



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

IGOR HENRIQUE DO NASCIMENTO OLIVEIRA

**CONTROLADOR ROBUSTO BASEADO EM LMI PARA
CONVERSOR SEPIC APLICADO EM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA EÓLICA DE
PEQUENO PORTE**

IGOR HENRIQUE DO NASCIMENTO OLIVEIRA

**CONTROLADOR ROBUSTO BASEADO EM LMI PARA
CONVERSOR SEPIC APLICADO EM RASTREAMENTO DE
MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA EÓLICA DE
PEQUENO PORTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como Parte dos Requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva

Londrina
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UEL

Oliveira, Igor Henrique do Nascimento.

Controlador Robusto baseado em LMI para Conversor SEPIC aplicado em Rastreamento de Máxima Potência em Sistemas de Energia Eólica de Pequeno Porte / Igor Henrique do Nascimento Oliveira. - Londrina, 2018.
123 f. : il.

Orientador: Newton da Silva.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, , 2018.
Inclui bibliografia.

1. Controle Digital - Tese. 2. Energia Renovável - Tese. 3. Modelagem de conversores c.c.-c.c. - Tese. 4. TMS320F28335 - Tese. I. da Silva, Newton. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. . III. Título.

IGOR HENRIQUE DO NASCIMENTO OLIVEIRA

**CONTROLADOR ROBUSTO BASEADO EM LMI PARA CONVERSOR SEPIC
APLICADO EM RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS
DE ENERGIA EÓLICA DE PEQUENO PORTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como Parte dos Requisitos para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Eletrônica de Potência

BANCA EXAMINADORA

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –
UEL

Londrina, 01 de outubro de 2018.

*Aos meus pais Manoel e Nilza,
À minha noiva Ane Caroline,
Eu dedico este trabalho*

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao professor Newton da Silva, orientador deste trabalho, pela confiança e por compartilhar todo seu conhecimento e experiência comigo.

À todos da empresa ZM Bombas e à Idézio Tomazelli cujo apoio foi essencial para o início desta jornada.

Aos colegas professores do departamento de Engenharia Elétrica e Engenharia de Controle e Automação da Unicesumar pelo apoio durante o tempo em que estive neste curso, em especial aos amigos e também professores de graduação Fábio Augusto Gentilin e Emerson Charles Martins pelo incentivo, motivação e conselhos desde a graduação, o que foi muito importante para que este objetivo fosse alcançado.

Aos professores do departamento de Engenharia Elétrica da UEL e também os técnicos de laboratório do curso de Engenharia Elétrica Luis Mathias e Luiz Schmidt pela prestatividade e toda a ajuda neste trabalho.

À todos os colegas de mestrado em especial à Murillo Magan e Mairon Marques, pela amizade e parceria mesmo em momentos difíceis dessa caminhada.

À minha noiva Ane Caroline, pela paciência, pelo companheirismo, pelo apoio que sempre me concedeu, apesar da minha ausência em muitos momentos. E também à sua família, em especial aos seus pais Clodoaldo e Silvana, pelo carinho e confiança.

À minha família, em especial aos meus pais Nilza e Manoel, pelo apoio e amor incondicional em todos os momentos da minha vida.

E à todos que de alguma forma contribuíram para que este momento fosse possível, meu muito obrigado!

“A percepção do desconhecido é a mais fascinante das experiências. O homem que não tem os olhos abertos para o misterioso passará pela vida sem ver nada.”

Albert Einstein.

Igor Henrique do Nascimento Oliveira. 01 de Outubro de 2018. 125 p. Dissertação do programa de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina, Londrina.

Resumo

Mediante ao aumento de demanda energética mundial e a crescente busca pela viabilidade de sistemas de geração de energia renovável, este trabalho propõe uma estratégia de controle robusta para atenuar a perturbação de corrente na entrada de um conversor c.c.-c.c. SEPIC, indiretamente causada pelas variações de velocidade do vento nos Sistemas de Conversão de Energia Eólica. A estratégia de controle é baseada em Desigualdades Matriciais Lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities* - LMI) e usa algoritmos de otimização rápida e convexa para obter a solução viável. Com o método LMI proposto, não-linearidades e incertezas são consideradas em um polítopo convexo. O objetivo do controlador é maximizar a rejeição de perturbação de corrente onde, os desempenhos dinâmicos determinados no projeto, são assegurados. É apresentado o procedimento de projeto de controle, além de resultados de simulação e validação experimental. O conversor implementado apresenta potência nominal de 300 W a partir de uma tensão de entrada de 60 V, frequência de comutação de 40 kHz. Os resultados apresentam a resposta da corrente de indutor primário do SEPIC a partir da variação em degraus da referência de corrente, além de resultados sob condições de perturbação da tensão de entrada. As performances do controlador baseado em LMI são comparadas com um compensador Tipo 3 discreto convencional projetado com análise de frequência, mostrando que o sistema de controle proposto é eficaz e adequado para sistemas com ponto de operação incerto.

Palavras-chave: Controle Digital; Energia Renovável; Modelagem de Conversores c.c.-c.c.; TMS320F28335.

Igor Henrique do Nascimento Oliveira. October 1st of 2018. 125 p. Dissertation of the Master's Degree Program in Electrical Engineering - State University of Londrina, Londrina.

Abstract

As a result of the increase in power demand and the growing search for the viability of renewable energy systems, this work proposes a robust control strategy to alleviate the current disturbance into the dc-dc SEPIC converter input, indirectly caused by wind speed variations on Wind Energy Conversion Systems. The control strategy is based on Linear Matrix Inequalities (LMI) and use fast convex optimization algorithms to obtain the feasible solution. With the proposed LMI method, non-linearities and uncertainties are considered in a convex polytope. The controller objective is maximizing the input current disturbance rejection, where prescribed controller dynamic performances are ensured. This work describes the procedure of control design, besides a simulation results and experimental validation. The converter specifications are nominal Power of 300 W when the input voltage is 60 V, switching frequency of 40 kHz. The results provides a SEPIC's primary inductor current response for a setpoint's steps and input voltage's disturbance. The LMI-based controller's performances are compared with a discrete-time Type-3 controller designed with frequency analysis, showing that the proposed control system is effective and applied on systems with uncertain operation point.

Keywords: Digital Control; Renewable Energy; d.c.-d.c. Converter Modeling; TMS320F28335.

Lista de Figuras

Figura 1 – Diagrama do Sistema de Geração de Energia Eólica utilizando um conversor SEPIC no controle da potência extraída.....	2
Figura 2 – Topologias clássicas de conversores c.c.-c.c. não isolados.....	5
Figura 3 – Diagrama básico do conversor SEPIC.....	14
Figura 4 – Circuito equivalente do conversor SEPIC durante a primeira etapa (ton).	14
Figura 5 - Circuito equivalente do conversor SEPIC durante a segunda etapa (toff).	15
Figura 6 – Principais formas de onda para SEPIC operando em MCC.....	18
Figura 7 - Ganho estático ideal do conversor SEPIC em função do valor de D.....	18
Figura 8 – Circuito do conversor SEPIC com resistências série nos capacitores e indutores.....	19
Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.....	28
Figura 10 – Regiões LMI.....	30
Figura 11 – Configuração do sistema com retificador passivo trifásico conectado ao conversor SEPIC.....	33
Figura 12 – região desejada para o projeto do controle via LMI.....	39
Figura 13 – Arquitetura de controle com o controlador Tipo 3.....	41
Figura 14 – Diagrama de blocos considerado na simulação computacional: Sistema de conversão de Energia Eólica.....	42
Figura 15 – Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) para $d=0,6712$ 20 msdiv	43
Figura 16 – Resultados de simulação para o primeiro ponto de operação.....	44
Figura 17 – Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) para $d=0,5882$ 10 msdiv	45
Figura 18 – Resultados de simulação para o segundo ponto de operação.....	45
Figura 19 –Tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) e tensão no barramento c.c. (V_{in}) para $d=0,6049$ 10 msdiv	46
Figura 20 – Resultados de simulação para o terceiro ponto de operação.....	47
Figura 21 – Configuração do sistema de controle para a simulação.....	48
Figura 22 –Resposta do sistema ao degrau de <i>set-point</i> de corrente IL1 (3 A para 5 A).....	49
Figura 23 –Resposta do sistema ao degrau negativo de <i>set-point</i> de corrente IL1 (5 A para 3 A).....	50
Figura 24 –Sinal de controle enviado ao bloco <i>EPWM</i>	50

Figura 25 –Resposta do sistema ao distúrbio de tensão de entrada V_{in}	50
Figura 26 – Resposta do sistema ao degrau positivo de <i>set-point</i> de corrente IL1, aplicando o controlador Tipo-3.....	51
Figura 27 – Resposta do sistema ao degrau negativo de <i>set-point</i> de corrente IL1, aplicando o controlador Tipo-3.....	51
Figura 28 – Resposta do sistema ao distúrbio de tensão de entrada V_{in}	52
Figura 29 –Comportamento da velocidade de vento para a simulação.....	53
Figura 30 –Curva de Potência da turbina eólica simulada.....	53
Figura 31 –Sinal de velocidade angular da turbina eólica durante a simulação.	54
Figura 32 –Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}).	54
Figura 33 - Sinal de saída do algoritmo MPPT (IL1(est)), sinal de corrente IL1 e sinal de corrente IL1 discretizado pelo ADC (IL1(dis)).	55
Figura 34 –Sinal de saída do algoritmo MPPT (IL1(est)), sinal de corrente IL1 e sinal de corrente IL1 discretizado pelo ADC (IL1(dis)).	55
Figura 35 – Controlador Digital de Sinais C2000 TMS320F28335.....	57
Figura 36 – Transdutor de corrente LTS15-NP.....	58
Figura 37 – Diagrama de blocos do circuito de aquisição do sinal de corrente.	58
Figura 38 – Característica de tensão de saída do sensor LTS15-NP em função da corrente medida.....	59
Figura 39 – Circuito de condicionamento de corrente.....	59
Figura 40 – Circuito de condicionamento de sinais de tensão.	60
Figura 41 – Circuito conversor D/A de dois canais MCP4922.	61
Figura 42 – <i>Driver</i> isolado para acionamento do Mosfet.....	61
Figura 43 – Configuração do protótipo implementado para obtenção dos resultados experimentais.	62
Figura 44 – Diagrama de blocos da geração do sinal PWM	62
Figura 45 – CH2:Tensão de entrada do retificador (V_{ca}) , 25Vdiv ; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}) , 25Vdiv . para $d=0,6712$ 10 msdiv	65
Figura 46 – Resultados experimentais para o primeiro ponto de operação.	65
Figura 47 – CH2:Tensão de entrada do retificador (V_{ca}) , 25Vdiv ; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}) , 25Vdiv . para $d=0,5882$ 40 msdiv	66
Figura 48 – Resultados experimentais para o segundo ponto de operação.	66
Figura 49 –CH2:Tensão de entrada do retificador (V_{ca}) , 25Vdiv ; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}) , 25Vdiv . para $d=0,6049$ 40 msdiv	67
Figura 50 – Resultados experimentais para o terceiro ponto de operação.	68
Figura 51 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 e V_{Co} para um degrau positivo de referência de corrente (IL1(est)) de 2,5 A para 5,5 A. CH1 [IL1(est)]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH3 [V_{Co}]: 10 V/div.....	69

Figura 52 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 e VCo para um degrau negativo de referência de corrente (IL1(est)) de 5,5 A para 2,5 A. CH1 [IL1(est)]: 100 mV≡1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH3 [VCo]: 10 V/div.....	70
Figura 53 – Configuração do sistema implementado em protótipo utilizando a fonte VSP6020.....	70
Figura 54 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 para uma variação de tensão de entrada (<i>V_{in}</i>) de 46 para 56 V e referência de corrente [IL1(est)] fixado em 4 A. CH2 [d]: 100 mV/div; CH3 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH4 [V _{in}]: 10 V/div.....	71
Figura 55 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de IL1 e VCo para um degrau negativo de referência de corrente (IL1(est)) de 2,5 A para 5,5 A. CH1 [IL1(est)]: 100 mV≡1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH3 [VCo]: 10 V/div.....	72
Figura 56 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de IL1 e VCo para um degrau positivo de referência de corrente (IL1(est)) de 5,5 A para 2,5 A. CH1 [IL1(est)]: 100 mV≡1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH3 [VCo]: 10 V/div.....	72
Figura 57 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de IL1 para uma variação de tensão de entrada (<i>V_{in}</i>) de 46 para 56 V e referência de corrente [IL1(est)] fixado em 4 A. CH1 [d]: 200 mV/div; CH3 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH4 [V _{in}]: 10 V/div.....	73
Figura 58 Exemplos de máquinas eólicas utilizadas para moagem e bombeamento.	85
Figura 59 - Turbinas eólicas: de eixo horizontal (HAWT) e de eixo vertical (VAWT).	87
Figura 60 - Exemplo de configuração de Sistema de geração eólica isolado.....	89
Figura 61 – Sistema conectado à rede elétrica (<i>on-grid</i>).....	90
Figura 62 - Classificação de Sistemas de Geração quanto à configuração do gerador.	91
Figura 63 – DFIG conectado à rede com um conversor de potência inferior.	92
Figura 64 – Gerador de Indução acoplado à rede por um conversor.	92
Figura 65 – Gerador síncrono com rotor bobinado (e poucos polos) acoplado à rede por um conversor eletrônico.	93
Figura 66 – PMSG acoplado diretamente à turbina eólica e ao sistema eletrônico de potência com transformador de saída.	94
Figura 67 – PMSG com conversor c.c.-c.c. no <i>Link DC</i>	94
Figura 68 - Relação entre <i>C_p</i> e TSR para vários modelos de turbinas.	96
Figura 69 – Regiões de operação de uma turbina eólica.	97
Figura 70 – Diagrama de bloco do sistema de controle de TSR.....	98
Figura 71 –MPPT por controle de Torque ótimo.....	98
Figura 72 – MPPT por realimentação de sinal de potência.	99

Figura 73 – Exemplo de ação do método P&O atuando sobre a velocidade angular.	101
Figura 74 – Fluxograma do algoritmo MPPT.	102
Figura 75 – diagrama em corte de um PMSG de 12 polos lisos com ímãs posicionados superficialmente.	103
Figura 76 - Circuitos equivalentes eixos d e q.	104
Figura 77 – Circuito <i>Snubber</i> para o Mosfet IRFP460.....	111
Figura 79 – Blocos do Sistema Turbina Eólica-Gerador	112
Figura 79 - Diagrama do conversor SEPIC	113
Figura 80 - Bloco do Sistema de controle.....	114
Figura 81 – Sistema de geração proposto.	115
Figura 82 – Circuito do conversor SEPIC em ambiente PSIM.....	116
Figura 83 – Sistema Gerador Eólico e Retificador trifásico em ambiente PSIM....	117
Figura 84 – Sistemas de Controle e Geração PWM em Ambiente PSIM.....	118
Figura 85 – Circuito de potência do conversor SEPIC e Driver do Mosfet.....	119
Figura 86 – Fontes reguladas	120
Figura 87 - Circuito de condicionamento do sensor de corrente.....	121
Figura 88 – Circuito de condicionamento de corrente.....	122
Figura 89 – Condicionamento isolado de tensão.....	123

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros da Turbina Eólica e do Gerador Síncrono de Ímãs permanentes.....	34
Tabela 2 - Parâmetros de projeto do conversor SEPIC	36
Tabela 3 - Características das chaves semicondutoras	63
Tabela 4 - Comparação entre as respostas do sistema para os controladores implementados.....	75
Tabela 5 - Comportamento do sistema sob as condições de variação.....	101

Lista de Abreviaturas

c.a.	<i>Corrente alternada</i>
c.c.	<i>Corrente contínua</i>
Cp	<i>Coefficiente de Potência da turbina eólica</i>
DFIG	<i>Gerador de indução duplamente alimentado, do inglês Double Fed Induction Generator</i>
GB	<i>Caixa de engrenagens, do inglês: Gear Box</i>
LMI	<i>Inequações Matriciais Lineares do inglês: Linear Matrix Inequalities</i>
MCC	<i>Modo de condução contínua</i>
MCD	<i>Modo de condução descontínua</i>
MPPT	<i>Rastreador de Ponto de Máxima Potência, do inglês: Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	<i>Perturba e Observa</i>
PLL	<i>Laço de captura de fase, do inglês Phase Locked Loop</i>
PMSG	<i>Gerador Síncrono de Ímãs permanentes, do inglês: Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
PWM	<i>Modulação de largura de pulso, do inglês: Pulse Width Modulation</i>
SCIG	<i>Gerador de indução com rotor de gaiola de esquilo, do inglês: Squirrel Cage Induction Generator</i>
SEPIC	<i>Conversor de indutância primária de extremidade única, do inglês: Single Ended Primary Inductance Converter</i>
TSR	<i>Razão de velocidade de ponta da pá, do inglês: Tip Speed Ratio</i>
VSWT	<i>Turbina eólica de velocidade variável, do inglês: Variable Speed Wind Turbine</i>
WECS	<i>Sistema de conversão de energia eólica, do inglês: Wind Energy Converter System</i>
WRSG	<i>Gerador Síncrono de rotor bobinado, do inglês: Wound Rotor Synchronous Generator</i>
DAC	<i>Conversor Digital-Analógico, do inglês: Digital-Analog Converter</i>
ADC	<i>Conversor Analógico-Digital, do inglês: Analog-Digital Converter</i>
DSC	<i>Controlador Digital de Sinais, do inglês: Digital Signal Controller</i>

Lista de Símbolos

A, B, C, E	Matrizes do modelo de estados
A_i, B_i	Matrizes que representam os vértices do modelo sujeito à incerteza politópica
C_1, C_o	Capacitâncias do conversor SEPIC
C_{link}	Capacitância do barramento c.c. de entrada do SEPIC
D	Razão cíclica
$D1$	Diodo do conversor SEPIC
e_1	Erro calculado a partir da subtração entre o valor de $IL1(est)$ e $IL1$ no sistema de controle
f_{sw}	Frequência de chaveamento
$H(s), G(s)$	Funções de transferência no plano s para o controlador Tipo-3 e a planta do conversor SEPIC
$H(z)$	Função de transferência do controlador Tipo-3 no plano discreto
I_{in}, I_o	Correntes de entrada e de saída do conversor SEPIC
I_D, I_Q	Correntes no diodo e no Mosfet do conversor SEPIC
I_{L1}, I_{L2}	Corrente no indutor $L1$ e $L2$ do conversor SEPIC
$I_{L1}(est)$	Corrente $IL1$ de referência estimada pelo algoritmo MPPT
K_i, K_p	Matrizes de ganho do controlador LMI
L_1, L_2	Indutâncias do conversor SEPIC
L_s, R_s	Indutância e Resistência do modelo do gerador síncrono conectado à turbina eólica
P	Matriz simétrica positiva definida
Q, G	Matrizes resultantes da solução de um problema de minimização
$Q1$	Transistor Mosfet do conversor SEPIC
$r_{L1}, r_{L2}, r_{C1}, r_{Co}, R_{se}$	Resistência série equivalentes dos componentes $L1, L2, C1, Co$ e genérica
R_o	Resistência de carga do conversor SEPIC
$S(\alpha, \gamma, \theta)$	região desejada LMI no plano complexo

T	Período de chaveamento
t_{on}, t_{off}	Tempos de chave ligada e de chave desligada
$u(t), y(t)$	Vetor de entradas e de saídas do modelo no espaço de estados
μ_i	Constante escalar definida entre 0 e 1
V_a, V_b, V_c	Tensões de fase do gerador síncrono conectado à turbina eólica
V_{C1}, V_{Co}	Tensões nos capacitores C1 e Co do conversor SEPIC
V_{ca}	Tensão de linha nos terminais do gerador síncrono conectado à turbina eólica
V_{in}, V_{out}	Tensões de entrada e de saída do conversor SEPIC
V_{Q1}	Tensão sobre os terminais da chave ativa do conversor SEPIC
v_{vento}	Velocidade de vento
$x(t)$	Vetor de estados do modelo no espaço de estados
α	parâmetro de posição de polos no plano complexo
β	Região convexa delimitada pelos vértices do politopo
γ	Raio máximo da esfera no plano complexo para projeto do controlador
ω_m	Velocidade angular do gerador eólico
θ	Ângulo máximo de abertura do plano da região complexa

Sumário

LISTA DE FIGURAS	XVII
LISTA DE ABREVIATURAS	XXIII
LISTA DE SÍMBOLOS	XXV
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. JUSTIFICATIVA E CONTRIBUIÇÕES	2
1.2. OBJETIVOS DO TRABALHO	3
1.2.1. <i>Objetivo geral</i>	3
1.2.2. <i>Objetivos específicos</i>	3
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	3
2. ESTADO DA ARTE	5
2.1. CONVERSOR SEPIC	5
2.2. CONVERSORES C.C.-C.C. APLICADOS A SISTEMAS DE ENERGIA RENOVÁVEL	7
2.3. TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS À CONVERSORES	10
2.4. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	12
3. ANÁLISE DO CONVERSOR SEPIC	13
3.1. INTRODUÇÃO AO CONVERSOR SEPIC	13
3.2. EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR SEPIC EM MC.C.	14
3.2.1. <i>Análise da primeira etapa ($0 < t < t_{on}$)</i>	14
3.2.2. <i>Análise da segunda etapa ($t_{on} < t < T$)</i>	15
3.3. <i>Esforços nas chaves durante as etapas de funcionamento</i>	16
3.4. <i>Formas de onda no conversor SEPIC</i>	17
3.5. <i>Ganho estático</i>	17
3.6. <i>Análise considerando as resistências série nos capacitores e indutores</i>	18
3.7. ANÁLISE DO CONVERSOR SEPIC NO ESPAÇO DE ESTADOS	19
3.8. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	23
4. ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADO AO CONVERSOR SEPIC	25
4.1. INCERTEZAS POLITÓPICAS NO MODELO A PARTIR DE LMI'S	25
4.2. REALIMENTAÇÃO DOS ESTADOS EM UM SISTEMA LINEAR	26
4.3. PROJETO DE CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS COM AÇÃO INTEGRAL VIA LMI	27
4.4. CONCEITO DE \mathcal{D} -ESTABILIDADE	29
4.5. RESTRIÇÃO DE SINAL DE CONTROLE	31
4.6. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	31
5. ESTUDO DE CASO: SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA DE PEQUENO PORTE	33
5.1. PROJETO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR SEPIC	35
5.1.1. <i>Determinação do valor da indutância de entrada L_1</i>	36
5.1.2. <i>Determinação da indutância intermediária L_2</i>	37
5.1.3. <i>Determinação da capacitância do Capacitor C_1</i>	38
5.1.4. <i>Determinação do valor da capacitância do Capacitor C_0</i>	38
5.1.5. <i>Dimensionamento das chaves</i>	38
5.2. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE ROBUSTO	39
5.3. PROJETO DO SISTEMA DO CONTROLADOR TIPO 3 DISCRETO	41
5.4. RESULTADOS SIMULADOS	42
5.4.1. <i>Análise em regime permanente do conversor SEPIC operando em malha aberta com razão cíclica fixa 42</i>	

5.4.2.	<i>Análise da resposta do controlador LMI robusto por realimentação de estados com ação integral</i>	47
5.4.3.	<i>Análise da potência transferida no sistema de conversão de energia eólica</i>	51
5.5.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	56
6.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	57
6.1.	DESCRIÇÃO DO HARDWARE UTILIZADO	57
6.1.1.	<i>Controlador Digital de Sinais</i>	57
6.1.2.	<i>Condicionamento dos sinais dos sensores</i>	58
6.2.	DETERMINAÇÃO DAS CHAVES SEMICONDUTORAS	63
6.3.	OPERAÇÃO DO CONVERSOR SEPIC COM RAZÃO CÍCLICA PRÉ-DETERMINADA	64
6.4.	OPERAÇÃO DO CONVERSOR SEPIC EM MALHA FECHADA COM O CONTROLADOR POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS COM AÇÃO INTEGRAL	67
6.5.	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA COM O CONTROLADOR TIPO-3	71
6.6.	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	73
7.	CONCLUSÃO FINAL	77
7.1.	CONCLUSÃO	77
7.2.	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	78
7.3.	PUBLICAÇÃO REALIZADA DURANTE O MESTRADO	78
	REFERÊNCIAS	79
ANEXO A.	ENERGIA EÓLICA: O ESTADO DA ARTE	85
A.1.	FATOS HISTÓRICOS SOBRE A ENERGIA EÓLICA	85
A.2.	TECNOLOGIAS DA CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA	86
A.2.1.	<i>Tipos de turbina</i>	86
A.2.1.1.	<i>Turbinas de velocidade variável</i>	86
A.3.	TIPOS DE GERADORES	87
A.3.1.	<i>Gerador de indução com rotor de gaiola</i>	87
A.3.2.	<i>Gerador de indução com rotor de gaiola</i>	88
A.4.	TOPOLOGIAS DE SISTEMAS EM RELAÇÃO AO APROVEITAMENTO DA ENERGIA	88
A.5.	WECS COM GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES (PMSG)	90
A.6.	TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT) DE UM GERADOR EÓLICO	95
A.6.1.	<i>Controle do TSR ótimo</i>	97
A.6.2.	<i>Controle de Torque ótimo</i>	97
A.6.3.	<i>Controle por realimentação de sinal de Potência</i>	98
A.6.4.	<i>Controle pelo método Perturba e Observa (P&O)</i>	99
A.7.	TÉCNICA PERTURBA & OBSERVA	99
A.8.	GERADOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES (PMSG)	103
A.8.1.	<i>Modelo matemático do Gerador</i>	103
ANEXO B.	CONCEITOS SOBRE CONTROLE LMI	107
B.1.	DEFINIÇÃO DE LMI	107
B.2.	COMPLEMENTO DE SCHUR	107
B.3.	CONCEITO DE ESTABILIDADE DE LYAPUNOV	108
APÊNDICE A.	DIAGRAMAS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO	111
A.1.	CIRCUITO <i>SNUBBER</i>	111
A.2.	BLOCOS DE SIMULAÇÃO EM AMBIENTE SIMULINK	112
A.3.	BLOCOS DE SIMULAÇÃO EM AMBIENTE PSIM	116
APÊNDICE B.	DIAGRAMAS DO PROTÓTIPO	119
B.1.	CIRCUITO DE POTÊNCIA, DRIVER, FONTES REGULADAS E CONDICIONAMENTOS	119

1. Introdução

Nos últimos anos, muitos esforços têm sido feitos visando mitigar os efeitos prejudiciais ao meio ambiente causados pela queima de combustíveis fósseis, assim como projeções sustentáveis são elaboradas constantemente para que a vida no planeta não sofra com a falta de recursos energéticos em um futuro não muito distante. A comunidade científica tem sido acionada para que um panorama cada vez mais benéfico se concretize, uma vez que o consumo de eletricidade cresce de forma acelerada. Neste âmbito, buscam-se na Eletrônica de Potência, soluções para o gerenciamento da energia proveniente de fontes alternativas, podendo a partir destas, elevar a atratividade e viabilizar a inserção destas fontes energéticas limpas.

A aplicação de conversores c.c.-c.c. nesta área é considerável, uma vez que o número de topologias conhecidas na comunidade científica é grande. A partir das várias configurações, o conversor SEPIC (do inglês, *Single Ended Primary Inductance Converter*) é escolhido como objeto de estudo deste trabalho, devido às suas vantagens que envolvem, dentre outras, a capacidade de ser elevador e abaixador, o que torna possível a aplicação de geradores que possuem larga faixa de velocidade e, portanto, larga faixa de tensão de entrada no conversor.

Modelos não lineares descrevem o comportamento dinâmico dos conversores de potência. Apesar destas não-linearidades, conversores c.c.-c.c. usualmente operam sob realimentação (de variáveis de estados ou de saída) em sistemas de controle lineares. O objetivo do controle aplicado a estes dispositivos é manter a regulação da saída (tensão ou corrente) em um valor desejado e garantir as características transitórias (por exemplo minimizar o sobressinal de saída).

Controladores lineares são geralmente projetados considerando a linearização em um ponto de operação. Neste caso, transientes de grande amplitude podem vir a prejudicar o funcionamento do circuito, fazendo com que o sistema apresente instabilidade ou não atenda aos requisitos de projeto sob a variação do ponto de operação.

Uma vez implementados, os conversores estáticos apresentam erros experimentais nos valores de corrente e tensão em relação aos resultados teóricos. Isto se deve às não-linearidades presentes no circuito, assim como a presença de componentes parasitas nos elementos ativos e passivos, além da variação do ponto de operação na qual o conversor estático foi analisado e mediante esta, projetado.

Quando aplicados em sistemas de energia eólica, conversores de potência devem ser projetados considerando algumas particularidades. A partir do comportamento estocástico da velocidade dos ventos, a tensão, a corrente e conseqüentemente a potência gerada são dependentes das condições climáticas. Logo, o ponto de máxima potência é variável no tempo e o controlador deve, constantemente, alterar a razão cíclica para assegurar a operação ótima do sistema de conversão de energia.

O controlador robusto deve ser capaz de manter a estabilidade atenuando as variações do ponto de operação sob a variação das condições atmosféricas. Uma vez que

se possa considerar as não-linearidades do modelo no projeto do controlador, assim como a variação do ponto de operação, é possível verificar resultados que garantem a estabilidade sob variação de condições de operação e, portanto, tornam o controle deste conversor mais robusto.

A abordagem LMI fornece algumas vantagens para o projeto do controlador do conversor c.c.-c.c., como a não necessidade de uma função de transferência específica para satisfazer as propriedades transitórias, além de ter a capacidade de apresentar uma solução factível a partir da consideração de várias restrições (FARIA, 2005).

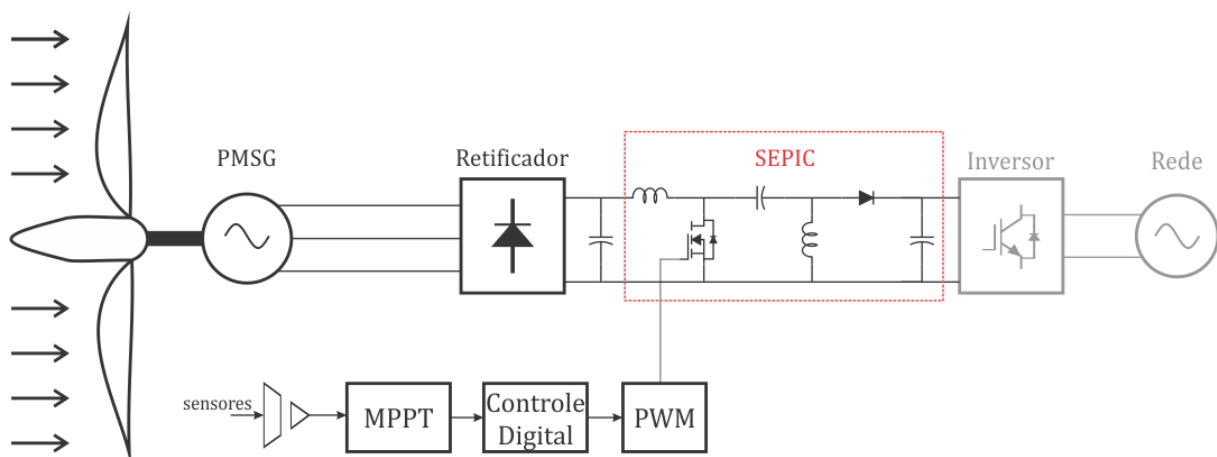
Mediante ao contexto apresentado, este trabalho propõe o projeto e implementação de um conversor SEPIC cujo controle será projetado a partir da abordagem LMI na definição das incertezas a serem consideradas no projeto.

1.1. Justificativa e contribuições

Baseando-se em um modelo de microgeração por fonte eólica, cujo foco é o processamento da energia de um aerogerador com o objetivo da extração de energia sob condições incertas de operação, a configuração eletrônica do sistema utiliza um conversor c.c.-c.c. após a etapa de retificação à diodos, com o objetivo de fornecer a máxima energia extraída do gerador para uma etapa subsequente. A Figura 1 ilustra um sistema com aplicação genérica de um inversor de tensão injetando a potência gerada na rede elétrica.

As incertezas do modelo eletromecânico e do comportamento aleatório da velocidade de vento, fazem com que o gerenciamento da energia elétrica feita por meio do conversor c.c.-c.c., tenha problemas de estabilidade e queda de eficiência, uma vez que os controladores lineares são obtidos a partir da modelagem em um ponto de operação. Dessa forma, a principal contribuição deste trabalho está na consideração de incertezas na modelagem e no controle deste conversor. O projeto do controlador aplicado ao conversor c.c.-c.c. considera, a variação do ponto de operação (tensão, corrente e potência de entrada variáveis) justificada pela variação da velocidade de vento incidente em um gerador eólico de pequeno porte.

Figura 1 – Diagrama do Sistema de Geração de Energia Eólica utilizando um conversor SEPIC no controle da potência extraída.



Fonte: O Autor.

1.2. Objetivos do trabalho

1.2.1. Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é o projeto e implementação de um controlador robusto baseado em LMIs aplicado no conversor c.c.-c.c. SEPIC, com foco na busca da extração da máxima potência de um gerador eólico de pequeno porte, comparando também a performance dinâmica do sistema de controle proposto a partir de um controlador convencional Tipo-3 discreto.

1.2.2. Objetivos específicos

Realizar a modelagem matemática do conversor c.c.-c.c. SEPIC considerando as incertezas no ponto de operação;

Estudar métodos de controle por realimentação de estados de forma a considerar no projeto do controlador, as variações impostas pela operação do sistema de geração estudado;

Simular a operação do conversor SEPIC em malha fechada aplicando as técnicas de controle estudadas;

Implementar a estratégia de controle estudada no conversor SEPIC experimental utilizando DSC TMS320F28335 como gerador do sinal PWM;

Fornecer evidências experimentais a partir da implementação física do conversor operando sob condições variantes de entrada;

Realizar estudo de caso simulando a situação de um sistema de geração eólica de pequeno porte visando a máxima transferência de potência aplicando as técnicas de controle ao conversor SEPIC estudadas neste projeto;

Realizar uma análise comparativa do controle do conversor utilizando uma técnica tradicional de controle.

1.3. Organização do trabalho

No capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre a aplicação de conversores c.c.-c.c. no gerenciamento da energia de fontes renováveis e diferentes alternativas de projeto destacando o controle de conversores por realimentação de estados.

No capítulo 3 é apresentada a modelagem matemática do conversor estudado. As formas de onda e as principais equações são apresentadas para o conversor, assim como as características que justificam a escolha desta topologia como objeto de estudo deste trabalho. Já o capítulo 4 inicia abordando definições importantes para o projeto do controlador robusto por realimentação de estados a partir de Inequações Matriciais Lineares.

O capítulo 5 apresenta um estudo de caso aplicado à sistemas de energia eólica e fornece as equações de projeto dos componentes do conversor SEPIC assim como o

projeto do controlador. Também são apresentados os resultados de simulações que comprovam a funcionalidade do sistema assim como as limitações do mesmo.

No capítulo 6 são apresentados resultados experimentais do conversor proposto aplicando as técnicas de controle estudadas e situações de variação do ponto de operação. E, por fim, o capítulo 7 traz as conclusões finais, as contribuições e sugestões para trabalhos futuros.

Uma revisão sobre as tecnologias que envolvem aproveitamento de energia eólica e os esquemas elétricos dos circuitos que fazem parte do protótipo construído são mostrados nos Apêndices A, B, C e D.

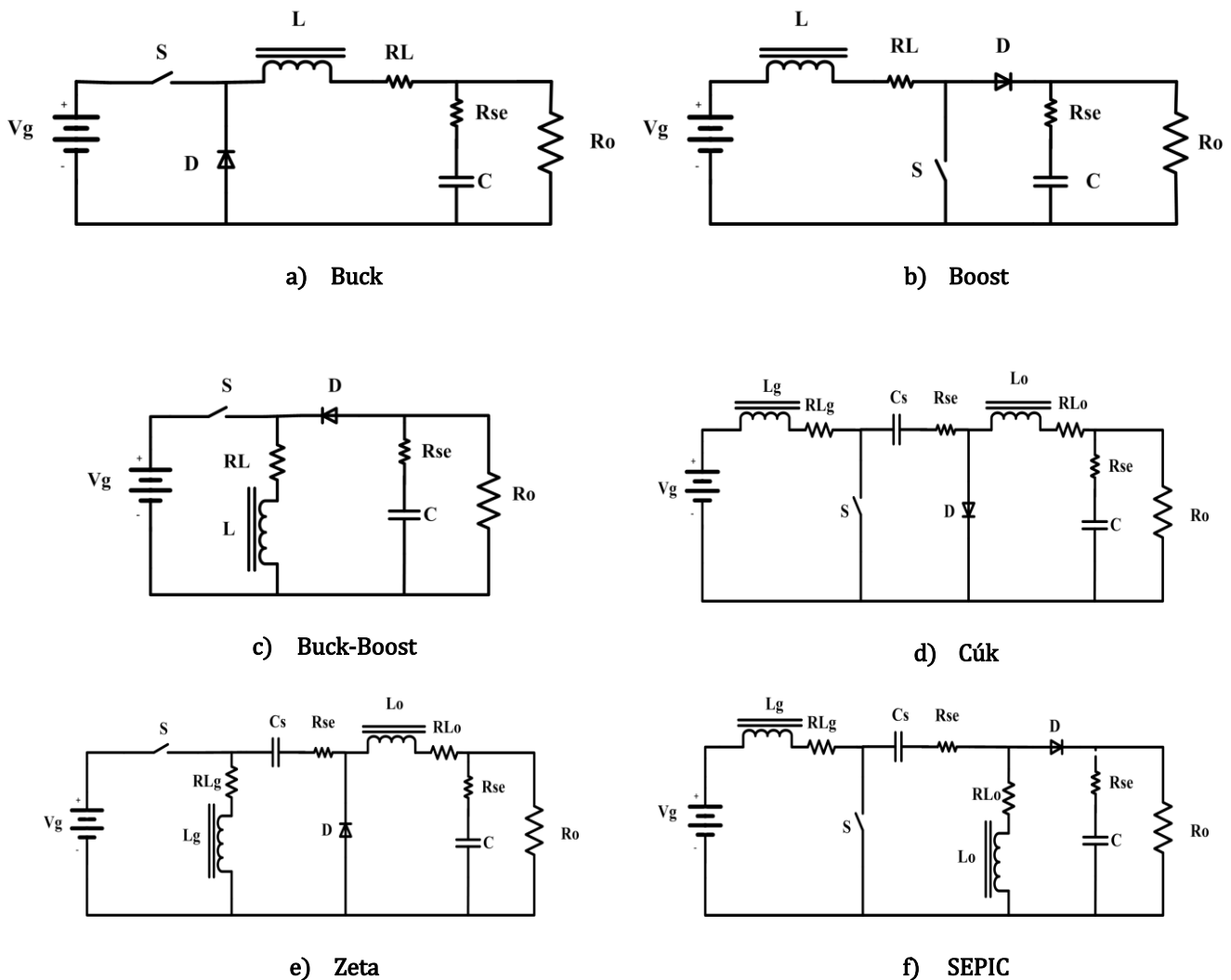
2.Estado da Arte

Este capítulo aborda o estado da arte de conversores c.c.-c.c. com foco na topologia objeto de estudo deste trabalho (SEPIC), a partir de pesquisas envolvendo a aplicação destes circuitos de potência em sistemas de geração de energia renovável e por fim, uma análise sobre trabalhos que envolvem técnicas de controle moderno aplicadas à conversores c.c.-c.c. com foco em LMIs e controle robusto. Nesta revisão bibliográfica estão os principais trabalhos que motivaram esta dissertação.

2.1. Conversor SEPIC

Segundo (MOHAN, 1995), (ERICKSON, 2001) e (RASHID, 2015), as principais topologias de conversores estáticos c.c.-c.c não isolados. são apresentados na Figura 2.

Figura 2 – Topologias clássicas de conversores c.c.-c.c. não isolados



Fonte: adaptado de (MOHAN, 1995), (RASHID, 2015) e (ERICKSON, 2001).

As topologias Buck, Boost e Buck-Boost são mais simples pois apresentam apenas 4 elementos (dois armazenadores, sendo um capacitor e um indutor e duas chaves sendo uma passiva, diodo e outra ativa, transistor). Além disso, possuem características apenas abaixadora, apenas elevadora e elevadora-abaixadora, respectivamente. Na sequência, os demais conversores possuem quatro elementos armazenadores passivos e duas chaves, sendo que o que os difere entre si é a forma com que estes elementos são organizados. São caracterizados, portanto, como conversores de quarta ordem, onde todos têm a capacidade de elevar ou abaixar a tensão de entrada. As questões que justificam a escolha do conversor SEPIC neste trabalho são abordadas na sequência, onde se pode destacar a grande vantagem em relação ao conversor Zeta é que, neste último, a chave ativa é conectada em série com a fonte de entrada, causando corrente pulsada, que é um problema para sistemas que possuem geradores rotativos em sua entrada. O comparativo básico entre os conversores SEPIC e Cúk está na polaridade da tensão de saída, onde o segundo apresenta inversão em relação à fonte de tensão na entrada. O mesmo aspecto pode ser visto também no conversor de segunda ordem Buck-Boost.

O conversor c.c.-c.c. SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) é proposto, inicialmente, em 1977 (MASSEY, 1977), onde o autor analisa uma aplicação de alta tensão (1800 V) a partir do conversor de 130 W. A estrutura apresentada por Massey já destacava a junção das melhores qualidades das topologias Boost e Flyback, sendo muito vantajosa em aplicações como estágio de correção de fator de potência.

No trabalho de Johnson (1993), uma análise aplicando a técnica de modelagem no espaço de estados para pequenos sinais em conversores baseada em (MIDDLEBROOK e CUK, 1976) já era publicada. O mesmo princípio de modelagem proposto é utilizado neste trabalho e em várias pesquisas que envolvem modelagem de conversores de potência.

Um modelo no espaço de estados mais detalhado é apresentado em (ENG, PINSOPON e BUNLAKSANANUSORN, 2009). Neste trabalho, os autores apresentam a modelagem no espaço de estados para o conversor no modo de condução contínua (MCC). Um destaque deste trabalho é a consideração das resistências dos indutores e capacitores. Como resultado, os autores apresentam as (quatro) funções de transferência combinadas entre as duas entradas e duas saídas consideradas no sistema de quarta ordem. A consideração das resistências série dos elementos torna o modelo mais complexo e não-linear, exigindo uma estratégia de controle mais elaborada em relação às modelagens mais simples. Neste trabalho tais resistências são também consideradas.

Da mesma forma que Eng (2009), Wong & Man (2009) destacaram a complexidade das funções de transferência no plano s retiradas da análise no espaço de estados de um conversor SEPIC, diferentemente de conversores de menor ordem, casos do Buck e Boost, de fato mais simples. Este trabalho apresenta a o gráfico de fluxo de sinal e a fórmula do ganho de Mason, mostrando as vantagens desta técnica para encontrar as equações características.

Ao longo dos anos, o conversor SEPIC foi muito utilizado em projetos que envolviam retificadores trifásicos e correção de fator de potência. Kanaan and Al-Haddad (2006) apresentam uma proposta de modelo válido para ambos os modos de condução do

conversor (MCD e MCC) a partir de um controle de múltiplos laços para retificadores PFC monofásicos, reduzindo a THD em um sistema de 1 kW.

Em (TIBOLA, 2013) o autor apresenta o projeto de um retificador trifásico de alto fator de potência com isolamento de alta frequência baseado no conversor SEPIC operando no modo descontínuo. A operação em MCD é um requisito do projeto para que o conversor opere com alto fator de potência. O controlador utilizado pelo autor é um PI de único estágio analógico. Um protótipo de 4 kW em 40 kHz é apresentado para validar a proposta do autor. Um controle cujos ganhos sejam definidos por um controlador digital trariam mais confiabilidade e robustez ao trabalho. Uma das propostas deste trabalho é a aplicação de controle digital.

Babae & Mahmoodieh (2013) realizam uma análise de transferência de energia no conversor SEPIC para três modos diferentes de operação. A partir de uma análise de 10 kHz, concluem que a operação com menor ondulação de tensão de saída é o modo de condução contínuo, baseando na alteração do valor da indutância. Para este modo de operação o indutor possui um valor mais elevado de indutância em comparação aos outros modos de operação. Logo, este estudo se faz importante pois, neste trabalho o indutor é projetado de forma que o conversor opere do modo de condução contínuo.

Em (CANTILLO, DE NARDO, *et al.*, 2010) os autores discutem questões relacionadas ao projeto dos componentes do conversor SEPIC avaliando a oscilação de corrente e tensão nos elementos passivos, aplicando técnicas de controle de corrente e relaciona a estabilidade confiável do conversor aos valores de indutâncias de entrada e saída por meio da análise da posição dos pólos da equação que representa o conversor. Uma análise importante para o projeto de controladores eficientes. O controle projetado neste trabalho utiliza a alocação de polos por meio de estratégias de estabilidade.

A partir da literatura apresentada, é escolhido o conversor SEPIC como circuito de conversão de potência. Na seção seguinte, são apresentadas análises sobre a aplicação de conversores c.c.-c.c. em sistemas de energia renovável, justificativa deste trabalho.

2.2. Conversores c.c.-c.c. aplicados a sistemas de energia renovável

Nos últimos anos pesquisas na área de energia renovável envolvendo conversores de potência são cada vez mais desenvolvidas. As fontes de energia variam entre solar fotovoltaicas e eólicas como as mais abordadas e em um segundo plano, células combustíveis, biomassa hidráulica.

Em (CHIANG, SHIEH e CHEN, 2009) é apresentado um sistema de geração de energia por fonte fotovoltaica alimentando uma carga isola e efetuando o carregamento de um banco de baterias. É feita a modelagem e o projeto do controlador aplicado ao conversor SEPIC. O controle da potência extraída do gerador fotovoltaico é comandado por um algoritmo de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracker*, MPPT). O texto ainda apresenta uma tabela comparativa entre as topologias abaixadoras e elevadoras de tensão conhecidas, onde se destaca o conversor SEPIC pelos motivos principais: não inversão de polaridade entre tensão saída e entrada,

corrente de entrada possui um comportamento não pulsado (fonte de corrente), o circuito de acionamento da chave possui a mesma referência de ambas as tensões de saída e entrada. Além destes fatos, o autor ainda ressalta que a eficiência do conversor SEPIC é de uma escala média em comparação ao conversor Buck-Boost modificado referenciado no trabalho, assim como possui custo de escala média, acima do custo do conversor Flyback.

Khateb et al (2014) apresentam um controlador Fuzzy aplicado a um conversor SEPIC buscando o rastreamento da máxima potência em um sistema de energia fotovoltaico. O sistema apresenta baixo valor de ultrapassagem (*overshoot*) e alta capacidade de regulação de tensão de saída sob condições de variação de carga. No trabalho de Khateb, a grande vantagem de seu controlador está no maior fornecimento de potência ativa em relação a um controlador PI tradicional para as mesmas condições de densidade de potência. O autor ainda compara a operação de um inversor multinível na saída do conversor SEPIC abastecendo uma carga monofásica.

