



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

**Conversores Duais para Conexão do
Gerador de Indução Duplamente Alimentado
à Rede em Corrente Contínua**

Emerson de Lacerda Soares

Campina Grande, Brasil
Fevereiro de 2023

Emerson de Lacerda Soares

Conversores Duais para Conexão do Gerador de Indução Duplamente Alimentado à Rede em Corrente Contínua

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador: Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr.

Coorientador: Prof. Nady Rocha, Dr.

Campina Grande, Brasil

Fevereiro de 2023

S676c

Soares, Emerson de Lacerda.

Conversores duais para conexão do gerador de indução duplamente alimentado à rede em corrente contínua / Emerson de Lacerda Soares. – Campina Grande, 2023.

121 f.: il.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2023.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina; Coorientação: Prof. Dr. Nady Rocha".

Referências.

1. Conversores. 2. Sistemas de Conversão de Energia Eólica. 3. Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG). 4. Rede em Corrente Contínua. 5. Conversores Duais. 6. Controle de Potência Ativa e Reativa. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Rocha, Nady. III. Título.

CDU 621.314.2(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Tese de Doutorado:

**Conversores Duais para Conexão do Gerador de Indução
Duplamente Alimentado à Rede em Corrente Contínua**

Elaborada por:

Emerson de Lacerda Soares

Trabalho aprovado em Campina Grande, Brasil, 28 de fevereiro de 2023:

Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr.
Orientador

Prof. Nady Rocha, Dr.
Coorientador

Prof. Alexandre Cunha Oliveira, Dr.
Examinador interno

Prof. Maurício Beltrão de R. Corrêa, Dr.
Examinador interno

Prof. Demercil de Souza O. Júnior, Dr.
Examinador externo

Prof. Francisco de Assis dos S. Neves, Dr.
Examinador externo

Campina Grande, Brasil

Fevereiro de 2023



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 28 DE FEVEREIRO DE 2023 (Nº357)

CANDIDATO: **EMERSON DE LACERDA SOARES**. COMISSÃO EXAMINADORA: ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG, Presidente da Comissão e Examinador interno, CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG, NADY ROCHA, D.Sc., UFPB, Orientadores, MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG, Examinador interno, DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr, UFC, FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, Dr., UFPE, examinadores externos. TÍTULO DA TESE: Conversores Duais para Conexão do Gerador de Indução Duplamente Alimentado à Rede em Corrente Contínua. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia. HORA DE INÍCIO: **09h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o candidato foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o mesmo faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, Filipe Emmanuel Porfírio Correia, e os membros da Comissão Examinadora presentes. Campina Grande, 28 de Fevereiro de 2023.

Filipe Emmanuel Porfírio Correia
Secretário

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Presidente da Comissão e Examinador interno

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Orientador

MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador interno

DEMERCIL DE SOUZA OLIVEIRA JÚNIOR, Dr, UFC
Examinador externo

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Examinador externo

EMERSON DE LACERDA SOARES
Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado da candidata **EMERSON DE LACERDA SOARES**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **FILIPE EMMANUEL PORFIRIO CORREIA, SECRETÁRIO (A)**, em 02/03/2023, às 08:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **MAURICIO BELTRAO DE ROSSITER CORREA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 02/03/2023, às 09:26, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Francisco de Assis dos Santos Neves, Usuário Externo**, em 02/03/2023, às 09:28, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Nady Rocha, Usuário Externo**, em 02/03/2023, às 10:18, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **CURSINO BRANDAO JACOBINA, PROFESSOR 3 GRAU**, em 02/03/2023, às 19:57, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Emerson de Lacerda Soares, Usuário Externo**, em 31/03/2023, às 08:36, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **3146082** e o código CRC **1DE2D909**.

*Dedico este trabalho ao meus pais
Genival Soares Paixão e Marllysbeth de Lacerda Soares.
Eu não teria conseguido sem o apoio de vocês.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG) e à todos os professores que compõem seu corpo docente pela importante colaboração em minha formação como Doutor. Agradeço especialmente aos professores Cursino Brandão Jacobina e Nady Rocha pela dedicação na orientação deste trabalho.

Aos professores Alexandre Cunha Oliveira, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Demercil de Souza Oliveira Júnior e Francisco de Assis dos Santos Neves por aceitarem tão prontamente o convite para a participação na banca de avaliação desta Tese.

Aos meus amigos, todos incalculavelmente importantes. Em especial, agradeço à Ítalo André Cavalcanti de Oliveira pela ajuda com alguns dos resultados experimentais que compõem este trabalho. Devo agradecer também aos colegas de laboratório Amanda, Alan, Bruna, Filipe, Jean, Maxsuel e Samuel por tornarem a rotina no laboratório uma atividade prazerosa.

À minha sempre presente e atenciosa família por caminhar ao meu lado nos momentos felizes e também nos momentos difíceis. Agradeço especialmente à arquiteta e futura esposa Déborah Barbosa Ferreira, por toda paciência, por todo incentivo, por toda companhia durante essa jornada.

Por fim, agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro essencial à realização desta Tese.

RESUMO

O gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) é muito utilizado em sistemas de geração de energia eólica conectados à rede elétrica trifásica. No entanto, a busca por sistemas que interconectem diferentes tipos de carga, baterias e fontes de energia, fez surgir o interesse em sistemas de conversão de energia conectados à rede em corrente contínua. Neste trabalho são apresentadas três configurações de conversores que servem de interface para a conexão do DFIG à rede em corrente contínua. Os sistemas apresentados são baseados em conversores duais conectados aos enrolamentos do estator do gerador, utilizando diferentes configurações de conversores controlados, não controlados e semi-controlados. A principal vantagem oferecida por essas configurações é o menor estresse de tensão sobre cada chave do conversor, quando comparado aos conversores tradicionais, diminuindo as perdas de potência no sistema. São apresentados os modelos do gerador e dos conversores utilizados, bem como as estratégias de controle e modulação por largura de pulso (PWM). As configurações apresentadas são comparadas com configurações usando conversores convencionais em termos do número de componentes, tensão mínima requerida no barramento em corrente contínua, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado eletromagnético e perdas de potência nos dispositivos semicondutores. São apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório, de modo a verificar o funcionamento de cada uma das configurações propostas. Por fim, este trabalho mostra que as configurações utilizando conversores duais, apesar do maior número de chaves, podem apresentar menores distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado eletromagnético e perdas de potência que as configurações tradicionais.

Palavras-chave: Sistemas de Conversão de Energia Eólica. Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG). Rede em Corrente Contínua. Conversores Duais. Controle de Potência Ativa e Reativa.

ABSTRACT

The doubly-fed induction generator (DFIG) is widely used in wind energy conversion systems connected to the three-phase power grid. However, the search for systems that interconnect different types of loads, batteries, and power sources, has given rise to interest in energy conversion systems connected to the direct current (DC) grid. In this work, three different converters are proposed to connect the DFIG to the DC grid. The presented systems are based on open-end converters connected to the generator stator windings, using different combinations of controlled-, uncontrolled-, and half-controlled converters. The main advantage of these configurations is the lower voltage stress across each converter switch, when compared to traditional converters, which reduces power losses in the system. The generator model, converter operating principles, control strategies, and pulse width modulation (PWM), are presented. The discussed configurations are compared with traditional converters in terms of the number of components, minimum required DC -link voltage, current harmonic distortions, torque ripple, and semiconductor power losses. Simulations and experimental results are presented to validate the proposed configurations, showing both steady-state and transient results. Finally, this work shows that the proposed dual converters have lower current harmonic distortions, torque ripple, and power losses than the traditional configurations, despite the larger number of switches.

Keywords: Wind Energy Conversion Systems. Doubly-Fed Induction Generator (DFIG). Direct Current (DC) Grid. Open-End Converters. Active and Reactive Power Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Principais componentes de uma turbina eólica.	23
Figura 2 – WECS tradicional de velocidade fixa para conexão do SCIG à rede elétrica trifásica.	23
Figura 3 – WECS tradicional para conexão de SCIG, WRSG e PMSG à rede elétrica trifásica.	24
Figura 4 – WECS tradicional para conexão do DFIG à rede elétrica trifásica.	25
Figura 5 – WECS para ligação do DFIG à rede DC derivado da topologia tradicional para conexão do DFIG com a rede elétrica trifásica.	26
Figura 6 – WECS para ligação do DFIG à rede DC conhecido como DFIG-DC.	27
Figura 7 – WECS para ligação do DFIG à rede DC conhecido como <i>Double-VSI</i>	29
Figura 8 – WECS para ligação do DFIG à rede DC baseado em ponte retificadora à diodos de 12 pulsos.	31
Figura 9 – WECS para ligação do DFIG à rede DC alternativo baseado em ponte retificadora à diodos de 12 pulsos.	32
Figura 10 – Configurações de conversores duais propostos para a ligação do DFIG à rede DC.	33
Figura 11 – Esquema geral para a configuração UC-CC.	38
Figura 12 – Modelos do SSC para a configuração UC-CC.	39
Figura 13 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração UC-CC.	40
Figura 14 – Efeito da variação do fator de potência (FP) na distorção das formas de onda das correntes.	41
Figura 15 – Representação dos quatro quadrantes de operação do DFIG.	43
Figura 16 – Circuito equivalente do DFIG em um referencial arbitrário.	44
Figura 17 – Diagrama de controle da configuração UC-CC.	46
Figura 18 – Distribuição de potência nos conversores ligados ao circuito do estator para a configuração UC-CC.	48
Figura 19 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC.	50
Figura 20 – Simulação da resposta ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC.	51
Figura 21 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC.	52
Figura 22 – Diagrama da montagem experimental para a configuração UC-CC.	53
Figura 23 – Fotografia da bancada experimental utilizada para as configurações UC-CC e UC-CC-FC.	54

Figura 24 – Resultados experimentais da resposta ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC.	55
Figura 25 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC.	56
Figura 26 – Esquema geral para a configuração HCC-HCC.	59
Figura 27 – Modelos do SSC para a configuração HCC-HCC.	60
Figura 28 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração HCC-HCC.	60
Figura 29 – Diagrama da malha de controle do SSC para a configuração HCC-HCC.	62
Figura 30 – Circuitos equivalentes do DFIG em regime permanente.	62
Figura 31 – Diagrama fasorial do DFIG em regime permanente.	63
Figura 32 – Simulação da resposta ao controle do fluxo de magnetização para a configuração HCC-HCC.	65
Figura 33 – Simulação da resposta à variação da velocidade síncrona para a configuração HCC-HCC.	66
Figura 34 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração HCC-HCC.	67
Figura 35 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração HCC-HCC.	69
Figura 36 – Diagrama da montagem experimental para a configuração HCC-HCC.	70
Figura 37 – Fotografia da bancada experimental utilizada para a configuração HCC-HCC.	71
Figura 38 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração HCC-HCC.	72
Figura 39 – Esquema geral para a configuração UC-CC-FC.	75
Figura 40 – Modelos do SSC para a configuração UC-CC-FC.	76
Figura 41 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração UC-CC-FC.	76
Figura 42 – Espaço vetorial para diferentes relações de barramento para a configuração UC-CC-FC.	79
Figura 43 – Análise da curva de potência média nula no SSC-A para a configuração UC-CC-FC.	80
Figura 44 – Tensões de saída geradas considerando potência média nula no SSC-A para a configuração UC-CC-FC.	81
Figura 45 – Análise da curva de WTHD das tensões chaveadas no circuito do estator para a configuração UC-CC-FC.	82
Figura 46 – Distribuição de potência nos conversores ligados ao circuito do estator para $N = 1,8$ na configuração UC-CC-FC.	83
Figura 47 – Diagrama da malha de controle do SSC para a configuração UC-CC-FC.	84

Figura 48 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC-FC.	86
Figura 49 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC-FC.	87
Figura 49 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC-FC.	88
Figura 50 – Diagrama da montagem experimental para a configuração UC-CC-FC.	89
Figura 51 – Resultados experimentais da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC-FC.	91
Figura 52 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC-FC.	92
Figura 52 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC-FC.	93
Figura 53 – Configurações de conversores convencionais e duais para ligação do DFIG à rede DC consideradas na análise comparativa.	95
Figura 54 – Simulações comparando a operação das configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	98
Figura 55 – Curvas comparando as distorções harmônicas na corrente i_{s1} para configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	99
Figura 56 – Curvas comparando as oscilações relativas no conjugado para configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	100
Figura 57 – Curvas comparando as perdas de potência totais para configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	101
Figura 58 – Malha de controle da corrente de sequência zero.	116
Figura 59 – Esquema geral do controle em cascata do circuito do rotor.	118
Figura 60 – Malha de controle das correntes do rotor.	119
Figura 61 – Malha de controle de potência ativa e reativa do estator.	120

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Composição da matriz energética brasileira.	22
Tabela 2 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração UC-CC.	39
Tabela 3 – Parâmetros do DFIG utilizado nas simulações e nos experimentos para as configurações UC-CC e UC-CC-FC.	49
Tabela 4 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração HCC-HCC.	60
Tabela 5 – Parâmetros do DFIG utilizado nas simulações e nos experimentos para a configuração HCC-HCC.	64
Tabela 6 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração UC-CC-FC.	77
Tabela 7 – Características gerais das configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	97
Tabela 8 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob a mesma frequência de chaveamento (10 kHz).	101
Tabela 9 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob condições similares de THD nas correntes ($\approx 12.91\%$).	102
Tabela 10 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob condições similares de oscilação de conjugado ($\approx 30.31\%$).	102
Tabela 11 – Comparação qualitativa entre as configurações DFIG-DC, <i>Double-VSI</i> , UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.	103

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente alternada (<i>alternating current</i>)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Conversores controlados (<i>Controlled converters</i>)
DC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
DFIG	Gerador de indução de rotor bobinado (<i>Doubly-fed induction generator</i>)
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital signal processor</i>)
DTC	Controle direto do conjugado (<i>Direct torque control</i>)
FC	Capacitores flutuantes (<i>Floating capacitors</i>)
FTMA	Função de transferência de malha aberta
FTMF	Função de transferência de malha fechada
FOC	Controle orientado ao campo (<i>Field oriented control</i>)
GSC	Conversor do lado da rede (<i>Grid side converter</i>)
GSR	Retificador do lado da rede (<i>Grid side rectifier</i>)
HCC	Conversores semi-controlados (<i>Half-controlled converters</i>)
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (<i>Insulated gate bipolar transistor</i>)
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência (<i>Maximum power point tracking</i>)

PI	Proporcional-integral
PI-R	Proporcional-integral ressonante
PLL	Elo travado em fase (<i>Phase-locked loop</i>)
PMSG	Gerador síncrono a ímã permanente (<i>Permanent magnet synchronous generator</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse-width modulation</i>)
RSC	Conversor do lado do rotor (<i>Rotor side converter</i>)
SCIG	Gerador de indução gaiola de esquilo (<i>Squirrel cage induction generator</i>)
SCIM	Máquina de indução gaiola de esquilo (<i>Squirrel cage induction machine</i>)
SSC	Conversor do lado do estator (<i>Stator side converter</i>)
THD	Taxa de distorção harmônica (<i>Total harmonic distortion</i>)
UC	Conversores não-controlados (<i>Uncontrolled converters</i>)
VOC	Controle orientado à tensão (<i>Voltage oriented control</i>)
VSI	Fonte de tensão inversora (<i>Voltage source inverter</i>)
WECS	Sistemas de conversão de energia eólica (<i>wind energy conversion systems</i>)
WRIG	Gerador de indução com rotor bobinado (<i>Wound rotor induction generator</i>)
WTHD	Taxa de distorção harmônica ponderada (<i>Weighted total harmonic distortion</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

*	Denota valores de referência.
0	Ponto central do barramento E nas configurações UC-CC e HCC-HCC.
0_a	Ponto central do barramento E_a na configuração UC-CC-FC.
0_b	Ponto central do barramento E_b na configuração UC-CC-FC.
c_e	Conjugado eletromagnético da máquina.
c_{mec}	Conjugado mecânico da máquina.
Δc_e	Oscilação relativa no conjugado eletromagnético.
E	Tensão do barramento DC nas configurações UC-CC e HCC-HCC.
E_a	Tensão do barramento DC flutuante na configuração UC-CC-FC.
E_b	Tensão do barramento DC fixo na configuração UC-CC-FC.
F	Coefficiente de atrito.
\bar{i}_m^a	Vetor complexo dq das correntes de magnetização no referencial arbitrário.
\bar{i}_m^v	Vetor complexo dq das correntes de magnetização no referencial da tensão do estator.
i_{md}^a, i_{mq}^a	Correntes dq de magnetização da máquina no referencial arbitrário.
i_{md}^v, i_{mq}^v	Correntes dq de magnetização da máquina no referencial da tensão no estator.
\bar{i}_r^a	Vetor complexo dq das correntes do rotor no referencial arbitrário.
i_{rk}	Correntes do rotor da máquina, $k = 1, 2, 3$.
i_{rd}^a, i_{rq}^a	Correntes dq no rotor da máquina no referencial arbitrário.
i_{rd}^s, i_{rq}^s	Correntes dq no rotor da máquina no referencial estacionário.
i_{rd}^v, i_{rq}^v	Correntes dq no rotor da máquina no referencial da tensão no estator.
\bar{i}_s^a	Vetor complexo dq das correntes do estator no referencial arbitrário.
i_{so}^s	Corrente de sequência zero no estator no referencial estacionário.
i_{sk}	Correntes do estator da máquina, $k = 1, 2, 3$.

i_{sd}^a, i_{sq}^a	Correntes dq no estator da máquina no referencial arbitrário.
i_{sd}^s, i_{sq}^s	Correntes dq no estator da máquina no referencial estacionário.
i_{sd}^v, i_{sq}^v	Correntes dq no estator da máquina no referencial da tensão no estator.
J	Momento de inércia.
K_{pea}	Ganho proporcional do controlador da tensão de barramento flutuante.
K_{pio}	Ganho proporcional do controlador de corrente de sequência zero.
K_{pir}	Ganho proporcional dos controladores das correntes do rotor.
$K_{p\lambda m}$	Ganho proporcional dos controladores do fluxo de magnetização.
K_{ppq}	Ganho proporcional dos controladores das potências ativa e reativa no estator.
K_{iea}	Ganho integral do controlador da tensão de barramento flutuante.
K_{iio}	Ganho integral do controlador de corrente de sequência zero.
K_{iir}	Ganho integral dos controladores das correntes do rotor.
$K_{i\lambda m}$	Ganho integral dos controladores do fluxo de magnetização.
K_{ipq}	Ganho integral dos controladores das potências ativa e reativa no estator.
l_m	Indutância de magnetização da máquina.
l_r	Indutância própria do rotor da máquina.
l_s	Indutância própria do estator da máquina.
l_{lr}	Indutância de dispersão do rotor da máquina.
l_{ls}	Indutância de dispersão do estator da máquina.
m	Índice de modulação.
m_{max}	Índice de modulação máximo.
m_{min}	Índice de modulação mínimo.
N	Relação de tensão entre os barramentos DC para a configuração UC-CC-FC.
n_r	Número de espiras do enrolamento do rotor.
n_s	Número de espiras do enrolamento do estator.

p	Número de pares de polos da máquina.
P_{cd}	Perdas de potência na condução dos semicondutores.
P_r	Potência ativa no rotor da máquina.
P_s	Potência ativa no estator da máquina.
P_{sa}	Potência processada pelo SSC-A.
P_{sb}	Potência processada pelo SSC-B.
P_{sw}	Perdas de potência no chaveamento dos semicondutores.
P_{to}	Perdas de potência totais nos semicondutores.
q_{rk}	Chaves dos braços do RSC, $k = 1, 2, 3$.
Q_s	Potência reativa no estator da máquina.
q_{sak}	Chaves dos braços do SSC-A, $k = 1, 2, 3$.
q_{sbk}	Chaves dos braços do SSC-B, $k = 1, 2, 3$.
r_r	Resistência do rotor da máquina.
r_{rs}	Constante resistiva baseada nos parâmetros do rotor e do estator da máquina.
r_s	Resistência do estator da máquina.
s	Escorregamento da máquina.
σ	Coefficiente de dispersão da máquina.
T_v	Constante de tempo dos conversores.
$v_{0_b0_a}$	Tensão homopolar do circuito do estator para a configuração UC-CC-FC.
$v_{0_b0_a}^{min}$	Tensão homopolar mínima do circuito do estator para a configuração UC-CC-FC.
$v_{0_b0_a}^{max}$	Tensão homopolar máxima do circuito do estator para a configuração UC-CC-FC.
\bar{v}_m^v	Vetor complexo dq das tensões do ramo de magnetização no referencial da tensão no estator.
\bar{v}_r^a	Vetor complexo dq das tensões do rotor no referencial arbitrário.

\bar{v}_r^v	Vetor complexo dq das tensões do rotor no referencial da tensão do estator.
v_{r0}	Tensão homopolar do circuito do rotor.
v_{r0}^{min}	Tensão homopolar mínima do circuito do rotor.
v_{r0}^{max}	Tensão homopolar máxima do circuito do rotor.
v_{rk}	Tensões do rotor da máquina, $k = 1, 2, 3$.
v_{rk0}	Tensões de polo do RSC, $k = 1, 2, 3$.
v_{rd}^a, v_{rq}^a	Tensões dq no rotor da máquina no referencial arbitrário.
v_{rd}^r, v_{rq}^r	Tensões dq no rotor da máquina no referencial do rotor.
v_{rd}^s, v_{rq}^s	Tensões dq no rotor da máquina no referencial estacionário.
v_{rd}^v, v_{rq}^v	Tensões dq no rotor da máquina no referencial da tensão no estator.
V_p	Tensão de pico do estator da máquina.
V_s	Tensão rms do estator da máquina.
\bar{v}_s^a	Vetor complexo dq das tensões do estator no referencial arbitrário.
\bar{v}_s^v	Vetor complexo dq das tensões do estator no referencial da tensão do estator.
v_{sabk}	Tensões do estator excluindo a componente homopolar para UC-CC-FC, $k = 1, 2, 3$.
v_{sak0}	Tensões de polo do SSC-A para UC-CC e HCC-HCC, $k = 1, 2, 3$.
v_{sbk0}	Tensões de polo do SSC-B para UC-CC e HCC-HCC, $k = 1, 2, 3$.
v_{sak0a}	Tensões de polo do SSC-A para UC-CC-FC, $k = 1, 2, 3$.
v_{so}^s	Tensão de sequência zero no estator no referencial estacionário.
v_{sbk0b}	Tensões de polo do SSC-B para UC-CC-FC, $k = 1, 2, 3$.
v_{sk}	Tensões do estator da máquina, $k = 1, 2, 3$.
v_{sd}^a, v_{sq}^a	Tensões dq no estator da máquina no referencial arbitrário.
v_{sd}^s, v_{sq}^s	Tensões dq no estator da máquina no referencial estacionário.
v_{sd}^v, v_{sq}^v	Tensões dq no estator da máquina no referencial da tensão no estator.

$\bar{\lambda}_m^a$	Vetor complexo dq dos fluxos de magnetização no referencial arbitrário.
$\bar{\lambda}_m^v$	Vetor complexo dq dos fluxos de magnetização no referencial da tensão do estator.
$\lambda_{md}^v, \lambda_{mq}^v$	Fluxos dq de magnetização da máquina no referencial da tensão no estator.
$\bar{\lambda}_r^a$	Vetor complexo dq dos fluxos do rotor no referencial arbitrário.
$\bar{\lambda}_s^a$	Vetor complexo dq dos fluxos do estator no referencial arbitrário.
θ_s	Posição do estator da máquina.
θ_r	Posição do rotor da máquina.
μ_{r0}	Fator de distribuição de roda livre do rotor.
μ_{s0}	Fator de distribuição de roda livre do estator.
ξ	Fator de amortecimento para a malha de controle do circuito do rotor.
ω_a	Velocidade de rotação do eixo de referência arbitrário.
ω_n	Frequência natural de oscilação para a malha de controle do circuito do rotor.
ω_r	Velocidade de rotação do eixo do rotor.
ω_s	Velocidade síncrona da máquina.
ω_{sr}	Velocidade angular das tensões e correntes induzidas no circuito do rotor.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	APRESENTAÇÃO DO TEMA	21
1.1.1	Motivação e localização do tema	21
1.1.2	Visão geral sobre sistemas de conversão de energia eólica	22
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
1.2.1	Primeiros estudos	25
1.2.2	DFIG-DC	26
1.2.3	<i>Double-VSI</i>	29
1.2.4	Outras configurações	31
1.3	PROPÓSITO DO ESTUDO	32
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	35
1.5	PRODUÇÃO ACADÊMICA	36
2	CONFIGURAÇÃO UC-CC	37
2.1	INTRODUÇÃO	37
2.2	MODELO DOS CONVERSORES	37
2.2.1	Nomenclatura	37
2.2.2	Modelo do SSC	38
2.2.3	Modelo do RSC	39
2.3	ESTRATÉGIA PWM	40
2.3.1	Estratégia PWM para o SSC	40
2.3.2	Estratégia PWM para o RSC	41
2.4	MODELO DO GERADOR	42
2.4.1	Modos de operação do DFIG	42
2.4.2	Modelo dinâmico do DFIG	44
2.5	SISTEMA DE CONTROLE	45
2.5.1	Malha de controle do SSC	45
2.5.2	Malha de controle do RSC	46
2.6	DISTRIBUIÇÃO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES	47
2.7	SIMULAÇÕES	49
2.7.1	Caracterização das simulações	49
2.7.2	Resposta para degrau no controle de potência	49
2.7.3	Resposta para controle da corrente de circulação	50
2.7.4	Resposta em regime permanente	51
2.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	53
2.8.1	Caracterização do experimento	53
2.8.2	Resposta para controle da corrente de circulação	54

2.8.3	Resposta em regime permanente	55
2.9	CONCLUSÕES	57
3	CONFIGURAÇÃO HCC-HCC	58
3.1	INTRODUÇÃO	58
3.2	MODELO DOS CONVERSORES	58
3.3	ESTRATÉGIA PWM	60
3.4	SISTEMA DE CONTROLE	61
3.5	SIMULAÇÕES	64
3.5.1	Caracterização das simulações	64
3.5.2	Resposta ao controle do fluxo de magnetização	65
3.5.3	Resposta para a variação na referência da velocidade síncrona	66
3.5.4	Resposta para degrau no controle de potência	68
3.5.5	Resposta em regime permanente	68
3.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	70
3.6.1	Caracterização do experimento	70
3.6.2	Resposta em regime permanente	71
3.7	CONCLUSÕES	73
4	CONFIGURAÇÃO UC-CC-FC	74
4.1	INTRODUÇÃO	74
4.2	MODELO DOS CONVERSORES	74
4.3	ESTRATÉGIA PWM	77
4.4	ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO SISTEMA	78
4.4.1	Regiões de operação permitidas	78
4.4.2	Curva de potência nula no SSC-A	80
4.4.3	WTHD da tensão do estator	82
4.4.4	Distribuição de potência nos conversores	83
4.5	SISTEMA DE CONTROLE	84
4.6	SIMULAÇÕES	85
4.6.1	Caracterização das simulações	85
4.6.2	Resposta para degrau no controle de potência	85
4.6.3	Resposta em regime permanente	86
4.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	89
4.7.1	Caracterização do experimento	89
4.7.2	Resposta para degrau no controle de potência	90
4.7.3	Resposta em regime permanente	90
4.8	CONCLUSÕES	93
5	ANÁLISE COMPARATIVA	95

5.1	INTRODUÇÃO	95
5.2	CARACTERIZAÇÃO DAS SIMULAÇÕES	95
5.3	FIGURAS DE MÉRITO	96
5.3.1	Características gerais	96
5.3.2	Distorções harmônicas	97
5.3.3	Oscilações no conjugado	99
5.3.4	Perdas de potência	100
5.4	CONCLUSÕES	103
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	104
6.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	104
6.2	PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO ESTUDO	105
	REFERÊNCIAS	106
	APÊNDICE A – PROJETO DO CONTROLADOR PARA A MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE DE CIRCULAÇÃO	116
	APÊNDICE B – PROJETO DO CONTROLADOR PARA AS MALHAS DE CONTROLE DAS POTÊN- CIAS DO ESTATOR	118

1 INTRODUÇÃO

1.1 APRESENTAÇÃO DO TEMA

1.1.1 Motivação e localização do tema

Os sistemas de geração de energia elétrica baseados em fontes renováveis, como a hídrica, eólica, solar, biomassa, entre outras, assumiram um papel de protagonismo nas últimas décadas diante de preocupações globais com a alteração do clima e preservação ambiental. Diferente do modelo tradicional, boa parte composto por grandes centrais geradoras baseadas em combustíveis fósseis, as energias renováveis são consideradas limpas, abundantes, causam baixos impactos ambientais, e viabilizam a geração de energia de forma mais descentralizada. Essas características atraem o crescente interesse de governos e empresas ao redor do mundo. Em 2020, mesmo diante da recessão generalizada provocada pela pandemia de Covid-19, o número de instalações geradoras de energia baseadas em fontes renováveis cresceu acima da média das últimas duas décadas (IEA, 2021).

Entre os sistemas baseados em energia renovável, os sistemas de energia eólica assumem um papel de destaque. Este é o tipo de geração que mais se desenvolve no mundo, com a capacidade instalada batendo recordes de crescimento. Em 2021, foram contabilizados mais de 93 GW em novas instalações, somando 837 GW de potência total instalada. Este número era, por exemplo, 198 GW em 2010, e 433 GW em 2015, quase metade do valor total alcançado em 2021 (GWEC, 2022). O Brasil se sobressai neste cenário, sendo o maior produtor de energia eólica da América Latina, com cerca de 70 % de toda energia eólica produzida nesta região, e o sexto maior produtor de energia eólica em terra (*onshore*) do mundo (GWEC, 2022). Dados de 2021 mostram que o Brasil (3,8 GW instalado só em 2021) foi o terceiro país que mais expandiu sua geração a partir de energia eólica naquele ano, ficando atrás apenas da China (30,7 GW) e dos Estados Unidos (12,7 GW) (GWEC, 2022). Apesar de nossa matriz energética ser majoritariamente proveniente de grandes centrais hidrelétricas (54,35 %), conforme dados da Tabela 1, a geração a partir da energia eólica (12,78 %) já se consolidou como a terceira maior fonte de geração de energia no país (ANEEL, 2023).

Esta proliferação de fontes de energia renováveis, em conjunto com os avanços nos sistemas de armazenamento de energia, fez surgir o interesse no estudo das redes de corrente contínua (*direct current* - DC¹). Estes sistemas de distribuição de energia apresentam vantagens em relação às redes de corrente alternada (*alternating current* - AC), como por exemplo, a ausência de fluxo de potência reativa, sistemas de controle mais simples, alta confiabilidade e eficiência (DRAGIČEVIĆ et al., 2016). Redes DC de alta tensão já são utilizadas em alguns países, apresentando maior eficiência para transmissão de energia em

¹ Neste trabalho a nomenclatura de todas as siglas foi mantida no idioma inglês.

Tabela 1 – Composição da matriz energética brasileira.

Tipo	Quantidade	Potência outorgada [kW]	Potência fiscalizada [kW]	%
UHE	219	103 487 521,00	103 195 357,00	54,35
UTE	3134	55 990 524,21	46 107 495,61	24,28
EOL	1356	42 233 188,86	24 264 923,86	12,78
UFV	19 790	8 522 974 565	7 740 683,87	4,08
PCH	534	7 190 961,32	5 705 518,57	3,00
UTN	3	3 340 000,00	1 990 000,00	1,05
CGH	722	877 778,22	866 919,22	0,46
Total	25 758	298 349 719,26	189 870 898,13	100

Nota: Os valores de porcentagem são referentes à potência fiscalizada. A potência outorgada é aquela autorizada a ser instalada pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). A potência fiscalizada corresponde às usinas que já entraram em operação. A potência fiscalizada tende a se tornar igual à outorgada a medida em que as unidades forem sendo instaladas.

Nota: Centrais Geradoras Hidrelétricas (CGH), até 5 MW; Usinas de Energia Eólica (EOL); Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCH), entre 5 MW e 30 MW; Central Geradora Solar Fotovoltaica (UFV); Usinas Hidrelétricas (UHE), mais que 30 MW; Usinas Termelétricas (UTE); Usinas Termonucleares (UTN).

Fonte: ANEEL (2023).

longas distâncias (MARQUES; IACCHETTI, 2019). Além disso, as redes DC possibilitam a interconexão de diferentes tipos de cargas, baterias e fontes, possuindo aplicações em uma série de sistemas, como por exemplo, geradores eólicos (HOLTSMARK et al., 2013), implementação de micro-redes (KARLSSON; SVENSSON, 2003), para abastecimento elétrico em minas (JAHROMI et al., 2016) ou em navios (ZAHEDI; NORUM, 2013).

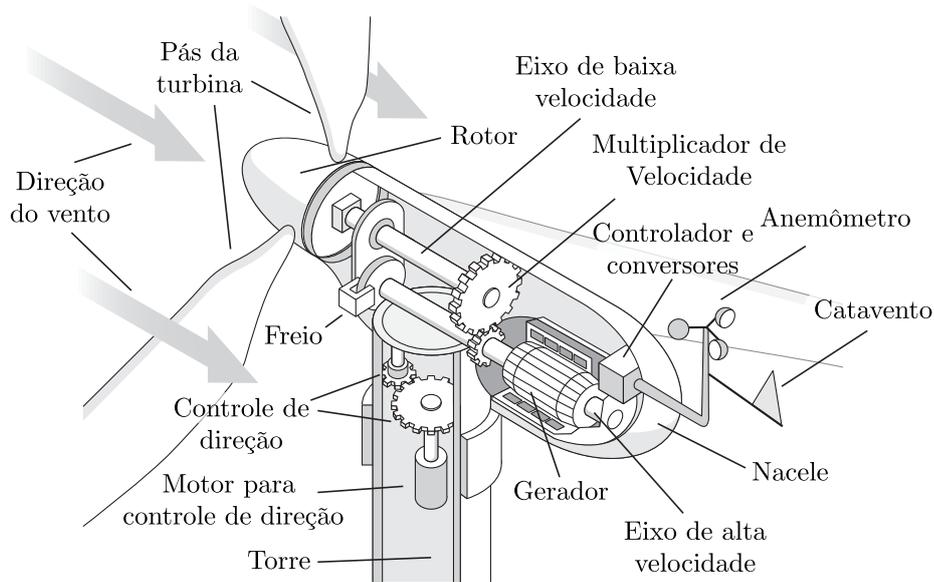
1.1.2 Visão geral sobre sistemas de conversão de energia eólica

Os sistemas de conversão de energia eólica (*Wind Energy Conversion System - WECS*) são formados por um conjunto de equipamentos responsáveis por converter a energia cinética dos ventos em energia elétrica. Apesar de existir uma certa variedade de modelos de turbinas eólicas, como de eixo horizontal ou vertical, e de diversos tipos e quantidades de hélices, a mais utilizada pela indústria é a turbina de eixo horizontal de três pás, conforme ilustrado pela Figura 1.

De forma generalizada, um WECS pode ser subdividido em duas partes principais: a mecânica e a elétrica. Os componentes mecânicos incluem as pás da turbina, a torre, a nacelle, os eixos do rotor, a caixa multiplicadora de velocidade, e os sensores de velocidade e direção do vento. Já os componentes elétricos consistem basicamente do gerador elétrico, conversores eletrônicos de potência e filtros harmônicos. Diversos tipos de geradores são usados na implementação de WECS, como por exemplo:

- a) o gerador de indução gaiola de esquilo (*Squirrel Cage Induction Generator - SCIG*);
- b) o gerador síncrono com rotor bobinado (*Wound Rotor Synchronous Generator -*

Figura 1 – Principais componentes de uma turbina eólica.



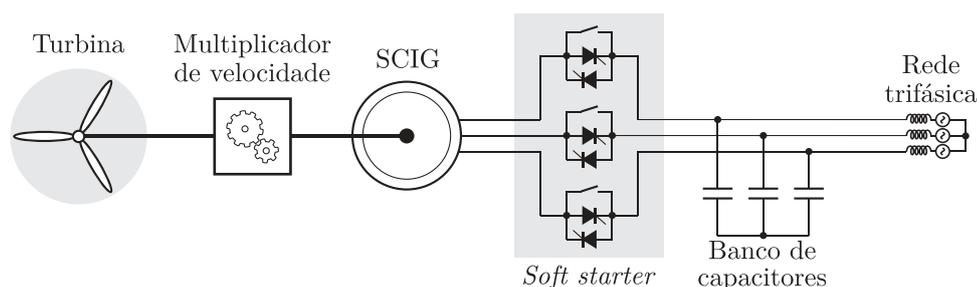
Fonte: adaptado de U.S. Department of Energy (2014).

WRSG);

- c) o gerador síncrono à ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Generator* - PMSG);
- d) e o gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generator* - DFIG).

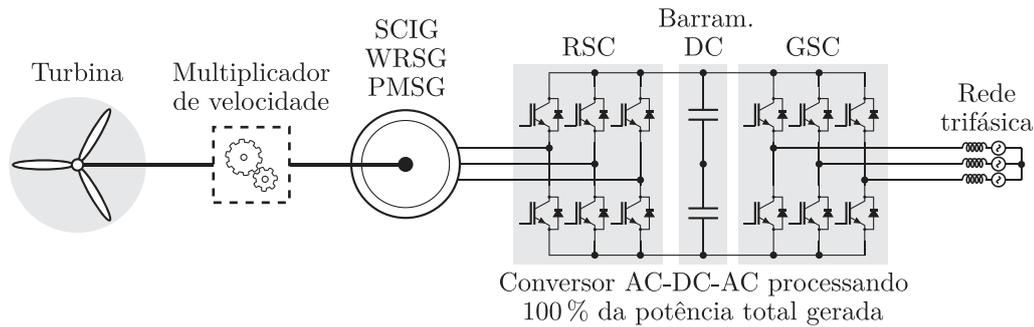
Os WECS tradicionais para rede elétrica trifásica podem ser classificados em três configurações principais, organizadas de acordo com a faixa de variação da velocidade do gerador (TAVEIROS, 2014). A primeira dessas configurações é denominada de velocidade fixa, como ilustrado na Figura 2. Estes WECS são baseados no SCIG, onde o gerador é conectado diretamente à rede elétrica trifásica. Nesses sistemas, a velocidade de rotação do gerador é completamente dependente da tensão e frequência da rede elétrica. Daí vem o nome de sistemas de velocidade fixa, já que podem operar em torno de uma faixa de $\pm 1\%$ da velocidade síncrona do gerador. Dessa forma, este tipo de configuração requer dispositivos

Figura 2 – WECS tradicional de velocidade fixa para conexão do SCIG à rede elétrica trifásica.



Fonte: adaptado de Yaramasu et al. (2015).

Figura 3 – WECS tradicional para conexão de SCIG, WRSG e PMSG à rede elétrica trifásica.



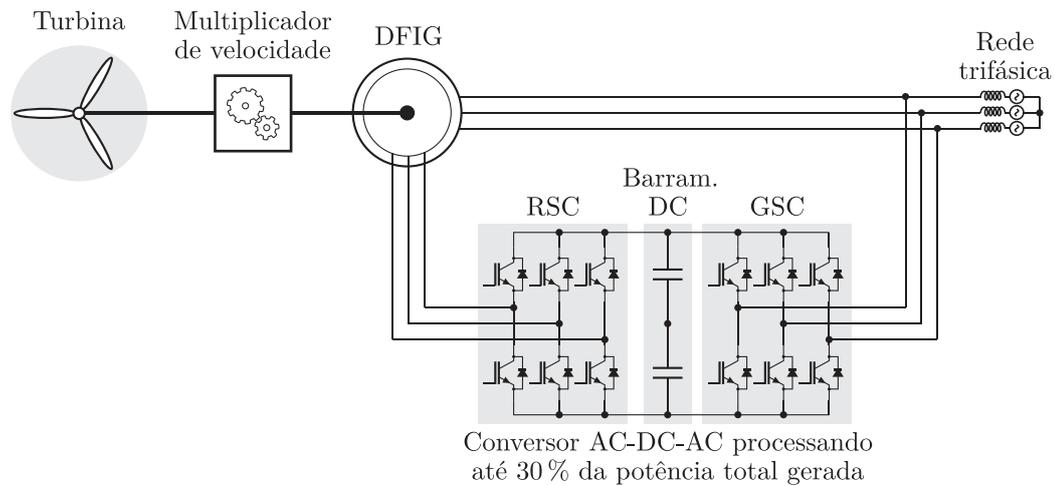
Fonte: adaptado de Yaramasu et al. (2015).

de compensação, como banco de capacitores para fornecer energia reativa à máquina, e *soft starters* para inicialização e proteção da máquina quando operando em baixas velocidades de vento. Apesar da simplicidade e do baixo número de componentes, este tipo de configuração caiu em desuso. Isso ocorreu devido, principalmente, à impossibilidade de implementação de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), ocasionando uma baixa eficiência de conversão de energia.

Nos WECS mais modernos, conversores de potência são usados para fazer a ligação dos geradores à rede elétrica. Esses sistemas são normalmente baseados em SCIGs, WRSGs e PMSGs. Apesar de existir uma grande variedade de topologias discutidas na literatura para estes sistemas, a configuração mais tradicional é a exibida na Figura 3. Neste caso, o gerador é desacoplado da rede elétrica por meio de um conversor AC-DC-AC que processa toda potência do sistema. Este desacoplamento traz vantagens como a possibilidade de variar a velocidade da máquina independentemente da tensão e frequência da rede elétrica, resolvendo o problema da baixa eficiência de conversão dos sistemas que operam com velocidade fixa. No caso dos sistemas baseados em WRSGs e PMSGs, pode-se dispensar o uso da caixa multiplicadora de velocidades quando os geradores são construídos com um alto número de polos. Isto reduz a possibilidade de falhas mecânicas, mas eleva o custo associado à aquisição deste tipo de máquina. Estas características fazem este tipo de sistema ser vantajoso em instalações de parques eólicos dentro do mar, denominados de *offshore* (YARAMASU et al., 2015).

Uma outra configuração de WECS bastante difundida é a baseada em DFIG, ilustrada na Figura 4. Como o próprio nome dado ao gerador evidencia, neste sistema a potência gerada é distribuída por meio dos circuitos do estator e do rotor da máquina. Enquanto o conversor AC-DC-AC conectado ao rotor processa apenas a potência relativa ao escorregamento (até 30% da potência nominal do gerador), a potência gerada no estator da máquina flui diretamente para a rede elétrica (JACOMINI; BIM, 2011). Este sistema possibilita certa variação de velocidade em torno da velocidade síncrona ($\pm 30\%$), permitindo a implementação de algoritmos de MPPT, e resultando em uma alta eficiência

Figura 4 – WECS tradicional para conexão do DFIG à rede elétrica trifásica.



Fonte: adaptado de Yaramasu et al. (2015).

na conversão de energia. Além disso, o DFIG apresenta características como o controle das potências ativa e reativa nos quatro quadrantes de operação, alta flexibilidade e controlabilidade, fazendo deste tipo de gerador o mais utilizado na indústria (YARAMASU et al., 2015). Os WECS baseados em DFIG são tecnologias bastante estabelecidas, onde a grande maioria dos trabalhos é voltada à geração para redes elétricas trifásicas (NAIDU; SINGH, 2017; NIAN; CHENG; ZHU, 2016). Os trabalhos direcionados à conexão com a rede trifásica abordam, principalmente, inovações em técnicas de controle (FILHO et al., 2015; DIAS et al., 2017; CHAVES et al., 2017), reduções de distorções nas correntes do estator (MOREIRA et al., 2017) e a compensação de falhas como afundamentos de tensão na rede elétrica (LIMA et al., 2009; DANTAS et al., 2019; OLIVEIRA; JACOBINA; ROCHA, 2021). No entanto, linhas de pesquisa mais recentes vêm aproveitando as vantagens associadas ao DFIG em aplicações como a geração para a rede elétrica monofásica (HAN; HA, 2014; LEANDRO; SOARES; ROCHA, 2017; ROCHA et al., 2017; ROCHA et al., 2020) ou para redes DC (YU; NIAN; QUAN, 2011; NIAN; YI, 2015), por exemplo.

