

DIOGO CESAR COELHO

**PROPOSTA DE CONVERSOR PARA
RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE
OPERAÇÃO DE PEQUENOS SISTEMAS DE
GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

**FLORIANÓPOLIS
2009**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROPOSTA DE CONVERSOR PARA
RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE
OPERAÇÃO DE PEQUENOS SISTEMAS DE
GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

DIOGO CESAR COELHO

Florianópolis, julho de 2009

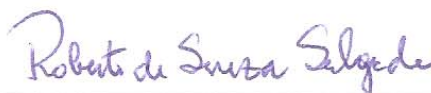
PROPOSTA DE CONVERSOR PARA RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE OPERAÇÃO DE PEQUENOS SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

DIOGO CESAR COELHO

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



Roberto de Souza Salgado. Ph. D
Coordenador do Programa de Pós Graduação Em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



Denizar Cruz Martins, Dr.



Adriano Péres, Dr.

*Dedico este trabalho à minha esposa
Mírian e ao meu filho Vinícius.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus que sempre esteve, está e estará na direção de minha vida. A Ele seja dada toda honra e toda a glória. Sua bondade, misericórdia e proteção foram fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Ao professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos recebidos, por seu exemplo de pesquisador, pela amizade e apoio durante este trabalho.

Aos professores Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Samir Ahamad Mussa, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, pela amizade, ensinamentos proporcionados e atenção dispensada nos momentos de dúvidas.

Aos amigos Keylla Mückenberger e Telles Lazarin pelas correções ortográficas e técnicas respectivamente e aos membros da banca examinadora pelas sugestões apresentadas para este trabalho.

Aos colegas Eloi Agostini Jr., Gabriel Tibola, Gleyson Luiz Piazza, Juliano Bedin e Marcio Silveira Ortmann, pela amizade e companhia durante os momentos de crédito.

Aos técnicos Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho, Rafael Carpes e Fernando Lopes, pela eficiência, competência e auxílio durante a parte prática.

À Capes, pelo apoio financeiro e ao programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, pela qualidade de ensino.

Aos meus pais, Leida e José Coelho, pelo amor, exemplo e educação. Por terem me proporcionado, além dos ensinamentos e conselhos, valores fundamentais para a vida, os quais nunca abrirei mão. Agradeço todo o apoio e esforço para priorizar os meus estudos e de meus irmãos.

À Mírian, minha amada, que com tanta paciência, abriu de mão várias horas comigo, para que eu pudesse me dedicar a esse trabalho. Te amo.

Ao meu filho Vinícius, que nasceu durante a elaboração deste trabalho e me inspirou nos momentos de desânimo.

A todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para que esse trabalho fosse realizado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PROPOSTA DE CONVERSOR PARA RASTREAMENTO DA MÁXIMA POTÊNCIA DE OPERAÇÃO DE PEQUENOS SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

Diogo Cesar Coelho

Julho/2009

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Geração Elétrica, MPPT, Conversor CC-CC.

Número de Páginas: 156.

RESUMO: Esta pesquisa tem por objetivo a apresentação de um conversor CC-CC boost, controlado de forma a rastrear o ponto de máxima potência (MPPT, sigla em inglês para Rastreamento do Ponto de Máxima Potência) de um pequeno sistema de geração elétrica (menor que 5kW). O conversor aproveita a indutância intrínseca de máquinas elétricas girantes, não requer o uso de sensores como o de velocidade e posição e o seu pequeno peso e volume contribuem para a redução de custo, caso venha a se tornar um produto de mercado. No primeiro estágio desta pesquisa é apresentado um estudo sobre o gerador síncrono de ímãs permanentes de fluxo axial, o qual possui vantagens no que diz respeito à relação potência/peso e geração em baixa velocidade. Em seguida são apresentadas características do conversor e o seu sistema de controle, baseado em um circuito analógico e são realizadas simulações para comprovar a eficiência do conversor no que diz respeito ao MPPT. A confecção do protótipo é apresentada detalhando a escolha dos componentes e sua montagem. Por último, são apresentados os resultados experimentais, que confirmam os resultados esperados, e as conclusões a cerca de todo o trabalho.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

PROPOSAL FOR CONVERTER FOR TRACKING MAXIMUM POWER OF OPERATING FOR SMALL ELECTRICAL GENERATION SYSTEM

Diogo Cesar Coelho

July/2009

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical *Drives*.

Keywords: Electrical Generation, MPPT, DC-DC converter.

Number of Pages: 156.

ABSTRACT: This work presents a DC-DC boost converter, controlled to track the point of maximum power (MPPT - Maximum Power Point Tracking) of a small electrical generation system (less than 5kW). The converter uses the intrinsic inductance of rotating electrical machines, does not require the use of sensors such as speed and position and its small weight and volume contribute to the reduction of cost, if it become a product to market. In the first part of this work is presented a study about a permanent magnet synchronous generator of axial flux, which has advantages in that it concerns the power to weight ratio and generation at low speed. Then, the characteristics of the converter and its control system are presented, based on an analog circuit, and simulations are conducted to demonstrate the efficiency of the converter with MPPT. The confection of the prototype is presented detailing the choice of components and assembly. Finally, we present the experimental results, which confirm the expected results, and conclusions about all the work.

SUMÁRIO

ÍNDICE DE FIGURAS	x
ÍNDICE DE TABELAS	xiv
LISTA DE SÍMBOLOS	xv
PRINCIPAIS ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS	xxvi
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	1
1 Estudo do Sistema de Geração Elétrica	1
1.1 Introdução	1
1.2 Características do Gerador Elétrico	1
1.3 Gerador Trifásico a Ímãs Permanentes com Fluxo Axial.....	2
1.3.1 História do Desenvolvimento da AFPM	3
1.3.2 Tipos de Máquinas de Ímã Permanente com Fluxo Axial.....	3
1.3.3 Vantagens da Máquina AFPM Perante a Máquina RFPM.....	4
1.3.4 A Máquina AFPM como Gerador Síncrono.....	6
1.4 Ensaio e Obtenção dos Parâmetros Internos do Gerador	6
1.4.1 Ensaio no Gerador.....	7
1.4.2 Representação Monofásica CC do Gerador.....	12
1.5 Conclusões.....	19
CAPÍTULO 2	21
2 Conversor Boost	21
2.1 Introdução.....	21
2.2 Topologia e Operação.....	21
2.2.1 Topologia.....	21
2.2.2 Forma de Operação.....	22
2.3 Dimensionamentos de Projeto e Escolha de Componentes.....	25
2.3.1 Dados de Entrada.....	25
2.3.2 Cálculos Iniciais	27
2.3.3 Modelo da Planta	28
2.3.4 CI 3854	31
2.4 Cálculo Térmico dos Componentes de Potência	45
2.4.1 IGBT.....	45

2.4.2	Retificador de 6 pulsos	48
2.4.3	Resistor <i>Shunt</i>	49
2.4.4	Diodo	49
2.5	Simulações.....	50
2.5.1	Conversor Boost Operando de Forma Isolada.....	50
2.5.2	Conversor Boost Operando com o Gerador AFPM.	53
2.6	Conclusão	55
CAPÍTULO 3		56
3	Técnica para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência de Operação	56
3.1	Introdução.....	56
3.2	Descrição da Técnica Utilizada	56
3.2.1	Ponto de Máxima Transferência de Potência	58
3.2.2	Princípio da Técnica de Rastreamento	60
3.2.3	A Importância da Dinâmica do Sistema	62
3.3	Modelagem	64
3.3.1	Inserção da Perturbação na Referência de Corrente.....	64
3.3.2	Multiplicador	66
3.3.3	Amostradores e Sustentadores – Sample and Hold’s	66
3.3.4	Comparador dos S/H’s	67
3.3.5	O Integrador.....	68
3.4	Implementação Física.....	69
3.4.1	Gerador de Perturbação	69
3.4.2	Multiplicador $V_{in} \times I_{in}$	71
3.4.3	Amostrador e Sustentador (Sampler and Holder).....	76
3.4.4	Comparador	80
3.4.5	Integrador	81
3.4.6	Somador de Perturbação.....	82
3.5	Simulações.....	83
3.5.1	Simulação Conversor + Fonte CC.....	85
3.5.2	Simulação Conversor + Gerador	92
3.6	Conclusões.....	97
CAPÍTULO 4		99
4	Estudos Experimentais	99

4.1	Introdução.....	99
4.2	Confecção do Protótipo	99
4.2.1	Confecção da Placa de Circuito Impresso	99
4.2.2	Montagem e Testes dos Componentes	101
4.2.3	Montagem Sobre o Dissipador	104
4.2.4	Fontes Auxiliares.....	104
4.3	Lista de Componentes	104
4.4	Resultados Experimentais	107
4.4.1	Conversor Alimentado pela Fonte de Tensão Contínua Controlada	107
4.4.2	Gerador Acoplado ao Motor Controlado por um Inversor	113
4.5	Conclusões.....	117
	CONCLUSÃO GERAL	120
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Forma de onda da tensão dos terminais do gerador.	2
Fig. 1.2 – Gerador de ímãs permanentes com fluxo axial usado neste trabalho.	2
Fig. 1.3 – Formas de onda da máquina de onda quadrada(a) e senoidal(b).	4
Fig. 1.4 – Tipos construtivos de AFPM's.....	5
Fig. 1.5 – Modelo da máquina AFPM operando como gerador síncrono.	6
Fig. 1.6 – Esquema de ensaio do gerador.	7
Fig. 1.7 – Gráfico de ensaio do gerador (tensão x frequência).....	8
Fig. 1.8 – Representação simplificada em regime senoidal do gerador.	9
Fig. 1.9 – Indutância da máquina X frequência elétrica.....	11
Fig. 1.10 – Representação monofásica do gerador + retificador.	12
Fig. 1.11 – Circuito simplificado para obtenção de V_e	12
Fig. 1.12 – Representação para obtenção de R_e	13
Fig. 1.13 – Representação para obtenção de V_{A0}	14
Fig. 1.14 – Transição de corrente de D_3 para D_1 e tensão $V_{A0}(\omega t)$	14
Fig. 1.15 – Circuito para encontrar a função da corrente de transição.	16
Fig. 1.16 – R_e em função de I tendo a frequência elétrica do gerador como parâmetro....	17
Fig. 1.17 – Corrente limite para validação da metodologia de cálculo.	18
Fig. 1.18 – Conjunto real e seu respectivo equivalente.	19
Fig. 1.19 – Corrente de entrada e tensão de saída do conversor boost.....	20
Fig. 2.1 – Topologia do conversor boost utilizado.....	22
Fig. 2.2 – Principais formas de onda do conversor boost.....	24
Fig. 2.3 – Razão cíclica dependente da tensão de entrada tendo a tensão de saída como parâmetro.....	27
Fig. 2.4 – Tensão e corrente no indutor para um período de comutação.....	29
Fig. 2.5 – Ganho da planta do conversor boost projetado.	30
Fig. 2.6 – Fase da planta do conversor boost projetado.	30
Fig. 2.7 – Diagrama de blocos do CI 3854.....	31
Fig. 2.8 – Circuito do CI3854 e seus parâmetros calculados.	33
Fig. 2.9 – Circuito que define a corrente limite.....	34
Fig. 2.10 – Entrada da referência de corrente de entrada.	35

Fig. 2.11 – Comparação entre o controlador de tensão de saída indicado pelo fabricante do CI e o que foi utilizado.	36
Fig. 2.12 – Divisor de tensão para o Feed Forward.....	38
Fig. 2.13 – Ábaco para escolha dos parâmetros do CI 3854.	39
Fig. 2.14 – Ábaco para escolha dos componentes que determinam a frequência de comutação do conversor.	40
Fig. 2.15 – Malha de controle da corrente de entrada.	41
Fig. 2.16 – Compensador de corrente CI(s).	42
Fig. 2.17 – Diagrama de Bode do compensador.	43
Fig. 2.18 – Drive para comando do IGBT.....	44
Fig. 2.19 – IGBT da CREE.	45
Fig. 2.20 – IGBT com diodo interno.	45
Fig. 2.21 – Retificador de 6 pulsos.....	48
Fig. 2.22 – Potência dissipada devido a perdas versus corrente de saída.....	48
Fig. 2.23 – Potência dissipada no diodo do conversor boost.....	50
Fig. 2.24 – Principais formas de onda do conversor boost.....	51
Fig. 2.25 – Corrente de entrada do conversor e sua referência (corrente nominal).....	52
Fig. 2.26 – Atuação do limitador de corrente.....	52
Fig. 2.27 – Corrente e referência de corrente (corrente baixa).....	53
Fig. 2.28 – Representação dos parâmetros internos do gerador.	53
Fig. 2.29 – Circuito equivalente do gerador juntamente com o conversor boost.	54
Fig. 2.30 – Corrente e potência filtrada de operação.....	54
Fig. 2.31 – Simulação atingindo corrente e potência nominal do conversor boost.....	55
Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do algoritmo de rastreamento da máxima potência.....	57
Fig. 3.2 – Leitura de sinais V_{inmed} e I_{inmed}	57
Fig. 3.3 – Circuito equivalente para um ponto de operação estabilizado com uma carga resistiva.....	58
Fig. 3.4 – Ponto de máxima potência.	59
Fig. 3.5 – Curvas de máxima potência tendo como parâmetro a tensão de entrada V_e	59
Fig. 3.6 – Alteração da potência de entrada devido à corrente de entrada.	60
Fig. 3.7 – Curva da potência de entrada em função da corrente de entrada.	61
Fig. 3.8 – Comportamento do gerador AFPM.....	63
Fig. 3.9 – Espectro simplificado do sistema.....	64

Fig. 3.10 – Inserção da perturbação na referência de corrente de entrada.	65
Fig. 3.11 – Comparação dos pontos de máxima potência com e sem perturbação.	65
Fig. 3.12 – Exemplo da função do multiplicador.	66
Fig. 3.13 – Funcionamento dos S/H's.	67
Fig. 3.14 – Funcionamento do somador dos S/H's.	68
Fig. 3.15 – Timer 555 no modo astável.	69
Fig. 3.16 – Ábaco para escolha da frequência de perturbação.	70
Fig. 3.17 – Funções internas do AD633.	71
Fig. 3.18 – Divisor de tensão de entrada do conversor.	72
Fig. 3.19 – Tensão de entrada do conversor.	73
Fig. 3.20 – Divisor de tensão com filtro passa baixa.	73
Fig. 3.21 – Leitura da corrente de entrada.	74
Fig. 3.22 – Resistor shunt utilizado.	75
Fig. 3.23 – Amplificador e filtro do sinal de corrente de entrada.	75
Fig. 3.24 – Detalhe de pinos do LF347.	76
Fig. 3.25 – Estrutura de funcionamento e pinos do LF398.	77
Fig. 3.26 – Ábaco para escolha de C_h	78
Fig. 3.27 – Pulsos sincronizados com a perturbação.	78
Fig. 3.28 – Drive para o gatilho S/H _{low}	79
Fig. 3.29 – Drive para o gatilho S/H _{hi}	79
Fig. 3.30 – Comparador.	80
Fig. 3.31 – Funcionamento do integrador.	81
Fig. 3.32 – Integrador implementado.	81
Fig. 3.33 – Somador de perturbação.	82
Fig. 3.34 – Sistema Completo.	84
Fig. 3.35 – Sistema a ser simulado no PSIM.	86
Fig. 3.36 – Configuração para simulação com fonte CC.	86
Fig. 3.37 – Tensão de entrada e seu sinal reduzido e filtrado.	87
Fig. 3.38 – Detalhe da forma de onda da tensão de entrada.	87
Fig. 3.39 – Filtragem e amplificação do sinal da corrente de entrada.	87
Fig. 3.40 – Obtenção do sinal de potência de entrada.	88
Fig. 3.41 – Sinais de potência de entrada amostrados, comparados e integrados.	89
Fig. 3.42 – Inserção da perturbação para gerar a corrente de referência.	89

Fig. 3.43 – Seguimento da referência da corrente de entrada.....	91
Fig. 3.44 – Funcionamento na região de operação A.	91
Fig. 3.45 – Funcionamento na região de operação B.	92
Fig. 3.46 – Valores de corrente e tensão de entrada para multiplicação.	93
Fig. 3.47 – Obtenção do sinal de potência de entrada.	94
Fig. 3.48 – Sinais de potência de entrada amostrados.	94
Fig. 3.49 – Seguimento da referência da corrente de entrada.....	95
Fig. 3.50 – Funcionamento na região de operação A.	95
Fig. 3.51 – Funcionamento na região de operação B.	96
Fig. 3.52 – Operação em potência nominal.	97
Fig. 4.1 – Protótipo montado.	100
Fig. 4.2 – Disposição dos componentes na PCI.	100
Fig. 4.3 – Indicação dos principais pontos da confecção do protótipo.....	102
Fig. 4.4 – Inserção de Buffers antes dos drivers dos S / H_{hi} e S / H_{low}	102
Fig. 4.5 – Capacitor na saída do conversor para minimizar os efeitos do cabo de ligação	103
Fig. 4.6 – Ensaio com fonte de tensão contínua.	107
Fig. 4.7 – Pulsos no gate do IGBT (V_{gate}).	108
Fig. 4.8 – Tensão e corrente no IGBT (V_{SB} e I_{SB}).	109
Fig. 4.9 – Tensão e corrente no diodo (V_{DB} e I_{DB}).	109
Fig. 4.10 – Tensão sobre o resistor shunt e seu sinal para o controle (V_{sen} e I_{inmed}).....	110
Fig. 4.11 – Funcionamento do multiplicador.	111
Fig. 4.12 – Somador para gerar a corrente de referência.....	112
Fig. 4.13 – Seguimento da corrente de referência.	112
Fig. 4.14 – Região de operação A.	113
Fig. 4.15 – Região de operação B.....	114
Fig. 4.16 – Ensaio com gerador de ímãs permanentes.	114
Fig. 4.17 – Tensão sobre o resistor shunt e seu sinal para o controle (V_{sen} e I_{inmed}).....	115
Fig. 4.18 – Funcionamento do multiplicador.	116
Fig. 4.19 – Seguimento da corrente de referência.	116
Fig. 4.20 – Região de operação A.	117
Fig. 4.21 – Região de operação B.....	118
Fig. 4.22 – Máxima corrente de entrada do conversor operando com o gerador.	118

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1 – Valores de ensaio do gerador (tensão x frequência).....	8
Tabela 1.2 – Valores para a obtenção da impedância da máquina.....	11
Tabela 1.3 – Valores utilizados para simulação do sistema real e equivalente.....	19
Tabela 2.1 – Parâmetros do compensador de corrente.....	44
Tabela 4.1 – Legenda para a Fig. 4.2.....	101
Tabela 4.2 – Lista dos componentes de potência.....	104
Tabela 4.3 – Lista dos componentes de controle.....	105

LISTA DE SÍMBOLOS

(na ordem em que aparecem no texto)

Capítulo 1 – Estudo do Sistema de Geração Elétrica

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
V_{PMq}	Tensão nos terminais da máquina PM de onda quadrada	V
V_{PMs}	Tensão nos terminais da máquina PM de onda senoidal	V
V_s	Tensão eficaz de linha do gerador	V
R_s	Resistência interna da fonte	Ω
L_s	Indutância interna da fonte	H
Z_s	Impedância interna da fonte	Ω
K_G	Constante de proporcionalidade	V / Hz
V_{Gef}	Tensão de linha eficaz de gerador	V
f_G	Frequência da tensão gerada	Hz
f_{rpm}	Frequência de rotação do gerador	RPM
P	Número de pólos do gerador	*
R_{AB}	Resistência entre os terminais da fase A e B do gerador	Ω
$V_{RMS-fase}$	Tensão de fase eficaz de gerador	V
$I_{RMS-linha}$	Corrente de linha eficaz de gerador	A
ω	Frequência angular da tensão do gerador	rad / s
V_{in}	Tensão de entrada do conversor	V
V_e	Tensão equivalente monofásica CC do gerador	V
R_e	Resistência equivalente monofásica CC do gerador	Ω
L_e	Indutância equivalente monofásica CC do gerador	H
V_1	Tensão da fase A instantânea do gerador	V
V_2	Tensão da fase B instantânea do gerador	V
V_3	Tensão da fase C instantânea do gerador	V

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
V_G	Tensão de Pico de Fase do gerador	V
t	Tempo	s
V_{AB}	Tensão nos terminais CC do retificador	V
D_1	Diodo 1 da ponte retificadora	*
D_2	Diodo 2 da ponte retificadora	*
D_3	Diodo 3 da ponte retificadora	*
D_4	Diodo 4 da ponte retificadora	*
D_5	Diodo 5 da ponte retificadora	*
D_6	Diodo 6 da ponte retificadora	*
V_{AO}	Tensão do ponto A do retificador ao neutro do gerador	V
V_{OB}	Tensão do ponto B do retificador ao neutro do gerador	V
I	Corrente CC do retificador	A
i_1	Corrente em D_1	A
i_3	Corrente em D_3	A
V_{AO2}	Tensão V_{AO} quando D_3 e D_1	V
t_o	Instante onde a corrente de D_3 inicia a transferência para D_1	s
t_1	Instante onde a corrente de D_3 termina a transferência para D_1	s
V_{RsLs}	Tensão sobre a impedância interna do gerador	V
i	Corrente sobre a impedância interna do gerador	A
e	Constante de Euler	*
ϕ	Ângulo = $\arctan(\omega L_s / R_s)$	rad
I_{C1}	Corrente de entrada do conversor sem retificador	A
I_{C2}	Corrente de entrada do conversor com retificador	A
V_{C1}	Tensão de saída do conversor sem retificador	V
V_{C2}	Tensão de saída do conversor com retificador	V

Capítulo 2 – Conversor Boost

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
E_B	Banco de baterias	V
S_B	Interruptor do conversor	*
D_B	Diodo do conversor	*
R_{Bo}	Resistor (carga) de saída do conversor	Ω
i_{RB}	Corrente em R_{Bo}	A
i_{in}	Corrente de entrada do conversor	A
i_{SB}	Corrente no interruptor do conversor	A
I_m	Corrente inicial no indutor da 1ª Etapa	A
V_{DB}	Tensão no diodo	V
I_M	Corrente inicial no indutor da 2ª Etapa	A
V_{SB}	Tensão sobre o interruptor do conversor	V
i_{DB}	Corrente no diodo do conversor	A
V_L	Tensão no indutor	V
T	Período do ciclo de operação do conversor	s
$\Delta i_{in- etapa1}$	Variação de corrente da etapa 1	A
$\Delta i_{in- etapa2}$	Variação de corrente da etapa 2	A
D	Razão cíclica do conversor	*
d	Razão cíclica variável do conversor	*
f_s	Frequência de comutação do conversor	Hz
ΔI_{in}	Ondulação da corrente de entrada do conversor	A
I_B	Corrente média no banco de baterias	A
I_{DB}	Corrente média no diodo do conversor	A
I_{in}	Corrente média de entrada do conversor	A
P_o	Potência nominal do conversor	W
DB_{Hi}	Ganho em DB da planta do conversor	dB

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
j	Número complexo = $\sqrt{-1}$	*
f	Frequência	Hz
Gnd	Pino 1 do CI3854 e pino 1 do TIMER 555	*
$PKLMT$	Pino 2 do CI3854	*
$CAOut$	Pino 3 do CI3854	*
I_{sense}	Pino 4 do CI3854	*
$MultOut$	Pino 5 do CI3854	*
I_{ac}	Pino 6 do CI3854	*
$VAOut$	Pino 7 do CI3854	*
V_{rms}	Pino 8 do CI3854	*
REF	Pino 9 do CI3854	*
ENA	Pino 10 do CI3854	*
V_{sense}	Pino 11 do CI3854	*
R_{set}	Pino 12 do CI3854	*
SS	Pino 13 do CI3854	*
C_t	Pino 14 do CI3854	*
V_{cc}	Pino 15 do CI3854 e pino 8 do TIMER 555	*
$GTDRV$	Pino 16 do CI3854	*
$TRIG$	Pino 2 do TIMER 555	*
OUT	Pino 3 do TIMER 555	*
$RESET$	Pino 4 do TIMER 555	*
$CONT$	Pino 5 do TIMER 555	*
$THRES$	Pino 6 do TIMER 555	*
$DISCH$	Pino 7 do TIMER 555	*
V_{cc}	Tensão de alimentação do CI3854	V
R_{sh}	Resistor <i>shunt</i> do conversor	Ω

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
R_{pk1}	Resistor 1 do limitador de corrente	Ω
R_{pk2}	Resistor 2 do limitador de corrente	Ω
R_{pk21}	Resistor 2/1 do limitador de corrente	Ω
R_{pk22}	Resistor 2/2 do limitador de corrente	Ω
V_{pin2}	Tensão no pino 2 do CI3854	V
$V_{Rsh\acute{m}ax}$	Tensão máxima sobre o R_{sh}	V
C_{pk}	Capacitor do limitador de corrente	F
R_{b1}	Resistor para minimizar erro no CI3854	Ω
R_{fr}	Resistor para a referência de corrente	Ω
V_{iref}	Tensão de referência para a corrente de entrada	V
I_{ref}	Corrente de referência para a corrente de entrada	A
V_{pin6}	Tensão no pino 6 do CI3854	V
$V_{iref\ max}$	Tensão máxima de referência para a corrente de entrada	V
$I_{ref\ max}$	Corrente máxima de referência para corrente de entrada	A
VA_{in}	Tensão de entrada do controlador VA do CI3854	V
VA_{out}	Tensão de saída do controlador VA do CI3854	V
V_{vref}	Tensão de referência fornecida pelo CI3854	V
R_{va1}	Resistor 1 do controlador de tensão de saída do CI3854	Ω
R_{va2}	Resistor 2 do controlador de tensão de saída do CI3854	Ω
R_{ff1}	Resistor 1 do controlador <i>Feed Forward</i> do CI3854	Ω
R_{ff2}	Resistor 2 do controlador <i>Feed Forward</i> do CI3854	Ω
V_{RMS}	Tensão no pino 8 do CI3854	V
I_{mo}	Corrente de saída do multiplicador interno do CI3854	A
I_{ac}	Corrente de referência para a corrente de entrada do conversor	A
C_{ref}	Capacitor para manter a estabilidade no pino 9 do CI3854	F

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
R_{ena}	Resistor para habilitação do CI3854	Ω
R_{set}	Resistor de ajuste da frequência de comutação do conversor	Ω
C_t	Capacitor de ajuste da frequência de comutação do conversor	F
f_{sp}	Frequência de comutação prática do conversor	Hz
ε	Erro da malha de controle da corrente	A
C_I	Função transferência do compensador de corrente	Ω
V_{CI}	Sinal de controle do compensador de corrente	V
G_{MI}	Ganho de realimentação	*
f_{p1}	Frequência do pólo 1 do compensador de corrente	Hz
f_{p2}	Frequência do pólo 2 do compensador de corrente	Hz
f_z	Frequência do zero do compensador de corrente	Hz
G_{FP}	Ganho de faixa plana do compensador de corrente	*
C_{SS}	Capacitor de <i>Soft Starter</i> do conversor	F
V_{ds}	Tensão de pico da onda dente de serra do CI3854	V
I_L	Corrente média no indutor equivalente do gerador	A
G_{PWM}	Ganho PWM	*
R_{mo}	Resistor do compensador de corrente do CI3854	Ω
R_{ci}	Resistor do compensador de corrente do CI3854	Ω
R_{cz}	Resistor do compensador de corrente do CI3854	Ω
C_{cp}	Capacitor do compensador de corrente do CI3854	F
C_{cz}	Capacitor do compensador de corrente do CI3854	F
R_{gate}	Resistor de <i>gate</i> do interruptor S_B	Ω
D_{zg}	Diodo <i>zenner</i> do <i>gate</i> do interruptor S_B	*
R_{zg}	Resistor para polarização do D_{zg}	Ω
Q_2	Transistor do <i>gate drive</i>	*
Q_3	Transistor do <i>gate drive</i>	*

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
P_{cond}	Perdas de condução	W
P_{comu}	Perdas de comutação	W
P_{total}	$P_{comu} + P_{cond}$	W
t_{on}	Período de condução	s
$r_{ce(on)}$	Resistência de condução	Ω
$i_{ce(on)}$	Corrente coletor-emissor durante a condução	A
t_r	Tempo de subida da corrente no IGBT	s
t_f	Tempo de descida da corrente no IGBT	s
$V_{ce(off)}$	Tensão reversa sobre o interruptor	V
$R_{\theta JA}$	Resistência térmica entre junção e o ambiente	$^{\circ}C/W$
T_j	Temperatura de junção	$^{\circ}C$
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
$R_{\theta SA}$	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica entre junção e a cápsula	$^{\circ}C/W$
$R_{\theta CS}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador	$^{\circ}C/W$
P_{Vtot}	Potência dissipada no retificador	W
P_{sh}	Potência dissipada no R_{sh}	W
I_D	Corrente de saída do retificador	A
$P_{F(AV)}$	Potência média de dissipação do diodo	W
I_{AV}	Corrente média no diodo	A
I_{PK}	Corrente máxima no diodo	A
P_D	Potência dissipada no diodo	W
$R_{\theta CA}$	Resistência térmica entre a cápsula e o ambiente	$^{\circ}C/W$
V_{gate}	Tensão de <i>gate</i> do IGBT	V
C_{18V}	Capacitor para fonte de 18V	F
V_{18V}	Tensão da fonte de 18V	V

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
W_o	Potência de saída do conversor	W

Capítulo 3 – Técnica para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência de Operação

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
V_{imed}	Tensão de entrada do conversor medida	V
I_{imed}	Corrente de entrada do conversor medida	A
S / H_{hi}	<i>Sample and Hold</i> para a perturbação alta	*
S / H_{low}	<i>Sample and Hold</i> para a perturbação baixa	*
P_{hi}	Pulso de disparo para o S / H_{hi}	V
P_{low}	Pulso de disparo para o S / H_{low}	V
V_{pert}	Tensão de perturbação	V
V_{imed}	Potência de entrada do conversor medida	W
R_B	Resistência que representa o conversor	Ω
I_{in}^*	Corrente ótima para a máxima transferência de potência	A
P_{RB}	Potência sobre R_B	W
P_{RB}^*	Potência ótima sobre R_B	W
P_{in}	Potência de entrada do conversor	W
P_1, P_2, P_3	Valores de potência de entrada	W
V_{int}	Tensão de saída do integrador	V
K	Constante de integração	*
T_{pert}	Período do ciclo de perturbação	s
t_p	Instante da perturbação	s
V_{comp}	Tensão de saída do comparador dos S/H's	V
R_X	Resistor do TIMER 555	Ω
R_Y	Resistor do TIMER 555	Ω

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
C_{51}	Capacitor do TIMER 555	F
R_L	Resistor do TIMER 555	Ω
f_p	Frequência de perturbação	Hz
D_p	Razão cíclica da perturbação	*
C_{52}	Capacitor do TIMER 555	F
C_{53}	Capacitor do TIMER 555	F
W	Saída do multiplicador	V
X_1	Entrada X do multiplicador	V
X_2	Referência da entrada X do multiplicador	V
Y_1	Entrada Y do multiplicador	V
Y_2	Referência da entrada Y do multiplicador	V
Z	Entrada não utilizada do multiplicador	V
$+V_S$	Alimentação positiva do multiplicador	V
$-V_S$	Alimentação negativa do multiplicador	V
V_{inr}	Valor da tensão de entrada reduzido	V
R_{dvs}	Resistor superior do sensor de tensão	Ω
R_{dvi}	Resistor inferior do sensor de tensão	Ω
V_{inmax}	Tensão máxima de entrada do conversor	V
V_{sen}	Tensão sobre o R_{sh}	V
C_{fdv}	Capacitor de filtragem do sensor de tensão	F
P_{sh}	Potência sobre R_{sh}	W
P_{total}	Potência total do conversor	W
R_{ia1}	Resistor do amplificador/filtro do sensor de corrente	Ω
R_{ia2}	Resistor do amplificador/filtro do sensor de corrente	Ω
C_{fi}	Capacitor do amplificador/filtro do sensor de corrente	F
G_{oif}	Ganho de faixa plana do amplificador do sensor de corrente	*

Símbolo	Significado	Unidade
C_h, C_{h1}, C_{h2}	Capacitor do <i>Sample and Hold</i>	F
V^+	Alimentação positiva do <i>Sample and Hold</i>	V
V^-	Alimentação negativa do <i>Sample and Hold</i>	V
V_{INs}	Tensão de Entrada para o <i>Sample and Hold</i>	V
R_{sh1}, R_{sh2}	Resistor do <i>Sample and Hold</i>	Ω
C_{fsh2}	Capacitor do <i>drive</i> para o S / H_{low}	F
D_{sh2}	Diodo do <i>drive</i> para o S / H_{low}	*
R_{fsh2}	Resistor do <i>drive</i> para o S / H_{low}	Ω
R_{dsh2}	Resistor do <i>drive</i> para o S / H_{low}	Ω
C_{fsh1}	Capacitor do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	F
D_{sh2}	Diodo do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	*
R_{fsh1}	Resistor do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	Ω
R_{dsh1}	Resistor do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	Ω
f_{csh}	Frequência de corte do <i>drive</i> do <i>Sample and Hold</i>	Hz
R_{ish1}	Resistor do inversor do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	Ω
Q_1	Transistor do ineversor de sinal	*
R_{ish2}	Resistor do inversor do <i>drive</i> para o S / H_{hi}	Ω
R_{s11}	Resistor do comparador	Ω
R_{s12}	Resistor do comparador	Ω
R_{s13}	Resistor do comparador	Ω
R_{s14}	Resistor do comparador	Ω
V_{sh1}	Tensão de saída do S / H_{hi}	V
V_{sh1}	Tensão de saída do S / H_{low}	V
R_{int}	Resistor do integrador	Ω
C_{int}	Capacitor do integrador	F
f_{int}	Frequência de corte do integrador	Hz

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
R_{s21}	Resistor do somador de perturbação	Ω
R_{s22}	Resistor do somador de perturbação	Ω
R_{s23}	Resistor do somador de perturbação	Ω
R_{s24}	Resistor do somador de perturbação	Ω
C_{fr}	Capacitor para estabilizar tensão do pino 16 do CI3854	F
U_1	CI do TIMER 555	*
U_2	CI com quatro ampop's	*
U_3	CI com quatro ampop's	*
U_4	CI do S / H_{hi}	*
U_5	CI do S / H_{low}	*
U_6	CI do multiplicador	*
U_7	CI3854	*
P_{ret}	Ponte Retificadora	*
RL_{sg}	Resistência e indutância do gerador	Ω, H
C_o	Capacitor de saída do conversor	F

Capítulo 4 – Estudos Experimentais

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
Con_1	Conector monofásico	*
Con_2	Conector monofásico	*
$Dissip$	Dissipador como base	*
R_{var}	Resistor variável	Ω
L_{in}	Indutor utilizado durante os testes	H

* Não possuem unidades.

PRINCIPAIS ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Símbolo

Significado

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i>
PM	<i>Permanent Magnet</i>
AFPM	<i>Axial Flux Permanent Magnet</i>
RFPM	<i>Radial Flux Permanent Magnet</i>
CI	Circuito Integrado
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

INTRODUÇÃO GERAL

Há muito tempo a humanidade procura uma forma de obter energia de forma eficiente, simples e barata. A energia em sua forma elétrica trouxe grandes vantagens no que diz respeito à sua condução até os pontos do planeta onde ela é necessária, se mostrando a melhor alternativa para a maioria das aplicações até a atualidade, onde um gerador elétrico é alimentado por uma força motriz externa que pode ser a água, o vento, o sol, o vapor, etc [1].

Com o passar do tempo a busca pelo aprimoramento das técnicas utilizadas para produção de energia elétrica se tornaram os novos objetivos dessa área da ciência. Não bastou apenas produção de energia, mas produção com eficiência, aproveitando ao máximo cada “combustível” utilizado. A remuneração para os produtores de energia, tornou a geração elétrica um rentável negócio nos últimos anos e impulsionou o desenvolvimento tecnológico dessa área [2].

Este trabalho apresenta uma proposta de conversor que utiliza a técnica do rastreamento do ponto de máxima potência de um pequeno sistema de geração elétrica (menor que 5kW). Este conversor atua de forma a extrair a potência máxima que uma fonte geradora pode fornecer, dependendo de sua faixa de operação. No caso de uma aplicação em energia hidráulica, mais especificamente uma micro central hidrelétrica, este conversor atua de forma a aproveitar a máxima energia que a água pode fornecer em determinado instante, já que não se pode armazenar esta água em grandes reservatórios. A mesma aplicação pode ser dada para uma fonte de energia solar que utiliza células fotovoltaicas, onde o conversor pode atuar de forma a aproveitar a máxima potência possível de uma determinada incidência solar. Seguindo este pensamento, inúmeras aplicações podem ser feitas, tais como em fontes térmicas, fontes eólicas, etc.

O sistema de geração do foco deste trabalho é um gerador trifásico síncrono, fluxo axial, com 14 pólos de ímãs permanentes. Este gerador torna a geração elétrica simples, pois não necessita de sistema de excitação e pode trabalhar com velocidade variável, diminuindo o custo do sistema no que diz respeito a reguladores de tensão e de velocidade.

No primeiro capítulo, um estudo sobre o gerador à ímã permanente é apresentado, descrevendo sua história, características, tipos, comparativo com a máquina de fluxo

radial, representação no circuito elétrico em regime permanente senoidal e obtenção de seus parâmetros internos.

O conversor boost foi escolhido para ser o conversor responsável por processar a energia elétrica na saída do gerador e buscar o ponto de maior potência. A utilização deste conversor é baseada na simplicidade com que ele é montado, aproveitando a indutância interna da máquina como indutância de entrada do conversor. Sua apresentação é feita no segundo capítulo, onde é apresentada sua topologia, operação, dimensionamento, escolha dos componentes, cálculo térmico e simulação apenas do conversor.

No capítulo 3 a técnica de controle é apresentada descrevendo sua forma de utilização, modelagem, implementação física e simulações do sistema completo: gerador + conversor.

Finalmente, os estudos experimentais mostrando a forma de confecção do protótipo, dificuldades, soluções adotadas, lista de componentes utilizados e resultados experimentais são apresentados no capítulo 4.

CAPÍTULO 1

Estudo do Sistema de Geração Elétrica

1.1 Introdução

Neste capítulo é dada uma visão sobre o funcionamento do sistema de geração que é utilizado nos estudos. São detalhados seus pontos fortes, fracos, características estáticas e dinâmicas com o objetivo de fornecer um conhecimento para o projeto do protótipo de um conversor CC-CC, o qual é também, um dos focos deste estudo.

Para a análise matemática e elétrica do gerador, é necessário a obtenção do circuito elétrico equivalente senoidal contendo sua indutância e resistência interna. Primeiramente o circuito equivalente trifásico é obtido por meio de ensaios. Em seguida, o circuito monofásico equivalente é obtido por meio de cálculos para que o projeto do conversor CC-CC seja feito baseado em uma fonte monofásica de entrada.

1.2 Características do Gerador Elétrico

O gerador elétrico que é utilizado neste projeto é um alternador, capaz de gerar 1000W, produzido pela ENERSUD, uma empresa nacional que está em largo crescimento. O gerador é síncrono e possui 14 pólos de ímãs permanentes com fluxo axial. Essa forma de construção permite produzir máquinas compactas com potência elevada.

Entre as principais características vantajosas desse gerador pode-se citar a utilização de neodímio como elemento magnetizante do gerador, que viabiliza de forma simples a geração em baixa rotação.

Na Fig. 1.1 é apresentada a forma de onda da tensão de linha de duas das três fases do gerador, tensão entre as fases AB e entre as fases CB.

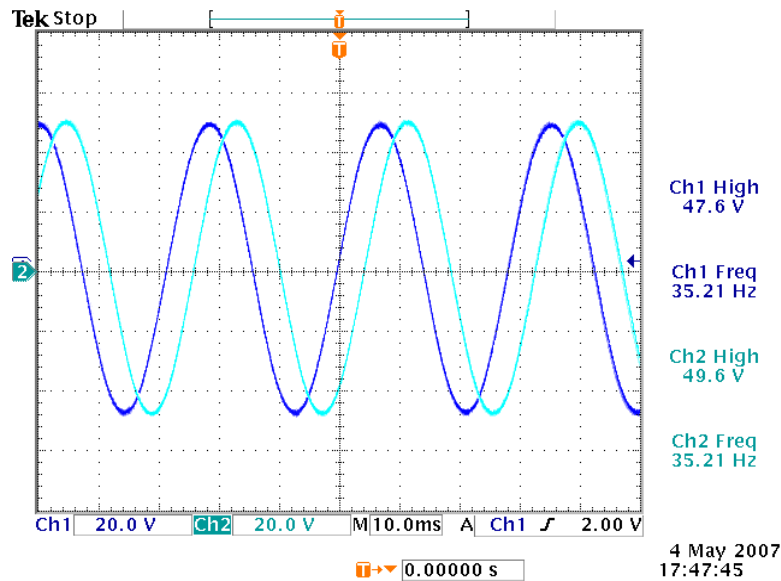


Fig. 1.1 – Forma de onda da tensão dos terminais do gerador.

1.3 Gerador Trifásico a Ímãs Permanentes com Fluxo Axial

O gerador utilizado neste trabalho, que possui a função de transformar energia mecânica em energia elétrica, possui fluxo axial com duplo rotor, tendo assim uma considerável potência, compactação e robustez. Os 14 pólos, feitos de neodímio garantem que a máquina possa operar em baixa rotação dispensando o uso de sistemas de engrenagem de multiplicação. A saída trifásica alternada traz ainda mais benefícios de simplicidade e robustez para a máquina. A Fig. 1.2 apresenta o gerador de ímãs permanentes com fluxo axial usado no sistema.



Fig. 1.2 – Gerador de ímãs permanentes com fluxo axial usado neste trabalho.

A queda no preço dos materiais de terra-rara e o significativo desenvolvimento da eletrônica de potência nos últimos anos, fizeram com que as máquinas a ímãs permanentes (PM – *Permanent Magnet*) se tornassem cada vez mais comuns, substituindo máquinas CC e de indução com gaiola.

As máquinas atuais AFPM (*Axial Flux Permanent Magnet* - Ímã Permanente com Fluxo Axial), possuem alta eficiência, excelente relação potência/peso e podem ser construídas no formato de um disco. Dessa forma as aplicações se tornam as mais diversas tais como motor para veículos elétricos, bombas, válvulas de controle, centrífugas, ventiladores, máquinas de ferramenta, robôs e indústrias. A alta energia em baixas rotações e facilidade de transporte para testes justificam a larga utilização em diversos sistemas de gerações que necessitem de baixa velocidade. Na atualidade as potências dessas máquinas vão desde mW 's até centenas de kW 's .

1.3.1 História do Desenvolvimento da AFPM

A história revela que antes das máquinas com fluxo radial, as de fluxo axial foram estudadas e utilizadas em pequena escala [3] (M. Faraday, em 1831; um inventor anônimo que usou ímã permanente pela primeira vez, em 1832; W. Ritchie, em 1833; B. Jacobi, em 1834). Porém, pouco tempo depois, em 1837, T. Davenport patenteou a máquina com fluxo radial e desde então ela se tornou muito conhecida e utilizada. Os fatores que contribuíram para a pequena disseminação da AFPM foram, dentre outras:

- Dificuldades e alto custo de fabricação das lâminas dos núcleos;
- Dificuldades de se manter a uniformidade dos entreferros.

A invenção do Alnico em 1931, das propriedades magnéticas ferrite de Bário [4] nos anos 80 e principalmente do material de terra-rara neodímio-ferro-boro em 1983 [5] (NdFeB) tornou possível a volta da AFPM.

1.3.2 Tipos de Máquinas de Ímã Permanente com Fluxo Axial

Para cada tipo de máquina com fluxo radial existe uma versão correspondente com fluxo axial. Na prática, são três os tipos de máquinas AFPM:

- Máquinas AFPM CC com comutador;
- Máquinas AFPM CC sem escovas e máquinas síncronas;
- Máquinas AFPM de indução.

Da mesma forma como as máquinas com fluxo radial, as máquinas AFPM CC usam os ímãs permanentes para alternar a excitação do campo. As máquinas PM CC sem escovas, também chamadas de máquina de onda quadrada, geram uma forma de onda trapezoidal com uma corrente de linha retangular. As máquinas síncronas têm quase a mesma estrutura das máquinas PM CC sem escovas, porém geram uma forma de onda senoidal. A Fig. 1.3 apresenta as formas de onda quadrada e senoidal destas duas máquinas. A máquina de indução com fluxo axial é pouco difundida devido a dificuldades de fabricação do rotor com gaiola.

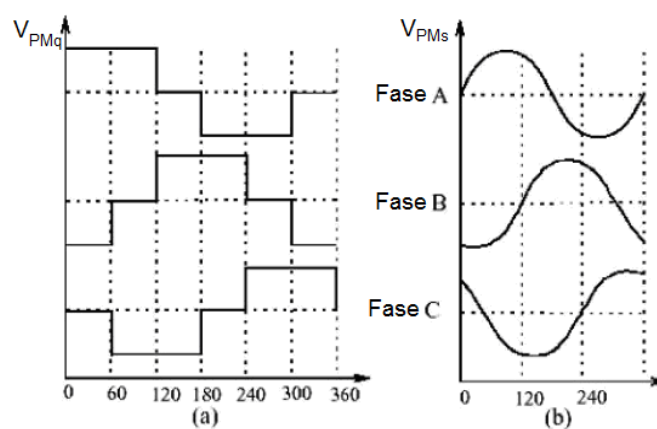


Fig. 1.3 – Formas de onda da máquina de onda quadrada(a) e senoidal(b).

Do ponto de vista construtivo as máquinas AFPM podem ter rotor simples ou duplo, com ou sem armadura, com PM's internos ou montados na superfície do rotor e de simples ou múltiplos estágios. A Fig. 1.4 apresenta as principais formas construtivas desse tipo de máquina. Tem-se na Fig. 1.4(a) uma máquina com rotor simples e estator simples, na Fig. 1.4(b) uma máquina com rotor duplo com estator interno. Este é o tipo que é utilizado na pesquisa deste trabalho. Já na Fig. 1.4(c), tem-se uma AFPM com rotor simples e estator duplo e finalmente na Fig. 1.4(d) tem-se um rotor duplo com estator internos sem núcleo. Os números de 1 a 7 mostrados na Fig. 1.4 são descritos a seguir: 1 — Núcleo Estatórico, 2 — Enrolamentos do Estator, 3 — Rotor, 4 — PM, 5 — Carcaça, 6 — Mancal, 7 — Eixo.

