

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA
WECS DE EIXO VERTICAL

Bruno Ricardo de Almeida

Fortaleza
Janeiro de 2012

BRUNO RICARDO DE ALMEIDA

**SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA
WECS DE EIXO VERTICAL**

Dissertação submetida à Universidade Federal do
Ceará como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr.

Fortaleza
Janeiro de 2012

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

A444s Almeida, Bruno Ricardo de
Sistema de controle digital para WECS de eixo vertical / Bruno Ricardo de Almeida. – 2012.
154 f.: enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior

1. Energia eólica. 2. Aerogeradores. I. Título.

CDD 621.3

V

Bruno Ricardo de Almeida


Sistema de Controle Digital para WECS de Eixo Vertical

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.




Bruno Ricardo de Almeida

Orientador:

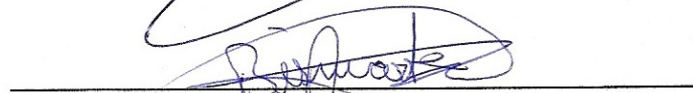


Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.


Banca Examinadora:



Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.



Prof. Bismark Claire Torrico, Dr.



Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

Fortaleza, 27 de janeiro de 2012

A Deus,
à minha mãe Sandra,
a meu pai Benedito,
aos meus irmãos,
à todos os familiares e amigos,
eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTO

Primeiramente a Deus por ter me dado saúde, perseverança e sabedoria durante toda a jornada acadêmica. Gostaria de agradecer à minha mãe, Sandra, e meu pai, Benedito por toda dedicação, zelo e incentivo.

Agradeço aos meus irmãos, Júlio, Sandra, Juliana e Luciana, e meus cunhados Ulisses e John por toda a atenção e assistência, tanto afetiva quanto financeira. E em especial minha namorada Lilian e toda a família Porto que me deram um grande apoio e me acolheram como se fosse da família.

Com muita gratidão agradeço à Débora, à Rebeca e toda a família Lima que me receberam com muito carinho e atenção nesta cidade de Fortaleza quando iniciei o mestrado, dando para mim segurança e um sentimento de estar em casa.

Ao meu orientador Demercil de Souza Oliveira Júnior, por acreditar no meu trabalho e sempre estar disposto a ajudar nas horas de dificuldade, entre outras. Aos professores Paulo Praça, Luiz Henrique, Fernando Antunes e Sergio Daher pela orientação e amizade. Aos professores membros da banca Clóvis Antônio Petry, René Pastor Torrico Bascopé e Bismark Claire Torrico, pelas contribuições dadas para elaboração final deste texto.

Aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica pela contribuição direta ou indireta no trabalho durante o programa de pós-graduação e ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e colegas de sala, sempre dispostos a ajudar, tornando o cotidiano mais agradável e os desafios mais fáceis de enfrentar.

Ao professor Flávio Alberto Bardemarker Batista e a todos os professores do Departamento de Eletrônica, do Instituto Federal de Santa Catarina, que sempre me incentivaram e deram-me base para continuar os estudos após a graduação.

Aos órgãos governamentais, FUNCAP e CNPq, que contribuíram com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, no sentido de promover o desenvolvimento científico. À empresa ENERSUD pela parceria no desenvolvimento do projeto.

Finalmente agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão desta dissertação.

“A mente que se abre para uma nova ideia
jamais volta ao seu tamanho original.”

(Albert Einstein)

“Escuta e serás sábio. O começo da sabedoria
é o silêncio.”

(Pitágoras)

Almeida, B. R. de. “Sistema de Controle Digital para WECS de Eixo Vertical”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2012, 154p.

Uma alternativa para minimizar os problemas energéticos utilizando fontes renováveis de energia, é a microgeração distribuída em meios urbanos. Neste ambiente onde os ventos são turbulentos e irregulares, as turbinas eólicas de eixo vertical apresentam uma eficiência muito próxima às turbinas eólicas de eixo horizontal, com a vantagem de possuírem baixas vibrações, por trabalharem com baixas rotações. Assim, com o objetivo de explorar esta tecnologia de eixo vertical, este trabalho apresenta um sistema eólico de conversão de energia utilizando uma turbina de eixo vertical de 1500 watts.

Inicialmente é proposta uma topologia composta por dois estágios de conversão, sendo o primeiro um retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF) e o segundo estágio um conversor Buck convencional, onde todo o controle é feito de forma analógica. Buscando melhorias com relação ao rendimento e tamanho, é proposta em seguida uma segunda topologia, onde o conversor Buck convencional é substituído por um conversor Buck intercalado síncrono, com controle totalmente digital.

Para todos os conversores, foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa, sendo realizado também o projeto dos componentes e dos controladores.

Ao final são apresentados os resultados de simulação onde se verifica uma distorção harmônica total (DHT) na corrente de entrada de aproximadamente 18,5% para ambas as topologias, e observa-se uma diminuição de 30% na corrente eficaz que circula no banco de capacitores do barramento cc ao utilizar o conversor Buck intercalado síncrono, na segunda topologia. O protótipo experimental de 1500 watts da primeira topologia foi testado e apresentou um rendimento de 91% para potência nominal.

Palavras-Chave: Sistema de conversão de energia eólica, turbina Eólica de eixo vertical, retificador semi-controlado em alta frequência, conversor Buck intercalado síncrono, MPPT.

Almeida, B. R. de. “Digital Control System for Vertical Axis WECS”, Federal University of Ceará – UFC, 2012, 154p.

An option to minimize the energetic problems using renewable energy sources is the distributed micro generation in urban areas. In this kind of environment, where the winds are not regular and turbulent, the efficiencies from vertical axis wind turbines are comparable to those ones from horizontal axis wind turbines, with the additional vantage of producing low mechanical vibrations at low rotation speeds. Thus, in order to explore this technology, this work presents a wind energy conversion system using a 1.5 kW vertical axis wind turbine.

Firstly, a two power conversion stages topology is proposed, the first stage is a high frequency, semi controlled, three phase rectifier and the second stage is a classical Buck converter, the proposed topology is controlled by an analog control system. Secondly, in order to achieve size and efficiency improvements, a second topology is proposed, where the classic Buck converter is substituted by a synchronous, interleaved Buck converter, this second topology is fully digitally controlled.

For both topologies, qualitative and quantitative analyses have been realized as well as its control systems have been design.

Finally, simulation results are presented for both topologies, where an 18.5% input current total harmonic distortion can be verified for both topologies and, a 30% reduction of rms current trough dc link capacitors is verified for the second topology. A 1.5 kW prototype, based on the first proposed topology, was built and tested, achieving a full power efficiency of 91%.

Key-words: wind energy conversion system, vertical axis wind turbine, high frequency, semi controlled rectifier, synchronous interleaved Buck converter, MPPT.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	XXI
LISTA DE TABELAS	XXV
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	XXVII
LISTA DE SÍMBOLOS	XXIX
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO I.....	3
INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS EÓLICOS	
1.1. Breve histórico	3
1.2. Panorama mundial e nacional	4
1.3. Princípio de Funcionamento e Tecnologias	6
1.3.1. Geradores elétricos.....	8
1.4. SISTEMA PROPOSTO	10
1.5. topologias de conversores para carregamento de baterias.....	12
1.5.1. Retificador trifásico não controlado com filtro capacitivo	12
1.5.2. Ponte de Graetz em série com o conversor Buck	13
1.5.3. Ponte de Graetz em série com conversor Boost	15
1.5.4. Retificador em série com conversor Boost e Buck.....	16
1.5.5. Retificador trifásico de três níveis com conversor Buck síncrono	17
1.6. TOPOLOGIAS PROPOSTAS	18
1.7. CONCLUSÃO	19
CAPÍTULO II.....	21
RETIFICADOR 3 ϕ SEMICONTROLADO EM ALTA FREQUÊNCIA ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA	
2.1. principais Características	21
2.2. Retificador monofásico com reduzidas perdas.....	22
2.3. Análise qualitativa - RTSCAF	24
2.3.1. Primeiro Setor	27
2.3.2. Segundo Setor	28
2.3.3. Terceiro setor.....	29
2.3.4. Quarto setor	29
2.4. Análise quantitativa - RTSCAF	31
2.4.1. Primeiro setor RTSCAF	35
2.4.2. Segundo setor RTSCAF	38
2.4.3. Terceiro setor RTSCAF.....	40
2.4.4. Quarto setor RTSCAF	40

2.5.	esforços dos componentes	44
2.5.1.	Esforços nos diodos	45
2.5.2.	Esforços nas chaves	46
2.5.3.	Esforços nos diodos em antiparalelo com as chaves.....	48
2.6.	CONCLUSÃO	50
CAPÍTULO III.....		51
CONVERSOR CC-CC BUCK INTERCALADO SÍNCRONO		
3.1.	Revisão conversor Buck clássico	51
3.1.1.	Etapas de operação – Buck clássico	53
3.1.2.	Esforços nos principais componentes.....	53
3.1.3.	Modelagem do sistema	54
3.1.4.	Conversor assíncrono e síncrono	58
3.2.	ANÁLISE - CONVERSOR CC-CC BUCK INTERCALADO SÍNCRONO	59
3.2.1.	Análise qualitativa - CBIS	59
3.2.2.	Análise quantitativa - CBIS	62
3.2.3.	Chaves principais.....	62
3.2.4.	Chaves complementares	63
3.3.	CONCLUSÃO	63
CAPÍTULO IV.....		65
METODOLOGIA E ESTRATÉGIAS DE CONTROLE		
4.1.	CONTROLADOR ANALÓGICO (1ª TOPOLOGIA).....	65
4.1.1.	Controle do RTSCAF	68
4.1.2.	Controle do conversor Buck	70
4.1.3.	Funcionalidades do microcontrolador	75
4.2.	CONTROLADOR DIGITAL (2ª TOPOLOGIA).....	76
4.2.1.	Sistemas dinâmicos discretos	78
4.2.2.	Equação a diferenças	79
4.3.	CONCLUSÃO	80
CAPÍTULO V		81
PROJETO DAS TOPOLOGIAS PROPOSTAS		
5.1.	PROJETO DO RTSCAF	81
5.1.1.	Indutores de entrada.....	82
5.1.2.	Esforços nos semicondutores RSCAF	82
5.2.	PROJETO DO CONVERSOR BUCK CLÁSSICO.....	85
5.2.1.	Indutor Buck.....	85
5.2.2.	Esforços nos semicondutores – Buck	86
5.3.	PROJETO DO BUCK INTERCALADO SÍNCRONO.....	88

5.3.1.	Indutores Buck 2ϕ síncrono.....	89
5.3.2.	Esforços nos semicondutores – Buck 2ϕ síncrono	89
5.4.	CONTROLE ANALÓGICO – 1ª TOPOLOGIA	91
5.4.1.	Controle de corrente no retificador.....	91
5.4.2.	Controle do barramento cc	94
5.4.3.	Controle de potência.....	97
5.4.4.	Fonte de alimentação.....	100
5.5.	CONTROLE DIGITAL – 2ª topologia	101
5.5.1.	Filtros e proteções A/D.....	102
5.5.2.	Circuito de <i>drivers</i>	103
5.5.3.	Circuito de <i>bootstrap</i>	103
5.5.4.	Controlador Digital.....	105
5.6.	CONCLUSÃO	110
CAPÍTULO VI.....		111
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS		
6.1.	PRIMEIRA TOPOLOGIA.....	111
6.1.1.	Resultados via simulação (1ª Topologia)	111
6.1.2.	Resultados experimentais (1ª Topologia).....	117
6.2.	SEGUNDA TOPOLOGIA.....	121
6.2.1.	Resultados via simulação (2ª Topologia)	121
CONSIDERAÇÕES FINAIS		127
REFERÊNCIAS		131
APENDICE A		135
APENDICE B.....		139
APENDICE C.....		143
APENDICE D -		147
APENDICE E.....		151

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Capacidade eólica mundial instalada 1996 – 2010	4
Figura 1.2 - Geração eólica: crescimento nacional 2001 – 2010.	6
Figura 1.3 - Tipos de turbinas eólicas: (a) Eixo Horizontal (b) Eixo Vertical.....	7
Figura 1.4 - Principais tipos de turbina de eixo vertical.	7
Figura 1.5 - Configurações de sistemas eólicos (geradores e conversores).....	8
Figura 1.6 - Sistema proposto.....	10
Figura 1.7 - Curva de carga por célula de baterias de chumbo-ácido.....	11
Figura 1.8 - Ponte de Graetz com filtro capacitivo.....	12
Figura 1.9 - Potência mecânica obtida com a inserção de indutâncias externas.....	13
Figura 1.10 - Ponte de Graetz em série com conversor Buck.....	14
Figura 1.11 - Ilustração do princípio da técnica perturba e observa.....	14
Figura 1.12 - Ponte de Graetz em série com conversor Boost.....	15
Figura 1.13 - Diagrama de blocos do controlador.....	15
Figura 1.14 - Retificador em série com conversor Boost e Buck.....	16
Figura 1.15 - Retificador trifásico de três níveis com conversor Buck.....	17
Figura 1.16 - Diagrama de blocos: controlador MPPT e PFC.....	18
Figura 1.17 - 1ª topologia proposta.....	18
Figura 1.18 - 2ª topologia proposta.....	19
Figura 2.1 - Retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF).....	21
Figura 2.2 - Retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.....	22
Figura 2.3 - 1º Modo de operação do retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.....	23
Figura 2.4 - 2º Modo de operação do retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.....	23
Figura 2.5 - Divisão das correntes de entrada do RTTC em setores.....	24
Figura 2.6 - Formas de onda das três correntes de entrada do RTSCAF.....	26
Figura 2.7 - Setores: (a) Corrente de entrada (b) Tensão de entrada.....	26
Figura 2.8 - Etapas de operação do 1º setor.....	27
Figura 2.9 - Etapas de operação do 2º setor.....	28
Figura 2.10 - Etapas de operação do 3º setor.....	29
Figura 2.11 - Etapas de operação do 4º setor.....	30
Figura 2.12 - Principais formas de onda RTSCAF.....	31
Figura 2.13 - Representação do circuito do segundo setor do retificador.....	32
Figura 2.14 - Comportamento da fonte de tensão $v_{mdc}(\theta)$	33
Figura 2.15 - Tensão e corrente de entrada (Fase A).....	34
Figura 2.16 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do primeiro setor.....	35
Figura 2.17 - Circuito simplificado das etapas de operação (Primeiro setor).....	35
Figura 2.18 - Comportamento da razão cíclica $D1A$ e $D1B$ para diferentes valores de β	37
Figura 2.19 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do segundo setor.....	38

Figura 2.20 - Circuito equivalente do segundo setor.	38
Figura 2.21 - Circuito equivalente simplificado do segundo setor.	39
Figura 2.22- Comportamento da razão cíclica $D2A$ para diferentes valores de β	40
Figura 2.23 - Comportamento da razão cíclica $D3A$ para diferentes valores de β	40
Figura 2.24 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do quarto setor.	41
Figura 2.25 - Circuito simplificado das etapas de operação (quarto setor).	41
Figura 2.26 - Comportamento da razão cíclica $D4A$ e $D4C$ para diferentes valores de β	43
Figura 2.27 - Corrente instantânea no diodo $D1$	46
Figura 2.28 - Corrente instantânea na chave $S1$	47
Figura 2.29 - Corrente instantânea no diodo $D4$	48
Figura 3.1 - Conversor Buck clássico.	51
Figura 3.2 - Modo de condução do conversor Buck.	52
Figura 3.3 - Principais formas de onda do conversor Buck – MCC.	52
Figura 3.4 - Etapas de operação do conversor Buck clássico.	53
Figura 3.5 - Modelo da chave PWM em MCC de Vorpérian (a) Modelo CC (b) Modelo CA.	55
Figura 3.6 - Cálculo da resistência re	55
Figura 3.7 - Conversor Buck com modelo CC da chave PWM.	56
Figura 3.8 - Conversor Buck com modelo CC da chave PWM em regime permanente.	56
Figura 3.9 - Tipos de conversores Buck: (a) Assíncrono (b) Síncrono.	58
Figura 3.10 - Conversor Buck intercalado síncrono.	59
Figura 3.11 - Principais formas de onda do conversor Buck intercalado síncrono.	60
Figura 3.12 - Etapas de operação Buck intercalado síncrono.	61
Figura 4.1 - Diagrama em blocos e F.T. em malha fechada de um sistema simples.	66
Figura 4.2 - Comportamento da corrente aplicando controle por histerese.	68
Figura 4.3 - Esquemático completo da estratégia de controle RTSCAF.	69
Figura 4.4 - Diagrama em blocos genérico do controle em modo tensão.	70
Figura 4.5 - Conversor Buck com o modelo CA da chave PWM.	71
Figura 4.6 - Conversor Buck com o modelo CA da chave PWM simplificado.	71
Figura 4.7 - Esquemático completo da estratégia de controle do conversor Buck.	74
Figura 4.8 - <i>Driver</i> isolado com transformador de pulso.	75
Figura 4.9 - Representação das funcionalidades do microcontrolador.	75
Figura 4.10 - Representação gráfica da topologia proposta com controle digital.	77
Figura 4.11 - Diagrama em blocos de um sistema realimentado com controle digital.	78
Figura 5.1 - Circuito para gerar referência de corrente.	91
Figura 5.2 - Circuito de controle por histerese da corrente de entrada do retificador.	93
Figura 5.3 - Diagrama em blocos do SG3525A.	94
Figura 5.4 - Diagrama de Bode da tensão do barramento pela razão cíclica.	95
Figura 5.5 - FTLA da tensão do barramento pela razão cíclica.	95
Figura 5.6 - FTMF da tensão do barramento pela razão cíclica.	97
Figura 5.7 - Circuito ilustrativo do controlador utilizando SG3525AN.	97

