com a convenção de potência do gerador;
- b) Sensores *Hall* de tensão para medição da tensão de *link* CC e das tensões de linha da porta inversora, a fim de calcular o ângulo da rede;
- c) Banco de capacitores, constituindo o *link* CC;
- d) Processador digital de sinais, ou *Digital Signal Processor* (DSP), modelo TMS320F28379D, da Texas Instruments®, responsável por embarcar o código de controle do sistema;
- e) Circuitos de condicionamento dos sinais enviados pelo DSP;
- f) Conversor de potência C9C;
- g) Filtro trifásico L;

Também se vê na Figura 16 os elementos referentes à porta retificadora do conversor:

- a) GIGE de 2 HP, 73/127 V;
- b) *Encoder* incremental de 2500 pulsos por revolução, com saída diferencial, para medição de velocidade.

Ressalta-se que o GIGE é tracionado por um motor de indução de 2.5 HP, 220/380 V. Este é acionado independentemente, por um inversor comercial WEG CFW08, com controle vetorial, conforme mostrado na Figura 16. Assim, pode-se impor ao GIGE a velocidade de operação desejada.

Por fim, referente à porta inversora do conversor, tem-se a conexão a um variador trifásico de tensão, para conexão à rede na tensão desejada de operação.

Figura 16: Bancada experimental desenvolvida para obtenção de resultados experimentais com o conversor C9C.

Fonte: o autor.

Ressalta-se que cada chave é acionada por um canal de módulos PWM da DSP, de modo que a configuração complementar de canais não é utilizada, já que cada braço possui três chaves. Ainda, cada canal possui um tempo morto para proteção das chaves, tanto em *hardware* quanto em *software*. Utilizou-se um tempo morto total de 1,2 μ s.

4.2 Parâmetros da Planta e dos Controladores

Os parâmetros de cada componente da planta não só são necessários à simulação computacional, mas também são utilizados na implementação do controle preditivo em bancada. O GIGE da Figura 16 foi caracterizado conforme ensaios propostos em Couto (1996). Assim, obtiveram-se os parâmetros da Tabela 5. Na outra porta, o filtro L ligado à rede trifásica, possui os dados também mostrados na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros do GIGE e da rede elétrica utilizados na bancada e nas simulações efetuadas.

Parâmetro	Valor	Unidade
Torque nominal	6.1	Nm
Tensão nominal (Δ/Y)	73/127	V
Velocidade nominal	1750	rpm
Fluxo nominal	0.21	V · s
R_1 e R_2	0.8088 e 0.2648	Ω
L_1 e L_2	33.1	mH
L_H	29.5	mH
p	2	—
C_{cc}	750	μ F
L_f	8.5	mH
R_f	0.167	Ω
Frequência nominal	60	Hz

Fonte: o autor.

Todas as estratégias de controle possuem em suas malhas externas controladores de fluxo de rotor do GIGE, e controlador da tensão de *link* CC, para os quais se usaram controlador PI, com dados mostrados na Tabela 6. Implementou-se todos os PIs com método de *anti-windup*, mediante saturação do integrador (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006). As referências de corrente foram limitadas em 15 A, e a referência de torque em 7 Nm, conforme valores nominais do GIGE.

As estratégias de PCC-D1 e PCC-D2 tiveram frequência de controle das correntes e do fluxo igual a 10 kHz, com aquisição das correntes e estimação do fluxo a 20 kHz. As estratégias PCC-C e PCC-CR, por sua vez, foram implementadas com frequência de controle de 20 kHz, para a mesma frequência de amostragem das correntes, em razão do esquema ilustrado na Figura 14. Adicionalmente, as correntes e tensões medidas do sistema

Tabela 6: Ganhos dos controladores PI das malhas externas.

Controlador	K_P	K_I
ψ_{2d}	40	400
v_{cc}	0.05	1.25

Fonte: o autor.

passaram por um filtro digital passa-baixa de primeira ordem. Escolheu-se uma frequência de corte de 660 Hz para as correntes de fase e tensões de linha, valor acima de 10 vezes a frequência nominal da rede. Para a tensão-CC medida, utilizou-se uma frequência de corte de 60 Hz. As malhas externas de controle de velocidade e de tensão foram executadas a 1 kHz.

4.3 Simulação em Ambiente Computacional

A simulação computacional permite que se verifique comportamentos do sistema em estudo antes de sua implementação física, de modo que tempo e recursos são economizados no processo (BAZZO; PEREIRA, 2009). Faz-se uso dos modelos matemáticos do sistema. Todas as simulações foram efetuadas no software numérico MATLAB[®]/Simulink, da MathWorks[®], utilizando-se o *solver ode45*, com os objetivos de verificação da correta modelagem dos sistema, estudos das propostas de acionamento e ajuste dos controladores. O tempo morto não foi considerado na modelagem.

5 RESULTADOS SIMULADOS E DISCUSSÕES

5.1 Descrição dos Ensaios

Consideraram-se quatro estratégias de controle nesta etapa:

- a) Controle preditivo de corrente com função custo concentrada com 27 pares de vetores (PCC-C);
- b) Controle preditivo de corrente com função custo concentrada com 13 pares de vetores (PCC-CR);
- c) Controle preditivo de corrente com funções custo desacopladas (PCC-D1);
- d) Controle preditivo de corrente com funções custo desacopladas e com cálculo de tempo ótimo (PCC-D2).

As análises apresentadas concentram-se nas seguintes condições realizadas em simulação, sempre com referência de tensão de *link* CC em 357 V e tensão de linha da rede em 73 V:

- a) Análise das variáveis do GIGE e da rede em regime permanente de velocidade, a 750 rpm e a 1750 rpm, com 7 Nm de torque gerado;
- b) Análise da resposta dinâmica das variáveis do GIGE e da rede em mudança da referência imposta de torque de 3 para 6 Nm, a 1200 rpm;
- c) Fator de oscilação do torque do GIGE e fator de oscilação da potência ativa injetada na rede para diferentes velocidades do GIGE, de 750 a 1750 rpm e 7 Nm.