1.3.3 Vantagens da Máquina AFPM Perante a Máquina RFPM

Quando comparadas às AFPM, as máquinas de ímã permanente com fluxo radial (RFPM) possuem limitações, tais como:

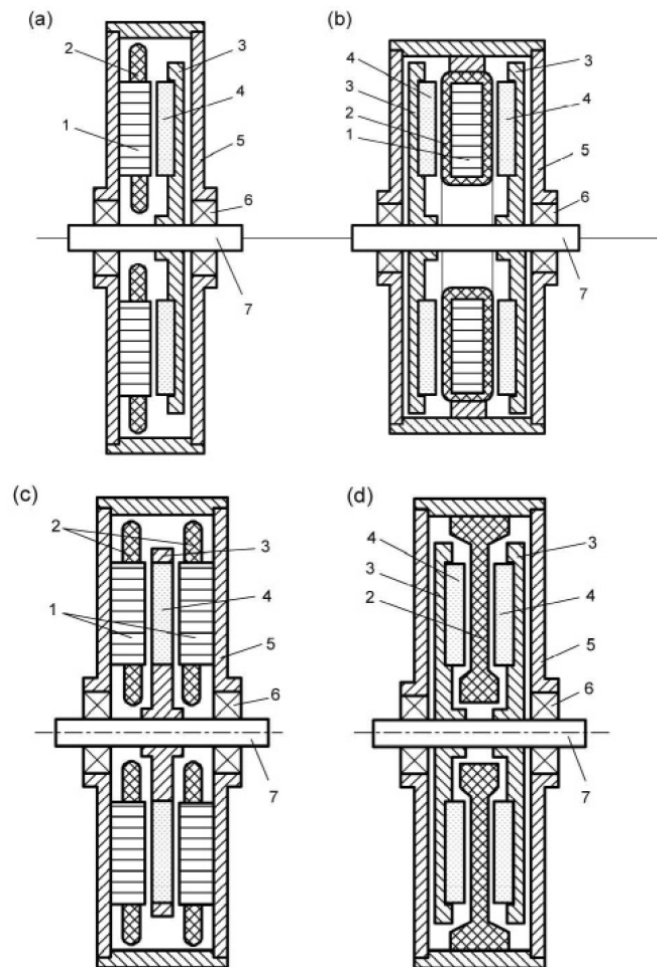


Fig. 1.4 – Tipos construtivos de AFPM's.

- Possuir um gargalo para o fluxo quando passa pelos dentes do rotor;
- Necessidade um sistema de ventilação um pouco mais complexo para o resfriamento do rotor, devido à difícil troca de ar.

Já as máquinas AFPM possuem algumas vantagens, quando comparadas às RFPM, tais como:

- Possuem uma melhor relação comprimento/diâmetro, favorável para diversas aplicações;
- Possuem um entreferro planar;
- Possuem uma melhor densidade de potência (potência/peso);
- Um largo diâmetro de núcleo, onde é possível acomodar vários pólos, tornam a máquina AFPM uma boa alternativa tanto para alta ou para baixa velocidade de operação.

1.3.4 A Máquina AFPM como Gerador Síncrono

Quando a máquina AFPM é rotacionada por uma força externa, ela se comporta como um gerador síncrono e possui a representação simplificada em regime permanente senoidal apresentada na Fig. 1.5 e impedância como apresenta a expressão (1.1):

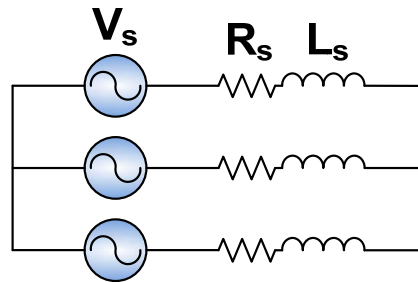


Fig. 1.5 – Modelo da máquina AFPM operando como gerador síncrono.

$$Z_s = R_s + \omega L_s \quad (1.1)$$

Para a inclusão desse tipo de gerador, operando com velocidade variável, no sistema elétrico de um determinado país, a energia por ele gerada deve ser retificada e invertida para frequência nominal do país. Como não há controle da excitação a tensão nos terminais da máquina AFPM é proporcional à sua velocidade.

Para geração em baixa velocidade, a máquina AFPM se tornou atrativa pela sua compacticidade, eficiência, densidade de potência, fácil integração e facilidade de operação.

1.4 Ensaio e Obtenção dos Parâmetros Internos do Gerador

Neste tópico há uma explicação sobre os procedimentos de ensaio para obtenção dos parâmetros internos do gerador. Também é apresentada a forma de simplificação do sistema trifásico com retificador para monofásico facilitando o projeto do conversor CC-CC.

A obtenção dos parâmetros do gerador AFPM é de grande importância para o projeto do conversor, que deve atuar no controle da obtenção da máxima potência de um sistema de geração de energia elétrica.

1.4.1 Ensaios no Gerador

Foram feitos ensaios no gerador AFPM para obtenção de parâmetros tais como impedância interna e a constante de proporcionalidade V/Hz chamada aqui de K_G . Estes testes foram realizados acoplando um motor ao gerador e variando a frequência de rotação do motor por meio de um inversor, como apresentado na Fig. 1.6. Foi utilizado um motor de indução trifásico WEG de 8 pólos, para operação em baixa velocidade, e um inversor WEG CFW10. Todos os equipamentos foram escolhidos para que os testes e ensaios cobrissem toda a região de operação do gerador.

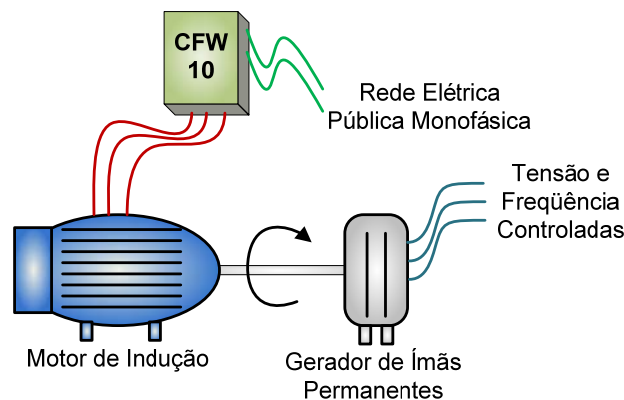


Fig. 1.6 – Esquema de ensaio do gerador.

1.4.1.1 Característica de Tensão do Gerador

Em seus terminais de saída é disponibilizada uma tensão trifásica senoidal que, quando a vazio, tem seu valor eficaz proporcional à frequência elétrica da máquina.

$$V_{Gef}(f_G) = K_G f_G \quad (1.2)$$

Na expressão (1.2), V_{Gef} é a tensão de linha eficaz, K_G é a constante de proporcionalidade e f_G é a frequência elétrica da máquina em Hz , que é convertida em frequência de rotação (RPM) por meio da expressão (1.3),

$$f_{rpm} = \frac{f_G 120}{P} \quad (1.3)$$

onde P é o número de pólos da máquina, neste caso 14.

A Tabela 1.1 mostra valores de frequência e respectiva tensão que foram coletados durante o ensaio a vazio.

Tabela 1.1 – Valores de ensaio do gerador (tensão x frequência).

Frequência (Hz)	Tensão (V_{RMS})	Relação V/f ($\frac{V}{Hz}$)
0	0	
4,94	4,35	0,88
10,12	9,31	0,92
15,09	13,98	0,93
20,06	18,63	0,93
25,02	23,29	0,93
30,00	27,94	0,93
35,18	32,78	0,93
40,16	37,42	0,93
45,12	42,06	0,93
50,09	46,72	0,93
55,07	51,36	0,93
60,03	56,00	0,93
65,00	60,63	0,93
70,20	65,48	0,93

O gráfico onde estão plotados os valores apresentados na Tabela 1.1 é mostrado na Fig. 1.7.

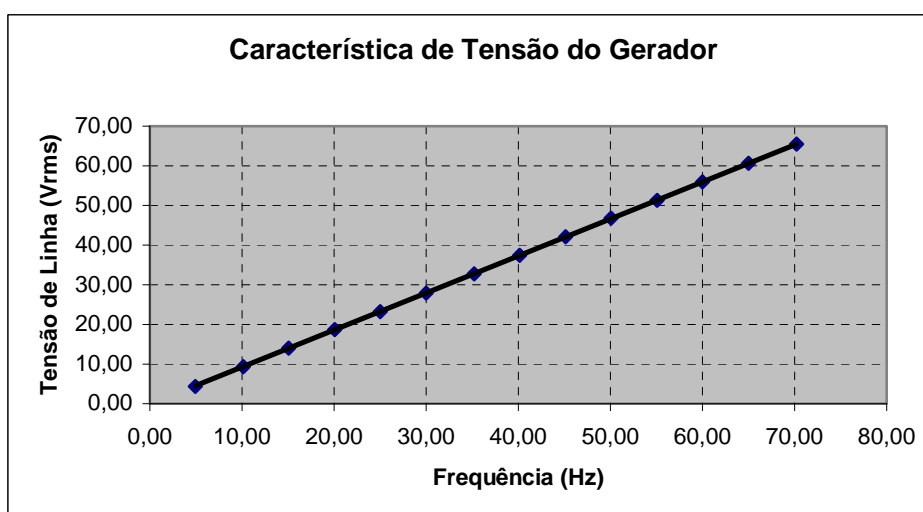


Fig. 1.7 – Gráfico de ensaio do gerador (tensão x frequência).

Com base na Tabela 1.1 obtida durante o ensaio do gerador, a constante K_G tem o valor apresentado em (1.4), pois é o valor com maior incidência.

$$K_G = 0,93 \quad (1.4)$$

Assim, a equação (1.2) pode ser atualizada, como mostrada em (1.5):

$$V_{Gef}(f_G) = 0,93f_G \quad (1.5)$$

1.4.1.2 Impedância Interna do Gerador

O gerador síncrono pode ser representado, em regime senoidal, de forma simplificada, como apresentado na Fig. 1.8. Os parâmetros apresentados devem ser considerados para o projeto do conversor, a resistência (R_s) e indutância dos enrolamentos (L_s).

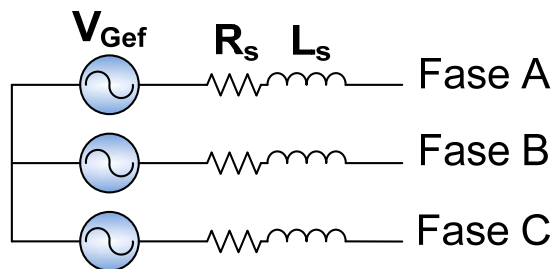


Fig. 1.8 – Representação simplificada em regime senoidal do gerador.

Para obter a resistência R_s , bastou usar um ohmímetro e medir a resistência entre duas das fases e dividir por dois. Este procedimento foi realizado utilizando um multímetro com gerador parado. O valor obtido fazendo a medição entre os pontos A e B foi de $1,4\Omega$. Logo R_s é obtido em (1.6):

$$R_s = \frac{R_{AB}}{2} \Rightarrow R_s = \frac{1,4\Omega}{2} \Rightarrow \boxed{R_s = 700m\Omega} \quad (1.6)$$

Para obter o valor de L_s , realizou-se um ensaio de curto-circuito entre os pontos A, B e C. Coletou-se a corrente de curto-circuito para várias frequências, até que a corrente medida alcançasse aproximadamente $8A$, para que o ensaio não danificasse a máquina.

Partindo do princípio de que se a máquina é perfeitamente balanceada, ou seja, suas características internas são igualmente distribuídas nas três fases, o curto-circuito entre os pontos A, B e C tem o mesmo potencial do neutro da máquina [6]. Assim, toda a tensão de fase está aplicada sobre a impedância da máquina. A tensão de fase é calculada segundo a equação (1.7).

$$V_{RMS-fase}(f_G) = \frac{0,93f_G}{\sqrt{3}} \quad (1.7)$$

Tendo a tensão de fase e a corrente de linha, calcula-se o módulo da impedância da máquina de acordo com a expressão (1.8). O módulo da impedância pode ser calculado como mostrado na expressão (1.9).

$$|Z_s| = \frac{V_{RMS-fase}}{I_{RMS-Linha}} \quad (1.8)$$

$$|Z_s| = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \quad (1.9)$$

Isolando a indutância L_s na expressão (1.9), tem-se a expressão (1.10).

$$L_s = \frac{\sqrt{(|Z_s|)^2 - R_s^2}}{2\pi f_G} \quad (1.10)$$

Substituindo a expressão (1.8) em (1.10) obtém-se (1.11).

$$L_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{RMS-fase}}{I_{RMS-Linha}}\right)^2 - R_s^2}}{2\pi f_G} \quad (1.11)$$

Com os valores obtidos nos ensaios para diversos valores de frequência, completou-se a Tabela 1.2. É importante ressaltar que para evitar erros no cálculo da indutância devido a alteração do valor da resistência por causa da temperatura, após cada leitura de frequência e corrente realizadas neste ensaio de curto-circuito, parou-se a máquina e leu-se também a sua resistência R_s , para verificar se esta resistência permanecia constante apesar da mudança de temperatura. Foi observado que a resistência permaneceu constante em todas as leituras realizadas.

Tabela 1.2 – Valores para a obtenção da impedância da máquina.

Frequência (Hz)	Corrente de Linha	Tensão de Fase	L_s (mH)
	(A_{RMS})	(V_{RMS})	
0	0	0	
4,58	3,39	2,46	6,61
6,13	4,49	3,29	5,65
7,04	5,02	3,78	6,27
7,10	5,09	3,81	5,97
7,65	5,55	4,11	5,00
8,36	5,97	4,49	5,23
8,99	6,47	4,83	4,57
10,50	7,39	5,64	4,60

Foi plotado o gráfico da Fig. 1.9 com os pontos da Tabela 1.2. Apesar dos valores serem calculados para a frequência de até aproximadamente 70,2 Hz para a Tabela 1.1 e até 10,5Hz para a Tabela 1.2, os valores de indutância podem ser considerada próximos ao seu valor real como apresentado adiante nas simulações e ensaios práticos. A variação que ocorre no valor da indutância, como apresentada, é pouco representativa para o correto funcionamento do conversor. É adotado, para efeito de projeto, o valor de indutância de fase como apresentado em (1.12) por ser um valor médio dentro da variação observada.

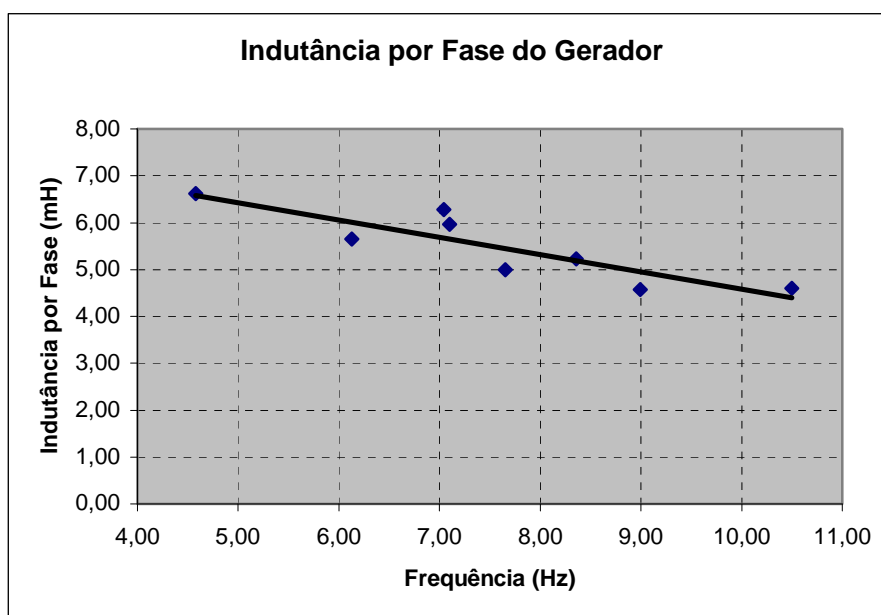


Fig. 1.9 – Indutância da máquina X frequência elétrica.

$$L_s = 5,5mH$$

(1.12)

1.4.2 Representação Monofásica CC do Gerador

A Fig. 1.10 mostra a representação do gerador trifásico com retificador em um sistema monofásico CC.

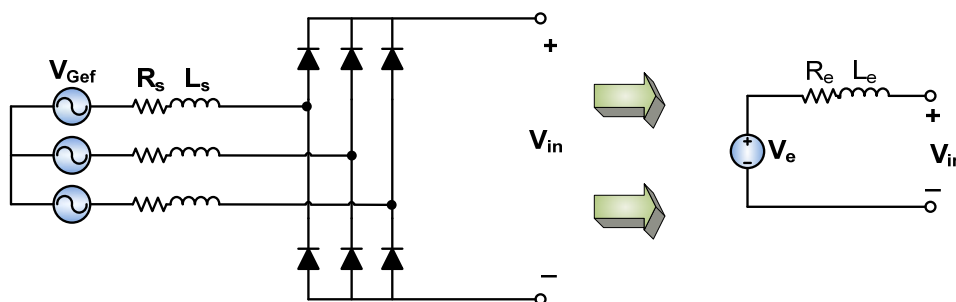


Fig. 1.10 – Representação monofásica do gerador + retificador.

1.4.2.1 Cálculo de R_e e L_e

As expressões das tensões trifásicas do gerador são apresentadas em (1.13) com seus devidos deslocamentos em relação à $V_1(\omega t)$, onde V_G é a tensão de pico de fase do gerador. O valor de V_G , como visto em itens anteriores, depende da frequência de rotação da máquina. Para a obtenção da tensão V_e , foi feita a análise da tensão média do retificador trifásico 6 pulsos a vazio. A Fig. 1.11 apresenta o sistema gerador-retificador para a operação a vazio. O valor médio da tensão $V_e = V_{AB}$ é apresentado em (1.14) de acordo com [7], onde V_{Gef} é a tensão eficaz de fase do gerador.

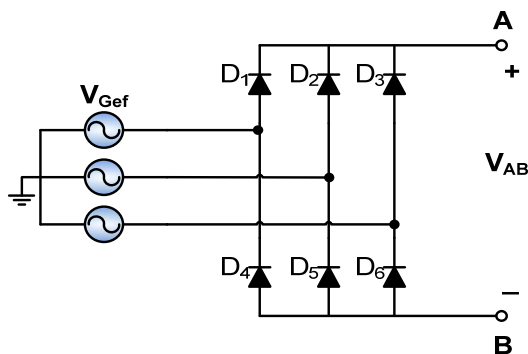


Fig. 1.11 – Circuito simplificado para obtenção de V_e .

$$\begin{aligned}
 V_1(\omega t) &= V_G \text{sen}(\omega t) \\
 V_2(\omega t) &= V_G \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_3(\omega t) &= V_G \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

$$V_e = V_{AB} = 2,34V_{Gef} \tag{1.14}$$

O cálculo de R_e é o mais complexo, pois envolve perdas por condução e queda de tensão causada pela indutância da fonte durante a comutação dos diodos. Por simplicidade, a Fig. 1.12 apresenta o sistema para a obtenção de R_e .

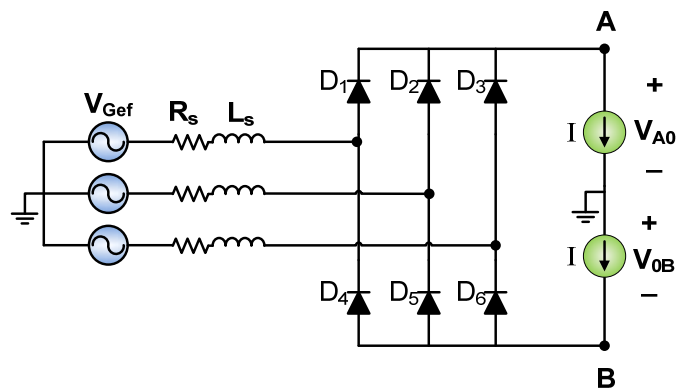


Fig. 1.12 – Representação para obtenção de R_e .

Em [7] mostra-se que existe uma queda de tensão, durante a comutação dos diodos, causada pela indutância dos cabos e do gerador. Neste trabalho é acrescentada a presença da resistência R_s .

A Fig. 1.13 apresenta o sistema para a obtenção da tensão V_{A0} . Nota-se que quando D_3 está em condução, a tensão $V_{A0}(\omega t)$ se torna como em (1.15), pois não há queda de tensão no indutor se não há variação de corrente.

$$V_{A0}(\omega t) = V_3(\omega t) - R_s I \tag{1.15}$$

Quando a tensão $V_1(\omega t)$ se iguala a $V_{A0}(\omega t)$, o diodo D_1 entra em condução e inicia-se a transferência de corrente de D_3 para D_1 , garantindo assim a continuidade de

corrente nos indutores. A Fig. 1.14 revela, neste momento de transição, a tensão na carga, de acordo com (1.16) e (1.17), e a transferência de corrente entre os diodos,

$$V_{A02}(\omega t) = V_3(\omega t) - R_s i_3 \tag{1.16}$$

$$V_{A02}(\omega t) = V_1(\omega t) - R_s i_1 \tag{1.17}$$

onde i_3 e i_1 são as correntes que passam por D_3 e D_1 respectivamente. E $V_{A02}(\omega t)$ é o valor de tensão de $V_{A0}(\omega t)$ onde D_3 e D_1 estão em condução.

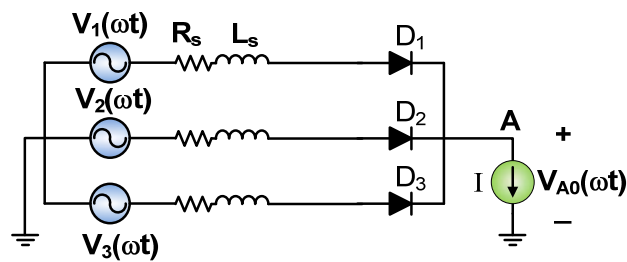


Fig. 1.13 – Representação para obtenção de V_{A0} .

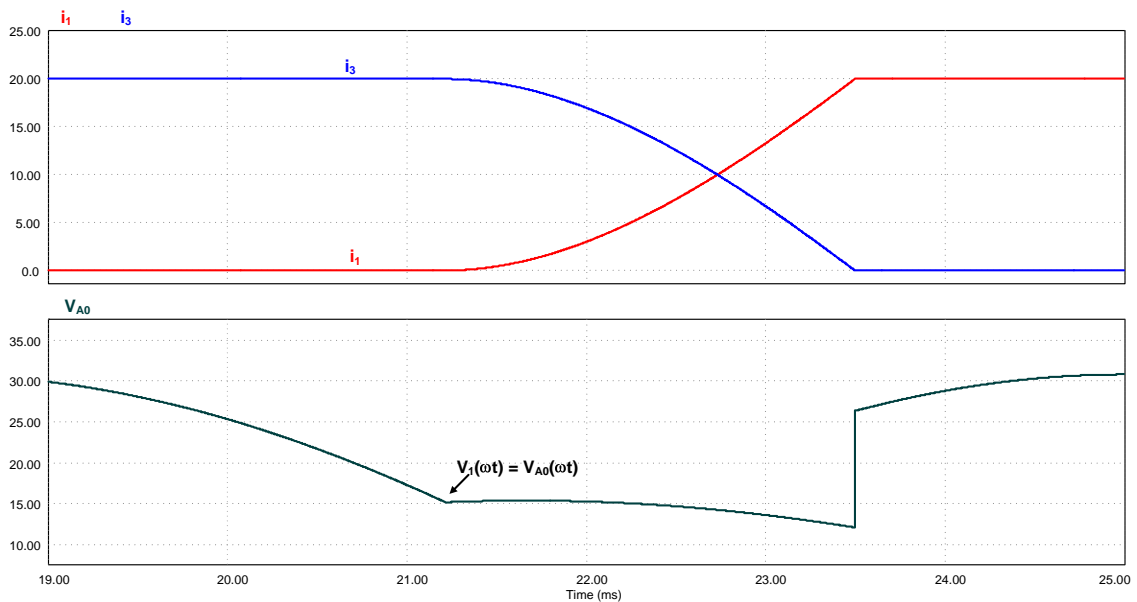


Fig. 1.14 – Transição de corrente de D_3 para D_1 e tensão $V_{A0}(\omega t)$.

Somando as equações (1.16) e (1.17) tem-se (1.18):

$$2V_{A02}(\omega t) = V_1(\omega t) + V_3 - R_s (i_1 + i_3) \tag{1.18}$$

Sabendo-se que $i_1 + i_3 = I$, a expressão (1.18) se torna (1.19):

$$V_{A02}(\omega t) = \frac{V_1(\omega t) + V_3(\omega t) - R_s I}{2} \quad (1.19)$$

Para encontrar o valor médio da tensão, calcula-se o valor médio dessas duas etapas, de acordo com (1.20), pois elas se repetem para um sistema balanceado.

$$V_{A0} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\omega t_o}^{\omega t_1} \frac{V_1(\omega t) + V_3(\omega t) - R_s I}{2} d\omega t + \int_{\omega t_1}^{\omega t_o + \frac{2\pi}{3}} V_1(\omega t) - R_s I d\omega t \right] \quad (1.20)$$

O ângulo ωt_o , é onde se inicia a transferência de corrente do diodo D_3 para D_1 e ωt_1 onde esta termina.

O ângulo ωt_o ocorre de acordo com (1.21), ou seja, no momento em que (ωt) a tensão de carga se iguala a $V_1(\omega t)$,

$$V_{A01}(\omega t) = V_1(\omega t_o) \Rightarrow V_3(\omega t_o) - R_s I = V_1(\omega t_o) \quad (1.21)$$

onde $V_{A01}(\omega t)$ é a forma de onda no instante que a tensão de carga se iguala a $V_1(\omega t)$.

Isolando ωt_o na expressão (1.21) tem-se (1.22):

$$\omega t_o = \sin^{-1} \left(-\frac{R_s I}{V_G \sqrt{3}} \right) + \frac{\pi}{6} \quad (1.22)$$

Para encontrar ωt_1 deve-se encontrar o ângulo onde a corrente do diodo D_1 alcança o valor da corrente de carga I . A tensão sobre a impedância $R_s L_s$ no momento da transição de corrente é apresentada em (1.23):

$$V_{R_s L_s}(\omega t) = V_1(\omega t) - V_{A02} \Rightarrow V_{R_s L_s}(\omega t) = \frac{V_1(\omega t) - V_3(\omega t) + R_s I}{2} \quad (1.23)$$

O circuito equivalente para melhor visualização da solução é apresentado na Fig. 1.15.

A equação diferencial obtida, de acordo com [8], a partir do circuito da Fig. 1.15, a ser resolvida é mostrada em (1.24):

$$-V_{R_s L_s}(\omega t) + L_s \frac{di(\omega t)}{d\omega t} + R_s I = 0 \quad (1.24)$$

Como resposta da equação (1.24) tem-se a expressão (1.25),

$$i_1(\omega t) = \frac{\sqrt{3}V_G}{2\sqrt{R_s^2 + \omega L_s^2}} \left[\text{sen}\left(-\omega t_o + \frac{\pi}{6} + \phi\right) e^{-\frac{R_s}{\omega L_s}(\omega t - \omega t_o)} + \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \phi\right) \right] + \frac{I}{2} \left[1 - e^{-\frac{R_s}{\omega L_s}(\omega t - \omega t_o)} \right] \quad (1.25)$$

onde ϕ é apresentado em (1.26).

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L_s}{R_s}\right) \quad (1.26)$$

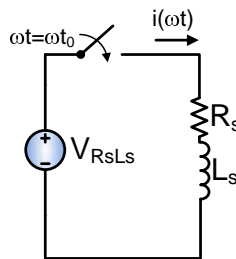


Fig. 1.15 – Circuito para encontrar a função da corrente de transição.

Com métodos iterativos é possível descobrir um $\omega t = \omega t_1$ para que $i(\omega t_1) = I$.

De posse de ωt_o e ωt_1 pode-se calcular o valor da expressão (1.20).

Sabendo-se que a forma de onda da tensão V_{A0} é idêntica a V_{0B} , porém defasada de 60° e que o valor médio da soma das tensões é igual à soma dos valores médios, tem-se (1.27):

$$V_{AB} = 2V_{A0} \quad (1.27)$$

De posse de todos esses dados, finalmente é possível encontrar a resistência CC equivalente do circuito gerador-retificador. A expressão (1.28) apresenta o valor de R_e .

$$R_e = \frac{V_e - V_{AB}}{I} \quad (1.28)$$

O gráfico da Fig. 1.16 apresenta a resistência equivalente, para a impedância do gerador obtida, em função da corrente, tendo como parâmetro a frequência elétrica da máquina.

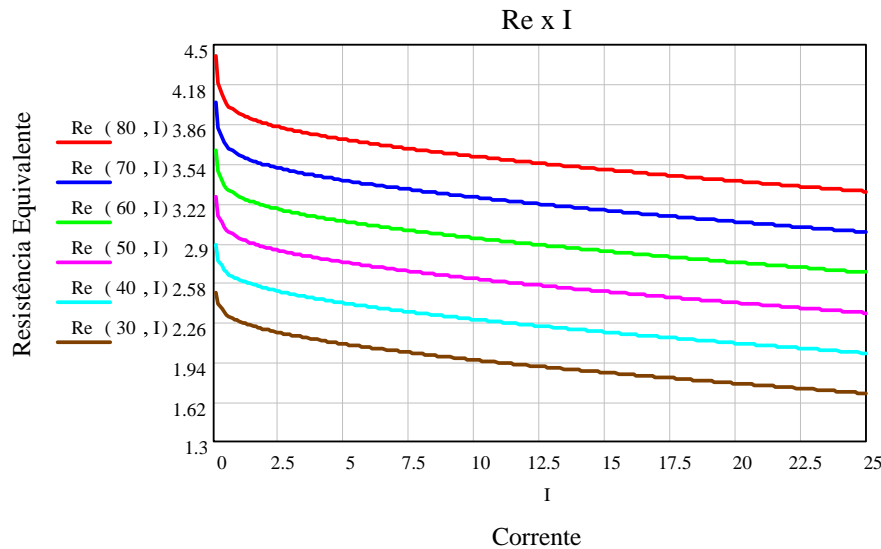


Fig. 1.16 – R_e em função de I tendo a frequência elétrica do gerador como parâmetro.

Vale ressaltar que essa metodologia de cálculo de resistência equivalente é totalmente válida se a diferença entre ωt_o e ωt_1 for menor que $\pi/3$, pois existem 6 etapas de transferência de corrente que devem acontecer no período de 2π . O gráfico da Fig. 1.17 mostra o limite dos parâmetros para esse cálculo estudado até aqui, utilizando R_s e L_s do modelo da máquina. A partir desta linha limite, a função passa a dar uma resistência aproximada, não afetando porém, de modo significativo, o funcionamento do conversor.

Para regiões de operação além da linha limite, não há tempo suficiente para haver a comutação de toda a corrente em cada diodo.

A indutância equivalente L_e é obtida avaliando a máxima ondulação de corrente que se pode obter, que no caso é quando toda a corrente de carga passa por L_s . Assim o valor de L_e deve ser igual ao de L_s . Para o rastreamento da máxima potência não há influência do indutor equivalente, pois a tensão média sobre ele é nula em regime permanente. As simulações comprovam o valor L_e calculado de acordo com (1.29).

$$L_e = L_s \quad (1.29)$$

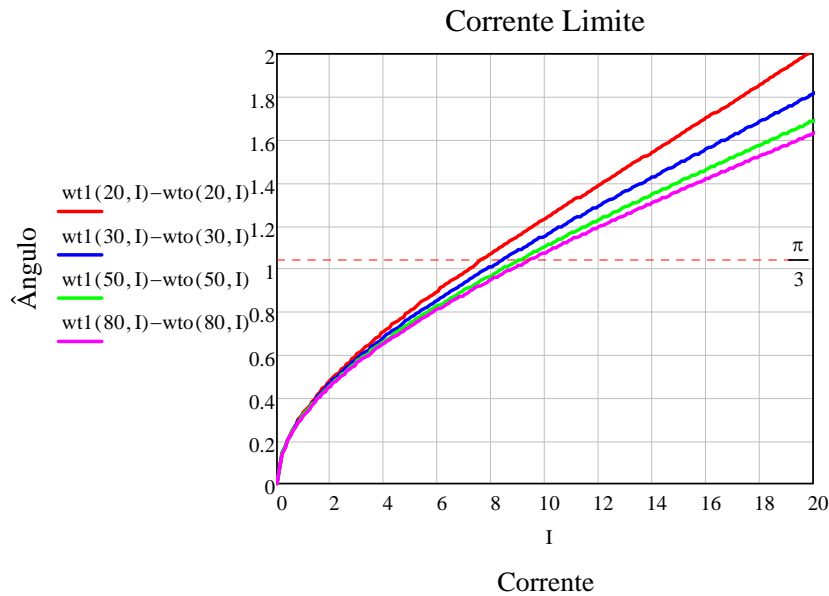


Fig. 1.17 – Corrente limite para validação da metodologia de cálculo.

Toda essa explanação sobre encontrar os parâmetros do sistema equivalente, serve também para provar que durante a operação do sistema de geração, a impedância deste varia e que um controle deve ser implementado de forma a trabalhar na melhor região possível. A dinâmica da máquina também deve ser levada em consideração na resistência equivalente, pois esta afeta consideravelmente o funcionamento do sistema.

1.4.2.2 Simulações do Gerador com Retificador e seu Circuito Equivalente Monofásico CC.

Foram feitas simulações com os dois sistemas, trifásico e monofásico, acoplados a conversores boost idênticos mostrados na Fig. 1.18 e sobrepostos para se verificar sua equivalência.

A frequência de comutação usada para a simulação foi de 40kHz. O conversor é apresentado no próximo capítulo como o conversor que melhor se adapta ao sistema.

Os valores utilizados para simulação do sistema real e equivalente são apresentados na Tabela 1.3.

A Fig. 1.19 apresenta a corrente de entrada e tensão de saída do conversor boost. A curva da corrente que possui uma ondulação em 360Hz é a do sistema trifásico e a que possui apenas a ondulação de comutação é a do sistema monofásico. As tensões obtidas são muito semelhantes, havendo apenas uma pequena diferença no sobre-sinal do

transitório. Nota-se uma boa semelhança entre as duas curvas apresentadas, a não ser por uma pequena diferença na dinâmica dos dois sistemas, pelo fato de se estar utilizando um indutor equivalente para o pior caso, porém esta diferença ainda é pequena para o objetivo esperado.

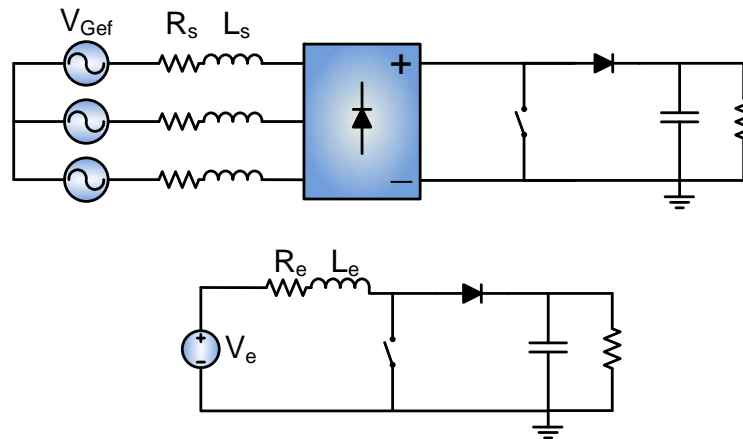


Fig. 1.18 – Conjunto real e seu respectivo equivalente.

Tabela 1.3 – Valores utilizados para simulação do sistema real e equivalente.

	Sistema Real	Sistema Equivalente
Frequência	$f_G = 60\text{Hz}$	-
Tensão	$V_{Gef} = 60V_{RMS}$	$V_e = 81,06V_{CC}$
Resistância	$R_s = 0,7\Omega$	$R_e = 1,8395\Omega$
Indutância	$L_s = 5,5\text{mH}$	$L_e = 5,5\text{mH}$

1.5 Conclusões

Verificou-se neste capítulo, que o gerador síncrono trifásico, com fluxo axial possui várias vantagens, comparadas com as outras máquinas de mercado, quando o objeto é gerar energia até 5kW. Dentre outras vantagens, as principais são: possui uma alta relação potência/peso, não necessita de regulador de tensão e velocidade para geração em velocidade variável, simplicidade na forma de refrigeração e facilidade de acomodação de vários pólos para geração em baixa rotação. A indutância e resistância interna da máquina para representação em um circuito elétrico foram calculadas e medidas realizando os ensaios necessários.

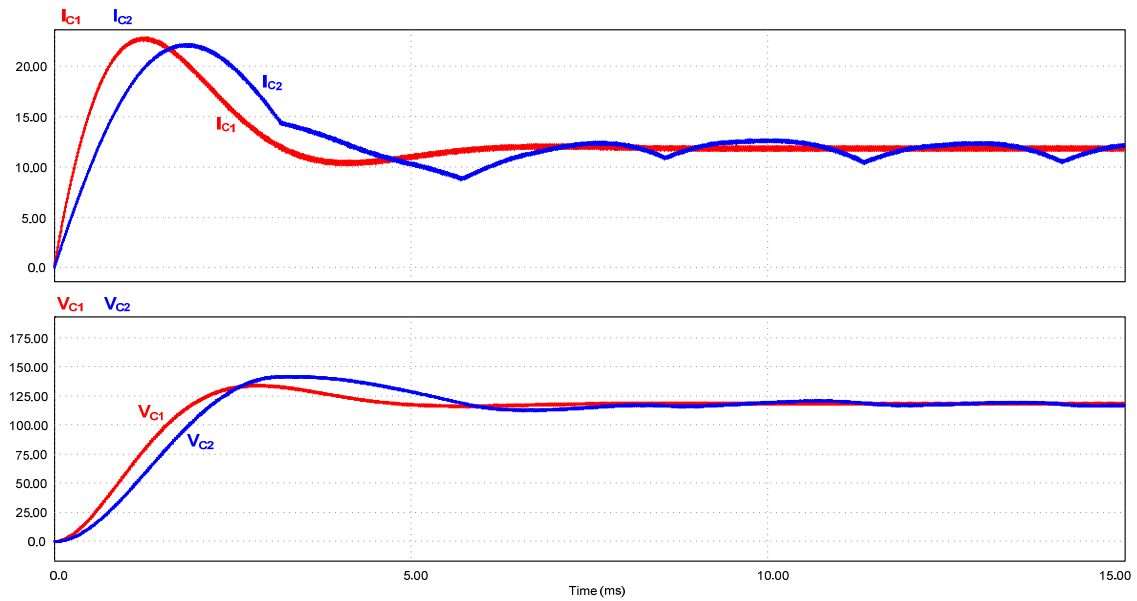


Fig. 1.19 – Corrente de entrada e tensão de saída do conversor boost.

Foram calculados os parâmetros para o circuito equivalente monofásico CC que representa o gerador trifásico + retificador de ponte completa. As perdas na resistência interna da máquina e a queda de tensão causada na comutação da ponte de diodos são os fatores que influenciam na resistência da representação CC. A indutância CC foi considerada a mesma de uma fase da máquina. As simulações mostraram que a representação do circuito CC se aproxima muito bem da versão CA com retificador, podendo ser utilizada no restante do trabalho para o projeto do conversor.

CAPÍTULO 2

Conversor Boost

2.1 *Introdução*

O conversor boost, também chamado de elevador de tensão, é utilizado por grande parte da indústria por suas vantagens e simplicidades tais como: nível comum de referência entre a fonte, o interruptor e a carga; possuir apenas um interruptor; e possuir saída com característica de tensão, o qual possibilita a utilização de uma bateria em paralelo com a carga [9].

Dentre os motivos de se utilizar um conversor boost para o rastreamento da máxima potência de um sistema de geração, o principal é a possibilidade de utilizar a indutância da máquina, como indutância de entrada do conversor. Dessa forma consegue-se diminuir volume, peso e custo de um possível produto para o mercado. Outra vantagem é que caso a tensão de entrada do conversor seja igual ou maior que a de saída, a razão cíclica pode se tornar igual a zero, permitindo que o interruptor não tenha esforços nestas condições.

Este capítulo apresenta detalhes do conversor boost, tais como forma de operação e controle, planilhas de cálculo e escolha de componentes.

2.2 *Topologia e Operação*

Neste tópico é apresentada a topologia boost utilizada, o modo de operação e o modo de controle, dando enfoque no que se referem ao rastreamento do ponto de máxima potência de operação.

2.2.1 Topologia

A topologia do conversor boost utilizado segue o padrão da Fig. 2.1, onde R_e e L_e representam respectivamente a resistência e a indutância equivalente dos enrolamentos do gerador. A tensão gerada e retificada é representada por V_e , e é dependente apenas da

rotação da máquina. O banco de baterias E_B se comporta como um capacitor com capacitância infinita.

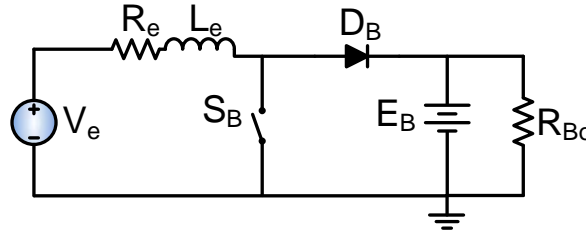


Fig. 2.1 – Topologia do conversor boost utilizado.

2.2.2 Forma de Operação

A forma de operação do conversor boost apresentado na Fig. 2.1 possui duas etapas em regime permanente. A resistência R_e é desprezada por ser pequena e ter pouca influência nas etapas de operação do conversor.

2.2.2.1 1ª Etapa (t_a a t_b):

Esta etapa se inicia quando o interruptor é comandado a entrar em condução. A corrente que passa pelo indutor cresce linearmente com derivada V_e / L_e . Pela resistência R_{Bo} , circula uma corrente que é alimentada pela bateria. O diodo D_B não permite que a corrente da bateria retorne para a fonte, pois ele está polarizado reversamente. Esta etapa termina com o comando para bloquear o interruptor.

A corrente i_{RB} é apresentada em (2.1).

$$i_{RB} = \frac{E_B}{R_{Bo}} \quad (2.1)$$

A corrente no indutor i_{in} e na chave i_{SB} é dada em (2.2),

$$i_{in}(t) = i_{SB}(t) = I_m + \frac{V_e}{L_e} t \quad (2.2)$$

onde I_m é a corrente inicial no indutor. Essa corrente I_m é a corrente final da segunda etapa.

A tensão no diodo V_{DB} é mostrada em (2.3).

$$V_{DB} = E_B \quad (2.3)$$

2.2.2.2 2ª Etapa (t_b a T):

A 2ª Etapa se inicia com o bloqueio da chave S_B . Neste instante a inércia da corrente no indutor faz com que o diodo entre em condução. A corrente da fonte V_e alimenta a bateria e a resistência R_{Bo} . A corrente no indutor diminui em rampa com derivada de $(E_B - V_e)/L_e$. A corrente i_{RB} se mantém igual a da primeira etapa.

A corrente no indutor i_{in} é apresentada em (2.4),

$$i_{in}(t) = I_M + \frac{V_e - E_B}{L_e} t \quad (2.4)$$

onde I_M é a corrente inicial no indutor. Essa corrente I_M é a corrente final da primeira etapa.

A tensão sobre a chave V_{SB} é mostrada em (2.5).

$$V_{SB} = E_B \quad (2.5)$$

2.2.2.3 Formas de Onda

A Fig. 2.2 apresenta as formas de onda das duas etapas de operação do conversor boost.

2.2.2.4 Característica de Transferência Estática do Conversor Boost

Para obtenção da característica estática do conversor, deve-se considerar a variação de corrente no indutor, em um período de funcionamento, igual a zero. Desta forma, obtém-se a expressão (2.6).

$$\Delta i_{in-etapa1} - \Delta i_{in-etapa2} = 0 \quad (2.6)$$

Sabendo-se que as variações da corrente no indutor na primeira e na segunda etapa de operação são apresentadas na expressão (2.7) e (2.8) respectivamente, pode-se substituí-las na expressão (2.6) e obter (2.9).

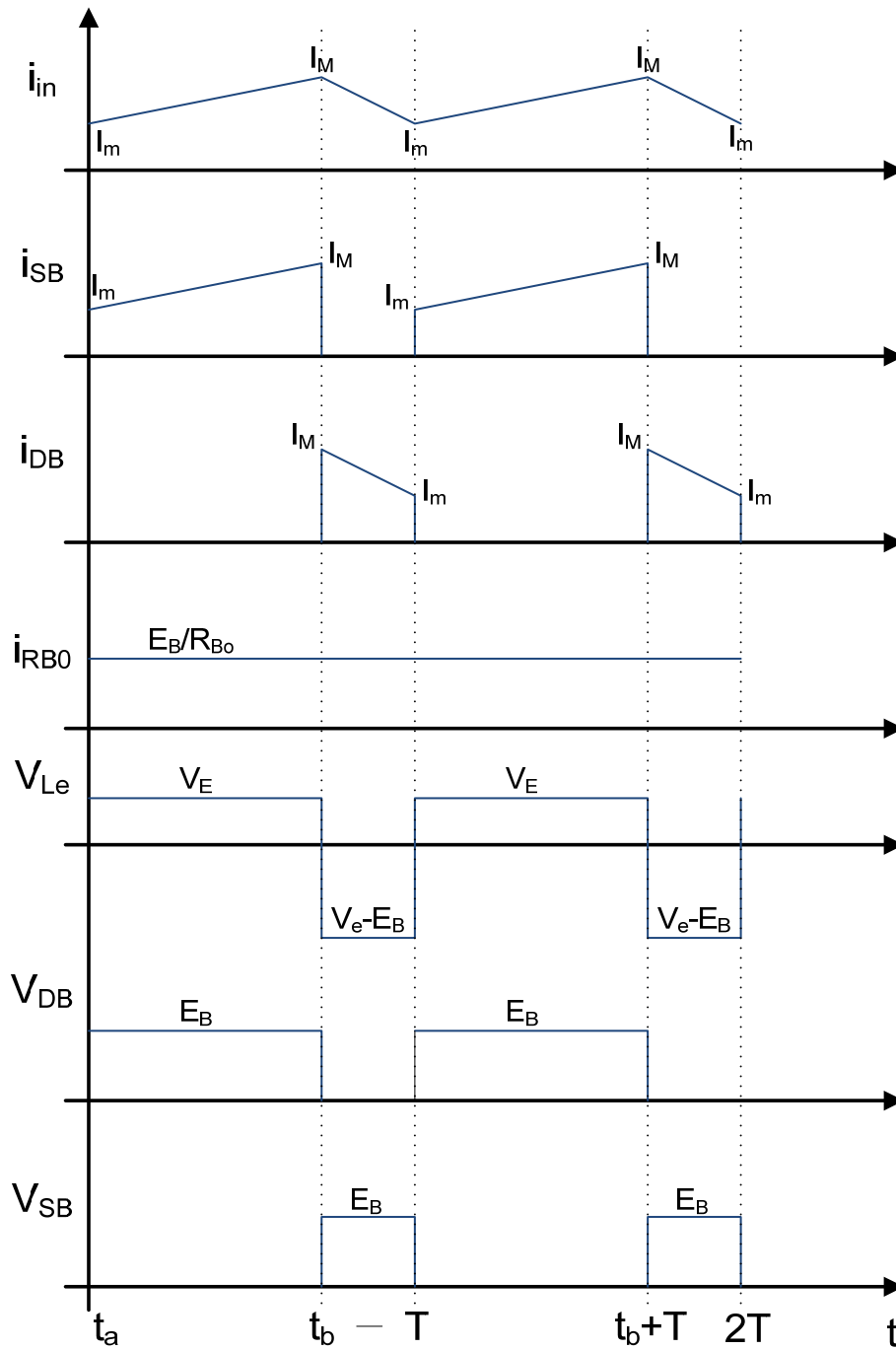


Fig. 2.2 – Principais formas de onda do conversor boost.

$$\Delta i_{in- etapa1} = \frac{V_e}{L_e} t_b \tag{2.7}$$

$$\Delta i_{in- etapa2} = \frac{E_B - V_e}{L_e} (T - t_b) \tag{2.8}$$

$$\frac{V_e}{L_e} t_b - \frac{E_B - V_e}{L_e} (T - t_b) = 0 \quad (2.9)$$

Realizando algumas manipulações matemáticas em (2.9) chega-se a (2.10).

$$\frac{E_B}{V_e} = \frac{T}{(T - t_b)} \quad (2.10)$$

Definindo-se a razão cíclica como apresentada em (2.11), chega-se a expressão final da característica estática do conversor boost apresentado em (2.12).

$$D = \frac{t_b}{T} \quad (2.11)$$

$$\boxed{\frac{E_B}{V_e} = \frac{1}{(1 - D)}} \quad (2.12)$$

2.3 Dimensionamentos de Projeto e Escolha de Componentes

Neste tópico, são realizados cálculos [10] para projetar um conversor boost que é acompanhado do CI 3854 para a função de disparo do interruptor e seguimento da corrente de referência de entrada. O projeto do conversor é realizado para suportar os maiores esforços durante a operação, observando que a velocidade do gerador deve atuar diretamente na sua tensão de entrada.