Figura 5.8 - Circuito do controlador MPPT (dsPIC30F1010).....	98
Figura 5.9 - Fluxograma do controle de potência manual.....	99
Figura 5.10 - Fonte de alimentação da 1ª Topologia.....	100
Figura 5.11 - Diagrama do circuito de controle digital com dsPIC30F2020.....	101
Figura 5.12 - Filtros da 2ª Topologia: (a) Tipo1, (b) Tipo2.....	102
Figura 5.13 - Driver não isolado para RTSCAF (2ª Topologia).....	103
Figura 5.14 - Circuito <i>bootstrap</i> utilizando C.I. IR21844.....	104
Figura 5.15 - Diagrama de Bode da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).....	105
Figura 5.16 - FTLA da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).....	106
Figura 5.17 - FTMF da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).....	107
Figura 5.18 - Diagrama de Bode da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).....	108
Figura 5.19 - FTLA da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).....	108
Figura 5.20 - FTMF da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).....	109
Figura 6.1 - Circuito de simulação no PSIM (1ª Topologia).....	112
Figura 6.2 - 1ª Topologia: Corrente de entrada do retificador (simulação).....	112
Figura 6.3 - 1ª Topologia: Tensão e corrente na fase A (simulação).....	113
Figura 6.4 - 1ª Topologia: Controle por histerese da corrente de entrada (simulação).....	113
Figura 6.5 - 1ª Topologia: Tensão e corrente no barramento cc (simulação).....	114
Figura 6.6 - 1ª Topologia: Corrente no capacitor do barramento cc (simulação).....	114
Figura 6.7 - 1ª Topologia: Comportamento do controlador do barramento cc (simulação).....	115
Figura 6.8 - 1ª Topologia: Degrau de vento (simulação).....	115
Figura 6.9 - Ondulação da corrente de saída (simulação).....	116
Figura 6.10 - 1º Protótipo experimental 1,5 kW.....	117
Figura 6.11 - 1º Protótipo: Corrente de entrada do retificador (20 A/div - 2,5 ms/div).....	118
Figura 6.12 - Resposta do barramento cc ao degraú na tensão de entrada (20 V/div - 10 ms/div).....	118
Figura 6.13 - Ensaios do conversor com aerogerador em um pequeno túnel de vento.....	119
Figura 6.14 - Potência gerada x valor da referência da corrente.....	120
Figura 6.15 - Rendimento do 1º protótipo experimental.....	120
Figura 6.16 - Circuito de simulação no PSIM (2ª Topologia).....	121
Figura 6.17 - 2ª Topologia: Corrente de entrada do retificador (simulação).....	123
Figura 6.18 - Sinal de controle do retificador discretizado e triangular do modulador PWM.....	123
Figura 6.19 - 2ª Topologia: Tensão e corrente no barramento cc (simulação).....	124
Figura 6.20 - 2ª Topologia: Corrente no capacitor do barramento cc (simulação).....	124
Figura 6.21 - 2ª Topologia: Degrau de vento x tensão no barramento cc (simulação).....	125
Figura 6.22 - Sinal de controle discreto do barramento e triangulares do modulador PWM.....	126
Figura 6.23 - 2ª Topologia: Ondulação da corrente de saída e nos indutores (simulação).....	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1- Potência eólica instalada	5
Tabela 1.2 - Especificações do Projeto.....	10
Tabela 2.1- Possíveis setores para correntes de entrada (RTTC).	24
Tabela 2.2 - Setores possíveis para correntes de entrada (RTSCAF).	25
Tabela 2.3 - Setores de operação x funções e intervalos (Fase A).	45
Tabela 4.1 - Alguns tipos de compensadores.	67
Tabela 5.1 – Especificações de projeto do RTSCAF.....	81
Tabela 5.2 – Considerações de projeto do RTSCAF.	81
Tabela 5.3 - Resumo do projeto dos indutores de entrada.	82
Tabela 5.4 - Principais características do Diodo MBR20100CT.....	83
Tabela 5.5 - Principais características do interruptor IRFP4710.	84
Tabela 5.6 - Especificações de projeto do conversor Buck clássico.....	85
Tabela 5.7 - Considerações de projeto do conversor Buck clássico.	85
Tabela 5.8 - Resumo do projeto do indutor Buck.....	86
Tabela 5.9 - Especificações de projeto do conversor Buck intercalado síncrono.	88
Tabela 5.10 - Considerações de projeto do conversor Buck intercalado síncrono.	88
Tabela 5.11 - Resumo do projeto dos indutores Buck intercalado síncrono.....	89
Tabela 5.12 - Principais características dsPIC30F1010.....	98
Tabela 5.13 - Principais características dsPIC30F2020.....	101
Tabela 6.1 - Esforços nos semicondutores do 1ª topologia (calculado x simulado).	116

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

a.C.	Antes de Cristo
μ C	Microcontrolador
A/D	Conversor Analógico - Digital
Amp.Op.	Amplificador Operacional
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Escala Americana Normalizada)
CA	Corrente Alternada
CBIS	Conversor Buck Intercalado Síncrono
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CPU	<i>Central Processing Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
D/A	Conversor Digital - Analógico
DHT	Distorção Harmônica Total
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GWEC	<i>Global Wind Energy Council</i> (Conselho Mundial de Energia dos Ventos)
I/O	<i>Input/Output</i> (Entrada/Saída)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IHM	Interface Homem Máquina
LED	<i>Light-emitting diode</i> (Diodo emissor de luz)
MCC	Modo Condução Contínua
MCcritica	Modo Condução Crítica
MCD	Modo Condução Descontínua
MIPS	Milhões de Instruções por Segundo
MOSFET	<i>Acrônimo de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
MUX	Multiplexador
OCR	<i>Output Current Regulation</i> (Regulador de Corrente de Saída)
OV	<i>Output Voltage Regulation</i> (Regulador de Tensão de Saída)
PCH	Pequena Central Hidroelétrica
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de Fator de Potência)
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo

PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PSMG	<i>Permanent Magnet Synchoronous Generator</i> (Gerador Síncrono de Imã Permanente)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RAM	<i>Random Access Memory</i> (Memória de Acesso Aleatório)
RTSCAF	Retificador Trifásico Semi-controlado em Alta Frequência
RTTC	Retificador Trifásico Totalmente Controlado
SMPS	<i>Switched-Mode Power Supply</i> (Fonte de Alimentação de Modo de Chaveamento)
TEEH	Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal
TEEV	Turbinas Eólicas de Eixo Vertical
TRAFO	Transformador
WECS	<i>Wind Energy Conversion System</i> (Sistema de Conversão de Energia Eólica)
ZOH	<i>Zero-order Hold</i> (Segurador de ordem zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$AWG_{L_{1,2}}$	Fio utilizado nos indutores do conversor Buck intercalado síncrono
$AWG_{L_{buck}}$	Fio utilizado no indutor do conversor Buck
AWG_{L_r}	Fio utilizado nos indutores do RTSCAF
$BT_{1,2,3}$	Botões do microcontrolador (1ª Topologia)
C_{1_v}	Capacitor do compensador do controlador da tensão no barramento cc
$C_{bat}(z)$	Função de transferência do compensador da tensão na bateria discretizado
C_{buck}	Capacitor de saída do conversor Buck
C_{cc}	Capacitor do barramento cc
C_{f_1}	Capacitor do 1º filtro do circuito para gerar referencia da corrente
C_{f_2}	Capacitor do 2º filtro do circuito para gerar referencia da corrente
C_{f_3}	Capacitor filtro do circuito de controle por histerese
C_{filtro}	Capacitor do filtro passa baixa da saída do PWM (1ª Topologia)
C_{f1AD}	Capacitor do filtro passa baixa das leituras A/D (2ª Topologia)
C_{f2AD}	Capacitor do filtro passa baixa das leituras A/D (2ª Topologia)
C_o	Capacitor de Saída
$C_{ret}(z)$	Função de transferência do compensador do retificador discretizado
C_{ret1}	Capacitor do filtro passa baixa para gerar o sinal V_{rpm}
C_{soft}	Capacitor de <i>soft-start</i> do SG3525
C_T	Capacitor que define a frequência do SG3525
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador
$C_v(z)$	Função de transferência discreta do compensador
$C_{V_{cc}/d}(s)$	F.T. do compensador do controle da tensão do barramento
$C_{V_{cc}/d}(z)$	F.T. discreta do compensador do controle da tensão do barramento
$C_{i_{L_r}/d}(s)$	F.T. do compensador do controle da corrente do retificador
$C_{i_{L_r}/d}(z)$	F.T. discreta do compensador do controle da corrente do retificador
D	Razão Cíclica
D'	Complementar da Razão Cíclica
$D_{1,2,3}$	Diodos do RTSCAF
$D_{1A,1B}$	Razão Cíclica das chaves A e B para o primeiro setor – RTSCAF
D_{2A}	Razão Cíclica da chave A para o segundo setor – RTSCAF
D_{3A}	Razão Cíclica da chave A para o terceiro setor – RTSCAF
$D_{4A,4C}$	Razão Cíclica das chaves A e C para o quarto setor – RTSCAF

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$D_{4,5,6}$	Diodos intrínsecos das chaves do RTSCAF – RTSCAF
D_{buck}	Diodo do conversor Buck
D_{BS}	Diodo rápido do circuito de <i>bootstrap</i> (2ª Topologia)
$D_{m1,m2}$	Diodos do retificador monofásico
$D_{m3,m4}$	Diodos intrínsecos das chaves $M_{1,2}$ (retificador monofásico)
$D_{ret1,ret2,ret3}$	Diodos de retificação para gerar V_{rpm}
$DZ_{AD1,AD2,AD3}$	Diodo zenner de proteção para as entradas $A/D_{1,2,3}$
DZ_{f1AD}	Diodo zenner de proteção – Filtro Tipo 1 (2ª Topologia)
DZ_{f2AD}	Diodo zenner de proteção – Filtro Tipo 2 (2ª Topologia)
$E(z)$	Função de transferência da entrada discretizado
$e[k]$	Entrada atual (Equação a diferenças)
$e[k - 1]$	Entrada anterior (Equação a diferenças)
$EqDif_{iL_r/d}$	Equação a diferenças do controlador de corrente do retificador
$EqDif_{V_{cc}/d}$	Equação a diferenças do controlador da tensão do barramento cc
$f_{cV_{cc}/d}$	Frequência de cruzamento do controlador da tensão do barramento cc
$f_{c iL_r/d}$	Frequência de cruzamento do controlador da corrente no retificador
$f_{e max}$	Frequência máxima do aerogerador
$Fm(s)$	Função de transferência do modulador PWM
F_s	Frequência de chaveamento
$F_{Sa, Sb}$	Frequência de chaveamento das chaves do conversor Buck intercalado síncrono
F_{sbuck}	Frequência de chaveamento do conversor Buck
$FTMA_{V_{cc}/d}$	Função de transferência de malha aberta (Controle da tensão do barramento)
$FTMA_{iL_r/d}$	Função de transferência de malha aberta (Controle da corrente no retificador)
$FTMF_{V_{cc}/d}$	Função de transferência de malha fechada (Controle da tensão do barramento)
$FTMF_{iL_r/d}$	Função de transferência de malha fechada (Controle da corrente no retificador)
$G_v(s)$	Função de transferência da planta
$G_v(z)$	Função de transferência discreta da planta
$G_{iL_r/d}(s)$	F.T. da planta corrente de entrada por razão cíclica
$G_{V_{cc}/d}(s)$	F.T. da planta tensão de entrada por razão cíclica
$H_v(s)$	Função de transferência do sensor de tensão
$H_v(z)$	Função de transferência discreta do sensor de tensão
$I_{a,b,c}$	Correntes de fase do aerogerador
$I_{a,b,c,ref}$	Corrente de referencia paras correntes de entrada do RTSCAF
I_{bat}	Corrente na Bateria

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$I_{C_{buck}}$	Corrente no capacitor C_{buck}
I_{cc}	Corrente no barramento cc
$I_{C_{cc}}$	Corrente no capacitor do barramento cc
$I_{cc\ med}$	Corrente média no barramento cc
$I_{cc\ pico}$	Corrente de pico no barramento cc
I_{D_IRF}	Corrente média máxima no diodo da chave IRFP4710
$I_{D_{1,2,3}}$	Corrente nos diodos $D_{1,2,3}$ do RTSCAF
$I_{D_{1,2,3}ef}$	Corrente eficaz nos diodos $D_{1,2,3}$ do RTSCAF
$I_{D_{1,2,3}med}$	Corrente média nos diodos $D_{1,2,3}$ do RTSCAF
$I_{D_{4,5,6}}$	Correntes nos diodos $D_{4,5,6}$ das chaves do RTSCAF
$I_{D_{4,5,6}ef}$	Corrente eficaz nos diodos $D_{4,5,6}$ das chaves do RTSCAF
$I_{D_{4,5,6}med}$	Corrente média nos diodos $D_{4,5,6}$ das chaves do RTSCAF
$I_{D_{buck}}$	Corrente no diodo D_{buck}
$I_{D_{buck}ef}$	Corrente eficaz no diodo D_{buck}
$I_{D_{buck}max}$	Corrente máxima no diodo D_{buck}
I_{Dpk_IRF}	Corrente de pico não repetitiva no diodo da chave IRFP4710
$I_{e_{buck}}$	Corrente de entrada do conversor Buck
i_{erro}	Corrente de erro (controle por histerese)
I_{FRM}	Corrente média máxima no diodo MBR20100CT
$I_{IRF@25^\circ}$	Corrente média na chave em 25° (IRFP4710)
$I_{IRF@100^\circ}$	Corrente média na chave em 100° (IRFP4710)
I_{FSM}	Corrente de pico não repetitiva no diodo MBR20100CT
$I_{L_{1,2}}$	Corrente no indutor nos indutores $L_{1,2}$
$I_{L_{buck}}$	Corrente no indutor L_{buck}
I_{M_IRF}	Corrente de pico não repetitiva na chave IRFP4710
I_o	Corrente de saída
$I_o\ med$	Corrente de média de saída
$I_r\ pico$	Corrente de pico do aerogerador
$I_{S_{1,2,3}}$	Corrente nas chaves $S_{1,2,3}$ do RTSCAF
$I_{S_{1,2,3}med}$	Corrente média nas chaves $S_{1,2,3}$ do RTSCA
$I_{S_{1,2,3}ef}$	Corrente eficaz nas chaves $S_{1,2,3}$ do RTSCA
$I_{S_{a,b}}$	Corrente nas chaves $S_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{S_{a,b}ef}$	Corrente eficaz nas chaves $S_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$I_{S_{a,b}max}$	Corrente máxima nas chaves $S_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{S_{a,b}med}$	Corrente média nas chaves $S_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{\bar{S}_{a,b}}$	Corrente nas chaves secundárias $\bar{S}_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{\bar{S}_{a,b}ef}$	Corrente eficaz nas chaves secundárias $\bar{S}_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{\bar{S}_{a,b}max}$	Corrente máxima nas chaves secundárias $\bar{S}_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$I_{\bar{S}_{a,b}med}$	Corrente média nas chaves secundárias $\bar{S}_{a,b}$ (Conv. Buck intercalado síncrono)
$-i_{sat}$	Limite inferior da corrente de entrada do RTSCAF (Controle por histerese)
$+i_{sat}$	Limite superior da corrente de entrada do RTSCAF (Controle por histerese)
$I_{S_{buck}}$	Corrente na chave S_{buck}
$I_{S_{buck}ef}$	Corrente eficaz na chave S_{buck}
$I_{S_{buck}max}$	Corrente máxima na chave S_{buck}
Ki	Ganho da FTMF (Controle da corrente do retificador)
Ki_{dB}	Ganho da FTMF em dB (Controle da corrente do retificador)
Kv	Ganho da FTMF (Controle da tensão do barramento cc)
Kv_{dB}	Ganho da FTMF em dB (Controle da tensão do barramento cc)
$L_{1,2}$	Indutores de saída do conversor Buck intercalado síncrono
$L_{a,b,c}$	Indutores de entrada do RTSCAF
L_{buck}	Indutor de saída do conversor Buck
L_e	Indutor de entrada do retificador monofásico
$LED_{1,2,3,4,5,6}$	Indicadores luminosos da I.H.M. da 1ª Topologia
l_{g_r}	Tamanho do entreferro (gap) dos indutores $L_{a,b,c}$
$l_{g_{1,2}}$	Tamanho do entreferro (gap) dos indutores $L_{1,2}$
$l_{g_{buck}}$	Tamanho do entreferro (gap) indutor L_{buck}
L_o	Indutor de Saída
L_r	Indutor representativo dos indutores de entrada do RTSCAF
$M_{1,2}$	Chaves do retificador monofásico
m_{fr}	Índice de frequência do aerogerador
M_r	Modulação em amplitude do retificador
N_{e_r}	Número de espiras dos indutores $L_{a,b,c}$
$N_{e_{1,2}}$	Número de espiras dos indutores $L_{1,2}$
$N_{e_{buck}}$	Número de espiras do indutor L_{buck}
$NEE_{1,2}$	Núcleo escolhido para os indutores $L_{1,2}$
NEE_{buck}	Núcleo escolhido para o indutor L_{buck}
NEE_r	Núcleo escolhido para os indutores $L_{a,b,c}$