Em todos os resultados apresentados, o torque eletromagnético foi calculado conforme (5.1), enquanto que o fator de oscilação f_r de uma dada variável x é calculado de acordo com (5.2), sendo a razão entre os valores das componentes CA e CC do sinal avaliado:

$$T_{el} = \frac{3pL_H\phi_{2d}i_{qr}}{2L_2} \quad (5.1)$$

$$f_r(x) = 100\% \frac{RMS(x_{CA})}{RMS(x_{CC})} \quad (5.2)$$

5.2 Resultados em Regime Permanente de Velocidade e Torque

A Figura 17 mostra os gráficos de velocidade, torque, corrente e fluxo do GIGE referentes à operação em 750 rpm, para cada estratégia de controle considerada, durante 0,15 s. Na Figura 17 (c), vê-se como o PCC-D1 apresentou oscilação de torque similar ao PCC-CR e ao PCC-C com metade de frequência de controle, e menor enumeração de

vetores. O PCC-D2, por sua vez, apresentou a menor oscilação de torque, na Figura 17 (d).

Figura 17: Resultados simulados de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE em regime permanente de 750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

A comparação entre a velocidade angular do fluxo de rotor e a velocidade mecânica, mostra que o GIGE está operando com escorregamento de -9%, o que significa operação no modo gerador. Os gráficos de corrente do GIGE nos eixos d e q também estão na

Figura. A corrente i_q atingiu um patamar de 12,5 A para obter-se o torque de 7 Nm. O PCC-C, PCC-CR e PCC-D1 produziram oscilações mais visíveis em torno da referência, característica dos preditivos FCS-MPC convencionais (ZHANG; YANG, 2014). Dada a otimização do PCC-D2 baseada na minimização do erro de i_q , ocorre uma redução significativa dessa oscilação. Esse fenômeno também foi responsável pela menor oscilação de torque do PCC-D2 frente aos outros preditivos, conforme visto no gráfico. Ainda, a referência de fluxo de 0,21 Wb foi atingida, para uma corrente no eixo direto de cerca de 7,1 A, para as quatro topologias de controle.

As variáveis da porta inversora são mostradas na Figura 18. Novamente vê-se a vantagem de desacoplar-se os controles preditivos de cada porta do sistema. A componente em quadratura da rede foi controlada em 0 A, de modo a manter a potência reativa em 0 VAR, enquanto que o laço de controle da tensão de *link* CC impôs ao sistema uma corrente em eixo direto de 2,6 A, inserindo cerca de 230 W na rede. Ainda, há a tensão de *link* CC, controlada em 357 V.

As duas estratégias desacopladas apresentaram menores oscilações da corrente do eixo direto, e consequente produziram potências ativas com menos oscilações. Como a otimização de ciclo de trabalho do PCC-D2 foi projetada em função da corrente em eixo direto, esta estratégia apresentou o menor nível de oscilações.

Figura 18: Resultados simulados de correntes da rede e tensão do *link* CC em regime permanente do GIGE de 750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

As variáveis do GIGE para a simulação de regime em 1750 rpm são vistos na Figura 19. Mais uma vez, o PCC-D2 mostra-se mais efetivo frente às outras estratégias de controle preditivo em reduzir a oscilação da corrente em eixo quadratura, e consequentemente do torque gerado. O escorregamento atingiu o valor de -3,8%.

Figura 19: Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE em regime permanente de 1750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

A operação a 1750 rpm também produziu os gráficos do lado da rede mostrados na Figura 20. O padrão de melhoria das oscilações repete-se. A maior velocidade mecânica implicou uma maior potência do sistema. O sistema injetou 945 W na rede, para uma corrente de eixo direto de 10,6 A.

Figura 20: Resultados simulados de correntes da rede e tensão do *link* CC em regime permanente do GIGE de 1750 rpm, com 7 Nm de torque aplicados.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

A Figura 21 a corrente e a tensão de fase da fase *a* da porta inversora. Como utilizou-se a convenção de potência do gerador, e não há injeção de potência reativa, as duas variáveis estão em fase, comprovando a sincronia entre as duas variáveis.

Figura 21: Resultados simulados de correntes da rede e tensão de fase em regime permanente do GIGE de 750 rpm (a) e de 1750 rpm (b), com 3,5 Nm de torque aplicados.

Fonte: o autor.

5.3 Resposta ao Degrau de Torque Gerado

Os gráficos de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE vistos na Figura 22, juntos de suas respectivas referências (em preto), referem-se à mudança na referência de torque. O sistema atingiu a nova referência imposta em todos os casos, controlando a referência de corrente em eixo direto de forma independente, mantendo o fluxo de rotor constante, como desejado. Após o degrau, o nível de corrente em eixo em quadratura do sistema aumentou de 4,6 para 6,4 A. A Figura 23 apresenta uma janela detalhada deste evento, para melhor visualização das dinâmicas. Os tempos de assentamento foram de no máximo 1 ms. O PCC-D2 proposto não degradou a rápida dinâmica do controle, uma vantagem característica do FCS-MPC.

Figura 22: Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm.

(a) PCC-CR.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

Figura 23: Resultados simulados de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm - visão detalhada.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

A Figura 24 mostra os efeitos do degrau de torque no lado na rede. Pode-se ver a resposta mais lenta do sistema. A tensão de *link* CC elevou-se momentaneamente em razão

Figura 24: Resultados simulados de correntes da rede e tensão do *link* CC durante degrau de referência de torque de 3 para 6 Nm a 1200 rpm.

(a) PCC-C.

(b) PCC-CR.

(c) PCC-D1.

(d) PCC-D2.

Fonte: o autor.

da maior entrada de potência. O controle corrigiu esse fenômeno mediante aumento da corrente em eixo direto de 2,9 para 5,7 A, de forma que a potência injetada na rede passou

de cerca de 260 W para cerca de 500 W. Enquanto isso, a potência reativa manteve-se nula mediante controle do eixo q da corrente em zero. Novamente, o PCC-D2 reduziu a oscilação da potência ativa.