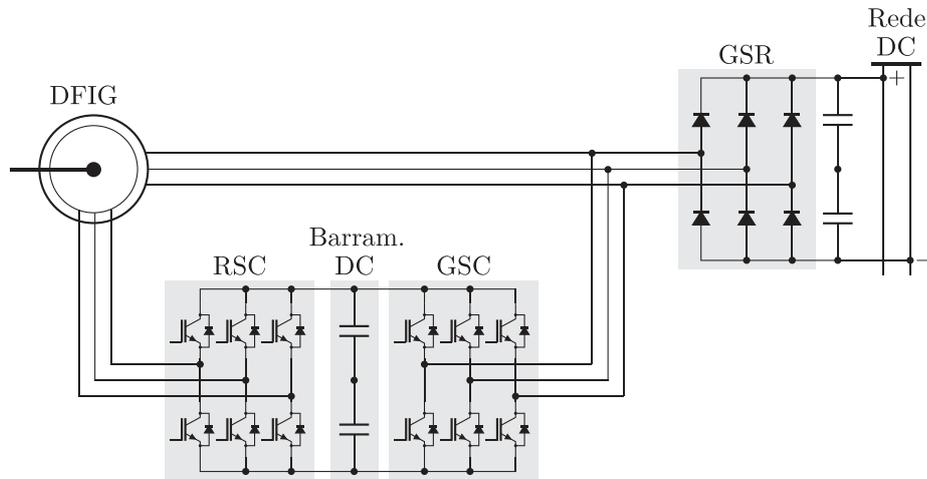
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.2.1 Primeiros estudos

O primeiro estudo sobre a conexão do DFIG com a rede DC foi proposto por Yu, Nian e Quan (2011), conforme ilustrado pela Figura 5. Esta configuração é derivada da topologia tradicional de conexão do DFIG com a rede elétrica trifásica, já discutida e ilustrada pela Figura 4. Configurações semelhantes a esta topologia foram apresentadas por Jain e Ranganathan (2008) e Phan e Lee (2011), mas aplicadas à alimentação de cargas não lineares em sistemas desconectados da rede elétrica.

Do mesmo modo que na topologia tradicional para a rede elétrica trifásica, este

Figura 5 – WECS para ligação do DFIG à rede DC derivado da topologia tradicional para conexão do DFIG com a rede elétrica trifásica.



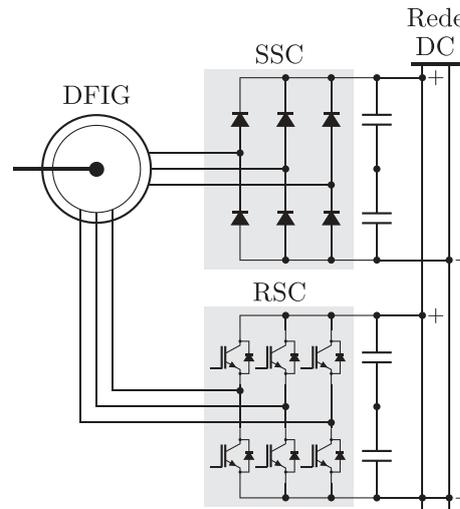
Fonte: adaptado de Yu, Nian e Quan (2011).

o sistema utiliza um conversor AC-DC-AC de potência reduzida ligado aos terminais do rotor. Aqui, o conversor do lado do rotor (*Rotor Side Converter* - RSC) além de controlar as potências ativa e reativa geradas no estator da máquina, também é responsável por estabelecer a frequência de operação do circuito do estator. Já o conversor do lado da rede (*Grid Side Converter* - GSC), responsável por processar a potência que é gerada ou consumida pelo rotor, assume adicionalmente a função de filtro ativo de potência, compensando as distorções harmônicas das correntes no circuito do estator. A interface AC-DC entre os terminais trifásicos do estator do DFIG e a rede DC é feita pelo retificador do lado da rede (*Grid Side Rectifier* - GSR), um retificador trifásico baseado em diodos. Esta configuração é bastante flexível do ponto de vista de controle e, apesar do conversor baseado em diodos, as correntes, tensões e fluxos do estator apresentam baixa distorção harmônica devido à atuação do filtro ativo. No entanto, os custos de implementação e manutenção desta topologia são altos quando comparados às topologias seguintes.

1.2.2 DFIG-DC

Uma evolução desta topologia foi apresentada por Iacchetti e Marques (2015), conforme ilustrado na Figura 6, e passou a ser conhecida na literatura como sistema DFIG-DC. Aqui, o conversor do lado do estator (*Stator Side Converter* - SSC), que conecta e processa a potência gerada nos terminais do estator da máquina à rede DC, é um retificador trifásico baseado em diodos. Já o RSC, principalmente responsável por fazer o controle da potência ativa e reativa da máquina, é um conversor controlado que processa potência reduzida. Este tipo de sistema visa a operação com DFIGs da faixa comercial, que variam de 1,5 a 3 MW (YARAMASU et al., 2015), devido à sua estrutura simples e barata. Esta configuração também é explorada em diversos trabalhos com foco na operação em sistemas desconectados da rede elétrica, como, por exemplo, Gundavarapu,

Figura 6 – WECS para ligação do DFIG à rede DC conhecido como DFIG-DC.



Fonte: adaptado de Iacchetti e Marques (2015).

Misra e Jain (2016), Misra, Gundavarapu e Jain (2017), Misra e Jain (2017), Gundavarapu, Misra e Jain (2017), Marques e Iacchetti (2017), Wu, Zhou e Blaabjerg (2020) e Wu et al. (2020c). Alternativamente, o trabalho realizado por Misra e Jain (2018) propõe que a ponte de diodos seja conectada ao rotor do gerador.

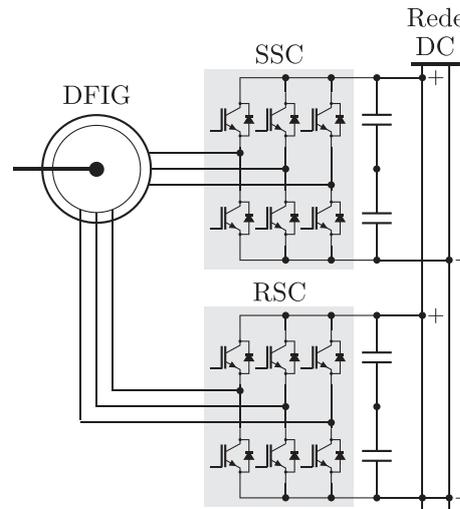
Na configuração DFIG-DC, já que os terminais do estator são ligados a um retificador não-controlado, todo controle da máquina é feito por meio do circuito do rotor. Desta forma, além do conjugado ou potência, a frequência de operação da máquina precisa ser estabelecida por meio do controle. As estratégias mais utilizadas são baseadas no tradicional controle orientado pelo campo (*field oriented control* - FOC). Em trabalhos como, Iacchetti e Marques (2015), Iacchetti, Marques e Perini (2014), Misra e Jain (2018), Wu et al. (2020e), Wu, Zhou e Blaabjerg (2021), por exemplo, a frequência do estator é controlada de forma indireta, definindo um valor fixo para a velocidade síncrona e integrando para obter a posição do vetor tensão do estator. Este valor é usado para calcular o escorregamento do sistema, que é usado nas transformações do controle vetorial. Já em trabalhos como, Marques e Iacchetti (2016), Marques e Iacchetti (2014a), Marques e Iacchetti (2014b), Wu et al. (2020d), Wu et al. (2020b), Wu et al. (2021) e Xiao et al. (2018), por exemplo, a relação proporcional entre fluxo e frequência do estator é explorada. Como o fluxo do estator também é proporcional a magnitude das correntes do rotor, a frequência do estator pode ser definida por meio do controle vetorial das correntes do rotor. O controle direto de conjugado (*direct torque control* - DTC) é mais explorado em sistemas desconectados da rede, como em Gundavarapu, Misra e Jain (2017) e Maciejewski e Iwanski (2017).

Alguns trabalhos apresentam soluções que diminuem a quantidade de sensores usados no sistema DFIG-DC. É o caso de Li e Corzine (2015), Marques, Sousa e Iacchetti

(2015), Marques e Iacchetti (2015) e Bayhan, Abu-Rub e Ellabban (2016), que empregam estratégias de controle que retiram a dependência de sensores de velocidade ou encoders. Em Wu et al. (2020b) e Wu et al. (2020e), a frequência e a potência ativa no estator da máquina é controlada sem uso de sensores de tensão ou corrente conectados ao circuito do estator. A potência é estimada através da tensão e da corrente que flui para a rede DC. Outros trabalhos se concentram em otimizar a eficiência do sistema por meio da variação dinâmica da frequência no estator, como em Wu et al. (2019) e Xiao et al. (2018).

A maior desvantagem desta topologia é a presença de tensões, correntes e fluxos do estator extremamente distorcidos, resultando em grandes oscilações de conjugado. Estas oscilações provocam aquecimento excessivo da máquina, perdas de energia e vibrações que reduzem a vida útil do gerador. Desta forma, grande parte dos trabalhos apresentados na literatura propõem ou abordam sistemas de controle que minimizam essas oscilações de conjugado. O trabalho desenvolvido por Iacchetti e Marques (2015) reduz as distorções harmônicas nas correntes do estator controlando o fluxo de magnetização da máquina, conseqüentemente mitigando as oscilações no conjugado. Em Iacchetti, Marques e Perini (2014), uma estratégia semelhante é utilizada, com foco reduzir as distorções harmônicas nas correntes do rotor. Já os trabalhos desenvolvidos por Iacchetti, Marques e Perini (2015), Nian, Wu e Cheng (2017) e Xiao et al. (2020) utilizam controladores ressonantes atuando em componentes harmônicas específicas do conjugado e das correntes do rotor. Em Wu e Nian (2018b), uma estratégia de elo travado em fase (*Phase-Locked Loop* - PLL) insere um sinal de compensação na malha de controle das correntes do rotor, reduzindo os efeitos das tensões distorcidas aplicadas ao circuito do estator. Já em Wu e Nian (2019), uma PLL baseada em um controlador ressonante reduz tanto as distorções harmônicas nas correntes do estator e do rotor, como as oscilações no conjugado da máquina.

Outras técnicas de controle são implementadas nos trabalhos desenvolvidos por Liang e Harley (2011), Liang et al. (2013) e Marques e Iacchetti (2018), onde é utilizada a compensação preditiva de atraso (*predictive delay compensation*), que corrige o atraso da malha de controle das correntes do rotor causadas por limitações de respostas dos controladores. Em Wu e Nian (2018a) e Wu et al. (2019) a técnica de controle repetitivo (*repetitive control*) permite a minimização simultânea das componentes harmônicas do conjugado em todas as ordens. Já Cruz et al. (2018) emprega a técnica de controle preditivo (*predictive control*) para o conjugado e fluxo do rotor, evitando malhas de controle de corrente, e resultando em rápidas respostas para variações de conjugado. Segundo comparação apresentada em Marques e Iacchetti (2019), a compensação preditiva de atraso é mais robusta que as técnicas de controle ressonante e repetitivo.

Figura 7 – WECS para ligação do DFIG à rede DC conhecido como *Double-VSI*.

Fonte: adaptado de Yan et al. (2014).

1.2.3 *Double-VSI*

Mais adiante, alguns trabalhos passaram a propor a ligação de uma fonte de tensão inversora (*voltage source inverter - VSI*) conectada tanto aos terminais do estator como do rotor, conforme ilustrado pela Figura 7, e passou a ser conhecida na literatura como sistema *Double-VSI*. Diferentemente do sistema DFIG-DC, o *Double-VSI* apresenta fluxos, tensões e correntes do estator senoidais, consequentemente reduzindo as oscilações no conjugado do gerador. A ideia remete aos estudos de Kawabata, Ejiogu e Kawabata (1999) e BonnetFrancois, Vidal e Pietrzak-David (2007), onde os circuitos do estator e do rotor eram alimentados por meio de conversores AC-DC-AC independentes que faziam a interface com a rede elétrica AC. Evoluções deste sistema foram apresentados por Poddar e Ranganathan (2004b), Poddar e Ranganathan (2004a) e Poddar e Ranganathan (2006), onde os conversores do rotor e do estator são ligados paralelamente ao barramento DC do conversor, com um terceiro conversor servindo de interface à rede AC. Em todos estes trabalhos, as estratégias de controle utilizadas são baseadas nas tradicionais técnicas FOC e DTC.

Estudos mais recentes consideram a conexão de sistemas baseados em DFIG para a rede DC, como são os casos descritos em Yan et al. (2014) e Yan et al. (2018). Nestes trabalhos, o conversor do estator é responsável por sintetizar tensões trifásicas com amplitude e frequência fixas, enquanto o conversor ligado ao rotor controla as potências ativas e reativas geradas no estator, por meio de técnicas de controle clássicas como as citadas no parágrafo anterior. Os estudos Bajjuri e Jain (2019), Bajjuri e Jain (2020) e Bajjuri e Jain (2021a) discutem técnicas de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) para redução do *ripple* residual no conjugado causado pelo chaveamento nos conversores. Nestes casos, apesar do correto funcionamento, a flexibilidade

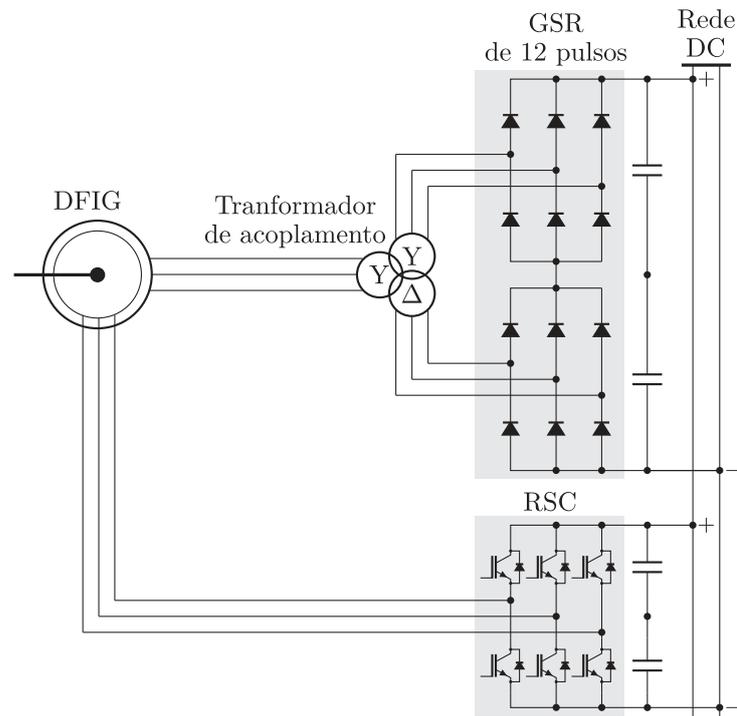
de variação das frequências do estator não é explorada de modo a otimizar a operação dos sistemas ou minimizar requisitos de potência dos conversores.

O estudo de Nian e Yi (2015) apresenta uma estratégia de controle coordenada entre os circuitos do estator e do rotor, onde a máquina opera com frequência de escorregamento constante. Usando uma técnica de orientação com o fluxo de magnetização, as potências ativa e reativa do estator, e o fluxo do ramo de magnetização da máquina são controlados. Definindo diferentes valores para o escorregamento, a potência processada em cada conversor pode ser gerenciada. Por exemplo, o valor do escorregamento pode ser escolhido de modo que a potência gerada é dividida igualmente entre o estator e o rotor da máquina, onde conversores podem ser dimensionados para processar metade da potência total. O mesmo efeito é possível modelando o DFIG como duas máquinas de indução operando em conjunto, como mostra o trabalho de Bajjuri e Jain (2021b). No entanto, como a frequência do estator é definida de forma proporcional à velocidade da máquina, grandes variações de frequência podem aparecer quando o sistema opera com baixas velocidades. Isto pode encarecer e aumentar as perdas do conversor do lado do estator. Nos estudos desenvolvidos por Marques, Cruz e Iacchetti (2020), Marques, Iacchetti e Cruz (2020) e Marques, Iacchetti e Cruz (2021), a técnica de orientação com o fluxo de magnetização foi utilizada para diminuir as perdas provenientes tanto da operação do gerador como dos conversores de potência. Nesses trabalhos, o fluxo do ramo de magnetização da máquina e a frequência do circuito do estator são dinamicamente ajustadas para um ponto otimizado de operação.

Visando resolver as deficiências quando operando em baixas velocidades, o trabalho apresentado por Yan et al. (2017b) estabelece um valor constante para a frequência do estator quando este parâmetro atinge seu valor nominal. A máquina é controlada por meio de uma estratégia FOC, onde a referência de fluxo é definida pelo valor nominal quando a máquina opera em altas velocidades, ou para um valor ótimo em função do conjugado e da velocidade quando a máquina opera em baixas velocidades. Além do mais, os controladores PI convencionais são substituídos por uma estratégia de controle preditivo, onde os vetores de acionamentos das chaves são gerados através da análise de uma função de custo.

O trabalho desenvolvido por Yan et al. (2017a) explora o conceito da frequência de escorregamento variável, de modo a estender a operação do gerador até velocidades de operação muito baixas. Nesta estratégia, a frequência das tensões do estator é definida em função da velocidade mecânica e de uma frequência máxima de operação do circuito do rotor. Além disso, o controle das potências ativa e reativa é feito por meio do conversor ligado ao estator, por meio de uma estratégia de controle orientada à tensão do estator. Este sistema de controle resulta em um funcionamento do sistema com baixas perdas de potência nos conversores, além de uma operação otimizada mesmo quando a máquina atua em baixas velocidades.

Figura 8 – WECS para ligação do DFIG à rede DC baseado em ponte retificadora à diodos de 12 pulsos.



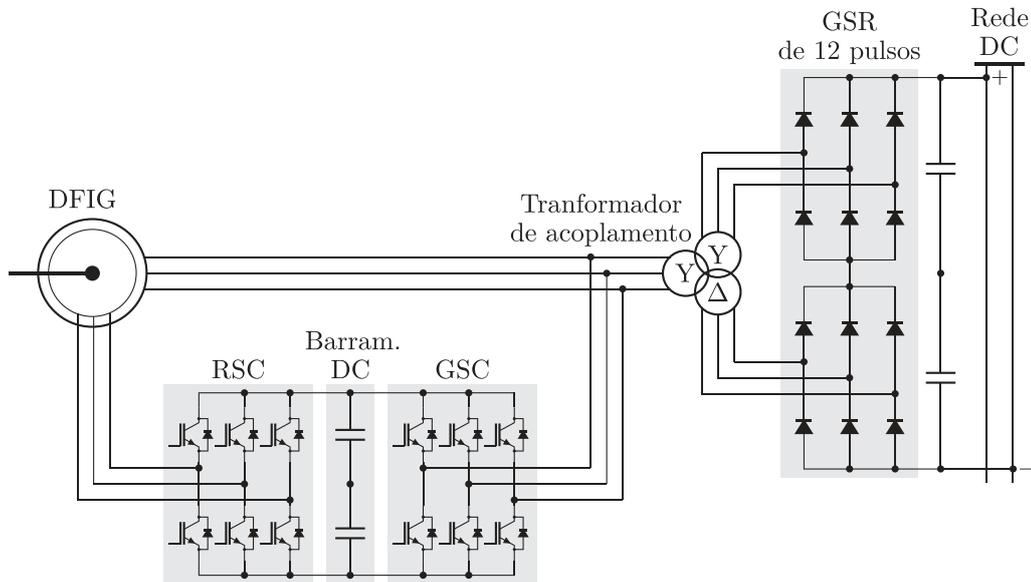
Fonte: adaptado de Shukla, Tripathi e Thakur (2017).

1.2.4 Outras configurações

Uma solução para ligação do DFIG à rede DC de média ou alta tensão foi discutida em Shukla, Tripathi e Thakur (2017), conforme ilustrado pela Figura 8. Nesta configuração, enquanto o circuito do rotor é conectado a um conversor controlado, o circuito do estator é conectado a rede DC por meio de um retificador a diodos de 12-pulsos. A maior vantagem deste sistema são as baixas distorções harmônicas na tensão do estator e a maior distribuição de potência nos conversores do estator, quando comparado ao sistema DFIG-DC. Isso possibilita a alimentação de cargas trifásicas nos terminais do estator da máquina sem necessidade de conversores adicionais. No entanto, variações na potência demandada pela carga e a conexão de cargas não lineares podem afetar a estabilidade do controle.

Em Wu et al. (2020a), os conceitos dos sistemas ilustrados nas Figuras 5 e 8 são mesclados, preservando-se as vantagens dos dois sistemas. Tanto é possível a ligação para a rede DC de média ou alta tensão, como o conversor AC-DC-AC conectado ao rotor atua como filtro, possibilitando a conexão de cargas não lineares sem grandes distúrbios na operação do gerador. Apesar da grande quantidade de conversores e da presença do transformador de acoplamento, os custos de implementação e manutenção deste sistema podem ser justificados para a conexão direta à rede de média ou alta tensão.

Figura 9 – WECS para ligação do DFIG à rede DC alternativo baseado em ponte retificadora à diodos de 12 pulsos.



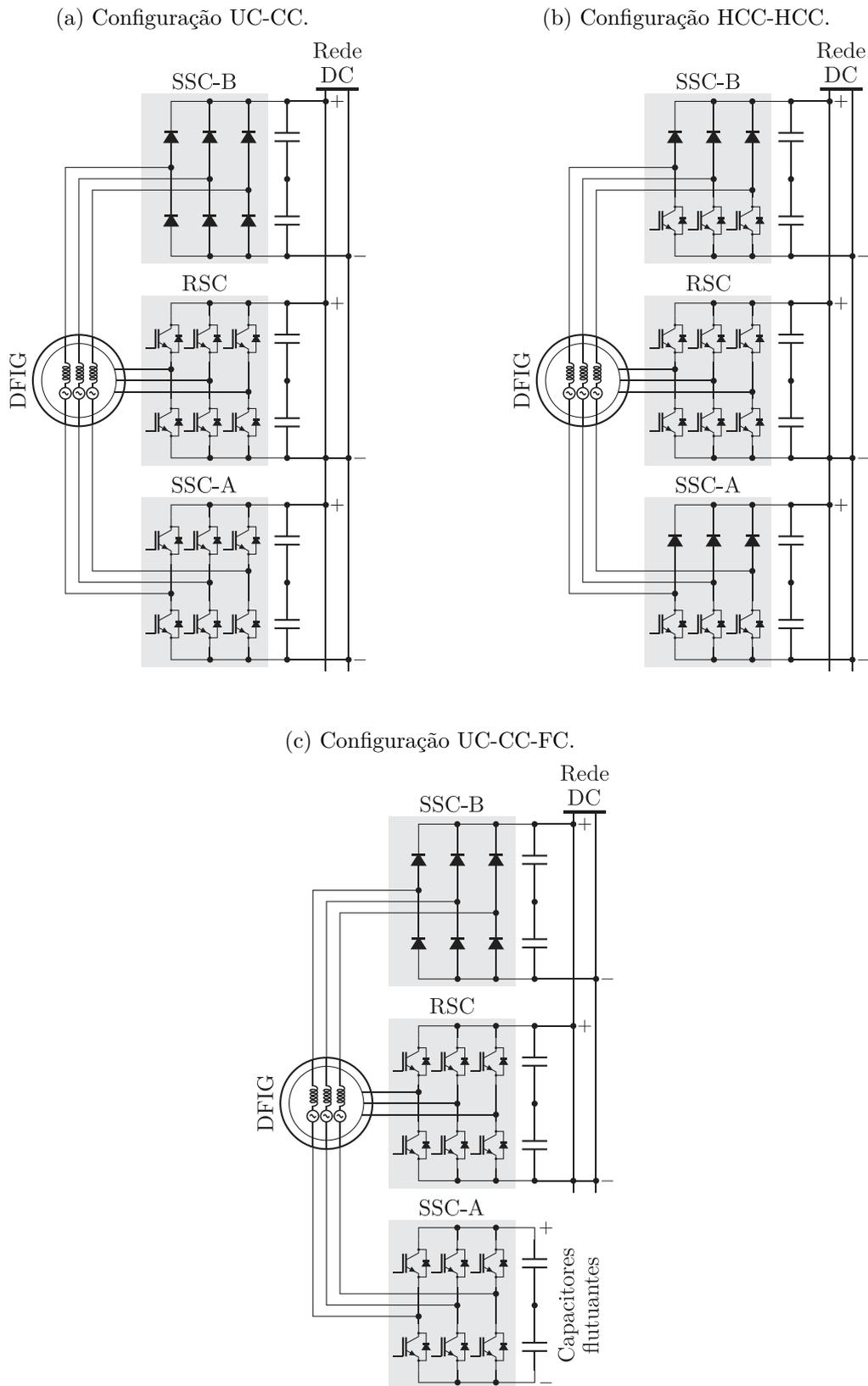
Fonte: adaptado de Wu et al. (2020a).

1.3 PROPÓSITO DO ESTUDO

Em geral, as configurações mais estudadas na literatura visando a conexão do DFIG à rede DC são os sistemas DFIG-DC e *Double-VSI*. O sistema DFIG-DC tem que lidar com distorções harmônicas severas nas tensões, correntes e fluxos do estator da máquina, ocasionando oscilações no conjugado que afetam o funcionamento e a vida útil do gerador. Já o sistema *Double-VSI* resolve este problema às custas de ter um conversor controlado que processa a maior parte da potência gerada. Neste caso, sistemas de geração baseados em PMSG ou SCIG podem ser melhores opções, já que dispensam o conversor adicional ligado ao rotor.

Neste trabalho são propostas três novas configurações de conexão do DFIG à rede DC. As topologias discutidas são baseadas em conversores duais conectados aos enrolamentos do estator do DFIG, utilizando diferentes combinações de conversores controlados (*controlled converters* - CC), não-controlados (*uncontrolled converters* - UC) e semi-controlados (*half-controlled converters* - HCC). Os conversores duais são usados em aplicações como acionamentos de máquinas (HAQUE et al., 2013; CHOWDHURY et al., 2015) e geradores (WANG; LIPO; PAN, 2010; JACOBINA; ROCHA; MARINUS, 2013). A principal vantagem oferecida por esses sistemas é o menor estresse de tensão sobre cada chave do conversor quando comparada aos conversores tradicionais de dois níveis, diminuindo as perdas de potência nas chaves. Essa estrutura é composta por dois conversores conectados em série com os enrolamentos da máquina, em uma configuração conhecida como *open-end*.

Figura 10 – Configurações de conversores duais propostos para a ligação do DFIG à rede DC.



Cada uma das topologias propostas está ilustrada de forma simplificada na Figura 10. De forma geral, as configurações apresentadas são compostas por dois conversores principais. O SSC é responsável por impor o fluxo no circuito do estator da máquina e fazer o gerenciamento da maior parte da potência gerada. Já o RSC é responsável por executar o controle das potências ativa e reativa no estator, por meio do controle das correntes do rotor. A primeira topologia discutida é a UC-CC (*uncontrolled to controlled converters*), ilustrada pela Figura 10(a). Nela, o SSC é composto por uma ponte retificadora não controlada e um conversor controlado em série com os terminais do estator da máquina. A segunda topologia discutida é a HCC-HCC (*half-controlled to half-controlled converters*), ilustrada pela Figura 10(b). Aqui, o SSC é composto por dois conversores semi-controlados conectados em série com os terminais do estator da máquina. Por último, a terceira configuração é a UC-CC-FC (*uncontrolled to controlled converters with floating capacitors*), ilustrada pela Figura 10(c). Nesta topologia, assim como na UC-CC, o SSC é composto por uma ponte retificadora não controlada e um conversor controlado em série com os terminais do estator da máquina. A diferença é que o conversor controlado opera com um barramento independente da rede DC, baseado em capacitores flutuantes (*floating capacitors* - FC). Apesar das topologias propostas possuírem notavelmente mais um conversor, o RSC, elas foram nomeadas de modo a evidenciar o conversor conectado ao estator da máquina.

Desta forma, tendo em vista que o objetivo deste trabalho é propor e analisar três configurações de conversores duais que conectam o DFIG à rede DC, os seguintes objetivos complementares devem ser atendidos:

- a) apresentar o modelo do gerador e dos conversores que compõem cada uma das topologias propostas;
- b) efetuar o controle de potência ativa e reativa fornecida pelo gerador nos terminais do estator do gerador;
- c) garantir tensões, correntes e fluxos com baixa distorção harmônica nos terminais do estator do gerador, além da operação com baixas oscilações no conjugado da máquina;
- d) simular e comparar os sistemas estudados com os sistemas DFIG-DC e *Double-VSI* em termos de número de componentes, tensão mínima requerida na rede DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações de conjugado e perdas de potência nos conversores;
- e) verificar experimentalmente o funcionamento dos conversores estudados;
- f) divulgar os resultados obtidos por meio de publicações científicas.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este capítulo introdutório se propõe a dar uma visão geral sobre o tema que será debatido neste trabalho, bem com a apresentação da revisão bibliográfica realizada. Além disso, foram apresentadas as motivações, os objetivos e as contribuições deste estudo. Contando com o capítulo introdutório, este trabalho está dividido em cinco capítulos.

No Capítulo 2 é discutida a configuração UC-CC. Esta topologia tem o SSC composto por um conversor controlado e um não controlado conectados em série aos terminais do estator do DFIG. Neste capítulo são apresentados o modelo matemático dos conversores, do gerador, e a estratégia PWM utilizada. Também são discutidas estratégias de controle para reduzir a corrente de circulação entre os conversores, bem como o controle de potência ativa e reativa do gerador. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

No Capítulo 3 é discutida a configuração HCC-HCC. Esta topologia tem o SSC composto por dois conversores semi-controlados conectados em série aos terminais do estator do DFIG. Além do modelo matemático dos conversores e a estratégia PWM, neste capítulo é introduzida uma técnica de controle do fluxo do ramo de magnetização da máquina. Esta técnica de controle otimiza o funcionamento do gerador, já que a distribuição de potência entre os conversores ligados ao circuito do estator é simétrica. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

No Capítulo 4 é discutida a configuração UC-CC-FC. Esta topologia tem o SSC composto por um conversor controlado e um não controlado conectados em série aos terminais do estator do DFIG, semelhante à topologia UC-CC. A diferença é que o conversor controlado está conectado a um barramento DC independente, baseado em capacitores flutuantes. Além do modelo matemático dos conversores e a estratégia PWM, neste capítulo é introduzida a técnica de controle de tensão dos capacitores flutuantes sem necessidade de fontes externas. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

No Capítulo 5 é apresentada uma análise comparativa entre as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-CF. Estas configurações foram comparadas em termos do número de componentes, tensão requerida no barramento DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado eletromagnético e perdas de potência nos dispositivos semicondutores.

Por fim, no Capítulo 6 são recapitulados os pontos principais do trabalho, discutindo os resultados obtidos. Também são apresentadas algumas perspectivas de continuidade do trabalho desenvolvido nesta tese.

1.5 PRODUÇÃO ACADÊMICA

Os resultados obtidos no decorrer do desenvolvimento deste trabalho foram divulgados por meio de três artigos publicados em anais de congressos internacionais (SOARES et al., 2019; SOARES et al., 2020; SOARES et al., 2021b) e dois artigos publicados em periódico Qualis A1 (SOARES et al., 2021a; SOARES et al., 2022a). Os assuntos tratados nestes artigos estão distribuídos ao longo deste documento da seguinte forma:

a) Capítulo 2:

- SOARES, E. L. et al. Dual converter for connection of a doubly-fed induction generator to a DC-microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 11th., 2019. *Proceedings of...* Baltimore, MD, United States: IEEE, 2019. p. 1873–1880. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8911858>>.
- SOARES, E. L. et al. Dual converter connecting open-end doubly fed induction generator to a DC-microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 5, p. 5001–5012, set. 2021. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3087119>>.

b) Capítulo 3:

- SOARES, E. L. et al. Half-controlled converters connecting open-end winding doubly-fed induction generator to a DC-microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 12th., 2020. *Proceedings of...* Detroit, MI, United States: IEEE, 2020. p. 4202–4209. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235765>>.
- SOARES, E. L. et al. Half-controlled converters connecting open-end doubly fed induction generator to a DC-microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 58, n. 5, p. 6386–6396, set. 2022. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3187391>>.

c) Capítulo 4:

- SOARES, E. L. et al. Dual converter operating with floating capacitors connecting open-end winding doubly-fed induction generator to a DC microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 13th., 2021. *Proceedings of...* Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2021. p. 218–225. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE47101.2021.9595156>>.

Um artigo baseado em Soares et al. (2021b) foi submetido ao periódico *Transactions on Industry Applications*, e se encontra em processo de revisão no momento em que este trabalho foi finalizado. Além destes, paralelamente ao desenvolvimento desta Tese, os artigos sobre conversores *open-end* aplicados à máquinas hexafásicas Soares et al. (2021c) e Soares et al. (2022b), foram publicados em anais de congressos internacionais.

2 CONFIGURAÇÃO UC-CC

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada UC-CC, como ilustrada pela Figura 11. Esta topologia é composta basicamente por dois conversores, o RSC conectado aos terminais do rotor, e o SSC conectado aos terminais do estator, todos eles conectados a um mesmo barramento DC. Por sua vez, o SSC pode ser subdividido em outros dois conversores conectados em série com as bobinas do estator da máquina, o SSC-A e SSC-B, em uma configuração conhecida como *open-end*. Enquanto o SSC-A é um conversor totalmente controlado baseado em transistores bipolares de porta isolada (*insulated gate bipolar transistor* - IGBT), SSC-B é um conversor não controlado baseado em diodos.

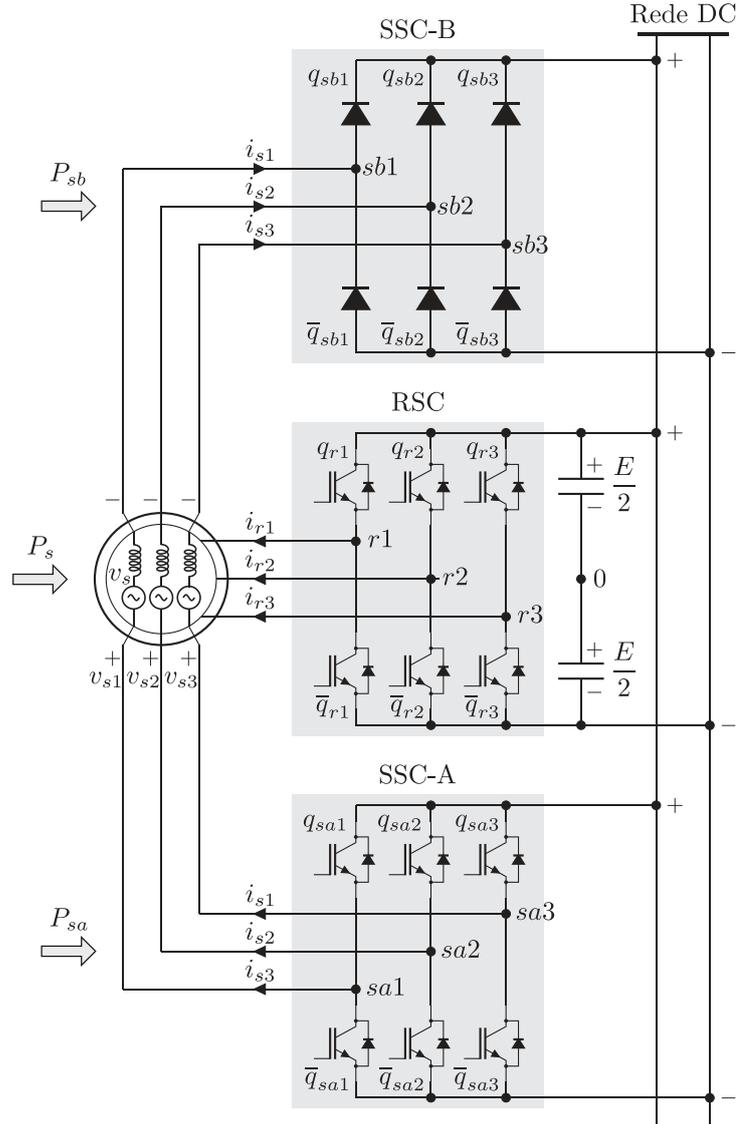
Inicialmente são apresentados os modelos matemáticos dos conversores e a estratégia PWM empregada. Mais adiante, são apresentados o modelo do gerador e as estratégias de controle de potência ativa e reativa a partir do circuito do rotor. Em conversores *open-end* conectados a um mesmo barramento, é comum o aparecimento de correntes de circulação, também conhecidas como correntes de sequência zero, que deterioram o sinal das correntes e causam o aparecimentos de oscilações no conjugado da máquina. Dessa forma, o controle da corrente de circulação a partir do circuito do estator também é discutido. Mais adiante, a análise do sistema em regime permanente mostra que cerca de 70% da potência gerada no circuito do estator é processada pelo SSC-B, o conversor baseado em diodos. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

2.2 MODELO DOS CONVERSORES

2.2.1 Nomenclatura

Os conversores SSC-A, SSC-B e RSC são referenciados aos seus componentes através dos índices subscritos *sa*, *sb* e *r*, respectivamente. Por exemplo, q_{sa1} , q_{sa2} e q_{sa3} são chaves dos braços 1, 2 e 3 do SSC-A, q_{sb1} , q_{sb2} e q_{sb3} são chaves dos braços 1, 2 e 3 do SSC-B, e q_{r1} , q_{r2} e q_{r3} são chaves dos braços 1, 2 e 3 do RSC. Quando a grandeza ou a componente for comum a ambos os conversores do estator, apenas o índice subscrito *s* será utilizado. Por exemplo, v_{s1} , v_{s2} e v_{s3} são as tensões, e i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} são as correntes no circuito do estator da máquina. Por fim, E representa a tensão do barramento DC. Quando for necessário representar de forma genérica os três braços de um mesmo conversor, o índice *k* será utilizado, onde $k = 1, 2$ e 3 .

Figura 11 – Esquema geral para a configuração UC-CC.



2.2.2 Modelo do SSC

A partir da Figura 11, o circuito do estator pode ser simplificado, tal como ilustrado na Figura 12(a). As tensões de polo do SSC-A e SSC-B (v_{sak0} e v_{sbk0}) são as tensões entre os pontos sak e sbk e o ponto central do barramento DC (0), respectivamente. Os estados das chaves são definidos como, por exemplo: quando $q_{sak} = 0$, a chave q_{sak} está aberta, e quando $q_{sak} = 1$, a chave q_{sak} está fechada. Por sua vez, \bar{q}_{sak} representa, por exemplo, o estado inverso das chaves. As tensões de polo v_{sak0} e v_{sbk0} podem ser determinadas a partir da observação do circuito equivalente monofásico, tal como ilustrado na Figura 12(b). Elas podem ser escritas em função dos estados das chaves q_{sak} e q_{sbk} :

$$v_{sak0} = \frac{E}{2}(2q_{sak} - 1), \quad (2.1)$$

$$v_{sbk0} = \frac{E}{2}(2q_{sbk} - 1). \quad (2.2)$$

Figura 12 – Modelos do SSC para a configuração UC-CC.

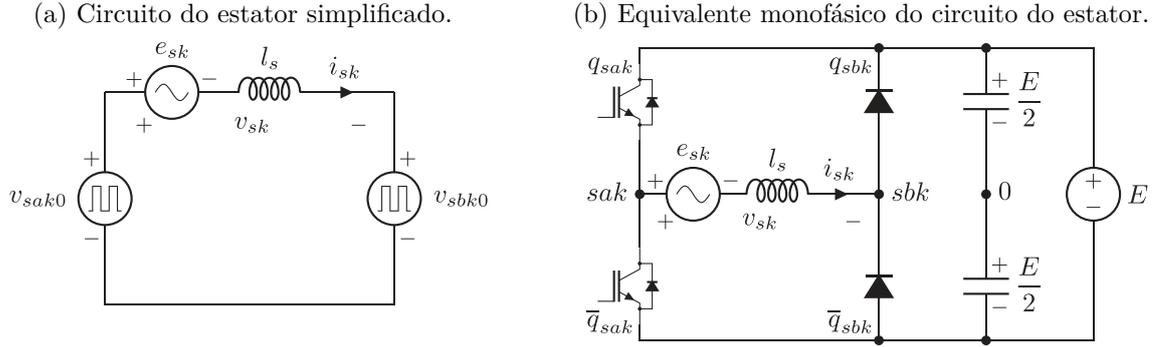


Tabela 2 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração UC-CC.

Estados das chaves		Tensões de polo		Estados permitidos		Tensões de saída
q_{sak}	q_{sbk}	v_{sak0}	v_{sbk0}	$i_{sk} \geq 0$	$i_{sk} < 0$	v_{sk}
0	0	$-E/2$	$-E/2$	-	$[0, 0]$	0
0	1	$-E/2$	$E/2$	$[0, 1]$	-	$-E$
1	0	$E/2$	$-E/2$	-	$[1, 0]$	E
1	1	$E/2$	$E/2$	$[1, 1]$	-	0

Aplicando a Lei de Kirchhoff ao circuito simplificado da Figura 12(a), as tensões de fase aplicadas ao circuito do estator (v_{sk}) são definidas como:

$$v_{sk} = v_{sak0} - v_{sbk0}. \quad (2.3)$$

Dessa forma, combinando (2.1) e (2.2) com (2.3), a tensão v_{sk} pode ser definida com base nos estados das chaves como:

$$v_{sk} = E(q_{sak} - q_{sbk}). \quad (2.4)$$

A Tabela 2 lista os estados possíveis das chaves para cada condição de operação, bem como as tensões de polo e as tensões de saída nas bobinas do estator da máquina. As condições de operação dependem dos estados das chaves, devido à presença dos diodos no SSC-B, que permitem a passagem de corrente em apenas uma direção. Cada condição de operação permitida está ilustrada na Figura 13.

2.2.3 Modelo do RSC

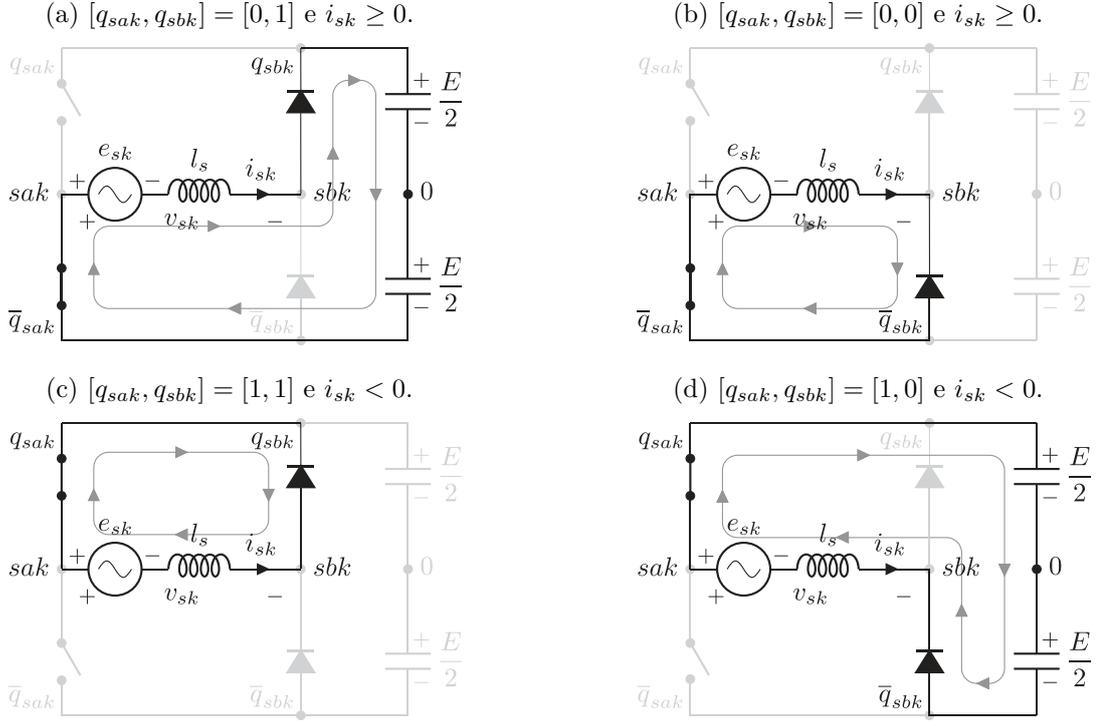
De forma análoga ao SSC, as tensões de polo do RSC (v_{rk0}) são as tensões entre os pontos rk e o ponto central do barramento DC (0). As tensões de polo v_{rk0} podem ser determinadas em função dos estados das chaves q_{rk} :

$$v_{rk0} = \frac{E}{2}(2q_{rk} - 1). \quad (2.5)$$

As tensões de fase aplicadas ao circuito do rotor (v_{rk}) são definidas como:

$$v_{rk} = v_{rk0} - v_{r0}. \quad (2.6)$$

Figura 13 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração UC-CC.



