

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Lucas Rocha Búrigo

**ESTUDO DE UM SISTEMA PARA CONEXÃO
DE AEROGERADORES DE PEQUENO PORTE
COM A REDE ELÉTRICA.**

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

15 de abril de 2016

Lucas Rocha Búrigo

**Estudo de um sistema para conexão de
aerogeradores de pequeno porte com a rede elétrica.**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Coorientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

15 de abril de 2016

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da Universidade
Federal de Santa Catarina.

Compilado às 14:25h do dia 15 de abril de 2016.

Lucas Rocha Búrigo

Estudo de um sistema para conexão de aerogeradores de pequeno
porte com a rede elétrica./ Lucas Rocha Búrigo. - Florianópolis, Santa
Catarina - Brasil, 15 de abril de 2016-

164 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC
Departamento de Engenharia Elétrica - EEL

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PGEEL, 15 de abril de
2016.

1. Conexão com a rede elétrica. 1. Aerogeradores de pequeno porte.
1. Robustez. 2. Microgeração. I. Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. II. Telles
Brunelli Lazzarin, Dr. Eng. III. Universidade Federal de Santa Catarina
- Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Sistema para
conexão de aerogeradores de pequeno porte com a rede elétrica baseada
nas topologias SMR e Push-Pull

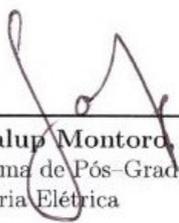
CDU 02:141:005.7

Lucas Rocha Búrigo

**Estudo de um sistema para conexão de
aerogeradores de pequeno porte com a rede elétrica.**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 6 de abril de 2016.

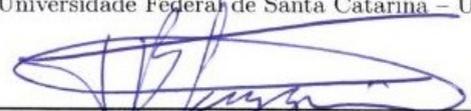


Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

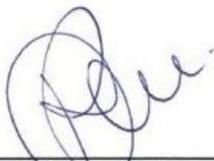
Banca Examinadora:



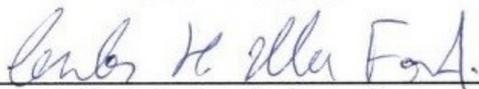
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



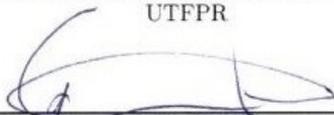
Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



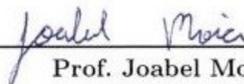
Prof. Rodrigo Gaiba de Oliveira, Dr.
Membro externo
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas
Gerais – CEFET-MG



Prof. Carlos Illa Font, Dr.
Membro externo
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –
UTFPR



Prof. Gierri Waltrich, Dr.
Membro externo
Universidade Federal de Santa Catarina (Campus
Joinville) – UFSC



Prof. Joabel Moia, Dr.
Membro externo
Instituto Federal de Santa Catarina – UFSC

“Os que se encantam com a prática sem a ciência são como os timoneiros que entram no navio sem timão nem bússola, nunca tendo certeza do seu destino.”

Leonardo da Vinci

*Aos meus pais Gelson e Perpétua,
Aos meus irmãos Sabrina e Fabrício,
À minha esposa Maria,
Eu dedico este trabalho.*

Agradecimentos

A minha mãe Perpétua, a meu pai Gelson e a meus irmãos Sabrina e Fabrício, pelo apoio e incentivo durante toda a minha vida para que eu atingisse meus objetivos.

Aos professores Ivo Barbi e Telles B. Lazzarin, pela orientação e dedicação ao longo do trabalho, assim como, por todo o aprendizado proporcionado por ambos durante os dois anos de mestrado.

Aos membros avaliadores deste trabalho, Rodrigo G. de Oliveira, Carlos Ilha Font, Gierr Waltrich e Joabel Moia, pelas críticas, comentários e sugestões que visavam a melhoria deste trabalho.

Aos demais professores do INEP: Denizar C. Martins, Arnaldo J. Perin, Marcelo L. Heldwein, Samir A. Mussa e Roberto F. Coelho por todo o conhecimento transmitido e por participarem de minha formação profissional.

Aos funcionários do INEP Diogo D. Luiz, Luiz M. Coelho e Antônio Luiz S. Pacheco pelo tempo de trabalho e auxílio durante o mestrado.

Aos amigos da turma de mestrado: Diego, Maurício, Henrique, Gustavo, César e Alex pelos bons momentos e pela ajuda na adaptação durante o início do curso. Estendo este agradecimento aos demais colegas do INEP: Gean, Daniel, Marcelo, Marcos, Luiz Juarez, Roberto, Adriano, Delvanei, Mauro, Ronny, Lenon, Rodrigo, Francisco e Paulo pela troca de informação e pelos bons momentos

vividos.

Por fim, agradeço especialmente a minha esposa, Maria, pelo apoio, dedicação e sacrifícios durante nossas vidas acadêmicas. Peço-lhe desculpas pelos momentos de ausência e ao mesmo tempo lhe agradeço pela paciência e por me confortar quando eu precisava.

RESUMO

A presente pesquisa tem como objetivo propor uma estrutura de potência para gerenciamento de energia de um aerogerador de pequeno porte conectado a rede elétrica. A microgeração de energia vem ganhando espaço no cenário nacional com suporte da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Em 2012, a ANEEL apresentou a Resolução Normativa N°482 que regulamentou a instalação de micro e mini centrais de geração elétrica. A implementação de sistema de geração de baixa potência, como os aerogeradores de pequeno porte, exige um sistema para gerenciamento da energia produzida. Questões como robustez, complexidade e custo dos equipamentos podem inviabilizar ou reduzir interesse para implementação destes sistemas de geração. O trabalho propõe uma arquitetura de eletrônica de potência com baixo número de interruptores ativos e sem a utilização de capacitores eletrolíticos. A estrutura é composta por um retificador ativo, denominado na literatura como Switched Mode Rectifier, e um inversor Push-Pull. São realizadas análises e simulações das estruturas envolvidas, assim como, o projeto e experimentação de um protótipo de laboratório para processamento da energia produzida por um aerogerador de 1 kW. Os resultados de simulação e experimentais do sistema proposto são apresentados para dois métodos de MPPT distintos.

Palavras-chaves: Conexão com a rede elétrica, robustez, aerogerador de baixa potência, micro geração.

ABSTRACT

This research aims to propose a power management system for a small wind turbine connected to the grid. Microgeneration has been gaining ground on the national scenario with support from the National Electric Energy Agency (ANEEL). In 2012, ANEEL established the Normative Resolution N^o 482, which regulated the connection of micro and mini central power generation to the electrical grid. The implementation of low power generation system, such as small turbines, requires a system for managing the energy produced. Issues such as robustness, complexity and cost of equipment may prevent or reduce interest for implementation of this kind of renewable energy. This dissertation proposes a power electronics architecture with a low number of active switches and without the use of electrolytic capacitors. The structure is composed of an active rectifier, known in the literature as Switched Mode Rectifier, and a Push-Pull inverter. Analysis and simulations of the structures studied are held, as well as the design and implementation of a prototype, which processes energy produced by a 1 kW wind turbine. The simulation and experimental results of the proposed system are verified for two different MPPT methods.

Key-words: Grid connected, robustness, small wind generator.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Turbina de Charles F. Brush. Fonte: (RIGHTER, 1996).	4
Figura 1.2 – Capacidade instalada em geradores eólicos no mundo anualmente. Fonte: (GWEC, 2015).	5
Figura 1.3 – Capacidade instalada acumulada em geradores eólicos no mundo. Fonte: (GWEC, 2015).	5
Figura 1.4 – Classificação dos dez países com maior potência instalada acumulada até 2014 em aerogeradores a esquerda e dos dez países com maior potência instalada em aerogeradores somente no ano de 2014 a direita. Fonte: (GWEC, 2015).	6
Figura 1.5 – Capacidade instalada em aerogeradores de pequeno porte no mundo. Fonte: (GSÄNGER; PITTELOUD, 2015).	7
Figura 1.6 – Componentes básicos de uma turbina vertical e horizontal. Fonte: < http://www.engarena.com >. Acesso em: 29 abr. 2015.	8
Figura 1.7 – Exemplos de estruturas de turbinas de eixo vertical. Fonte: < http://cleantechnica.com >. Acesso em: 29 abr. 2015.	9
Figura 1.8 – Exemplos de estruturas de turbinas de eixo horizontal. Fonte: < http://en.wikipedia.org/wiki/Wind_turbine_design >. Acesso em: 29 abr. 2015.	9

Figura 1.9 – Turbina com configuração <i>downwind</i> a esquerda e com configuração <i>upwind</i> a direita. Fonte: < http://www.hitachi.com/products/power/wind-turbine/feature/rotor/ >. Acesso em: 4 nov. 2015.	11
Figura 1.10 – Curva C_p característica de uma turbina eólica. Fonte: (GEVAERT et al., 2013).	13
Figura 1.11 – Rotor completo de um motor do tipo gaiola de esquilo e estrutura da gaiola. Fonte: < http://motordb.net/ >. Acesso em: 29 abr. 2015.	14
Figura 1.12 – Exemplo de forma construtiva de um gerador síncrono a imã permanente. Fonte: (TIBOLA, 2009).	16
Figura 1.13 – Configuração de um sistema isolado. Fonte: < http://www.captovento.com.br/ >. Acesso em: 29 abr. 2015.	17
Figura 1.14 – Configuração de um sistema conectado a rede de energia elétrica. Fonte: < http://www.captovento.com.br/ >. Acesso em: 29 abr. 2015.	18
Figura 1.15 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de um retificador passivo e um inversor.	19
Figura 1.16 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de um retificador passivo, um conversor CC-CC e inversor.	20
Figura 1.17 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de dois retificadores ativos bidirecionais.	21
Figura 1.18 – Percentual de falhas por componentes em conversores de potência. Fonte: (QIAO; LU, 2015).	23
Figura 1.19 – Aerogerador modelo Gerar 246. Fonte: (TIBOLA, 2009).	23
Figura 1.20 – (a) Retificador passivo (b) Estrutura Boost (c) Estrutura Buck (d) Estrutura Buck-Boost (e) Estrutura SMR (f) Estrutura Conversor CA-CC bidirecional.	25

Figura 1.21–Estrutura básica de um conversor Push-Pull alimentado em corrente.	28
Figura 1.22–Arquitetura do sistema proposto para este trabalho.	29
Figura 2.1 – Circuito equivalente para o semiciclo positivo da rede elétrica.	32
Figura 2.2 – Circuito equivalente para o semiciclo negativo da rede elétrica.	32
Figura 2.3 – Formas de onda da tensão na rede elétrica, comando do interruptor S2, comando do interruptor S3, tensão na saída do Filtro CL, corrente na saída do filtro CL e corrente de saída respectivamente.	34
Figura 2.4 – Circuito equivalente com o interruptor S1 conduzindo	35
Figura 2.5 – Circuito equivalente com o interruptor S1 bloqueado	35
Figura 2.6 – Formas de onda do comando de S1, corrente no diodo D1, corrente no indutor de filtro, a tensão na saída do filtro e de tensão sobre os terminais do interruptor S1 respectivamente.	36
Figura 2.7 – Formas de onda do comando de S1 e de corrente no capacitor de filtro para um período de comutação de S1	37
Figura 2.8 – Corrente média no interruptor S1 normalizada em função de α	43
Figura 2.9 – Corrente eficaz no interruptor S1 normalizada em função de α	43
Figura 2.10–Corrente média no diodo D1 normalizada em função de α	45
Figura 2.11–Corrente eficaz no diodo D1 normalizada em função de α	45
Figura 2.12–Circuito grampeador passivo	47
Figura 2.13–Formas de onda de corrente e tensão em C_f aproximadas para um período de comutação de S1.	49
Figura 2.14–Ondulação de tensão no capacitor de filtro em função de θ para diferentes valores de α	50

Figura 2.15–Formas de onda de tensão na saída do filtro CL, tensão sobre o capacitor C_f e tensão sobre o indutor L_f respectivamente.	51
Figura 2.16–Circuito equivalente do gerador síncrono a imã permanente.	55
Figura 2.17–Circuito para simulação em malha aberta da estrutura proposta.	57
Figura 2.18–Circuito de comando do interruptor S1 em malha aberta.	58
Figura 2.19–Corrente na saída do retificador.	58
Figura 2.20–Tensão sobre S1 e tensão sobre S1 filtrada.	59
Figura 2.21–Corrente no diodo D1 e corrente no indutor de filtro.	61
Figura 2.22–Corrente na saída.	61
Figura 2.23–Espectro harmônico da corrente I_{ret} e espectro harmônico de I_{out}	62
Figura 2.24–Estrutura proposta com indutância auxiliar na saída do retificador	62
Figura 2.25–Resultados de simulação da tensão sobre o interruptor S1, corrente na saída do retificador, corrente no diodo D1, corrente no indutor de filtro L_f e corrente na saída saída do sistema respectivamente com indutor auxiliar implementado.	63
Figura 2.26–Espectro harmônico da corrente I_{ret} e espectro harmônico de I_{out} com indutância auxiliar implementada.	64
Figura 3.1 – Circuito para simulação do comportamento da corrente de saída para tensão imposta no conjunto gerador e retificador.	68
Figura 3.2 – Curva de corrente versus tensão na saída do conjunto gerador e retificador.	69
Figura 3.3 – Curva de potência versus tensão na saída do conjunto gerador e retificador para tensão imposta na saída.	69
Figura 3.4 – Circuito para a equação do coeficiente de potência.	71

Figura 3.5 – Circuito para a equação do coeficiente λ_1	72
Figura 3.6 – Circuito para a equação do torque gerado pela turbina em função da velocidade do vento.	73
Figura 3.7 – Bloco de uma máquina síncrona a imã permanente no software PSIM.	73
Figura 3.8 – Representação do acoplamento mecânica entre a turbina e o gerador. Fonte: (TIBOLA, 2009) . . .	74
Figura 3.9 – Circuito elétrico análogo ao acoplamento mecânico entre a turbina e o gerador.	74
Figura 3.10 – Circuito elétrico utilizado para acoplamento entre a turbina e o gerador no software PSIM.	75
Figura 3.11 – Circuito para simulação do comportamento da corrente de saída para tensão imposta no conjunto turbina, gerador e retificador.	75
Figura 3.12 – Curva de corrente versus tensão na saída do retificador para o conjunto turbina e gerador na entrada.	76
Figura 3.13 – Curva de potência versus tensão na saída do retificador para o conjunto turbina e gerador na entrada.	76
Figura 3.14 – Curvas PxV com reta de controle de potência por tensão fixa.	78
Figura 3.15 – Diagrama de controle de MPPT com referência de tensão constante.	78
Figura 3.16 – (a) Curvas VxI e (b) Curvas PxV com curva dos pontos de máxima potência.	79
Figura 3.17 – (a) Curvas VxI e (b) Curvas PxV com reta de controle de potência proposta.	80
Figura 3.18 – Diagrama de controle de MPPT com referência de tensão média variável.	81
Figura 3.19 – Curva de MPPT proposta com V_{S1med} constante (vermelho).	82
Figura 3.20 – Curva dos pontos de máxima potência do gerador (preto) e curva de MPPT proposta com tensão de referência de V_{S1med} em função I_{rm} representadas nas curvas (a) IxV e (b) PxV.	82

Figura 3.21–Curva de MPPT proposta com V_{S1med} constante (vermelho) e resultados de simulação (preto). . .	83
Figura 3.22–Curva de MPPT proposta com tensão de referência de V_{S1med} em função I_{rm} (vermelho) e resultados de simulação (preto).	83
Figura 3.23–Resultados de simulação para a corrente na saída do retificador e a corrente na saída do sistema respectivamente para as seguintes velocidades de rotação da máquina e método de MPPT implementado (a)300 rpm e MPPT1, (b) 500 rpm e MPPT1, (c) 700 rpm e MPPT1, (d) 300 rpm e MPPT2, (e) 500 rpm e MPPT2 e (f) 700 rpm e MPPT2.	85
Figura 3.24–Malha de controle de tensão média sobre S1. . . .	87
Figura 3.25–Resposta ao degrau do modelo da planta de controle de tensão com filtro de medição.	89
Figura 3.26–Resposta ao degrau do sistema compensado. . . .	89
Figura 3.27–Gráfico de bode do sistema compensado.	90
Figura 3.28–Resposta a um degrau de referência do circuito compensado.	91
Figura 4.1 – Curva IxV para referência de tensão especificada em projeto.	94
Figura 4.2 – Curva de MPPT especificada em projeto.	95
Figura 4.3 – Transformador do conversor Push-Pull fabricado pela empresa Blutrafos.	97
Figura 4.4 – Indutor auxiliar (L_a) fabricado pela empresa Blutrafos.	101
Figura 4.5 – Diagrama de blocos dos circuitos utilizados para comando de S2 e S3.	104
Figura 4.6 – Diagrama de blocos dos circuitos utilizados para comando de S1.	105
Figura 4.7 – Circuito para medição de tensão sobre os terminais do interruptor S1.	105

Figura 4.8 – Circuito para medição de corrente na saída do re- tificador.	106
Figura 4.9 – Circuito de sincronismo entre a tensão de saída e os pulsos de comando dos interruptores S2 e S3.	107
Figura 4.10 – Circuitos de driver para os interruptores S2 e S3.	108
Figura 4.11 – Circuito detector de pico.	108
Figura 4.12 – Circuito para cálculo da curva de MPPT 2.	109
Figura 4.13 – Circuito do controlador PI com filtro.	110
Figura 4.14 – Diagrama do CI 3854. Fonte: (TEXAS INSTRU- MENTS, 2016)	111
Figura 4.15 – Circuito de sincronismo da moduladora com a ten- são de saída.	112
Figura 4.16 – Circuito de offset para a moduladora.	113
Figura 4.17 – Circuito para inversão dos pulso de comando ge- rador pelo CI 3854.	114
Figura 4.18 – Diagrama de blocos do sistema construído para teste.	114
Figura 4.19 – Setup utilizado para teste do sistema proposto.	115
Figura 4.20 – Placas de circuito impresso PCI 1, PCI 2 e PCI 3.	115
Figura 4.21 – Referência fixa para α (azul escuro), portadora (azul claro) e moduladora (rosa).	116
Figura 4.22 – Esforços de tensão sobre o interruptor S1 (azul claro), sobre o diodo D1 (azul escuro) e tensão no capacitor de filtro.	117
Figura 4.23 – Esforços de tensão sobre o interruptor S1 (azul claro), sobre o diodo D1 (azul escuro) e tensão no capacitor de filtro com detalhes da comutação de S1 e D1.	118
Figura 4.24 – Corrente na entrada do inversor Push-Pull (azul claro) e Tensão no capacitor de filtro (rosa).	118
Figura 4.25 – Corrente na entrada do inversor Push-Pull (azul claro) e Tensão no capacitor de filtro (rosa) du- rante o pico da senóide.	119

Figura 4.26–Sinal para sincronismo do comando dos interruptores S2 e S3 com a tensão de saída e sinais de comando dos interruptores.	119
Figura 4.27–Esforços de tensão sobre os interruptores S2 (azul claro) e S3 (rosa) e tensão do circuito grampeador (azul escuro).	120
Figura 4.28–Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 1.	121
Figura 4.29–Curva de MPPT 1 especificada em projeto (vermelho) e curva de potência obtida experimentalmente (preto).	122
Figura 4.30–Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 1.	123
Figura 4.31–Corrente na saída com aceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 500 para 600 rpm e MPPT 1.	124
Figura 4.32–Corrente na saída com desaceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 600 para 500 rpm e MPPT 1.	125
Figura 4.33–Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 2.	126
Figura 4.34–Curva de MPPT 2 especificada em projeto (vermelho) e curva de potência obtida (preto).	127
Figura 4.35–Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 2.	128
Figura 4.36–Corrente na saída com aceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 500 para 600 rpm e MPPT 2.	129

Figura 4.37–Corrente na saída com desaceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 600 para 500 rpm e MPPT 2. 130

Figura 4.38–Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 900 rpm e MPPT 2. 131

Figura 4.39–Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 900 rpm e MPPT 2. 131

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Características Turbina Eólica Gerar 246.	24
Tabela 1.2 – Comparativo entre topologias para a etapa CA-CC.	28
Tabela 2.1 – Características do Gerador (modelo P718s3).	54
Tabela 2.2 – Tensão de linha e frequência para diferentes velocidades de rotação no gerador.	56
Tabela 2.3 – Parâmetros utilizados na simulação do sistema em malha aberta.	57
Tabela 3.1 – Coeficientes característicos da curva C_p para a turbina do aerogerador Gerar-246	71
Tabela 3.2 – Resultados de simulação com controle de MPPT por tensão fixa em S1 de 35 V	86
Tabela 3.3 – Resultados de simulação com controle de MPPT para referência de tensão gerada por I_{rm} e V_{xI}	86
Tabela 4.1 – Especificações de projeto.	94
Tabela 4.2 – Especificações de projeto definidas pelo MPPT.	96
Tabela 4.3 – Especificações do transformador.	98
Tabela 4.4 – Características do transformador.	98
Tabela 4.5 – Resultados experimentais da potência extraída do gerador com MPPT 1 aplicado.	122
Tabela 4.6 – Resultados experimentais da saída do sistema com MPPT 1 aplicado.	124
Tabela 4.7 – Resultados experimentais da potência extraída do gerador com MPPT 2 aplicado.	127
Tabela 4.8 – Resultados experimentais da saída do sistema com MPPT 2 aplicado.	128

Tabela 4.9 – Resultados experimentais para o sistema com potência nominal. 130

Lista de símbolos

α	Relação entre a corrente de pico no indutor de filtro L_f e a corrente na saída do retificador passivo
α_{max}	Máxima relação entre a corrente de pico no indutor de filtro L_f e a corrente na saída do retificador passivo
λ	Razão entre a velocidade angular das pás da turbina e a velocidade do vento
ω_m	Velocidade de rotação no eixo do gerador
a	Relação de transformação do transformador do inversor Push-Pull
C_p	Coefficiente de potência (Coefficiente de Betz)
D	Razão cíclica no interruptor S1
G	Ganho estático da etapa CA-CC para um período de chaveamento de S1
I_{out}	Corrente na saída do inversor Push-Pull
I_{L_f}	Corrente no indutor de filtro L_f
$I_{L_f p}$	Corrente de pico no indutor de filtro L_f
I_{in}	Corrente na saída do retificador passivo
I_{L_f}	Corrente no capacitor de filtro C_f

I_{S1fs}	Corrente eficaz no interruptor S1 para um período de comutação
I_{S1fr}	Corrente eficaz no interruptor S1 para meio período da tensão de saída do inversor
I_{D1ms}	Corrente média no diodo D1 para um período de comutação
I_{D1es}	Corrente eficaz no diodo D1 para um período de comutação
I_{D1mr}	Corrente média no diodo D1 para meio período da tensão de saída do inversor
I_{D1er}	Corrente eficaz no diodo D1 para meio período da tensão de saída do inversor
I_{S2}	Corrente eficaz no interruptor S2
P_T	Potência da turbina
$P_{Tmáx}$	Máxima potência da turbina
P_W	Potência cinética do vento
tc	Tempo de condução do interruptor S1 durante um período de chaveamento
T	Período de chaveamento do interruptor S1
v_ω	Velocidade angular das pás da turbina
v	Velocidade do vento
V_{out}	Tensão na saída do inversor Push-Pull
V_{op}	Tensão de pico na saída do inversor Push-Pull
V_{CL}	Tensão na saída do filtro CL
V_{Cf}	Tensão nos terminais do capacitor de filtro Cf

V_{CLp}	Tensão de pico na saída do filtro CL
V_{S1}	Tensão sobre os terminais do interruptor S1
V_{S1p}	Tensão de pico sobre os terminais do interruptor S1
$\overline{V_{S1}}$	Tensão média quase instantânea sobre os terminais do interruptor S1
V_{S1med}	Tensão média sobre os terminais do interruptor S1
V_{S1mm}	Tensão média sobre os terminais do interruptor S1 para máxima potência do aerogerador

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	2
1.1.1	Energia Eólica	2
1.1.2	Mercado da Energia Eólica	4
1.2	ESTRUTURA DE UM GERADOR EÓLICO DE PEQUENO PORTE	7
1.2.1	Turbinas	8
1.2.1.1	Coefficiente de potência (C_p)	10
1.2.2	Caixa Multiplicadora	13
1.2.3	Gerador	13
1.2.3.1	Gerador de Indução	14
1.2.3.2	Gerador Síncrono	15
1.2.3.3	Gerador Síncrono a Imã Permanente	15
1.3	ARQUITETURAS DE SISTEMAS EÓLICOS DE BAIXA POTÊNCIA	15
1.3.1	Sistemas isolados	16
1.3.2	Sistemas conectados à rede elétrica	16
1.3.2.1	Retificador passivo e inversor	18
1.3.2.2	Retificador passivo, conversor CC-CC e inversor	19
1.3.2.3	Retificador Ativo Bidirecional (<i>Back-to-Back</i>)	20
1.4	RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA PO- TÊNCIA (MPPT)	21
1.5	PROPOSTA DE TRABALHO	22
1.5.1	Características do aerogerador	22
1.5.2	Estágio CA-CC	24

1.5.3	Estágio CC-CA	27
1.5.3.1	Inversor Push-Pull alimentado em corrente	27
1.5.4	Estrutura de potência proposta e objetivos do trabalho	29
2	ANÁLISE E DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO EM REGIME PERMANENTE	31
2.1	DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PUSH-PULL	31
2.2	DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR SWITCHED MODE RECTIFIER	33
2.3	ANÁLISE DO SISTEMA PROPOSTO EM REGIME PERMANENTE COM FONTE DE CORRENTE IDEAL NA ENTRADA	36
2.3.1	Ganho estático do estágio CA-CC	36
2.3.2	Característica da razão cíclica do interruptor S1 em malha aberta	38
2.3.3	Característica de tensão sobre o interruptor S1	39
2.3.4	Esforços sobre os semicondutores do conversor SMR	40
2.3.5	Esforços sobre os semicondutores do inversor Push-Pull	45
2.3.6	Transformador do inversor Push-Pull	47
2.3.7	Análise do comportamento do filtro CL	48
2.3.7.1	Ondulação da tensão nos terminais do Capacitor C_f	48
2.3.7.2	Indutor L_f	51
2.3.7.3	Frequência de corte do filtro CL	53
2.4	ANÁLISE DO SISTEMA PROPOSTO EM REGIME PERMANENTE COM GERADOR E RETIFICADOR NA ENTRADA	53
2.4.1	Gerador a Imã Permanente (modelo P718s3)	54
2.4.2	Simulações do sistema proposto em malha aberta	56

2.4.2.1	Indutância auxiliar	61
2.5	CONCLUSÃO	64
3	CONTROLE E MPPT	67
3.1	MPPT	67
3.1.1	Curvas característica da saída do retificador com gerador na entrada e tensão imposta na saída . . .	68
3.1.2	Curvas características da saída do retificador com conjunto turbina e gerador na entrada e tensão imposta na saída	70
3.1.3	Método de MPPT por tensão média constante imposta sobre o interruptor S1 (MPPT 1)	77
3.1.4	Método de MPPT por tensão média imposta sobre S1 com referência criada a partir de I_{ret} e da curva $I \times V$ (MPPT 2)	79
3.1.5	Resultados de simulação dos métodos de MPPT propostos	81
3.2	MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO	86
3.3	CONCLUSÃO	90
4	PROJETO, DIMENSIONAMENTO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
4.1	ESPECIFICAÇÕES PARA OS MÉTODOS DE MPPT	93
4.2	DIMENSIONAMENTO DE COMPONENTES	96
4.2.1	Transformador do inversor Push-Pull	96
4.2.2	Filtro CL	97
4.2.2.1	Indutância L_f	98
4.2.2.2	Capacitor C_f	99
4.2.3	Indutância auxiliar L_a	101

4.2.4	Interruptores do inversor Push-Pull	102
4.2.5	Semicondutores do conversor SMR	103
4.3	CIRCUITOS AUXILIARES IMPLEMENTADOS PARA CONTROLE E MPPT	104
4.3.1	Sensores de tensão e de corrente	104
4.3.2	Circuito de sincronismo e controle dos interruptores do inversor Push-Pull	106
4.3.3	Circuitos de referência para MPPT	107
4.3.4	Circuito do controlador PI com filtro	109
4.3.5	Circuito para implementação do modulador PWM	110
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	113
4.4.1	Resultados do sistema operando em malha aberta	116
4.4.2	Resultados do sistema operando em malha fechada com método de MPPT 1	120
4.4.3	Resultados do sistema operando em malha fechada com método de MPPT 2	125
4.4.4	Teste com potência nominal	129
4.5	CONCLUSÃO	132
	CONCLUSÃO	133
	REFERÊNCIAS	137
	APÊNDICES	141
APÊNDICE A	– PROJETO DO FILTRO PARA MEDIÇÃO DE V_{S1}	143
APÊNDICE B	– PROJETO DO FILTRO PARA MEDIÇÃO DE I_{ret}	147

APÊNDICE C	–	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONTROLADOR PI COM FILTRO	151
APÊNDICE D	–	DIAGRAMA DOS CIRCUITOS IMPLEMENTADOS	.. 153
APÊNDICE E	–	LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS 159
APÊNDICE F	–	EXEMPLO DE CALCULO DE PERDAS PARA TENSÃO MÉDIA SOBRE S1 DE 35 V E 1 KW NA SAÍDA DO RETIFICADOR 161

Introdução Geral

A crescente busca pela utilização de energias renováveis avança também um dos mais significantes campos de pesquisa na eletrônica de potência. O correto gerenciamento da energia proveniente destas fontes renováveis é de grande importância para a carga ou a rede elétrica ao qual está conectada. Atualmente, diversas fontes de energia elétrica e métodos de geração são utilizadas e estudadas, sendo que cada um deles possui diferentes características de custo, robustez, degradação ambiental, entre outras. As energias solar e dos ventos por exemplo, já são amplamente utilizadas em alguns países e possuem um nível relativamente alto de desenvolvimento das tecnologias para captação e gerenciamento das energias envolvidas.

Além das questões ambientais, a utilização de fontes de energia renováveis e diversificadas se deve ao aumento da demanda e ao aumento da confiabilidade do sistema elétrico. Segundo balanço de energia realizado em 2015 pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE) do Ministério de Minas e Energia referente a dados de 2014, o consumo de energia no Brasil referente a esse ano foi de 531,1 TWh, o que representou um aumento de 2,9% em relação ao ano anterior. Apesar de uma oferta de energia de fontes variadas, a geração hidráulica respondeu por 62,2% da oferta interna de energia elétrica.

Esta dependência nacional da geração hidráulica deixa o sistema elétrico Brasileiro suscetível à falta de chuva, o que, nestes casos, leva o país a recorrer a fontes com custo de geração de energia elétrica mais elevado, como as termelétricas. Consequentemente,

este custo é repassado aos consumidores.

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) através das normativas Nº 482/2012 e Nº 687/2015, regulamentou e reduziu as barreiras para a instalação de microgeração distribuída, até 75 kW, e minigeração distribuída, de 75 kW a 5 MW. Permitindo que um consumidor possa produzir energia para uso próprio e disponibilizar o excedente a um distribuidor local, ou até mesmo disponibilizar toda a energia produzida recebendo em troca um bônus para ser utilizado como desconto nas próximas faturas de energia.

A microgeração (painéis solares, gerador eólico, turbinas hidráulicas, etc.), apresenta-se como um dos métodos para a diversificação das fontes para oferta interna, e o aumento da confiabilidade do sistema elétrico brasileiro, ainda que algumas fontes apresentem características de intermitência. Além disso, tais fontes geradoras, nas potências citadas de micro e minigeração distribuída, estão englobadas no grupo denominado na normativa nº247/2006 da ANEEL como "fontes incentivadas". Deste modo, possuem descontos na tarifas de uso do sistema de distribuição.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1.1 Energia Eólica

A força dos ventos já vem sendo utilizado pela humanidade há muito tempo. Segundo (DUNN, 1986), foram encontrados restos de um barco a vela, datado de 4000 a.C., em túmulo sumeriano, indicando os primeiros usos deste força na navegação. Enquanto outros indícios indicam o uso da energia eólica no Japão em 2000 a.C. e na Babilônia em 1700 a.C. em cata-ventos para irrigação.

Na Europa, os moinhos de vento começaram a aparecer durante a idade média e eram usados para diversas tarefas como: bombear água, moer grãos e serrar madeira. Segundo (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002), no início estes moinhos possuíam eixo

horizontal, usualmente com quatro pás e eram construídos em postes para permitir que eles fossem orientados em direção ao vento.

Segundo (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002) os ventos continuaram sendo uma das principais fontes de energia na Europa até a revolução industrial. As estruturas dos moinhos evoluíram, com base fixa e topo giratório para que as pás ficassem sempre de frente para o vento. Sistemas de controle de potência também eram utilizados, com as pás sendo construídas com pequenas abas que abriam para permitir a passagem do vento e diminuir a potência e, conseqüentemente, a velocidade do eixo. No entanto, com o surgimento da máquina a vapor a energia eólica começou a perder espaço, pois o carvão podia ser transportado para qualquer lugar e armazenado, o que era uma grande vantagem se comparado com a intermitência dos ventos.

Os primeiros passos da geração de energia elétrica a partir da energia eólica foram dados no final do século XIX. Em 1888, um cata-vento capaz de gerar 12 kW em corrente contínua foi instalado em Cleveland nos Estados Unidos por Charles F. Brush. O cata-vento, apresentado na Figura 1.1, apesar de baseado nas configurações de um moinho, apresentava importantes inovações que eram a altura da torre de 18 m, o mecanismo de multiplicação da rotação das pás (50:1) e a tentativa de Brush de combinar as inovações tecnológicas da época com o projeto aerodinâmico e estrutural (DUTRA, 2009).

Após a invenção de Brush, a evolução das turbinas eólicas para geração de energia elétrica ocorreu lentamente até o final do século XX, quando, nas décadas 70 e 80 as pesquisas por fontes alternativas de energia foram impulsionadas pela crise do petróleo e pelo movimento contra a utilização de energia nuclear (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002).

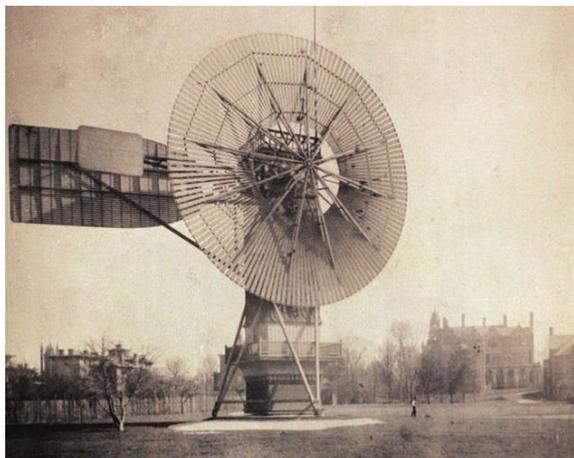


Figura 1.1 – Turbina de Charles F. Brush. Fonte: (RIGHTER, 1996).

1.1.2 Mercado da Energia Eólica

No ano de 2014 foram instalados cerca de 51 GW de potência elétrica de aerogeradores em todo mundo, um novo recorde para um único ano. Como resultado a potência total instalada em aerogeradores no final desse ano chegou próxima 370 GW (GWEC, 2015).

Na Figura 1.2 e na Figura 1.3 são apresentadas as evoluções da potência instalada anualmente e da potência acumulada para o cenário mundial respectivamente.

Na Figura 1.4 são apresentados os dez países com maior potência instalada acumulada até 2014 em aerogeradores e os dez países com maior potência instalada em aerogeradores somente no ano de 2014.

Na América Latina, o mercado dos aerogeradores triplicou de tamanho em 2014 se comparado a 2013. O Brasil liderou este crescimento com cerca de 2,5 GW de potência instalada somente em 2014, e uma potência total de aproximadamente 6 GW, deixando o

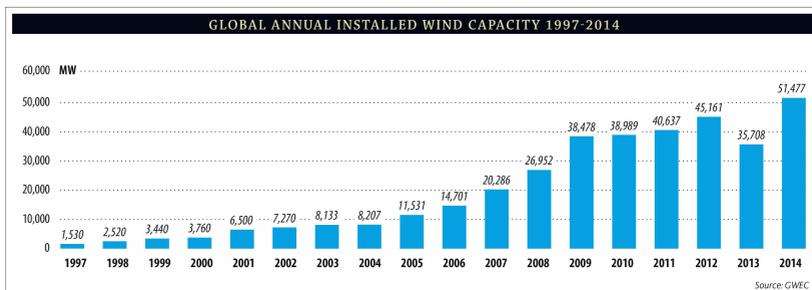


Figura 1.2 – Capacidade instalada em geradores eólicos no mundo anualmente. Fonte: (GWEC, 2015).

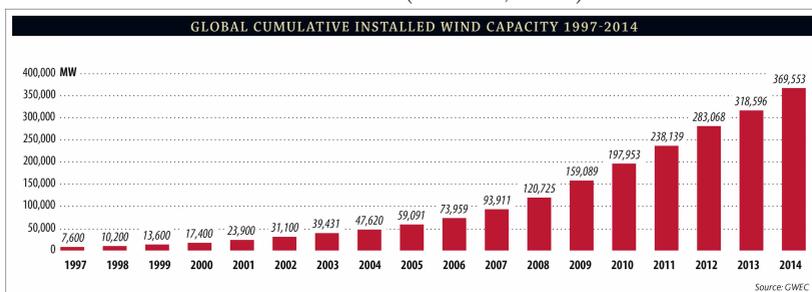


Figura 1.3 – Capacidade instalada acumulada em geradores eólicos no mundo. Fonte: (GWEC, 2015).

país entre os dez maiores produtores de energia elétrica a partir da eólica (GWEC, 2015).