5.4 Indicadores de Desempenho

A Figura 25 (a) e (b), mostra o fator de oscilação de torque GIGE e o fator de oscilação da potência ativa da rede, respectivamente, para diferentes velocidade de regime do GIGE, entre 750 e 170 rpm. Comparando os preditivos concentrados entre si, vê-se que o PCC-C apresentou menor fatores de oscilação do que o PCC-CR, mostrando que a redução do universo de vetores deteriorou o desempenho do sistema. Também se nota que o PCC-D1 melhorou o fator de oscilação da potência ativa, porém aumentou o fator de oscilação de torque, da porta retificadora, para todas as velocidades testadas. Isso acontece porque a corrente do GIGE nestes pontos de operação é maior do que a corrente injetada na rede. Logo, a função custo do PCC-C e do PCC-CR priorizara o sistema com o maior valor, já que este produzirá maiores mudanças nos custos testados. Assim, apenas o desacoplamento não é capaz de melhorar ambas as portas do conversor. Quanto ao PCC-D2, tem-se que a entrada do cálculo de ciclo de trabalho reduziu drasticamente os dois fatores de oscilação, para toda a faixa testada.

Figura 25: Fator de oscilação de torque do GIGE (a) e fator de oscilação de potência ativa da rede (b) para diferentes velocidades do GIGE - 7 Nm de torque aplicados.

Fonte: o autor.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES

6.1 Descrição dos Ensaios

Consideraram-se três das quatro estratégias de controle nesta etapa: PCC-CR, PCC-D1 e PCC-D2. O PCC-C não será investigado nesta seção, devido à sua ineficiência computacional. As análises apresentadas concentram-se nas seguintes condições realizadas em bancada experimental:

- Análise das variáveis do GIGE e da rede em regime permanente de velocidade, a 700 rpm e a 1100 rpm, com 3,5 Nm de torque gerado;
- Análise da resposta dinâmica das variáveis do GIGE e da rede em mudança da referência imposta de torque de 2,5 para 3,5 Nm, a 1000 rpm;
- Fator de oscilação do torque do GIGE e fator de oscilação da potência ativa injetada na rede para diferentes velocidades do GIGE, de 700 a 1100 rpm e 3,5 Nm;
- Custo computacional de cada técnica de controle no sistema embarcado.

Por questões operacionais da bancada, todos os ensaios foram feitos com tensão de *link* CC de 220 V e tensão de linha da rede de 60 V. Como não há o intuito de comparação direta com os resultados simulados, os ensaios experimentais não são idênticos aos ensaios simulados. Porém, são análogos, verificando desempenho em regimes permanente e transiente.

6.2 Resultados em Regime Permanente de Velocidade e Torque

Para a operação do GIGE em 700 rpm, produziram-se os gráficos de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE da Figura 26, para cada estratégia de controle considerada, durante 0,15 s. Pode-se ver na Figura 26 (b) como o PCC-D1 apresentou oscilação de torque similar ao PCC-CR com metade de frequência de controle, e menor enumeração de vetores. Ainda, essa oscilação foi reduzida pelo PCC-D2, na Figura 26 (c). A velocidade angular do fluxo de rotor menor que a velocidade mecânica comprova a operação no modo gerador, com escorregamento de -4,8%. Também são mostrados nesta Figura os gráficos de corrente do GIGE nos eixos d e q . Para obter-se o torque de 3,5 Nm, a corrente i_q atingiu um patamar de 6,3 A. Percebe-se que o PCC-CR e PCC-D1 produzem oscilações em torno da referência, fenômeno visto em preditivos FCS-MPC convencionais (ZHANG; YANG, 2014). Como o PCC-D2 tem seus cálculos baseados na minimização do erro de i_q , vê-se uma redução drástica dessa oscilação, que foi responsável pela menor oscilação de torque do PCC-D2 frente aos outros preditivos, como se vê no gráfico. Ainda,

a corrente no eixo direto de cerca de 7,1 A gerou o fluxo de rotor de 0,21 Wb, para todas as estratégias.

Figura 26: Resultados experimentais de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE em regime permanente de 700 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.

Fonte: o autor.

A análise das variáveis da porta inversora, mostradas na Figura 27, denota novamente como o desacoplamento dos controles preditivos é benéfico ao sistema. Tem-se a

tensão de *link* CC, controlada em 220 V. Enquanto a componente em quadratura da rede foi controlada em 0 A, equivalendo a 0 VAR, o laço de controle da tensão de *link* CC impôs ao sistema uma corrente em eixo direto de 0,9 A, o que gerou uma inserção de 70 W na rede pelo sistema. Comparando-se as estratégias, tem-se que o PCC-D1 reduziu a oscilação

Figura 27: Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do *link* CC em regime permanente do GIGE de 700 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

da corrente do eixo direto consequente produziu uma potência ativa com menos oscilações. Esse comportamento foi melhorado pelo PCC-D2, cuja otimização de ciclo de trabalho foi projetada em função da corrente em eixo direto.

Na Figura 28, há os gráficos de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do

Figura 28: Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE em regime permanente de 1100 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

GIGE para a simulação de regime em 1100 rpm, onde se vê novamente o desempenho superior do PCC-D2 frente às duas outras estratégias de controle preditivo em reduzir a oscilação da corrente em eixo quadratura e consequentemente do torque gerado. O escorregamento passou a ser de -3,1%. Quanto aos gráficos de potência e corrente da rede,

Figura 29: Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do *link* CC em regime permanente do GIGE de 1100 rpm, com 3,5 Nm de torque aplicados.

(a) PCC-CR.

(b) PCC-D1.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

e de tensão de *link* CC, mostrados na Figura 29, temos que a repetição do padrão de melhoria do PCC-D2 em relação aos outros preditivos. Com o aumento na potência de entrada, o sistema injetou 200 W na rede, para uma corrente de eixo direto de 2,7 A.