A tensão v_{r0} é a tensão entre o neutro do circuito do rotor da máquina e o ponto central do barramento. Para um circuito equilibrado, v_{r0} é definido como:

$$v_{r0} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{rk0}. \quad (2.7)$$

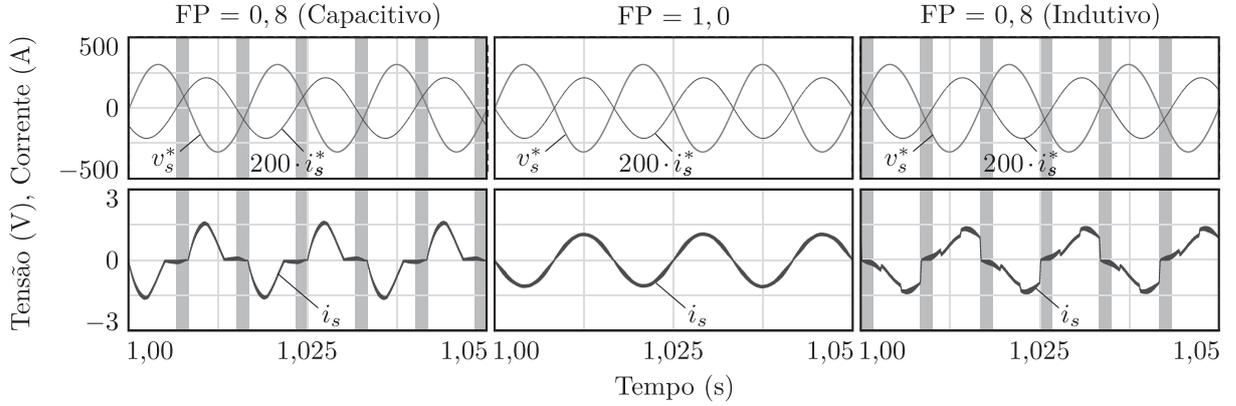
2.3 ESTRATÉGIA PWM

2.3.1 Estratégia PWM para o SSC

As tensões de polo do SSC-B são determinadas exclusivamente pela direção das correntes no estator. De acordo com Jacobina, Rocha e Marinus (2013), para eliminar as distorções nas correntes na passagem pelo zero, a potência reativa do sistema deve ser nula. Dessa forma, as correntes do estator devem estar 180° defasadas das tensões. Como mostrado na Tabela 2, os estados das chaves permitidos dependem da direção da corrente. Se $i_{sk} \geq 0$, a tensão v_{sk} alterna entre 0 e $-E$. Já se $i_{sk} < 0$, a tensão v_{sk} alterna entre 0 e E . Desta forma, o SSC pode reproduzir uma tensão senoidal durante todo o período apenas quando as tensões e correntes estão em diferentes polaridades.

Este efeito está ilustrado na Figura 14. Quando a corrente está adiantada da tensão, isto é, o fator de potência é capacitivo, ou a corrente está atrasada da tensão, o fator de potência é indutivo, aparecem regiões onde tensões e correntes assumem mesma polaridade. Estas regiões estão representadas pelas áreas cinzas. Nestas áreas, o conversor não consegue

Figura 14 – Efeito da variação do fator de potência (FP) na distorção das formas de onda das correntes.



reproduzir efetivamente as tensões de referência. Apenas com o fator de potência unitário estas regiões podem ser evitadas. Dessa forma, a estratégia PWM do SSC pode ser definida a partir de duas regiões distintas de operação.

Quando $i_{sk} \geq 0$, os diodos superiores do SSC-B (q_{sbk}) conduzem as correntes da máquina. Dessa forma, da Figura 13(a) e (2.2), as tensões de polo de referência do SSC-B (v_{sbk0}^*) podem ser definidas como:

$$v_{sbk0}^* = \frac{E}{2}. \quad (2.8)$$

Já quando $i_{sk} < 0$, os diodos inferiores do SSC-B (\bar{q}_{sbk}) conduzem as correntes da máquina. Dessa forma, da Figura 13(d) e (2.2), as tensões de polo de referência do SSC-B (v_{sbk0}^*) podem ser definidas como:

$$v_{sbk0}^* = -\frac{E}{2}. \quad (2.9)$$

A partir de (2.3), as tensões de polo de referência do SSC-A (v_{sak0}^*) podem ser escritas como:

$$v_{sak0}^* = v_{sk}^* + v_{sbk0}^*. \quad (2.10)$$

As tensões de fase de referência do circuito do estator (v_{sk}^*) são definidas a partir do sistema de controle da corrente de sequência zero, como discutido mais adiante. Dessa maneira, os sinais de ativação das chaves do SSC-A (q_{sak}) podem ser gerados comparando as tensões de polo de referência (v_{sbk0}^*), definidas em (2.10), com uma portadora triangular de alta frequência.

2.3.2 Estratégia PWM para o RSC

Definindo v_{rk}^* como as tensões de fase de referência do RSC, é possível escrever as tensões de polo de referência do RSC v_{rk0}^* como:

$$v_{rk0}^* = v_{rk}^* + v_{r0}^*. \quad (2.11)$$

A tensão auxiliar v_{r0}^* é introduzida de forma a melhor aproveitar o uso do barramento DC e reduzir distorções harmônicas nas correntes (SILVA; SANTOS; JACOBINA, 2011; SANTOS; SILVA, 2014). O valor de v_{r0}^* pode ser calculado desde que respeite os limites da tensão do barramento DC:

$$v_{r0}^{*\max} = \frac{E}{2} - \max(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*), \quad (2.12)$$

$$v_{r0}^{*\min} = -\frac{E}{2} - \min(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*), \quad (2.13)$$

$$v_{r0}^* = \mu_{r0} v_{r0}^{*\max} + (1 - \mu_{r0}) v_{r0}^{*\min}. \quad (2.14)$$

O termo μ_{r0} é denominado coeficiente de roda livre. Ele tem como objetivo alterar o local do vetor nulo das tensões de polo e pode ser ajustado entre $0 \leq \mu_{r0} \leq 1$. Os valores típicos do fator de roda livre são escolhidos em: $\mu_{r0} = 0$, onde uma das tensões de polo é conectada ao negativo da tensão de barramento DC enquanto a outra fase é modulada; $\mu_{r0} = 1$, onde uma das tensões de polo é conectada ao positivo da tensão de barramento DC enquanto a outra fase é modulada; $\mu_{r0} = 0,5$, onde o tempo de comutação é igualmente distribuído entre o início e o final do intervalo de modulação. A configuração com $\mu_{r0} = 0,5$ é normalmente escolhida pois possibilita a redução dos valores de distorção das correntes de saída do inversor (SILVA; SANTOS; JACOBINA, 2011).

As tensões de fase de referência do circuito do rotor (v_{rk}^*) são definidas a partir do sistema de controle das potências ativa e reativa, como discutido mais adiante. Dessa maneira, os sinais de ativação das chaves do RSC (q_{rk}) podem ser gerados comparando as tensões de polo de referência, definidas em (2.11), com uma portadora triangular de alta frequência.

2.4 MODELO DO GERADOR

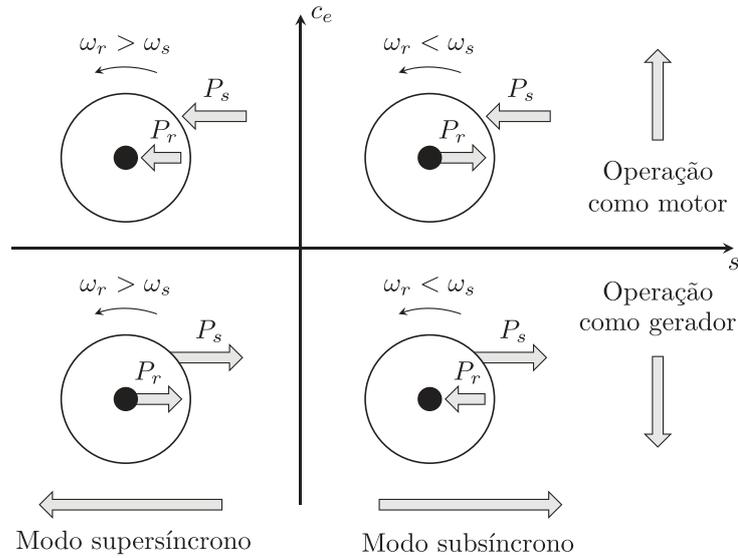
2.4.1 Modos de operação do DFIG

O DFIG é um tipo de gerador de indução que, devido às suas características construtivas, garante o acesso aos terminais dos enrolamentos do rotor da máquina. Este acesso é obtido, tradicionalmente, por meio de escovas de grafite que fazem uma interface com anéis coletores acoplados aos enrolamentos do rotor. Neste tipo de máquina, tanto as tensões e correntes do estator como as do rotor produzem um fluxo magnético girante no entreferro do gerador. A frequência da tensão induzida no rotor (ω_{sr}) depende da diferença entre as frequências das correntes estatóricas (ω_s) e rotóricas (ω_r), sendo calculada como (GIRI, 2013):

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r. \quad (2.15)$$

Esta relação, porém, é normalmente expressa por meio de sua relação de proporcionalidade com a velocidade síncrona. Este termo é chamado escorregamento (s), sendo

Figura 15 – Representação dos quatro quadrantes de operação do DFIG.



Fonte: Soares (2018).

definido por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}. \quad (2.16)$$

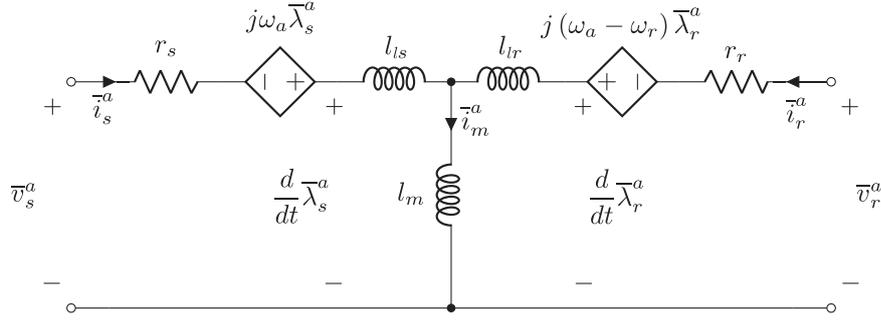
A partir do valor do escorregamento, são definidas três regiões de operação distintas para o DFIG. Quando $s > 0$, isto é, a velocidade do rotor é inferior à velocidade síncrona ($\omega_r < \omega_s$), a máquina opera no modo subsíncrono. Quando $s < 0$, isto é, a velocidade do rotor é superior à velocidade síncrona ($\omega_r > \omega_s$), a máquina opera no modo supersíncrono. Por último, quando $s = 0$, isto é, a velocidade do rotor é exatamente igual à velocidade síncrona ($\omega_r = \omega_s$), a máquina opera no modo síncrono.

Os modos de operação do DFIG são ilustrados pela Figura 15. São descritos quatro quadrantes de operação, dois deles com a máquina operando como motor, onde o conjugado eletromagnético é positivo ($c_e > 0$); e os outros dois com a máquina operando como gerador, com o conjugado eletromagnético negativo ($c_e < 0$). Como é possível perceber, o fluxo de potência ativa do estator (P_s) e do rotor (P_r) da máquina depende do quadrante de operação. Concentrando-se na operação como gerador, isto é, o estator da máquina fornece potência ativa ao sistema: quando o DFIG opera no modo supersíncrono ($s < 0$), o rotor fornece potência ao sistema; quando o DFIG opera no modo subsíncrono ($s > 0$), o rotor consome potência do sistema.

Na maioria dos geradores comerciais, as máquinas são projetadas para operar com escorregamento máximo entre $\pm 25\%$ a $\pm 30\%$. O valor do escorregamento define a potência compartilhada entre os circuitos do estator e do rotor. Desprezando-se as perdas no cobre, a potência fornecida ou consumida pelo circuito do rotor pode ser aproximada por (BOLDEA, 2016):

$$P_r \approx -sP_s. \quad (2.17)$$

Figura 16 – Circuito equivalente do DFIG em um referencial arbitrário.



2.4.2 Modelo dinâmico do DFIG

O modelo dinâmico do DFIG pode ser descrito utilizando um eixo dq de referência arbitrário, com todas as variáveis refletidas para o lado do estator, como ilustrado na Figura 16. Desta forma, o seguinte conjunto de equações pode ser usado para representar dinamicamente o DFIG (GIRI, 2013; BOLDEA, 2016):

$$\bar{v}_s^a = r_s \bar{i}_s^a + \frac{d}{dt} \bar{\lambda}_s^a + j\omega_a \bar{\lambda}_s^a, \quad (2.18)$$

$$\bar{v}_r^a = r_r \bar{i}_r^a + \frac{d}{dt} \bar{\lambda}_r^a + j(\omega_a - \omega_r) \bar{\lambda}_r^a, \quad (2.19)$$

$$\bar{\lambda}_s^a = l_s \bar{i}_s^a + l_m \bar{i}_r^a, \quad (2.20)$$

$$\bar{\lambda}_r^a = l_m \bar{i}_s^a + l_r \bar{i}_r^a, \quad (2.21)$$

$$\bar{\lambda}_m^a = l_m \bar{i}_s^a + l_m \bar{i}_r^a, \quad (2.22)$$

$$c_e = pl_m (i_{rd}^a i_{sq}^a - i_{sd}^a i_{rq}^a), \quad (2.23)$$

$$p(c_e - c_{mec}) = J \frac{d}{dt} \omega_r + F\omega_r, \quad (2.24)$$

onde \bar{v} , \bar{i} and $\bar{\lambda}$ representam os vetores dq complexos da tensão, corrente e fluxo, respectivamente, por exemplo $\bar{v}_s^a = v_{sd}^a + jv_{sq}^a$. Os índices subscritos s , m e r relacionam as variáveis ao estator, ao ramo de magnetização, e ao rotor, respectivamente. O índice sobrescrito a representa o eixo arbitrário a de referência. Neste trabalho, quando o índice sobrescrito é s , o referencial estacionário ($\omega_a = 0$) está sendo adotado. Já quando o índice sobrescrito é v , o referencial das tensões do estator ($\omega_a = \omega_s$) está sendo adotado. Além disso, ω_a , ω_r e ω_s são as velocidades de rotação do eixo de referência arbitrário, do eixo do rotor, e a velocidade síncrona, respectivamente; c_e e c_{mec} são o conjugado eletromagnético e mecânico. Os parâmetros da máquina: r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor; l_s ($l_s = l_{ls} + l_m$) e l_r ($l_r = l_{lr} + l_m$) são as indutâncias próprias do estator e do rotor; l_{ls} e l_{lr} são as indutâncias de dispersão do estator e do rotor; l_m é a indutância do ramo de magnetização; F é o coeficiente de atrito; J é o momento de inércia; p é o número de pares de polos da máquina.

Usando a Transformada de Park conservativa em potência (GIRI, 2013), as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator da máquina podem ser calculadas através das correntes

(i_{sd}^v, i_{sq}^v) e das tensões no estator (v_{sd}^v, v_{sq}^v) no referencial das tensões do estator:

$$P_s = v_{sd}^v i_{sd}^v + v_{sq}^v i_{sq}^v, \quad (2.25)$$

$$Q_s = v_{sq}^v i_{sd}^v - v_{sd}^v i_{sq}^v. \quad (2.26)$$

A partir da Equação (2.23), o conjugado eletromagnético (c_e) pode ser calculado a partir das correntes do estator (i_{sd}^v, i_{sq}^v) e das correntes do rotor (i_{rd}^v, i_{rq}^v) no referencial das tensões do estator:

$$c_e = pl_m(i_{rd}^v i_{sq}^v - i_{sd}^v i_{rq}^v). \quad (2.27)$$

2.5 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle pode ser subdividido em duas malhas de controle que atuam de forma coordenada: a malha de controle para o SSC, que estabelece o fluxo no estator da máquina e minimiza a corrente de circulação; e a malha de controle do RSC, que controla as potências ativa e reativa no estator da máquina. O diagrama de ambas as malhas de controle do sistema está ilustrado na Figura 17.

2.5.1 Malha de controle do SSC

A malha de controle do SSC está representada na Figura 17(a). Esta malha é responsável por estabelecer o fluxo no circuito do estator e minimizar a corrente de circulação do sistema. As correntes de circulação aparecem devido ao caminho que é criado nos conversores duais conectados ao mesmo barramento DC, também devido aos desbalanceamentos naturais dos enrolamentos do estator do gerador. Estas correntes aumentam as perdas de condução do sistema, diminuem a eficiência na operação do gerador, além de introduzir oscilações no conjugado da máquina (NIAN; ZHOU; ZENG, 2016). A corrente de circulação, também denominada de corrente de sequência zero, pode ser calculada pela Transformada de Park conservativa em potência por meio da expressão:

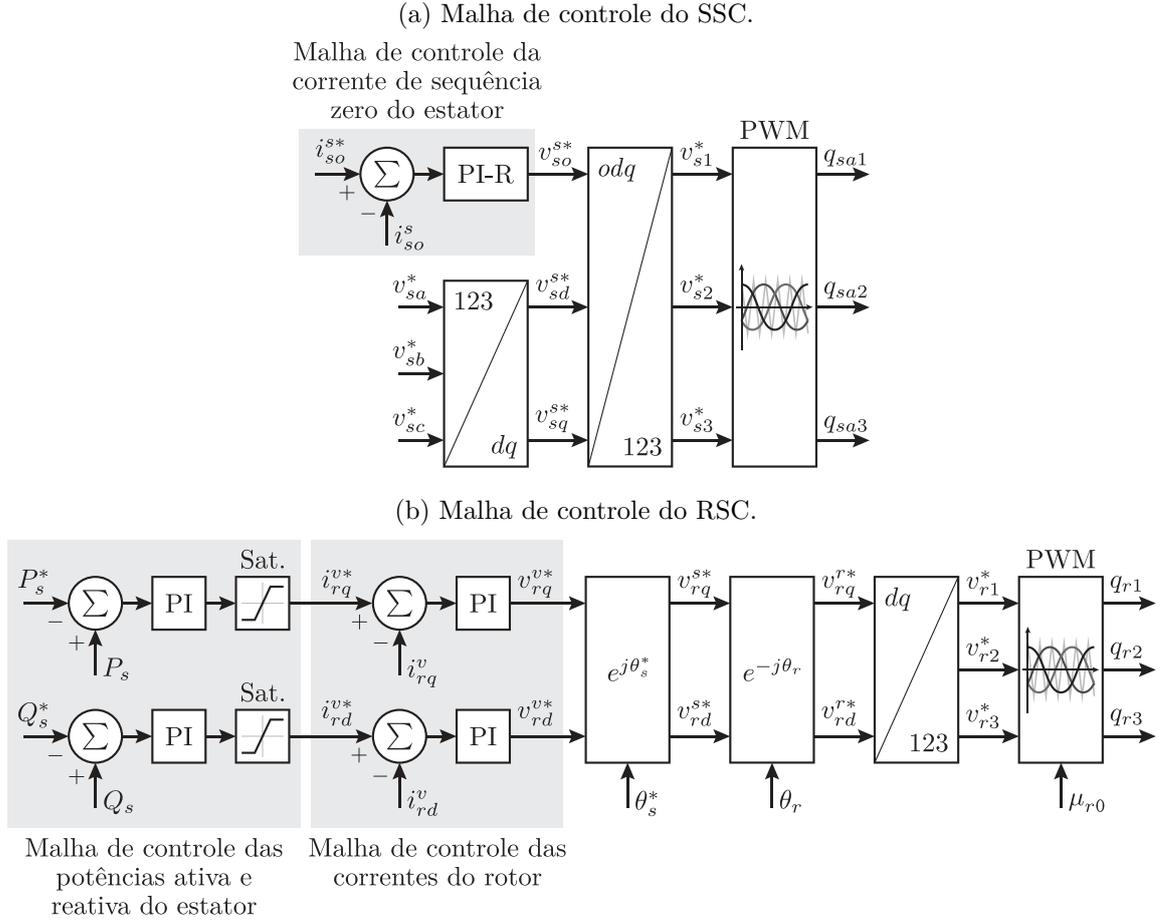
$$i_{s0}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}). \quad (2.28)$$

Como as tensões no estator da máquina são impostas pelo SSC, pode-se definir tensões de referência equilibradas que operem em frequência constante, isto é, ω_s^* e V_s^* constantes, onde ω_s^* e V_s^* são a frequência e tensão eficaz (*root-mean-square* - rms) de referência do estator. Usando a Transformada de Park conservativa em potência, as tensões dq de fase de referência (v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*}) são definidas no referencial estacionário como:

$$v_{sd}^{s*} = \sqrt{3}V_s^* \sin(\theta_s^*), \quad (2.29)$$

$$v_{sq}^{s*} = \sqrt{3}V_s^* \cos(\theta_s^*). \quad (2.30)$$

Figura 17 – Diagrama de controle da configuração UC-CC.



A referência da posição do estator (θ_s^*) é obtida integrando o valor da velocidade síncrona de referência (ω_s^*). O valor da corrente de circulação calculado (i_{so}^s) é comparado com sua referência (i_{so}^{s*}), e controlado para zero por um controlador proporcional-integral ressonante (PI-R) (FILHO et al., 2008). A saída deste controlador fornece a tensão homopolar de referência (v_{so}^{s*}). Por último, os valores das tensões odq de referência são convertidos novamente para o referencial natural utilizando a Transformada de Park, resultando nas tensões de referência para o circuito do estator (v_{sk}^*). Estas tensões são utilizadas na estratégia PWM para gerar os estados das chaves que acionam o SSC-A (q_{sak}). No Apêndice A é discutido o projeto do controlador para a malha de controle de circulação.

2.5.2 Malha de controle do RSC

A malha de controle do RSC está representada na Figura 17(b). Esta malha é responsável por controlar as potências ativa e reativa no estator da máquina. A estratégia de controle do DFIG implementada neste trabalho é uma variação da estratégia FOC conhecida como controle orientado à tensão (*voltage oriented control* - VOC). Nesta estratégia, as potências ativa e reativa no estator da máquina são controladas de modo

desacoplado pelas componentes dq das correntes do rotor, por meio de uma ligação em cascata. Usando o referencial das tensões no estator e alinhando as tensões do estator com o eixo q , são obtidos valores nulos para a componente d ($v_{sd}^v = 0$) e valores constantes para a componente q ($v_{sq}^v = \sqrt{3}V_s$) das tensões no estator. A partir de (2.25) e (2.26), e reescrevendo (2.20) de modo a obter as correntes do estator (i_{sd}^v e i_{sq}^v) em função das correntes do rotor (i_{rd}^v e i_{rq}^v) e do fluxo do estator (λ_{sd}^v e λ_{sq}^v), é possível escrever as equações para as potências ativa e reativa em função das correntes do rotor:

$$P_s = \frac{v_{sq}^v \lambda_{sq}^v}{l_s} - \frac{l_m v_{sq}^v i_{rq}^v}{l_s} \quad (2.31)$$

$$Q_s = \frac{v_{sq}^v \lambda_{sd}^v}{l_s} - \frac{l_m v_{sq}^v i_{rd}^v}{l_s}. \quad (2.32)$$

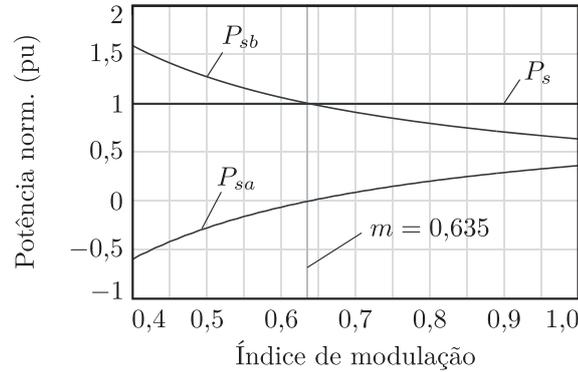
Negligenciando o primeiro termo das equações (2.31) e (2.32), já que os valores dq das tensões e fluxos do estator são constantes, as potências ativa e reativa no estator do DFIG podem ser controladas diretamente pelas componentes dq das correntes do rotor. Neste caso, as potências ativa e reativa são reguladas por meio de um controlador proporcional-integral (PI), fornecendo as referências para as componentes dq das correntes do rotor (i_{rd}^{v*} e i_{rq}^{v*}). De modo a garantir que as tensões e correntes no estator estejam defasadas em 180° , a potência reativa do sistema é controlada para zero ($Q_s^* = 0$ var). As referências das correntes do rotor são limitadas por saturadores, a fim de evitar valores muito acima dos que a máquina é projetada para operar. Então, as componentes dq das correntes do rotor são reguladas por controladores PI, fornecendo as tensões de referência do rotor no referencial da tensão do estator (v_{rd}^{v*} e v_{rq}^{v*}). Estas tensões são transformadas para o referencial estacionário (v_{rd}^{s*} e v_{rq}^{s*}) usando a posição do estator de referência (θ_s^*), e transformadas em sequência para o referencial do rotor (v_{rd}^{r*} e v_{rq}^{r*}) usando a posição do rotor (θ_r). Por último, usando a transformada de Park, as tensões do rotor são transformadas para o referencial natural (v_{rk}^*). Vale ressaltar que, como as variáveis do rotor adotadas neste modelo estão referidas ao número de espiras do estator, as tensões do rotor de referências do estator precisam ser corrigidas para valores referidos ao circuito do rotor. Estas tensões são utilizadas na estratégia PWM para gerar os estados das chaves que acionam o RSC (q_{rk}). No Apêndice B é discutido o projeto do controlador para as malhas de controle internas e externas do circuito do rotor.

2.6 DISTRIBUIÇÃO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES

Em conversores duais, a tensão mínima requerida no barramento DC é a tensão de pico da máquina ($\sqrt{2}V_s^*$). Dessa forma, o índice de modulação (m) do conversor pode ser definido como:

$$m = \frac{\sqrt{2}V_s^*}{E}. \quad (2.33)$$

Figura 18 – Distribuição de potência nos conversores ligados ao circuito do estator para a configuração UC-CC.



De forma a determinar a potência processada em cada um dos conversores ligados ao circuito do estator, a análise do fluxo de potência do sistema foi feita no software Matlab. Foram feitas séries de simulações considerando o modelo do SSC discutido. O índice de modulação foi variado de 0,4 até 1,0, em incrementos de 0,01. O passo de cálculo utilizado foi de 10^{-6} , o tempo total de cada simulação foi 0,1 s, a tensão de barramento DC foi normalizada em 1 pu, e a frequência do circuito foi 60 Hz. As potências processadas no SSC-A e SSC-B podem ser definidas por:

$$P_{sa} = v_{sa10}i_{s1} + v_{sa20}i_{s2} + v_{sa30}i_{s3}, \quad (2.34)$$

$$P_{sb} = v_{sb10}i_{s1} + v_{sb20}i_{s2} + v_{sb30}i_{s3}, \quad (2.35)$$

$$P_s = P_{sa} + P_{sb}. \quad (2.36)$$

Em cada simulação, o valor médio da potência processada em cada conversor foi computada, e o resultado obtido está ilustrado pela Figura 18. Para $m < 0.635$, a potência no SSC-B está fluindo em direção à rede DC, no entanto a potência processada é maior que a potência gerada ($P_{sb} > 1$ pu). Esta potência adicional está vindo da própria rede DC, e é suprida pelo SSC-A. Como os conversores estão processando mais potência do que é gerada, esta é uma região de operação que deve ser evitada. Por outro lado, para $m > 0.635$, a potência em ambos os conversores SSC-A e SSC-B flui em direção à rede DC. Como o sistema de controle do SSC impõe tensões de amplitude e frequência constante mesmo com o gerador operando com velocidade variável, é possível escolher um ponto de operação para o conversor e operar com um índice de modulação constante.

Por exemplo, para um índice de modulação de aproximadamente 0.89, o conversor SSC-A processa $P_{sa} = 0,285$ pu, e o conversor SSC-B processa $P_{sb} = 0,715$ pu da potência total gerada no circuito do estator. Isto significa que a maior parte da potência do sistema ($\approx 70\%$) é processada no retificador baseado em diodos. Dessa forma, um conversor dimensionado para processar potência reduzida pode ser empregado no conversor baseado em IGBTs, reduzindo os custos totais e as perdas de potência neste sistema. O RSC

Tabela 3 – Parâmetros do DFIG utilizado nas simulações e nos experimentos para as configurações UC-CC e UC-CC-FC.

	Parâmetros	Valores
r_s	Resistência do estator	15,1 Ω
r_r	Resistência do rotor	6,22 Ω
l_s	Indutância própria do estator	563,7 mH
l_r	Indutância própria do rotor	543,7 mH
l_m	Indutância de magnetização	523,8 mH
V_n	Tensão nominal do estator	220 V
P_n	Potência nominal	0,56 kW
f_s	Frequência nominal	60 Hz
p	Número de pares de polos	1
n_r/n_s	Relação dos enrolamentos rotor/estator	1,82

também é um conversor dimensionado para processar um potência reduzida ($\approx 30\%$), já que ele processa apenas a potência relativa ao escorregamento do DFIG.

2.7 SIMULAÇÕES

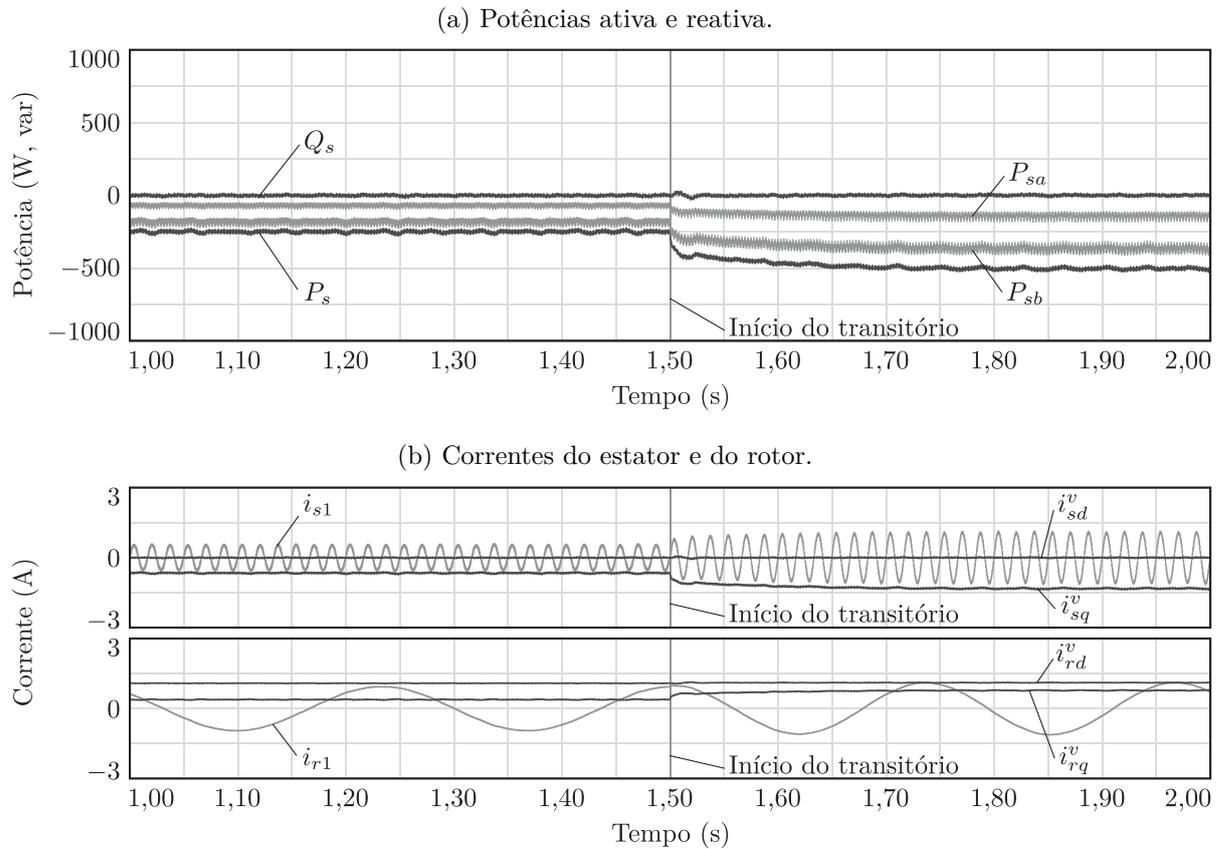
2.7.1 Caracterização das simulações

De forma a verificar o funcionamento da configuração UC-CC, o esquema da Figura 11, operando com as malhas de controle da Figura 17, foi implementado no *software* PSIM. Os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente de sequência zero ($K_{p_{io}}$ e $K_{i_{io}}$) foram definidos conforme Apêndice A: $K_{p_{io}} = 1,00$ e $K_{i_{io}} = 377,50$. Os ganhos proporcional e integral dos controladores das correntes do rotor ($K_{p_{ir}}$ e $K_{i_{ir}}$) e das potências do estator ($K_{p_{pq}}$ e $K_{i_{pq}}$), respectivamente, foram definidos conforme Apêndice B: $K_{p_{ir}} = 1,42$, $K_{i_{ir}} = 494,84$, $K_{p_{pq}} = 0,79 \times 10^{-3}$ e $K_{i_{pq}} = 45,19 \times 10^{-3}$. O DFIG utilizado na simulação é uma máquina de 0,56 kW (220 V/60 Hz). Os parâmetros refletidos para o lado do estator da máquina utilizadas estão listados na Tabela 3. A potência mecânica é fornecida por uma máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo (*squirrel-cage induction machine* - SCIM) de 0,55 kW (220 V/60 Hz) diretamente acoplado ao eixo do DFIG. O SCIM foi alimentado em malha aberta em sua tensão nominal. Este arranjo foi utilizado de forma a representar as mesmas condições em que a configuração foi implementada experimentalmente, como será discutido na seção 2.8. A tensão do barramento DC foi de 350 V, a referência da velocidade síncrona foi $\omega_s^* = 377$ rad/s, o coeficiente de roda livre para a estratégia PWM do RSC foi $\mu_{r0} = 0,5$, a frequência de chaveamento foi 10 kHz. O passo de cálculo das simulações foi 1×10^{-6} , e a frequência de amostragem dos resultados foi 10 kHz.

2.7.2 Resposta para degrau no controle de potência

Na Figura 19 é mostrada a resposta do sistema ao degrau na referência de potência ativa para a configuração UC-CC. Inicialmente, a referência para potência ativa do estator

Figura 19 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC.

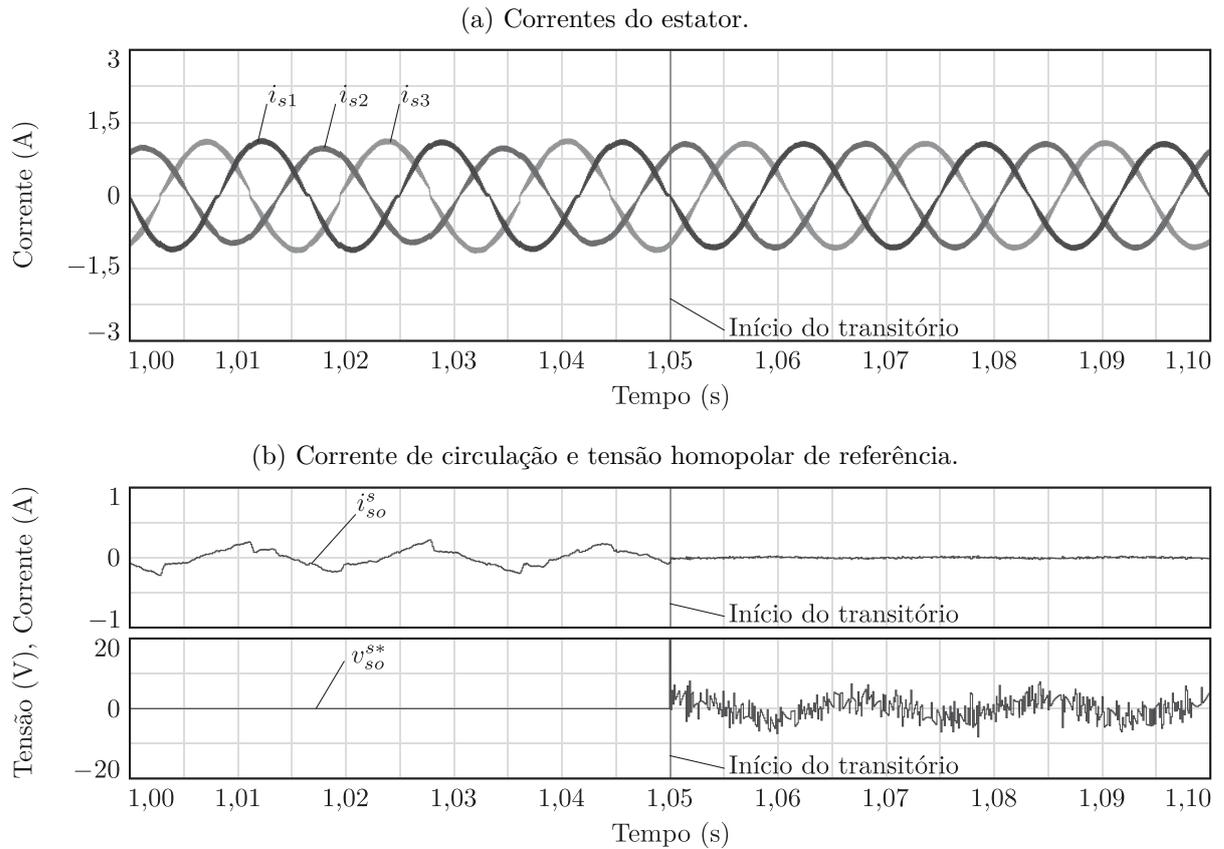


foi mantida em $P_s^* = -250 \text{ W}$, e foi alterada para $P_s^* = -500 \text{ W}$ em $t = 1,5 \text{ s}$. A referência para a potência reativa foi mantida em $Q_s^* = 0 \text{ var}$. Na Figura 19(a) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator do DFIG, controladas para suas respectivas referências. A distribuição das potências entre o SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}) também é mostrada. Na Figura 19(b) é mostrada a resposta das correntes do estator (i_{s1} , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1} , i_{rd}^v e i_{rq}^v) do DFIG. Como descrito no modelo assumido em (2.31) e (2.32), a componente d das correntes do rotor reage às variações na potência ativa.

2.7.3 Resposta para controle da corrente de circulação

Na Figura 20 é mostrada a resposta ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC. As referências da potência ativa ($P_s^* = -500 \text{ W}$) e reativa ($Q_s^* = 0 \text{ var}$) foram mantidas constantes. Foram conectados resistores de 5Ω e 10Ω nas fases 1 e 2 do DFIG, respectivamente, a fim de gerar um desbalanceamento no circuito do estator da máquina. Inicialmente, o controle da corrente de circulação estava desligado, com a referência da tensão homopolar mantida em $v_{so}^{s*} = 0 \text{ V}$, sendo ligado posteriormente em $t = 1,05 \text{ s}$. Na Figura 20(a) são mostradas as correntes (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}) no estator do DFIG. Já na Figura 20(b) são mostradas a corrente de circulação (i_{so}^s) e a tensão homopolar de referência (v_{so}^{s*}) inserida no controle do SSC. É possível notar uma melhora dos sinais das

Figura 20 – Simulação da resposta ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC.



correntes do estator logo após o sistema de controle ser ligado, bem como a diminuição da corrente de circulação do sistema.

2.7.4 Resposta em regime permanente

Na Figura 21 é mostrada a resposta em regime permanente para configuração UC-CC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes: $P_s^* = -500$ W, $Q_s^* = 0$ var e $i_{so}^s = 0$ A. Na Figura 21(a) são mostradas a tensão chaveada na fase 1 do estator (v_{s1}), sua referência (v_{s1}^*) e a corrente (i_{s1}). É possível notar que as tensões do estator são chaveadas entre três níveis ($-E$, 0 e E), e a corrente está 180° defasada da tensão, reduzindo o efeito da distorção na passagem pelo zero. Na Figura 21(b) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-A (v_{sa10}) e sua referência (v_{sa10}^*). Na Figura 21(c) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-B (v_{sb10}) e sua referência (v_{sb10}^*). Novamente, é possível notar a sincronia entre a corrente e a mudança de tensão de polo. Na Figura 21(d) são mostradas as correntes no estator (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). Na Figura 21(e) são mostradas as correntes no rotor (i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}). Ambas as correntes são balanceadas e apresentam aspecto senoidal. Na Figura 21(f) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator, bem como as potências processadas no SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}). É possível notar que as potências foram controladas para seus valores de referência, e a maior parte da potência gerada é processada pelo SSC-B ($\approx 70\%$), o conversor baseado

Figura 21 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC.