Segundo (GIANNINI; DUTRA; GUEDES, 2013), o mercado de aerogeradores de grande porte já se encaminha para a consolidação no cenário nacional, enquanto os geradores eólicos de pequeno porte apresentam apenas experiências pontuais e o potencial eólico para este mercado é pouco conhecido. No relatório apresentado em (GSÄNGER; PITTELOUD, 2015), o Brasil não é citado entre os países com maior potência instalada em aerogeradores de pequeno porte, enquanto países como China e Estados Unidos já apresentam potências de 274 e 216 MW, respectivamente, em aerogeradores de pequeno porte instalados até 2013.

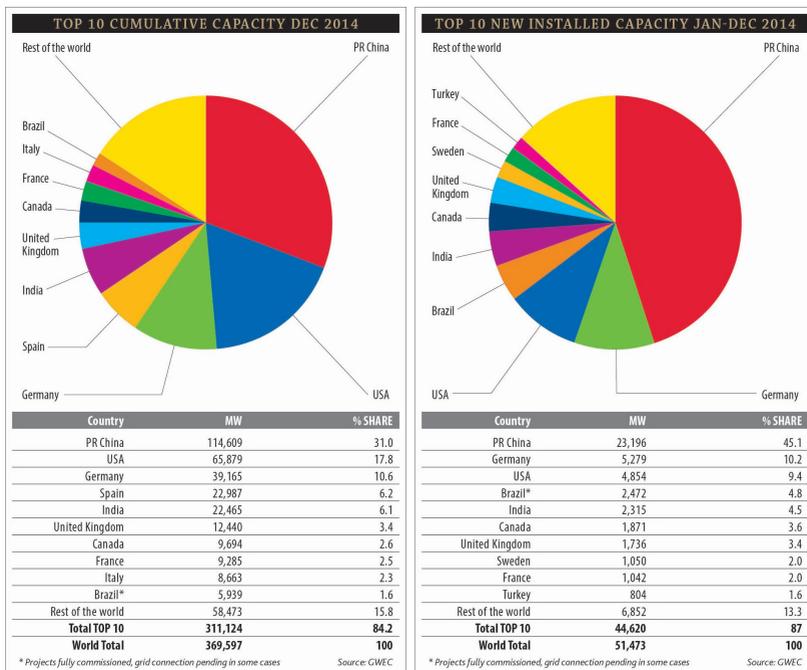


Figura 1.4 – Classificação dos dez países com maior potência instalada acumulada até 2014 em aerogeradores a esquerda e dos dez países com maior potência instalada em aerogeradores somente no ano de 2014 a direita. Fonte: (GWEC, 2015).

No cenário mundial, a capacidade instalada em aerogeradores de pequeno porte cresceu de 19 a 35% anualmente durante os anos de 2009 a 2012, e segundo (GSÄNGER; PITTELOUD, 2015) com expectativas de que a taxa crescimento se mantivesse e mesma até 2015 e com base em hipóteses conservadores uma taxa de crescimento anual de 20% até 2020. O gráfico completo apresentado em (GSÄNGER; PITTELOUD, 2015) pode ser visto na Figura 1.5.

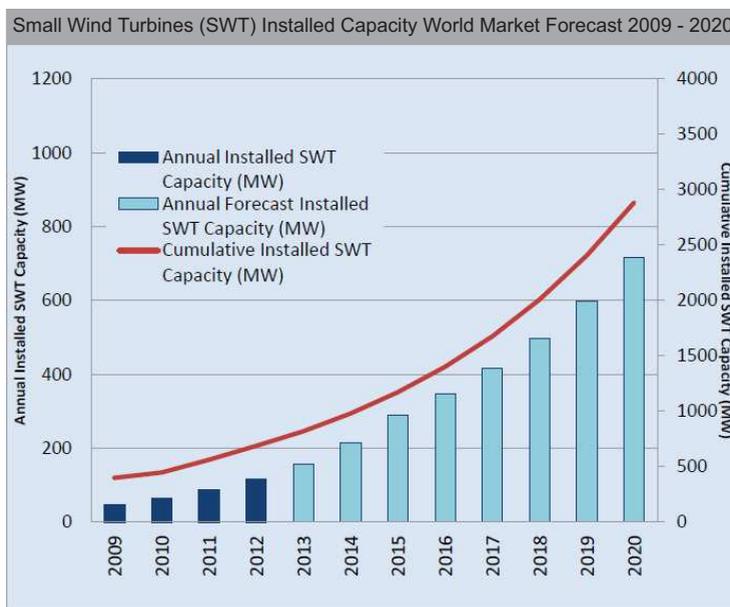


Figura 1.5 – Capacidade instalada em aerogeradores de pequeno porte no mundo. Fonte: (GSÄNGER; PITTELOUD, 2015).

1.2 ESTRUTURA DE UM GERADOR EÓLICO DE PEQUENO PORTE

A estrutura de um gerador eólico de baixa potência consiste essencialmente em uma turbina eólica, responsável por captar a energia cinética dos ventos e transformá-la em energia mecânica, e um gerador elétrico que transforma a energia mecânica da turbina, transmitida por um eixo, em energia elétrica. As formas construtivas dos aerogeradores podem ser classificadas em turbinas de eixo vertical e turbina de eixo horizontal, no entanto, os elementos básicos de um aerogerador são os mesmos como mostra a Figura 1.6.

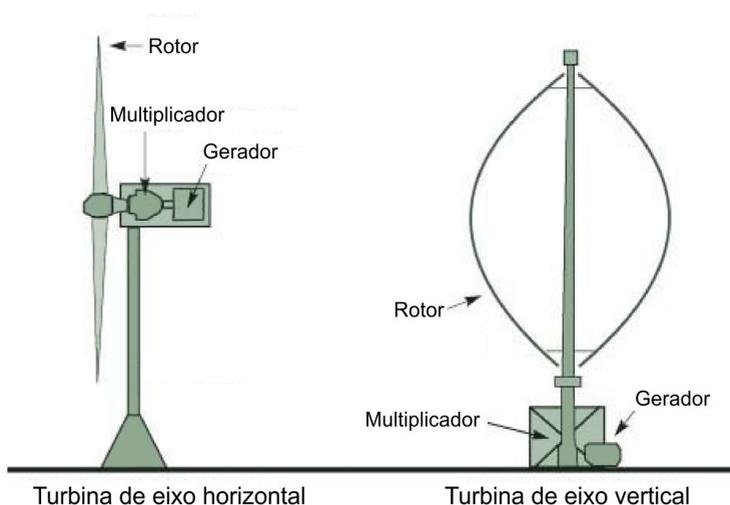


Figura 1.6 – Componentes básicos de uma turbina vertical e horizontal. Fonte: <<http://www.engarena.com>>. Acesso em: 29 abr. 2015.

1.2.1 Turbinas

Segundo (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002), as turbinas de eixo vertical apresentam menor aproveitamento da energia dos ventos. Devido ao movimento de rotação, os ângulos de atuação da força do vento sobre suas pás são constantemente modificados, o que diminui o rendimento e causa vibrações a estrutura. Contudo, estas turbinas possuem um melhor aproveitamento para ventos turbulentos e produzem pouco ruído, o que as tornam mais atraentes para áreas urbanas. Alguns modelos de turbinas de eixo vertical são apresentados na Figura 1.7.

As turbinas de eixo horizontal são as mais comuns atualmente, podendo ser construídas em modelos de uma, duas, três ou múltiplas pás. Para um melhor aproveitamento dos ventos, este tipo de turbina necessita de um mecanismo que posicione o aerogerador de modo que esteja sempre com as pás de frente para o vento. O modelo de turbina horizontal de três pás se destaca na geração eólica



Figura 1.7 – Exemplos de estruturas de turbinas de eixo vertical. Fonte: <<http://cleantechnica.com>>. Acesso em: 29 abr. 2015.

por possuir um melhor rendimento se comparado ao modelo múltiplas pás e um melhor balanceamento, durante as mudanças de vento, do que as turbinas de uma e duas pás. A Figura 1.8 apresenta os modelos de turbinas de uma, duas e três pás.



Figura 1.8 – Exemplos de estruturas de turbinas de eixo horizontal. Fonte: <http://en.wikipedia.org/wiki/Wind_turbine_design>. Acesso em: 29 abr. 2015.

Outra classificação para as turbinas de eixo horizontal é referente a orientação do rotor. Turbinas nas quais o rotor fica na posição oposta ao sentido do fluxo do vento (Figura 1.9 (a)) são denominadas *downwind*. Esta topologia apresenta melhor aproveita-

mento de ventos que além do fluxo horizontal, possuem também um fluxo vertical de baixo para cima, pois seu rotor possui uma leve inclinação que permite melhor aproveitamento da energia dos ventos com esse ângulos de ataque. Como o vento chega sem perturbações geradas pelas pás na nacele, os sensores do vento podem ser instalados no topo da mesma sem prejudicar a medição. Contudo, a torre obstrui parcialmente a passagem do vento para as pás, o que gera turbulências e ruídos.

Turbinas cuja orientação do rotor é com as pás de frente para o vento são denominadas *upwind* (Figura 1.9 (b)). Esta topologia é oposta a anterior e apresenta melhor aproveitamento de ventos com fluxo levemente vertical de cima para baixo, também por aproveitar melhor o ângulo de ataque destes ventos devido ao posicionamento das pás. Para que as pás sejam posicionadas de frente para o vento, esta topologia exige um sistema de posicionamento do rotor, sejam turbinas de baixa ou alta potência. Em turbinas de baixa potência usualmente é adicionada uma cauda a nacele para posicionamento, enquanto que para turbinas de alta potência são utilizados sistemas de posicionamento mais complexos. Nesta topologia não há turbulências no vento causadas pela torre antes que o ar atinja as pás.

1.2.1.1 Coeficiente de potência (C_p)

Uma das características mais importantes das turbinas é o coeficiente de potência (C_p), conhecido na literatura como coeficiente de Betz, e que representa a capacidade da turbina de transformar a energia cinética do vento em energia mecânica.

Quando uma massa de ar se desloca através da turbina, as características aerodinâmicas das pás transformam parte desta energia em trabalho de modo a induzir o movimento de rotação na turbina. No entanto, a massa de ar permanece com parte da energia inicial e se desloca com menor velocidade. Assim, a potência gerada pela turbina é dada pelo produto da potência fornecida pelo vento

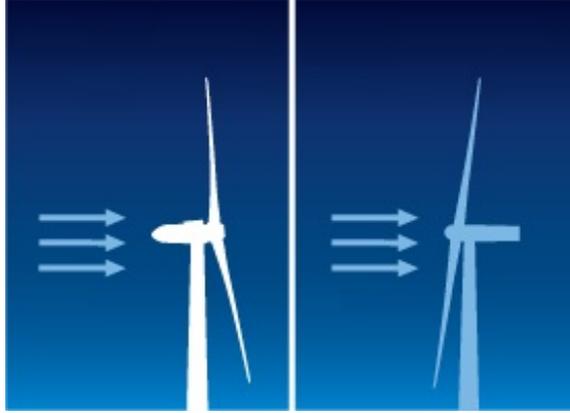


Figura 1.9 – Turbina com configuração *downwind* a esquerda e com configuração *upwind* a direita. Fonte: <<http://www.hitachi.com/products/power/wind-turbine/feature/rotor/>>. Acesso em: 4 nov. 2015.

$P(W)$ e do coeficiente C_p , conforme (1.1).

$$P_T = P_W \cdot C_p \quad (1.1)$$

A potência do vento (P_W) atuante sobre a turbina pode ser definida pela equação (1.2), e depende da densidade do ar (ρ), da velocidade do vento (v) antes de atingir a turbina, e da área coberta pelas pás da turbina (A) (TIBOLA, 2009; AUBREE; AUGER; DAI, 2012; GEVAERT et al., 2013).

$$P_W = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v^3 \quad (1.2)$$

Já o coeficiente C_p pode ser definido, conforme (1.3), em função das velocidades do vento antes e depois de atingir a turbina, v e v_o respectivamente.

$$C_p = \frac{(1 + \frac{v_o}{v}) \cdot [1 - (\frac{v_o}{v})^2]}{2} \quad (1.3)$$

Considerando a relação entre v e v_o como uma única variável em (1.3), as raízes da equação podem ser obtidas e, consequentemente, o máximo valor para o coeficiente de potência de uma turbina (C_{pmax}), sendo o valor obtido igual a 0,5926 (TIBOLA, 2009). As únicas variáveis em (1.3) são v e v_o , portanto, o valor de C_{pmax} pode ser utilizado para determinar a máxima potência que pode ser extraída de qualquer turbina a partir da Equação de Betz, apresentada em (1.4).

$$P_{Tmax} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v^3 \cdot C_{pmax} \quad (1.4)$$

Contudo, deve-se considerar que a Equação de Betz não considera fatores como as resistências aerodinâmicas das hélices, a perda de energia pelo atrito na rotação, a compressibilidade do fluido, a interferência das hélices e da torre, entre outros (TIBOLA, 2009).

Segundo (GEVAERT et al., 2013), C_p também pode ser definido em função do formato das pás e o parâmetro λ , sendo λ a razão entre a velocidade tangencial das pás pela velocidade do vento, conforme (1.5). A partir desta definição é possível extrair uma curva de C_p em função de λ que permita descobrir com qual velocidade de rotação se tem a maior eficiência da turbina para cada velocidade de vento.

$$\lambda = \frac{v_\omega}{v} \quad (1.5)$$

Um exemplo típico de curva C_p em função de λ é apresentado na Figura 1.10. Neste caso, o máximo valor de C_p é aproximadamente igual a 0,45 e ocorre para λ aproximadamente igual a 7, ou seja, a máxima potência que pode ser extraída desta turbina é igual a 45% da potência cinética do vento e para que isto ocorra a razão entre a velocidade tangencial das pás e a velocidade do vento deve ser igual a 7. A mesma curva característica é encontrada em

um gráfico que relaciona a potência mecânica com a velocidade da turbina.

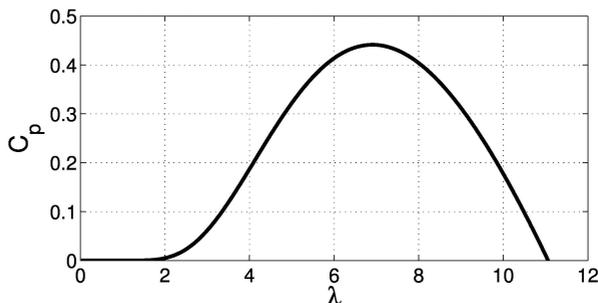


Figura 1.10 – Curva C_p característica de uma turbina eólica. Fonte: (GEVAERT et al., 2013).

1.2.2 Caixa Multiplicadora

A caixa multiplicadora é utilizada para transmitir energia mecânica no eixo do rotor para o eixo do gerador quando estes não estão diretamente conectados. A velocidade no eixo do rotor é multiplicada, quando necessário, para se adequar à rotação de trabalho do gerador. No entanto, este componente adiciona perdas mecânicas, diminui a confiabilidade e aumenta o custo do sistema. Turbinas de baixa potência, por exemplo, são mais leves e permitem entregar ao gerador velocidades de rotação mais elevadas sem a necessidade do multiplicador. Assim, a caixa multiplicadora não é utilizada em geradores eólicos de baixa potência.

1.2.3 Gerador

O gerador, conforme citado anteriormente, é responsável por transformar a energia mecânica, proveniente do rotor, em energia elétrica. Diferentes tipos de geradores podem ser utilizadas e as principais serão apresentadas a seguir.

1.2.3.1 Gerador de Indução

Máquinas de indução são as mais aplicadas na indústria, principalmente as máquinas conhecidas como gaiola de esquilo. Este nome é dado devido à forma construtiva do rotor, o qual é composto por barras condutoras curto-circuitadas nas extremidades, conforme apresentado na Figura 1.11. As principais vantagens deste tipo de máquina são a robustez e o baixo custo, por não necessitarem de anéis coletores e escovas para gerar corrente no rotor. No entanto, estas máquinas necessitam de uma fonte externa de potência reativa, portanto a conexão com a rede elétrica exige a aplicação de um conversor bidirecional em corrente.

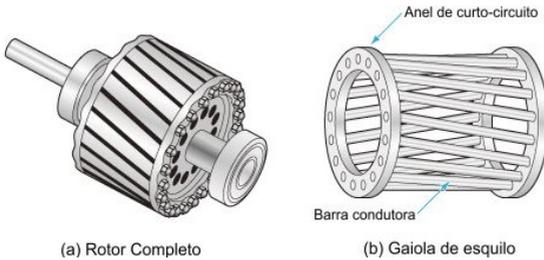


Figura 1.11 – Rotor completo de um motor do tipo gaiola de esquilo e estrutura da gaiola. Fonte: <<http://motordb.net/>>. Acesso em: 29 abr. 2015.

Outro modelo de máquinas de indução são as com rotor bobinado. Quando aplicadas como geradores conectados a rede de energia elétrica, estas máquinas permitem que o rotor e o estator sejam alimentados separadamente, sendo o estator conectado diretamente a rede elétrica e o rotor por um conversor. Esta configuração é conhecida na literatura como *Doubly-fed Induction Generator* (DFIG). Deste modo a eletrônica de potência envolvida no sistema tem seu custo e perdas reduzidas, já que esta é projetada somente para a potência que flui pelo rotor. Uma das desvantagens desta máquina é a menor robustez, se comparada a máquina do tipo gaiola de esquilo, devido à utilização de escovas e anéis coletores para excitação

do rotor.

1.2.3.2 Gerador Síncrono

Assim como as máquinas de indução com rotor bobinado, as máquinas síncronas necessitam de escovas para a excitação do rotor, contudo neste caso a corrente de excitação é contínua. Estas máquinas são amplamente utilizadas para geração de energia em grandes centrais e, também podem ser utilizadas para o controle de potência reativa em redes autônomas (MANWELL; MCGOWAN; ROGERS, 2002). Esta máquina é apropriada para parques eólicos que trabalham com velocidade fixa devido a suas características de manter uma frequência fixa na saída para uma velocidade também fixa.

1.2.3.3 Gerador Síncrono a Imã Permanente

O gerador síncrono a imã permanente vem sendo muito utilizada em geradores eólicos de até 10 kW. Segundo (BUCHERT; FUCHS, 2014) os geradores síncronos a imã permanente são mais confiáveis e possuem maior relação potência/peso se comparado com máquinas que necessitam de corrente de excitação. Isto se deve principalmente à forma construtiva desta máquina, na qual o rotor é composto por imãs, responsáveis por gerar o campo magnético, o que elimina a necessidade de uma corrente de excitação no rotor. Um exemplo de forma construtiva de um gerador síncrono a imã permanente é apresentado na Figura 1.12

1.3 TOPOLOGIAS DE SISTEMAS EÓLICOS DE BAIXA POTÊNCIA

Os sistemas de geração eólica podem ocorrer de duas maneiras, isolados ou conectados à rede elétrica. As características básicas de cada modelo serão discutidas a seguir.

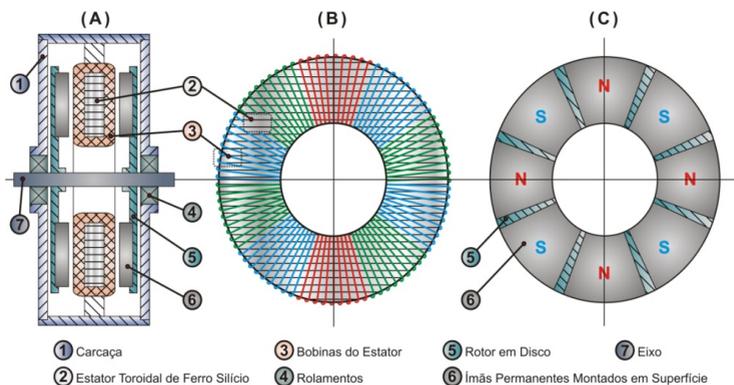


Figura 1.12 – Exemplo de forma construtiva de um gerador síncrono a ímã permanente. Fonte: (TIBOLA, 2009).

1.3.1 Sistemas isolados

O sistema isolado consiste basicamente do gerador (neste caso um gerador eólico), um regulador de carga e um sistema de armazenamento de energia, sendo este último geralmente um banco de baterias. O elemento armazenador se faz necessário para que a energia exigida pela carga seja fornecida mesmo em momentos com pouco ou nenhum vento. A intermitência dos ventos faz com que a autonomia do sistema seja dada pelo tempo que o banco de baterias sozinho é capaz de suprir a demanda da carga. A Figura 1.13 apresenta o esquema básico de um sistema isolado.

O controlador de carga, geralmente, é composto por um retificador passivo e um conversor CC-CC, sendo este responsável por controlar o fluxo de potência do aerogerador para as baterias. O estágio inversor é responsável por converter a tensão contínua das baterias em alternada para adequar-se à tensão exigida pela carga.

1.3.2 Sistemas conectados à rede elétrica

As características do circuito de conexão do sistema de geração com a rede de energia elétrica podem variar de acordo com a

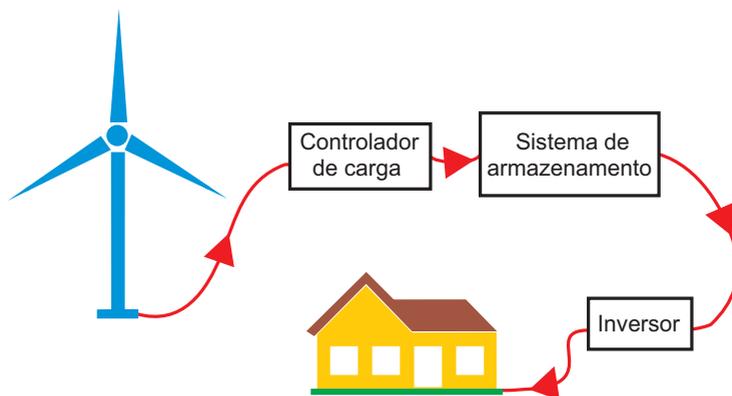


Figura 1.13 – Configuração de um sistema isolado. Fonte: <<http://www.captovento.com.br/>>. Acesso em: 29 abr. 2015.

potência do gerador e dos critérios estabelecidos pela concessionária de energia ao qual o sistema é conectado. Algumas das especificações definidas pela concessionária estão relacionadas a questões como critérios básicos de conexão, proteção, medição, qualidade de energia, entre outros.

As normas e procedimentos para a conexão de micro ou mini geradores à rede de energia da concessionária local (Celesc) podem ser encontrados em (CELESC, 2014). Para geradores com potência menor ou igual a 15 kW, como o sistema proposto neste trabalho, por exemplo, a Celesc determina que a conexão deve ser realizada na rede de baixa tensão (380/220 V ou 440/220 V), podendo ser uma conexão monofásica, bifásica ou trifásica e sem a exigência de um transformador de acoplamento. No entanto, a concessionária não se responsabiliza por danos que possam ocorrer no sistema de micro ou mini geração provenientes de defeitos, correntes de sequência negativa excessiva, surtos atmosféricos e outras perturbações provenientes da rede elétrica.

Em um sistema conectado a rede de energia elétrica, o armazenamento de energia não é necessário. Neste sistema, a energia

necessária para alimentar as cargas é fornecida pelo aerogerador, com a rede elétrica suprindo a demanda quando a energia gerada pelo aerogerador não é suficiente. Caso a demanda de energia solicitada pela carga seja menor do que a produzida pelo aerogerador, o excedente é entregue à rede. Portanto, para que esta troca de energia entre a rede, a carga e o gerador seja contabilizada, este tipo de sistema exige um medidor eletrônico bidirecional. A Figura 1.14 apresenta um exemplo de sistema conectado a rede elétrica.

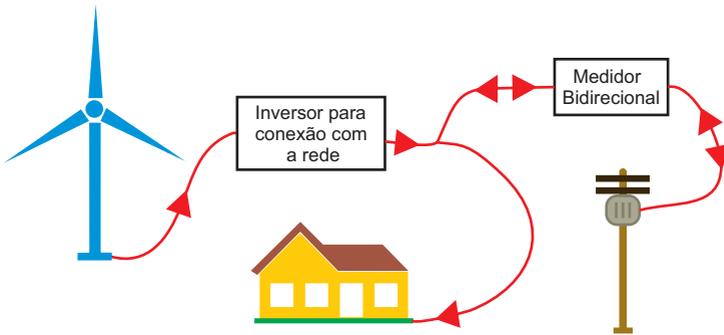


Figura 1.14 – Configuração de um sistema conectado a rede de energia elétrica. Fonte: <<http://www.captovento.com.br/>>. Acesso em: 29 abr. 2015.

Ao considerar o gerador eólico de ímãs permanentes, o qual é o foco deste trabalho, as arquiteturas, em termos de eletrônica de potência, usualmente aplicadas a estes sistemas são de três tipos:

- Retificador passivo e inversor;
- Retificador passivo, conversor CC-CC e inversor;
- Retificador Bidirecional (*Back-to-Back*).

1.3.2.1 Retificador passivo e inversor

Esta arquitetura, apresentada na Figura 1.15, é composta por um estágio retificador passivo e um inversor, sendo utilizado um

transformador na saída para adequar a tensão da rede de energia elétrica quando necessário.

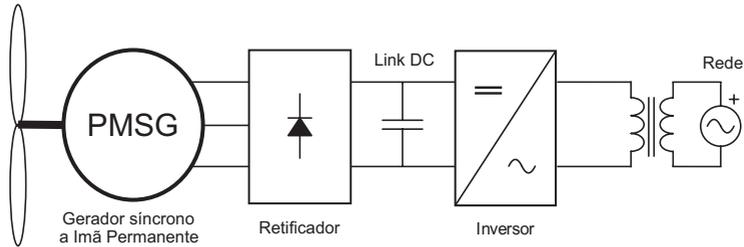


Figura 1.15 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de um retificador passivo e um inversor.

O estágio inversor controla o fluxo de potência do gerador para a rede de energia elétrica e, conseqüentemente, é responsável pela busca do ponto de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*), além de tornar a tensão retificada novamente alternada e compatível com a tensão e frequência da tensão da rede elétrica.

O uso do transformador resulta em maiores perdas, maior volume e maior custo. No entanto, a isolamento galvânica dá maior robustez à estrutura e maior segurança, por permitir trabalhar com tensões menores do que a tensão da rede. Dependendo das normas para conexão com a rede no local em que o sistema está sendo instalado, a retirada do transformador também não é permitida, entretanto, neste caso as demais arquiteturas também necessitariam do transformador.

1.3.2.2 Retificador passivo, conversor CC-CC e inversor

A segunda arquitetura, apresentada na Figura 1.16, é similar à primeira, porém com a adição de um estágio CC-CC entre o retificador e o inversor. Neste caso, o inversor é responsável por adequar a tensão na saída do estágio CC-CC à tensão da rede elétrica (sincronização e frequência), enquanto o estágio CC-CC é responsável pelo

controle de MPPT. O bloco inversor integra os elementos indutivos necessários para que a saída do sistema possua uma característica de fonte de corrente.

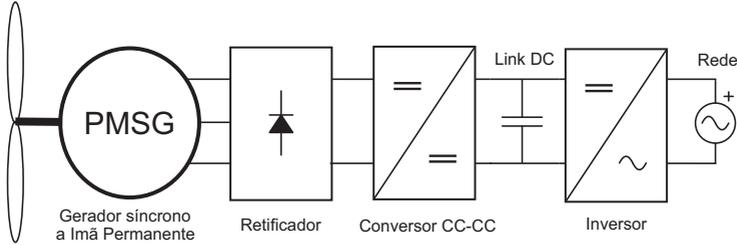


Figura 1.16 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de um retificador passivo, um conversor CC-CC e inversor.

A adição de um conversor elevador, como o conversor Boost, no estágio CC-CC possibilita o rastreamento de máxima potência para qualquer velocidade de vento sem a adição de um transformador na saída (KORTABARRIA et al., 2010).

1.3.2.3 Retificador Ativo Bidirecional (*Back-to-Back*)

A estrutura *Back-to-Back* consiste na conexão entre dois retificadores ativos bidirecionais, sendo o aerogerador conectado a entrada, um barramento CC entre os conversores e a rede de energia elétrica conectada na saída, conforme pode ser visualizado na Figura 1.17. Assim como na estrutura anterior, o bloco do conversor CA-CC conectado a rede de energia elétrica integra os elementos indutivos necessários para que a saída do sistema possua uma característica de fonte de corrente.

As distorções harmônicas na corrente de estator do gerador causadas pelo retificador são minimizadas, no entanto, o controle deste tipo de arquitetura é mais complexo e necessita de sensores adicionais (KORTABARRIA et al., 2010).

A estrutura *Back-to-Back* é adequada para aplicações que

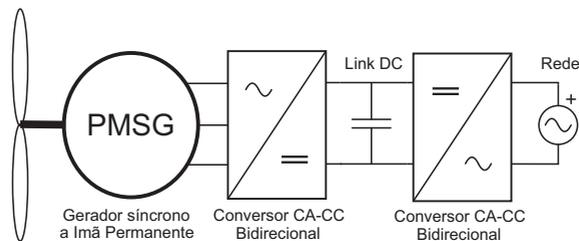


Figura 1.17 – Estrutura de potência de um sistema de geração eólica conectado a rede elétrica formada a partir de dois retificadores ativos bidirecionais.

necessitem de fluxo bidirecional de energia, como é o caso de geradores de indução e para potências mais elevadas.

1.4 RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Em um sistema de geração de energia eólica conectado à rede de energia elétrica, é de grande interesse que a máxima potência elétrica seja extraída do gerador. Para isso são empregados os métodos de MPPT (sigla do inglês para: *Maximum Power Point Tracker*). Segundo (MIRECKI; ROBOAM; RICHARDEAU, 2007), estes métodos podem ser divididos em dois grandes grupos, os que exigem conhecimento das características do aerogerador e os que não exigem.

Os métodos que exigem o conhecimento das características do aerogerador utilizam informações como a Curva C_p da turbina e a medição de uma variável, como a velocidade do vento ou de rotação da turbina. As informações são utilizadas para determinar o ponto de máxima potência numa condição, comparando os valores lidos com uma tabela ou uma curva pré estabelecida.

Os métodos que não utilizam as características do aerogerador são conhecidos na literatura como "métodos de busca por escalada" (HCS - *hill climbing searching*) e são bastante similares ao método perturba e observa utilizado em sistemas fotovoltaicos.

1.5 PROPOSTA DE TRABALHO

Nesta seção serão apresentadas as características do aerogerador utilizado neste trabalho e a definição da estrutura completa da eletrônica de potência envolvida. Conforme previamente definido, o sistema utilizado será conectado à rede de energia elétrica, ou seja, não necessita de uma banco de baterias.

Os principais aspectos observados na escolha da estrutura serão a robustez, o custo e as limitações de cada estrutura, de modo que as questões de qualidade de energia e eficiência serão avaliadas posteriormente, em conjunto com a análise da arquitetura.

Segundo (QIAO; LU, 2015) as falhas mais frequentes em geradores eólicos ocorrem nos sistemas eletrônicos, representando cerca de 25% do total. Dentre estas falhas, os componentes mais vulneráveis são os capacitores eletrolíticos e os semicondutores (SONG; WANG, 2013). Na Figura 1.18 é apresentado um gráfico com percentual de falhas por componente na eletrônica de potência. Deste modo a simplicidade do circuito será valorizada, visando reduzir o número de semicondutores de potência e capacitores eletrolíticos.

O percentual de falhas em PCBs na Figura 1.18, representa as falhas por corrosão ou rompimento de trilhas, componentes desalinhados, solda fria, entre outras.

1.5.1 Características do aerogerador

O aerogerador utilizado neste trabalho é o modelo Gerar 246 (Figura 1.19) produzido pela empresa Enersud, de eixo horizontal, 3 pás, potência nominal de 1 kW e gerador a imã permanente (modelo P718s3).

A Tabela 1.1 apresenta as características principais do aerogerador. Alguns dos dados apresentados são fornecidos pelo fabricante, enquanto outros como resistência série do gerador, indutância de linha, entre outros, foram obtidos de forma experimental e são

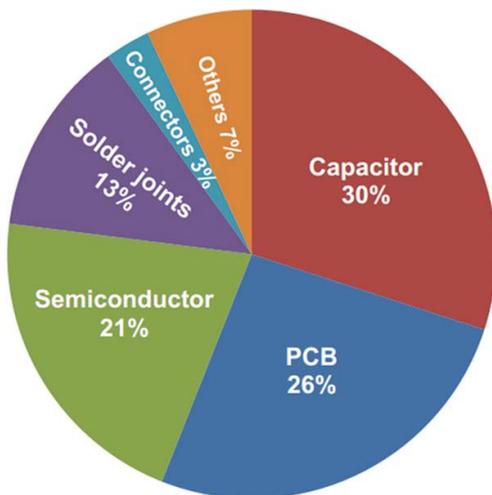


Figura 1.18 – Percentual de falhas por componentes em conversores de potência. Fonte: (QIAO; LU, 2015).



Figura 1.19 – Aerogenerador modelo Gerar 246. Fonte: (TIBOLA, 2009).

apresentados em (TIBOLA, 2009).

Tabela 1.1 – Características Turbina Eólica Gerar 246.

Parâmetros	Valor
Diâmetro da Hélice	2,46 [m]
Potência a 12m/s	1000 [W]
Rpm a 12m/s	630 [rpm]
Número de Pás	3
Torque de partida	0,3 [Nm]
Velocidade de partida	2,2 [m/s]
Tensão de Linha (700rpm)	75,2 [V_r,ms]
Frequência (700rpm)	81,66 [Hz]
Controle de Velocidade	Stall
Proteção contra altas velocidades	Active Stall (Controle de Passo)
Número de fases	3
Tensão de Saída (com baterias)	12/24/48/300 [V]
Gerador	Síncrono Imã Permanente
Número de Pólos	14
Indutância Síncrona do Gerador	3,5 [mH]
Resistência Série do Gerador	0,92 [Ω]
Material Anti Corrosão	Alumínio/ Inox/ Mat. Galvanizado

Fonte: Adaptado de (ECKSTEIN, 2014) e (TIBOLA, 2009).

1.5.2 Estágio CA-CC

Conforme explanado anteriormente, as três principais arquiteturas de conversores utilizadas na etapa CA-CC para geradores eólicos de pequeno porte são o retificador passivo, o retificador passivo agregado a um conversor CC-CC e o conversor bidirecional. Algumas estruturas são apresentadas na Figura 1.20.

O retificador passivo consiste de 6 diodos na configuração co-

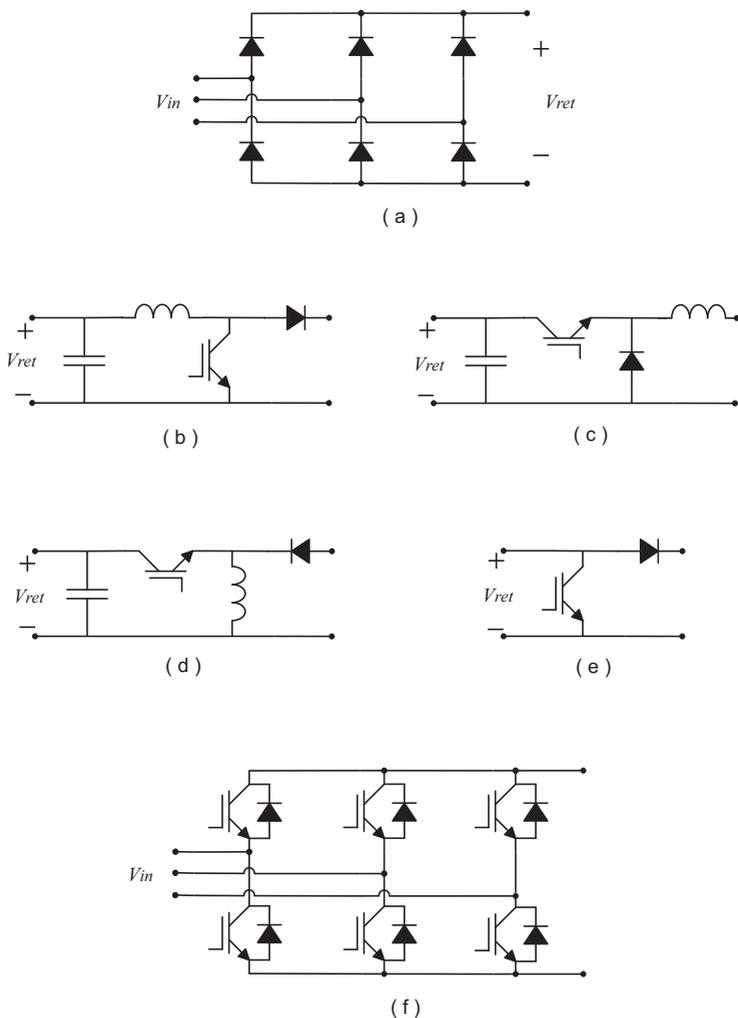


Figura 1.20 – (a) Retificador passivo (b) Estrutura Boost (c) Estrutura Buck (d) Estrutura Buck-Boost (e) Estrutura SMR (f) Estrutura Conversor CA-CC bidirecional.

nhecida como ponte de Graetz (Figura 1.20 (a)). Considerando que um diodo só começa a conduzir corrente quando está diretamente polarizado, a estrutura necessita que a força eletro motriz (FEM) do

gerador seja maior do que a tensão na saída do retificador. Como a FEM do gerador é proporcional à velocidade de rotação, e sendo a tensão na saída do retificador um valor fixo, só há fluxo de corrente do gerador para a saída do retificador após o aerogerador atingir uma velocidade mínima de rotação.