2.3.1 Dados de Entrada

Para o projeto do conversor boost, foram definidos alguns dados que devem servir de base para os cálculos.

2.3.1.1 Corrente de Entrada

A corrente de entrada deve ser limitada para que a proteção entenda quando houver um curto-circuito ou uma sobrecarga no sistema. De acordo com o fabricante do gerador utilizado [11], quando este estiver sendo utilizado com uma ponte completa de diodos a corrente do lado CC deve ser limitada a 20A.

É visto mais adiante que quando a corrente atinge o limite de 20 A, o rastreamento do ponto de máxima potência deixa de atuar, por conta da proteção de sobrecorrente.

2.3.1.2 Tensão de Entrada

Tendo em vista que a tensão de entrada V_e , para este projeto, varia de acordo com a rotação do gerador, foi escolhido o valor médio que pode ser alcançado, tendo como base a corrente máxima de entrada que deve ser aceita, 20 A, e a potência nominal do conversor, 1000W. Logo, a tensão de entrada média do conversor, durante a corrente e potência máxima, deve ter seu valor aproximado como apresentado em (2.13).

$$V_e = \frac{1000W}{20A} = 50V \quad (2.13)$$

Esta tensão, como dito anteriormente, varia de acordo com a velocidade de rotação e pode até ultrapassar esse valor, pois adiante é visto que apenas a corrente de entrada é limitada pelo conversor.

2.3.1.3 Tensão de Saída

A tensão de saída deve ser maior que a tensão de entrada para o conversor boost. Para tanto se tomou como base o gráfico da Fig. 2.3. Esta figura apresenta a razão cíclica de operação dependente da tensão de entrada tendo a tensão de saída como parâmetro, lembrando que a tensão de saída está fixa por baterias e a expressão (2.12) deve ser mantida válida.

Observando o gráfico da Fig. 2.3, nota-se que para uma tensão de saída de 48 V não seria praticável, pois neste caso, a tensão de entrada não poderia chegar ao seu nível de projeto que é 50 V.

Adicionando uma bateria de 12 V ao banco, chega-se a 60 V. Neste caso, a razão cíclica seria muito baixa para uma operação com $V_e = 50V \Rightarrow D = 0,167$. Deve-se levar em conta que as baterias podem se descarregar, chegando a ficar com 10 V cada, ficando o banco com 50 V neste caso. Logo, a proposta mais adequada é utilizar um banco com 6 baterias de 12 V, totalizando 72 V. A tensão E_B escolhida é apresentada em (2.14).

$$\boxed{E_B = 72V} \quad (2.14)$$

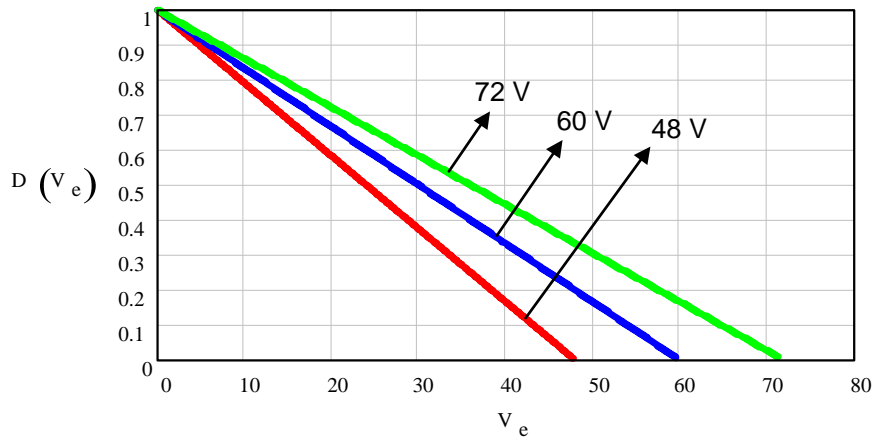


Fig. 2.3 – Razão cíclica dependente da tensão de entrada tendo a tensão de saída como parâmetro.

Para esta escolha de tensão de saída, com tensão de entrada de 50 V, espera-se que o conversor opere com razão cíclica aproximadamente igual a 0,3.

2.3.1.4 Frequência de Comutação

O interruptor do conversor boost a ser projetado, deve possuir uma frequência de comutação acima da frequência audível do ser humano (20kHz) para se evitar desconforto. Escolheu-se então, f_s de acordo com (2.15). Esta frequência é facilmente obtida com o CI 3854, o qual faz o controle do interruptor.

$$f_s = 40kHz \tag{2.15}$$

2.3.2 Cálculos Iniciais

Neste tópico, são feitos cálculos que devem basear a escolha dos componentes para a construção do sistema de rastreamento.

2.3.2.1 Ondulação da Corrente de Entrada

Como visto no capítulo 1, a indutância interna da máquina pode ser representada como uma indutância monofásica, sendo que esta possui um valor calculado e apresentado novamente em (2.16). A ondulação pode ser calculada como apresentada em (2.17) de acordo com [9].

$$L_e = 5,5mH \tag{2.16}$$

$$\Delta I_{in} = \frac{V_e}{2 \cdot f_s \cdot L_e \cdot I_{in}} = \frac{50V}{2.40kHz \cdot 5,5mH \cdot 20A} = 5,68mA \quad (2.17)$$

Nota-se que em operação nominal, essa ondulação é menor que 0,03% e que por isso é desprezível do ponto de vista do gerador, não causando nenhum dano a ele. Esta ondulação é apenas considerada nos cálculos do modelo da planta e para o compensador de corrente de entrada.

2.3.2.2 Corrente da Bateria

A corrente média máxima de saída do conversor alimentando a carga ou bateria pode ser facilmente calculada de acordo com (2.18). Esta é a mesma corrente do diodo D_B .

$$I_B = I_{DB} = \frac{P_o}{E_B} = \frac{1000W}{72V} = 13,89A \quad (2.18)$$

O diodo e a bateria devem suportar uma corrente média de 13,89 A. De acordo com o fabricante da bateria [12] e do diodo [13], essa corrente é suportada.

2.3.3 Modelo da Planta

A fim de que a corrente de entrada do boost siga uma referência determinada de corrente, é necessário projetar adequadamente o controle da malha de corrente deste conversor. Para isto, deve-se levantar a função de transferência da corrente de entrada I_{in} em relação à variável de controle, no caso a razão cíclica D .

O modelo simplificado do conversor boost pode ser obtido considerando-se constantes a tensão de entrada V_e e a tensão de saída E_B , iguais aos valores médios durante um período de comutação.

A Fig. 2.4 mostra a tensão e a corrente no indutor de entrada, de acordo com as considerações feitas e as etapas de operação descritas anteriormente.

A tensão média sobre o indutor, considerando um período de comutação, é dada por (2.19) e também por (2.20).

$$V_{Le} = L_e \frac{d \langle i_{in}(t) \rangle_T}{dt} \quad (2.19)$$

$$V_{Le} = d(t)V_e + (1-d(t))(V_e - E_B) \quad (2.20)$$

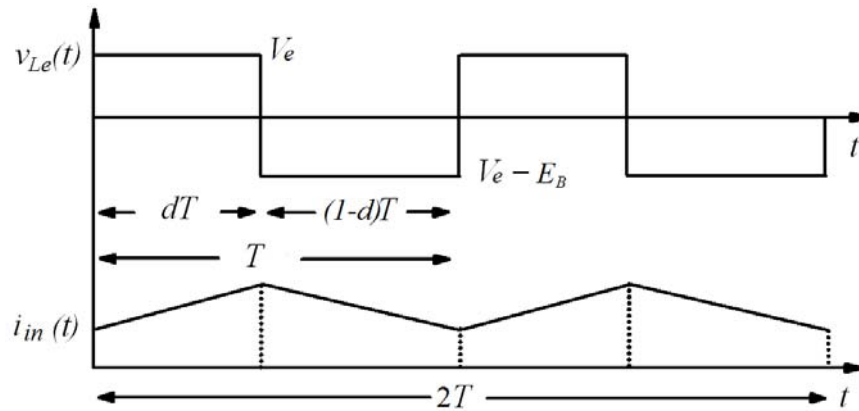


Fig. 2.4 – Tensão e corrente no indutor para um período de comutação.

Igualando (2.19) com (2.20) tem-se (2.21).

$$\begin{aligned} L_e \frac{d\langle i_{in}(t) \rangle_T}{dt} &= d(t)V_e + (1-d(t))(V_e - E_B) \\ &= V_e - (1-d(t))E_B \end{aligned} \quad (2.21)$$

O modelo linearizado da planta pode ser obtido através da aplicação de uma perturbação na razão cíclica do interruptor, que implica em uma variação na corrente do indutor. Assim, obtém-se a equação (2.22) a partir da inserção da perturbação em (2.21).

$$L_e \frac{d(I_{in} + \Delta I_{in}(t))}{dt} = V_e - (1 - (D + \Delta D(t)))E_B \quad (2.22)$$

Da Equação (2.22) obtém-se:

$$L_e \frac{d\Delta I_{in}(t)}{dt} = \Delta D(t)E_B \quad (2.23)$$

Com o modelo linearizado é possível aplicar-se a transformada de Laplace em (2.23), para condições iniciais nulas, e chegar-se ao modelo incremental por valores médios instantâneos da planta [13] como apresentado em (2.24).

$$H_i(s) = \frac{\Delta I_{in}(s)}{\Delta D(s)} = \frac{E_B}{sL_e} \quad (2.24)$$

Pode-se então plotar o gráfico do ganho em dB da planta dependente da frequência, de acordo com a expressão (2.25), onde $j = \sqrt{-1}$.

$$DB_{HI}(f) = 20 \log \left(\left| \frac{E_B}{L_e \cdot j \cdot 2\pi \cdot f} \right| \right) \quad (2.25)$$

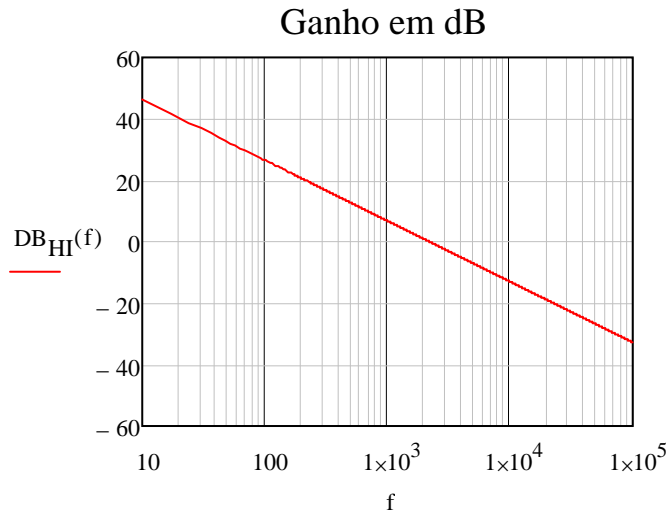


Fig. 2.5 – Ganho da planta do conversor boost projetado.

A fase, em graus, da planta, de acordo com (2.26), é plotada na Fig. 2.6.

$$fase_{HI}(f) = \arg \left(\frac{E_B}{L_e \cdot j \cdot 2\pi \cdot f} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (2.26)$$

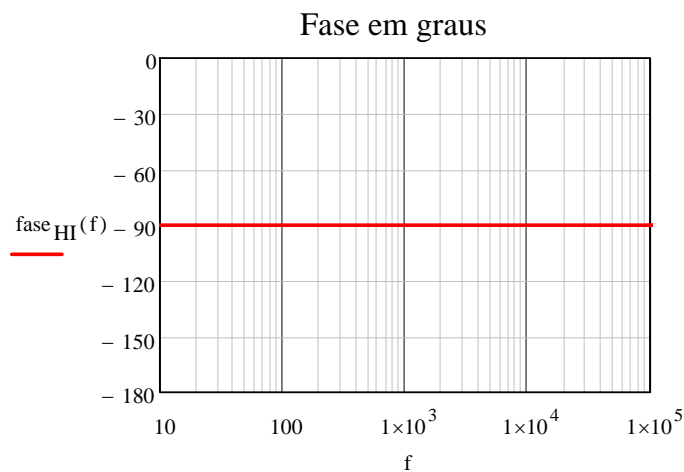


Fig. 2.6 – Fase da planta do conversor boost projetado.

Pino 4 (Isense): É a entrada inversora do comparador de corrente que auxilia no seguimento da corrente de referência.

Pino 5 (MultOut): É a saída do multiplicador interno e entrada não inversora do comparador de corrente que auxilia no seguimento da corrente de referência.

Pino 6 (Iac): Neste pino é conectada a referência da corrente que se deseja na entrada.

Pino 7 (VAOut): Este pino é utilizado para o controle da tensão de saída e não é utilizado neste trabalho, pois a bateria mantém fixa a tensão de saída. Para que o CI funcione corretamente deve ser projetado um amplificador apenas para manter o sinal deste pino dentro dos limites.

Pino 8 (Vrms): Este pino também não é utilizado, pois se trata de uma compensação da queda de tensão senoidal da entrada. Como o sistema de rastreamento se baseia apenas na corrente de entrada, não é necessária a utilização deste pino. Deve ser então, colocado um valor fixo de tensão pra manter o CI em funcionamento.

Pino 9 (REF): Neste pino é disponibilizada uma tensão de 7,5 V para ser utilizada em divisores resistivos no próprio CI.

Pino 10 (ENA): Dependendo do nível de tensão que é imposto a este pino, o CI é habilitado ou não.

Pino 11 (Vsense): Neste pino deve ser aplicado um valor de tensão para obter no pino 7 um valor que esteja dentro da faixa de funcionamento normal do CI, já que a função principal deste pino é o controle da tensão de saída e que não é utilizada.

Pino 12 (Rset): Neste pino é conectado um resistor previamente escolhido que ajusta a frequência de comutação do conversor boost.

Pino 13 (SS): Este pino é usado para a função de *Soft-Start*, ou seja, para uma partida suave.

Pino 14 (Ct): Neste pino é conectado um capacitor que juntamente com o resistor do pino 12 ajusta a frequência de comutação do conversor.

Pino 15 (Vcc): Neste pino é conectada a alimentação do CI, neste caso 18 V.

Pino 16 (GTDRV): Neste pino tem-se a saída de comando para o interruptor do conversor boost.

2.3.4.2 Escolha dos Parâmetros do CI 3854

Os parâmetros de projeto do CI 3854 foram escolhidos com base no *datasheet* [15] do dispositivo disponibilizado pelo fabricante e na técnica de rastreamento da máxima potência que é explanada no próximo capítulo.

Os parâmetros que são calculados a seguir, são apresentados na Fig. 2.8, juntamente com o circuito completo para o funcionamento adequado do CI3854.

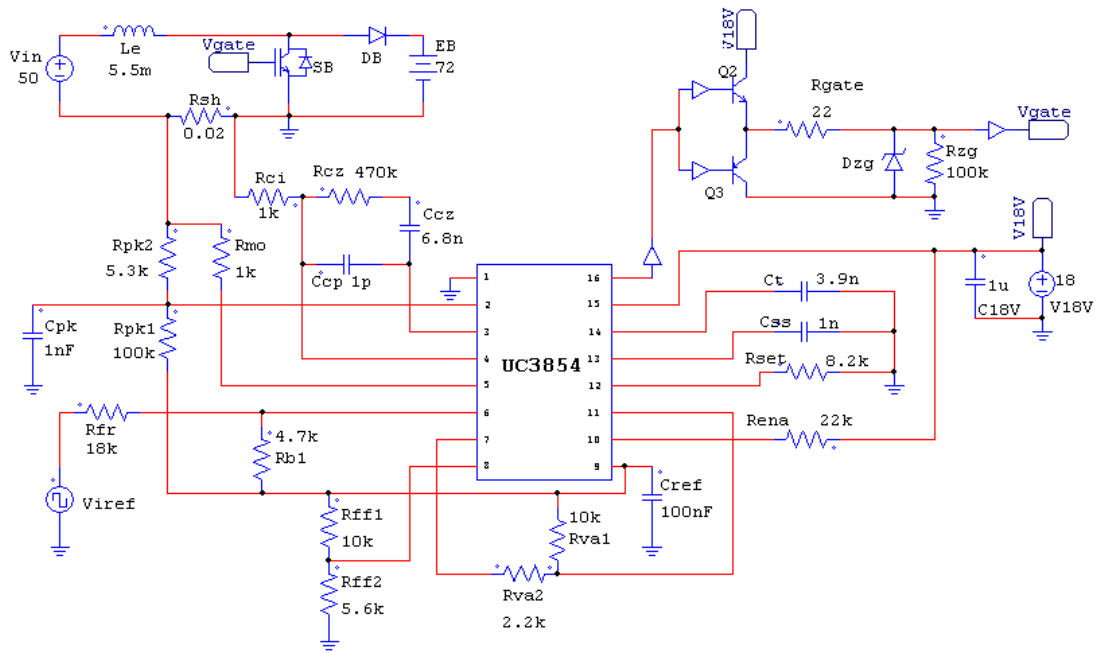


Fig. 2.8 – Circuito do CI3854 e seus parâmetros calculados.

2.3.4.2.1 Tensão de Alimentação do CI

De acordo com o fabricante , a tensão mínima de alimentação para que o CI entre em operação é 16 V e a tensão máxima é 35 V. Logo para manter a segurança de funcionamento, optou-se por alimentar o CI com 18 V (pino 15), como apresentado em (2.27).

$$\boxed{V_{cc} = 18V} \tag{2.27}$$

2.3.4.2.2 Limitador de Sobrecorrente

O limitador de sobrecorrente atua diretamente na razão cíclica do conversor, impedindo que esta aumente além de um certo limite, lembrando que quanto maior a razão cíclica, maior a corrente de entrada, caso a tensão de entrada permaneça constante. Neste

trabalho o limitador de corrente é ajustado para não permitir que a corrente de entrada ultrapasse seu valor nominal de 20 A.

O circuito que define a corrente limite é apresentado na Fig. 2.9.

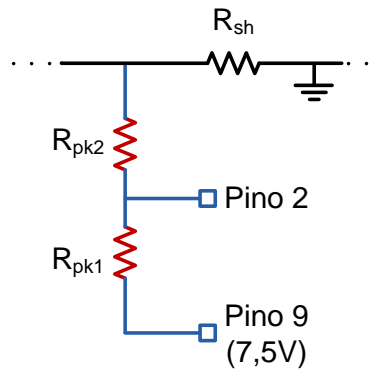


Fig. 2.9 – Circuito que define a corrente limite.

Considerando que toda a corrente de entrada I_{in} passa pelo resistor *shunt* R_{sh} , tem-se a tensão no pino 2 apresentada em (2.28),

$$V_{pin2} = \frac{(V_{Rshm\acute{a}x} - 7,5V) R_{pk1}}{R_{pk1} + R_{pk2}} + 7,5V \quad (2.28)$$

onde $V_{Rshm\acute{a}x}$ é a tensão máxima sobre o resistor *shunt*, ou seja, essa tensão indica que o limitador deve atuar. O resistor *shunt* escolhido tem seu valor apresentado em (2.29). Este resistor se enquadra na questão da potência suportada e poder de dissipação.

$$\boxed{R_{sh} = 0,02\Omega} \quad (2.29)$$

A tensão máxima sobre ele pode ser então calculada de acordo com (2.30):

$$V_{Rshm\acute{a}x} = I_{in} R_{sh} = 20A \cdot 0,02\Omega = 0,4V \quad (2.30)$$

De acordo com o fabricante, o limitador atua quando a tensão sobre o pino 2 for de acordo com (2.31):

$$V_{pin2} = 0V \quad (2.31)$$

Pode-se então, substituir a expressão (2.30) e (2.31) em (2.28). Tem-se, após algumas manipulações, a expressão (2.32).

$$R_{pk2} = \frac{0,4.R_{pk1}}{7,5V} \tag{2.32}$$

Uma sugestão do fabricante é arbitrar o valor de R_{pk1} de acordo com (2.33):

$$\boxed{R_{pk1} = 100k\Omega} \tag{2.33}$$

Calculando-se a expressão (2.32) com o valor de (2.33) chega-se a (2.34). Buscou-se o valor exato utilizando resistores comerciais em paralelo para manter a segurança do protótipo.

$$\boxed{R_{pk2} = 5,3k\Omega \Rightarrow R_{pk2} = (R_{pk21} = 5,6k\Omega // R_{pk22} = 100k\Omega)} \tag{2.34}$$

Um pequeno capacitor, $C_{pk} = 1nF$, deve ser colocado no pino 2 para filtrar eventuais ruídos.

2.3.4.2.3 Entrada da Referência de Corrente

A referência de corrente de entrada a ser seguida pelo conversor boost é imposta ao pino 6 (Iac) como mostrado na Fig. 2.10. De acordo com o fabricante, a referência deve ser dada também em corrente, porém com níveis de até $500\mu A$. Partindo-se de que o dispositivo que controla a referência tem sua tensão máxima em 14V, deve-se escolher um resistor tal que a corrente que passa por ele seja a corrente de referência, como apresentado em (2.35). Deve-se ressaltar que existe uma tensão interna no pino 6 de 6V. O resistor comercial maior e mais próximo foi utilizado.

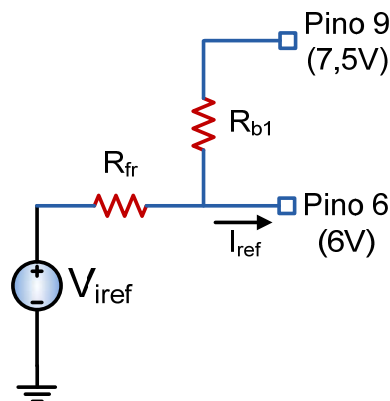


Fig. 2.10 – Entrada da referência de corrente de entrada.

$$R_{fr} = \frac{V_{iref\ max} - V_{pin6}}{I_{iref\ max}} = \frac{14V - 6V}{500\mu A} = 16k\Omega \Rightarrow 18k\Omega \quad (2.35)$$

Por segurança, optou-se por um valor comercial acima do calculado. Foi utilizado um resistor do pino 6 para o pino 9 para minimizar o erro de *offset* no pino 6. Este resistor deve ser 25% do R_{fr} . Logo, a expressão (2.36), apresenta o valor deste resistor.

$$R_{b1} = 0,25R_{fr} = 0,25.18k\Omega = 4,5k\Omega \Rightarrow 4,7k\Omega \quad (2.36)$$

2.3.4.2.4 Sensor de Tensão de Saída

Como já foi dito anteriormente, a tensão de saída do conversor boost projetado é a tensão fixada pelo banco de baterias, ou seja, 72V. Logo, esta função de controle deve ser inutilizada neste projeto. Para não deixar o terminal de saída do controlador de tensão flutuando optou-se por projetar apenas um amplificador. A Fig. 2.11 apresenta o circuito que seria projetado caso fosse possível o controle da tensão de saída em comparação com a solução adotada para o projeto em questão.

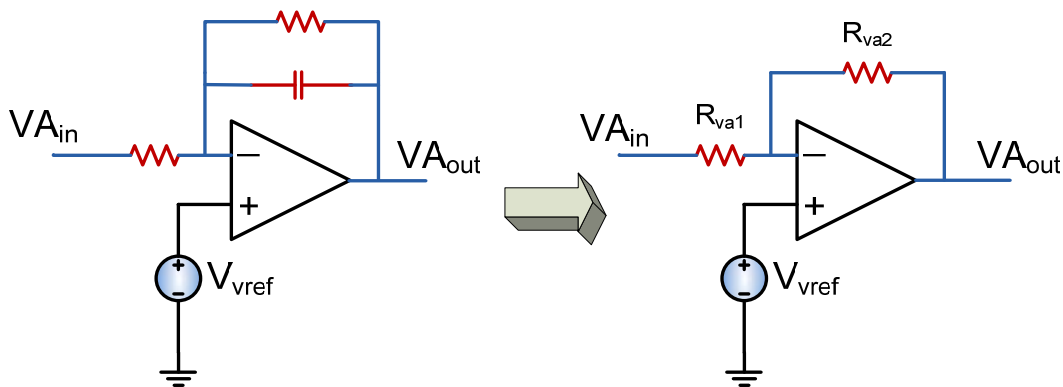


Fig. 2.11 – Comparação entre o controlador de tensão de saída indicado pelo fabricante do CI e o que foi utilizado.

A relação entre R_{va2} e R_{va1} foi obtida e é mostrada em (2.37), onde V_{vref} é a tensão de 7,5V fornecida pelo CI como referência e VA_{in} é a tensão de alimentação do CI (18V).

$$\frac{VA_{in} - V_{vref}}{R_{va1}} = \frac{V_{vref} - VA_{out}}{R_{va2}} \Rightarrow \frac{R_{va2}}{R_{va1}} = \frac{V_{vref} - VA_{out}}{VA_{in} - V_{vref}} \quad (2.37)$$

A recomendação do fabricante é que no pino 7 (VA_{out}), a tensão esteja entre 1 e 5,8V. Optou-se por permitir um valor próximo a 5V no pino em questão. Assim, retornando à expressão (2.37) e substituindo os valores das variáveis conhecidas, é estabelecida uma relação entre os resistores como apresentado em (2.38).

$$\frac{R_{va2}}{R_{va1}} = \frac{7,5-5}{18-7,5} \Rightarrow \frac{R_{va2}}{R_{va1}} = 0,2381 \quad (2.38)$$

Foi arbitrado R_{va1} de acordo com (2.39):

$$\boxed{R_{va1} = 10k\Omega} \quad (2.39)$$

Logo substituindo R_{va1} em (2.38) tem-se (2.40).

$$R_{va2} = 0,238R_{va1} \Rightarrow \boxed{R_{va2} = 2,381k\Omega \Rightarrow 2,2k\Omega} \quad (2.40)$$

Com os valores comerciais para os resistores, a tensão no pino 7 deve ser como apresentada em (2.41):

$$VA_{out} = V_{vref} - \frac{(VA_{in} - V_{vref})R_{va2}}{R_{va1}} = \quad (2.41)$$

$$VA_{out} = 7,5 - (18 - 7,5) \frac{2,2k}{10k} \Rightarrow VA_{out} = 5,19V$$

2.3.4.2.5 Sensor Feed Forward

Este sensor, como já foi dito anteriormente, não é utilizado, pois o controle é baseado na corrente de entrada. Porém é necessário manter o pino 8 com um certo nível de tensão que conforme sugestão do fabricante deve permanecer entre 1,4 e 4,5V. Utilizando 2 resistores e a tensão de referência disponibilizada pelo CI, realizou-se o cálculo para descobrir o valor das resistências apresentadas na Fig. 2.12 partindo da expressão apresentada em (2.42), onde V_{RMS} é a tensão no Pino 8 e V_{vref} é a tensão fornecida pelo CI no Pino 9.

$$V_{RMS} = \frac{V_{vref} R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2}} \quad (2.42)$$

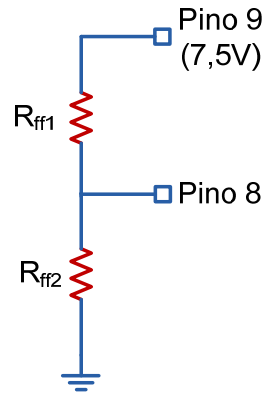


Fig. 2.12 – Divisor de tensão para o Feed Forward.

O valor de V_{RMS} deve ser tal que, combinado com o valor do pino 6 (I_{AC}) e do pino 7 (VA_{out}) produza na saída do multiplicador do CI um valor que faça a corrente de entrada do conversor ser próxima a 20A. A fórmula que permite calcular a corrente de saída do multiplicador, que é diretamente proporcional a corrente de entrada, é apresentada em (2.43).

$$I_{mo} = \frac{I_{ac} (VA_{out} - 1)}{V_{RMS}^2} \tag{2.43}$$

Alguns ábacos disponibilizados pelo fabricante, para melhor escolha desses parâmetros, são apresentados na Fig. 2.13. Simulações que são mostradas mais adiante, mostraram que o valor de $V_{RMS} = 2,7V$, faz com que na saída do multiplicador obtenha-se uma corrente capaz de fazer com que a corrente de entrada do conversor chegue a 20A.

Para se ter $V_{RMS} = 2,7V$ e arbitrando $R_{ff1} = 10k\Omega$, usa-se a expressão (2.42) manipulada para se obter (2.44):

$$R_{ff2} = \frac{V_{RMS} R_{ff1}}{V_{vref} - V_{RMS}} = \frac{2,7 \cdot 10k\Omega}{7,5 - 2,7} \Rightarrow \boxed{R_{ff2} = 5,6k\Omega} \tag{2.44}$$

Com os valores comerciais para os resistores, a tensão no pino 8 é como apresentada em (2.45):

$$V_{RMS} = \frac{V_{vref} R_{ff2}}{R_{ff1} + R_{ff2}} = \frac{7,5 \cdot 5,6k}{10k + 5,6k} \Rightarrow V_{RMS} = 3,03V \tag{2.45}$$

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS A $T_A = T_J = 25^{\circ}\text{C}$ (cont.)

UC3854

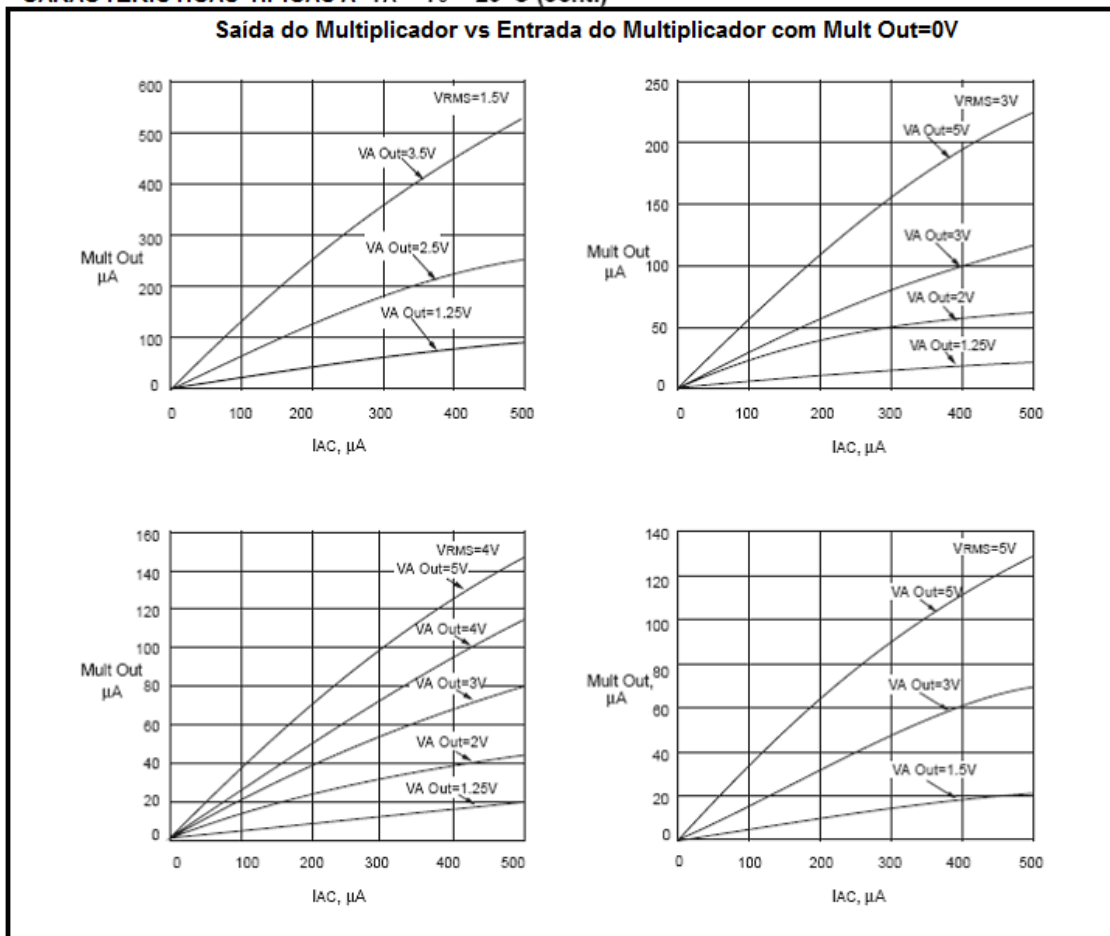


Fig. 2.13 – Ábaco para escolha dos parâmetros do CI 3854.

No pino 9 (REF) foi adicionado um capacitor, $C_{ref} = 100\text{nF}$, para se manter a estabilidade da tensão desta referência (7,5V).

2.3.4.2.6 Pino de Habilitação

O pino 10 é utilizado para habilitar o funcionamento do CI e neste caso, como o CI deve funcionar sempre que estiver ligado, o fabricante recomenda que este pino seja conectado a tensão de alimentação do CI através de um resistor de $R_{ena} = 22\text{k}\Omega$.

2.3.4.2.7 Ajuste da Frequência de Comutação

O ajuste da frequência de comutação para o conversor boost é realizado através da escolha de um capacitor e um resistor, que são conectados dos pinos 12 e 14 respectivamente para o terra. A expressão fornecida pelo fabricante para se ter a frequência em função desses dois parâmetros é apresentada em (2.46):

$$f_s = \frac{1,25}{R_{set} C_t} \tag{2.46}$$

Também é fornecido pelo fabricante, um ábaco que auxilia na escolha dos parâmetros e que é apresentado na Fig. 2.14.

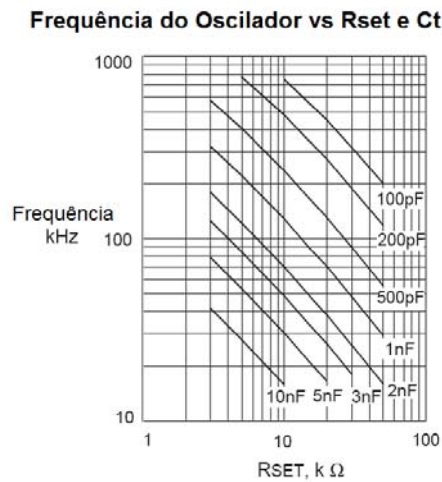


Fig. 2.14 – Ábaco para escolha dos componentes que determinam a frequência de comutação do conversor.

No projeto do conversor boost apresentado anteriormente, foi definido que a frequência de comutação seria 40kHz. Uma boa escolha então seria fazer $R_{set} \leq 10k\Omega$, sabendo assim que C_t estaria entre 3 e 10nF. Utilizando-se da expressão (2.46) e escolhendo $R_{set} = 10k\Omega$ tem-se (2.47):

$$C_t = \frac{1,25}{R_{set} f_s} = \frac{1,25}{10k \cdot 40k} \Rightarrow \boxed{C_t = 3,125nF \Rightarrow 3,3nF} \tag{2.47}$$

Com os valores comerciais para o resistor e o capacitor, a frequência do conversor, na prática, deve ser como apresentada em (2.48). Para o restante do projeto, 40kHz continua sendo a referência.

$$f_{sp} = \frac{1,25}{R_{set} C_t} = \frac{1,25}{10k \cdot 3,3n} \Rightarrow \boxed{f_{sp} = 37,879kHz} \tag{2.48}$$

2.3.4.2.8 Ajuste do Soft-Starter

Neste projeto, o uso do soft-starter torna-se desnecessário pelo simples fato de que o gerador começa a gerar energia a partir de uma rotação muito baixa, logo, a tensão de

entrada do conversor é bem menor do que a tensão nominal. Sendo assim, foi escolhido um valor de capacitor próximo ao de um utilizado no exemplo do datasheet do fabricante, como apresentado em (2.49):

$$C_{SS} = 1nF \quad (2.49)$$

2.3.4.2.9 Malha de Controle de Corrente

A malha de controle de corrente de entrada, apresentada na Fig. 2.15 deve ser calculada visando uma resposta adequada do sistema durante os transitórios.

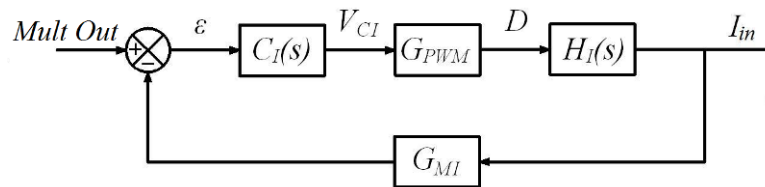


Fig. 2.15 – Malha de controle da corrente de entrada.

Primeiramente deve-se calcular o ganho PWM do sistema. Para tanto, é necessário verificar se não há múltiplos cruzamentos entre a onda dente de serra e o sinal de controle. A tensão de pico da dente-de-serra dada pelo fabricante é apresentada em (2.50):

$$V_{ds} = 5,4V \quad (2.50)$$

Em (2.51) é calculada, a derivada da onda dente-de-serra, multiplicando sua tensão de pico pela sua frequência.

$$dV_{ds} = V_{ds} f_s \Rightarrow dV_{ds} = 5,4V \times 40kHz \Rightarrow dV_{ds} = 2,16 \times 10^5 \quad (2.51)$$

A máxima derivada da corrente na entrada do conversor boost é calculada em (2.52):

$$dI_L = \frac{V_{in}}{L_e} \Rightarrow dI_L = \frac{50V}{5,5mH} \Rightarrow dI_L = 9,091 \times 10^3 \quad (2.52)$$

Com o valor dessas duas derivadas pode-se verificar que a dente-de-serra tem um decaimento muito mais rápido que a corrente de entrada, sendo assim não existem múltiplos cruzamentos e o ganho PWM pode ser calculado como em (2.53):

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{ds}} \Rightarrow G_{PWM} = \frac{1}{5,4} \Rightarrow G_{PWM} = 0,185 \quad (2.53)$$

Por sugestão do fabricante do CI3854 [15], o compensador utilizado é do tipo proporcional-integral com filtro para o controle de corrente e é apresentado na Fig. 2.16.

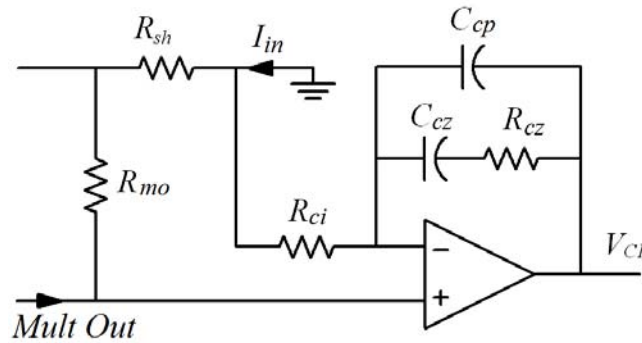


Fig. 2.16 – Compensador de corrente CI(s).

Analizando o circuito da Fig. 2.16, chega-se a função de transferência, apresentada na expressão (2.54).

$$C_I(s) = \frac{sR_{cz}C_{cz} + 1}{sR_{ci}(C_{cz} + C_{cp}) \left(s \left(\frac{R_{cz}C_{cz}C_{cp}}{C_{cz} + C_{cp}} \right) + 1 \right)} + 1 \quad (2.54)$$

Com a escolha adequada dos parâmetros da expressão (2.54), é possível garantir que a parcela dependente da frequência seja muito maior do que a unidade da banda passante do sistema compensado. Assim, é possível aproximar (2.54) de (2.55).

$$C_I(s) = \frac{sR_{cz}C_{cz} + 1}{sR_{ci}(C_{cz} + C_{cp}) \left(s \left(\frac{R_{cz}C_{cz}C_{cp}}{C_{cz} + C_{cp}} \right) + 1 \right)} \quad (2.55)$$

A forma canônica da expressão (2.55) é apresentada na expressão (2.56), onde é possível ver mais facilmente as frequências dos dois pólos e do zero, mostradas nas expressões (2.57), (2.58) e (2.59), respectivamente. O ganho do compensador em faixa plana é dado pela expressão (2.60).

$$C_I(s) = -\frac{1}{R_{ci} C_{cp} s} \times \frac{\left(s + \frac{1}{R_{cz} C_{cz}} \right)}{\left(s + \frac{C_{cz} + C_{cp}}{R_{cz} C_{cz} C_{cp}} \right)} \quad (2.56)$$

$$f_{p1} = 0 \quad (2.57)$$

$$f_{p2} = \frac{C_{cz} + C_{cp}}{2\pi R_{cz} C_{cz} C_{cp}} \quad (2.58)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{cz} C_{cz}} \quad (2.59)$$

$$G_{FP(dB)} = 20 \log \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad (2.60)$$

A Fig. 2.17 apresenta o diagrama de bode do compensador de corrente o qual possui dois pólos e um zero [16]. O projeto deve ser feito de maneira que atue sobre a faixa plana, podendo-se ajustar o ganho. A escolha do zero é, então, feita em uma frequência baixa e a do pólo em uma frequência alta, a fim de se obter uma ampla faixa plana.

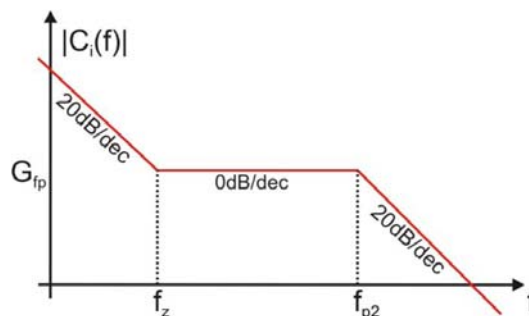


Fig. 2.17 – Diagrama de Bode do compensador.

Para o projeto, as frequências do zero e do pólo foram escolhidas como apresentadas nas expressões (2.61) e (2.62) respectivamente.

$$f_z = \frac{f_s}{1000} = 40Hz \quad (2.61)$$

$$f_{p2} = 5f_s = 200kHz \quad (2.62)$$

Estas frequências, que são apresentadas nas expressões (2.61) e (2.62), foram escolhidas para que a corrente de entrada siga uma referência de onda quadrada com uma frequência em torno de 20Hz. Os parâmetros do compensador foram calculados e são apresentados na Tabela 2.1. De acordo com os cálculos, o valor do capacitor C_{cp} deveria ser próximo a 1pF, porém, este foi substituído por um capacitor de 1nF por ser mais comumente encontrado no mercado. De acordo com as formas de onda apresentadas no final deste capítulo, a corrente de entrada continuou seguindo a referência de onda quadrada, apesar dessa alteração. A frequência de 20Hz está baseada nos estudos apresentados no próximo capítulo.

Tabela 2.1 – Parâmetros do compensador de corrente.

$R_{mo} = 1k\Omega$	$C_{cp} = 1nF$
$R_{ci} = 1k\Omega$	$C_{cz} = 6,8nF$
$R_{cz} = 56k\Omega$	

2.3.4.2.10 Drive para disparo do IGBT

Para disparo do IGBT, optou-se, por segurança, utilizar um *gate drive* para evitar que o pino 6 do CI 3854 forneça uma potência relativamente alta. A Fig. 2.18 apresenta este circuito.

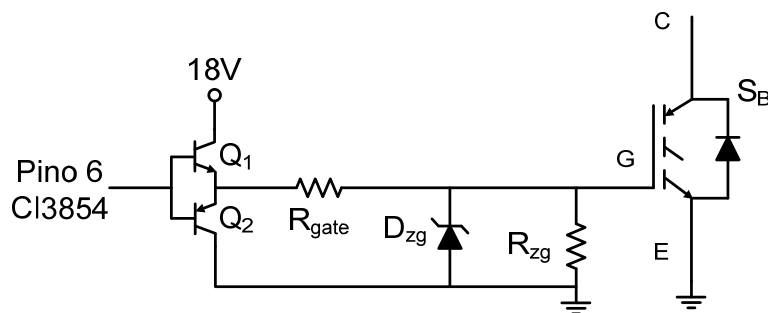


Fig. 2.18 – Drive para comando do IGBT.

O resistor de *gate*, $R_{gate} = 22\Omega$, foi sugerido pelo fabricante. Já o resistor $R_{zg} = 100k\Omega$, foi escolhido apenas para manter o diodo zener polarizado. A polarização em 18V foi escolhida para obter a mesma referência com o CI 3854.

2.4 Cálculo Térmico dos Componentes de Potência

Os cálculos para verificar o aquecimento dos componentes [16] são necessários, pois eles não devem sofrer danos, mesmo trabalhando com o conversor em potência nominal.

2.4.1 IGBT

O IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) utilizado neste projeto é o *CID 150660* do fabricante *CREE* [18]. A Fig. 2.19 apresenta esse componente.