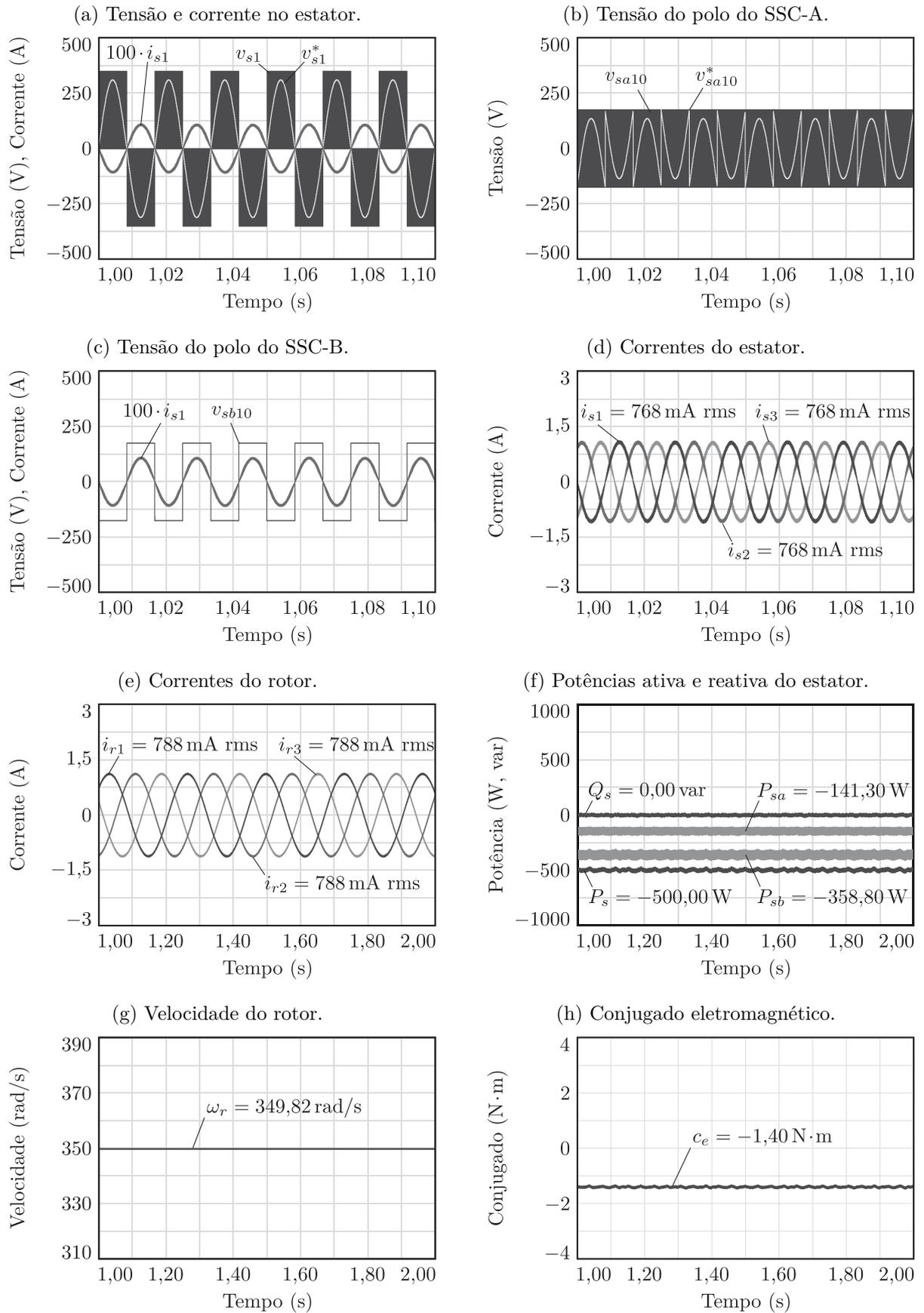
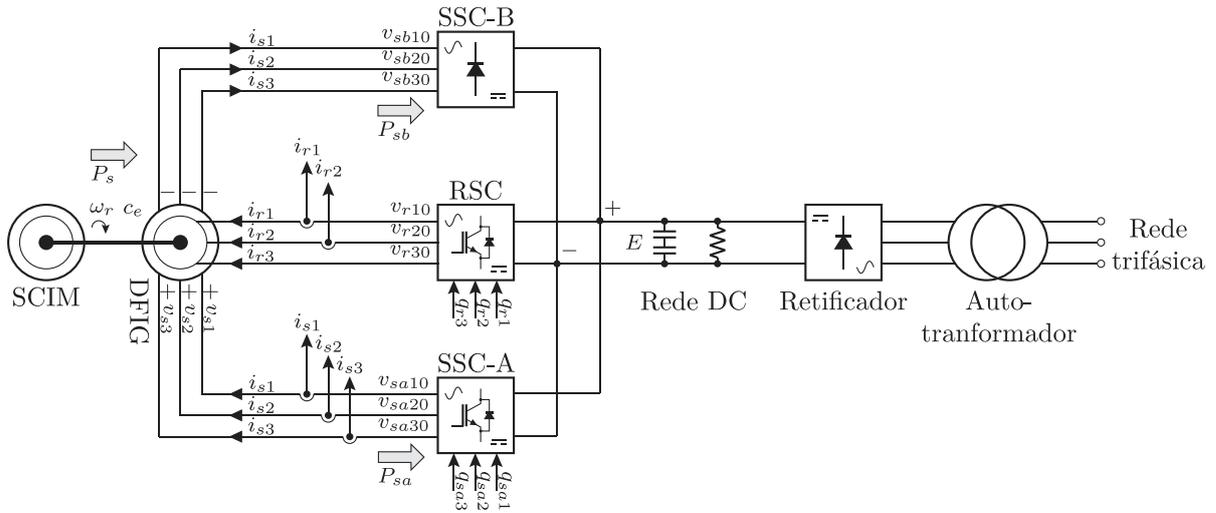


Figura 22 – Diagrama da montagem experimental para a configuração UC-CC.



em diodos. Na Figura 21(g) é mostrada a velocidade do rotor (ω_r). Na Figura 21(h) é mostrado o conjugado eletromagnético (c_e). O sistema opera com velocidade do rotor e conjugado eletromagnético sem oscilações significativas.

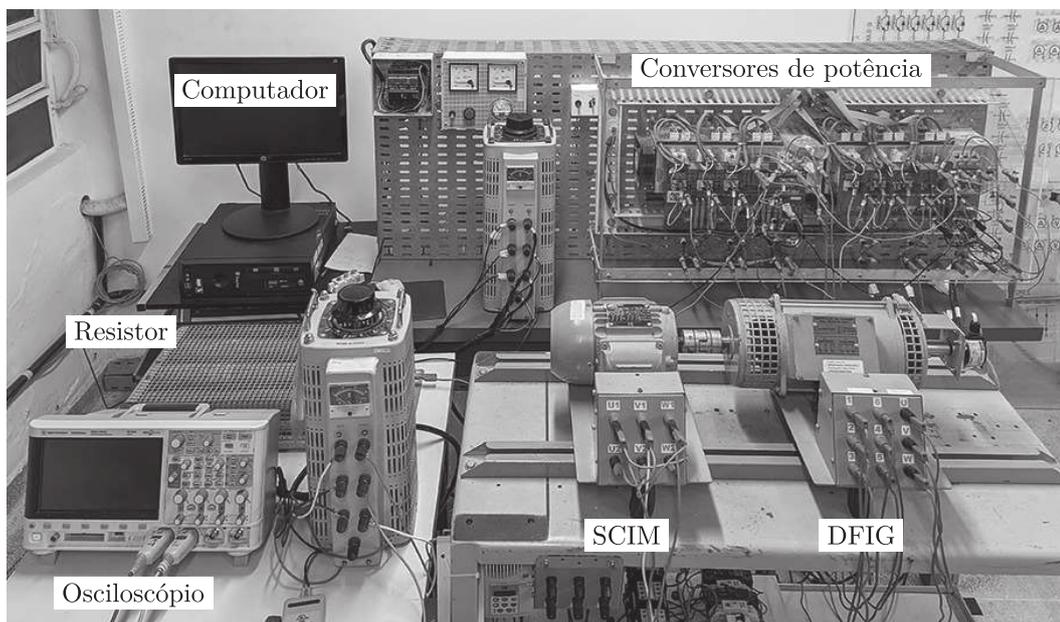
As simulações mostram que a estratégia PWM e os sistemas de controle alcançaram os objetivos desejados para a configuração UC-CC: o controle das potências ativa e reativa no estator; correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor; e o gerador está operando sem grandes oscilações no conjugado eletromagnético ou na velocidade do rotor.

2.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

2.8.1 Caracterização do experimento

De forma a verificar experimentalmente o funcionamento da configuração UC-CC, o esquema da Figura 11, operando com as malhas de controle apresentadas na Figura 17, foi implementado em laboratório. Um diagrama da montagem experimental é apresentado na Figura 22. Os ganhos dos controladores foram os mesmos utilizados nas simulações: $K_{p_{io}} = 1,00$, $K_{i_{io}} = 377,50$, $K_{p_{ir}} = 1,42$, $K_{i_{ir}} = 494,84$, $K_{p_{pq}} = 0,79 \times 10^{-3}$ e $K_{i_{pq}} = 45,19 \times 10^{-3}$. Os parâmetros do experimento foram os mesmos utilizados nas simulações: tensão de barramento DC $E = 350$ V, velocidade síncrona $\omega_s^* = 377$ rad/s, coeficiente de roda livre para a estratégia PWM do RSC $\mu_{r0} = 0,5$, frequência de chaveamento de 10 kHz e frequência de amostragem de 10 kHz. A tensão de barramento da rede DC foi fornecida por um retificador trifásico independente baseado em diodos conectado a um autotransformador. Um resistor de aproximadamente 150Ω foi conectado ao barramento de modo a consumir a potência gerada pelo DFIG, visto que o retificador independente permite a passagem de potência apenas no sentido da rede elétrica para o barramento DC.

Figura 23 – Fotografia da bancada experimental utilizada para as configurações UC-CC e UC-CC-FC.



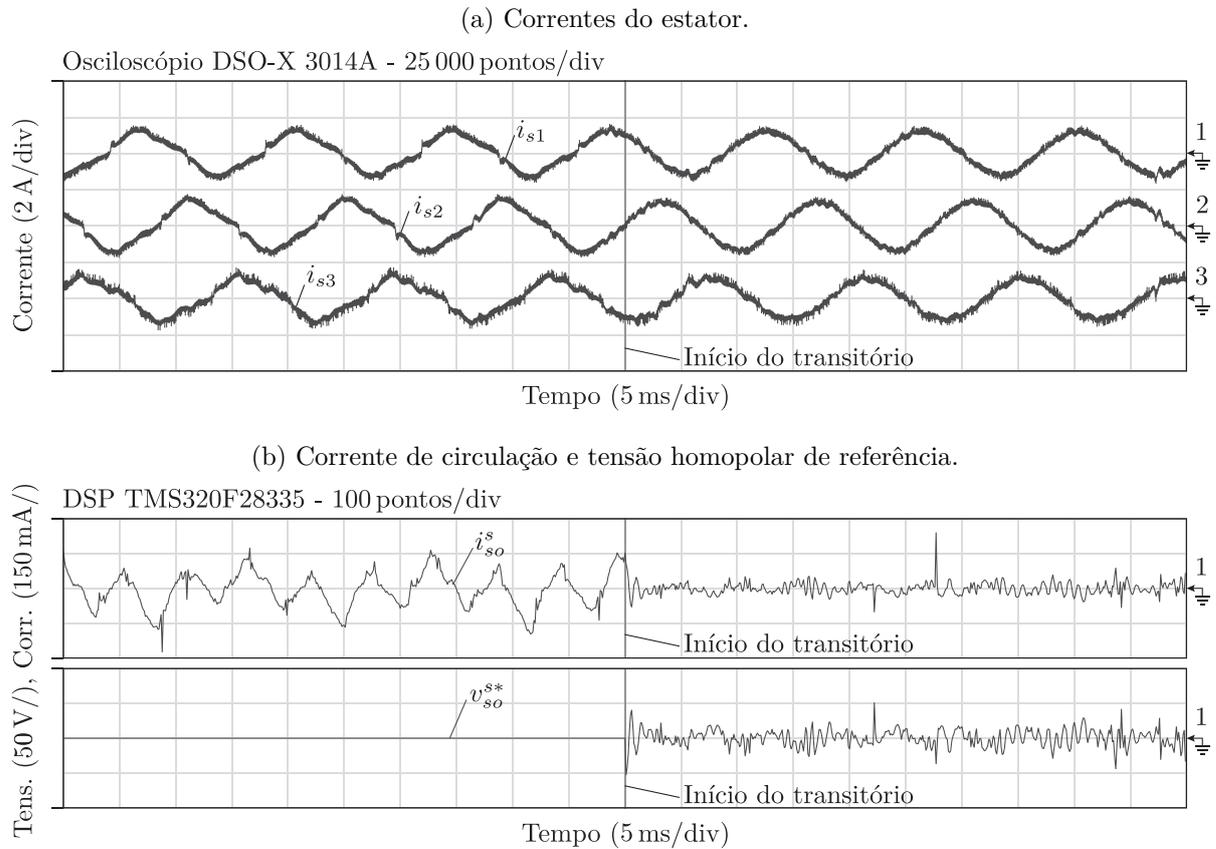
Foram medidas as três correntes do estator (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}) e duas correntes do rotor (i_{r1} e i_{r2}). A terceira corrente do rotor foi estimada a partir das outras duas correntes ($i_{r3} = -(i_{r1} + i_{r2})$), já que o circuito do rotor é alimentado a três fios. As tensões do estator não foram medidas, e os valores de referência foram usados para estimar os valores das potências ativa e reativa no estator. A máquina primária, responsável por fornecer potência mecânica ao sistema de geração, é um SCIM de 0,55 kW (220 V, 60 Hz), ligado em delta, alimentada por um autotransformador independente. O sistema foi diretamente acoplado a um DFIG 0,56 kW (220 V, 60 Hz) com os mesmos parâmetros utilizados nas simulações, como listado na Tabela 3. A velocidade do rotor foi estimada a partir da técnica sem sensores apresentada em Soares et al. (2018).

A bancada experimental utilizada é mostrada na Figura 23. Esta é uma bancada experimental construída para uso genérico, constituída por IGBTs da fabricante Semikron modelo SKM50GB123D. As estratégias de controle foram implementadas através de um processador digital de sinais (*digital signal processor* - DSP) modelo TMS320F28335, fabricado pela Texas Instruments. Os resultados foram obtidos por um osciloscópio da fabricante Agilent modelo DSO-X 3014A. Parte dos resultados foram obtidos por meio do armazenamento dos vetores digitais no DSP.

2.8.2 Resposta para controle da corrente de circulação

Da mesma forma que foi feito nas simulações, na Figura 24 é mostrada a resposta experimental ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC. As referências da potência ativa ($P_s^* = -500$ W) e reativa ($Q_s^* = 0$ var) foram mantidas constantes.

Figura 24 – Resultados experimentais da resposta ao controle da corrente de circulação na configuração UC-CC.

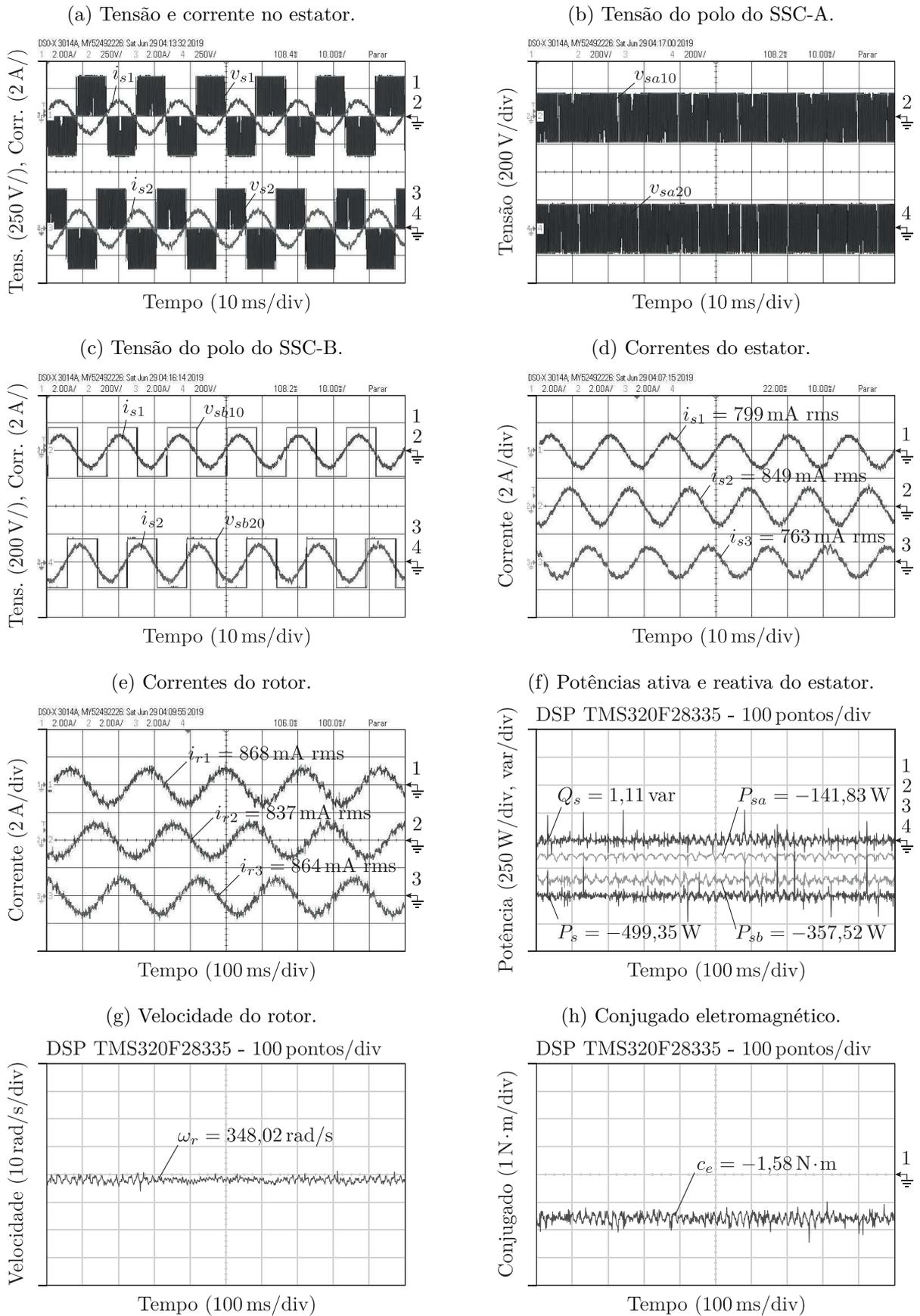


Inicialmente, o controle da corrente de circulação estava desligado, com a referência da tensão homopolar mantida em $v_{so}^{s*} = 0$ V, sendo ligado posteriormente. Na Figura 24(a) são mostradas as correntes (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}) no estator do DFIG. Já na Figura 24(b) são mostradas a corrente de circulação (i_{so}^s) e a tensão homopolar de referência (v_{so}^{s*}). O controle da corrente de circulação corrige o desbalanceamento natural do circuito do estator do DFIG, visivelmente diminuindo as distorções no formato das correntes.

2.8.3 Resposta em regime permanente

Na Figura 25 são mostrados resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes conforme feito nas simulações em regime permanente para a configuração UC-CC. Nas Figuras 25(a), 25(b) e 25(c), são mostradas as tensões chaveadas na fases 1 e 2 do circuito do estator, do SSC-A, e do SSC-B, respectivamente. Assim como nas simulações, é possível notar a sincronia entre as tensões e a corrente. Nas Figuras 25(d) e 25(e) são mostradas as correntes no estator e no rotor, respectivamente. Ambos os resultados mostram formas de onda balanceadas, senoidais e com baixa distorção. Na Figura 25(f) são mostradas as potências ativa e reativa no estator, bem como as potências processadas no SSC-A e SSC-B. As potências foram controladas para seus valores de referência e a maior parte da

Figura 25 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC.



potência gerada é processada pelo SSC-B ($\approx 70\%$), o conversor baseado em diodos. Nas Figuras 25(g) e 25(h) são mostradas a velocidade do rotor e o conjugado eletromagnético. Ambos os resultados mostram valores constantes, sem oscilações significantes. Todos os resultados experimentais estão compatíveis com os apresentados nas simulações em regime permanente da Figura 21.

2.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada UC-CC. São discutidos os princípios de operação do conversor, a estratégia PWM utilizada e o controle de potência ativa e reativa a partir do circuito do rotor. Simulações e resultados experimentais são apresentados, mostrando que as estratégias de controle e PWM adotadas foram capazes de garantir a correta operação do sistema, com correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor, e baixas oscilações no conjugado eletromagnético e na velocidade do rotor. A corrente de sequência zero também foi minimizada por meio da estratégia de controle adotada, visivelmente melhorando o formato das correntes do estator. A análise do fluxo de potência do sistema mostra que, escolhendo um índice de modulação fixo $m \approx 0,89$, aproximadamente 70% da potência gerada no estator é processada pelo SSC-B, o conversor baseado em diodos. Dessa forma, um conversor dimensionado para processar uma potência reduzida pode ser empregado no SSC-A, baseado em IGBTs.

3 CONFIGURAÇÃO HCC-HCC

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada HCC-HCC, como ilustrado pela Figura 26. Esta topologia é composta basicamente por dois conversores, o RSC conectado aos terminais do rotor, e o SSC conectado aos terminais do estator, todos eles conectados a um mesmo barramento DC. Por sua vez, o SSC pode ser subdividido em outros dois conversores conectados em série com as bobinas do estator da máquina, o SSC-A e SSC-B, em uma configuração conhecida como *open-end*. Na configuração HCC-HCC, ambos SSC-A e SSC-B são baseados em conversores semi-controlados, compostos em parte por IGBTs e em parte por diodos.

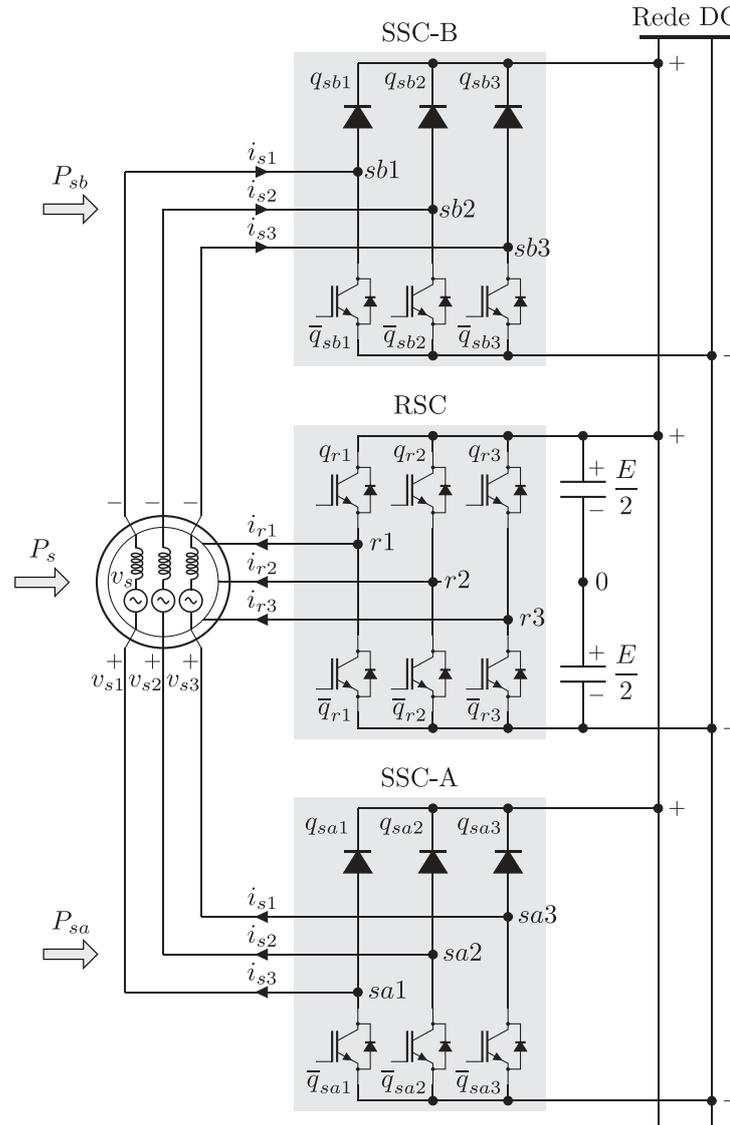
Inicialmente serão apresentados os modelos matemáticos dos conversores e a estratégia PWM empregada. Mais adiante, uma técnica de controle do fluxo no ramo de magnetização da máquina é discutida. Na configuração UC-CC, a distribuição de potência entre os conversores ligados ao circuito do estator depende do índice de modulação, forçando o sistema a operar com tensão e frequência constantes. Já na configuração HCC-HCC, por ser um conversor simétrico, a distribuição de potência entre os conversores ligados ao circuito do estator não depende do índice de modulação. Essa liberdade torna possível o uso de técnicas de controle que otimizem o funcionamento do gerador, como as apresentadas em Nian e Yi (2015) e Marques, Cruz e Iacchetti (2020), entre outras. São conduzidas simulações onde são testadas as respostas à variação de controle do fluxo de magnetização da máquina; à variação na referência de velocidade síncrona; e ao degrau no controle de potência ativa. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

3.2 MODELO DOS CONVERSORES

A nomenclatura utilizada segue o mesmo padrão daquela utilizada no Capítulo 2 para a configuração UC-CC, onde os conversores SSC-A, SSC-B e RSC são referenciados aos seus componentes através dos índices sobrescritos sa , sb e r , respectivamente. Quando for necessário representar de forma genérica os três braços de um mesmo conversor, o índice k será utilizado, onde $k = 1, 2$ e 3 . A partir da Figura 26, o circuito do estator da configuração HCC-HCC pode ser simplificado, tal como ilustrado na Figura 27(a). Como é possível perceber, este é o mesmo circuito apresentado para a configuração UC-CC, na Figura 12(a). Desta forma, o modelo do SSC apresentado em (2.1)-(2.4) para a configuração UC-CC também é válido para a configuração HCC-HCC. O circuito equivalente monofásico do SSC para a configuração HCC-HCC está ilustrado na Figura 27(b).

A Tabela 4 lista os estados possíveis das chaves para cada condição de operação,

Figura 26 – Esquema geral para a configuração HCC-HCC.



bem como as tensões de polo e as tensões de saída nas bobinas do estator da máquina. As condições de operação dependem dos estados das chaves, devido a presença dos diodos em ambos SSC-A e SSC-B, que permitem a passagem de corrente em apenas uma direção. Cada condição de operação permitida está ilustrada na Figura 28. Como mostrado na Tabela 4, os estados das chaves permitidos dependem da direção da corrente. Se $i_{sk} \geq 0$, a tensão v_{sk} alterna entre 0 e $-E$. Já se $i_{sk} < 0$, a tensão v_{sk} alterna entre 0 e E . Desta forma, o SSC pode reproduzir uma tensão senoidal durante todo o período apenas quando as tensões e correntes estão em diferentes polaridades.

Como o circuito do rotor utiliza o mesmo conversor da configuração UC-CC, modelo do RSC apresentado em (2.5)-(2.7) também é válido para a configuração HCC-HCC.

Figura 27 – Modelos do SSC para a configuração HCC-HCC.

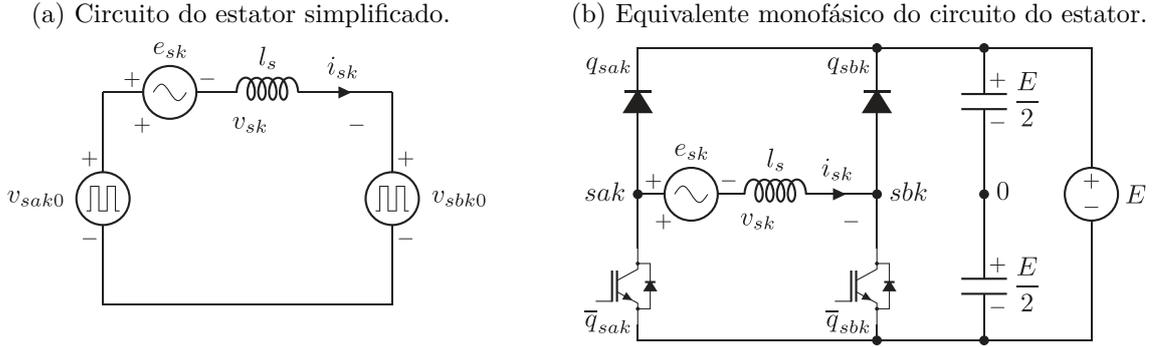


Figura 28 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração HCC-HCC.

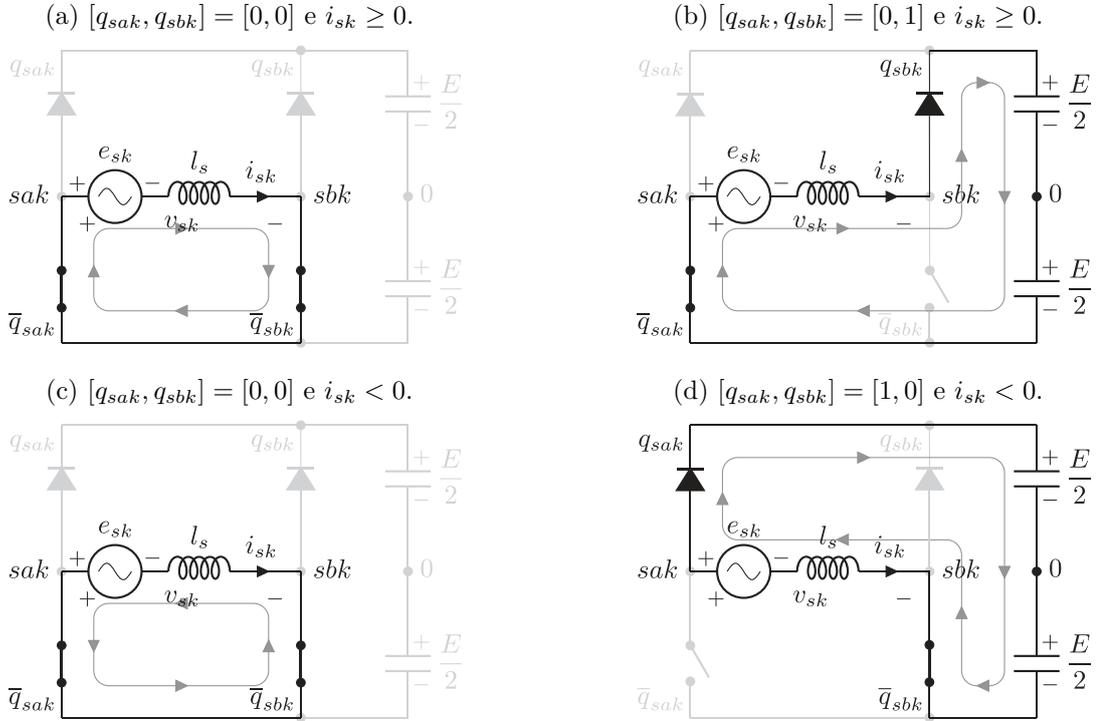


Tabela 4 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração HCC-HCC.

Estados das chaves		Tensões de polo		Estados permitidos		Tensões de saída
q_{sak}	q_{sbk}	v_{sak0}	v_{sbk0}	$i_{sk} \geq 0$	$i_{sk} < 0$	v_{sk}
0	0	$-E/2$	$-E/2$	[0, 0]	[0, 0]	0
0	1	$-E/2$	$E/2$	[0, 1]	-	$-E$
1	0	$E/2$	$-E/2$	-	[1, 0]	E
1	1	$E/2$	$E/2$	-	-	0

3.3 ESTRATÉGIA PWM

Da mesma forma que na configuração UC-CC, de forma a evitar as distorções nas correntes ocasionadas na passagem pelo zero, a potência reativa do sistema deve ser nula. Dessa forma, as correntes do estator devem estar 180° defasadas das tensões, podendo ser

definidas duas regiões distintas de operação.

Quando $i_{sk} \geq 0$, os diodos superiores do SSC-A (q_{sak}) estão reversamente polarizados, e os diodos superiores do SSC-B (q_{sbk}) conduzem as correntes da máquina. Dessa forma, da Figura 28(b) e (2.3), as tensões de polo de referência do SSC (v_{sak0}^* e v_{sbk0}^*) podem ser definidas como:

$$v_{sak0}^* = -\frac{E}{2}, \quad (3.1)$$

$$v_{sbk0}^* = v_{sk}^* - \frac{E}{2}. \quad (3.2)$$

Já quando $i_{sk} < 0$, os diodos superiores do SSC-A (q_{sak}) conduzem as correntes da máquina, e os diodos superiores do SSC-B (q_{sbk}) estão reversamente polarizados. Dessa forma, da Figura 28(d) e (2.3), as tensões de polo de referência do SSC (v_{sak0}^* e v_{sbk0}^*) podem ser definidas como:

$$v_{sak0}^* = v_{sk}^* - \frac{E}{2}, \quad (3.3)$$

$$v_{sbk0}^* = -\frac{E}{2}. \quad (3.4)$$

As tensões de fase de referências do circuito do estator (v_{sk}^*) são definidas a partir do sistema de controle do fluxo de magnetização e da corrente de sequência zero, como discutido mais adiante. Dessa maneira, os sinais de ativação das chaves do SSC (q_{sak} e q_{sbk}) podem ser gerados comparando as tensões de polo de referência (v_{sak0}^* e v_{sbk0}^*), definidas em (3.1)-(3.4), com uma portadora triangular de alta frequência.

Já a estratégia PWM do RSC para a configuração HCC-HCC é a mesma apresentada para a configuração UC-CC.

3.4 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle pode ser subdividido em duas malhas de controle que atuam de forma coordenada: a malha de controle para o SSC e a malha de controle do RSC. Como o controle do RSC já foi abordado no Capítulo 2, apenas a malha de controle do SSC será discutida nesta seção.

O sistema de controle do SSC para a configuração HCC-HCC tem três funções principais: o controle do fluxo de magnetização da máquina, a minimização da corrente de circulação e o controle indireto da frequência do estator. Este sistema de controle está ilustrado na Figura 29. A técnica de controle do fluxo de magnetização vem sendo usada em trabalhos que visam otimizar o funcionamento dos sistemas *Double-VSI*, seja reduzindo perdas nos conversores ou na operação do gerador, como as apresentadas em Nian e Yi (2015) e Marques, Cruz e Iacchetti (2020). A partir do modelo dinâmico do

Figura 29 – Diagrama da malha de controle do SSC para a configuração HCC-HCC.

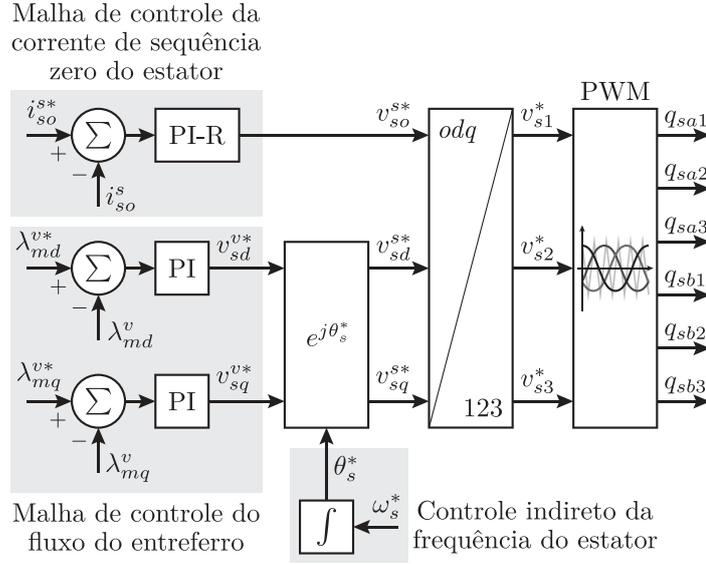
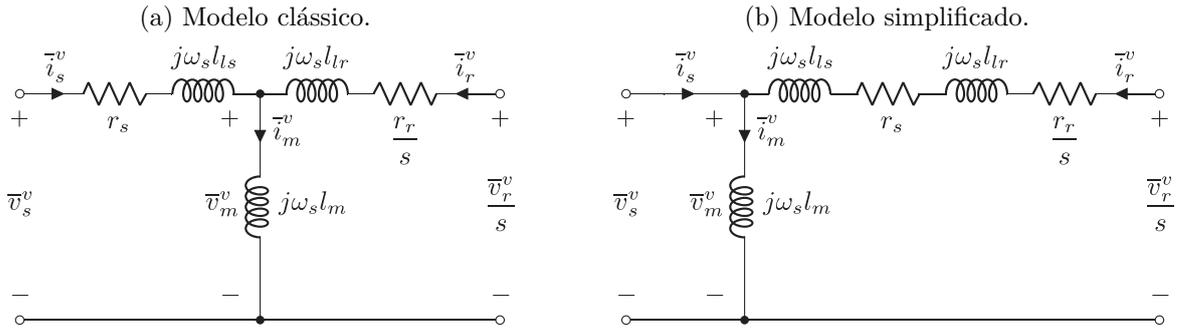


Figura 30 – Circuitos equivalentes do DFIG em regime permanente.

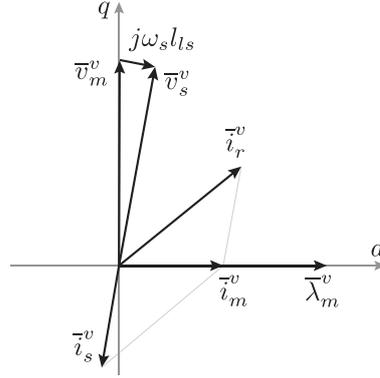


gerador ilustrado pela Figura 16, é possível obter o modelo clássico do circuito do DFIG em regime permanente, como ilustrado pela Figura 30(a). Neste modelo é possível observar que a corrente do ramo de magnetização (\bar{i}_m^v) pode ser obtida a partir de:

$$\bar{i}_m^v = \bar{i}_s^v + \bar{i}_r^v. \quad (3.5)$$

Segundo Marques, Cruz e Iacchetti (2020), a componente d da corrente de magnetização (i_{md}^v) é responsável por fornecer a potência reativa que alimenta o ramo de magnetização, enquanto a componente q da corrente de magnetização (i_{mq}^v) está relacionada com as perdas no núcleo da indutância. Portanto, o valor mínimo para essas perdas é obtido quando $i_{mq}^v = 0$ A, ou seja, o sistema está orientado com o fluxo do ramo de magnetização. Negligenciando a resistência do estator, o diagrama fasorial do DFIG em regime permanente orientado com o fluxo do ramo de magnetização é ilustrado na Figura 31. Usando a Transformada de Park conservativa em potência, de (2.22) e (3.5), os fluxos de magnetização dq de referência (λ_{md}^{v*} e λ_{mq}^{v*}) são definidos no referencial da tensão

Figura 31 – Diagrama fasorial do DFIG em regime permanente.



do estator:

$$\lambda_{md}^{v*} = l_m i_{sd}^v + l_m i_{rd}^v = \sqrt{3} \lambda_m^* \quad (3.6)$$

$$\lambda_{mq}^{v*} = l_m i_{sq}^v + l_m i_{rq}^v = 0. \quad (3.7)$$

Em (3.6), λ_m^* é o valor nominal do fluxo de magnetização. Já a partir de (3.7), é possível concluir que as perdas mínimas no núcleo são obtidas quando $i_{sq}^v = -i_{rq}^v$.

Dessa forma, a partir do diagrama de controle ilustrado pela Figura 29, as componentes dq do fluxo de magnetização são calculadas e controladas para seus valores de referência ($\lambda_{md}^{v*} = \sqrt{3} \lambda_m^*$ e $\lambda_{mq}^{v*} = 0$) por meio de controladores PI. A saída dos controladores fornece as referências para as tensões no estator (v_{sd}^{v*} e v_{sq}^{v*}). Apesar do modelo de controle não permitir a inserção de saturadores para limitar diretamente as correntes do estator, estas correntes são indiretamente limitadas pela malha de controle de potência do estator no RSC. As tensões v_{sd}^{v*} e v_{sq}^{v*} são refletidas para o referencial estacionário (v_{sd}^{s*} e v_{sq}^{s*}) utilizando a Transformada de Park usando a posição do estator de referência (θ_s^*). A referência da posição do estator (θ_s^*) é obtida integrando o valor da velocidade síncrona de referência (ω_s^*). Da mesma forma, a corrente de sequência zero (i_{so}^s) é comparada com sua referência (i_{so}^{s*}) e controlada para zero por um controlador PI-R. A saída deste controlador fornece a tensão homopolar de referência (v_{so}^{s*}). Por último, os valores das tensões odq de referência são convertidos novamente para o referencial natural utilizando a Transformada de Park, resultando nas tensões de referência para o circuito do estator (v_{sk}^*). Estas tensões são utilizadas na estratégia PWM para gerar os estados das chaves que acionam o SSC-A e o SSC-B (q_{sak} e q_{sbk}).

O modelo clássico do circuito do DFIG em regime permanente, ilustrado pela Figura 30(a), pode ser redesenhado simplesmente transferindo o ramo de magnetização para os terminais do circuito do estator, como ilustrado pela Figura 30(b) (MARQUES; CRUZ; IACCHETTI, 2020). Com esta simplificação, as tensões e fluxos do estator se alinham com as tensões e fluxos de magnetização. Esta simplificação possibilita o uso das técnicas tradicionais de controle FOC ou VOC para o DFIG, como discutido no Capítulo 2,

Tabela 5 – Parâmetros do DFIG utilizado nas simulações e nos experimentos para a configuração HCC-HCC.

	Parâmetros	Valores
r_s	Resistência do estator	3,00 Ω
r_r	Resistência do rotor	2,98 Ω
l_s	Indutância própria do estator	614,10 mH
l_r	Indutância própria do rotor	614,10 mH
l_m	Indutância de magnetização	599,20 mH
V_n	Tensão nominal do estator	220 V
P_n	Potência nominal	2,00 kW
f_s	Frequência nominal	60 Hz
p	Número de pares de polos	1
n_s/n_r	Relação dos enrolamentos estator/rotor	3,64

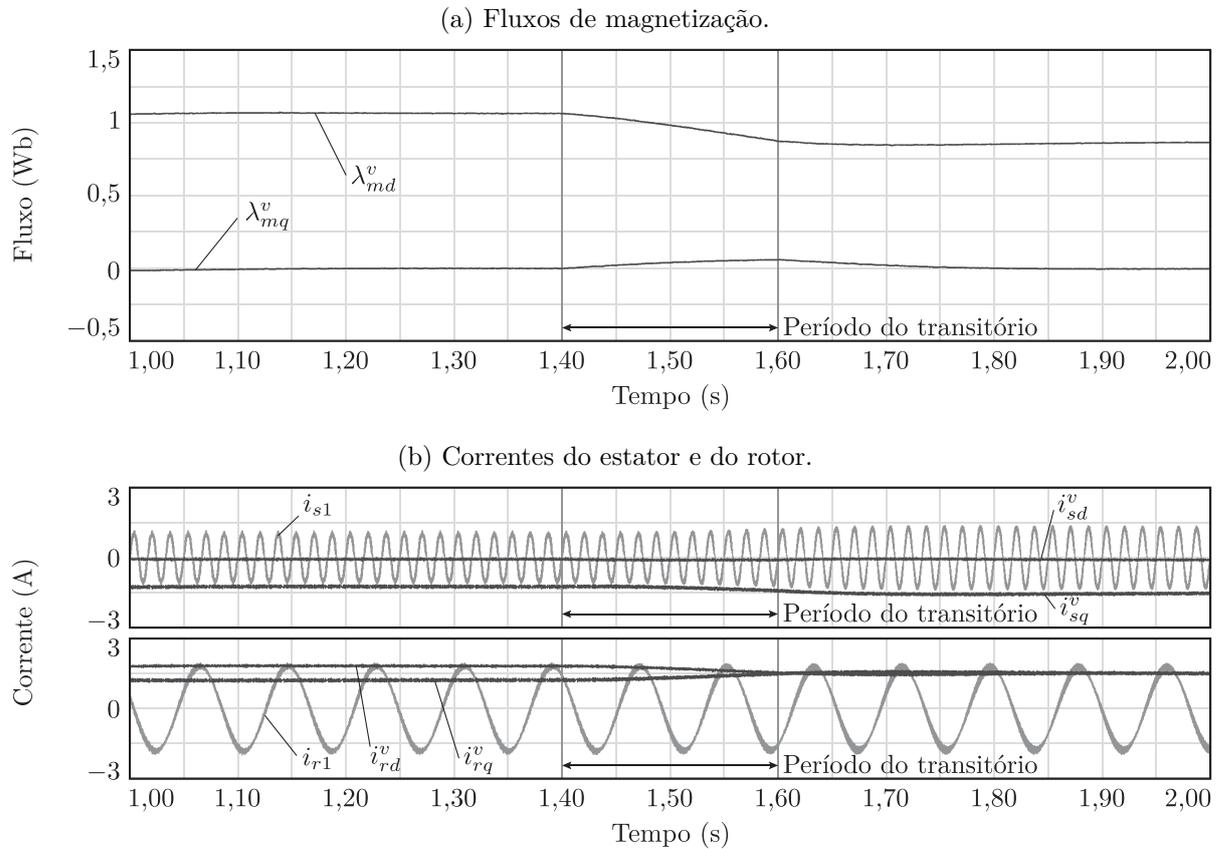
já que são obtidos valores nulos para a componente d ($v_{sd}^v = 0$) e valores constantes para a componente q ($v_{sq}^v = \sqrt{3}V_s$) das tensões no estator.