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
N_{fios_r}	Número de fios em paralelo nos indutores $L_{a,b,c}$
$N_{fios_{1,2}}$	Número de fios em paralelo nos indutores $L_{1,2}$
$N_{fios_{buck}}$	Número de fios em paralelo no indutor L_{buck}
$P_{buck2\phi}$	Potência de entrada do conversor Buck intercalado síncrono
P_{buck}	Potência de entrada do conversor Buck
$P_{L_{1,2}}$	Perdas totais nos indutores $L_{1,2}$
$P_{L_{buck}}$	Perdas totais no indutor L_{buck}
P_{L_r}	Perdas totais nos indutores $L_{a,b,c}$
P_r	Potência do aerogerador
$P_{D_{buck}}$	Perdas no diodo do conversor Buck
$P_{S2_{buck}}$	Perda na chave secundária do conversor Buck síncrono
$PWM_{1,2,3}$	Sinal de acionamento das chaves $S_{1,2,3}$ (2ª Topologia)
$PWM_{a,b}$	Sinal de acionamento das chaves $S_{a,b}$ (2ª Topologia)
$R_{1,2,f1AD}$	Resistores do filtro Tipo 1 (2ª Topologia)
$R_{1,2,3,f2}$	Resistores do segundo filtro para gerar referencia da corrente do retificador
R_{f2AD}	Resistor do filtro Tipo 2 (2ª Topologia)
$R_{1,2,d}$	Resistores do driver para acionar as chaves do RTSCAF
$R_{1,2,hist}$	Resistores do comparador por histerese
$R_{1,2,set}$	Resistores do circuito de <i>off-set</i> do comparador por histerese
$R_{1,2,v}$	Resistores do compensador do controlador de tensão do barramento cc
$R_{1,2,3,trafo}$	Resistores da saída do transformador de leitura da tensão (2ª Topologia)
$R_{BT1,2,3}$	Resistores dos botões da I.H.M. do 1ª Topologia
$R_{C_{cc}}$	Resistencia serie equivalente do capacitor do barramento cc
R_{DSON}	Resistencia da chave em condução (MOSFET)
re	Resistencia de entrada do modelo da chave PWM de Vorpérian
R_{f1}	Resistor do filtro 1 do circuito para gerar referencia da corrente
R_{f3}	Resistor do filtro do circuito de controle por histerese
R_{filtro}	Resistor do filtro passa baixa da saída do PWM (1ª Topologia)
R_{font}	Resistencia interna da fonte
$R_{LED1,2,3,4,5,6}$	Resistores dos LED1,2,3,4,5,6
R_o	Resistência de saída
$R_{ret1,2}$	Resistores filtros para gerar o sinal V_{rpm}
R_{se}	Resistencia serie equivalente do capacitor
R_T	Resistor que define a frequência do operação do SG3525

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$S_{1,2,3}$	Chaves do RTSCAF
S_{buck}	Chave do conversor Buck síncrono
$S_{2_{buck}}$	Chave secundária do conversor Buck síncrono
$S_{a,b}$	Chaves principais do conversor Buck intercalado síncrono
$\bar{S}_{a,b}$	Chaves secundárias do conversor Buck intercalado síncrono
T_s	Período de chaveamento
$U(z)$	Função de transferência da saída discretizada
$u[k]$	Saída atual (Equação a Diferenças)
$u[k - 1]$	Saída anterior (Equação a Diferenças)
V_{BAT}	Tensão no banco de Baterias
V_L	Tensão de linha
$V_{1dA,1dB}$	Fontes variáveis do primeiro setor (fase A e fase B)
V_{2dA}	Fonte variável do segundo setor (fase A)
$V_{4dA,4dC}$	Fontes variáveis do quarto setor (fase A e fase c)
$V_{a,b,c}$	Tensões de fase do aerogerador
V_{ap}	Tensão entrada do modelo CC da chave PWM
v_c	Tensão de controle
V_{cc}	Tensão no barramento cc
$V_{cc\ ef}$	Tensão eficaz no barramento cc
V_{cp}	Tensão de saída do modelo CC da chave PWM
V_D	Tensão constante do modelo CC da chave PWM
V_{D_IRF}	Tensão máxima no diodo da chave IRFP4710
$V_{D_{1,2,3}max}$	Tensão máxima nos diodos $D_{1,2,3}$ do RTSCAF
$V_{D_{4,5,6}max}$	Tensão máxima nos diodos $D_{4,5,6}$
$V_{D_{buck}max}$	Tensão máxima no diodo D_{buck}
V_e	Tensão de entrada
$V_{e_{buck}}$	Tensão de entrada do conversor Buck
V_F	Queda de tensão no diodo MBR20100CT
$V_{L_{1,2}}$	Tensão sobre os indutores $L_{1,2}$
$V_{L_{a,b,c}}$	Tensão sobre os indutores $L_{a,b,c}$ do RTSCAF
V_{mdc}	Tensão variável para impor modo condução descontínua
V_{mppt}	Tensão que multiplicada a referencia da corrente do RTSCAF
V_o	Tensão de saída
$V_{o_{buck}}$	Tensão de saída do conversor Buck

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
$V_r \text{ fase}$	Tensão de fase do aerogerador
$V_r \text{ linha}$	Tensão de linha do aerogerador
$V_r \text{ pico}$	Tensão de pico do aerogerador
V_{ref}	Tensão de referência
V_{rpm}	Estimativa da velocidade mecânica do aerogerador
V_{RRM}	Tensão máxima reversa no diodo MBR20100CT
$V_{S_{1,2,3}max}$	Tensão máxima nas chaves do RTSCAF
$V_{S_{a,b}}$	Tensão sobre as chaves $S_{a,b}$
$V_{S_{a,b}max}$	Tensão máxima sobre as chaves $S_{a,b}$
$V_{\bar{S}_{a,b}}$	Tensão sobre as chaves $\bar{S}_{a,b}$
$V_{\bar{S}_{a,b}max}$	Tensão máxima sobre as chaves $\bar{S}_{a,b}$
$V_{S_{buck}}$	Tensão sobre a chave S_{buck}
$V_{S_{buck}max}$	Tensão máxima sobre a chave S_{buck}
V_{SD_IRF}	Queda de tensão no diodo da chave IRFP4710
V_{serra}	Tensão triangular (modulador PWM)
z_{in}	Impedância de entrada
z_{out}	Impedância de saída
β	Parâmetro de projeto relacionado com o indutor L_r
$\Delta^\circ C@T_{j_IRF}$	Faixa de Operação para Temperatura da Junção da chave IRFP4710
$\Delta^\circ C@T_{j_MBR}$	Faixa de Operação para Temperatura da Junção do diodo MBR20100CT
$\Delta cond_{D_{1,2,3}}$	Intervalo de condução do diodo $D_{1,2,3}$ do RTSCAF
$\Delta cond_{S_{1,2,3}}$	Intervalo de condução da chave $S_{1,2,3}$ do RTSCA
ΔI_{cc}	Varição da corrente do barramento cc
$\Delta I_{L_{buck}}$	Varição da corrente no indutor L_{buck}
ΔI_{L_r}	Varição na corrente dos indutores do RTSCAF
ΔI_o	variação da corrente de saída
ΔV_{cc}	Varição na tensão do barramento cc
ω	Frequência angular
$\omega p_{V_{cc}/d}$	Polo da planta (controlador da tensão do barramento cc) - 1ª Topologia
$\omega z_{V_{cc}/d}$	Zero da planta (controlador da tensão do barramento cc) - 1ª Topologia
\hat{d}	Perturbação na razão cíclica
\hat{i}_L	Perturbação na corrente do indutor
\hat{v}_i	Perturbação na tensão de entrada
\hat{v}_o	Perturbação na tensão de saída

SÍMBOLO	SIGNIFICADO
\hat{v}_{ap}	Tensão de entrada do modelo CA da chave PWM
\hat{v}_{cp}	Tensão de saída do modelo CA da chave PWM
μ_r	Rendimento do RTSCAF
μ_{buck}	Rendimento do conversor Buck
$\mu_{buck2\phi}$	Rendimento do conversor Buck intercalado síncrono
2ϕ	Intercalado
3ϕ	Trifásico

INTRODUÇÃO GERAL

Dentre as variáveis que definem o desenvolvimento de um país pode-se destacar a facilidade de acesso da população à infra-estrutura, e dentro deste item um dos principais fatores é com relação a energia elétrica. Para um país se desenvolver ele necessita de uma matriz energética ampla, diversificada e limpa. Quando se diz uma matriz limpa, significa ter uma geração de energia utilizando fontes renováveis, tais como biomassa, solar, eólica e outros.

O Brasil tem sua matriz elétrica 88% renovável, enquanto mundialmente tem-se aproximadamente 19% apenas. Entretanto a realidade nacional pode ser melhorada explorando mais ainda as fontes renováveis disponíveis. Uma destas fontes é a eólica, pois do potencial eólico estimado de 143,5 GW apenas 1.205 MW foram instalados até outubro de 2011 [1].

O domínio sobre a tecnologia de turbinas eólicas de eixo horizontal (TEEH) fez com que seu uso fosse mais frequente, contudo em ambientes urbanos onde os ventos são turbulentos e irregulares. Nestas condições, as turbinas eólicas de eixo vertical (TEEV) apresentam um rendimento muito próximo as TEEH, com a vantagem de possuírem menor vibração, pois trabalham com baixas rotações [2]. Outra vantagem da tecnologia de eixo vertical é ser onidirecional, ou seja, não depender da direção do vento para rotação de suas pás, dispensando mecanismos de orientação.

Com o objetivo de explorar esta tecnologia de eixo vertical este trabalho propõe um sistema eólico de 1500 watts para carregamento de baterias. Primeiramente é proposta uma topologia composta por dois estágios de conversão, sendo o primeiro um retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF) e o segundo estágio um conversor cc-cc Buck convencional. Em busca de melhorias com relação ao rendimento e tamanho, é proposta uma segunda topologia onde foi substituído o conversor cc-cc Buck convencional por um conversor cc-cc Buck intercalado¹ síncrono. Ambas propostas tem como objetivos: fazer o rastreamento de máxima potência e prover as proteções de sobretensão e sobrecorrente para o banco de baterias.

¹ Este conversor é encontrado na literatura com diferentes nomes, com *interleaved* (do inglês, intercalado) ou *Multiphase* (do inglês, múltiplas fases). Alguns fabricantes de circuitos integrados para este tipo de conversores os descrevem em suas folhas de dados por fases (1 fase, 2 fases... n-fases).

O conteúdo deste trabalho foi dividido nos seguintes capítulos: Capítulo I – Apresenta uma revisão bibliográfica sobre o tema, onde é feito um breve histórico, levantamento do panorama mundial e nacional, análise sistema proposto e de algumas topologias existentes para carregamento de baterias utilizando energia eólica e por fim uma breve descrição das topologias propostas neste trabalho; no Capítulo II é feita uma análise qualitativa e quantitativa do retificador trifásico semicontrolado em alta frequência; o Capítulo III tem-se o projeto dos conversores abaixadores cc-cc Buck convencional e Buck intercalado síncrono, onde é feita a análise quantitativa e qualitativa para ambos; já o Capítulo IV descreve a metodologia e estratégia de controle adotadas para as duas topologias propostas, sendo para primeira o estudo de um controle analógico, e para segunda o estudo de um controle totalmente digital; o Capítulo V apresenta o projeto de ambas topologias propostas, onde são definidos os componentes e controladores; por fim no Capítulo VI são mostrados os resultados via simulação, utilizando o *software* PSIM, e os resultados experimentais da primeira topologia.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS EÓLICOS

Neste capítulo é apresentada uma introdução aos sistemas eólicos para carregamento de baterias. Primeiramente é feito um breve histórico da energia eólica e mostrado o panorama mundial e nacional desta fonte de energia, evidenciando sua rápida e crescente evolução nos últimos dez anos. Após um estudo de seu princípio de funcionamento e suas diferentes tecnologias, tem-se a descrição geral dos sistemas proposto. Em seguida é realizada uma revisão bibliográfica dos conversores utilizados para carregamento de baterias, partindo da simples retificação utilizando a ponte de Graetz até se chegar aos sistemas mais complexos, mostrando suas vantagens e desvantagens. Ao final é descrito o conversor proposto neste trabalho, uma topologia capaz de extrair a máxima potência do vento e prover proteções de sobretensão e sobrecorrente para o banco de baterias.

1.1. BREVE HISTÓRICO

O vento foi uma das primeiras fontes de energia natural utilizada pelo homem. Estudos mostram que na idade média intensificou-se o uso do vento com a construção de grandes embarcações e moinhos de vento, que eram utilizados para bombear água de poços e/ou para girar rodas de pedras que moíam grãos. Existem indícios que por volta de 2.000 e 1.700 a.C. já haviam moinhos na China e na Babilônia [3]. Introduzidos na Europa por volta do século XII, em 1750 a Holanda já tinha 8.000 moinhos e a Inglaterra cerca de 10.000.

Um dos pioneiros da energia eólica foi Charles F. Brush (1849 - 1929), que em 1887 construiu uma máquina capaz de produzir eletricidade a partir dos ventos [4]. Conhecida como Turbina Eólica de Brush², esta máquina tinha um rotor de 17 metros, 144 pás e gerava cerca de 12.000 watts. Outro nome que deve ser lembrado é do dinamarquês Poul la Cour (1846 - 1908), que foi considerado o pai da indústria eólica moderna, sua primeira turbina, que utilizava conceitos bem definidos de aerodinâmica, foi instalada depois da Primeira Guerra Mundial, num período de escassez de combustíveis fósseis. Paul fundou o primeiro centro de investigação de energia eólica em Jütland, na Dinamarca, e publicou a primeira revista mundial sobre energia eólica.

² Foi um dos primeiros equipamentos a utilizar caixa de redução (com uma relação de 50:1). Esta turbina funcionou durante 20 anos alimentando o porão da casa de Charles F. Brush.

O físico alemão Albert Betz (1885-1968), formulou em 1925 a Lei de Betz, que diz que só é possível converter 59% da energia cinética em energia mecânica ao utilizar um aerogerador, e esta lei e sua teoria sobre o design das pás são utilizadas até hoje como referência. Em 1957, Johannes Juul (1887-1986), que foi aluno de Poul la Cour, construiu a primeira turbina eólica do mundo que produzia corrente alternada, sendo esta turbina, de 200 kW, considerada um esboço das turbinas eólicas modernas [5].