Mattos, et al (2015) apresenta um sistema de geração fotovoltaico utilizando um inversor monofásico modelado como conversor Buck para cada fase. O controle aplicado ao gerador utiliza um algoritmo MPPT e compensadores analógicos com uma frequência de chaveamento de 70 kHz.

No trabalho de Darwish (2016) é apresentada a comparação de topologias inversores bidirecionais baseadas em conversores c.c.-c.c. Cuk e SEPIC. Estas topologias são aplicadas devido à capacidade de reduzir ou aumentar a tensão de saída assim como o alto ganho proporcionado. O trabalho em questão não trata diretamente do controle dos conversores, apenas a implementação e análise dos circuitos, obtendo parâmetros de perdas e redução de distorção harmônica de corrente.

Já a pesquisa publicada por Costa e Andersen (2015) apresentam uma solução para um sistema de geração de energia abastecido por baterias. Neste trabalho, um conversor *step-up* Boost é implementado em cascata com um conversor Flyback. Os autores apresentam a análise dos circuitos destacando tensão de saída fornecida a um inversor com 400 V de pico à 40 kHz.

Os trabalhos anteriormente citados dentre vários investigados, exploram a fonte de energia fotovoltaica, devido à vários fatores como a o crescimento exponencial da instalação de pequenos ao redor do mundo e também pela facilidade de trabalhar diretamente com tensão e correntes contínuas.

As pesquisas que mais dominaram o contexto atual da energia eólica possuem conversores de potência como gerenciadores da energia elétrica proveniente do gerador eólico. Uma grande parcela dos projetos é direcionada à tecnologia de conversores bidirecionais (*back-to-back*) conectados diretamente à rede elétrica (ADHIKARI, V, *et al.*, 2016), (TIWARI, SINGH e GOEL, 2017), (MENG, YANG e SUN, 2016) (CHEN, XU, *et al.*, 2015). Segundo Yaramasu et al (2015) os conversores aplicados segundo estes moldes necessitam apenas de 30 % de capacidade de potência em relação à potência nominal do sistema. Isto se deve ao modelo de geradores de indução duplamente excitados, do inglês *Double-Feed Induction Generator* (DFIG) cuja tecnologia é altamente dominada.

Topologias que possuem controle de barramento c.c. e/ou aplicam geradores de maior eficiência (caso dos modelos com rotor de ímãs permanentes, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Generator* - PMSG) necessitam de um retificador conectado a um inversor ou ainda um conversor c.c.-c.c. entre a etapa retificadora e etapa inversora (YARAMASU, WU, *et al.*, 2015).

Em (ABDELKARIM e IBRAHIM, 2015), o sistema de geração apresentado é constituído de um PMSG conectado a um retificador com duas saídas: um inversor conectado à rede e um conversor bidirecional (duas chaves ativas) conectado à um banco de baterias. A estratégia de controle utiliza um controlador PI tradicional para manter a velocidade de uma turbina eólica constante. A função principal do sistema bidirecional proposto pelos autores é abastecer a bateria em condições de vento e utilizar a bateria como fonte quando não há energia no gerador eólico.

Parastar, *et al* (2015) propõe uma nova topologia de conversor multinível para aplicações em geração distribuída. A estrutura proposta usa 40 % menos as chaves ativas, uma redução considerável para as chaves. Além disso, o conversor possui uma eficiência de 95,5 %.

Já Patil (2015) estuda um sistema eólico formado por PMSG conectado a um retificador cuja saída é um conversor c.c.-c.c. Buck-Boost de 100 kHz que carrega um banco de baterias. O banco de baterias alimenta um inversor monofásico conectado à rede. Para controlar a potência do gerador eólico que será fornecida a rede o autor implementa um algoritmo MPPT que controla a razão cíclica do conversor. Os resultados de simulação e experimentais apresentam os sinais de saída do inversor monofásico com e sem filtro LC assim como a curva de eficiência do conversor.

Hussain & Mishra (2015) apresentam o procedimento de projeto de um conversor SEPIC operando em modo de condução contínua aplicado à um sistema de conversão de energia eólica. A questão que diferencia drasticamente as fontes de energia eólica e fotovoltaica é a variação do ponto de operação e, por consequência, a capacidade de fornecer energia. No sistema proposto por Hussain um sistema de controle *double-loop* digital é aplicado ao conversor e implementado digitalmente a partir do DSC TMS320F28335. O controle é projetado a partir de funções de transferência extraídas da modelagem no espaço de estados. Apesar das funções de transferência do conversor para cada saída no plano *s* serem de quarta ordem, as funções de transferência dos compensadores apresentados são de primeira ordem, reduzindo a complexidade de implementação no processador digital. Os resultados para o sistema, que opera com frequência de chaveamento de 50 kHz, contempla uma resposta ao degrau apresentada pelas simulações e validadas por um protótipo estão na ordem de 600 μs com uma porcentagem de ultrapassagem na ordem de 20 %. O mesmo autor publica em (2016) a continuidade do projeto aplicando uma estratégia de controle MPPT adaptativa, inserindo ganhos de resposta mais rápidos e acréscimo de eficiência ao sistema.

Por fim, o trabalho de Jenisha, *et al* (2018), apresenta uma interface eletrônica entre um gerador eólico com topologia PMSG e a rede elétrica trifásica, com um total de três conversores: Um retificador à diodos na saída da turbina eólica, um conversor boost multinível na saída do barramento c.c. e um inversor trifásico operando com controle

vetorial para o lado da rede. Como diferencial, o trabalho apresenta um modo bidirecional que alimenta uma carga no barramento c.c.. O conversor boost de 2 kHz tem a função de manter o barramento c.c. com tensão fixa em 200 V e para isso, um controlador PI convencional é projetado por alocação de polos. Para o controle da potência, um algoritmo MPPT com a técnica *Perturba e Observa*¹ aplicado também ao conversor c.c.-c.c. boost. Em sequência o controle vetorial para o inversor trifásico é projetado para uma tensão de barramento fixada em 200 V. São apresentadas as relações de correntes de eixo direto e quadratura. Os resultados simulados e experimentais envolvem uma máquina de 3,7 kW.

A partir da investigação feita, muitos estudos englobam diferentes topologias de conversores (principalmente Boost, Buck-Boost e SEPIC) cujo foco geral é manter a tensão do barramento c.c. constante. Alguns trabalhos voltados à rastreamento de potência também aderem o controle MPPT ao conversor c.c.-c.c.. Porém as técnicas de controle abordadas são geralmente tradicionais, em muitos casos implementadas de forma analógica, altamente dominadas. Estratégias de controle podem, a partir de processadores de alta capacidade, realizar operações matemáticas com muitas variáveis em uma frequência relativamente alta em comparação às frequências geralmente aplicadas à conversores para aplicações em energia renovável (<100 kHz). Além disso, controladores com vários laços de controle, caso do trabalho (HUSSAIN e MISHRA, 2016) podem ser substituídos por sistemas de controle digitais a partir da realimentação de estados. Sistemas com estratégias de realimentação de estados, tema este que será abordado na seção seguinte, possuem capacidade de controle multivariável, diferentemente dos sistemas que são projetados a partir de funções de transferências (FTs).

Mediante a este cenário, este trabalho busca apresentar como diferencial, técnicas de modelagem e controle que podem criar grandes aberturas para evoluções em capacidade de adaptação e eficiência mediante às condições adversas (incertezas, ruídos e distúrbios) que, em situações realistas, incidem dentro do contexto de geração de energia. Na sequência, é apresentada uma breve revisão bibliográfica do que de relevante foi desenvolvido na área de controle de conversores c.c.-c.c. de potência.

2.3. Técnicas de controle aplicadas à conversores

O estudo de projeto de controladores que atuam sob diferentes condições de entrada e saída não teve início recente. Em (CHANG, 1995) o autor apresenta o modelo incerto de um conversor c.c.-c.c. Buck a partir das dinâmicas nos modos de controle por tensão e por corrente. O objetivo principal do projeto é garantir a estabilidade e regulação de tensão a partir de variações de tensão na linha e variações de carga. Um exemplo de

¹ A descrição desta técnica de rastreamento está detalhada no APÊNDICE A.2.

projeto, obtendo as funções de transferência do conversor e do compensador são apresentadas.

Posteriormente, em (MUMMADI e MOHAN, 2011), é apresentado o projeto de um conversor Boost robusto de quinta ordem. É feita a modelagem no espaço de estados para as duas etapas de operação e uma função de transferência discreta é obtida. O diferencial deste trabalho está na inserção de uma função de variação de tensão de entrada que influencia a corrente na carga e a inserção também de ruído que é somado à realimentação da saída do conversor. Baseando-se nesta arquitetura de controle, a resposta em frequência é obtida e uma função de transferência discreta posiciona os polos do conversor em estabilidade no plano z . A partir dos resultados de simulação os autores concluem que o ganho do controlador tem efeito substancial na faixa de robustez do controlador. Ganhos menores aumentam a capacidade de robustez de um compensador. Esta abordagem será importante para o projeto de um controlador Tipo 3 tradicional cujos resultados serão comparados aos resultados do sistema de controle estudado neste trabalho.

Em (JAAFAR, ALAWIEH, *et al.*, 2013) os autores apresentam uma interessante alternativa para o controle Proporcional Integral (PI) em um conversor SEPIC a partir da medição parcial de seus estados utilizando um observador de estados. O projeto do controlador utilizado utiliza Inequações Matriciais Lineares (LMIs) e que facilmente pode encontrar uma solução factível para o problema. O sistema é validado experimentalmente com um conversor de 20 kHz.

Halton, *et al* (2015), apresentam uma ferramenta para auxílio do projeto de controle robusto aplicado a um conversor c.c.-c.c.. A ferramenta, compatível com *Matlab*, engloba controle linear, não linear e discreto em condução contínua e descontínua. Uma interface amigável é desenvolvida para interagir com o usuário onde pode alterar facilmente os valores dos componentes passivos pertencentes ao controle.

Uma abordagem relevante também é proposta por Khateb *et al* (2013) onde um controle PID discreto otimizado é projetado com base na técnica Gradiente Descendente (do inglês, *gradiente-descent*) e aplicado em um sistema MPPT visando maximizar a potência extraída de um sistema gerador fotovoltaico. Um protótipo experimental de 10 kHz é implementado com um controle a partir de um DSC TMS320F28335.

Em (FARD e ALDEEN, 2016) é apresentado o controle H_∞ baseado em LMIs aplicado a um conversor Boost que integra um sistema de geração de energia Fotovoltaica. O método adotado considera as não linearidades do conversor, modeladas como um politopo convexo e alcança a performance designada a partir do limite de norma da resposta em frequência do conversor, mantendo o sistema estável mesmo sob condições de distúrbios. A solução robusta para um controlador consiste em rejeitar as variações, sejam elas da entrada, do sinal realimentado pelo sensor ou mesmo variações de carga, mantendo a estabilidade e os critérios estabelecidos na estratégia de controle. O problema LMI incorpora as incertezas paramétricas de operação do conversor em (FARD e ALDEEN, 2016) e é baseado nesta estratégia que este trabalho se baseia.

2.4. Conclusões do capítulo

O capítulo 2 apresenta uma breve revisão dos tópicos principais contemplados neste trabalho. O conversor SEPIC, conversor clássico da literatura, vem sendo aplicado a diversas situações, dentre elas destaca-se em sistemas de geração de energia renovável, mediante suas características favoráveis à conexão de retificadores e geradores mediante a capacidade de fonte de corrente na entrada, controle de tensão no barramento c.c., capacidade de fonte de tensão na saída, facilidade da construção dos circuitos de acionamento da chave e podendo operar como elevador e abaixador.

Conclui-se também que o uso de estratégias de controle aplicadas em conversores tem crescente ganho de espaço em pesquisas da comunidade científica. Técnicas avançadas de controle com aplicação em conversores estáticos são abordadas em modelos clássicos assim como em modelos tradicionais, visando buscar soluções para as quais as estratégias clássicas de controle não são facilmente capazes de realizar.

Portanto, a partir da revisão da literatura, o conversor SEPIC é escolhido para a aplicação neste trabalho, cujo foco principal será o processamento da energia com o objetivo de controlar a potência proveniente de um gerador eólico, de forma a maximizar esta transferência de potência para situações de variação do ponto de operação da fonte, baseada, dentre outras fontes, em (HUSSAIN e MISHRA, 2016). Para tal, uma estratégia de controle digital por realimentação de estados que considera incertezas será aplicada baseada em (FARD e ALDEEN, 2016).

No capítulo 3 é feita a análise estática e em pequenos sinais para o conversor SEPIC visando o projeto do conversor e também do sistema de controle por realimentação de estados com ação integral.

3. Análise do conversor SEPIC

Neste capítulo são analisados os circuitos equivalentes no modo de condução contínua (MCC) para o conversor SEPIC assim como a análise do conversor para pequenos sinais feita por espaço de estados (do inglês, *State-Space Averaging*) conforme (ENG, PINSOPON e BUNLAKSANANUSORN, 2009). Estas análises serão importantes para a determinação das matrizes de estado e projeto de controlador, assim como o projeto dos elementos do conversor.

O equacionamento para as variáveis de estado do conversor SEPIC é apresentado mediante o método dos valores médios por espaços de estado. São desprezadas as ondulações nestas variáveis, o que facilita a obtenção de um modelo linear equivalente visando o projeto do controlador, que será abordado com mais detalhes no capítulo 4. Em um primeiro momento, considerou-se os elementos ideais (resistências série nulas nos elementos armazenadores) e posteriormente efetuou-se a modelagem considerando os valores de resistência série.

3.1. Introdução ao conversor SEPIC

O conversor c.c.-c.c. SEPIC, teve como primeiras aplicações, regulação de tensão como elevador (MARTINS e BARBI, 2008) no final da década de 70. SEPIC possui quatro elementos armazenadores passivos, sendo dois indutores e dois capacitores, assim como o CUK e o Zeta (RASHID, 2015). Possui algumas vantagens dentre elas a possibilidade de operar como elevador e também como abaixador. Além desta, outras vantagens são listadas a seguir (TIBOLA, 2013):

- Característica de entrada como fonte de corrente, pois o indutor faz com que sempre haja valor médio constante de corrente na entrada, para dado ponto de operação;
- O capacitor C_o em paralelo com a carga dá a propriedade saída em tensão;
- O indutor L_2 pode ser substituído por indutores acoplados, o que permite isolar galvanicamente a entrada e a saída;
- A tensão de entrada (V_{in}) e a tensão de saída (V_{out}) possuem a mesma referência, o que é uma grande vantagem do ponto de vista da implementação.

Porém o conversor também apresenta desvantagens, dentre elas:

- As chaves apresentam esforços elevados em relação a topologias como a Boost;

Além das características mencionadas, as vantagens do conversor SEPIC em relação ao conversor Boost, por exemplo, que é largamente utilizado em aplicações para geração de energia, é que este último possui apenas a função elevadora de tensão. Neste caso, por exemplo, para grandes velocidades de vento altas tensões apareceriam no barramento c.c., o que implicaria no superdimensionamento de alguns componentes.

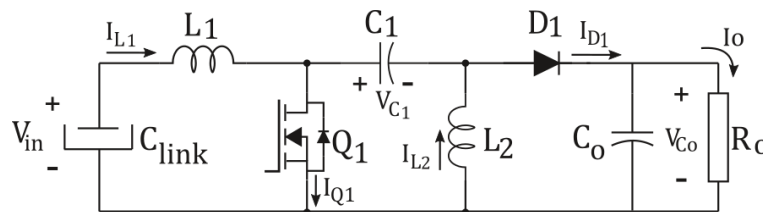
Em relação à aplicação envolvendo o Buck-Boost, que opera também como elevador/abaixador, a grande desvantagem é a inversão de polaridade entre a entrada e saída além da corrente pulsada na entrada devido a posição da chave em série com a fonte.

A característica de corrente pulsada na entrada também é fruto da aplicação de um retificador não controlado na etapa anterior ao conversor SEPIC, o que faz com que o torque do gerador também seja pulsado, que é uma grande desvantagem para a operação da máquina. Portanto, a utilização de um indutor na entrada na configuração SEPIC faz com que o efeito da corrente pulsada na entrada não seja ainda maior, característica natural de conversores com chave estática em série com a tensão de entrada, como o Buck-Boost.

3.2. Equacionamento do conversor SEPIC em MC.C.

O diagrama básico do conversor SEPIC é mostrado na Figura 3 (RASHID, 2015). Para esta análise adota-se os elementos ideais, considerando nulos os valores médios das tensões nos indutores e também das correntes nos capacitores. No modo de condução contínua o conversor apresenta duas etapas de operação definidas pelo acionamento da chave ativa Q_1 .

Figura 3 – Diagrama básico do conversor SEPIC.

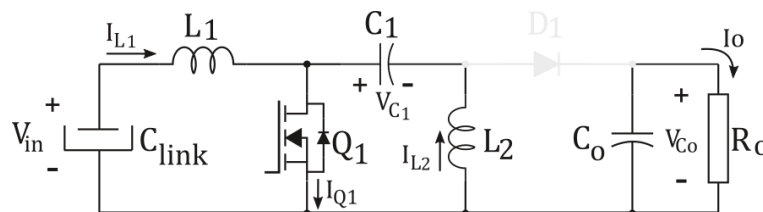


Fonte: O Autor.

3.2.1. Análise da primeira etapa ($0 < t < t_{on}$)

Durante a primeira etapa de operação do conversor, a chave ativa Q_1 encontra-se em condução e o diodo D_1 encontra-se em bloqueio. O circuito equivalente desta etapa é ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Circuito equivalente do conversor SEPIC durante a primeira etapa (t_{on}).



Fonte: O Autor.

O capacitor C_{link} , operando como fonte de tensão na entrada possui entre seus terminais uma tensão V_{in} e carrega o indutor L_1 . A corrente em L_1 se eleva linearmente:

$$I_{L_1m\acute{a}x} = \frac{V_{in}}{L_1} t_{on}. \quad (1)$$

O capacitor C_o fornece corrente para a carga e a tensão em C_1 (V_{C_1}), está carregado com a tensão de entrada V_{in} . Desta forma a corrente no indutor L_2 também irá crescer linearmente conforme:

$$I_{L_2m\acute{a}x} = \frac{V_{in}}{L_2} t_{on}. \quad (2)$$

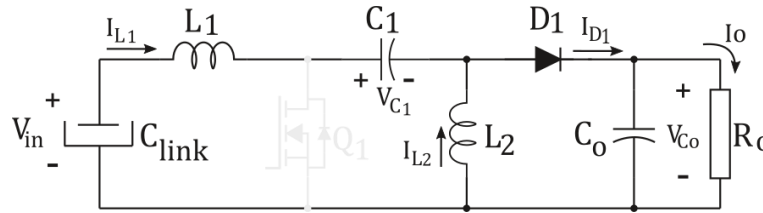
As tensões nos capacitores C_1 e C_o durante a primeira etapa pode ser definida como:

$$\begin{aligned} V_{C_1m\acute{a}x} &= \frac{-I_{L_2}}{C_1} t_{on}, \\ V_{C_om\acute{a}x} &= \frac{-I_o}{C_o} t_{on}. \end{aligned} \quad (3)$$

3.2.2. Análise da segunda etapa ($t_{on} < t < T$)

Durante esta etapa, o semiconductor Q_1 é bloqueado e a inversão de tensão em L_2 polariza diretamente o diodo D_1 , fazendo-o conduzir. O circuito equivalente da segunda etapa é mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Circuito equivalente do conversor SEPIC durante a segunda etapa (t_{off}).



Fonte: O Autor.

As tensões sobre os indutores L_1 e L_2 são iguais à tensão de saída no capacitor C_o , (V_{C_o}). Dessa forma, as correntes nas indutâncias diminuirão linearmente, tem-se:

$$\begin{aligned} I_{L_1m\acute{a}x} &= \frac{V_{C_o}}{L_1} (T - t_{on}) \\ I_{L_2m\acute{a}x} &= \frac{V_{C_o}}{L_2} (T - t_{on}) \end{aligned} \quad (4)$$

A energia armazenada nos indutores na primeira etapa é transferida para os capacitores (C_1 e C_o). Dessa forma, a tensão nos capacitores, pode ser definida como:

$$\begin{aligned} V_{C_1m\acute{a}x} &= \frac{I_{L_1}}{C_1} (T - t_{on}) \\ V_{C_om\acute{a}x} &= \frac{I_{L_1} + I_{L_2} - I_o}{C_o} (T - t_{on}). \end{aligned} \quad (5)$$

3.3. Esforços nas chaves durante as etapas de funcionamento

Considerando o regime permanente, outras relações podem ser obtidas, como a corrente de entrada durante as duas etapas de funcionamento, conforme:

$$\begin{aligned} I_{in}(t) &= I_{in}(0) + \frac{V_{in}}{L_1} t, \quad \text{para } 0 < t < t_{on} \\ I_{in}(t) &= \frac{V_L}{L} t + I_{in}(t_{on}) = -\frac{V_o}{L} t + I_{in}(t_{on}), \quad \text{para } t_{on} < t < T \end{aligned} \quad (6)$$

O valor da corrente na chave Q_1 é relacionada em (7):

$$\begin{aligned} I_{Q1}(t) &= \frac{V_{in}}{(L_2 \parallel L_1)} t + I_{in}(0) + I_{L_2}(0), \quad \text{para } 0 < t < t_{on}; \\ I_Q(t) &= 0, \quad \text{para } t_{on} < t < T. \end{aligned} \quad (7)$$

O valor da corrente de saída será, conforme:

$$\begin{aligned} I_o(t) &= -\frac{V_{in}}{L_2} t - I_{L_2}(0), \quad \text{para } 0 < t < t_{on}; \\ I_o(t) &= \frac{V_{in}}{L_1} t_{on} - \frac{V_{C_o}}{L_1} (t - t_{on}), \quad \text{para } t_{on} < t < T. \end{aligned} \quad (8)$$

E o valor da corrente no diodo D_1 durante T:

$$\begin{aligned} I_D(t) &= 0, \quad \text{para } 0 < t < t_{ton}; \\ I_{D1}(t) &= \frac{V_{in}}{L_2 \parallel L_1} t_{on} - \frac{V_{C_o}}{L_2 \parallel L_1} (t - t_{on}) + I_{in}(0) + I_2(0), \quad \text{para } t_{on} < t < T. \end{aligned} \quad (9)$$

Os valores das correntes médias são determinados a seguir para o conversor SEPIC operando em regime permanente em modo de condução contínua.

O valor da corrente média de entrada é dado por:

$$\begin{aligned} I_{in_{med}} &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} \left(\frac{V_{in}}{L_1} t + I_{in}(0) \right) dt + \int_{t_{on}}^T \left(\frac{V_{in}}{L_1} t_{on} - \frac{V_{C_o}}{L_1} t \right) + I_{in}(0) dt \right); \\ &= \frac{V_{in}DT}{2L_1} + I_{in}(0). \end{aligned} \quad (10)$$

O valor da corrente média na chave Q é determinado por:

$$\begin{aligned} I_{Q1_{med}} &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} \frac{V_{in}}{L_1 \parallel L_2} t + I_{in}(0) + I_{L_2}(0) dt \right); \\ I_{Q1_{med}} &= \frac{\frac{1}{2}D(V_{in}DT + 2I_{in}(0)(L_1 \parallel L_2) + 2I_{L_2}(0)(L_1 \parallel L_2))}{L_1 \parallel L_2}. \end{aligned} \quad (11)$$

A expressão do valor da corrente média no diodo é dada por:

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{T} \left(\int_{t_{on}}^T \left(\left(\frac{V_{in}}{L1 \parallel L2} DT - \frac{V_{Co}}{L1 \parallel L2} t \right) + I_{L1}(0) + I_{L2}(0) \right) dt \right); \quad (12)$$

$$= \frac{1-D}{2} \left(2V_{in}DT + 2I_{L2}(L1 \parallel L2) - V_{Co}T + V_{Co}DT + 2I_{in}(0)(L1 \parallel L2) \right).$$

Ainda para a análise estática, é possível definir as relações de potência e tensões nas chaves ativa e passiva, como em (13) e(14), respectivamente:

$$V_{Q1} = (V_{in} - V_{L1}) \cong 0, \quad 0 < t < t_{on};$$

$$V_{Q1} = V_{C1} + V_{Co} = V_{in} + V_{out}, \quad t_{on} < t < T. \quad (13)$$

$$V_{Q1_{máx}} = V_{in} + V_{out},$$

$$V_{D1} = -(V_{C1} + V_{Co}), \quad 0 < t < t_{on};$$

$$V_{D1} = (-V_{L2} + V_{Co}), \quad t_{on} < t < T \frac{t_{off}}{T}. \quad (14)$$

$$V_{D1_{máx}} = -(V_{in} + V_{out}).$$

3.4. Formas de onda no conversor SEPIC

A partir das equações é possível esboçar as formas de onda dos sinais de corrente e tensão nos elementos. O mais importante é identificar os limites de operação (máximos e mínimos) assim como a ondulação de tensão de e corrente nos armazenadores. A Figura 6 mostra as principais formas de onda para o conversor SEPIC operando em modo de condução contínua considerando os elementos ideais.

3.5. Ganho estático

O ganho estático M é a razão, em regime permanente, da tensão de saída pela tensão de entrada e pode ser determinado por vários métodos. Considerando a tensão média no indutor igual a zero e igualando as equações durante todo o ciclo de operação, tem-se:

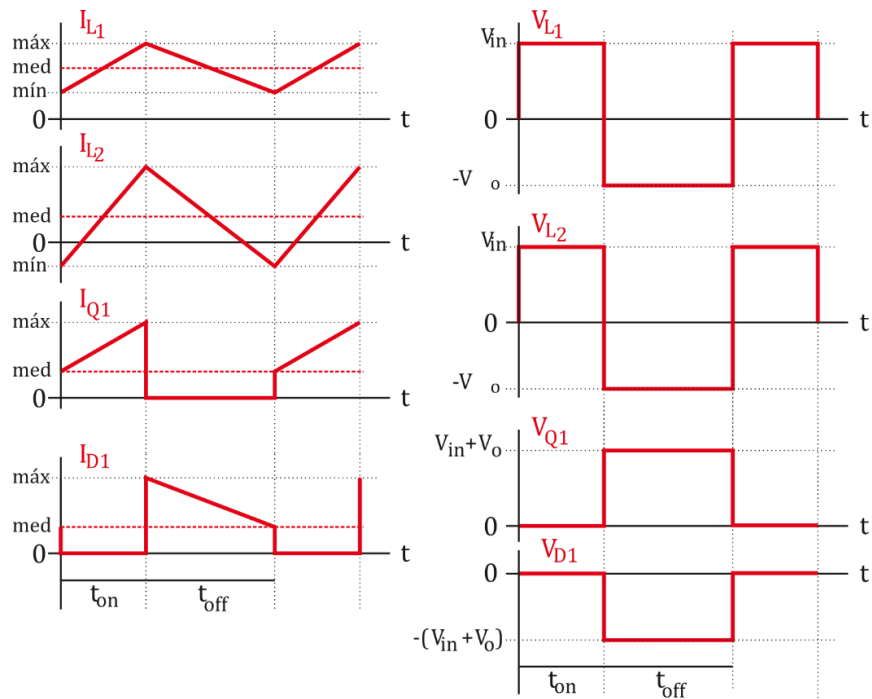
$$V_i t_{on} - V_o t_{off} = 0,$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} = \frac{D}{1 - D}. \quad (15)$$

onde o ciclo ativo $D = t_{on}/T$.

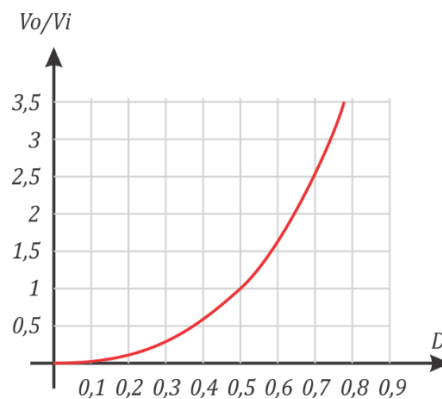
Considerando apenas a operação ideal do conversor é possível relacionar o ganho estático com a razão cíclica para o conversor SEPIC, conforme ilustrado na Figura 7

Figura 6 – Principais formas de onda para SEPIC operando em MCC.



Fonte: Adaptado de (MARTINS e BARBI, 2008).

Figura 7 - Ganho estático ideal do conversor SEPIC em função do valor de D

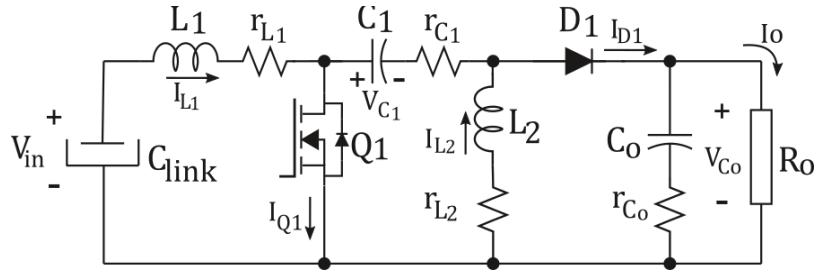


Fonte: Adaptado de (MARTINS e BARBI, 2008).

3.6. Análise considerando as resistências série nos capacitores e indutores

O circuito equivalente considerando as resistências série é apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Circuito do conversor SEPIC com resistências série nos capacitores e indutores



Fonte: O Autor.

Corrigindo os valores das correntes nos indutores e as tensões nos capacitores durante os dois intervalos de operação, tem-se:

$$\begin{aligned}
 I_{L1} &= \frac{V_{in} - I_{L1}r_{L1}}{L_1} DT + \frac{-V_o - I_{L1}(r_{L1} + r_{C1}) + I_{L2}(r_{L2})}{L_1} (1 - D)T; \\
 I_{L2} &= \frac{(V_{C1} - I_{L2}(r_{C1} + r_{C2}))DT}{L_2} \\
 &\quad + \frac{-I_{L2}r_{L2} - V_{Co} - (I_{L1} + I_{L2} - I_o)r_{Co}(1 - D)T}{L_2}; \\
 V_{C1} &= \frac{I_{L2}DT}{C_1} + \frac{I_{L1}(1 - D)T}{C_1}; \\
 V_{Co} &= \frac{-I_oDT}{C_o} + \frac{(I_D - I_o)(1 - D)T}{C_o},
 \end{aligned} \tag{16}$$

sendo $V_o = R_o I_o$ e $I_D = I_{L1} + I_{L2}$.

3.7. Análise do conversor SEPIC no espaço de estados

A análise em regime permanente do conversor leva em consideração o ciclo de chaveamento PWM do conversor. Os modelos obtidos a partir desta análise são válidos para o projeto do conversor e seus componentes, porém é insatisfatória para a análise do controle em malha fechada, pois não consideram o regime transitório durante a operação.

O modelo para pequenos sinais de um conversor estático é aquele que prediz como variações de baixa frequência no valor da razão cíclica afetam a saída do conversor, ou seja, a variável a ser controlada, de forma que este modelo desconsidera a ondulação das variáveis de estado decorrente da comutação das chaves, assim como os harmônicos de chaveamento, quando aplicável.

Matematicamente pode-se modelar o comportamento do conversor como um sistema linear invariante no tempo (do inglês, *Linear Time Invariant LTI*), definido conforme (BOYD e BARRATT, 1994):

$$\begin{aligned}
 \frac{dx(t)}{dt} &= \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\
 y(t) &= \mathbf{C}x(t) + \mathbf{E}u(t),
 \end{aligned} \tag{17}$$

onde as equações em (17) definem a variação dos estados do sistema e podem ser escritos separadamente para cada etapa do período T , onde $x(t)$ representa o vetor de estados (arranjo das variáveis de estado que neste caso são respectivamente a corrente no indutor L_1 e L_2 e as tensões nos capacitores C_1 e C_o) e $u(t)$ representa o vetor de entradas (arranjo das variáveis de entrada, neste caso uma tensão do barramento c.c. sobre o capacitor C_{Link} e a razão cíclica D).

O modelo em espaço de estados considera apenas a variação dos estados em torno de um ponto de operação e assume as seguintes características para os intervalos $0 < t < t_{on}$ e $t_{on} < t < T$, sendo as matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 e \mathbf{E}_1 relacionadas ao primeiro intervalo e \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{E}_2 ao segundo intervalo:

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= \mathbf{A}_1 x(t) + \mathbf{B}_1 u(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_1 x(t) + \mathbf{E}_1 u(t),\end{aligned}\tag{18}$$

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= \mathbf{A}_2 x(t) + \mathbf{B}_2 u(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2 x(t) + \mathbf{E}_2 u(t),\end{aligned}$$

onde $x(t)$, para o conversor estudado, são as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, respectivamente:

$$\mathbf{x}(t) = [i_{L_1}(t) \quad i_{L_2}(t) \quad v_{C_1}(t) \quad v_{C_o}(t)]^T,\tag{19}$$

para $u(t)$ como vetor entrada, contendo a tensão de entrada e a razão cíclica:

$$\mathbf{u}(t) = [v_{in} \quad d]^T\tag{20}$$

e por fim, $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saída, formado pela corrente de entrada no conversor e pela tensão de saída:

$$\mathbf{y} = [i_{L_1} \quad v_{out}]^T.\tag{21}$$

Considerando todo o período T , onde \mathbf{A}_1 e \mathbf{B}_1 são as matrizes que representam o sistema durante o tempo que a chave Q está conduzindo e \mathbf{A}_2 e \mathbf{B}_2 as matrizes de constantes do sistema durante Q está bloqueado, conforme:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D), \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D), \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1 - D)\end{aligned}\tag{22}$$

e

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1 - D).$$

Visando simplificar o entendimento do leitor, assume-se a partir daqui $x(t) = x$. Os estados do sistema do domínio do tempo são definidos como uma soma da componente média (c.c.) e a componente alternada (c.a.), mostrado em (23):

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}},\tag{23}$$

onde x mostra a componente total do estado, X o valor médio e \tilde{x} a variação deste estado em torno do valor médio. Analogamente, tem-se $d = D + \tilde{d}$.

Sendo $\frac{d}{dt} \mathbf{X} = 0$, e substituindo (19), (20), (21) e (23) em (17), tem-se (24):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} &= \mathbf{A} \begin{bmatrix} I_{L1} + \tilde{i}_{L1} \\ I_{L2} + \tilde{i}_{L2} \\ V_{C1} + \tilde{v}_{C1} \\ V_{Co} + \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} + \mathbf{B}[v_{in}] + \mathbf{B}_d[d], \\ \begin{bmatrix} I_{L1} + \tilde{i}_{L1} \\ V_{Co} + \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} &= \mathbf{C} \begin{bmatrix} I_{L1} + \tilde{i}_{L1} \\ I_{L2} + \tilde{i}_{L2} \\ V_{C1} + \tilde{v}_{C1} \\ V_{Co} + \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} + \mathbf{E}[v_{in}] + \mathbf{E}_d[d], \end{aligned} \quad (24)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_d &= \left((\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{Co} \end{bmatrix} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)[V_{in}] \right) \\ \mathbf{E}_d &= \left((\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{Co} \end{bmatrix} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)[V_{in}] \right). \end{aligned} \quad (25)$$

As equações os intervalos de chaveamento do conversor SEPIC para os intervalos de chaveamento são dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{V_{in} - r_{L1} * i_{L1}}{L_1} D \\ &+ \frac{(r_{L1} + r_{C1} + r_{Co})i_{L1} + (r_{Co} - r_{L2})i_{L2} + v_{C1} + v_{Co} + V_{in}(1 - r_{Co}M/R_o)}{L_1} (1 - D), \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{-(r_{C1} + r_{L2})i_{L2} + v_{C1}}{L_2} D \\ &+ \frac{i_{L1}r_{Co} + i_{L2}(r_{Co} - r_{L2}) + v_{Co} + V_{in} \left(-\frac{r_{Co}M}{R_o} \right)}{L_2} (1 - D), \end{aligned} \quad (27)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} D + \frac{i_{L1}}{C_1} (1 - D) \quad (28)$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = -\frac{Mv_{in}}{R_o C_o} D + \frac{i_{L1} + i_{L2} - \frac{Mv_{in}}{R_o}}{C_o} (1 - D). \quad (29)$$

As matrizes \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_1 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{E} são definidas a partir de (25) a (29):

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L1}D}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(r_{C1} + r_{L2})D}{L_2} & \frac{D}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{(r_{L1} + r_{C1} + r_{Co})(1-D)}{L_1} & \frac{(r_{Co} - r_{L2})(1-D)}{L_1} & (1-D)/L_1 & (1-D)/L_1 \\ \frac{r_{Co}(1-D)}{L_2} & \frac{(r_{Co} - r_{L2})(1-D)}{L_2} & 0 & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1}{C_1}(1-D) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o}(1-D) & \frac{1}{C_o}(1-D) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{MD}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1 - \frac{r_{Co}M}{R_o}}{L_1}(1-D) \\ \left(-\frac{r_{Co}M}{R_o}\right)(1-D) \\ \frac{L_2}{0} \\ \frac{M}{R_o C_o}(1-D) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D \end{bmatrix}, \quad (34)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} (1-D) & 0 & 0 & 0 \\ r_{Co} & r_{Co} & 0 & (1-D) \end{bmatrix}, \quad (35)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{Mr_{Co}}{R_o}D \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{Mr_{C_o}}{R_o}(1-D) & 0 \end{bmatrix}. \quad (37)$$

3.8. Conclusões do capítulo

Os conceitos básicos sobre o conversor c.c.-c.c. SEPIC, o equacionamento do modelo elétrico do mesmo, bem como suas principais formas de onda e a expressão do ganho estático são importantes para a compreensão do funcionamento da topologia, dimensionamento dos elementos do conversor, assim como o projeto e análise do controle em malha fechada.

Por meio da análise das duas etapas de operação do conversor conclui-se que sempre há energia sendo transferida à carga, ora pelos capacitores e posteriormente pelos indutores. A polaridade da tensão na carga R_o é sempre a mesma vista da fonte V_{in} e a fonte de entrada em ambas as etapas de operação está conectada ao indutor L_1 , dando portanto a característica de fonte de corrente de entrada.

As matrizes de estado permitem que a técnica de projeto de controle via LMIs seja desenvolvida no conversor e, no capítulo 4, são abordados os conceitos de projeto do controlador via realimentação de estados com ação integral.

4. Estratégia de controle aplicado ao conversor SEPIC

Neste capítulo, serão descritos alguns fundamentos necessários para a representação do sistema em malha fechada no espaço de estados via LMI, essenciais para o projeto do controlador. São abordados os conceitos de D-estabilidade a partir do Teorema de Lyapunov no modelo de espaço de estados e a obtenção do ganho de realimentação considerando o teorema de politopos. São apresentadas as definições das regiões LMI e todas as restrições que são consideradas para o projeto do controlador.

As Inequações Matriciais Lineares (do inglês *Linear Matrix Inequality*) se mostram como uma ferramenta prática para a solução de inequações buscando ganhos em sistemas de controle que possuem uma série de restrições, podendo estes estarem atrelados a parâmetros de desempenho e a incertezas de operação.

Uma das motivações para o uso da abordagem LMI, se deve à facilidade com que esta técnica permite a incorporação de incertezas nos parâmetros do sistema. Neste tópico, serão abordados alguns conceitos preliminares e posteriormente as definições que serão utilizadas no projeto do controlador por realimentação de estados via LMIs.

4.1. Incertezas politópicas no modelo a partir de LMI's

As questões de estabilidade e robustez estão fortemente ligadas ao tratamento de incertezas no modelo da planta, pois a diferença entre a saída da planta real e do modelo nominal pode levar a uma situação em que a otimização associada ao controlador não possui solução factível.

A ideia básica das LMIs é interpretar um dado problema de controle como um problema de programação semi-definida, ou seja, com um objetivo linear e restrições positivas semi-definidas envolvendo matrizes simétricas que são sinérgicas nas variáveis de decisão.

A definição de incerteza exige o conhecimento do processo e a integração com a estrutura do controlador que se pretende utilizar. No entanto, um modelo matemático é na verdade uma aproximação do sistema físico real e quanto melhor o modelo matemático utilizado, mais eficiente será o esquema de controle aplicado nesta planta. No entanto, a complexidade do modelo matemático está diretamente ligada à representação física real do processo, o que dificulta a sua representação e, conseqüentemente, gera erros.

Segundo Lopes (2011), sistemas matemáticos podem apresentar incertezas de naturezas como:

- Parâmetros de modelo linear aproximados com erro (dinâmica não modelada);

- Parâmetros do modelo linear variando, devido à característica não linear dos sistemas reais associados a um ponto de operação;
- Imperfeições na medida ou a existência de ruído;
- Escolha indevida de modelos mais simples eximindo dinâmicas como incertezas.

A dificuldade de se ter um modelo o qual representa com fidelidade o sistema real é grande e é possível incluir estas incertezas de forma estruturada no projeto do controlador a partir das LMIs.

Para situações onde o conversor é condicionado a operar com tensão de entrada e potência variáveis, o controlador aplicado pode ser projetado a partir de uma estratégia que trate o ponto de operação variável, garantindo a estabilidade e, portanto, a robustez do sistema.

Uma maneira de especificar incertezas presentes no modelo é definir regiões nas quais os parâmetros que definem o sistema modelado estejam contidos. A partir disso, é possível caracterizar as incertezas de um modelo verificando as matrizes A e B anteriormente definidas. Neste caso, as matrizes incertas podem ser definidas como:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}(\beta) &= \sum_{i=1}^N \beta_i \mathbf{A}_i \\
 \mathbf{B}(\beta) &= \sum_{i=1}^N \beta_i \mathbf{B}_i
 \end{aligned}
 \tag{38}$$

onde A_i e B_i são conhecidos como vértices de polítopo, que formam uma região β limitada por vértices (LOPES, 2011), que podem representar limites, máximos ou mínimos de valores de capacitância ou indutância, ou ainda valores máximos de tensão de entrada ou razão cíclica, configurando a variação do ponto de operação. Uma característica a se destacar é a capacidade da convexidade, que permite que qualquer ponto no interior da região pode ser representado por uma soma convexa de finitos pontos chamados vértices. Cada vértice, portanto, considera um diferente valor de tensão de entrada e de potência na saída do conversor, por exemplo.

Em suma, considera-se em um mesmo projeto de controlador, várias matrizes que formam uma mesma planta, buscando condicionar o comportamento do controle projetado, as situações em que estas possuem seus valores incertos.

4.2. Realimentação dos estados em um sistema linear

A estratégia de estabilidade e correção do erro em regime permanente passa pela realimentação dos estados da planta. Uma vez que estes estados são aquisitados e processados, é possível condicionar a operação estática e dinâmica do sistema. As definições a seguir são baseadas em (BOYD e BARRATT, 1994), (DORF e BISHOP, 1998), (FARIA, 2005) e (YOSHIMURA, 2013).

Considerando um sistema linear controlável e invariante no tempo conforme:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (39)$$

onde $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^m$.

Sistemas lineares na forma padrão tem a propriedade de que para toda condição inicial \mathbf{x}_0 , existe uma única solução $\mathbf{x}(t)$, à qual $\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0$.

De acordo com Duan et al (1999 apud FARIA, 2005) uma matriz de constantes \mathbf{K} deve existir ao realimentar um sistema conforme (17), ficando, agora em malha fechada, portanto, tem-se:

Se

$$\mathbf{B} = -\mathbf{K}\mathbf{u}(t),$$

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) - \mathbf{BK} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} \Rightarrow \quad (40)$$

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = (\mathbf{I} + \mathbf{BK})^{-1} \mathbf{A}\mathbf{x}(t)$$

onde $(\mathbf{I} + \mathbf{BK})$ representa uma matriz inversível.

Desta forma, de (ABDELAZIZ; VALÁSEK, 2004), é possível encontrar uma matriz adequada \mathbf{K} que mantenha a estabilidade, desde que $\det(\mathbf{A}) \neq 0$ (FARIA, 2005).

4.3. Projeto de controle por realimentação de estados com ação integral via LMI

Nesta etapa definições de estabilidade serão aplicadas à formulação das LMIs para a estratégia de controle do conversor. O objetivo do projeto é encontrar uma matriz expandida $\hat{\mathbf{K}}$ que atenda aos requisitos de estabilidades, adequando o sistema à região descrita no item anterior, conforme a \mathcal{D} -estabilidade. A ação integral na realimentação, tem por objetivo manter o erro entre o valor de referência e o valor medido nulo. A Figura 9 mostra o diagrama de blocos da estratégia de controle no espaço de estados com ação integral.

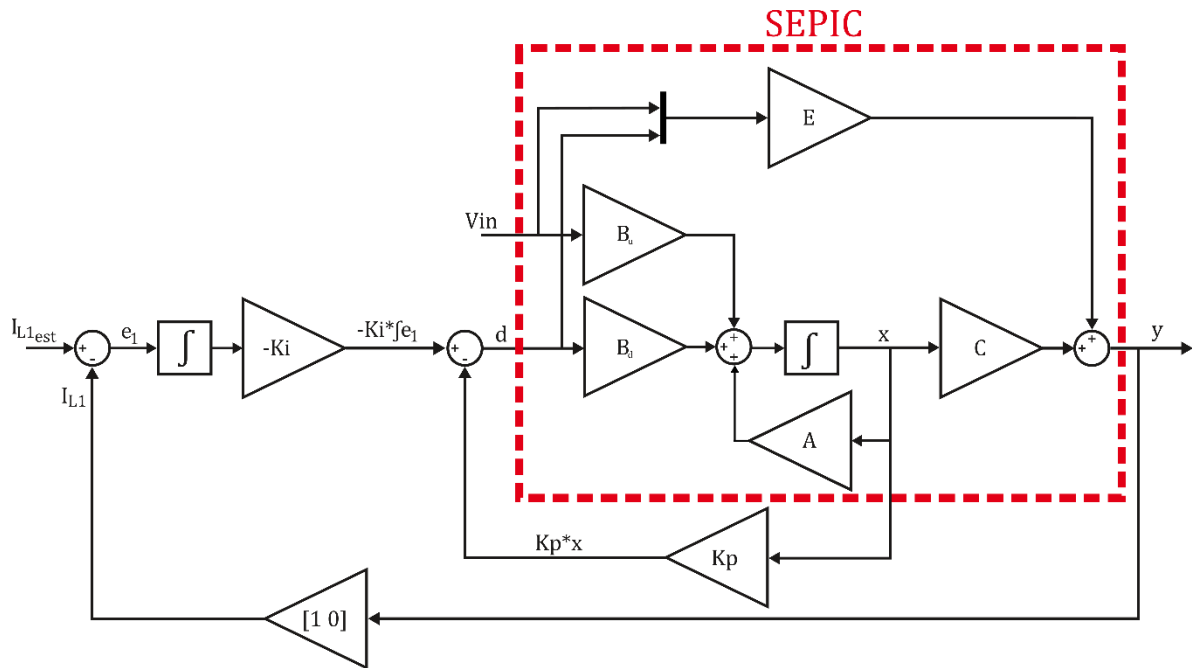
No sistema apresentado utilizam-se duas matrizes de ganho (\mathbf{K}_p e \mathbf{K}_i), obtidas pela inversão da matriz de transferência em malha fechada, resultado da aplicação do teorema do valor final (OGATA, 2010).