3.5 SIMULAÇÕES

3.5.1 Caracterização das simulações

De forma a verificar o funcionamento da configuração HCC-HCC, o esquema da Figura 26, operando com as malhas de controle da Figura 17(b) e da Figura 29, foi implementado no *software* PSIM. Os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente de sequência zero ($K_{p_{io}}$ e $K_{i_{io}}$) foram definidos conforme Apêndice A: $K_{p_{io}} = 0,37$ e $K_{i_{io}} = 75$. Os ganhos proporcional e integral dos controladores das correntes do rotor ($K_{p_{ir}}$ e $K_{i_{ir}}$) e das potências do estator ($K_{p_{pq}}$ e $K_{i_{pq}}$), respectivamente, foram definidos conforme Apêndice B: $K_{p_{ir}} = 0,74$, $K_{i_{ir}} = 146,09$, $K_{p_{pq}} = 0,75 \times 10^{-3}$ e $K_{i_{pq}} = 43,03 \times 10^{-3}$. Os ganhos proporcional e integral do controlador de fluxo de magnetização ($K_{p_{\lambda m}}$ e $K_{i_{\lambda m}}$) foram definidos de forma empírica: $K_{p_{\lambda m}} = 419,50$ e $K_{i_{\lambda m}} = 6390,50$. O DFIG utilizado na simulação é uma máquina de 2 kW (220 V/60 Hz). Os parâmetros refletidos para o lado do estator da máquina utilizada estão listados na Tabela 5. A potência mecânica é fornecida por uma máquina DC de 3,7 kW (220 V/1200 rpm), acoplada ao DFIG por meio de uma caixa multiplicadora de velocidades com relação de 1/3. A máquina DC foi alimentada em malha aberta em sua tensão nominal. Este arranjo foi utilizado de forma a representar as mesmas condições em que a configuração foi implementada experimentalmente, como será discutido na seção 3.6. A tensão do barramento DC foi de 350 V, o coeficiente de roda livre para a estratégia PWM do RSC foi $\mu_{r0} = 0,5$, a frequência de chaveamento foi 10 kHz. O passo de cálculo das simulações foi 1×10^{-6} , e a frequência de amostragem dos resultados foi 10 kHz.

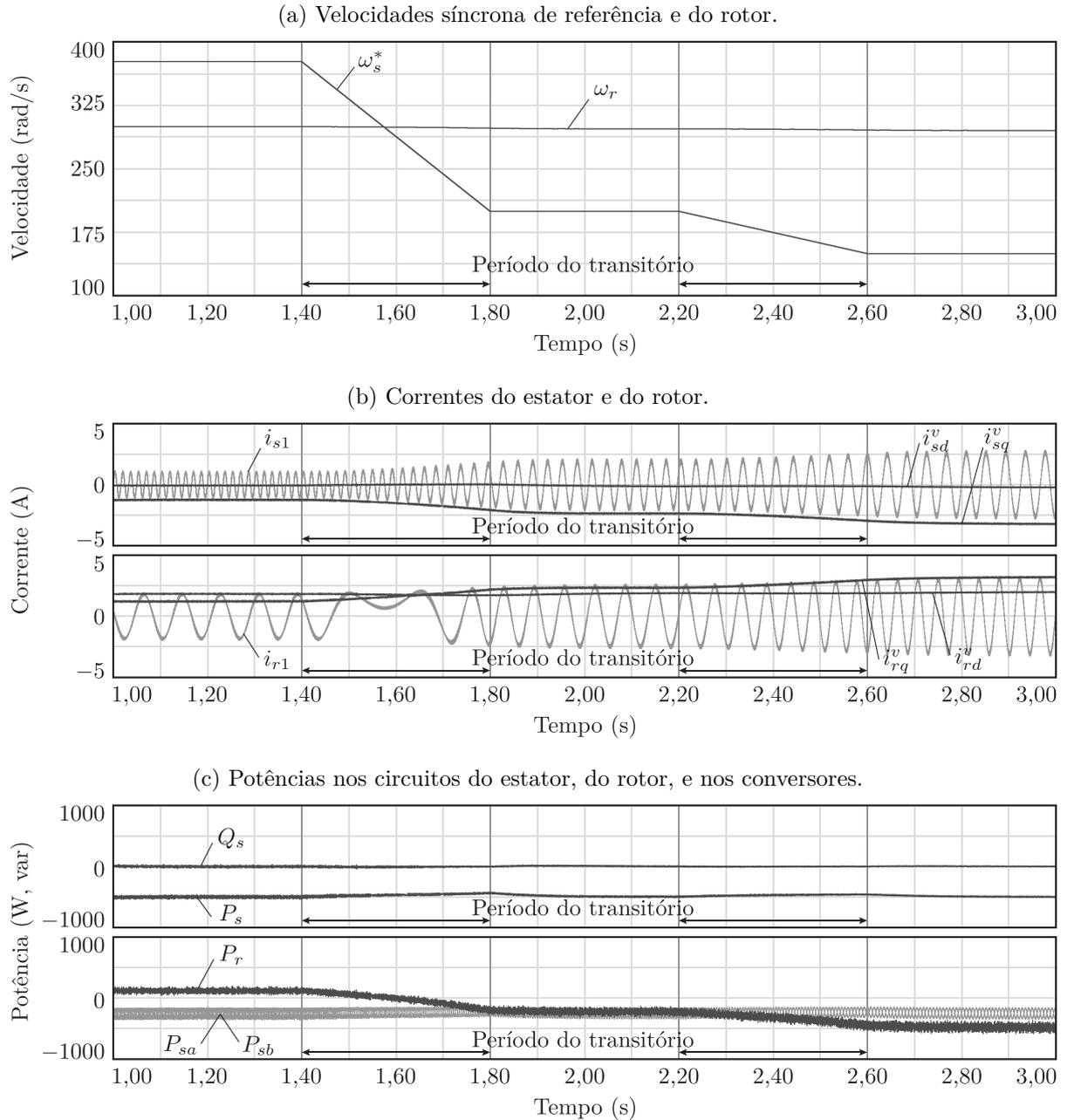
Figura 32 – Simulação da resposta ao controle do fluxo de magnetização para a configuração HCC-HCC.



3.5.2 Resposta ao controle do fluxo de magnetização

Na Figura 32 é mostrada a resposta do sistema ao controle do fluxo de magnetização para a configuração HCC-HCC. Inicialmente, a referência o fluxo de magnetização foi ajustado para $\lambda_m^* = 0,615$ Wb. A partir de $t = 1,4$ s até $t = 1,6$ s, a referência o fluxo de magnetização foi ajustada para $\lambda_m^* = 0,5$ Wb em rampa. As referências da potência ativa ($P_s^* = -500$ W) e reativa ($Q_s^* = 0$ var), e a referência para a velocidade síncrona ($\omega_s^* = 377$ rad/s) foram mantidas constantes. Na Figura 32(a) são mostradas as componentes dq do fluxo de magnetização. Aplicando (3.6) e (3.7), λ_{md}^v é alterada de 1,065 Wb até 0,866 Wb, enquanto λ_{mq}^v permanece em 0,0 Wb. Na Figura 32(b) é mostrada a resposta das correntes do estator (i_{s1}^v , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1}^v , i_{rd}^v e i_{rq}^v) do DFIG. A corrente do rotor foi ajustada pela relação de transformação dos enrolamentos entre estator e rotor para uma melhor visualização. É possível notar que quando i_{sq}^v aumenta, i_{rq}^v diminui proporcionalmente, de forma a preservar a relação $i_{sq}^v = -i_{rq}^v$. A malha de controle das potências encaram a variação no fluxo de magnetização como uma perturbação.

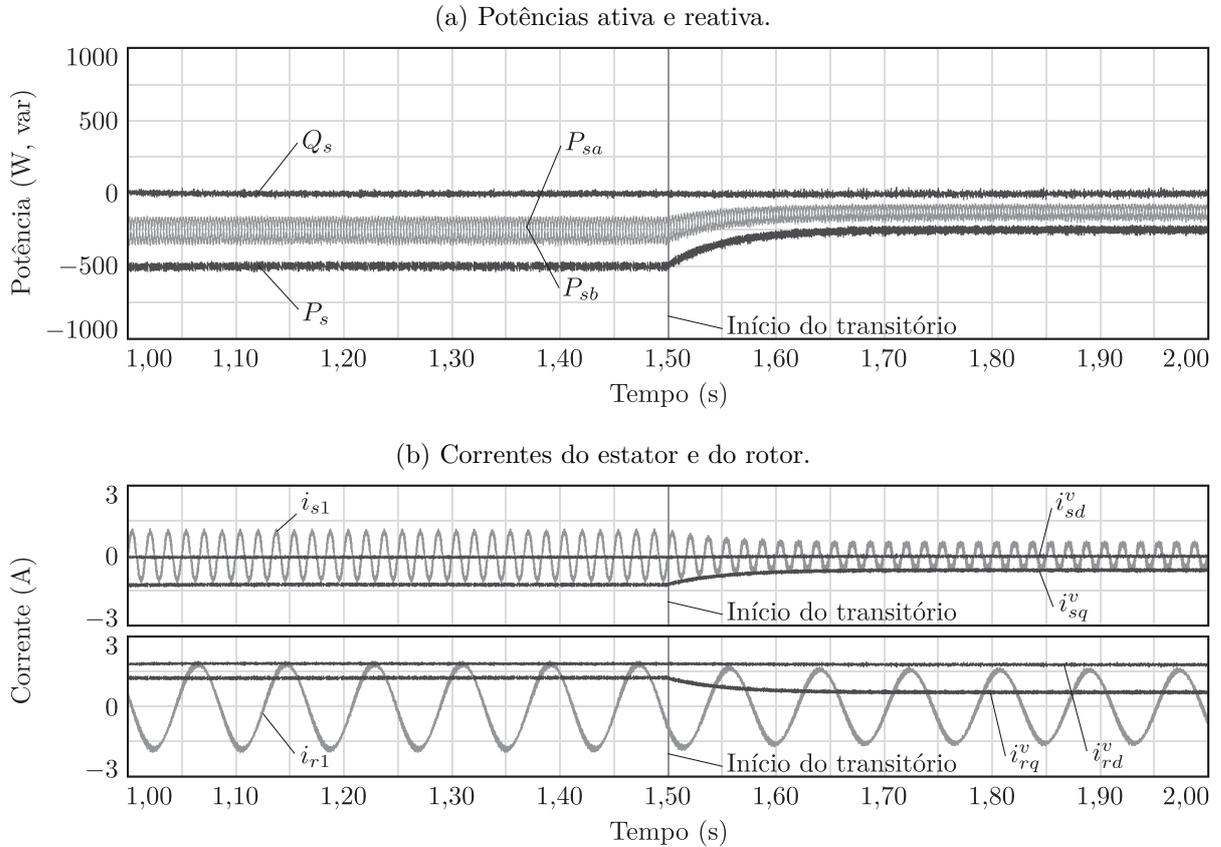
Figura 33 – Simulação da resposta à variação da velocidade síncrona para a configuração HCC-HCC.



3.5.3 Resposta para a variação na referência da velocidade síncrona

Na Figura 33 é mostrada a resposta do sistema à variação da velocidade síncrona para a configuração HCC-HCC. As seguintes referências de controle foram mantidas constantes: $\lambda_m^* = 0,615 \text{ Wb}$, $P_s^* = -500 \text{ W}$ e $Q_s^* = 0 \text{ var}$. A referência da velocidade síncrona foi mantida em $\omega_s^* = 377 \text{ rad/s}$ até $t = 1,4 \text{ s}$, depois foi ajustada em rampa para $\omega_s^* = 2\omega_r/3$, aproximadamente 200 rad/s , até $t = 1,8 \text{ s}$. Este valor foi mantido constante até $t = 2,2 \text{ s}$, quando é novamente ajustada em rampa para $\omega_s^* = \omega_r/2$ até $t = 2,6 \text{ s}$, aproximadamente 150 rad/s . Na Figura 33(a) são mostradas as alterações na referência da

Figura 34 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração HCC-HCC.



velocidade síncrona.

Na Figura 33(b) é mostrado o comportamento das correntes do estator (i_{s1} , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1} , i_{rd}^v e i_{rq}^v) em resposta a essas variações de frequência. Novamente, a corrente do rotor foi ajustada pela relação de transformação dos enrolamentos entre estator e rotor para uma melhor visualização. Como é possível perceber, a variação de frequência força o controlador do fluxo de magnetização a ajustar as correntes tanto do rotor como do estator. Isso se reflete na variação de i_{sq}^v , e conseqüentemente i_{rq}^v , já que a relação $i_{sq}^v = -i_{rq}^v$ deve ser mantida. Na Figura 33(c) são mostradas as potências ativa e reativa no estator, bem como as potências processadas pelo SSC-A (P_{sa}), SSC-B (P_{sb}) e RSC (P_r). De (2.17), quando $\omega_s^* = 377$ rad/s, o escorregamento é aproximadamente 20%, resultando em $P_r \approx 100$ W. Já quando $\omega_s^* = 200$ rad/s, o escorregamento é aproximadamente -50%, resultando em $P_r \approx -250$ W. O escorregamento é negativo pois $\omega_s^* < \omega_r$. Neste ponto de operação SSC-A, SSC-B e o RSC estão processando a mesma quantidade de potência. Por fim, quando $\omega_s^* = 150$ rad/s, o escorregamento é aproximadamente -100%, resultando em $P_r \approx -500$ W. Neste ponto de operação, o SSC e o RSC estão processando potências aproximadamente iguais. Estes são pontos de interesse na operação desse tipo de sistema, já que podem reduzir perdas no gerador e nos conversores, como demonstrado em Nian e Yi (2015), Marques, Cruz e Iacchetti (2020).

3.5.4 Resposta para degrau no controle de potência

Na Figura 34 é mostrada a resposta do sistema ao degrau na referência de potência ativa para a configuração HCC-HCC. Inicialmente, a referência para potência ativa do estator foi mantida em $P_s^* = -500$ W, e foi alterada para $P_s^* = -250$ W em $t = 1,5$ s. As seguintes referências de controle foram mantidas constantes: $\lambda_m^* = 0,615$ Wb, $Q_s^* = 0$ var e $\omega_s^* = 377$ rad/s. Na Figura 34(a) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator do DFIG, controladas para suas respectivas referências. A distribuição das potências entre o SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}) também é mostrada, como cada conversor processando aproximadamente metade da potência do circuito do estator. Na Figura 34(b) é mostrada a resposta das correntes do estator (i_{s1} , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1} , i_{rd}^v e i_{rq}^v) do DFIG. Como descrito no modelo assumido em (2.31) e (2.32), i_{sq}^v reage às variações na potência ativa, provocando a variação proporcional de i_{rq}^v de forma a preservar a relação $i_{sq}^v = -i_{rq}^v$. A malha de controle do fluxo de magnetização encara a variação de potência como uma perturbação.

3.5.5 Resposta em regime permanente

Na Figura 35 é mostrada a resposta em regime permanente para configuração HCC-HCC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes: $P_s^* = -500$ W, $Q_s^* = 0$ var, $\lambda_m^* = 0,615$ Wb, $\omega_s^* = 377$ rad/s e $i_{so}^s = 0$ A. Na Figura 35(a) são mostradas a tensão chaveada na fase 1 do estator (v_{s1}), sua referência (v_{s1}^*) e a corrente (i_{s1}). É possível notar que as tensões do estator são chaveadas entre três níveis ($-E$, 0 e E), e a corrente está 180° defasada da tensão, reduzindo o efeito da distorção na passagem pelo zero. Na Figura 35(b) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-A (v_{sa10}) e sua referência (v_{sa10}^*). A sincronia entre o chaveamento das tensões e a corrente pode ser notada: quando $i_{s1} \geq 0$, $v_{sa10} = -E/2$; já quando $i_{s1} < 0$, v_{sa10} chaveia entre $-E/2$ e $E/2$. Na Figura 35(c) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-B (v_{sb10}) e sua referência (v_{sb10}^*). Novamente, a sincronia entre o chaveamento das tensões e a corrente pode ser notada: quando $i_{sk} \geq 0$, v_{sak0} chaveia entre $-E/2$ e $E/2$; já quando $i_{sk} < 0$, $v_{sbk0} = -E/2$. Na Figura 35(d) são mostradas as correntes no estator (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). Na Figura 35(e) são mostradas as correntes no rotor (i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}). Ambas as correntes são balanceadas e apresentam aspecto senoidal. Na Figura 35(f) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator, bem como as potências processadas no SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}). É possível notar que as potências foram controladas para seus valores de referência, e a potência gerada é compartilhada igualmente entre o SSC-A e o SSC-B. Na Figura 35(g) é mostrada a velocidade do rotor (ω_r). Na Figura 35(h) é mostrado o conjugado eletromagnético (c_e). O sistema opera com velocidade do rotor e conjugado eletromagnético sem oscilações significantes.

As simulações mostram que a estratégia PWM e os sistemas de controle alcançaram

Figura 35 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração HCC-HCC.

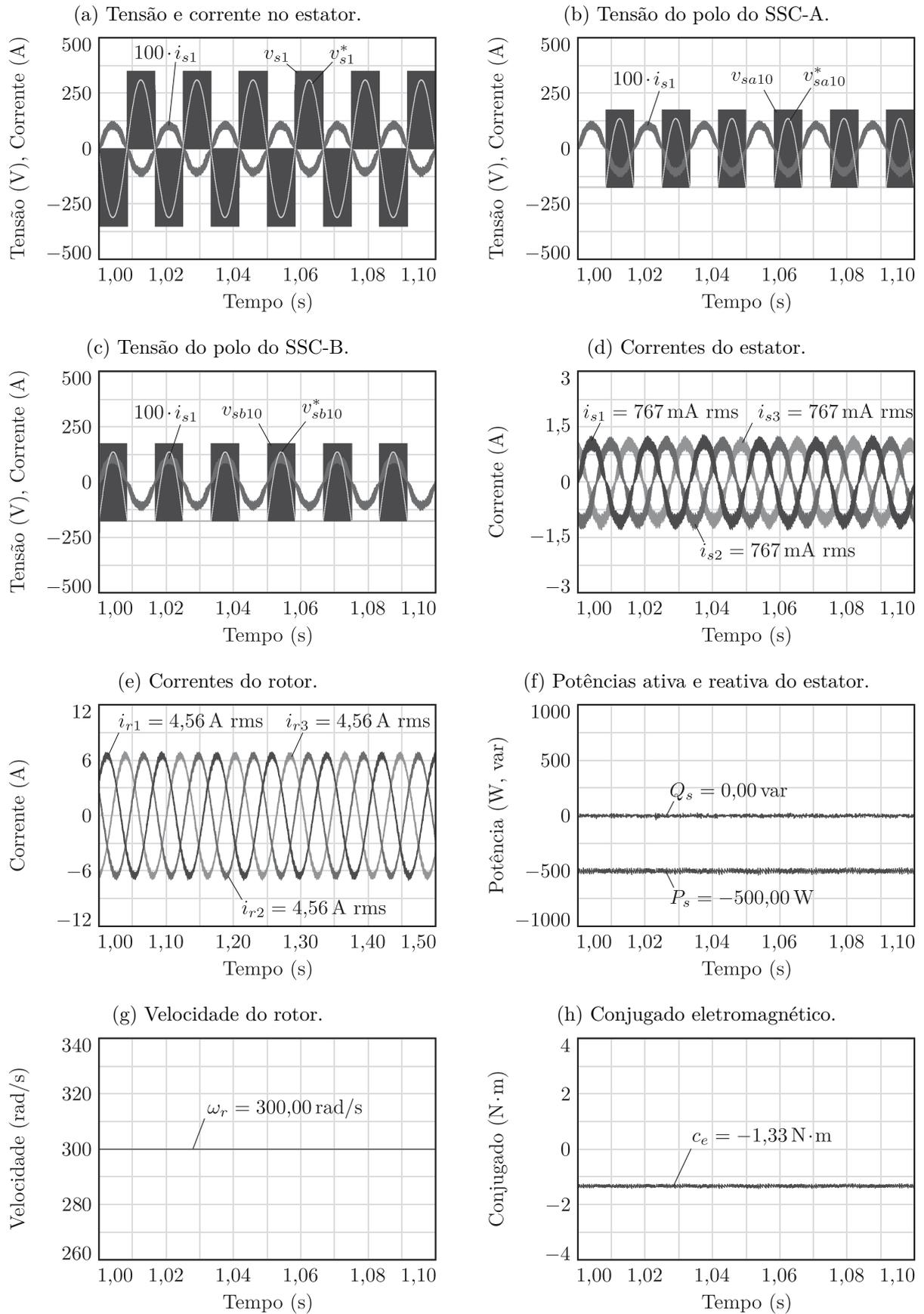
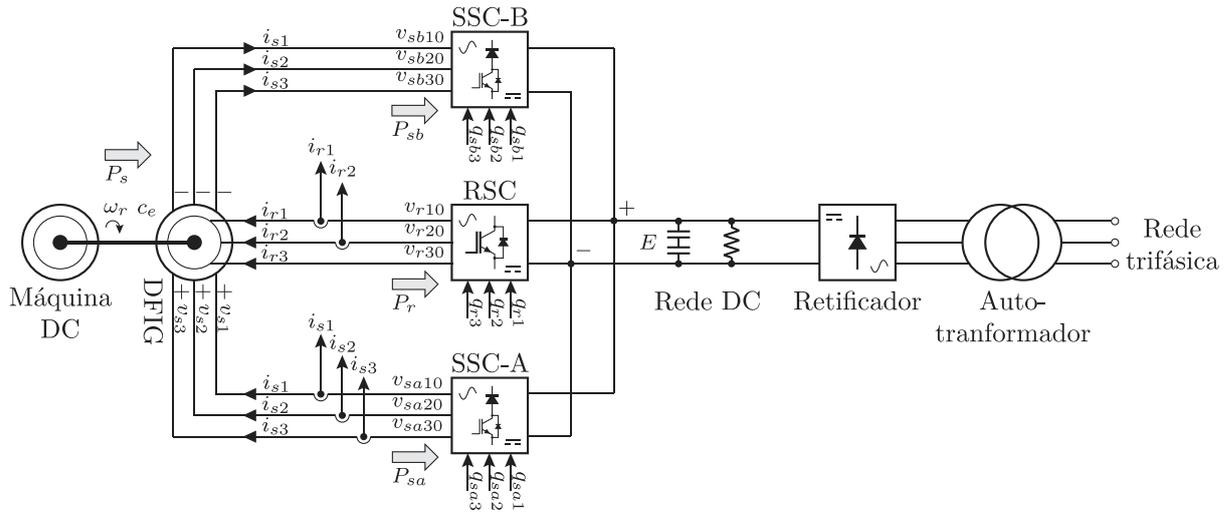


Figura 36 – Diagrama da montagem experimental para a configuração HCC-HCC.



os objetivos desejados para a configuração HCC-HCC: o controle das potências ativa e reativa no estator, e do fluxo de magnetização; correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor; e o gerador está operando sem grandes oscilações no conjugado e no conjugado eletromagnético.

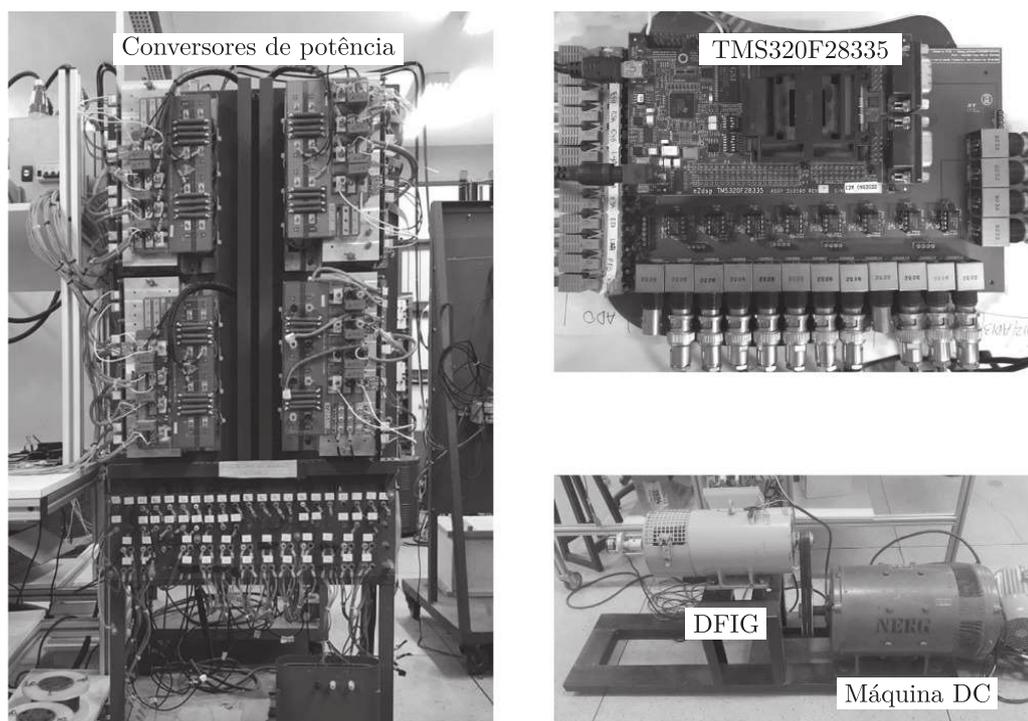
3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.6.1 Caracterização do experimento

De forma a verificar experimentalmente o funcionamento da configuração HCC-HCC, o esquema da Figura 26, operando apenas com a malha de controle da corrente de sequência zero apresentada na Figura 29, além do controle do RSC apresentado na Figura 17(b), foi implementado em laboratório. Os ganhos dos controladores foram os mesmos utilizados nas simulações: $K_{p_{io}} = 0,37$, $K_{i_{io}} = 75$, $K_{p_{ir}} = 0,74$, $K_{i_{ir}} = 146,09$, $K_{p_{pq}} = 0,75 \times 10^{-3}$ e $K_{i_{pq}} = 43,03 \times 10^{-3}$. Um diagrama da montagem experimental é apresentado na Figura 36. As tensões de referência do estator foram impostas em malha aberta. Os parâmetros do experimento foram os mesmo utilizados nas simulações: tensão de barramento DC $E = 350$ V, velocidade síncrona $\omega_s^* = 377$ rad/s, coeficiente de roda livre para a estratégia PWM do RSC $\mu_{r0} = 0,5$, frequência de chaveamento de 10 kHz e frequência de amostragem de 10 kHz. A tensão de barramento DC foi fornecida por um retificador trifásico independente baseado em diodos conectado a um autotransformador. Um resistor de aproximadamente 150Ω foi conectado ao barramento de modo a consumir a potência gerada pelo DFIG, visto que o retificador independente permite a passagem de potência apenas no sentido da rede elétrica para o barramento DC.

Foram medidas as três correntes do estator (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}) e duas correntes do rotor (i_{r1} e i_{r2}). A terceira corrente do rotor foi estimada a partir das outras duas correntes ($i_{r3} = -(i_{r1} + i_{r2})$), já que o circuito do rotor é alimentado a três fios. As tensões do estator

Figura 37 – Fotografia da bancada experimental utilizada para a configuração HCC-HCC.



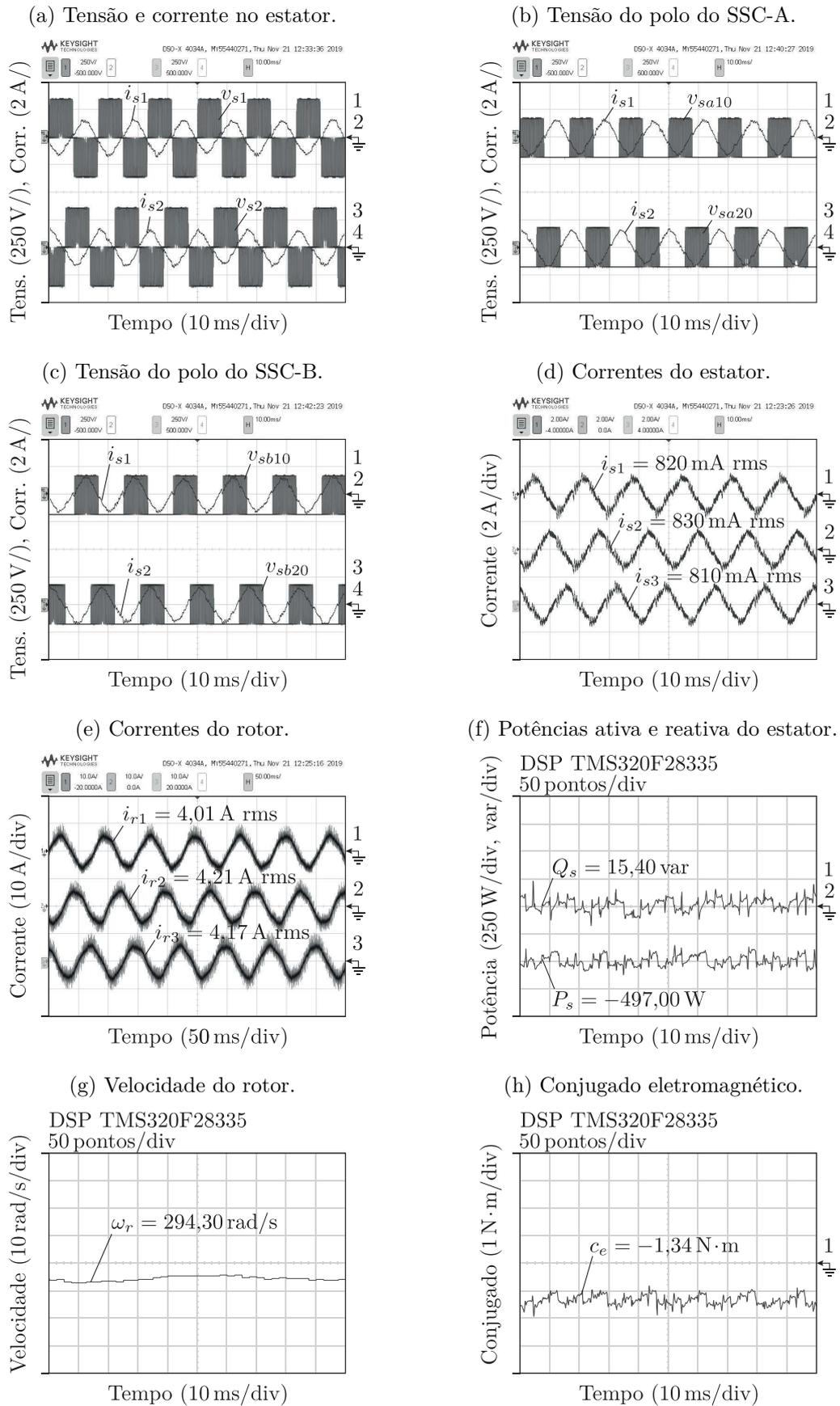
não foram medidas, e os valores de referência foram usados para estimar os valores medidos das potências ativa e reativa no estator. A máquina primária, responsável por fornecer potência mecânica ao sistema de geração, é um motor DC 3,73 kW (220 V/1200 rpm), alimentada por uma fonte independente. O sistema foi acoplado a um DFIG de 2 kW (220 V, 60 Hz) com os mesmos parâmetros do utilizado nas simulações, como listado na Tabela 5. O sistema foi acoplado por meio de uma correia com relação aproximada de 1/3. A velocidade do rotor foi medida a partir de um encoder fixado no eixo do DFIG.

A bancada experimental utilizada é mostrada na Figura 37. Esta é uma bancada experimental construída para uso genérico, constituída por IGBTs da fabricante Semikron modelo SKM50GB123D. As estratégias de controle foram implementadas através de um DSP modelo TMS320F28335, fabricado pela Texas Instruments.. A operação dos conversores semi-controlados foi emulada a partir de conversores totalmente controlados através da modulação. Os resultados foram obtidos por um osciloscópio da fabricante Agilent modelo DSO-X 4034A. Parte dos resultados foram obtidos por meio do armazenamento dos vetores digitais no DSP.

3.6.2 Resposta em regime permanente

Na Figura 38 são mostrados resultados experimentais em regime permanente para a configuração HCC-HCC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes conforme feito nas simulações em regime permanente para a configuração HCC-HCC. Nas Figuras 38(a), 38(b) e 38(c), são mostradas as tensões chaveadas nas fases 1 e 2 do circuito

Figura 38 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração HCC-HCC.



do estator, do SSC-A, e do SSC-B, respectivamente. Assim como nas simulações, é possível notar a sincronia entre as tensões e a corrente. Nas Figuras 38(d) e 38(e) são mostradas as correntes no estator e no rotor, respectivamente. Ambos os resultados mostram formas de onda aproximadamente balanceadas, senoidais e com baixa distorção. Na Figura 38(f) são mostradas as potências ativa e reativa no estator. As potências foram controladas para seus valores de referência. Nas Figuras 38(g) e 38(h) são mostradas a velocidade do rotor e o conjugado eletromagnético. Ambos os resultados mostram valores constantes, sem oscilações significantes. Todos os resultados experimentais estão compatíveis com os apresentados nas simulações em regime permanente da Figura 35.

3.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada HCC-HCC. São discutidos os princípios de operação do conversor e a estratégia PWM utilizada. Também são discutidos o controle das potências ativa e reativa a partir do circuito do rotor, e o controle do fluxo de magnetização a partir do circuito do estator. Simulações e resultados experimentais são apresentados, mostrando que as estratégias de controle e PWM adotadas são capazes de garantir a correta operação do sistema, com correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor, e baixas oscilações no conjugado eletromagnético ou na velocidade do rotor. Como a configuração HCC-HCC apresenta conversores simétricos, a potência gerada é distribuída igualmente entre os conversores ligados ao circuito do estator, independentemente do índice de modulação adotado, ou da variação do fluxo de magnetização. Esta flexibilidade faz com que a potência distribuída entre os circuitos do estator o rotor possa ser manejada apenas variando a referência para a velocidade síncrona de operação. Na configuração UC-CC, por exemplo, o fluxo de magnetização até pode ser controlado, mas desde que se mantenha o valor de referência constante, de modo a manter o índice de modulação fixo. Esta restrição não existe na configuração HCC-HCC.

4 CONFIGURAÇÃO UC-CC-FC

4.1 INTRODUÇÃO

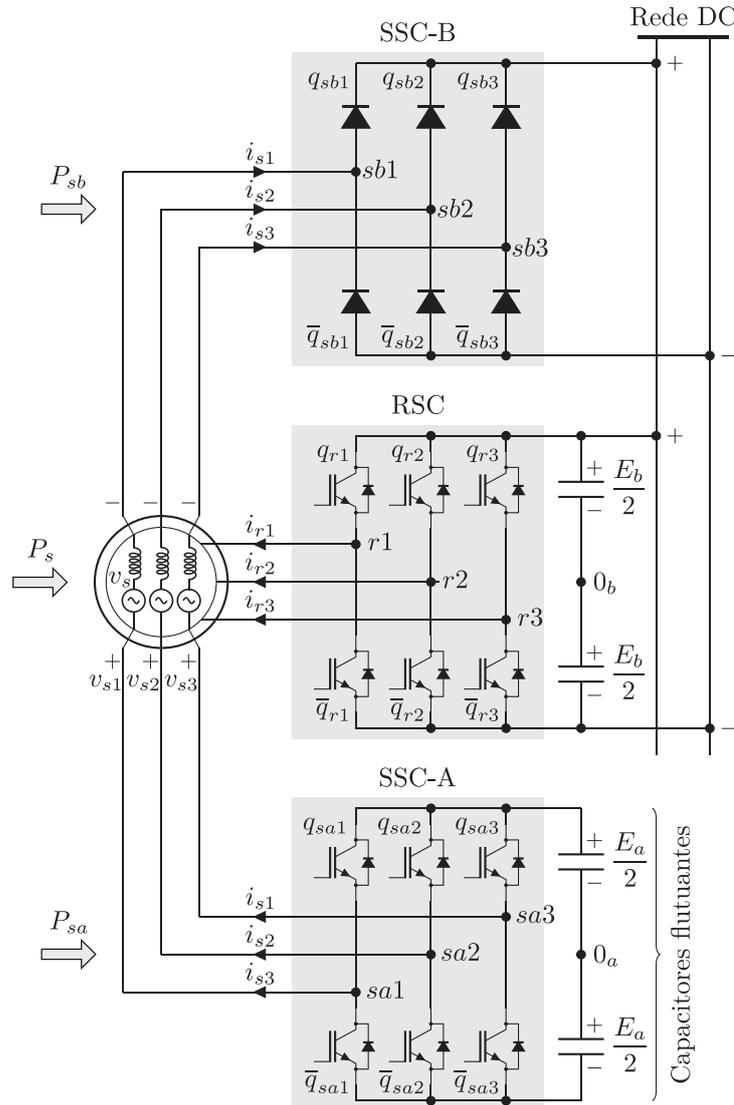
Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada UC-CC-FC, como ilustrada pela Figura 39. Esta topologia é composta basicamente por dois conversores, o RSC conectado aos terminais do rotor, e o SSC conectado aos terminais do estator. Por sua vez, o SSC pode ser subdividido em outros dois conversores conectados em série com as bobinas do estator da máquina, o SSC-A e SSC-B, em uma configuração conhecida como *open-end*. Enquanto o SSC-A é um conversor totalmente controlado baseado em IGBTs, SSC-B é um conversor não controlado baseado em diodos. A diferença da configuração UC-CC-FC para as topologias apresentadas até aqui, a UC-CC e HCC-HCC, é que o conversor controlado está conectado a um barramento DC independente, baseado em capacitores flutuantes.

Inicialmente são apresentados os modelos matemáticos dos conversores e a estratégia PWM empregada. São detalhados alguns aspectos da operação do sistema usando múltiplos barramentos, como por exemplo, as regiões de operação permitidas e qual melhor relação entre as tensões do barramento DC fixo e o flutuante. O uso de conversores operando com capacitores flutuantes aumenta o número de níveis das tensões geradas em comparação com os sistemas usando um único barramento, podendo reduzir as distorções nas correntes e consequentemente causando menores oscilações no conjugado. Além disso, por não oferecer caminho para a circulação de correntes de circulação, esta configuração dispensa a malha de controle de corrente de sequência zero. Mais adiante, será discutida a técnica de controle da tensão do barramento flutuante sem necessidade de fontes externas. Como este tipo de controle demanda que o SSC-A, baseado em IGBTs, processe potência média nula, quase a totalidade da potência gerada no circuito do estator é processada pelo SSC-B, o conversor baseado em diodos. Por último, são apresentadas simulações e resultados experimentais em regime permanente e transitório.

4.2 MODELO DOS CONVERSORES

A nomenclatura utilizada segue o mesmo padrão daquela utilizada nos capítulos anteriores para a configuração UC-CC e HCC-HCC, onde os conversores SSC-A, SSC-B e RSC são referenciados aos seus componentes através dos índices sobrescritos sa , sb e r , respectivamente. Como nesta configuração os conversores do SSC são ligados a barramentos distintos, E_a representa a tensão do barramento flutuante ligado ao SSC-A e E_b representa a tensão do barramento fixo ligado ao SSC-B e ao RSC. Quando for necessário representar de forma genérica os três braços de um mesmo conversor, o índice k será utilizado, onde $k = 1, 2$ e 3 .

Figura 39 – Esquema geral para a configuração UC-CC-FC.



A partir da Figura 39, o circuito do estator pode ser simplificado, tal como ilustrado na Figura 40(a). As tensões de polo do SSC-A e SSC-B (v_{sak0_a} e v_{sbk0_b}) são as tensões entre os pontos sak e sbk e os pontos centrais dos barramentos DC, 0_a e 0_b , respectivamente. As tensões de polo v_{sak0_a} e v_{sbk0_b} podem ser determinadas a partir da observação do circuito equivalente monofásico, tal como ilustrado na Figura 40(b). Elas pode ser escritas em função dos estados das chaves q_{sak} e q_{sbk} :

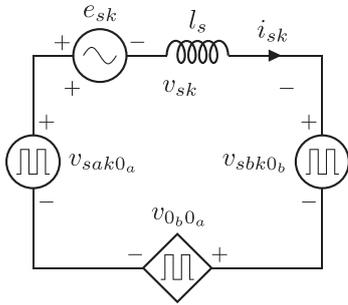
$$v_{sak0_a} = \frac{E_a}{2}(2q_{sak} - 1), \quad (4.1)$$

$$v_{sbk0_b} = \frac{E_b}{2}(2q_{sbk} - 1). \quad (4.2)$$

Aplicando a Lei de Kirchhoff ao circuito simplificado da Figura 40(a), e definindo $v_{0_b0_a}$ como a tensão entre os pontos centrais do barramento DC fixo (0_b) e o barramento

Figura 40 – Modelos do SSC para a configuração UC-CC-FC.

(a) Circuito do estator simplificado.



(b) Equivalente monofásico do circuito do estator.

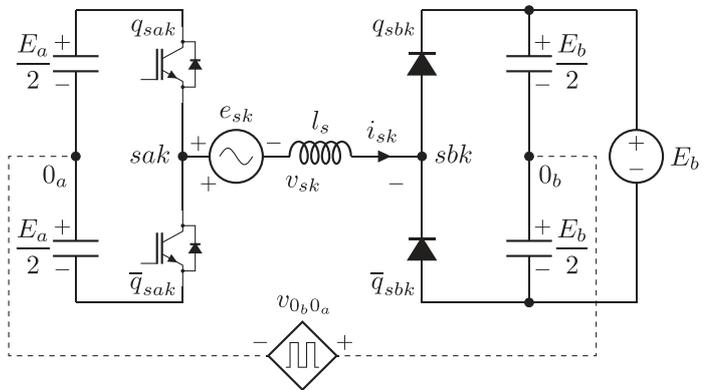
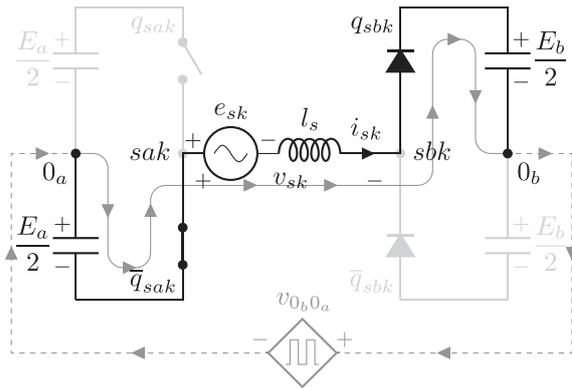
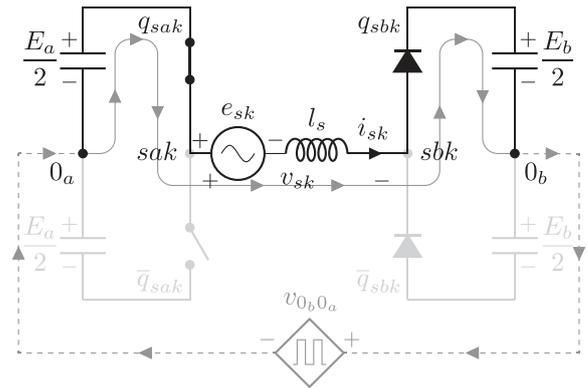


Figura 41 – Condições de operação do SSC levando em consideração os estados das chaves permitidos para a configuração UC-CC-FC.

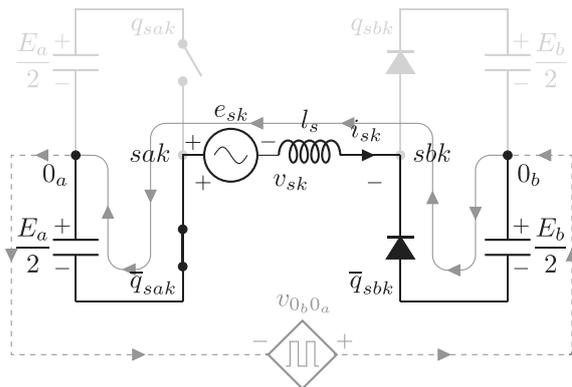
(a) $[q_{sak}, q_{sbk}] = [0, 1]$ e $i_{sk} \geq 0$.



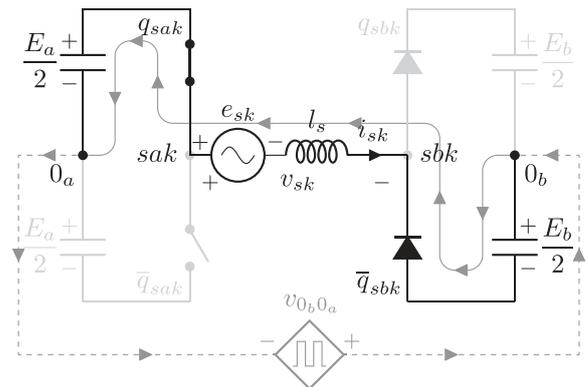
(b) $[q_{sak}, q_{sbk}] = [1, 1]$ e $i_{sk} \geq 0$.



(c) $[q_{sak}, q_{sbk}] = [0, 0]$ e $i_{sk} < 0$.