Ainda em relação aos testes em regime, a Figura 30 mostra a corrente e tensão de fase da fase *a* da porta inversora, de modo a comprovar a sincronia entre as duas variáveis, com tensão e corrente em fase.

Figura 30: Resultados experimentais de correntes da rede e tensão de fase em regime permanente do GIGE de 700 rpm (a) e de 1100 rpm (b), com 3,5 Nm de torque aplicados.

Fonte: o autor.

6.3 Resposta ao Degrau de Torque Gerado

A mudança de referência de torque gerado do GIGE produziu os gráficos de velocidade, torque, correntes e fluxo de rotor do GIGE conforme mostrados na Figura 31, juntos de suas respectivas referências (em preto). Vê-se que o sistema atingiu a nova referência de torque em todos os casos, mantendo a referência de corrente em eixo direto e consequentemente o fluxo de rotor constantes, como desejado. Para tal, o nível de corrente em eixo em quadratura do sistema aumentou de 4,6 para 6,4 A. Os tempos de assentamento foram de no máximo 1 ms, mostrando que o PCC-D2 proposto não deteriorou a rápida dinâmica do controle, uma vantagem característica do FCS-MPC. No momento do degrau imposto, houve um distúrbio na corrente de fase do motor, normalizada quando o sistema atingiu o novo patamar. Na Figura 32 temos uma janela reduzida deste evento, a fim de

melhor visualização das dinâmicas. As oscilações mostradas pelas velocidades mecânicas são fruto do controle do inversor comercial, que impõe a velocidade do sistema de forma independente ao GIGE.

Figura 31: Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm.

(a) PCC-CR.

(b) PCC-D1.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

Figura 32: Resultados experimentais de velocidade e torque e correntes do GIGE durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm - visão detalhada.

(a) PCC-CR.

(b) PCC-D1.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

Do lado da rede, na Figura 33 pode-se ver a resposta mais lenta do sistema. O Figura 33: Resultados experimentais de correntes da rede e tensão do *link* CC durante degrau de referência de torque de 2,5 para 3,5 Nm a 1000 rpm.

(a) PCC-CR.

(b) PCC-D1.

(c) PCC-D2.

Fonte: o autor.

aumento da potência entregue elevou a tensão de *link* CC. Para corrigir isso, a corrente em eixo direto aumentou de 1,2 para 2,4 A, o que resultou em um aumento de potência injetada na rede de 90 para 180 W. Paralelamente, a corrente em eixo em quadratura

e a potência reativa mantiveram-se nulas. Novamente, vê-se como o PCC-D2 reduziu a oscilação da potência ativa.

6.4 Indicadores de Desempenho

Na Figura 34 (a) e (b), têm-se o fator de oscilação de torque GIGE e o fator de oscilação da potência ativa da rede, respectivamente, para diferentes velocidades de regime do GIGE. Os padrões vistos na Figura 25 são novamente vistos aqui. Vê-se que o PCC-D1 melhorou o indicador da porta inversora, porém piorou o fator de oscilação de torque, da porta retificadora, para toda a faixa testada. Isso acontece porque a corrente do GIGE neste ponto de operação é maior do que a corrente injetada na rede. Logo, a função custo do PCC-CR priorizará o sistema com o maior valor, já que este produzirá maiores mudanças nos custo testados. Assim, apenas o desacoplamento não foi capaz de melhorar o sistema de forma geral. Quando se analisam os indicadores do PCC-D2, tem-se que a entrada do cálculo de ciclo de trabalho melhorou os dois indicadores, para toda a faixa testada.

Figura 34: Fator de oscilação de torque do GIGE (a) e fator de oscilação de potência ativa da rede (b) para diferentes velocidades do GIGE - 3,5 Nm de torque aplicados.

Fonte: o autor.

Por fim, o tempo de execução dos códigos foi calculado na DSP, para que se pondere o desempenho de cada estratégia com o custo computacional que ela oferece. Os tempos estão na Tabela 7. Todas as estratégias possuem um gasto de $6,55 \mu s$ nas atividades em comum (conversões, estimações e laços externos de controle). Por sua vez, o desacoplamento dos controles reduziu o tempo de predição e função custo de $17,50$ para $5,75 \mu s$, em relação ao PCC-CR, uma redução de mais de 60%. No total, o tempo de execução do PCC-D1 é 48% menor do que o do PCC-CR.

Tabela 7: Gastos computacionais de cada técnica de controle obtidos na bancada experimental.

Etapa	PCC-CR	PCC-D1	PCC-D2
Conversões e estimações	5,55	5,55	5,55
Laços externos de controle	1,50	1,50	1,50
Predições e função custo	17,60	5,75	5,75
Otimização dos ciclos de trabalho	—	—	1,30
Tempo total de execução (μs)	24,75	12,80	14,10
Redução relativa ao PCC-CR (%)	—	48,3	43,0

O cálculo dos ciclos de trabalho, etapa exclusiva ao PCC-D2, totalizou 1,30 μs . Assim, tem-se que o PCC-D2 ainda reduziu o custo computacional em 43%, em relação ao PCC-CR. Essa redução permite que o controle seja embarcado em uma maior frequência de aquisição e controle, o que melhora o desempenho do sistema, ou que se escolha um sistema embarcado de menor poder computacional, o que barateia a implementação do sistema.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 Conclusões

A crescente importância da eletrônica de potência em sistemas em geração de energia eólica e o interesse na redução no número de chaves do sistema motivaram o estudo do C9C neste trabalho. Dentre as possíveis topologias de controle, o controle preditivo de estados finitos destacou-se na literatura pela sua rápida dinâmica, pela ausência de moduladores e pela flexibilidade na incorporação de restrições e não-linearidades. Por outro lado, o FCS-MPC é conhecido também pela alto custo computacional e pela alta oscilação em regime permanente das variáveis controladas, uma vez que apenas um vetor é aplicado durante todo o intervalo de controle. Assim, suas vantagens incentivaram o seu uso nos conversores com número reduzido de chaves, a saber o C9C, enquanto suas desvantagens motivaram as investigações feitas neste trabalho, para melhoria do seu comportamento em regime e também o desenvolvimento de uma enumeração menor de vetores, reduzindo esforço computacional.