No caso do conversor estudado, a referência é o valor médio do sinal da corrente no indutor primário, I_{est} . Esta configuração tem a vantagem de garantir, com eficiência, a resposta desejada para modelos em espaço de estados.

Para o sistema expresso em (17), o erro e_1 é definido como

$$e_1 = I_{L1est} - I_{L1}. \quad (41)$$

Figura 9 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.



Fonte: O Autor.

São obtidas, portanto, matrizes expandidas com base em (DORF e BISHOP, 1998) e (OGATA, 2010) $\hat{\mathbf{A}}$ e $\hat{\mathbf{B}}$:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}; \quad (42)$$

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} B_d \\ E \end{bmatrix},$$

onde B_d representa a matriz mostrada em (25) que relaciona a saída apenas a partir da razão cíclica (d).

A partir das matrizes expostas em (42) forma-se a Lei de controle conforme (COSTA, 2012):

$$d = -K_p x - K_i \int e_1 = -[K_p \quad K_i] \begin{bmatrix} x \\ \int e_1 \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Substituindo (43) em (17), tem-se (44):

$$\frac{dx}{dt} = (A - B_d K_p) x + -B_d K_i \int e_1; \quad (44)$$

$$y = Cx + Eu.$$

Definindo $\int e_1$ como (45):

$$\int e_1 = I_{L1_{est}} - Cx. \quad (45)$$

Organizando no espaço de estados:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} &= \begin{bmatrix} A - B_d K_p & -B_d K_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \int e_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{L1_{est}}; \\ \hat{y} &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ \int e_1 \end{bmatrix} + EV_{in}, \end{aligned} \quad (46)$$

sendo que em (46) está definida a resposta do sistema em malha fechada compensada com ação integral, via realimentação de estados.

4.4. Conceito de \mathcal{D} -estabilidade

Compreendida a estratégia de realimentação das variáveis de estado do sistema estudado, assim como as incertezas, tem-se como objetivo a determinação dos valores dos ganhos $K = [K_p \quad K_i]$ conforme requisitos de desempenho.

Na prática, índices de desempenho são exigidos no projeto de controle, sendo que somente a estabilização do sistema conforme a teoria de Lyapunov torna insuficiente (DORF e BISHOP, 1998). Compõe os índices de desempenho mais comuns, parâmetros como tempo de subida e de estabilidade (assentamento) da variável de controle assim como a extrapolação de um valor máximo (porcentagem de ultrapassagem, %UP).

A teoria de Lyapunov (mais detalhes contidos no Apêndice B) pode ser estendida para tratar de problemas de \mathcal{D} -estabilidade em que se deseja verificar se todos os polos do sistema estão localizados em determinadas regiões convexas no plano complexo, conhecidas como regiões LMI (COSTA, 2017). A Figura 10 ilustra a característica de tais regiões no plano complexo.

Considerando ω_n a frequência natural não amortecida, ζ sendo o coeficiente de amortecimento do sistema e as substituições $\zeta = \cos(\theta)$ e $\alpha = \omega_n \zeta$, onde α representa o tempo de assentamento (OGATA, 2010), a seguir estão ilustradas as regiões mais utilizadas em projetos de sistemas de controle por LMI e definidas como:

a) Semiplano esquerdo

$$AQ + QA^T + B_d G + G^T B_d^T - 2\alpha Q < 0$$

b) semiplano direito

$$AQ + QA^T + B_d G + G^T B_d^T + 2\alpha Q < 0,$$

c) disco centrado em $(-q,0)$ e raio γ

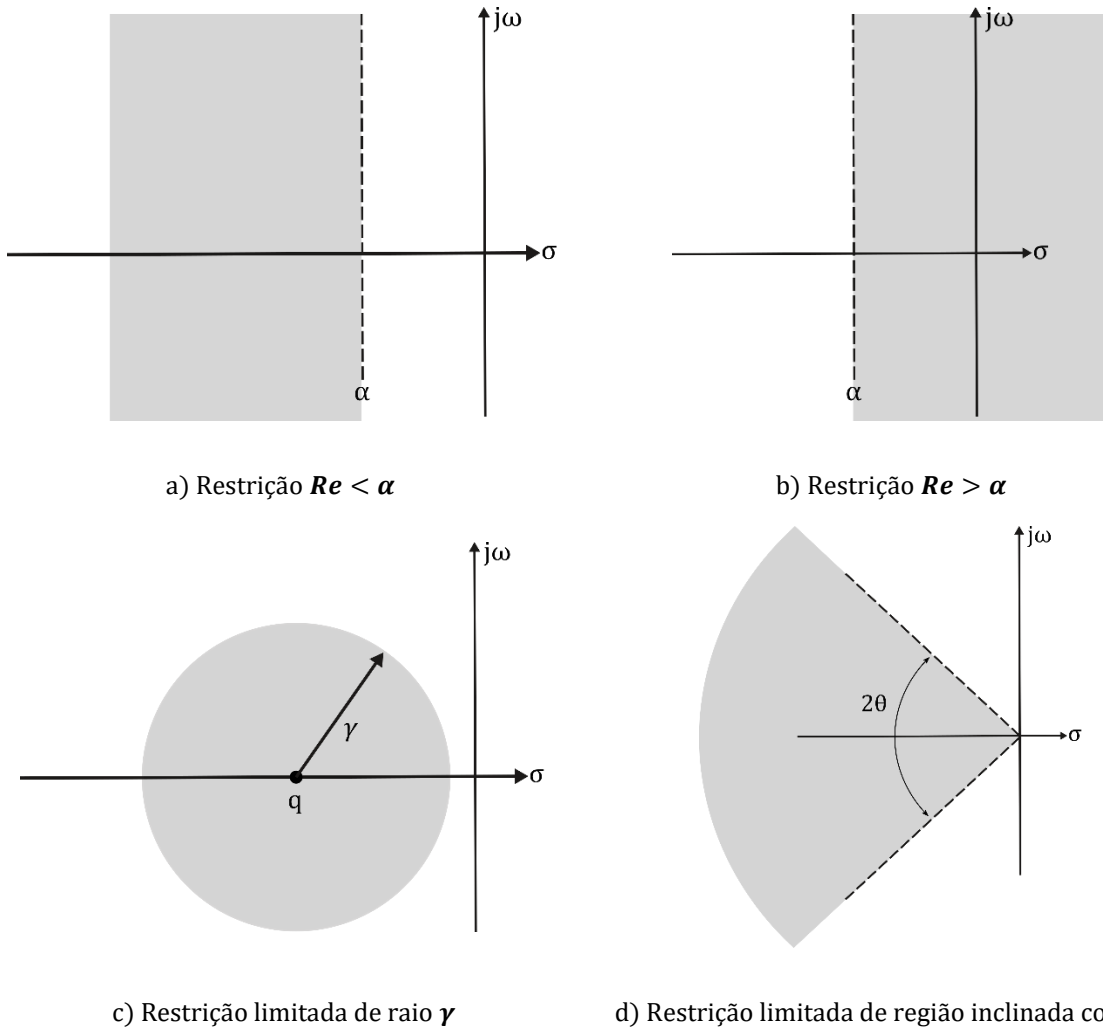
$$\begin{bmatrix} -\gamma Q & AQ + B_d G \\ QA^T + G^T B_d^T & -\gamma Q \end{bmatrix} < 0,$$

d) setor cônico com vértice na origem e ângulo interno de $2\theta^\circ$

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (AQ + QA^T) & \cos \theta (AQ - QA^T) \\ \cos \theta (AQ - AQ) & \sin \theta (AQ + QA^T) \end{bmatrix} < 0.$$

(47)

Figura 10 – Regiões LMI.



Fonte: Adaptado de (COSTA, 2017).

Segundo as definições e provas contidas em (FARIA, 2005) e (CADALSO, 2016) é possível representar de maneira mais simples as regiões convexas utilizando LMIs. Considerando uma região convexa das restrições a), c) e d) acima, aplicando ao sistema aumentado a partir da realimentação de estados com ação integral, chega-se a(48):

$$\begin{aligned}
 & \hat{A}_i Q + Q A_i^T + 2\alpha Q < 0, \\
 & \begin{bmatrix} \sin \theta (A_i Q + Q A_i^T + B_{d_i} G + G^T B_{d_i}^T) & \cos \theta (A_i Q - Q A_i^T + B_{d_i} G - G^T B_{d_i}^T) \\ \cos \theta (-A_i Q + Q A_i^T - B_{d_i} G + G^T B_{d_i}^T) & \sin \theta (A_i Q + Q A_i^T + B_{d_i} G + G^T B_{d_i}^T) \end{bmatrix} < 0 \\
 & Q > 0, \\
 & \alpha < 0, \\
 & \begin{bmatrix} -\gamma Q & A_i Q + B_{d_i} G \\ Q A_i^T + Y^T B_{d_i}^T & -\gamma Q \end{bmatrix} < 0,
 \end{aligned} \tag{48}$$

onde a solução matemática para o problema descrito por LMI é encontrar uma matriz de ganhos de realimentação $\mathbf{K} = -\mathbf{G}\mathbf{Q}^{-1}$.

4.5. Restrição de sinal de controle

Na implementação de conversores c.c.-c.c., o valor da razão cíclica representa a razão entre o tempo que a chave ativa (transistor) opera em condução e o período total de chaveamento. Sendo assim, o valor máximo da razão cíclica (d) é 1. Como o sistema de controle irá atuar sobre esta variável, este pode produzir valores acima do valor máximo, o que é impraticável. A saturação da razão cíclica pode causar problemas na operação do sistema. Se d não é limitado a partir de um valor máximo estipulado, o controlador projetado tenderá à instabilidade do sistema na qual está inserido. Para atenuar este problema uma restrição deve ser incluída na formulação da LMI de forma que o sinal de controle, no caso o valor da razão cíclica se mantenha dentro de um limite aplicável.

Baseado em (FARD e ALDEEN, 2016), uma vez conhecida uma condição inicial $x(0)$, um valor limitante μ na norma do sinal de entrada controle $u(t)$ conforme em (20), sendo $\|u(t)\| < \mu$, pode ser determinado se as matrizes $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ puderem ser satisfeitas em (49):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 1 & x(0)^T \\ x(0) & \mathbf{Q} \end{bmatrix} &> 0, \\ \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & \mathbf{G}^T \\ \mathbf{G} & \mu^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} &> 0. \end{aligned} \tag{49}$$

4.6. Conclusões do capítulo

O conceito de politopos é importante para encontrar a matriz de ganho de realimentação de estados \mathbf{K} considerando as incertezas no ponto de operação. Além de tais incertezas é possível adicionar outras restrições com o objetivo de obter estabilidade do conversor dentro do desempenho adequado para a aplicação. A restrição na variável de entrada (valor máximo da razão cíclica, d) é de suma importância para a implementação prática do conversor, uma vez que valores acima de 1 ou abaixo de 0 são impraticáveis.

A seguir, no capítulo 5, são apresentados o dimensionamento dos elementos passivos, o projeto dos ganhos do controlador LMI robusto e os resultados de simulação que validam a operação estável do conversor SEPIC e a robustez do controlador aplicado para um sistema de geração eólica de pequeno porte.

5. Estudo de caso:

Sistema de geração eólica de pequeno porte

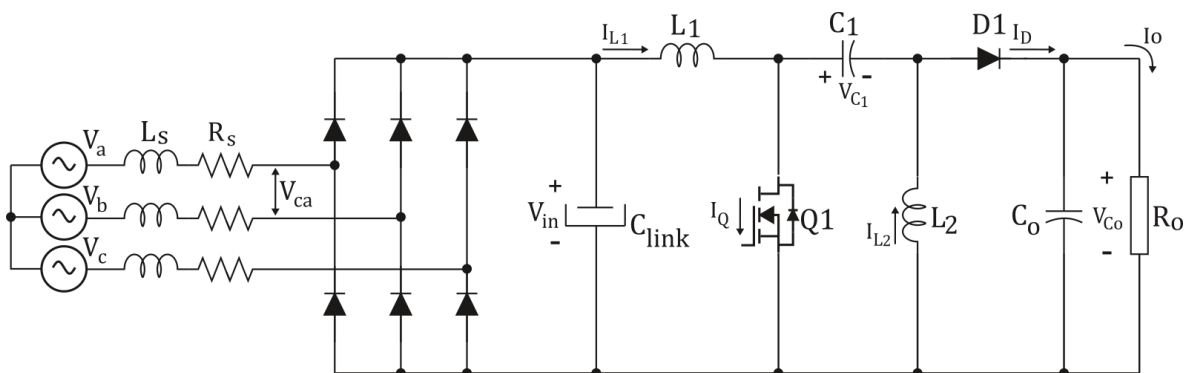
Sistemas de geração eólica necessitam de uma estratégia para controlar a extração da máxima energia potencial possível, fornecida pela velocidade dos ventos. O algoritmo MPPT é responsável por definir o ponto de operação do sistema, de uma forma que o conversor SEPIC extraia a máxima potência do barramento c.c. (capacitor C_{link}), o qual transfere a potência cinética fornecida pela turbina eólica e convertida em potência elétrica pelo PMSG.

Neste capítulo serão apresentados o equacionamento de projeto dos elementos do conversor SEPIC e também os resultados de simulação do sistema de geração eólica proposto no capítulo 1, ilustrado pela Figura 11. O sistema conta com a técnica de rastreamento de máxima potência P&O e controle de corrente por realimentação de estados projetados via LMIs no conversor SEPIC.

Constam nesta simulação o gerador eólico formado pelo modelo mecânico da turbina eólica e o modelo eletromecânico do PMSG, simbolizado na Figura 11 como uma fonte de tensão c.a. trifásica. Um retificador não controlado é acoplado à fonte c.a. e ao conversor SEPIC por meio de um capacitor no barramento c.c.. Os parâmetros da turbina eólica e do PMSG são expostos na Tabela 1. Detalhes da modelagem do gerador síncrono acoplado à turbina eólica é apresentado no Apêndice A.

A carga e a descarga do capacitor C_{link} é controlada pela corrente drenada pelo conversor, portanto a manipulação da corrente permite o controle da potência extraída do sistema gerador, a qual deve ser máxima independentemente da velocidade de vento que incide na turbina eólica. Para isso, o valor da corrente no indutor primário (I_{L1}) é estimada pelo MPPT e servirá como referência para o circuito de controle, o qual fornecerá um sinal de razão cíclica para o circuito de modulação PWM, controlando assim a ação da chave Q1 do conversor SEPIC e a corrente no indutor primário.

Figura 11 – Configuração do sistema com retificador passivo trifásico conectado ao conversor SEPIC.



Fonte: O Autor.

Tabela 1 – Parâmetros da Turbina Eólica e do Gerador Síncrono de Ímãs permanentes.

<i>Gerador Síncrono de ímãs permanentes</i>		
Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal	P_{enom}	350 W
Frequência nominal	f_{enom}	58 Hz
Número de polos	p	4
Indutância de eixo direto	L_d	35 μ H
Indutância de eixo de quadratura	L_q	35 μ H
Resistência de armadura	R_s	0,09 Ω
Constante de inércia	J	0,05 $kg \cdot m^2$
Constante de armadura	$V/krpm$	32 V/krpm

Fonte: O Autor.

Para estimar o valor da corrente, o MPPT processa os sinais elétricos de corrente no link c.c., a tensão no barramento c.c. (V_{DC}) e a frequência angular da tensão de saída do gerador de ímãs permanentes (ω_e). Na sequência são levantadas algumas definições para a implementação da técnica de rastreamento utilizada.

O vento incidente ao WECS é naturalmente estocástico. Portanto o comportamento do sistema pode sofrer variações. Mesmo os valores de temperatura podem influenciar na densidade do ar (ρ) e, portanto, na potência fornecida. As não linearidades do conversor assim como as tolerâncias nos valores dos componentes passivos do conversor também não são previstas no modelo matemático levantado. Dessa forma, uma vez que os valores da tensão de entrada variam também com uma frequência inconstante fruto da variação da rotação da turbina, o ponto de operação do sistema também pode sofrer variações, fazendo com que o sistema busque compensar esta variação por meio da entrada manipulada (razão cíclica, d).

Para estabelecer a faixa de operação do conversor e do sistema de controle, foram estabelecidos 3 pontos de operação:

- Ponto de operação 1: Velocidade nominal (12 m/s)

Considera-se que a turbina eólica é capaz de fornecer potência de 280 W e a tensão c.c. no barramento é de pico da de saída de 60 V. Neste ponto o gerador eólico deve operar com a eficiência máxima a qual foi projetado.

- Ponto de operação 2: Velocidade mínima (6,5 m/s)

Considera-se que a tensão c.c. no barramento é de 35 V e a potência disponível pela turbina eólica é de até 50 W.

- Ponto de operação 3: Velocidade máxima (12,5 m/s)

Nesta situação a turbina não possui a eficiência máxima, portanto a potência deve ser limitada em 300 W pelo sistema. A tensão de pico de linha é de 80 V.

Os resultados estão apresentados de forma a validar cada análise do sistema proposto. Primeiramente, são apresentados os sinais de tensão e corrente para o conversor SEPIC operando em regime permanente para uma alimentação fixa em malha aberta. Na sequência são apresentados os resultados de operação do controlador em espaço de estados e do conversor SEPIC operando em malha fechada com ação do controlador projetado. Por fim, formas de onda de tensão e corrente no conversor apresentam o comportamento do sistema completo, considerando os modelos da turbina eólica e do PMSG conectado ao retificador passivo.

5.1. Projeto dos elementos passivos do conversor SEPIC

Nesta etapa é apresentado o procedimento de projeto do conversor c.c.-c.c. SEPIC em MCC. Adotou-se este método de operação devido ao menor valor de eficaz de corrente no diodo D_1 ilustrado na Figura 11 e, conseqüentemente, menor ondulação de tensão em alta frequência no capacitor de saída C_o (devido à resistência série equivalente do capacitor).

O conversor SEPIC é alimentado através do capacitor C_{link} na saída do retificador trifásico. O valor da tensão c.c. de alimentação do conversor SEPIC é monitorado. O retificador converte o sinal trifásico alternado do gerador para um sinal contínuo com ondulação.

As três fontes de tensão c.a. representam o gerador elétrico trifásico, sendo que os valores de tensões e frequência dos sinais alternam de acordo com a velocidade do gerador eólico. O sinal de tensão de alimentação do conversor SEPIC será sempre positivo, com uma ondulação que irá depender do valor da corrente drenada por este e do valor da frequência dos sinais do gerado pelo PMSG. As especificações de projeto para o conversor SEPIC operando no modo de condução contínua em regime permanente são apresentadas na Tabela 2. Para efeito de projeto, o componente SEPIC será projetado em função do ponto de operação nominal do sistema ($v_w = 12 \text{ m/s}$).

A definição do valor da frequência de chaveamento resulta de um compromisso entre o volume dos elementos passivos, das perdas nos semicondutores e da capacidade de processamento do sinal PWM, além do ruído no sensoriamento e o fator audível. Para os conversores abordados na literatura observa-se valores que vão de 10 kHz a 100 kHz.

A limitação encontrada quando se aumenta a frequência de comutação se aproximando dos 100 kHz, está na resolução do PWM a partir do controlador digital de sinais. Optou-se pela frequência de comutação em 40 kHz primeiramente por ser um valor intermediário entre os conversores estudados e que seria possível ter uma boa resolução a partir do hardware utilizado. Enfim, configurou-se o módulo EPWM do DSC TMS320F28335 para 1875 contagens (relação entre a frequência do módulo, 75 MHz, e a

frequência de comutação definida), e tomou-se uso da função *High-Resolution PWM*. Este recurso otimiza a operação do PWM a partir de uma estimativa dinâmica do tamanho do degrau de posicionamento da borda (*Micro Edge Positioning step size*), tipicamente em 150 ps (TEXAS INSTRUMENTS, 2016).

Tabela 2 - Parâmetros de projeto do conversor SEPIC

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão máxima de entrada	$V_{in_{máx}}$	80 V
Tensão mínima de entrada	$V_{in_{mín}}$	15 V
Tensão entrada (nominal)	$V_{in_{nom}}$	60 V
Potência de entrada (mínima)	$P_{in_{mín}}$	10 W
Potência de entrada (nominal)	$P_{in_{nom}}$	300 W
Resistência de carga	R_o	50 Ω
Ondulação de corrente em L1	$\Delta I L_1$	10 %
Ondulação de corrente em L2	$\Delta I L_2$	10 %
Ondulação de tensão em C1	$\Delta V C_1$	1 %
Ondulação de tensão em Co	$\Delta V C_o$	1 %
Frequência de chaveamento	f_{sw}	40 kHz

Fonte: O Autor.

5.1.1. Determinação do valor da indutância de entrada (L_1)

Anteriormente ao dimensionamento dos elementos armazenadores, definiu-se o valor da carga em 50 Ω , a partir da análise da magnitude da corrente a ser observada na saída perante a operação do conversor em regime nominal do conversor e o valor máximo de resistência (e potência) apresentado pelo equipamento do laboratório. O valor da indutância L_1 deve ser inicialmente projetado para que o conversor opere no modo de condução contínuo. Para isso, tem-se o valor mínimo e máximo de L_1 a partir de:

$$L_{1_{mín}} = \frac{((1-D)^2 R_o)}{2 * D * f_{sw}} \left(\frac{1}{\frac{r_{Co}}{R_o} + 1} + \frac{1}{1-D} \right) \left(\frac{r_{L2} + r_{Co}}{R_o} + \frac{M r_{C1}}{R_o} + \frac{r_{L2}}{R_o} \right) = 108 \mu H \quad (50)$$

A indutância de entrada também define o valor da ondulação da corrente no barramento. Considerando a tensão de entrada nominal V_{in} , a corrente média no indutor L_1 é obtida por:

$$I_{L_1AVG} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 5 \text{ A.} \quad (51)$$

O valor da corrente máxima no indutor será, considerando a ondulação ΔI_{L_1} :

$$I_{L_1m\acute{a}x} = I_{L_1AVG} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2} = 5,25 \text{ A,} \quad (52)$$

e o valor mínimo da razão cíclica (D_{min}) será:

$$D_{min} = 0,5985. \quad (53)$$

Logo, o valor do indutor L_1 pode ser obtido por:

$$L_1 = \frac{V_{in}}{\Delta I_{L_1}} D_{min} T = 1,79 \text{ mH.} \quad (54)$$

O valor da energia armazenada no indutor L_1 é obtida por:

$$W_{L_1} = \frac{1}{2} L_1 I_{L_1m\acute{a}x}^2 = 22,44 \text{ mJ.} \quad (55)$$

5.1.2. Determinação da indutância intermediária (L_2)

O valor da corrente no indutor L_2 é igual a corrente de saída do conversor:

$$I_{L_2AVG} = I_{OAVG} = 2,45 \text{ A.} \quad (56)$$

O valor da corrente máxima no indutor L_2 é dada por:

$$I_{L_2m\acute{a}x} = I_{L_2AVG} + \frac{\Delta I_{L_2}}{2} = 2,57 \text{ A.} \quad (57)$$

Considerando a tensão de saída do conversor, o valor da indutância L_2 pode ser encontrada por:

$$L_2 = \frac{V_o}{\Delta I_{L_2}} (1 - D_{min}) T = 4,1652 \text{ mH.} \quad (58)$$

O valor da energia armazenada no indutor L_2 é determinada por:

$$W_{L_2} = \frac{1}{2} L_2 I_{L_2}^2 = 13,755 \text{ mJ}. \quad (59)$$

5.1.3. Determinação da capacitância do Capacitor C_1

Por meio da análise do conversor SEPIC feita no capítulo 3, a tensão no capacitor C_1 tem valor médio igual a tensão de entrada. Considerando a tensão de entrada V_{in} , a tensão média do capacitor pode ser obtida por:

$$V_{C_1} = V_{in}, \quad (60)$$

e o valor da capacitância pode ser determinado por:

$$C_1 = \frac{I_{L_2} D_{máx}}{\Delta V_{C_2} f_{sw}} = 30,2 \mu F. \quad (61)$$

O valor da tensão máxima no capacitor C_1 é a máxima tensão de entrada:

$$V_{C_1 máx} = 81 \text{ V}. \quad (62)$$

5.1.4. Determinação do valor da capacitância do Capacitor C_o

O valor da tensão máxima no capacitor C_o pode ser obtido por:

$$V_{C_o} = V_o + \frac{\Delta V_{C_o}}{2} = 143,42 \text{ V}. \quad (63)$$

O valor da capacitância de saída C_o pode ser obtida por:

$$C_o = \frac{I_o D_{máx} T}{\Delta V_o} = 34,86 \mu F. \quad (64)$$

5.1.5. Dimensionamento das chaves

O valor da corrente média no MOSFET Q é determinada por:

$$I_{Q_{AVG}} = (I_{L_1_{AVG}} + I_{L_2_{AVG}}) D = 7,45 \text{ A}. \quad (65)$$

O valor da corrente máxima em Q é dada por:

$$I_{Q_{m\acute{a}x}} = I_{L_{1m\acute{a}x}} + I_{L_{2m\acute{a}x}} = 7,82 \text{ A.} \quad (66)$$

O valor da tensão máxima aplicada em Q pode ser obtida por:

$$V_{Q_{m\acute{a}x}} = V_{i_{m\acute{a}x}} + V_{o_{m\acute{a}x}} = 202 \text{ V.} \quad (67)$$

O valor da corrente média no diodo D é determinada por:

$$I_{D_{AVG}} = I_{o_{AVG}} = 2,45 \text{ A.} \quad (68)$$

O valor da corrente máxima no diodo também é a mesma do mosfet Q :

$$I_{D_{m\acute{a}x}} = I_{Q_{m\acute{a}x}} = 7,82 \text{ A.} \quad (69)$$

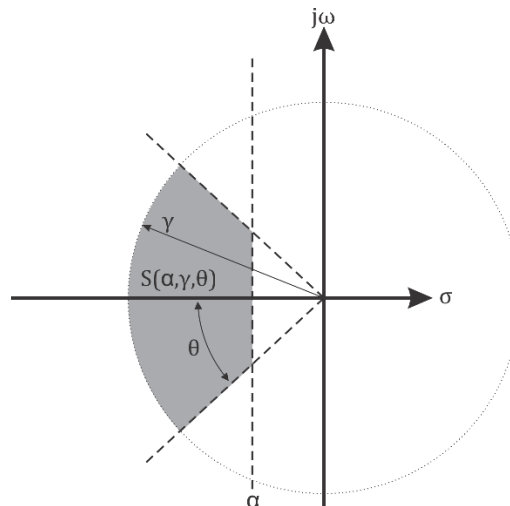
O valor da tensão reversa máxima (PIV) aplicada no diodo D é dada por:

$$V_{D_{m\acute{a}x}} = -(V_{i_{m\acute{a}x}} + V_{o_{m\acute{a}x}}) = -202 \text{ V.} \quad (70)$$

5.2. Projeto do sistema de controle robusto

O projeto do controle consiste no princípio explanado no capítulo 4, onde é necessário encontrar uma matriz \hat{K} tal que garanta, a partir da realimentação de estados do sistema, a estabilidade e a eficiência dentro dos critérios definidos. A Figura 12 mostra a região LMI que considera γ como limite a esquerda juntamente com a região cônica com ângulo, conforme definido em (48).

Figura 12 – região desejada para o projeto do controle via LMI.



Fonte: O Autor.

A partir da modelagem no espaço de estados do conversor SEPIC exposto no capítulo 3, determinam-se os valores das matrizes A e B, conforme (71):

$$A = \begin{bmatrix} -1,28706624 & -16,04424202 & 51,86119873 & 51,86119873 \\ 16,04424202 & -114,00585556 & 109,17371502 & 53,48080676 \\ 587,14285714 & -1198,57142857 & 0 & 0 \\ 587,14285714 & 587,14285714 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = [B1 + B2 \quad B_d]$$

$$B = \begin{bmatrix} 1570,935015772871 & -6774,773318727166 \\ -6,550422901757 & -242,317834059145 \\ 0 & -5872,125130344108 \\ -249,629475147723 & -8748,696558915537 \end{bmatrix}; \quad (71)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$E = 0.$$

Considerando as variações nos valores da tensão de entrada V_i e da razão cíclica, a partir de (72) no ponto de operação linearizado:

$$d_{\min} = 0,5882;$$

$$d_{\max} = 0,6712;$$

$$V_{i_{\min}} = 35 V; \quad (72)$$

$$V_{i_{nom}} = 60 V;$$

$$V_{i_{max}} = 80 V,$$

além da restrição de variação do sinal de controle em valor máximo μ :

$$\mu < 1, \quad (73)$$

e as condições de D-estabilidade com tempo de assentamento $\gamma = 50$ ms e máxima ultrapassagem em $\%UP = 5$ %, encontram-se a aos valores de:

$$\omega_n = 115,92 \text{ rad/s}; \quad (74)$$

$$\theta = 39,54^\circ.$$

Aplicando a plataforma “LMI lab – Robust Control Toolbox” do *Matlab*® para resolver as LMIs conforme projeto, a seguinte solução factível encontrada tem-se (75):

$$\hat{K} = [K_p \ K_i]$$

$$K_p = [3,419341882 \quad -2,240476936 \quad -3,261525690 \quad -0,032547531]; \quad (75)$$

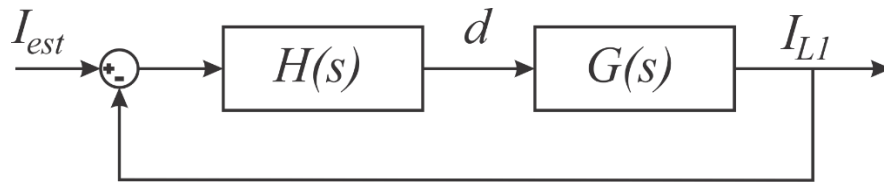
$$K_i = [-5,806143497819674 \times 10^2].$$

5.3. Projeto do sistema do controlador Tipo 3 discreto

Com a finalidade de efetuar uma comparação com os resultados do controlador projetado na seção anterior, nesta seção é apresentado os ganhos de um controlador Tipo 3 de acordo com (RANA, GHOSH e BANERJEE, 2018). A arquitetura do controle abordado nesta seção, é ilustrada na Figura 13. A partir da modelagem no espaço de estados apresentada no capítulo 3, obtêm-se a função de transferência no tempo contínuo conforme:

$$G(s) = \frac{-6775s^3 - 1,529 \times 10^5 s^2 - 7,35 \times 10^8 s - 4,024 \times 10^{10}}{s^4 + 115,6s^3 + 3,896 \times 10^4 s^2 - 4,792 \times 10^6 s - 3,028 \times 10^9}. \quad (76)$$

Figura 13 - Arquitetura de controle com o controlador Tipo 3.



Fonte: O Autor.

A equação geral do controlador Tipo 3 é dada por:

$$H(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p0}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}, \quad (77)$$

onde ω_{z1} , ω_{z2} , ω_{p0} , ω_{p1} e ω_{p2} são as posições dos dois zeros e dos polos da função no tempo contínuo, respectivamente.

Este controlador pode prover até 180° de fase variando a posição dos polos e zeros. Aplicando uma margem de fase de 90° onde $f_c = f_{sw}/10$ é a frequência de corte, tem-se:

$$H(s) = k_2 \frac{5,776 \times 10^{-9} s^2 + 0,000152s + 1}{1,351 \times 10^{-14} s^3 + 2,026 \times 10^{-9} s^2 + 7,6 \times 10^{-5} s} \quad (78)$$

$$k_2 = 1,08629.$$

O compensador $H(s)$ pode ser convertido para o tempo discreto aplicando o método Tustin (CLARKE e MASLEN, 2007) com $T_s = 2,5 \times 10^{-5}$, obtêm-se:

$$H(z) = \frac{0,5325 - 0,309z^{-1} - 0,5091z^{-2} + 0,3325z^{-3}}{1 - 1,656z^{-1} + 0,7639z^2 - 0,1077z^{-3}}. \quad (79)$$

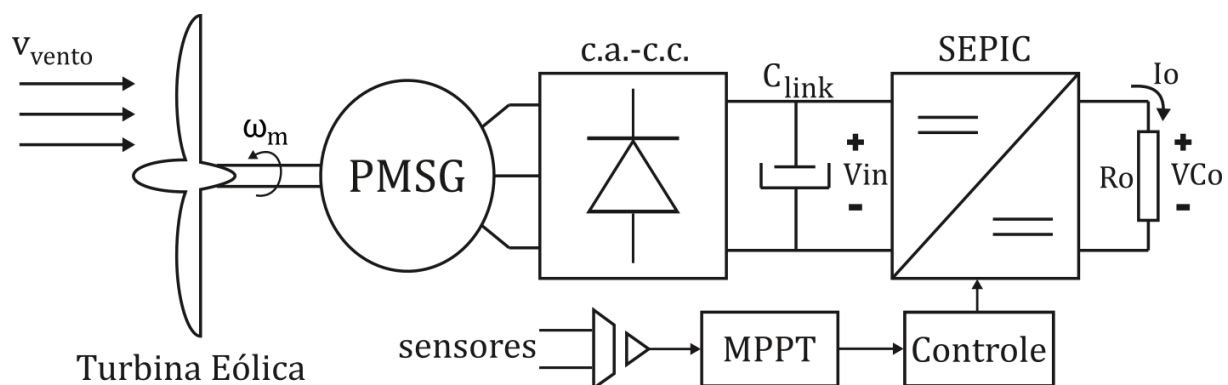
Na seção seguinte, uma análise comparativa da resposta do controlador com o controlador baseado em LMIs é realizada.

5.4. Resultados Simulados

Para avaliar o desempenho do sistema de controle projetado, resultados simulados para o sistema de geração são apresentados nesta seção. As simulações a seguir são desenvolvidas em passo fixo em $1 \mu\text{s}$. São efetuadas três séries de simulações, sendo a primeira em malha aberta com o objetivo de confrontar os valores teóricos de operação em regime permanente do conversor, como valores médios e ondulação de corrente e tensão nos elementos passivos e também ganho estático. A segunda série de simulações mostra o comportamento do conversor operando em malha fechada, com o objetivo de analisar a resposta dinâmica do conversor. Na terceira simulação são apresentados resultados que analisam a potência transferida da fonte para a carga, considerando a dinâmica do gerador eólico sob variados valores de velocidade de vento.

Para cada ponto de operação importante analisado durante o estudo e projeto dos componentes do sistema, uma etapa de simulação é apresentada, visando comprovar a eficácia do sistema proposto. A configuração do sistema durante as simulações são

**Figura 14 - Diagrama de blocos considerado na simulação computacional:
Sistema de conversão de Energia Eólica.**



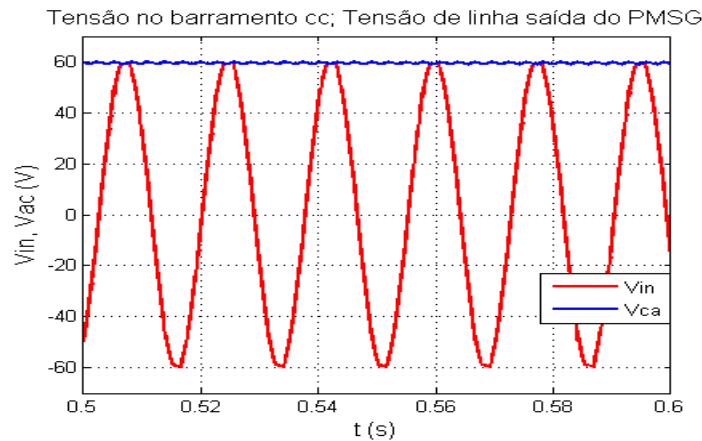
Fonte: O Autor.

conforme apresentado na Figura 14 com os valores definidos nas Tabela 1 e Tabela 2.

5.4.1. Análise em regime permanente do conversor SEPIC operando em malha aberta com razão cíclica fixa

Nesta etapa de simulação o objetivo principal é analisar as formas de onda de tensão e corrente para os elementos principais do conversor SEPIC, visando a comprovação de que o conversor em questão opera dentro das condições esperadas. Em

Figura 15 – Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) para $d=0,6712$ ($20 \frac{ms}{div}$).



Fonte: O Autor.

ambas as simulações apresentadas nos itens 5.4.1.1 e 5.4.1.2 o conversor está alimentado por um retificador conectado a um gerador eólico modelado como uma fonte c.a.. Além disto, o conversor está atuando em malha aberta, ou seja, sem realimentação, haja vista que apenas o comportamento em regime permanente é foco de análise desta simulação.

5.4.1.1. Ponto de operação 1: $V_{in}=60$ V e $d=0,6712$.

Nesta primeira simulação, considera-se a velocidade de vento nominal incidente na turbina eólica e, portanto, a turbina dispõe de potência nominal. A Figura 15 mostra o sinal de tensão c.a. entre fases (linha) na saída do gerador trifásico (V_{ca}) e a tensão no barramento c.c. (V_{in}), na saída do retificador. A frequência da tensão de saída do gerador é de aproximadamente 60 Hz que é proporcional à rotação mecânica da turbina, 1800 rpm.

O conversor SEPIC operando em malha aberta, possui razão cíclica fixada em $d=0,6712$. A Figura 16 apresenta os sinais de correntes e tensão para os elementos principais do conversor SEPIC (Indutores L_1 e L_2 e capacitores C_1 e C_o) operando em malha aberta com o valor da razão cíclica fixado em 0,6712. O valor estipulado para a razão cíclica nesta simulação é o valor esperado máximo (em regime permanente) na qual o conversor deve atuar, respeitando os limites de tensão de entrada e de saída utilizados no equacionamento de projeto. Analisando a Figura 16a, é possível perceber que o valor da corrente não atinge o zero, confirmando a operação em condução contínua. O valor médio da corrente é de 4,45 A com ondulação de 0,14 A, o que significa 3,1 %. Este valor é altamente aceitável e atende os requisitos de projeto.

O mesmo vale para a corrente no indutor L_2 , cujo sinal é mostrado na Figura 16b, onde o valor médio da corrente para esta situação é de 2,15 A com ondulação de 0,14 A, ou seja, 6,5 %, 0,5 % acima do valor máximo especificado.

A tensão no capacitor de saída (V_{Co}) é a mesma no resistor de carga. Neste caso, para uma tensão de entrada média de 58,82 V o conversor apresentou 107,34 V de tensão média na carga com uma ondulação de 0,94 %, também dentro do valor estipulado em projeto. O valor da tensão na carga resulta em 230,44 W de saída, o que representa 77%

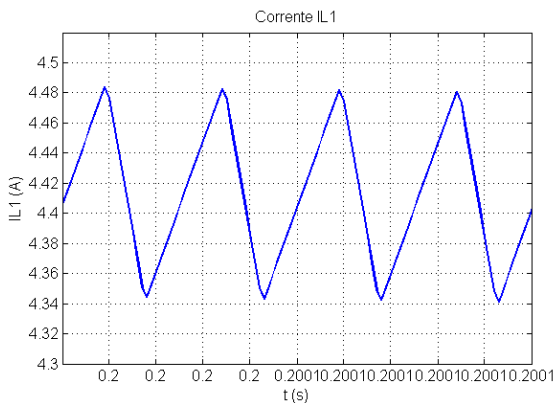
da potência nominal. Este resultado se deve aos elementos série equivalentes dos capacitores e indutores, além da operação em malha aberta com razão cíclica pré-determinada a partir da operação do gerador trifásico, sem buscar pela extração da máxima potência.

5.4.1.2. Ponto de operação 2: $V_{in}=35\text{ V}$ e $d=0,5882$

Considerando a velocidade de vento de 6,5 m/s, a velocidade da turbina em regime permanente sob valor de potência de 50 W é de 1050 rpm, gerando uma tensão c.a. cujo valor de pico é de aproximadamente 35 V e a frequência de 35 Hz. A Figura 17 mostra o sinal de tensão de linha na saída do gerador síncrono trifásico e a tensão c.c. no barramento de saída do retificador a diodos.

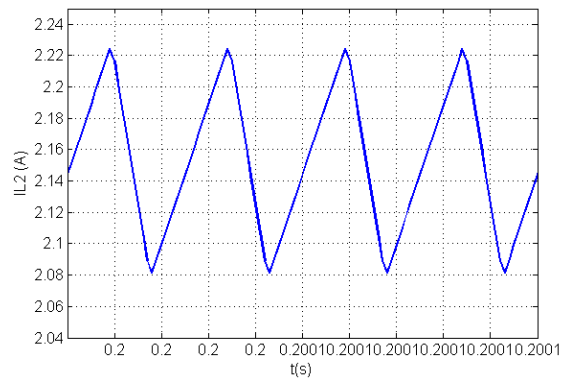
Figura 16 – Resultados de simulação para o primeiro ponto de operação.

Figura 16a - Corrente em L1 para $V_{in}=60\text{V}$ e $d=0,6712 \left(10 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



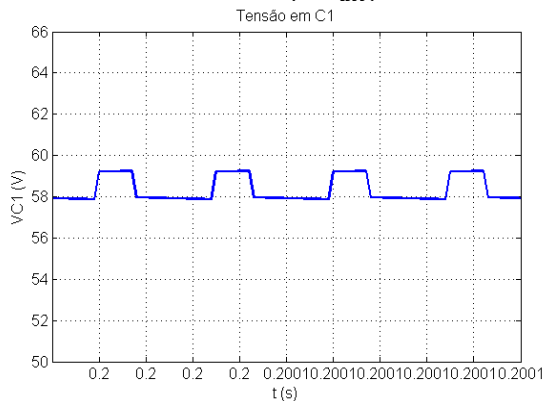
Fonte: O Autor.

Figura 16b - Corrente em L2 para $V_{in}=60\text{V}$ e $d=0,6712 \left(10 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



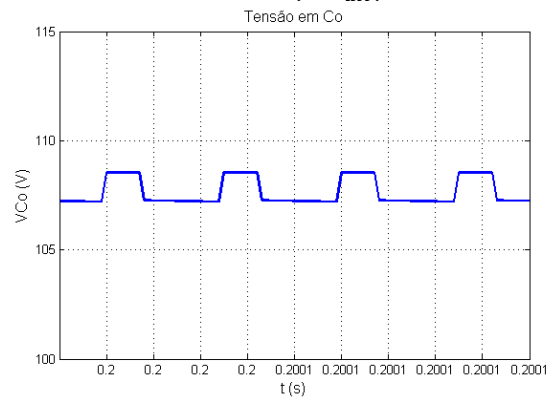
Fonte: O Autor.

Figura 16c - Tensão no capacitor C1 para $V_{in}=60\text{V}$ e $d=0,6712 \left(10 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



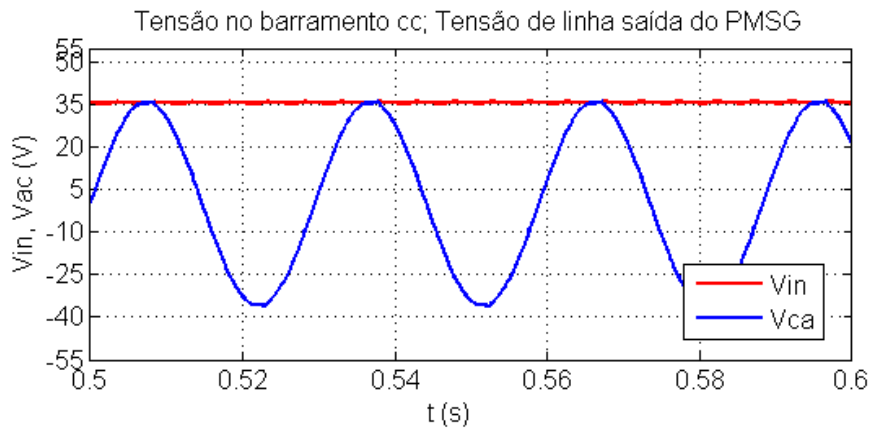
Fonte: O Autor.

Figura 16d - Tensão no capacitor Co para $V_{in}=60\text{V}$ e $d=0,6712 \left(10 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



Fonte: O Autor.

Figura 17 – Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) para $d=0,5882 \left(10 \frac{ms}{div}\right)$.



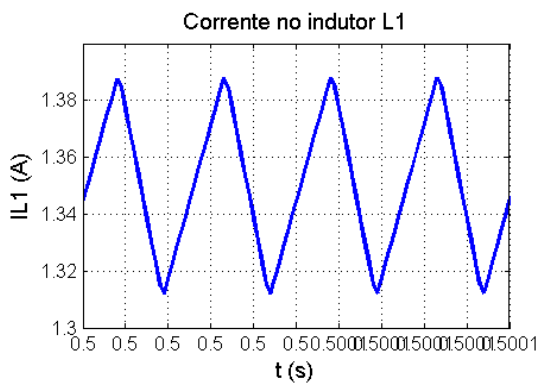
Fonte: O Autor.

Os sinais de corrente e tensão em regime permanente nos elementos passivos do conversor são ilustrados Figura 18. O sinal de corrente no indutor L_1 teve valor médio de 1,35 A com ondulação de 140 mA e L_2 apresentou valor médio de corrente de 0,92 A com ondulação de 0,1 A. O valor médio da tensão no capacitor C_1 é de 35,31 V com ondulação de 1,16 V e o capacitor C_o apresentou um valor médio de tensão de 45,99 V com ondulação de 1,15 V.

Os resultados apresentados atendem ao esperado para a operação do conversor em regime permanente considerando o ponto de operação do gerador eólico em menor potência.

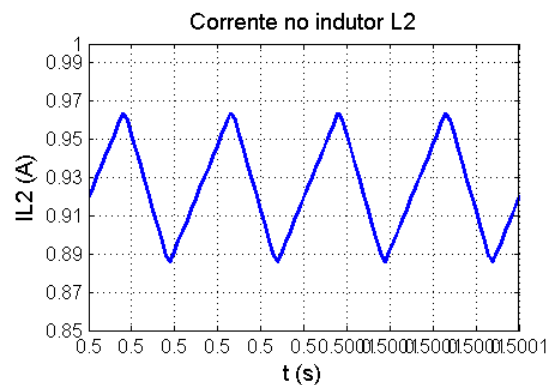
Figura 18 – Resultados de simulação para o segundo ponto de operação.

Figura 18a – Corrente no indutor L_1 para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882 \left(10 \frac{\mu s}{div}\right)$



Fonte: O Autor.

Figura 18b – Corrente no indutor L_2 para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882 \left(10 \frac{\mu s}{div}\right)$

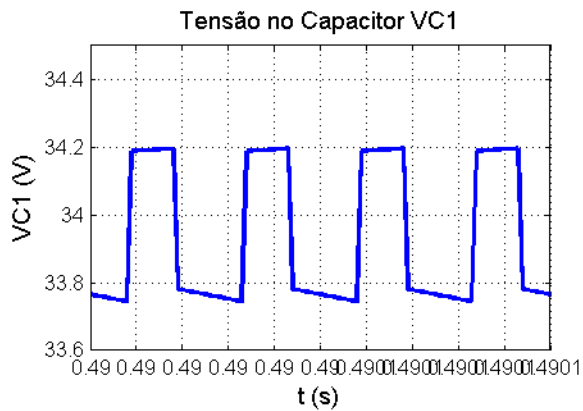


Fonte: O Autor.