O conversor Boost (Figura 1.20 (b)) conectado na saída do retificador é uma solução para a limitação de velocidade mínima do gerador citada anteriormente. Com uma tensão imposta, por uma bateria ou por um barramento de tensão contínua, na saída do conversor Boost sua tensão de entrada pode ser controlada pela razão cíclica. Conseqüentemente, com o devido filtro capacitivo, a tensão média na saída do retificador pode ser controlada para permitir a retirada de potência do aerogerador para baixas velocidades de vento.

Os conversores Buck (Figura 1.20 (c)) e Buck-Boost (Figura 1.20 (d)) também podem ser aplicados a este estágio, conforme (ECKSTEIN, 2014) e (TAFTICHT; AGBOSSOU; CHERITI, 2006) respectivamente. No entanto, o conversor Buck não pode ter sua tensão de entrada menor do que a tensão de saída, o que mantém o problema de fluxo de corrente no retificador para baixas velocidades de vento. Enquanto o conversor Buck-Boost não apresenta este problema, mas a polaridade da tensão de saída é inversa a tensão de entrada, o que pode gerar dificuldades no circuito de comando, já que as referências não são as mesmas.

O conversor CA-CC bidirecional (Figura 1.20 (f)), proporciona uma menor distorção na corrente do gerador e permite o fluxo de corrente nos dois sentidos no estágio CA-CC, no entanto, para que isto seja possível o número de interruptores ativos é elevado, e a bidirecionalidade em corrente apresenta mais vantagens para geradores que necessitam de corrente magnetizante, o que não é o foco deste trabalho.

Outra alternativa é a topologia *Switched-Mode Rectifier* (SMR), apresentada na (Figura 1.20 (e)), que consiste na integração entre

um conversor Boost e um retificador trifásico não controlado, sendo que a indutância está alocada antes do retificador e o interruptor ativo em paralelo com a saída do retificador.

Assim como um conversor Boost convencional, a topologia SMR conecta uma fonte com características de fonte de corrente a uma carga com características de fonte de tensão, entregando a esta uma corrente controlada. A vantagem desta topologia em relação à topologia formada por um retificador passivo mais um conversor Boost é o número reduzido de componentes passivos quando a fonte apresenta uma indutância elevada na saída, como é o caso de um gerador a ímãs permanentes. Neste caso, a própria indutância da máquina é utilizada como indutância do conversor Boost. O barramento CC capacitivo na saída do retificador também é eliminado.

A Tabela 1.2 apresenta um comparativo de algumas estruturas para o estágio CA-CC. As considerações feitas a respeito das questões de custo e complexidade da estruturas se referem ao número de interruptores ativos utilizados e ao circuito de controle necessário para o funcionamento da estrutura, de modo que a comparação entre as características apresentadas é relativa somente às estruturas apresentadas na Tabela 1.2.

1.5.3 Estágio CC-CA

Para o estágio inversor foi escolhida a topologia push-pull com entrada em corrente operando na frequência da rede elétrica. Na subseção 1.5.3.1 são abordadas as características desta estrutura, os benefícios e implicações de sua escolha.

1.5.3.1 Inversor Push-Pull alimentado em corrente

Segundo (SILVA, 1998), o conversor Push-Pull alimentado em corrente foi patenteado por Clarke em 1976, com sua estrutura inicialmente proposta como um conversor CC-CC. Dentre as características positivas deste conversor estão a isolação galvânica e a possi-

Tabela 1.2 – Comparativo entre topologias para a etapa CA-CC.

Topologia CA-CC	etapa	Nº de interruptores controlados	Controle	Custo relativo
Retificador Passivo		0	-	Baixo
Retificador Passivo + Conversor Boost		1	Simples	Médio
Retificador Passivo + Conversor Buck		1	Simples	Médio
Retificador Passivo + Conversor Buck-boost		1	Simples	Médio
SMR		1	Simples	Baixo-Médio
Back-to-Back		6	Complexo	Alto

Fonte: Adaptado de (WHALEY, 2009).

bilidade de utilizar múltiplas saídas devido a presença do transformador. A estrutura básica da topologia é apresentada na Figura 1.21.

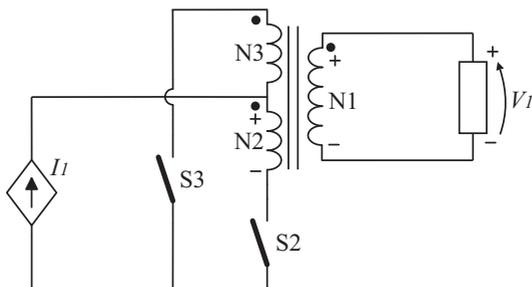


Figura 1.21 – Estrutura básica de um conversor Push-Pull alimentado em corrente.

Este conversor é usualmente recomendado para potências entre 500 W e 2000 W e baixas tensões na entrada. Para potências mais elevadas o transformador torna-se caro e aumenta o custo total do conversor. Além disso, os interruptores são submetidos ao dobro da tensão de entrada (MARTINS, 2006).

A estrutura exige alguns cuidados como a utilização de um circuito grampeador de tensão nos interruptores (S2 e S3) e/ou a sobreposição dos pulsos de comando dos mesmos. Isto porque não há caminho para a corrente da fonte entrada ou para dispersão da energia acumulada nas indutâncias intrínsecas do transformador quando S2 e S3 não estão conduzindo. Como resultado podem ser geradas sobre tensões destrutivas a estes componentes. O mesmo pode ocorrer se não houver carga ou fonte conectada ao secundário do transformador (N1).

1.5.4 Estrutura de potência proposta e objetivos do trabalho

A Figura 1.22 apresenta a estrutura do circuito de potência que será abordada neste trabalho.

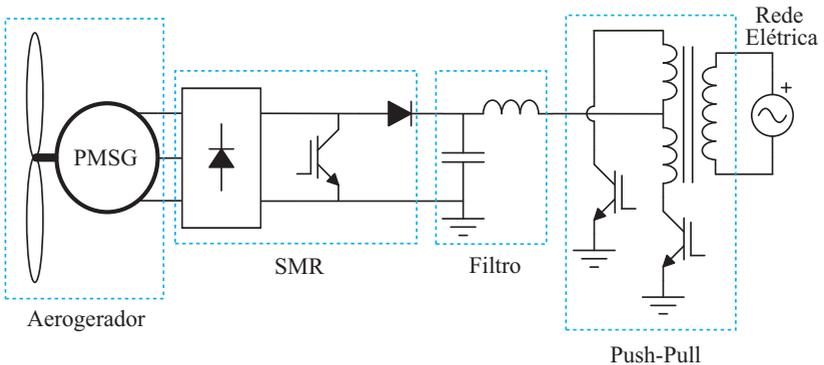


Figura 1.22 – Arquitetura do sistema proposto para este trabalho.

A arquitetura proposta integra as topologias do conversor SMR e do inversor Push-Pull. O conversor SMR é responsável por modular a corrente do gerador para que a mesma possua uma forma de onda senoidal retificada e pelo rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

Assim como em (ECKSTEIN, 2014), o inversor Push-Pull projetado neste trabalho opera em baixa frequência (60 Hz). Este inversor é responsável por transformar a corrente contínua gerada na

etapa CA-CC novamente em uma corrente alternada, porém, agora em fase com a tensão da fonte conectada na saída do sistema. O funcionamento da estrutura completa é detalhado no Capítulo 2.

Devido à alta frequência gerada pela modulação PWM no conversor SMR, utiliza-se um filtro passa baixa com o intuito de minimizar as harmônicas de alta frequência enviadas para a rede de energia elétrica. A saída do conversor SMR possui uma característica de fonte de corrente controla, ao mesmo tempo que o transformador do inversor Push-Pull, projetado para baixa frequência, possui uma indutância de dispersão considerável e que pode ser utilizada como componente do filtro. Por estas características, foi escolhida a configuração CL para filtro, que possui baixa impedância de entrada, alta impedância de saída e permite aproveitar a indutância de dispersão do transformador neste filtro.

Deste modo, o objetivo geral deste trabalho é apresentar um estudo do sistema de potência apresentado na Figura 1.22, responsável pelo processamento de energia gerada por um gerador eólico com conexão à rede elétrica, sendo os objetivos específicos do trabalho:

- A descrição das etapas de operação das topologias envolvidas e do funcionamento geral da estrutura;
- A obtenção das equações de esforços sobre os componentes da estrutura de potência;
- A análise por simulação do comportamento do conjunto gerador e retificador passivo para tensão imposta na saída do retificador;
- A análise por simulação do sistema com método de MPPT aplicado;
- A análise experimental da estrutura com gerador a imã permanente na entrada e velocidade de rotação imposta.

Análise e descrição do sistema proposto em regime permanente

Este capítulo tem como objetivo apresentar o funcionamento e a análise em regime permanente da arquitetura proposta, apresentada na Figura 1.22, com o intuito de obter o modelo em regime permanente e os esforços de tensão e corrente sobre os componentes para especificação dos mesmos.

A etapa CA-CC será responsável pelo controle de máxima potência e por definir o formato da corrente. Assim, ela deve fornecer à etapa inversora uma corrente, após devidamente filtrada, com forma de onda senoidal retificada. A etapa CC-CA será responsável pelo sincronismo com a tensão da rede elétrica e inversão da corrente, de modo que seus interruptores irão comutar na frequência da tensão rede elétrica.

As análises realizadas neste capítulo consideram os componentes ideais.

2.1 DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO INVERSOR PUSH-PULL

O inversor Push-Pull apresentada duas etapas de operação neste sistema. A primeira etapa de operação ocorre durante o semi-ciclo positivo da tensão da rede elétrica (V_{out}), e o circuito equivalente é representado na Figura 2.1. A segunda etapa de operação ocorre durante o semi-ciclo negativo de (V_{out}), e o circuito equivalente é representado na Figura 2.2. A fonte I_{Lf} representa a corrente

gerada pelo conversor SMR após passar pelo filtro CL.

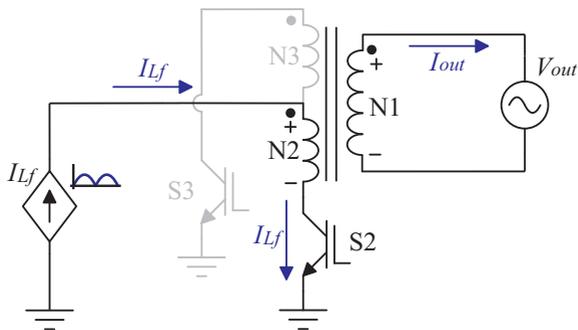


Figura 2.1 – Circuito equivalente para o semiciclo positivo da rede elétrica.

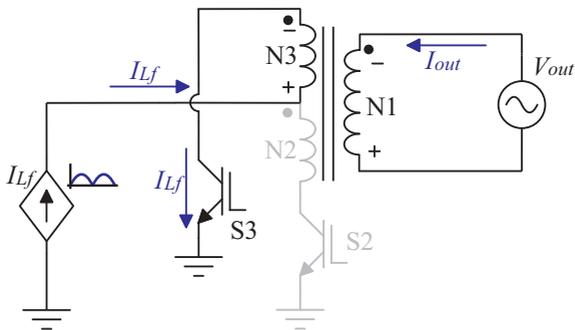


Figura 2.2 – Circuito equivalente para o semiciclo negativo da rede elétrica.

Os interruptores do conversor Push-Pull são comandados a conduzir ou interromper o fluxo de corrente somente na transição entre os semi-ciclos positivo e negativo de (V_{out}).

O enrolamento de alta tensão do transformador, conectada ao sistema elétrico, será definida como o secundário do transformador e denominado N1. Os enrolamentos primários, de baixa tensão, serão denominados N2 e N3. O ganho do transformador (a) é defi-

nido em (2.1).

$$a = \frac{N1}{N2} = \frac{N1}{N3} \quad (2.1)$$

Durante a primeira etapa de operação, o interruptor S3 permanece bloqueado e S2 conduzindo, refletindo a tensão em N1 para N2, com o ganho $1/a$. Do mesmo modo, a corrente em N2 (I_{Lf}) é refletida para N1 com ganho $N2/N1$.

Durante a segunda etapa de operação, o interruptor S2 permanece bloqueado e S3 conduzindo, refletindo V_{out} para N3, com o ganho $1/a$, enquanto a corrente em N3 (I_{Lf}) é refletida para N1, também com ganho $1/a$.

Com estes comandos, a tensão imposta na saída do filtro CL (V_{CL}) possui uma forma de onda senoidal retificada, enquanto a corrente na saída do filtro CL é invertida pelo Push-Pull e fornecida à rede elétrica (I_{out}).

As principais formas de onda juntamente com os sinais de comando de S2 e S3 são apresentados na Figura 2.3.

2.2 DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR SWITCHED MODE RECTIFIER

Conforme verificado, a tensão na saída do filtro CL é imposta pela tensão de saída e pelo inversor Push-Pull, com equação dada por (2.2). Portanto, para descrever as etapas de funcionamento do conversor SMR uma fonte de tensão com forma de onda senoidal retificada (V_{CL}) foi alocada na saída do filtro.

$$V_{CL} = \frac{V_{out}}{a} \quad (2.2)$$

O conjunto gerador eólico e retificador foi representado por uma fonte de corrente (I_{in}) devido as características de alta indutância da máquina.

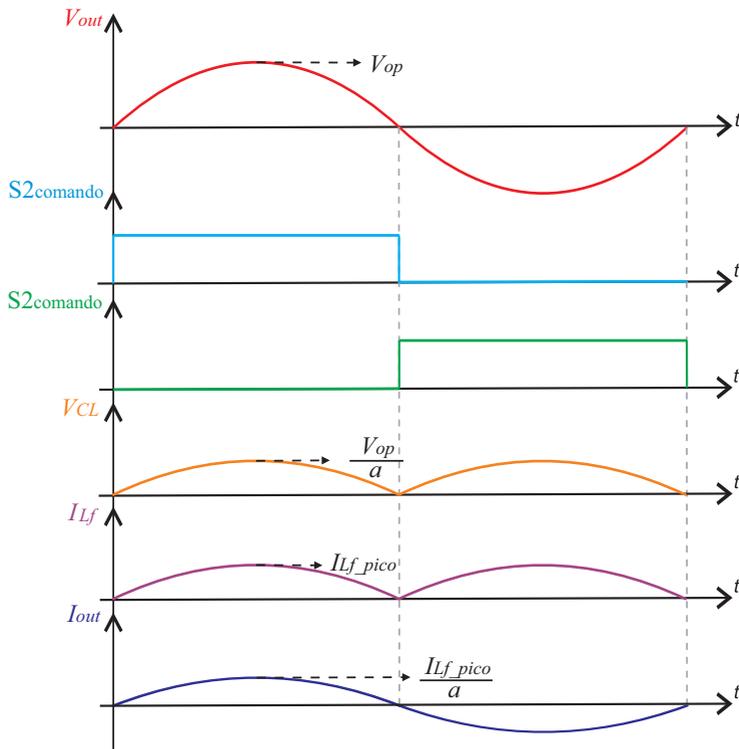


Figura 2.3 – Formas de onda da tensão na rede elétrica, comando do interruptor S2, comando do interruptor S3, tensão na saída do Filtro CL, corrente na saída do filtro CL e corrente de saída respectivamente.

O estágio SMR também apresenta duas etapas de operação, porém, ao contrário do inversor Push-Pull, que opera na frequência da tensão da rede elétrica, o conversor SMR opera com uma frequência mais elevada (50 kHz).

A Figura 2.4 mostra o circuito equivalente para a primeira etapa de operação, onde o interruptor S1 está conduzindo. A fonte de entrada (saída do retificador) é colocada em curto, sem prejudicar o circuito devido às características de fonte de corrente na entrada.

O diodo D1 encontra-se reversamente polarizado, impedindo

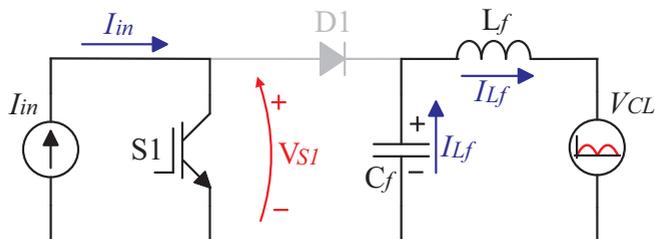


Figura 2.4 – Circuito equivalente com o interruptor S1 conduzindo

o fluxo de corrente da entrada para o filtro, enquanto o filtro é responsável por manter o fluxo de corrente na entrada do inversor Push-Pull, o que evita a descontinuidade de corrente e elimina a alta frequência.

Na segunda etapa de operação o interruptor S1 é bloqueado e o diodo D1 é diretamente polarizado. O circuito equivalente desta etapa de operação é apresentado na Figura 2.5. A corrente da entrada passa a fluir pelo diodo D1 e, posteriormente, se divide entre o capacitor C_f e o indutor L_f .

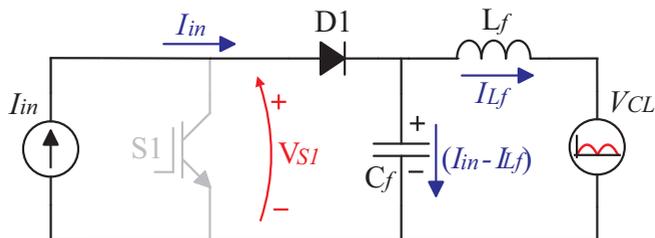


Figura 2.5 – Circuito equivalente com o interruptor S1 bloqueado

O comando adequado de S1 impõe uma corrente no diodo D1 com uma componente fundamental de formato senoidal retificado em fase com a tensão V_{out} , como é apresentado nas formas de onda da Figura 2.6. Em ambas as etapas de funcionamento do interruptor S1 há fluxo de corrente na entrada do Push-Pull e, esta corrente, é refletida para o secundário do transformador com o respectivo ganho.

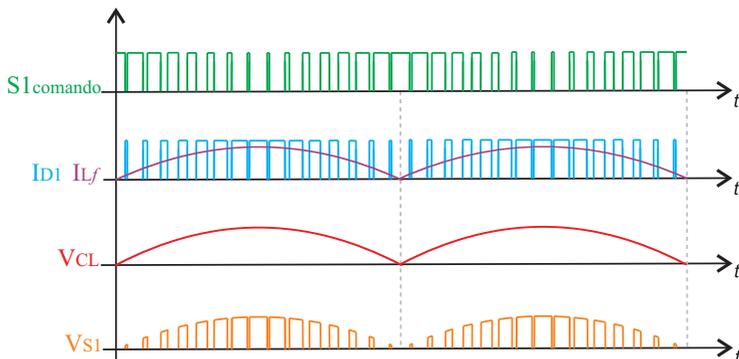


Figura 2.6 – Formas de onda do comando de S1, corrente no diodo D1, corrente no indutor de filtro, a tensão na saída do filtro e de tensão sobre os terminais do interruptor S1 respectivamente.

2.3 ANÁLISE DO SISTEMA PROPOSTO EM REGIME PERMANENTE COM FONTE DE CORRENTE IDEAL NA ENTRADA

Esta seção analisa as características do conversor em regime permanente e em malha aberta. Em alguns casos, a estrutura será analisada no período de comutação de S1, através do conceito de valor médio quase instantâneo, no qual a tensão sobre o capacitor de filtro (V_{Cf}) e a corrente no indutor de filtro (I_{Lf}) podem ser considerados constantes para um período de chaveamento. Quando necessário a análise será estendida para meio período da tensão de saída.

2.3.1 Ganho estático do estágio CA-CC

A razão cíclica foi definida conforme (2.3).

$$D = \frac{tc}{T} \quad (2.3)$$

Onde:

- t_c : Tempo que S1 permanece conduzindo durante um período de chaveamento;
- T : Período de chaveamento.

A partir do balanço de carga nos capacitores e do balanço de tensão nos indutores em regime permanente, tanto a corrente média nos capacitores quanto a tensão média quase instantânea nos indutores são nulas para um período de comutação. Analisando as etapas de operação do conversor SMR obtêm-se as formas de onda representadas na Figura 2.7.

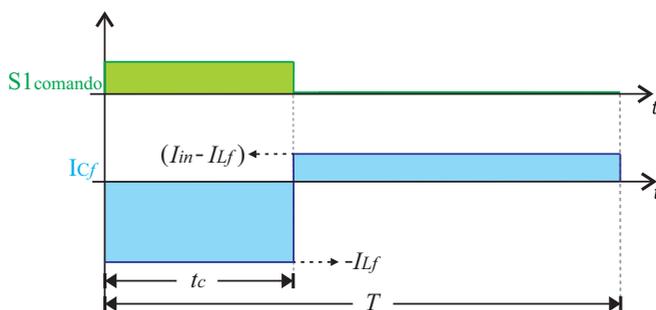


Figura 2.7 – Formas de onda do comando de S1 e de corrente no capacitor de filtro para um período de comutação de S1

O balanço de carga para o capacitor C_f é representado por (2.4).

$$(I_{in} - I_{L_f}) \cdot (1 - D) + (-I_{L_f}) \cdot D = 0 \quad (2.4)$$

Como a corrente no indutor L_f é igual à corrente de saída do conversor SMR filtrada, a partir de (2.4) obtêm-se a relação entre a corrente de entrada e a corrente de saída do conversor, representada por (2.5).

$$\frac{I_{in}}{I_{L_f}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.5)$$

O ganho estático da estrutura para valores médios quase instantâneos é definido como a razão entre a tensão no capacitor C_f e a tensão média quase instantânea sobre os terminais do interruptor S1. Ao considerar o princípio da conservação da energia e (2.5), é obtido o ganho estático da estrutura em função da razão cíclica, conforme (2.6).

$$G = \frac{V_{Cf}}{V_{S1}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.6)$$

2.3.2 Característica da razão cíclica do interruptor S1 em malha aberta

O objetivo do conversor SMR na arquitetura proposta é produzir no diodo D1 a circulação de uma corrente à qual possua um valor médio quase instantâneo com forma de onda senoidal retificada e em fase com a tensão V_{out} . Como a corrente no indutor L_f é igual a corrente média quase instantânea que circula por D1, a relação apresentada em (2.5) deve considerar uma característica senoidal para I_{Lf} , conforme (2.7).

$$\frac{I_{in}}{I_{Lfp} \cdot \text{sen}(\theta)} = \frac{1}{1-D(\theta)} \quad (2.7)$$

Onde I_{Lfp} é a corrente de pico no indutor L_f .

O ângulo θ tem uma variação de 0 a π . Portanto, para que tal igualdade seja satisfeita em malha aberta, a razão cíclica é dada por (2.8).

$$D(\theta) = 1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.8)$$

Onde α foi definido como a relação entre I_{Lfp} e I_{in} , conforme

(2.9).

$$\alpha = \frac{I_{Lfp}}{I_{in}} \quad (2.9)$$

A razão cíclica no interruptor S1 é oposta a do diodo D1, ou seja, enquanto S1 está fechado D1 está aberto, e vice-versa. Portanto, a razão cíclica do estado de condução do diodo D1 pode ser definida como $(1 - D)$. Com esta definição aplicada a (2.7), obtém-se a razão cíclica em D1 em função de θ e α expressa em (2.10).

$$1 - D(\theta) = \alpha \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.10)$$

2.3.3 Característica de tensão sobre o interruptor S1

A tensão média sobre o interruptor S1 é uma variável importante que, posteriormente, será utilizado no controle de MPPT do sistema.

Durante a primeira etapa de operação a tensão sobre o interruptor S1 é zero, enquanto na segunda etapa é imposta a tensão do capacitor C_f . Para valores médios quase instantâneos a tensão sobre o capacitor C_f é igual à tensão na saída do filtro CL (V_{CL}). Deste modo, pode-se considerar que esta mesma tensão é aplicada sobre os terminais de S1 durante a segunda etapa de funcionamento do conversor SMR.

Reescrevendo (2.6) para meio período da tensão V_{CL} e substituindo (2.8) na equação, obtém-se (2.11).

$$\frac{V_{CLp} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_{S1}(\theta)} = \frac{1}{1 - (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta))} = \frac{1}{\alpha \cdot \text{sen}(\theta)} \quad (2.11)$$

Onde V_{CLp} é a tensão de pico na saída do filtro CL.

Assim, a tensão em S1, para valores médios quase instantâneos é dada por (2.12).

$$\overline{V_{S1}(\theta)} = \alpha \cdot V_{CLp} \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (2.12)$$

Observa-se que para valores médios quase instantâneos a tensão sobre o interruptor S1 possui uma características de um seno quadrático. Os efeitos desta característica sobre a corrente de entrada serão analisados posteriormente.

A partir de (2.12), determina-se a equação para valor médio em S1 para meio período da tensão da rede de energia elétrica, apresentada em (2.13).

$$V_{S1med} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \alpha \cdot V_{CLp} \cdot \text{sen}^2(\theta) d\theta = \frac{\alpha \cdot V_{CLp}}{2} \quad (2.13)$$

Como V_{CL} pode ser definido em função de V_{out} , pode-se reescrever a equação (2.13) conforme apresentado em (2.14), onde a tensão média sobre o interruptor S1 está em função da tensão de pico na saída do sistema (V_{op}).

$$V_{S1med} = \frac{\alpha \cdot V_{op}}{2 \cdot a} \quad (2.14)$$

2.3.4 Esforços sobre os semicondutores do conversor SMR

O esforço de tensão sobre o interruptor ativo do conversor SMR (S1) é igual à tensão sobre C_f quando S1 está aberto, portanto a máxima tensão sobre S1 (V_{S1p}) é dada por (2.15).

$$V_{S1p} = V_{CLp} + \Delta V_{Cf} \quad (2.15)$$

De modo que V_{CLp} é obtido da tensão V_{out} sobre o ganho do transformador e ΔV_{Cf} pode ser determinado após do dimensiona-

mento dos componentes do filtro CL. A equação de V_{CLp} em função da tensão V_{out} é apresentada em (2.16).

$$V_{S1p} = \frac{V_{op}}{a} + \Delta V_{Cf} \quad (2.16)$$

As correntes média e eficaz no interruptor S1 para um período de comutação são dadas respectivamente por (2.17) e (2.18).

$$I_{S1ms} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} I_{in} dt = D \cdot I_{in} \quad (2.17)$$

$$I_{S1es} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} I_{in}^2 dt} = \sqrt{D \cdot I_{in}^2} \quad (2.18)$$

Como D é dado por (2.8) para meio período da tensão V_{out} , as correntes média e eficaz no interruptor S1 são dadas por (2.19) e (2.20) respectivamente.

$$I_{S1mr} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot I_{in} d\theta = \frac{I_{in} \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi} \quad (2.19)$$

$$I_{S1er} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (\sqrt{(1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)) \cdot I_{in}^2})^2 d\theta} = \sqrt{\frac{I_{in}^2 \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi}} \quad (2.20)$$

A equação (2.19) pode ser parametrizada conforme procedimentos apresentados em (2.21) e (2.22).

$$\frac{I_{S1mr}}{I_{in}} = \frac{I_{in} \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi \cdot I_{in}} \quad (2.21)$$

$$\overline{I_{S1mr}} = \frac{(\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi} \quad (2.22)$$

Do mesmo modo, a equação (2.20) pode ser parametrizada conforme procedimentos apresentados em (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26).

$$I_{S1er}^2 = \left(\sqrt{\frac{I_{in}^2 \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi}} \right)^2 \quad (2.23)$$

$$I_{S1er}^2 = \frac{I_{in}^2 \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi} \quad (2.24)$$

$$\frac{I_{S1er}^2}{I_{in}^2} = \frac{\pi - 2 \cdot \alpha}{\pi} \quad (2.25)$$

$$\sqrt{\frac{I_{S1er}^2}{I_{in}^2}} = \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot \alpha}{\pi}} \quad (2.26)$$

Como resultado se tem a variação em Pu da corrente I_{S1er} parametrizada em função de α representados por (2.27).

$$\overline{I_{S1er}} = \sqrt{\frac{\pi - 2 \cdot \alpha}{\pi}} \quad (2.27)$$

As curvas apresentadas na Figura 2.8 e na Figura 2.9 apresentam respectivamente o comportamento em Pu da corrente média e da corrente eficaz no interruptor para α variando de 0 a 1.

Observa-se pela Figura 2.8 e pela Figura 2.8 que as máximas correntes média e eficaz no o interruptor S1 ocorrem para o mínimo valor de α . Portanto, os máximos valores destas variáveis podem ser determinados a partir de (2.19) e de (2.20) com um α mínimo especificado em projeto e adquirindo o máximo valor de I_{in} na curva IxV do aerogerador.

O esforço de tensão sobre o diodo do conversor SMR (D1) é o mesmo de S1, pois quando o interruptor S1 está conduzindo e o diodo fica bloqueado e em paralelo com o capacitor C_f .

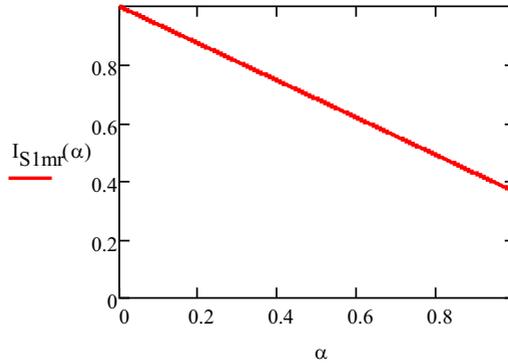


Figura 2.8 – Corrente média no interruptor S1 normalizada em função de α .

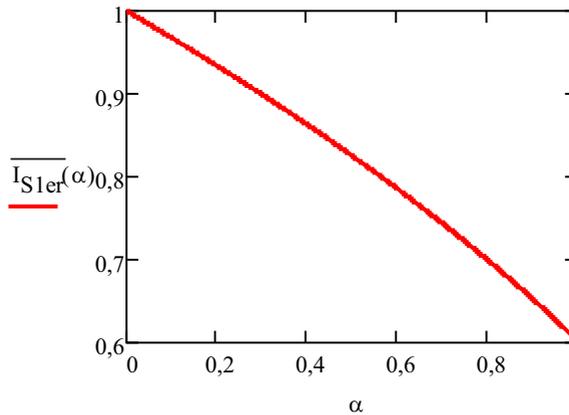


Figura 2.9 – Corrente eficaz no interruptor S1 normalizada em função de α .

Durante um período de chaveamento as correntes média e eficaz do diodo D1 são dadas por (2.28) e (2.29) respectivamente.

$$I_{D1ms} = \frac{1}{T} \cdot \int_{D \cdot T}^T I_{in} dt = I_{in} \cdot (1 - D) \quad (2.28)$$

$$I_{D1es} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{D \cdot T}^T I_{in}^2 dt} = \sqrt{I_{in}^2 \cdot (1 - D)} \quad (2.29)$$

Para meio período da tensão de saída (V_{out}) as correntes média e eficaz em D1 são dadas por (2.30) e (2.31) respectivamente.

$$I_{D1mr} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{in} \cdot (1 - (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta))) d\theta = \frac{2 \cdot I_{in} \cdot \alpha}{\pi} \quad (2.30)$$

$$I_{D1er} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi [\sqrt{I_{in}^2 \cdot (1 - (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)))}]^2 d\theta} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{in}^2 \cdot \alpha}}{\sqrt{\pi}} \quad (2.31)$$

Assim como para o interruptor S1, as equações correntes média (I_{D1mr}) e eficaz (I_{D1er}) sobre o diodo D1 podem ser parametrizadas em função de α . As equação parametrizada para I_{D1mr} é apresentada em (2.32) e sua curva representada na Figura 2.10, enquanto a equação de I_{D1er} parametrizada é apresentada em (2.33) e sua curva representada na Figura 2.11.

$$\overline{I_{D1mr}} = \frac{2 \cdot \alpha}{\pi} \quad (2.32)$$

$$\overline{I_{D1er}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha}{\pi}} \quad (2.33)$$

Observa-se pelas curvas de corrente no diodo D1 normalizadas em função de α que ao contrário da corrente no interruptor S1, a máxima corrente no diodo D1 ocorre para o maior valor de α . Por tanto, o máximo valor de α deve ser especificado em projeto e o máximo valor de I_{in} verificado na curva IxV do aerogerador.

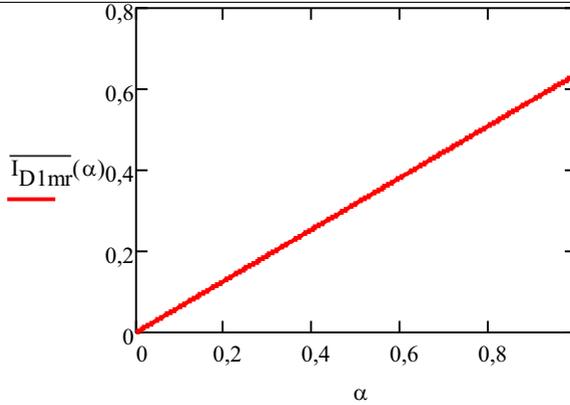


Figura 2.10 – Corrente média no diodo D1 normalizada em função de α .

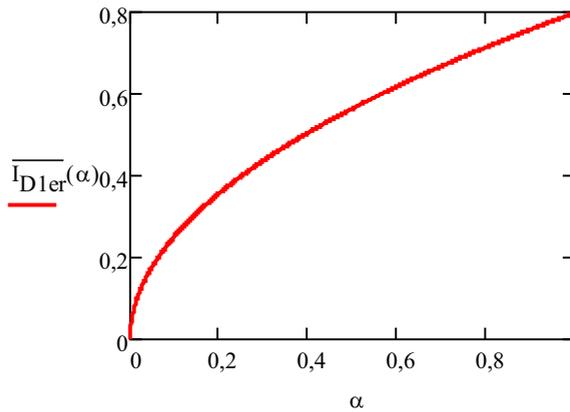


Figura 2.11 – Corrente eficaz no diodo D1 normalizada em função de α .

2.3.5 Esforços sobre os semicondutores do inversor Push-Pull

Conforme mencionado anteriormente a tensão sobre os interruptores do inversor Push-Pull (S2 e S3) é igual ao dobro da tensão na entrada do inversor, que neste caso é imposta pela tensão de saída com devido ao ganho do transformador e a ondulação de tensão do capacitor C_f . Portanto a máxima tensão sobre os interruptores S2

e S3 é dada por (2.34).

$$V_{S2p} = 2 \cdot \frac{V_{op}}{a} \quad (2.34)$$

Do mesmo modo a corrente em S2 e S3 é igual a corrente no secundário do transformador com o respectivo ganho quando estes interruptores estão conduzindo. As especificações de projeto incluem a máxima potência e a tensão na saída, portanto a máxima corrente eficaz na saída e dada por (2.35).

$$I_{out} = \frac{P_{out(máx)}}{V_{out(rms)}} \quad (2.35)$$

A corrente em S2 e S3 quando estes estão conduzindo é dada por (2.36) e igual a zero quando os mesmos estão bloqueados.

$$I_{S2} = I_{out} \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.36)$$

S2 e S3 conduzem corrente somente durante meio ciclo da tensão da rede elétrica cada, deste modo a corrente eficaz máxima em cada interruptor Push-Pull é dada por (2.37) e (2.38).

$$I_{S2e} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi [I_{out} \cdot a \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\theta)]^2 d\theta} \quad (2.37)$$

$$I_{S2e} = \frac{I_{out} \cdot a}{\sqrt{2}} \quad (2.38)$$

O valor de pico da corrente nos interruptores S2 e S3 (I_{S2p}) pode ser determinada por (2.39) devido a característica senoidal da corrente enquanto os componentes estão conduzindo.

$$I_{S2p} = I_{out} \cdot a \cdot \sqrt{2} \quad (2.39)$$

A estrutura do inversor Push-Pull faz com que seus interruptores fiquem em série com os enrolamentos secundários do transformador. O fato de o inversor Push-Pull realizar as transições de estado dos interruptores em baixa frequência e durante a passagem por zero da corrente, teoricamente se elimina as perdas por comutação. No entanto, devido a não idealidades no comando como erro de sincronismo ou tempo morto entre os comandos dos interruptores S2 e S3, podem ocorrer picos de tensão. Portanto, utilizou-se o circuito grampeador apresentado na Figura 2.12 para evitar danos a estes interruptores.

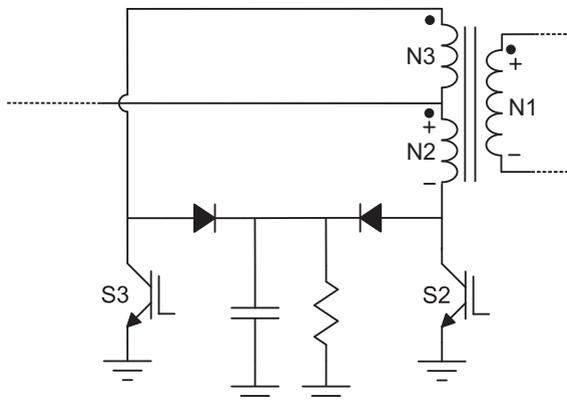


Figura 2.12 – Circuito grampeador passivo

Quando a tensão em um dos interruptores atinge um valor superior a tensão sobre os terminais do capacitor do circuito grampeador, o respectivo diodo entra em condução, impondo a tensão do capacitor sobre o interruptor e dissipando a energia excedente no resistor do circuito grampeador.