O FCS-MPC foi aliado a um conversor com número reduzidos de chaves para a geração de energia utilizando o GIGE, em sistemas conectados à rede. As peculiaridades do C9C foram analisadas e consideradas no desenvolvimento do preditivo. A partir dos possíveis estados das chaves, mapearam-se todas as combinações de vetores que o C9C pode aplicar a cada porta trifásica.

Para lidar com custo computacional decorrente do controle preditivo com função custo concentrada, estratégia atualmente encontrada na literatura para o C9C, propôs-se o desacoplamento dos controles das portas retificadora e inversora. A estratégia valeu-se de conceitos aprendidos com a modulação PWM do C9C, reduzindo o custo computacional a ser executado em cada instante de controle.

Adicionalmente, propôs-se a adoção do cálculo do ciclo de trabalho ótimo, visando melhoria do desempenho em regime do sistema. Os cálculos foram desenvolvidos de forma a reduzir as oscilações em regime permanente do torque do gerador e da potência ativa injetada na rede elétrica.

O sistema foi simulado em diferentes pontos de operação. Os resultados mostraram que o controle com desacoplamento foi capaz de prover desempenho semelhante e até melhor do que o preditivo concentrado com o dobro de frequência de controle. Ainda, o PCC-D2 melhorou a qualidade do torque do GIGE e da tensão de *link* CC dos conversores, frente aos outros preditivos, para uma ampla faixa de velocidade do GIGE. Os resultados experimentais corroboraram as simulações, mostrando a superioridade do PCC-D2 frente aos outros controles. Adicionalmente, os resultados experimentais permitiram verificar

o custo computacional de cada estratégia, comprovando que o tempo economizado pelo desacoplamento dos controles supera o tempo investido no cálculo dos ciclos de trabalho.

Desse modo, encontra-se no controle preditivo de estados finitos uma solução flexível para o controle de sistemas com conversores multi-portas, como o C9C. O presente trabalho difere da literatura pelo desacoplamento do preditivo aplicado ao C9C, bem como pelo cálculo do ciclo de trabalho ótimo para ambas as portas destes conversores, melhorando o desempenho em regime permanente do torque do gerador e da potência ativa injetada na rede elétrica.

7.2 Diretivas de Trabalhos Futuros

As contribuições deste trabalho instigam as seguintes diretivas para novos trabalhos:

- a) Teste do sistema e controle propostos com sistemas de emulação da turbina eólica, com algoritmos de rastreamento da potência, de forma a se aproximar do sistema final de geração eólica;
- b) Teste do sistema proposto em situações de afundamento de tensão, desbalanço de tensão nas fases e inserção de potência reativa na rede elétrica;
- c) Substituição do controlador PI de tensão de *link* CC por uma estratégia de controle preditivo, a fim de tornar a resposta a sobretensão mais rápida;
- d) Investigação e aplicação do controle preditivo FCS-MPC a outros conversores com número reduzido de chaves em sistema de geração eólica, como o C6C.

7.3 Publicações

Até a data de apresentação deste documento, o candidato teve os seguintes trabalhos publicados:

- a) GUAZZELLI, P. R. U.; PEREIRA, W. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; AGUIAR, M. L. Weighting Factors Optimization of Predictive Torque Control of Induction Motor by Multi-objective Genetic Algorithm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018. ISSN 0885-8993. (Early Access). DOI: 10.1109/TPEL.2018.2834304
- b) GUAZZELLI, P. R. U.; PEREIRA, W. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; SANTOS, S. T. C. A.; CASTRO, A. G.; AGUIAR, M. L. Controle Preditivo de Torque em Cascata do Motor de Indução com Observador de Torque de Carga de Segunda Ordem. In: **XXII Congresso Brasileiro de Automática**, 2018, João Pessoa - PB. **Proceedings...** [S.l.] : SBA, 2018.
- c) GUAZZELLI, P. R. U.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Dual Predictive Cur-

rent Control of Grid Connected Nine-Switch Converter Applied to Induction Generator. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2018, São Paulo - SP. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1038-1044.

- d) GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; SANTOS, S. T. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Finite Control Set Model Based Predictive Control of Grid-Tied Six-Switch Converter Applied to Induction Generator. In: **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6.

Também durante o doutorado, o aluno foi co-autor dos seguintes artigos:

- a) OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; CASTRO, A. G.; GUAZZELLI, P. R. U.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A. High Accuracy Dynamic Load Emulation Method for Electrical Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2019, early-access.
- b) CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; ALMEIDA, T. E. P.; GUAZZELLI, P. R. U.; MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA JR, A. A. Finite Control-Set Predictive Power Control of BLDC Drive for Torque Ripple Reduction. **IEEE Latin America Transactions**, v.16, p.1128-1135, 2018.
- c) OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; CASTRO, A. G.; PEREIRA, W. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; MONTEIRO, J. R. B. A.; Estimador de velocidade neural com entradas atrasadas no tempo para acionamento V/f de motor de indução. In: **Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações - DINCON**, 2017, São José do Rio Preto - SP.
- d) CASTRO, A. G.; CARVALHO, W. C.; OLIVEIRA, C. M. R.; GUAZZELLI, P. R. U.; ALMEIDA, T. E. P.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA JR, A. A. Controle Vetorial Sensorless do Motor BLDC Usando Estimador Neural de Velocidade. In: **Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações - DINCON**, 2017, São José do Rio Preto - SP.
- e) SANTOS, S. T. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; OLIVEIRA, C. M. R.; PEREIRA, W. C. A.; CASTRO, A. G.; AGUIAR, M. L. Projeto de Controlador PI com base em Dados Experimentais de Resposta em Frequência: Aplicação em um Motor CC. In: **XXII Congresso Brasileiro de Automática**, 2018, João Pessoa - PB. **Proceedings...** [S.l.] : SBA, 2018.
- f) CASTRO, A. G.; GUAZZELLI, P. R. U.; SANTOS, S. T. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A. Zero Sequence Power