1.2. PANORAMA MUNDIAL E NACIONAL

Devido a atual preocupação global com as mudanças climáticas, o investimento na produção de energia com fontes renováveis, principalmente à eólica, tem crescido rapidamente. Em 2010 a capacidade mundial instalada cresceu cerca de 40% chegando a 197 GW, capacidade esta que representa 2,5% da energia elétrica mundial. A Figura 1.1 apresenta um gráfico com a progressão da capacidade mundial instalada de 1996 a 2010 [6], como pode ser observado seu crescimento tem sido bem acelerado.

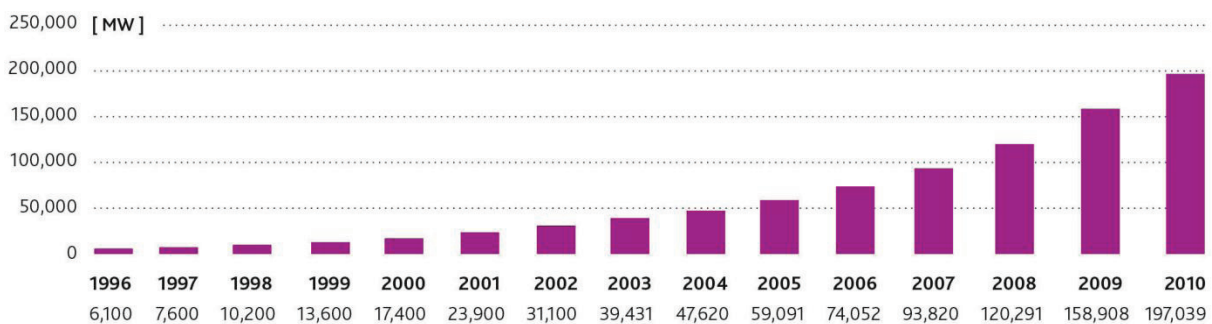


Figura 1.1 - Capacidade eólica mundial instalada 1996 – 2010

Fonte: [6]

A Dinamarca foi um dos grandes responsáveis pelo crescimento da energia eólica no cenário mundial, investindo nos últimos anos mais que qualquer país europeu em pesquisas e desenvolvimento. Com mais de 200 empresas³, a indústria eólica contribuem com cerca de 60% da demanda mundial, mas não está entre os maiores produtores eólicos. Na Tabela 1.1 são relacionados os países que possuem a maior potência instalada de geração eólica, com base em [7].

³ Principais empresas dinamarquesas: Vestas em 1979 instala sua primeira turbina, atualmente possui no seu portfólio 14,8% das turbinas instaladas no mundo; Siemens Wind Power, fundada em 1980; Norwin Wind Turbine Technology, fundada 1992; e NEG Micon, fundada em 1997, uniu-se com a Vestas em 2004.

Tabela 1.1- Potência eólica instalada

PAÍS	POTÊNCIA INSTALADA (MW)	% MUNDIAL
China	44.773,0	22,33
Estados Unidos	40.267,0	20,08
Alemanha	27.204,0	13,57
Espanha	20.676,0	10,31
Índia	13.065,0	6,51
Itália	5.767,0	2,87
França	5.660,0	2,82
Canadá	4.124,0	2,05
Portugal	3.987,0	1,98
Dinamarca	3.802,0	1,89
Brasil	931,0	0,46
TOTAL MUNDIAL	200.457 MW	

Apesar de pouca representatividade mundial, o Brasil tem crescido bastante na geração eólica. O Conselho Mundial de Energia dos Ventos (*Global Wind Energy Council*) descreve o Brasil como um gigante adormecido quando falado de energia eólica e prevê cerca de 7240 MW instalados no país até 2015.

De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) [1], o Brasil possui até outubro de 2011, 60 empreendimentos eólicos em operação, gerando cerca de 1.205.138 kW, e 37 empreendimentos eólicos em construção, que poderão gerar 991.790 kW. Um dos fatores que contribuem muito para geração eólica no Brasil é a complementariedade energética decorrente da sazonalidade das chuvas e ventos, ou seja, em épocas de pouca chuva, onde os reservatórios das usinas hidroelétricas ficam baixos, os ventos são mais fortes; e em épocas de chuvas os ventos são mais fracos.

Com base nos dados disponibilizados pela ANEEL, na Figura 1.2 tem-se o gráfico representando a progressão na capacidade instalada no Brasil de 2001 a 2010. Como pode ser observado, em 2006 foi quando a potência instalada começou a crescer, isto ocorreu devido a implantação do Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA⁴), implantado em 2004, com o objetivo de aumentar a participação da energia elétrica produzida por empreendimentos concebidos com base em fontes renováveis, como pequenas centrais hidroelétricas (PCHs), biomassa e eólica.

⁴ O programa propunha marcos regulatórios claros e estáveis, comprometimento de compra da energia gerada por um período de 20 anos e programas de apoio com financiamento de até 80% .

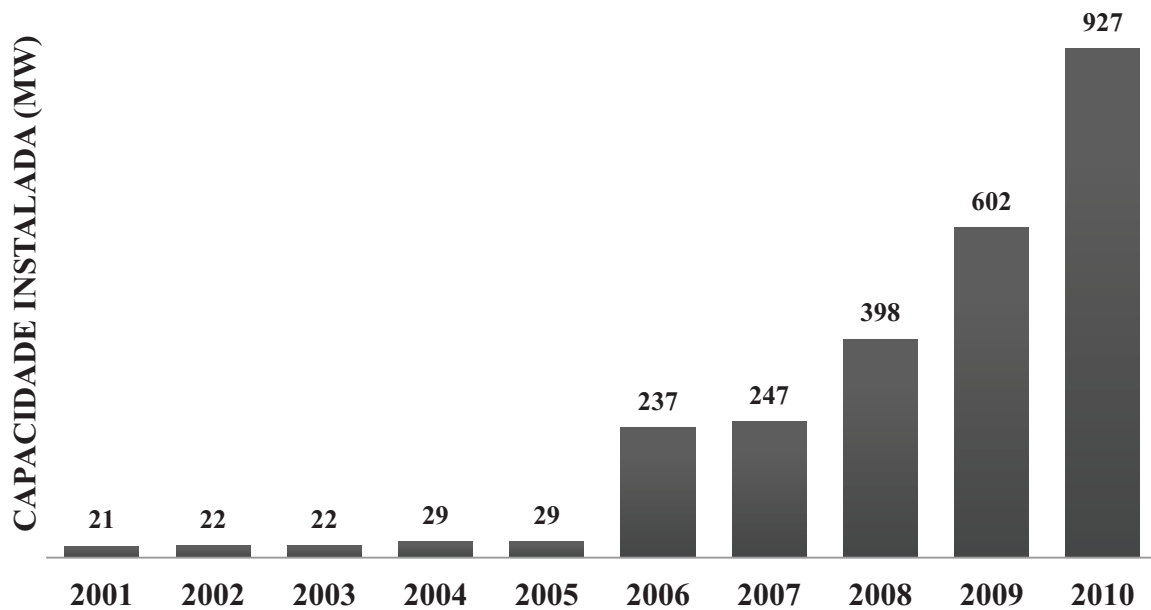


Figura 1.2 - Geração eólica: crescimento nacional 2001 – 2010.

O Brasil possui um potencial eólico estimado de 143,5 GW, sendo 75 GW apenas na região nordeste. Isto mostra que o país tem muito para crescer ainda com relação à produção de energia eólica.

1.3. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E TECNOLOGIAS

Geradores eólicos utilizam a energia cinética do vento para girar suas pás que estão ligadas a um rotor de uma máquina elétrica que produz energia. Esta máquina, ou gerador elétrico, pode ser assíncrono (conhecido também como motor de indução), síncrono ou síncrono com ímãs permanentes que dispensam caixa multiplicadora e trabalham com baixa rotação.

As turbinas eólicas são classificadas em dois grupos principais: Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal (TEEH) e Turbinas Eólicas de Eixo Vertical (TEEV). A Figura 1.3 apresenta os dois tipos de turbina, sendo que TEEH são aquelas que as pás giram paralelamente à direção do vento e as TEEV são aquelas que as pás giram perpendicular à direção do vento. Há várias variações para ambos os tipos de turbinas tendo cada qual suas vantagens e desvantagens.

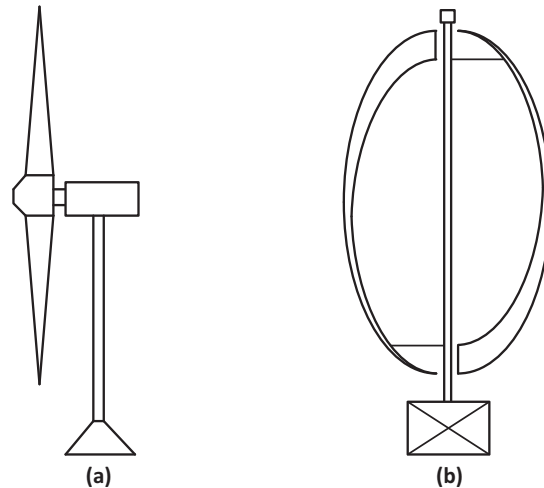


Figura 1.3 - Tipos de turbinas eólicas: (a) Eixo Horizontal (b) Eixo Vertical.

O domínio sobre as tecnologias de eixo horizontal as tornaram mais comuns, contudo as turbinas de eixo vertical possuem um ótimo desempenho em ambientes urbanos e de microgeração. Algumas das principais vantagens da tecnologia de eixo vertical são [2]: Independência da direção do vento; pode ser construídas encima de prédios; e baixo esforço mecânico aplicado à sua estrutura de suporte. Contudo algumas desvantagens aparecem com: baixa rotação; arranque ou início forçado; e baixa eficiência quando comparado com turbinas de eixo horizontal.

Ambientes urbanos apresentam pouco espaço, ventos mais turbulentos e não muito comportados, com direções bastante variáveis, estes fatores favorecem a utilização das TEEV, pois nesta situação elas apresentam um rendimento muito próximo às turbinas de eixo horizontal. Darrieus, H-Darrieus e Savonius são exemplos de turbinas de eixo vertical [8], sendo estas apresentadas na Figura 1.4.



Figura 1.4 - Principais tipos de turbina de eixo vertical.

1.3.1. Geradores elétricos

Gerador elétrico é um dispositivo utilizado para conversão de energia mecânica em energia elétrica. Dentre os tipos de geradores elétricos os mais comuns são:

- Gerador de Indução (ou assíncrono) – Máquina de construção simples e robusta. Composta por duas partes, rotor e estator, esta máquina pode ser do tipo: Gaiola de esquilo; ou rotor bobinado. Sua principal característica é possuir rotação fixa e faz utilização de caixa multiplicadora (*Gearbox*).
- Gerador Síncrono – Apesar de possuir uma construção mais complexa, tem se tornado mais comum em aerogeradores de pequeno e médio porte. Este tipo de máquina necessita de excitação externa, que pode ser feito por uma fonte ou, mais usual, com imã permanente (multipolos). Estes geradores síncronos podem ou não ter caixa multiplicadora em sua estrutura.

Com base nos estudos realizados em [9] e [10], são apresentadas na Figura 1.5 algumas configurações de sistemas eólicos, com diferentes geradores, para carregamento de baterias.

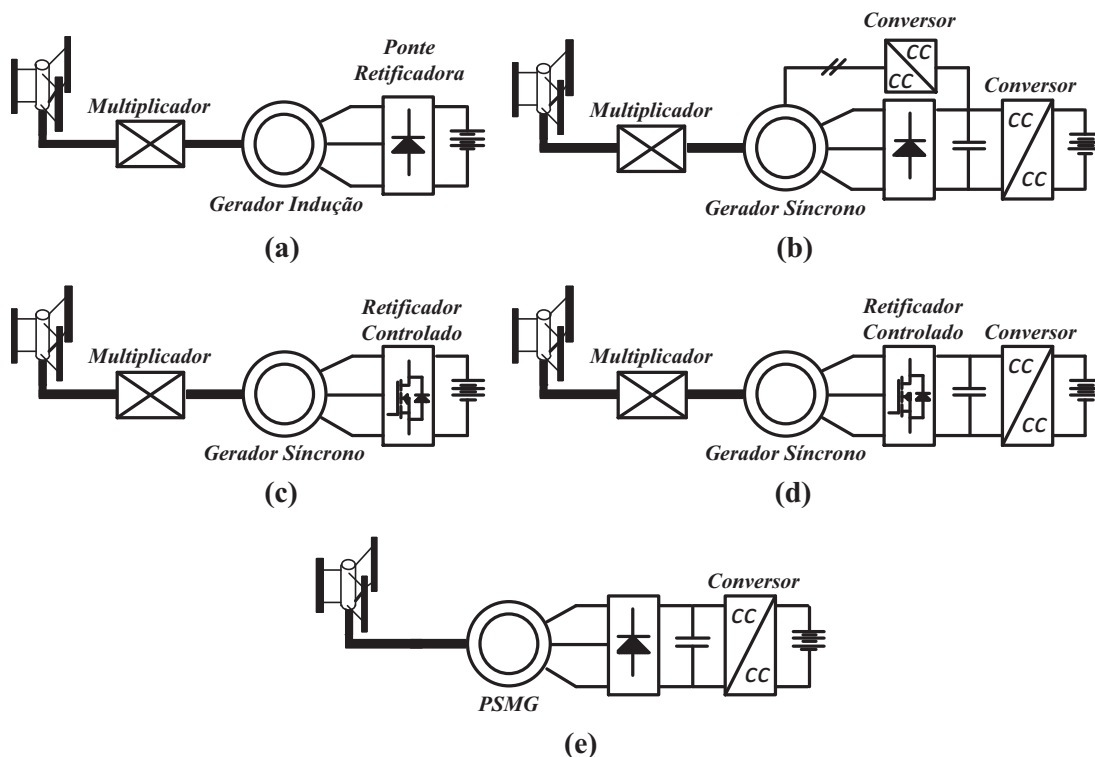


Figura 1.5 - Configurações de sistemas eólicos (geradores e conversores).

Observando a Figura 1.5 temos que em: (a) utilização de um gerador de indução, ou assíncrono, tendo a velocidade fixa; (b) com um gerador síncrono é necessário o uso de um conversor cc-cc para controlar a tensão sobre as baterias, já que com o aumento da velocidade, tem-se o aumento da tensão. Outro problema encontrado é a necessidade de uma fonte para excitação da bobina do gerador; (c) um gerador síncrono é ligado a um retificador controlado, este sendo bidirecional, pode excitar a bobina do aerogerador, além de fazer um controle da tensão sobre o banco de baterias; (d) é adicionado um conversor cc-cc na saída do retificador, assim tem-se mais versatilidade no sistema, podendo até dar um ganho na tensão gerada quando esta for menor que a tensão do banco de baterias; por fim em (e) é utilizado um gerador síncrono de imã permanente, onde este não precisa de excitação externa, dispensando retificadores bidirecionais ou fontes externas [11]; os sistemas com geradores síncronos, apesar de serem representados com caixa multiplicadora, o uso desta não é obrigatório, depende do projeto.

O uso de geradores com velocidade variável, para aplicações de médias e baixas potências, tem se tornado mais usual [12]. Ela torna possível o desacoplamento da velocidade de rotação, assim a velocidade do rotor se ajusta a velocidade real do vento, garantindo um melhor desempenho aerodinâmico. Outra vantagem do uso deste tipo de gerador é a redução das flutuações de cargas mecânicas, contudo como desvantagens têm-se a necessidade de excitação externa e o custo mais alto.

Uma solução que tem se tornado barata e atrativa é o uso de imãs permanente como excitador no gerador síncrono. Conhecidos como geradores síncronos de imã permanente (PSMG), estes possuem multipolos e imãs de neodímio, que produzem um elevado fluxo magnético em um pequeno espaço físico, tornando o equipamento compacto e leve [13]. Como principais vantagens do uso do PSMG destacam-se [14]:

- Não requer excitação externa de corrente;
- Maior confiabilidade;
- Baixa manutenção;
- Alta eficiência;
- Pás menores na turbina;
- Controle velocidade mecânica.

1.4. SISTEMA PROPOSTO

Assim na Figura 1.6 tem-se a representação do sistema proposto, onde um gerador eólico de eixo vertical, utilizando PSMG, gera energia elétrica a partir dos ventos, e esta energia é convertida e armazenada em um banco de baterias. Estas baterias podem alimentar cargas de corrente contínua (CC) na residência ou com a inserção de um inversor alimentar cargas de corrente alternada (CA) ou até interligar há rede elétrica.