(d) $[q_{sak}, q_{sbk}] = [1, 0]$ e $i_{sk} < 0$.



flutuante (0_a), as tensões de fase aplicadas ao circuito do estator (v_{sk}) são definidas como:

$$v_{sk} = v_{sabk} - v_{0_b0_a}, \quad (4.3)$$

$$v_{sabk} = v_{sak0_a} - v_{sbk0_b}. \quad (4.4)$$

Tabela 6 – Estados das chaves e tensões de saída dos conversores para a configuração UC-CC-FC.

Estados das chaves		Tensões de polo		Estados permitidos		Tensões de saída
q_{sak}	q_{sbk}	v_{sak0_a}	v_{sbk0_b}	$i_{sk} \geq 0$	$i_{sk} < 0$	v_{sabk}
0	0	$-E_a/2$	$-E_b/2$	-	$[0, 0]$	$-(E_a - E_b)/2$
0	1	$-E_a/2$	$E_b/2$	$[0, 1]$	-	$-(E_a + E_b)/2$
1	0	$E_a/2$	$-E_b/2$	-	$[1, 0]$	$(E_a + E_b)/2$
1	1	$E_a/2$	$E_b/2$	$[1, 1]$	-	$(E_a - E_b)/2$

A Tabela 6 lista os estados possíveis das chaves para cada condição de operação, bem como as tensões de polo e as tensões de saída do conversor. As condições de operação dependem dos estados das chaves, devido à presença dos diodos no SSC-B, que permitem a passagem de corrente em apenas uma direção. Cada condição de operação permitida está ilustrada na Figura 41. Como mostrado na Tabela 6, os estados das chaves permitidos dependem da direção da corrente. Se $i_{sk} \geq 0$, a tensão v_{sabk} alterna entre $-(E_a + E_b)/2$ e $(E_a - E_b)/2$. Já se $i_{sk} < 0$, a tensão v_{sabk} alterna entre $-(E_a - E_b)/2$ e $(E_a + E_b)/2$. Desta forma, o SSC pode reproduzir uma tensão senoidal durante todo o período apenas quando as tensões e correntes estão em diferentes polaridades.

Como o circuito do rotor utiliza o mesmo conversor da configuração UC-CC e HCC-HCC, modelo do RSC apresentado em (2.5)-(2.7) também é válido para a configuração UC-CC-FC.

4.3 ESTRATÉGIA PWM

Da mesma forma que na configuração UC-CC e HCC-HCC, com o objetivo de evitar as distorções nas correntes ocasionadas na passagem pelo zero, a potência reativa do sistema deve ser nula. Dessa forma, as correntes do estator devem estar 180° defasadas das tensões, podendo ser definidas duas regiões distintas de operação.

Quando $i_{sk} \geq 0$, os diodos superiores do SSC-B (q_{sbk}) conduzem as correntes da máquina. Dessa forma, a partir das Figuras 41(a) e 41(b), e de (4.1), as tensões de polo de referência do SSC-B ($v_{sbk0_b}^*$) podem ser definidas como:

$$v_{sbk0_b}^* = \frac{E_b}{2}. \quad (4.5)$$

Já quando $i_{sk} < 0$, os diodos inferiores do SSC-B (\bar{q}_{sbk}) conduzem as correntes da máquina. Dessa forma, a partir das Figuras 41(c) e 41(d), e de (4.2), as tensões de polo de referência do SSC-B ($v_{sbk0_b}^*$) podem ser definidas como:

$$v_{sbk0_b}^* = -\frac{E_b}{2}. \quad (4.6)$$

A partir de (4.3) e (4.4), as tensões de polo de referência do SSC-A ($v_{sak0_a}^*$) podem

ser escritas como:

$$v_{sak0_a}^* = v_{sk}^* + v_{sbk0_b}^* + v_{0_b0_a}^*. \quad (4.7)$$

A tensão homopolar de referência $v_{0_b0_a}^*$ deve ser normalizada pelo coeficiente de roda livre μ_{s0} ($0 \leq \mu_{s0} \leq 1$), de forma a respeitar os limites impostos pelo barramento DC. Dessa forma:

$$v_{0_b0_a}^{*\max} = \frac{E_a^*}{2} - \max(v_{sk}^* + v_{sbk0_b}^*), \quad (4.8)$$

$$v_{0_b0_a}^{*\min} = -\frac{E_a^*}{2} - \min(v_{sk}^* + v_{sbk0_b}^*), \quad (4.9)$$

$$v_{0_b0_a}^* = \mu_{s0} v_{0_b0_a}^{*\max} + (1 - \mu_{s0}) v_{0_b0_a}^{*\min}. \quad (4.10)$$

As tensões de fase de referências do circuito do estator (v_{sk}^*) são definidas a partir do sistema de controle de tensão do barramento flutuante. Dessa maneira, os sinais de ativação das chaves do SSC-A (q_{sak}) podem ser gerados comparando as tensões de polo de referência ($v_{sak0_a}^*$), definidas em (4.7), com uma portadora triangular de alta frequência.

A estratégia PWM do RSC para a configuração UC-CC-FC é a mesma apresentada para a configuração UC-CC.

4.4 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO SISTEMA

4.4.1 Regiões de operação permitidas

Na configuração UC-CC-FC os conversores do SSC são ligados a barramentos distintos, onde E_a é a tensão do barramento flutuante ligado ao SSC-A e E_b é tensão do barramento DC fixo ligado ao SSC-B. A relação entre as tensões E_a e E_b pode ser definida como:

$$N = \frac{E_b}{E_a}. \quad (4.11)$$

O espaço vetorial para diferentes relações de barramento DC (N) está ilustrado pela Figura 42. Para cada valor de N são definidos seis setores (I, II, III, IV, V e VI) que dependem exclusivamente da direção das correntes do estator, limitadas pela operação do SSC-B. Em cada setor de operação, as chaves do SSC-A podem ser controladas apenas dentro do hexágono centrado na região (cinza claro). Nas regiões próximas às mudanças de estado do conversor B, deve haver interseção dos hexágonos (cinza escuro) para que seja possível reproduzir a senoide corretamente. Estas zonas de interseção definem os limites máximos e mínimos dos índices de modulação (zona hachurada) para cada relação de barramentos N . Na configuração UC-CC-FC, o índice de modulação (m) do conversor pode ser definido a partir da tensão de pico da máquina ($V_p^* = \sqrt{2}V_s^*$):

$$m = \frac{\sqrt{3}V_p^*}{E_a^* + E_b^*}. \quad (4.12)$$

Figura 42 – Espaço vetorial para diferentes relações de barramento para a configuração UC-CC-FC.

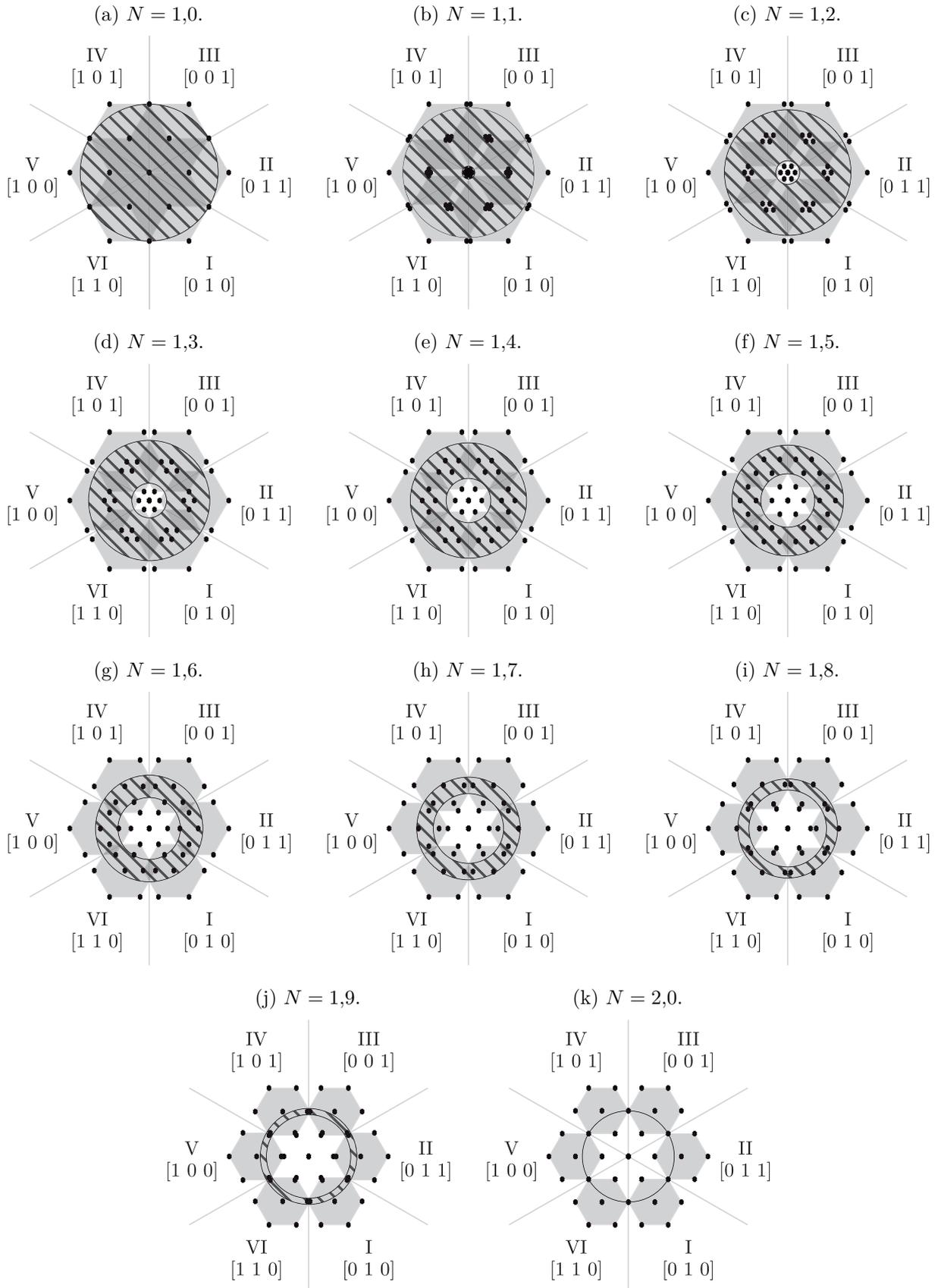
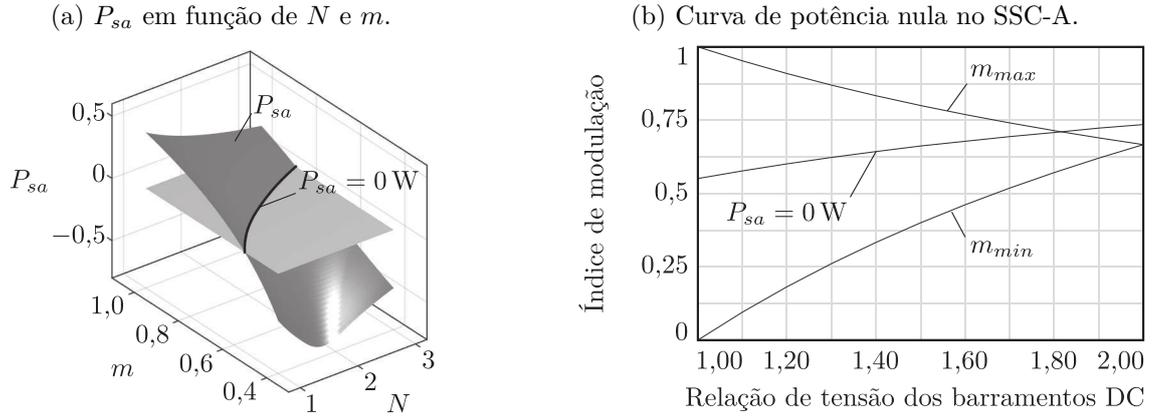


Figura 43 – Análise da curva de potência média nula no SSC-A para a configuração UC-CC-FC.



Dessa forma, analisando geometricamente as relações impostas pelas áreas hachuradas na Figura 42, é possível definir o valor mínimo (m_{min}) e máximo (m_{max}) do índice de modulação que permita a reprodução da senoide em todo período de chaveamento. Para $1 \leq N \leq 2$:

$$m_{min} = 2 \frac{(N - 1)}{(N + 1)}, \quad (4.13)$$

$$m_{max} = 1 - \frac{(N - 1)}{(N + 1)}. \quad (4.14)$$

4.4.2 Curva de potência nula no SSC-A

De forma a determinar a potência processada no SSC-A (P_{sa}) em função da relação entre os barramentos (N) e o índice de modulação (m), uma análise em regime permanente do circuito ligado ao estator da máquina foi feita no *software* Matlab. O DFIG foi considerado como uma fonte de potência ideal de 1 pu, operando com fator de potência unitário, isto é, as correntes são senoides perfeitas defasadas 180° das tensões do estator. Foram feitas séries de simulações considerando o modelo do SSC discutido para a configuração UC-CC-FC. A relação de tensão entre os barramentos foi variada de 1 até 3, em incrementos de 0,01. Já o índice de modulação foi variado de 0,4 até 1,0, em incrementos de 0,01. O passo de cálculo utilizado foi de 10^{-7} , o tempo total de cada simulação foi 0,05 s, a tensão de barramento DC fixo foi mantida constante e normalizada em $E_b = 1$ pu, e a frequência foi 60 Hz.

Em cada simulação, o valor médio da potência processada no SSC-A foi computada, e o resultado obtido está ilustrado pela Figura 43. A Figura 43(a) mostra a superfície gerada para a análise da potência processada em função da relação entre os barramentos e o índice de modulação. A interseção desta superfície com o plano que corta o eixo de P_{sa} em zero, retorna a curva de operação para a qual a potência processada no SSC-A é nula. A Figura 43(b) mostra esta curva, relacionado os valores de m e N para os quais $P_{sa} = 0$ W. Esta curva é importante pois, para que a tensão sobre o barramento flutuante

Figura 44 – Tensões de saída geradas considerando potência média nula no SSC-A para a configuração UC-CC-FC.

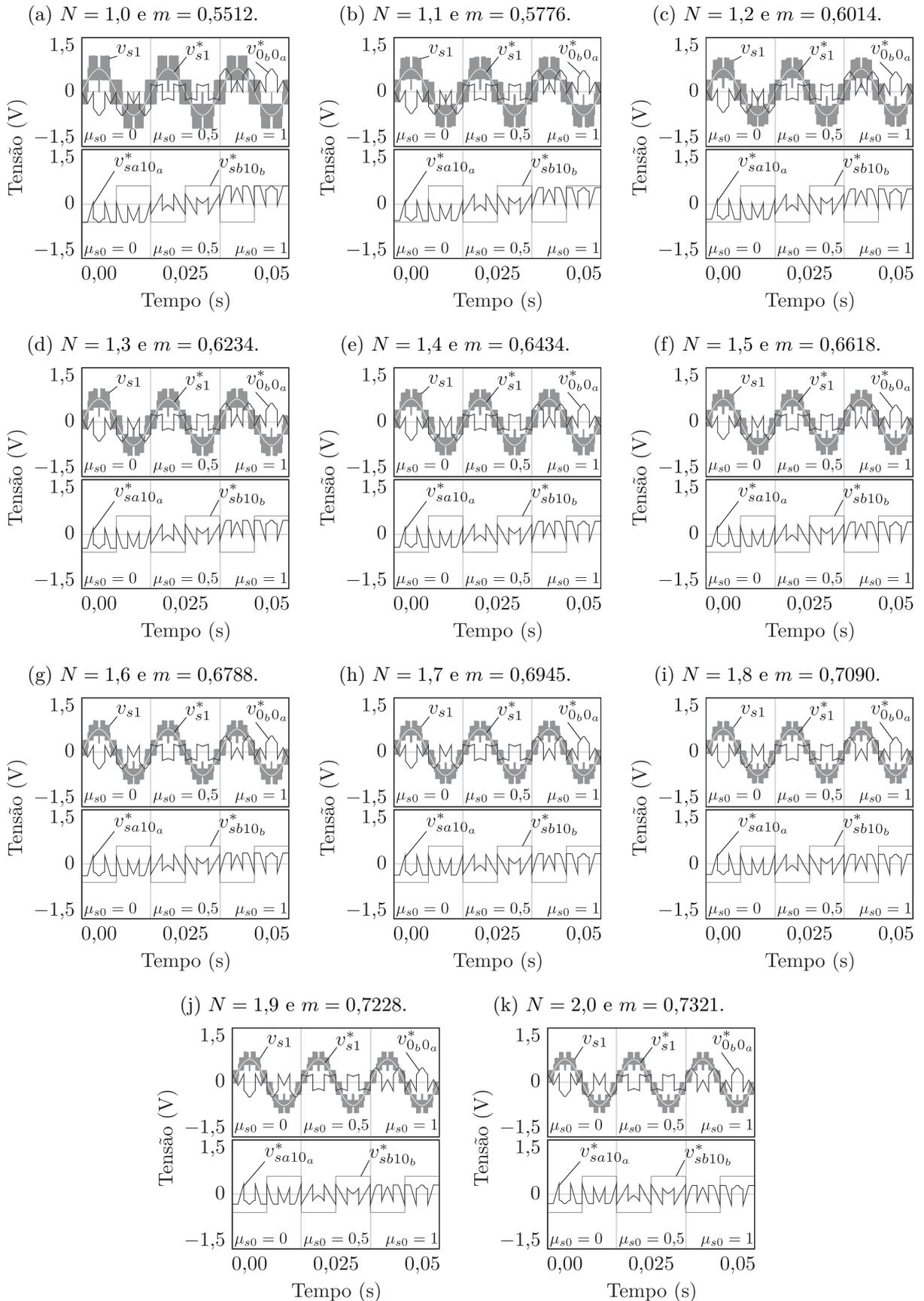
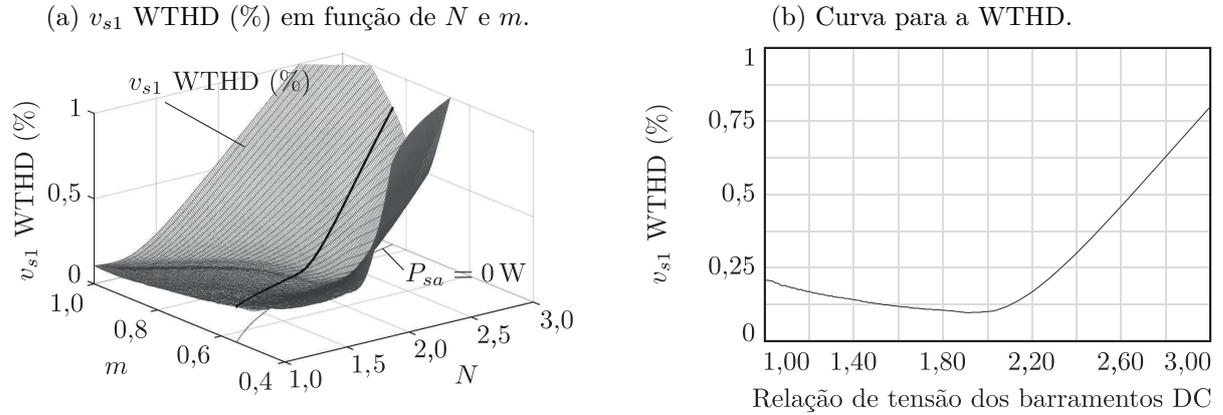


Figura 45 – Análise da curva de WTHD das tensões chaveados no circuito do estator para a configuração UC-CC-FC.



(E_a) fique estabilizada, a potência média no barramento deve ser nula. Na Figura 43(b) também são mostradas as curvas dos índices de modulação mínimo e máximo em função de N . Como discutido anteriormente, o índice de modulação adotado deve ser tal que $m_{min} \leq m \leq m_{max}$, para que a senoide possa ser reproduzida corretamente em todo período de chaveamento.

A Figura 44 mostra a tensão de fase (v_{s1}) aplicada no SSC, bem como as referências para a tensão de fase (v_{s1}^*), tensão homopolar ($v_{0_b0_a}^*$), tensão de polo no SSC-A ($v_{sak0_a}^*$), e para a tensão de polo no SSC-B ($v_{sbk0_b}^*$), para variados valores de relação de tensão de barramento. As formas de onda exibidas consideram a operação com $P_{sa} = 0 \text{ W}$ e todos os valores normalizados em torno $E_b = 1 \text{ pu}$. Foram considerados três períodos de operação, cada período exibindo um valor diferente para $\mu_{s0} = 0, 0,5$ e 1 . É possível notar que quanto maior o valor da relação entre os barramentos, mais definida a tensão chaveada no estator vai se tornando, e maior o índice de modulação adotado.

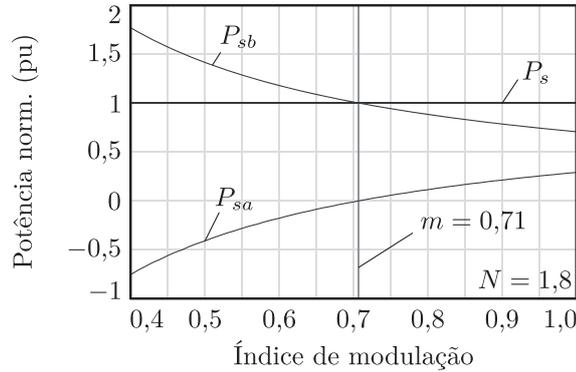
4.4.3 WTHD da tensão do estator

Como é possível notar pela Figura 44, é possível escolher o ponto de operação em que a configuração UC-CC-FC mantém a tensão do barramento flutuante fixa em função da relação entre barramentos. Neste trabalho, optou-se por escolher a relação de barramentos tal que a a distorção harmônica total ponderada (*weighted total harmonic distortion* - WTHD) da tensão chaveada no circuito do estator fosse minimizada. A WTHD pode ser calculada como:

$$\text{WTHD} (\%) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2}, \quad (4.15)$$

onde α_1 é a amplitude da tensão fundamental, α_h é a amplitude do componente harmônico de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerados ($N_h = 1000$).

Figura 46 – Distribuição de potência nos conversores ligados ao circuito do estator para $N = 1,8$ na configuração UC-CC-FC.

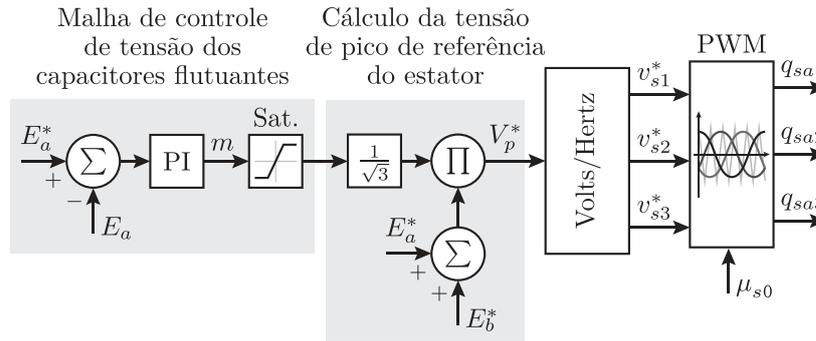


De forma a determinar a WTHD das tensões chaveadas no circuito do estator em função da relação entre os barramentos (N) e o índice de modulação (m), uma análise em regime permanente do circuito ligado ao estator da máquina foi feita no *software* Matlab. As mesmas condições da simulação para a superfície de potência foram utilizadas. A frequência de chaveamento foi 10 kHz. Em cada simulação, a WTHD da tensão v_{s1} foi computada, e o resultado obtido está ilustrado pela Figura 45. A Figura 45(a) mostra a superfície gerada para a análise da WTHD de v_{s1} em função da relação entre os barramentos e o índice de modulação. Combinando esta superfície com os valores de N e m obtidos para $P_{sa} = 0$ W, é possível escrever a curva de WTHD em função da relação entre barramentos, como ilustrado pela Figura 45(b). É possível notar que o sistema opera com WTHD mínima quando a relação de tensão entre barramentos é $N \approx 1,95$. Mas combinando as informações das Figuras 43(b) e 45(b), é possível notar que para $N = 1,8$ o conversor opera dentro da região de operação permitida pelos índices de modulação máximo e mínimo, além de apresentar valores mínimos para a WTHD da tensão no estator.

4.4.4 Distribuição de potência nos conversores

De forma a determinar a potência processada em cada um dos conversores ligados ao circuito do estator, a análise do fluxo de potência do sistema foi feita no *software* Matlab. Foram feitas séries de simulações considerando o modelo do SSC discutido. O índice de modulação foi variado de 0,4 até 1,0, em incrementos de 0,01. O passo de cálculo utilizado foi de 10^{-6} , o tempo total de cada simulação foi 0,1 s, a tensão de barramento DC fixo foi normalizada em $E_b = 1$ pu e a tensão do barramento flutuante foi definida tal que $N = 1,8$. Em cada simulação, o valor médio da potência processada em cada conversor foi computada, e o resultado obtido está ilustrado pela Figura 46. Para $m < 0,71$, a potência no SSC-B está fluindo em direção à rede DC, no entanto a potência processada é maior que a potência gerada ($P_{sb} > 1$ pu). Esta potência adicional está vindo da própria rede DC, e é suprida pelo SSC-A. Por outro lado, para $m > 0,71$, a potência em ambos os conversores SSC-A e SSC-B flui em direção à rede DC. Por fim, para $m = 0,71$, toda

Figura 47 – Diagrama da malha de controle do SSC para a configuração UC-CC-FC.



potência gerada é processada pelo SSC-B. Dessa forma, a potência média processada no SSC-A é nula, permitindo a estabilização da tensão no barramento flutuante.

4.5 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle pode ser subdividido em duas malhas de controle que atuam de forma coordenada: a malha de controle para o SSC e a malha de controle do RSC. Como o controle do RSC já foi abordado no Capítulo 2, apenas a malha de controle do SSC será discutida nesta seção.

O sistema de controle do SSC para a configuração UC-CC-FC tem a função de regular a tensão do barramento flutuante (E_a). Como é mostrado na Figura 46(c), as potências processadas no SSC-A e SSC-B (P_{sa} e P_{sb}) dependem do valor do índice de modulação (m). Quando $P_{sa} > 0$, os capacitores do barramento flutuante estão carregando. Já quando $P_{sa} < 0$, os capacitores do barramento flutuante estão descarregando. Por último, para $P_{sa} = 0$, o barramento flutuante não está carregando nem descarregando, isto é, a tensão E_a está em um valor estável.

Dessa forma, a partir do diagrama de controle ilustrado pela Figura 47, a tensão do barramento flutuante (E_a) é comparada com seu valor de referência (E_a^*) e regulada por um controlador PI. A saída do controlador fornece o valor de referência para o índice de modulação (m) que será utilizado no SSC. Então, o índice de modulação é usado para calcular a tensão de pico de referência, como definido em (4.12). Por último, as tensões de referência para o circuito do estator (v_{sk}^*) são definidas por meio de uma estratégia de controle Volts/Hertz, de modo a manter o fluxo nominal no circuito do estator da máquina. Estas tensões são utilizadas na estratégia PWM para gerar os estados das chaves que acionam o SSC-A (q_{sak}).

4.6 SIMULAÇÕES

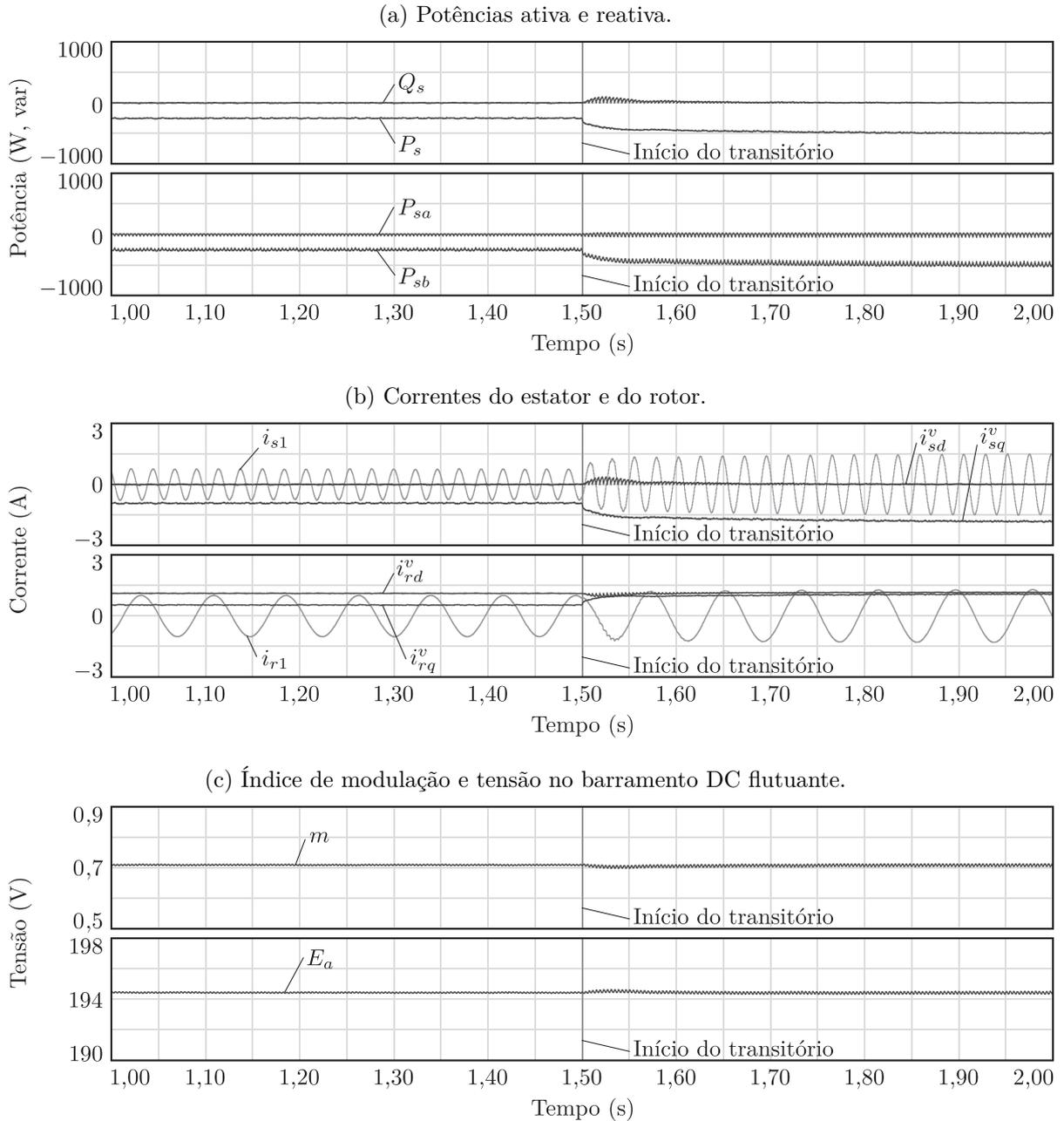
4.6.1 Caracterização das simulações

De forma a verificar o funcionamento da configuração UC-CC-FC, o esquema da Figura 39, operando com as malhas de controle da Figura 17(b) e da Figura 47, foi implementado no *software* PSIM. Os ganhos proporcional e integral do controlador da tensão de barramento flutuante (K_{pea} e K_{iea}) foram definidos de forma empírica: $K_{pea} = 0,05$ e $K_{iea} = 0,5$. Os ganhos proporcional e integral dos controladores das correntes do rotor (K_{pir} e K_{iir}) e das potências do estator (K_{ppq} e K_{ipq}), respectivamente, foram definidos conforme Apêndice B: $K_{pir} = 1,42$, $K_{iir} = 494,84$, $K_{ppq} = 0,79 \times 10^{-3}$ e $K_{ipq} = 45,19 \times 10^{-3}$. O DFIG utilizado na simulação é a mesma máquina utilizada nas simulações para a configuração UC-CC, um gerador de 0,56 kW (220 V/60 Hz), com os parâmetros listados na Tabela 3. A potência mecânica é fornecida por um SCIM de 0,55 kW (220 V/60 Hz) diretamente acoplado ao eixo do DFIG. O SCIM foi alimentado em malha aberta em sua tensão nominal. Este arranjo foi utilizado de forma a representar as mesmas condições em que a configuração foi implementada experimentalmente, como será discutido na seção 4.7. A tensão do barramento DC fixo foi de $E_b^* = 350$ V. A relação entre as tensões de barramento foi ajustada para $N = 1,8$, resultando em uma tensão do barramento DC flutuante de $E_a^* = 194,44$ V. Os coeficientes de roda livre para as estratégias PWM dos conversores foram $\mu_{s0} = \mu_{r0} = 0,5$, a frequência de chaveamento foi 10 kHz. O passo de cálculo das simulações foi 1×10^{-6} , e a frequência de amostragem dos resultados foi 10 kHz.

4.6.2 Resposta para degrau no controle de potência

Na Figura 48 é mostrada a resposta do sistema ao degrau na referência de potência ativa para a configuração UC-CC-FC. Inicialmente, a referência para potência ativa do estator foi mantida em $P_s^* = -250$ W, e foi alterada para $P_s^* = -500$ W em $t = 1,5$ s. As referências para a potência reativa ($Q_s^* = 0$ var) e tensão do barramento flutuante ($E_a^* = 194,44$ V) foram mantidas constantes. Na Figura 48(a) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator do DFIG, controladas para suas respectivas referências. A distribuição das potências entre o SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}) também é mostrada. É possível perceber que a potência média processada no SSC-A é nula, enquanto o SSC-B processa a maior parte da potência do sistema. Na Figura 48(b) é mostrada a resposta das correntes do estator (i_{s1} , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1} , i_{rd}^v e i_{rq}^v) do DFIG. Como descrito no modelo assumido em (2.31) e (2.32), a componente q das correntes do rotor reage às variações na potência ativa. As correntes de ambos os circuitos do estator e do rotor variam em amplitude e frequência. Na Figura 48(c) são mostrados o índice de modulação (m) e a tensão do barramento DC flutuante (E_a). Ambas as medições mantêm a estabilidade mesmo diante da variação em degrau para o controle da potência.

Figura 48 – Simulação da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC-FC.



4.6.3 Resposta em regime permanente

Na Figura 49 é mostrada a resposta em regime permanente para configuração UC-CC-FC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes: $P_s^* = -500 \text{ W}$, $Q_s^* = 0 \text{ var}$, $i_{so}^s = 0 \text{ A}$ e $E_a^* = 194,44 \text{ V}$. Na Figura 49(a) são mostradas a tensão chaveada na fase 1 do estator (v_{s1}), sua referência (v_{s1}^*) e a corrente (i_{s1}). É possível notar que a corrente está 180° defasada da tensão, reduzindo o efeito da distorção na passagem pelo zero. Na Figura 49(b) são mostradas a tensão chaveada na fase 1 do estator excluindo a componente homopolar (v_{sab1}) e sua referência (v_{sab1}^*). São exibidas tensões chaveadas

Figura 49 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC-FC.

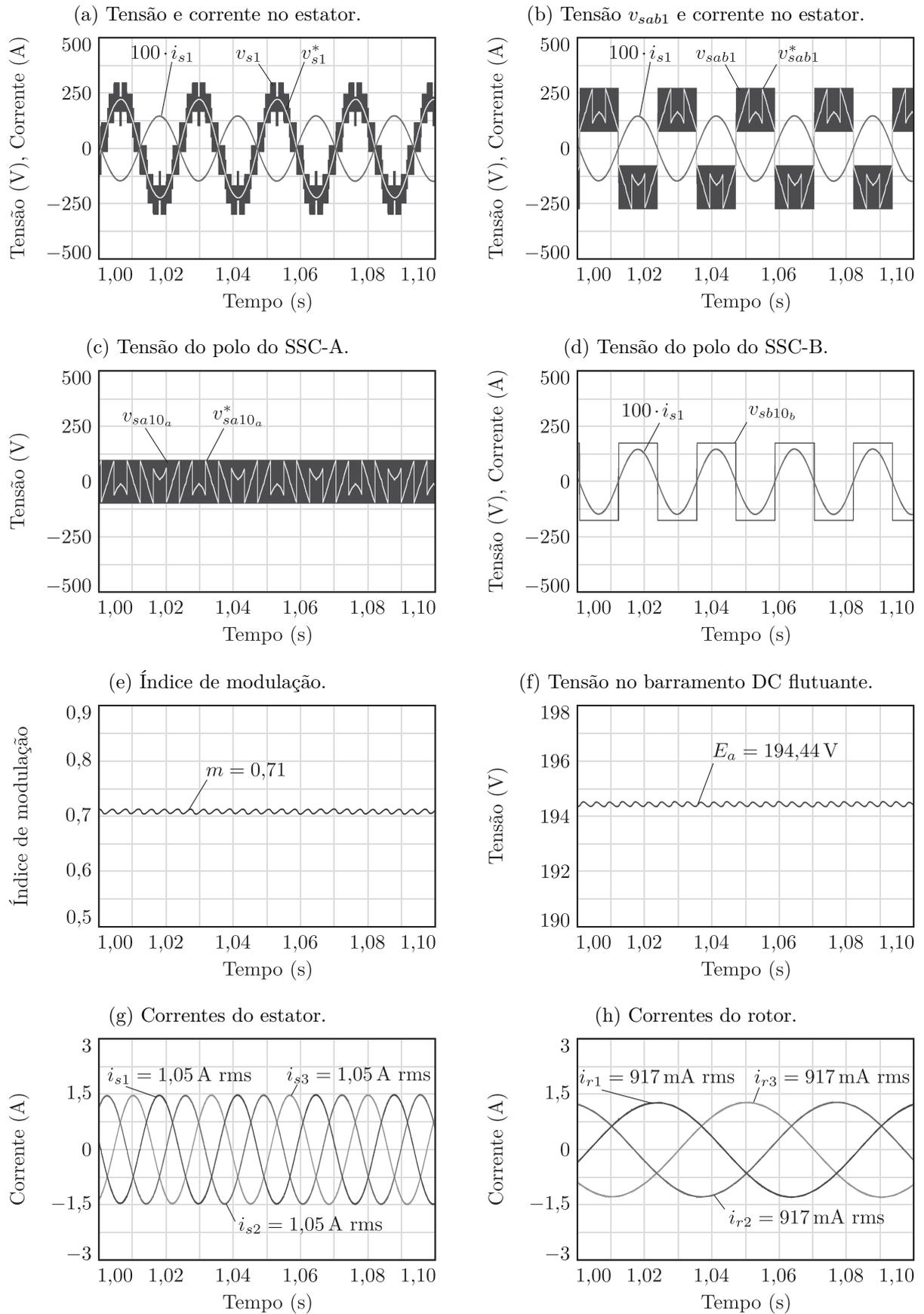
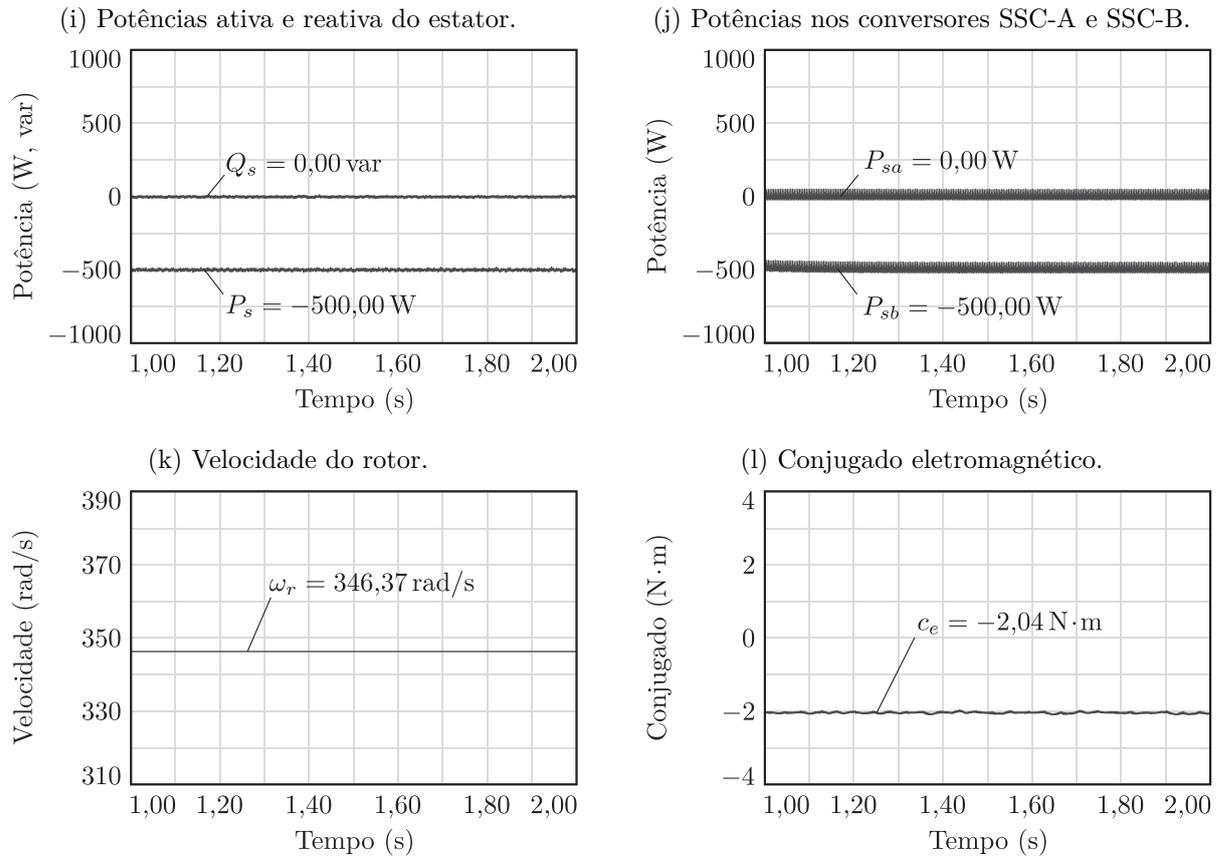


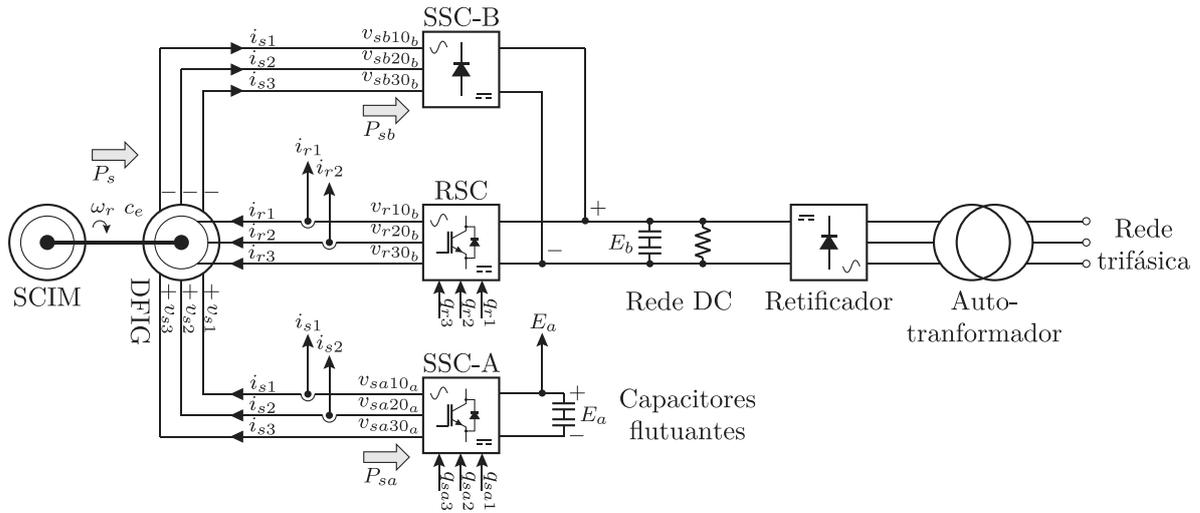
Figura 49 – Simulação em regime permanente mostrando a operação da configuração UC-CC-FC.



que se comportam conforme listado na Tabela 6: quando $i_{s1} \geq 0$, v_{sab1} chaveia entre $-(E_a + E_b)/2$ e $(E_a - E_b)/2$; e quando $i_{s1} < 0$, v_{sab1} chaveia entre $-(E_a - E_b)/2$ e $(E_a + E_b)/2$. Na Figura 49(c) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-A (v_{sa10_a}) e sua referência ($v_{sa10_a}^*$). Neste caso, a tensão v_{sa10_a} chaveia entre $-E_a/2$ e $E_a/2$, dependendo da posição da referência. Na Figura 49(d) são mostradas a tensão de polo chaveada no braço 1 do SSC-B (v_{sb10_b}) e sua referência ($v_{sb10_b}^*$). Essas tensões são determinadas exclusivamente pela direção da corrente: quando $i_{s1} \geq 0$, $v_{sb10_b} = E_b/2$; e quando $i_{s1} < 0$, $v_{sb10_b} = -E_b/2$.