5.4.1.3. Ponto de operação 3: $V_{in}=80 V$ e $d=0,6049$

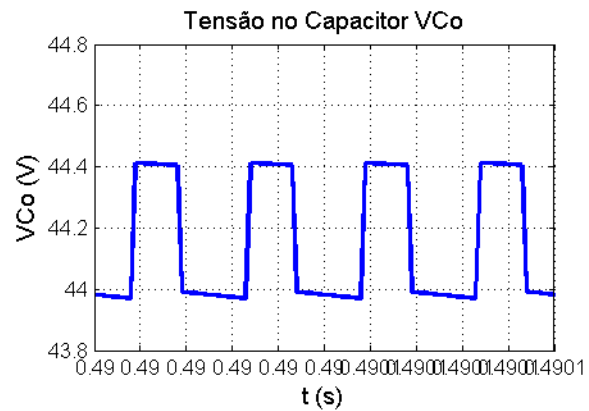
Nesta etapa, a seguir são apresentados os sinais de correntes e tensões para os pontos principais do conversor SEPIC operando em malha aberta com razão cíclica fixada em 0,6049. Neste ponto de operação considera-se uma velocidade de vento de 12,5 m/s, o que é acima do valor nominal da turbina eólica.

Figura 18c – Tensão no capacitor VC1 para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882 \left(10 \frac{\mu s}{div}\right)$



Fonte: O Autor.

Figura 18d – Tensão no capacitor VCo para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882 \left(10 \frac{\mu s}{div}\right)$



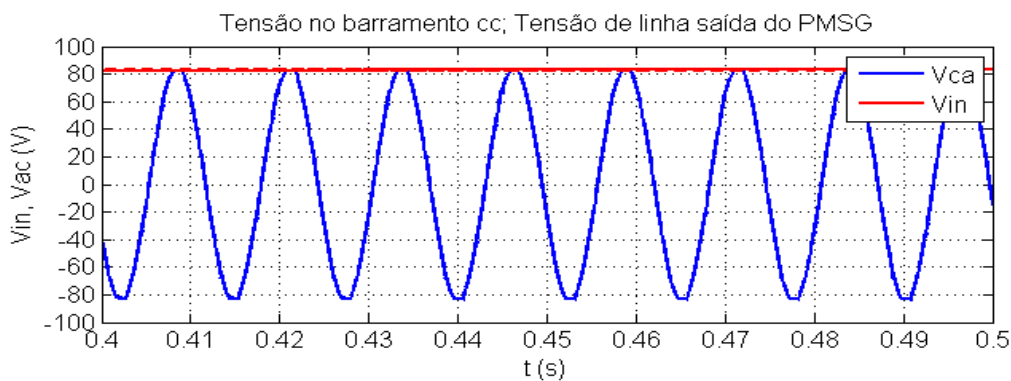
Fonte: O Autor.

Para esta situação, a turbina não é capaz de entregar a potência disponível pelos ventos com a eficiência esperada (mais detalhes deste comportamento no Apêndice A). Portanto, considera-se a turbina com rotação de 2370 rpm e, portanto, a tensão c.a. tem frequência de 78,9 Hz.

A Figura 19 apresenta o sinal de tensão c.a. de saída do gerador síncrono (linha) com valor de pico próximo a 80 V onde também é apresentado o sinal de tensão c.c. nos terminais de saída do retificador a diodos. Percebe-se que o valor médio é próximo de 80 V. Para esta terceira simulação em malha aberta, os sinais de corrente em L_1 e L_2 assim como as formas de onda de tensão em C_1 e C_o são mostrados na Figura 20a, Figura 20b, Figura 20c e Figura 20d, respectivamente.

A partir da análise dos sinais apresentados nesta etapa de simulação, tem-se o valores médios de corrente nos indutores L_1 de 3,56 A e em L_2 de 2,32 A, com 0,18 A de ondulação em ambos. Para os sinais de tensão tem-se valores médios de 82,01 em V_{C1} e 116,11 em V_{Co} , com ondulações de 1,23 V e 1,20 V respectivamente.

Figura 19 – Tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}) e tensão no barramento c.c. (V_{in}) para $d=0,6049 \left(10 \frac{ms}{div}\right)$.



Fonte: O Autor.

Finalizada, portanto, a etapa de simulação em malha aberta do conversor. A partir desta análise é possível concluir que a operação do SEPIC, dentro dos valores limitantes do é proposto no sistema de operação, atendeu às especificações de projeto em regime permanente, como ganho estático, valores de ondulação nos sinais de corrente e tensão.

Figura 20 – Resultados de simulação para o terceiro ponto de operação.

Figura 20a - Corrente no indutor L1 para $V_{in}=80V$ e $d=0,6049$ ($100 \frac{\mu s}{div}$).

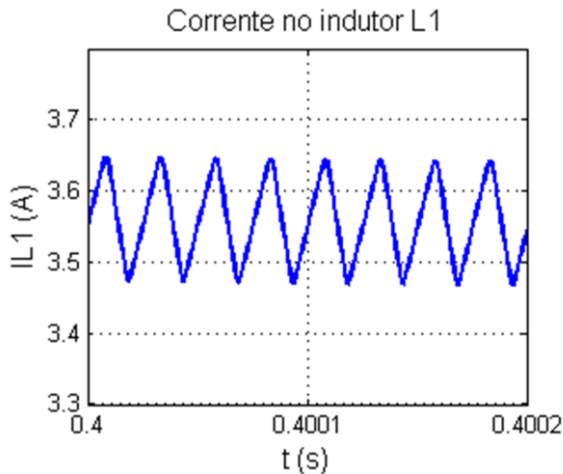


Figura 20b - Corrente no indutor L2 para $V_{in}=80V$ e $d=0,6049$ ($100 \frac{\mu s}{div}$).

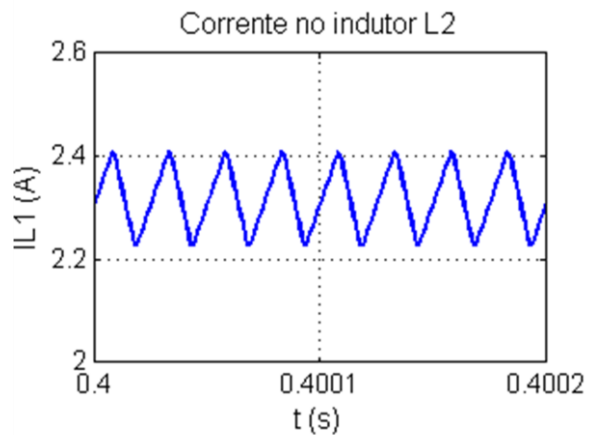
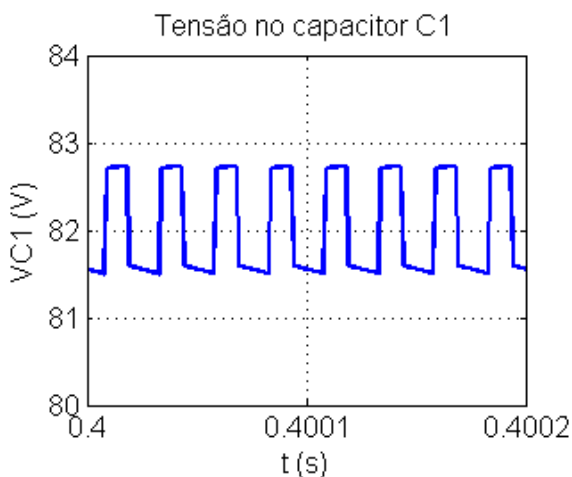
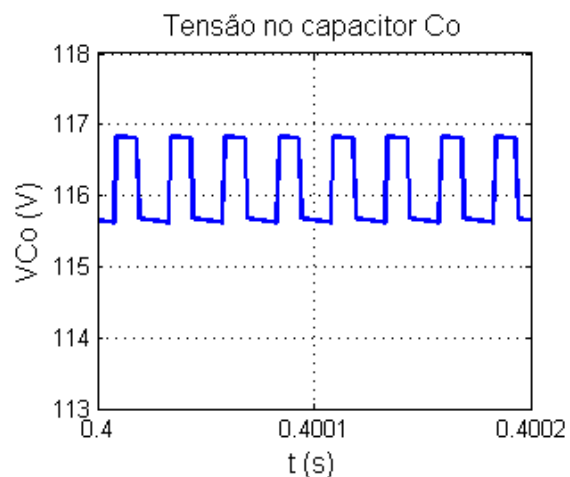


Figura 20c - Tensão no capacitor VC1 para $V_{in}=80V$ e $d=0,6049$ ($100 \frac{\mu s}{div}$).



Fonte: O Autor.

Figura 20d - Tensão no capacitor VCo para $V_{in}=80V$ e $d=0,6049$ ($100 \frac{\mu s}{div}$).

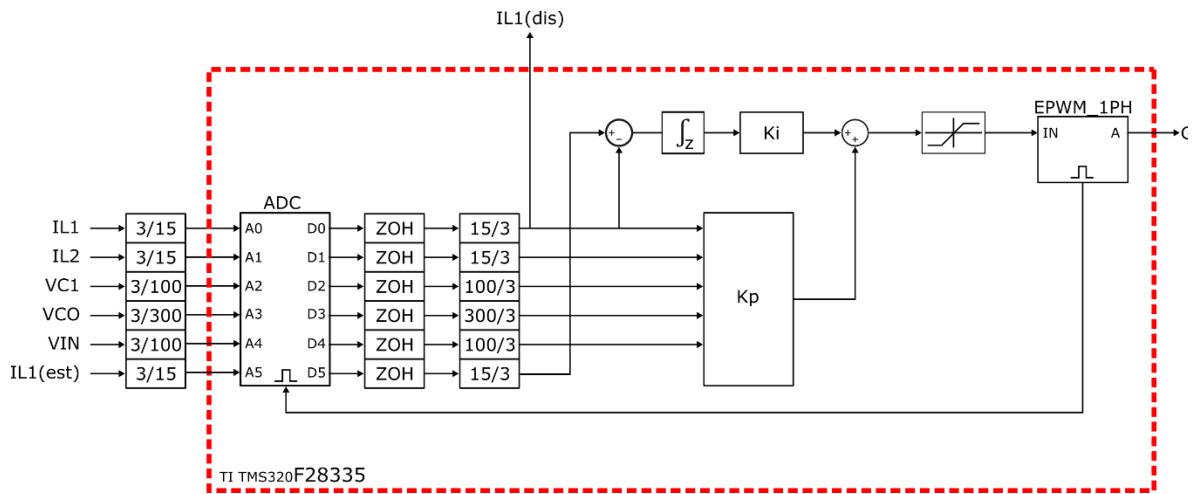


Fonte: O Autor.

5.4.2. Análise da resposta do controlador LMI robusto por realimentação de estados com ação integral

A seguir são mostrados os resultados de simulação com a finalidade de verificar a resposta dinâmica do conversor a partir da estratégia de controle proposta. Esta simulação segue a configuração apresentada na Figura 14. O valor da razão cíclica do sinal de acionamento da chave é determinado pelo sistema de controle por realimentação de estados, cuja a estrutura é ilustrada na Figura 21. Considerou-se na simulação, a

Figura 21 – Configuração do sistema de controle para a simulação.



Fonte: O Autor.

arquitetura do DSC TMS320F28335, onde o sinal de acionamento da chave é gerado pelo bloco *EPWM* monofásico. Este bloco gera, a cada ciclo do sinal de 40 kHz, um sinal de *Trigger* para o bloco *ADC*. Portanto, os sinais periódicos são capturados uma vez a cada ciclo de comutação da chave.

Durante o tempo de simulação, valores pré-estabelecidos de *set-points* de corrente IL_1 (denominados $I_{L1_{est}}$), são entregues ao sistema de controle. A simulação é realizada em passo de simulação fixado em 1 μ s.

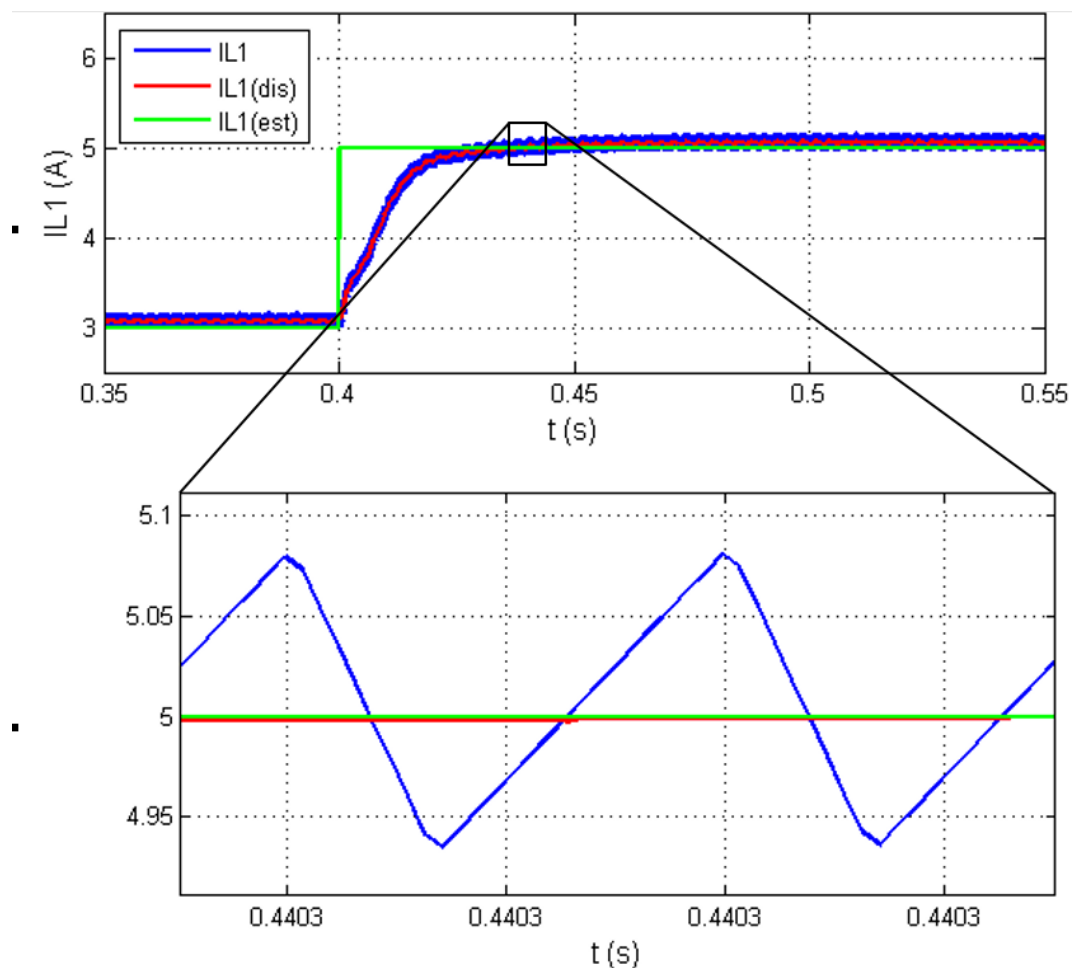
Na Figura 22 é apresentado o sinal de corrente no indutor primário (IL_1) sob atuação do sistema de controle. No tempo $t=0,4$ s, o sinal de referência $I_{L1_{est}}$ é alterado de 3 A para 5 A e o sinal de corrente no indutor L1 atinge o valor esperado (IL_1 estimado) no intervalo inferior aos 50 ms e com sobressinal de 5 mA (0,1 %), atendendo ao especificado no projeto do controlador. Na Figura 22, é enviado ao sistema de controle, um degrau negativo de 5 para 3 A na referência $I_{L1_{est}}$.

Na Figura 23, o sinal $I_{L1_{est}}$ é alterado de 5 para 3 A no tempo $t=0,6$ s. O valor médio da corrente IL_1 , ($I_{L1_{dis}}$), atinge 98% do degrau de 2 A em 23 ms, o que é inferior ao especificado no projeto do controlador. É possível perceber um pequeno erro em regime permanente que é somado ao valor médio de corrente. Este erro é de 10 mA (0,33 %).

A Figura 24 apresenta o sinal na saída do bloco de controle. Este sinal é enviado para o bloco gerador EPWM do DSC TMS320F28335. O sinal de controle não possui *overshoot* assim como também não ultrapassa o valor máximo do bloco de saturação, 0,85.

A fim de verificar a capacidade do sistema de controle de rejeitar distúrbios do ponto de operação, variou-se o valor da velocidade de vento no rotor da turbina sem alterar a referência de corrente $IL_1(est)$. Mediante à um acréscimo de valor de velocidade de vento, a potência disponível da turbina aumenta e, portanto, o valor da velocidade no rotor também aumenta. Desta forma, com o aumento do valor da velocidade angular, o valor da tensão entrada também é acrescido, ocorrendo como um distúrbio ao sistema de controle de corrente aplicado ao conversor SEPIC. A resposta esperada do controlador é

Figura 22 –Resposta do sistema ao degrau de *set-point* de corrente IL1 (3 A para 5 A).



Fonte: O Autor.

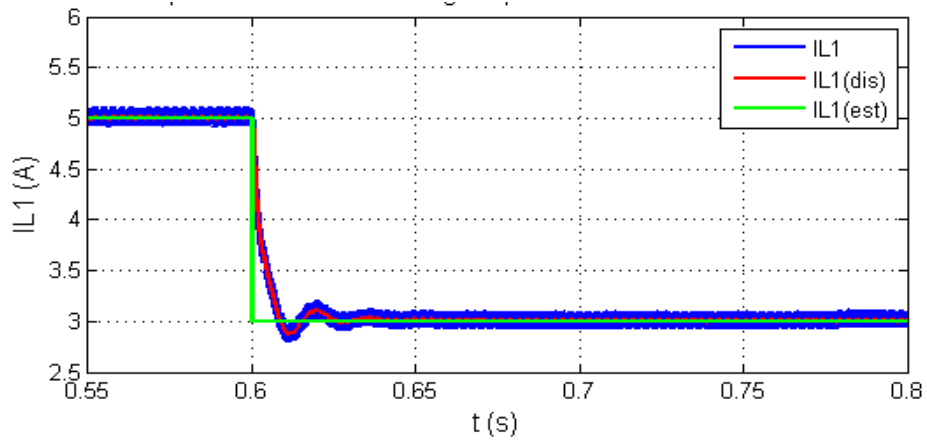
que este mantenha o valor da corrente o mais estável possível, mesmo sob condições de variação de entrada.

A Figura 25 apresenta o comportamento simulado. A corrente de referência IL1(est) se mantém constante com valor de 1,5 A e o valor médio de corrente IL1(dis) sofre uma elevação de 16,82 mA no tempo $t=1,051$ s, quantificando em 1,1 % de sobressinal mediante à variação do valor de tensão de 40 %.

A seguir, são apresentados os resultados de simulação para o controlador cuja equação é apresentada na seção 5.3. A partir da Figura 26 e Figura 27, os sinais do valor de corrente no indutor L1 são apresentados mediante a degraus de referência (IL1(est)) positivo e negativo, respectivamente. Na Figura 26 é possível perceber que o valor da corrente IL1 sofre acentuada ultrapassagem (>30%). Na Figura 27, nota-se um valor de ultrapassagem negativa superior a 25%, na resposta transitória. O tempo de estabilização (assentamento) percebido na resposta do controlador é inferior a 50 ms, atendendo, portanto, ao requisito de projeto assim como o controlador proposto.

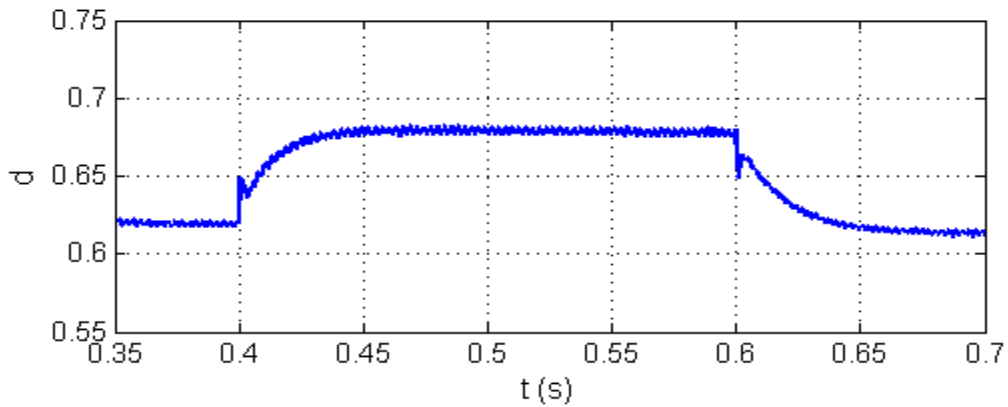
Na Figura 28, inseriu-se um degrau no valor da velocidade de vento, mantendo o valor da referência de corrente (IL1(est)) fixo, com o objetivo de verificar a capacidade do controlador Tipo-3 para rejeitar o distúrbio inserido. Como resultado, é verificada uma

Figura 23 –Resposta do sistema ao degrau negativo de *set-point* de corrente IL1 (5 A para 3 A).



Fonte: O Autor.

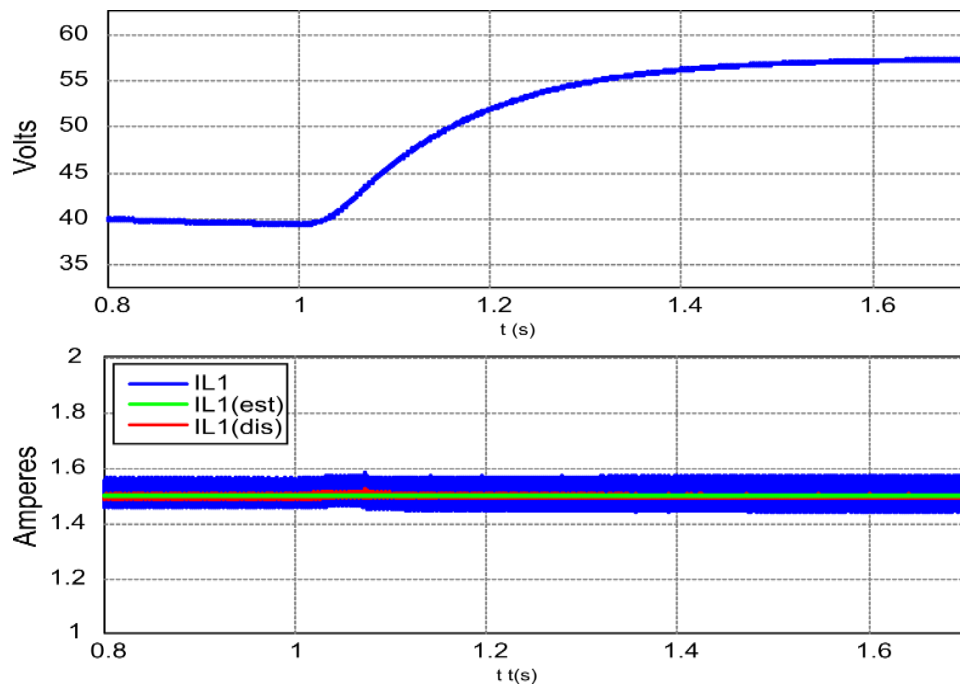
Figura 24 –Sinal de controle enviado ao bloco *EPWM*.



Fonte: O Autor.

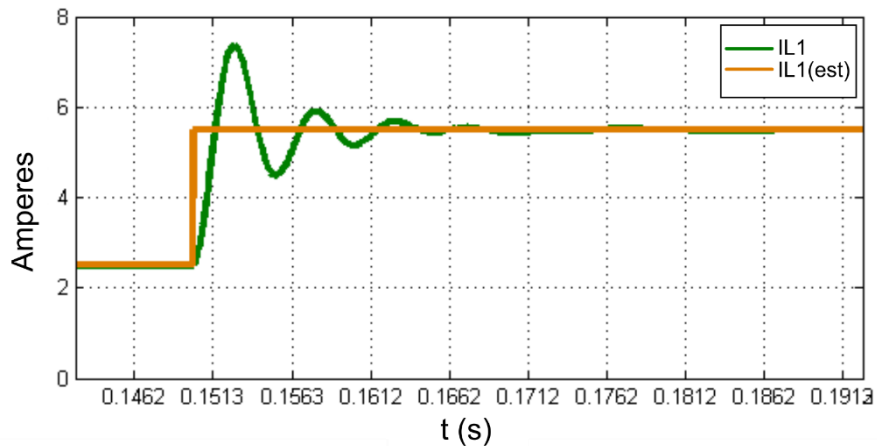
instabilidade transitória no sinal de corrente IL1. Esta variação, tem tempo estimado de 0,1 segundos apresentando neste intervalo de tempo 9% de variação tanto positiva quanto negativa.

Figura 25 –Resposta do sistema ao distúrbio de tensão de entrada Vin.



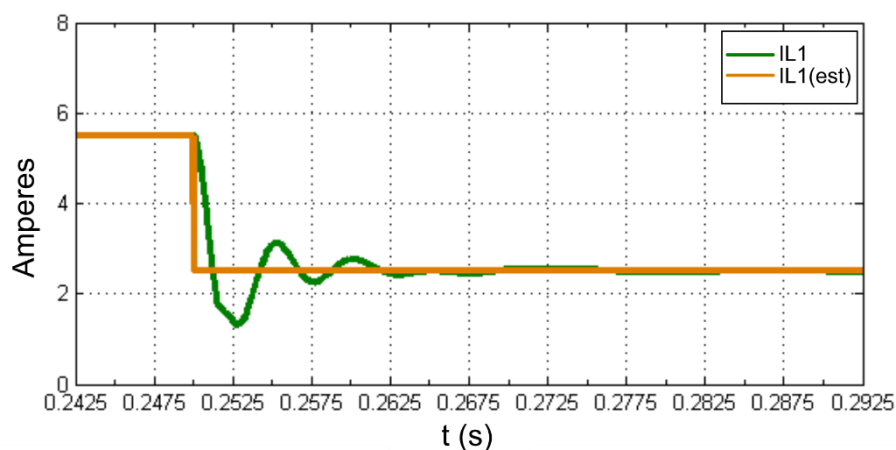
Fonte: O Autor.

Figura 26 – Resposta do sistema ao degrau positivo de *set-point* de corrente IL1, aplicando o controlador Tipo-3.



Fonte: O Autor.

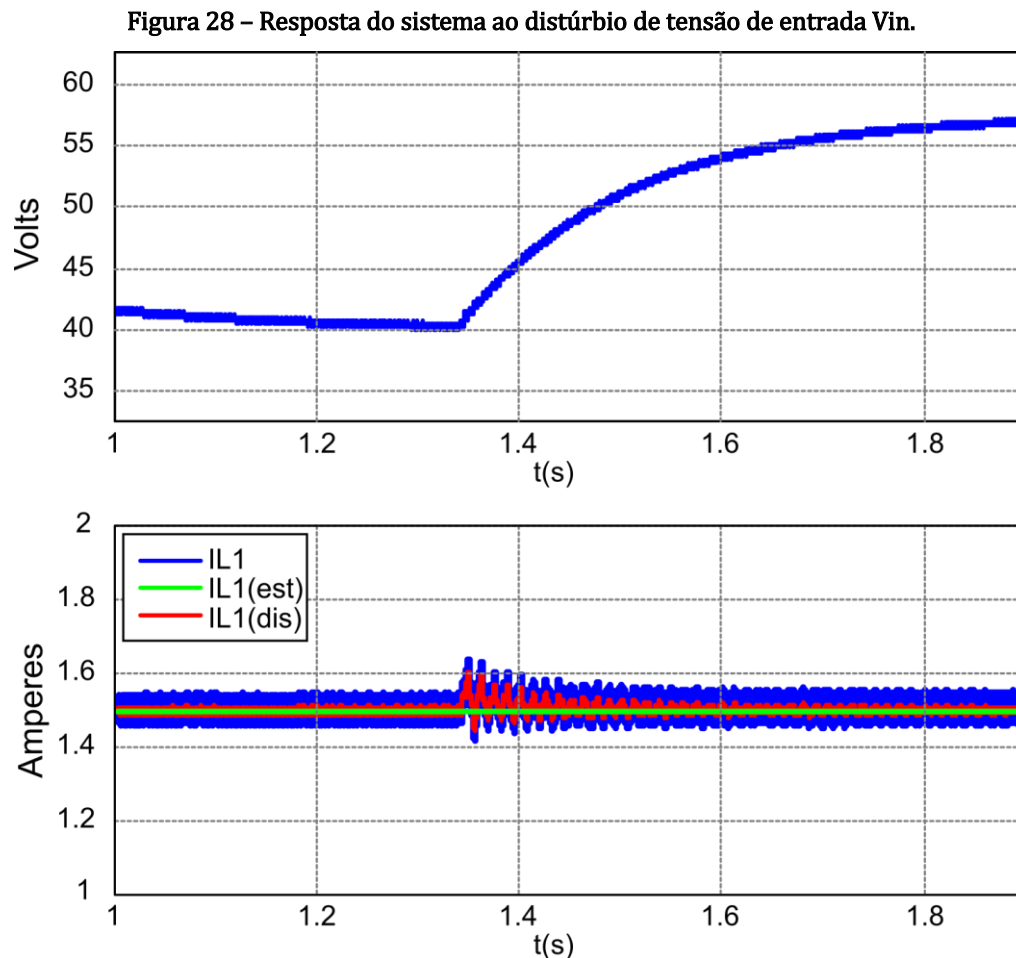
Figura 27 – Resposta do sistema ao degrau negativo de set-point de corrente IL1, aplicando o controlador Tipo-3.



Fonte: O Autor.

5.4.3. Análise da potência transferida no sistema de conversão de energia eólica

Para avaliar o desempenho de todo o sistema sob operação do controle projetado, os resultados para o sistema de geração eólica são apresentados nesta seção. Para isso, é aplicada uma variação do valor da velocidade de vento conforme ilustrado na Figura 29. Para estabelecer as características do sistema de conversão de energia eólica utilizou-se os parâmetros da Tabela 1. A partir das características da turbina obtêm-se a curva de potência, ilustrada na Figura 30.

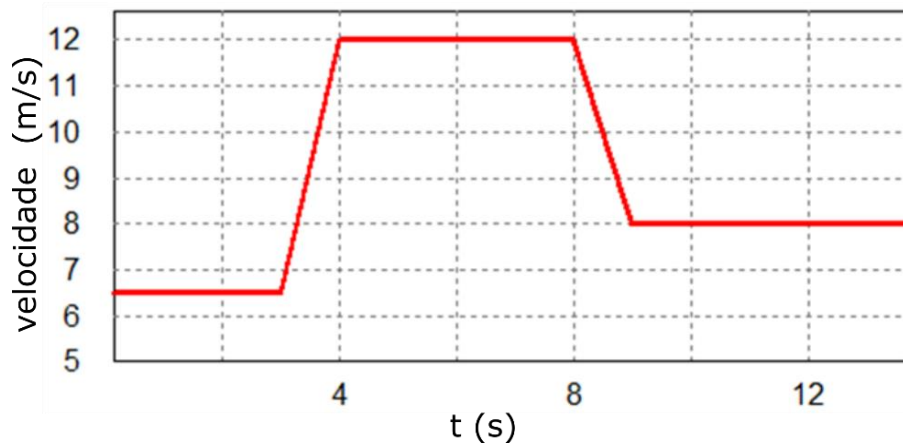


Fonte: O Autor.

A curva de potência apresenta a relação entre a potência mecânica disponível no eixo da turbina eólica em função do valor da velocidade de vento e do valor da velocidade do rotor em rotações por minuto (rpm). Para cada valor de velocidade de vento, existe um valor correspondente para a potência máxima disponível no eixo da turbina eólica, na qual se encontra o Ponto de Máxima Potência. Para esta simulação, utilizou-se um algoritmo de rastreamento de máxima potência baseado na técnica Perturba e Observa, detalhada no Apêndice A. Portanto, a variação do valor da velocidade de vento causará ao sistema de conversão de energia uma mudança no seu ponto de operação, fazendo com que, a potência disponível mude e, portanto, dentre outras variantes, o controlador deve acompanhar esta dinâmica buscando o valor de corrente do indutor de entrada de forma a maximizar a potência fornecida à carga garantindo ainda a estabilidade e os requisitos de projeto.

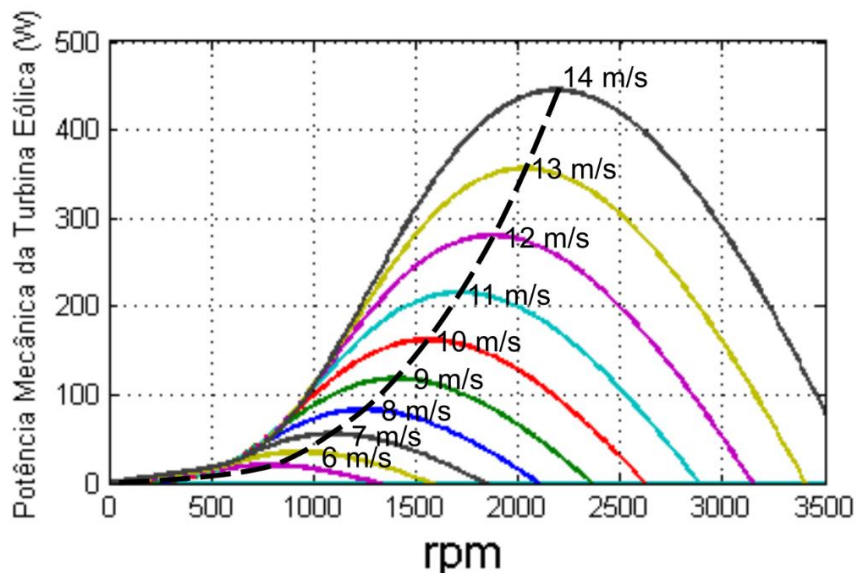
A seguir são apresentados resultados do comportamento do sistema por meio de sinais de velocidade angular da turbina, amplitude de tensões c.a. de saída do gerador assim como sinais c.c. de tensão e de corrente em elementos do conversor SEPIC. É possível perceber que o sistema opera com velocidade de rotação variável mesmo com a estabilidade de vento. Isto se deve a variação da referência de corrente no indutor L1 imposta durante a simulação.

Figura 29 –Comportamento da velocidade de vento para a simulação.



Fonte: O Autor.

Figura 30 –Curva de Potência da turbina eólica simulada.

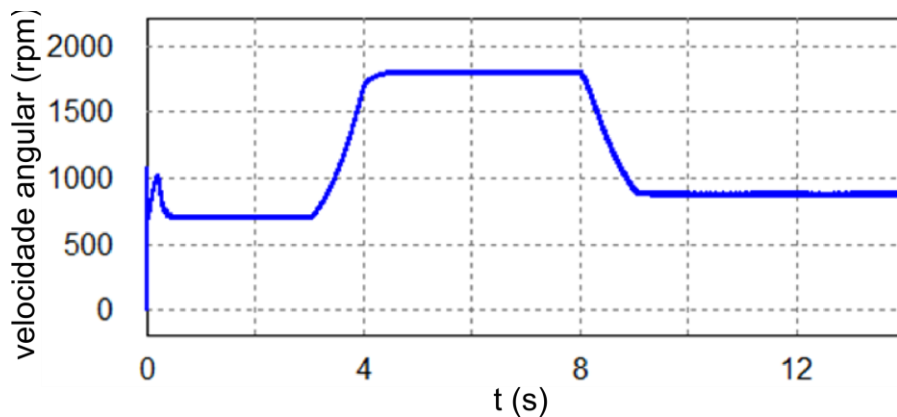


Fonte: O Autor.

Na Figura 31, é apresentado sinal de velocidade angular da turbina eólica, em rpm. É possível perceber que no intervalo de tempo em que o valor da velocidade de vento atinge 12 m/s o valor da velocidade de vento se eleva, pois, a energia disponível no rotor eólico aumentou. Com o aumento do valor da velocidade angular, o valor da frequência da tensão gerada também se eleva e, proporcional a esta, a amplitude da tensão c.a. gerada. Esta situação está apresentada na Figura 32.

O sinal referência de corrente fornecido pelo bloco MPPT (IL1(est)) e a resposta do sistema de controle buscando atingir esta referência é apresentado na Figura 33. É possível perceber que o sinal de corrente IL1 mantém seu valor médio por ciclo, identificado pelo sinal IL1(dis) com erro próximo a zero durante todo o intervalo de

Figura 31 –Sinal de velocidade angular da turbina eólica durante a simulação.

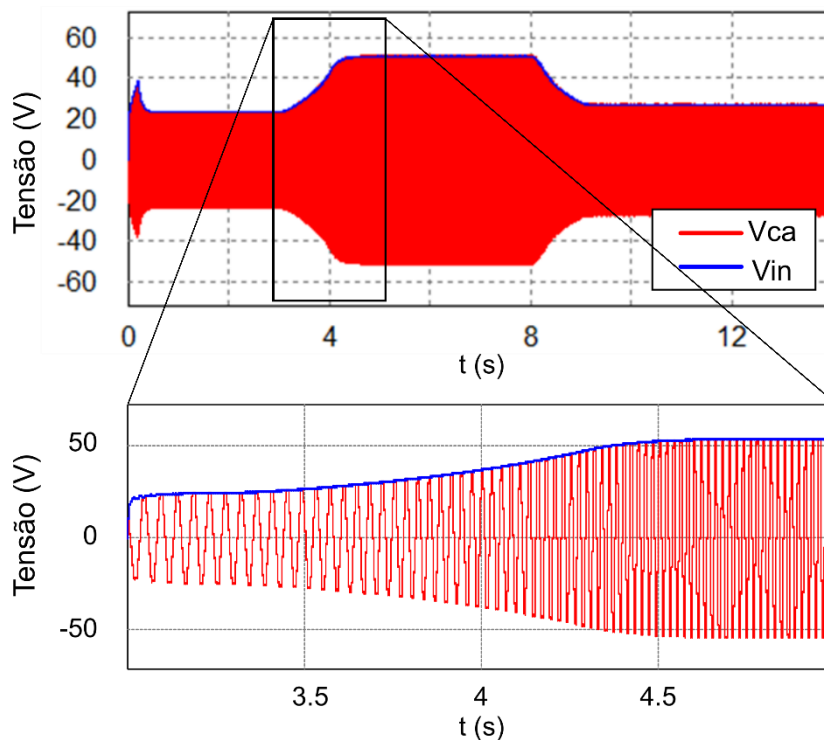


Fonte: O Autor.

simulação. Também é perceptível que os valores de ondulação (pico-a-pico) são mantidos mediante a operação em regime de variação do ponto de operação.

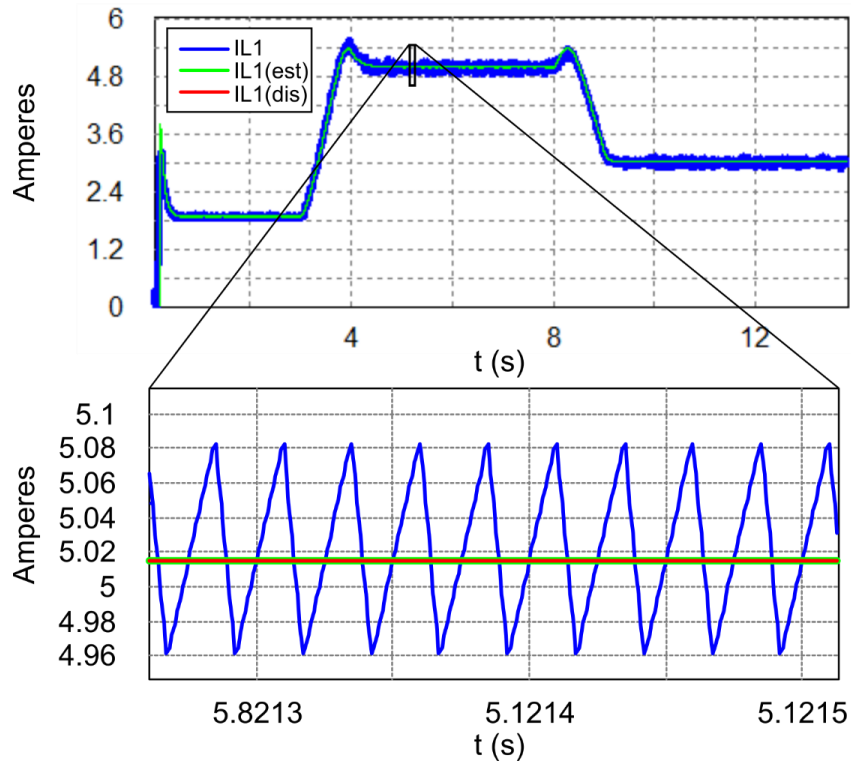
Na sequência, são ilustrados os sinais de potência do sistema de conversão de energia eólica, sendo P_{mec} o sinal referente ao valor de potência mecânica no eixo da turbina eólica, produto da velocidade angular e do torque. O sinal P_{ac} se refere ao valor de potência ativa em corrente alternada na saída do gerador síncrono. Os valores de potências de entrada e saída do conversor SEPIC são representados pelos sinais P_{in} e P_{out} , ambos em corrente contínua. A razão entre a potência de saída e de entrada do conversor, (P_{out}/P_{in}) tem valor máximo de 92,59 % e valor mínimo igual a 89,09 % considerando o regime permanente dentro do intervalo de simulação apresentado nesta seção.

Figura 32 –Tensão no barramento c.c. (V_{in}) e tensão de linha na saída do PMSG (V_{ca}).



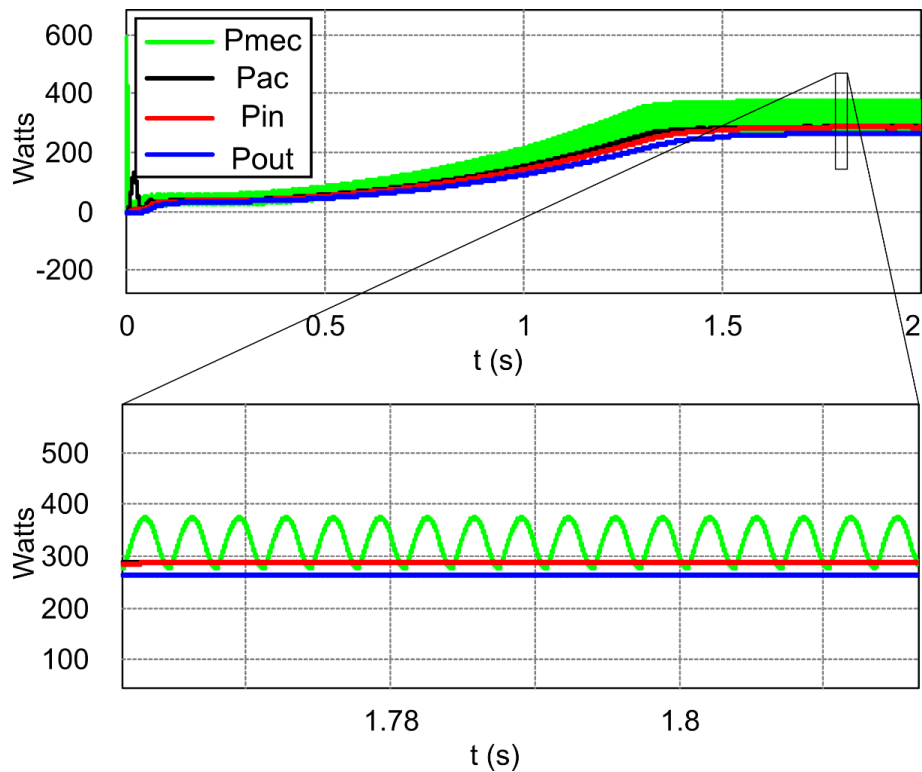
Fonte: O Autor.

Figura 33 - Sinal de saída do algoritmo MPPT ($IL1(est)$), sinal de corrente $IL1$ e sinal de corrente $IL1$ discretizado pelo ADC ($IL1(dis)$).



Fonte: O Autor.

Figura 34 - Sinal de saída do algoritmo MPPT ($IL1(est)$), sinal de corrente $IL1$ e sinal de corrente $IL1$ discretizado pelo ADC ($IL1(dis)$).



Fonte: O Autor.

5.5. Conclusões do capítulo

Os resultados de simulação do sistema permitiram a verificação da eficácia do projeto do conversor SEPIC buscando a operação dentro da faixa de operação a partir dos requisitos apresentados no Capítulo 3. Conclui-se que o sistema de controle proposto atende aos requisitos dinâmicos de projeto e mantém a estabilidade do sistema mesmo sob variados pontos de operação. Para a situação de variação em degraus da referência de corrente o controlador Tipo 3 tradicional não atendeu a todos os requisitos dinâmicos. Uma análise da transferência de potência é feita aplicando um sistema rastreador de máxima potência, o que gerou resultados positivos, uma vez que a potência ótima do aerogerador é atingida.

A seguir, no capítulo 6, são apresentados resultados experimentais do controlador proposto e do controlador tradicional aplicados ao conversor SEPIC estudado visando a validação experimental do projeto.

6. Resultados experimentais

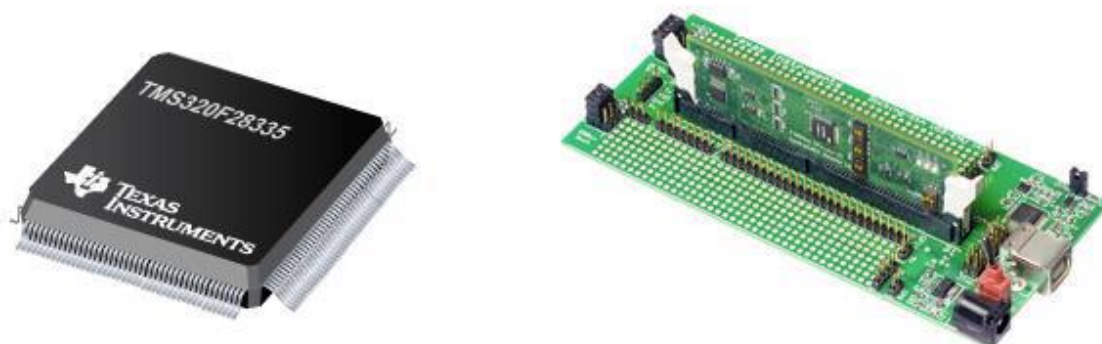
Neste capítulo são apresentados os principais resultados obtidos com a implementação do protótipo do conversor SEPIC estudado e também são feitos breves comentários sobre os circuitos necessários para o experimento. Em um primeiro momento, foram analisadas as formas de onda dos sinais de operação em malha aberta do conversor e, posteriormente, com o sistema em malha fechada. O conversor é alimentado inicialmente com uma fonte de tensão c.c. controlada de modelo VSP6020 do fabricante BK PRECISION®. A fonte possui capacidade de fornecer tensão c.c. estabilizada até 60 V com corrente c.c. até 20 A, com recursos de limitação de corrente e controle remoto do valor da tensão e da corrente de entradas analógicas. Posteriormente o experimento é repetido utilizando um retificador a diodos, conectado na rede elétrica a partir de três “Variacs” monofásicos associados em estrela. A seguir alguns comentários sobre o hardware utilizado em bancada são feitos, buscando detalhar um pouco mais o protótipo utilizado.