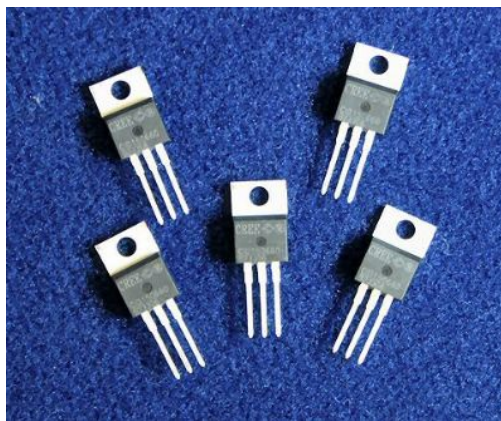


Fig. 2.19 – IGBT da CREE.

Este IGBT possui uma vantagem sobre os IGBT's comuns, pois ele tem um diodo reverso interno, como apresentado na Fig. 2.20, que possui em sua composição carboneto de silício, o que de acordo com o fabricante, faz com que a corrente reversa de recuperação seja praticamente zero, diminuindo assim drasticamente as perdas por comutação.

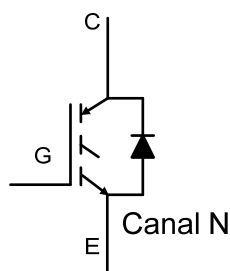


Fig. 2.20 – IGBT com diodo interno.

As perdas são calculadas de acordo com a expressão (2.63),

$$P_{total} = P_{cond} + P_{comu} \quad (2.63)$$

onde:

P_{total} são as perdas totais do IGBT;

P_{cond} são as perdas de condução;

P_{comu} são as perdas de comutação.

As perdas de condução são calculadas de acordo com a expressão (2.64),

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T} r_{ce(on)} \left(i_{ce(on)} \right)^2 \quad (2.64)$$

onde:

t_{on} é o período de condução;

T é o período do ciclo;

$r_{ce(on)}$ é a resistência de condução;

$i_{ce(on)}$ é a corrente coletor-emissor durante a condução.

De acordo com o fabricante $r_{ce(on)} = 0,094$. Sendo que a razão cíclica para a operação nominal é 0,3, a expressão (2.64), tem como resultado o valor apresentado em (2.65).

$$P_{cond} = 0,3 \times 0,094 \times 20^2 = 11,28W \quad (2.65)$$

As perdas por comutação são calculadas de acordo com a expressão (2.66),

$$P_{comu} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) i_{ce(on)} V_{ce(off)} \quad (2.66)$$

onde:

f_s é frequência de comutação;

t_r é o tempo de subida da corrente;

t_f é o tempo de descida da corrente;

$V_{ce(off)}$ é a tensão quando o interruptor está bloqueado.

De acordo com o fabricante, os valores típicos são $t_r = 22ns$ e $t_f = 122ns$. Assim, a expressão (2.64), tem como resultado o valor apresentado em (2.67).

$$P_{comu} = 20000 \times 144ns \times 72 \times 20 = 4,14W \quad (2.67)$$

Desta forma, o resultado da expressão (2.63) pode ser obtido, como mostrado em (2.68).

$$P_{total} = 11,28 + 4,14 = 15,42W \quad (2.68)$$

As perdas no diodo interno são desconsideradas, pois a condução do diodo é desprezível neste projeto.

Para saber a resistência térmica necessária entre a junção e o ambiente para que a temperatura de junção não ultrapasse $150^\circ C$, basta calcular a expressão (2.69),

$$R_{\theta JA} = \frac{T_j - T_a}{P_{total}} = \frac{150 - 40}{15,42} = 7,13^\circ C/W \quad (2.69)$$

onde:

$R_{\theta JA}$ é a resistência térmica entre a junção e o ambiente;

T_j é a temperatura máxima de junção;

T_a a temperatura máxima ambiente.

A resistência entre o dissipador e o ambiente, $R_{\theta SA}$, deve ter seu valor máximo como apresentado na expressão (2.70), já com os valores disponibilizados pelo fabricante,

$$R_{\theta SA} = R_{\theta JA} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} = 7,13 - 0,6 - 0,5 = 6,03^\circ C/W \quad (2.70)$$

onde:

$R_{\theta JC}$ é a resistência térmica entre a junção e a cápsula

$R_{\theta CS}$ é a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador.

Observando catálogos de dissipadores, chega-se a conclusão de que o dissipador utilizado possui resistência térmica entre ele e o ambiente de aproximadamente $R_{\theta SA} = 1^\circ C/W$, logo, o cálculo térmico confirma o uso do componente para comutar a corrente de entrada do conversor boost.

2.4.2 Retificador de 6 pulsos

Apesar de não fazer parte do sistema do conversor boost, o retificador é necessário para transformar a tensão alternada trifásica proveniente do gerador em tensão contínua na entrada do conversor boost. O retificador utilizado é o SKD 30/08 da *Semikron*, mostrado na Fig. 2.21, por ser comumente encontrado no mercado. Este retificador suporta 800V com uma corrente de 30A, estando assim, dentro dos limites de tensão e corrente.



Fig. 2.21 – Retificador de 6 pulsos.

O retificador, possui uma resistência térmica entre a junção e a cápsula $R_{\theta JC} = 0,7^\circ C/W$ e entre a cápsula e o dissipador $R_{\theta CS} = 0,1^\circ C/W$ de acordo com o fabricante [19]. De acordo com o ábaco mostrado na Fig. 2.22, disponibilizado também pelo fabricante, na corrente nominal do conversor boost, as perdas são de 52W.

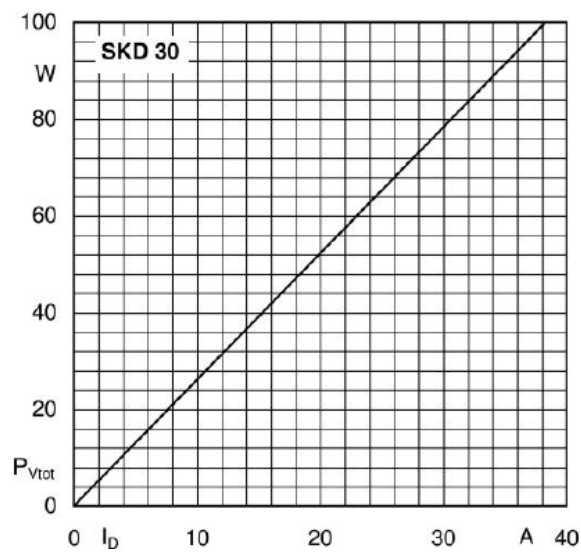


Fig. 2.22 – Potência dissipada devido a perdas versus corrente de saída.

Assim, a temperatura de junção é dada pela expressão (2.71), onde $T_a = 40^\circ C$ é a temperatura ambiente e P_{Vtot} é a potência dissipada. Lembrando que o dissipador é o mesmo em que foi montado o IGBT.

$$T_j = T_a + (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) P_{Vtot} = 40 + (0,7 + 0,1 + 1) \times 52 = 133,6^\circ C \quad (2.71)$$

Com esta temperatura de junção o componente deve suportar toda a potência dissipada, já que a temperatura de junção é de $150^\circ C$.

2.4.3 Resistor *Shunt*

O resistor *shunt* que é utilizado é o *Precision Resistor Type PBH* com tecnologia *ISA-PLAN[®]*, da *ISABELLENHÜTTE*. De acordo com o fabricante [20], a potência máxima que pode ser processada por este sensor de corrente é 10W (montado sobre um dissipador). Desta forma, se a corrente nominal dele é 20A e sua resistência é $20m\Omega$ a potência dissipada é apresentada em (2.72), comprovando assim, que o componente deve funcionar bem em toda a faixa de operação do conversor.

$$P_{sh} = I_{in}^2 R_{sh} \Rightarrow P_{sh} = 20^2 \times 0,02 \Rightarrow P_{sh} = 8W \quad (2.72)$$

2.4.4 Diodo

O diodo utilizado no conversor boost é o ultrarápido MUR 1515 [13] que suporta 15A de corrente direta e 150V de tensão reversa. Sabe-se que na questão de tensão e corrente, o componente deve se comportar satisfatoriamente em toda a faixa de operação. Deve-se apenas realizar o cálculo térmico. O fabricante disponibiliza o ábaco da Fig. 2.23 para encontrar a potência dissipada na operação do diodo. Para uma corrente média nominal do diodo $I_{AV} = 14A$, com onda quadrada, as perdas ficam em torno de 14W.

Dessa forma, a resistência térmica necessária entre a cápsula e o ambiente é dada pela expressão (2.73). O $R_{\theta JC}$ foi dado pelo fabricante.

$$R_{\theta CA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - R_{\theta JC} \Rightarrow R_{\theta CA} = \frac{175 - 40}{14} - 1,5 \Rightarrow R_{\theta CA} = 8,15^\circ C / W \quad (2.73)$$

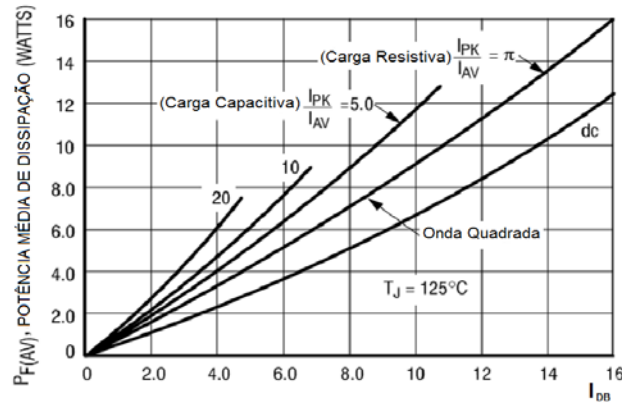


Fig. 2.23 – Potência dissipada no diodo do conversor boost.

2.5 Simulações

As simulações do conversor boost operando de forma isolada são apresentadas primeiramente. Em seguida, as simulações do conversor conectado ao gerador são acrescentadas neste capítulo.

2.5.1 Conversor Boost Operando de Forma Isolada.

Como apresentado na Fig. 2.8, a tensão de entrada do conversor boost foi fixada em $V_e = 50V$, para que se testasse a operação com máxima corrente de entrada $I_{in} = 20A$. Para gerar a referência de corrente de entrada foi colocada uma fonte de tensão de onda quadrada com um resistor em série no pino 6.

Primeiramente foram adquiridas, por meio de simulação, as formas de onda básicas do conversor boost. Estas são apresentadas na Fig. 2.24. Foram adquiridos os pulsos de *gate* (V_{gate}), corrente de entrada (I_{in}), tensão e corrente no IGBT (V_{SB} e I_{SB}) e tensão e corrente no diodo (V_{DB} e I_{DB}). As formas de onda se mostram satisfatórias para o bom funcionamento do conversor. Julgou-se desnecessária a aquisição da tensão sobre o indutor, já que este, no sistema final, está interno ao gerador.

Na Fig. 2.25 é mostrada a corrente de entrada (I_{in}) e sua referência (V_{iref}) no momento em que o limitador de corrente começa a operar. As duas formas de onda apresentadas estão bem semelhantes e praticamente em fase. A amplitude da referência aqui é de $1,3V$ que leva a corrente de entrada a ter uma variação de aproximadamente $2A$, porém esta variação e o motivo dela ser quadrada é definido no capítulo 3.

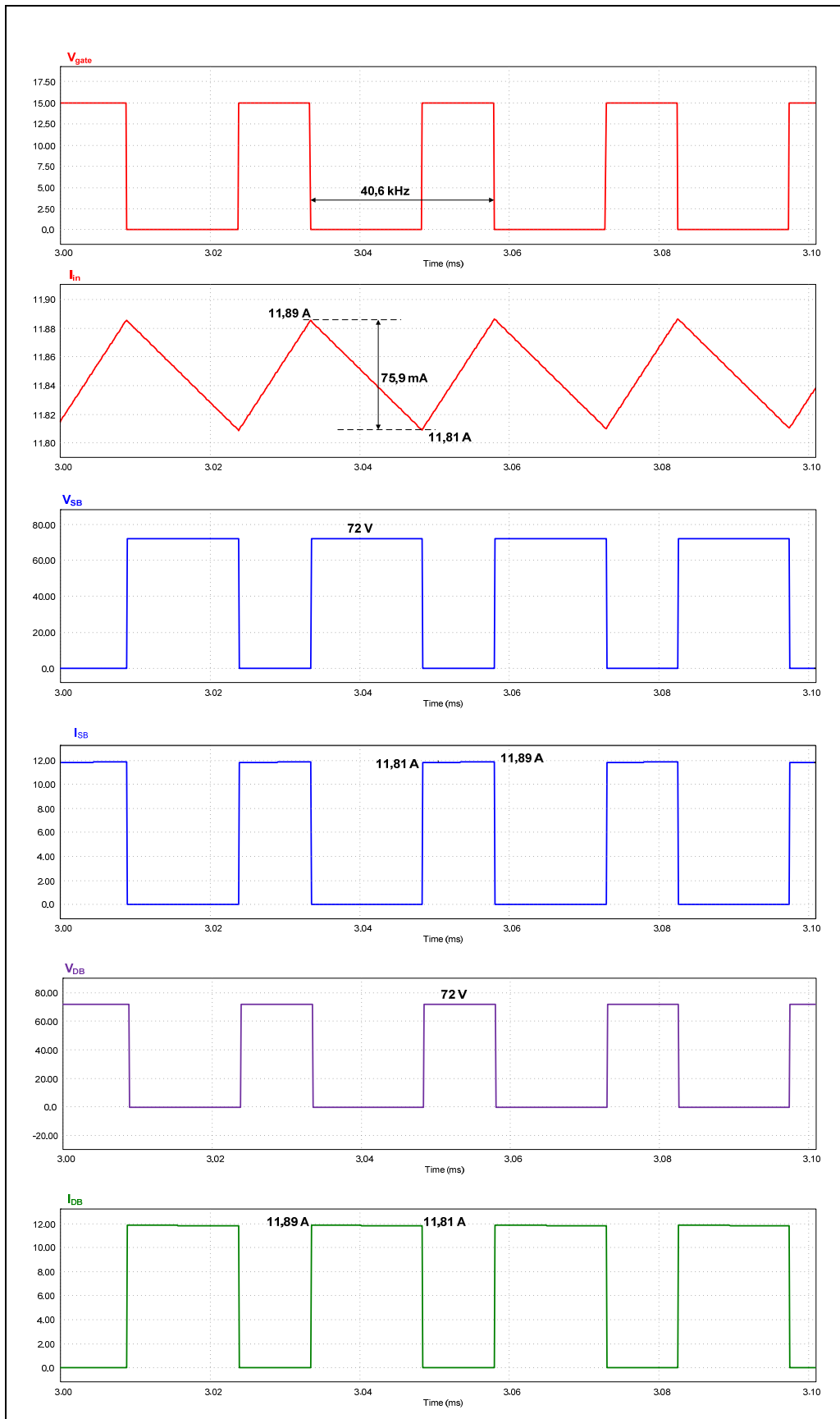


Fig. 2.24 – Principais formas de onda do conversor boost.

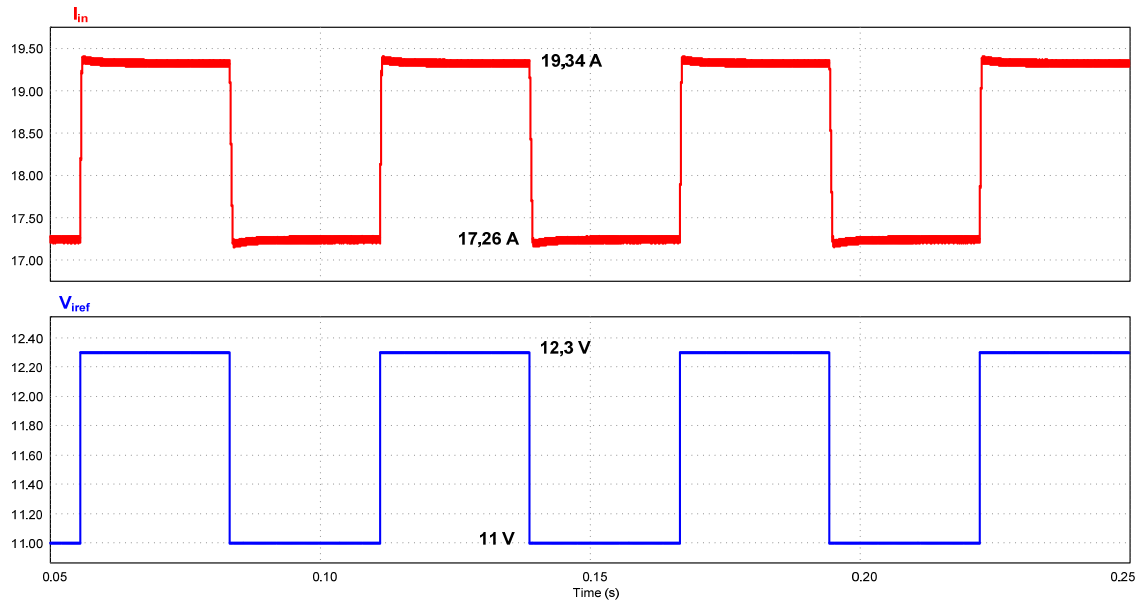


Fig. 2.25 – Corrente de entrada do conversor e sua referência (corrente nominal).

Caso a referência continue a subir, a amplitude pico a pico da corrente de entrada diminui até virar uma corrente contínua em $I_m = 19,85A$ para este caso, como pode ser visto na Fig. 2.26 e esta é a corrente máxima de entrada. Se a precisão do limitador for um requisito para se chegar a 20A, deve se utilizar resistores de precisão para o *peaklimit* do CI3854.

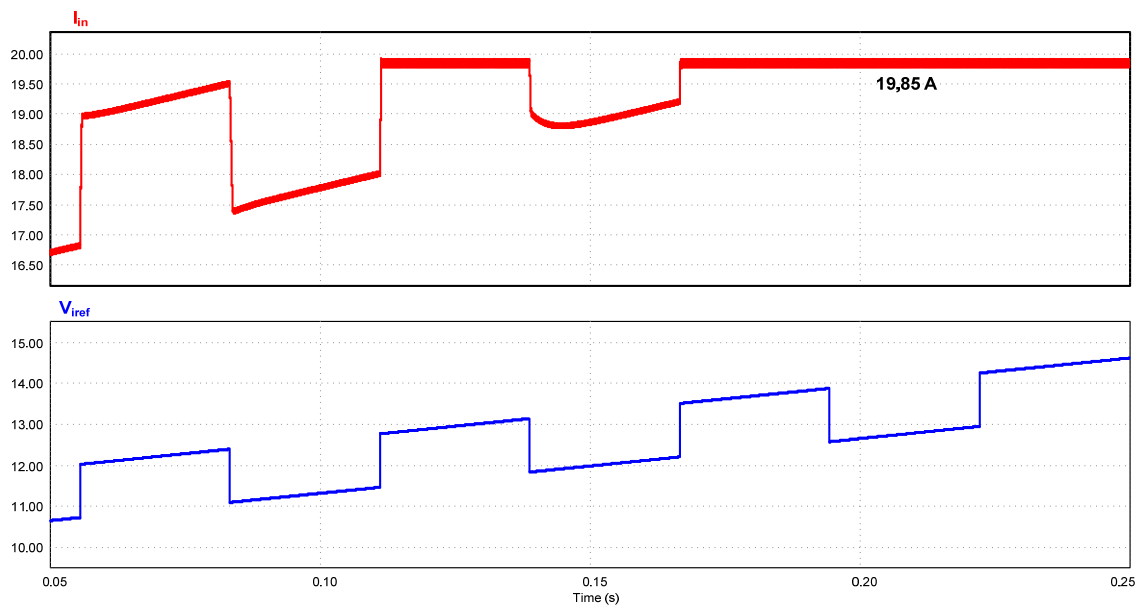


Fig. 2.26 – Atuação do limitador de corrente.

Na Fig. 2.27 tem-se um nível bem baixo para a referência, ou seja, oscilando em torno de $1V$. Nota-se que o sistema simulado continua funcionando tanto para altas como para baixas correntes de entrada.

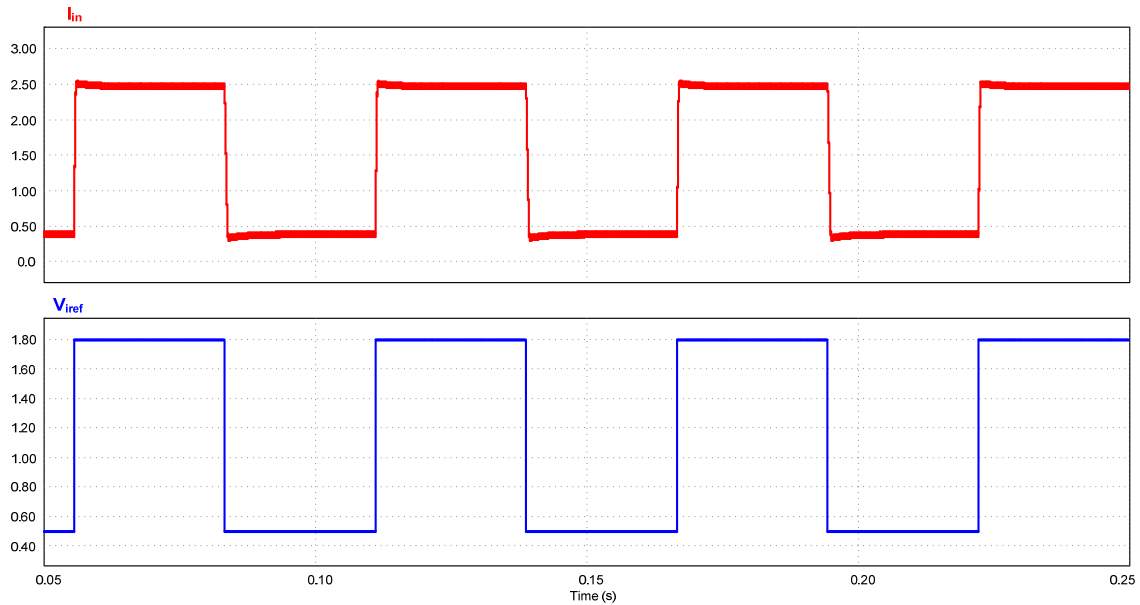


Fig. 2.27 – Corrente e referência de corrente (corrente baixa).

2.5.2 Conversor Boost Operando com o Gerador AFPM.

Como considerado no capítulo anterior, o gerador trifásico AFPM pode ser representado como apresentado na Fig. 2.28, em regime permanente senoidal.

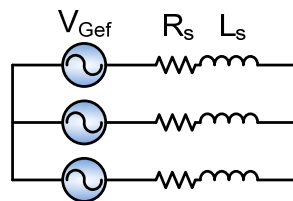


Fig. 2.28 – Representação dos parâmetros internos do gerador.

Para que haja a interligação do gerador com o conversor boost, deve ser acrescentada uma ponte retificadora completa trifásica de diodos como apresentada na Fig. 2.29. Deve-se notar que o conversor utiliza a indutância da máquina, L_s , como indutância de entrada e que a resistência dos enrolamentos, R_s , causa uma queda de tensão que depende da corrente do conversor.

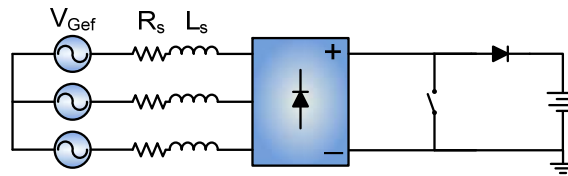


Fig. 2.29 – Circuito equivalente do gerador juntamente com o conversor boost.

A expressão (2.74), obtida no capítulo anterior, deve ser utilizada aqui para manter a relação tensão/frequência da máquina. A Fig. 2.30 mostra a corrente de entrada, proveniente do terminal positivo do retificador, seguindo o mesmo tipo de referência que foi apresentada na Fig. 2.27. É apresentada também, a potência filtrada na saída do conversor. Foi verificado que esta potência está próxima do nível mais baixo que o conversor consegue operar de forma satisfatória, aproximadamente 13W. Com a tensão abaixo desse valor a corrente deixa de seguir a referência.

$$V_{Gef}(f_G) = 0,93f_G \tag{2.74}$$

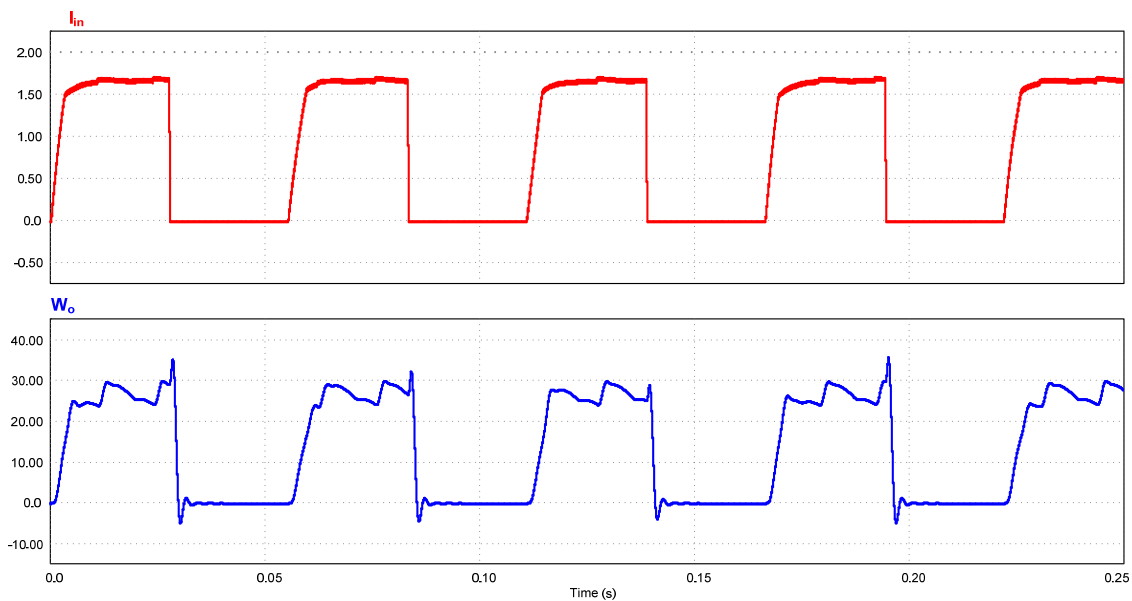


Fig. 2.30 – Corrente e potência filtrada de operação.

Para que a potência nominal do gerador fosse simulada, foi necessário fazer a frequência elétrica da mesma chegar a $f_G = 94,64Hz$ e a tensão de linha eficaz interna da máquina a $V_{Gef} = 88V$. Neste caso fez-se a resistência $R_s = 0$, porém na prática este valor pode ser diferente. A Fig. 2.31 mostra a simulação com valores nominais.

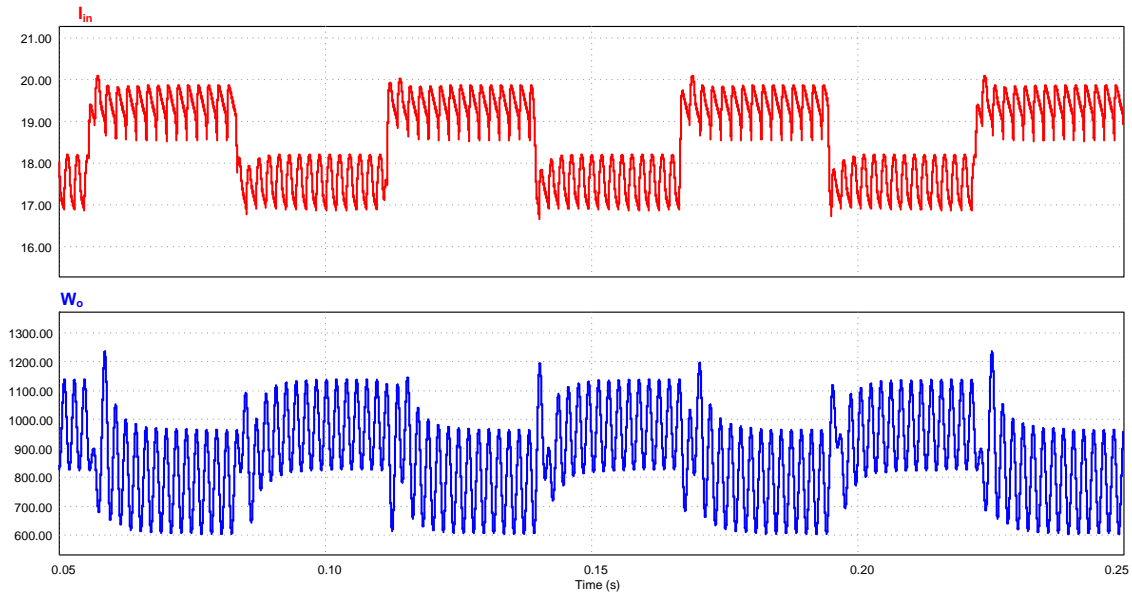


Fig. 2.31 – Simulação atingindo corrente e potência nominal do conversor boost.

É interessante ressaltar que na Fig. 2.31, quando a corrente (I_{in}) sofre um degrau negativo, a potência (W_o) sofre um aumento. Nos próximos capítulos esta região de operação é melhor explicada. O sinal de alta frequência sobreposto a corrente de entrada, é resultado da retificação da corrente na entrada do conversor e é igual a seis vezes a frequência elétrica do gerador.

2.6 Conclusão

Observando os resultados das simulações, o conversor boost se mostrou uma excelente opção no que tange o seguimento da corrente de referência, pois o MPPT é facilmente implementado quando a corrente de entrada pode ser controlada. A utilização da indutância da máquina como indutância de entrada do conversor também foi uma boa maneira de reduzir peso, volume e horas de projeto, e ainda manteve seu bom funcionamento, como visto nas simulações. De forma geral, as características desejadas para o conversor foram verificadas.

CAPÍTULO 3

Técnica para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência de Operação

3.1 *Introdução*

Em muitos sistemas de geração de energia elétrica onde se deseja obter o máximo de potência para qualquer ponto de operação, existem algoritmos e equipamentos relativamente caros. A proposta deste trabalho é minimizar custo, peso, volume e complicados algoritmos de controle para se obter este resultado esperado.

Um bom exemplo de aplicação deste trabalho é uma micro central hidrelétrica, que não possua reservatório, ou seja, a fio d'água, que tenha recursos escassos para sua construção. Utilizando um gerador AFPM, não há necessidade de sistema de excitação e pode-se trabalhar em velocidade variável buscando otimizar a quantidade de água disponível para mover a turbina. Este exemplo pode ser estendido para pequenos sistemas solar, a vapor, eólicos, etc. No decorrer deste capítulo também é apresentada a importância da dinâmica do sistema de geração que utiliza um gerador AFPM.

A utilização das técnicas de controle apresentadas aqui está baseada na proposta de baixar o custo de um possível produto a ser comercializado. Todo o esforço para se concretizar essa afirmação anterior se resume em suprimir alguns sensores normalmente utilizados em projetos de rastreamento de máxima potência de geradores que normalmente são componentes caros.

O rastreamento da máxima potência se dá de uma forma relativamente simples. Há a injeção de uma pequena perturbação na corrente de entrada deste sistema e então, com o algoritmo [21] apresentado adiante, verifica-se o comportamento da potência processada.

3.2 *Descrição da Técnica Utilizada*

A Fig. 3.1 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo que é implementado para o rastreamento da máxima potência. Inicialmente, é apresentada uma breve explicação sobre a técnica.

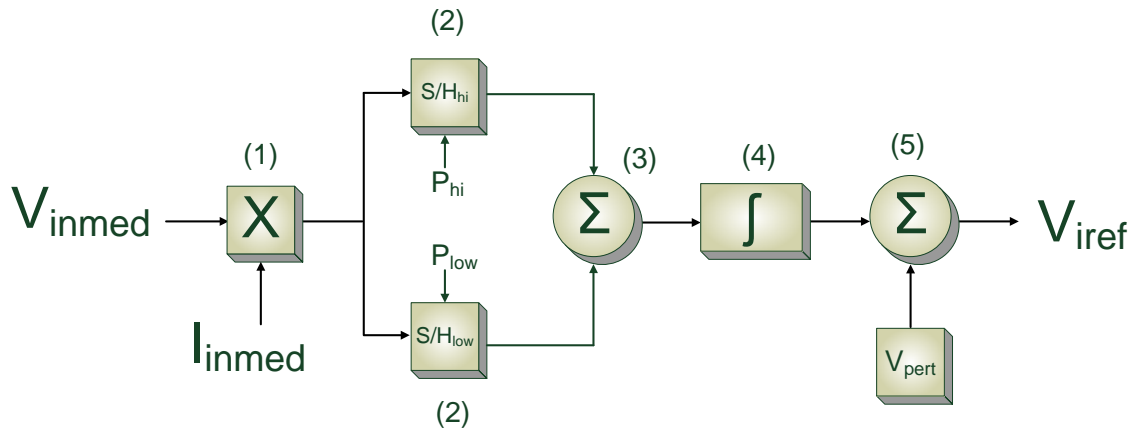


Fig. 3.1 – Diagrama de blocos do algoritmo de rastreamento da máxima potência.

Na fase (1) apresentada na Fig. 3.1, utiliza-se como entrada para este sistema um sinal medido que representa a tensão de entrada (V_{inmed}) e outro sinal, também medido, que representa a corrente de entrada (I_{inmed}), essa leitura é mostrada na Fig. 3.2. O multiplicador, fase (1) da Fig. 3.1, faz o cálculo de um sinal que representa a potência de entrada (P_{inmed}).

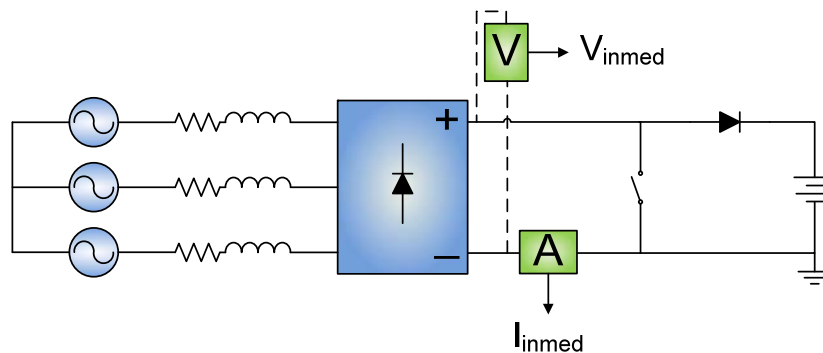


Fig. 3.2 – Leitura de sinais V_{inmed} e I_{inmed} .

A potência calculada é amostrada, fase (2) da Fig. 3.1, em uma frequência idêntica e em fase com a perturbação quadrada, inserida na corrente de entrada. Na memória do amostrador S/H_{hi} fica o valor amostrado no instante em que a perturbação na corrente de entrada é positiva e na memória do amostrador S/H_{low} fica o valor amostrado no instante em que a perturbação é negativa. A sincronização é feita através de um circuito passa-alta que filtra o sinal de perturbação deixando passar apenas um pulso no momento da transição da perturbação.

Na fase (3) da Fig. 3.1, calcula-se, constantemente, a diferença entre os valores nas memórias dos amostradores. Esse valor varia entre positivo, negativo ou nulo. O objetivo é que ele permaneça grande parte do tempo nulo, pois assim, como é explicado mais a diante, o sistema deve estar operando no ponto de máxima potência.

Na fase (4) da Fig. 3.1, o integrador atua sobre os sinais que chegam até ele. Se for um valor positivo, produz uma rampa crescente, se o valor de entrada for negativo, produz uma rampa decrescente, se o valor for nulo, produz uma reta sem inclinação. Este é o sinal usado como referência para o valor médio da corrente de entrada. Sendo a constante de tempo deste integrador muito alta, a saturação do sinal na sua saída não deve ocorrer em seu funcionamento normal.

Na última fase da Fig. 3.1, (5), é inserido no sinal de saída do integrador uma onda quadrada que deve servir de perturbação na referência da corrente de entrada e assim o ciclo se reinicia.

3.2.1 Ponto de Máxima Transferência de Potência

No capítulo 2 foi apresentado um circuito simplificado para representar um gerador e sua carga. Como se trata de um ponto de operação estabilizado para um circuito CC com carga resistiva, pode-se desprezar a indutância série L_s . Como mostrado na Fig. 3.3.

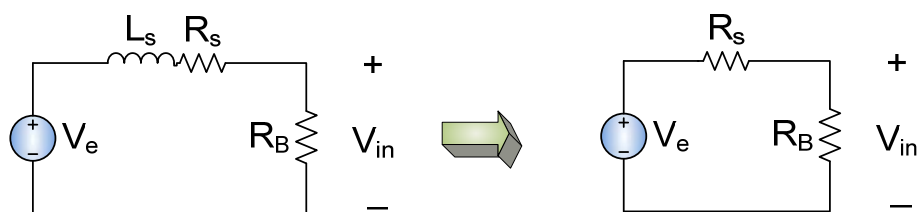


Fig. 3.3 – Circuito equivalente para um ponto de operação estabilizado com uma carga resistiva.

Se R_B varia, e R_s e V_e permanecem constantes, a corrente I_{in} deve variar. O gráfico da Fig. 3.4, apresenta uma curva de potência sobre o resistor R_B , onde pode-se observar que o ponto em que ocorre a máxima transferência de potência para este sistema é em I_{in}^* , que é o mesmo ponto em que R_B possui o valor igual ao de R_s . A corrente I_{in} foi usada como variável para simplificar a explicação do algoritmo. A equação (3.1) apresenta como é obtido o valor de I_{in} , variando-se R_B .

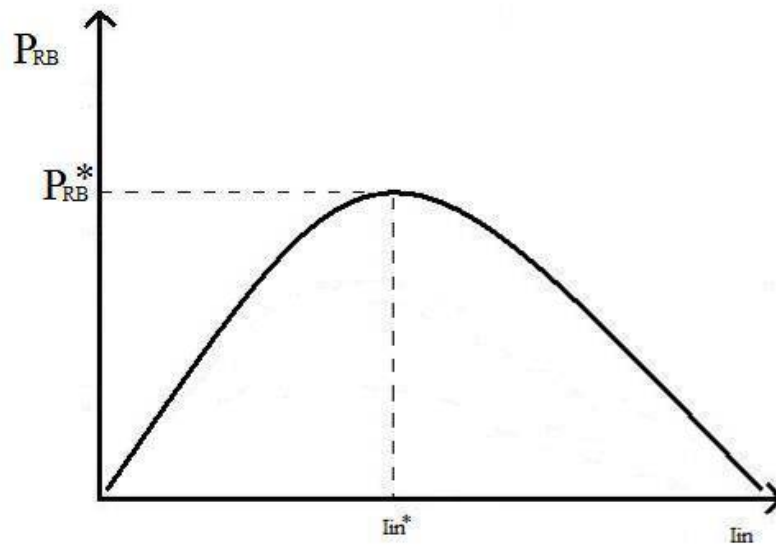
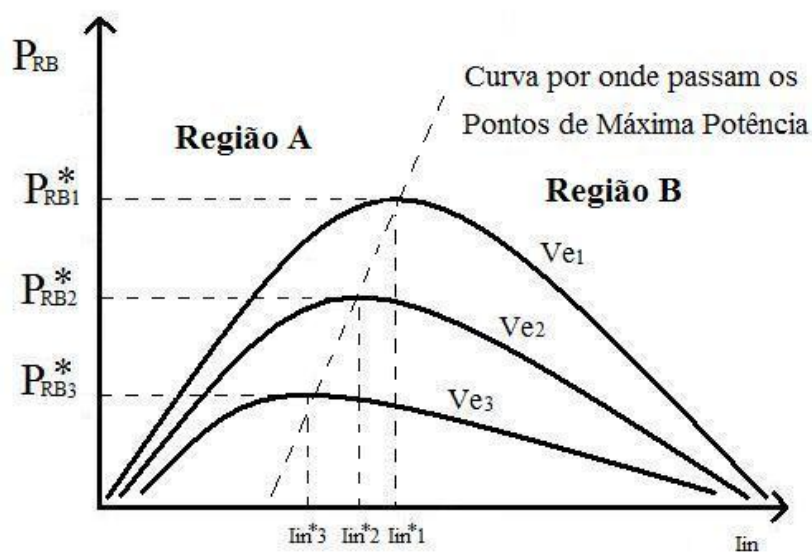


Fig. 3.4 – Ponto de máxima potência.

$$I_{in} = \frac{V_e}{R_s + R_B} \quad (3.1)$$

Observando a Fig. 3.4, nota-se que, partindo do ponto de máxima potência e aumentando ou diminuindo a corrente, a potência diminui.

Agora, se o valor de V_e sofrer uma alteração e tiver seu valor aumentado, a corrente I_{in} também aumenta, de acordo com a expressão (3.1). Pode-se então plotar um conjunto de curvas onde o parâmetro é a tensão de entrada V_e , como mostrado na Fig. 3.5.

Fig. 3.5 – Curvas de máxima potência tendo como parâmetro a tensão de entrada V_e .

A técnica utilizada é manter a operação do conversor sempre no ponto máximo de qualquer curva. Assim a produção de energia é otimizada para qualquer tensão de entrada, ou seja, velocidade do gerador.

3.2.2 Princípio da Técnica de Rastreamento

O princípio da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) é relativamente simples em sua concepção. O MPPT aplicado deve controlar a carga do conversor boost, ou seja, a carga representada pela resistência R_B , fazendo, desta forma, a corrente de entrada tender para um ponto ótimo. Para tanto é necessário observar o quanto varia a potência de entrada perante uma perturbação na corrente de entrada. Por isso, somou-se à referência da corrente de entrada uma onda quadrada, a qual produz uma ondulação quadrada suficiente para se observar uma ondulação na potência quando a mesma está fora do ponto de máximo. A onda quadrada foi escolhida por ser uma forma simples de aplicar pequenos degraus e observar a resposta do sistema. A Fig. 3.6 mostra como se altera a potência de entrada com uma corrente de entrada crescente somada a uma onda quadrada.

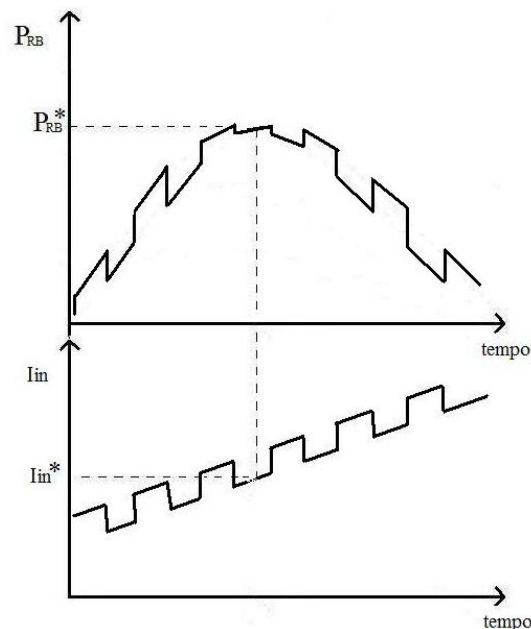


Fig. 3.6 – Alteração da potência de entrada devido à corrente de entrada.

A Fig. 3.7 apresenta uma das curvas de potência de entrada, retirada das curvas apresentadas na Fig. 3.5, em função da corrente de entrada para uma dada tensão de

entrada. É possível para o sistema operar em duas regiões, A ou B, sendo que estas regiões estão divididas pela curva que passa por todos os pontos máximos de potência. Tomando um ponto de operação do sistema, onde a corrente média de entrada do boost é I_{in1} , e aplicando um degrau positivo, fazendo com que a corrente passe para I_{in2} , a potência deve ir de P_1 para P_2 . Se for aplicado um degrau negativo da corrente e ela se alterar de I_{in1} para I_{in3} , a potência deve ir de P_1 para P_3 , como mostra a Fig. 3.7(a). Sempre que o sistema estiver operando na região A, a expressão (3.2) é válida, ou seja, se for feita a subtração de P_2 por P_3 , o resultado é sempre positivo. Com o mesmo raciocínio, quando se aplicam os mesmos degraus, agora na região B, a expressão (3.3) torna-se válida e a subtração de P_2 por P_3 resulta sempre em um valor negativo.

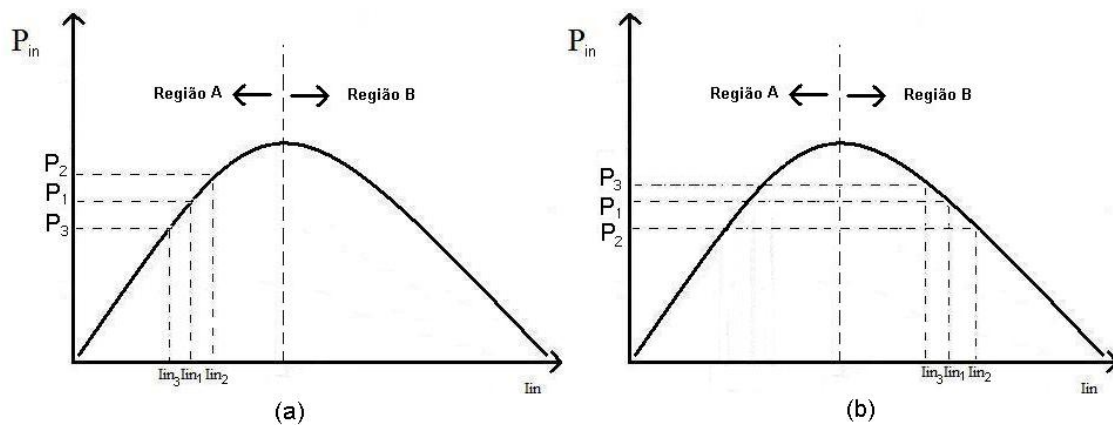


Fig. 3.7 – Curva da potência de entrada em função da corrente de entrada.

$$\text{Região A: } P_2 \geq P_3 \quad (3.2)$$

$$\text{Região B: } P_3 \geq P_2 \quad (3.3)$$

A técnica aqui utilizada é fazer com que a corrente média de entrada siga a referência apresentada na expressão (3.4). Para cada instante de perturbação um novo valor de $P_2 - P_3$ é calculado e a referência de corrente é alterada,

$$V_{int}(t) = K \int (P_2 - P_3) dt + V_{int}(t-1) \quad (3.4)$$

onde $V_{int}(t-1)$ é a referência antes de P_2 ou P_3 terem seus valores atualizados. O valor de K indica a velocidade de crescimento ou decrescimento do sinal integrado.

O valor de K está ligado à dinâmica de resposta do sistema de geração, ou seja, quanto mais lento é o sistema, menor deve ser K . Se o sistema responde de forma rápida, o K deve ser maior. A constante K também está ligada a frequência da perturbação do sistema.

Assim, o sistema tende a aumentar a corrente se estiver operando na região A e tende a diminuir a corrente se estiver operando na região B. Quando estiver operando no ponto de máxima potência, a diferença entre P_2 e P_3 deve ser tão próxima a zero que a corrente de referência de entrada praticamente não deve ser alterada, permanecendo assim no ponto de máxima potência extraída do gerador.