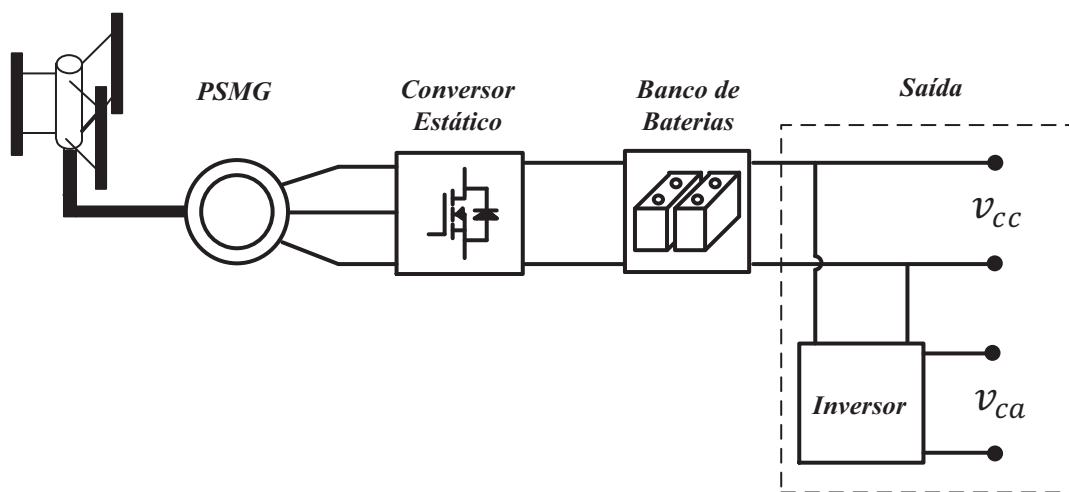


Figura 1.6 - Sistema proposto.

Em parceria com a empresa nacional Enersud⁵, o projeto tem como foco o desenvolvimento de conversor estático, utilizado para a conversão da energia elétrica gerada e carregamento das baterias. Como especificações de projeto têm-se:

Tabela 1.2 - Especificações do Projeto.

Tensão Máxima do Aerogerador	Volts [V]	42
Frequência Máxima do Aerogerador	Hertz [Hz]	70
Potência Máxima Gerada	Watts [W]	1500
Tensão no Barramento	Volts [V]	70
Área do dissipador (Circular)	Centímetro ² [cm ²]	25

⁵ Fundada em 2001 com o objetivo de pesquisar, desenvolver e distribuir soluções energéticas; a ENERSUD fabrica e comercializa equipamentos voltados para geração de energia a partir de fontes renováveis. Atualmente é a empresa com maior número de sistemas eólicos de pequeno porte instalados no Brasil. Entre os principais produtos comercializados pela Enersud, destacam-se: Turbina eólica Notus 138/112 (250 W / 350 W); e turbina eólica Gerar 246 (1 kW).

Atualmente existem diversas tecnologias de baterias, como: Chumbo-Ácido; níquel metal hidreto (Ni-Mh); lítio-íon (Li-Íon); entre outras. Em [15] e [16] é feito um estudo detalhado destas principais tecnologias.

Dentre as principais características que devem ser analisadas para escolha de qual tecnologia utilizar, destaca-se a tensão por célula, temperatura de trabalho, ciclos de carga-descarga e custo. Assim, para o desenvolvimento do sistema proposto foi adotado a utilização de baterias de chumbo ácido, que possuem um custo muito baixo quando comparado com as outras tecnologias.

Para carregamento de baterias existem diversas técnicas e recomendações apresentadas pelos fabricantes, onde estas técnicas consistem basicamente na manipulação de duas variáveis, tensão e corrente. Sabendo que o gerador eólico é uma fonte de potência variável, pois o vento não é constante, a maioria das técnicas recomendadas pelos fabricantes, como apresentado na Figura 1.7, não são possíveis de seguir.

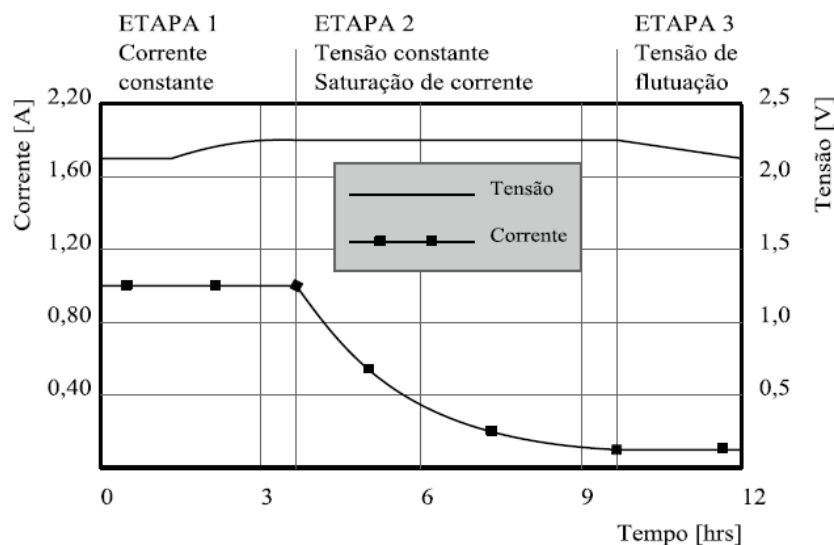


Figura 1.7 - Curva de carga por célula de baterias de chumbo-ácido.
FONTE: [16]

Assim, como método de carga, é feito o monitoramento da corrente e da tensão sobre o banco de baterias, onde se transfere o máximo de energia para baterias enquanto a tensão de suas placas está em um limite aceitável, e quando a tensão das placas ultrapassar esse limite, diminui esta transferência, podendo até ser interrompida.

1.5. TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS

São apresentadas neste tópico algumas topologias de conversores para carregamento de baterias utilizando aerogerador como fonte de energia. Iniciando da topologia mais rudimentar chega-se a algumas topologias bem complexas e ao final são descritas as topologias propostas neste trabalho.

1.5.1. Retificador trifásico não controlado com filtro capacitivo

Esta é a topologia mais antiga utilizada para carregamento de baterias. O PMSG é conectado diretamente a uma ponte retificadora trifásica não controlada, conhecida como ponte de Graetz, e este é conectado à bateria. Em alguns casos utiliza-se um capacitor em paralelo com a bateria para atenuar a ondulação da tensão, como apresentado na Figura 1.8.

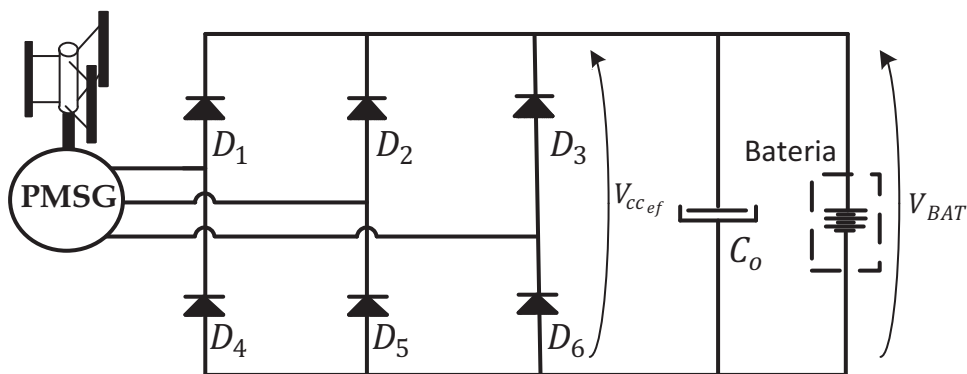


Figura 1.8 - Ponte de Graetz com filtro capacitivo.

Mesmo apresentando robustez e simplicidade, esta topologia apresenta vários problemas, como: redução da vida útil da bateria devido à sobretensão e sobrecorrente; baixo rendimento, pois não permite extração da máxima potência do vento; alta distorção harmônica total (DHT) na corrente de entrada; e carregamento incompleto da bateria ou até ausência de transferência de energia quando a tensão gerada for mais baixa que a tensão da bateria.

Desenvolvendo a integral (1.1) para o cálculo da tensão eficaz na saída do retificador, temos que este valor é de $2,341 \cdot V_L$, sendo V_L a tensão de linha. Logo nota-se que nesta topologia a tensão gerada deve ser igual ou maior à $1 \div 2,341$ da tensão da bateria, V_{BAT} , para que aja transferência de energia do gerador para a bateria, caso contrário, os diodos se mantêm bloqueados.

$$V_{CC_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (\sqrt{2} \cdot V_L)^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t)} = 2,341 \cdot V_L \quad (1.1)$$

Uma solução proposta em [17] para melhorar esta topologia é a inserção de indutores no lado CA do retificador. Isto garante melhorias significativas na extração de potência e na diminuição de harmônicos na corrente de entrada do retificador. A Figura 1.9 apresenta alguns resultados de potência mecânica obtidos com a inserção de algumas indutâncias entre o gerador e o retificador.

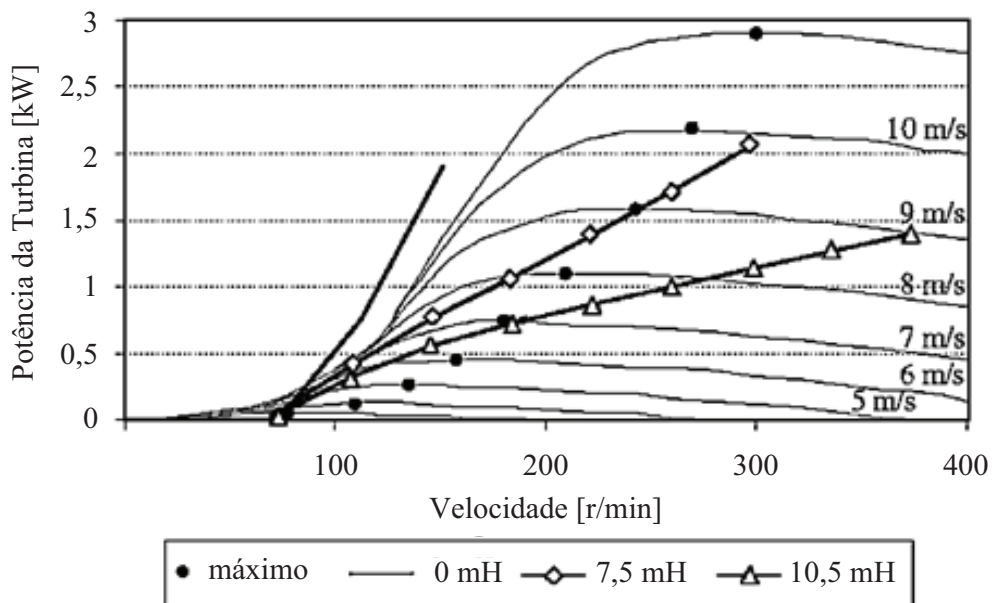


Figura 1.9 - Potência mecânica obtida com a inserção de indutâncias externas.
FONTE: [17]

Mesmo com a solução proposta pode-se observar que a curva obtida está muito fora dos pontos de máxima potência desejada. Outro problema é que os indutores são projetados para um gerador eólico específico, pois seu valor depende diretamente do valor da indutância da máquina.

1.5.2. Ponte de Graetz em série com o conversor Buck

A utilização de conversores estáticos entre a ponte retificadora e o banco de baterias causou uma grande evolução a termos de eficiência, desempenho e segurança. Ao introduzir um conversor estático é possível variando a razão cíclica alterar a impedância aparente vista pelo aerogerador, conseguindo obter pontos de máxima potência para determinadas velocidades de vento. Na literatura encontram-se varias técnicas de rastreamento de ponto de

máxima potência (MPPT) com: tabela de pesquisa; curva de interpolação; algoritmos de perturba e observa, entre outras, que podem ser implementadas ao utilizar conversores estáticos.

Uma dos primeiros conversores utilizados entre a ponte retificadora e banco de baterias foi o conversor cc-cc abaixador, conhecido como conversor Buck. A Figura 1.10 apresenta um sistema eólico de conversão de energia utilizando-o.

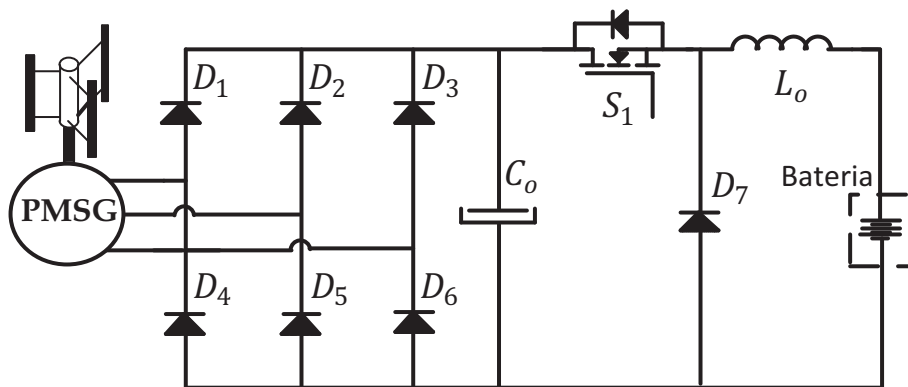


Figura 1.10 - Ponte de Graetz em série com conversor Buck.

Monitorando grandezas elétricas, como tensão e corrente, é possível aplicar algumas técnicas de MPPT. Em [18] e [19] é utilizada a técnica de perturba e observa (P&O), técnica esta muito utilizada nos sistemas de geração fotovoltaica. Com a razão cíclica fixa, o conversor sempre está processando determinada potência, ao perturbar esta razão cíclica, o conversor irá operar em outro ponto, processando mais ou menos potência; se monitorar esta potência é possível levar o conversor a operar no ponto de máxima potência. Na Figura 1.11 tem-se a representação do sistema.

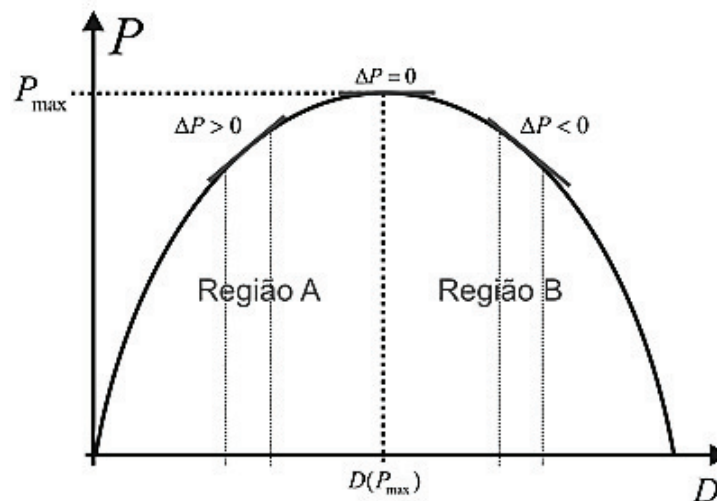


Figura 1.11 - Ilustração do princípio da técnica perturba e observa.

Fonte: [18]

O conversor abaixador cc-cc possui características na entrada de fonte de tensão e na saída com fonte de corrente, assim tem-se uma baixa ondulação na corrente de saída, corrente esta que alimenta o banco de baterias. Contudo apresenta alguns inconvenientes como: Corrente de entrada pulsada, sendo necessário o uso de capacitores altos no barramento cc de entrada; alto DHT na corrente de entrada; e o mais grave, não transferência de energia quando a tensão gerada estiver abaixo da tensão no banco de baterias.

1.5.3. Ponte de Graetz em série com conversor Boost

Uma das soluções para alguns dos problemas das topologias anteriores é o uso de um conversor elevador cc-cc, conhecido como Boost, em série com a Ponte de Graetz, como mostra a Figura 1.12. Com esta topologia é possível operar em todas as faixas de velocidade de vento, pois o conversor consegue elevar a tensão de saída.