6.1. Descrição do hardware utilizado

6.1.1. Controlador Digital de Sinais

Para a implementação do controle digital é utilizado o Controlador Digital de Sinais TMS320F28335 da fabricante Texas Instruments® que é ilustrado na Figura 35. Este dispositivo é membro da família C2000 de processadores da T.I., que usa a aritmética de ponto flutuante, possui, dentre outros vários recursos, comunicação SPI, geradores *PWM* independentes e também possui *clock* com frequência de 150 MHz e seus periféricos operam com tensão de 3,3 V. O kit de desenvolvimento deste controlador possui conexão *USB* e compatibilidade de programação em linguagem C a partir do software *Code Composer*®.

Figura 35 – Controlador Digital de Sinais C2000 TMS320F28335.

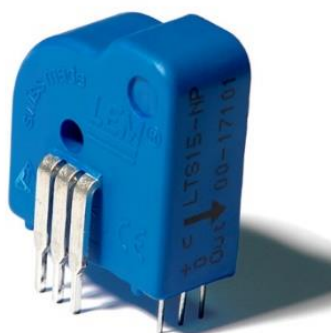


Fonte: Texas Instruments.

6.1.2. Condicionamento dos sinais dos sensores

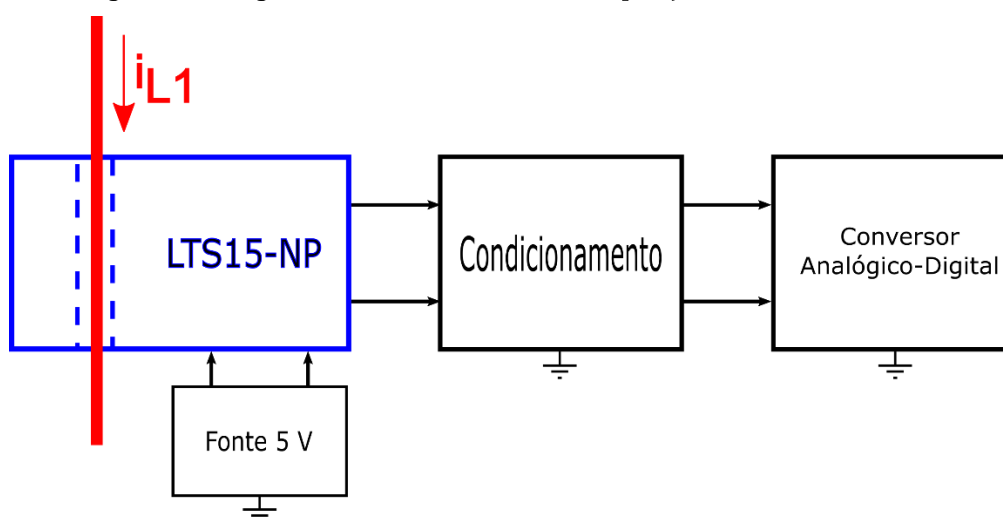
Para a leitura dos sensores, foram construídos circuitos de condicionamento dos sinais de corrente e de tensão que são mostrados a seguir. Para os sinais de corrente nos indutores L_1 e L_2 , aplicou-se os transdutores de corrente LTS15-NP da fabricante LEM®, cuja ilustração está na Figura 36. O LTS15-NP possui um sensor de efeito Hall e sinal de saída do transdutor de corrente, possui valores de tensão c.c. que vão de 2,5 V a 3,75 V referentes à valores positivos de correntes, partindo de zero até o valor de corrente nominal, respectivamente. A Figura 37 apresenta o esquema em blocos da aquisição do sinal de corrente nos indutores por meio do transdutor LTS15-NP.

Figura 36 – Transdutor de corrente LTS15-NP.



Fonte www.lem.com.

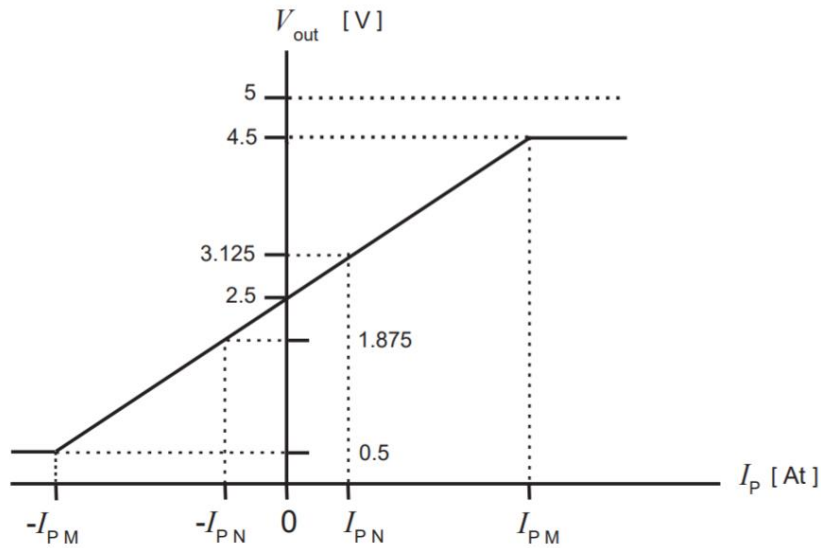
Figura 37 – Diagrama de blocos do circuito de aquisição do sinal de corrente.



Fonte O Autor.

O transdutor de corrente utilizado no projeto apresenta uma característica linear da tensão de saída em função da corrente mensurada, ilustrada na Figura 38.

Figura 38 – Característica de tensão de saída do sensor LTS15-NP em função da corrente medida.



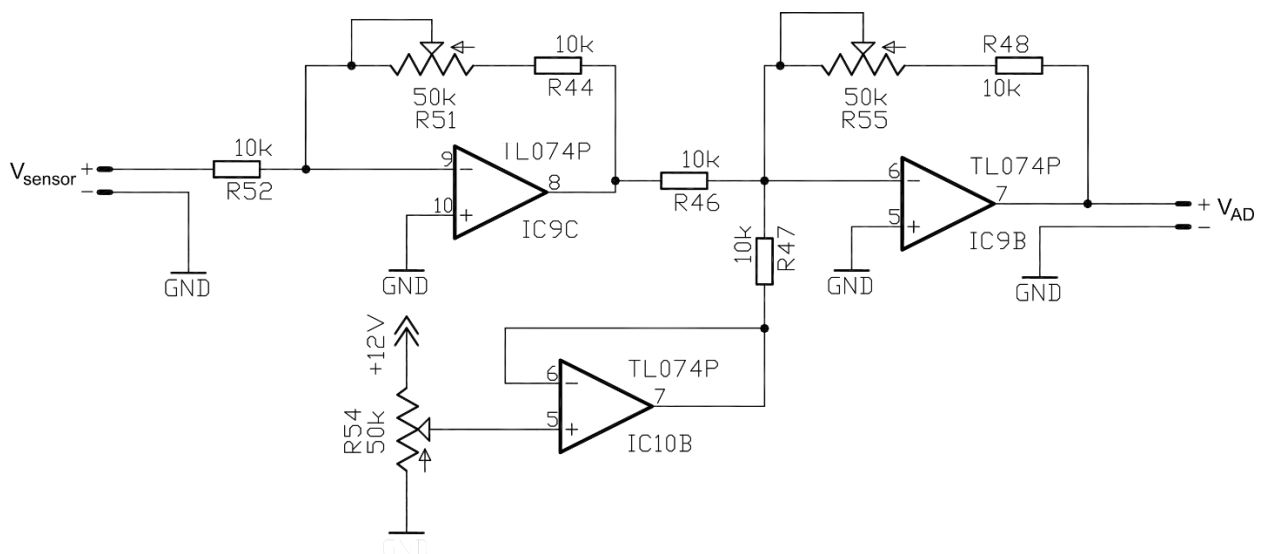
Fonte Datasheet do LTS15-NP, disponível em www.lem.com.

Portanto, faz-se necessário o condicionamento da tensão de saída do transdutor conforme a faixa de operação do conversor projetado. Fez-se então o ajuste de escala dos valores de saída do transdutor para a medição de valores de corrente de 0 a 15 A. O circuito de condicionamento do sinal de saída do transdutor para a faixa de 0 a 3 V, tem a relação de transferência dada por (80):

$$V_{AD} = -4,8(2,5 - V_{sensor}) V, \quad (80)$$

onde V_{AD} representa o sinal de tensão proporcional à corrente medida que será entregue ao conversor A/D do DSC e V_{sensor} representa a tensão nos terminais de saída do transdutor conforme a curva da Figura 38. A Figura 39 ilustra o circuito utilizado no condicionamento do sinal de saída do transdutor de corrente, aplicados aos sinais de I_{L1} e I_{L2} .

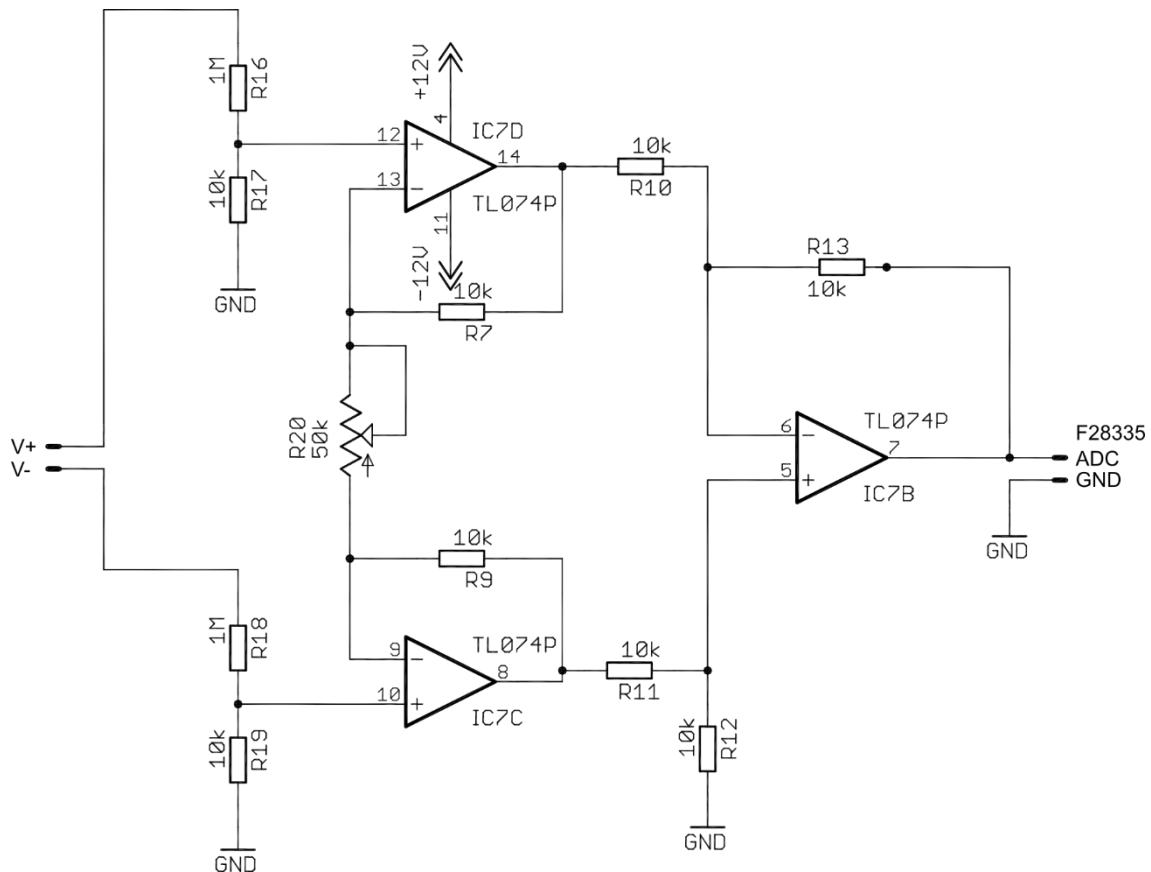
Figura 39 – Circuito de condicionamento de corrente.



Fonte: O Autor.

Para a aquisição dos sinais de tensão, utilizou-se a topologia Amplificador de Instrumentação. Esta configuração é adequada pois se necessita medir a tensão em pontos do circuito cujas referências não são as mesmas, ou seja, medição de tensão diferencial. Além disso, esta topologia possui a vantagem de minimizar os efeitos de amplificação de ruído de efeito comum. Portanto, os sinais cuja aquisição utiliza este circuito são a tensão de entrada, V_{in} , a tensão no capacitor C_1 , V_{C1} e a tensão de saída sobre o capacitor C_o , V_{Co} . As amplitudes de tensão no circuito podem chegar a 130 V, logo a atenuação do sinal de tensão é realizada a partir de um divisor resistivo anteriormente ao amplificador de instrumentação. O circuito explanado é apresentado na Figura 40, onde “V+” e “V-” simbolizam os potenciais maior e menor, respectivamente, da tensão a ser medida e “ADC” e “GND” fazem referência à conexão de entrada analógica do DSC TMS320F28335 e a referência do mesmo.

Figura 40 – Circuito de condicionamento de sinais de tensão.

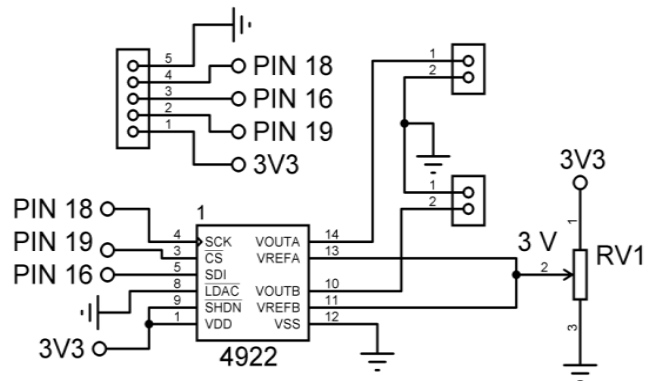


Fonte: O Autor.

Um conversor D/A de dois canais, modelo MCP 4922, do fabricante Microchip Technology®, é utilizado para permitir a visualização das variáveis geradas no DSC na tela do osciloscópio. Assim, puderam ser visualizados os valores de referência enviados ao sistema de controle e também os sinais condicionados de tensão referentes às correntes do circuito. O limite de tensão do circuito D/A é definido em 3 V pois este é o padrão utilizado pelo DSC TMS320F28335. O circuito do conversor D/A recebe o sinal via SPI do processador e o converte em um sinal analógico, por canal. O circuito de conversão digital-

analógica está ilustrado na Figura 41. Onde os terminais “PIN 16” a “PIN 19” são referentes às conexões de comunicação SPI do processador.

Figura 41 – Circuito conversor D/A de dois canais MCP4922.



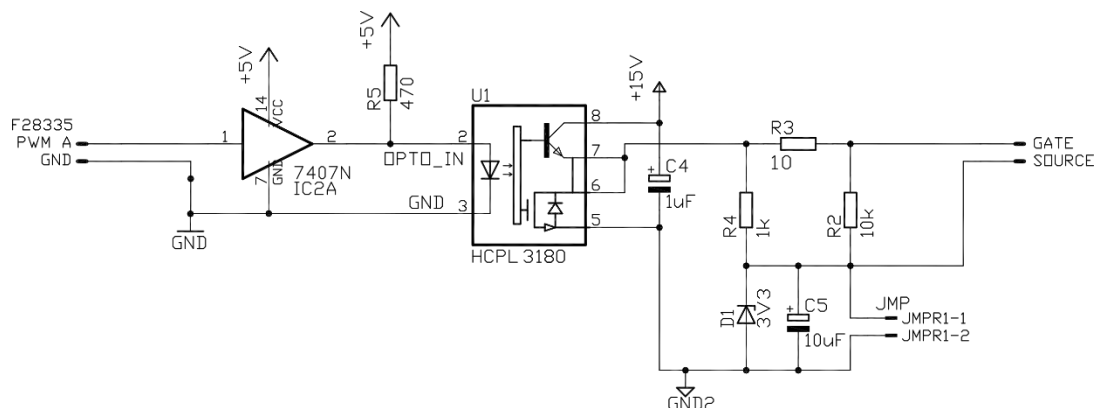
Fonte: RODRIGUES, 2016.

O circuito de *driver* da chave semicondutora de potência permite a conexão adequada entre o conversor de potência e o sinal digital do DSC TMS320F28335. O módulo implementado neste trabalho tem a finalidade de promover a transferência isolada e o condicionamento do sinal lógico de razão cíclica vindo do sistema de controle.

O componente responsável pela isolação do sinal é o HCPL-3180, do fabricante Agilent Instruments. Por isso, adotou-se como base para a construção do *driver*, o circuito apresentado pela Figura 42. Este dispositivo é alimentado por duas fontes isoladas de +5 V e +15 V, conforme ilustrado pela figura. O circuito de alimentação de +5 V utiliza a mesma referência (GND) do TMS320F28335, o qual envia um sinal lógico para um circuito *buffer* (CI SN7407N, Texas Instruments) com saída do tipo coletor aberto para excitação do LED interno ao circuito integrado *optodriver* HCPL3180. Por ser da topologia coletor aberto, se faz necessário um resistor de *Pull-Up*. Neste caso, com valor de 470 Ω .

Para atenuar as altas derivadas de tensão no acionamento do Mosfet, utilizou-se um resistor de 10 Ω (R3), necessário para a comutação do sinal de 40 kHz à uma tensão de 11,7 V. Um dimensionamento mais detalhado do circuito de *driver* pode ser encontrado em (BARBI, 2001).

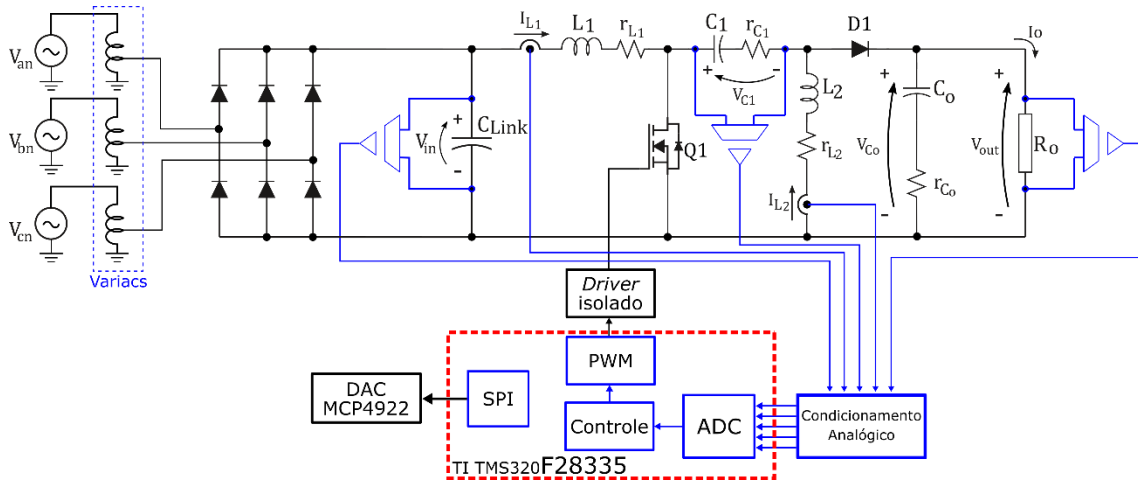
Figura 42 – *Driver* isolado para acionamento do Mosfet.



Fonte: O Autor.

Uma vez definidos os blocos principais do protótipo, a disposição dos circuitos em blocos do experimento está ilustrada na Figura 43.

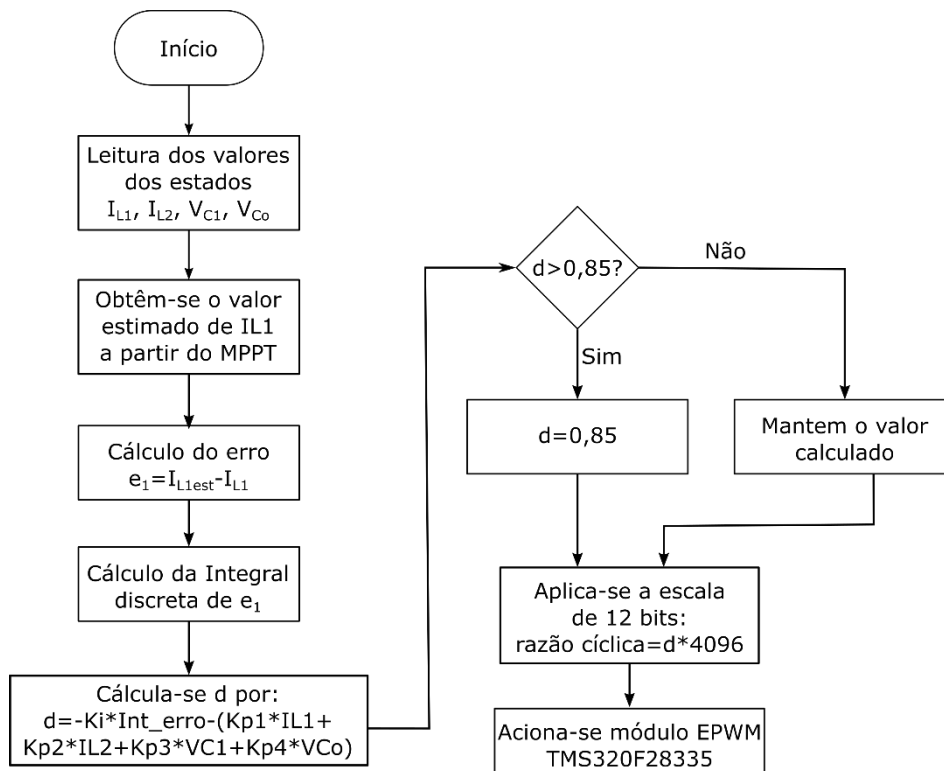
Figura 43 – Configuração do protótipo implementado para obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: O Autor.

Na sequência, são apresentados os resultados experimentais do protótipo construído sob ação do sistema de controle proposto. Para a geração do sinal PWM a partir do controlador digital de sinais, aplica-se a rotina de programação conforme o diagrama de blocos ilustrado na Figura 44.

Figura 44 – Diagrama de blocos da geração do sinal PWM



Fonte: Autor, 2018.

6.2. Determinação das chaves semicondutoras

A partir do projetado no capítulo 5, escolheu-se o Mosfet de potência IRFP460 e o Diodo MURF1660G. As especificações destes componentes estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Características das chaves semicondutoras

MOSFET IRFP460		
Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão máxima Drain-Source	V_{DS}	500 V
Tensão máxima entre Gate-Source	V_{GS}	± 20 V
Tensão <i>Threshold</i> entre Gate e Source	$V_{GS(th)}$	4 V
Resistência Drain-Source On-state	$R_{DS(on)}$	0,27 Ω
Corrente de Dreno contínua (25 °C)	I_D	20 A
Carga total de gate	Q_g	210 nC
Tempo de retardo na ligação	t_{don}	18 ns
Diodo MURF1660G		
Tensão c.c. de bloqueio inversa	V_R	600 V
Corrente máxima média direta	I_F	16 A
Tensão instantânea de condução	V_F	1,5 V
Tempo máximo de recuperação reversa	t_{rr}	60 ns

Fonte: O Autor.]

6.3. Operação do conversor SEPIC com razão cíclica pré-determinada

Com o objetivo de validar a operação em modo de condução contínua do conversor, apresenta-se nesta seção resultados experimentais em malha aberta, com valores de razão cíclica que compõem a faixa de operação do conversor. Para isto, conectou-se um retificador trifásico com filtro capacitivo na entrada do conversor SEPIC. Na Figura 45 são apresentados os sinais de tensão c.a. na entrada do retificador trifásico, simbolizado pelo sinal V_{ca} e o sinal de tensão no barramento c.c., simbolizado por V_{in} . Utilizou-se o osciloscópio de quatro canais modelo TDS3014BA do fabricante Tektronix®. Para os sinais de tensão, utilizou-se a ponteira de prova diferencial Tektronix P5200. Para os sinais de corrente, utilizou-se a ponteira de prova Tek TCP0030.

Na Figura 46a e na Figura 46b são apresentados os sinais de corrente nos indutores L1 e L2 para operação em malha aberta com razão cíclica fixada em 0,6712 e tensão de entrada com valor médio de 60 V. A partir desta, é possível verificar que o valor de ondulação dos sinais de corrente é de 17% para o sinal de IL1 e 10% para o sinal de IL2 pouco superiores aos valores apresentadas nos resultados simulados.

Para a mesmo ponto de operação, os sinais de V_{C1} e V_{Co} são apresentados nas Figura 46c e Figura 46d. Nas mesmas Figuras estão apresentados os sinais de razão cíclica conectados na saída do DSC320F28335, configurados em 0,6712. As ondulações nos sinais de tensão são inferiores a 500 mV. Os valores médios de tensão apresentados atendem à operação em MCC conforme a simulação apresentada no capítulo 5.

Na sequência, são apresentados os sinais referentes ao segundo ponto de operação, onde a razão cíclica é configurada em 0,5882. A tensão de saída c.a. e a tensão no barramento c.c. são apresentadas na Figura 47. É possível perceber que a tensão média do barramento c.c. é de 35,8 V. Na Figura 48a e na Figura 48b são apresentados os sinais de corrente nos indutores L1 e L2 respectivamente. A partir dos sinais apresentados, é possível perceber que a ondulação de tensão em ambos é inferior a 100 mA, o que é em torno de 8 e 10%, respectivamente.

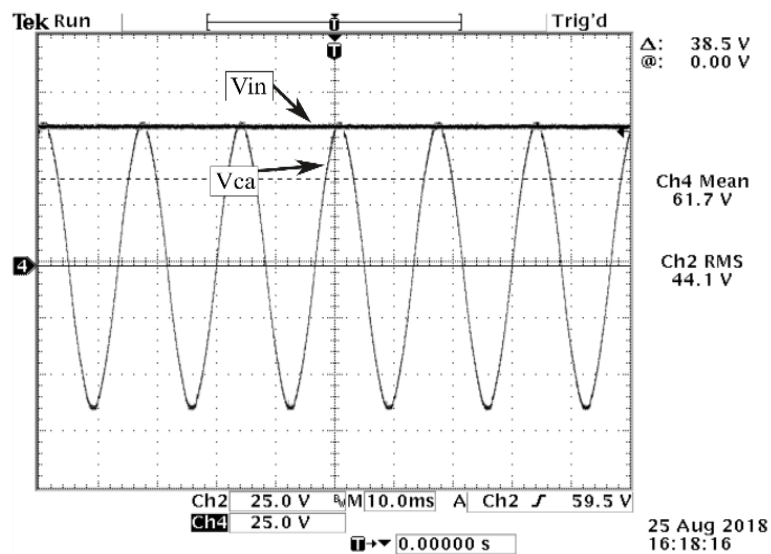
As Figura 48c e Figura 48d apresentam os sinais de tensão nos capacitores C1 e Co respectivamente. A partir destes sinais, tem-se os valores médios de 34,95 V e 45,61 V, apresentando uma diferença de 3% em relação aos valores simulados, o que é altamente satisfatório.

Finalizando os resultados do conversor operando em regime permanente, tem-se os sinais de tensão V_{ca} e V_{in} na Figura 49, referentes ao ponto de operação acima do nominal, quando a potência transferida é limitada pelo aerogerador. Neste ponto, configura-se a razão cíclica em 0,6049. O valor de tensão no barramento é, conforme a Figura 49, 83,2 V.

Os sinais nos principais elementos do conversor são mostrados na Figura 50a, Figura 50b, Figura 50c e Figura 50d. Os valores médios de corrente medidos são 3,54 A, para o indutor L1 e 2,17 A para o indutor L2. Esses resultados se referem a 98% e 94% dos valores apresentados nos resultados simulados no capítulo 5. Os sinais de tensão nos

capacitores C1 e Co são mostrados na Figura 50c e na Figura 50d, respectivamente. Os valores médios mensurados são de 80,27 V e 114,95 V em referência aos valores simulados (82,5 V e 116,5 V). Os resultados apresentados nesta seção confirmam a operação do conversor SEPIC projetado no modo de condução contínua e, uma vez que os sinais dos estados (correntes nos indutores e tensão nos capacitores) possuem variação linear, o controle projetado será efetivo. Na próxima seção, são apresentados resultados do conversor em malha fechada.

Figura 45 – CH2: Tensão de entrada do retificador (V_{ca}), $25 \frac{V}{div}$; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}), $25 \frac{V}{div}$, para $d=0,6712$ ($10 \frac{ms}{div}$).

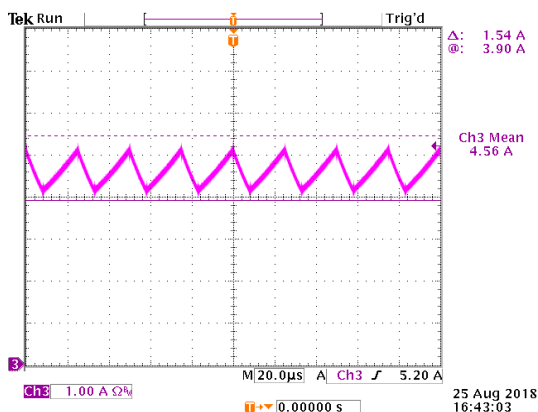


Fonte: O Autor.

Figura 46 – Resultados experimentais para o primeiro ponto de operação.

Figura 46a – CH3: Corrente em L1 para $V_{in}=60V$

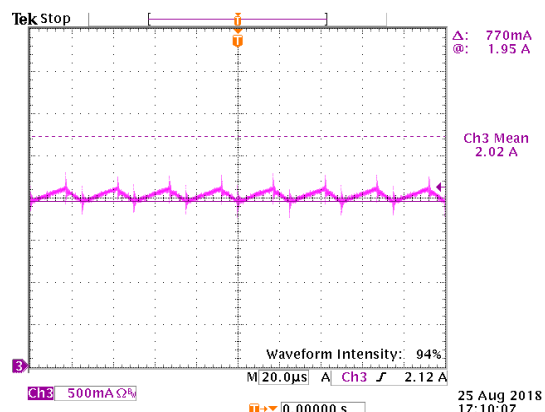
$$d=0,6712 \left(1 \frac{A}{div}, 20 \frac{\mu s}{div} \right).$$



Fonte: O Autor.

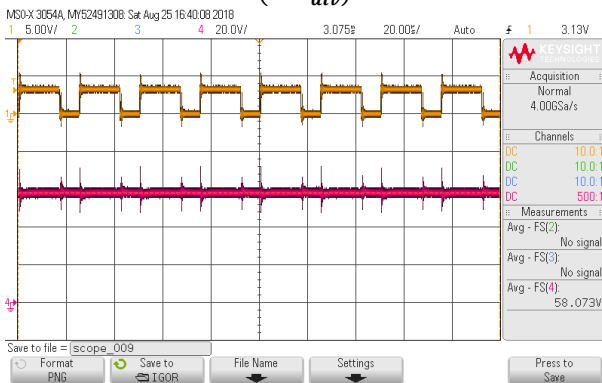
Figura 46b – CH3: Corrente em L2 para $V_{in}=60V$

$$d=0,6712 \left(1 \frac{A}{div}, 20 \frac{\mu s}{div} \right).$$



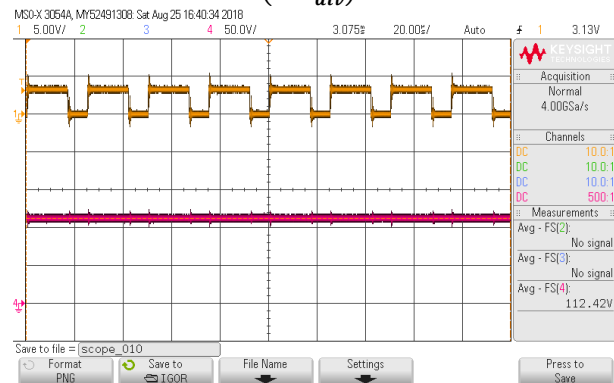
Fonte: O Autor.

Figura 46c – CH1: sinal pwm ($5 \frac{V}{div}$); CH4: Tensão no capacitor C1 ($20 \frac{V}{div}$), para $V_{in}=60V$ e $d=0,6712$ ($20 \frac{\mu s}{div}$).



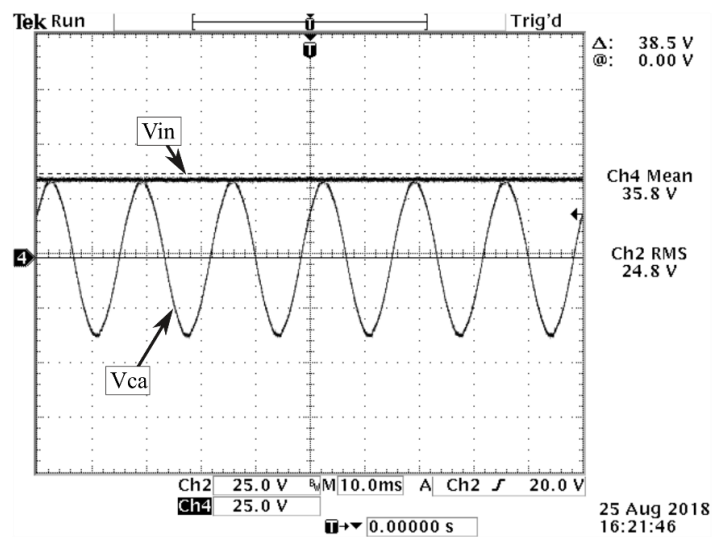
Fonte: O Autor.

Figura 46d - CH1: sinal pwm ($5 \frac{V}{div}$); CH4: Tensão no capacitor C_o ($20 \frac{V}{div}$), para $V_{in}=60V$ e $d=0,6712$ ($20 \frac{\mu s}{div}$).



Fonte: O Autor.

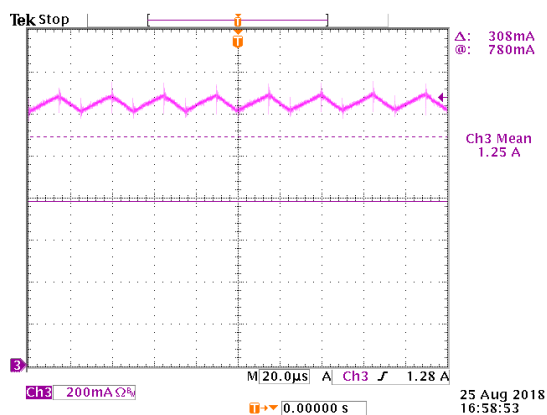
Figura 47 – CH2:Tensão de entrada do retificador (V_{ca}), $25 \frac{V}{div}$; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}), $25 \frac{V}{div}$ para $d=0,5882$ ($40 \frac{ms}{div}$).



Fonte: O Autor.

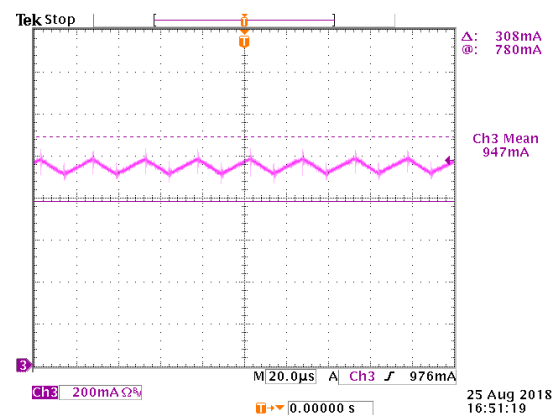
Figura 48 – Resultados experimentais para o segundo ponto de operação.

Figura 48a – CH3: Corrente em L1 para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882$ ($0,2 \frac{A}{div}$, $20 \frac{\mu s}{div}$).



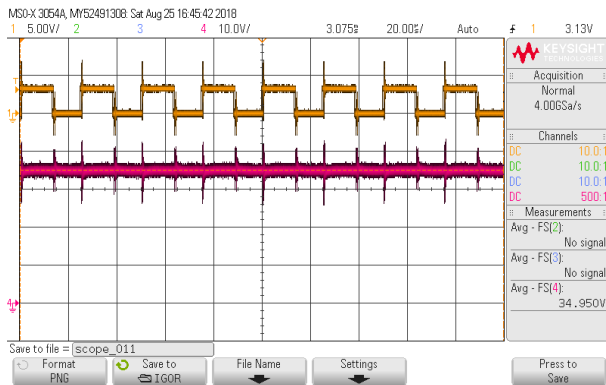
Fonte: O Autor.

Figura 48b – CH3: Corrente em L2 para $V_{in}=35V$ e $d=0,5882$ ($0,2 \frac{A}{div}$, $20 \frac{\mu s}{div}$).



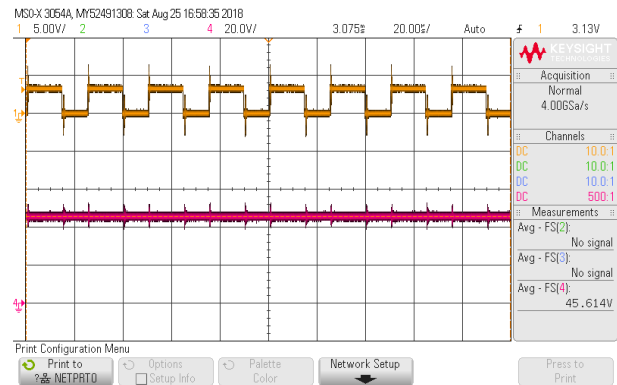
Fonte: O Autor.

Figura 48c – CH1: sinal pwm ($5 \frac{V}{div}$); CH4:Tensão no capacitor C1 ($10 \frac{V}{div}$), para $V_{in}=35 V$ e $d=0,5882$ ($20 \frac{\mu s}{div}$).



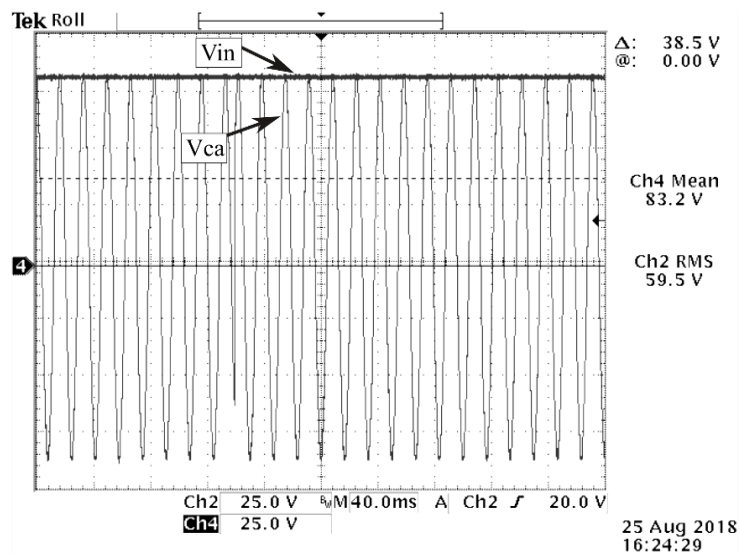
Fonte: O Autor.

Figura 48d – CH1: sinal pwm ($5 \frac{V}{div}$); CH4:Tensão no capacitor Co ($20 \frac{V}{div}$), para $V_{in}=35 V$ e $d=0,5882$ ($20 \frac{\mu s}{div}$).



Fonte: O Autor.

Figura 49 –CH2:Tensão de entrada do retificador (V_{ca}), $25 \frac{V}{div}$; CH4: Tensão no barramento c.c. (V_{in}), $25 \frac{V}{div}$, para $d=0,6049$ ($40 \frac{ms}{div}$).



Fonte: O Autor.

6.4. Operação do conversor SEPIC em malha fechada com o controlador por realimentação de estados com ação integral

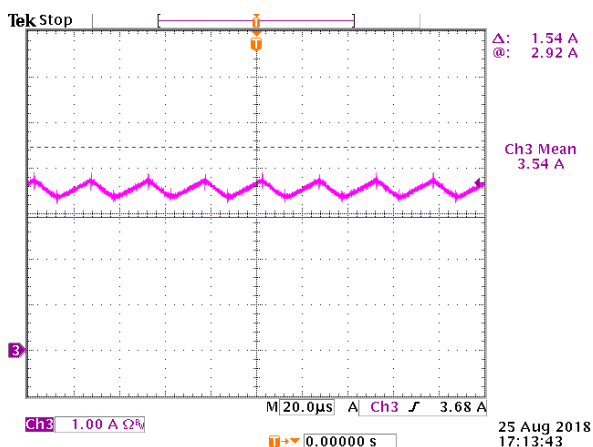
Nos testes realizados com o protótipo, foram enviadas ao sistema de controle, variações em degraus no valor de tensão de entrada V_{in} , simbolizando uma mudança no ponto de operação do sistema de geração e também foram submetidos degraus do valor de corrente de referência de corrente, $IL1(est)$, representando a dinâmica do rastreamento do ponto de máxima potência. É apresentada uma avaliação do

comportamento transitório e em regime permanente do conversor operando com o controlador proposto.

A Figura 51 mostra a resposta do sinal de corrente I_{L1} a partir de um degrau de 3 A no valor de referência de corrente $I_{L1}(est)$ enviado ao sistema de controle. No canal 1 do osciloscópio está conectado o canal 1 de saída do conversor D/A. A tensão enviada ao osciloscópio representada pela escala de 100 mV/A, ilustra os valores de corrente de referência $I_{L1}(est)$ programados internamente ao DSC e enviados ao bloco de controle. No canal 2 do osciloscópio está conectado o canal 2 de saída do conversor D/A, que se refere ao sinal de tensão proporcional ao valor médio por ciclo de chaveamento da corrente I_{L1} . No canal 3, está conectado o sinal de tensão no capacitor de saída (V_{Co}). As escalas configuradas no osciloscópio são de 100 mV/div, 100 mV/div e 10 V/div, respectivamente, e a escala de tempo configurada em 5 ms/div.

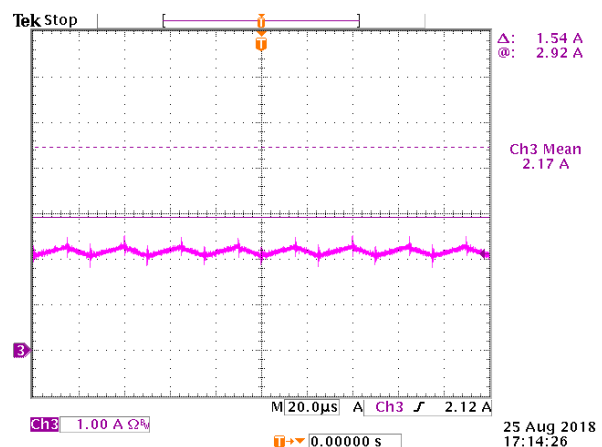
Figura 50 – Resultados experimentais para o terceiro ponto de operação.

Figura 50a – CH3: Corrente em L1 para $V_{in}=80\text{ V}$ e $d=0,6049$ $\left(1 \frac{\text{A}}{\text{div}}, 20 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



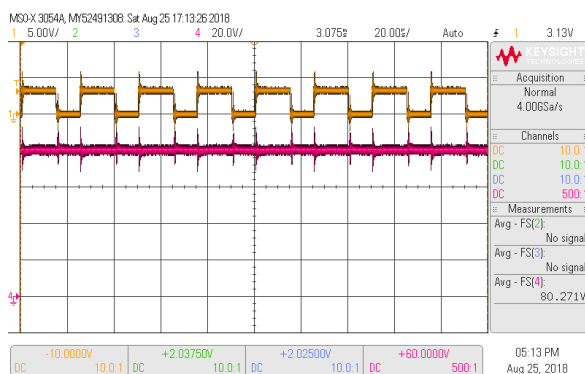
Fonte: O Autor.

Figura 50b – CH3: Corrente em L2 para $V_{in}=80\text{ V}$ e $d=0,6049$ $\left(1 \frac{\text{A}}{\text{div}}, 20 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



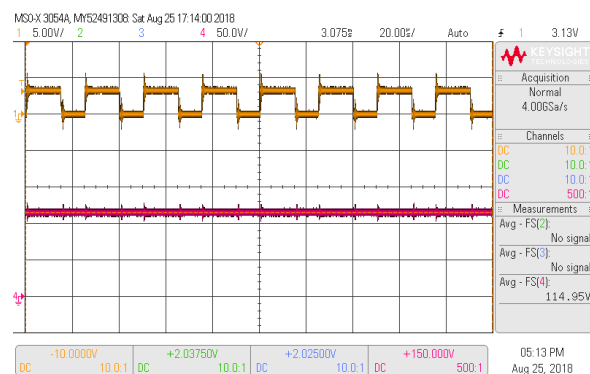
Fonte: O Autor.

Figura 50c – CH1: sinal pwm $\left(5 \frac{\text{V}}{\text{div}}\right)$; CH4:Tensão no capacitor C1 $\left(20 \frac{\text{V}}{\text{div}}\right)$, para $V_{in}=80\text{ V}$ e $d=0,6049$ $\left(20 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



Fonte: O Autor.

Figura 50d – CH1: sinal pwm $\left(5 \frac{\text{V}}{\text{div}}\right)$; CH4:Tensão no capacitor C_o $\left(50 \frac{\text{V}}{\text{div}}\right)$, para $V_{in}=80\text{ V}$ e $d=0,6049$ $\left(20 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}\right)$.



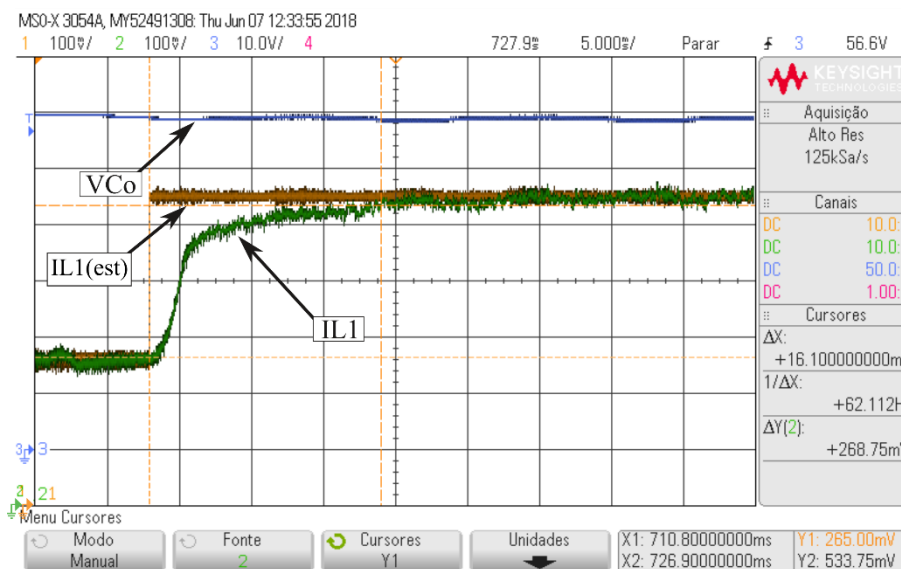
Fonte: O Autor.

O tempo de assentamento do sinal da corrente IL1 é de 17 ms. Comportamento semelhante é visualizado na Figura 22, onde também um degrau positivo do valor de referência de corrente IL1(est) é enviado ao sistema de controle.