2.3.6 Transformador do inversor Push-Pull

As características que definem o dimensionamento do transformador do conversor Push-Pull são, na sua maioria, especificações de projeto definidas pela fonte na qual o sistema está conectado

e pela máxima potência que será entregue a esta fonte. A relação de transformação (a), no entanto, é um parâmetro que exige uma melhor análise para sua escolha.

Conforme apresentado em (2.14), a tensão média sobre os terminais de S1 (V_{S1med}) é dependente de a . O controle de potência extraída do aerogerador no sistema proposto é realizado a partir do controle de V_{S1med} . A relação de transformação deve ser especificada para que a máxima potência especificada possa ser extraída do aerogerador com o maior valor de α . Portanto, a partir de (2.14), pode-se determinar um valor máximo de a com (2.40).

$$a = \frac{\alpha_{max} \cdot V_{op}}{2 \cdot V_{S1mm}} \quad (2.40)$$

Onde:

- α_{max} : Máximo valor para α definido em projeto;
- V_{S1mm} : Tensão média em S1 necessária para extrair a máxima potência do aerogerador especificada em projeto.

2.3.7 Análise do comportamento do filtro CL

O filtro CL tem como objetivo atenuar as componentes de alta frequência geradas pela comutação do interruptor S1. Deste modo as grandezas a serem analisadas são a máxima ondulação em alta frequência de tensão no capacitor e de corrente no indutor, além da frequência de corte (f_c) do filtro para que não haja ressonância entre f_c e a frequência da rede elétrica ou ressonância entre f_c e a frequência de comutação do interruptor S1.

2.3.7.1 Ondulação da tensão nos terminais do Capacitor C_f

As formas de onda aproximadas de tensão e de corrente do capacitor C_f para um período de comutação de S1 são ilustradas na Figura 2.13.

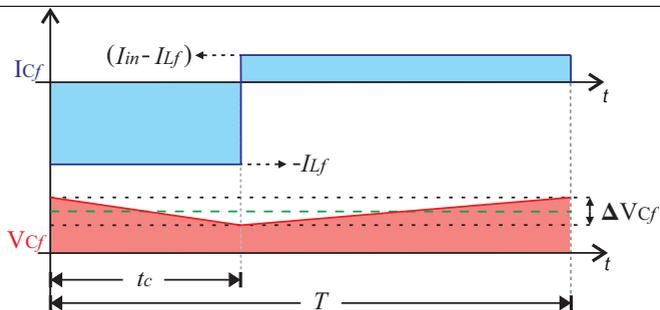


Figura 2.13 – Formas de onda de corrente e tensão em C_f aproximadas para um período de comutação de S1.

A partir de (2.5), a corrente de saída do conversor é igual ao produto da corrente de entrada por $(1 - D)$. Para a etapa de operação na qual o interruptor S1 está conduzindo, a corrente no capacitor C_f é igual em módulo a corrente sobre o indutor L_f , como definido em (2.41).

$$I_{C_f} = |I_{L_f}| = I_{in} \cdot (1 - D) = C_f \cdot \frac{\Delta V_{C_f}}{tc} \quad (2.41)$$

Como a frequência de comutação (f_s) é igual ao inverso de T , encontra-se a partir de (2.3), a equação de tc representada por (2.42).

$$tc = \frac{D}{f_s} \quad (2.42)$$

Substituindo (2.42) em (2.41) e isolando ΔV_{C_f} , obtém-se a variação de pico a pico da tensão no capacitor C_f expressa em (2.43).

$$\Delta V_{C_f} = \frac{I_{in} \cdot (1 - D) \cdot D}{C_f \cdot f_s} \quad (2.43)$$

Para determinar a variação da ondulação na tensão sobre os terminais do capacitor C_f durante um semiciclo de $V_{out,t}$, substitui-se

(2.8) em (2.43), obtendo (2.44).

$$\Delta V_{C_f}(\theta) = \frac{I_{in} \cdot (1 - (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta))) \cdot (1 - \alpha \cdot \text{sen}(\theta))}{C_f \cdot f_s} \quad (2.44)$$

Simplificando (2.44), obtém-se (2.45).

$$\Delta V_{C_f}(\theta) = \frac{I_{in} \cdot (\alpha \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)^2)}{C_f \cdot f_s} \quad (2.45)$$

Parametrizando a equação (2.45), obtém-se (2.46).

$$\overline{\Delta V_{C_f}}(\alpha, \theta) = \Delta V_{C_f}(\theta) \cdot \frac{C_f \cdot f_s}{I_{in}} = \alpha \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)^2 \quad (2.46)$$

A partir de (2.46) é possível traçar curvas para verificar a variação de $\overline{\Delta V_{C_f}}$ em função de θ para diferentes valores de α , conforme apresentado na Figura 2.14.

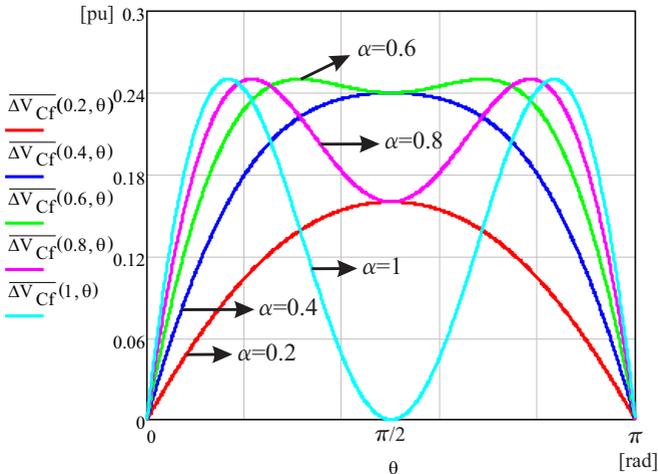


Figura 2.14 – Ondulação de tensão no capacitor de filtro em função de θ para diferentes valores de α .

Observa-se que o ponto de máxima ondulação de V_{Cf} é fixo em θ igual $\pi/2$ para valores de α menores do que 0,5 e variável para valores de α maiores do que 0,5. No entanto a máxima ondulação na tensão V_{Cf} parametrizada é de 0,25 pu e ocorre para todos os valores de α maiores que 0,5. Para valores de α menores do que 0,5 a ondulação é reduzida. Para dimensionamento dos componentes do filtro será adotado o valor de 0,25 pu para $\overline{\Delta V_{Cf}}$.

2.3.7.2 Indutor L_f

Em ambas as etapas de operação do interruptor S1, a tensão sobre o indutor L_f é dada por (2.47).

$$V_{L_f} = V_{CL} - V_{C_f} \quad (2.47)$$

Sendo a tensão $\overline{V_{C_f}}$ em regime permanente igual V_{CL} , a tensão sobre o indutor L_f é igual à componente alternada da tensão sobre o capacitor C_f , porém com sinal invertido, conforme representado na Figura 2.15 e pelas equações (2.47) e (2.48).

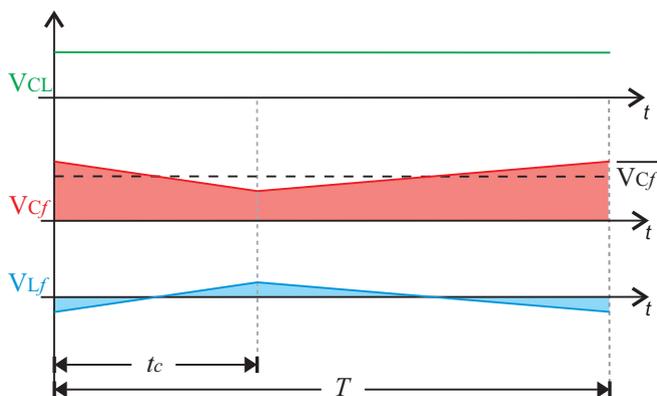


Figura 2.15 – Formas de onda de tensão na saída do filtro CL, tensão sobre o capacitor C_f e tensão sobre o indutor L_f respectivamente.

$$V_{L_f} = -V_{C_f a} \quad (2.48)$$

Onde $V_{C_f a}$ é a tensão alternada sobre o capacitor C_f .

Sendo V_{C_f} composta por um valor médio ($\overline{V_{C_f}}$) e uma componente alternada triangular ($V_{C_f a}$), ao decompor em série de Fourier e tomar-se apenas a componente fundamental, obtém-se:

$$V_{C_f a} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\Delta V_{C_f}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t) \quad (2.49)$$

A partir da tensão sobre o indutor L_f , apresentada em (2.48), e sua impedância para a frequência de comutação de S1, a corrente no indutor é dada por (2.50).

$$I_{L_f} = \frac{-V_{C_f a}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_f} \quad (2.50)$$

Substituindo (2.49) em (2.50) tem-se:

$$I_{L_f} = \frac{4 \cdot \Delta V_{C_f}}{2 \cdot \pi^3 \cdot f_s \cdot L_f} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t - \frac{\pi}{2}) \quad (2.51)$$

Portanto, com ΔV_{C_f} dado por (2.43), a amplitude pico a pico da componente alternada da corrente I_{L_f} é dada por (2.52).

$$\Delta I_{L_f}(\theta) = \frac{8 \cdot I_{in} \cdot (1 - D(\theta)) \cdot D(\theta)}{2 \cdot \pi^3 \cdot f_s^2 \cdot C_f \cdot L_f} \quad (2.52)$$

A exemplo do procedimento realizado para ondulação de tensão no capacitor C_f , a razão cíclica foi substituída em (2.52), obtendo (2.53).

$$\Delta I_{L_f}(\theta) = \frac{8 \cdot I_{in} \cdot (\alpha \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)^2)}{2 \cdot \pi^3 \cdot f_s^2 \cdot C_f \cdot L_f} \quad (2.53)$$

Parametrizando a equação (2.53), obtém-se a ondulação de corrente em L_f em função de α e θ , conforme (2.54)

$$\overline{\Delta I_{L_f}}(\alpha, \theta) = \Delta I_{L_f}(\theta) \cdot \frac{2 \cdot \pi^3 \cdot f_s^2 \cdot C_f \cdot L_f}{8 \cdot I_{in}} = \alpha \cdot \text{sen}(\theta) - \alpha \cdot \text{sen}(\theta)^2 \quad (2.54)$$

Observa-se que as equações parametrizadas de $\overline{\Delta V_{C_f}}$ e $\overline{\Delta I_{L_f}}$ são iguais, portanto o comportamento destas variáveis é o mesmo quando se trata do ponto de máxima ondulação em função do ângulo θ .

2.3.7.3 Frequência de corte do filtro CL

A frequência de corte para o filtro CL é dada por (2.55).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (2.55)$$

Esta característica deve ser analisada durante o projeto e dimensionamento dos componentes do filtro CL para que a frequência de corte f_c seja baixa o suficiente para atenuar as componentes de alta frequência produzidas pela comutação de S1. Ao mesmo tempo um valor muito baixo para f_c pode resultar em ressonâncias com a frequência da fonte de saída do inversor. Para que ambas as características sejam atendidas a frequência de corte f_c deve ser dimensionada entre uma década abaixo da frequência de comutação de S1 (f_s) e cerca de 30 vezes acima da frequência da tensão da fonte V_{out} (MARTINS, 2006).

2.4 ANÁLISE DO SISTEMA PROPOSTO EM REGIME PERMANENTE COM GERADOR E RETIFICADOR NA ENTRADA

Nesta seção são explorados os efeitos da substituição da fonte I_{in} , utilizada no Capítulo 2, pelo conjunto gerador mais retifica-

dor. Devido a complexidade para representar todos os componentes do sistema matematicamente e a limitação do tempo, optou-se por realizar tais análises por meio de simulação com o software PSIM.

Para realizar as simulações, alguns parâmetros são previamente definidos de acordo com os componentes do sistema proposto, como é o caso das características do gerador. Outros parâmetros como a razão cíclica são arbitrados. O modelo da curva C_p para a turbina do aerogerador Gerar-246 também será apresentado neste capítulo. Portanto, os resultados obtidos neste capítulo são específicos do sistema proposto neste trabalho, contudo, a metodologia de análise pode ser aplicada para qualquer sistema eólico de pequeno porte.

2.4.1 Gerador a Imã Permanente (modelo P718s3)

As principais características do aerogerador modelo Gerar 246 foram apresentadas na Tabela 1.1, sendo que parte das informações são referentes as características do gerador a imã permanente modelo P718s3 utilizado pela turbina. Para facilitar a leitura do trabalho, algumas destas informações são reapresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Características do Gerador (modelo P718s3).

Parâmetros	Valor
Tensão de Linha (V_L) (700rpm)	75,2 [V_{rms}]
Frequência (700rpm)	81,66 [Hz]
Nº de fase	3
Gerador	Síncrono Imã Permanente
Número de Pólos	14
Indutância Síncrona (L_S)	3,5 [mH]
Resistência Série (R_S)	0,92 [Ω]

Fonte: Adaptado de (ECKSTEIN, 2014) e (TIBOLA, 2009).

O circuito utilizado nas simulações para representar o gera-

dor é mostrado na Figura 2.16 e consiste em uma fonte de tensão alternada trifásica com as indutâncias síncronas e resistências dos enrolamentos em série.

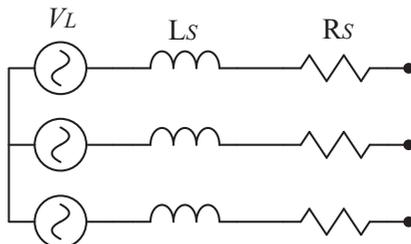


Figura 2.16 – Circuito equivalente do gerador síncrono a imã permanente.

A tensão V_L corresponde à tensão eficaz de linha produzida pelo gerador, tendo sua magnitude expressa por (2.56) e sua frequência (f_g) por (2.57).

$$V_L = K_E \cdot \omega_m \quad (2.56)$$

$$f_g = K_f \cdot \omega_m \quad (2.57)$$

Observa-se que V_L e f_g variam em função da rotação mecânica no eixo do gerador (ω_m) e das constantes K_E e K_f respectivamente. Ambas as constantes são provenientes de características da forma construtiva da máquina. No entanto, K_E e K_f podem ser obtidos a partir das equações (2.56) e (2.57) já que são conhecidos os valores de V_L e f_g para a velocidade de rotação de 700 rpm, conforme apresentado em (2.58) e (2.59).

$$K_E = \frac{V_L}{\omega_m} = \frac{75.2}{700} = 0,1074 \quad (2.58)$$

$$K_f = \frac{f_g}{\omega_m} = \frac{81.66}{700} = 0,1166 \quad (2.59)$$

Com os valores de K_E e K_f adquiridos e utilizando as equações (2.56) e (2.57) foi gerada a Tabela 2.2, a qual apresenta valores de V_L e f_g para diferentes velocidades de rotação do gerador. Os dados obtidos permitem verificar o comportamento do sistema para diferentes pontos de operação.

Tabela 2.2 – Tensão de linha e frequência para diferentes velocidades de rotação no gerador.

ω_m [rpm]	V_L [V_{rms}]	f_g [Hz]
700	75,2	81,66
600	64,44	69,96
500	53,71	58,32
400	42,97	46,66
300	32,22	34,98
200	21,48	23,32

2.4.2 Simulações do sistema proposto em malha aberta

O circuito utilizado nas simulações em malha aberta do sistema proposto é apresentado na Figura 2.17. Os componentes do sistema foram idealizados, com exceção do gerador cuja resistência dos enrolamentos foi considerada.

A Tabela 2.3 apresenta as características do circuito simulado, de modo que os valores adotados para os componentes são justificados no Capítulo 4.

Os sinais de comando dos interruptores do inversor Push-Pull estão sincronizados com a tensão de saída, conforme apresentado nas formas de onda da Figura 2.3.

O circuito representado na Figura 2.18 é responsável por gerar os pulsos de comando do interruptor S1 por meio da comparação entre um sinal modulador senoidal (V_{mod}) retificado e um sinal portador (V_{port}) com forma de onda dente de serra. O sinal de saída

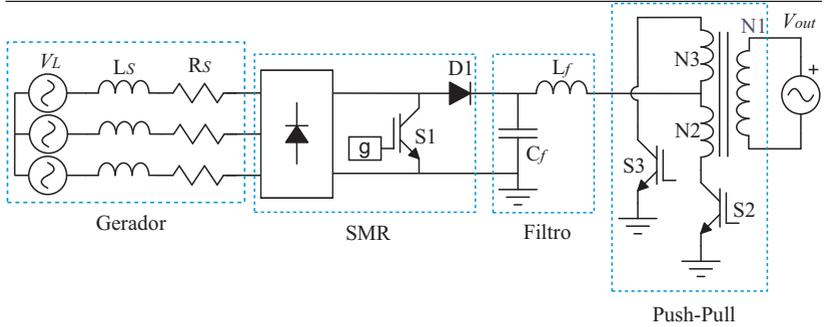


Figura 2.17 – Circuito para simulação em malha aberta da estrutura proposta.

Tabela 2.3 – Parâmetros utilizados na simulação do sistema em malha aberta.

Parâmetro	Valor adotado
ω_m	700 [rpm]
V_L	75,5 [V_{rms}]
f_g	81,66 [Hz]
L_S	3,5 [mH]
R_S	0,92 [Ω]
C_f	9 [μF]
L_f	160 [μH]
a	2
V_{out}	220 [V_{rms}]
α	0,5

do comparador é invertido por uma porta inversora para gerar o comando com as características apresentadas na Figura 2.6

Durante a análise realizada no Capítulo 2, a corrente na entrada do conversor SMR foi considerada constante e representada pela fonte I_{in} . Com o conjunto gerador e retificador no lugar desta fonte verificou-se pelos resultados de simulação apresentados na Fi-

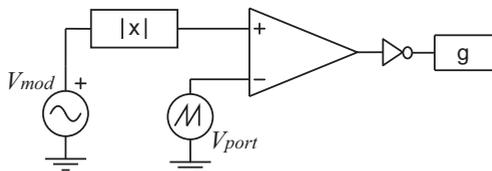


Figura 2.18 – Circuito de comando do interruptor S1 em malha aberta.

Figura 2.19, que a corrente na saída do retificador (I_{ret}) é composta por três componentes. Uma valor médio, uma componente de 120 Hz e uma ondulação com forma de onda senoidal retificada e frequência de aproximadamente 490 Hz.

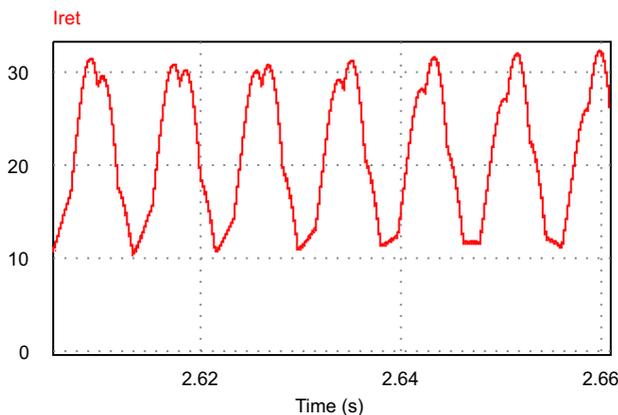


Figura 2.19 – Corrente na saída do retificador.

A componente média é proveniente de uma tensão média resultante da tensão do gerador retificada, da tensão média sobre o interruptor S1 e da resistência equivalente do circuito.

A componente de 120 Hz é gerada pela tensão média quase instantânea sobre o interruptor S1, sendo que o comportamento desta tensão foi apresentado pela equação (2.12). Os resultados de simulação na Figura 2.20 mostram a tensão sobre o interruptor S1 para valores instantâneos e para valores médios quase instantâneos.

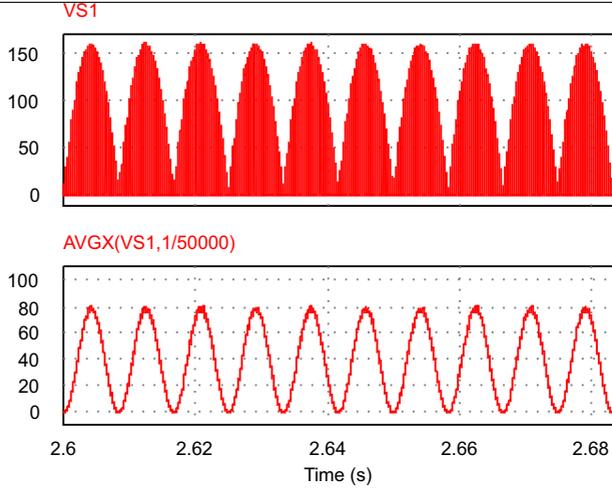


Figura 2.20 – Tensão sobre S1 e tensão sobre S1 filtrada.

A tensão média obtida por simulação para os valores de α e V_{out} especificados é coerente com o resultado, obtido a partir de (2.2) e (2.13), e apresentado em (2.60).

$$V_{S1med} = \frac{\alpha \cdot V_{out} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot a} = \frac{0.5 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot 2} = 38,89 [V] \quad (2.60)$$

A ondulação de 490 Hz é proveniente da tensão do gerador retificada. Por se tratar de um sistema trifásico com um retificador passivo (Ponte de Graetz), a ondulação da tensão na saída do retificador é de seis vezes a frequência do gerador. Para a operação com rotação de 700 rpm, a frequência do tensão na fonte V_L é de 81,66 Hz, no entanto esta frequência varia de acordo com a rotação da máquina.

A maior distorção da corrente I_{ret} é gerada pela componente de 120 Hz. Esta componente pode ser minimizada se a tensão média sobre o interruptor for reduzida, no entanto limitar o valor desta tensão também limita o controle de máxima potência do aerogerador. Além disso, quando a turbina é adicionada ao sistema existem

limitações quanto à mínima tensão média na saída do retificador como é apresentado na subseção 3.1.2.

Conforme definido na subseção 2.3.2 a equação da razão cíclica resultante no diodo D1 em malha aberta é dada por (2.10). Para uma fonte de corrente constante na entrada do conversor SMR, a razão cíclica aplicada em cada período de comutação (M), definida como a relação entre o valor da onda moduladora (V_{mod}) nesse período e o pico da portadora (V_{pp}), é igual à relação entre a corrente I_{Lf} e a corrente de entrada (I_{in}), conforme apresenta (2.61).

$$M = \frac{V_{mod}}{V_{pp}} = \frac{I_{Lf}}{I_{in}} \quad (2.61)$$

No entanto, o pico da portadora possui um valor constante enquanto a corrente na saída do retificador tem uma variação considerável conforme verificado na Figura 2.19.

Como não há controle da corrente para alterar o valor de M e, conseqüentemente, da razão cíclica, o efeito da ondulação em I_{ret} sobre as correntes no diodo D1 e na saída do filtro CL pode ser verificados na Figura 2.21.

A corrente de saída I_{out} também é afetada pela ondulação de I_{ret} conforme pode ser verificado na Figura 2.22, na qual a THD da corrente I_{out} é de aproximadamente 26,56%.

Na Figura 2.23 é apresentado um espectro harmônico das correntes I_{ret} e I_{out} . No espectro harmônico da corrente I_{ret} , é possível observar a predominância das componentes média e de 120 Hz. Enquanto o espectro harmônico da corrente I_{out} apresentada, além da componente fundamental de 60 Hz, um valor considerável para a terceira harmônica (180 Hz).

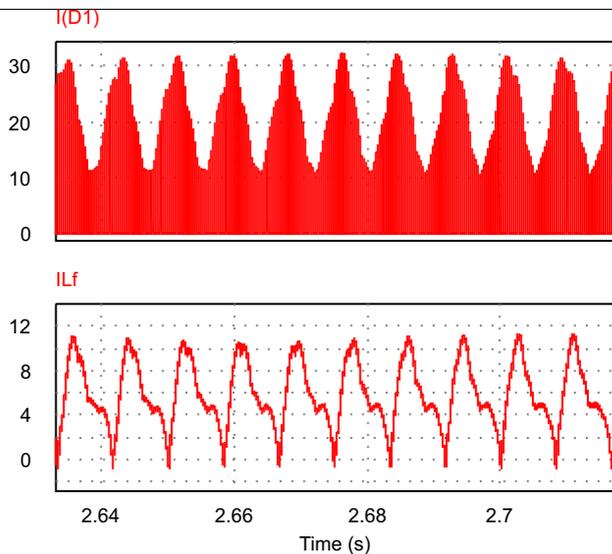


Figura 2.21 – Corrente no diodo D1 e corrente no indutor de filtro.

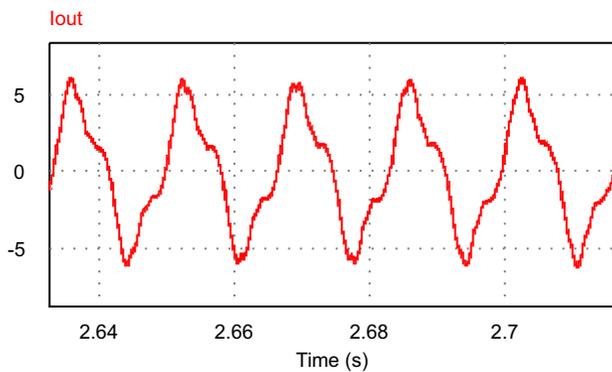


Figura 2.22 – Corrente na saída.

2.4.2.1 Indutância auxiliar

Para reduzir a ondulação da corrente I_{ret} e seu efeitos sobre as demais formas de onda sobre o circuito foi adicionada uma indutância entre o retificador e o interruptor S1 conforme apresentado na Figura 2.24.

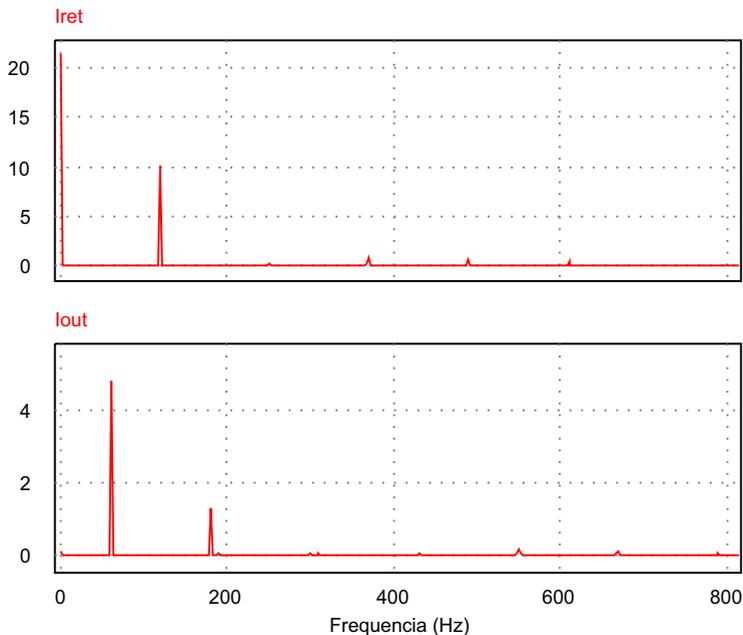


Figura 2.23 – Espectro harmônico da corrente I_{ret} e espectro harmônico de I_{out} .

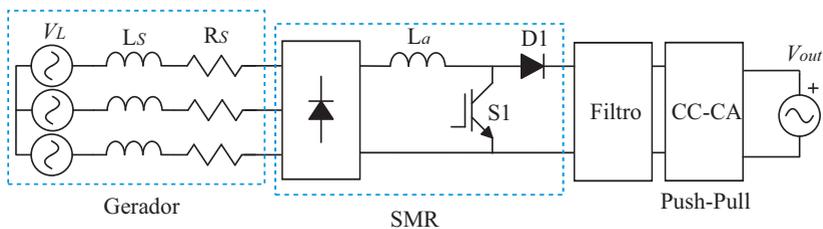


Figura 2.24 – Estrutura proposta com indutância auxiliar na saída do retificador

Alguns resultados da simulação com a indutância auxiliar são apresentados na Figura 2.25, na qual o valor da indutância utilizado nesta simulação é de 50 mH. Assim como as características apresentadas no início desta seção, a escolha do valor da indutância auxiliar será justificada no Capítulo 4.

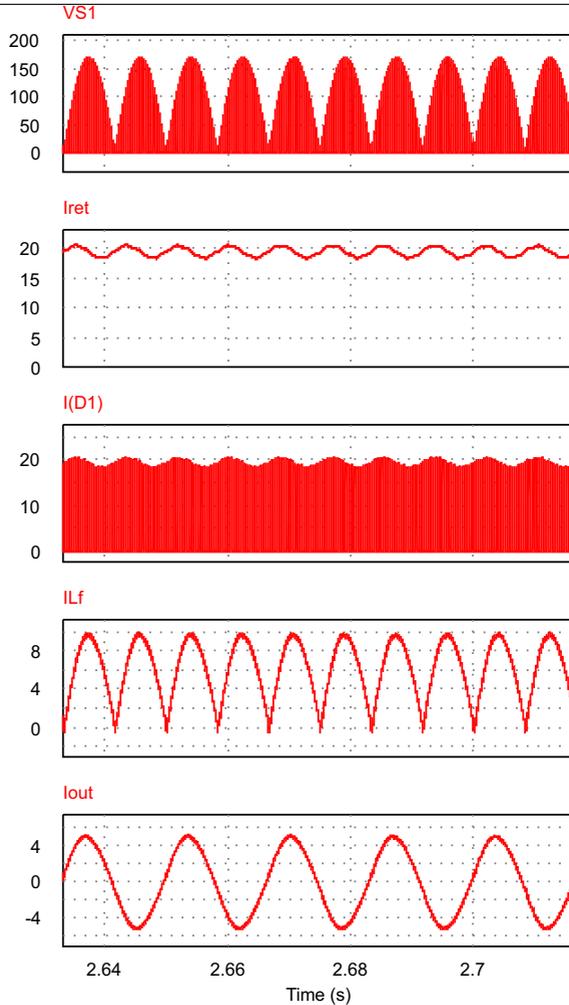


Figura 2.25 – Resultados de simulação da tensão sobre o interruptor S1, corrente na saída do retificador, corrente no diodo D1, corrente no indutor de filtro L_f e corrente na saída saída do sistema respectivamente com indutor auxiliar implementado.

As ondulações na corrente I_{ret} foram consideravelmente reduzidas, melhorando também a qualidade da corrente entregue à

rede elétrica, sendo a THD da corrente I_{out} apresentada na Figura 2.25 de aproximadamente 4,11%.

Na Figura 2.26 é apresentado um espectro harmônico das correntes I_{ret} e I_{out} .

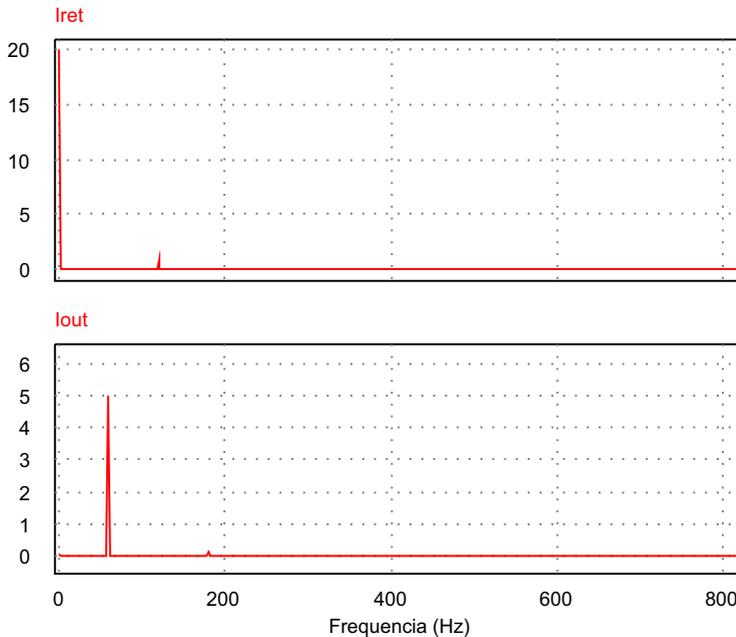


Figura 2.26 – Espectro harmônico da corrente I_{ret} e espectro harmônico de I_{out} com indutância auxiliar implementada.

Observa-se na Figura 2.26 que tanto a componente de 120 Hz na corrente I_{ret} quanto a terceira harmônica presente em I_{out} foram minimizadas com a implementação da indutância auxiliar L_a .

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de operação e realizada uma análise qualitativa dos conversores envolvidos no processamento de energia do aerogerador em regime permanente. Também foi descrito o funcionamento geral do sistema proposto e

desenvolvidas as equações necessárias para projeto e dimensionamento dos componentes. Assim, a análise do circuito de potência foi concluída.

Nas análises realizadas nos capítulos anteriores foram encontrados bons resultados com relação a qualidade da corrente na saída do inversor quando adicionada uma indutância na saída do retificador, eliminando assim o uso de um sensor de corrente e um controlador para a corrente de saída. Também se verificou que devem ser empregadas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência extraída do gerador para otimizar o sistema. Este capítulo apresenta os métodos de MPPT e de controle utilizados no protótipo.

3.1 MPPT

Neste trabalho são avaliados dois métodos de MPPT. O primeiro método impõe uma tensão constante na saída do retificador, enquanto o segundo, gera uma referência de tensão para ser imposta sobre os terminais de S1 baseado na corrente de saída do retificador e na curva IxV do aerogerador. Ambos os métodos são empregados para controle da tensão média na saída do retificador e baseados nas características do aerogerador.

Esses métodos são dependentes das características de corrente ou potência na saída do retificador para uma tensão média imposta. Portanto, inicialmente são determinadas por simulação as curvas de corrente versus tensão média e potência versus tensão média.

Os estudos realizados nesta seção são válidos para o comportamento do sistema em regime permanente.

3.1.1 Curvas característica da saída do retificador com gerador na entrada e tensão imposta na saída

O ajuste da potência extraída do aerogerador no sistema proposto será realizado através do controle da tensão na saída do reificador. Portanto o comportamento do conjunto gerador e retificador com tensão imposta sobre o interruptor S1 deve ser verificado. Inicialmente, foram realizadas simulações com o circuito apresentado na Figura 3.1.

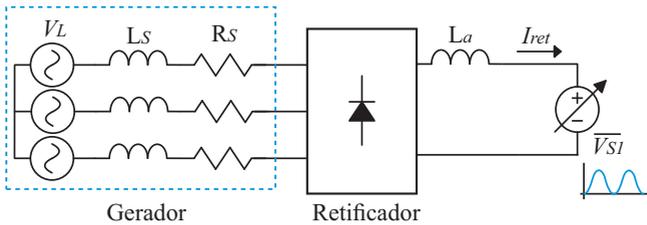


Figura 3.1 – Circuito para simulação do comportamento da corrente de saída para tensão imposta no conjunto gerador e retificador.

No lugar de S1 foi adicionada uma fonte $\overline{V_{S1}}$ com forma de onda igual a tensão sobre o interruptor S1 para valores médios quase instantâneos, conforme descrito por (2.12). A indutância auxiliar L_a de 50 mH também foi considerada na simulação.

O circuito foi simulado para velocidades de rotação no gerador de 200, 300, 400, 500, 600 e 700 rpm, com a tensão média da fonte $\overline{V_{S1}}$ variando de 0 a 110 V para cada velocidade de vento, enquanto a corrente na saída do retificador (I_{ret}) e a tensão média em $\overline{V_{S1}}$ eram monitoradas.

A velocidade de rotação mecânica do gerador (ω_m) foi ajustada seguindo os parâmetros apresentados na Tabela 2.2, e os valores

de indutância síncrona e resistência série do gerador conforme Tabela 2.1.

A partir dos dados obtidos por simulação foram geradas as curvas de corrente versus tensão (Figura 3.2) e potência versus tensão (Figura 3.3) na saída do retificador.

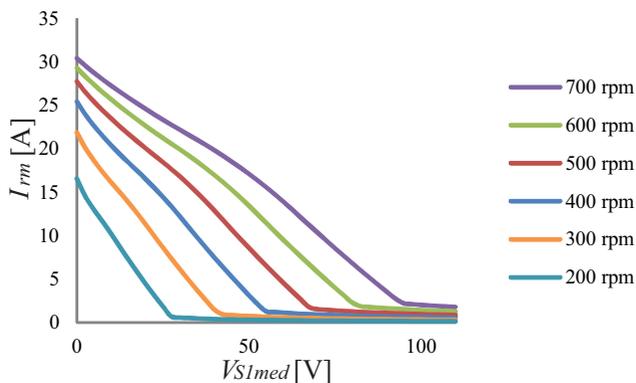


Figura 3.2 – Curva de corrente versus tensão na saída do conjunto gerador e retificador.