3.2.3 A Importância da Dinâmica do Sistema

Esta filosofia de rastreamento de máxima potência está baseada no fato da observação do regime permanente de um sistema após este sofrer uma perturbação [22]. Neste caso, o tempo entre as perturbações deve ser maior que o tempo necessário para que o sistema entre em regime permanente.

O gerador AFPM utilizado neste trabalho, de forma simplificada, se comporta como apresentado na Fig. 3.8. A corrente estatórica causa um torque contrário ao da força mecânica propulsora causando uma diminuição da rotação, ou seja, a perturbação além de provocar uma mudança na corrente do gerador, causa uma mudança na rotação e conseqüentemente na tensão de entrada do conversor. A dinâmica da máquina AFPM depende principalmente de sua inércia. Assim, a frequência da perturbação que o controle deve inserir na corrente de entrada depende somente deste tempo de acomodação do sistema.

Outro fator importante é fazer com que a amplitude de perturbação seja a menor possível. Caso a perturbação seja relativamente grande o sistema tende para a instabilidade, podendo levar o rotor ao travamento. Por outro lado uma perturbação de baixa amplitude pode dificultar a observação do comportamento do sistema. Assim, um compromisso deve ser feito entre a mínima perturbação e a observação satisfatória do comportamento do sistema.

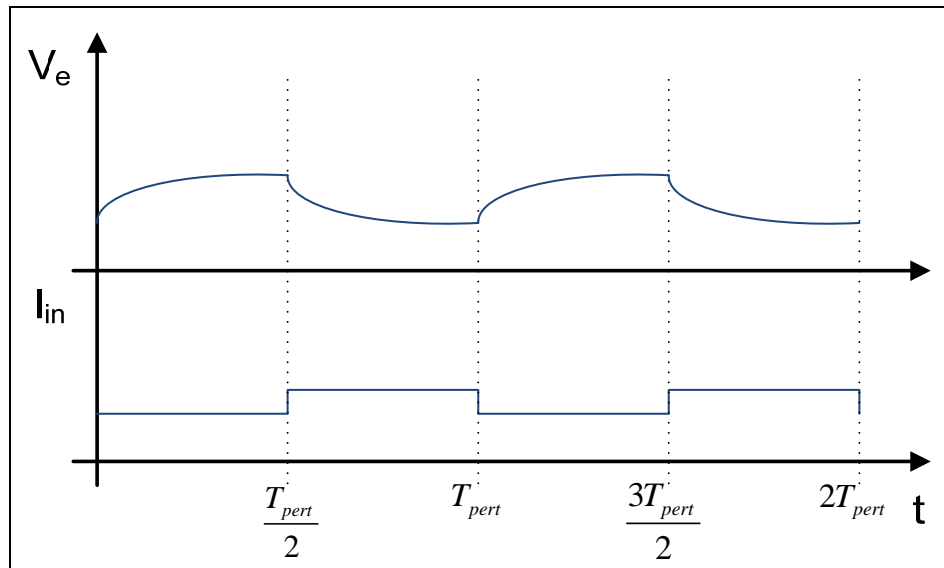


Fig. 3.8 – Comportamento do gerador AFPM.

Um último comportamento que deve ser levado em conta é o da variação da força propulsora, seja ela a água, o vapor, o vento, etc. A frequência de perturbação deve ser bem maior que a da variação desta força para que não haja interferência significativa na busca do ponto de máxima potência, por exemplo, a frequência de variação da quantidade de água que faz girar uma turbina não deve estar próxima da frequência de perturbação da corrente de entrada do conversor.

Analisando este contexto, verifica-se que para o funcionamento adequado do sistema, a variação da força propulsora deve ser bem lenta e a inércia do gerador deve ser relativamente pequena (pequenos geradores – até 5kVA) para que a frequência de perturbação não seja tão pequena, fazendo com que o sistema busque a máxima potência mais rapidamente.

Um exemplo prático: “Uma micro central hidrelétrica de 5kW, que utiliza um gerador elétrico AFPM e não possui reguladores de velocidade, leva 1 segundo para estabilizar a tensão em seus terminais após a aplicação de um degrau de corrente no valor de 1% da corrente nominal. A quantidade de água que move o gerador varia ciclicamente durante o período de 24 horas, sendo a quantidade máxima pela manhã e a mínima ao anoitecer”. Neste exemplo, primeiramente deve-se verificar se a leitura que o controle faz do sinal de potência de entrada antes e depois do degrau de perturbação possuem patamares distintos. Caso positivo, mantém-se o degrau de 1%, caso negativo deve-se aumentar o valor do degrau. Deve-se então, ajustar a frequência da perturbação para um

valor um pouco menor que 1Hz (período maior que 1 segundo), porém o período deve ser bem menor que 24 horas.

A Fig. 3.9 apresenta o espectro de frequência que inclui os subsistemas envolvidos neste trabalho.

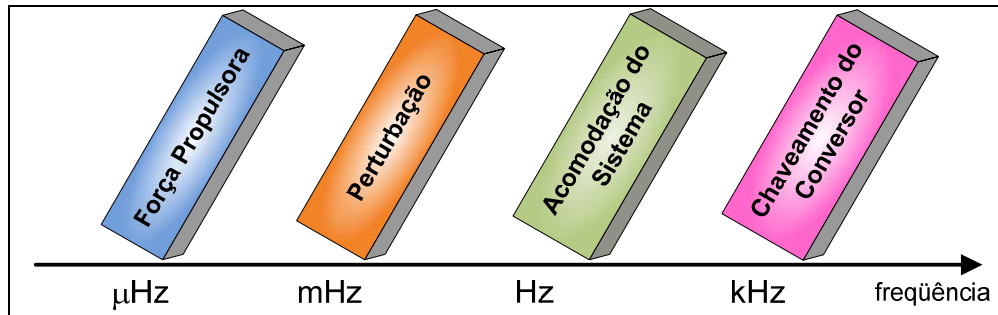


Fig. 3.9 – Espectro simplificado do sistema.

3.3 Modelagem

A seguir é dada uma explicação do funcionamento e objetivo de cada bloco do diagrama apresentado anteriormente na Fig. 3.1.

3.3.1 Inserção da Perturbação na Referência de Corrente

A corrente de entrada do conversor é controlada através de uma referência gerada pelo controle, onde essa referência é calculada somando o sinal de saída do integrador, que pode ser crescente, decrescente ou simplesmente constante, com uma onda quadrada. A Fig. 3.10(A) apresenta um exemplo de corrente de referência crescente, obtida na saída do integrador. A perturbação, Fig. 3.10(B), é inserida nesta referência e tem a forma de uma onda quadrada. A soma destes dois sinais é apresentada na Fig. 3.10(C), ou seja, a corrente I_{in} deve seguir essa referência. Os critérios para escolha da frequência e da amplitude da onda quadrada são definidos no item 3.4.1 e 3.4.6 respectivamente.

Observando a corrente de entrada em ascensão, sem perturbação, na Fig. 3.11(a), nota-se que com o crescimento da corrente, a potência tem apenas um ponto de máximo. Interessante ressaltar que, um degrau positivo na corrente, quando esta se encontra na região B, Fig. 3.11(b), causa um degrau negativo na potência. Isto se deve ao fato de que ao operar na região B, as perdas nos enrolamentos e cabos são maiores que o ganho de

potência ou porque a máquina é freada e a tensão nos terminais da máquina passa a diminuir consideravelmente, por isso um incremento de corrente causa um decréscimo de potência na região B. Já na região A, o mesmo degrau positivo de corrente causa um incremento na potência, pois a tensão nos terminais da máquina não diminui consideravelmente e as perdas nos cabos e enrolamentos são menores do que o aumento de potência.

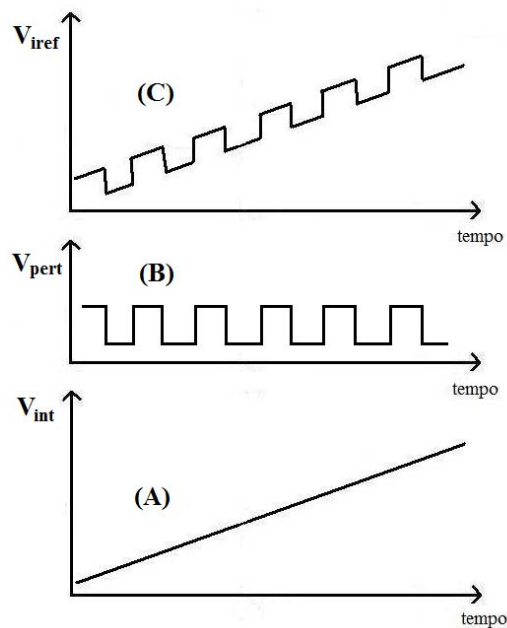


Fig. 3.10 – Inserção da perturbação na referência de corrente de entrada.

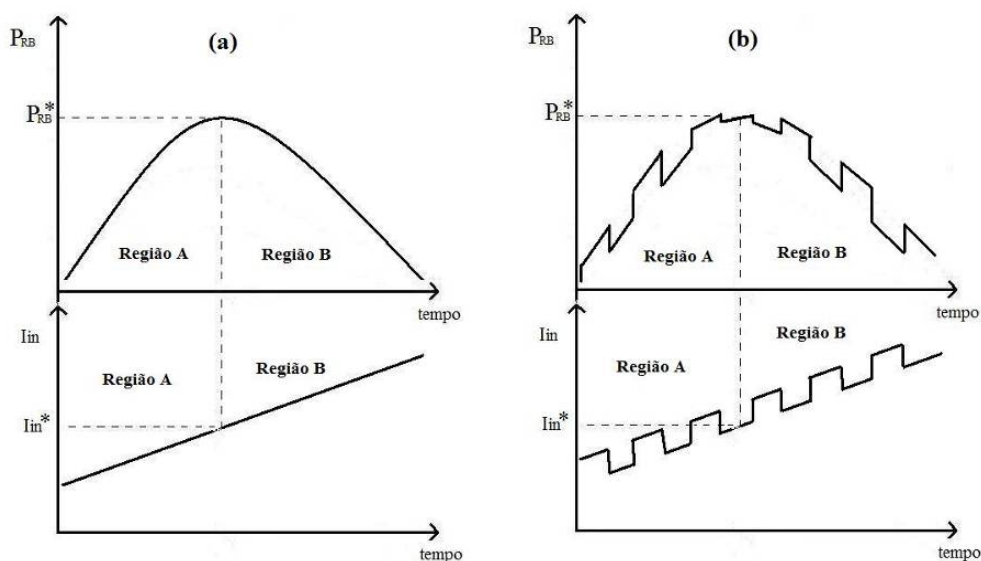


Fig. 3.11 – Comparação dos pontos de máxima potência com e sem perturbação.

3.3.2 Multiplicador

O multiplicador faz uma multiplicação algébrica de suas variáveis de entrada. Como exemplo, a Fig. 3.12 mostra essa operação. Nota-se que enquanto V_{inmed} e I_{inmed} possuem valor igual a 10 e 5 respectivamente, a multiplicação, ou seja, P_{inmed} possui valor igual a 50. Quando a corrente sofre uma perturbação em t_p e passa a ter valor igual a 4, a potência tem seu valor alterado para 40.

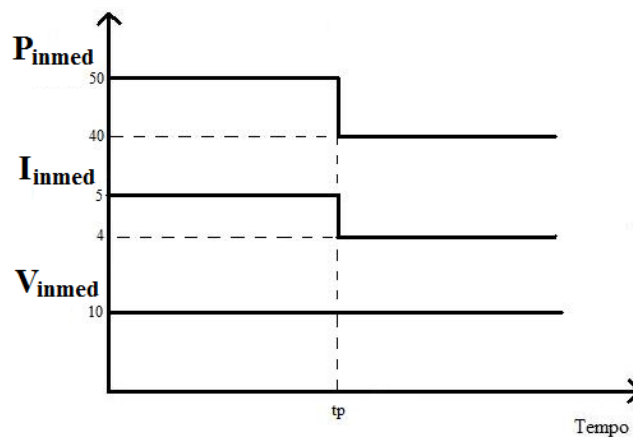


Fig. 3.12 – Exemplo da função do multiplicador.

3.3.3 Amostradores e Sustentadores – Sample and Hold's

Para a função de amostrar e sustentar o sinal obtido na saída do multiplicador são usados *Sample and Hold's*, ou de modo abreviado S/H's. São usados dois: um para fazer a amostra e sustentação do sinal durante o degrau positivo da perturbação e outro deve atuar durante o degrau negativo da perturbação. A Fig. 3.13 apresenta o funcionamento dos S/H's.

Após a corrente de entrada sofrer um degrau positivo, a potência de entrada calculada também sofre uma variação. Neste trabalho a amostragem da potência ocorre logo antes de uma novo degrau na corrente de entrada. Assim o “S/H_{hi}” amostra e sustenta a potência ao final do degrau positivo da corrente e o “S/H_{low}” amostra e sustenta a potência ao final do degrau negativo da corrente. O sincronismo dos amostradores é feito através do gerador de perturbação. Ao final de cada degrau positivo um pulso é enviado para o “S/H_{hi}” e ao final cada degrau negativo um pulso é enviado para o “S/H_{low}”.

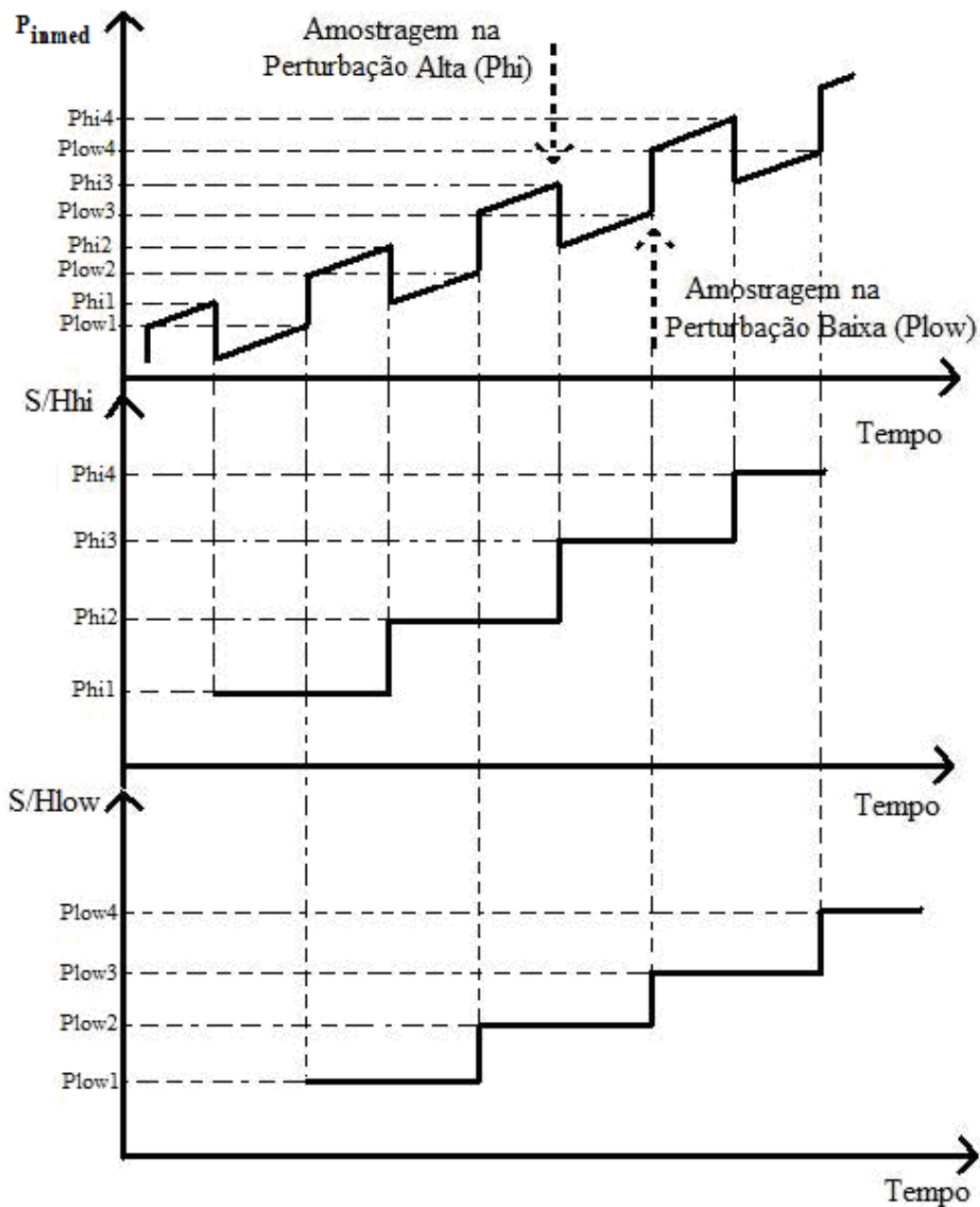


Fig. 3.13 – Funcionamento dos S/H's.

3.3.4 Comparador dos S/H's

Este comparador tem a função de determinar se a referência de corrente de entrada deve crescer ou decrescer, simplesmente realizando a diferença entre o sinal de saída do S/H_{hi} e o S/H_{low} . Se a diferença entre estes sinais for positiva, a referência deve ser aumentada, pois o sistema opera na região A, ou seja, a corrente atual é menor do que a corrente ótima. Agora, se a diferença entre estes sinais for negativa, a referência deve ser

diminuída, pois o sistema opera na região B, ou seja, a corrente atual é maior do que a corrente ótima. A Fig. 3.14 exemplifica como o somador atua. Na saída do somador tem-se o sinal V_{comp} .

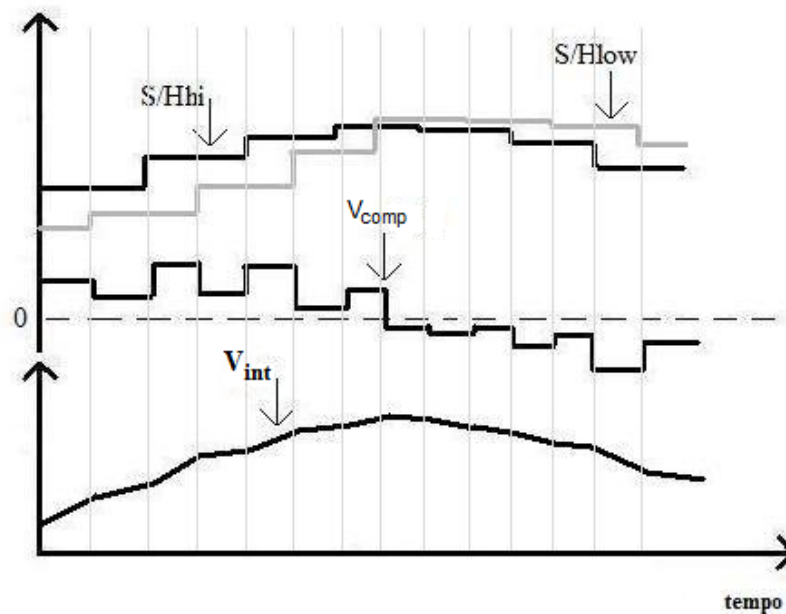


Fig. 3.14 – Funcionamento do somador dos S/H's.

3.3.5 O Integrador

O integrador atua de forma a tornar a diferença dos sinais de saída dos S/H's em uma referência de corrente para o sistema. O resultado dessa integração foi mostrado anteriormente na Fig. 3.14. O valor de entrada do integrador é transformado em uma rampa crescente caso este seja positivo, em uma rampa decrescente caso o valor de entrada seja negativo ou em uma reta constante caso o valor seja nulo. A inclinação desta rampa depende da amplitude do sinal de entrada. Não há problemas de saturação para o integrador nesta aplicação, pois além deste possuir uma constante de tempo relativamente grande, o controle está sempre verificando se o nível em que se encontra sua saída está adequado para o sistema.

Desta forma a malha se fecha e a perturbação pode ser inserida novamente. Este algoritmo é bastante simples do ponto de vista da implementação prática, pois evita o uso de alguns sensores de realimentação do controle.

3.4 Implementação Física

A implementação física dos blocos de funções descritas nos itens anteriores, envolve escolhas de componentes e cálculo de parâmetros que servem para simulação e construção do protótipo.

3.4.1 Gerador de Perturbação

Para a função de gerar uma perturbação foi escolhido o Timer 555 [23], pois é um CI facilmente configurável e possui apenas oito pinos. O timer deve atuar no modo astável, pois deve ter uma frequência de oscilação fixa e uma razão cíclica também fixa, aproximadamente 50%, durante toda operação do conversor. A Fig. 3.15 apresenta o timer 555 e seus resistores e capacitores de parametrização que são calculados a seguir.

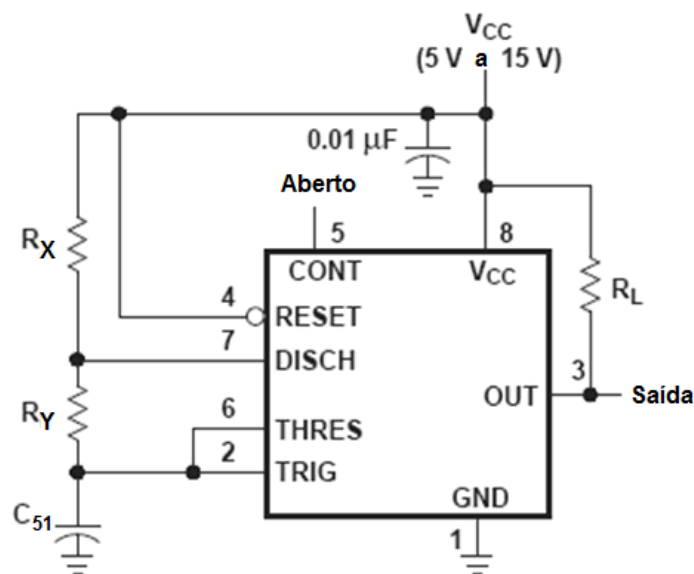


Fig. 3.15 – Timer 555 no modo astável.

A frequência de perturbação deve ser maior do que a variação da força propulsora do sistema, como a água, o vapor, o sol, o vento, etc, e deve ser suficientemente lenta para deixar o sistema em regime permanente após um degrau de corrente, como explicado no início deste capítulo.

Como este trabalho traz uma proposta geral, escolheu-se então o valor de frequência de perturbação $f_p = 20\text{Hz}$, supondo que o sistema entre em regime permanente

após um degrau de corrente em menos de 0,025 segundos (período de um degrau positivo ou negativo) e que a frequência da força propulsora oscila em 0,02Hz. Sabendo-se que a frequência desejada é obtida pela relação apresentada na expressão (3.5) e a razão cíclica é apresentada na expressão (3.6), deve-se escolher um R_Y bem maior que R_X para que os tempos em nível alto e baixo sejam aproximadamente iguais.

$$f_p = \frac{1,44}{(R_X + 2R_Y)C_{51}} \quad (3.5)$$

$$D_p = \frac{R_Y}{R_X + 2R_Y} \quad (3.6)$$

Como não é possível obter uma razão cíclica de 50%, optou-se por uma de 49%. Assim, utilizando a equação (3.6), tem-se que R_X deve ser 24,5 vezes maior que R_Y . Arbitrando um valor de $R_Y = 470k\Omega$ chega-se a um resistor de valor comercial para $R_X = 18k\Omega$. O capacitor comercial $C_{51} = 82nF$ é obtido pela equação (3.5). Com auxílio do ábaco disponibilizado pelo fabricante [23] apresentado na Fig. 3.16 podem-se verificar os valores obtidos por meio das fórmulas.

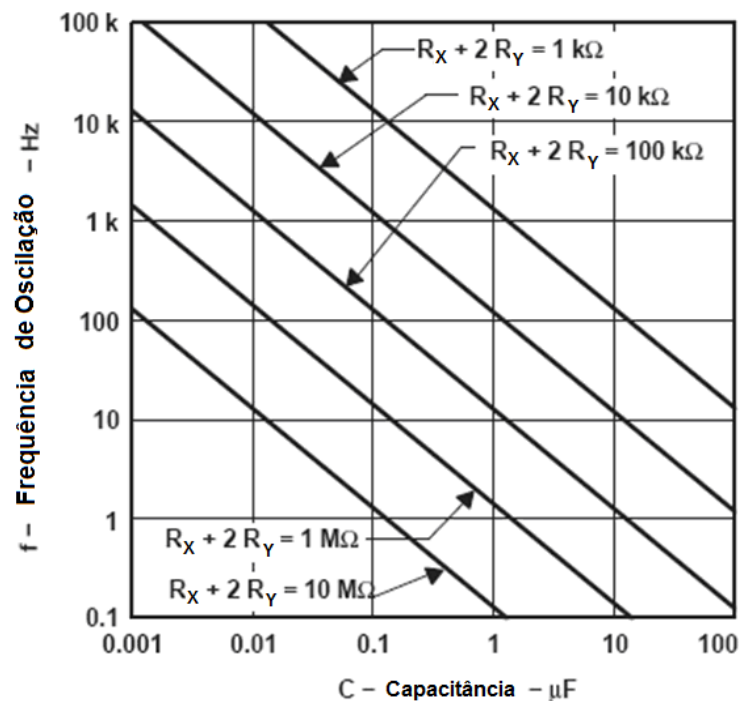


Fig. 3.16 – Ábaco para escolha da frequência de perturbação.

Um valor típico de R_L fornecido pelo fabricante é $1k\Omega$. O pino de entrada 5 deve ser deixado em aberto, de acordo com o fabricante, porém ele mesmo recomenda a utilização de um capacitor caso este dispositivo seja utilizado em um local eletromagneticamente ruidoso. Foi utilizado então um capacitor $C_{52} = 10nF$.

O nível alto dos pulsos de saída é próximo a 13V e o nível baixo está próximo de 0V.

3.4.2 Multiplicador $V_{in} \times I_{in}$

O multiplicador que deve realizar o cálculo da imagem da potência de entrada é o AD633 da *Analog Devices*. A Fig. 3.17 apresenta as funções internas deste componente. Este multiplicador tem seu valor de saída regido, de acordo com o fabricante [24], pela equação apresentada em (3.7). Para este trabalho, não é necessária a utilização da variável Z , podendo seu pino ser aterrado.

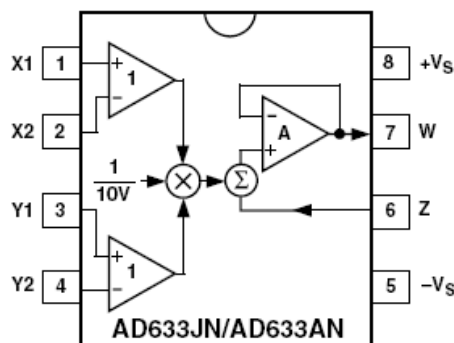


Fig. 3.17 – Funções internas do AD633.

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z \quad (3.7)$$

No condicionamento de V_{imed} e I_{imed} , deve-se levar em conta que o resultado da multiplicação (W), de acordo com (3.7), é 10 vezes menor que a calculada. O fabricante afirma que se o CI em questão for alimentado com uma tensão de 15V, sua saída pode chegar a até 12V. Para ter certeza que a leitura é realizada em toda faixa operativa, neste trabalho adota-se 10V como a máxima saída do multiplicador, e por consequência, de acordo com (3.7), os valores máximos do sinal de tensão e corrente de entrada são adotados também como 10V.

3.4.2.1 Obtenção do sinal de V_{inmed}

3.4.2.1.1 Sensor de tensão

O sensor de tensão utilizado neste trabalho é o divisor resistivo para adequar níveis de tensão do circuito de potência com o circuito de controle. O conversor boost possui uma vantagem de ter a mesma referência no controle e no conversor propriamente dito, não necessitando de sensor isolado. A Fig. 3.18 mostra como é lida a tensão de entrada com valor reduzido (V_{inr}), onde os sinais positivos e negativos indicam o terminal positivo e negativo respectivamente de entrada do conversor. Nota-se, porém, que essa tensão (V_{inr}) está sendo obtida sobre o interruptor, pois a indutância do conversor está dentro da máquina. Deste ponto do trabalho, a tensão de entrada será sempre considerada como a tensão sobre o interruptor do conversor.

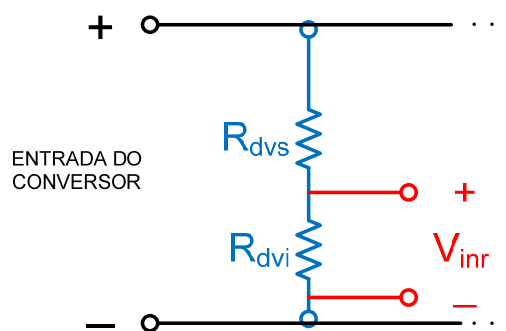


Fig. 3.18 – Divisor de tensão de entrada do conversor.

O valor dos resistores é calculado de forma simples utilizando a equação (3.8), lembrando-se que a soma $R_{dvs} + R_{dvi}$ deve possuir um valor alto para drenar uma pequena corrente quando comparada a I_{in} .

$$V_{inr} = \frac{V_{in\max} R_{dvi}}{R_{dvs} + R_{dvi}} \quad (3.8)$$

Supondo que a tensão de entrada do conversor pode ter seu valor médio no máximo em 80V se a razão cíclica for próxima de 1 e as baterias bem carregadas, optou-se por simplicidade, utilizar um divisor de 11 pra 1, fazendo $R_{dvs} = 100k\Omega$ e $R_{dvi} = 10k\Omega$. A corrente que circula por eles é de 0,72mA quando a tensão for máxima.

3.4.2.1.2 Filtro para tensão

Quando observa-se o valor de tensão de entrada do conversor, verifica-se que a forma de onda é formada por pulsos na frequência de comutação. Observando a Fig. 3.19, verifica-se que quando o interruptor está bloqueado, a tensão de entrada é a tensão do banco de baterias (E_B) menos a tensão do sensor de corrente (V_{SEN}). Quando o interruptor está conduzindo, a tensão de entrada se torna apenas o negativo da queda de tensão no sensor de corrente. Assim, necessita-se de um filtro passa baixa para extrair apenas o valor médio da tensão de entrada.

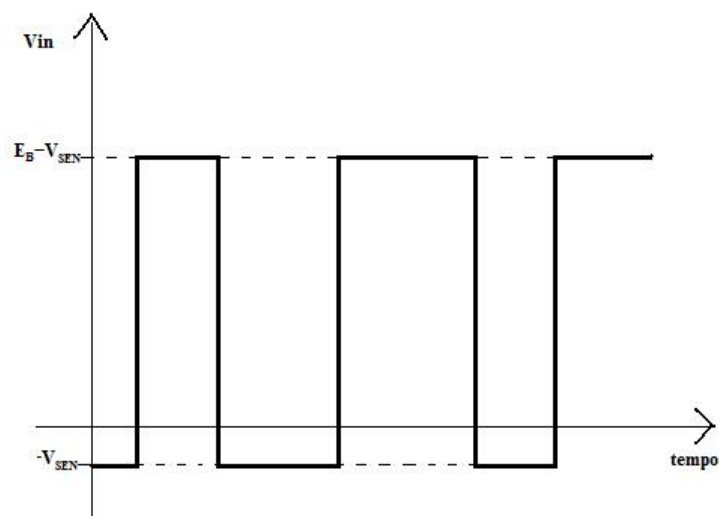


Fig. 3.19 – Tensão de entrada do conversor.

Aproveitando o divisor resistivo pode-se gerar um filtro passa baixa acrescentando apenas mais um capacitor. Tem-se agora na saída, V_{inmed} , como mostrado na Fig. 3.20.

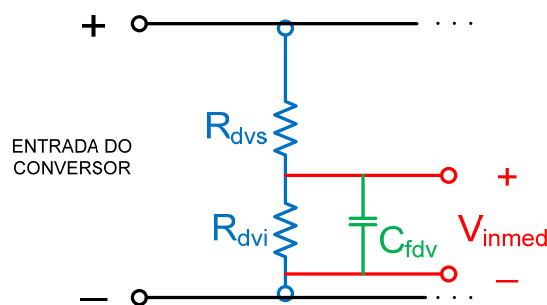


Fig. 3.20 – Divisor de tensão com filtro passa baixa.

Analisando o circuito da Fig. 3.20, verifica-se que a escolha do capacitor está baseada na equação (3.9), onde f_{ct} é a frequência de corte do filtro passa baixa.

Sabendo que a frequência de perturbação da corrente de entrada é de 20Hz e que a frequência de comutação a ser filtrada é de 40kHz, um bom valor para a frequência de corte é 200Hz, pois parte da ondulação de tensão proveniente da retificação de 6 pulsos também pode ser atenuada. Verificou-se, por meio de simulação (item 3.5.1.1), que o sinal de tensão de entrada filtrado se estabilizou antes do próximo degrau de corrente.

O capacitor do filtro calculado para a $f_{ct} = 200\text{Hz}$ utilizando (3.9) tem valor comercial $C_{fdv} = 100\text{nF}$.

$$C_{fdv} = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_{dvs} + R_{dvi}}{0,707R_{dvi}}\right)^2 - \left(\frac{R_{dvs}}{R_{dvi}} + 1\right)^2}}{2\pi R_{dvs} f_{ct}} \quad (3.9)$$

O capacitor do filtro calculado para a $f_{ct} = 200\text{Hz}$ utilizando (3.9) tem valor comercial $C_{fdv} = 100\text{nF}$.

3.4.2.2 Obtenção do sinal de I_{inmed}

3.4.2.2.1 Sensor de Corrente de Entrada

A primeira etapa para se obter o sinal de I_{inmed} , é através de um resistor *shunt*, como apresentado na Fig. 3.21. A corrente de entrada passa por um resistor de valor muito pequeno, neste caso $R_{sh} = 20\text{m}\Omega$. O componente comercial utilizado é o *Precision Resistor Type PBH* do fabricante *Isabellenhütte* [20], por ser facilmente encontrado no mercado, e é apresentado na Fig. 3.22.

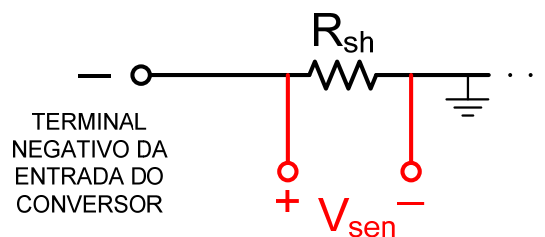


Fig. 3.21 – Leitura da corrente de entrada.



Fig. 3.22 – Resistor shunt utilizado.

Em corrente nominal, a potência dissipada neste resistor é de apenas $P_{sh} = 8W$, ou seja, é menos de 1% da potência total processada ($P_{total} = 1000W$). Porém, a tensão V_{sen} tem seu valor máximo em 0,4V, sendo que o valor estipulado para a entrada do multiplicador é de 10V. Deve-se então amplificar o sinal com um amplificador, aproveitando para filtrar o sinal de alta frequência de comutação e *spikes* de tensão devido à capacitância intrínseca do resistor *shunt*.

3.4.2.2.2 Amplificador e Filtro do Sensor de Corrente de Entrada

A Fig. 3.23 apresenta este amplificador com filtro.

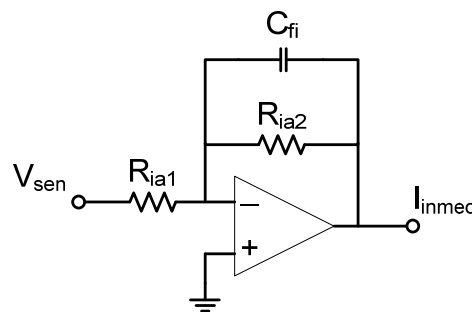


Fig. 3.23 – Amplificador e filtro do sinal de corrente de entrada.

Por se tratar de um filtro passa baixa de primeira ordem, deve ser estipulado que o ganho em faixa plana seja suficiente para gerar 10V de tensão na saída do filtro para a máxima corrente de entrada. Logo, a expressão (3.10), apresenta o valor deste ganho:

$$G_{oif} = \frac{10V}{0,4V} \Rightarrow G_{oif} = 25 \quad (3.10)$$

O ganho em faixa plana, para este filtro é dado pela expressão (3.11):

$$G_{oif} = -\frac{R_{ia2}}{R_{ia1}} \Rightarrow -\frac{R_{ia2}}{R_{ia1}} = -25 \quad (3.11)$$

Nota-se que o sinal de saída é invertido em relação a entrada, porém essa questão é facilmente resolvida invertendo a entrada, para manter a saída positiva. Logo, arbitrando $R_{ia1} = 10k\Omega$ e utilizando a expressão (3.11), chega-se também ao valor mais próximo comercialmente de $R_{ia2} = 220k\Omega$.

A frequência de corte é arbitrada em 80Hz, pelo fato de ser maior que a frequência de perturbação (20Hz) e 500 vezes menor do que a frequência de comutação do conversor boost. Verificou-se, por meio de simulação, item 3.5.1.2, que o sinal de corrente de entrada filtrado se estabilizou antes do próximo degrau de corrente. Essa filtragem não interfere na dinâmica da malha de corrente do CI3854, pois este recebe a referência que é apresentada no item 3.4.6. A escolha do capacitor para ajustar o filtro nesta frequência de corte é dada pela expressão (3.12):

$$C_{fi} = \frac{1}{2\pi R_{ia2} f_{cfi}} \Rightarrow C_{fi} \cong 8,2nF \quad (3.12)$$

Os amplificadores operacionais utilizados estão encapsulados de 4 em 4 dentro do componente LF347 da *Texas Instruments* [25], o qual é apresentado na Fig. 3.24. Este CI deve ser alimentado em $\pm 15V_{cc}$.

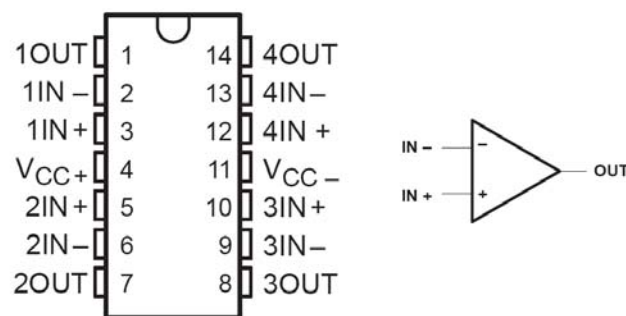


Fig. 3.24 – Detalhe de pinos do LF347.

3.4.3 Amostrador e Sustentador (Sampler and Holder)

Durante o processo para encontrar o ponto de máxima potência de operação, torna-se necessário realizar uma comparação entre dois pontos de operação próximos um do

outro, ou seja, faz-se uma amostra e uma sustentação em um dado ponto de operação e em seguida, coloca-se o conversor em outro ponto de operação fazendo também a amostragem e sustentação. Estes dois sinais obtidos devem ser comparados a posteriori. Os sinais são mantidos na saída dos S/H's até que um novo sinal é amostrado para ser comparado novamente.

O CI que deve ser utilizado para esta finalidade é o *LF398N* da *National Semiconductor* [26], alimentado em $\pm 15V_{cc}$, onde o sinal a ser amostrado pode estar também entre $\pm 15V_{cc}$. A Fig. 3.25 apresenta a estrutura do S/H.

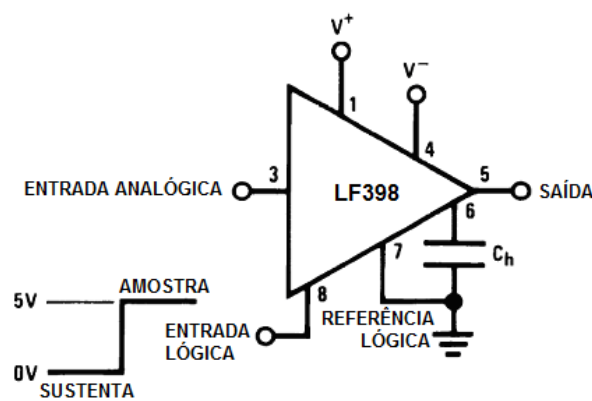


Fig. 3.25 – Estrutura de funcionamento e pinos do LF398.

O capacitor C_h é escolhido de acordo com o tempo em que se deseja realizar a amostra. De acordo com os gráficos disponibilizados pelo fabricante, apresentado na Fig. 3.26, deve ser escolhido o capacitor que permite um tempo pequeno de aquisição e que tenha condições de sustentar um sinal por 25ms sem que haja uma queda maior que 10mV. Após uma simples análise, a escolha é $C_{h1} = C_{h2} = 1nF$.

No pino 2 do componente, está disponível um ajuste para *off-set*, porém não há necessidade de seu uso neste trabalho. Sendo assim, o pino em questão foi aterrado através de um resistor de $R_{sh1} = R_{sh2} = 220k\Omega$.

3.4.3.1 Gatilho dos S/H's

O sinal de gatilho para a amostragem do sinal de entrada é dado por um pulso de tensão no pino 8 do *LF398N*, que deve estar em total sincronismo com a perturbação do sistema, ou seja, quando o sinal de perturbação for passar de nível alto para baixo deve ser

amostrado um sinal e quando o sinal de perturbação passar de nível baixo para alto deve ser amostrado outro sinal. A Fig. 3.27 exemplifica essa operação.

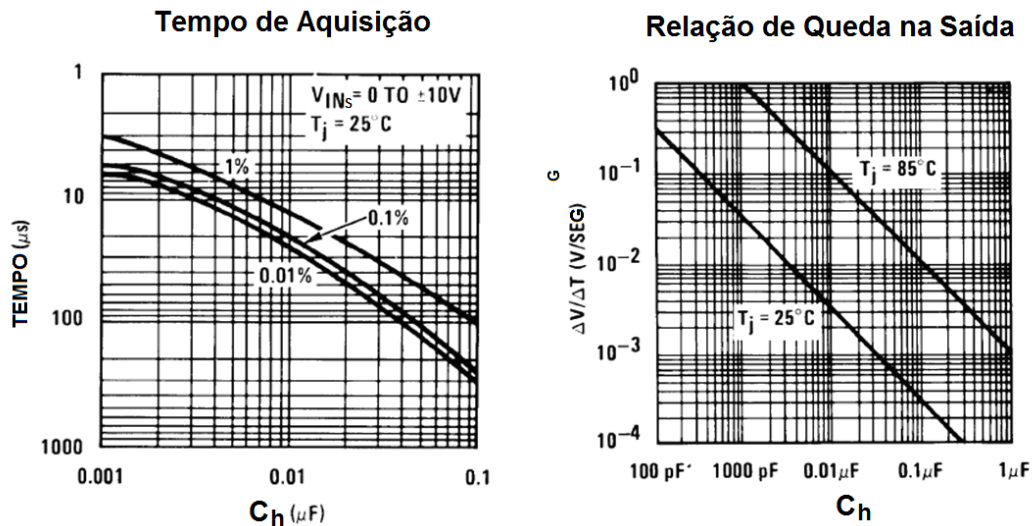


Fig. 3.26 – Ábaco para escolha de C_h .

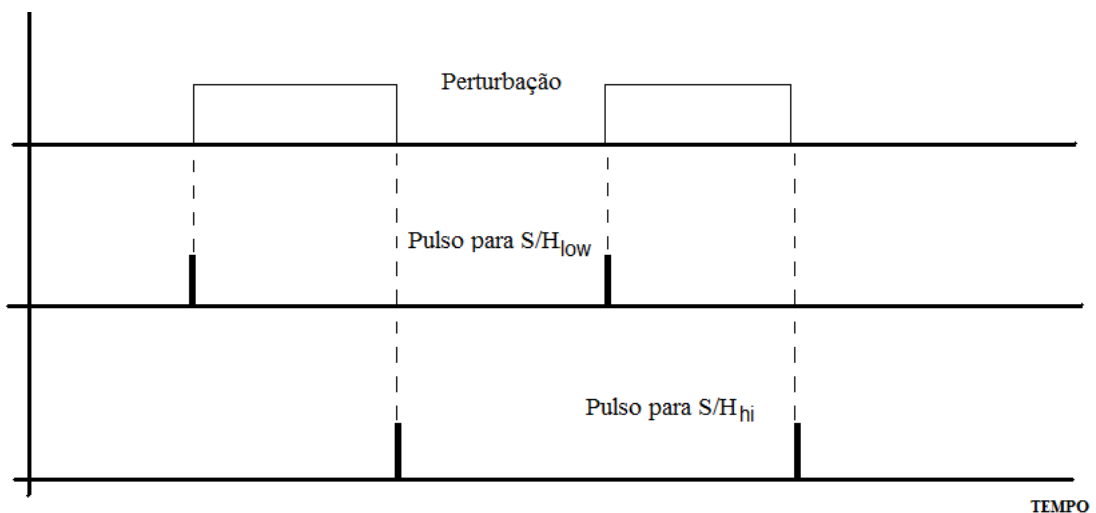
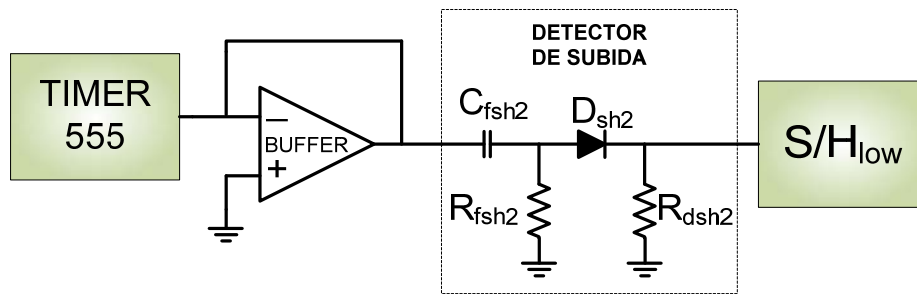


Fig. 3.27 – Pulsos sincronizados com a perturbação.

3.4.3.1.1 Drive para o gatilho S/H_{low}

Para que os disparos dos S/H estejam sempre sincronizados com a perturbação, o sinal de entrada para o *drive* deve ser a própria perturbação, gerada pelo *timer 555*, apresentada no item 3.4.1. Este *drive* é apresentado na Fig. 3.28.

Fig. 3.28 – Drive para o gatilho S/H_{low} .