- Contribution on BLDC Motor Drives. Part I: A Theoretical Investigation. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1016-1023.
- g) CASTRO, A. G.; GUAZZELLI, P. R. U.; SANTOS, S. T. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A. Zero Sequence Power Contribution on BLDC Motor Drives. Part II: A FCS-MPC Current Control of Three-Phase Four-Leg Inverter Based Drive. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1024-1029.
 - h) OLIVEIRA, C. M. R.; AGUIAR, M. L.; GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; SANTOS, S. T. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A. Analysis of the Dynamic Emulation Problem for Validation of Position Control Algorithms in Machine Drives. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1066-1073.
 - i) CASTRO, A. G.; GUAZZELLI, P. R. U.; LUMERTZ, M. M.; OLIVEIRA, C. M. R.; PAULA, G. T.; MONTEIRO, J. R. B. A. Novel MTPA Approach for IPMSM with Non-Sinusoidal Back-EMF. In: **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6.
 - j) LUMERTZ, M. M.; OLIVEIRA, C. M. R.; CASTRO, A. G.; GUAZZELLI, P. R. U.; AGUIAR, M. L.; MONTEIRO, J. R. B. A. Proportional Wavelet Sliding Mode Controller for Torque Ripple Reduction in BLDC Motor. In: **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6.
 - k) SANTOS, S. T. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; VIEIRA, B. F.; PINTO, S. A.; AGUIAR, M. L. Determination of the Voltage Coefficients of the Six-Switch AC/AC Converter Based on Static Utilization Factor. In: **IECON 2020 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2020, Singapore.
 - l) SANTOS, S. T. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; VIEIRA, B. F.; PINTO, S. A.; AGUIAR, M. L. Grid-Connected Variable Speed Driven Squirrel-Cage Induction Motor Through a Nine-Switch AC/AC Converter with Leading Power Factor. In: **IECON 2020 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2020, Singapore.
 - m) SANTOS, S. T. C. A.; GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; LUMERTZ, M. M.; MONTEIRO, J. R. B. A. AGUIAR, M. L. Reactive Power Compensation with Nine-Switch AC/AC Converter and Predictive Current Control Applied to

a Variable Speed Driving Induction Motor. In: **9th IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES 2020)**, 2020, India.

REFERÊNCIAS

- AHMED, S. D.; AL-ISMAIL, F. S. M.; SHAFIULLAH, M.; AL-SULAIMAN, F. A.; EL-AMIN, I. M. Grid integration challenges of wind energy: A review. **IEEE Access**, v. 8, p. 10857–10878, 2020.
- ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J. B.; CARTWRIGHT, P.; HUGHES, M. **Wind Energy Generation: Modelling and Control**. 1. ed. Chichester: John Wiley and Sons, 2009. 288 p. ISBN 978-0-470-71433-1.
- BAZZO, W. A.; PEREIRA, L. T. d. V. **Introdução à Engenharia: Conceitos, Ferramentas e Comportamentos**. 2. ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2009. 270 p. ISBN 978-85.328.0455-6.
- BLASCHKE, F. A new method for the structural decoupling of ac induction machines. In: **Conference Record IFAC**. Dusseldorf, Germany: [s.n.], 1971. p. 1–15. ISBN 0-8058-0426-9.
- CALLE-PRADO, A.; ALEPUZ, S.; BORDONAU, J.; CORTES, P.; RODRIGUEZ, J. Predictive control of a back-to-back npc converter-based wind power system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 7, p. 4615–4627, July 2016. ISSN 0278-0046.
- CASADEI, D.; MENGONI, M.; SERRA, G.; TANI, A.; ZARRI, L. A Control Scheme With Energy Saving and DC-Link Overvoltage Rejection for Induction Motor Drives of Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1436–1446, jul. 2010. ISSN 0093-9994.
- CASADEI, D.; PROFUMO, F.; TANI, A. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 5, p. 779–787, sep 2002. ISSN 0885-8993.
- CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, Aug 2009. ISSN 0885-8993.
- COUTO, E. B. **Identificação paramétrica de um motor de indução trifásico através de ensaio degrau em corrente contínua**. 1996. 88 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, Brazil, 1996.
- CRUZ, S. M. A.; MARQUES, G. D.; GONÇALVES, P. F. C.; IACCHETTI, M. F. Predictive torque and rotor flux control of a dfig-dc system for torque ripple compensation and loss minimization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 12, p. 9301–9310, Dec 2018. ISSN 0278-0046.
- DEHGHAN, S. M.; MOHAMADIAN, M.; YAZDIAN, A. Hybrid electric vehicle based on bidirectional z-source nine-switch inverter. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 6, p. 2641–2653, July 2010. ISSN 0018-9545.

DIAB, M. S.; ELSEROUGI, A. A.; ABDEL-KHALIK, A. S.; MASSOUD, A. M.; AHMED, S. A Nine-Switch-Converter-Based Integrated Motor Drive and Battery Charger System for EVs Using Symmetrical Six-Phase Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 9, p. 5326–5335, sep 2016. ISSN 0278-0046.

FITZGERALD, A.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. **Máquinas Elétricas - 6.ed.: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 9788560031047.

FORBES, M. G.; PATWARDHAN, R. S.; HAMADAH, H.; GOPALUNI, R. B. Model Predictive Control in Industry: Challenges and Opportunities. **IFAC-PapersOnLine**, Elsevier Ltd., v. 48, n. 8, p. 531–538, 2015. ISSN 24058963. 9th IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Processes ADCHEM 2015.