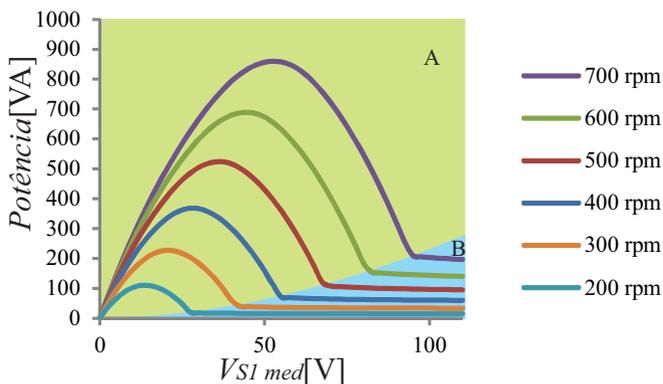


Figura 3.3 – Curva de potência versus tensão na saída do conjunto gerador e retificador para tensão imposta na saída.

Observa-se que para valores elevados de V_{S1med} as curvas $I \times V$ e $P \times V$ mudam de comportamento (regiões "A" e "B"). Isto

ocorre devido à elevada ondulação da tensão sobre o interruptor S1 para valores médios quase instantâneos. Mesmo que a tensão média sobre S1 seja elevada, a tensão média quase instantânea atinge valores muito baixos. A transição entre da região "A" para a região "B" ocorre quando a corrente média na saída do retificador (I_{rm}) passa a ser descontínua. Portanto, essa região de trabalho será evitada através do controle de MPPT ou das especificações de projeto.

3.1.2 Curvas características da saída do retificador com conjunto turbina e gerador na entrada e tensão imposta na saída

As simulações apresentadas até o momento desconsideram o comportamento da turbina. Esta seção visa verificar o comportamento do sistema com relação ao controle da potência que está sendo extraída do aerogerador quando a turbina é adicionada. Inicialmente são apresentados os circuitos, também utilizados por (TIBOLA, 2009), que representam o modelo do aerogerador Gerar-246 no *software* PSIM.

A curva C_p de uma turbina eólica pode ser descrita por (3.1) e (3.2). Os coeficientes das equações são obtidos de forma empírica para cada tipo de turbina. Para uma turbina de eixo horizontal com três hélices e ângulo de passo (β) fixo, os coeficientes de (3.1) são dados pela Tabela 3.1 (HEIR, 1998).

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1(C_2\lambda_1 - C_3\beta - C_4\beta^x - C_5)e^{-C_6\lambda_1} \quad (3.1)$$

$$\lambda_1 = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \right) \quad (3.2)$$

A implementação da equação (3.1) no simulador é realizada pelo circuito da Figura 3.4, tendo λ como entrada e o coeficiente de potência como saída.

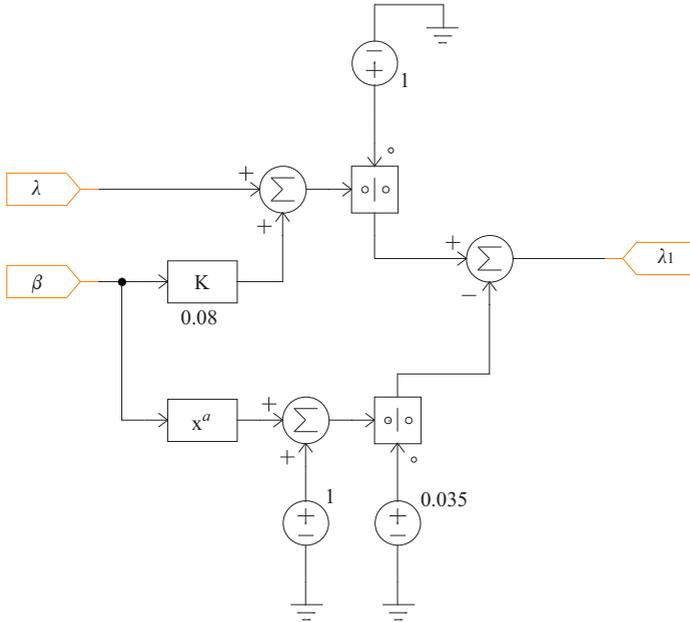


Figura 3.5 – Circuito para a equação do coeficiente λ_1 .

onde r corresponde ao comprimento das pás da turbina.

$$A = \pi \cdot r^2 \quad (3.4)$$

As equações (3.3) e (3.4) foram representadas através do circuito da Figura 3.6, onde o bloco C_p corresponde ao circuito apresentado na Figura 3.4.

O modelo do gerador a imã permanente utilizado é apresentado na Figura 3.7 e disponibilizado na biblioteca do software PSIM.

Para que o modelo do gerador fornecido pelo simulador funcione, é necessário aplicar um sinal na entrada (eixo) correspondente ao torque gerado pela turbina. Uma realimentação da velocidade angular (ω_m) dividindo a potência da turbina obtida pela equação (3.3), gera o sinal de torque (T_T) correspondente. Deste modo tem-se um

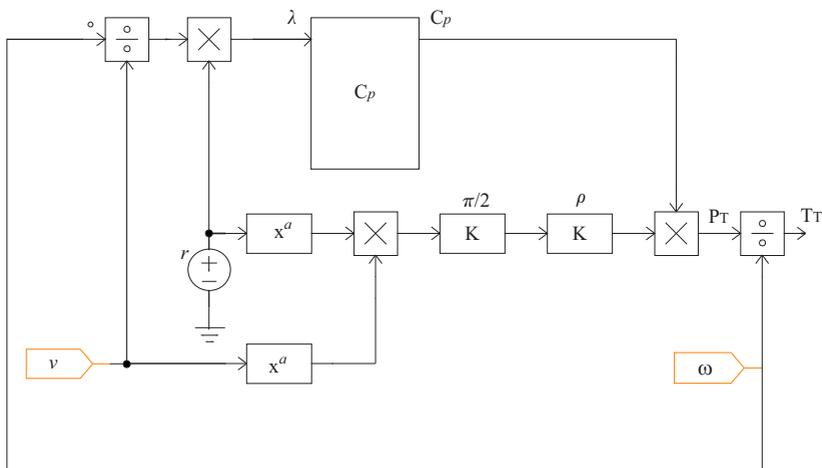


Figura 3.6 – Circuito para a equação do torque gerado pela turbina em função da velocidade do vento.

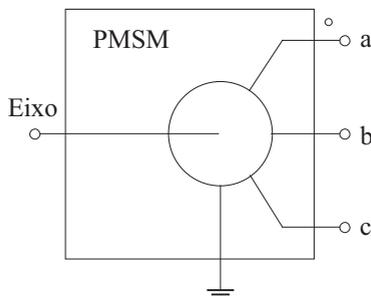


Figura 3.7 – Bloco de uma máquina síncrona a ímã permanente no software PSIM.

sistema equivalente para o acoplamento entre a turbina e o gerador representado pela Figura 3.8.

O modelo apresentado na Figura 3.8 é análogo ao circuito da Figura 3.9 e suas equações são apresentadas em (3.5) e (3.6) respectivamente.

$$(T_T - T_g) = (J_T - J_g) \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.5)$$

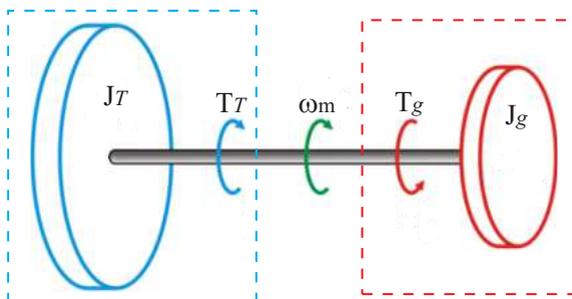


Figura 3.8 – Representação do acoplamento mecânica entre a turbina e o gerador. Fonte: (TIBOLA, 2009)

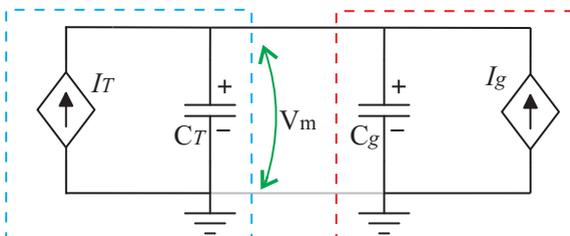


Figura 3.9 – Circuito elétrico análogo ao acoplamento mecânico entre a turbina e o gerador.

$$(I_T - I_g) = (C_T - C_g) \frac{dV_m}{dt} \quad (3.6)$$

O circuito interno do modelo do gerador já possui as características do bloco destacado em vermelho na Figura 3.9. Para realizar a conexão entre os modelos o circuito da Figura 3.10 foi adicionado como interface entre o modelo da turbina (Figura 3.6) e o modelo do gerador (Figura 3.7).

O resistor unitário na entrada do circuito transforma o sinal de tensão, que representa o torque mecânico da turbina, em um sinal de corrente com a mesma amplitude para controle da fonte I_T . O bloco "E/M" consiste em uma interface eletromecânica exigida pelo simulador e não interfere no funcionamento do circuito. O capacitor C_T representa o momento de inércia da turbina e seu valor foi arbi-

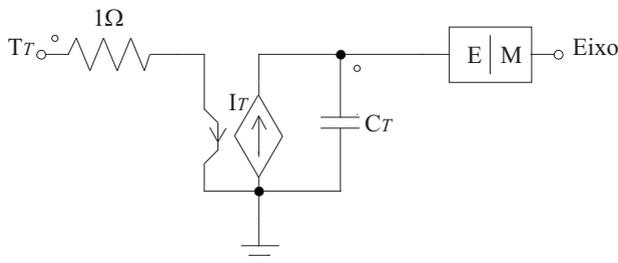


Figura 3.10 – Circuito elétrico utilizado para acoplamento entre a turbina e o gerador no software PSIM.

trado, utilizando como base os valores apresentados por (TIBOLA, 2009). Os momentos de inércia da turbina e do gerador não são discutidos neste trabalho, visto que as análises realizadas são voltadas para o comportamento do sistema em regime permanente.

Com o modelo do conjunto turbina e gerador obtido, o circuito apresentado na Figura 3.11 foi simulado.

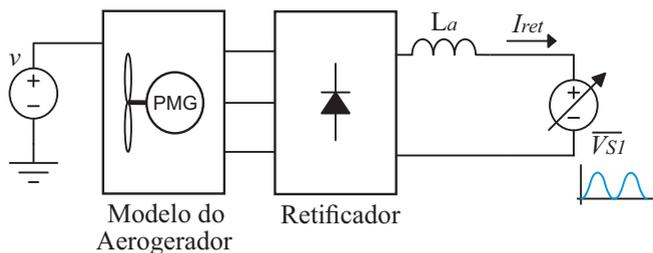


Figura 3.11 – Circuito para simulação do comportamento da corrente de saída para tensão imposta no conjunto turbina, gerador e retificador.

O circuito foi simulado para velocidades de vento (v) de 5 a 12 m/s com a tensão média em ($\overline{V_{S1}}$) variando de 0 a 250 V para cada velocidade de vento, enquanto a corrente média na saída do retificador (I_{rm}) e V_{S1med} foram monitoradas. A partir dos dados obtidos foram geradas as curvas de tensão versus corrente (Figura 3.12) e potência versus tensão (Figura 3.13) na saída do retificador.

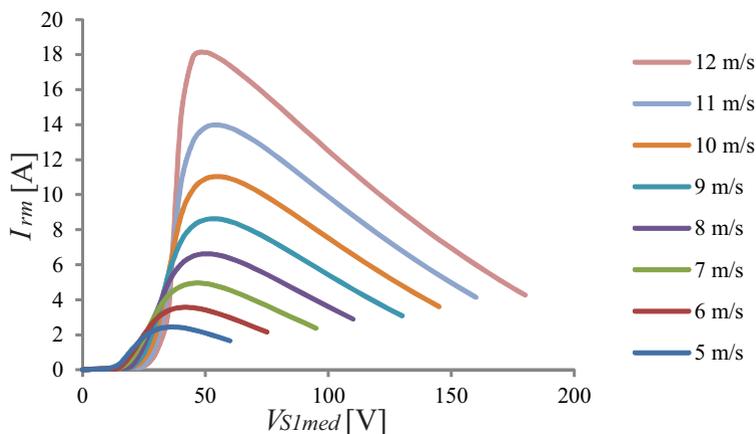


Figura 3.12 – Curva de corrente versus tensão na saída do retificador para o conjunto turbina e gerador na entrada.

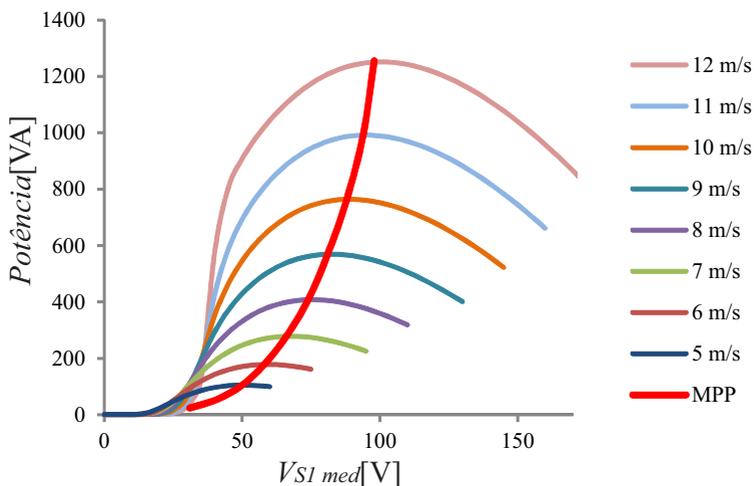


Figura 3.13 – Curva de potência versus tensão na saída do retificador para o conjunto turbina e gerador na entrada.

Observa-se que, devido às características da curva C_p da turbina, o aerogerador não entrega potência na saída para baixas tensões de V_{S1med} . Conforme mencionado anteriormente, o controle

de potência deve evitar trabalhar nesta região, assim como, na região em que V_{S1med} é muito elevado.

A curva destacada em vermelho na Figura 3.13 representa os pontos de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*) elétrica que podem ser extraídos da aerogerador com retificador para cada velocidade de vento sobre a turbina.

3.1.3 Método de MPPT por tensão média constante imposta sobre o interruptor S1 (MPPT 1)

O método de controle de potência extraída do gerador por tensão fixa, apresentado em (ECKSTEIN, 2014), baseia-se na curva P_xV do aerogerador. Este método de MPPT foi escolhido por não utilizar sensores para monitorar variáveis mecânicas do sistema como velocidade do vento ou de rotação da máquina, os quais em geral possuem um custo mais elevado. Um sensor de tensão sobre o interruptor S1 é utilizado para garantir que a variável que está sendo controlada (V_{S1med}) siga a referência, contudo a estrutura completa proposta aplica outro sensor na tensão de saída (V_{out}) para gerar a referência de corrente e o sincronismo do comando dos interruptores.

Como é possível visualizar na Figura 3.14, existe uma faixa de operação cuja tensão na saída do retificador faz com que a potência elétrica extraída do aerogerador esteja sempre próxima a máxima potência para a maioria das velocidades de vento.

Ainda que potência extraída do aerogerador não esteja otimizada para todos as velocidades de vento, o controle de MPPT por tensão constante é uma alternativa simples por reduzir o número de sensores necessários. Para localidades em que a velocidade do vento sofre pouca variação, este método torna-se ainda mais atrativo.

A Figura 3.15 apresenta o diagrama de blocos deste método de MPPT.

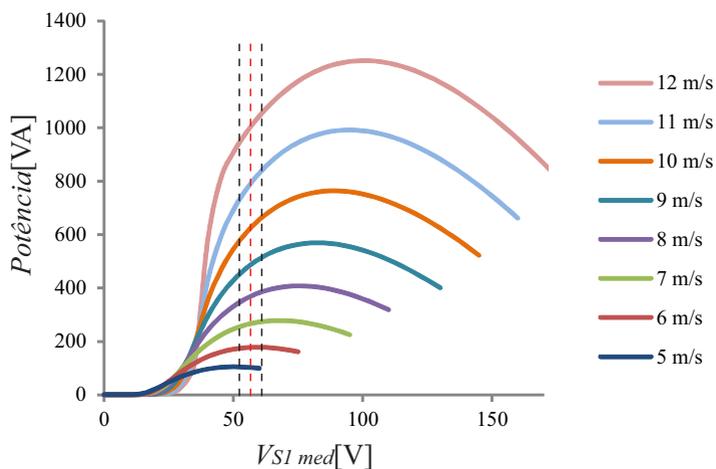


Figura 3.14 – Curvas PxV com reta de controle de potência por tensão fixa.

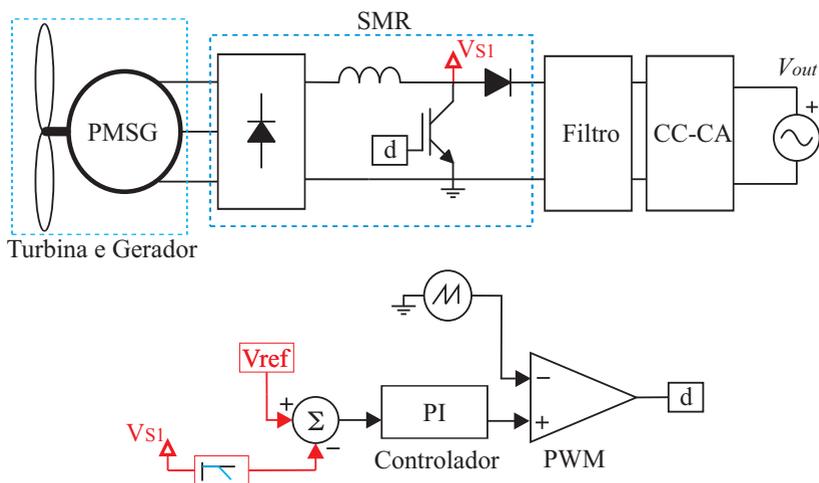


Figura 3.15 – Diagrama de controle de MPPT com referência de tensão constante.

3.1.4 Método de MPPT por tensão média imposta sobre S1 com referência criada a partir de I_{ret} e da curva $I \times V$ (MPPT 2)

Este método de MPPT foi analisado pois o mesmo permite reduzir a ondulação da corrente na saída do retificador quando o gerador está operando em baixas velocidades de rotação. Assim como no método de MPPT 1, não são utilizados sensores para monitorar variáveis mecânicas do sistema. Além do sensor de tensão utilizado para garantir que a variável que está sendo controlada (V_{S1med}) siga a referência, é utilizado um sensor de corrente responsável para monitorar a corrente I_{rm} .

A curva de MPP apresentada na Figura 3.13 pode ser refletida para a Figura 3.12, obtendo assim uma curva que apresenta as correntes versus a respectiva tensão média imposta na saída do retificador quando a máxima potência é extraída do aerogerador, conforme apresenta a Figura 3.16.

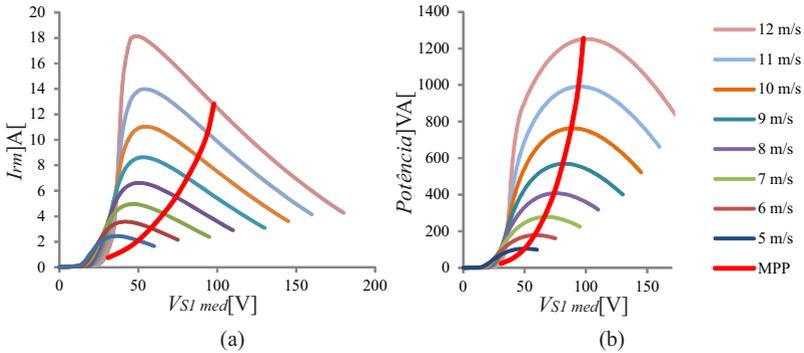


Figura 3.16 – (a) Curvas $V \times I$ e (b) Curvas $P \times V$ com curva dos pontos de máxima potência.

Esta proposta de controle de potência utiliza a característica apresentada na Figura 3.16(b) porém, com uma reta definindo os pontos de potência que o sistema irá trabalhar para cada velocidade de vento, conforme apresenta a Figura 3.17(a). A corrente de saída do retificador é monitorada e, a partir da equação da reta de MPP

representada na Figura 3.17(a), é determinada uma referência de tensão média para a saída do retificador.

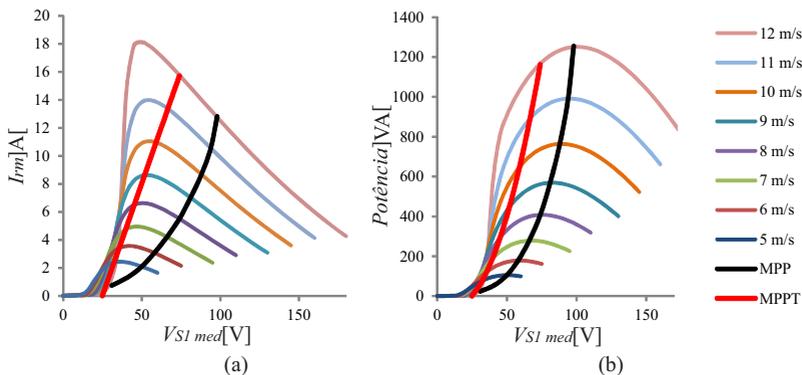


Figura 3.17 – (a) Curvas $V \times I$ e (b) Curvas $P \times V$ com reta de controle de potência proposta.

Quando a linha de MPP definida em Figura 3.17(a) é refletida para a curva $P \times V$ (Figura 3.17(b)), observa-se que devido ao controle de potência proposto proporcionar uma variação positiva de V_{out} a medida que I_{rm} também sofre uma variação positiva, obtém-se um comportamento similar a uma exponencial e mais próximo aos pontos de máxima potência do aerogerador, quando comparador ao controle por tensão fixa.

O retificador passivo utilizado no circuito pode ser instalado dentro da carcaça do aerogerador, assim como o indutor na saída do retificador pode estar alocado a uma distância considerável do restante do inversor, o que nestes casos pode gerar dificuldades para medir a tensão média na saída do retificador. Portanto, optou-se por controlar a tensão média sobre o interruptor S1, já que em regime permanente estas tensões são iguais.

Assim como no controle de potência por tensão fixa, a curva de MPP utilizada no protótipo foi construída a partir da curva $I \times V$ do gerador sem turbina.

A Figura 3.18 apresenta o diagrama de blocos deste método de MPPT.

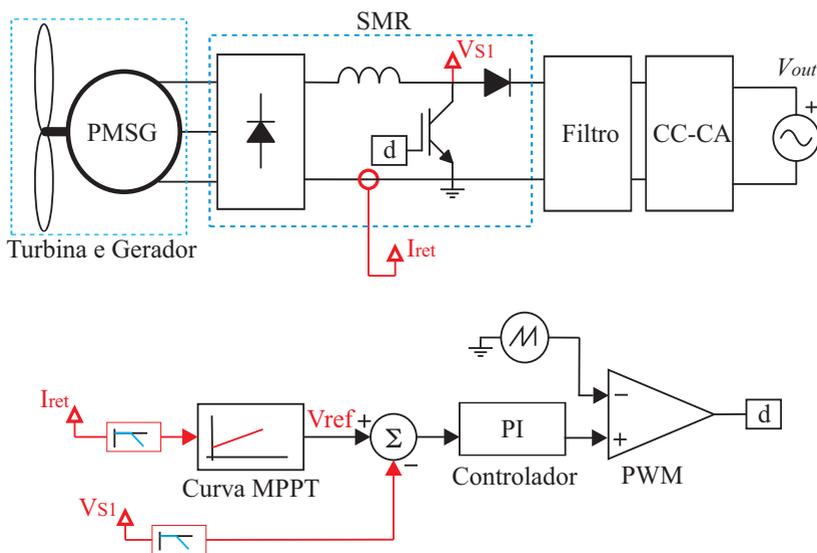


Figura 3.18 – Diagrama de controle de MPPT com referência de tensão média variável.

3.1.5 Resultados de simulação dos métodos de MPPT propostos

Os principais aspectos analisados durante as simulações para cada controle de MPPT foram a ondulação da corrente I_{ret} , a qualidade da corrente de saída (I_{out}) e a coerência entre a resposta do sistema simulado com as curvas de MPPT especificadas.

Considerando que a etapa experimental será realizada somente com o gerador, as curvas $I \times V$ e $P \times V$ utilizadas para gerar as referências de MPPT são as apresentadas na Figura 3.2 e na Figura 3.3.

Para o controle de MPPT por tensão constante foi definida como referência uma tensão de 35 V conforme apresentado na Figura 3.19.

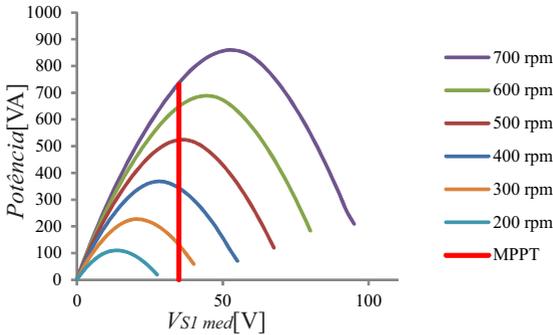


Figura 3.19 – Curva de MPPT proposta com V_{S1med} constante (vermelho).

Para o segundo método de MPPT proposto foram identificados os pontos de máxima potência (MPP) para cada velocidade de rotação e gerada a curva de MPP destacada em preto na Figura 3.20. Uma reta foi traçada (destacada em vermelho) na Figura 3.20 (a) para representar a curva que será utilizada para gerar a referência para o MPPT.

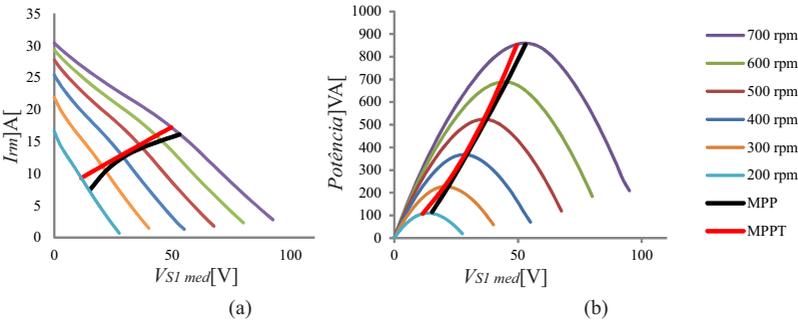


Figura 3.20 – Curva dos pontos de máxima potência do gerador (preto) e curva de MPPT proposta com tensão de referência de V_{S1med} em função I_{rm} representadas nas curvas (a) I_xV e (b) PxV .

O circuito com diagrama de blocos apresentado na Figura 3.15 foi simulado para algumas velocidades de rotação do gerador e os

resultados de potência na saída do retificador para cada velocidade foram adquiridos. Na Figura 3.21 é apresentada a comparação entre a curva de MPPT (em vermelho) definida e a curva de potência extraída por simulação (em preto - MPPT sim.). Observa-se que as curvas se sobrepõem, validando os dados obtidos na análise.

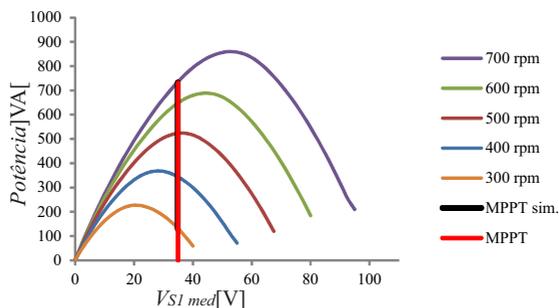


Figura 3.21 – Curva de MPPT proposta com V_{S1med} constante (vermelho) e resultados de simulação (preto).

Para o segundo método de MPPT proposto foi simulado o circuito com diagrama de blocos apresentado na Figura 3.18. A comparação entre a curva de MPPT (em vermelho) definida e a curva de potência extraída por simulação (em preto - MPPT sim.) para este método é apresentada na Figura 3.21.

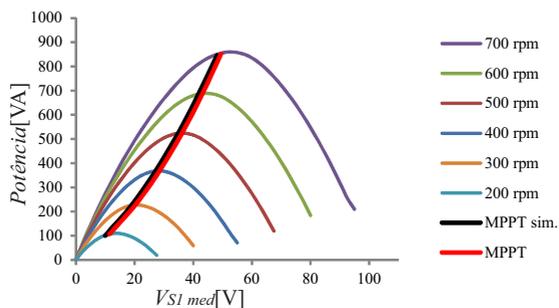


Figura 3.22 – Curva de MPPT proposta com tensão de referência de V_{S1med} em função I_{rm} (vermelho) e resultados de simulação (preto).

Observa-se que para o segundo método de MPPT proposto as curvas de MPPT não estão sobrepostas. No entanto, a diferença entre os resultados é pequena e justificada pelos erros de medição durante a simulação, visto que na análise são considerados apenas os valores médios e na simulação a corrente I_{ret} e V_{S1} apresentam ondulações elevadas.

Com relação à característica de ondulação na corrente I_{ret} e à qualidade da corrente de saída I_{out} , a Figura 3.23 apresenta resultados de simulação para os dois controles de MPPT. Na coluna da esquerda são apresentados os resultados de simulação com referência de tensão constante para velocidade de rotação do gerador de 300, 500 e 700 rpm respectivamente. Na coluna da direita são apresentados os resultados de simulação com referência de tensão gerada a partir da leitura da corrente I_{rm} para velocidade de rotação do gerador de 300, 500 e 700 rpm respectivamente.

Na Figura 3.23, observa-se que, com uma tensão constante imposta sobre S1, a ondulação de corrente em 120 Hz também é constante. Como resultante, a distorção na corrente de saída é maior quando a corrente média na saída do retificador é menor. Observa-se, então, que para o controle de MPPT por tensão fixa, a qualidade da corrente entregue a rede é otimizada para rotações no qual seu ponto de máxima potência encontra-se a direita da tensão de referência especificada na curva PxV, e para obter uma THD reduzida em uma faixa de operação, o indutor na saída do retificador deve ser dimensionado para a menor corrente I_{rm} da faixa de operação especificada em projeto.

O controle de MPPT 1, com tensão média fixa imposta sobre os terminais de S1, otimiza a extração de potência do gerador somente para velocidades de rotação na qual o ponto de máxima potência está próximo a tensão de controle especificada. Para a curva proposta na Figura 3.19 por exemplo, a extração de potência do gerador é otimizada para velocidade de rotação próximas a 500 rpm. Na

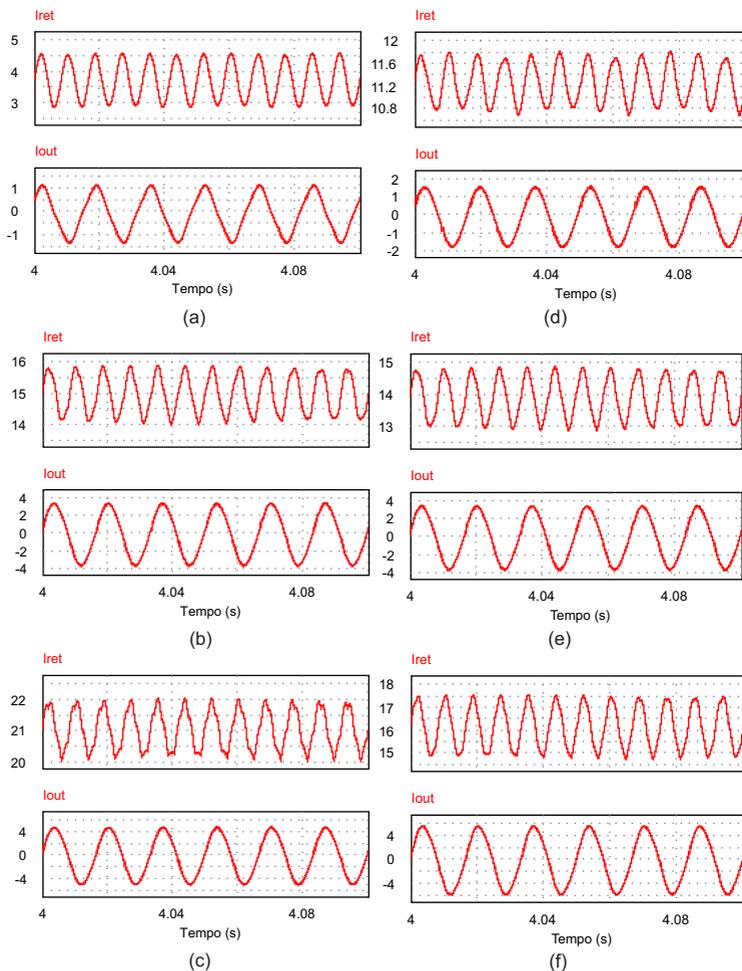


Figura 3.23 – Resultados de simulação para a corrente na saída do retificador e a corrente na saída do sistema respectivamente para as seguintes velocidades de rotação da máquina e método de MPPT implementado (a) 300 rpm e MPPT1, (b) 500 rpm e MPPT1, (c) 700 rpm e MPPT1, (d) 300 rpm e MPPT2, (e) 500 rpm e MPPT2 e (f) 700 rpm e MPPT2.

Tabela 3.2 são apresentados alguns resultados com tensão imposta sobre S1 de 35 V.

Tabela 3.2 – Resultados de simulação com controle de MPPT por tensão fixa em S1 de 35 V

ω_m [rpm]	Potência [W]	PF	THD (I_{out}) [%]
300	127	0.80	15
500	506	0.98	4.68
700	709	0.99	3.47

Na Tabela 3.3 são apresentados alguns resultados para o controle de MPPT 2, onde a referência de tensão é gerada a partir da leitura de corrente I_{rm} e nas curvas IxV do gerador. O controle de MPPT impõe tensões de aproximadamente 18, 33 e 45.4 V sobre o interruptor para velocidades de rotação de 300, 500 e 700 rpm respectivamente. Observa-se que a ondulação de corrente na saída do retificador varia de acordo com a tensão imposta sobre S1. Deste modo, retira-se mais potência do gerador para todas as velocidades de rotação, além de permitir a otimização do projeto do indutor, já que para baixas velocidades de rotação a tensão de referência e consequentemente a ondulação em I_{ret} também são reduzidas.

Tabela 3.3 – Resultados de simulação com controle de MPPT para referência de tensão gerada por I_{rm} e VxI

ω_m [rpm]	Potência [W]	PF	THD (I_{out}) [%]
300	213	0.93	8.47
500	501	0.98	4.53
700	809	0.99	3.88

3.2 MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO

Os sistemas de MPPT propostos são responsáveis por gerar as referências de tensão média que serão impostas sobre o interruptor S1. No entanto, para garantir que a tensão sobre este componente

realmente siga a referência deve-se utilizar uma malha para realizar o controle desta tensão, como apresentada na Figura 3.24.

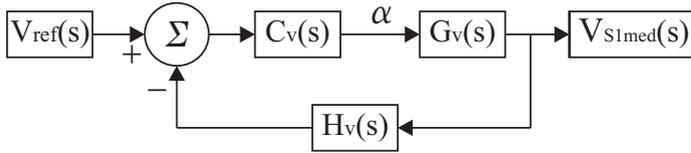


Figura 3.24 – Malha de controle de tensão média sobre S1.

Onde:

- $G_v(s)$: Função de transferência (FT) da planta de controle de tensão
- $C_v(s)$: FT do controlador
- $H_v(s)$: FT do sensor de medição

Aplicando uma perturbação e linearizando (2.13), observa-se que a planta que descreve o comportamento dinâmico de V_{S1med} em função de α é uma constante (3.7). A planta foi obtida desta forma pois, a partir dos métodos tradicionais em eletrônica de potência como a análise por espaço de estados e a partir das etapas de operação do conversor, o resultado obtido descreveria uma planta para controle da tensão média quase instantânea sobre o interruptor S1 em função da razão cíclica, sendo que o objetivo deste trabalho é controlar a tensão média sobre o interruptor S1.

$$\frac{v_{S1med}}{\alpha} = \frac{V_{outpico}}{2} \quad (3.7)$$

No entanto, o sistema em malha aberta a ser controlado inclui a FT do sensor de medição de V_{S1med} ($H_v(s)$).

Para medir a tensão média sobre S1 foi utilizado um divisor resistivo, com um ganho de 1/10 sobre o valor medido, e um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 12 Hz, ou seja, uma

década abaixo da frequência fundamental do sinal que está sendo monitorado (120 Hz). O projeto do filtro foi realizado com o auxílio da ferramenta *FilterPro Desktop* da Texas Instruments. Os resultados obtidos são apresentados no Apêndice A.

A FT de um filtro passa baixa de segunda ordem é dada por (3.8)

$$H_v(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + s \cdot \left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

A FT do sistema em malha aberta é dada por (3.9), portanto, o mesmo possui uma característica de um sistema de segunda ordem.

$$FTMA_v(s) = \frac{V_{outpico}}{20} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + s \cdot \left(\frac{\omega_0}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (3.9)$$

Na Figura 3.25 é apresentada uma simulação que demonstra o comportamento dinâmico da tensão média sobre S1 para uma variação de α , o que valida o modelo da planta obtido.