A fim de verificar a resposta do sistema de controle a partir de um degrau negativo na referência de corrente, tem-se na Figura 52, o sinal de tensão de saída do conversor D/A referente ao valor médio da corrente IL1 (CH2) o sinal de tensão do conversor D/A proporcional à referência de corrente IL1(est) alterna de 5,5 A para 2,5 A no canal 1 (CH1) do osciloscópio. No canal 3 (CH3) tem-se o sinal da tensão de saída V_{Co} , que neste caso é uma consequência do controle de corrente. Os canais 1 e 2 possuem escala de 100 mV/div, o que representa 1 A/divisão mediante à escala configurada para o sinal do conversor D/A. No canal 3, tem-se a escala de 10 V/div e no eixo horizontal, tem-se a escala de 5 ms/div.

Figura 51 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 e V_{Co} para um degrau positivo de referência de corrente (IL1(est)) de 2,5 A para 5,5 A.

CH1 [IL1(est)]: 100 mV≡1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV≡1 A /div; CH3 [V_{Co}]: 10 V/div.



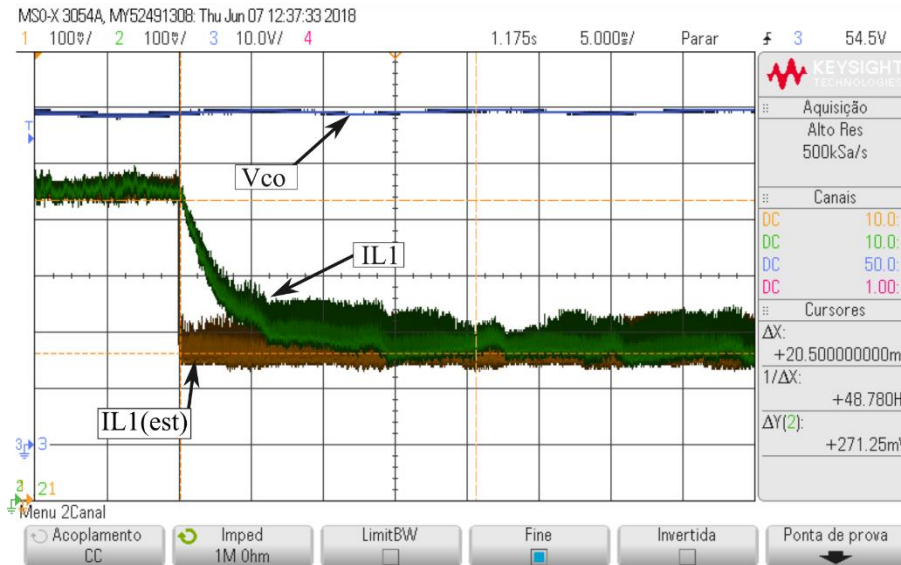
Fonte: O Autor.

O sinal de corrente IL1 atinge o valor de referência em 20,5 ms sem apresentar ultrapassagem negativa do valor de referência. O resultado apresentado pela Figura 52 é coerente com o resultado de simulação apresentado pela Figura 23. Portanto, o resultado experimental visualizado atende ao esperado.

Na Figura 53 é apresentada a configuração utilizada para obtenção dos resultados da resposta ao degrau de tensão de entrada V_{in} . A fonte de alimentação conectada à entrada permite o controle da tensão/corrente fornecida por meio da manipulação dos valores das entradas analógicas (B&K PRECISION, 2004).

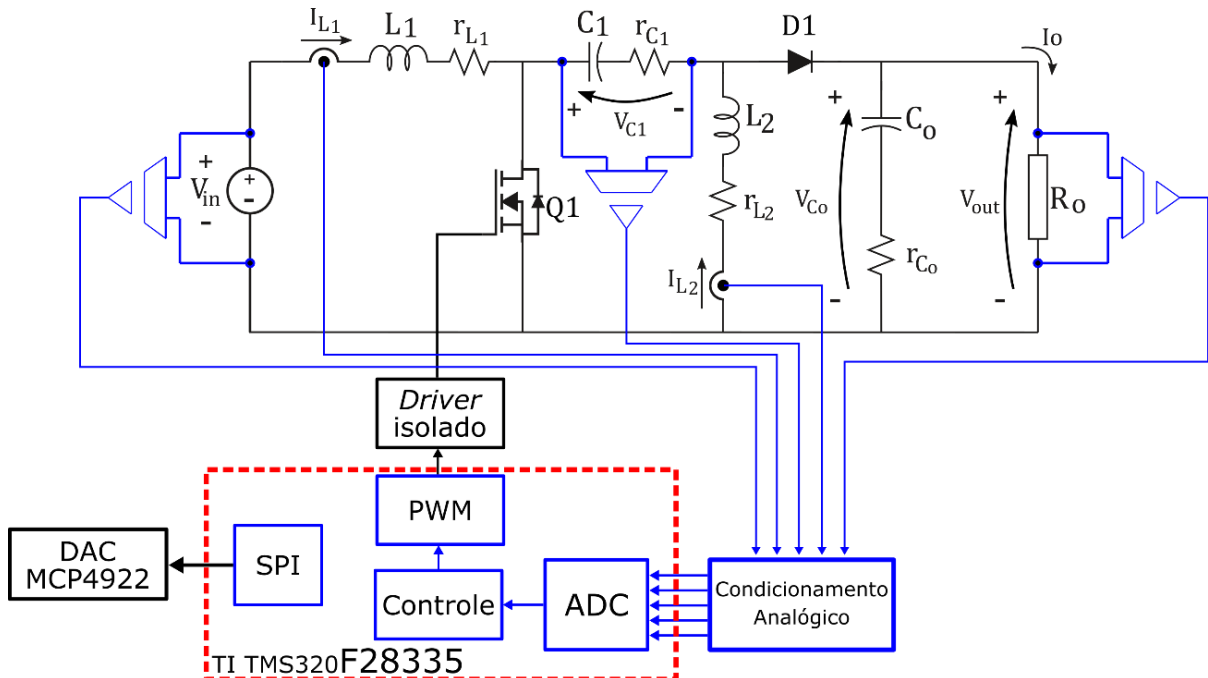
Figura 52 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 e VCo para um degrau negativo de referência de corrente (IL1(est)) de 5,5 A para 2,5 A.

CH1 [IL1(est)]: 100 mV≐1 A /div; CH2 [IL1]: 100 mV≐1 A /div; CH3 [VCo]: 10 V/div.



Fonte: O Autor.

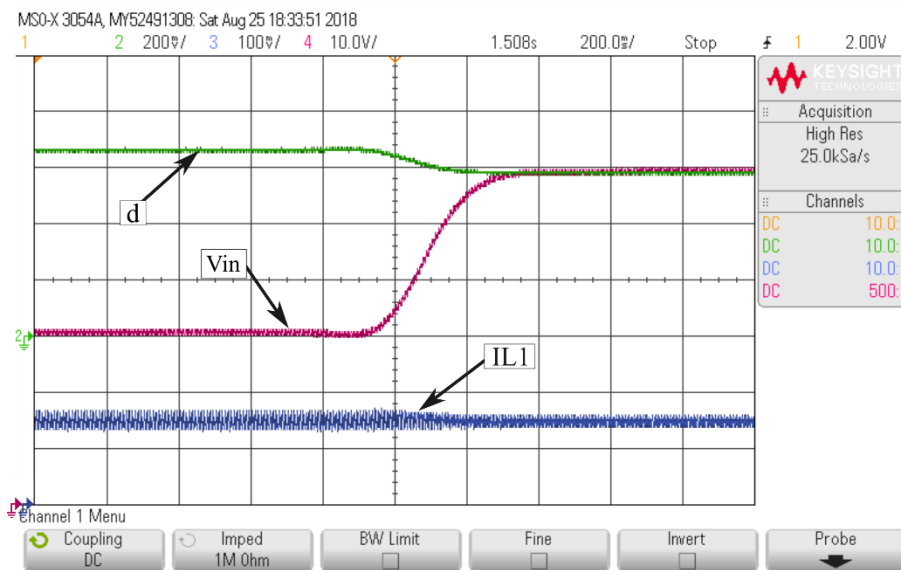
Figura 53 – Configuração do sistema implementado em protótipo utilizando a fonte VSP6020.



Fonte: O Autor.

Na Figura 54 é mostrado o sinal referente ao valor de corrente IL1 (CH2) em resposta à uma variação do valor de tensão de entrada V_{in} do conversor SEPIC e com valor de referência de corrente IL1(est) fixo em 4 A. O objetivo deste resultado é visualizar a capacidade de rejeição do sistema ao distúrbio de uma entrada (46 V para 56 V). Analisando a forma de onda do sinal IL1, é possível perceber que existe uma pequena variação positiva de ondulação em resposta ao distúrbio do sinal V_{in} . Esta variação corresponde ao valor simulado e ilustrado pela Figura 25.

**Figura 54 – Resultado experimental do controlador LMI: Reposta do sinal de IL1 para uma variação de tensão de entrada (V_{in}) de 46 para 56 V e referência de corrente [IL1(est)] fixado em 4 A.
CH2 [d]: 100 mV/div; CH3 [IL1]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH4 [V_{in}]: 10 V/div.**



Fonte: O Autor.bbb

6.5. Operação em malha fechada com o controlador Tipo-3

Para efeito de comparação, o controlador Tipo-3 discreto projetado na seção 5.3 é aplicado ao protótipo do conversor SEPIC sob as condições transitórias impostas aos testes com o controlador por realimentação de estados baseado em LMIs.

Na Figura 56 são apresentados os sinais referentes à corrente no indutor L1, IL1, corrente de referência IL1(est) e a tensão de saída V_{Co} , nos canais 1, 2 e 3, respectivamente. Assim como na Figura 51, os canais 1 e 2 são configurados em 100 mV/divisão representando 1 A/divisão. A escala de tempo é configurada em 5 ms/divisão.

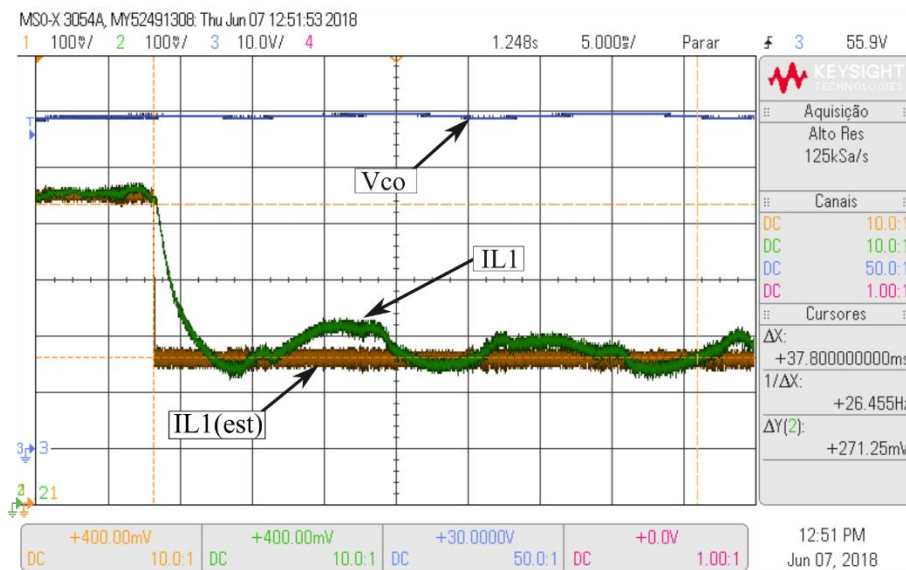
No tempo $t=1,5745$ s, aplicou-se um degrau positivo no sinal de referência de corrente de 3 A (2,5 A para 5,5 A), como pode ser visto no canal 1 do osciloscópio. A resposta da corrente no indutor L1 atinge o valor esperado no tempo $t=1,5932$ s, ou seja, com 18,7 ms de tempo de assentamento. Como esperado, o controlador atinge a

estabilidade sem erro permanente no tempo adequado ao projeto, porém apresenta sobressinal (ultrapassagem) de 1,775 A o que equivale a 32,27 % do valor de referência.

Na sequência analisa-se o comportamento do valor da corrente no indutor mediante a aplicação de um degrau negativo da referência de corrente. O sinal $IL1(est)$ varia de 5,5 A para 2,5 A como pode ser visualizado no canal 1 do osciloscópio na Figura 56. Em resposta ao degrau, a corrente $IL1$, cujo sinal de tensão proporcional está no canal 2, atinge o valor médio com tempo de 37,8 ms, o que é relativamente alto em

Figura 55 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de $IL1$ e V_{Co} para um degrau negativo de referência de corrente ($IL1(est)$) de 2,5 A para 5,5 A.

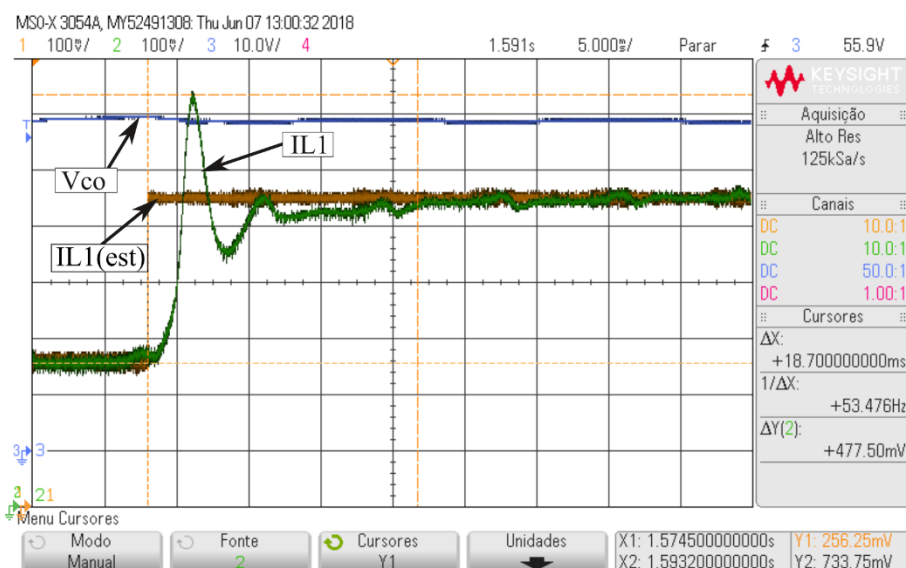
CH1 [$IL1(est)$]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH2 [$IL1$]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH3 [V_{Co}]: 10 V/div.



Fonte: O Autor.

Figura 56 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de $IL1$ e V_{Co} para um degrau positivo de referência de corrente ($IL1(est)$) de 5,5 A para 2,5 A.

CH1 [$IL1(est)$]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH2 [$IL1$]: 100 mV \equiv 1 A /div; CH3 [V_{Co}]: 10 V/div.



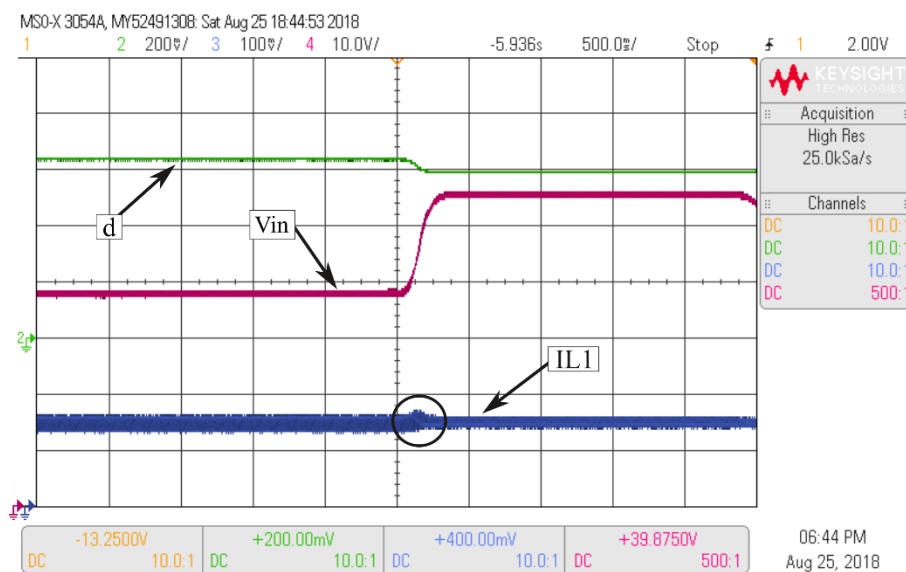
Fonte: O Autor.

comparação aos resultados apresentados nos testes anteriores como na Figura 51. Além disso, o sinal do canal 2 apresenta instabilidade causada pela mudança de referência.

Da mesma forma que na seção 6.4, aplica-se uma mudança da tensão de entrada V_{in} do valor de 48 V para 56 V, com o objetivo de verificar a resposta do sistema de controle à mudança causada por um distúrbio de entrada. Na Figura 57, tem-se no canal 1 o sinal de tensão proporcional à referência de corrente $IL1(est)$ enviada ao sistema de controle, no canal 2 o valor de tensão proporcional à corrente no indutor L1 ($IL1$) e no canal 3 tem-se o sinal tensão de entrada. As escalas configuradas são de 100 mV/div para o canal 1 e 2, representando 1 A/div e no canal 3, tem-se 10 V/div.

Analisando a Figura 57, tem-se em $t=40$ ms a partir do ponto inicial da tela, mudança do sinal do canal 2 em resposta à variação do valor de tensão de entrada mesmo com a referência de corrente constante. Isso se deve à não atuação do sistema de controle e, portanto, uma sensibilidade inadequada à esta aplicação. O valor do sobressinal é de 0,2 A, o que significa 13,4 % do sinal de referência.

**Figura 57 – Resultado experimental do controlador: Reposta do sinal de $IL1$ para uma variação de tensão de entrada (V_{in}) de 46 para 56 V e referência de corrente [$IL1(est)$] fixado em 4 A.
CH1 [d]: 200 mV/div; CH3 [$IL1$]: 100 mV \equiv 1 A/div; CH4 [V_{in}]: 10 V/div.**



Fonte: O Autor.

6.6. Conclusões do capítulo

A descrição do hardware serve para apresentar os principais circuitos de condicionamento de sinais (utilizados para a aquisição dos sinais de corrente e tensão, necessários ao controle por realimentação de matriz de estados) e também o modelo de processador no qual foi implementado o controle digital. O funcionamento do conversor SEPIC em malha aberta permitiu verificar que a relação entre os valores de tensão de entrada e tensão de saída estavam de acordo com o valor do ganho estático teórico que relaciona estas duas grandezas. Uma vez verificado o funcionamento do conversor, um

comparativo entre as duas técnicas de controle em malha fechada (realimentação por matriz de estados e um controlador tradicional tipo 3) pode ser realizado.

Em malha aberta, as formas de onda apresentadas em condições variadas de entrada atenderam ao esperado, sendo coerentes com as simulações efetuadas em mesmas condições. O rendimento do conversor decresce com o aumento de potência transferida, o que também é esperado. Para amenizar os efeitos das perdas na chave, implementou-se um circuito *snubber*. Mais detalhes sobre o circuito estão no Apêndice C.

Verificou-se também que o circuito, ao ser energizado, mesmo com a chave aberta (razão cíclica igual a zero) apresenta caminho para a corrente de entrada, formando um circuito RLC em série, o que causa instabilidade na energização do circuito. Mediante a esta situação, é inserido um bloco interno ao software de controle visando amenizar a corrente de entrada, de forma a realizar uma “partida suave”. Um resistor de baixo valor ôhmico e alta capacidade de dissipação de potência é inserido no circuito, cuja atuação é momentânea com o objetivo da suavização da corrente de entrada na energização do circuito.

Os resultados experimentais mostraram que o controle proposto atendeu aos requisitos de projeto do sistema de controle proposto pois manteve a estabilidade em regime permanente sob várias condições de operação dentre elas a máxima e a mínima potência projetada. Quanto ao comportamento dinâmico o controlador por realimentação de estados se mostrou superior ao controlador tradicional, não apresentando sobressinal e atendendo aos requisitos de tempo de assentamento e rejeição de distúrbios. Portanto, conclui-se que controlador baseado em LMI tem capacidade de rejeição de distúrbios a medida em que é possível inserir incertezas da operação do conversor nas matrizes restrições LMI.

Visando simplificar a análise do leitor, na Tabela 4 estão apresentados os resultados da ação dos controladores apresentados atuando sobre a planta do conversor SEPIC em bancada experimental. Destaca-se o tempo de acomodação, que em ambos os casos atenderam os requisitos de projeto (50 ms) com leve superioridade para o controlador com ação integral com realimentação de estados. Já o sobressinal visto na resposta do controlador Tipo 3 discreto, tanto no degrau negativo quanto positivo, não foram percebidos na resposta do controlador proposto neste trabalho.

Tabela 4 – Comparação entre as respostas do sistema para os controladores implementados.

Parâmetro	Controlador por realimentação de estados baseado em LMI	Controlador Tipo 3 discreto
Tempo de acomodação (degrau positivo)	17 ms	18,7 ms
Ultrapassagem máxima (degrau positivo)	0	32,27 %
Tempo de acomodação (degrau negativo)	20,5 ms	40 ms
Ultrapassagem máxima (degrau negativo)	0	13,4 %

Fonte: O Autor.

7. Conclusão final

7.1. Conclusão

Neste trabalho é realizado o estudo, projeto e implementação experimental de um conversor SEPIC de 300 W cujo controle é projetado visando a capacidade de operação estável em regime permanente e requisitos de performance dinâmica sob condições variadas de operação, justificadas pela aplicação deste conversor em sistemas de geração de energia por fonte eólica de pequeno porte.

Sistemas de energia eólica de pequeno porte estão em constante desenvolvimento e possuem uma forma de geração altamente variável e, diferentemente de sistemas de energia fotovoltaica, tornam difícil a estimativa de produção energética. Quanto menor a potência nominal do sistema, maior deverá ser a velocidade em que esta turbina eólica opera. Uma vez que a tensão de entrada é proporcional à velocidade angular, tem-se uma grande faixa de valores de frequência e tensão no barramento de saída do gerador.

Considerando, portanto, que a tensão de entrada do conversor SEPIC varia de forma diretamente proporcional à velocidade angular do eixo mecânico, a potência disponível na saída do gerador é proporcional ao cubo da velocidade de vento. Estas relações fazem com que o ponto de operação ótimo de sistemas de geração eólica esteja sob mudanças constantes. Em outras palavras, tem-se neste caso, uma fonte de alimentação variável em tensão e potência, sendo que a relação entre essas variáveis não é linear. Mediante ao contexto explanado, sistemas de controle aplicados a estes sistemas incertos são de essencial importância, e possuem seus parâmetros de desempenho diretamente ligados à capacidade de geração.

A partir da análise dos resultados simulados e experimentais a sob variação das condições de entrada, o controlador por realimentação de estados com ação integral baseado em LMIs apresentou uma resposta que atendeu aos requisitos de projeto, mantendo a estabilidade sob a variação do ponto de operação. Resultados estes que superam os apresentados pela operação sob o controlador tradicional Tipo-3 que, diferentemente do controlador proposto, apresentou sobressinal em determinadas situações assim como oscilações. Conclui-se, portanto, que é possível considerar condições de incertezas no projeto do conversor c.c.-c.c. no projeto do controlador. Isso torna a operação do conversor capaz de amenizar perturbações indesejáveis tornando-a, portanto, robusta.

Comparando-se com os sistemas de controle digitais convencionais, efetua-se a modelagem visando obter uma ou mais funções de transferência, muitas vezes incapazes de considerar muito parâmetros de desempenho, como redução de norma e controle multivariável. A partir da estrutura de controle apresentada, é possível controlar mais saídas do sistema (tensão de saída e corrente de entrada, por exemplo) desde que mais variáveis de estado possam ser manipuladas. Uma vez que mais variáveis precisam ser

mensuradas pelo sistema de controle digital, mais circuitos de aquisição de sinais são necessários, o que pode tornar o circuito mais complexo.

Este trabalho buscou contribuir com uma melhor compreensão da aplicação de sistemas de controle modernos em conversores de potência, aplicando a modelagem matemática no espaço de estados e inserindo incertezas no modelo estudado. Uma vez que conversores possam ter as incertezas de operação ou ainda de valores de componentes inseridas no projeto do controlador, este pode ter a sua capacidade de operação elevada. Não linearidades do modelo além de outros métodos de estabilidade podem ser aplicados a partir da representação por LMI, mostrando-se, portanto, uma poderosa ferramenta no projeto de sistemas de controle de conversores de potência.

7.2. Propostas de trabalhos futuros

A aplicação da abordagem LMI em sistemas de controle de conversores pode ser expandida para outros tipos de fontes, como a fotovoltaica e hidráulica, principalmente quando busca-se soluções para sistemas que possuem uma série de restrições de operação.

Ainda mediante aos sistemas de geração de energia por fonte eólica, propõe-se como sugestões de trabalhos futuros, a conexão de um inversor de tensão na saída do conversor SEPIC para a injeção de potência na rede elétrica, com um barramento com cargas variáveis e não lineares. Uma análise do fator de potência do conversor, assim como um estudo detalhado buscando a melhoria do rendimento pode ser efetuada.

Em relação ao sistema de controle, sugere-se o estudo da aplicação de sistemas de controle não lineares e que amenizem a ondulação presente na tensão de saída do retificador. Por fim, uma possibilidade de melhoria deste sistema pode ser feita inserindo um observador de estados. Esta seria uma grande vantagem, pois se reduziria a quantidade de sensores implementados, que neste projeto foram quatro, um para cada estado da planta do conversor SEPIC.

7.3. Publicação realizada durante o Mestrado

Durante a realização deste trabalho o autor publicou o seguinte artigo listado seguir:

- Igor Henrique do Nascimento Oliveira, Newton Silva; *MAXIMUM POWER POINT TRACKING OF A WIND GENERATOR USING A SEPIC CONVERTER WITH LMI CONTROL*. **14th Brazilian Power Electronics Conference – IEEE COBEP 2017**. Juiz de Fora, MG.

Referências

ABDELKARIM, E.; IBRAHIM, A. A. **Control of Bi-Directional DC-DC Converter Using Batteries for Wind Power Generation**. International Conference on Smart Grid and Clean Energy Technologies. Offenburg, Germany: IEEE. 2015. p. 80-85.

ABDULLAH, M. A.; YATIM, A. H.; RAHMAN, S. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. **Renewable and Sustainable energy reviews**, 16, June 2012. 3220-3227.

ADHIKARI, J. et al. Modeling, Design, and Implementation of a Power Conversion System for Small-Scale High-Altitude Wind Power Generating System. **IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 53, Issue: 1**, p. 283 - 295, 2016.

ADHIKARI, J.; RATHORE, A. K.; PANDA, S. K. Modular Interleaved Soft-switching DC-DC Converter for High Altitude Wind Energy Application. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 727-738, 2014.

AGUIRRE, L. A. **Enciclopédia de Automática controle e automação**. São Paulo: Blucher, v. 1, 2008.

AMARANTE, O. A. C. D. et al. **Atlas do Potencial Eólico Brasileiro**. Brasília: [s.n.], 2001.

ANEEL, A. N. D. E. E. Resolução Normativa nº 482, Brasília, 17 Abril 2012.

ANEEL, A. N. D. E. E. Micro e Minigeração Distribuída. **Cardernos Temáticos ANEEL**, Brasília, Maio 2016. 34.

B&K PRECISION, C. **VSP6020, VSP2050, VSP4030 & VSP12010 High Power Switching DC Power Supplies - Instruction Manual**. www.bkprecision.com. Yorba Linda, CA, USA., p. 66. 2004.

BABAE, E.; MAHMOODIEH, M. E. S. Analysis and investigation of energy transmission process in different operating modes of Sepic converter. **IET Power Electronics**, p. 819-828, 2013.

BARÃO, R. C. Algoritmos de controle ótimo quadrático com restrições. **Dissertação de mestrado - Mestrando em Engenharia Elétrica USP**, São Paulo, 1997. 81.

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Florianópolis: do Autor, 2001.

BARRENETXEA, M. et al. Analysis, Comparison and Selection of DC-DC Converters for a Novel Modular Energy Conversion Scheme for DC Offshore Wind Farms. **IEEE EUROCON 2015 - International Conference on Computer as a Tool (EUROCON)**, Salamanca, Spain , 8-11 September 2015. 1-6.

BAZZO, T. D. P. M. Projeto ótimo Multidisciplinar de Geradores Síncronos de Ímãs Permanentes para Aerogeradores considerando a curva de ocorrência do vento. **Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina**, Florianópolis, 2017. 321.

BOYD, S.; BARRATT, C. **Linear controller design: limits of performance**. USA: Prentice-Hall, v. 426 p., 1994.

CADALSO, M. R. R. Projeto via LMI de controladores gain scheduling com restrição de D-estabilidade. **Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira**, Ilha Solteira, 2016. 75.

CANTILLO, A. et al. **SEPIC design- part I: Inductive damping**. 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Porto, Portugal: IEEE. 2010.

CHANG, C. Robust Control of DC-DC Converters: The Buck Converter. **IEEE Procedures**, v. IEEE, 1995.

CHEN, W. et al. Control of Doubly-Fed Induction Generator to Ride-Through Recurring Grid Faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 4831 - 4846, 2015.

CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 24, n. 8, p. 1859-1875, 8 August 2009.

CHIANG, S. J.; SHIEH, H.-J.; CHEN, A. M.-C. Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 56, NO. 11**, p. 4344-4354, 2009.

CHINCHILLA, M. et al. Power Limits of grid-connected modern wind energy systems. **Renewable Energy**, v. 31, p. 1455-1470, September 2005.

CLARKE, D. W.; MASLEN, S. P. Discretising controllers with slow sampling. **IET Control Theory & Applications**, v. 1, n. 3, p. 624-635, 2007.

COSTA, A. E. L. D.; ANDERSEN, R. L. **HIGH-GAIN BOOST-BOOST-FLYBACK CONVERTER FOR RENEWABLE**. 2015 Brazilian Power Electronics Conference - COBEP. Fortaleza, Brazil: IEEE. 2015.

COSTA, M. Controladores Robustos D-LQI e D-Alocação de polos via LMI aplicados a um conversor boost de alto ganho com célula de três estados. **Dissertação de Mestrado - Mestrado em Engenharia Elétrica - UFC**, Fortaleza - CE, 2012. 122.

COSTA, M. V. S. Controle MPC robusto aplicado ao conversor boost CCTE otimizado por inequações matriciais lineares. **Tese (Doutorado) - Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Ceará**, Fortaleza, 21 Julho 2017. 179.

COUTINHO, M. D. S. Projeto via LMI de Sistemas de Controle Comutado para um motor de Indução. **Dissertação (Mestrado) - Mestrado em Engenharia Elétrica - Univerisdade Federal de Santa Catarina**, Florianópolis, Junho 2006. 75.

DARWISH, A. et al. Single-stage Three-phase Differential-mode Buck-Boost Inverters with Continuous Input Current for PV Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 18, 2016.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Modern Control Systems**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1998.

ENG, V.; PINSOPON, U.; BUNLAKSANANUSORN, C. **Modeling of a SEPIC converter operating in Continuous Conduction Mode**. 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Pattaya, Chonburi, Thailand: IEEE. 2009.

ERICKSON, R. **Fundamentals of Power Electronics**. ISBN 079237200. ed. Norwell: Mass: Kluwer Academic, 2001.

FARD, M.; ALDEEN, M. Robust Control Design for a Boost Converter in a Photovoltaic System. **IEEE 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, Vancouver, BC, Canada, 2016. 1-9.

FARIA, F. A. Alocação de Pólos com Realimentação da Derivada dos Estados usando LMIs. **Dissertação de mestrado - Mestrado em Engenharia Elétrica - UNESP, Ilha Solteira**, 23 Dezembro 2005. 53.

GOMES, R. H. A. Síntese de Controladores TS com Taxa de convergência Pré-especificada para sistemas sujeitos a retardo no tempo. **Dissertação de Mestrado - Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais**, Belo Horizonte, 22 Junho 2015. 68.

GRAUERS, A. Efficiency of three wind energy generator systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 11, n. 3, p. 650-657, September 1996.

GWEC, G. W. E. C. Global Wind Report 2016, Annual Market Update, 2017. 76.

HALTON, M.; IORDANOV, P.; MOONEY, J. **Robust Digital Voltage-Mode Controller Design For Split-Inductor SEPIC Converter**. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.]: IEEE. 2015. p. 317-322.

HAU, E. **Wind Turbines. Fundamentals, Technologies, Application, Economics**. 3. ed. Munich, Germany: Springer, v. 1, 2013.

HEIER, S. **Grid integration of wind energy: Onshore and Offshore Conversion Systems**. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, v. 1, 2014.

HUI, J.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. K. An Energy Management Scheme with Power Limit Capability and an Adaptive Maximum Power Point Tracking for Small Standalone PMSG Wind Energy Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4861-4875, 2016.

HUSSAIN, J.; MISHRA, M. **Design and Control Process of SEPIC Converter for IECON2015-Yokohama**. Yokohama: IEEE. 2015. p. 000655-660.

HUSSAIN, J.; MISHRA, M. K. Adaptive Maximum Power Point Tracking Control Algorithm for Wind Energy Conversion Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 31, n. 2, 2016.

JAAFAR, A. et al. PI Stabilization of Power Converters With Partial State Measurements. **IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY**, March 2013.

JENISHA, C. M. et al. Power electronic interface with de-coupled control for wind-driven PMSG feeding utility grid and DC load. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 2, p. 329-338, 2018.

JOHNSON, G. L. **Wind Energy Systems**. Manhatam, KS: [s.n.], 2006.

JOHNSON, M. J. **Analysis of Current-Programmed SEPIC DC-DC Converter in Discontinuous-Conduction Operation Regio**. Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Diego, CA, USA, USA: IEEE. 1993. p. 207-214.

KANAAN, H. Y.; AL-HADDAD, K. **A Novel Averaged-Model-Based Control of a SEPIC Power Factor Corrector Using the Input/Output Feedback Linearization Technique**. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. Recife, Brazil: IEEE. 2006.

KEQING, Q. et al. Research a control strategy for wind power PMSG with full power converter. **2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**, Hangzhou, China, 22-25 October 2014.

KHATEB, A. E. et al. Maximum power point tracking of single-ended primary-inductor converter employing a novel optimisation technique for proportional-integral-derivative controller. **ET Power Electronics**, p. 1111-1121, 2013.

KHATEB, A. E. et al. Fuzzy-Logic-Controller-Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 2349 - 2358, 2014.

LOPES, J. S. B. Controle Preditivo Robusto baseado em Desigualdades Matriciais Lineares a um sistema de Tanques acoplados. **Dissertação de mestrado - Mestrado em ciências UFRN**, Natal, RN, Fevereiro 2011. 84.

MARTINS, D.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC não isolados**. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2008.

MASSEY, R. P. A. S. E. C. S. **High Voltage Single-Ended DC-DC Converter**. 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Palo Alto, CA, USA, USA: IEEE. 1977. p. 4.

MATTOS, F. C. et al. Fuzzy Logic Controller Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking. **IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS VOL 13 NO 5**, p. 1265-1271, 2015.

MENG, W.; YANG, Q.; SUN, Y. Guaranteed Performance Control of DFIG Variable-Speed Wind Turbines. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, 2016.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. **A general unified approach to modelling switching converter power stages**. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. [S.l.]: IEEE. 1976. p. 18-34.

MOÇAMBIQUE, N. E. M. Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e Controladores lineares e/ou Fuzzy para regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos. **Dissertação (Mestrado) - Mestrado em Ciência - Universidade de São Paulo.**, São Carlos, SP., 2012. 134.

MOHAN, N. **Power Electronics: converters, applications and design**. ISBN 0471584088. ed. New York: Wiley, 1995.

MORAIS, L. C. D. Estudo sobre o panorama da energia elétrica no Brasil e Tendências futuras. **Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia**, Bauru, 2015. 128 f.

MUMMADI, V.; MOHAN, K. Robust Digital Voltage-Mode Controller for Fifth-Order Boost Converter. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. VOL. 58, n. 1, Janeiro 2011.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

PARASTAR, A.; GANDOMKAR, A.; SEOK, J.-K. High Efficiency Multilevel Flying-Capacitor DC/DC Converter for Distributed Renewable Energy Systems. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, p. 11, 2015.

PATIL, S. N.; PRASAD, R. C. Design and Development of MPPT Algorithm for High Efficient DC-DC Converter for Wind Energy System Connected to Grid. **IEEE International Conference on Computer, Communication and Control**, 2015.

RANA, N.; GHOSH, A.; BANERJEE, S. Development of an Improved Tristate Buck-Boost Converter With Optimized Type-3 Controller. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 400 - 415, Março 2018. ISSN 10.1109/JESTPE.2017.2724847.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. [S.l.]: Pearson, 2015.

SCHIAVON, G. J. NO-BREAK 1,2KVA, SENOIDAL, FUNCIONANDO EM MALHA FECHADA: CIRCUITO DE POTÊNCIA, CIRCUITO DE CONTROLE ANALÓGICO E CIRCUITO DE CONTROLE DIGITAL COM DSC. **Dissertação de Mestrado - UEL**, Londrina, Dezembro 2007. 221.

TEXAS INSTRUMENTS. TMS320F2833x, TMS320F28323x Digital Signal Controllers (DSCs). **DSC Component Datasheet**, OCTOBER 2016. ISSN PRSA439N - JUNE 2007.

TIBOLA, G. CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO EM ESTÁGIO ÚNICO COM ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA BASEADO NO CONVERSOR CC-CC SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO. **Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina UFSC**, Florianópolis, 2013. 276.

TIWARI, S. K.; SINGH, B.; GOEL, P. K. Design and Control of Autonomous Wind-Solar System With DFIG Feeding 3-Phase 4-Wire Loads. **IEEE Transactions on Industry Applications (Volume: 54, Issue: 2**, p. 1119 - 1127, 2017.

VEERACHARY, M. **Robust Digital Voltage-Mode Controller Design For Split-Inductor SEPIC Converter**. 2011 Annual IEEE India Conference. [S.l.]: IEEE. 2011. p. 1-5.

VOLTOLINI, H. Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com Aplicação em Sistemas Eólicos. **Tese (Doutorado) em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina**, Florianópolis, Março 2007. 157.

WANG, Q.; CHANG, L. An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems,". **IEEE Transactions in Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1242-1249, 2004.

WONG, L. K.; MAN, T. K. Small signal modelling of open-loop. **IET Power Electronics**, October 2009. 858-868.

WU, B. et al. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2011.

YARAMASU, V. et al. **High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies**. Proceedings of the IEEE. [S.l.]: IEEE. 2015. p. 740 - 788.

YOSHIMURA, V. L. Estabilidade, desempenho e observação de estado de sistemas chaveados afins: Aplicações aos conversores CC-CC. **Tese de Doutorado - Doutorado em Engenharia Elétrica - UNESP**, Ilha Solteira, SP, 2013. 101.

Anexo A. Energia Eólica: O estado da arte

A.1. Fatos históricos sobre a energia eólica

Durante séculos, os ventos foram a única fonte de energia disponível pelas embarcações capaz de fazê-las navegar por longas distâncias, até o desenvolvimento da tecnologia à vapor. Em solo, as aplicações iniciais foram na moagem de grãos, iniciada pelos Holandeses no século XV. Os moinhos de vento (conhecidos também por *windmills*) possuíam 4 pás feias com de estrutura de madeira com malhas de tecido. As estruturas de sustentação eram feitas geralmente de tijolos em uma forma cilíndrica ou ainda poderiam ser de madeira em um formato poligonal (JOHNSON, 2006).

No século XIX, os holandeses já haviam levado a tecnologia para o território americano, onde as turbinas eólicas, já em modelo com torre, começaram a ser aplicadas no bombeamento de água. Nesta época a tecnologia se desenvolveu e ainda segundo Johnson, 2006, mais de 6 milhões de unidades foram construídas nesta época, onde até os dias de hoje existem máquinas como estas, operando nos Estados Unidos.

Figura 58 Exemplos de máquinas eólicas utilizadas para moagem e bombeamento.



Fonte: <<http://maxpixel.freegreatpicture.com>>. Acesso em:16/12/2017.

Ainda nos Estados Unidos, mais precisamente na década de 1930, as turbinas eólicas começaram a ser utilizadas para geração de energia elétrica, inicialmente para carregamento de baterias em áreas rurais. Com a evolução das linhas de distribuição de energia elétrica, a fabricação dos sistemas eólicos para fornecimento de energia elétrica é reduzida (AMARANTE, BROWER, *et al.*, 2001).

Na década de 1955, na Alemanha, surgiram as primeiras turbinas cuja estrutura se assemelha com as atuais, com materiais compostos na fabricação das hélices e torres tubulares. Porém foi em meados de 1990 que a geração eólica apresentou de forma significativa uma evolução em relação ao fornecimento de energia aos sistemas elétricos

assim como também atingiu níveis econômicos compatíveis com o mercado energético, onde os equipamentos começaram a ser fabricados em escala industrial (AMARANTE, BROWER, *et al.*, 2001)

A.2. Tecnologias da conversão de energia eólica

A.2.1. Tipos de turbina

A turbina eólica é o componente principal no sistema de conversão de energia. Por anos, diferentes tipos de turbinas têm sido desenvolvidos. Os sistemas de conversão de energia eólica (WECS) são classificados inicialmente pela característica aerodinâmica e em segundo plano de acordo com o seu projeto construtivo. (HAU, 2013) classifica as turbinas como de “arrasto” e aqueles “que utilizam um elevador aerodinâmico”. Esta característica determina se a turbina trabalha com alta ou baixa rotação. A segunda classificação leva em conta aspectos mais simples e de fácil percepção. Nesta forma de categorizar as turbinas, classifica-se em turbinas de rotor vertical (VAWT) e turbinas de rotor horizontal (HAWT).

AS turbinas de eixo vertical possuem sentido de giro do rotor paralelo com a velocidade do vento incidente. Nesses modelos, o gerador e a caixa de engrenagens ficam instaladas no solo. As hélices de uma VAWT podem ter vários formatos números de pás. As vantagens deste modelo de turbina é basicamente a simplicidade, o fácil acesso ao gerador que está no solo e também a capacidade de produção de energia mesmo em ventos turbulentos.

Nas turbinas de rotor horizontal, o sentido de giro das hélices é perpendicular ao fluxo de ar. A torre que sustenta a nacelle deve fornecer altura suficiente para que a turbina tenha as melhores condições de vento. Nesta topologia a nacelle é composta pelo rotor eólico, em alguns casos pela caixa de engrenagens, pelo gerador e em alguns casos pelo conversor eletrônico (WU, LANG, *et al.*, 2011).

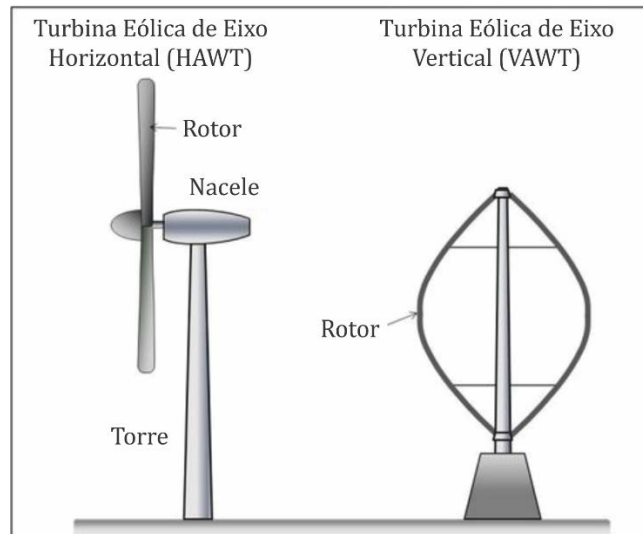
Várias são as vantagens do modelo de rotor horizontal, como a velocidade e a energia gerada pela turbina pode ser controlada pelo ângulo de passo das pás (*pitch control*) além de também servir como recurso de proteção contra disparos de velocidade, o rotor pode ter melhorias aerodinâmicas que podem fazer com que a extração de energia do vento seja melhor explorada.

A.2.1.1. Turbinas de velocidade variável

A velocidade de uma turbina eólica pode ser constante ou variável. Em sistemas de velocidade constante, esta é determinada pela relação de engrenagens entre o eixo da turbina e do gerador, pelo número de polos do gerador e também pela frequência da rede. Para este tipo de sistema a máxima eficiência apenas será atingida quando a turbina estiver sob efeito da velocidade de vento nominal. Em outras condições, a eficiência é inferior (WU, LANG, *et al.*, 2011).

Em contrapartida, quando a turbina opera com velocidade variável, a conversão de energia pode atingir a máxima eficiência sob várias condições de velocidade de vento.

Figura 59 - Turbinas eólicas: de eixo horizontal (HAWT) e de eixo vertical (VAWT).



Fonte: <<http://www.cntimar.com>> Acesso: 17/12/2017.

Dessa forma, a velocidade do rotor deve ser constantemente ajustada de acordo com a velocidade de vento, atingindo um valor ótimo para cada velocidade de vento (HAU, 2013).

A operação em velocidade variável necessita, portanto, de um sistema de controle. O controle pode ter o princípio mecânico, onde o projeto aerodinâmico considera a variação da velocidade de vento no controle do ângulo de passo das pás ou ainda, na maioria dos casos, aplica-se um conversor eletrônico que controla a velocidade do gerador elétrico e, por consequência, a velocidade da turbina eólica (WU, LANG, *et al.*, 2011).

A.3. Tipos de Geradores

O gerador elétrico é o componente responsável pela conversão eletromecânica de energia. Segundo (BAZZO, 2017) existem três configurações que se destacam entre os modelos mais atuais: Geradores de indução com rotor de gaiola, Geradores de indução duplamente alimentados e Geradores Síncronos com rotor de ímãs permanentes.

A.3.1. Gerador de indução com rotor de gaiola

Esta topologia é utilizada geralmente em turbinas com velocidade fixa. Aplicações de baixa complexidade são aquelas que utilizam este modelo de máquina. Por operarem em rotações elevadas, o gerador de indução é acoplado ao rotor eólico por meio de uma caixa de engrenagens e sua rotação é definida pelo número de polos e frequência da rede elétrica.

Como já mencionado, a variação da velocidade de vento em turbinas que operam com velocidade fixa fazem com que a queda de eficiência sejam uma grande desvantagem quando se leva em consideração o retorno de investimento da máquina (BAZZO, 2017). Ainda segundo Bazzo (2017, p. 20) a principal vantagem da aplicação deste modelo de gerador é a simplicidade e o baixo custo da máquina.

A.3.2. Gerador de indução com rotor de gaiola

A.3.2.1. Gerador de indução duplamente alimentado

Na topologia DFIG (*double fed induction generator*) o rotor da máquina é bobinado, onde o rotor é mecanicamente acoplado à turbina através de uma caixa de engrenagens e eletricamente conectado à um conversor eletrônico que está conectado à rede elétrica. O estator, por sua vez, é conectado diretamente à rede elétrica. A grande vantagem desta aplicação é a relação entre a potência do conversor em relação à potência nominal da máquina, que é na ordem de um terço (VOLTOLINI, 2007).