GAO, F.; ZHANG, L.; LI, D.; LOH, P. C.; TANG, Y.; GAO, H. Optimal pulsewidth modulation of nine-switch converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2331–2343, Sep. 2010. ISSN 0885-8993.

GAO, H.; WU, B.; XU, D. Nine-switch ac/ac current source converter for microgrid application with model predictive control. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 13, p. 1759–1766, oct 2017. ISSN 1755-4535.

GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Three-phase pll: A review of recent advances. **IEEE Trans. Power. Electron.**, v. 32, n. 3, p. 1894–1907, March 2017. ISSN 0885-8993.

GOLESTAN, S.; RAMEZANI, M.; GUERRERO, J. M.; FREIJEDO, F. D.; MONFARED, M. Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2750–2763, 2014.

GUAZZELLI, P. R. U.; CASTRO, A. G.; SANTOS, S. T. C. A.; OLIVEIRA, C. M. R.; PEREIRA, W. C. A.; MONTEIRO, J. R. B. A.; AGUIAR, M. L. Dual predictive current control of grid connected nine-switch converter applied to induction generator. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1038–1044.

GULBUDAK, O.; GOKDAG, M. Predictive dual-induction machine control using nine-switch inverter for multi-drive systems. In: **2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN 2166-9546.

_____. Asymmetrical multi-step direct model predictive control of nine-switch inverter for dual-output mode operation. **IEEE Access**, v. 7, p. 164720–164733, 2019.

GULBUDAK, O.; SANTI, E. Model predictive control of dual-output nine-switch inverter with output filter. In: **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 1582–1589. ISBN 978-1-4673-7151-3.

HERNANDEZ, C. V.; PRADAS, A. V.; TELSNIIG, T. **JRC wind energy status report**. [S.l.], 2017.

HEYDARI, M.; FATEMI, A.; VARJANI, A. Y. A reduced switch count three-phase ac/ac converter with six power switches: Modeling, analysis, and control. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1720–1738, Dec 2017. ISSN 2168-6777.

HEYDARI, M.; VARJANI, A. Y.; MOHAMADIAN, M. A novel three-phase to three-phase ac/ac converter using six igbts. In: **2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7.

HEYDARI, M.; VARJANI, A. Y.; MOHAMADIAN, M.; FATEMI, A. Three-phase dual-output six-switch inverter. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 9, p. 1634–1650, November 2012. ISSN 1755-4535.

JACOBINA, C. B.; CORREA, M. de R.; LIMA, A. N.; SILVA, E. Cabral da. AC motor drive systems with a reduced-switch-count converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 5, p. 1333–1342, sep 2003. ISSN 0093-9994.

JIBHAKATE, C. N.; CHAUDHARI, M. A.; RENGE, M. M. Reactive Power Compensation Using Induction Motor Driven by Nine Switch AC-DC-AC Converter. **IEEE Access**, v. 6, p. 1312–1320, 2018. ISSN 2169-3536.

KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; KENNEL, R. On the Choice of Norm in Finite Control Set Model Predictive Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. 1, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993.

KENNEL, R.; LINDER, A. Predictive control of inverter supplied electrical drives. In: **2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)**. [S.l.]: IEEE, 2000. v. 2, n. c, p. 761–766. ISBN 0-7803-5692-6. ISSN 1098-6596.

KIM, G.-T.; LIPO, T. A. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1331–1337, 1996.

KOMINAMI, T.; FUJIMOTO, Y. A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads. In: **2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2346–2350. ISSN 0197-2618.

KONSTANTOPOULOS, G. C.; ALEXANDRIDIS, A. T. Full-scale modeling, control, and analysis of grid-connected wind turbine induction generators with back-to-back ac/dc/ac converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 739–748, 2014.

KOURO, S.; CORTES, P.; VARGAS, R.; AMMANN, U.; RODRIGUEZ, J. Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, jun 2009. ISSN 0278-0046.

KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.; PEKAREK, S. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.]: Wiley, 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9781118524268.

KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control**. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 9780130910141.

LEE, S. S.; HENG, Y. E.; ROSLAN, M. A. Finite control set model predictive control of nine-switch AC/DC/AC converter. In: **2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)**. [S.l.]: IEEE, 2016. p. 746–751.

LIU, C.; WU, B.; ZARGARI, N.; XU, D.; WANG, J. A Novel Three-Phase Three-Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1151–1160, may 2009. ISSN 0885-8993.

LUNARDI, A. S.; CHAVES, J. S. S.; FILHO, A. J. S. Predictive Direct Torque Control for a Squirrel Cage Induction Generator Grid Connected for Wind Energy Applications. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 11, p. 4454–4461, nov 2016. ISSN 1548-0992.

MANAULLAH; SHARMA, A. K.; AHUJA, H.; BHUVANESWARI, G.; BALASUBRAMANIAN, R. Control and dynamic analysis of grid connected variable speed scig based wind energy conversion system. In: **2012 Fourth International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 588–593.

MARTINS, C.; CARVALHO, A.; ROBOAM, X.; MEYNARD, T. Evolution of induction motor control methods and related voltage-source inverter topologies. In: **AMC'98 - Coimbra. 1998 5th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings (Cat. No.98TH8354)**. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 15–20. ISBN 0-7803-4484-7.

MATOS, R. A. S.; SOARES, F. K.; LOUREIRO, M. H. C. **Balanco Energético Nacional 2020**: Relatório síntese / ano base 2019. Rio de Janeiro, 2020.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. 1st. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. 230 p. ISBN 9781119963981.

RODRIGUEZ, J.; KAZMIERKOWSKI, M. P.; ESPINOZA, J. R.; ZANCHETTA, P.; ABU-RUB, H.; YOUNG, H. A.; ROJAS, C. A. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, may 2013. ISSN 1551-3203.

RODRIGUEZ, J.; PONTT, J.; SILVA, C. A.; CORREA, P.; LEZANA, P.; CORTES, P.; AMMANN, U. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 495–503, Feb 2007. ISSN 0278-0046.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, Dec 2006. ISSN 0278-0046.