Como a FT da planta ($G_v(s)$) é composta somente por um ganho, um controlador integrador puro seria o suficiente para garantir erro nulo em regime permanente para o sistema, no entanto, devido às dificuldades de implementação de um controlador integrador puro, optou-se por utilizar um controlador PI com filtro, cuja FT é apresentada em (3.10).

$$C_v(s) = k_c \cdot \frac{s + w_z}{s(s + w_p)} \quad (3.10)$$

Com o auxílio do *software* MatLab, as características do controlador foram sintonizadas de forma que a resposta do sistema a um degrau tivesse um comportamento próximo da resposta de um sistema de primeira ordem e com tempo de resposta cerca de

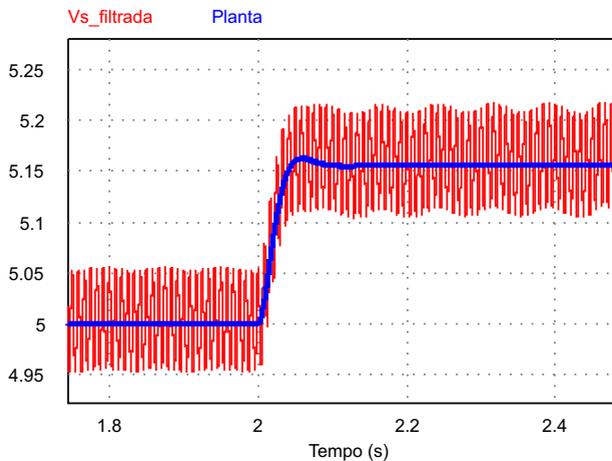


Figura 3.25 – Resposta ao degrau do modelo da planta de controle de tensão com filtro de medição.

dez vezes maior do que o período de $\overline{V_{S1}}$, conforme apresentado em Figura 3.26.

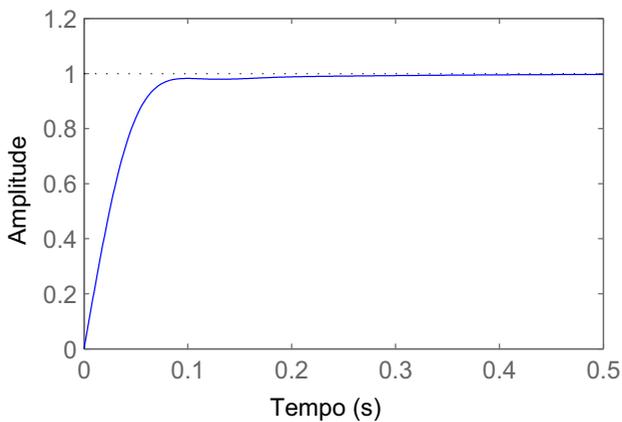


Figura 3.26 – Resposta ao degrau do sistema compensado.

A função de transferência do controlador obtida é apresen-

tada em (3.11).

$$C_v(s) = 0,286 \cdot \frac{s + 5}{s(s + 5.5)} \quad (3.11)$$

No gráfico de bode do sistema compensado (Figura 3.27) se observa a estabilidade do sistema com uma margem de fase de aproximadamente 68 graus.

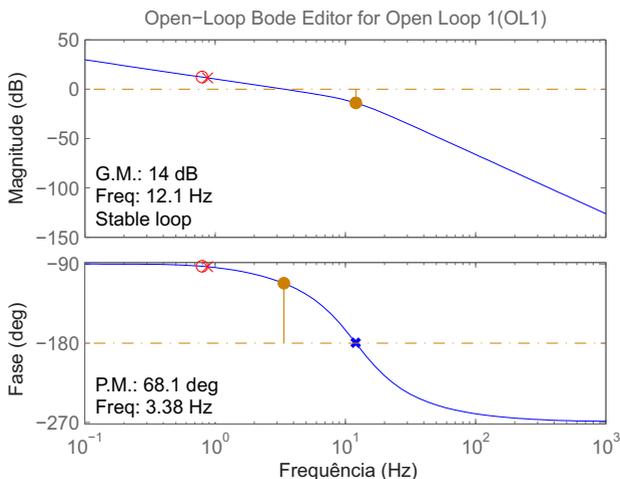


Figura 3.27 – Gráfico de bode do sistema compensado.

A Figura 3.28 apresenta a resposta do sistema compensado a um degrau de 3,5 V para 3,6 V aplicado na referência para a tensão V_{S1med} , onde verifica-se um comportamento similar ao apresentado na Figura 3.26.

3.3 CONCLUSÃO

No Capítulo 3 foram apresentados os métodos de MPPT utilizados no protótipo e algumas características necessárias para aplicação dos mesmos. Os resultados encontrados por simulação dos métodos de MPPT foram coerentes com os previstos por análise.

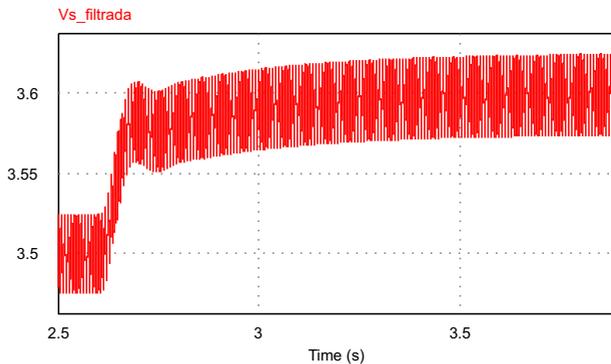


Figura 3.28 – Resposta a um degrau de referência do circuito compensado.

A malha de controle da tensão V_{S1med} também foi apresentada e posteriormente definida a função de transferência do controlador. Os resultados encontrados com relação a resposta dinâmica do sistema para a simulação com a malha de controle de V_{S1med} , foram coerentes com os dados encontrados na análise.

Projeto, Dimensionamento e Resultados Experimentais

Este capítulo apresenta o dimensionamento, a implementação e os resultados experimentais de um protótipo de laboratório do sistema proposto, visando validar as análises realizadas nos capítulos anteriores.

São apresentados também os circuitos auxiliares necessários para o funcionamento da estrutura de potência, que incluem os circuitos de sincronismo, controle, MPPT, entre outros.

O projeto e o dimensionamento dos componentes que são apresentados neste capítulo são baseado no comportamento do sistema sem a turbina integrada. Deste modo, os resultados obtidos por análise e simulação podem ser comparados com resultados dos testes do protótipo. As especificações utilizadas no projeto são apresentada na Tabela 4.1.

4.1 ESPECIFICAÇÕES PARA OS MÉTODOS DE MPPT

Os dois métodos de MPPT apresentados durante a análise foram implementados no protótipo.

Para o método de tensão constante (denominado de MPPT 1) foi adotada uma tensão de referência (V_{ref}) de 3,5 V, para que a tensão média sobre o interruptor S1 seja de 35 V. A curva de MPPT é a mesma apresentada na Figura 3.19.

Para o método de tensão de referência em função de I_{rm}

Tabela 4.1 – Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor adotado
Potência nominal do aerogerador ($P_{nominal}$)	1 [kW]
Tensão eficaz da rede elétrica (V_{out})	220 [V]
Corrente eficaz nominal na saída (I_{out})	4,54 [A]
Frequência da rede elétrica (f_r)	60 [Hz]
Máxima ondulação de corrente na saída	2 %
Frequência de comutação do interruptor SMR	50 [kHz]

(denominado de MPPT 2) foi utilizada a curva apresentada na Figura 4.1 e representada por (4.1) para gerar as tensões de referência sobre o interruptor S1. Na Figura 4.2 é apresentada a curva de MPPT resultante.

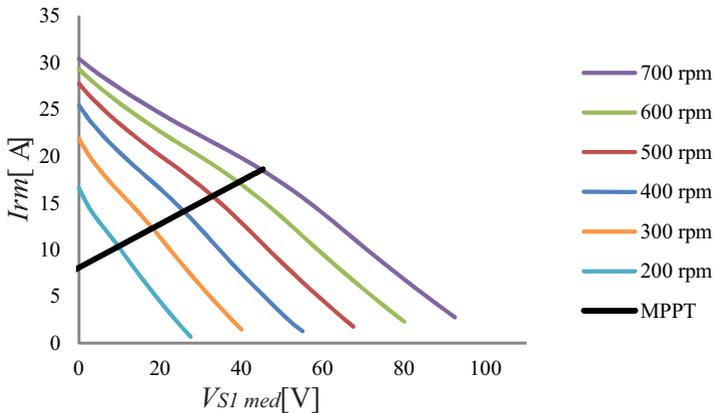


Figura 4.1 – Curva IxV para referência de tensão especificada em projeto.

$$V_{ref} = \frac{(I_{rm} \cdot m) + x_0}{10} \quad (4.1)$$

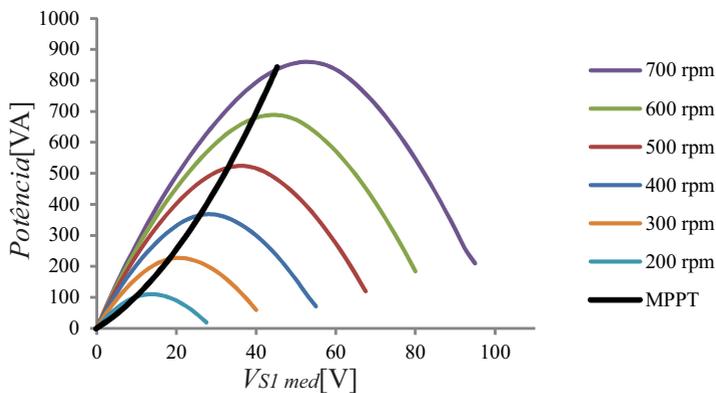


Figura 4.2 – Curva de MPPT especificada em projeto.

O valor de m , em (4.1), é igual a 4,34 e corresponde à inclinação da reta de MPPT na Figura 4.1. A variável x_0 é igual a -34,57 corresponde à tensão V_{S1med} para I_{rm} igual a zero.

Observa-se portanto que, para as velocidades de rotação apresentadas, o máximo valor de tensão média imposta sobre o interruptor S1 (V_{S1mm}) ocorre para o método MPPT 2 e é de aproximadamente 45 V.

Segundo as simulações realizadas e o modelo de gerador utilizado, a máxima potência na saída do retificador para velocidades de rotação no gerador de até 700 rpm é de aproximadamente 850 W. Para realizar os testes em potência nominal do sistema proposto, a rotação do gerador será elevada até que a potência elétrica sendo extraída do conjunto gerador e retificador seja de 1 kW.

Outra característica importante definida pelo método de MPPT é a máxima corrente na saída do retificador. Quanto menor a tensão de referência utilizada para extrair máxima potência do gerador, maior será o valor da corrente I_{rm} . Portanto, a partir do método de MPPT 1, a equação da máxima corrente média na saída

do retificador (I_{rn}) é apresentada em (4.2).

$$I_{rn} = \frac{P_{nominal}}{V_{S1}} = \frac{1000}{35} = 28,57A \quad (4.2)$$

Os valores da máxima corrente de entrada, de α mínimo e de α máximo variam de acordo com a velocidade de rotação da máquina e do controle de MPPT aplicado. Para o dimensionamento dos componentes serão adotados os valores apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Especificações de projeto definidas pelo MPPT.

Parâmetro	Valor adotado
Corrente eficaz nominal na saída do retificador (I_{rn})	28,57 [A]
α máximo ($\alpha_{m\acute{a}x}$)	1
α mínimo ($\alpha_{m\acute{i}n}$)	0

4.2 DIMENSIONAMENTO DE COMPONENTES

4.2.1 Transformador do inversor Push-Pull

A relação de transformação do transformador (a) foi dimensionada a partir de (2.40). Com os valores de V_{S1mm} e V_{out} já definidos, foi estipulado, inicialmente, o valor de α_{max} igual a 1 e encontrado o valor máximo para a , conforme apresentado em (4.3).

$$a_{m\acute{a}x} = \frac{\alpha_{m\acute{a}x} \cdot V_{op}}{2 \cdot V_{S1mm}} = \frac{1 \cdot 311}{2 \cdot 45} = 3,45 \quad (4.3)$$

Visando utilizar um valor de a padrão no mercado e ao mesmo tempo oferecer uma margem de trabalho para o índice de modulação, optou-se por utilizar uma relação de transformação igual a 2.

A potência processada pelo transformador deve ser definida de acordo com o valor máximo que pode ser obtido do aerogerador. Segundo o fabricante da turbina Gerar-246, a potência nominal do aerogerador é de 1 kW. No entanto, visando aplicações futuras para o transformador optou-se por um transformador de 2 kW, visto que este sobredimensionamento têm pouca influência sobre os resultados.

O transformador especificado foi adquirido com a empresa BLUTRAFOS. A Figura 4.3 apresenta o transformador e a Tabela 4.3 suas características.

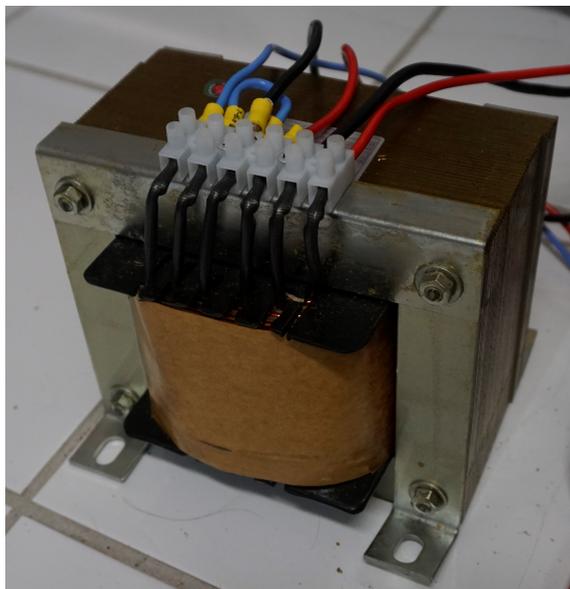


Figura 4.3 – Transformador do conversor Push-Pull fabricado pela empresa Blutrafos.

4.2.2 Filtro CL

O dimensionamento dos componentes do filtro foi realizado a partir de limites pré especificados de variação em alta frequência na corrente do indutor. Para reduzir os efeitos da frequência de comutação (f_s), a frequência de corte do filtro (f_c) deve ser escolhida

Tabela 4.3 – Especificações do transformador.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	2 [kW]
Tensão eficaz no secundário	220 [V]
Tensão eficaz no primário (N2)	110 [V]
Tensão eficaz no primário (N3)	110 [V]
Frequência	60 [Hz]

com valor menor do que uma década abaixo de f_s . Contudo, uma frequência de corte muito baixa pode resultar em uma ressonância indesejada.

4.2.2.1 Indutância L_f

Neste trabalho, optou-se por utilizar a indutância de dispersão do transformador Push-Pull como indutância do filtro CL. Portanto, não foi dimensionado um indutor para a aplicação.

A indutância de dispersão do transformador foi mensurada com o auxílio de um analisador de impedância. Os resultados são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Características do transformador.

Parâmetro	Valor
Indutância de dispersão L_{d12}	642 [μ H]
Indutância de dispersão L_{d13}	1,3 [mH]
Indutância Magnetizante	1,1 [H]
Resistência do enr. secundário (N1)	214[m Ω]
Resistência do enr. primário (N2)	351[m Ω]
Resistência do enr. primário (N3)	394[m Ω]

A indutância L_{d12} representa a indutância de dispersão re-

sultante vista no secundário quando há fluxo de corrente nos enrolamentos N1 e N2. A indutância L_{d13} representa a indutância de dispersão resultante vista no secundário quando há fluxo de corrente nos enrolamentos N1 e N3. A diferença entre ambas ocorre devido a assimetrias da forma construtiva do transformador.

4.2.2.2 Capacitor C_f

O dimensionamento do capacitor C_f considera a diferença entre as indutâncias L_{d12} e L_{d13} . Uma capacitância mínima, que atenda a característica de máxima ondulação de corrente na saída, deve ser especificada para o capacitor C_f utilizando a menor indutância de dispersão. Posteriormente, a capacitância escolhida deve ser avaliada com ambas as indutâncias de dispersão na equação da frequência de corte do filtro. Deve-se verificar se são atendidas as características de frequência de corte máxima e mínima, apresentadas durante a análise do filtro.

As indutâncias L_{d12} e L_{d13} devem ser refletidas ao lado primário do transformador para que os cálculos do filtro possam ser realizados. Estes valores são obtidos com o auxílio de (4.4) e (4.5).

$$L_{d12p} = \frac{L_{d12}}{a^2} = 160\mu H \quad (4.4)$$

$$L_{d13p} = \frac{L_{d13}}{a^2} = 325\mu H \quad (4.5)$$

As equações parametrizadas de ΔV_{Cf} e ΔI_{Lf} são idênticas. Portanto, a máxima ondulação da corrente I_{Lf} parametrizada pode ser observada no gráfico de $\overline{\Delta I_{Cf}}$ em função de θ (Figura 2.14).

Substituindo $\overline{\Delta I_{Lf}}$ por seu valor máximo (0,25) em (2.53) e isolando C_f , obtém-se (4.6).

$$C_f = \frac{8 \cdot I_{in} \cdot 0,25}{2 \cdot \pi^3 \cdot f_s^2 \cdot \Delta I_{Lf} \cdot L_f} \quad (4.6)$$

O valor da corrente I_{in} adotada para cálculo foi o máximo valor da corrente na saída do retificador (I_{rn}), definido em (4.2).

O valor de ΔI_{Lf} , definido em (4.8), considera que a máxima ondulação da corrente ocorre durante o pico da corrente na saída, ainda que ambos não ocorram necessariamente no mesmo instante.

$$I_{Lf} = I_{out} \cdot a \quad (4.7)$$

$$\Delta I_{Lf} = I_{out} \cdot \sqrt{2} \cdot a \cdot 0,02 = 0,256A \quad (4.8)$$

Em (4.9) é apresentada a capacitância mínima calculada, para a qual o pré requisito de máxima ondulação de corrente é atendido.

$$C_f = \frac{8 \cdot 28,57 \cdot 0,25}{2 \cdot \pi^3 \cdot (50 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,256 \cdot 16 \cdot 10^{-4}} = 8,99 \cdot 10^{-6} F \quad (4.9)$$

Utilizando um capacitor com valor de capacitância comercial mais próximo ($9\mu F$) em (2.55), recalcula-se a frequência de corte do filtro com L_{d12} e L_{d13} , conforme apresentado em (4.10) e (4.11).

$$f_{c1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{d12} \cdot C_f}} = 4,19 \cdot 10^3 Hz \quad (4.10)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{d13} \cdot C_f}} = 2,94 \cdot 10^3 Hz \quad (4.11)$$

Em ambos os casos, a frequência de corte se encontra uma década abaixo da frequência de comutação e uma década acima da frequência da rede elétrica.

4.2.3 Indutância auxiliar L_a

A análise da ondulação de corrente na saída do retificador foi realizada por meio de simulação. Portanto, a escolha da indutância auxiliar L_a foi realizada da mesma forma.

Com os componentes já dimensionados e considerando os semicondutores ideais, o circuito do sistema foi simulado com o MPPT2. A indutância auxiliar L_a foi ajustada até que a THD da corrente na saída estivesse abaixo de 10 % para velocidades de rotação da máquina entre 300 e 700 rpm e o MPPT 2 aplicado. A indutância obtida por simulação foi de aproximadamente 50 mH.

A corrente nominal da indutância é a mesma da saída do retificador calculada em (4.2).

Com as especificações do indutor L_a definidas, o mesmo foi confeccionado pela empresa BLUTRAFOS. A Figura 4.4 apresenta uma imagem do indutor.



Figura 4.4 – Indutor auxiliar (L_a) fabricado pela empresa Blutrafos.

4.2.4 Interruptores do inversor Push-Pull

A escolha dos interruptores do inversor Push-Pull foi realizada com base nos esforços de corrente e de tensão sobre os componentes.

A partir de (2.38), a corrente eficaz sobre os interruptores S2 e S3 é apresentada em (4.12).

$$I_{S2e} = \frac{I_{out} \cdot a}{\sqrt{2}} = \frac{4,54 \cdot 2}{\sqrt{2}} = 6,42A \quad (4.12)$$

A corrente de pico nos interruptores é dado por (4.13).

$$I_{S2p} = I_{out} \cdot a \cdot \sqrt{2} = 4,54 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 12,84A \quad (4.13)$$

Conforme mencionado anteriormente, o esforço de tensão sobre os interruptores do inversor Push-Pull é igual ao dobro da tensão na entrada do inversor. Portanto, a tensão sobre S2 e S3 é igual à tensão de saída com o ganho do transformador e a ondulação de tensão sobre o capacitor.

Ao considerar o máximo valor para a variação de tensão no capacitor C_f parametrizada ($\overline{\Delta V_{Cfmax}}$) na equação (2.45) e, substituindo as variáveis já definidas em projeto, obtém-se a máxima ondulação no capacitor C_f conforme apresentado em (4.14).

$$\Delta V_{Cf} = \frac{I_{rn} \cdot \overline{\Delta V_{Cfmax}}}{C_f \cdot f_s} = \frac{28,57 \cdot 0,25}{9 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^3} = 15,87V \quad (4.14)$$

Portanto, o máximo esforço de tensão sobre S2 e S3 é dado por (4.15).

$$V_{S2máx} = 2 \cdot \left(\frac{V_{op}}{a} + \frac{\Delta V_{Cf}}{2} \right) = 2 \cdot \left(\frac{311}{2} + \frac{15,87}{2} \right) = 326,87V \quad (4.15)$$

O modelo de interruptor escolhido foi o IXKH70N60C5 do fabricante IXYS (IXYS, 2009).

4.2.5 Semicondutores do conversor SMR

Os mesmos critérios utilizados para escolha dos interruptores do inversor Push-Pull foram aplicados para a escolha do interruptor S1 do conversor SMR.

As máximas correntes média e eficaz em S1, segundo as curvas apresentadas na Figura 2.8 e na Figura 2.9, ocorrem para α igual a zero. Portanto, os máximos valores médio e eficaz da corrente sobre S1 são dados por (4.16) e (4.17) respectivamente.

$$I_{S1mr} = \frac{I_{rn} \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi} = \frac{28,57 \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi} = 28,57A \quad (4.16)$$

$$I_{S1er} = \sqrt{\frac{I_{rn}^2 \cdot (\pi - 2 \cdot \alpha)}{\pi}} = \sqrt{\frac{28,57^2 \cdot (\pi - 2 \cdot 0)}{\pi}} = 28,57A \quad (4.17)$$

O máximo valor da corrente no interruptor S1 assim como no diodo D1 para valores instantâneos é igual a máxima corrente na saída do retificado (I_{rn}).

O valor de pico da tensão sobre o interruptor S1 é apresentada em (4.18) e é igual à máxima tensão sobre o capacitor C_f .

$$V_{S1máx} = \frac{V_{op}}{a} + \frac{\Delta V_{Cf}}{2} = \frac{311}{2} + \frac{15,87}{2} = 163,41V \quad (4.18)$$

Considerando que o interruptor escolhido para o inversor Push-Pull também suporta os esforços aos quais o interruptor do conversor SMR é exposto, optou-se por utilizar o mesmo modelo.

Conforme já mencionado, o esforço de tensão sobre o diodo D1 é igual ao esforço de tensão sobre o interruptor S1.

As máximas correntes média e eficaz que circulam pelo diodo D1 ocorrem para α igual a 1, e são dadas por (4.19) e (4.20) respectivamente.

$$I_{D1mr} = \frac{2 \cdot I_{rn} \cdot \alpha}{\pi} = \frac{2 \cdot 28,57 \cdot 1}{\pi} = 18,18A \quad (4.19)$$

$$I_{D1er} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{rn}^2 \cdot \alpha}{\pi}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 28,57^2 \cdot 1}{\pi}} = 22,79A \quad (4.20)$$

O modelo de diodo escolhido foi o DSEP 30-06BR da fabricante IXYS (IXYS, 2004).

4.3 CIRCUITOS AUXILIARES IMPLEMENTADOS PARA CONTROLE E MPPT

A implementação dos métodos de MPPT e do controle de tensão foi realizada a partir de circuitos analógicos. Esta seção descreve os circuitos utilizados. O diagrama de blocos apresentado na Figura 4.5 representa os circuitos utilizados para gerar os comandos de S2 e S3. Já o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.6 representa os circuitos utilizados para gerar o comando de S1 de acordo com o método de MPPT selecionado.

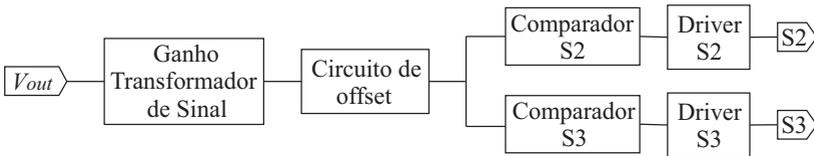


Figura 4.5 – Diagrama de blocos dos circuitos utilizados para comando de S2 e S3.

4.3.1 Sensores de tensão e de corrente

Tratando-se de um sinal com a mesma referência do circuito de controle, a tensão sobre o interruptor S1 foi medida com um

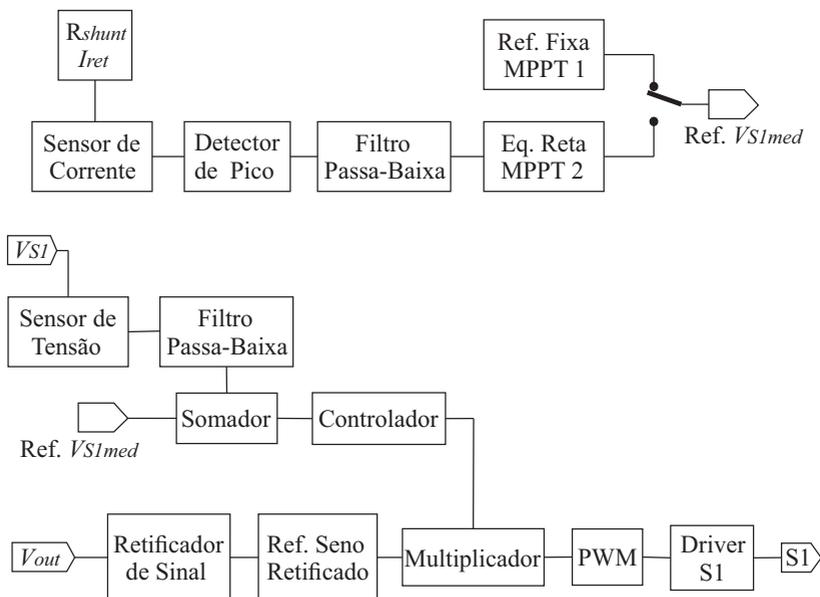


Figura 4.6 – Diagrama de blocos dos circuitos utilizados para comando de S1.

divisor resistivo, responsável por proporcionar um ganho de 0,1 no sinal, e um filtro passa baixa para atenuar tanto a alta frequência quanto a fundamental de 120 Hz conforme já descrito. O circuito é apresentado na Figura 4.7.

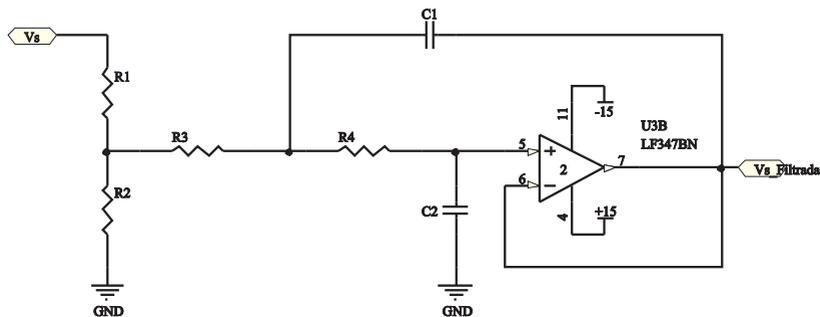


Figura 4.7 – Circuito para medição de tensão sobre os terminais do interruptor S1.

A corrente na saída do retificador foi mensurada com o auxílio de um resistor *shunt* (R_{shunt}) de $0,02 \Omega$, de modo que mesmo para correntes elevada, o sinal medido possui baixa amplitude e é muito suscetível a ruídos. Portanto, optou-se pelo uso de um amplificador de instrumentação para medir o sinal sobre os terminais de Rs de modo diferencial e aplicar um ganho de 19,5 na saída. A Figura 4.8 apresenta o circuito utilizado.

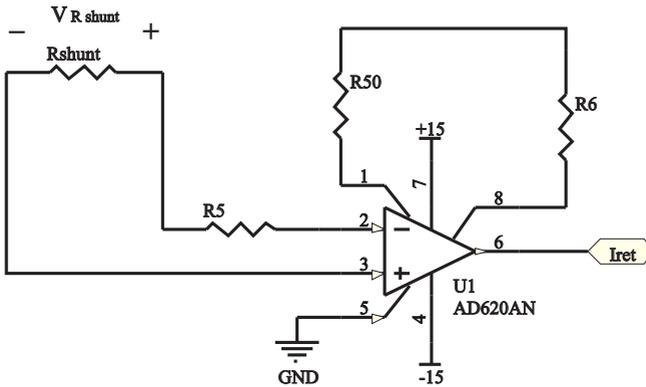


Figura 4.8 – Circuito para medição de corrente na saída do retificador.

4.3.2 Circuito de sincronismo e controle dos interruptores do inversor Push-Pull

O sincronismo do comando dos interruptores S2 e S3 com a passagem por zero da tensão da saída é realizada pelo circuito apresentado na Figura 4.9. Uma amostra da tensão de saída é obtida por um transformador, com relação de transformação de 100:1, e a este sinal é adicionado um valor de *offset* de 5 V.

O sinal obtido passa por dois circuitos comparadores. Quando a tensão de saída está no semi-ciclo positivo um comparadores apresenta nível lógico 1 na saída e o outro nível lógico 0. No semi-ciclo negativo o nível lógico na saída dos comparadores é invertido.

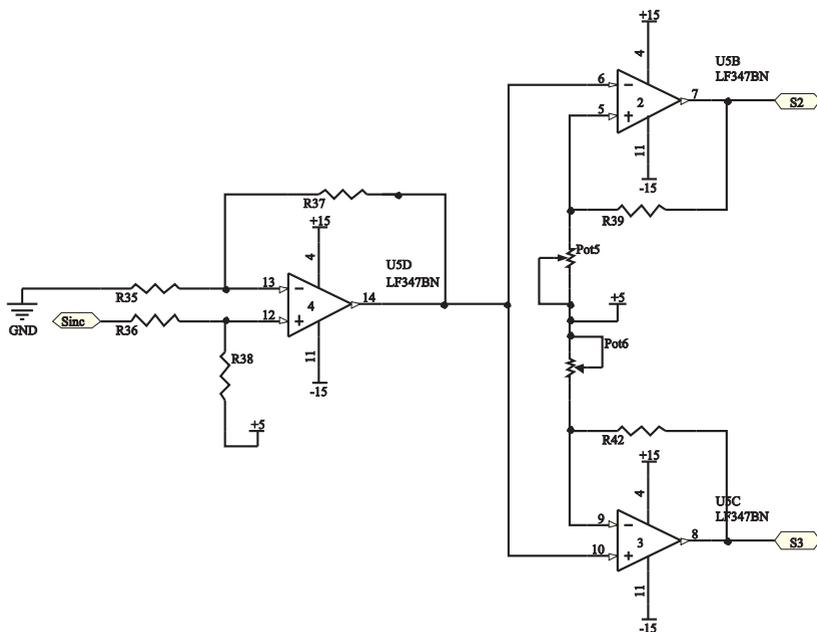


Figura 4.9 – Circuito de sincronismo entre a tensão de saída e os pulsos de comando dos interruptores S2 e S3.

Os sinais nas saídas dos comparadores são responsáveis por comandar os circuitos apresentados na Figura 4.10 e estes circuitos por sua vez comandam os interruptores S2 e S3.

4.3.3 Circuitos de referência para MPPT

Devido a I_{ret} possuir uma ondulação elevada em 120 Hz, optou-se por medir o sinal de pico desta variável. Deste modo o sinal medido passa por detector de pico que reduz a amplitude da ondulação e, posteriormente, por um filtro passa baixa com a mesma arquitetura apresentada para a medição de V_{S1} , com uma frequência de corte de aproximadamente 1 Hz. Esta frequência foi escolhida para garantir que a variação da referência gerada para o controle de MPPT seja mais lenta do que o controle. O projeto do filtro foi realizado com o auxílio do software *FilterPro Desktop* da empresa Texas

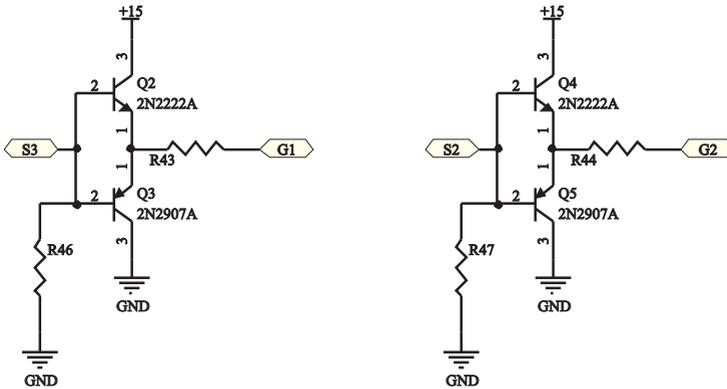


Figura 4.10 – Circuitos de driver para os interruptores S2 e S3.

Instruments e o relatório do projeto é apresentado no Apêndice B.

A utilização da corrente de pico ao invés da corrente média na saída do retificador para gerar a referência de V_{S1} reduz a inclinação da curva que MPPT, pois a ondulação da corrente I_{ret} também muda a medida de V_{S1} é alterado, no entanto, as alterações são pouco significativas e podem ser compensadas com o ajuste da curva de MPPT. O circuito de detecção de pico é apresentado na Figura 4.11.

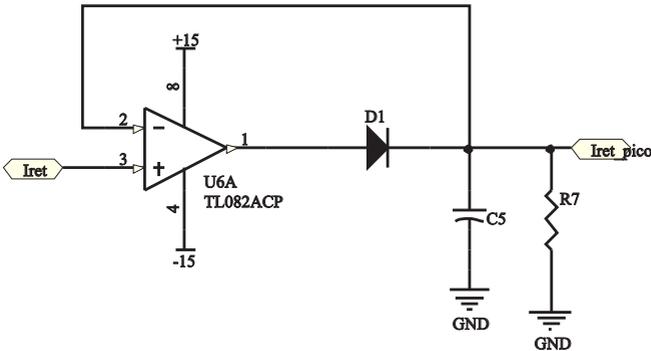


Figura 4.11 – Circuito detector de pico.

A equação da reta de MPPT foi realizada com o CI AD633,

o qual possui um circuito multiplicador e um circuito somador internos. As constantes da equação da reta (inclinação e valor inicial de V_{ref}) foram gerados a partir de divisores resistivos. Os circuitos são apresentados na Figura 4.12 e a equação realizada pelo CI AD633 é apresentada em (4.21), onde $X1_Mult$ representa o sinal o valor de pico de I_{ret} medido e filtrado.

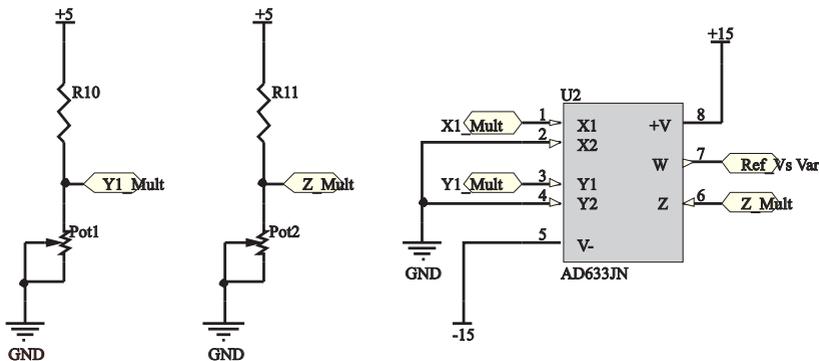


Figura 4.12 – Circuito para cálculo da curva de MPPT 2.

$$W = \frac{(X1 - X2) \cdot (Y1 - Y2)}{10} + Z \quad (4.21)$$

4.3.4 Circuito do controlador PI com filtro

O circuito utilizado para realizar o controlador PI com filtro é apresentado na Figura 4.13. O mesmo também é responsável por gerar o sinal de erro para o controlador subtraindo a referência e o sinal medido de V_{S1} .

O sinal de saída do circuito é o valor de pico da tensão moduladora.