A.3.2.2. Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes

As máquinas síncronas são mais complexas do ponto de vista construtivo em relação às máquinas de indução. São largamente utilizados em sistemas de geração de energia eólica, incluindo os que utilizam ímãs permanentes (PMSG) na excitação da máquina na faixa de alguns kW a 5 MW (HEIER, 2014). Estes geradores possuem custo mais elevado devido ao magneto permanente, porém apresentam baixa manutenção e alta eficiência. São geralmente construídos com elevado número de polos, portanto operam em baixa rotação, o que permite o acoplamento direto em turbinas de velocidade variável, tornando-o uma opção altamente competitiva (WU, LANG, *et al.*, 2011), (BAZZO, 2017).

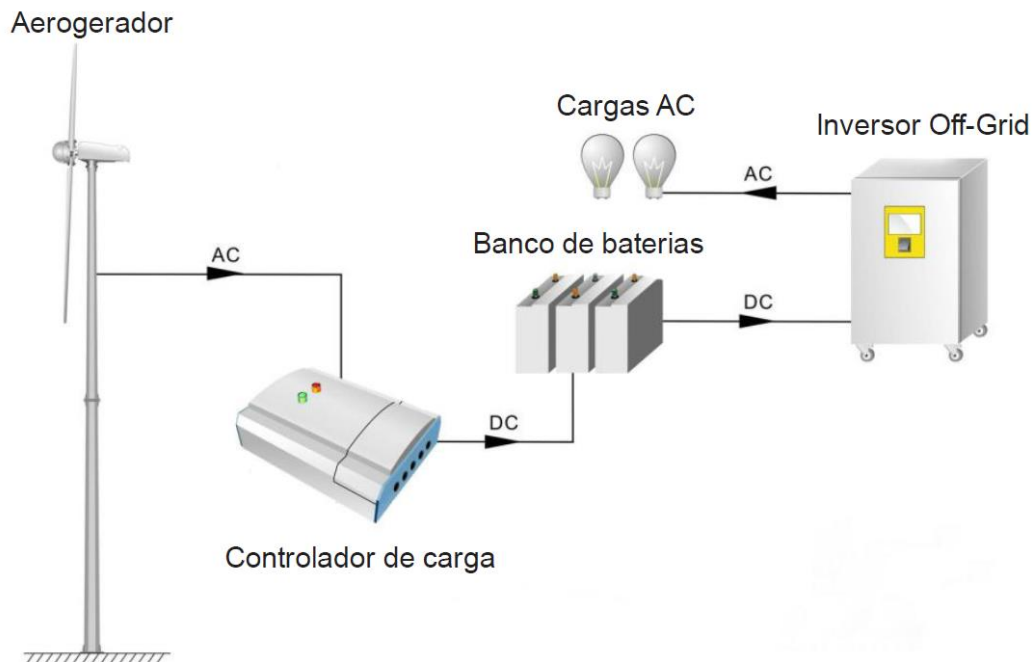
A.4. Topologias de sistemas em relação ao aproveitamento da energia

Os sistemas de geração de energia eólica podem alimentar cargas de duas formas básicas: Conectadas à uma instalação isolada da rede elétrica ou ainda estar interligada ao sistema de distribuição de eletricidade.

A.4.1. Sistema Isolado

Em sistemas isolados, ilustrados pela Figura 60, possuem normalmente um controlador de carga cuja entrada é conectada ao gerador e a saída conectada a um banco de baterias. Esta modalidade é aplicada geralmente em turbinas de pequena capacidade de geração instalada em locais afastados das redes de distribuição, como fazendas e ilhas. Apesar de ser uma boa alternativa para o abastecimento das cargas, o comportamento variável da potência de geração, devido à natureza estocástica dos ventos, faz com que as baterias sejam superdimensionadas além de tornar ineficiente o processamento da energia gerada por depender do consumo das cargas ligadas ao inversor. Desta forma, esta topologia apresenta um recurso de baixa atratividade do ponto de vista do aproveitamento energético do gerador eólico.

Figura 60 - Exemplo de configuração de Sistema de geração eólica isolado.



Fonte: O Autor.

A.4.2. Sistema Conectado à rede elétrica (*On-Grid*)

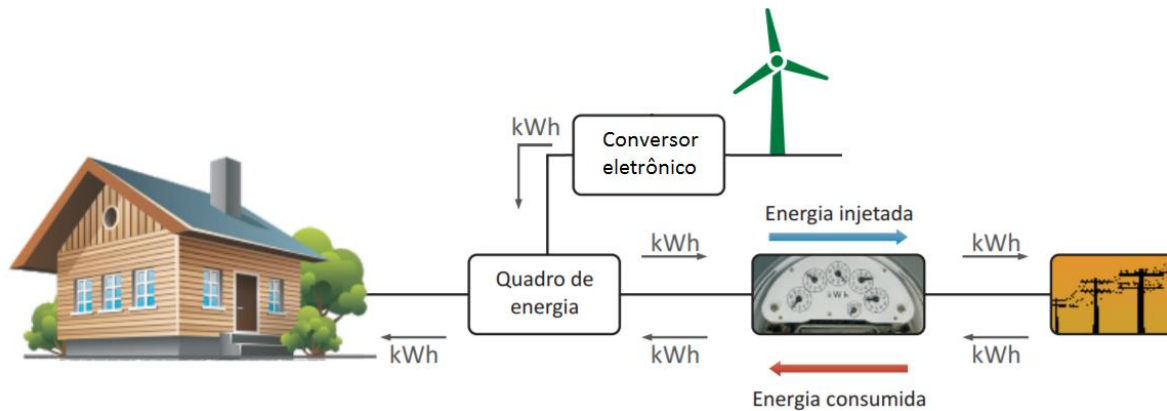
Uma opção mais atrativa é apresentada quando o inversor é conectado à rede elétrica. Dessa forma, a geração de energia e o processamento da energia gerada não depende apenas da instalação elétrica do centro consumidor do qual o sistema de geração pertence. Nesta configuração, a máxima energia é determinada pela velocidade dos ventos e abastece as cargas elétricas próximas ao gerador. Caso potência gerada seja insuficiente para suprir a demanda a rede de distribuição compõe o restante dos quilowatts necessários. Em caso da potência disponível pelo gerador eólico for superior à quantidade de potência exigida pelo consumo local, o excedente é entregue ao sistema de distribuição, sendo contabilizado por um medidor de energia de bidirecional (4 quadrantes) que gera créditos em kWh para a unidade consumidora. O sistema *on-grid* é ilustrado pela Figura 61:

Este sistema é altamente atrativo do ponto de vista do aproveitamento da energia elétrica gerada por um aerogerador de pequeno porte. Este modelo de geração se tornou possível a partir da implementação da Resolução Normativa REN m^o482/2012 (ANEEL, 2012), onde define:

“sistema de compensação de energia elétrica: sistema no qual a energia ativa injetada por unidade consumidora com microgeração distribuída ou minigeração distribuída é cedida, por meio de empréstimo gratuito, à distribuidora local e posteriormente compensada com o consumo de energia elétrica ativa dessa mesma unidade consumidora ou de outra unidade consumidora de mesma titularidade da unidade consumidora onde os créditos foram gerados, desde que possua o mesmo Cadastro de Pessoa Física (CPF) ou Cadastro de Pessoa Jurídica (CNPJ) junto ao Ministério da Fazenda.”

No que tange à configuração do sistema de geração conectado à rede Wu (2011) classifica conforme a Figura 62.

Figura 61 – Sistema conectado à rede elétrica (*on-grid*).



Fonte: Adaptado de (ANEEL, 2016).

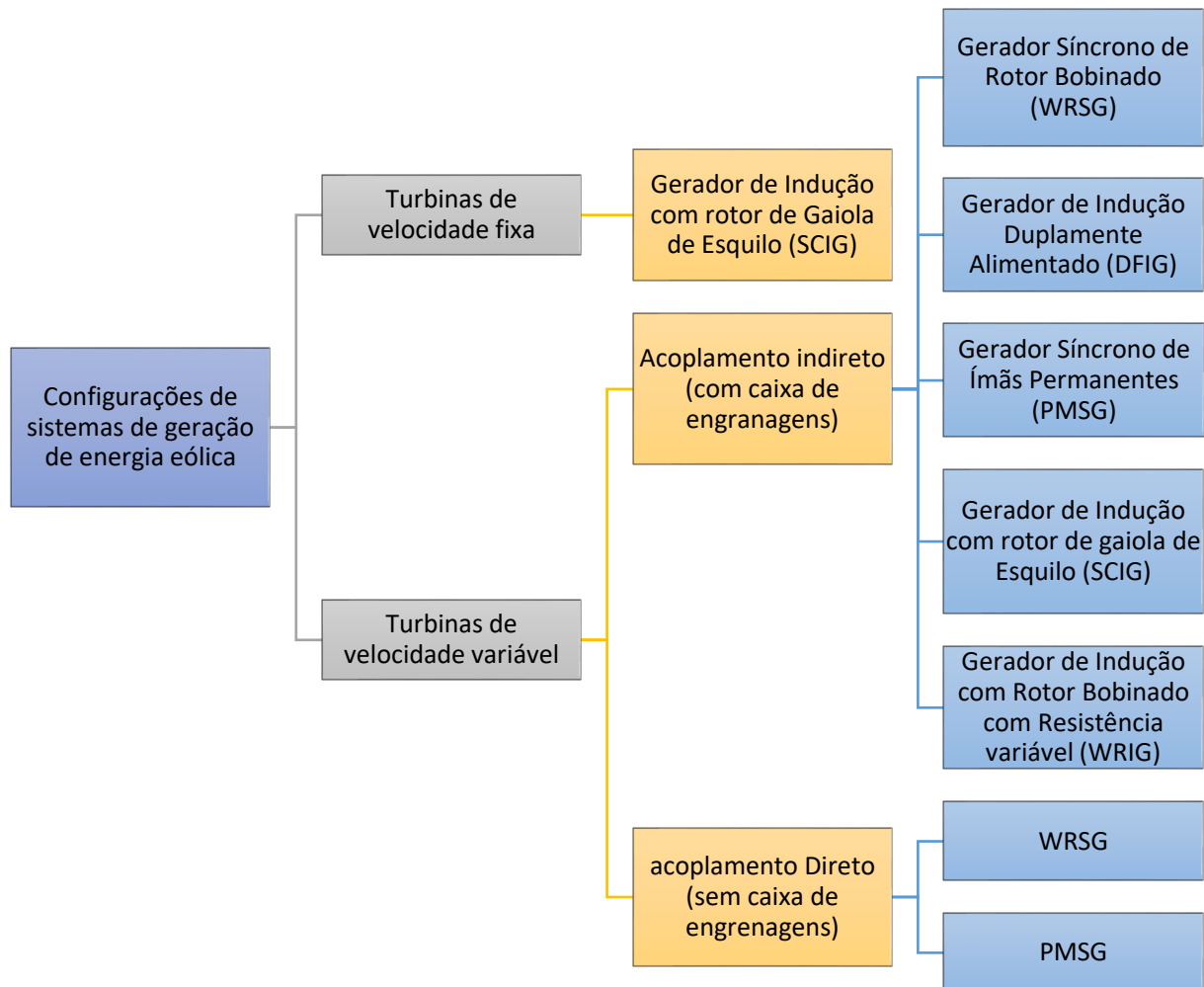
A.5. WECS com Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes (PMSG)

O gerador acoplado a turbina eólica pode estar acoplado de diferentes formas tanto no que se refere ao acoplamento mecânico como no acoplamento elétrico. Em turbinas de velocidade variável é possível aproveitar a potência extraída dos ventos por uma larga faixa de velocidades, ao contrário do modo de operação com velocidade fixa. O acoplamento mecânico da turbina ao eixo do gerador elétrico pode ser feito de maneira direta ou ainda com um multiplicador de velocidade (caixa de engrenagens ou *gear box-GB*). Porém quando se utiliza esta interface mecânica, existem alguns problemas relacionados à manutenção e limitação de velocidade e potência transmitida por este componente, portanto, o acoplamento direto se mostra interessante.

Segundo Wu (2011), é possível eliminar o multiplicador de velocidade utilizando um gerador com um grande número de polos, melhorando assim a eficiência do sistema e reduzindo os custos iniciais de manutenção, obtendo a desvantagem de aumentar a dimensão radial da máquina.

As máquinas síncronas (WRSG e PMSG) e máquinas de indução (DFIG) podem ser utilizadas para a configuração de acoplamento direto da turbina eólica. Nas máquinas de indução com dupla alimentação o enrolamento de rotor está acoplado a um conversor com potência inferior à potência do gerador e o estator é conectado diretamente à rede elétrica.

Figura 62 - Classificação de Sistemas de Geração quanto à configuração do gerador.



FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al.*, 2011).

Quando em sistemas com máquinas síncronas, um conversor realiza a interface do gerador com a rede elétrica, ou seja, a máquina está isolada do sistema de distribuição. Neste caso o conversor eletrônico de potência deve possuir potência igual ou superior à potência do gerador. Segundo Wu (2011) é possível aumentar significativamente o desempenho do sistema de energia eólica utilizando um conversor de potência com capacidade total. Dessa forma também é possível compensar a energia reativa que é injetada no sistema por meio do conversor. A grande desvantagem desta configuração são os custos e o aumento da complexidade do sistema.

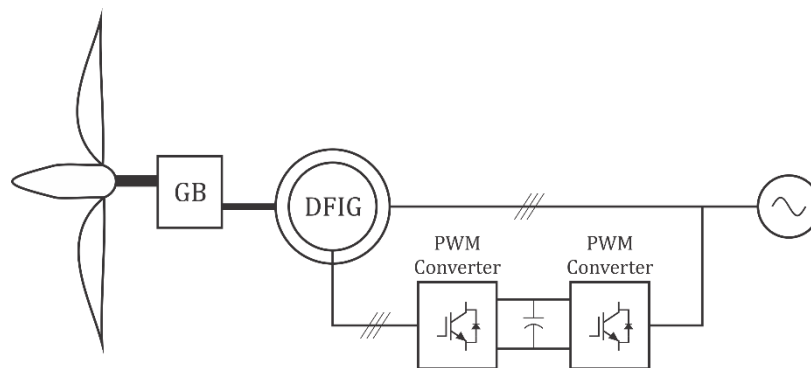
Sistemas de geração de energia eólica têm utilizado em larga escala geradores de ímã permanente devido à densidade de potência quando se comparado às máquinas com enrolamento de excitação (CHINCHILLA, ARNALTE, *et al.*, 2005), (GRAUERS, 1996) e (KEQING, XIAOXIA, *et al.*, 2014). O rotor do PMSG possui um fluxo magnético constante fornecido por ímãs essencialmente de NdFeB (neodímio-ferro-boro). Os ímãs são geralmente alocados radialmente na superfície do rotor com orientações alternadas, de forma que existe um laço na propagação do fluxo magnético (BAZZO, 2017).

A.5.1. Conversores eletrônicos em WECS de velocidade variável

Como já mencionado, sistemas de geração eólica de velocidade variável possui algumas vantagens em relação aos sistemas de velocidade constante, e nesses sistemas geralmente existe um conversor eletrônico que é conectado à rede. Algumas topologias mostradas a seguir são as mais utilizadas para esta finalidade.

A Figura 63 mostra um DFIG acoplado a rede diretamente pelo enrolamento do estator e por um conversor do tipo *back-to-back* no enrolamento do rotor. A vantagem deste sistema é que apenas parte da potência flui pelo conversor eletrônico (CHEN, GUERRERO e BLAABJERG, 2009). No conversor *back-to-back* dois conversores bidirecionais são conectados por um barramento c.c. (*dc-link*). O conversor eletrônico possui a capacidade de controlar a potência ativa e reativa entregue à rede. Este sistema possui uma excelente melhora em relação à resposta do sistema e a controlabilidade (CHEN, GUERRERO e BLAABJERG, 2009).

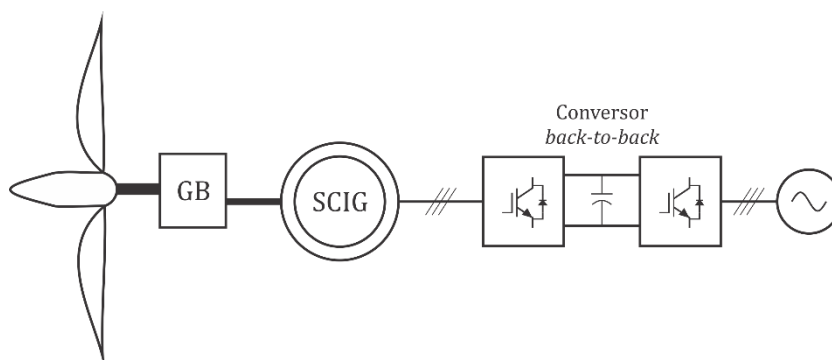
Figura 63 – DFIG conectado à rede com um conversor de potência inferior.



FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al*, 2011).

Com exceção da configuração com o DFIG, que possui conversor com potência em média 30% da potência do gerador, as demais possuem conversores com potência igual à da máquina. Na Figura 64 um conversor eletrônico realiza a interface de um gerador de indução acoplado à turbina eólica por meio de uma caixa de engrenagens (GB).

Figura 64 – Gerador de Indução acoplado à rede por um conversor.

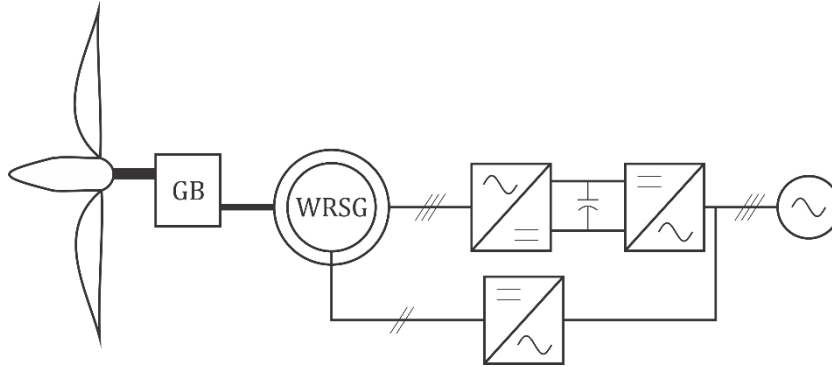


FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al*, 2011).

O mesmo é necessário para a configuração da Figura 65, onde um gerador síncrono, possui uma relação de engrenagens para a conexão mecânica com a turbina eólica. Este

componente pode ser eliminado com o aumento do número de polos do gerador. Porém para este modelo um conversor de pequena potência é necessário para criar o sistema de excitação c.c. do gerador síncrono (bloco c.c.-ca). Nesta configuração a potência é fornecida a rede por um inversor (c.c.-c.a.) a partir de um barramento c.c. fornecido por um retificador (c.a.-c.c.).

Figura 65 – Gerador síncrono com rotor bobinado (e poucos polos) acoplado à rede por um conversor eletrônico.



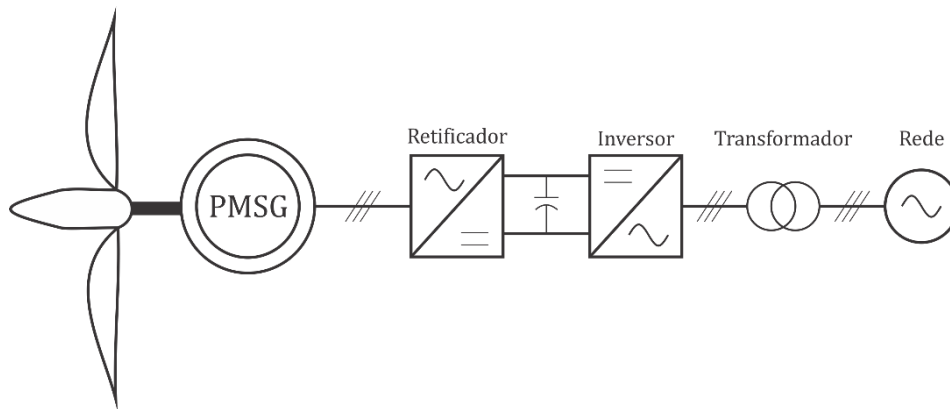
FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al*, 2011).

Na Figura 66 uma solução que utiliza gerador de ímãs permanentes. As vantagens citadas anteriormente, como a possibilidade de acoplamento direto, a dispensa de um circuito de excitação e a densidade de potência elevada justificam o sucesso desta configuração.

O estágio retificador (ca-c.c.) é responsável por converter a potência trifásica de saída do gerador para o barramento c.c.. Este conversor pode ser controlado, semi-controlado ou, como na maioria dos casos, não-controlado (formado apenas por diodos). O capacitor presente no barramento c.c. é responsável por filtrar e realizar a interface entre os dois conversores, onde o inversor é responsável condicionar a tensão para que tenha a mesma frequência da rede elétrica e também por rastrear a máxima potência disponível pelo vento e fornecida pelo gerador, condicionando a corrente injetada na rede. Para esta configuração um transformador pode ser acoplado à saída do inversor para condicionar os níveis de tensão conforme o padrão da rede.

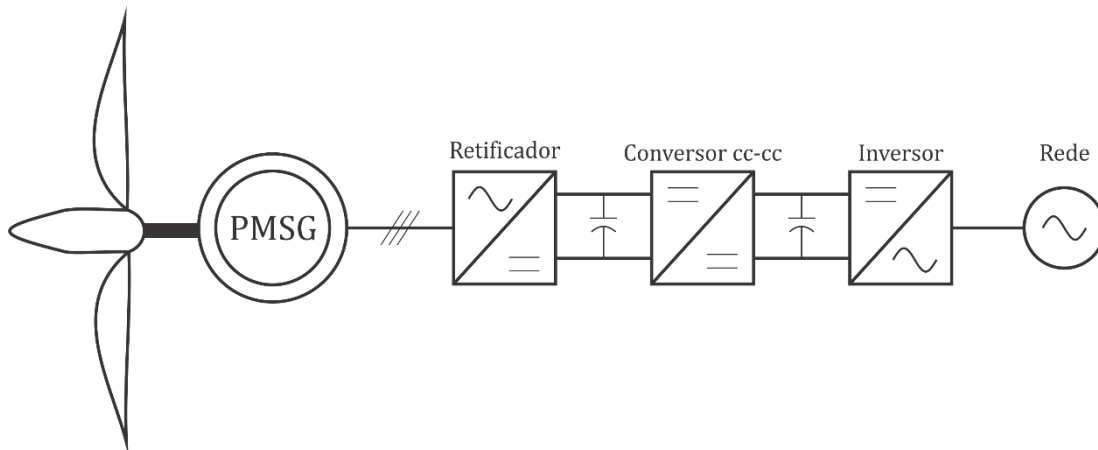
Uma variante da configuração anterior é a utilização de um conversor c.c.-c.c. para condicionar o *link dc*, mostrado na Figura 67. Dessa forma, um transformador não é mais necessário para condicionar os níveis de tensão para o inversor. Outra função adotada ao conversor c.c.-c.c. também pode estar relacionada ao controle da extração de potência do gerador. Desta forma, o inversor é responsável apenas pela conexão com a rede elétrica, o que simplifica a ação do conversor c.c.-ca.

Figura 66 – PMSG acoplado diretamente à turbina eólica e ao sistema eletrônico de potência com transformador de saída.



FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al*, 2011).

Figura 67 – PMSG com conversor c.c.-c.c. no *Link DC*.



FONTE: Adaptado de (WU, LANG, *et al*, 2011).

Várias são aplicações de conversores c.c.-c.c. utilizados em sistemas de geração de energia eólica na literatura, desde a modulação da tensão fornecida a uma carga c.c., controle das componentes harmônicas até em estratégias de rastreamento de potência de um gerador.

Em (PATIL e PRASAD, 2015) utilizou-se um conversor c.c.-c.c. buck-boost no condicionamento da tensão fornecida por um retificador não controlado conectado a um gerador eólico visando alimentar uma bateria em um sistema híbrido (on/off-grid).

Já em (ADHIKARI, RATHORE e PANDA, 2014) analisou-se o comportamento de conversores modulares em chaveamento suave aplicados a um gerador eólico em localidades de elevada altitude para transmissão em MVDC (Média tensão c.c.).

Barrenetxea (2015) comparou a aplicação de dois conversores c.c.-c.c. (Conversor Série-Ressonante e um conversor em ponte completa em modulação *phase-shift*) para turbinas eólicas *Off-shore* (instaladas em oceanos).

Um conversor boost é projetado por Hui (2016) para o rastreamento de máxima potência de um gerador eólico de pequeno porte para aplicações isoladas.

A.6. Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) de um gerador eólico

A potência P_w , fornecida, em watts, por uma velocidade de vento v_w (m/s) que incide em uma área circular A_w (m²) projetada pelo giro das pás de uma turbina eólica de raio R_w (m) é dada por (81) (HEIER, 2014):

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A_w v_w^3, \quad (81)$$

onde ρ é a densidade relativa do ar em kg/m³.

A parcela da potência cinética dos ventos convertida em potência mecânica por uma turbina eólica é definida pelo Coeficiente de Potência (C_p) limitado por um valor teórico de 0,59 definido por Betz (JOHNSON, 2006). Portanto, o valor da potência mecânica fornecida no eixo de uma turbina eólica é determinado por (82):

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A_w v_w^3 C_p \quad (82)$$

O valor de C_p varia com a velocidade de vento e a velocidade rotacional da turbina eólica, assim como parâmetros aerodinâmicos da turbina, como o ângulo de ataque e o ângulo de passo. Segundo Johnson (2006), experimentos mostraram que a variável em que é possível estimar o valor de C_p é a relação entre a velocidade angular da ponta da pá e a velocidade de vento, TSR (*tip speed ratio*) mostrada em (83)

$$\lambda = \frac{R_w \omega_w}{v_w} \quad (83)$$

onde ω_w é a velocidade angular da ponta da pá, em rad/s.

A velocidade angular ω_w pode ser calculada por (84):

$$\omega_w = \frac{2\pi n}{60} \quad (84)$$

onde n simboliza a rotação por minuto do rotor eólico.

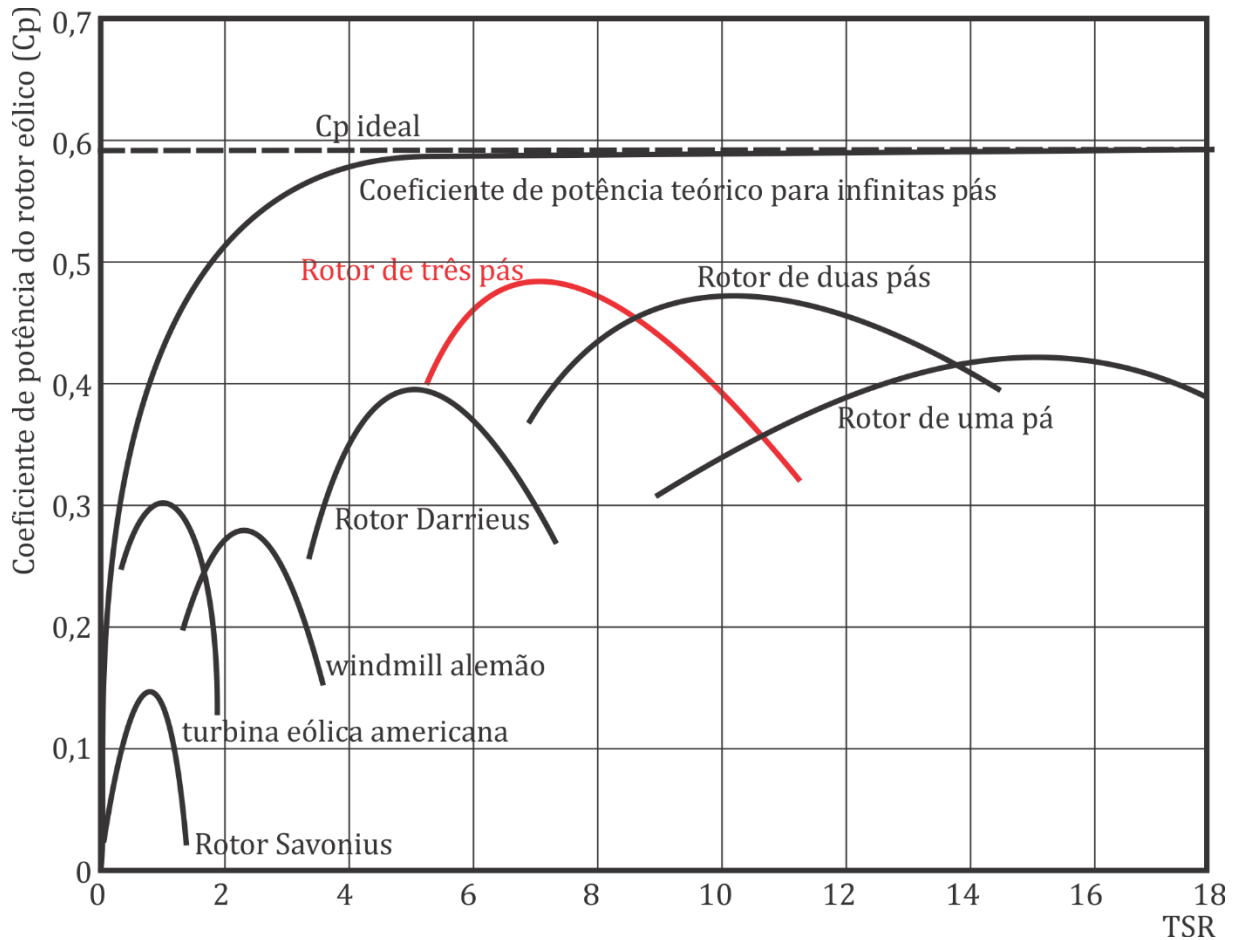
Portanto, para cada velocidade de vento, uma rotação específica (ótima) determina a relação máxima entre a potência mecânica fornecida no eixo da turbina eólica e a potência disponível pela velocidade de vento incidente.

Dessa forma, a função dos dispositivos que atuam no processamento da potência elétrica gerada em um WECS é aplicar uma estratégia de controle que mantenha o valor de C_p o maior possível. A Figura 68 mostra diferentes curvas de C_p para vários modelos de turbinas eólicas.

A partir da Figura 68 é possível perceber que as turbinas que possuem rotor de 3 pás (eixo horizontal) possuem valores superiores de coeficiente de potência. Segundo Heier (2014) para uma turbina de três pás o valor de C_p pode ser definido em função de λ e β , conforme (85):

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1(c_2 - c_3\beta - c_4\beta^{1,5} - c_5)e^{-c_6(\lambda, \beta)} \quad (85)$$

Figura 68 - Relação entre Cp e TSR para vários modelos de turbinas.



Fonte: Adaptado de (HAU, 2013).

onde β é o ângulo de passo da turbina eólica e as demais constantes são definidas por (86):

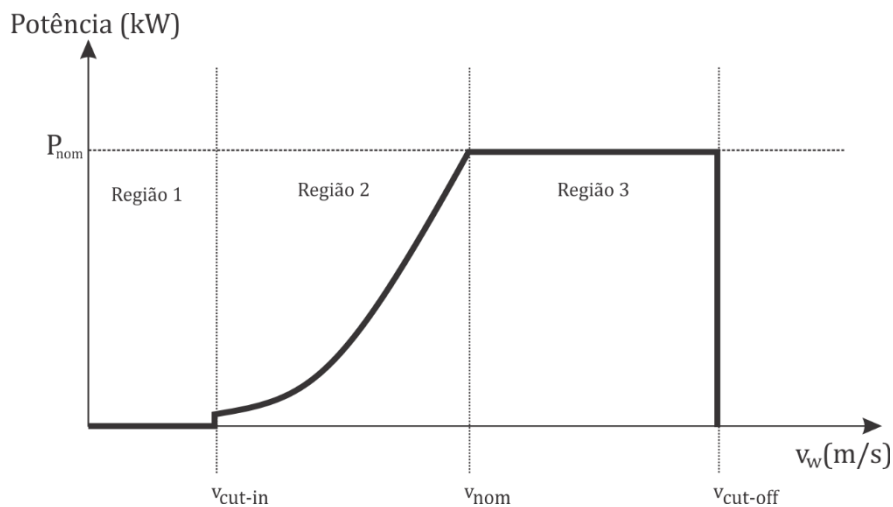
$$\begin{aligned} c_1 &= 0,5 & c_2 &= 116/\lambda_i & c_3 &= 0,4 \\ c_4 &= 0 & c_5 &= 5 & c_6 &= 21/\lambda_i \end{aligned} \quad (86)$$

onde

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (87)$$

Várias são as estratégias utilizadas em projetos e simulações envolvendo geradores eólicos visando a máxima extração da potência disponível. Um sistema de controle que atuam nesta função é conhecido como MPPT (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012). O grande objetivo desse algoritmo é manter o coeficiente de potência o máximo possível sob qualquer condição de velocidade de vento que esteja dentro da faixa de operação da turbina. A faixa de operação de uma turbina eólica é ilustrada de forma genérica na Figura 69.

Figura 69 – Regiões de operação de uma turbina eólica.



Fonte: Adaptado de (JOHNSON, 2006).

A região 1 ilustrada na figura é limitada por velocidades de vento superiores a zero e abaixo da velocidade mínima de operação (v_{cut-in}). Nesta região não há produção potência significativa pelo aerogerador. A região 2 é efetivamente onde o algoritmo MPPT opera. Nesta região a potência é proporcional ao cubo da velocidade do vento, conforme a equação (82) até atingir a velocidade máxima ($cut-off$) onde a turbina atinge o valor máximo de potência e geralmente é o momento em que um sistema de proteção, seja ele contra sobrevelocidade no rotor ou sobrecorrente no gerador, deve atuar.

A seguir, são descritas algumas das técnicas de MPPT atuais:

A.6.1. Controle do TSR ótimo

Nesta técnica de rastreamento o objetivo é manter o valor de λ que fornece o valor máximo de C_p , para cada velocidade de vento. O valor ótimo do TSR pode ser especificado experimentalmente ou a partir de métodos teóricos (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012). O sistema de controle atua conforme a equação (83), onde é necessário mensurar a velocidade de vento e a velocidade angular da turbina. A partir da realimentação de v_w é possível estimar o valor ótimo de λ e efetuar a comparação com o valor atual gerando um erro, que deve ser entregue a um controlador que estimará um parâmetro proporcional à potência máxima. A estrutura básica deste controle é ilustrada pela figura

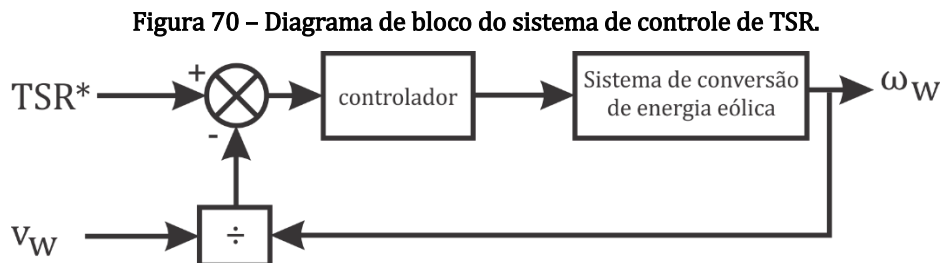
A.6.2. Controle de Torque ótimo

O torque mecânico da turbina eólica pode ser obtido conforme (88):

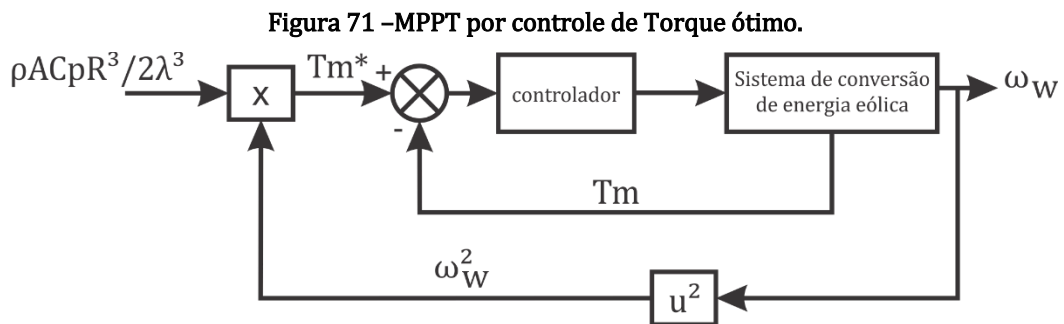
$$T_m = \frac{P_m}{\omega_w} = \frac{1}{2} \rho A C_{p_{m\acute{a}x}} \frac{\omega^2 R^3}{\lambda^3}. \quad (88)$$

Neste modo de controle da extração da potência o objetivo é ajustar o torque mecânico no eixo da turbina a partir do valor máximo de C_p . O diagrama do algoritmo para

esta configuração necessita da realimentação da velocidade de vento v_w , da velocidade angular da turbina e também do torque. Segundo Abdullah (2012) este método é eficiente porém possui um retardo na ação devido às constantes mecânicas da turbina além de depender de um sensor de torque mecânico no eixo, o que torna a implementação mais complexa.



Fonte: Adaptado de (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012).



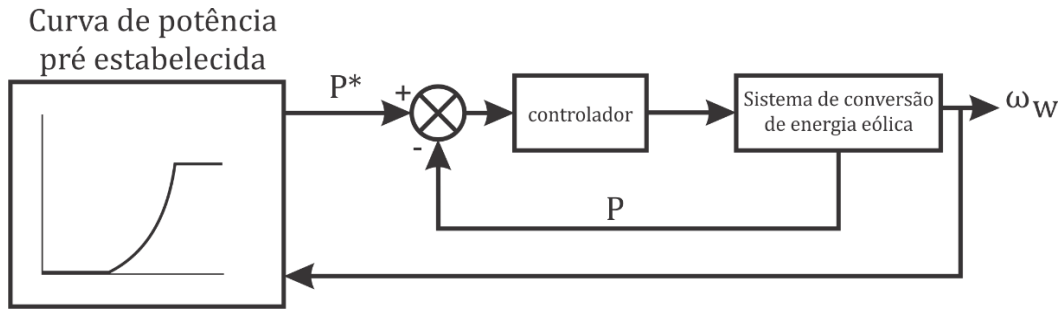
Fonte: Adaptado de (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012).

A.6.3. Controle por realimentação de sinal de Potência

Nesta técnica o sistema de controle tem como variável um sinal de potência. Diferentemente dos métodos anteriores, a velocidade de vento não é mais um sinal monitorado durante a ação do sistema de controle. O sinal realimentado da potência do sistema é comparado à uma tabela de dados (curva de potência), característica da turbina em questão. Desta forma, o valor ótimo é definido a partir da realimentação da velocidade angular da turbina (ω_w). O sinal de potência realimentado é geralmente obtido no *link c.c.* a potência c.c. é o produto da tensão e da corrente c.c. no barramento. Segundo a pesquisa feita por Abdullah (2012) não há diferença significativa entre o controle por realimentação de sinal de potência e por Torque Ótimo.

A questão desta estratégia está atrelada à definição dos valores da curva de potência, uma vez que estes valores podem ser estimados experimentalmente ou ainda por aproximações teóricas. A Figura 72 ilustra o diagrama desta técnica.

Figura 72 – MPPT por realimentação de sinal de potência.



Fonte: Adaptado de (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012).

A.6.4. Controle pelo método Perturba e Observa (P&O)

Também conhecido como *Hill-Climb Search* (método de busca por escalada), o P&O propõe uma perturbação arbitrária em uma das variáveis do sistema e analisa, após atingir o regime permanente, se a perturbação gerou um acréscimo ou uma diminuição na eficiência da conversão de energia (HUI, BAKHSHAI e JAIN, 2016). Vários trabalhos utilizam esta técnica pelo principal motivo de que não há a necessidade do conhecimento exato dos parâmetros do gerador, assim como do modelo físico como um todo. Este método também é aplicado a sistemas fotovoltaicos como em (MOÇAMBIQUE, 2012).

O inconveniente deste método é a suposta lentidão de resposta do sistema, a medida que em sistemas de elevada inércia. Sistemas P&O avançados são apresentados em (HUSSAIN e MISHRA, 2016), (HUI, BAKHSHAI e JAIN, 2016) e (WANG e CHANG, 2004). Alguns autores perturbam a velocidade angular ω_w , já outros autores perturbam a tensão no barramento c.c.. Um desafio para a aplicação deste método está na identificação da variação de potência mediante a variação da velocidade de vento além da variação mediante a perturbação.

A medida que a variação de perturbação é pequena, maior será o tempo em que o sistema atingirá o nível máximo de operação. Em contrapartida, se a variação proposta na perturbação for elevada o sistema oscilará de forma acentuada, levando à instabilidade. Visando resolver esta questão, alguns trabalhos apresentam uma variação de passo (passo adaptativo) para a perturbação (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012) e (HUSSAIN e MISHRA, 2016).

A.7. Técnica Perturba & Observa

Também conhecido como método “escalada” ou do inglês *hill-climb search*, esta estratégia consiste em uma otimização heurística que busca o ponto ótimo de operação. Como em (ABDULLAH, YATIM e RAHMAN, 2012) este método é aplicável em WECS cuja a grande vantagem é não necessitar dos parâmetros da turbina eólica e do gerador elétrico para estimar o ponto de máxima potência, que podem variar com o tempo.

O algoritmo P&O é baseado na perturbação do sistema de controle e na observação do ponto de operação do sistema após a estabilidade. Neste trabalho a variável estimada é a corrente no indutor primário (I_{L1}) e a observação é feita pela realimentação de

potência C.C. (produto entre V_{DC} e I_{DC}) e também pela variação da velocidade angular da tensão c.a. gerada pelo PMSG, cujo valor é proporcional à velocidade no eixo da turbina. O valor estimado de corrente será entregue ao sistema de controle por realimentação de estados (*state – feedback control*).

A estratégia na implementação do algoritmo MPPT está no monitoramento da variação do sistema. A partir das equações (82) e (83) é possível perceber que a potência gerada pela turbina eólica e entregue para o sistema de geração é:

$$P_m = kv_w^2 \omega_m, \quad (89)$$

sendo que pode-se considerar k constante uma vez que $k = \frac{1}{2} \rho A_w R_w^2$.

Portanto, à medida que a velocidade de vento se estabiliza, a condição de para o rastreamento da potência pode ser obtido por (90), conforme (HUSSAIN e MISHRA, 2016):

$$\frac{dP_m}{d\omega_m} = 0, \quad (90)$$

sendo P_m a potência mecânica no eixo da turbina eólica, em Watts, e ω_m a velocidade no eixo da turbina eólica em rad/s.

A condição em (90) define a estratégia de rastreamento para as mudanças de velocidade de vento. Uma vez que o sistema de transmissão turbina-gerador é direto, ou seja, sem engrenagens, a velocidade angular da tensão c.a. gerada pelo PMSG é diretamente proporcional, portanto:

$$\frac{dP_m}{d\omega_e} = 0, \quad (1)$$

sendo ω_e a velocidade angular da tensão elétrica gerada em rad/s.

Conforme definido em (82) a potência fornecida ao gerador é máxima para um C_p máximo. A estratégia de “perturbar” do MPPT tem a função de maximizar o valor de C_p e para isso “observa” a potência no barramento c.c. de saída do retificador passivo visando maximizá-la.

Uma vez que a velocidade de vento está estável, o rastreador de máxima potência manipula a potência extraída alterando a referência de corrente I_{L1} . Aumentando a potência c.c. o torque eletromagnético do PMSG também aumentará e, portanto, haverá uma queda na velocidade angular da turbina, de forma que:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_m - T_e(I_{CC})}{J} \quad (91)$$

onde J é o momento de inércia do rotor (kgm^2), T_m representa o torque mecânico no eixo e T_e o torque eletromagnético, ambos em ($N.m$) que é função da corrente c.c. de saída do barramento. A Tabela 5 resume de forma simplista a ação da variação do MPPT.

Tabela 5 – Comportamento do sistema sob as condições de variação.

$d\omega/dt$	dP/dt	Situação do sistema
Positivo	Positivo	Variação positiva de v_w
Positivo	Negativo	Perturbação negativa
Negativo	Positivo	Perturbação positiva
Negativo	Negativo	Variação negativa de v_w

Fonte: O Autor.

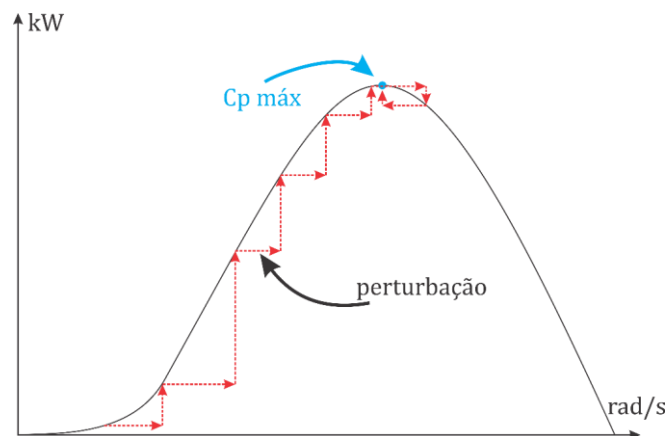
O fluxograma simplificado do método adotado é mostrado na Figura 74. No algoritmo apresentado, são lidos os valores da tensão média no barramento c.c. (VDC), a frequência angular da tensão c.a. de saída do PMSG e a potência (PDC), que é produto da tensão no barramento c.c. e da tensão neste mesmo barramento.

A primeira decisão no ciclo de processamento é sobre a variação de velocidade da turbina eólica, onde verifica se a mesma está abaixo de um valor estipulado mínimo. Caso verdadeiro, significa que a rotação está estável e portanto, o algoritmo provoca uma perturbação, caso a turbina não apresente rotação próxima de zero, o que significaria que o sistema não está em condições de produzir potência.

Caso a variação de velocidade não esteja estabilizada, e isso é constatado na primeira tomada de decisão, o algoritmo analisa a variação de potência. Esta variação pode ser consequência de uma perturbação ou mesmo de uma variação de velocidade de vento. Caso a potência apresente variação positiva, mantém-se a perturbação, ou seja, a referência de corrente IL1. Caso a potência varie negativamente, a referência de corrente volta ao valor anterior a perturbação, ou simplesmente diminui mediante a queda da velocidade de vento.