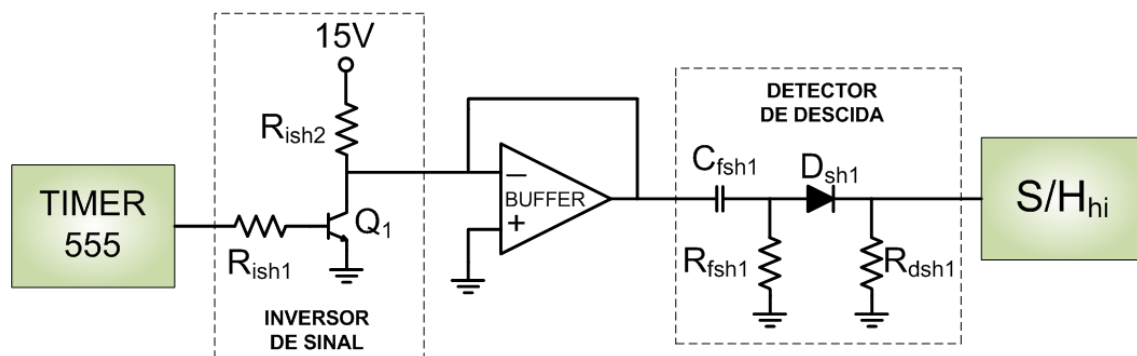
Para que esse *drive* não interfira no sinal da perturbação que deve ser usado em outras partes do circuito, foi inserido um seguidor de tensão (*buffer*). Em seguida foi colocado um filtro passa alta composto de um capacitor e um resistor (C_{fsh2} e R_{fsh2}). Arbitrando a frequência de corte do filtro em $f_{csh} = 50kHz$ e o capacitor $C_{fsh2} = 10nF$, pela expressão (3.13) obtemos $R_{fsh2} = 180\Omega$.

$$R_{fsh2} = \frac{1}{2\pi f_{csh} \sqrt{3} C_{fsh2}} \quad (3.13)$$

O diodo D_{sh2} é utilizado para que somente o sinal positivo vá para o *gate* do S/H2, ou seja, somente quando a perturbação passar de baixa para alta. O resistor R_{dsh2} é arbitrado em um valor de $100k\Omega$, somente para polarizar o diodo.

3.4.3.1.2 Drive para o gatilho S/H_{hi}

O *drive* para o gatilho do S/H_{hi} é muito semelhante ao do S/H_{low} , diferindo apenas de um inversor de sinal. A Fig. 3.29 apresenta o *drive* do S/H_{hi} .

Fig. 3.29 – Drive para o gatilho S/H_{hi} .

Um cuidado deve ser tomado com a máxima corrente de coletor do transistor Q_1 (BC548A), que de acordo com o fabricante [27] a corrente máxima é 300mA. Foi arbitrado então, para uma operação folgada, que a corrente seria de 5mA. Logo, com o transistor em condução, a expressão (3.14) revela o valor do resistor R_{ish2} . Para a corrente de base, arbitrou-se 10mA, logo o resistor $R_{ish1} = 1,5k\Omega$, se seguirmos o mesmo raciocínio de R_{ish2} .

$$R_{ish2} = \frac{15V}{5mA} = 3k\Omega \cong 3,3k\Omega \quad (3.14)$$

Com o sinal invertido, este *drive* manda um pulso sempre que o sinal de perturbação passar de alto para baixo.

3.4.4 Comparador

Nesta etapa do processamento do sinal de potência de entrada do conversor boost, o comparador verifica a diferença entre os dois sinais provenientes dos S/H's. O comparador que é implementado para tal tarefa é apresentado na Fig. 3.30.

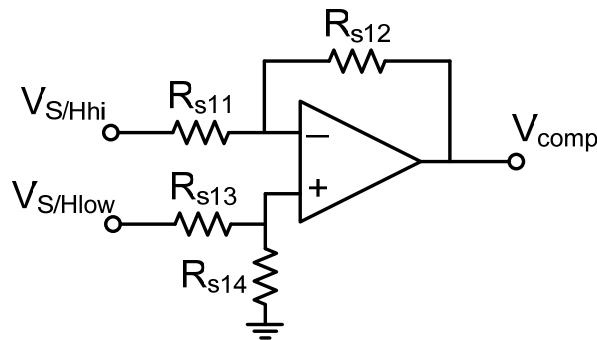


Fig. 3.30 – Comparador.

Se for considerado que todos os resistores possuem os mesmos valores, a expressão que representa a saída deste circuito é apresentada em (3.15). Arbitrou-se $R_{s11} = R_{s12} = R_{s13} = R_{s14} = 10k\Omega$.

$$V_{comp} = V_{sh2} - V_{sh1} \quad (3.15)$$

3.4.5 Integrador

A saída do integrador deve ser uma rampa ascendente, caso a saída do comparador, mostrado no item 3.4.4, seja um sinal positivo e deve ser uma rampa descendente caso o sinal de comparação seja negativo. A Fig. 3.31 mostra essa função.

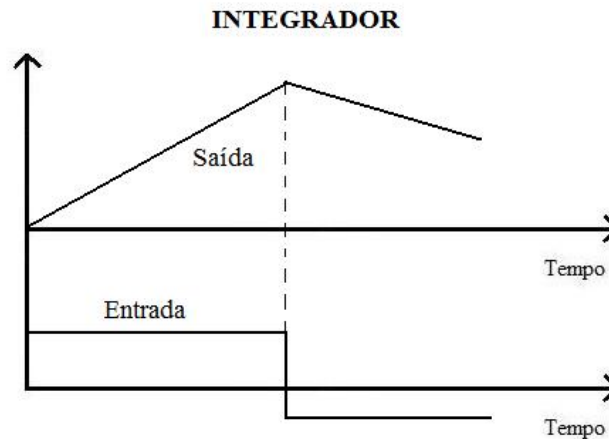


Fig. 3.31 – Funcionamento do integrador.

O integrador a ser implementado é mostrado na Fig. 3.32. A grande questão é que este integrador é inversor, ou seja, o sinal em sua saída é invertido. Uma solução prática é trocar, no comparador, os sinais de entrada.

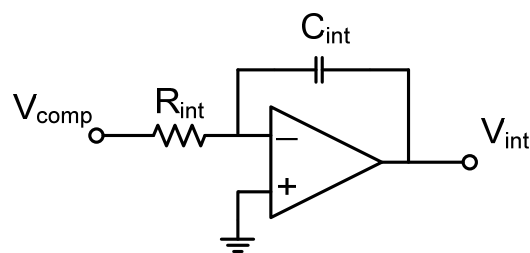


Fig. 3.32 – Integrador implementado.

A constante de tempo deste integrador deve ser compatível com a inércia do gerador, para que o período da variação da corrente de entrada do conversor seja suficiente para que a velocidade do rotor se estabilize após cada degrau. Foi estipulada uma frequência de corte $f_{int} = 1Hz$ e arbitrado um resistor $R_{int} = 1M\Omega$. Como já explicado, com

esta constante de tempo o controle atua de forma satisfatória evitando a saturação indevida na saída do integrador. O capacitor é calculado com a expressão (3.16).

$$C_{int} = \frac{1}{\pi f_{int} R_{int}} \cong 330nF \quad (3.16)$$

3.4.6 Somador de Perturbação

A saída do integrador já é a média da corrente de referência. Porém, para que o sistema de controle funcione corretamente, precisa-se inserir uma perturbação neste sinal. Essa perturbação foi descrita no item 3.4.1. É utilizado um somador como apresentado na Fig. 3.33. A expressão que representa a saída V_{iref} é apresentada em (3.17).

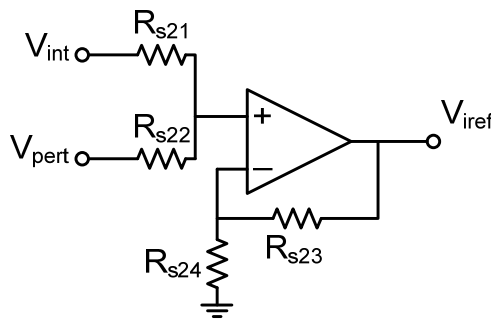


Fig. 3.33 – Somador de perturbação.

$$V_{iref} = \left[V_{int} \left(\frac{R_{s22}}{R_{s21} + R_{s22}} \right) + V_{pert} \left(\frac{R_{s21}}{R_{s21} + R_{s22}} \right) \right] \left(1 + \frac{R_{s23}}{R_{s24}} \right) \quad (3.17)$$

Arbitrou-se que o degrau de perturbação deveria ser próximo a 10% da corrente nominal do gerador, supondo que este degrau seja o menor valor suficiente para o controle conseguir ler a variação de potência a cada degrau. Sabendo-se que as tensões V_{pert} e V_{int} possuem seus valores máximos próximos a 13V e que o valor máximo de V_{int} foi ajustado para o valor nominal da corrente de entrada, pode-se utilizar, de forma simplificada, a seguinte combinação de resistores $R_{s21} = 10k\Omega$, $R_{s22} = 100k\Omega$, $R_{s23} = 10k\Omega$ e $R_{s24} = 100k\Omega$. Ter-se-á, então, as ponderações dos sinais V_{int} e V_{pert} na equação (3.17) ajustadas de acordo com o arbitrado. Simplificando tal expressão, tem-se (3.18).

$$V_{iref} = V_{int} + 0,1V_{pert} \quad (3.18)$$

Como exemplo, para equação (3.18), pode-se dizer que se o valor de V_{int} for 5 e V_{pert} for 10, o valor de V_{iref} deve ser 6.

Como apresentado no capítulo 2, esta referência de corrente passa por um resistor $R_{fr} = 18k\Omega$ para ajustar o valor nominal. Um capacitor arbitrado $C_{fr} = 47nF$ foi adicionado na entrada da referência de corrente do CI 3854 (pino 6 para o terra) para manter a estabilidade deste sinal.

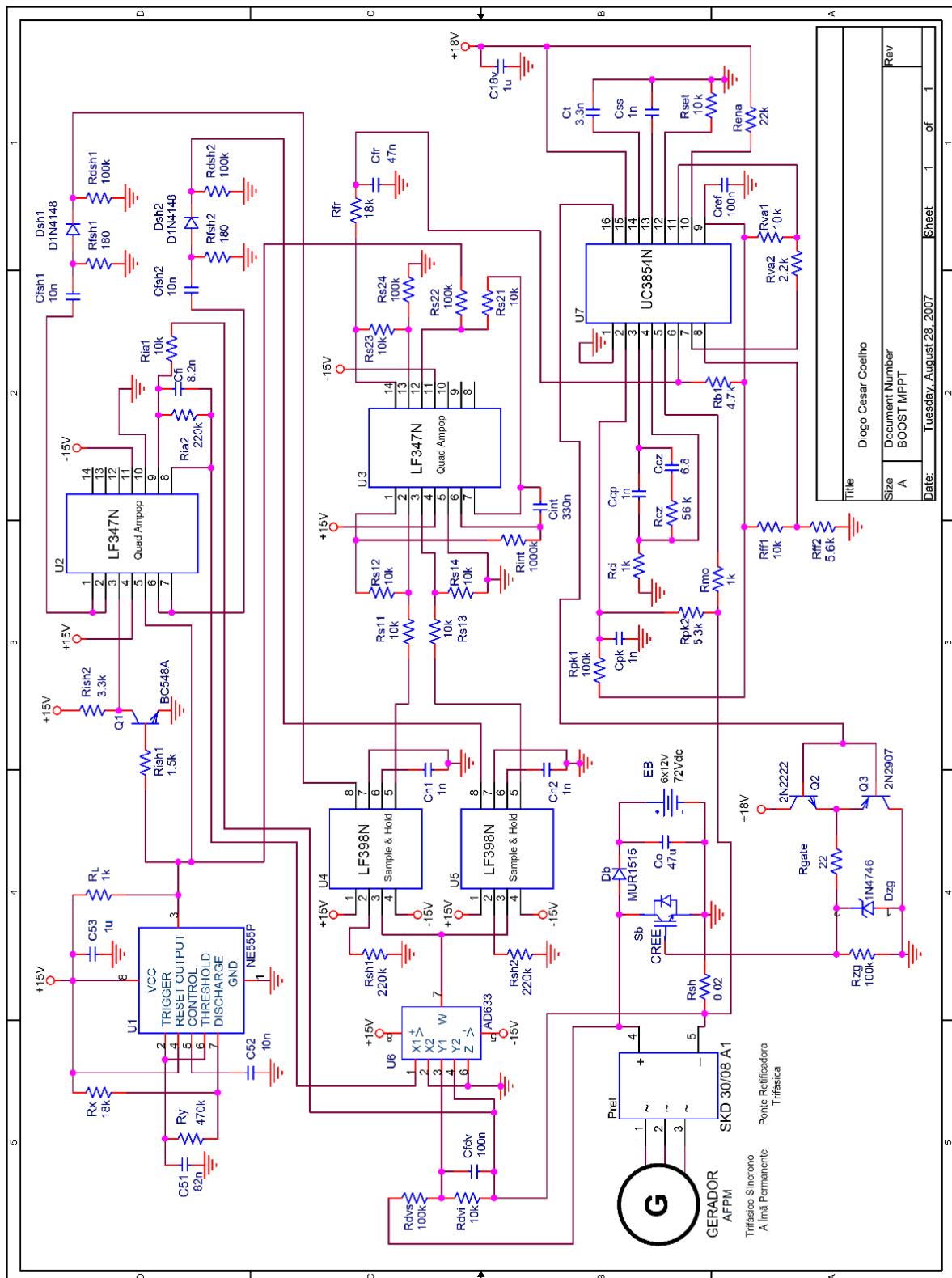
O sistema completo, projetado até aqui, é apresentado na Fig. 3.34.

3.5 Simulações

Neste tópico é simulado todo o sistema que está sendo estudado aqui. Primeiramente, utilizando uma fonte CC, com indutores e resistores externos, no lugar do gerador trifásico. Em seguida são apresentados os resultados da simulação do sistema completo. É utilizado o programa computacional PSIM versão 6.0 [28] para simulação. O sistema completo a ser simulado é apresentado na Fig. 3.35.

Algumas adaptações foram necessárias, pois o Timer 555 não é encontrado no PSIM e o transistor que inverteria o sinal para *drive* o S/H_{hi} não apresentou uma boa condição de simulação, por isso optou-se por uma simulação utilizando uma fonte de onda quadrada e um amplificador operacional respectivamente. Outra adaptação foi a diminuição do capacitor do integrador para aumentar a velocidade de alcance de regime permanente e diminuir o esforço computacional para simulação de um período muito longo de operação. Não houve uma alteração significativa para o controle, porém recomenda-se para a prática uma constante de tempo alta para integrador, tornando a dinâmica do sistema mais bem comportada.

Outra adaptação necessária para simulação, foi a inserção de uma resistência em série com o conversor. Quando inserida, essa resistência provoca uma queda de tensão na entrada do conversor fazendo com que este procure um novo ponto de máxima potência.



Title	Diogo Cesar Coelho		
Size	A	Document Number	BOOST MPPT
Date:	Tuesday, August 28, 2007	Sheet	1 of 1
Rev			

Fig. 3.34 – Sistema Completo.

3.5.1 Simulação Conversor + Fonte CC

Neste tipo de simulação, foi utilizada a configuração boost apresentada na Fig. 3.36. O valor de $L_e = 5,5mH$ foi mantido, enquanto R_e e V_e foram variados em cada caso.

3.5.1.1 Obtenção do Sinal da Tensão de Entrada V_{inmed}

Na Fig. 3.37, forma de onda superior, apresenta a tensão de entrada do conversor boost, V_{in} . Na forma de onda inferior, é apresentado o sinal já filtrado e reduzido. Nota-se que nesta janela de tempo, onde foram obtidas as duas formas de onda, não é possível visualizar os pulsos de tensão de V_{in} . Porém ampliando a região em destaque pode-se visualizar melhor a forma de onda de V_{in} em Fig. 3.38.

Verifica-se através da simulação que houve a filtragem adequada e que a perturbação na corrente de entrada também causa variações na tensão de entrada.

3.5.1.2 Obtenção do Sinal da Corrente de Entrada I_{inmed}

A Fig. 3.39 apresenta a corrente de entrada do conversor boost antes e após a filtragem. A primeira forma de onda mostra a tensão sobre o resistor R_{sh} , e a segunda apresenta o valor de tensão que representa a corrente de entrada já filtrado e amplificado. A filtragem, como já dito anteriormente, não faz parte do controle da malha de corrente feito pelo CI3854, por isso não interfere no seguimento da corrente de referência.

Assim como projetado, a simulação obteve um aumento de 22 vezes para corrente medida, partindo da tensão sobre o resistor shunt. É visível, também, a perturbação em forma de degraus na corrente de entrada, com frequência de 20Hz.

3.5.1.3 Obtenção do Sinal da Potência de Entrada W

O sinal da potência de entrada do conversor boost é obtido multiplicando o sinal de tensão com o de corrente de entrada. No primeiro gráfico da Fig. 3.40, são apresentados os sinais de tensão e corrente, no segundo gráfico é apresentado o sinal de potência.

Observa-se que o resultado da multiplicação tem seu valor reduzido a um décimo do valor real, porém estando de acordo com o projetado, pois esta é uma característica do multiplicador utilizado na implementação deste protótipo.

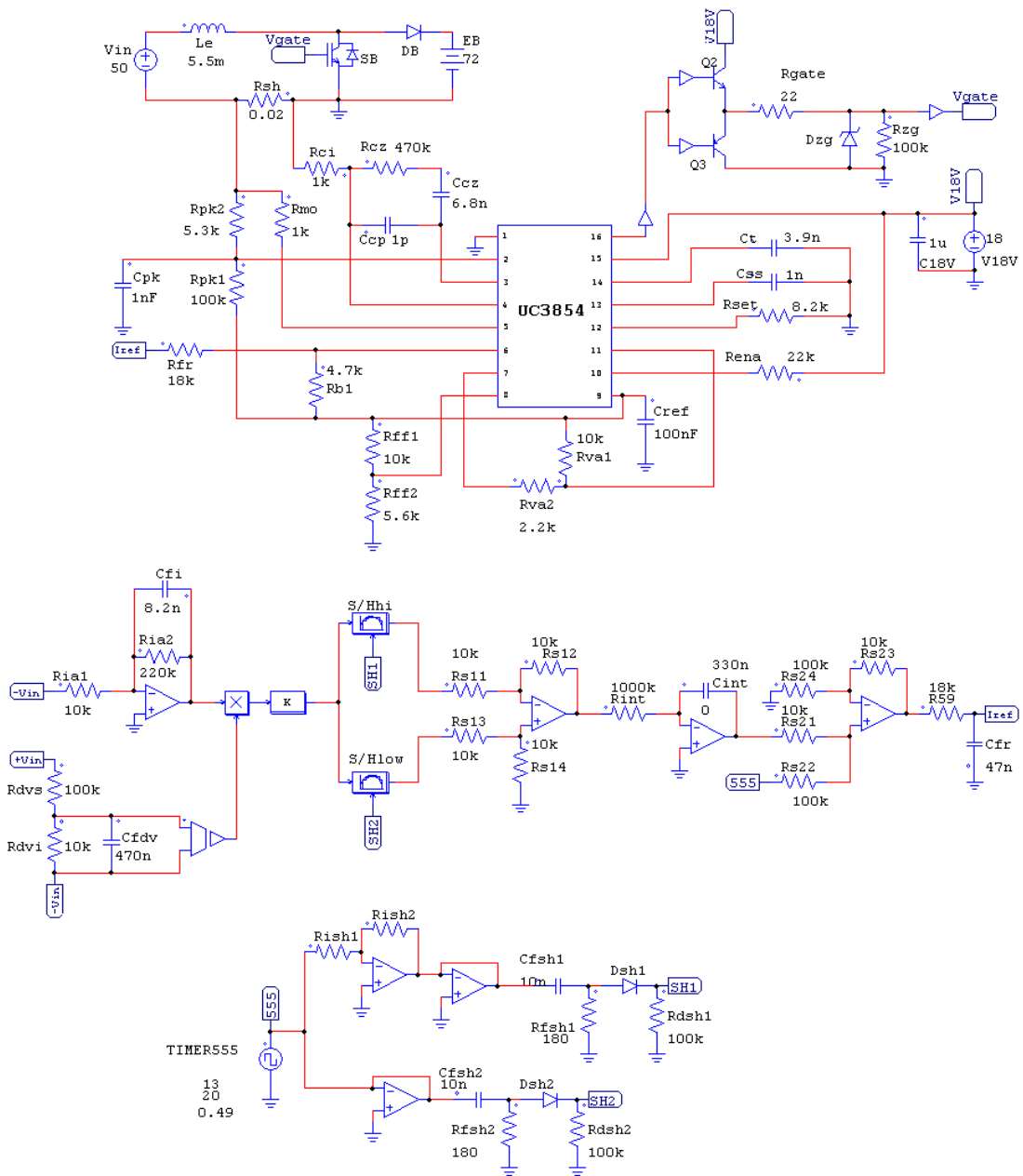


Fig. 3.35 – Sistema a ser simulado no PSIM.

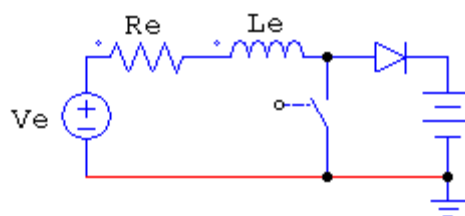


Fig. 3.36 – Configuração para simulação com fonte CC.

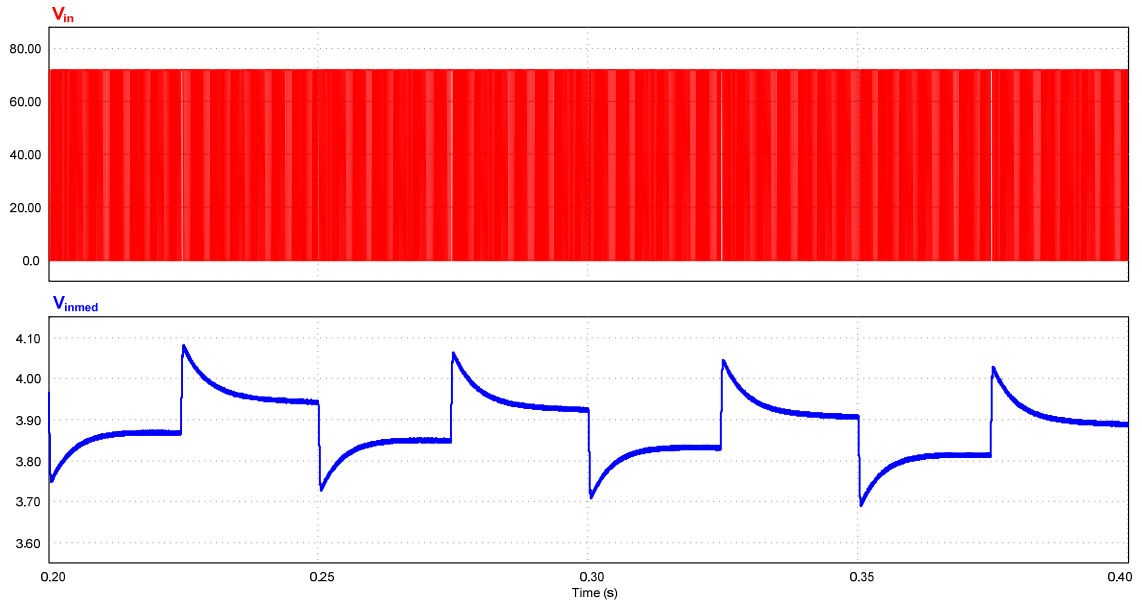


Fig. 3.37 – Tensão de entrada e seu sinal reduzido e filtrado.

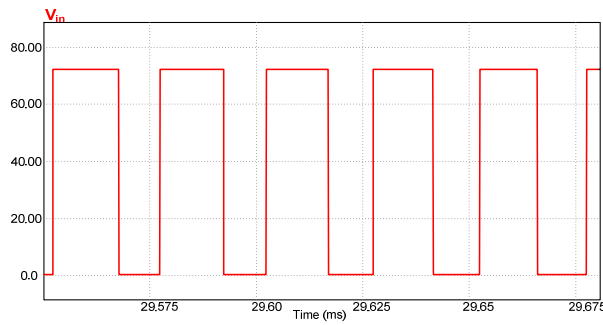


Fig. 3.38 – Detalhe da forma de onda da tensão de entrada.

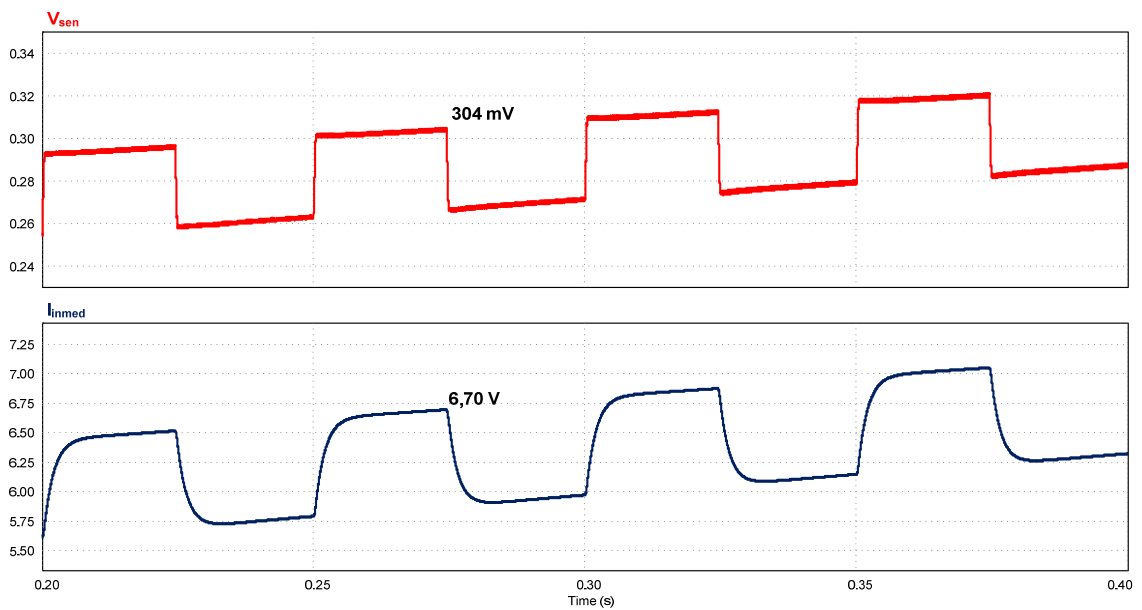


Fig. 3.39 – Filtragem e amplificação do sinal da corrente de entrada.

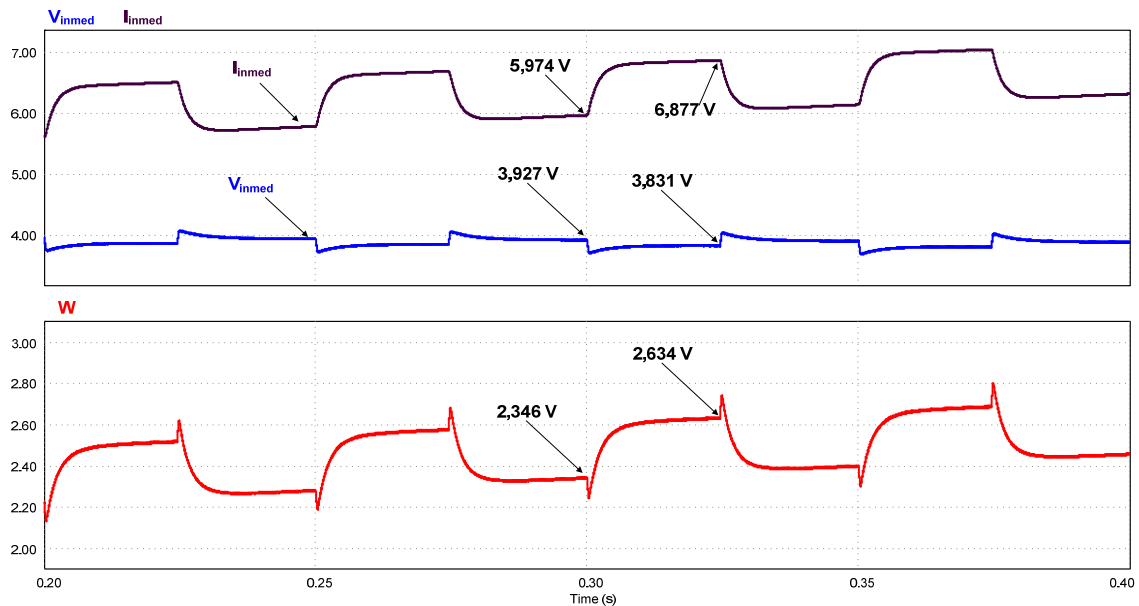


Fig. 3.40 – Obtenção do sinal de potência de entrada.

3.5.1.4 Funcionamento dos S/H's, Comparador e Integrador

O sinal de potência de entrada é amostrado de forma sincronizada com o sinal de perturbação. Para tal procedimento, foi utilizado 2 amostradores e sustentadores (*Sampler and Holder*), onde um deles amostra o sinal de potência quando a perturbação é um degrau positivo e outro quando é um degrau negativo. A amostragem está de acordo com o projetado, sendo feita no final de cada degrau. No gráfico superior da Fig. 3.41, é apresentado o sinal de potência de entrada juntamente com seus valores amostrados e sustentados. Já no gráfico do meio, é apresentado o sinal de comparação entre os dois S/H's. No gráfico inferior é apresentado o sinal já integrado.

Como explanado anteriormente, os sinais na entrada do comparador estão invertidos para neutralizar o efeito do integrador que é inversor. O sinal de V_{comp} e de V_{int} estão de acordo com o projetado.

3.5.1.5 Inserção da Perturbação para Gerar a Corrente de Referência

A Fig. 3.42 apresenta no gráfico superior a tensão de perturbação (V_{pert}) e no gráfico inferior é apresentado o sinal de referência da corrente de entrada juntamente com o sinal do integrador.

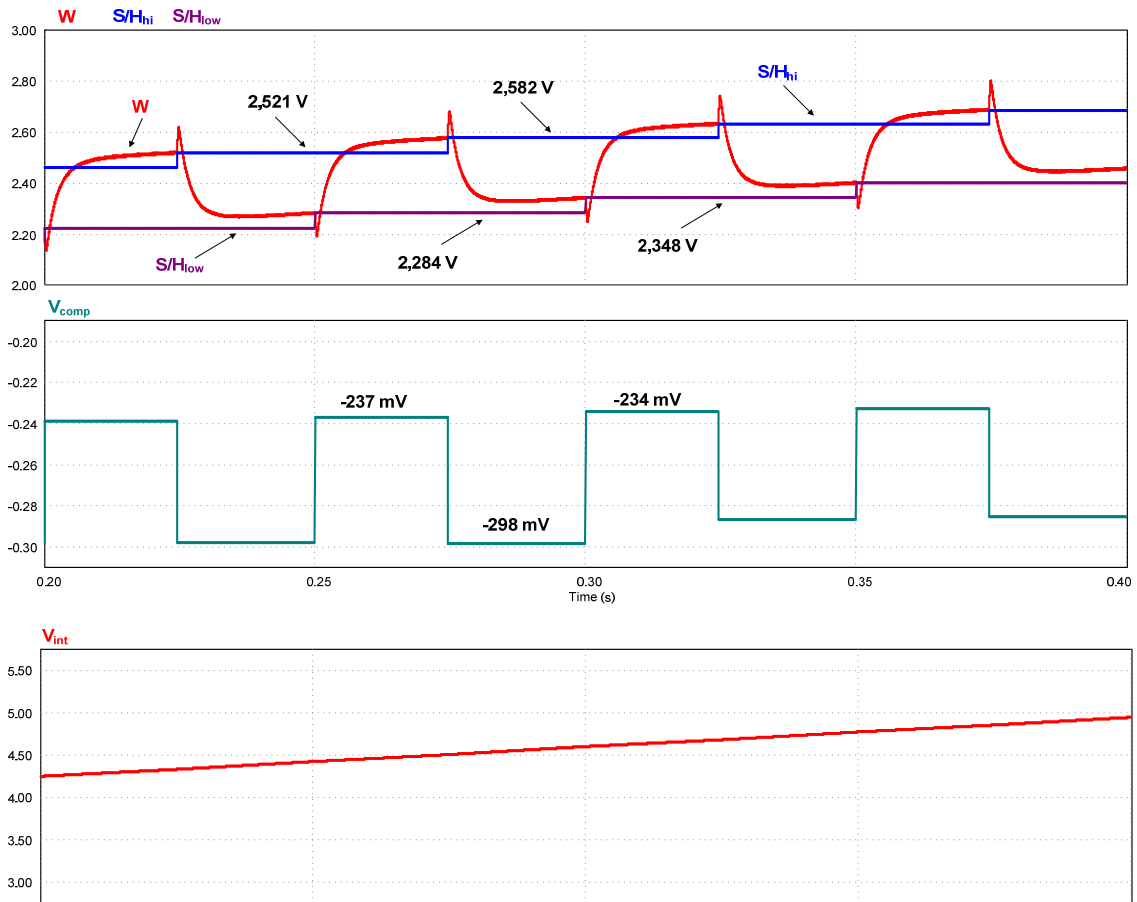


Fig. 3.41 – Sinais de potência de entrada amostrados, comparados e integrados.

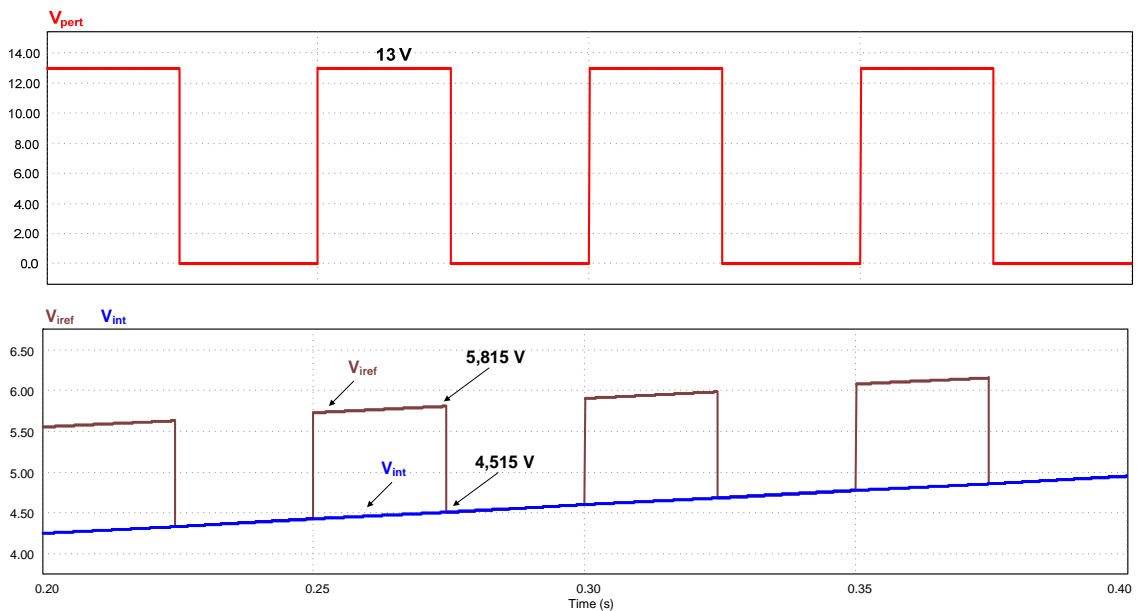


Fig. 3.42 – Inserção da perturbação para gerar a corrente de referência.

Nota-se que o sinal de referência possui as características esperadas, com um degrau de 10 por cento do sinal de perturbação, ou seja, 1,3V acima do sinal V_{int} , seguindo a expressão (3.19).

$$V_{iref} = V_{int} + 0,1V_{pert} \quad (3.19)$$

3.5.1.6 Seguimento da Referência da Corrente de Entrada

A Fig. 3.43 apresenta no gráfico superior a referência da corrente de entrada, no gráfico do meio a corrente de entrada e no gráfico inferior a tensão de entrada medida. Nota-se que a corrente de entrada segue sua referência. A tensão de entrada foi mostrada apenas para que pudesse ser visualizada a influência da variação de corrente na entrada. Os picos que aparecem na tensão são resultados da filtragem.

3.5.1.7 Regiões de Operação

Os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} devem ser subtraídos para saber em qual lado da curva de potência o conversor está atuando. A Fig. 3.44 apresenta o conversor operando na região A, ou seja, antes do ponto de máxima potência. Sabe-se que é a região A pelo fato de que um aumento da corrente de entrada está causando uma diminuição da diferença entre os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} .

3.5.1.8 Regiões de Operação

Os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} devem ser subtraídos para saber em qual lado da curva de potência o conversor está atuando. A Fig. 3.44 apresenta o conversor operando na região A, ou seja, antes do ponto de máxima potência. Sabe-se que é a região A pelo fato de que um aumento da corrente de entrada está causando uma diminuição da diferença entre os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} .

A Fig. 3.45 apresenta o conversor operando na região B, ou seja, após o ponto de máxima potência. Sabe-se que é a região B pelo fato de que uma diminuição da corrente de entrada está causando uma diminuição da diferença entre os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} .

Em ambas as regiões simuladas, verifica-se que o sistema faz o rastreamento da máxima potência automaticamente.

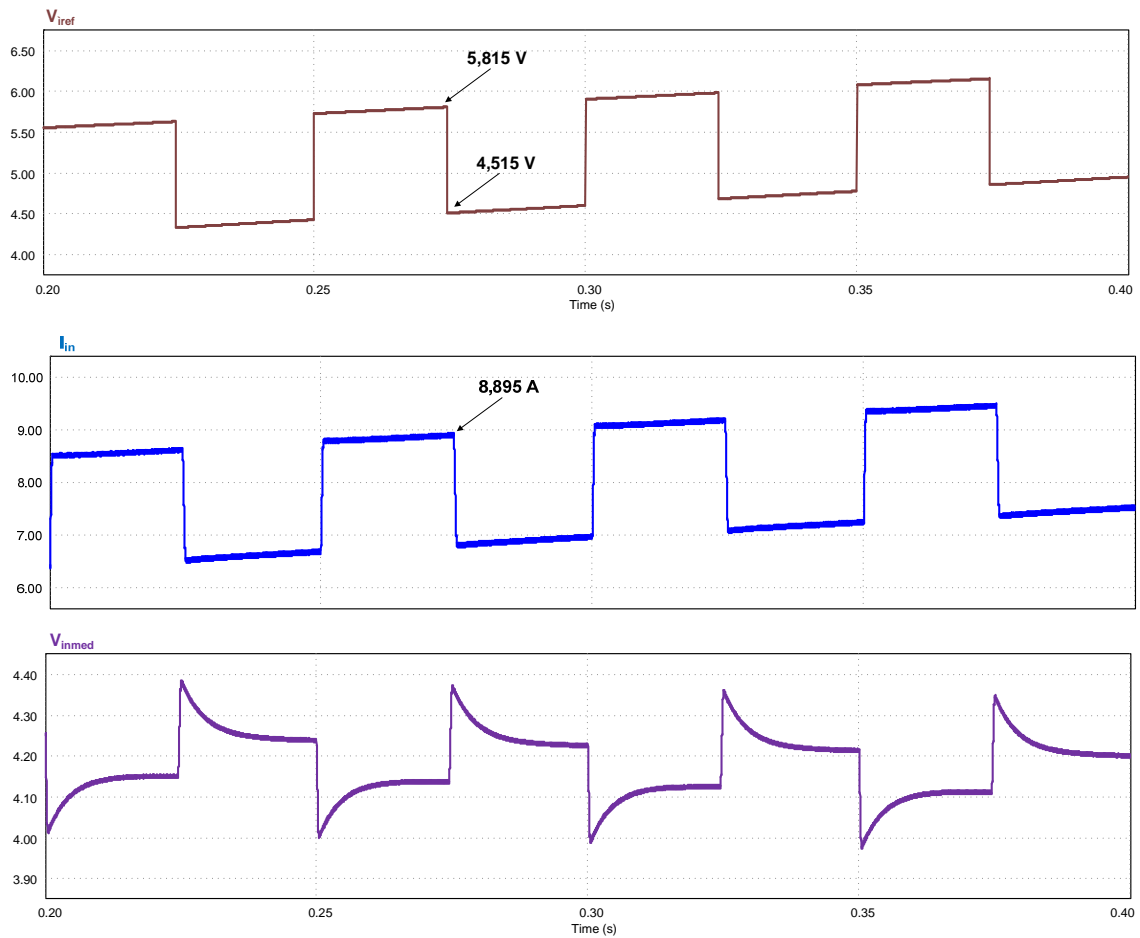


Fig. 3.43 – Seguimento da referência da corrente de entrada.

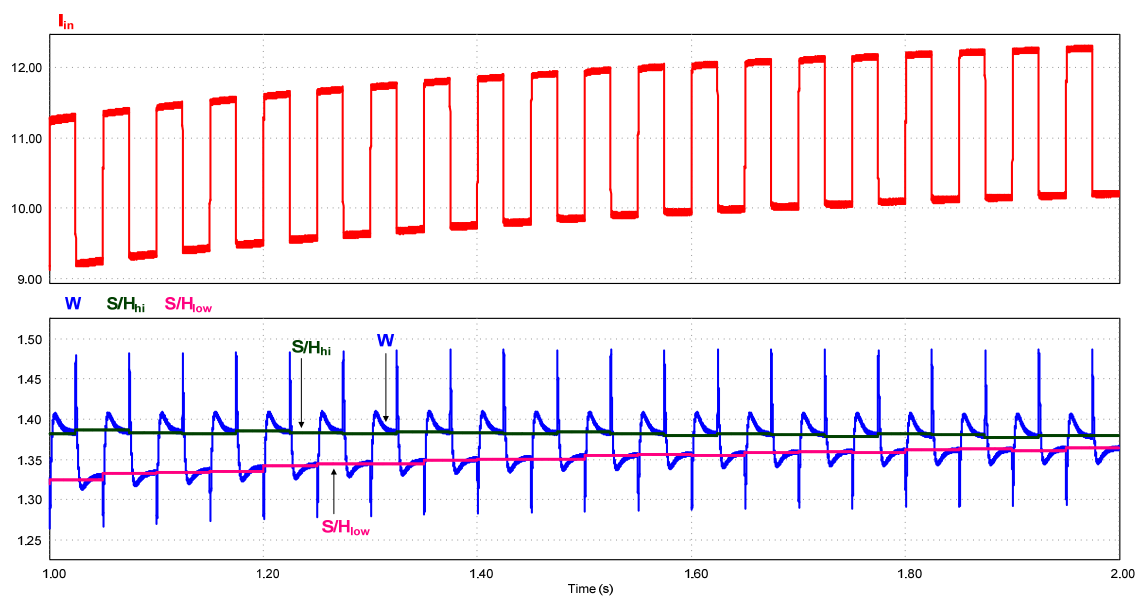


Fig. 3.44 – Funcionamento na região de operação A.

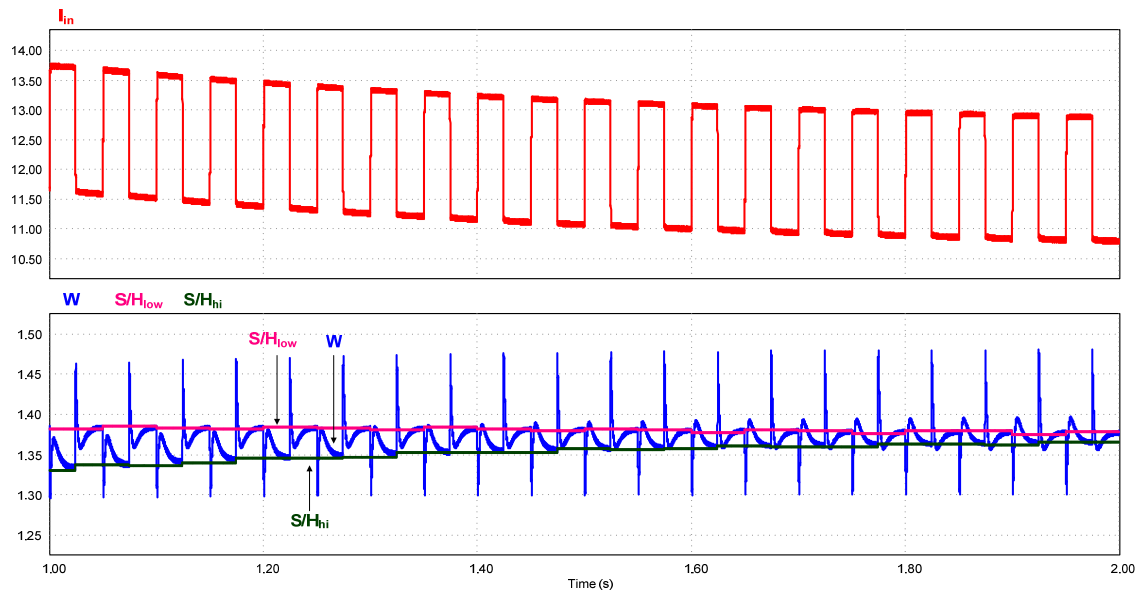


Fig. 3.45 – Funcionamento na região de operação B.

3.5.2 Simulação Conversor + Gerador

Neste tipo de simulação, foi utilizada a configuração boost apresentada na Fig. 3.35. O valor de $L_s = 5,5mH$ foi mantido, enquanto R_s e V_g foram variados em cada caso.

3.5.2.1 Obtenção do Sinal da Tensão de Entrada V_{inmed} e Corrente de Entrada I_{inmed}

A Fig. 3.46 apresenta no gráfico superior a tensão sobre o resistor *shunt*. O gráfico do meio mostra a tensão de entrada do conversor boost antes da divisão de tensão e filtragem. Como já explicado no item 3.5.1.1, nesta escala de tempo não é possível ver os pulsos na tensão de entrada, porém a Fig. 3.38 mostrou o detalhe deste sinal em uma escala menor. O gráfico inferior apresenta os dois sinais filtrados e ajustados. Os resultados continuam mostrando que o projeto está correto. A ondulação que aparece sobre a onda quadrada no sinal V_{sen} é proveniente da corrente da máquina que passa pelo retificador.

3.5.2.2 Obtenção do Sinal da Potência de Entrada W

O sinal da potência de entrada do conversor boost é obtido multiplicando o sinal de tensão com o de corrente de entrada. No primeiro gráfico da Fig. 3.47, são apresentados os sinais de tensão e corrente e no segundo gráfico é apresentado o sinal de potência.

3.5.2.3 Funcionamento dos S/H's

No gráfico superior da Fig. 3.48, é apresentado o sinal de potência de entrada juntamente com seus valores amostrados e sustentados.

Nota-se que há uma pequena ondulação, proveniente da forma de onda senoidal da máquina que passa pelo retificador, no sinal da potência, porém essa pequena variação que pode ocorrer no sinal amostrado não causa impactos significativos na busca do ponto de máxima potência, pois a variação da corrente de referência, devido essa ondulação é insignificante.