A FT do circuito é apresentada em (4.22). A partir de (4.22) e (3.11), são obtidos os valores dos componentes, conforme apresen-

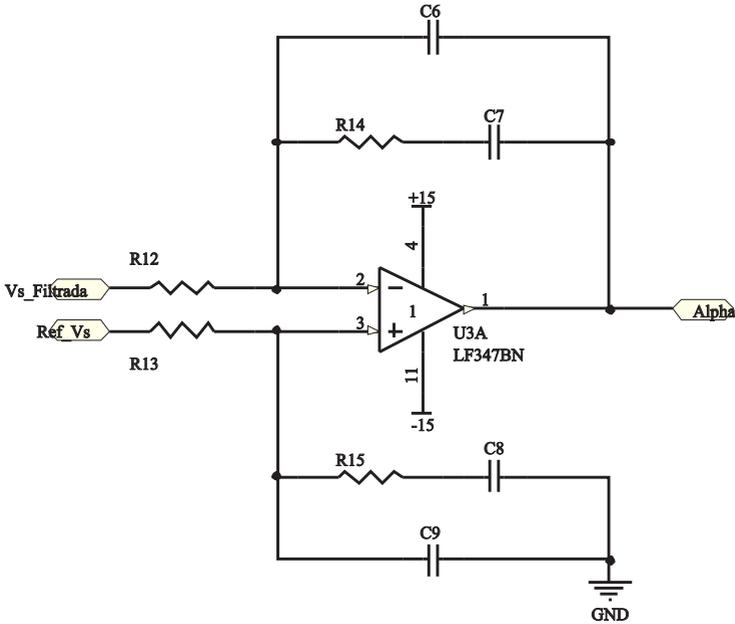


Figura 4.13 – Circuito do controlador PI com filtro.

tado no Apêndice C.

$$C_{PI} = \frac{1 + R14 \cdot C7 \cdot s}{s((C6 + C7) \cdot R12 + R12 \cdot R14 \cdot C6 \cdot C7 \cdot s)} \quad (4.22)$$

4.3.5 Circuito para implementação do modulador PWM

A implementação da modulação por largura de pulso (PWM) para controle da razão cíclica do interruptor S1 foi realizada a partir do circuito integrado 3854. Este integrado possui internamente uma malha para controle de tensão e uma malha para controle de corrente que podem ser configuradas de acordo com os componentes externos ao CI. No entanto, neste trabalho não foi utilizado nenhum compensador para controle da corrente e o circuito controlador pra a tensão média sobre S1 foi realizado externamente, pois o CI trabalha somente com uma referência de tensão fixa. O CI 3854 foi utilizado

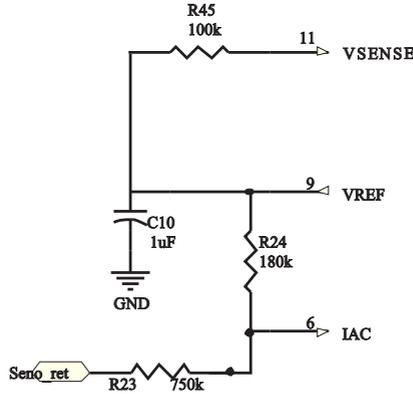


Figura 4.15 – Circuito de sincronismo da moduladora com a tensão de saída.

adicionado o circuito apresentado na Figura 4.16 que gera um sinal de corrente fixo para compensar o *offset* no sinal da portadora. O primeiro estágio do circuito é responsável por aplicar um ganho e inverter a tensão aplicada na entrada. O potenciômetro Pot3 permite ajustar o ganho deste estágio. O sinal gerado é levado a um circuito que converte o sinal de tensão em um sinal de corrente. Desta forma, este circuito pode gerar um *offset* em corrente e ajustável para ser aplicado no pino 5 do CI 3854.

Os pinos 3 e 4 do CI 3854 são curto-circuitados para que o amplificador operacional interno, responsável pelo controle de corrente, funcione apenas como um *buffer* para o sinal modulador.

O sinal de tensão portador, com forma de onda dente-de-serra, é gerada por um oscilador interno ao CI. A frequência é ajustada por um resistor (R28) conectado entre o pino 12 e a referência e por um capacitor (C11) conectado entre o pino 14 e a referência. A frequência do sinal dente-de-serra resultante é dada por (4.23).

$$f_s = \frac{1,25}{R28 \cdot C11} \quad (4.23)$$

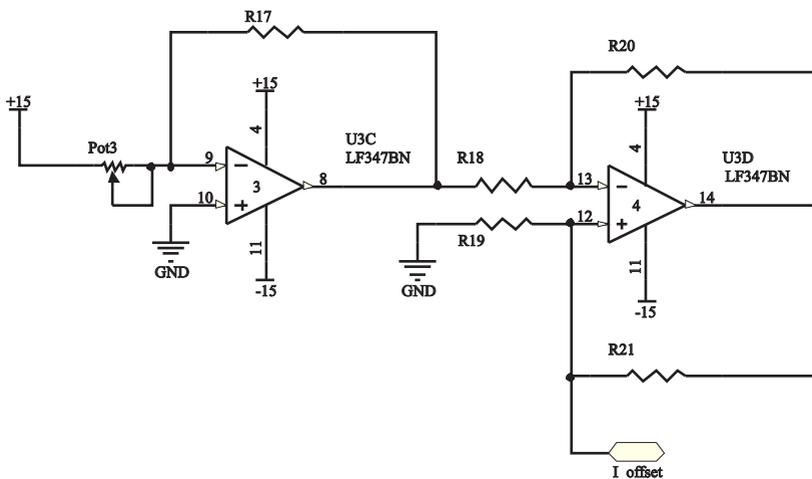


Figura 4.16 – Circuito de offset para a moduladora.

Portanto, adotando um valor para R28 e com a frequência de comutação especificada em projeto, pode-se dimensionar o capacitor C11. Devido às limitações dos valores comerciais, o resistor e o capacitor utilizados foram de valores de 15 k Ω e 18 nF respectivamente, resultando em uma frequência de comutação de aproximadamente 46,67 kHz.

Um comparador interno é responsável por gerar os pulsos de comando que são disponibilizados na saída do CI (Pino 16).

Com a razão cíclica dada por (2.8), o sinal na saída do CI 3854 deve ser invertido, o que é realizado pelo circuito apresentado na Figura 4.17.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O diagrama de blocos do sistema construído para gerar os resultados experimentais é apresentado na Figura 4.18.

Os elementos dos blocos destacados em azul foram todos desenvolvidos neste mestrado, com exceção da indutância auxiliar L_a

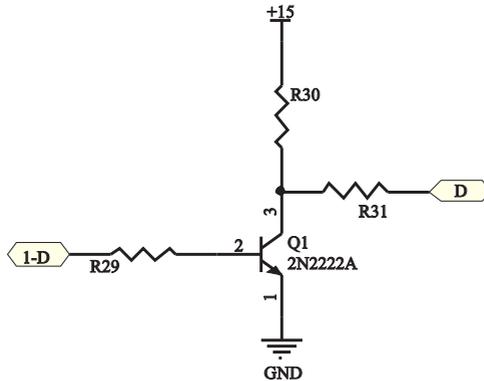


Figura 4.17 – Circuito para inversão dos pulso de comando gerador pelo CI 3854.

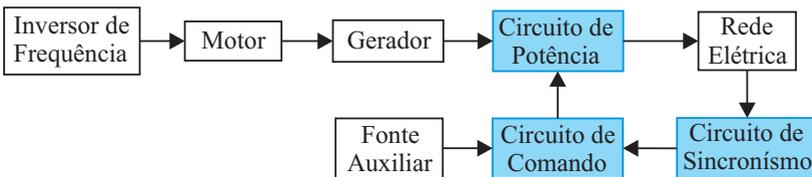


Figura 4.18 – Diagrama de blocos do sistema construído para teste.

e do transformador do inversor Push-Pull conforme já mencionado. O diagrama elétrico completo é apresentado no Apêndice D e a lista de componentes no Apêndice E.

A Figura 4.19 apresenta uma imagem do sistema completo construído e a Figura 4.20 apresenta o detalhe das placas de circuito impresso montadas.

Os circuitos dos blocos destacados na Figura 4.18 foram divididos em três placas de circuito impresso (PCI). A primeira (PCI 1) contém somente o retificador passivo, pois em alguns casos o retificador pode ser integrado ao aerogerador. A segunda placa (PCI 2) contém os transformadores responsáveis por gerar as amostras da tensão de saída para o circuito de sincronismo do comando dos interruptores do inversor Push-Pull e para gerar o sinal modulador

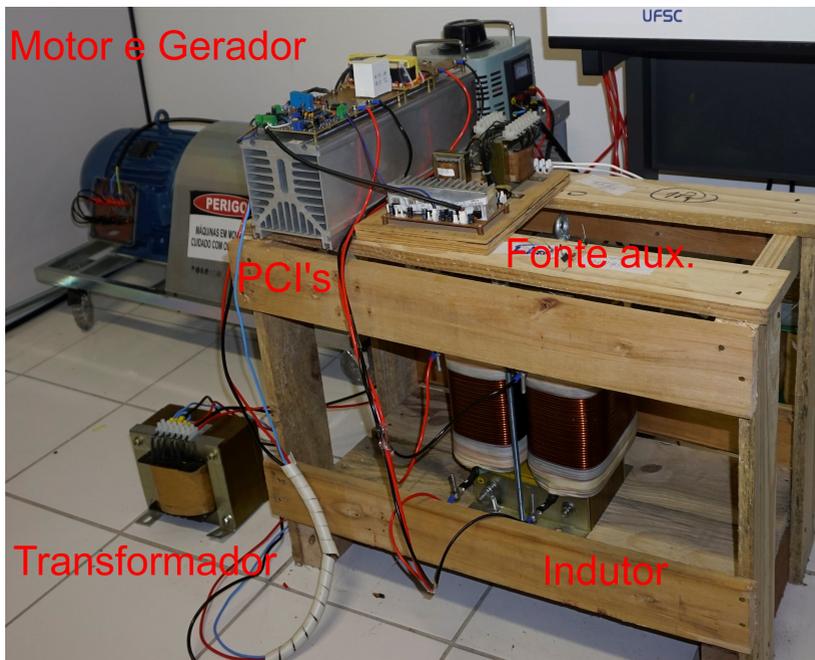


Figura 4.19 – Setup utilizado para teste do sistema proposto.

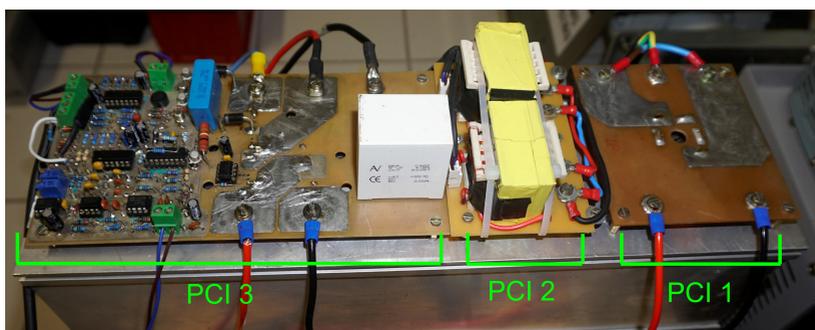


Figura 4.20 – Placas de circuito impresso PCI 1, PCI 2 e PCI 3.

do circuito de comando do interruptor do conversor SMR. A terceira placa (PCI 3) contém os circuitos de comando e os circuitos de potência do inversor Push-Pull e do conversor SMR, com exceção dos dispositivos magnéticos.

C_f (rosa).

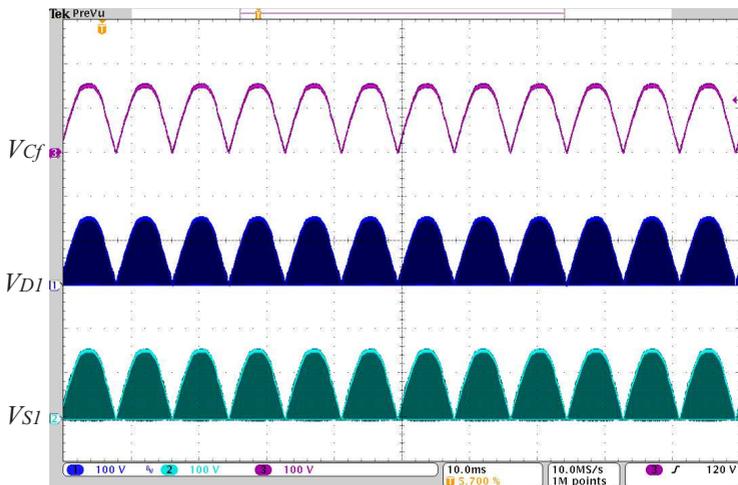


Figura 4.22 – Esforços de tensão sobre o interruptor S1 (azul claro), sobre o diodo D1 (azul escuro) e tensão no capacitor de filtro.

Detalhes da comutação no interruptor S1 (azul claro) e no diodo D1 (azul escuro) são vistos na Figura 4.23, na qual se observa que o esforço de tensão sobre estes componentes, quando não estão conduzindo, é igual à tensão no capacitor C_f .

A tensão sobre o capacitor C_f (rosa) e a corrente na entrada do inversor Push-Pull (azul claro), que representa a corrente no indutor do filtro (L_f), são apresentados na Figura 4.24.

As ondulações de V_{Cf} (rosa) e de I_{Lf} (azul claro) durante o pico da senóide são apresentadas na Figura 4.25. A partir das equações (2.45) e (2.53) e das características do sistema, as ondulações de V_{Cf} e de I_{Lf} esperados são aproximadamente de 5,8 V e 100 mA respectivamente. Os resultados obtidos para ΔV_{Cf} e de ΔI_{Lf} foram coerentes com o esperado quando eliminados os ruídos de medição.

Os sinais de comando de S2 e S3 (rosa e azul claro, respectivamente) são apresentados na Figura 4.26. Em azul escuro, na

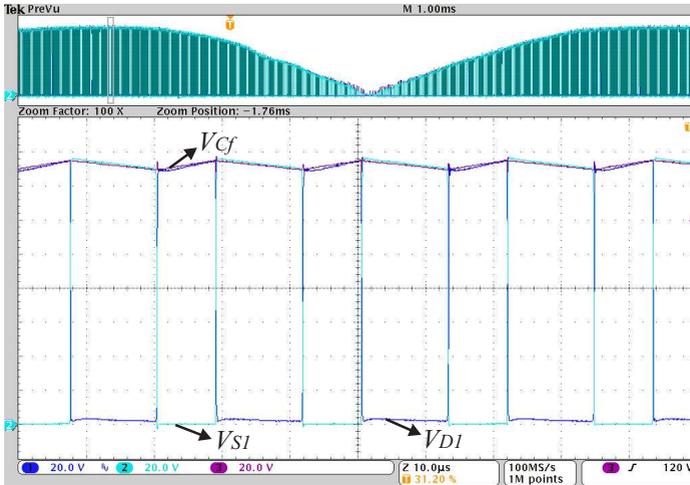


Figura 4.23 – Esforços de tensão sobre o interruptor S1 (azul claro), sobre o diodo D1 (azul escuro) e tensão no capacitor de filtro com detalhes da comutação de S1 e D1.

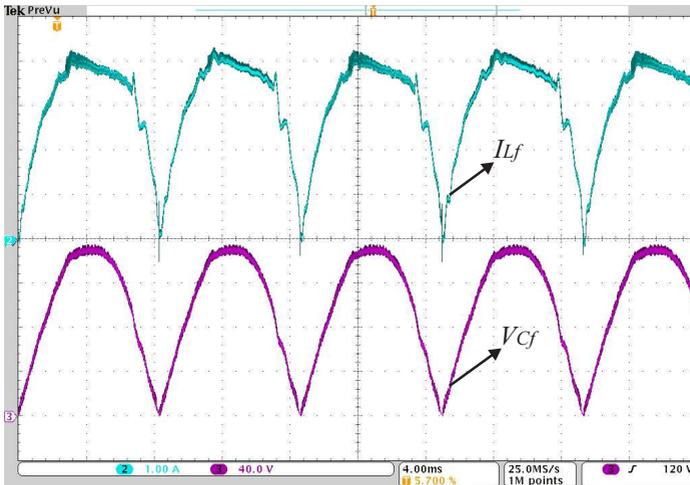


Figura 4.24 – Corrente na entrada do inversor Push-Pull (azul claro) e Tensão no capacitor de filtro (rosa).

mesma figura, é apresentada a amostra do sinal da tensão da rede elétrica, utilizada para o sincronismo do comando dos interruptores

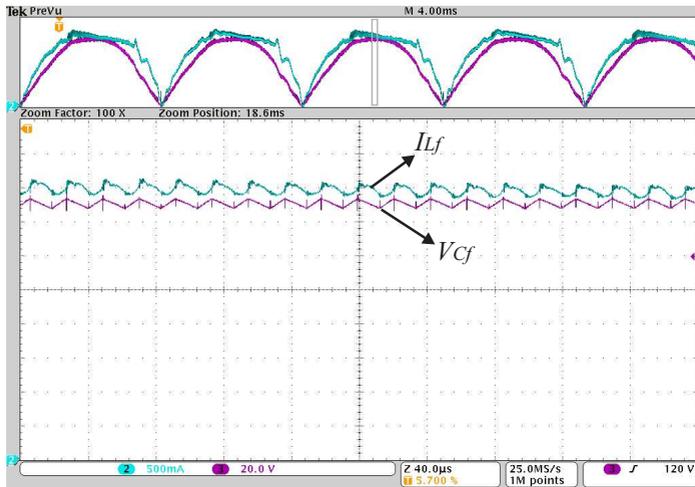


Figura 4.25 – Corrente na entrada do inversor Push-Pull (azul claro) e Tensão no capacitor de filtro (rosa) durante o pico da senóide.

S2 e S3.

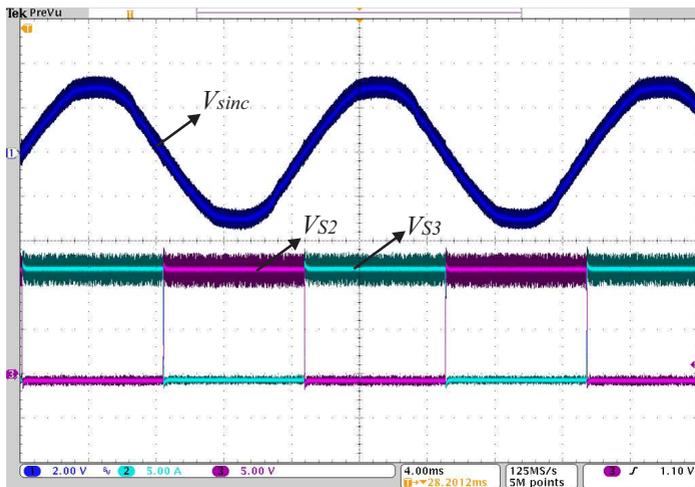


Figura 4.26 – Sinal para sincronismo do comando dos interruptores S2 e S3 com a tensão de saída e sinais de comando dos interruptores.

Observa-se pela Figura 4.26 que a comutação dos interruptores S2 e S3 ocorre quando a amostra da tensão da saída cruza o nível de tensão de 5 V.

Os esforços de tensão sobre os interruptores S2 e S3 do inversor Push-Pull são apresentados na Figura 4.27 juntamente com a tensão do circuito grampeador. Pequenos picos de tensão podem ser observados durante a comutação dos interruptores S2 e S3. No entanto, esses picos não atingem níveis de tensão que possam ser destrutivos para os componentes.

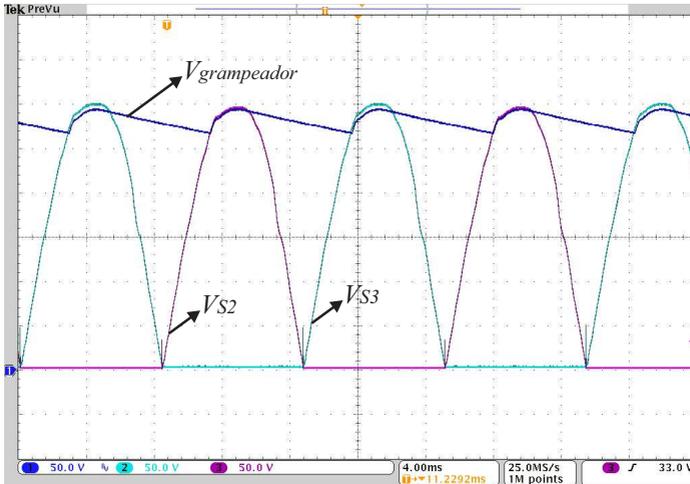


Figura 4.27 – Esforços de tensão sobre os interruptores S2 (azul claro) e S3 (rosa) e tensão do circuito grampeador (azul escuro).

4.4.2 Resultados do sistema operando em malha fechada com método de MPPT 1

Esta seção apresenta os resultados obtidos com o sistema operando em malha fechada para o método de MPPT com tensão média imposta e constante sobre os terminais do interruptor S1. O sistema foi testado para velocidades de rotação no gerador de 300, 400, 500, 600 e 700 rpm. No entanto, para a velocidade de 300 rpm a

corrente I_{ret} apresentou descontinuidade e não possibilitou entregar à rede elétrica uma corrente com a forma de onda esperada.

As formas de onda de corrente na saída do retificador (azul claro) e tensão sobre o interruptor S1 (azul escuro) foram verificadas e na Figura 4.28 é apresentado o resultado para a velocidade de rotação de 700 rpm.

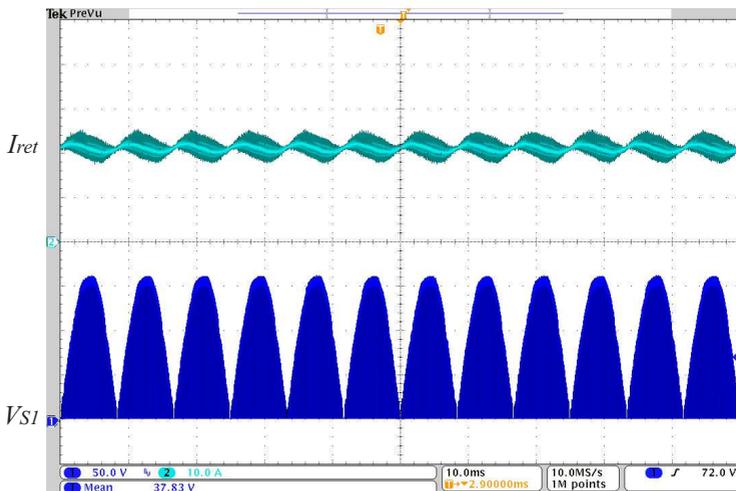


Figura 4.28 – Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 1.

A elevada ondulação na corrente I_{ret} é proveniente, sobretudo, dos ruídos de medição causados pela comutação do interruptor S1.

Os resultados de tensão média sobre o interruptor S1, corrente média na saída do retificador, ondulação da corrente I_{ret} (ΔI_{ret}) e potência extraída do conjunto gerador e retificador (P_g) são apresentados na Tabela 4.5.

Na Figura 4.29 é apresentado o comparativo entre a curva de MPPT projetada e a curva de MPPT obtida experimentalmente. O erro da tensão imposta sobre o interruptor ocorreu, principalmente,

Tabela 4.5 – Resultados experimentais da potência extraída do gerador com MPPT 1 aplicado.

ω_m [rpm]	V_{S1med} [V]	I_{rm} [A]	ΔI_{ret} [A]	P_g [W]	P_p [W]
400	35,5	4,98	2	176,79	340
500	35,5	10,3	2	360,5	519
600	35,5	15,81	2	556,5	644
700	35,5	21,18	2	737	733

peço fato de que o sensor de tensão não possui um ganho exato de 0,1. O cruzamento da curva de MPPT (em vermelho) com as curvas de potência para cada velocidade rotação representam a potência esperada para a respectiva velocidade de rotação. Os pontos coloridos representam a potência extraída experimentalmente para a velocidade de rotação da respectiva cor.

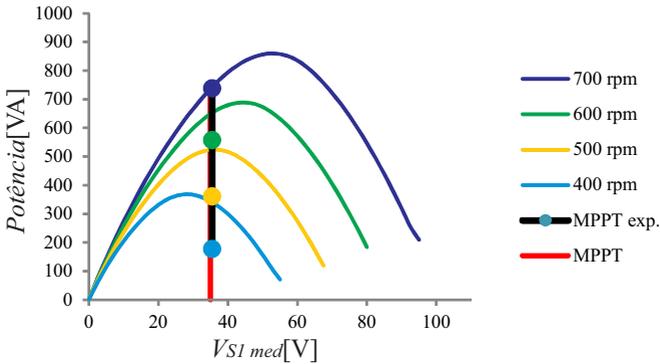


Figura 4.29 – Curva de MPPT 1 especificada em projeto (vermelho) e curva de potência obtida experimentalmente (preto).

Observa-se que para velocidades de rotação elevadas a potência extraída do gerador aproxima-se mais do resultado obtido por simulação do que para baixas velocidades. Diferenças entre as potências obtidas experimentalmente e as potências obtidas por simulação

eram esperadas, devido a simplicidade do modelo do gerador empregado nas simulações e ao fato de que as perdas no retificador passivo e na indutância auxiliar L_a não foram consideradas. Portanto, os resultados foram considerados adequados.

As formas de onda de corrente e tensão na saída foram adquiridos. Na Figura 4.30 são apresentadas as formas de onda obtidas experimentalmente para a velocidade de rotação 700 rpm.

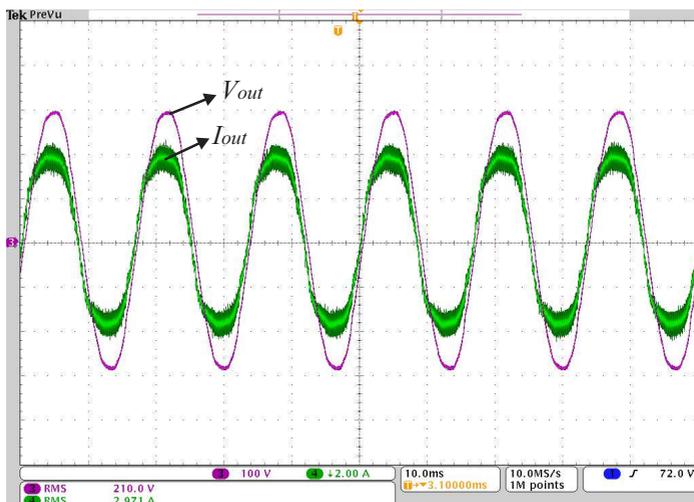


Figura 4.30 – Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 1.

Os valores de tensão eficaz, corrente eficaz, potência, fator de potência e THD da corrente na saída do sistema para as velocidades de rotação testadas são apresentados na Tabela 4.6.

Os resultados de THD na corrente de saída apresentados na Tabela 4.6 são superiores aos encontrados por simulação e apresentados na Tabela 3.2. No entanto, a referência utilizada para gerar a corrente na saída do conversor SMR é retirada da tensão de saída, portanto, as distorções presentes na tensão da rede elétrica são refletidas para a corrente gerada pelo conversor. Os ruídos de medição também influenciam nestes resultados.

Tabela 4.6 – Resultados experimentais da saída do sistema com MPPT 1 aplicado.

ω_m [rpm]	I_{out} [A _{rms}]	P_{out} [W]	PF	THD [%] (I_{out})
400	0,746	113,5	0,73	29
500	1,4	272	0,88	18,9
600	2,12	442,5	0,94	14,6
700	2,97	608	0,97	13,7

Para verificar o comportamento dinâmico do sistema foi realizado um teste com a rotação do gerador aumentando de 500 rpm, em rampa, até 600 rpm. O resultado do comportamento da corrente na saída do sistema, durante o teste, é apresentado na Figura 4.31.

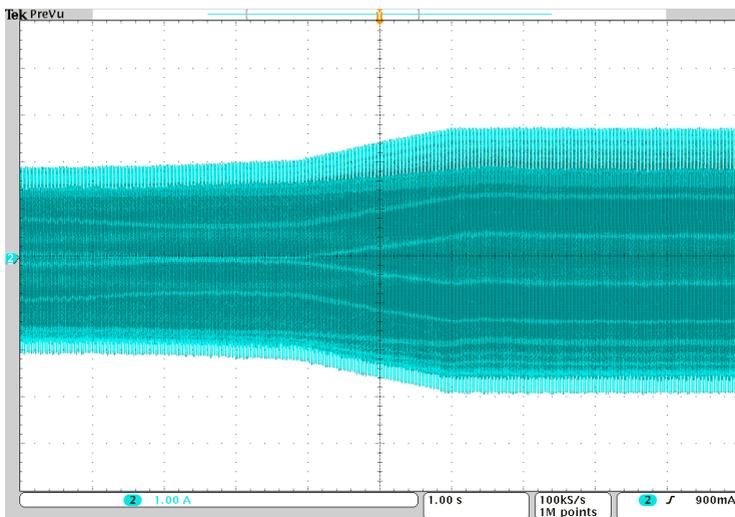


Figura 4.31 – Corrente na saída com aceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 500 para 600 rpm e MPPT 1.

O comportamento da corrente na saída para uma redução na velocidade de rotação da máquina também foi verificado e é apresentado na Figura 4.32.

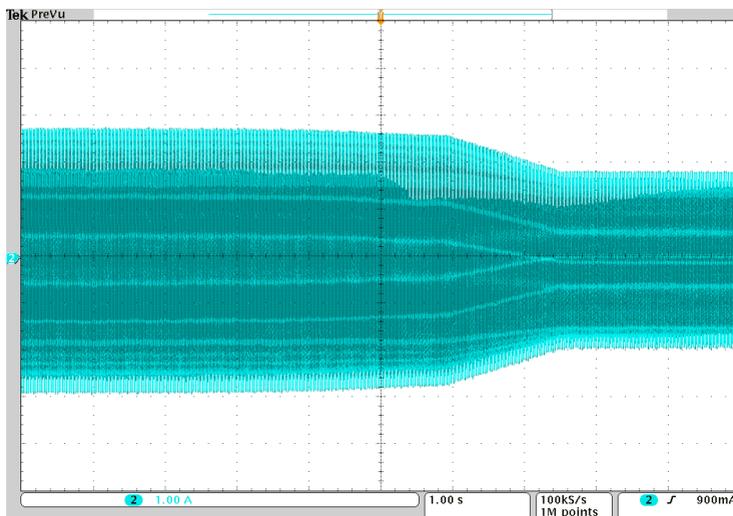


Figura 4.32 – Corrente na saída com desaceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 600 para 500 rpm e MPPT 1.

Conforme o esperado, durante ambos os testes dinâmicos do sistema, para uma variação positiva e uma variação negativa da velocidade de rotação do gerador, a corrente na saída apresentou uma transição do ponto de operação de forma suave, em rampa e sem a presença de sobre sinais.

4.4.3 Resultados do sistema operando em malha fechada com método de MPPT 2

Esta seção apresenta os resultados obtidos com o sistema operando em malha fechada para o método de MPPT com tensão média sobre os terminais do interruptor S1 imposta, porém variando de acordo com a corrente I_{rm} e a curva de MPPT especificada. O sistema foi testado para velocidades de rotação no gerador 300, 400, 500, 600 e 700 rpm.

Para este método de MPPT a corrente I_{ret} não apresentou descontinuidade para a velocidade de 300 rpm, no entanto a

distorção causada pela corrente magnetizante do transformador é predominante e também impossibilitou entregar à rede elétrica uma corrente com a forma de onda esperada.

As formas de onda de corrente na saída do retificador e tensão sobre o interruptor S1 foram verificadas e na Figura 4.33 é apresentado o resultado para a velocidade de rotação de 700 rpm.

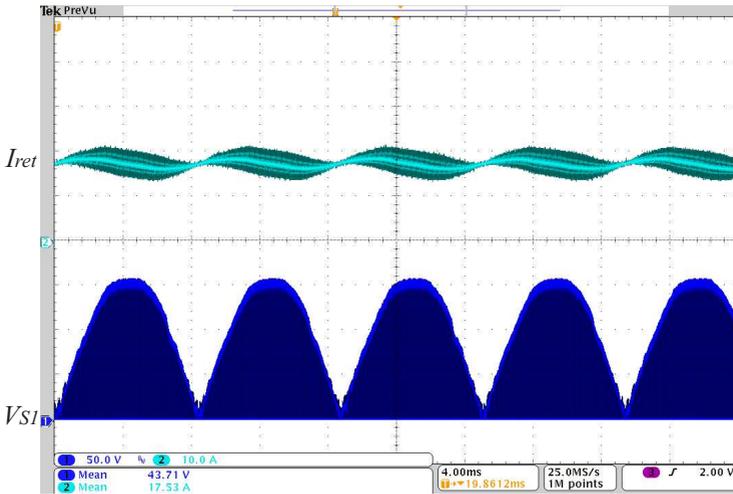


Figura 4.33 – Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 2.

Os resultados de tensão média sobre o interruptor S1, corrente média na saída do retificador, ondulação da corrente I_{ret} (ΔI_{ret}) e potência extraída do conjunto gerador e retificador (P_g) são apresentados na Tabela 4.7.

Na Figura 4.34 é apresentado o comparativo entre a curva de MPPT projetada e a curva de MPPT obtida. Observa-se que neste caso as diferenças entre as potências esperadas e as potências realmente atingidas são praticamente as mesmas para todas as velocidades de rotação da máquina. Assim como mencionado anteriormente, essas diferenças são provenientes do modelo simplificado

Tabela 4.7 – Resultados experimentais da potência extraída do gerador com MPPT 2 aplicado.

ω_m [rpm]	V_{S1med} [V]	I_{rm} [A]	ΔI_{ret} [A]	P_g [W]	P_p [W]
400	18,8	12,4	1,1	233,12	365
500	26,1	14	1,5	365,4	527
600	33,33	15,89	1,7	529,6	690
700	40,7	17,53	2	713,4	851

utilizado para o gerador e por não considerar as perdas no retificador passivo e na indutância auxiliar L_a .

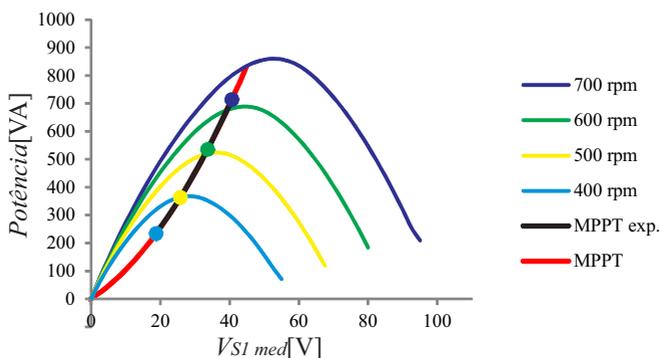


Figura 4.34 – Curva de MPPT 2 especificada em projeto (vermelho) e curva de potência obtida (preto).

Destaca-se que mesmo que os pontos de potência não coincidam, na Figura 4.34, a curva de MPPT experimental coincide com a curva de MPPT especificada em projeto.

Na Figura 4.35 são apresentadas as formas de onda de corrente e de tensão na saída para a velocidade de rotação de 700 rpm.

Os valores de tensão corrente eficaz na saída, potência, fator de potência e THD da corrente de saída para as velocidades de rotação testadas são apresentados na Tabela 4.8. Assim como

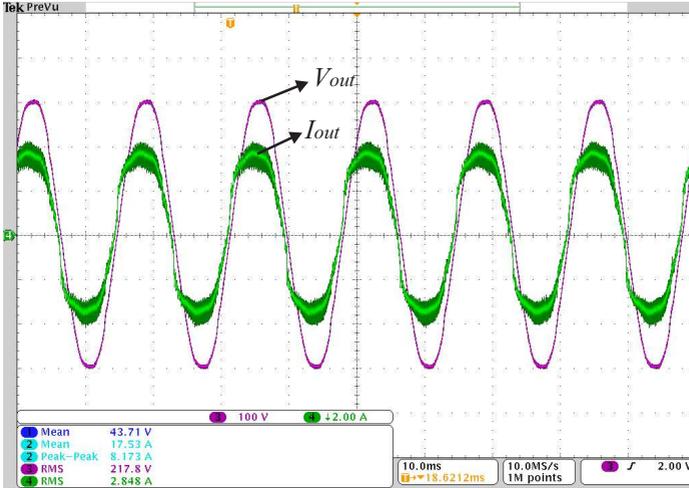


Figura 4.35 – Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 700 rpm e MPPT 2.

verificado nos testes para o MPPT 1, as distorções provenientes da referência de corrente e de ruídos de medição contribuíram para resultados elevados na THD de I_{out} .

Tabela 4.8 – Resultados experimentais da saída do sistema com MPPT 2 aplicado.

ω_m [rpm]	I_{out} [A _{rms}]	P_{out} [W]	PF	THD [%] (I_{out})
400	0,942	165,1	0,82	32
500	1,48	292	0,92	20,8
600	2,1	430,8	0,95	16,8
700	2,84	597	0,96	15,7

O comportamento dinâmico do sistema com o método de MPPT 2 para uma variação da velocidade de rotação do gerador também foi verificado. A Figura 4.36 apresenta a corrente na saída do sistema para a aceleração em rampa da máquina de 500 para 600 rpm e a Figura 4.37 apresenta o mesmo resultado para a desa-

celeração.

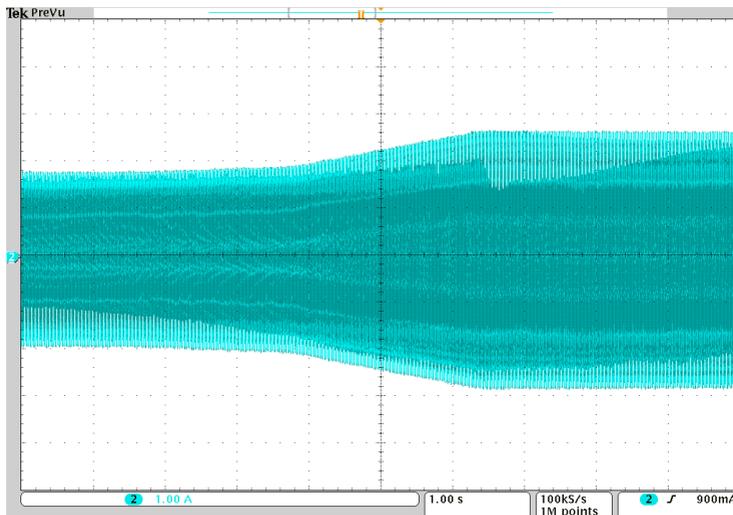


Figura 4.36 – Corrente na saída com aceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 500 para 600 rpm e MPPT 2.