Na Figura 49(e) é mostrado o índice de modulação (m). Como discutido anteriormente, para a operação considerando a relação de tensão entre os barramento DC $N = 1.8$ e $P_{sa} = 0 \text{ W}$, o índice de modulação assume um valor aproximado de $m = 0.71$. Na Figura 49(f) é mostrada a tensão no barramento flutuante (E_a). Como é possível perceber, o valor foi controlado adequadamente para sua referência ($E_a^* = 194,44 \text{ V}$). Na Figura 49(g) são mostradas as correntes no estator (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). Na Figura 49(h) são mostradas as correntes no rotor (i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}). Ambas as correntes são balanceadas e apresentam aspecto senoidal. Na Figura 49(i) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator. Na Figura 49(j) são mostradas as potências processadas no SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}). As potências foram controladas adequadamente para seus valores de

Figura 50 – Diagrama da montagem experimental para a configuração UC-CC-FC.



referência. Além disso, a potência média processada no SSC-A é nula, enquanto o SSC-B processa a maior parte da potência do sistema. Na Figura 49(k) é mostrada a velocidade do rotor (ω_r). Na Figura 49(l) é mostrado o conjugado eletromagnético (c_e). O sistema opera com velocidade do rotor e conjugado eletromagnético sem oscilações significantes.

As simulações mostram que a estratégia PWM e os sistemas de controle alcançaram os objetivos desejados para a configuração UC-CC-FC: o controle das potências ativa e reativa no estator; correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor; controle do barramento DC flutuante sem necessidade de fontes adicionais, e o gerador está operando sem grandes oscilações no conjugado eletromagnético ou na velocidade do rotor.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.7.1 Caracterização do experimento

De forma a verificar experimentalmente o funcionamento da configuração UC-CC-FC, o esquema da Figura 39, operando com as malhas de controle apresentadas na Figura 17(b) e na Figura 47, foi implementado em laboratório. Um diagrama da montagem experimental é apresentado na Figura 50. Os ganhos dos controladores foram os mesmos utilizados nas simulações: $K_{p_{ea}} = 0,05$, $K_{i_{ea}} = 0,5$, $K_{p_{ir}} = 1,42$, $K_{i_{ir}} = 494,84$, $K_{p_{pq}} = 0,79 \times 10^{-3}$ e $K_{i_{pq}} = 45,19 \times 10^{-3}$. Os parâmetros do experimento foram os mesmos utilizados nas simulações: tensão de barramento DC $E_b = 350$ V, relação de tensão de barramentos $N = 1,8$, resultando em uma tensão de referência do barramento DC flutuante de aproximadamente $E_a^* = 194,44$ V, os coeficientes de roda livre para as estratégias PWM dos conversores foram $\mu_{s0} = \mu_{r0} = 0,5$, frequência de chaveamento de 10 kHz e frequência de amostragem de 10 kHz. A tensão de barramento da rede DC foi fornecida por um retificador trifásico independente baseado em diodos conectado a um autotransformador.

Um resistor de aproximadamente $150\ \Omega$ foi conectado ao barramento de modo a consumir a potência gerada pelo DFIG, visto que o retificador independente permite a passagem de potência apenas no sentido da rede elétrica para o barramento DC.

Foram medidas duas correntes do estator (i_{s1} e i_{s2}) e duas correntes do rotor (i_{r1} e i_{r2}). Como não há caminho para circulação de corrente nos circuitos do estator e do rotor, a terceira corrente do estator e do rotor foi estimada a partir das outras duas correntes ($i_{s3} = -(i_{s1} + i_{s2})$ e $i_{r3} = -(i_{r1} + i_{r2})$). Também foi medida a tensão do barramento DC flutuante (E_a). As tensões do estator não foram medidas, e os valores de referência foram usados para estimar os valores medidos das potências ativa e reativa no estator. A bancada experimental foi a mesma utilizada para a configuração UC-CC, conforme ilustrada na Figura 23. O mesmo conjunto de máquinas utilizado para os resultados experimentais da configuração UC-CC foi utilizado.

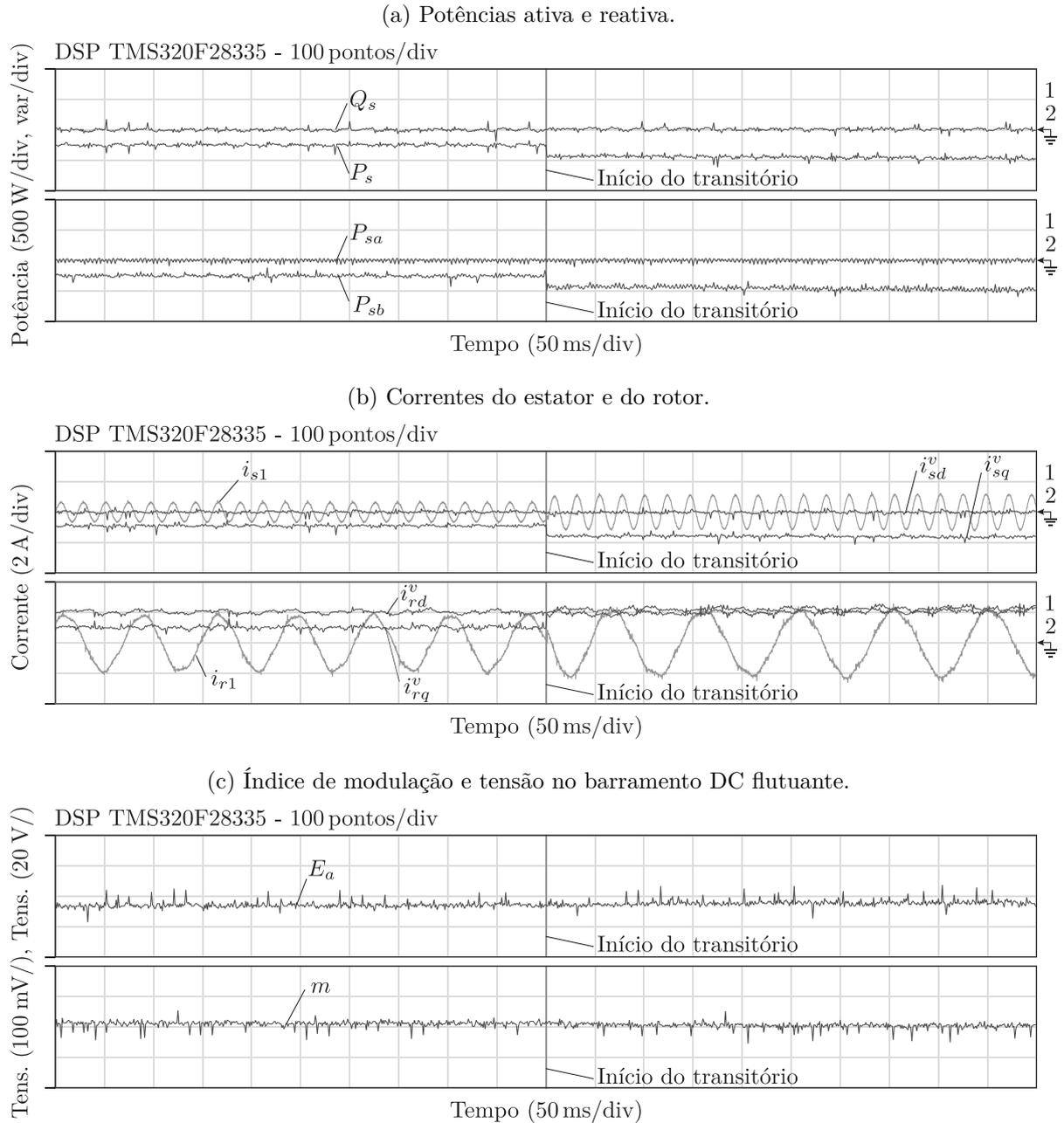
4.7.2 Resposta para degrau no controle de potência

Da mesma forma que foi feito nas simulações, na Figura 51 é mostrada a resposta experimental ao degrau na referência de potência ativa para a configuração UC-CC-FC. Inicialmente, a referência para potência ativa do estator foi mantida em $P_s^* = -250\ \text{W}$, e alterada para $P_s^* = -500\ \text{W}$ posteriormente. As referências para a potência reativa ($Q_s^* = 0\ \text{var}$) e tensão do barramento flutuante ($E_a^* = 194,44\ \text{V}$) foram mantidas constantes. Na Figura 51(a) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator do DFIG, controladas para suas respectivas referências. A distribuição das potências entre o SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}) também é mostrada. É possível perceber que a potência média processada no SSC-A é nula, enquanto o SSC-B processa a maior parte da potência do sistema. Na Figura 51(b) é mostrada a resposta das correntes do estator (i_{s1} , i_{sd}^v e i_{sq}^v) e do rotor (i_{r1} , i_{rd}^v e i_{rq}^v) do DFIG. Na Figura 51(c) são mostrados o índice de modulação (m) e a tensão do barramento DC flutuante (E_a). Os resultados experimentais obtidos são coerentes com as simulações exibidas na Figura 48, com a tensão de barramento DC flutuante mantendo a estabilidade mesmo diante da variação em degrau para o controle da potência. As diferenças de resposta transitória do controle em relação às simulações apresentadas na Figura 48 se devem a imprecisões entre os parâmetros da máquina simulada e da máquina usada nos experimentos.

4.7.3 Resposta em regime permanente

Na Figura 52 são mostrados resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC-FC. Todas as referências de controle foram mantidas constantes conforme feito nas simulações em regime permanente para a configuração UC-CC-FC. Na Figura 52(a) são mostradas a tensão de fase e a tensão no circuito do estator excluindo a tensão homopolar para a fase 1 do estator. Assim como nas simulações, as correntes

Figura 51 – Resultados experimentais da resposta ao degrau da referência de potência na configuração UC-CC-FC.



estão 180° defasadas das tensões, evidenciando a sincronia de operação do sistema. Na Figura 52(b) é mostrada a tensão chaveada na fase 1 do estator excluindo a componente homopolar (v_{sab1}). É exibida a tensão chaveada conforme listado na Tabela 6: quando $i_{s1} \geq 0$, v_{sab1} chaveia entre $-(E_a + E_b)/2$ e $(E_a - E_b)/2$; e quando $i_{s1} < 0$, v_{sab1} chaveia entre $-(E_a - E_b)/2$ e $(E_a + E_b)/2$. Nas Figuras 52(c) e 52(d) são mostradas as tensões de polo dos conversores SSC-A e SSC-B. Novamente, as tensões de polo do SSC-A são chaveadas entre $-E_a/2$ e $E_a/2$, e as tensões do SSC-B dependem da direção da corrente. Na Figura 52(e) é mostrado o índice de modulação (m). Como discutido anteriormente, para a operação considerando a relação de tensão entre os barramentos DC $N = 1.8$ e $P_{sa} = 0$ W,

Figura 52 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC-FC.

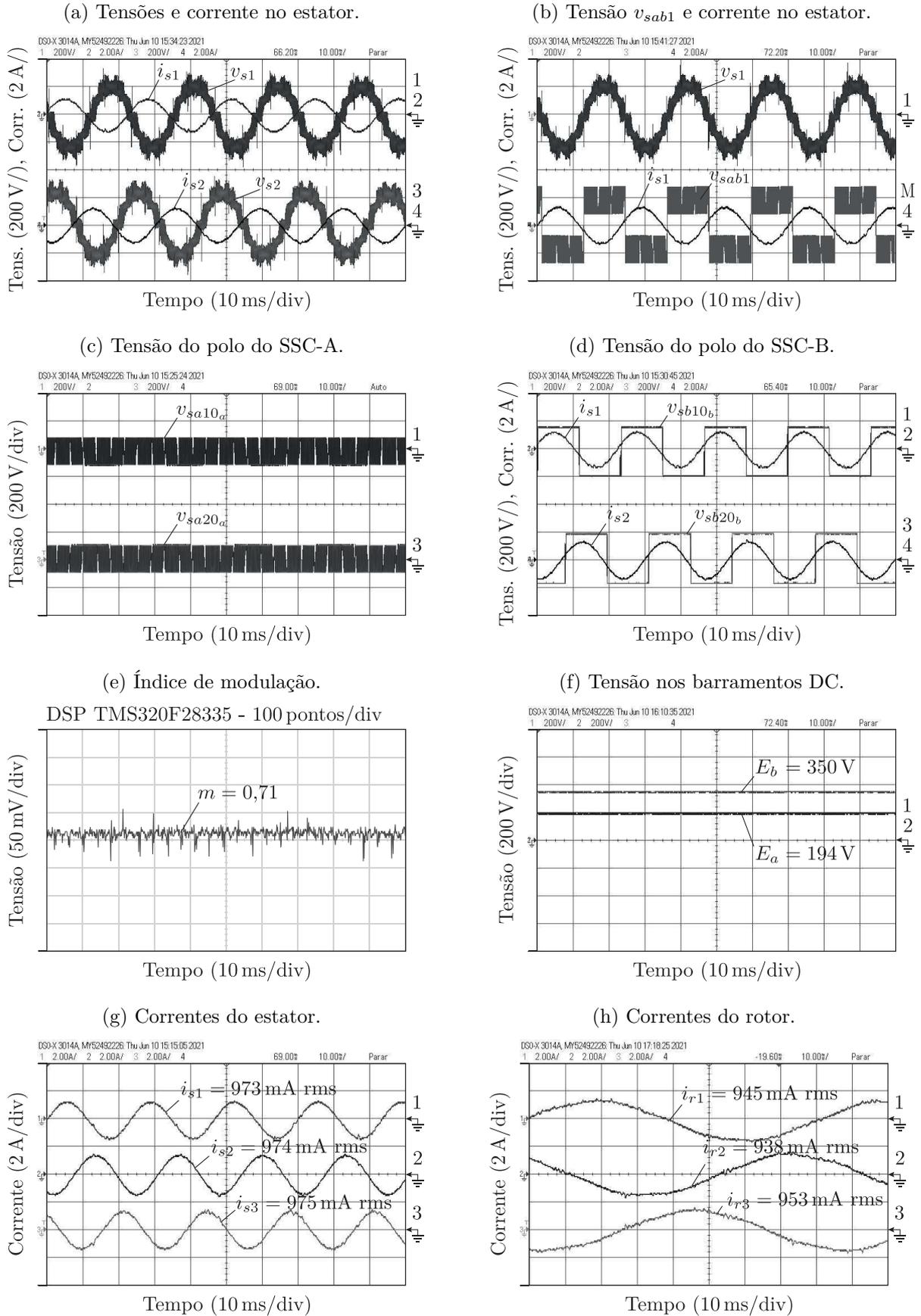
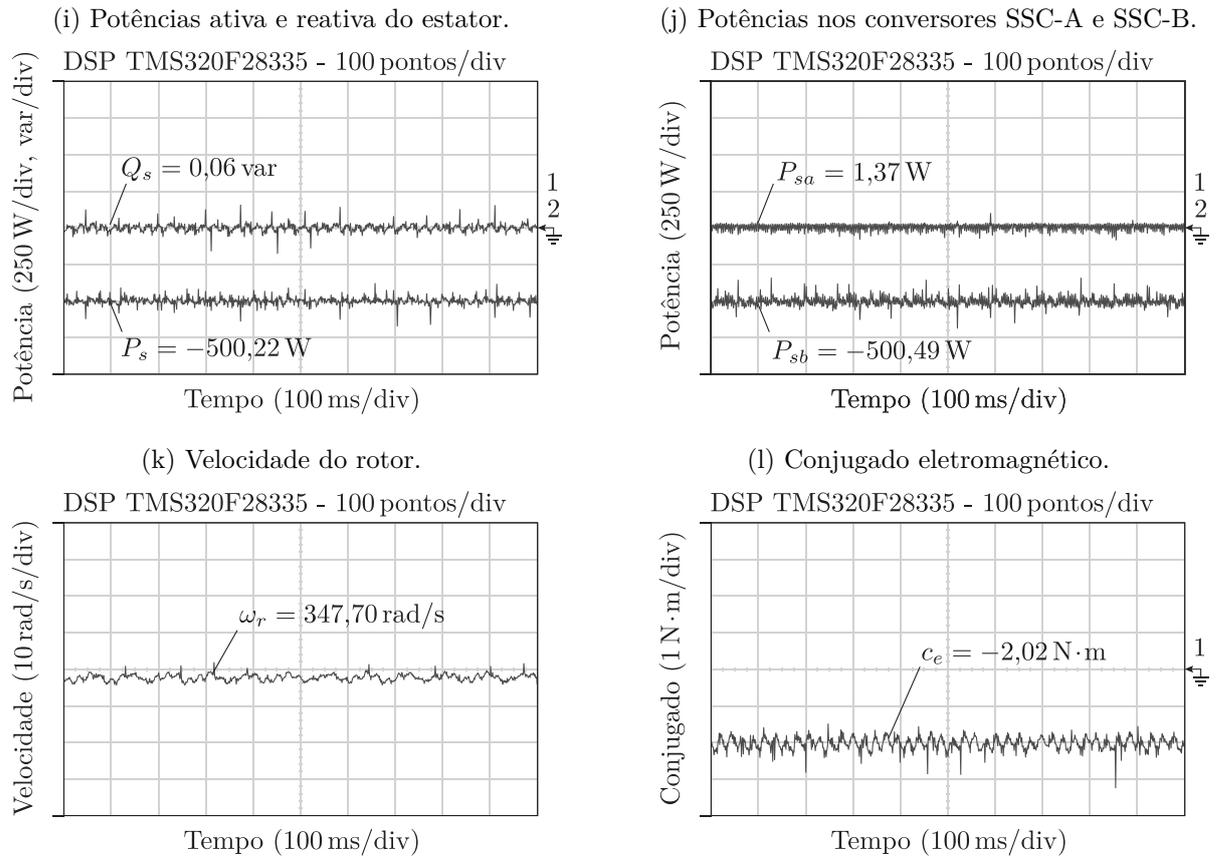


Figura 52 – Resultados experimentais em regime permanente para a configuração UC-CC-FC.



o índice de modulação assume um valor aproximado de $m = 0.71$. Na Figura 52(f) é mostrada a tensão no barramento flutuante (E_a). Como é possível perceber, o valor foi controlado adequadamente para sua referência ($E_a^* = 194,44 \text{ V}$). Nas Figuras 52(g) e 52(h) são mostradas as correntes no estator e no rotor, respectivamente. Ambos os resultados mostram formas de onda balanceadas, senoidais e com baixa distorção.

Na Figura 52(i) são mostradas as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) no estator. Na Figura 52(j) são mostradas as potências processadas no SSC-A (P_{sa}) e SSC-B (P_{sb}). As potências foram controladas adequadamente para seus valores de referência. Além disso, a potência média processada no SSC-A é nula, enquanto o SSC-B processa a maior parte da potência do sistema. Nas Figuras 52(k) e 52(l) são mostradas a velocidade do rotor e o conjugado eletromagnético. Ambos os resultados mostram valores constantes, sem oscilações significantes. Todos os resultados experimentais estão compatíveis com os apresentados nas simulações em regime permanente da Figura 52.

4.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentada a configuração para ligação do DFIG à rede DC denominada UC-CC-FC. São discutidos os princípios de operação do conversor e a estratégia PWM utilizada. Também são discutidos o controle das potências ativa e reativa a partir

do circuito do rotor, e o controle da tensão do barramento DC flutuante. Simulações e resultados experimentais são apresentados, mostrando que as estratégias de controle e PWM adotadas são capazes de garantir a correta operação do sistema, com correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor, e baixas oscilações no conjugado eletromagnético ou na velocidade do rotor. A análise do fluxo de potência do sistema mostrou que quase a totalidade da potência gerada é processada pelo SSC-B, o conversor baseado em diodos. O SSC-A, baseado em IGBTs, processa potência média nula. As simulações e os experimentos mostraram que a tensão do barramento DC flutuante pode ser controlada sem a necessidade de fontes adicionais.

5 ANÁLISE COMPARATIVA

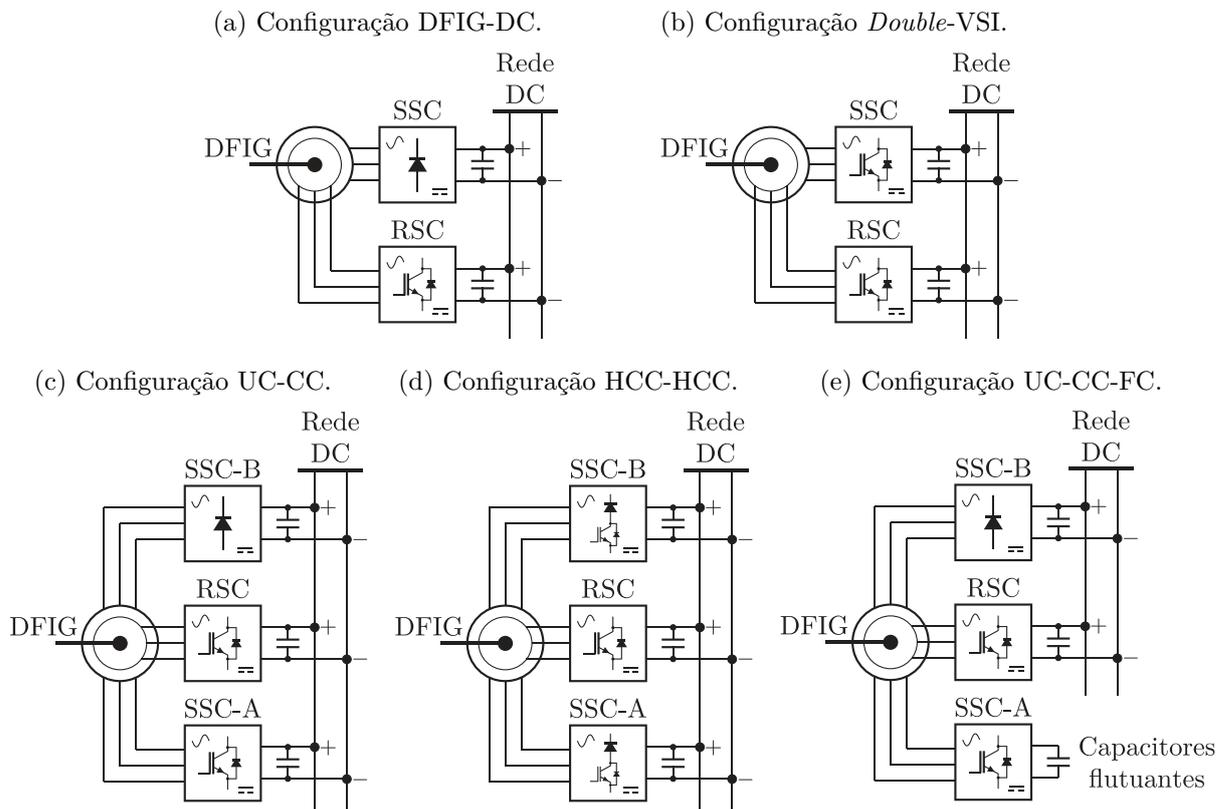
5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas comparações entre as configurações tradicionais para ligação do DFIG à rede DC (DFIG-DC e *Double-VSI*) e as configurações baseadas em conversores duais discutidas nesta tese (UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC). Estas configurações são comparadas em termos do número de componentes, tensão requerida no barramento DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado eletromagnético e perdas de potência nos dispositivos semicondutores. Por último, é apresentada uma discussão sobre aspectos qualitativos relacionando cada vantagem e desvantagem das configurações discutidas.

5.2 CARACTERIZAÇÃO DAS SIMULAÇÕES

Na Figura 53 são ilustradas as configurações consideradas na análise comparativa. As configurações tradicionais DFIG-DC e *Double-VSI*, ilustradas nas Figuras 53(a) e 53(b), respectivamente, foram discutidas na revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 1. As configurações propostas UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC, ilustradas nas Figuras 53(c),

Figura 53 – Configurações de conversores convencionais e duais para ligação do DFIG à rede DC consideradas na análise comparativa.



53(d) e 53(e), respectivamente, foram discutidas ao longo deste trabalho.

Todas as simulações foram executadas levando em consideração os seguintes parâmetros: a referência para a potência ativa $P_s^* = -500$ W, para a potência reativa, $Q_s^* = 0$ var, a velocidade síncrona $\omega_s^* = 377$ rad/s, o coeficiente de roda livre para a estratégia PWM do RSC $\mu_{r0} = 0,5$, a frequência de chaveamento 10 kHz, o passo de cálculo das simulações foi 1×10^{-6} , e a frequência de amostragem dos resultados foi 10 kHz. Para as configurações *Double-VSI*, UC-CC e HCC-HCC, as tensões do estator foram definidas em malha aberta, desconsiderando o controle do SSC. Para a configuração DFIG-DC, o método de controle apresentado em Wu et al. (2020e) foi implementado. Para a configuração UC-CC-FC, o controle da tensão de barramento DC flutuante foi implementado conforme ilustrado na Figura 47. O DFIG utilizado na simulação é a mesma máquina utilizada nas simulações para a configuração UC-CC e UC-CC-FC, um gerador de 0,56 kW (220 V/60 Hz), com os parâmetros listados na Tabela 3. A potência mecânica é fornecida por um SCIM de 0,55 kW (220 V/60 Hz) diretamente acoplado ao eixo do DFIG. O SCIM foi alimentado em malha aberta em sua tensão nominal.

Para a execução das simulações, foi imposta a mesma tensão nominal do estator $V_s = 220$ V para todas as configurações, isto é $V_p = 311$ V. Foi considerada a operação sob o mesmo índice de modulação $m = 0,89$ para todas as configurações, exceto para a configuração UC-CC-FC, devido às limitações que esta topologia oferece para o índice de modulação. Estas condições resultam em uma tensão de barramento da rede DC de $E = 606,22$ V para as configurações DFIG-DC e *Double-VSI*, $E = 350$ V para as configurações UC-CC e HCC-HCC e $E = 488,67$ V para a configuração UC-CC-FC.

5.3 FIGURAS DE MÉRITO

As configurações tradicionais de ligação do DFIG à rede DC, DFIG-DC e *Double-VSI*, foram comparadas com as configurações de conversores duais propostas, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC, em termos do número de componentes, tensão requerida no barramento DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado e perdas de potência nos dispositivos semicondutores.

5.3.1 Características gerais

A composição de cada configuração, tal como o número de IGBTs, de diodos, e a tensão mínima requerida no barramento DC, é listada na Tabela 7. As configurações UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC apresentam o mesmo número de componentes, sendo que todas apresentam maior número de componentes que as configurações DFIG-DC e *Double-VSI*. Por outro lado, as configurações usando conversores duais requerem tensões menores de barramento DC para funcionar, resultando em um estresse menor em cada chave do circuito do estator. A configuração UC-CC-FC requer uma tensão de barramento

Tabela 7 – Características gerais das configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.

Configurações	Número de IGBTs	Número de diodos	Tensão de barramento DC
DFIG-dc	6	6	$\sqrt{3}V_p$
Double-VSI	12	-	$\sqrt{3}V_p$
UC-CC-OEW	12	6	V_p
HCC-HCC-OEW	12	6	V_p
UC-CC-FC-OEW	12	6	$(\sqrt{3}/1,1044)V_p$ ^a

^a para $m = 0,71$ and $N = 1,8$.

da rede DC maior que as outras configurações de conversores duais devido às restrições impostas pelo índice de modulação ($m = 0,71$) e relação entre barramentos ($N = 1,8$). Na prática, uma menor tensão de barramento resulta em menores perdas de potência por chaveamento, quando comparadas com as configurações tradicionais.

5.3.2 Distorções harmônicas

Os resultados de simulação comparando a operação de todas as configurações analisadas são exibidos na Figura 54. Como mostrado na Figura 54(a), a configuração DFIG-DC apresenta tensões não senoidais, já que o circuito do estator está conectado diretamente a uma ponte retificadora baseada em diodos. Já a configuração *Double-VSI* se comporta exatamente como um conversor trifásico de dois níveis. A tensão nas configurações UC-CC e HCC-HCC se comportam como uma ponte-H para cada fase do circuito do estator. A configuração UC-CC-FC apresenta o maior número de níveis de tensão entre todas as configurações comparadas. A taxa de distorção harmônica total (*total harmonic distortion* - THD) é calculada como:

$$\text{THD (\%)} = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\alpha_h)^2}, \quad (5.1)$$

onde α_1 é a amplitude da corrente fundamental, α_h é a amplitude do componente harmônico de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerados ($N_h = 1000$).

Na Figura 54(b) são mostradas as correntes dos sistemas comparados, cada quadro exibindo também a THD da corrente i_{s1} da respectiva configuração. Como consequência das tensões não senoidais, a configuração DFIG-DC apresenta correntes do estator distorcidas, com altos valores para as componentes harmônicas de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem (YU; NIAN; QUAN, 2011). As configurações UC-CC e HCC-HCC apresentam uma maior distorção harmônica nas correntes que a configuração *Double-VSI*. A configuração UC-CC-FC apresenta a menor THD de todas as configurações analisadas. Com exceção da configuração DFIG-DC, as componentes mais significativas de todos os outros sistemas analisados só aparecem na frequência de chaveamento (10 kHz), apenas

Figura 54 – Simulações comparando a operação das configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.

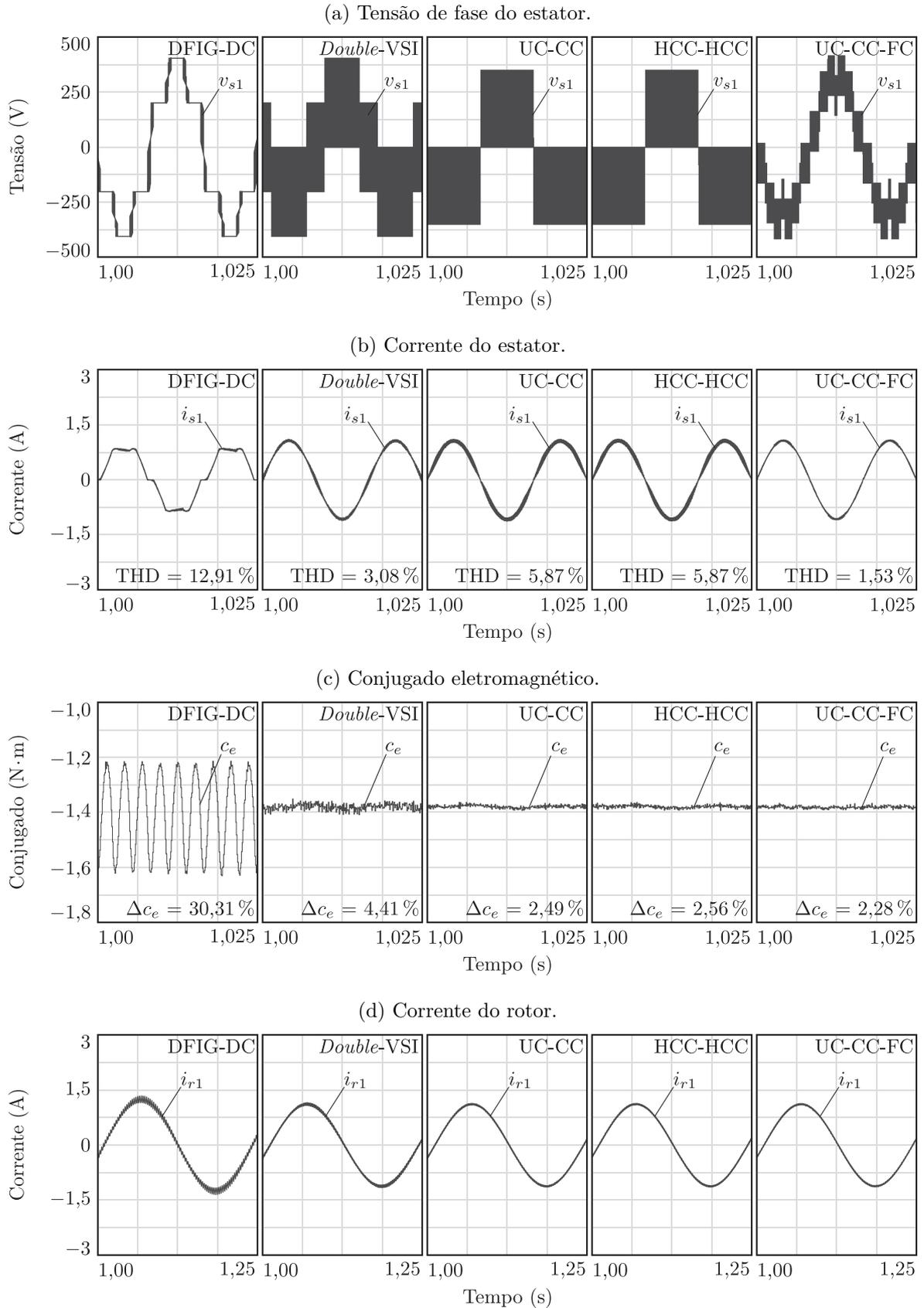
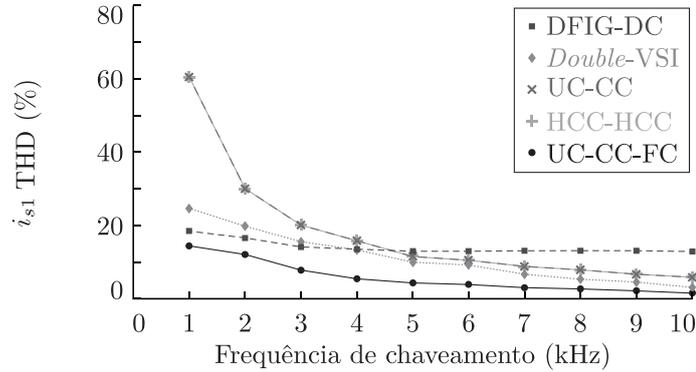


Figura 55 – Curvas comparando as distorções harmônicas na corrente i_{s1} para configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.



aumentando o *ripple* das formas de onda, causando pouco impacto nas oscilações do conjugado da máquina.

Na Figura 55 são apresentados os valores de THD para todas as configurações analisadas, variando-se a frequência de chaveamento de todos os conversores, incluindo o RSC, de $f_{sw} = 1$ kHz até $f_{sw} = 10$ kHz. É possível notar que, mesmo para baixas frequências de chaveamento, a configuração UC-CC-FC apresenta os menores valores de THD. Já as configurações UC-CC e HCC-HCC apresentam os maiores valores de THD para baixas frequências de chaveamento.

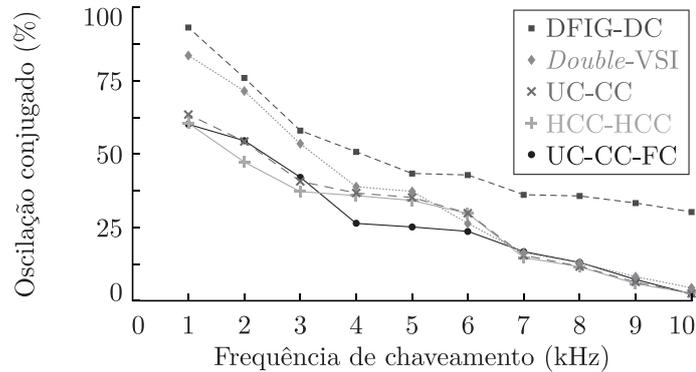
5.3.3 Oscilações no conjugado

Como discutido anteriormente, grandes oscilações no conjugado provocam aquecimento excessivo da máquina, perdas de energia e vibrações que reduzem a vida útil do gerador. As oscilações do conjugado estão fortemente relacionadas às distorções nas correntes do estator e do rotor da máquina (BAJJURI; JAIN, 2019). Isto pode ser notado observando-se (2.27). A oscilação relativa no conjugado (Δc_e) pode ser calculada comparando os valores máximo e médio do conjugado eletromagnético:

$$\Delta c_e(\%) = 100 \frac{c_e^{max} - c_e^{avg}}{c_e^{avg}}. \quad (5.2)$$

Na Figura 54(c) é mostrado o conjugado, bem como a oscilação relativa no conjugado, das configurações analisadas. Como esperado, a configuração DFIG-DC apresenta uma alta oscilação no conjugado, com uma componente de baixa frequência significativa em seis vezes a frequência de operação do circuito do estator (360 Hz). Já as configurações *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC apresentam um desempenho similar, com as componentes mais significativas só aparecendo na frequência de chaveamento (10 kHz). Como as configurações usando conversores duais operam com menor tensão de barramento que a configuração *Double-VSI*, o RSC opera com um maior índice de modulação. Isto interfere nas distorções das correntes do rotor, como mostrado na Figura 54(d). Por isso

Figura 56 – Curvas comparando as oscilações relativas no conjugado para configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.



as configurações UC-CC e HCC-HCC apresentam um melhor desempenho em relação à oscilação de conjugado quando comparadas com a configuração *Double-VSI*.

Na Figura 56 são apresentados as oscilações relativas no conjugado para todas as configurações analisadas, variando-se a frequência de chaveamento de todos os conversores, incluindo o RSC, de $f_{sw} = 1$ kHz até $f_{sw} = 10$ kHz. É possível notar que para baixas frequências de chaveamento os conversores duais apresentam um melhor desempenho que as configurações tradicionais. Já para frequências de chaveamento mais elevadas, as configurações UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC apresentam desempenho similar à configuração *Double-VSI*.

5.3.4 Perdas de potência

As perdas de potência para as configurações analisadas foram simuladas usando o módulo térmico do *software* PSIM, considerando o modelo IGBT SKM50GB123D. As perdas de potência obtidas levam em consideração as perdas de potência de condução e de chaveamento nos IGBTs e nos diodos. A Tabela 8 lista os valores das perdas de condução (P_{cd}), de chaveamento (P_{sw}) e totais ($P_{to} = P_{cd} + P_{sw}$) em cada conversor de cada configuração analisada, operando sob a mesma frequência de chaveamento (10 kHz). Os valores foram normalizados em torno da potência gerada no estator ($P_s = 500$ W), seguindo os mesmos parâmetros já descritos nas simulações anteriores. A velocidade do rotor foi de aproximadamente $\omega_r = 350$ rad/s, resultando em um escorregamento de aproximadamente 7%. Dessa forma, o circuito do rotor está processando aproximadamente $P_r = 35,81$ W.

Como é possível observar na Tabela 8, enquanto as perdas de condução são principalmente relacionadas ao número de chaves presente na configuração, a perdas por chaveamento são mais relacionadas à tensão de barramento DC e ao tipo de conversor empregado (controlado ou não-controlado). Dessa forma, as configurações UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC, por terem mais chaves de potência, apresentam maiores perdas de condução que as configurações DFIG-DC e *Double-VSI*. No entanto, os conversores duais, por operarem com um valor reduzido de barramento DC, apresentam menores perdas

Tabela 8 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob a mesma frequência de chaveamento (10 kHz).

Configuração	THD (%)	Δc_e (%)	Conversor	P_{cd} (%)	P_{sw} (%)	P_{to} (%)
DFIG-DC	12,91	30,31	RSC	0,39	7,43	8,31
			SSC	0,27	0,21	
<i>Double-VSI</i>	3,08	4,41	RSC	0,35	7,32	15,04
			SSC	0,34	7,02	
UC-CC	5,87	2,49	RSC	0,35	4,23	9,46
			SSC-A	0,34	4,17	
			SSC-B	0,36	0,03	
HCC-HCC	5,87	2,56	RSC	0,35	4,23	9,45
			SSC-A	0,34	2,09	
			SSC-B	0,34	2,10	
UC-CC-FC	1,53	2,28	RSC	0,35	5,89	10,20
			SSC-A	0,33	3,24	
			SSC-B	0,35	0,03	

de chaveamento. Já que nas configurações de conversores duais a redução nas perdas de potência relativas ao chaveamento são mais significantes que o aumento nas perdas relativas à condução, as perdas totais de potência para esses sistemas são menores que para a configuração *Double-VSI*. Apesar da maior tensão de barramento DC, a configuração DFIG-DC apresenta as menores perdas de potência totais de todas as configurações analisadas. Isto ocorre, principalmente, pois o SSC é um conversor baseado em diodos. A configuração UC-CC-FC apresenta perdas totais de potência levemente maiores que as configurações UC-CC e HCC-HCC, principalmente devido ao maior nível de tensão de barramento DC.

Na Figura 57 são apresentadas as perdas de potência totais para todas as configurações analisadas, variando-se a frequência de chaveamento de todos os conversores, incluindo o RSC, de $f_{sw} = 1$ kHz até 10 kHz. As configurações *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC apresentam menores distorções de correntes e menores oscilações relativas no

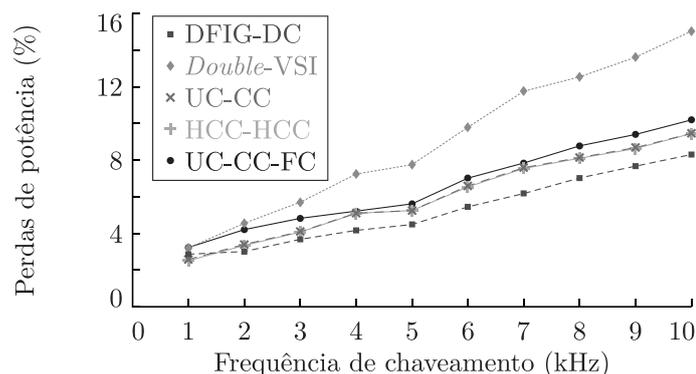
Figura 57 – Curvas comparando as perdas de potência totais para configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.

Tabela 9 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob condições similares de THD nas correntes ($\approx 12.91\%$).

Configuração	f_{sw} (kHz)	Δc_e (%)	Conversor	$P_{cd}(\%)$	$P_{sw}(\%)$	$P_{to}(\%)$
DFIG-DC	10	30,31	RSC	0,39	7,43	8,31
			SSC	0,27	0,21	
<i>Double-VSI</i>	4,2	43,12	RSC	0,35	4,04	7,57
			SSC	0,35	2,83	
UC-CC	4,8	35,51	RSC	0,35	2,61	5,71
			SSC-A	0,34	2,02	
			SSC-B	0,35	0,05	
HCC-HCC	4,8	35,33	RSC	0,35	2,60	5,67
			SSC-A	0,34	1,02	
			SSC-B	0,34	1,01	
UC-CC-FC	1,4	55,55	RSC	0,35	2,01	3,61
			SSC-A	0,33	0,52	
			SSC-B	0,34	0,07	

Tabela 10 – Perdas de potência para as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC operando sob condições similares de oscilação de conjugado ($\approx 30.31\%$).

Configuração	f_{sw} (kHz)	THD (%)	Conversor	$P_{cd}(\%)$	$P_{sw}(\%)$	$P_{to}(\%)$
DFIG-DC	10	12,91	RSC	0,39	7,43	8,31
			SSC	0,27	0,21	
<i>Double-VSI</i>	5,7	9,77	RSC	0,35	4,89	9,45
			SSC	0,34	3,86	
UC-CC	5,9	10,77	RSC	0,35	2,94	6,50
			SSC-A	0,34	2,47	
			SSC-B	0,35	0,05	
HCC-HCC	5,9	10,63	RSC	0,35	2,92	6,41
			SSC-A	0,34	1,23	
			SSC-B	0,34	1,23	
UC-CC-FC	3,7	6,17	RSC	0,35	2,58	4,95
			SSC-A	0,33	1,29	
			SSC-B	0,35	0,05	

conjugado que a configuração DFIG-DC. Desta maneira, a frequência de chaveamento e as perdas de potência relativas ao chaveamento dos conversores duais e da configuração *Double-VSI* podem ser reduzidas até a THD ou a oscilação relativa de conjugado se igualarem às da configuração DFIG-DC. Assumindo o sistema DFIG-DC como referência, a Tabela 9 mostra as perdas de potência de todas as configurações analisadas sob condições similares de THD nas correntes ($\text{THD} \approx 12.91\%$), e a Tabela 10 mostra as perdas de potência de todas as configurações analisadas sob condições similares de oscilação de conjugado ($\Delta c_e \approx 30.31\%$). Nestes dois cenários, comparadas com o sistema DFIG-DC, as perdas de potência totais das configurações UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC são ainda

Tabela 11 – Comparação qualitativa entre as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC.