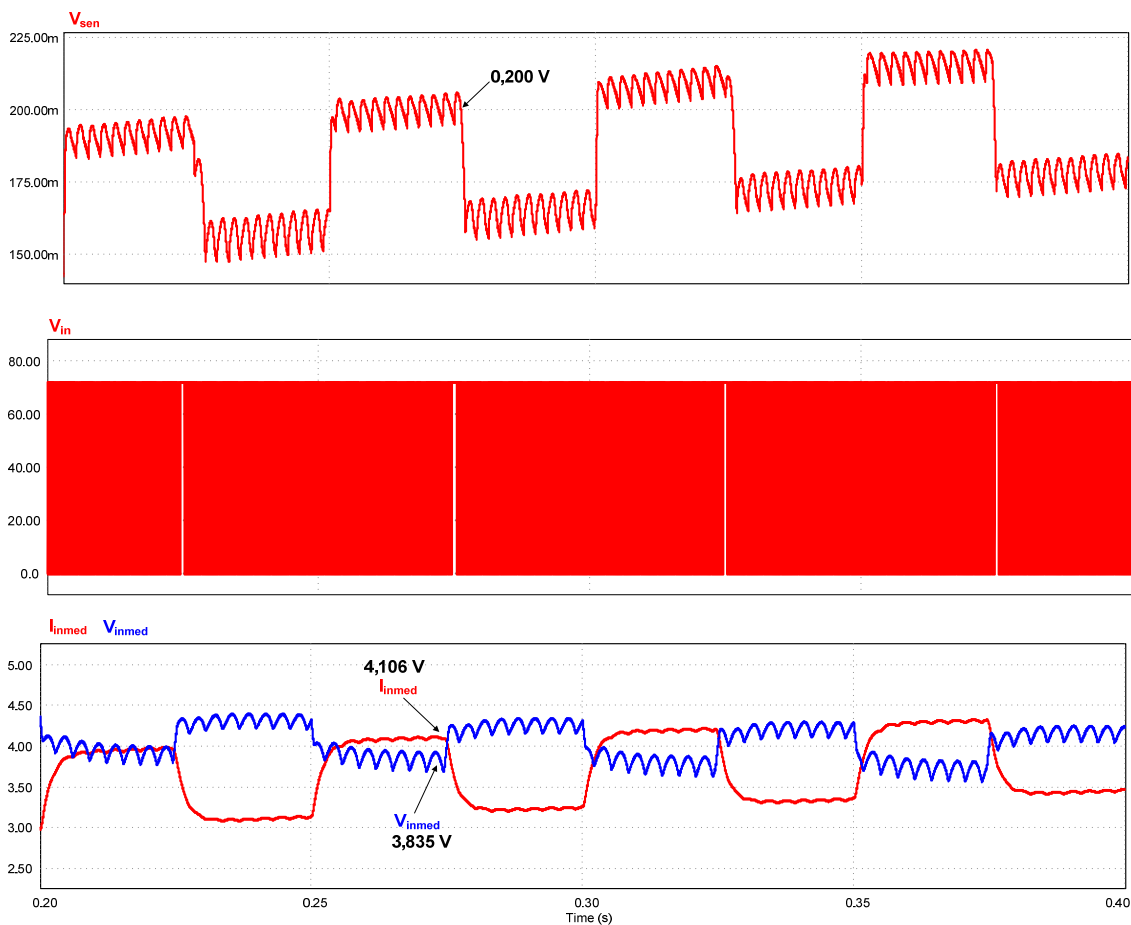


Fig. 3.46 – Valores de corrente e tensão de entrada para multiplicação.

3.5.2.4 Seguimento da Referência da Corrente de Entrada

A Fig. 3.49 apresenta no gráfico superior a referência da corrente de entrada, no gráfico do meio a corrente de entrada e no gráfico inferior a tensão de entrada medida. Nota-se que apesar da pequena ondulação a corrente de entrada segue sua referência. A

tensão de entrada foi mostrada novamente apenas para que pudesse ser visualizada a influência da variação de corrente na entrada.

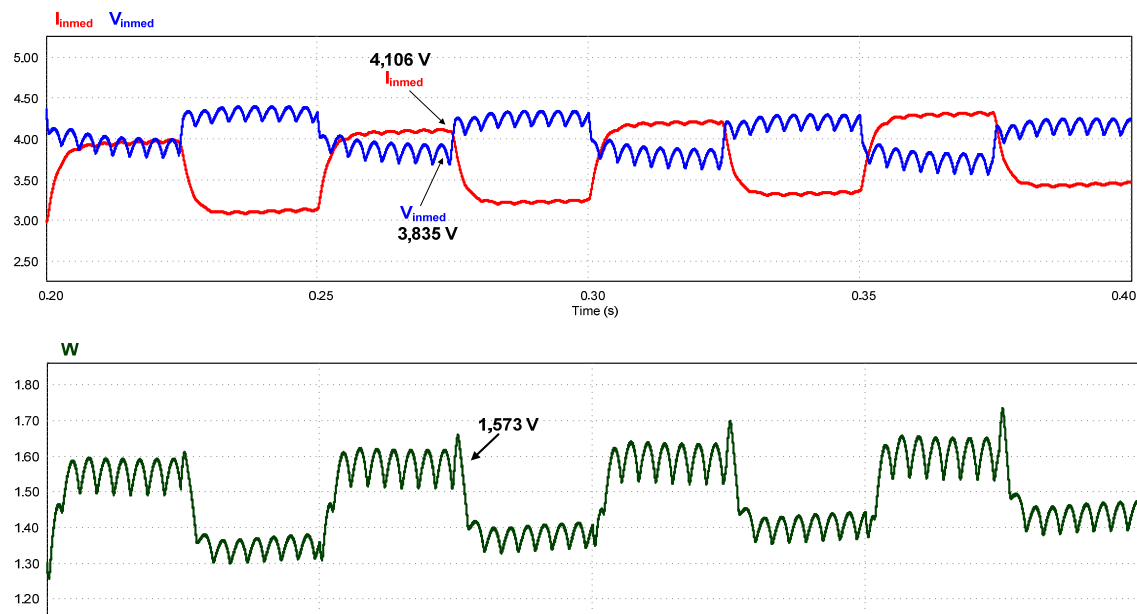


Fig. 3.47 – Obtenção do sinal de potência de entrada.

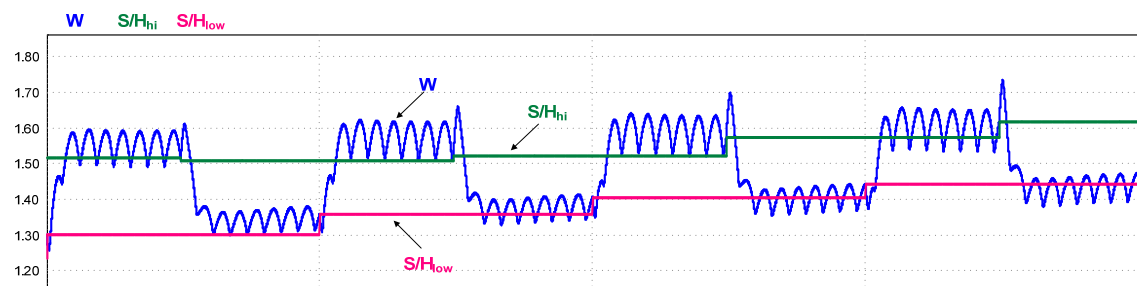


Fig. 3.48 – Sinais de potência de entrada amostrados.

3.5.2.5 Regiões de Operação

A Fig. 3.50 apresenta o conversor operando na região A, ou seja, antes do ponto de máxima potência. Sabe-se que é a região A pelo fato de que um aumento da corrente de entrada está causando uma diminuição da diferença entre os sinais de saída de S/H_{hi} e S/H_{low} .

A Fig. 3.51 apresenta o conversor operando na região B, ou seja, após o ponto de máxima potência. Sabe-se que é a região B pelo fato de que uma diminuição da corrente de entrada está causando uma diminuição da diferença entre os sinais S/H_{hi} e S/H_{low} .

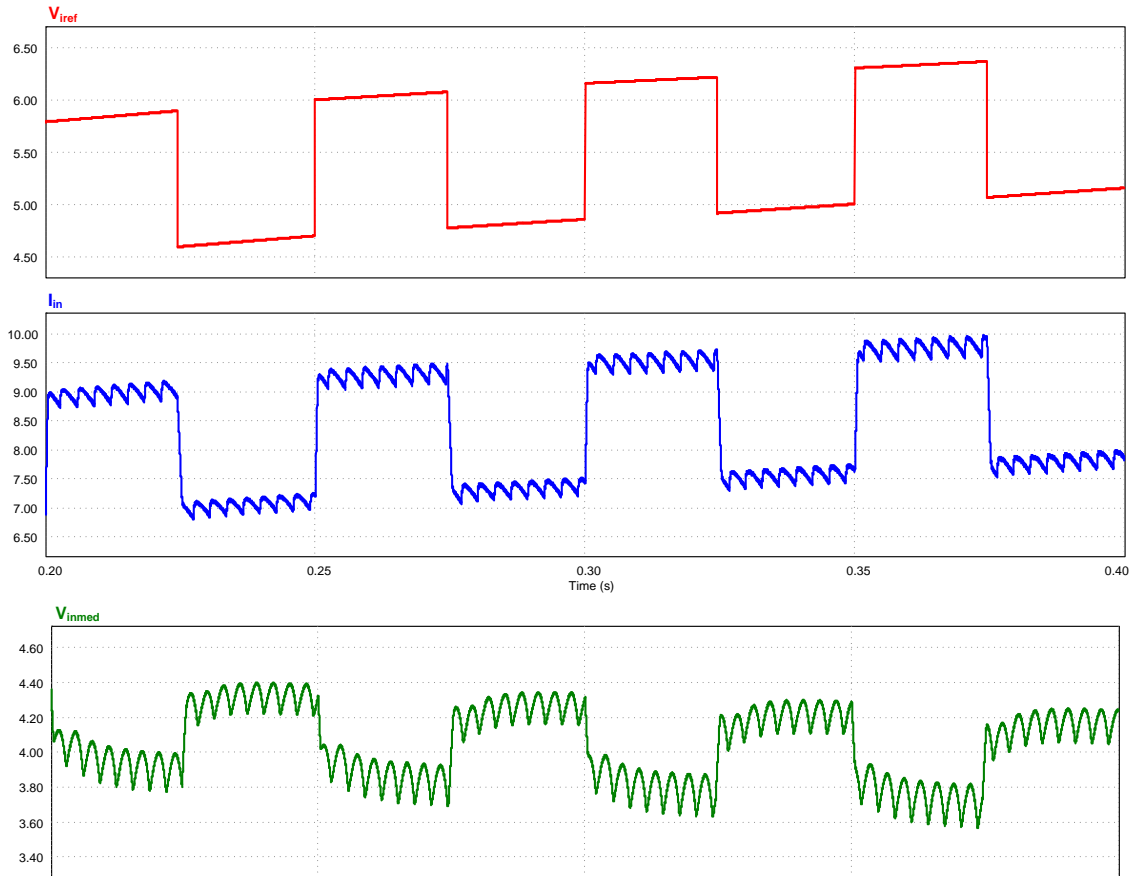


Fig. 3.49 – Seguimento da referência da corrente de entrada.

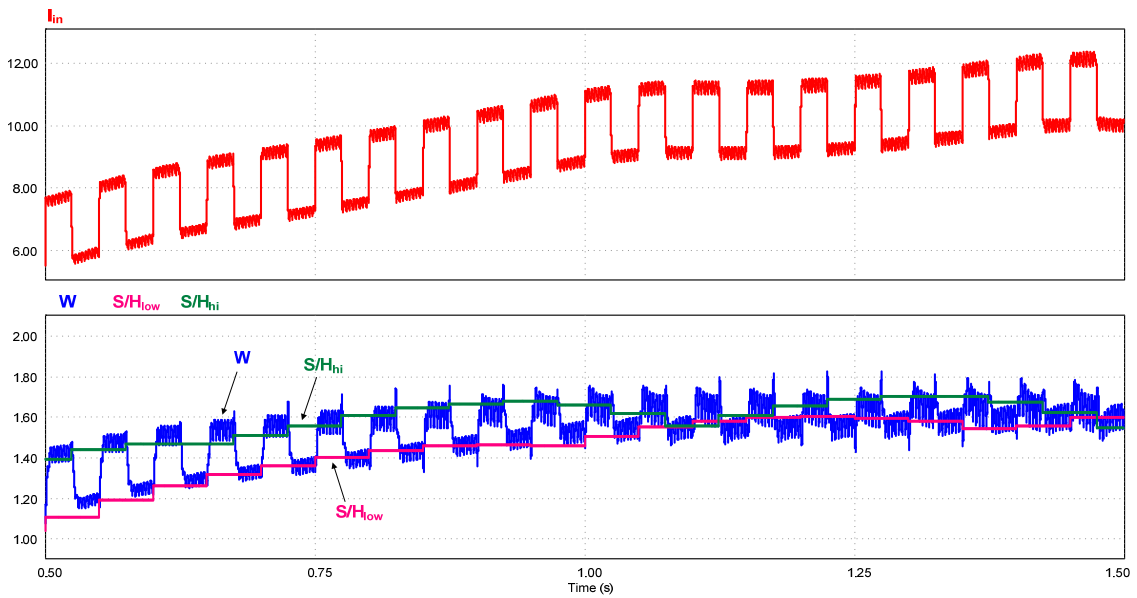


Fig. 3.50 – Funcionamento na região de operação A.

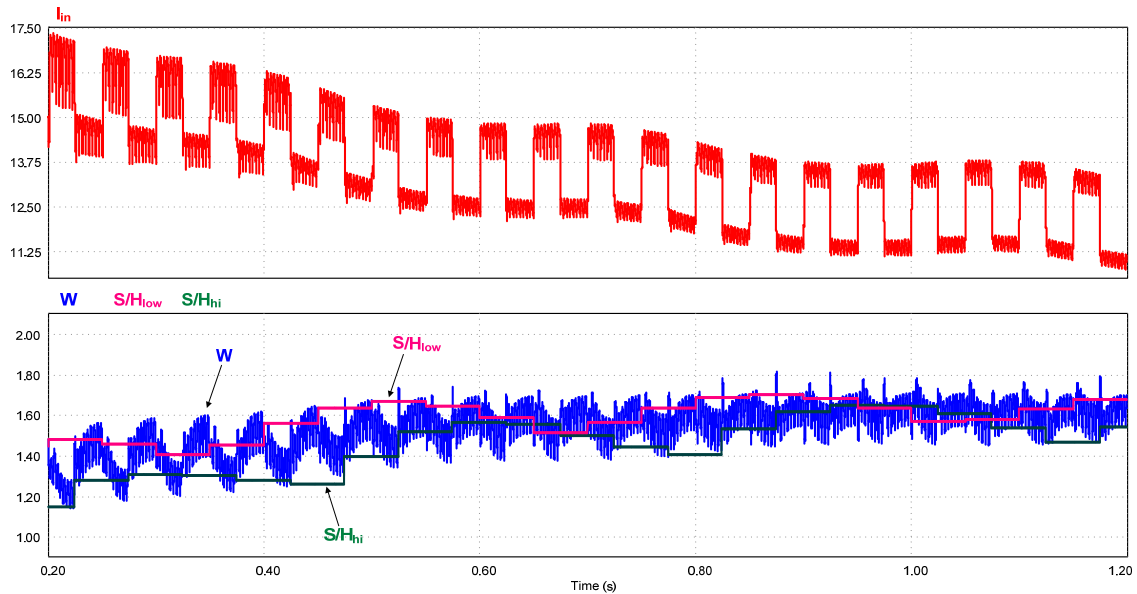


Fig. 3.51 – Funcionamento na região de operação B.

Em ambas as regiões simuladas, verifica-se que o sistema caminha para o ponto de máxima potência automaticamente, apesar das ondulações no sinal da potência devido à ondulação produzida no retificador.

3.5.2.6 Operação em Potência Nominal

Um fenômeno interessante, que pode ser considerado uma vantagem deste conversor, ocorre quando o mesmo opera próximo à potência nominal. De acordo com a expressão da característica estática do conversor boost, apresentada novamente na expressão (3.20), quando a tensão de entrada do conversor aproxima-se da tensão da bateria, a razão cíclica tende a zero. Desta forma, neste ponto de operação, o sistema passa a trabalhar apenas como um gerador trifásico que tem sua tensão retificada, conectado diretamente à bateria. O interruptor do conversor boost mantém-se bloqueado até que a tensão de entrada retorne a níveis menores que o da bateria.

$$\frac{E_B}{V_e} = \frac{1}{(1-D)} \quad (3.20)$$

A Fig. 3.52 mostra o sistema operando em potência nominal. Nota-se que analisando o gráfico de V_{in} que o IGBT deixa de chavear e mantém-se por um período em aberto. Esta característica torna este sistema bastante vantajoso, pois reduz esforços no IGBT causado por grandes níveis de corrente.

3.6 Conclusões

Neste capítulo verificou-se que é possível atingir o ponto de máxima potência de um sistema de geração a partir de um controle que observa o seu comportamento após um degrau de corrente na entrada do conversor. A técnica de rastreamento foi implementada de forma simples com circuitos analógicos.

As dinâmicas envolvidas no sistema devem ser levadas em consideração para o ajuste das constantes do controle. Para o bom funcionamento do conversor proposto, é importante analisar o tempo de variação da força propulsora, período do degrau de perturbação de corrente, tempo de acomodação após este degrau, amplitude deste degrau e frequência de comutação do conversor.

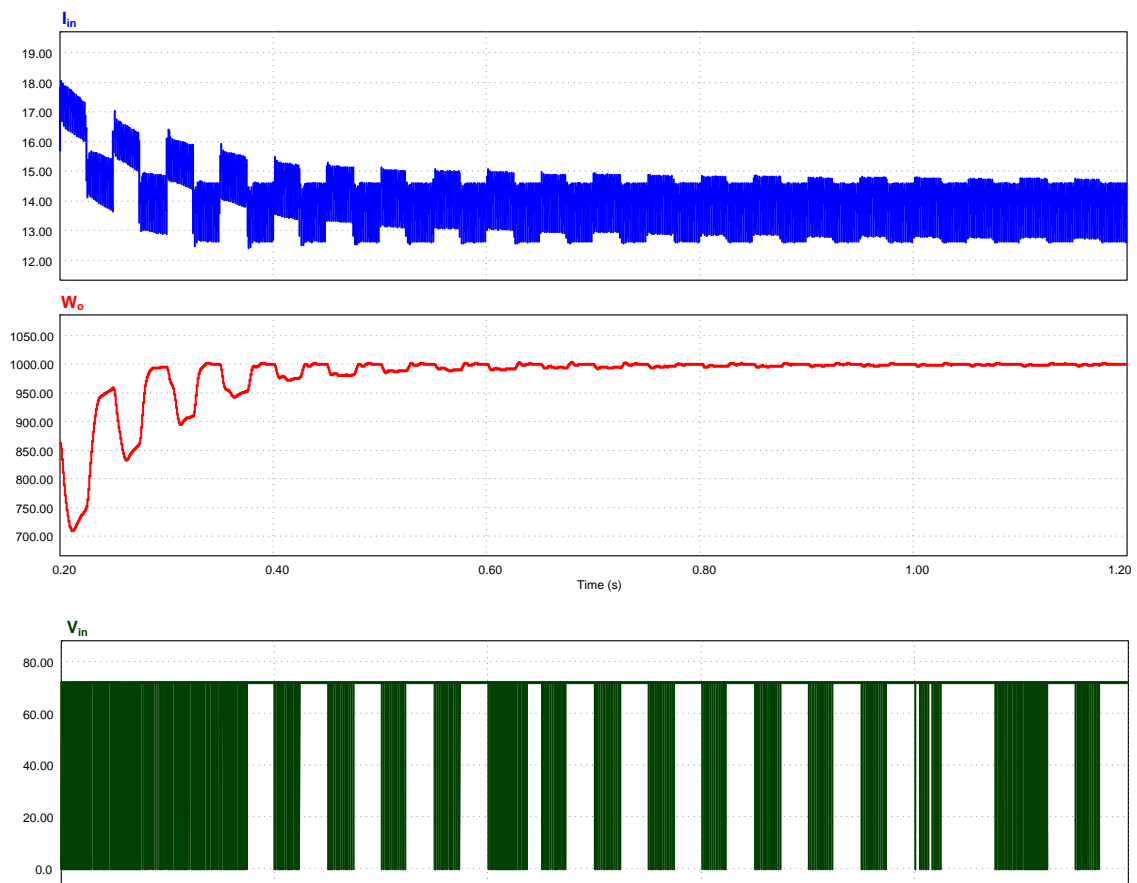


Fig. 3.52 – Operação em potência nominal.

Para facilitar as simulações, foi acrescentada uma resistência em série com a entrada do conversor boost. Essa resistência foi utilizada para variar a tensão de entrada do conversor e verificar a busca pelo novo ponto de máxima potência.

As simulações feitas com uma fonte de tensão contínua e com uma fonte trifásica senoidal com retificador foram realizadas mostrando uma semelhança muito próxima no que diz respeito ao rastreamento objetivado. A não ser pelas ondulações provenientes do gerador trifásico, as formas de onda puderam ser comparadas e obtiveram sucesso na busca pelo ponto de máxima potência.

Observou-se por meio de simulação que devido à característica do conversor boost, seu interruptor se mantém bloqueado quando a tensão de entrada ultrapassa o valor da tensão do banco de baterias. Essa característica se mostrou uma vantagem no que diz respeito à diminuição dos esforços sobre esse interruptor em operação próxima a nominal, porém a corrente de entrada deixa de ser controlada.

CAPÍTULO 4

Estudos Experimentais

4.1 Introdução

Um protótipo é utilizado para verificar todas as teorias e simulações apresentadas até o capítulo anterior, e sua importância baseia-se no fato de que muitos parâmetros, desconsiderados no projeto, tiveram seus efeitos observados na prática. Assim, além de se deparar com situações que merecem novas soluções, nota-se algo que realmente traduz o que foi estudado e planejado até o capítulo anterior. Este capítulo é dedicado a apresentar a confecção do protótipo e os resultados experimentais.

4.2 Confecção do Protótipo

O processo de confecção do protótipo, baseado no esquemático completo apresentado na Fig. 3.34, passou por várias etapas, tais como: estudos teóricos, escolha de componentes, simulações, confecção da placa de circuito impresso, montagem dos componentes na placa e testes em funcionamento. Neste tópico são citados os procedimentos, dificuldades e soluções para confecção do protótipo.

A Fig. 4.1 apresenta todo o protótipo montado, pronto para ser conectado no gerador trifásico através do retificador (apresentado no meio da figura). Uma área do dissipador (à direita da Fig. 4.1) foi deixada para a montagem de um futuro inversor que deve conectar o sistema na rede elétrica. Este inversor não é apresentado neste trabalho.

4.2.1 Confecção da Placa de Circuito Impresso

Para confecção da placa de circuito impresso, foi utilizado o programa computacional P-CAD [29] para organizar os componentes na placa e gerar os arquivos para a fresadeira. A Fig. 4.2 apresenta a disposição dos componentes na placa de circuito impresso a ser montada sendo que a descrição dos componentes é mostrada na Tabela 4.1.

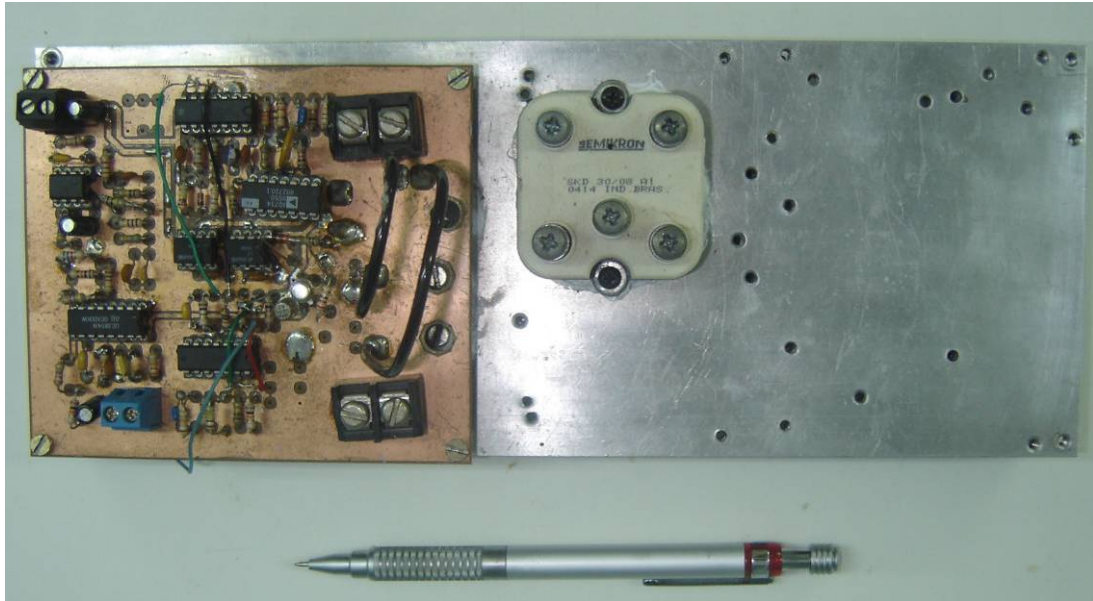


Fig. 4.1 – Protótipo montado.

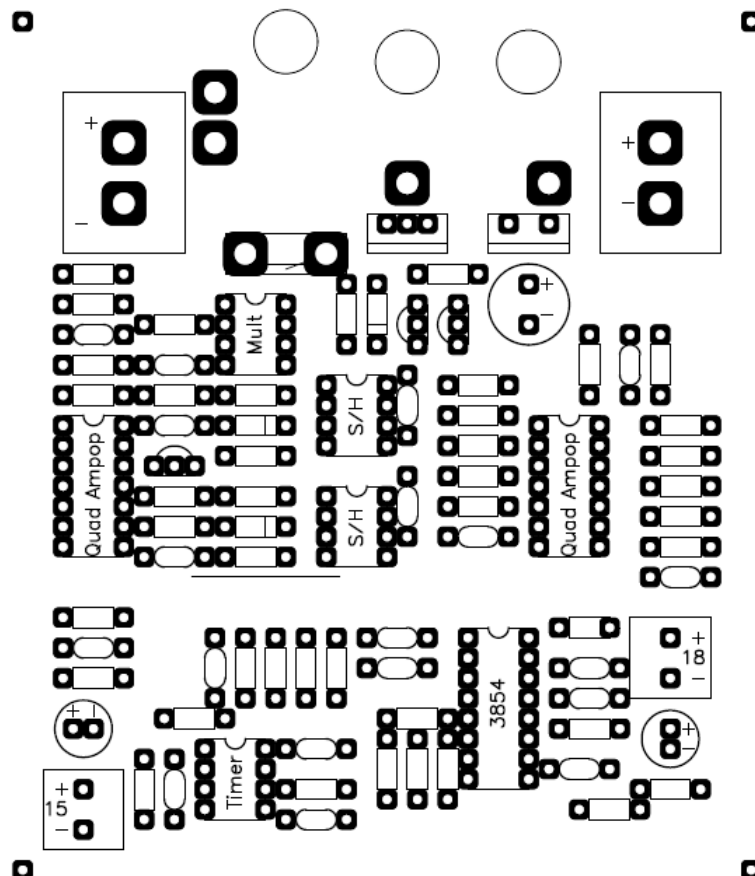












Fig. 4.2 – Disposição dos componentes na PCI.

Tabela 4.1 – Legenda para a Fig. 4.2.

	Conector		Capacitor Eletrolítico
	IGBT		Diodo de Potência
	Diodo de Sinal		Resistor <i>Shunt</i>
	Transistor		Circuito Integrado
	Capacitor Cerâmico		Resistor de Sinal

Após a fresagem, ambos os lados da placa foram cobertos com breu e a mesma foi colocada na estufa para a secagem. Após este processo a placa estava pronta para receber os componentes.

4.2.2 Montagem e Testes dos Componentes

A montagem foi realizada juntamente com os testes dos componentes para verificação dos seus funcionamentos de forma isolada, minimizando assim, a possibilidade de falhas após todo o circuito estar montado. A Fig. 4.3 apresenta os principais pontos da montagem do protótipo.

Durante a montagem, como comentado no capítulo anterior, verificou-se a necessidade de utilizar *buffers* antes dos geradores de pulso para os *samples and holders*, pois em um desses *drives* foi inserido um inversor de sinal. Sem os *buffers*, os pulsos não eram semelhantes, podendo gerar erros no momento da amostragem. Ao inserir estes *buffers*, os geradores de pulsos passaram a emitir sinais idênticos em suas saídas. A Fig. 4.4 apresenta esses dois geradores de pulsos com seus respectivos *buffers*.

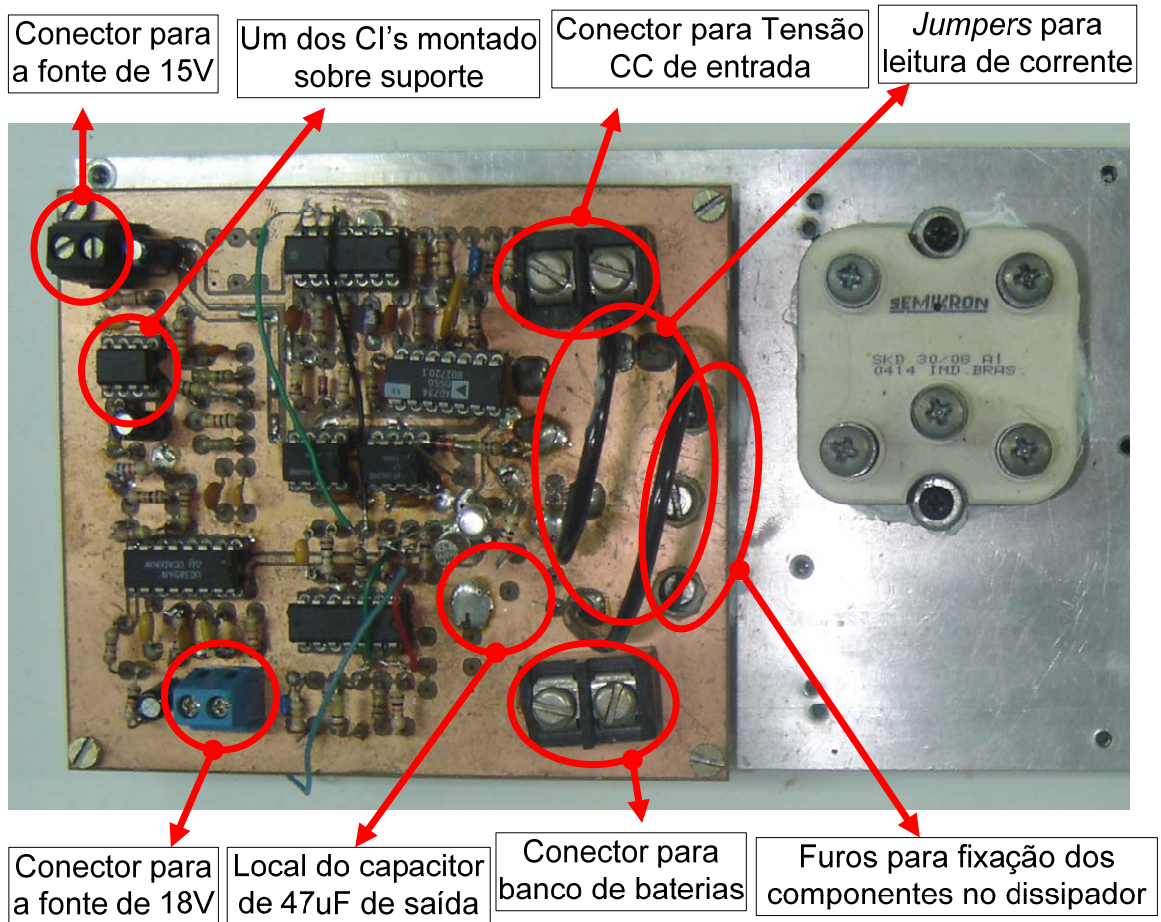


Fig. 4.3 – Indicação dos principais pontos da confecção do protótipo.

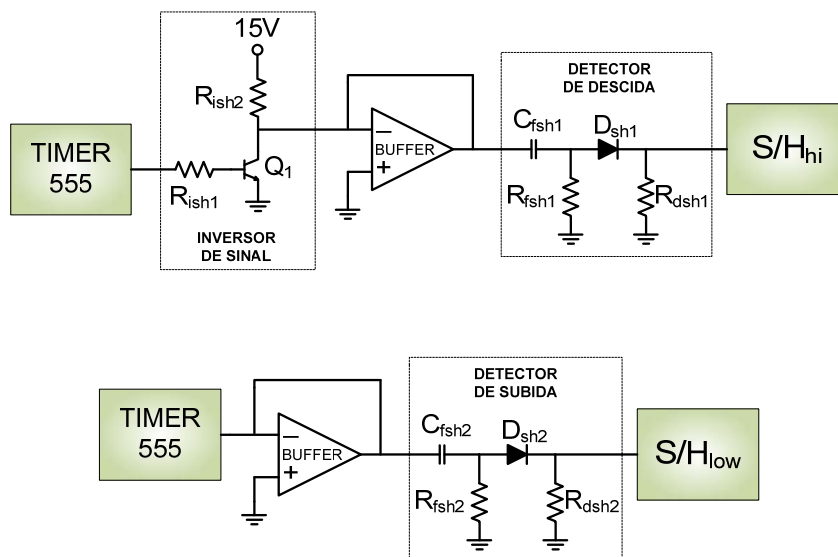


Fig. 4.4 – Inserção de Buffers antes dos drivers dos S / H_{hi} e S / H_{low} .

Os *buffers* também foram requeridos na saída dos S/H's, pois nos testes práticos notou-se uma queda acentuada da tensão no momento da sustentação.

Nas fontes auxiliares de 15 e 18V, foram colocados capacitores de $1\mu F$, para manter o nível de tensão estável durante transitórios dos componentes. Notou-se, porém, que o *Timer 555* necessitava de um capacitor maior próximo do seu pino de alimentação de 15V. Substituiu-se então o capacitor de 10 nF, sugerido pelo fabricante, por um de $1\mu F$.

O multiplicador AD633, inicialmente sugerido no projeto, não foi encontrado para compra. Porém o modelo AD734, encontrado comumente no mercado, mostrou-se um bom substituto. O motivo de não utilizar o AD734 inicialmente no projeto foi de que este dispositivo possui funções que não são necessárias neste projeto e uma quantidade de pinos maior que o AD633, além de ser mais caro.

O resistor *shunt*, o IGBT e o diodo do conversor boost, deveriam estar em contato com o dissipador, por isso houve a necessidade de prover alguns furos na placa de circuito impresso para que a chave de fenda pudesse passar e apertá-los no dissipador.

Devido ao fato de que o banco de baterias foi instalado distante do conversor, achou-se importante colocar um capacitor na saída do conversor, como observado na Fig. 4.5. Evitou-se assim, a influência dos cabos de ligação (conversor-bateria), mantendo a característica de tensão na saída do conversor boost. O capacitor escolhido foi um eletrolítico de 47uF, 160V.

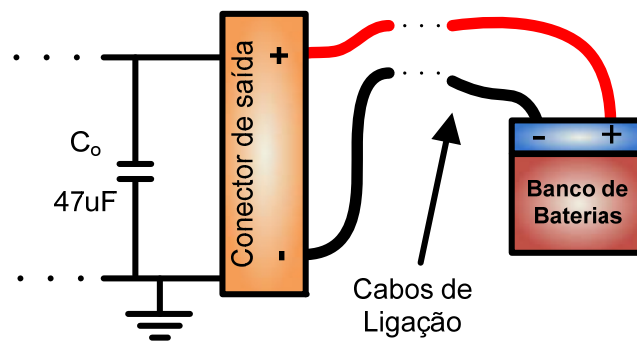


Fig. 4.5 – Capacitor na saída do conversor para minimizar os efeitos do cabo de ligação

Para facilitar a leitura da corrente no IGBT e no diodo do conversor boost, foram providos *jumpers* para colocação de ponteiras de leitura de corrente. A leitura da corrente de entrada foi realizada através da colocação das ponteiras diretamente nos cabos de interligação.

Os conectores das fontes auxiliares de 15 e 18V, da entrada do conversor e da saída para as baterias foram escolhidos de acordo com a potência necessária em cada um deles.

Para facilitar a troca de CI's que por ventura apresentassem alguma anomalia, foram montados suportes em que estes CI's pudessem ser apenas encaixados. Os suportes, por sua vez, foram soldados na placa.

4.2.3 Montagem Sobre o Dissipador

A escolha do dissipador baseou-se em uma estrutura de alumínio que fosse de um tamanho aproximado para caber a placa, o retificador e um futuro inversor, que servisse como base de apoio e que estivesse de acordo com o cálculo térmico realizado no capítulo 2. Para fixação da placa utilizou-se parafusos e postes de suporte. Foram feitos furos no dissipador para a fixação da placa do retificador. Foi utilizada pasta térmica para melhorar a transmissão de calor e foi tomado devido cuidado com o isolamento elétrico entre os componentes e a estrutura de alumínio.

4.2.4 Fontes Auxiliares

Foram utilizadas 2 fontes auxiliares, uma de 18V para alimentar o CI 3854 e o *drive* do IGBT e outra de 15V para alimentar o restante dos CI's.

4.3 Lista de Componentes

Os componentes utilizados neste protótipo estão listados a seguir na Tabela 4.2 e na Tabela 4.3.

Tabela 4.2 – Lista dos componentes de potência.

Componentes de Potência		
Quantidade	Nomenclatura	Descrição
1	Gerador AFPM	Gerador de Fluxo Axial e Ímã Permanente
1	S_b	IGBT CID150660 da CREE
1	D_b	Diodo MUR 1515
1	C_o	Capacitor Eletrolítico 160V - 47u

1	R_{sh}	Resistor <i>Shunt</i> 20mΩ 20A
1	E_B	Banco de Baterias 72V
2	Con_1	Conector Monofásico 20A
2	Con_2	Conector Monofásico 10A
1	P_{ret}	Ponte Retificadora Semikron 30A - 800V
1	$Dissip$	Dissipador como Base
1	L_{in}	Indutor de 6,5 mH
1	R_{var}	Resistor Variável

Tabela 4.3 – Lista dos componentes de controle.

Componentes de Controle		
Quantidade	Nomenclatura	Descrição
1	R_{gate}	Resistor 22
2	R_{fsh1}, R_{fsh2}	Resistor 180
3	R_{ci}, R_{mo}, R_L	Resistor 1k
1	R_{ish1}	Resistor 1,5k
1	R_{va2}	Resistor 2,2k
1	R_{ish2}	Resistor 3,3k
1	R_{b1}	Resistor 4,7k
2	R_{pk21}, R_{ff2}	Resistor 5,6k
11	$R_{ff1}, R_{va1}, R_{set}, R_{s21}, R_{s23}, R_{s11}, R_{s12}, R_{s13}, R_{s14}, R_{ia1}, R_{dvi}$	Resistor 10k
2	R_{fr}, R_X	Resistor 18k
1	R_{ena}	Resistor 22k
1	R_{cz}	Resistor 56k
8	$R_{pk22}, R_{s22}, R_{s24}, R_{dvs}, R_{dsh1}, R_{dsh2}, R_{zg}, R_{pk1}$	Resistor 100k

3	$R_{ia2}, R_{sh1}, R_{sh2}$	Resistor 220k
1	R_Y	Resistor 470k
1	R_{int}	Resistor 1M
5	$C_{SS}, C_{cp}, C_{h1}, C_{h2}, C_{pk}$	Capacitor Cer. 1n
1	C_t	Capacitor Cer. 3,3n
1	C_{cz}	Capacitor Cer. 6,8n
1	C_{fi}	Capacitor Cer. 8,2n
3	$C_{52}, C_{fsh1}, C_{fsh2}$	Capacitor Cer. 10n
1	C_{fr}	Capacitor Cer. 47n
1	C_{51}	Capacitor Cer. 82n
2	C_{ref}, C_{fdv}	Capacitor Cer. 100n
1	C_{int}	Capacitor Cer. 330n
1	C_{53}	Capacitor Elet. 1u 50V
2	C_{15V}, C_{18V}	Capacitor Elet. 1u 50V
2	D_{sh1}, D_{sh2}	Diodo de sinal IN4148
1	D_{zg}	Diodo Zener 18V IN4746
1	Q_1	Transistor BC548A
1	Q_2	Transistor 2N2222
1	Q_3	Transistor 2N2907
1	U_1	Timer 555 NE555P
2	U_2, U_3	4 Ampop's LF347
2	U_4, U_5	Sample and Hold LF398
1	U_6	Multiplicador AD633
1	U_7	CI UC3854 Pre-regulador de Alto Fator de Potência

4.4 Resultados Experimentais

Primeiramente foram realizados ensaios utilizando uma fonte de tensão contínua como entrada do conversor. Após a verificação do seu bom funcionamento, a fonte de tensão foi substituída pelo gerador trifásico com retificador.

4.4.1 Conversor Alimentado pela Fonte de Tensão Contínua Controlada

Este ensaio tornou-se importante pelo fato de que o conversor foi projetado para operar com entrada em tensão contínua, sendo que para utilização no gerador, um retificador trifásico entregaria essa tensão contínua na entrada do conversor. A Fig. 4.6 apresenta a disposição dos equipamentos para esse ensaio.

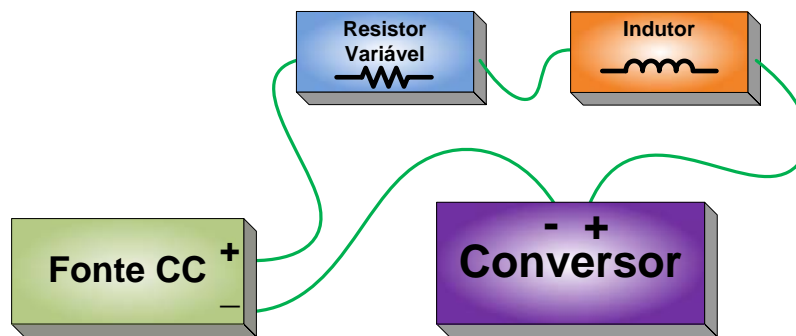


Fig. 4.6 – Ensaio com fonte de tensão contínua.

Como a indutância e a resistência interna do gerador não estavam presentes neste tipo de teste, tornou-se necessário a utilização de um indutor e um resistor, com valores próximos ao do sistema com gerador. Estes foram colocados em série com a fonte de tensão contínua e o conversor, como mostrado anteriormente na Fig. 4.6.

4.4.1.1 Principais Formas de Onda do Conversor Boost

Foram feitos testes para se verificar o bom funcionamento do conversor boost, adquirindo as principais formas de onda. É importante ressaltar que cada grupo de formas de onda apresentado, foi adquirido em pontos de operação diferentes apesar da tentativa de minimizar as discrepâncias entre eles.

Os pulsos no *gate* do IGBT, V_{gate} , são mostrados na Fig. 4.7. Nota-se que a frequência de comutação do conversor está bem próxima da projetada. A tensão máxima 13,4V está dentro da faixa suportada pelo IGBT.

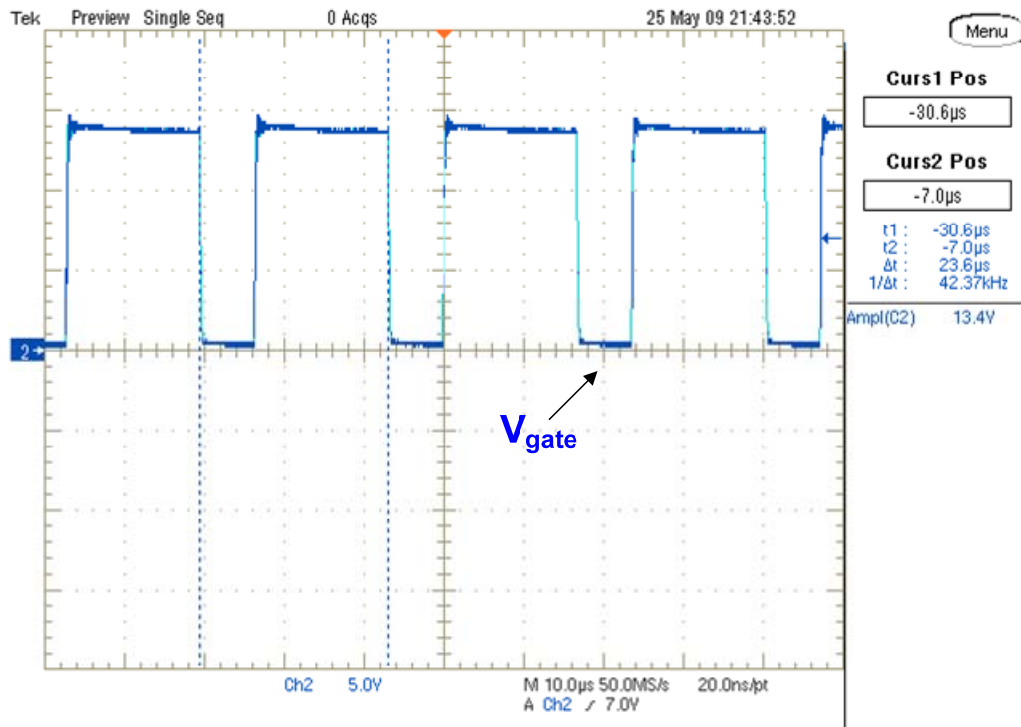


Fig. 4.7 – Pulsos no gate do IGBT (V_{gate}).

A Fig. 4.8 apresenta a tensão (V_{SB}) e corrente (I_{SB}) no IGBT. Nota-se que a corrente e a tensão, assim que o IGBT entra em condução, possui um sobre sinal que está associado à comutação da corrente entre IGBT e diodo. Não houve a necessidade de se implementar um grampeador pelo fato de que o interruptor suporta até 600V, de acordo com o fabricante [16]. Verifica-se que quando o IGBT está bloqueado a tensão aplicada sobre ele é a tensão do banco de baterias, E_B .

A Fig. 4.9 apresenta a tensão (V_{DB}) e corrente (I_{DB}) no diodo. Verifica-se que quando o diodo está bloqueado a tensão sobre ele é a tensão do banco de baterias, E_B . Nota-se que a corrente e a tensão, logo que o diodo é bloqueado, possuem um sobre sinal que está associado a corrente de recuperação do diodo.