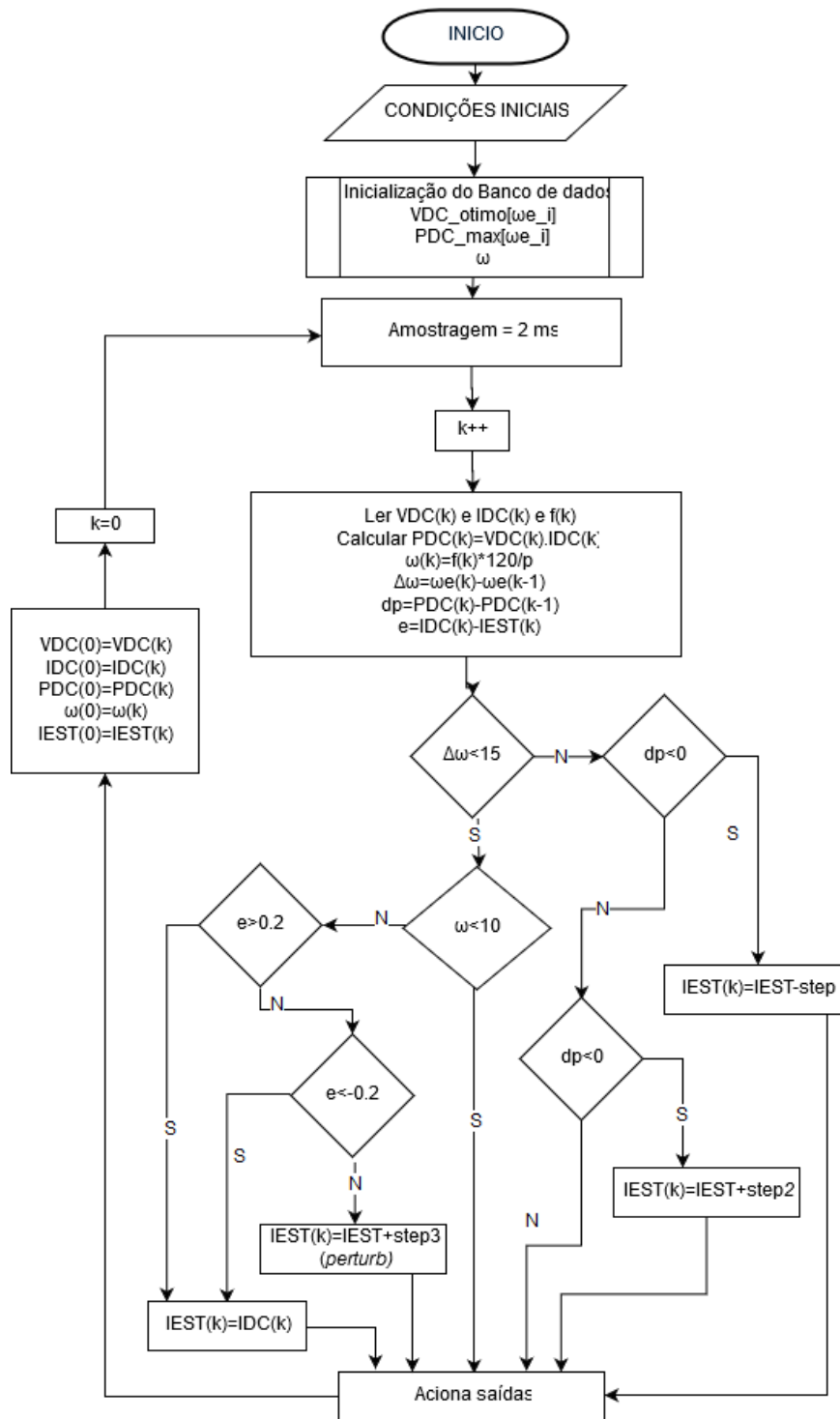
A Figura 73 ilustra a atuação da variável perturbada e a busca pelo ponto de máxima potência, onde C_p tem o maior valor.

Figura 73 – Exemplo de ação do método P&O atuando sobre a velocidade angular.



Fonte: O Autor.

Figura 74 – Fluxograma do algoritmo MPPT.



Fonte: O Autor.

A.8. Gerador Síncrono de ímãs Permanentes (PMSG)

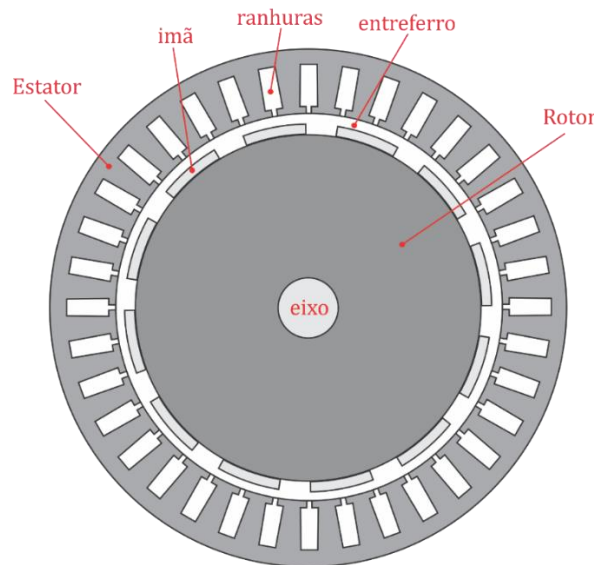
Esta etapa do trabalho tem como premissa apresentar o funcionamento e os modelos matemáticos do PMSG conforme arquitetura proposta conforme Figura 1 – Diagrama do Sistema a Figura 1.

A.8.1. Modelo matemático do Gerador

No PMSG o fluxo magnético no rotor é gerado pelos ímãs permanentes, portanto não possui enrolamento de excitação (WU, LANG, *et al.*, 2011). Em essência, por este motivo a máquina de magnetos permanentes possui uma alta densidade de potência, tamanho e peso reduzido em relação à máquina com enrolamento de excitação, além de reduzir a dissipação térmica pela ausência de enrolamentos do rotor.

Basicamente existem duas formas de posicionamento dos ímãs no rotor (WU, LANG, *et al.*, 2011): de fluxo axial e fluxo radial. Neste trabalho o modelo de gerador adotado possui ímãs posicionados superficialmente ao rotor de polos lisos, portanto o fluxo magnético é radial, conforme apresentado em (BAZZO, 2017).

Figura 75 – diagrama em corte de um PMSG de 12 polos lisos com ímãs posicionados superficialmente.



Fonte: O Autor.

A seguir, a Figura 76 ilustra os circuitos equivalentes dos eixos direto e de quadratura para o gerador síncrono. No modelo a corrente de campo I_f representa a magnitude de fluxo constante gerada pelo ímã permanente.

Em (92) estão apresentadas as equações de tensão dos eixos direto v_{ds} e de quadratura v_{qs} para o gerador síncrono:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= -R_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \\ v_{qs} &= -R_s i_{qs} - \omega_r \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \end{aligned} \quad (92)$$

onde R_s representa a resistência do enrolamento do estator, ω_r a velocidade angular do rotor e λ_{ds} e λ_{qs} são os fluxos concatenados nos eixos d e q , determinados em (93):

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= -L_{ls}i_{ds} + L_{dm}(I_f - i_{ds}) = -(L_{ls} + L_{dm})i_{ds} + L_{dm}I_f = -L_d i_{ds} + \lambda_r \\ \lambda_{qs} &= -(L - l_s + L_{qm})i_{qs} = -L_q i_{qs} \end{aligned} \quad (93)$$

onde λ_r é o fluxo no rotor, L_d e L_q são as indutâncias próprias dq no estator definidas por (94):

$$\begin{aligned} \lambda_r &= L_{dm}I_f \\ L_d &= L_{ls} + L_{dm} \\ L_q &= L_{ls} + L_{qm}. \end{aligned} \quad (94)$$

Substituindo (93) em (92) e, considerando $d\lambda/dt = 0$ para um fluxo magnético constante, tendo conseqüentemente uma corrente de campo I_f e λ_r constantes, tem-se (95):

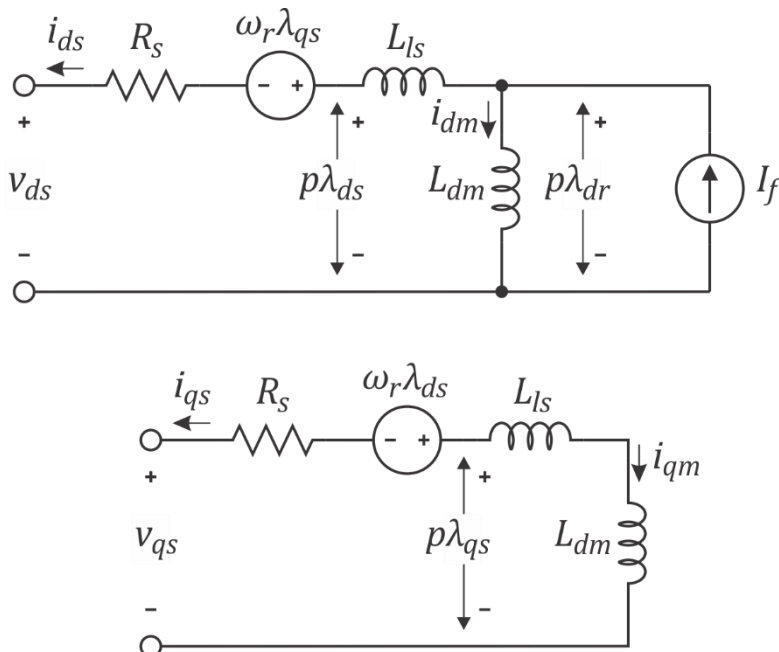
$$\begin{aligned} v_{ds} &= -R_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs} - L_d \frac{d}{dt} i_{ds} \\ v_{qs} &= -R_s i_{qs} - \omega_r L_d i_{ds} + \omega_r \lambda_r - L_q \frac{d}{dt} i_{qs} \end{aligned} \quad (95)$$

sendo que para uma máquina de polos lisos as indutâncias L_q e L_d são iguais (WU, LANG, *et al.*, 2011).

O torque eletromagnético T_e produzido na máquina pode ser calculado segundo (WU, LANG, *et al.*, 2011, p. 77) mostrado em (96):

$$T_e = \frac{3p}{2} (i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \quad (96)$$

Figura 76 - Circuitos equivalentes eixos d e q .



onde p é o número de polos da máquina. Substituindo as equações de λ_{ds} e λ_{qs} , é possível definir o torque eletromagnético em função das indutâncias L_q e L_d , como mostra em (97):

$$T_e = \frac{3p}{2} [\lambda_r i_{qs} - (L_d - L_q) i_{ds} I_{qs}] \quad (97)$$

e a velocidade angular do rotor é dada por (98):

$$\omega_r = \frac{p}{J} \int (T_e - T_m) \quad (98)$$

onde J representa o momento de inércia do rotor em kgm^2 , T_m o torque mecânico no eixo do gerador em $N.m$.

Por fim, as correntes dos eixos dq fornecidas pelo gerador são mostradas em (99)

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \int (-v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs}) / L_d \\ i_{qs} &= \int (-v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_r L_d i_{ds} + \omega_r \lambda_r) / L_q \end{aligned} \quad (99)$$

e as correntes de linha do sistema trifásico são mostradas em (100) segundo (WU, LANG, *et al.*, 2011):

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (100)$$

onde θ é a posição angular do rotor em que θ_0 é a posição inicial

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_0 \quad (101)$$

Anexo B. Conceitos sobre Controle LMI

B.1. Definição de LMI

Desigualdades Matriciais Lineares ou apenas LMIs, são ferramentas matemáticas vastamente aplicadas em teoria de controle, surgindo como uma potente ferramenta de análise em várias áreas de engenharia de controle, identificação e projeto estrutural.

Uma LMI é uma desigualdade matricial do tipo $F(g) > 0$, na qual $F(g): \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{q \times q}$ é simétrica e afim nas variáveis de busca que são representadas pelo vetor g . Assim, uma LMI pode ser genericamente representada por (102):

$$F(g) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m g_i F_i > 0, \quad (102)$$

onde $F_i = F_i' \in \mathbb{R}^{q \times q}$ são matrizes constantes e $g \in \mathbb{R}^{q \times q}$ é o vetor de variáveis com elementos escalares a ser determinado de forma a satisfazer, quando possível, a desigualdade. Quando existe uma solução para $F(g) > 0$ pode-se dizer que a LMI é factível. A LMI $F(g) > 0$ indica que a matriz $F(g)$ deve ser positiva definida e, portanto, $F(g) > 0$ é uma restrição sobre os autovalores de $F(g)$. Assim, $F(g) > 0$ implica que todos autovalores de $F(g)$ são positivos. Por meio da aplicação das técnicas LMI é possível encontrar uma solução ótima a partir das restrições impostas (COUTINHO, 2006) (COSTA, 2017).

B.2. Complemento de Schur

Para resolver os problemas de controle robusto com restrições aplicando técnicas LMI, o complemento de Schur é aplicado como ferramenta de conversão de uma desigualdade convexa em LMI, tornando possível que os algoritmos possam ser implementados em programas computacionais. A decomposição de Schur é exposta a seguir, com base em (BARÃO, 1997).

Seja W_1 uma matriz quadrada não singular diferente de zero, pertencente a uma matriz de blocos W_1 ,

$$W_1 > 0, \quad (103)$$

então

$$W = \begin{bmatrix} W_1 & W_2 \\ W_2^T & W_3 \end{bmatrix} \geq 0. \quad (104)$$

O complemento de Schur de W_1 em W_1 é

$$W \setminus W_1 = W_3 - W_2 W_1^{-1} W_2^T \quad (105)$$

ou ainda

$$W = \begin{bmatrix} W_1 - W_2 W_3 W_2^T & 0 \\ 0 & W_3 \end{bmatrix}. \quad (106)$$

B.3. Conceito de estabilidade de Lyapunov

A teoria de controle define estabilidade de Lyapunov no conceito da equação homogênea simples linearizada em um ponto de operação e uma função de Lyapunov típica, (COSTA, 2017). A solução desta equação é obtida através da otimização via LMI, conforme a teoria de controle (BOYD e BARRATT, 1994) (OGATA, 2010) (DORF e BISHOP, 1998) (AGUIRRE, 2008).

A função energia de um sistema é dada por $V(x(t))$, sempre definida positiva, e sua derivada temporal ao longo das trajetórias, $\dot{V}(x(t)) < 0$, representa a dissipação desta energia (GOMES, 2015).

Considerando um modelo em espaço de estados linear e invariante no tempo (LTI)

$$\frac{d}{dt} x(t) = Ax(t) \quad (107)$$

e considerando este modelo submetido a função de Lyapunov (OGATA, 2010)

$$V(x) = x^T P x > 0 \quad (108)$$

em que P é hermitiana, real e simétrica.

A derivada da função de Lyapunov é dada em (109)

$$\frac{d}{dt} V(x) = x^T (A^T P + PA) x \quad (109)$$

e para garantir a estabilidade do ponto de equilíbrio definido em (110) faz-se (COSTA, 2017):

$$\frac{d}{dt} V(x) = x^T (A^T P + PA) x < -x^T (N) x \Rightarrow A^T P + PA < -N. \quad (110)$$

De onde é possível definir o critério de Lyapunov para estabilidade descrito na forma de desigualdades:

$$A^T P + PA < -N, P > 0, \forall x \neq 0. \quad (111)$$

Tomando $P = Q^{-1}$ e $Q = Q^T \geq 0$, tem-se

$$\begin{aligned} A'Q^{-1}A - Q^{-1} &\leq 0; \\ Q - QA'Q^{-1}AQ &\geq 0. \end{aligned} \tag{112}$$

E rearranjando na forma de complemento de Schur (BOYD e BARRATT, 1994)

$$\begin{bmatrix} Q & QA^T \\ AQ & Q \end{bmatrix} \geq 0, \tag{113}$$

que consiste na desigualdade de Lyapunov por LMI, que pode ser resolvida por otimização utilizando “*solvers*” computacionais, conforme (114):

$$\begin{cases} \min tr(Q) \\ \text{sujeito a } \begin{bmatrix} Q & QA^T \\ AQ & Q \end{bmatrix} \geq 0, \end{cases} \tag{114}$$

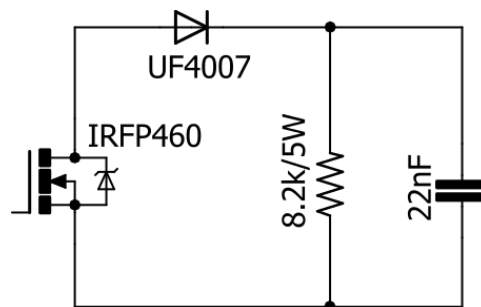
em que $tr\{Q\}$ é o traço da matriz (COSTA, 2017).

Apêndice A. Diagramas utilizados na Simulação

A.1. Circuito *Snubber*

A operação do conversor pode ocasionar picos elevados de tensão nas chaves, devido aos elementos parasitas destes dispositivos (capacitâncias intrínsecas). Desta forma, circuitos *snubbers* são utilizados para atenuar as oscilações de alta frequência que ocorrem durante a comutação dos semicondutores de potência, evitando assim, que estes sejam danificados. A Figura 77 mostra um circuito *snubber* para proteger a chave do conversor SEPIC.

Figura 77 – Circuito *Snubber* para o Mosfet IRFP460



Fonte: O Autor.

Para o dimensionamento do resistor, conforme (SCHIAVON, 2007) define-se a potência do resistor em 5 W para a tensão máxima sobre a chave, conforme (115):

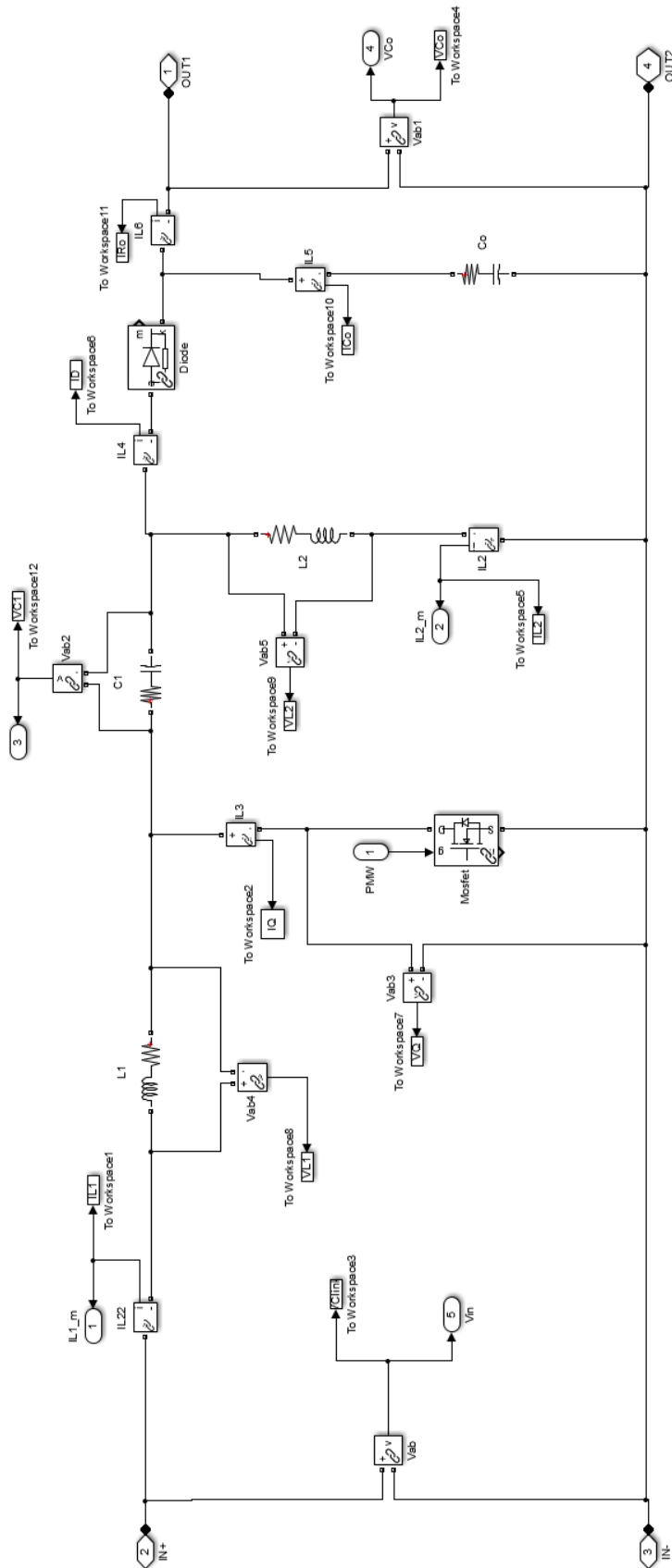
$$R = \frac{(V_{i_{máx}} + V_{o_{máx}})^2}{5} = 8,16 \text{ k}\Omega. \quad (115)$$

A partir do valor da resistência, ajustada em 8,2 k Ω , determina-se o valor do capacitor para uma queda de tensão de 90% considerando a frequência de comutação de 40 kHz, conforme (116):

$$C = -\frac{f^{-1}}{R \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{Co}}\right)} = 28,94 \text{ nF}. \quad (116)$$

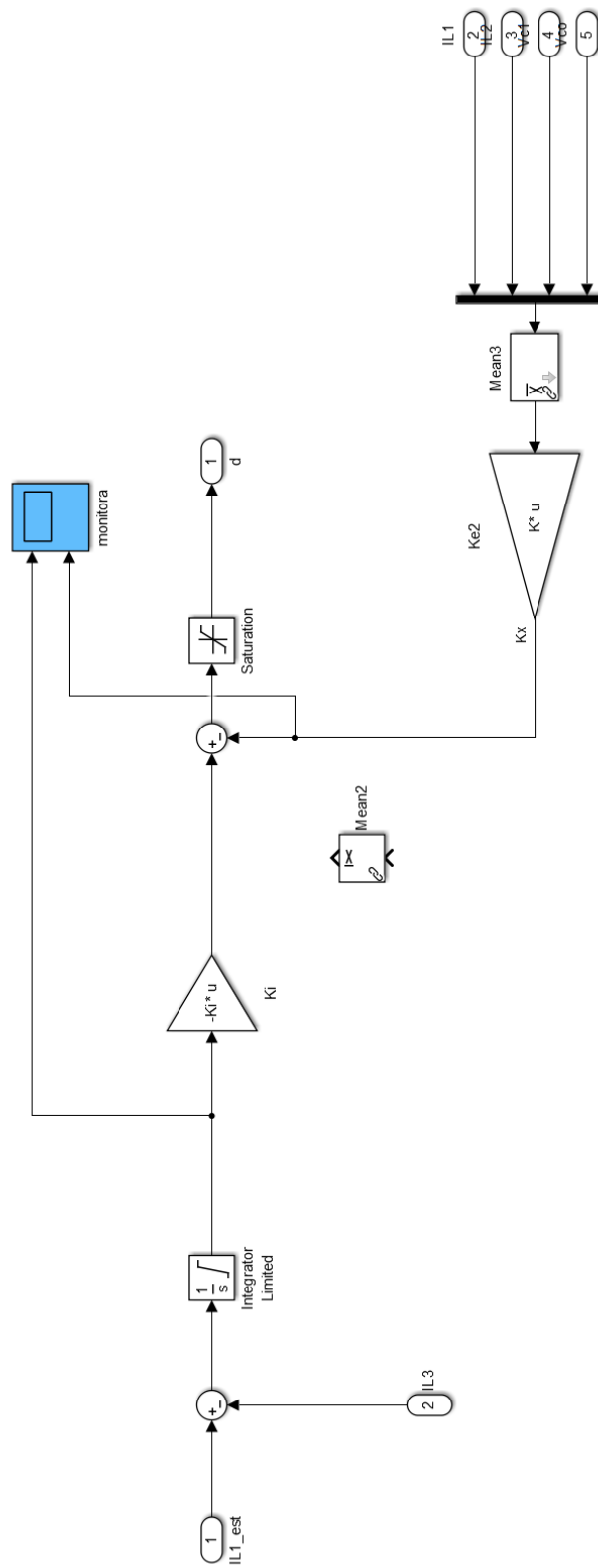
Um valor comercial que atende ao requisito foi de 22 nF, utilizado no circuito.

Figura 79 - Diagrama do conversor SEPIC



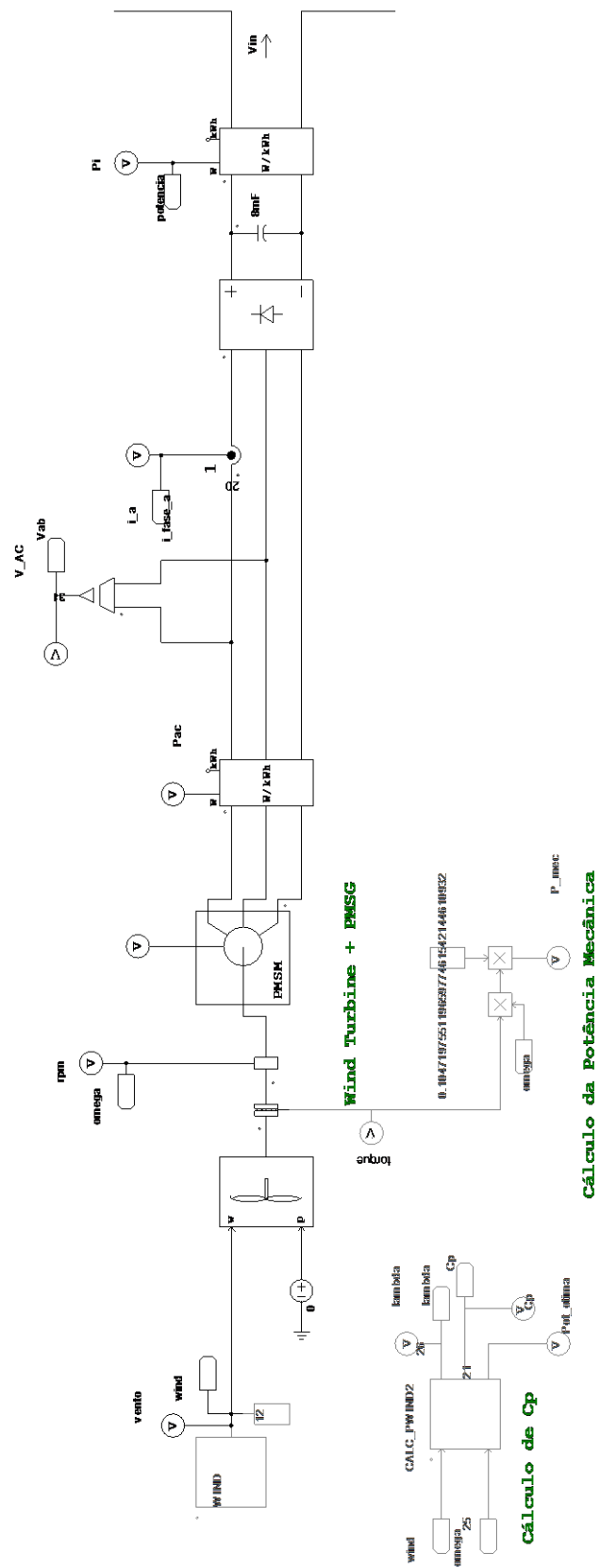
Fonte: O Autor.

Figura 80 - Bloco do Sistema de controle



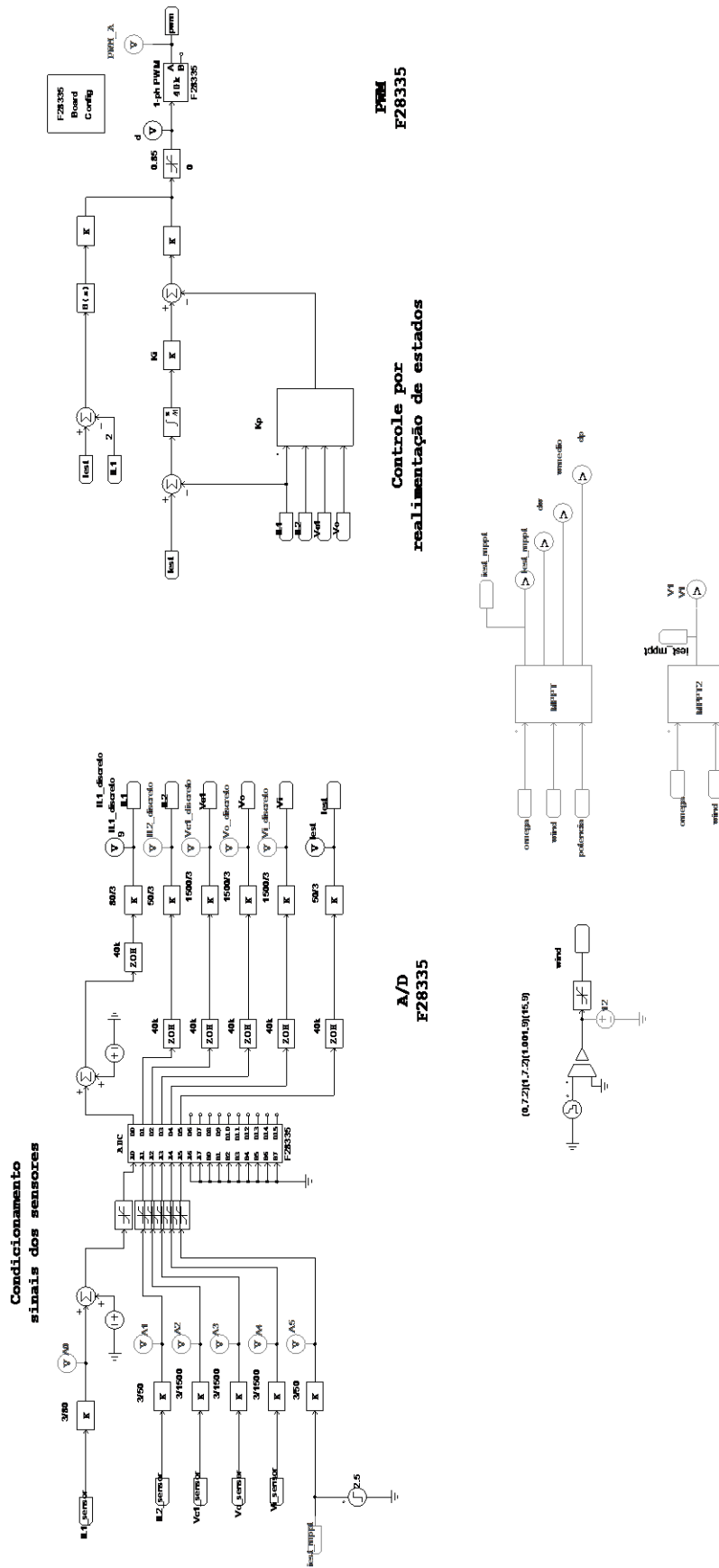
Fonte: O Autor.

Figura 83 – Sistema Gerador Eólico e Retificador trifásico em ambiente PSIM



Fonte: O Autor.

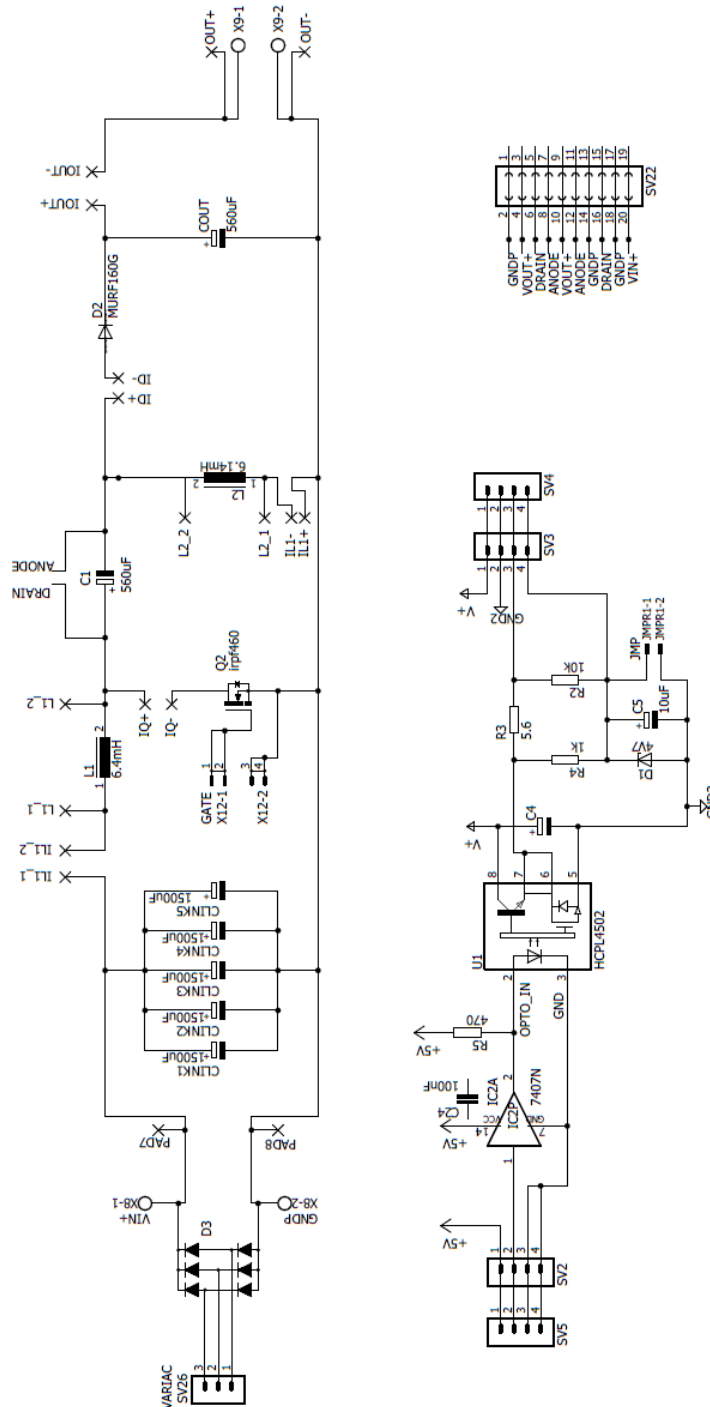
Figura 84 – Sistemas de Controle e Geração PWM em Ambiente PSIM



Apêndice B. Diagramas do Protótipo

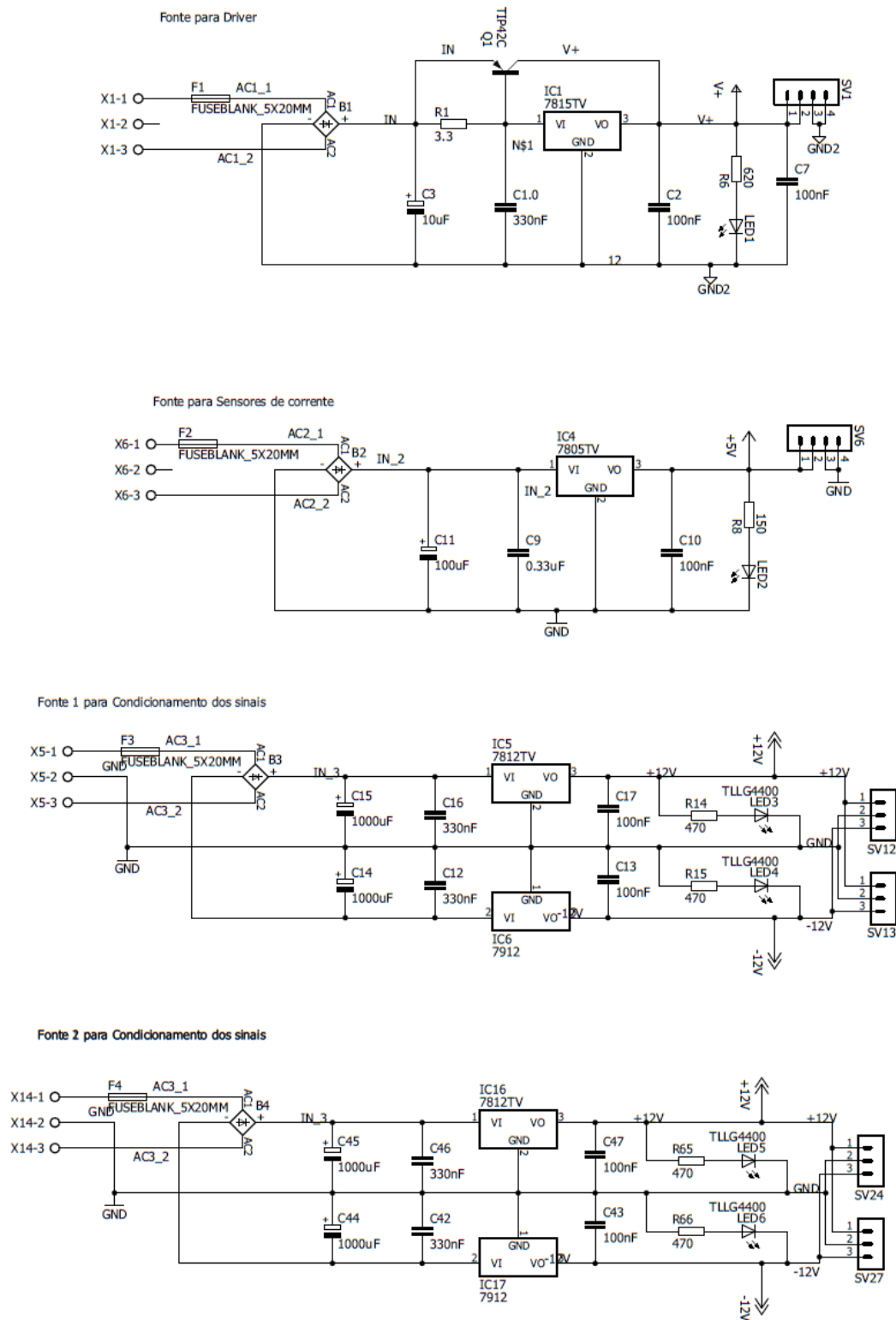
B.1. Circuito de potência, Driver, fontes reguladas e condicionamentos.

Figura 85 – Circuito de potência do conversor SEPIC e Driver do Mosfet



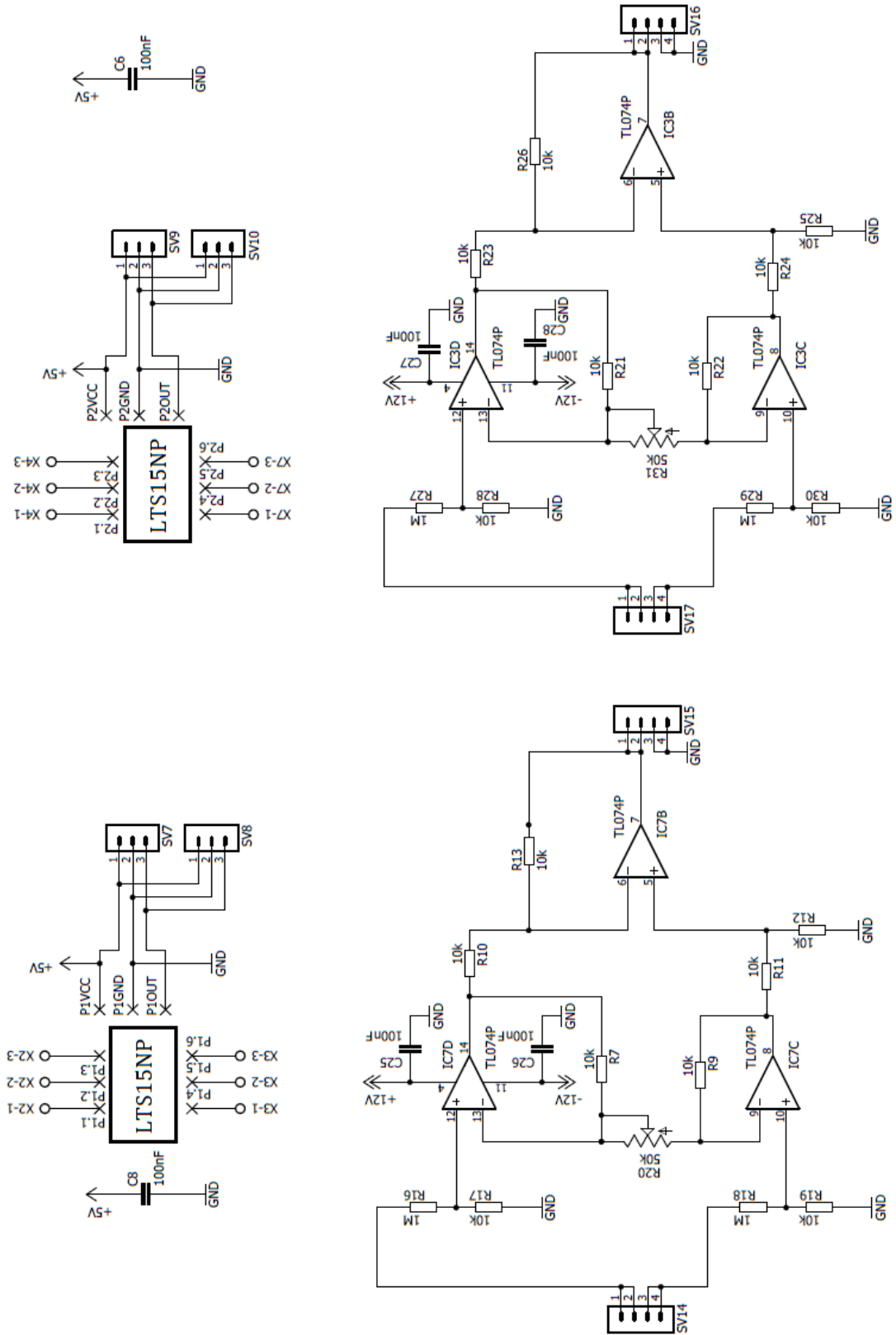
Fonte: O Autor.

Figura 86 – Fontes reguladas



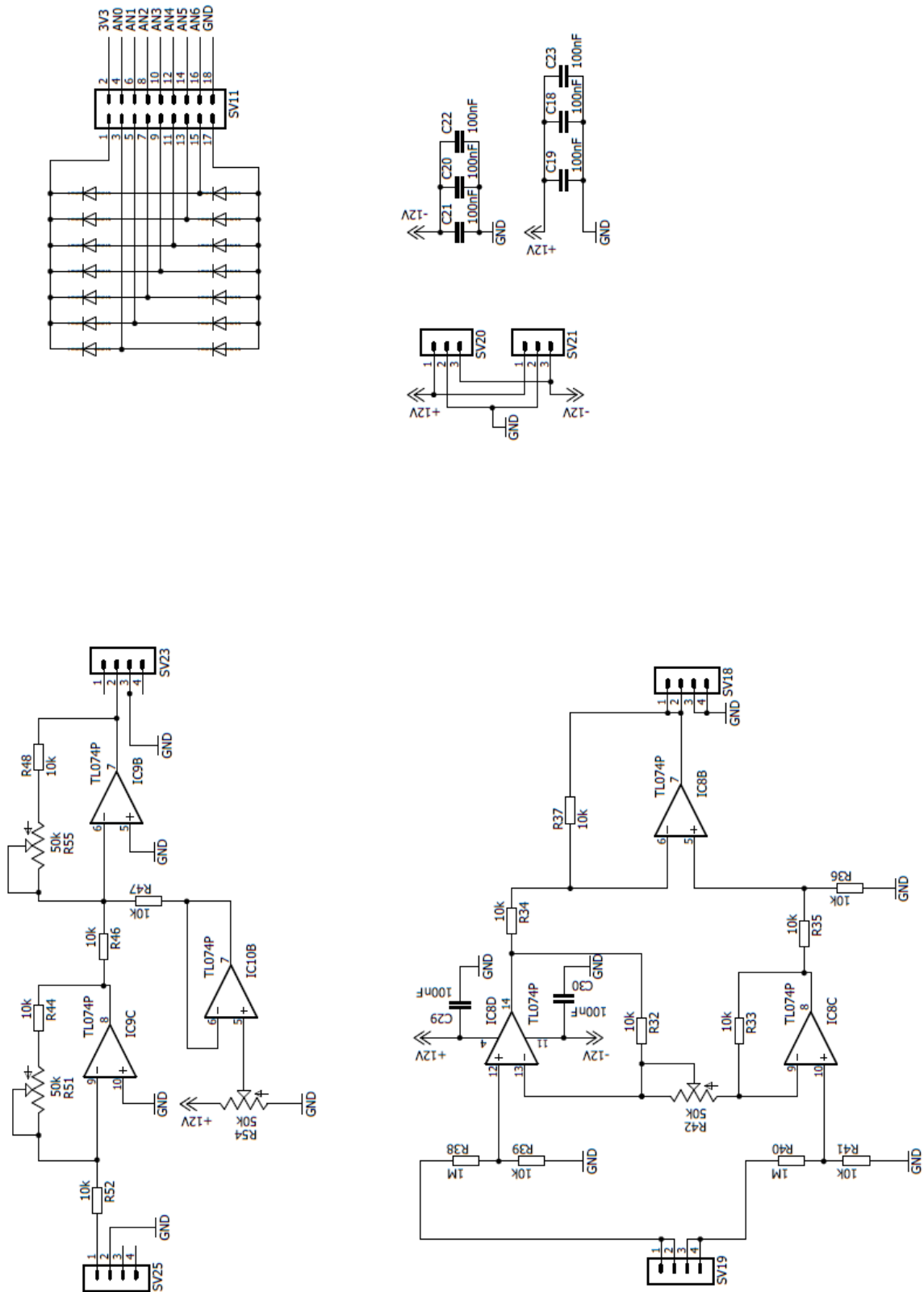
Fonte: O Autor.

Figura 87 - Circuito de condicionamento do sensor de corrente



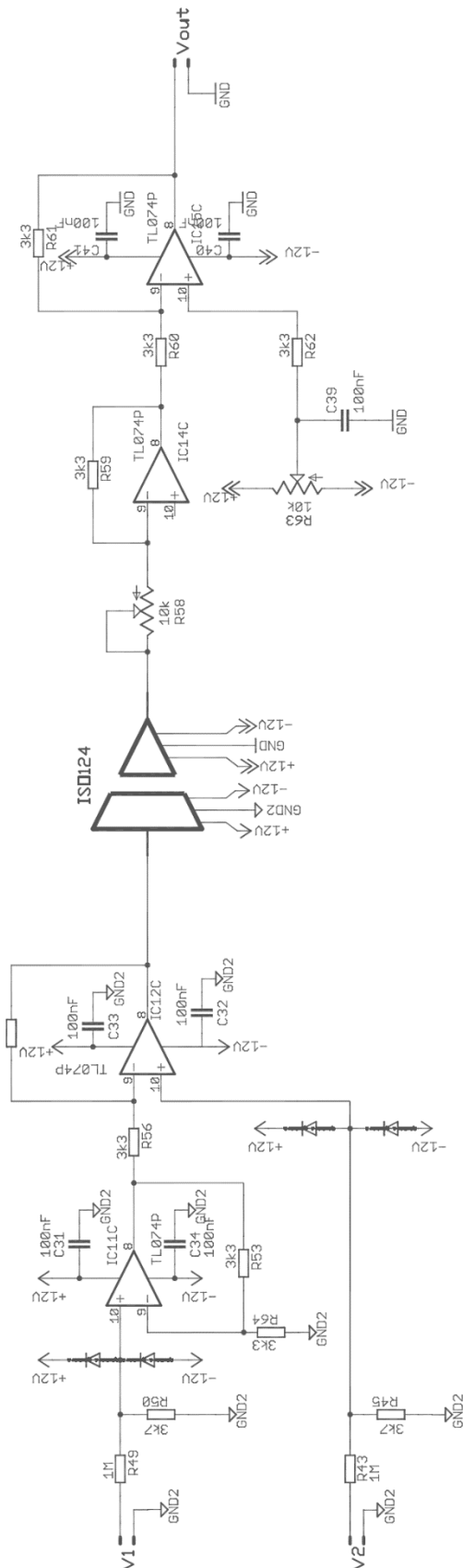
Fonte: O Autor.

Figura 88 – Circuito de condicionamento de corrente



Fonte: O Autor.

Figura 89 – Condicionamento isolado de tensão.



Fonte: O Autor.