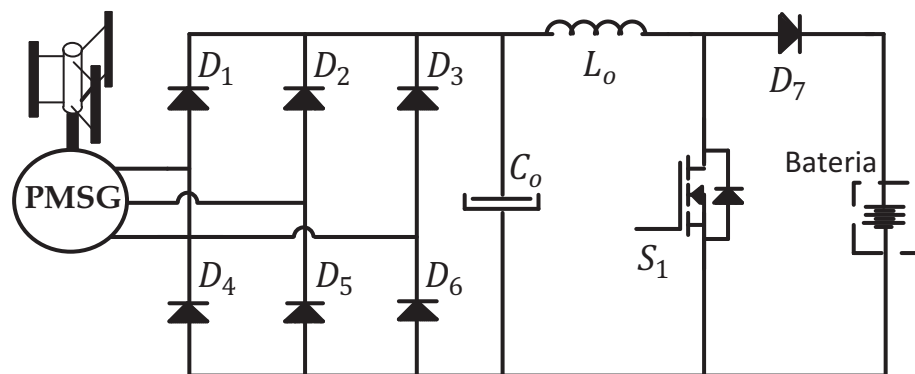


Figura 1.12 - Ponte de Graetz em série com conversor Boost.

Em [20] é apresentada uma proposta recente de controle para esta estrutura. Esta consiste em regular a tensão sobre o banco de baterias, reduzir a rotação da máquina quando a tensão gerada for excessiva e implementar um algoritmo de MPPT. O diagrama de blocos do controle é mostrado na Figura 1.13.

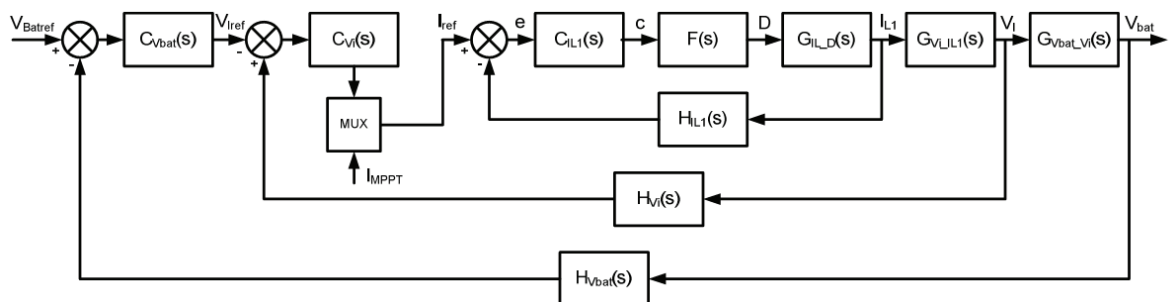


Figura 1.13 - Diagrama de blocos do controlador.

Fonte: [20]

O controlador proposto possui três malhas de controle sendo: $H_{L1}(s)$ a malha mais interna responsável por controlar a corrente no indutor; $H_{V1}(s)$ a malha intermediária responsável por controlar a tensão no barramento; e $H_{Vbat}(s)$ a malha mais externa responsável por controlar a tensão sobre o banco de baterias. O controlador monitora a tensão sobre as baterias, caso a bateria esteja carregada é selecionado o modo de controle de tensão sobre o banco de baterias, caso a bateria esteja descarregada entra em operação o modo de MPPT que faz o rastreamento de máxima potência.

Mesmo trabalhando em toda faixa de operação da turbina, este conversor não é muito usual devido algumas desvantagens como: Necessitar de várias baterias em série para elevar a tensão de saída do sistema; Corrente de saída pulsada, necessitando assim a utilização de um filtro capacitivo de alta capacitância na saída; e alto DHT na corrente de entrada.

1.5.4. Retificador em série com conversor Boost e Buck

A solução proposta por [21] faz o aproveitamento das principais vantagens das topologias descritas anteriormente. Com a estrutura apresentada na Figura 1.14 é possível rastrear o ponto de máxima potência para todas as faixas de ventos e prover proteções de sobretensão e sobrecorrente.

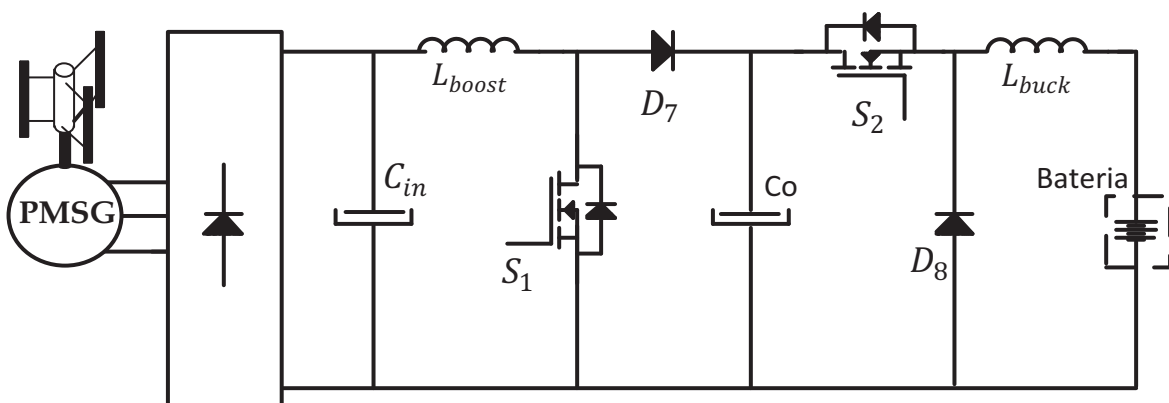


Figura 1.14 - Retificador em série com conversor Boost e Buck.

O retificador tem apenas a função de gerar na saída um sinal contínuo a partir da tensão senoidal gerada. O conversor Boost tem as funções de rastrear o ponto de máxima potência e/ou reduzir a rotação do PMSG regulando assim a tensão do barramento. Já o conversor Buck tem as funções de controlar o barramento cc, ou a tensão e corrente no banco de baterias. Por utilizar um conversor abaixador cc-cc na saída é possível escolher o número

de baterias em série que se deseja carregar. Outra vantagem do uso deste sistema é que tanto sua entrada quanto sua saída, não apresentam correntes pulsadas.

Como desvantagem desta topologia tem-se a alta distorção harmônica total na corrente de entrada devido ao retificador tipo ponte de Graetz. Quanto maior esta distorção, maior será as perdas por condução do PMSG, causando seu aquecimento. Este aquecimento pode ser problemático, tendo em vista que este tipo de máquina tende a ser compacto, dificultando sua refrigeração.

1.5.5. Retificador trifásico de três níveis com conversor Buck síncrono

A topologia apresentada na Figura 1.15 foi proposta por [22] recentemente. Esta é dividida em dois estágios: o primeiro um retificador trifásico de três níveis, responsável por extrair a máxima potência do vento e efetuar a correção do fator de potência; e um segundo bloco composto por um conversor Buck síncrono, que controlado provê as devidas proteções para bateria.

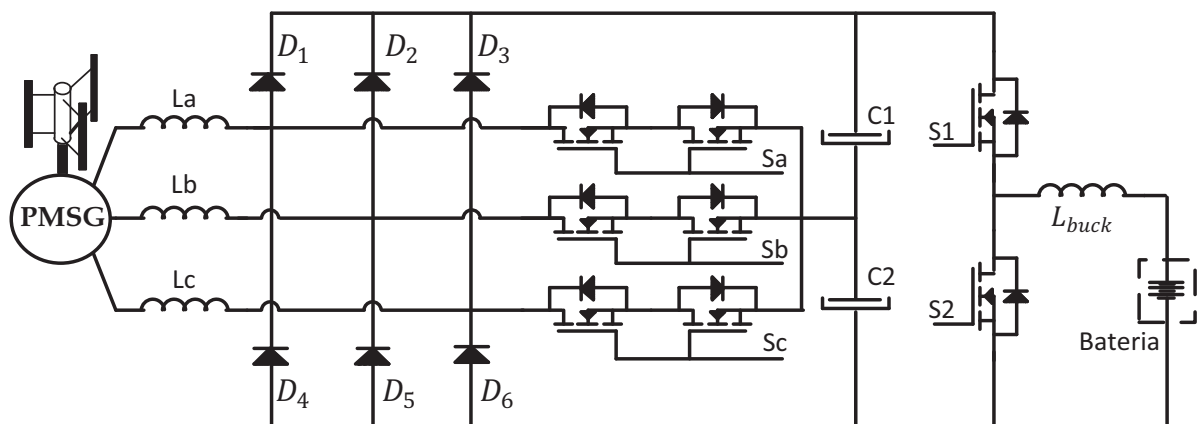


Figura 1.15 - Retificador trifásico de três níveis com conversor Buck.

São medidos os valores de tensão e corrente sobre o banco de baterias. Estes dados passam por um primeiro controlador responsável em manter a tensão e corrente de saída estável (*output voltage regulation* – OVR e *output current regulation* – OCR), e executar o rastreamento de máxima potência. O sinal deste primeiro controlador passa por um segundo controlador, que recebe dados de tensão e corrente de entrada do retificador, e com estes dados corrige fator de potência da corrente de entrada (*power factor correction* – PFC). Um diagrama de blocos simplificado dos controladores utilizados na topologia indicada é apresentado na Figura 1.16.

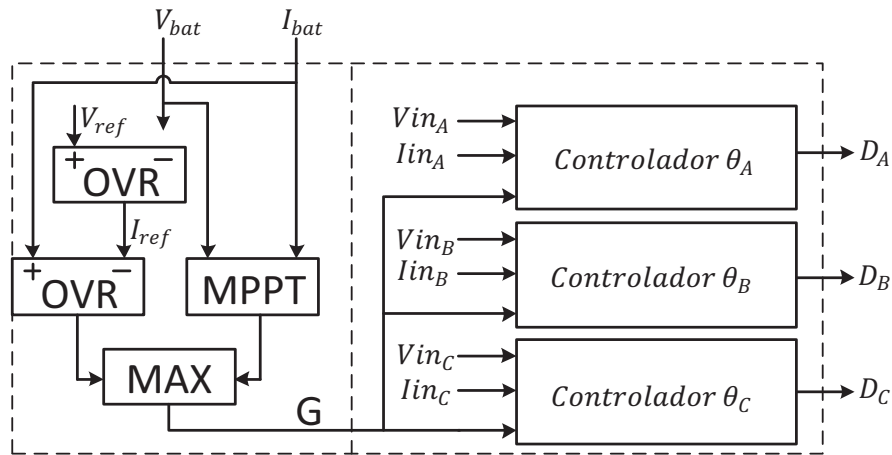


Figura 1.16 - Diagrama de blocos: controlador MPPT e PFC.

Mesmo chegando a um fator de potência de 0,98 e reunindo muitas vantagens das outras topologias, este conversor tem como principal desvantagem o uso de muitos semicondutores, tornando-o caro, menos robusto e o controle mais complexo.

1.6. TOPOLOGIAS PROPOSTAS

Procurando reunir as principais vantagens das topologias citadas anteriormente, é proposto neste trabalho um sistema para carregamento de baterias composto por um retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF) [23] e um conversor Buck, como apresentado na Figura 1.17.

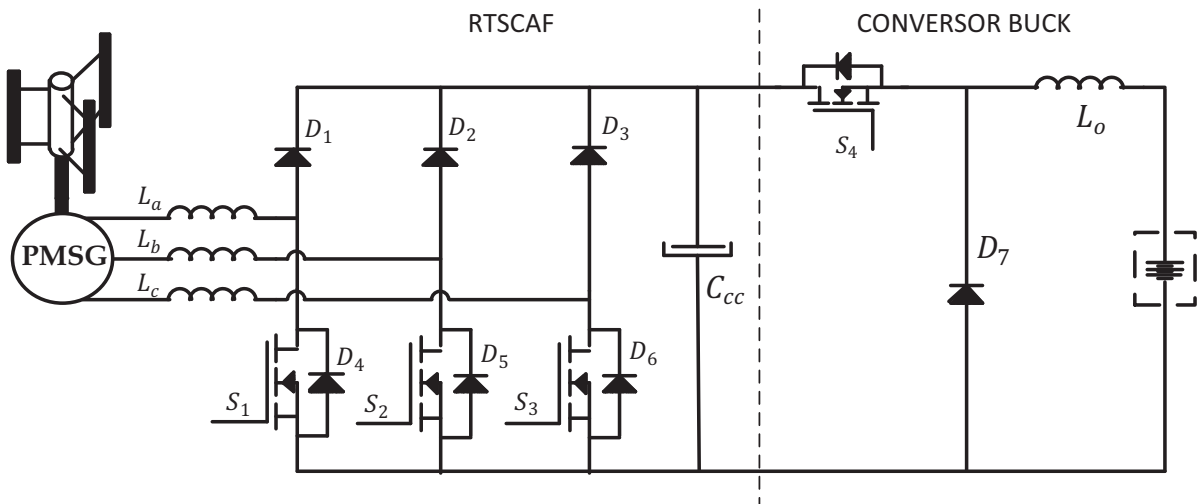


Figura 1.17 - 1ª topologia proposta.

Como principais vantagens da utilização deste retificador trifásico semicontrolado em alta frequência destacam-se: redução de custo por utilizar apenas três interruptores; robusto,

tendo em vista que não é possível fechar curto de braço no retificador; e simples acionamento das chaves, pois estão conectadas na mesma referência. Tais vantagens são conseguidas com o custo de uma maior, mas aceitável, distorção harmônica na corrente de entrada. O conversor Buck apresenta como principais vantagens: robustez; simplicidade e corrente de saída não pulsada.

Durante o desenvolvimento do projeto desta primeira topologia proposta verificou-se que algumas melhorias poderiam ser feitas, assim foi proposto uma segunda topologia onde se manteve no primeiro estágio o RTSCAF e no segundo estágio foi substituído o conversor Buck convencional por um conversor Buck intercalado síncrono (CBIS) [24], como apresentado na Figura 1.18.

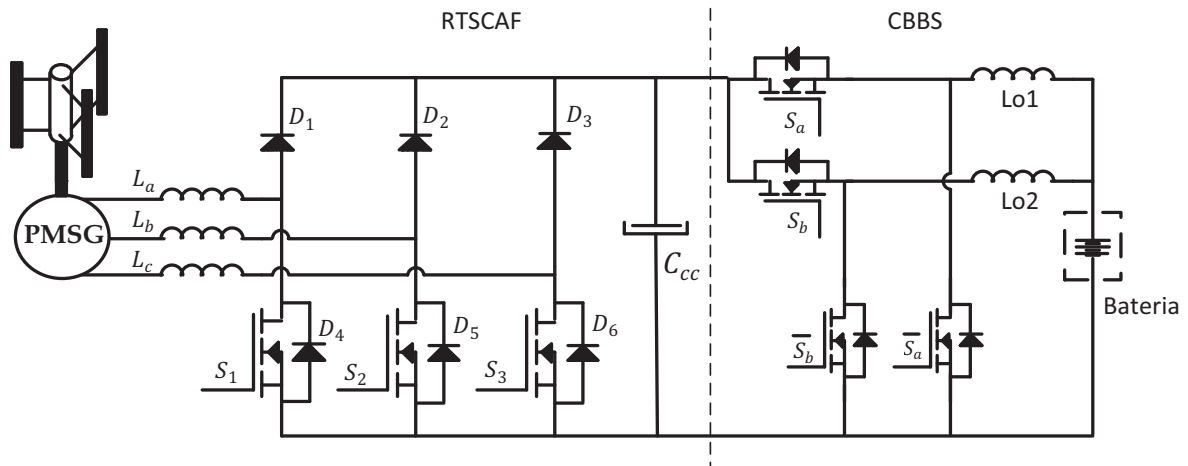


Figura 1.18 - 2ª topologia proposta.

A utilização do conversor Buck intercalado síncrono apresenta vantagens como: corrente de entrada aproximadamente contínua, diminuindo assim a corrente eficaz no barramento cc; cada braço do conversor processa metade da energia, diminuindo perdas por condução e reduzindo o tamanho dos magnéticos de saída; e menor ondulação na corrente de saída.

1.7. CONCLUSÃO

Um breve histórico da energia eólica foi apresentado neste capítulo. A partir de uma análise do panorama mundial e nacional, verificou-se que o potencial eólico instalado tem crescido velozmente. O Brasil possui um potencial eólico estimado de 143,4 GW sendo metade deste concentrado apenas no nordeste.

A microgeração utilizando energia eólica, principalmente em ambientes urbanos tem demonstrado ser uma ótima alternativa para diversificação da matriz energética e vêm a solucionar alguns problemas do setor energético. Nestes ambientes urbanos onde se tem uma limitação do espaço e os ventos são muito irregulares, as turbinas eólicas de eixo vertical apresentam um rendimento muito próximo às turbinas de eixo horizontal, com a vantagem de trabalharem com menores rotações, causando menores vibrações e ruídos audíveis. Assim é proposto um sistema composto por uma turbina de eixo vertical para carregamento de baterias.