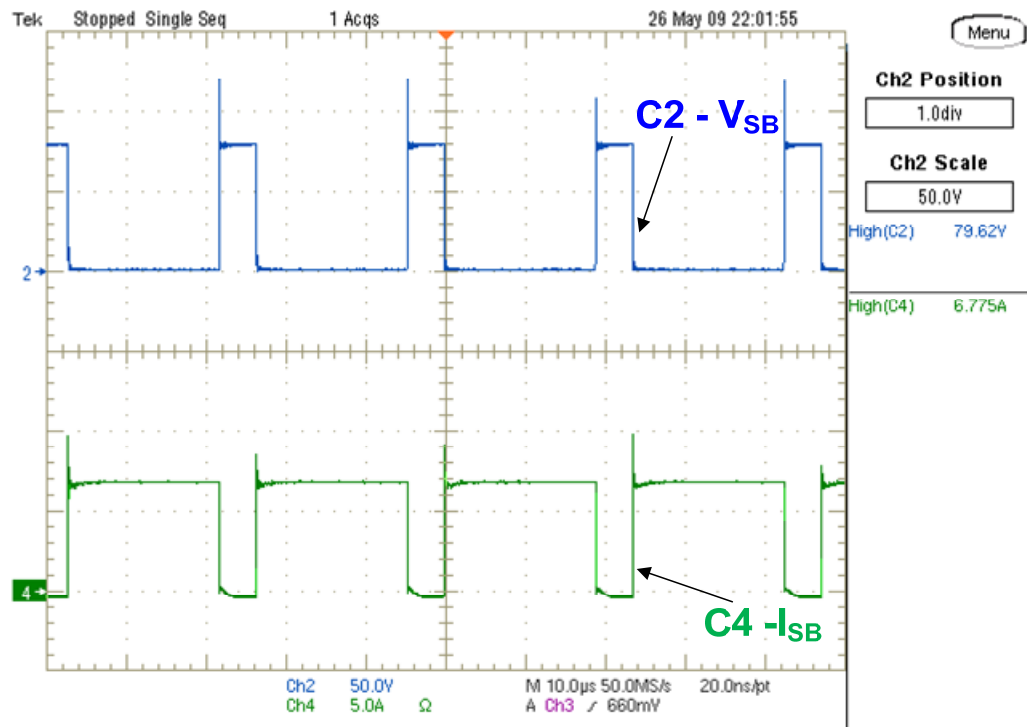


Fig. 4.8 – Tensão e corrente no IGBT (V_{SB} e I_{SB}).

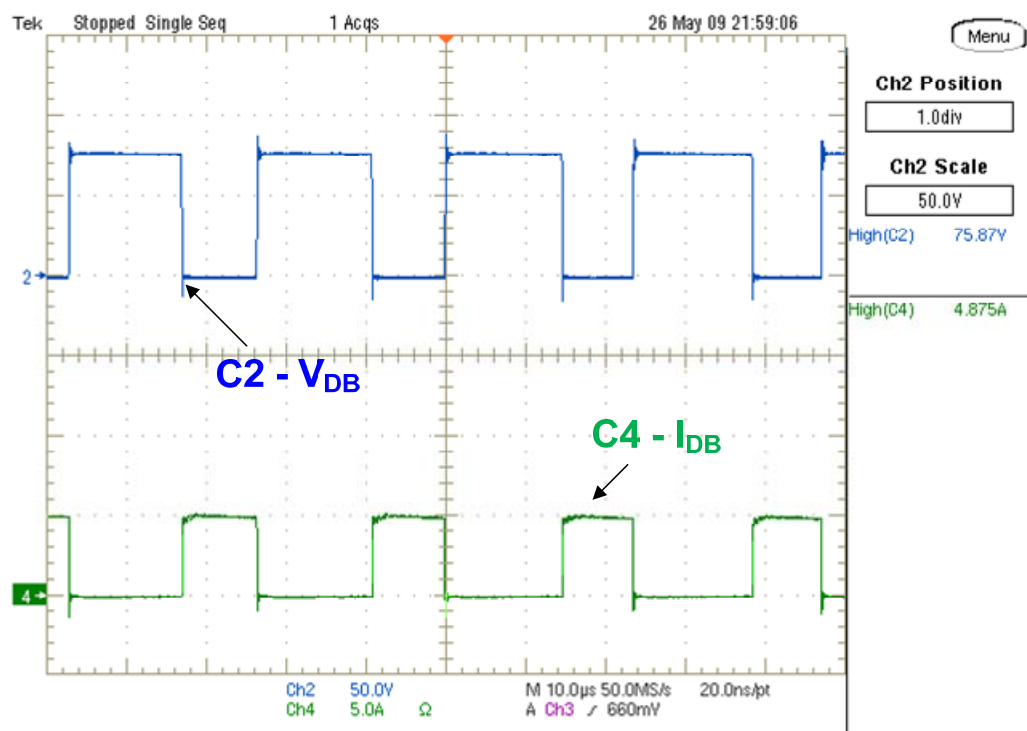


Fig. 4.9 – Tensão e corrente no diodo (V_{DB} e I_{DB}).

4.4.1.2 Corrente Adquirida pelo Controle, Antes e Depois da Filtragem.

As próximas aquisições foram realizadas em uma escala de tempo bem maior (2000 e 40000 vezes maior), como pode ser notado nas escalas, para que se pudesse verificar o funcionamento do controle no rastreamento do ponto de máxima potência.

A Fig. 4.10 apresenta a tensão medida sobre o resistor *shunt* (V_{sen}) e a mesma após a amplificação e filtragem (I_{inmed}). Comparando os valores em nível alto, verifica-se que houve um ganho de aproximadamente 22 vezes como projetado.

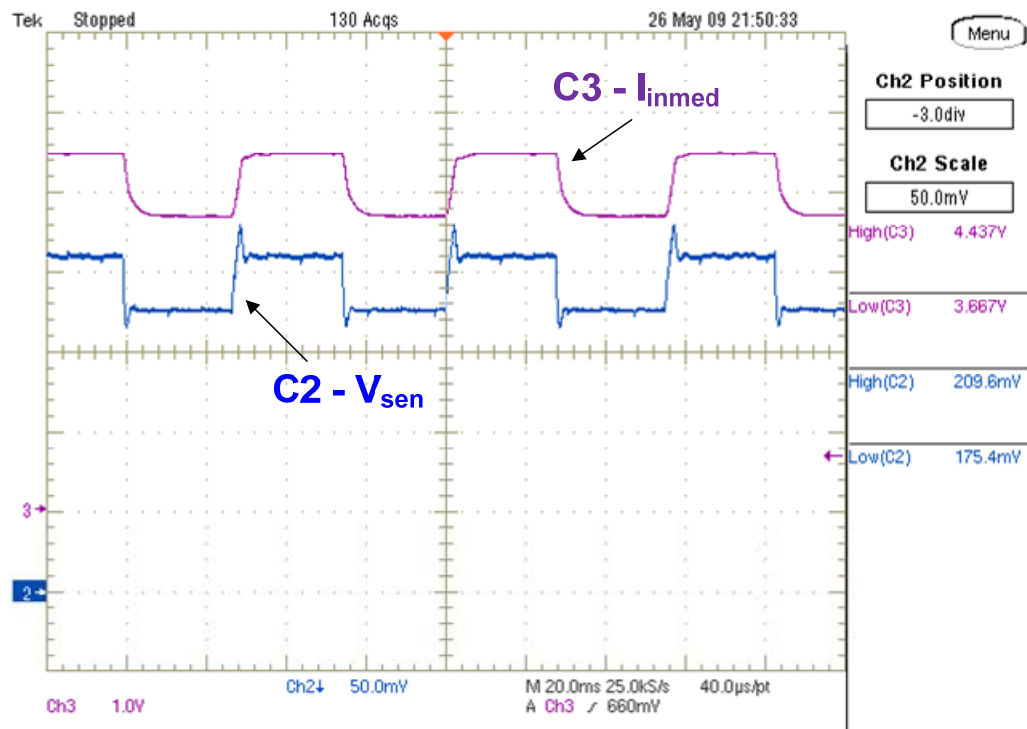


Fig. 4.10 – Tensão sobre o resistor *shunt* e seu sinal para o controle (V_{sen} e I_{inmed}).

4.4.1.3 Funcionamento do Multiplicador

Para checar o funcionamento do multiplicador, fez-se necessário a aquisição de V_{inmed} , I_{inmed} , e o sinal de saída do multiplicador, W . Essas aquisições são apresentadas na Fig. 4.11. Observando o resultado para diferentes valores de entrada, verifica-se que o funcionamento está correto.

A tensão apresentada na Fig. 4.11, foi filtrada e reduzida (11 vezes) para ser utilizada pelo controle, visto que, na entrada do conversor, a tensão é de alta frequência e amplitude E_B . Nota-se que a tensão apresenta uma queda a cada degrau positivo da

corrente, ou seja, a resistência dos enrolamentos, cabos e contatos contribuem para esse efeito.

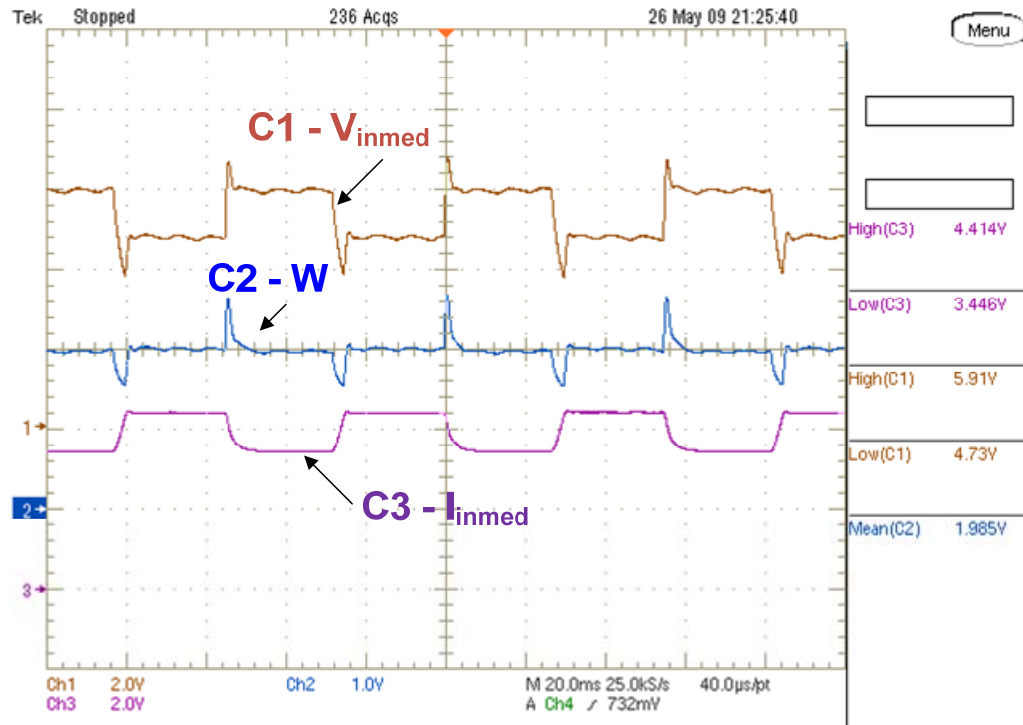


Fig. 4.11 – Funcionamento do multiplicador.

4.4.1.4 Funcionamento do Somador para Gerar a Corrente de Referência

A Fig. 4.12 apresenta os sinais V_{int} , V_{pert} e V_{iref} . Verifica-se que o projeto de inserção da perturbação foi obedecido.

4.4.1.5 Seguimento da Corrente de Entrada

A Fig. 4.13 apresenta a corrente de entrada (I_{in}) e sua referência (V_{iref}). O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A. A correspondência entre a corrente de entrada e sua referência está bem próximo do projetado.

4.4.1.6 Região de Operação A

A Fig. 4.14 apresenta o sistema operando na Região A. Foi retirada uma resistência em série com o conversor, para que o sistema passasse a operar na região de operação A. Nota-se que aumentando a corrente de entrada (I_{in}), diminui-se a potência (W). O sinal de

comparação (V_{comp}) é negativo, até o momento em que o sistema alcança o ponto de máxima potência. O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A.

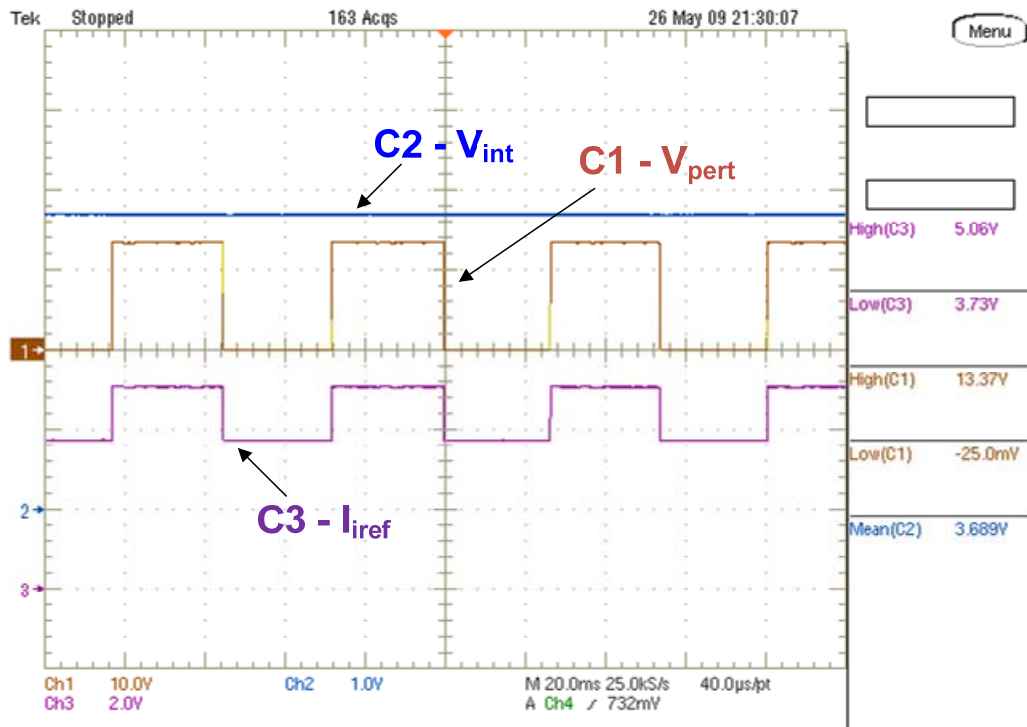


Fig. 4.12 – Somador para gerar a corrente de referência.

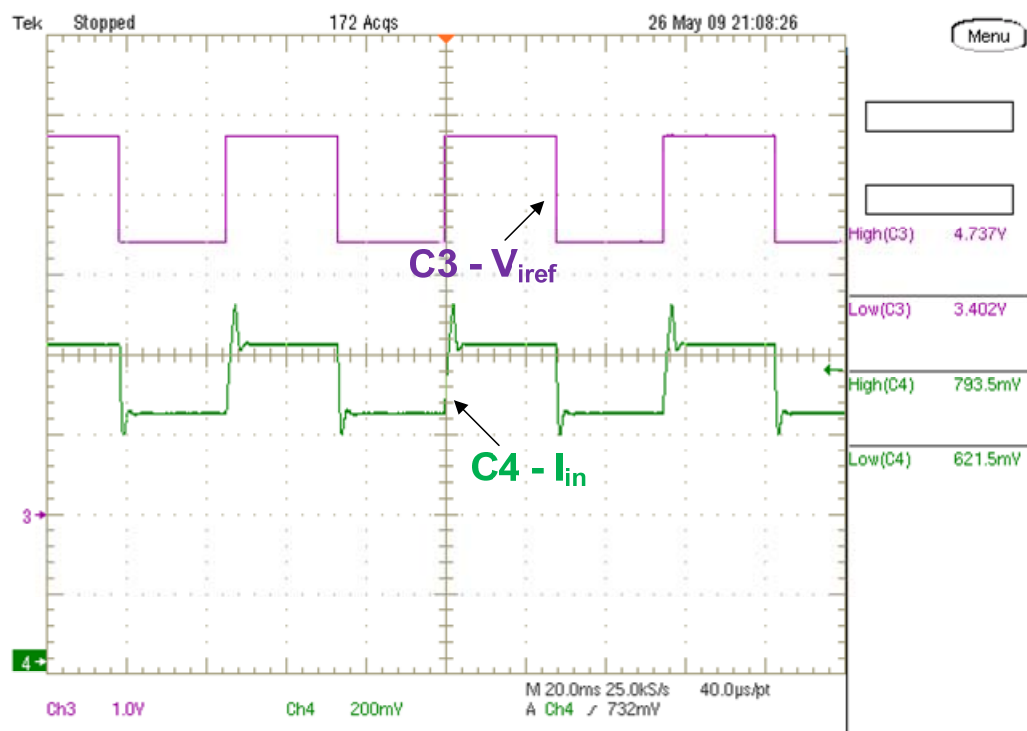


Fig. 4.13 – Seguimento da corrente de referência.

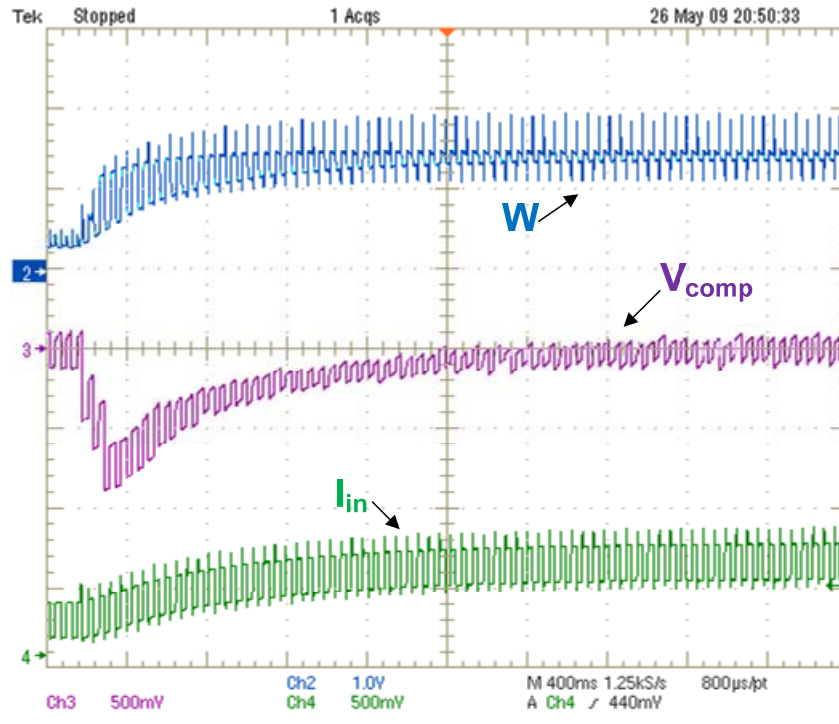


Fig. 4.14 – Região de operação A.

4.4.1.7 Região de Operação B

A Fig. 4.15 apresenta o sistema operando na Região B. Foi inserida a resistência que foi retirada do item anterior, para que o sistema passasse a operar na região B. Nota-se que diminuindo a corrente de entrada (I_{in}), aumenta-se a potência (W). O sinal de comparação (V_{comp}) é positivo, até o momento em que o sistema alcança o ponto de máxima potência. O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A.

4.4.2 Gerador Acoplado ao Motor Controlado por um Inversor

Com este ensaio pôde-se verificar o funcionamento do conversor quando conectado ao gerador, porém, impulsionado por um motor. Para se obter a tensão contínua na entrada do conversor utilizou-se um retificador trifásico e não houve a necessidade de indutor e resistor externo, pois estes foram considerados como internos ao gerador, cabos e conexões. A Fig. 4.16 apresenta a disposição dos equipamentos para este ensaio.

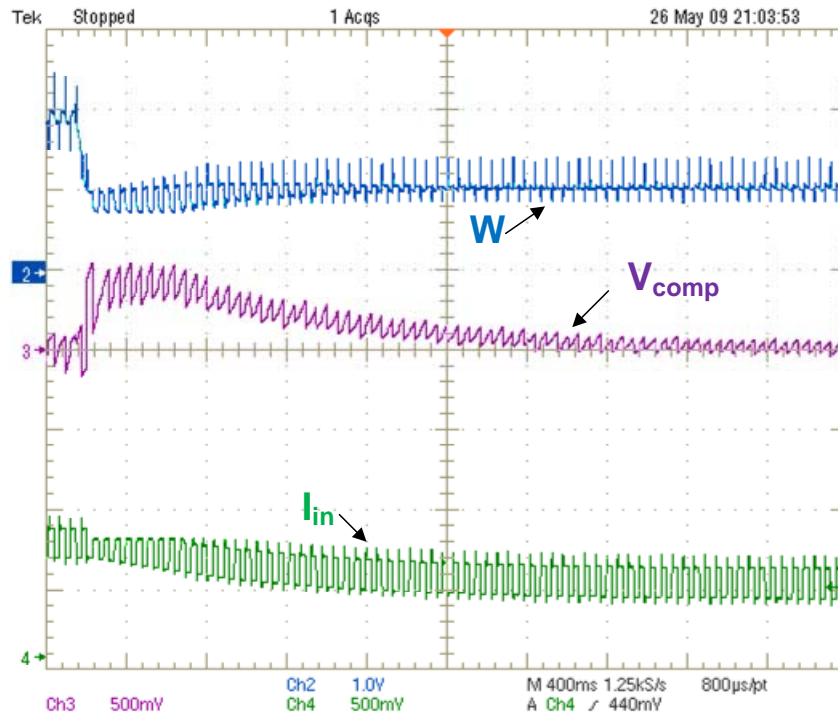


Fig. 4.15 – Região de operação B.

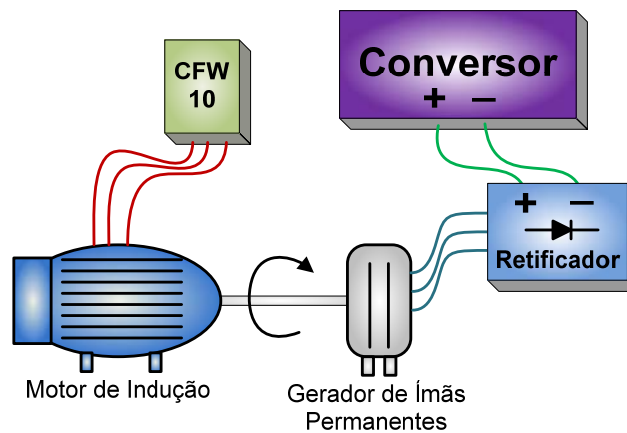


Fig. 4.16 – Ensaio com gerador de ímãs permanentes.

4.4.2.1 Corrente Adquirida pelo Controle, Antes e Depois da Filtragem.

A Fig. 4.17 apresenta a tensão medida sobre o resistor *shunt* (V_{sen}) e a mesma após a amplificação e filtragem (I_{inmed}). Comparando os valores em nível baixo, verifica-se que houve um ganho de aproximadamente 22 vezes, como projetado.

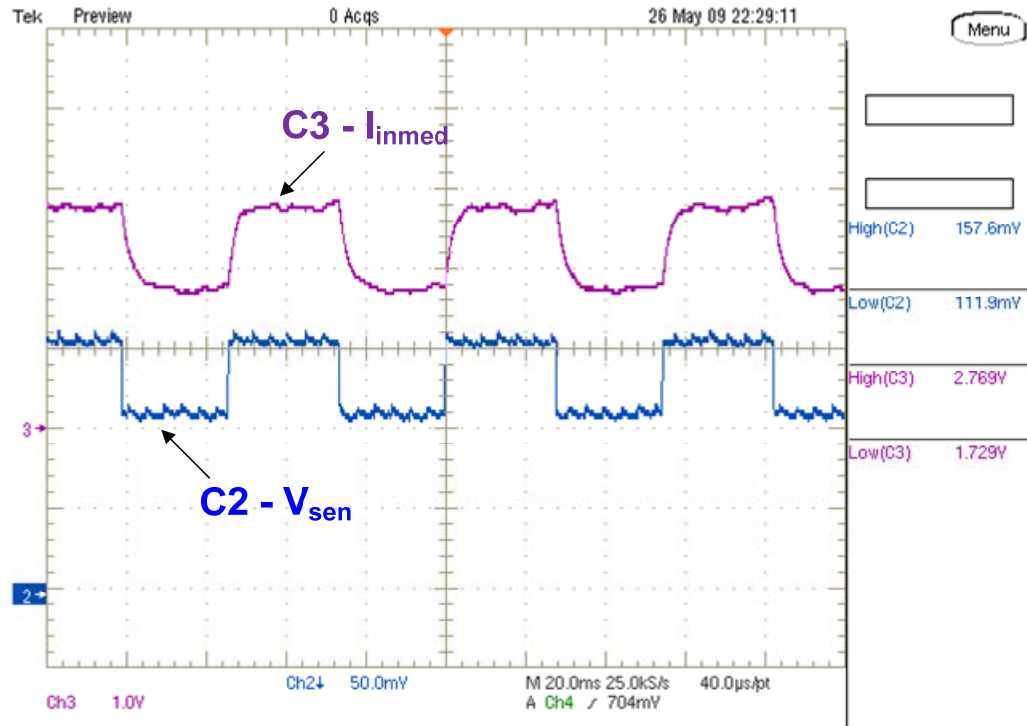


Fig. 4.17 – Tensão sobre o resistor shunt e seu sinal para o controle (V_{sen} e I_{inmed}).

4.4.2.2 Funcionamento do Multiplicador

Para verificar o funcionamento do multiplicador neste ensaio, fez-se necessário a aquisição de V_{inmed} , I_{inmed} , e o sinal de saída do multiplicador, W . Essas aquisições são apresentadas na Fig. 4.18. Observando o resultado, para os valores de tensão e corrente de entrada, verifica-se que o funcionamento está correto.

A tensão mostrada na Fig. 4.18, apresenta ondulação da tensão do gerador, que depende da velocidade de rotação deste.

4.4.2.3 Seguimento da Corrente de Entrada

A Fig. 4.19 apresenta a corrente de entrada (I_{in}) e sua referência (V_{iref}). O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A. A correspondência entre a corrente de entrada e sua referência está bem próximo do projetado.

4.4.2.4 Região de Operação A

A Fig. 4.20 apresenta o sistema operando na Região A. Nota-se que aumentando a corrente de entrada (I_{in}), diminui-se a potência (W). O sinal de comparação (V_{comp}) é

positivo, até o momento em que o sistema alcança o ponto de máxima potência. O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A.

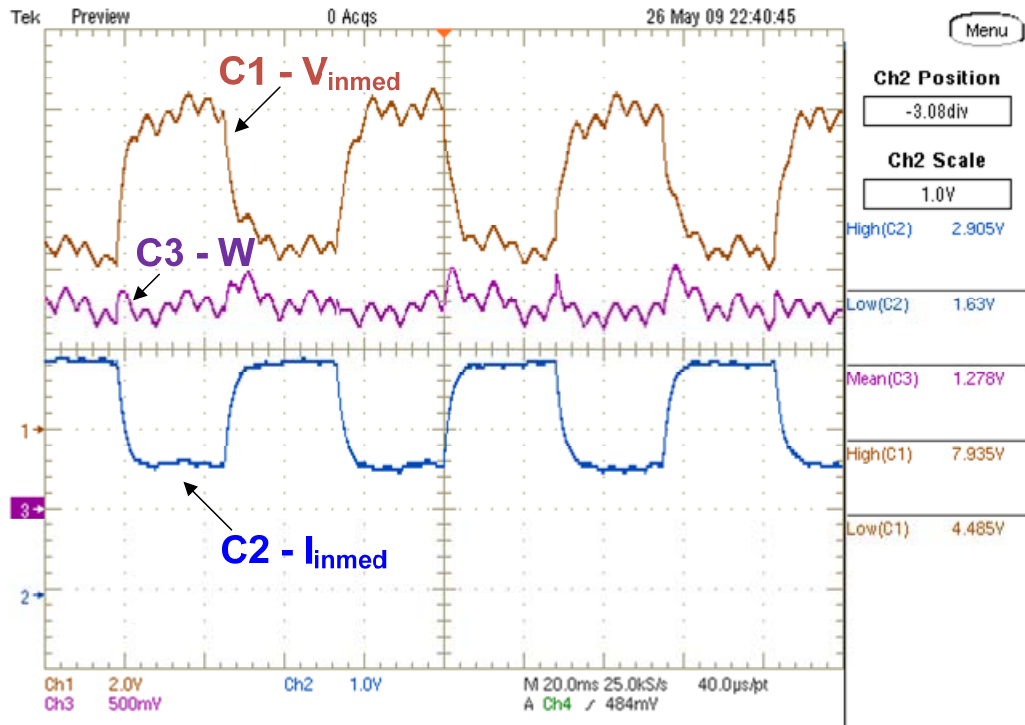


Fig. 4.18 – Funcionamento do multiplicador.

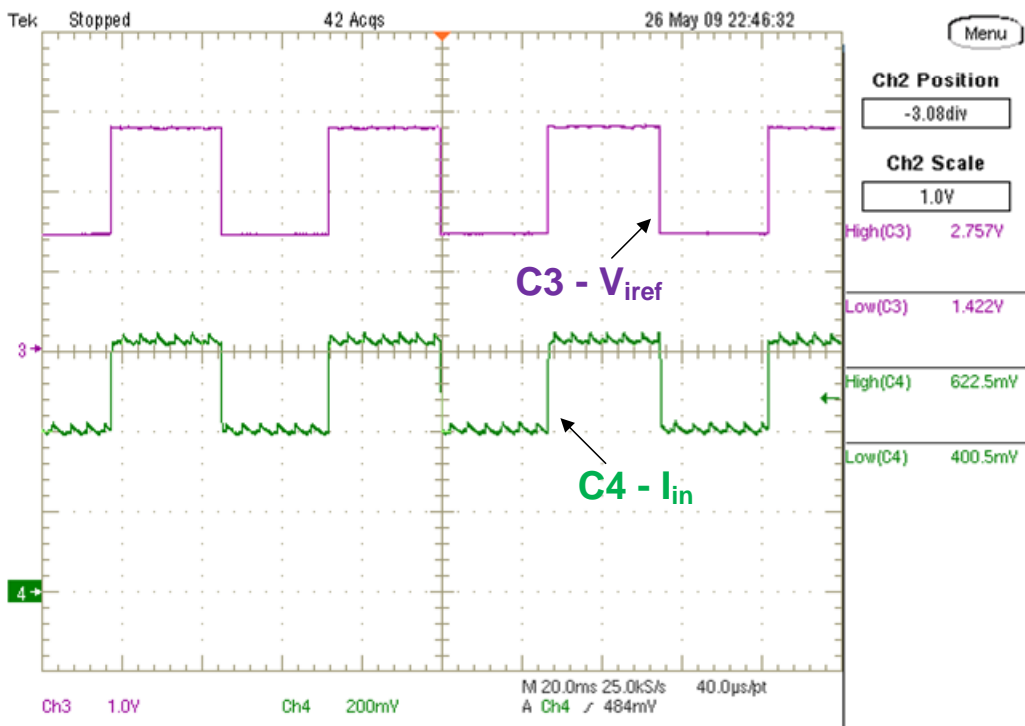


Fig. 4.19 – Seguimento da corrente de referência.

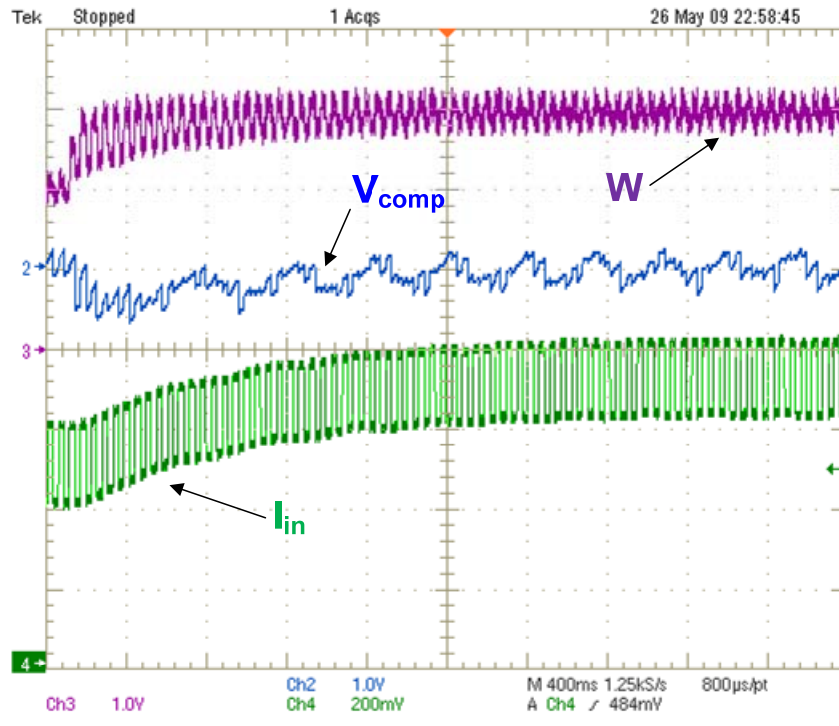


Fig. 4.20 – Região de operação A.

4.4.2.5 Região de Operação B

A Fig. 4.21 apresenta o sistema operando na Região B. Nota-se que diminuindo a corrente de entrada (I_{in}), aumenta-se a potência (W). O sinal de comparação (V_{comp}) é positivo, até quando o sistema alcança o ponto de máxima potência. O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A.

4.4.2.6 Máxima Corrente de Entrada Alcançada

Por tentativa, foi encontrado o ponto de operação onde o conversor funciona com a maior corrente de entrada para este sistema. A Fig. 4.22 mostra este instante. O sinal coletado para a corrente tem uma relação de 100mV/A.

4.5 Conclusões

Neste último capítulo foram apresentados os detalhes práticos tais como: confecção do protótipo com suas dificuldades e soluções, listas de componentes e os resultados experimentais.

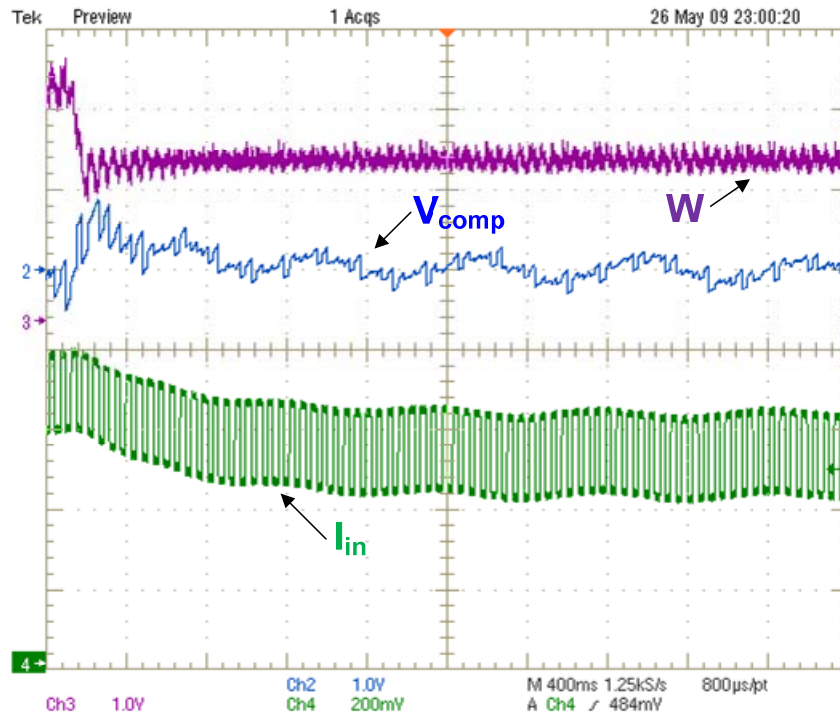


Fig. 4.21 – Região de operação B.

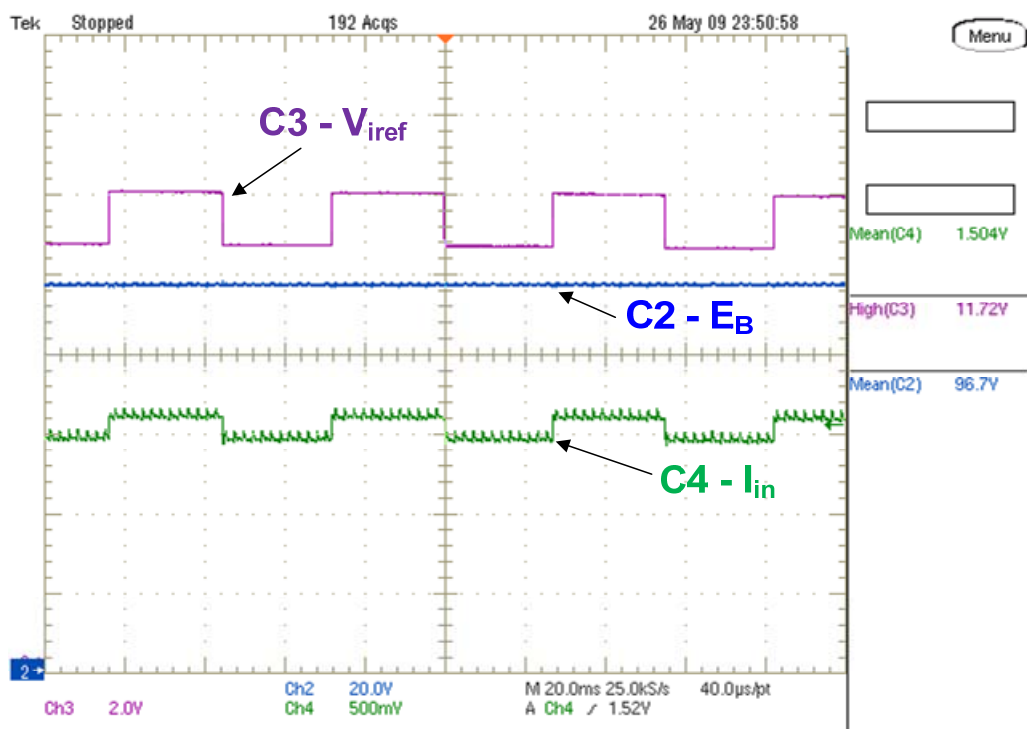


Fig. 4.22 – Máxima corrente de entrada do conversor operando com o gerador.

O protótipo foi montado levando em conta o cálculo térmico e a otimização de área de montagem sobre a placa, que neste caso ficou relativamente reduzida como apresentada

na Fig. 4.1. Não houve grandes dificuldades durante a montagem visto que os componentes foram testados em *protoboard* antes da fixação na placa.

Os testes realizados com fonte de tensão contínua antes do gerador trifásico foram necessários para melhor controle da tensão de entrada do conversor. As formas de onda apresentadas nos dois tipos de teste mostraram um funcionamento adequado do conversor, seja rastreando a máxima potência como apresentando resultados muito semelhantes aos das simulações.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um conversor que quando utilizado em conjunto com um gerador elétrico, encontra de forma automática o ponto de máxima potência do sistema, para qualquer ponto de operação.

Primeiramente, no capítulo 1, verificou-se que o gerador síncrono trifásico, com fluxo axial possui várias vantagens, comparadas com as outras máquinas de mercado, quando o objeto é gerar energia até 5kW. Dentre outras vantagens, as principais são: possui uma alta relação potência/peso, não necessita de regulador de tensão e velocidade para geração em velocidade variável, simplicidade na forma de refrigeração e facilidade de acomodação de vários pólos para geração em baixa rotação. A indutância e resistência interna da máquina para representação em um circuito elétrico foram calculadas e medidas realizando os ensaios necessários.

O circuito equivalente monofásico CC que representa o gerador trifásico + retificador de ponte completa foi encontrado também no primeiro capítulo. As perdas na resistência interna da máquina e a queda de tensão causada na comutação da ponte de diodos são os fatores que influenciam na resistência da representação CC. A indutância CC foi considerada a mesma de uma fase da máquina. As simulações mostraram que a representação do circuito CC se aproxima muito bem da versão CA com retificador, podendo ser utilizada no restante do trabalho para o projeto do conversor.

No segundo capítulo, verificou-se que o conversor boost possui vantagens com relação à outros conversores para esta aplicação, destacando: a indutância de entrada do conversor pôde ser substituída com sucesso pela indutância interna do gerador, a tensão de referência do IGBT é a mesma do controle, a facilidade de controle da corrente de entrada para proteção do gerador e a característica de tensão na saída para conexão do banco de baterias. O controle de acionamento e proteção do conversor foi realizado pelo CI3854. Este CI é fabricado para ser utilizado em conversores com alto fator de potência, porém ele foi utilizado neste caso, com excelentes resultados, por ser facilmente configurado para a corrente de entrada seguir uma determinada referência. Para escolha dos componentes do conversor, foram realizados cálculos térmicos e verificados seus limites de tensão e corrente. As simulações somente do conversor serviram para certificar-se que este

comporta-se de modo satisfatório, independente do gerador. As simulações com o conversor + gerador + retificador obtiveram um resultado como projetado também.

No capítulo 3 foram apresentadas as técnicas para rastrear o ponto de máxima operação de um sistema de geração elétrica em qualquer ponto de operação. Levando em conta que o tempo de acomodação pode variar de um sistema para o outro após uma perturbação, o controle deve possuir ajustes para que o conversor possa ser utilizado para vários tipos de sistema de geração elétrica. A técnica de rastreamento está baseada na técnica da observação do comportamento do sistema de geração após uma perturbação. Uma vantagem do conversor boost, verificada neste capítulo, foi que, pela característica do conversor, o interruptor mantém-se bloqueado durante o período em que a tensão de entrada ultrapassa o valor da tensão do banco de baterias, reduzindo assim, esforços no IGBT em regiões próximas a da operação nominal. Verificou-se nas simulações que o conversor tende sempre a manter a máxima potência possível, de forma automática, mesmo quando o gerador caminha para outro ponto de operação.

No quarto e último capítulo, foram apresentados os detalhes práticos tais como: confecção do protótipo com suas dificuldades e soluções, listas de componentes e os resultados experimentais.

As formas de onda, apresentadas no último capítulo, mostram o funcionamento adequado do conversor, rastreando a máxima potência e apresentando resultados muito semelhantes ao das simulações.

Como sugestão para continuidade deste trabalho, fica a possibilidade de se projetar um inversor com o objetivo de converter a energia de CC para CA e injetá-la na rede elétrica. A perturbação na razão cíclica e não na corrente como foi proposto, pode ser outra variação deste trabalho, podendo obter resultados semelhantes ou até melhores do que os apresentados aqui. Pode-se também, investigar a possibilidade de utilização desta estratégia no controle de outros conversores. Outra sugestão é a modelagem dos blocos no domínio da frequência para se otimizar os resultados.

Deixa-se claro, porém, que a proposta de conversor e controle apresentados neste trabalho serve para mostrar que a técnica utilizada apresenta bons resultados e que ajustes devem ser realizados no conversor para cada sistema de geração em que ele for utilizado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **FARRET, F.A.** Aproveitamento de Pequenas Fontes de Energia Elétrica. Santa Maria: UFSM, 1999.
- [2] **REIS, L.B.** Energia Elétrica para o Desenvolvimento Sustentável. 2a Edição. São Paulo: Edusp, 2001.
- [3] **GIERAS, J. F., WANG, R. e KAMPER, M. J.** Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2004. ISBN 1-4020-2661-7.
- [4] **REZENDE, Sergio M.** Magnetismo e Materiais Magnéticos no Brasil. Departamento de Física, Universidade Federal de Pernambuco. Boletim da SBF, N° 3, Recife, Setembro, 1998.
- [5] **SUGAWA, M., FUJIMURA, S., N. TOGAWA et. al.** New material for permanent magnets on a base of Nd and Fe. J. Appl. Phys., 1984, 55(6): 2083.
- [6] **FITZGERALD, A.E, KINGSLEY JR., C E KUSKU, A.** Máquinas Elétricas, s.l: MacGraw-Hill do Brasil, Ltda., 1975.
- [7] **BARBI, I.** Eletrônica de Potência. 6a Edição. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- [8] **NILSSON, James W. e Riedel, Susan A.** Circuitos Elétricos. 5a Edição. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos. Editora S.A., 1999.
- [9] **BARBI, I. e MARTINS, D. C.** Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis: Edição do Autor, 2000.
- [10] **MATCAD.EXE.** Versão 13. 1986-2008 Mathsoft, Incorporated.
- [11] **ENERSUD.** GERAR246 – MANUAL. 2005.

- [12] **MOURA.** Baterias Estacionárias da Linha Moura Clean. Fonte: <http://www.moura.com.br>. Acesso em 20 out. 2008.
- [13] **MUR1515.** Datasheet. Fonte: <http://www.onsemi.com>. Acesso em 10 julho 2008.
- [14] **ERICKSON, Robert W.** Fundamentals of Power Electronics. University of Colorado, Bolder, CO. Chapman & Hall, 1997.
- [15] **CI3854.** Datasheet. Fonte: <http://www.ti.com>. Acesso em 25 ago. 2008.
- [16] **OGATA, Katsuhito.** Discrete-time control system. 2 ed. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., 1995.
- [17] **BARBI, I.** Projeto de fontes chaveadas. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.
- [18] **CID150660.** Datasheet. Fonte: <http://www.cree.com/power>. Acesso em 10 fevereiro 2008.
- [19] **SKD30.** Datasheet. Semikron. Fonte: <http://www.semikron.com>. Acesso em: 26 out. 2008.
- [20] **PRECISION RESISTOR TYPE PBH.** Datasheet. Fonte: <http://www.isabelle.de>. Acesso em 22 julho. 2008.
- [21] **YAMAMURA, Naoki, ISHIDA, Muneaki, HORI, Takamasa.** “A Simple Wind Power Generating System with Permanent Magnet Type Synchronous Generator”. Dept. Electrical and Electronic Eng., Mie University. IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, 1999.
- [22] **TIBOLA, G.** Sistema eólico de pequeno porte para geração de Energia Elétrica com Rastreamento de Máxima Potência. INEP-PGEEL-UFSC, Florianópolis, 2009.
- [23] **NE555.** Datasheet. Fonte: <http://www.ti.com>. Acesso em 24 julho. 2008.

-
- [24] **AD633 e AD734.** Datasheet. Fonte: <http://www.analog.com>. Acesso em 20 ago. 2008.
- [25] **LF347.** Datasheet. Fonte: <http://www.ti.com>. Acesso em 13 março 2008.
- [26] **LF398.** Datasheet. Fonte: <http://www.national.com>. Acesso em 24 julho. 2008.
- [27] **BC548A.** Datasheet. Fonte: <http://www.fairchildsemi.com>. Acesso em 23 fevereiro 2008.
- [28] **PSIM.EXE.** Versão 6.0. Programa para Simulação de Circuitos Elétricos. PowerSim Inc.. 2001-2003. Fonte: <http://www.powersimtech.com>. Acesso em 26 set. 2006.
- [29] **P-CAD.EXE.** Versão 2004. Programa para Confecção de Placas de Circuito Impresso. Altium Inc.. Fonte: <http://www.pcad.com>. Acesso em 30 ago. 2007.