SU, J.; SUN, D. Model predictive torque-vector control for four-switch three-phase inverter-fed pmsm with capacitor voltage offset suppression. In: **2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5.

TAKAHASHI, I.; OHMORI, Y. High-performance direct torque control of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 2, p. 257–264, 1989. ISSN 00939994.

TAN, K. Squirrel-cage induction generator system using wavelet petri fuzzy neural network control for wind power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5242–5254, July 2016. ISSN 0885-8993.

TRZYNADLOWSKI, A. **Control of Induction Motors**. [S.l.]: Academic Press, 2001.

VAS, P. **Vector control of AC machines**. [S.l.]: Clarendon Press, 1990. 332 p. (Monographs in electrical and electronic engineering). ISBN 9780198593706.

VAZQUEZ, S.; RODRIGUEZ, J.; RIVERA, M.; FRANQUELO, L. G.; NORAMBUENA, M. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 2, p. 935–947, feb 2017. ISSN 0278-0046.

WANG, F.; LI, S.; MEI, X.; XIE, W.; RODRIGUEZ, J.; KENNEL, R. M. Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 11, n. 3, p. 671–681, jun 2015. ISSN 1551-3203.

WANG, F.; MEI, X.; RODRIGUEZ, J.; KENNEL, R. Model predictive control for electrical drive systems - an overview. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, v. 1, n. 3, p. 219–230, 2017.

YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 5, p. 740–788, 2015.

ZELECHOWSKY, M. **Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter Fed – Induction Motor Drive**. 2005. 2005. 175 p. Ph.D. Thesis (Ph.D. in Electrical Engineering — Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2005).

ZHANG, Y.; BAI, Y.; YANG, H. A universal multiple-vector-based model predictive control of induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 8, p. 6957–6969, Aug 2018. ISSN 0885-8993.

ZHANG, Y.; YANG, H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 12, p. 6593–6603, Dec 2014. ISSN 0885-8993.

_____. Generalized two-vector-based model-predictive torque control of induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3818–3829, July 2015. ISSN 0885-8993.

_____. Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1381–1390, feb 2016.

Apêndices

APÊNDICE A – CÁLCULO DAS TENSÕES DE FASE DO CONVERSOR NOVE CHAVES

Sejam as moduladoras da porta superior:

$$\delta_{up}^a = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t) + \frac{1}{2} \quad (\text{A.1a})$$

$$\delta_{up}^b = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t - 2\pi/3) + \frac{1}{2} \quad (\text{A.1b})$$

$$\delta_{up}^c = \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t + 2\pi/3) + \frac{1}{2}. \quad (\text{A.1c})$$

A Figura 35 mostra a portadora e as moduladoras da porta superior durante um ciclo de controle arbitrário. Definem-se os tempos t_1 , t_2 e t_3 , que são dados por (A.2), por meio de trigonometria.

Figura 35: Ciclo de controle arbitrário, comparando moduladoras e portadora do C9C, com ênfase nas chaves acionadas.

Fonte: adaptado de Heydari, Fatemi e Varjani (2017).

$$t_1 = \frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^a) \quad (\text{A.2a})$$

$$t_2 = \frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^b) \quad (\text{A.2b})$$

$$t_3 = \frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^c). \quad (\text{A.2c})$$

Há quatro diferentes vetores aplicados na porta superior do C9C, durante o ciclo de controle. Cada um com duração diferente, em função de t_1 , t_2 , t_3 e T_D . Ao consultar a Tabela 1, chega-se a:

$$v_{fase}^a = \frac{1}{T_D} \left((T_D - t_3)v_7^A + (t_3 - t_2)v_2^A + (t_2 - t_1)v_1^A + (t_1)v_0^A \right). \quad (A.3)$$

As coordenadas A dos vetores são obtidas na Tabela 2. Assim:

$$v_{fase}^a = \frac{1}{T_D} \left((T_D - t_3)0 + (t_3 - t_2)\frac{1}{3}V_{CC} + (t_2 - t_1)\frac{2}{3}V_{CC} + (t_1)0 \right). \quad (A.4)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{3T_D} \left((t_3 - t_2) + (t_2 - t_1)2 \right) \quad (A.5)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{3T_D} \left(t_3 + t_2 - 2t_1 \right). \quad (A.6)$$

Substituindo (A.2) em (A.6), tem-se:

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{3T_D} \left(\frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^c) + \frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^b) - 2\frac{T_D}{2}(1 - \delta_{up}^a) \right) \quad (A.7)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{6} \left(-\delta_{up}^c - \delta_{up}^b + 2\delta_{up}^a \right) \quad (A.8)$$

A substituição de (A.1) em (A.8) leva a:

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{6} \left(-\frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t + 2\pi/3) - \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t - 2\pi/3) - \frac{1}{2} + m_{up} \sin(\omega_{up}t) + 1 \right) \quad (A.9)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{6} \left(-\frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t + 2\pi/3) - \frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t - 2\pi/3) + m_{up} \sin(\omega_{up}t) \right) \quad (A.10)$$

Sabe-se que três senoides igualmente defasadas são equilibradas, isto é, $\sin(x) + \sin(x + 2\pi/3) + \sin(x - 2\pi/3) = 0$. Logo,

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{6} \left(\frac{1}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t) + m_{up} \sin(\omega_{up}t) \right) \quad (A.11)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{6} \left(\frac{3}{2}m_{up} \sin(\omega_{up}t) \right) \quad (A.12)$$

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up}t) \quad (A.13)$$

As outras tensões de fase do C9C são obtidas de forma análoga. Ao final, tem-se (A.14).

$$v_{fase}^a = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t) \quad (\text{A.14a})$$

$$v_{fase}^b = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t - 2\pi/3) \quad (\text{A.14b})$$

$$v_{fase}^c = \frac{V_{CC}}{4} m_{up} \sin(\omega_{up} t + 2\pi/3). \quad (\text{A.14c})$$