Configuração	Distorções de corrente	Oscilações de conjugado	Perdas de potência	Tensão de barramento DC	Flexibilidade no controle
DFIG-DC	Altas	Altas	Baixas	Alta	Baixa
<i>Double-VSI</i>	Medianas	Medianas	Altas	Alta	Alta
UC-CC	Medianas	Baixas	Baixas	Baixa	Baixa
HCC-HCC	Medianas	Baixas	Baixas	Baixa	Alta
UC-CC-FC	Baixas	Baixas	Medianas	Mediana	Mediana

mais reduzidas após a diminuição da frequência de chaveamento. Ainda nestes cenários, a configuração UC-CC-FC apresenta as menores perdas de potência totais.

5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo é apresentada uma análise comparativa entre as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC. Estas configurações foram comparadas em termos do número de componentes, tensão requerida no barramento DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado eletromagnético e perdas de potência nos dispositivos semicondutores.

Em resumo, as configurações DFIG-DC e *Double-VSI* são as mais tradicionais, quando considerando os sistemas de conexão do DFIG à rede DC. Enquanto a configuração DFIG-DC tem que lidar com distorções harmônicas severas nas tensões, correntes e fluxos do estator da máquina, a configuração *Double-VSI* resolve este problema às custas de ter um conversor controlado nos terminais do estator, o que leva ao aumento das perdas de potência totais. Já o sistema UC-CC requer uma menor tensão de barramento DC. No entanto a distribuição de potência entre os conversores ligados ao circuito do estator depende do índice de modulação, forçando o sistema a operar com tensão e frequência constantes. Isto torna a estratégia de controle desta configuração menos flexível. A configuração HCC-HCC também requer uma menor tensão de barramento DC que os sistemas tradicionais. Por ser um conversor simétrico, a distribuição de potência entre os conversores ligados ao circuito do estator não depende do índice de modulação. Isto torna possível o uso de técnicas de controle que otimizem o funcionamento do gerador. Por último, a configuração UC-CC-FC apresenta as menores distorções nas correntes e oscilações relativas no conjugado. Em contrapartida, tanto a tensão requerida de barramento DC como as perdas de potência são um pouco maiores que nas configurações UC-CC e HCC-HCC, quando considerado o cenário sob a mesma frequência de chaveamento. A Tabela 11 resume as principais vantagens e desvantagens de cada uma das configurações discutidas.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Entre os sistemas de conexão do DFIG para a rede DC tradicionais presentes na literatura, os mais estudados são o DFIG-DC e o *Double-VSI*. Enquanto o sistema DFIG-DC tem que lidar com distorções harmônicas severas nas tensões, correntes e fluxos do estator da máquina, o sistema *Double-VSI* apresenta grandes perdas de potência. Este trabalho discute três configurações de conversores duais que conectam o DFIG à rede DC. As configurações discutidas apresentam melhores resultados em relação às distorções presentes no sistema DFIG-DC, e menores perdas de potência que o sistema *Double-VSI*.

As configurações apresentadas são constituídas por dois conversores principais: o SSC impõe o fluxo no circuito do estator, e processa a maior parte da potência gerada; e o RSC, que controla a potência ativa e reativa nos terminais do estator da máquina. Por ser baseado em um conversor dual, o SSC é subdividido em outros dois conversores: o SSC-A e SSC-B. As configurações propostas mesclam diferentes combinações de conversores controlados, não-controlados e semi-controlados.

A técnica de controle de potência ativa e reativa utilizada no RSC é comum às três configurações discutidas. Esta técnica se baseia na estratégia convencional de controle do DFIG conectado à rede elétrica trifásica. A diferença é que, enquanto no sistema conectado à rede trifásica as tensões no estator são impostas pela rede, nos sistemas conectados à rede DC apresentados, o conversor ligado ao circuito do estator é quem impõe as tensões. Dessa forma, é possível variar a frequência do estator, e conseqüentemente alterar o escorregamento de maneira bastante flexível. Uma outra característica é que, supondo que as tensões chaveadas sobre o circuito do estator são, em média, reproduções da referência de tensão aplicada, os sistemas dispensam a medição da tensão no circuito do estator para o cálculo das potências ativa e reativa utilizadas no controle.

Na configuração UC-CC, é mostrado que o conversor baseado em diodos processa a maior parte da potência, podendo-se dimensionar o conversor baseado em IGBTs para uma potência reduzida. Já a configuração HCC-HCC possui uma distribuição de potência simétrica entre os conversores do estator. Alterando o escorregamento da máquina, é possível gerenciar o compartilhamento de potência entre os circuitos do estator e do rotor, tornando esse sistema capaz de utilizar técnicas de controle que otimizam o funcionamento do gerador. Por último, na configuração UC-CC-FC, a tensão sobre o estator da máquina é melhor reproduzida, já que este sistema opera com um maior número de níveis de tensão chaveada. Isso leva a configuração UC-CC-FC a ter as menores distorções nas correntes do estator. Além disso, o conversor baseado em diodos processa quase a totalidade da potência gerada no estator. O conversor baseado em IGBTs processa apenas a potência

suficiente para manter o controle do barramento flutuante.

São apresentados resultados de simulação que testam o funcionamento das três configurações discutidas. As três configurações apresentam resultados desejados: as estratégias de controle e PWM adotadas são capazes de garantir a correta operação do sistema, com correntes balanceadas e com baixas distorções nos circuitos do estator e do rotor, e baixas oscilações no conjugado elétrico e na velocidade do rotor. A análise comparativa entre as configurações DFIG-DC, *Double-VSI*, UC-CC, HCC-HCC e UC-CC-FC foi feita considerando as seguintes figuras de mérito: número de componentes, tensão requerida no barramento DC, distorções harmônicas nas correntes, oscilações no conjugado elétrico e perdas de potência nos dispositivos semicondutores. Esta análise mostra que as configurações utilizando conversores duais, apesar do maior número de chaves, podem apresentar menores perdas de potência que as configurações tradicionais. Os resultados também foram positivos quando considerando as distorções harmônicas nas correntes e a oscilação no conjugado elétrico. Por fim, foram apresentados resultados experimentais para todas as topologias discutidas. Foram analisadas as respostas em regime permanente e transitório para os sistemas gerando potência. Em todos os casos, as configurações propostas se comportaram como o exposto nas simulações.

6.2 PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DO ESTUDO

Durante a análise da configuração UC-CC-FC, é escolhida uma relação entre tensão dos barramentos flutuante e da rede DC que atende os limites impostos pelos índices de modulação máximo e mínimo. Essa escolha foi feita pois, usando-se índices de modulação superiores ao máximo permitido, as tensões geradas começam a apresentar distorções que são refletidas nas correntes do estator da máquina. Como continuidade do trabalho desenvolvido nesta tese, essas regiões de operação podem ser exploradas, já que o DFIG permite a implementação de técnicas de controle que minimizam as distorções ocasionais das correntes do estator a partir do controle efetuado no circuito do rotor.

As estruturas de conversores duais estudadas nesse trabalho, apesar de mais complexas que os sistemas tradicionais, são mais tolerantes a falhas. Através da adição de componentes simples a esses sistemas, como por exemplo conjuntos de contadores trifásicos, é possível transformar qualquer uma dessas configurações de conversores duais em um sistema DFIG-DC, ou até mesmo em um sistema *Double-VSI* em alguns casos. Deste modo, também é sugerido o estudo aprofundado de tolerância a falhas dos sistemas propostos.

REFERÊNCIAS

AN, Q. et al. Dual-space vector control of open-end winding permanent magnet synchronous motor drive fed by dual inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 12, p. 8329–8342, dez. 2016. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2520999>>.

ANEEL. *Sistema de Informações de Geração da ANEEL (SIGA)*. 2023. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/relatorios-e-indicadores/geracao>>. Acesso em: fev. 2023.

BAJJURI, N. K.; JAIN, A. K. Torque ripple reduction in double-inverter fed wound rotor induction machine drives using PWM techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 6, p. 4250–4261, jun. 2019. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2866110>>.

BAJJURI, N. K.; JAIN, A. K. Minimization of current ripple and switching losses in double-inverter fed wound rotor induction machine drive using PWM techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 5, p. 3484–3495, maio 2020. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2920610>>.

BAJJURI, N. K.; JAIN, A. K. Equivalent 3-level PWM: an improved technique to reduce torque ripple in DI-WRIM analyzed as DI-OWIM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 3, p. 2108–2119, mar. 2021. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2972440>>.

BAJJURI, N. K.; JAIN, A. K. Mathematical modeling and current-oriented control of double-inverter-fed wound rotor im emulated as two virtual cage rotor IMs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 11, p. 10488–10497, nov. 2021. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3032869>>.

BAYHAN, S.; ABU-RUB, H.; ELLABBAN, O. Sensorless model predictive control scheme of wind-driven doubly fed induction generator in dc microgrid. *IET Renewable Power Generation*, v. 10, n. 4, p. 514–521, out. 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/IET-RPG.2015.0347>>.

BOLDEA, I. *Variable speed generators*. 2. ed. Boca Raton, United States: Taylor & Francis, 2016. ISBN 978-1-4987-2358-9.

BONNETFRANCOIS, F.; VIDAL, P.; PIETRZAK-DAVID, M. Dual direct torque control of doubly fed induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2482–2490, out. 2007. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2007.900330>>.

CHAVES, J. S. S. et al. Controle direto de potência do tipo deadbeat com desacoplamento do fluxo do estator para o gerador de indução duplamente alimentado. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 3, p. 246–257, set. 2017. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2017.3.2682>>.

CHOWDHURY, S. et al. A dual inverter for an open end winding induction motor drive without an isolation transformer. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition

- (APEC), 30th., 2015. *Proceedings of...* Charlotte, NC, United States: IEEE, 2015. p. 283–289. ISSN 1048-2334. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/APEC.2015.7104364>>.
- CRUZ, S. M. A. et al. 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, dez. 2018. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2818667>>.
- DANTAS, J. L. et al. A strategy to eliminate instantaneous active power oscillations and reduce high currents in the dfig during asymmetric voltage sags. *Eletrônica de Potência*, v. 24, n. 2, p. 188–195, jun. 2019. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.2.0021>>.
- DIAS, S. V. et al. Controlador de corrente preditivo contínuo com anti-windup aplicado a um sistema de geração eólico baseado em DFIG. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 1, p. 71–80, mar. 2017. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2017.1.2650>>.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. DC microgrids—part I: a review of control strategies and stabilization techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 4876–4891, jul. 2016. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478859>>.
- FILHO, A. J. S. et al. A state feedback DFIG power control for wind generation. *Eletrônica de Potência*, v. 20, n. 2, p. 151–159, maio 2015. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2015.2.151159>>.
- FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, ago. 2008. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2008.924205>>.
- GIRI, F. *AC electric motors control: advanced design techniques and applications*. 1. ed. West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2013. ISBN 978-1-118-33152-1.
- GUNDAVARAPU, A.; MISRA, H.; JAIN, A. K. DC voltage regulation with field oriented control of WRIG-DC system feeding an isolated DC load. In: International Conference on Power Systems (ICPS), 6th., 2016. *Proceedings of...* New Delhi, India: IEEE, 2016. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICPES.2016.7584065>>.
- GUNDAVARAPU, A.; MISRA, H.; JAIN, A. K. Direct torque control scheme for DC voltage regulation of the standalone DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 5, p. 3502–3512, maio 2017. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2644623>>.
- GWEC. *Global Wind Energy Council (GWEC) - Global Wind Report*. 2022. Disponível em: <<https://gwec.net/global-wind-report-2022/>>. Acesso em: fev. 2022.
- HAN, Y.; HA, J. Wound rotor machine fed by a single-phase grid and controlled by an isolated inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 4843–4854, set. 2014. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2283738>>.
- HAQUE, R. U. et al. PWM control of a dual inverter drive using an open-ended winding induction motor. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 28th., 2013. *Proceedings of...* Long Beach, CA, United States: IEEE, 2013. p. 150–156. ISSN 1048-2334. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520200>>.

HOLTSMARK, N. et al. An all-DC offshore wind farm with series-connected turbines: an alternative to the classical parallel ac model? *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 6, p. 2420–2428, jun. 2013. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2232255>>.

IACCHETTI, M. F.; MARQUES, G. D. A scheme for the power control in a DFIG connected to a DC bus via a diode rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1286–1296, mar. 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2317947>>.

IACCHETTI, M. F.; MARQUES, G. D.; PERINI, R. Operation and design issues of a doubly fed induction generator stator connected to a DC net by a diode rectifier. *IET Electric Power Applications*, v. 8, n. 8, p. 310–319, mar. 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/IET-EPA.2013.0405>>.

IACCHETTI, M. F.; MARQUES, G. D.; PERINI, R. Torque ripple reduction in a DFIG-DC system by resonant current controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 8, p. 4244–4254, ago. 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2360211>>.

IEA. *International Energy Agency (IEA) - World Energy Outlook*. 2021. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2021>>. Acesso em: fev. 2022.

JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. M. L. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 12th., 2013. *Proceedings of...* Gramado, Brazil: IEEE, 2013. p. 692–698. ISSN 2165-0454. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/COBEP.2013.6785190>>.

JACOMINI, R. V.; BIM, E. Direct power control of a doubly fed induction generator by using a neuro-fuzzy controller. *Eletrônica de Potência*, v. 16, n. 4, p. 330–338, nov. 2011. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.20114.330338>>.

JAHROMI, M. G. et al. Powering mobile mining machines: DC versus AC power. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 22, n. 5, p. 63–72, set. 2016. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/MIAS.2015.2459082>>.

JAIN, A. K.; RANGANATHAN, V. T. Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 1, p. 218–228, jan. 2008. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2007.911196>>.

KARLSSON, P.; SVENSSON, J. DC bus voltage control for a distributed power system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 6, p. 1405–1412, nov. 2003. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.818872>>.

KAWABATA, Y.; EJIUGU, E.; KAWABATA, T. Vector-controlled double-inverter-fed wound-rotor induction motor suitable for high-power drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 5, p. 1058–1066, set. 1999. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.793366>>.

- LEANDRO, G. C.; SOARES, E. L.; ROCHA, N. Single-phase to three-phase reduced-switch-count converters applied to wind energy conversion systems using doubly-fed induction generator. In: Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 14th., 2017. *Proceedings of...* Juiz de Fora, Brazil: IEEE, 2017. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257285>>.
- LI, J.; CORZINE, K. A sensorless flux oriented control scheme for a DFIG connected to a DC link. In: Clemson University Power Systems Conference (PSC), 14th., 2015. *Proceedings of...* Clemson, SC, United States: IEEE, 2015. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/PSC.2015.7101696>>.
- LIANG, J.; HARLEY, R. G. Feed-forward transient compensation control for DFIG wind generators during both balanced and unbalanced grid disturbances. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 3rd., 2011. *Proceedings of...* Phoenix, AZ, United States: IEEE, 2011. p. 2389–2396. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6064086>>.
- LIANG, J. et al. Feedforward transient compensation control for DFIG wind turbines during both balanced and unbalanced grid disturbances. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 3, p. 1452–1463, maio 2013. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2253439>>.
- LIMA, F. K. d. A. et al. Controle de gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão. *Eletrônica de Potência*, v. 14, n. 3, p. 189 – 199, ago. 2009. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2009.3.189199>>.
- MACIEJEWSKI, P.; IWANSKI, G. Direct torque control for autonomous doubly fed induction machine based DC generator. In: International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 12th., 2017. *Proceedings of...* Monte Carlo, Monaco: IEEE, 2017. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/EVER.2017.7935878>>.
- MARQUES, G. D.; CRUZ, S. M. A.; IACCHETTI, M. F. Minimum-loss control strategy for a dual-VSI DFIG DC system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 10, p. 8175–8185, out. 2020. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2952822>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Inner control method and frequency regulation of a DFIG connected to a DC link. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 29, n. 2, p. 435–444, jun. 2014. ISSN 1558-0059. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2299892>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Stator frequency regulation in a field-oriented controlled DFIG connected to a DC link. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 11, p. 5930–5939, nov. 2014. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2311403>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. A self-sensing stator-current-based control system of a DFIG connected to a DC-link. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 10, p. 6140–6150, out. 2015. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2426675>>.

- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Field-weakening control for efficiency optimization in a DFIG connected to a DC-link. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3409–3419, jun. 2016. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2521603>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Sensorless frequency and voltage control in the stand-alone DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 3, p. 1949–1957, mar. 2017. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2624262>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. Minimization of torque ripple in the DFIG-DC system via predictive delay compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, p. 103–113, jan. 2018. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2716860>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F. DFIG topologies for DC networks: a review on control and design features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1299–1316, fev. 2019. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2829546>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F.; CRUZ, S. M. A. Stability study of a minimum-loss strategy controlled dual-VSI DFIG DC system. In: International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 14th., 2020. *Proceedings of...* Setubal, Portugal: IEEE, 2020. v. 1, p. 297–302. ISSN 2166-9546. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161632>>.
- MARQUES, G. D.; IACCHETTI, M. F.; CRUZ, S. M. A. On the stability of a minimum-loss controlled dual-VSI DFIG-DC system. In: Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 47th., 2021. *Proceedings of...* Toronto, ON, Canada: IEEE, 2021. p. 1–6. ISSN 2577-1647. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IECON48115.2021.9589720>>.
- MARQUES, G. D.; SOUSA, D. M.; IACCHETTI, M. F. Air-gap power-based sensorless control in a DFIG connected to a DC link. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 30, n. 1, p. 367–375, mar. 2015. ISSN 1558-0059. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2358698>>.
- MISRA, H.; GUNDAVARAPU, A.; JAIN, A. K. Control scheme for DC voltage regulation of stand-alone DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 4, p. 2700–2708, abr. 2017. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2632066>>.
- MISRA, H.; JAIN, A. K. Analysis of stand-alone DFIG-DC system and DC voltage regulation with reduced sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4402–4412, jun. 2017. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2669889>>.
- MISRA, H.; JAIN, A. K. Mathematical modeling and control of standalone DFIG-DC system in rotor flux reference frame. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 5, p. 3708–3719, maio 2018. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2762644>>.

- MOREIRA, A. B. et al. Aplicação de controle de potências para a geração eólica e filtragem de corrente harmônica com gerador de indução duplamente alimentado. *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 1, p. 102–112, mar. 2017. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2017.1.2658>>.
- NAIDU, N. K. S.; SINGH, B. Grid-interfaced DFIG-based variable speed wind energy conversion system with power smoothening. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 8, n. 1, p. 51–58, jan. 2017. ISSN 1949-3029. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TSTE.2016.2582520>>.
- NIAN, H.; CHENG, P.; ZHU, Z. Q. Coordinated direct power control of DFIG system without phase-locked loop under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2905–2918, abr. 2016. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2453127>>.
- NIAN, H.; WU, C.; CHENG, P. Direct resonant control strategy for torque ripple mitigation of DFIG connected to DC link through diode rectifier on stator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 9, p. 6936–6945, set. 2017. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2630710>>.
- NIAN, H.; YI, X. Coordinated control strategy for doubly-fed induction generator with DC connection topology. *IET Renewable Power Generation*, v. 9, n. 7, p. 747–756, fev. 2015. ISSN 1752-1424. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/IET-RPG.2014.0347>>.
- NIAN, H.; ZHOU, Y.; ZENG, H. Zero-sequence current suppression strategy for open winding PMSG fed by semicontrolled converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 711–720, jan. 2016. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2400438>>.
- OLIVEIRA, Í. A. C. de; JACOBINA, C. B.; ROCHA, N. Wind energy conversion system based on dfig with three-phase series grid side converter and single dc-link. *Eletrônica de Potência*, v. 26, n. 2, p. 191–204, jun. 2021. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.2.0067>>.
- PHAN, V.-T.; LEE, H.-H. Control strategy for harmonic elimination in stand-alone DFIG applications with nonlinear loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 9, p. 2662–2675, set. 2011. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2123921>>.
- PODDAR, G.; RANGANATHAN, V. T. Direct torque and frequency control of double-inverter-fed slip-ring induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 6, p. 1329–1337, dez. 2004. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2004.837897>>.
- PODDAR, G.; RANGANATHAN, V. T. Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1089–1096, out. 2004. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2004.834970>>.
- PODDAR, G.; RANGANATHAN, V. T. Sensorless double-inverter-fed wound-rotor induction-machine drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 1, p. 86–95, fev. 2006. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2005.862310>>.

- ROCHA, F. V. et al. Three-phase to single-phase generation system based on doubly-fed induction generator. *Eletrônica de Potência*, v. 25, n. 1, p. 85–95, mar. 2020. ISSN 1414-8862. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.1.0051>>.
- ROCHA, N. et al. Single-phase to three-phase generation system based on doubly-fed induction generator. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 9th., 2017. *Proceedings of...* Cincinnati, OH, United States: IEEE, 2017. p. 3274–3280. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096592>>.
- SANTOS, E.; SILVA, E. R. *Advanced power electronics converters: PWM converters processing AC voltages*. New Jersey, United States: John Wiley & Sons, 2014. v. 46. (IEEE Press Series on Power Engineering, v. 46). ISBN 978-1-118-88094-4.
- SHUKLA, R. D.; TRIPATHI, R. K.; THAKUR, P. DC grid/bus tied DFIG based wind energy system. *Renewable Energy*, v. 108, p. 179–193, ago. 2017. ISSN 0960-1481. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/J.RENENE.2017.02.064>>.
- SILVA, E. R. C. da; SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, B. Pulsewidth modulation strategies. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 2, p. 37–45, jun. 2011. ISSN 1941-0115. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/MIE.2011.941120>>.
- SOARES, E. d. L. *Sistemas de conversão de energia eólica com conexão à rede monofásica utilizando gerador de indução duplamente alimentado*. 132 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba (UFPB), João Pessoa, PB, jul. 2018. Disponível em: <<https://repositorio.ufpb.br/jspui/handle/123456789/14187>>. Acesso em: dez. 2022.
- SOARES, E. L. et al. Dual converter for connection of a doubly-fed induction generator to a DC-microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 11th., 2019. *Proceedings of...* Baltimore, MD, United States: IEEE, 2019. p. 1873–1880. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8911858>>.
- SOARES, E. L. et al. Dual converter connecting open-end doubly fed induction generator to a DC-microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 5, p. 5001–5012, set. 2021. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3087119>>.
- SOARES, E. L. et al. Dual converter operating with floating capacitors connecting open-end winding doubly-fed induction generator to a DC microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 13th., 2021. *Proceedings of...* Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2021. p. 218–225. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE47101.2021.9595156>>.
- SOARES, E. L. et al. A multilevel open-end winding six-phase induction motor drive topology based on three two-level three-phase inverters. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 13th., 2021. *Proceedings of...* Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2021. p. 4880–4887. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE47101.2021.9595250>>.
- SOARES, E. L. et al. Half-controlled converters connecting open-end winding doubly-fed induction generator to a DC-microgrid. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 12th., 2020. *Proceedings of...* Detroit, MI, United States: IEEE, 2020. p. 4202–4209. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235765>>.

- SOARES, E. L. et al. Half-controlled converters connecting open-end doubly fed induction generator to a DC-microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 58, n. 5, p. 6386–6396, set. 2022. ISSN 1939-9367. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3187391>>.
- SOARES, E. L. et al. Open-end nine-leg half-controlled converter for six-phase synchronous generator-based wind energy conversion systems. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 14th., 2022. *Proceedings of...* Detroit, MI, United States: IEEE, 2022. p. 1–7. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE50734.2022.9948199>>.
- SOARES, E. L. et al. Sensorless rotor position detection of doubly-fed induction generators for wind energy applications. In: International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 13th., 2018. *Proceedings of...* São Paulo, Brazil: IEEE, 2018. p. 1045–1050. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2018.8627227>>.
- TAVEIROS, F. E. V. *Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador de indução duplamente alimentado: análise e contribuição ao controle da máquina*. 103 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal, RN, 2014. Disponível em: <<https://repositorio.ufrn.br/jspui/handle/123456789/19279>>. Acesso em: dez. 2022.
- U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. *How do wind turbines work?* 2014. Disponível em: <<https://energy.gov/eere/wind/how-do-wind-turbines-work>>. Acesso em: fev. 2017.
- WANG, Y.; LIPO, T. A.; PAN, D. Half-controlled-converter-fed open-winding permanent magnet synchronous generator for wind applications. In: International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), 14th., 2010. *Proceedings of...* Ohrid, Macedonia: IEEE, 2010. p. T4–123–T4–126. ISSN null. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2010.5606656>>.
- WU, C. et al. Variable stator frequency diode rectifier DFIG for lower cost MVDC interface. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 12th., 2020. *Proceedings of...* Detroit, MI, United States: IEEE, 2020. p. 4189–4193. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235807>>.
- WU, C. et al. Rotor current oriented control method of DFIG-DC system without stator side sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 67, n. 11, p. 9958–9962, nov. 2020. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2956415>>.
- WU, C. et al. A unified power control method for standalone and grid-connected DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 12, p. 12663–12667, dez. 2020. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2996267>>.
- WU, C. et al. A novel stator frequency control method of DFIG-DC system based on regulating air gap flux vector. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 35th., 2020. *Proceedings of...* New Orleans, LA, United States: IEEE, 2020. p. 3267–3270. ISSN 2470-6647. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124342>>.
- WU, C. et al. A simplified stator frequency and power control method of DFIG-DC system without stator voltage and current sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35,

n. 6, p. 5562–5566, jun. 2020. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2953677>>.

WU, C.; NIAN, H. An improved repetitive control of DFIG-DC system for torque ripple suppression. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 9, p. 7634–7644, set. 2018. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2766886>>.

WU, C.; NIAN, H. Sinusoidal current operation of a DFIG-DC system without stator voltage sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 8, p. 6250–6258, ago. 2018. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2786259>>.

WU, C.; NIAN, H. Improved direct resonant control for suppressing torque ripple and reducing harmonic current losses of DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 9, p. 8739–8748, set. 2019. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2888599>>.

WU, C. et al. Adaptive repetitive control of DFIG-DC system considering stator frequency variation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 4, p. 3302–3312, abr. 2019. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2854261>>.

WU, C.; ZHOU, D.; BLAABJERG, F. An improved DC voltage control method for standalone DFIG-DC system based on direct torque resonant control. In: International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE ASIA), 9th., 2020. *Proceedings of...* Nanjing, China: IEEE, 2020. p. 869–872. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEASIA48364.2020.9367993>>.

WU, C.; ZHOU, D.; BLAABJERG, F. Direct power magnitude control of DFIG-DC system without orientation control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 2, p. 1365–1373, fev. 2021. ISSN 1557-9948. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2970666>>.

WU, C. et al. A novel power-angle control method of DFIG-DC system based on regulating air gap flux vector. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 1, p. 513–521, jan. 2021. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3001967>>.

XIAO, Y. et al. Multiple reference frame-based torque ripple reduction in DFIG-DC system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 5, p. 4971–4983, maio 2020. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2941957>>.

XIAO, Y. et al. ESC based optimal stator frequency control of DFIG-DC system for efficiency enhancement. In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 10th., 2018. *Proceedings of...* Portland, OR, United States: IEEE, 2018. p. 814–821. ISSN 2329-3748. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8558122>>.

YAN, S. et al. A novel converter system for DFIG based on DC transmission. In: Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 40th., 2014. *Proceedings of...* Dallas, TX, United States: IEEE, 2014. p. 4133–4139. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IECON.2014.7049123>>.

YAN, S. et al. Control scheme for DFIG converter system based on DC-transmission. *IET Electric Power Applications*, v. 11, n. 8, p. 1441–1448, jun. 2017. ISSN 1751-8679. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/IET-EPA.2016.0430>>.

- YAN, S. et al. Optimized and coordinated model predictive control scheme for DFIGs with DC-based converter system. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, Springer, v. 5, n. 4, p. 620–630, jul. 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/S40565-017-0299-7>>.
- YAN, S. et al. An optimum design for a DC-based DFIG system by regulating gearbox ratio. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 33, n. 1, p. 223–231, mar. 2018. ISSN 1558-0059. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TEC.2017.2741104>>.
- YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: state-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 5, p. 740–788, maio 2015. ISSN 1558-2256. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/JPROC.2014.2378692>>.
- YU, N.; NIAN, H.; QUAN, Y. A novel DC grid connected DFIG system with active power filter based on predictive current control. In: International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 11th., 2011. *Proceedings of...* Beijing, China: IEEE, 2011. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICEMS.2011.6073419>>.
- ZAHEDI, B.; NORUM, L. E. Modeling and simulation of all-electric ships with low-voltage DC hybrid power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 10, p. 4525–4537, out. 2013. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2231884>>.
- ZOU, C. et al. Stationary frame equivalent model of proportional-integral controller in dq synchronous frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 4461–4465, set. 2014. ISSN 1941-0107. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2296789>>.

APÊNDICE A – PROJETO DO CONTROLADOR PARA A MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE DE CIRCULAÇÃO

A equação da tensão homopolar pode ser escrita em função da corrente de sequência zero como (BOLDEA, 2016):

$$v_{so}^s = r_s i_{so}^s + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so}^s. \quad (\text{A.1})$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (A.1), é possível obter a função de transferência da planta de corrente de sequência zero ($G_{io}(s)$) (AN et al., 2016):

$$G_{io}(s) = \frac{I_{so}^s}{V_{so}^s} = \frac{\left(\frac{1}{r_s}\right)}{\left(\frac{l_{ls}}{r_s} s + 1\right)}. \quad (\text{A.2})$$

Como a fonte de tensão que alimenta o estator da máquina é um conversor, este elemento introduz um pequeno atraso ao sistema, representado por uma constante de tempo T_v . A função de transferência do conversor do estator ($G_{vs}(s)$) pode ser modelada por:

$$G_{vs}(s) = \frac{V_{so}^{s*}}{V_{so}^s} = \frac{1}{(T_v s + 1)}. \quad (\text{A.3})$$

O projeto de um controlador PI-R pode ser aproximado pelo projeto de um controlador PI tradicional, de forma a simplificar o cálculo dos ganhos (ZOU et al., 2014). Dessa forma, a função de transferência do controlador da corrente de sequência zero ($G_{co}(s)$) pode ser modelada por:

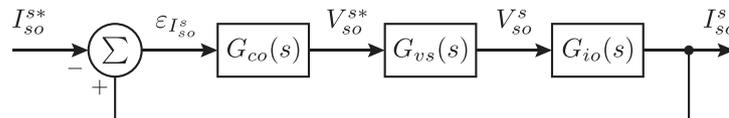
$$G_{co}(s) = \frac{K_{i_{io}}}{s} \left(\frac{K_{p_{io}}}{K_{i_{io}}} s + 1 \right), \quad (\text{A.4})$$

onde $K_{p_{io}}$ e $K_{i_{io}}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente de sequência zero, respectivamente. A malha de controle da corrente de sequência zero está ilustrada na Figura 58.

A função de transferência de malha aberta (FTMA) ($G_{oIo}(s)$) é obtida fazendo com que o zero do controlador cancele o polo da função de transferência da corrente de sequência zero, isto é, $\frac{K_{p_{io}}}{K_{i_{io}}} = \frac{l_{ls}}{r_s}$:

$$G_{oIo}(s) = \frac{\frac{K_{i_{io}}}{r_s}}{s(T_v s + 1)}. \quad (\text{A.5})$$

Figura 58 – Malha de controle da corrente de sequência zero.



A função de transferência de malha fechada (FTMF) ($G_{cIo}(s)$) é obtida a partir de (A.5), resultando na expressão:

$$G_{cIo}(s) = \frac{\frac{K_{iio}}{r_s}}{T_v s^2 + s + \left(\frac{K_{iio}}{r_s}\right)}. \quad (\text{A.6})$$

Os ganhos do controlador da corrente de sequência zero são calculados a partir de (A.6), de modo a obter polos reais e idênticos, resultando nas expressões:

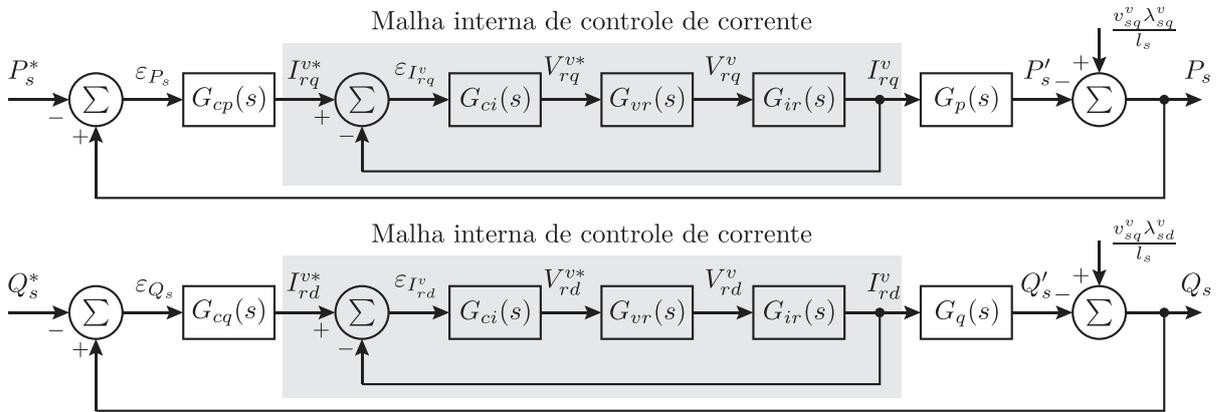
$$K_{p_{io}} = \frac{l_s}{4T_v}, \quad (\text{A.7})$$

$$K_{i_{io}} = \frac{r_s}{4T_v}. \quad (\text{A.8})$$

APÊNDICE B – PROJETO DO CONTROLADOR PARA AS MALHAS DE CONTROLE DAS POTÊNCIAS DO ESTATOR

Como discutido no Capítulo 2, o sistema de controle do circuito do rotor é uma variação da estratégia de controle orientado ao fluxo (FOC), conhecida como controle orientado à tensão (VOC). Nesta estratégia, as potências ativa e reativa no estator da máquina são controladas de modo desacoplado pelas componentes dq das correntes do rotor, por meio de uma ligação em cascata como ilustrado pela Figura 59.

Figura 59 – Esquema geral do controle em cascata do circuito do rotor.



MALHA INTERNA DE CONTROLE DAS CORRENTES DO ROTOR

Considerando as equações do modelo dinâmico do DFIG definidas em (2.18)-(2.22), é possível reescrever a equação da tensão no rotor em função das correntes no rotor em um referencial arbitrário como (SOARES, 2018):

$$\bar{v}_r^a = r_{rs} \bar{i}_r^a + l_r \sigma \frac{d}{dt} \bar{i}_r^a + \bar{e}_r^a, \quad (\text{B.1})$$

onde σ é o coeficiente de dispersão da máquina, e r_{rs} é uma constante resistiva baseada nos parâmetros do rotor e do estator da máquina. Esses parâmetros são definidos como:

$$\sigma = \frac{l_s l_r - l_m^2}{l_s l_r}, \quad (\text{B.2})$$

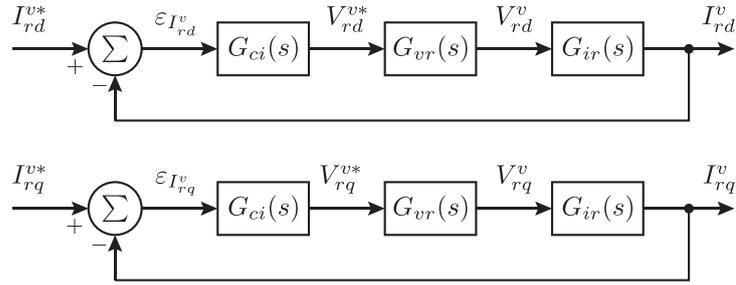
$$r_{rs} = r_r + \frac{r_s (l_r - l_r \sigma)}{l_s}. \quad (\text{B.3})$$

De modo a simplificar o desenvolvimento do sistema de controle, é possível assumir o termo \bar{e}_r^a como uma perturbação, já que atua como uma força contra-eletromotriz que varia lentamente quando comparada a corrente no rotor. Dessa forma, reescrevendo (B.1) de forma a evidenciar suas componentes dq no referencial da tensão do estator:

$$v_{rd}^v = r_{rs} i_{rd}^v + l_r \sigma \frac{d}{dt} i_{rd}^v, \quad (\text{B.4})$$

$$v_{rq}^v = r_{rs} i_{rq}^v + l_r \sigma \frac{d}{dt} i_{rq}^v. \quad (\text{B.5})$$

Figura 60 – Malha de controle das correntes do rotor.



De forma similar ao projeto feito para a malha dos controladores da corrente de circulação, as funções de transferência das correntes do rotor ($G_{ir}(s)$), da fonte de tensão do rotor ($G_{vr}(s)$) e do controlador das correntes do rotor ($G_{cr}(s)$) são definidas como:

$$G_{ir}(s) = \frac{I_{rd}^v}{V_{rd}^v} = \frac{I_{rq}^v}{V_{rq}^v} = \frac{\left(\frac{1}{r_{rs}}\right)}{\left(\frac{\sigma l_r}{r_{rs}}s + 1\right)}, \quad (\text{B.6})$$

$$G_{vr}(s) = \frac{V_{sr}^{v*}}{V_{sr}^v} = \frac{1}{(T_v s + 1)}, \quad (\text{B.7})$$

$$G_{cr}(s) = \frac{K_{i_{ir}}}{s} \left(\frac{K_{p_{ir}}}{K_{i_{ir}}} s + 1 \right). \quad (\text{B.8})$$

onde $K_{p_{ir}}$ e $K_{i_{ir}}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente do rotor, respectivamente. As malhas de controle das correntes do rotor estão ilustradas na Figura 60.

A FTMA ($G_{oIr}(s)$) é obtida fazendo com que o zero do controlador cancele o polo da função de transferência das correntes do rotor, isto é, $\frac{K_{p_{ir}}}{K_{i_{ir}}} = \frac{\sigma l_r}{r_{rs}}$:

$$G_{oIr}(s) = \frac{\frac{K_{i_{ir}}}{r_{rs}}}{s(T_v s + 1)}. \quad (\text{B.9})$$

A FTMF ($G_{cIr}(s)$) é obtida a partir de (B.9), resultando na expressão:

$$G_{cIr}(s) = \frac{\frac{K_{i_{ir}}}{r_{rs}}}{T_v s^2 + s + \left(\frac{K_{i_{ir}}}{r_{rs}}\right)}. \quad (\text{B.10})$$

Os ganhos do controlador das correntes do rotor são calculados a partir de (B.10), de modo a obter polos reais e idênticos, resultando nas expressões:

$$K_{p_{ir}} = \frac{\sigma l_r}{4T_v}, \quad (\text{B.11})$$

$$K_{i_{ir}} = \frac{r_{rs}}{4T_v}. \quad (\text{B.12})$$

MALHA EXTERNA DE CONTROLE DAS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA DO ESTATOR

As equações das potências ativa e reativa do estator definidas a partir de (2.31)-(2.32) podem ser simplificadas negligenciando o primeiro termo dessas equações, já que v_{sd}^v , λ_{sd}^v e λ_{sq}^v são valores constantes. Essas equações podem ser reescritas como:

$$P_s = -\frac{l_m v_{sq}^v}{l_s} i_{rq}^v, \quad (\text{B.13})$$

$$Q_s = -\frac{l_m v_{sq}^v}{l_s} i_{rd}^v. \quad (\text{B.14})$$

De forma similar à malha de controle das correntes do rotor, as funções de transferência da potência ativa e reativa ($G_p(s)$ e $G_q(s)$) são definidas a partir de (B.13)-(B.14). As funções de transferência da malha interna de controle das correntes do rotor ($G_{cIr}(s)$) pode ser aproximada a partir de (B.10) como uma função de primeira ordem. $G_{cp}(s)$ e $G_{cq}(s)$ são as funções de transferência dos controladores das potências:

$$G_p(s) = \frac{P_s(s)}{I_{rq}^v} = -\frac{l_m v_{sq}^v}{l_s}, \quad (\text{B.15})$$

$$G_q(s) = \frac{Q_s(s)}{I_{rd}^v} = -\frac{l_m v_{sq}^v}{l_s}, \quad (\text{B.16})$$

$$G_{cIr}(s) = \frac{1}{(2T_v s + 1)^2} \approx \frac{1}{4T_v s + 1}, \quad (\text{B.17})$$

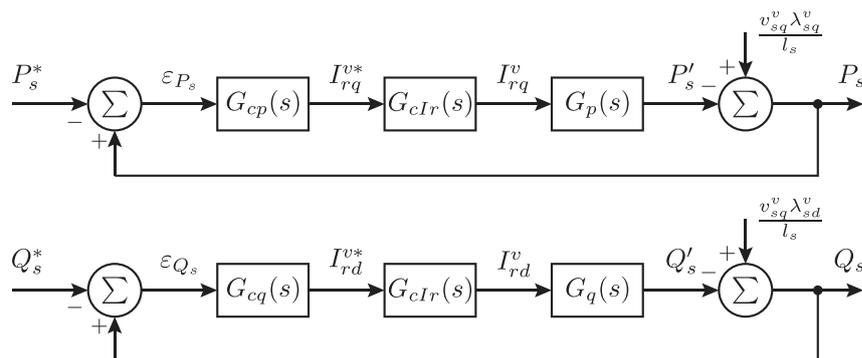
$$G_{cp}(s) = G_{cq}(s) = \frac{K_{ipq}}{s} \left(\frac{K_{ppq}}{K_{ipq}} s + 1 \right). \quad (\text{B.18})$$

onde K_{ppq} e K_{ipq} são os ganhos proporcional e integral dos controladores de potência ativa e reativa do estator, respectivamente. As malhas de controle de potência ativa e reativa do estator estão ilustradas na Figura 61.

As FTMA ($G_{oPs}(s)$ e $G_{oQs}(s)$) são definidas como:

$$G_{oPs}(s) = G_{oQs}(s) = \frac{v_{sq}^v l_m}{l_s} \frac{K_{ppq} s + K_{ipq}}{4T_v s^2 + s}. \quad (\text{B.19})$$

Figura 61 – Malha de controle de potência ativa e reativa do estator.



As FTMF ($G_{cPs}(s)$ e $G_{cQs}(s)$) são obtidas a partir de (B.19), resultando na expressão:

$$G_{cPs}(s) = G_{cQs}(s) = \frac{\frac{l_m v_{sq}^v K_{ppq} s + l_m v_{sq}^v K_{ipq}}{4l_s T_v}}{s^2 + \frac{l_m v_{sq}^v K_{ppq} + l_s}{4l_s T_v} s + \frac{l_m v_{sq}^v K_{ipq}}{4l_s T_v}}. \quad (\text{B.20})$$

O denominador de (B.20) pode ser representado como o polinômio característico de uma equação de segunda ordem ($s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$), onde ω_n é a frequência natural de oscilação e ξ é o fator de amortecimento do sistema. Os ganhos do controlador podem ser calculados como:

$$K_{ppq} = \frac{8l_s T_v \xi \omega_n - l_s}{l_m v_{sq}^v}, \quad (\text{B.21})$$

$$K_{ipq} = \frac{4l_s T_v \omega_n^2}{l_m v_{sq}^v}. \quad (\text{B.22})$$

Neste trabalho, os seguintes parâmetros foram utilizados no cálculo dos ganhos dos controladores: $T_v = 10$ ms, $\xi = 0.8$ e $\omega_n = 20$ rad/s.