Após uma revisão dos circuitos existentes na literatura para carregamento de baterias, primeiramente é proposta uma topologia composta por um RTSCAF e um conversor Buck, onde estes tem a função de: tratar a energia gerada pela TEEV e carregar um banco de baterias; extrair a máxima potência do vento; e proteger as baterias contra sobretensão e sobrecorrente. Em busca de uma melhor eficiência e redução de *hardware*, em uma segunda etapa é proposta uma segunda topologia composta por um RTSCAF e um CBIS, onde diferentemente do primeiro protótipo, com controle totalmente digital.

CAPÍTULO II

RETIFICADOR 3 ϕ SEMICONTROLADO EM ALTA FREQUÊNCIA

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

Após fazer um breve histórico da energia eólica, uma revisão bibliográfica de sistemas para carregamento de baterias e apresentar a topologia proposta; neste capítulo é descrito detalhadamente o funcionamento do retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF). Primeiramente são citadas as principais características, vantagens e desvantagens do uso deste conversor. Em seguida é feita a análise qualitativa, onde são estudadas suas etapas de operação, e a análise quantitativa, onde são levantadas as principais equações do conversor, como correntes e tensões em seus componentes.

2.1. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

Fazendo parte do primeiro estágio de conversão da topologia proposta, o RTSCAF apresentado na Figura 2.1, tem como principal vantagem baixas perdas por comutação, pois utiliza apenas três chaves controladas.

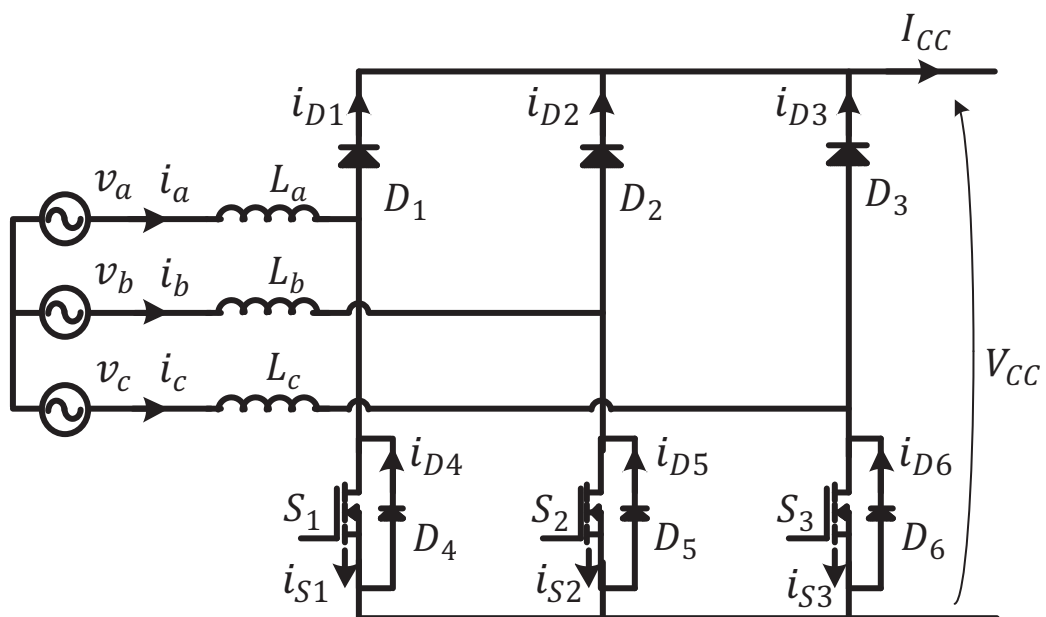


Figura 2.1 - Retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF).

Outras características que justificam o uso deste conversor são: Mesma referência para todas as chaves e circuito de controle, dispensando o uso *drivers* isolados; robustez, pois não é possível ocorrer curto-circuito de braço; e eliminação da ponte retificadora, diminuindo assim as perdas. Contudo esta estrutura possui um alto, mas aceitável, DHT na corrente de entrada, pois é controlado apenas o semiciclo positivo das correntes de entrada, o semiciclo negativo flui naturalmente pelos diodos. Com um controlador bem ajustado pode-se chegar a um DHT de aproximadamente 18% na corrente de entrada [25].

2.2. RETIFICADOR MONOFÁSICO COM REDUZIDAS PERDAS

Para melhor entendimento das etapas de operação do RTSCAF, neste tópico é descrito o funcionamento do retificador monofásico equivalente, conhecido como retificador monofásico com reduzidas perdas por condução, estudado por [26]. Este retificador é conhecido na literatura como conversor Boost sem ponte ou conversor *bridgeless*, cujo circuito é apresentado na Figura 2.2.

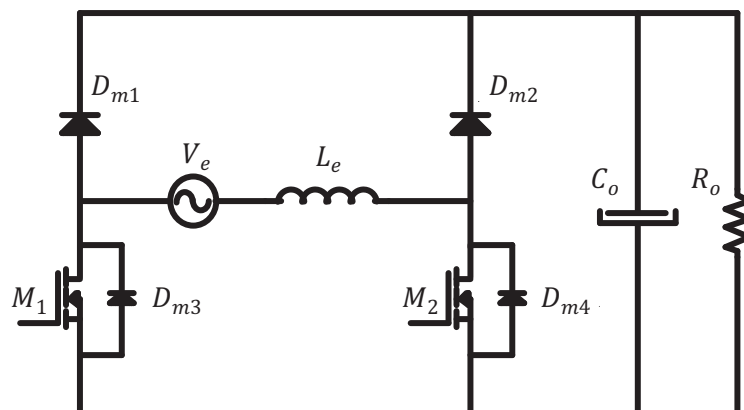


Figura 2.2 - Retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.

Este retificador possui dois modos de operação, sendo:

- 1º Modo: As chaves funcionam de forma complementar. No semiciclo positivo da tensão de entrada V_e , a chave M_1 mantém-se ligada enquanto M_2 comuta. Já no semiciclo negativo a chave M_2 mantém-se ligada quanto M_1 comuta. Suas etapas de operação são demonstradas na Figura 2.3.
- 2º Modo: Ambas as chaves, M_1 e M_2 , recebem o mesmo sinal de comando, comutando em alta frequência simultaneamente. A Figura 2.4 apresenta as etapas de operação deste segundo modo.

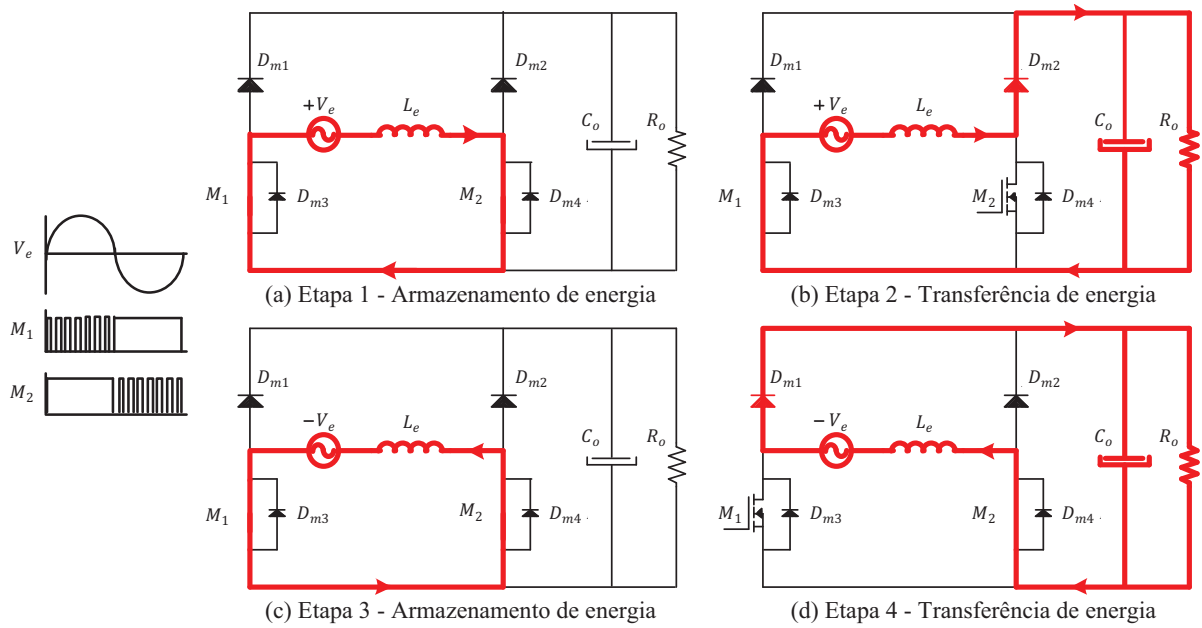


Figura 2.3 - 1º Modo de operação do retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.

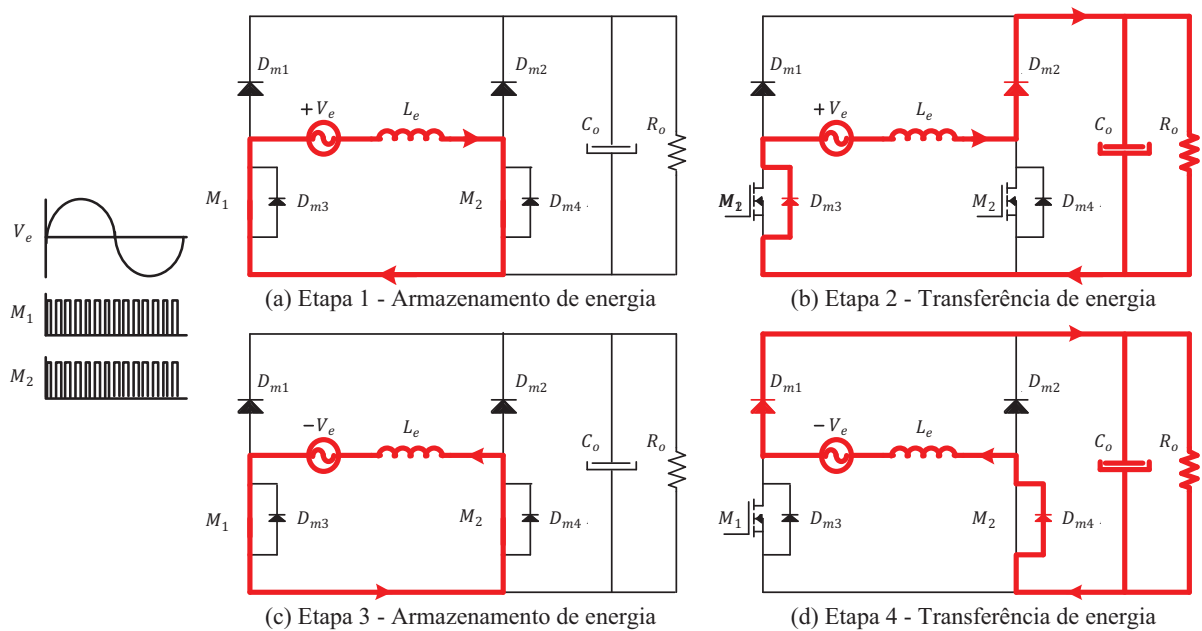


Figura 2.4 - 2º Modo de operação do retificador monofásico com reduzidas perdas por condução.

Como podem ser observados, em ambos os modos de operação, quando as chaves M_1 e M_2 são ligadas simultaneamente, ocorre o armazenamento de energia no indutor L_e e quando uma das chaves é aberta a energia é transferida para a carga. Os modos de operação são semelhantes, diferenciando apenas nas etapas 2 e 4, quando ocorre a transferência de energia; No primeiro modo de operação, a corrente passa pelas chaves M_1 e M_2 ; já no segundo modo de operação a corrente passa pelos diodos intrínsecos das chaves, D_{m3} e D_{m4} .

2.3. ANÁLISE QUALITATIVA - RTSCAF

Quando trabalhado com um retificador trifásico totalmente controlado (RTTC) com correntes não nulas, tem-se apenas dois sentidos para a corrente, positivo ou negativo, assim tem-se a combinação 2^3 , que gera oito configurações das correntes de entrada. Porém não é possível ter as três correntes no mesmo sentido, assim restam seis combinações, ou setores, como mostra a Tabela 2.1.

Tabela 2.1- Possíveis setores para correntes de entrada (RTTC).

$I_A(t)$	$I_B(t)$	$I_C(t)$	SETOR
+	+	+	<i>IMPOSSÍVEL</i>
+	-	+	1
+	-	-	2
+	+	-	3
-	+	-	4
-	+	+	5
-	-	+	6
-	-	-	<i>IMPOSSÍVEL</i>

Na Figura 2.5 são mostradas as formas de onda das correntes de entrada do RTTC e a divisão dos possíveis setores, de acordo com o sentido das correntes, positivo ou negativo.

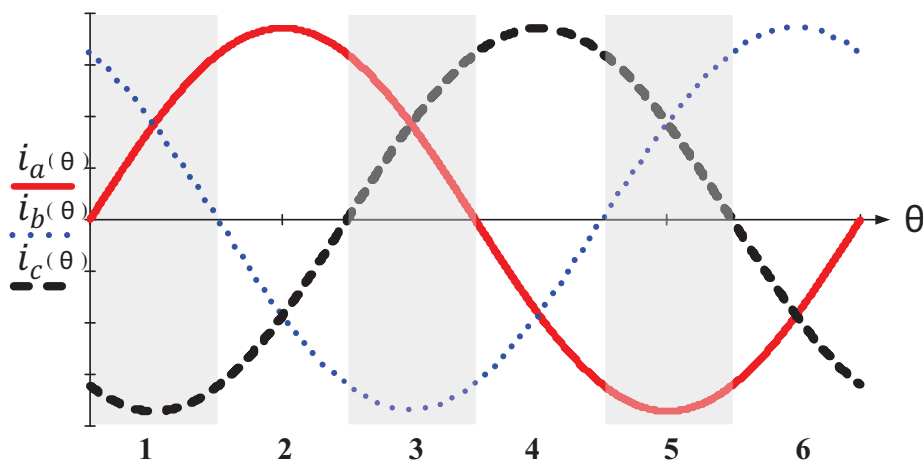


Figura 2.5 - Divisão das correntes de entrada do RTTC em setores.

O retificador trifásico semicontrolado, RTSCAF, também opera com três correntes senoidais defasadas de 120° , entretanto as correntes não têm apenas dois sentidos, neste conversor as correntes podem ser positiva, negativa ou nula. Assim diferentemente da estrutura anterior se tem a combinação 3^3 , como a soma das correntes deve ser nula restam apenas 12 combinações válidas como mostra a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Setores possíveis para correntes de entrada (RTSCAF).

$I_A(t)$	$I_B(t)$	$I_C(t)$	SETOR
+	+	+	IMPOSSÍVEL
+	+	-	POSSÍVEL
+	+	0	IMPOSSÍVEL
+	-	+	POSSÍVEL
+	-	-	POSSÍVEL
+	-	0	POSSÍVEL
+	0	+	IMPOSSÍVEL
+	0	-	POSSÍVEL
+	0	0	IMPOSSÍVEL
-	+	+	POSSÍVEL
-	+	-	POSSÍVEL
-	+	0	POSSÍVEL
-	-	+	POSSÍVEL
-	-	-	IMPOSSÍVEL
-	-	0	IMPOSSÍVEL
-	0	+	POSSÍVEL
-	0	-	IMPOSSÍVEL
-	0	0	IMPOSSÍVEL
0	+	+	IMPOSSÍVEL
0	+	-	POSSÍVEL
0	+	0	IMPOSSÍVEL
0	-	+	POSSÍVEL
0	-	-	IMPOSSÍVEL
0	-	0	IMPOSSÍVEL
0	0	+	IMPOSSÍVEL
0	0	-	IMPOSSÍVEL
0	0	0	IMPOSSÍVEL

As formas de onda aproximadas das correntes de entrada no RTSCAF são apresentadas na Figura 2.6. Estas formas de onda foram obtidas considerando o circuito com componentes ideais. Como podem ser observadas, as correntes não são completamente senoidais, isto ocorre, pois o controle é feito apenas no semiciclo positivo, no semiciclo negativo as correntes fluem naturalmente pelos diodos [27].