Assim como os resultados dos testes dinâmicos da estrutura com o método de MPPT 1 aplicado, os resultados com o método de MPPT 2 também foram os esperados. A corrente na saída do sistema apresentou uma transição do ponto de operação de forma suave, em rampa e sem a presença de sobre sinais.

4.4.4 Teste com potência nominal

O teste com potência nominal no sistema proposto utiliza o método de MPPT 2, deste modo, a tensão média imposta na saída do retificador no ponto de operação é mais elevada em relação ao MPPT 1, conseqüentemente, a corrente na saída do retificador é reduzida.

A potência de 1 kW na saída do retificador foi alcançada elevando-se a rotação do gerador até 900 rpm. Os resultados de ten-

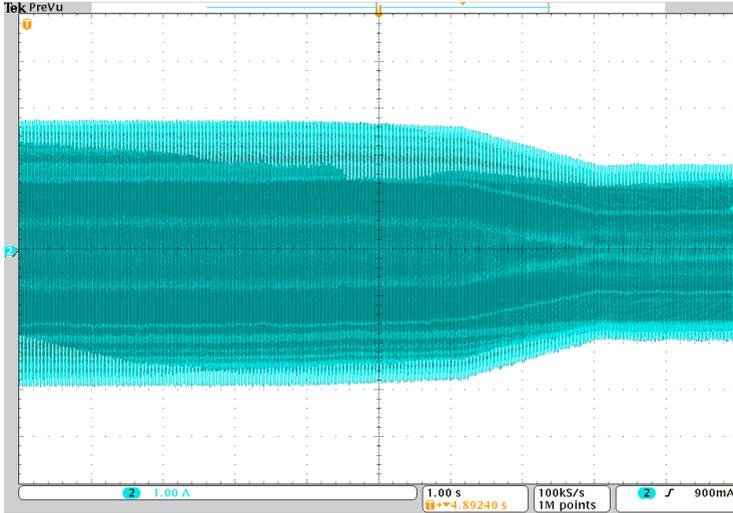


Figura 4.37 – Corrente na saída com desaceleração em rampa da velocidade de rotação do gerador de 600 para 500 rpm e MPPT 2.

são imposta sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador são apresentados na Figura 4.38.

A Figura 4.39 apresenta a tensão da rede elétrica e a corrente que está sendo injetada pelo sistema.

Alguns dados dos resultados obtidos experimentalmente para potência nominal são apresentados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Resultados experimentais para o sistema com potência nominal.

ω_m [rpm]	V_{S1med} [V]	I_{rm} [A]	ΔI_{ret} [A]	P_g [W]	P_{out} [W]	PF	THD [%] (I_{out})
900	49,5	21,4	2,5	1043	886,6	0,96	19,8

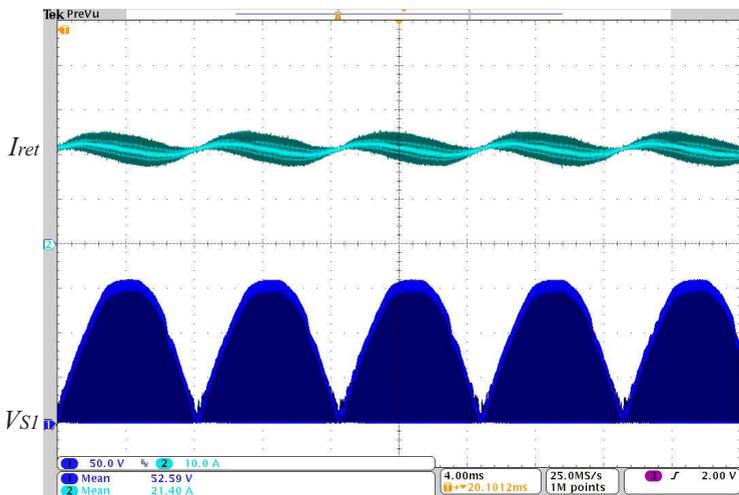


Figura 4.38 – Tensão sobre o interruptor S1 e corrente na saída do retificador para velocidade de rotação do gerador de 900 rpm e MPPT 2.

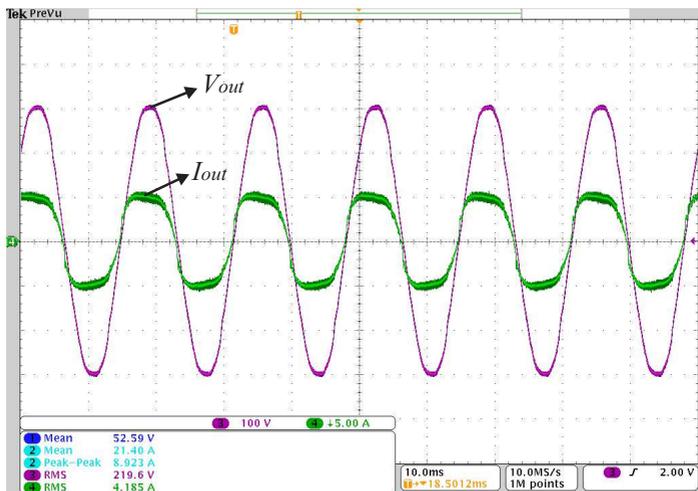


Figura 4.39 – Tensão de saída e corrente na saída para velocidade de rotação do gerador de 900 rpm e MPPT 2.

4.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou na primeira parte as especificações de um projeto para o sistema proposto, com a realização dos cálculos de esforços sobre os componentes. A partir dos dados obtidos foram definidos os componentes utilizados no protótipo. Também foram apresentados os circuitos auxiliares implementados para o comando da estrutura de potência, o sistema construído para realização dos testes e as placas de circuito impresso confeccionadas.

Posteriormente foram verificados os resultados obtidos com o protótipo implementado para diferentes configurações de testes. Nos resultados para o sistema operando em malha aberta foram discutidas as características dos comandos dos interruptores, sincronismo, esforços de tensão, ondulação da corrente na entrada do inversor Push-Pull e ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro para validar o projeto realizado.

Os resultados obtidos para o sistema operando em malha fechada validam o funcionamento da estrutura proposta. Os resultados experimentais de potência extraída do gerador não coincidem com o apresentado durante a análise, no entanto foi utilizado um modelo simplificado do gerador durante a análise.

Conclusão

Este trabalho apresentou a proposta de um sistema para a conexão de aerogeradores de pequeno porte com a rede elétrica. A topologia proposta é composta por um conversor *Switched Mode Rectifier*, um inversor Push-Pull com entrada em corrente.

O Capítulo 1 teve como objetivo apresentar a proposta de trabalho desta dissertação. Uma breve contextualização da energia eólica foi realizada, partindo de suas primeiras aplicações para moagem de grãos até as características atuais do mercado para geração de energia eólica a partir de aerogeradores. Foram apresentadas também diferentes sistemas de geração eólica e seus principais componentes. Algumas topologias empregadas para o gerenciamento da energia gerada por aerogeradores foram discutidas, assim como, as principais fontes de falha para esta aplicação. A estrutura proposta para este trabalho foi definida, sendo topologias com baixo número de interruptores ativos, todos os comandos com a mesma referência e não necessitam de capacitores eletrolíticos.

O Capítulo 2 introduziu as etapas de operação e o funcionamento do sistema proposto. Uma análise qualitativa da estrutura foi realizada com uma fonte de corrente na entrada, apresentando os cálculos necessários para dimensionamento dos componentes. Posteriormente foi realizada uma análise através de simulações para verificar as características da estrutura quando a fonte de corrente na entrada é substituída pelo conjunto gerador mais retificador. Com os dados obtidos se verificou a necessidade de acrescentar uma indu-

tância auxiliar de valor elevado na saída do retificador. As análises realizadas neste capítulo permitiram concluir que a estrutura pode ser utilizada para a aplicação proposta se a indutância auxiliar for acrescentada.

O Capítulo 3 apresentou as análises realizadas por simulação das características de saída dos conjuntos aerogerador mais retificador e gerador mais retificador. Os resultados obtidos foram utilizados para análise dos métodos de MPPT propostos neste capítulo. A planta para controle de tensão média sobre o interruptor do conversor SMR foi apresentada e o controlador definido. Foram discutidos resultados de simulação para validar a planta obtida e a resposta do controlador.

No Capítulo 4 foram definidas as especificações de um projeto para o sistema proposto, incluindo as curvas de MPPT. Foi realizado o dimensionamento dos componentes do circuito de potência e apresentados os circuitos auxiliares utilizados para funcionamento da estrutura. O sistema proposto foi construído e alguns resultados experimentais obtidos. Com os resultados em malha aberta foi possível validar o funcionamento da estrutura e o dimensionamento do filtro CL. A estrutura apresentou bom comportamento em relação aos esforços de tensão sobre os interruptores.

Os resultados de potência extraída do gerador com o sistema em malha fechada não foram iguais aos apresentados por simulação em ambos os métodos de MPPT aplicados. No entanto, os resultados foram considerados adequados pois durante as análises não foram consideradas as perdas na ponte retificadora e o modelo do gerador utilizado foi simplificado.

Comparando o comportamento do sistema para os dois métodos de MPPT, observa-se pouca diferença entre a qualidade das correntes de saída. As distorções elevadas na corrente de saída se devem principalmente à ondulação da corrente na entrada, a falta de um controle de corrente e as distorções provenientes da rede elé-

trica que é utilizada para gerar referência de corrente. O método de MPPT 1 apresentou resultados um pouco melhores para velocidades mais altas de rotação, porém, o método de MPPT 2 permite um ajuste da curva e otimização da potência extraída para todas as velocidades.

Os resultados obtidos foram específicos para o gerador especificado durante o projeto, no entanto, a metodologia de análise pode ser empregada a qualquer aerogerador de pequeno porte com gerador síncrono a imã permanente.

Por fim, o autor sugere algumas propostas de estudos futuros visando explorar mais benefícios do sistema proposto.

- Realização da proteção do lado da rede elétrica.
- Realização da proteção do lado da turbina eólica.
- Validação dos métodos de MPPT com turbina eólica.
- Implementação de um controle para a corrente de saída.
- Implementação de um controlador digital para gerar uma senoide pura e em fase com a rede elétrica para a referência de corrente.

Referências

- AUBREE, R.; AUGER, F.; DAI, P. A new low-cost sensorless mppt algorithm for small wind turbines. In: *Renewable Energies and Vehicular Technology (REJET), 2012 First International Conference*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 11.
- BUCHERT, K.; FUCHS, F. Comparison of three phase rectifier topologies in small wind turbines. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–10. Citado na página 15.
- CELESC. *Conexão de Centrais Geradoras*. 2014. Disponível em: <<http://novoportal.celesc.com.br/portal/index.php/normas-tecnicas/conexao-de-centrais-geradoras>>. Citado na página 17.
- DUNN, P. *Renewable Energies*. [S.l.]: London : Peter Peregrinus Ltd, 1986. Citado na página 2.
- DUTRA, R. *Energia Eólica - Princípios e Tecnologias*. 2009. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/>>. Citado na página 3.
- ECKSTEIN, R. H. *Sistema para conexão de pequenos aerogeradores com a rede elétrica: Análise, projeto e experimentação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2014. Citado 5 vezes nas páginas 24, 26, 29, 54 e 77.
- GEVAERT, L. et al. Evaluation of the mppt performance in small wind turbines by estimating the tip-speed ratio. In: *Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities'*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado 4 vezes nas páginas 16, 11, 12 e 13.
- GIANNINI, M.; DUTRA, R. M.; GUEDES, V. G. Estudo prospectivo do mercado de energia eólica de pequeno porte no brasil. In: *Brazil Windpower - 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 5.

- GSÄNGER, S.; PITTELOUD, J. *Small Wind World Report 2014*. 2015. Disponível em: <<http://small-wind.org/>>. Citado 4 vezes nas páginas 15, 5, 6 e 7.
- GWEC. *Global Wind Report - 2014*. 2015. Disponível em: <<http://www.gwec.net/>>. Citado 4 vezes nas páginas 15, 4, 5 e 6.
- HEIR, S. *Grid integration of Wind Energy Conversion Systems*. Chicester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 1998. Citado na página 70.
- IXYS. *Datasheet DSEP 30-06BR*. 2004. Disponível em: <<http://ixdev.ixys.com>>. Citado na página 104.
- IXYS. *Datasheet IXKH70N60C5*. 2009. Disponível em: <<http://ixdev.ixys.com>>. Citado na página 103.
- KORTABARRIA, I. et al. Power converters used in grid connected small wind turbines: Analysis of alternatives. In: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference*. [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 20.
- MANWELL, J. F.; MCGOWAN, J. G.; ROGERS, A. L. *Wind Energy Explained - Theory, Design and Application*. [S.l.]: John Wiley & Sons Ltd, 2002. Citado 4 vezes nas páginas 2, 3, 8 e 15.
- MARTINS, D. C. *Eletrônica de Potência: Semicondutores de Potência Controlados, Conversores CC-CC Isolados e Conversores CC-CC a Tiristor (Comutação Forçada)*. [S.l.]: Do Autor, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 53.
- MIRECKI, A.; ROBOAM, X.; RICARDEAU, F. Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, 2007. Citado na página 21.
- QIAO, W.; LU, D. A survey on wind turbine condition monitoring and fault diagnosis—part i: Components and subsystems. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 62, n. NO. 10, p. 6536–6545, October 2015. Citado 3 vezes nas páginas 16, 22 e 23.
- RIGHTER, R. W. *Wind Energy in America: A History*. [S.l.]: University of Oklahoma Press., 1996. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 4.
- SILVA, F. J. N. *Estudo de um conversor push-pull alimentado em corrente com grameamento ativo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1998. Citado na página 27.

SONG, Y.; WANG, B. Survey on reliability of power electronic systems. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 28, p. 591–604, 2013. Citado na página 22.

TAFTICHT, T.; AGBOSSOU, K.; CHERITI, A. Dc bus control of variable speed wind turbine using a buck-boost converter. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 5 pp.–. Citado na página 26.

TEXAS INSTRUMENTS. *Datasheet UC3854*. 2016. Disponível em: <<http://www.ti.com/>>. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 111.

TIBOLA, G. *Sistema eólico de pequeno porte para geração de energia elétrica com rastreamento de máxima potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009. Citado 10 vezes nas páginas 16, 19, 11, 12, 23, 24, 54, 70, 74 e 75.

WHALEY, D. M. *Low-Cost Small-Scale Wind Power Generation*. Tese (Doutorado) — The University of Adelaide, Junho 2009. Citado na página 28.

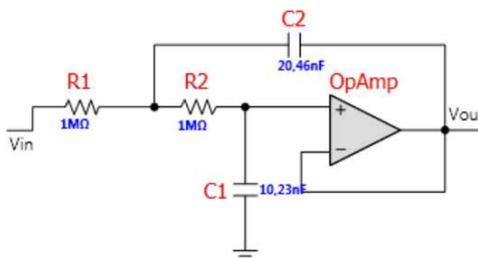
Apêndices

APÊNDICE **A**

Projeto do filtro para medição de V_{S1}

FilterPro Design Report Schematic

Design Name: Lowpass, Sallen Key, Butterworth **Part:** Ideal Opamp **Order:** 2 **Stages:** 1
Gain: 1 V/V (0 dB) **Allowable PassBand Ripple:** 1 dB **Passband Frequency:** 11 Hz
Corner Frequency Attenuation: -3 dB

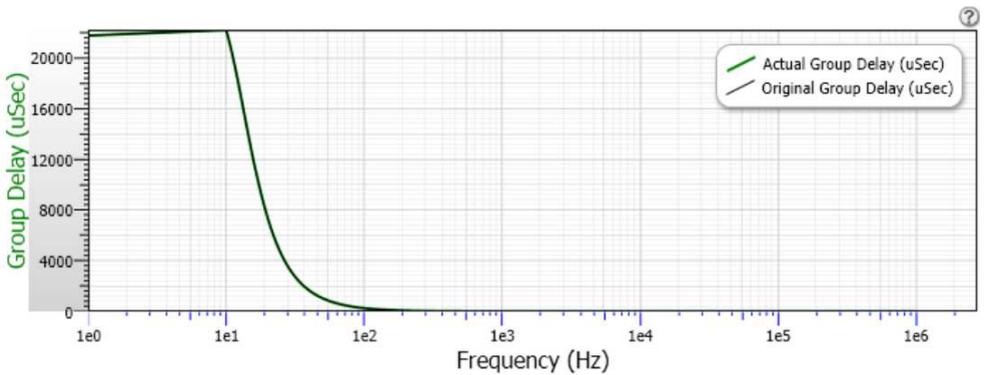
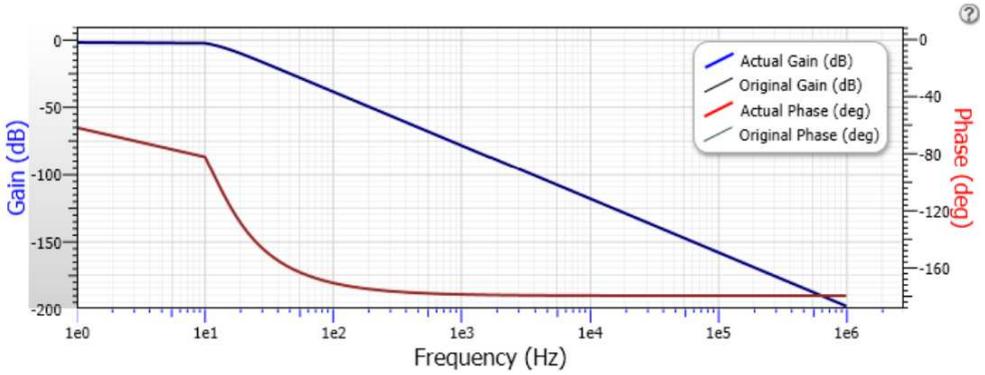


Filter Stage:	1
Passband Gain(Ao):	1
Cutoff Frequency(f _{cn}):	11 Hz
QualityFactor (Q):	0,71
Filter Response:	Butterworth
Circuit Topology:	SallenKey
Min GBW reqd.:	781 Hz

FilterPro Design Report

Frequency and Phase Responses

Design Name: Lowpass, Sallen Key, Butterworth Part: Ideal Opamp Order: 2 Stages: 1
Gain: 1 V/V (0 dB) Allowable PassBand Ripple: 1 dB Passband Frequency: 11 Hz
Corner Frequency Attenuation: -3 dB

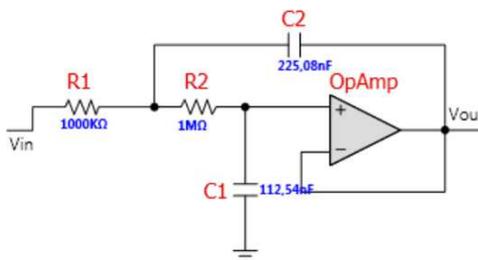


APÊNDICE **B**

Projeto do filtro para medição de I_{ret}

FilterPro Design Report Schematic

Design Name: Lowpass, Sallen Key, Butterworth **Part:** Ideal Opamp **Order:** 2 **Stages:** 1
Gain: 1 V/V (0 dB) **Allowable PassBand Ripple:** 1 dB **Passband Frequency:** 1 Hz
Corner Frequency Attenuation: -3 dB

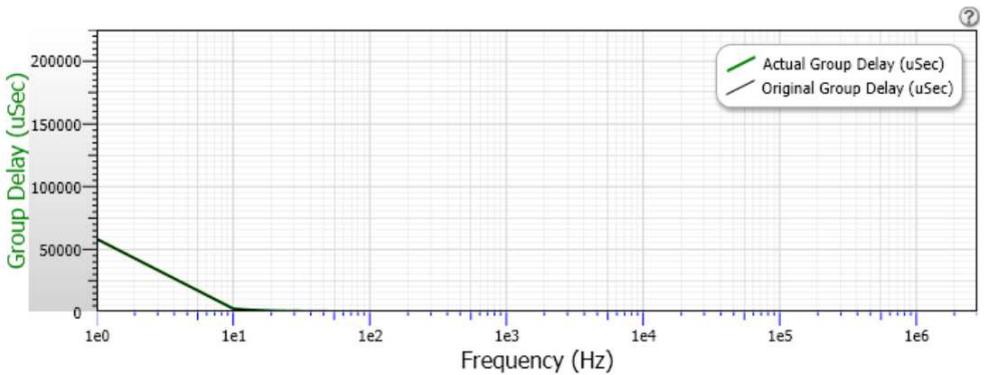
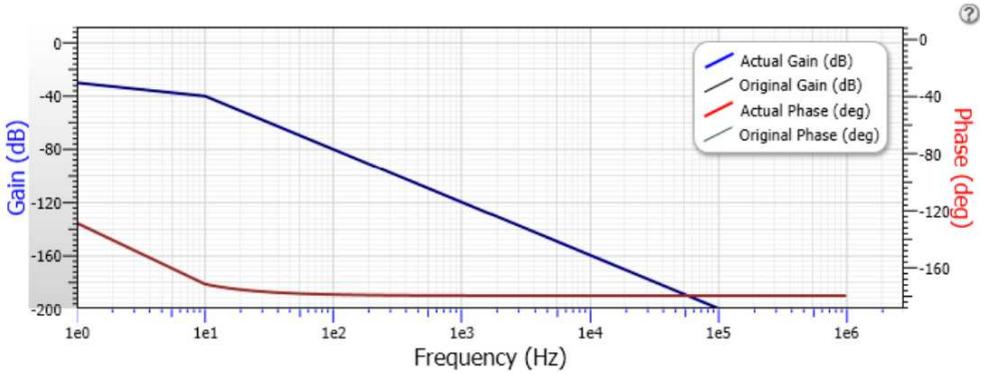


Filter Stage:	1
Passband Gain(Ao):	1
Cutoff Frequency(f _{cn}):	1 Hz
QualityFactor (Q):	0,71
Filter Response:	Butterworth
Circuit Topology:	SallenKey
Min GBW reqd.:	71 Hz

FilterPro Design Report

Frequency and Phase Responses

Design Name: Lowpass, Sallen Key, Butterworth **Part:** Ideal Opamp **Order:** 2 **Stages:** 1
Gain: 1 V/V (0 dB) **Allowable PassBand Ripple:** 1 dB **Passband Frequency:** 1 Hz
Corner Frequency Attenuation: -3 dB



APÊNDICE **C**

**Dimensionamento dos componentes do controlador PI com
filtro**

Componentes Controlador

$$C_{zpk} = 0.286 \cdot \frac{(s + 5)}{s \cdot (s + 5.5)}$$

$$C_{\text{time_constant}} = \frac{0.286 \cdot (1 + 0.2s)}{s \cdot (1 + 0.18s)}$$

$$C_{\text{comp}} = \frac{1 + R14 \cdot C7 \cdot s}{s[(C6 + C7) \cdot R12 + R12 \cdot R14 \cdot C6 \cdot C7 \cdot s]}$$

$$R14 \cdot C2 = 0.2$$

$$R14 := 1 \cdot 10^6$$

$$R14 = R15$$

$$C7 := \frac{0.2}{R14} = 2 \times 10^{-7}$$

$$C7_x := 220 \cdot 10^{-9}$$

$$C7 = C8$$

$$R12 := \frac{1 - 0.818181818181818182}{C7_x} = 8.264 \times 10^5$$

$$C6 = \frac{0.18}{R12 \cdot R14 \cdot C7_x} \rightarrow C6 = 9.90000000000000029611e-7$$

$$C6 := \frac{0.818181818181818182}{R12} = 9.9 \times 10^{-7}$$

$$C6_x := 100 \cdot 10^{-9}$$

$$C6 = C9$$

$$g := 0.286$$

$$R12_{xg} := \frac{R12}{g} = 2.89 \times 10^6$$

$$R12_x := 3.3 \cdot 10^6$$

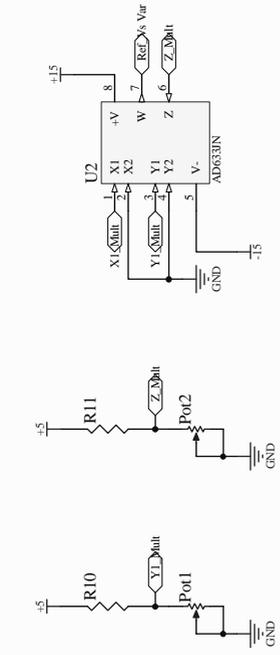
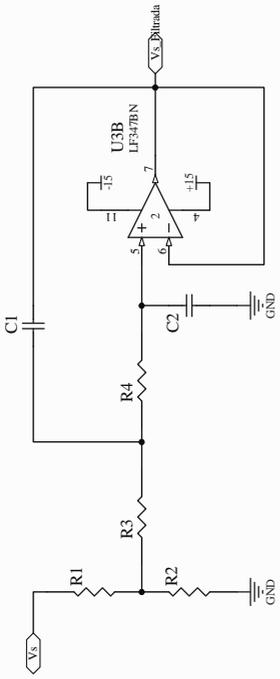
$$R12 = R13$$

APÊNDICE **D**

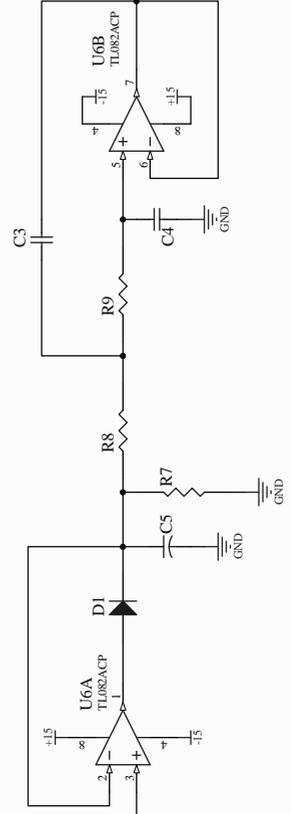
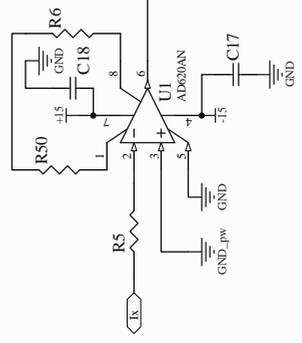
Diagrama dos circuitos implementados

Multiplicador p/ MPPT

Filtro p/ Vs



Referência p/ MPPT



Title

Size

Number

Revision

A4

Date:

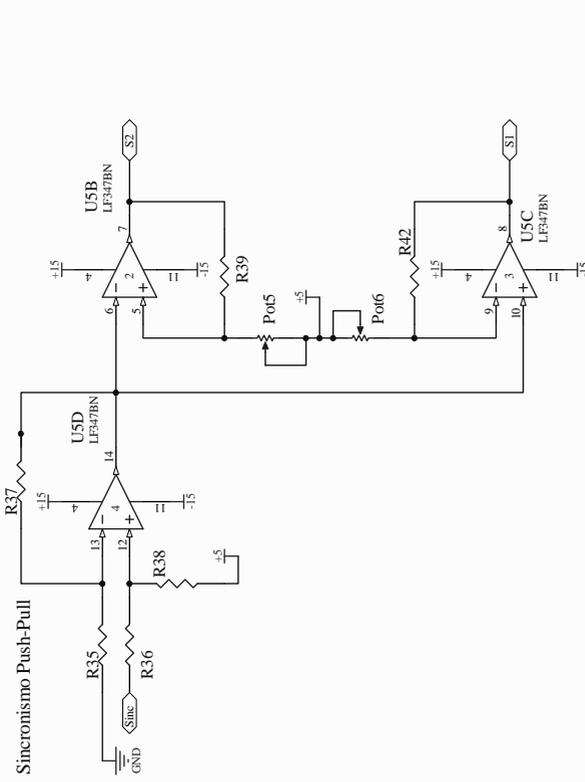
03/03/2016

Sheet of

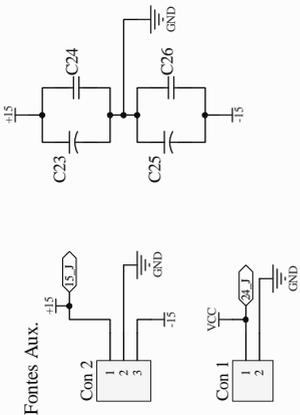
Drawn By:

C:\Users\...Filtros_e_MPPT_SchDoc

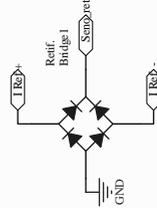
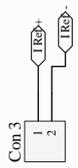
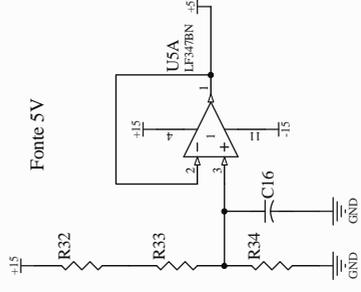
Sincronismo Push-Pull



Fontes Aux.

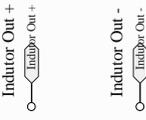
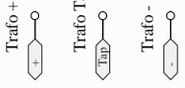
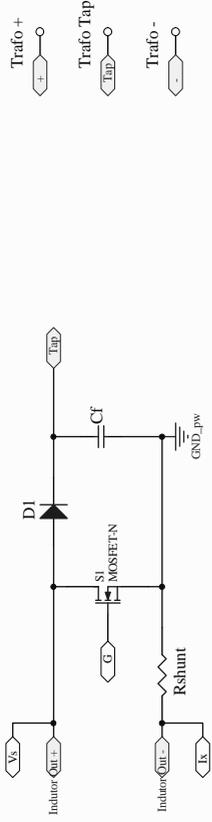


Fonte 5V

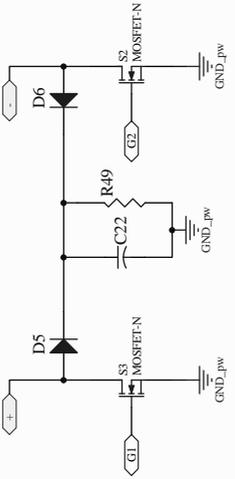


Title		Revision	
Size	Number		
A4			
Date:	03/03/2016	Sheet of	
File:	C:\Users\...Siferonians_Sch\Doc	Drawn By:	

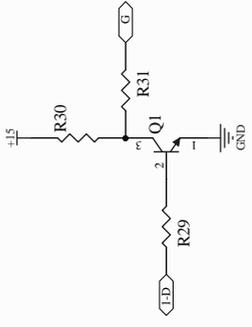
Circuito de Potência



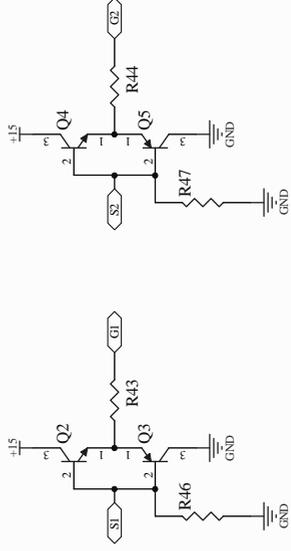
Circuito Grampoador de Tensão



Driver SMR



Drivers Push-Pull



Title	
Size	Number
A4	
Date:	31/03/2016
File:	C:\Users\...Potenciais\Sch\De
Sheet of	Drawn By:
Revision	

APÊNDICE **E**

Lista de componentes utilizados

Comment	Description	Designator	Quantity
22nF	Capacitor Ceramico	C1	1
10nF	Capacitor Ceramico	C2	1
220nF	Capacitor Ceramico	C3, C7, C8	3
100nF	Capacitor Ceramico	C4, C6, C9, C17, C18	5
Cap Elet 50uF	Capacitor Eletrolítico	C5	1
Cap Elet 1uF	Capacitor Eletrolítico	C10, C16	2
1.5nF	Capacitor Ceramico	C11	1
1nF	Capacitor Ceramico	C12, C13	2
9uF	Cap Filme	Cf	1
Cap Elet_2	Capacitor Eletrolítico	C22	1
Cap Elet	Capacitor Eletrolítico	C23, C25	2
Cap Cer	Capacitor Ceramico	C24, C26	2
Header 2	Header, 2-Pin	Con 1, Con 3, Con 4	3
Header 3	Header, 3-Pin	Con 2	1
DSEP 30-06BR	1 Amp General Purpose Rectifier	D1	1
Diode 1N914	High Conductance Fast Diode	D2, D3, D10	3
Diode MUR	1 Amp General Purpose Rectifier	D5, D6	2
7.5V	Zener Diode	DZ1	1
6.8V	Zener Diode	DZ2	1
JUMPER		JP1, JP2, JP3, JP4	4
RPot	Potentiometer	Pot1, Pot2, Pot3, Pot4, Pot5, Pot6	6
2N2222A	High Speed Switches	Q1, Q2, Q4	3
2N2907A	General Purpose Amplifier and Switch	Q3, Q5	2
820k	Resistor filme metálico CR25	R1	1
91k	Resistor filme metálico CR25	R2	1
1M	Resistor filme metálico CR25	R3, R4, R8, R9, R14, R15	6
1k	Resistor filme metálico CR25	R5, R7, R17, R36, R38, R46, R47	7
100	Resistor filme metálico CR25	R6	1
15k	Resistor filme metálico CR25	R10, R28	2
4k7	Resistor filme metálico CR25	R11	1
3M3	Resistor filme metálico CR25	R12, R13	2
75k	Resistor filme metálico CR25	R18, R19	2
8k2	Resistor filme metálico CR25	R20, R21	2
750k	Resistor filme metálico CR25	R23	1
180k	Resistor filme metálico CR25	R24	1
33k	Resistor filme metálico CR25	R25	1
10k	Resistor filme metálico CR25	R26, R32, R33, R34, R35, R37	6
22k	Resistor filme metálico CR25	R27	1
33	Resistor filme metálico CR25	R29, R30, R31, R43, R44	5
100k	Resistor filme metálico CR25	R39, R42, R45	3
Resistor 5W	Resistor filme metálico CR25	R49	1
1.2k	Resistor filme metálico CR25	R50	1
Bridge1	Full Wave Diode Bridge	Retif.	1
Resistor Shunt	Resistor Shunt (dissipador)	Rshunt	1
MOSFET-N	IXKH70N60	S1, S2, S3	3
AD620AN	Low-Cost, Low-Power Instrumentation Amplifier	U1	1
AD633JN	Low-Cost Analog Multiplier	U2	1
LF347BN	Quad JFET Input Operational Amplifier	U3, U5	2
UC3854	CI UC3854	U4	1
TL082ACP	JFET-Input Operational Amplifier	U6	1

APÊNDICE **F**

**Exemplo de calculo de perdas para tensão média sobre S1 de
35 V e 1 kW na saída do retificador**

Interruptor SMR

Dados de Projeto:

$$f_s := 46667 \text{ Hz}$$

$$I_{S1} := 28.57 \text{ A}$$

$$V_{S1} := 35 \text{ V}$$

Dados do Interruptor:

$$r_{ds} := 0.04 \Omega$$

$$t_f := 10 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$t_r := 20 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

Perdas por condução:

$$P_{S1_cond} := I_{S1}^2 \cdot r_{ds} = 32.65 \text{ W}$$

Perdas por comutação:

$$P_{S1_com} := \frac{f_s}{2} \cdot I_{S1} \cdot V_{S1} \cdot (t_f + t_r) = 0.7 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{S1_Totais} := P_{S1_cond} + P_{S1_com} = 33.35 \text{ W}$$

Diodo SMR

Dados de Projeto:

$$I_{D1_med} := 18.18 \text{ A}$$

$$I_{D1_ef} := 22.79 \text{ A}$$

$$V_{D1_med} := 64 \text{ V}$$

Dados do diodo:

$$V_{TO} := 1.25 \text{ V}$$

$$r_d := 0$$

Perdas por condução:

$$P_{D1_cond} := I_{D1_ef}^2 \cdot r_d + V_{TO} \cdot I_{D1_med} = 22.725 \text{ W}$$

Interruptores Push-Pull

Dados de Projeto:

$$f_{\text{rev}} := 60\text{Hz}$$

$$I_{S2} := 9.1\text{A}$$

Dados do Interruptor:

$$r_{\text{ds(on)}} := 0.04\Omega$$

$$t_{\text{f}} := 10 \cdot 10^{-9}\text{ s}$$

$$t_{\text{rr}} := 20 \cdot 10^{-9}\text{ s}$$

Perdas por condução:

$$P_{S2_cond} := I_{S2}^2 \cdot r_{\text{ds}} = 3.312\text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{S2_Totais} := P_{S2_cond} = 3.312\text{ W}$$

Resistor Shunt

Dados de Projeto:

$$I_{\text{ret}} := 28.57\text{A}$$

$$r_{\text{shunt}} := 0.02\Omega$$

$$P_{\text{Shunt}} := I_{\text{ret}}^2 \cdot r_{\text{shunt}} = 16.325\text{ W}$$

Indutor auxiliar

Dados de Projeto:

$$I_{\text{peak}} := 28.57\text{A}$$

$$r_{L_a} := 0.28\Omega$$

$$P_{L_a} := I_{\text{ret}}^2 \cdot r_{L_a} = 228.549\text{ W}$$

Circuito Grampeador

Dados de Projeto:

$$V_{\text{snb}} := 311\text{V}$$

$$r_{\text{snb}} := 100 \cdot 10^3 \Omega$$

$$P_{\text{snb}} := \frac{V_{\text{snb}}^2}{r_{\text{snb}}} = 0.967\text{W}$$