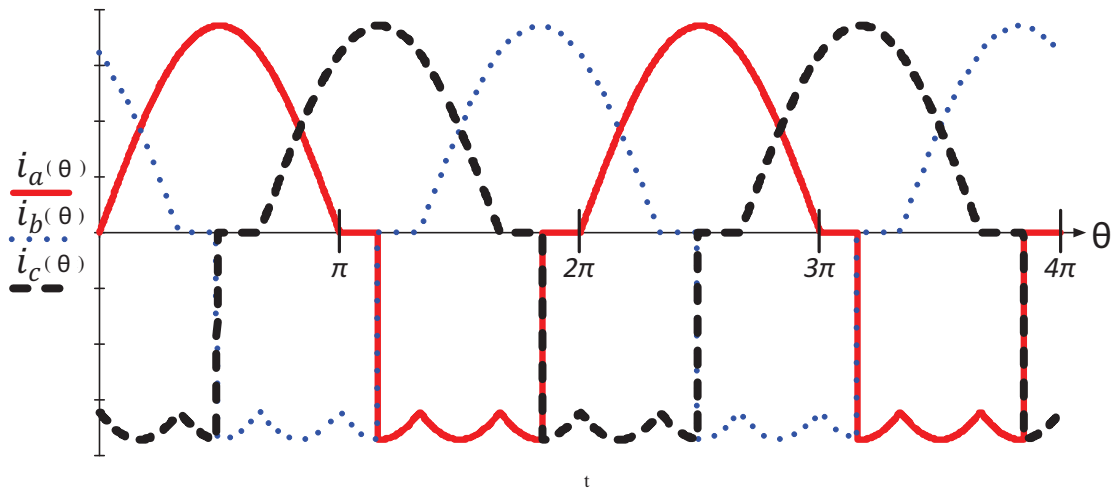


Figura 2.6 - Formas de onda das três correntes de entrada do RTSCAF.

Em busca de uma melhor metodologia para análise do retificador, as formas de onda das correntes de entrada são divididas em quatro setores e as formas de onda da tensão são divididas em três setores, como ilustrado na Figura 2.7, onde é apresentado apenas meio período, já que os seguintes são similares a este.

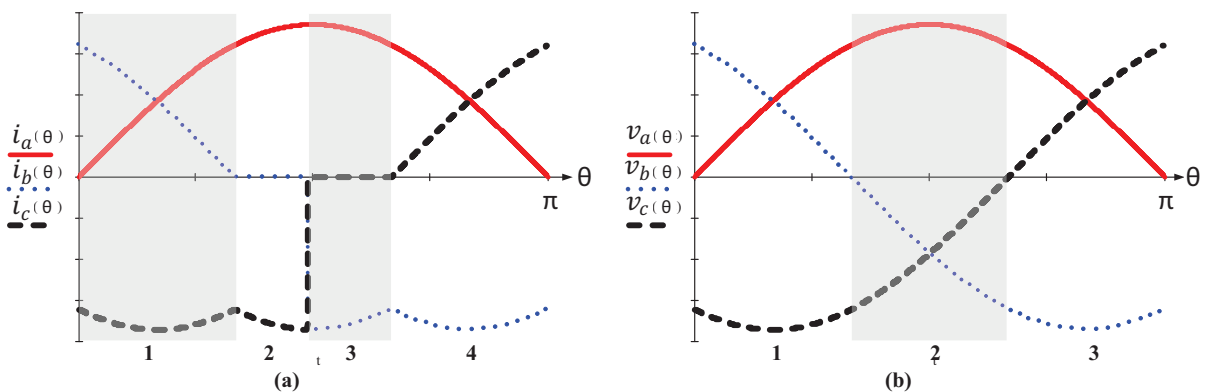


Figura 2.7 - Setores: (a) Corrente de entrada (b) Tensão de entrada.

As etapas de operação do retificador trifásico semicontrolado em alta frequência são levantadas para cada um dos quatro setores das correntes de entrada.

2.3.1. Primeiro Setor

Neste primeiro setor as tensões e correntes de entrada V_a e V_b são positivas enquanto a tensão V_c é negativa. As correntes tem comportamento igual a tensão. Como a corrente I_c esta no semiciclo negativo durante todo o primeiro setor, a chave S_3 permanece sempre bloqueada independente do sinal de gatilho. Assim restando duas chaves se tem quatro etapas de operação para o primeiro setor, como ilustrado na Figura 2.8.

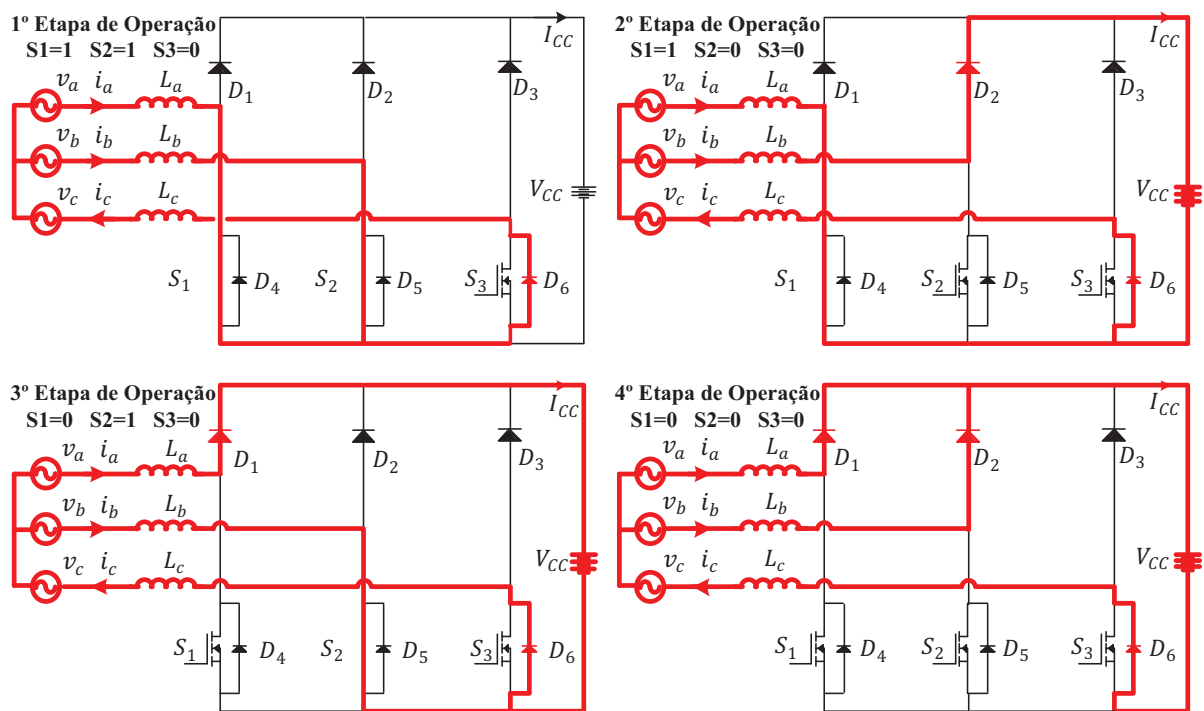


Figura 2.8 - Etapas de operação do 1º setor.

- *Primeira etapa de operação:* S_1 e S_2 ligadas e S_3 bloqueada
Enquanto as correntes i_a e i_b fluem pelas chaves S_1 e S_2 , respectivamente, i_c flui pelo diodo D_6 intrínseco da chave S_3 . Os indutores L_a e L_b recebem energia de L_c , enquanto a fonte V_{cc} , composta por um banco capacitivo alimenta a carga.
- *Segunda etapa de operação:* S_1 ligada e S_2 e S_3 bloqueadas
Nesta etapa a corrente i_b flui pelo diodo D_2 , enquanto i_a flui pela chave S_1 e i_c pelo diodo D_6 . O indutor L_b fornece energia para carga e o indutor L_c fornece energia para o indutor L_a .

- *Terceira etapa de operação:* S_1 e S_3 bloqueadas e S_2 ligada

A corrente i_b flui pela chave S_2 , a corrente i_a passa pelo diodo D_1 , enquanto a corrente i_c permanece fluindo pelo diodo D_6 . O indutor L_a transfere energia para carga, enquanto o indutor L_b recebe energia do indutor L_c .

- *Quarta etapa de operação:* S_1 , S_2 e S_3 bloqueadas

Nesta última etapa as correntes i_a e i_b fluem pelos respectivos diodos D_1 e D_2 . A corrente i_c permanece fluindo pelo diodo D_6 intrínseco a chave S_3 . Os indutores L_a e L_b transferem energia para carga e o indutor L_c .

2.3.2. Segundo Setor

Neste setor tem-se a corrente i_b e i_c no semiciclo negativo e a corrente i_a no semiciclo positivo, contudo a corrente i_b é aproximadamente zero. Logo se encontram apenas duas etapas de operação para este segundo setor, como mostra a Figura 2.9.

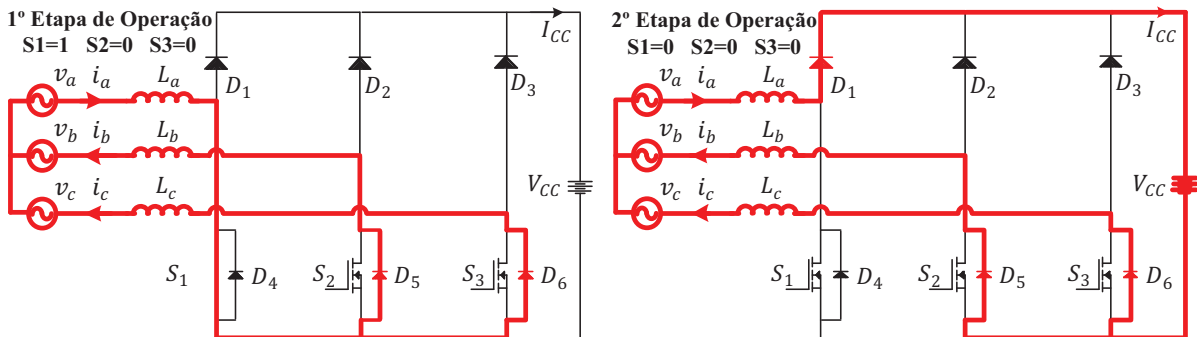


Figura 2.9 - Etapas de operação do 2º setor.

- *Primeira etapa de operação:* S_1 ligada e S_2 e S_3 bloqueadas

A corrente i_a flui pela chave S_1 enquanto as correntes i_b e i_c circulam pelos diodos D_5 e D_6 , respectivamente. O indutor L_a recebe energia dos indutores L_b e L_c .

- *Segunda etapa de operação:* S_1 , S_2 e S_3 bloqueadas

Nesta etapa as correntes i_b e i_c permanecem circulando pelos diodos intrínsecos das chaves S_2 e S_3 . A corrente i_a flui pelo diodo D_1 , alimentando assim a carga, enquanto os indutores L_b e L_c armazenam energia.

2.3.3. Terceiro setor

Neste terceiro setor se tem as correntes i_b e i_c no semiciclo negativo, enquanto a corrente i_a encontra-se no semiciclo positivo. Por causa da corrente i_c ter valor muito próximo de zero, aparecem neste setor apenas duas etapas de operação, como apresentado na Figura 2.10.

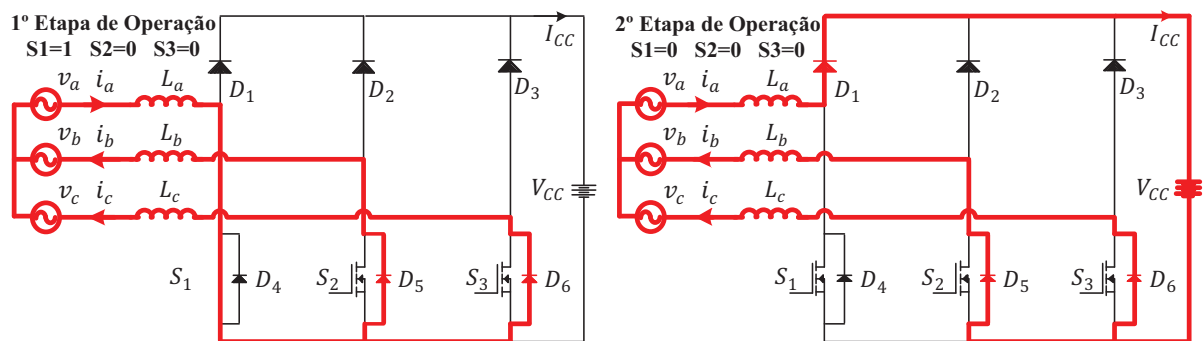


Figura 2.10 - Etapas de operação do 3º setor.

Observando as etapas do terceiro setor, percebe-se que são iguais as etapas de operação do segundo setor. Assim para evitar repetições não será descrita novamente cada etapa de operação.

2.3.4. Quarto setor

A partir deste setor as etapas de operação começam a se repetir. Como pode ser observado na Figura 2.11, as etapas se assemelham com as etapas do primeiro setor, contudo, neste setor a corrente i_b é sempre negativa enquanto as correntes i_a e i_c são positivas, sendo a primeira crescente e a segunda decrescente.

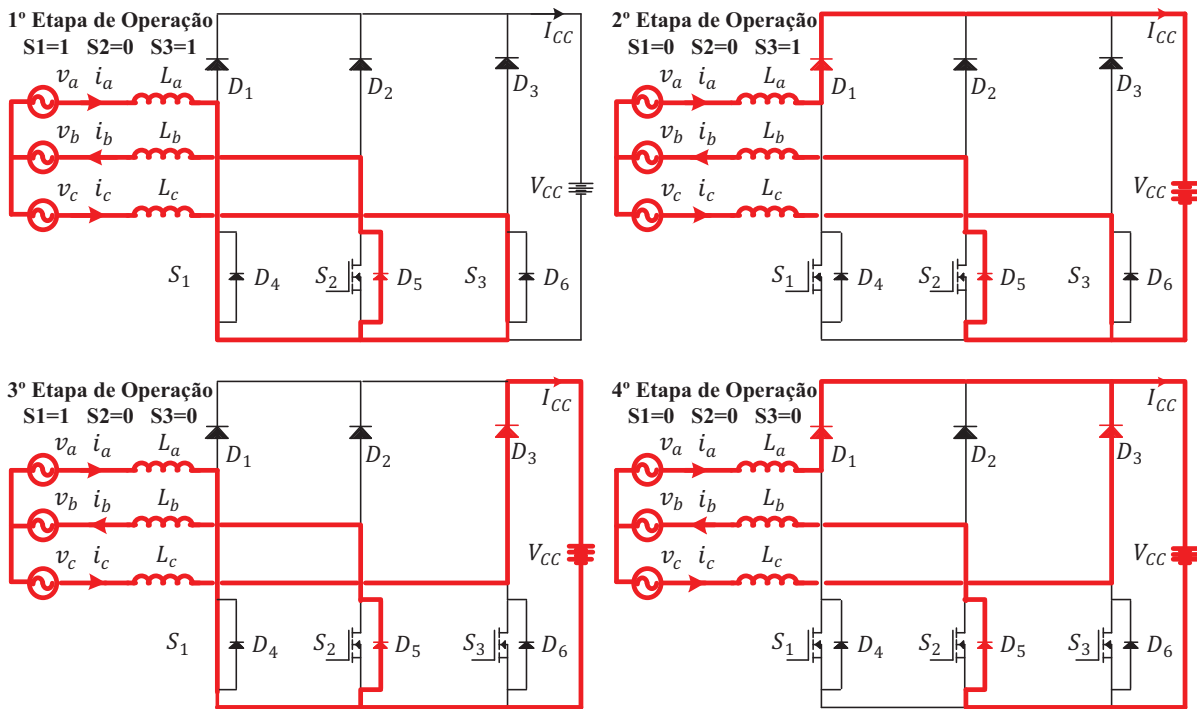


Figura 2.11 - Etapas de operação do 4º setor.

Para melhor compreensão do funcionamento do retificador trifásico semicontrolado em alta frequência, na Figura 2.12 são apresentadas suas principais formas de onda. Na Figura 2.12 (a) tem-se a forma de onda senoidal da tensão na fase A. Observa-se na Figura 2.12 a corrente que flui pelo indutor L_a , tendendo a forma senoidal. Analisando o sinal de gatilho na chave S_1 ilustrado na Figura 2.12 (c) pode-se notar que quando a chave esta desligada há um fluxo de corrente pelo diodo D_1 , Figura 2.12 (d); já quando a chave esta ligada a corrente circula pela chave S_1 , Figura 2.12 (e). Por fim a Figura 2.12 (f) mostra que durante todo semiciclo negativo, a corrente da fase A flui pelo diodo D_4 , em antiparalelo com a chave S_1 . As formas de onda correspondentes à fase B e fase C são as mesmas, mas defasadas de 120° entre si.

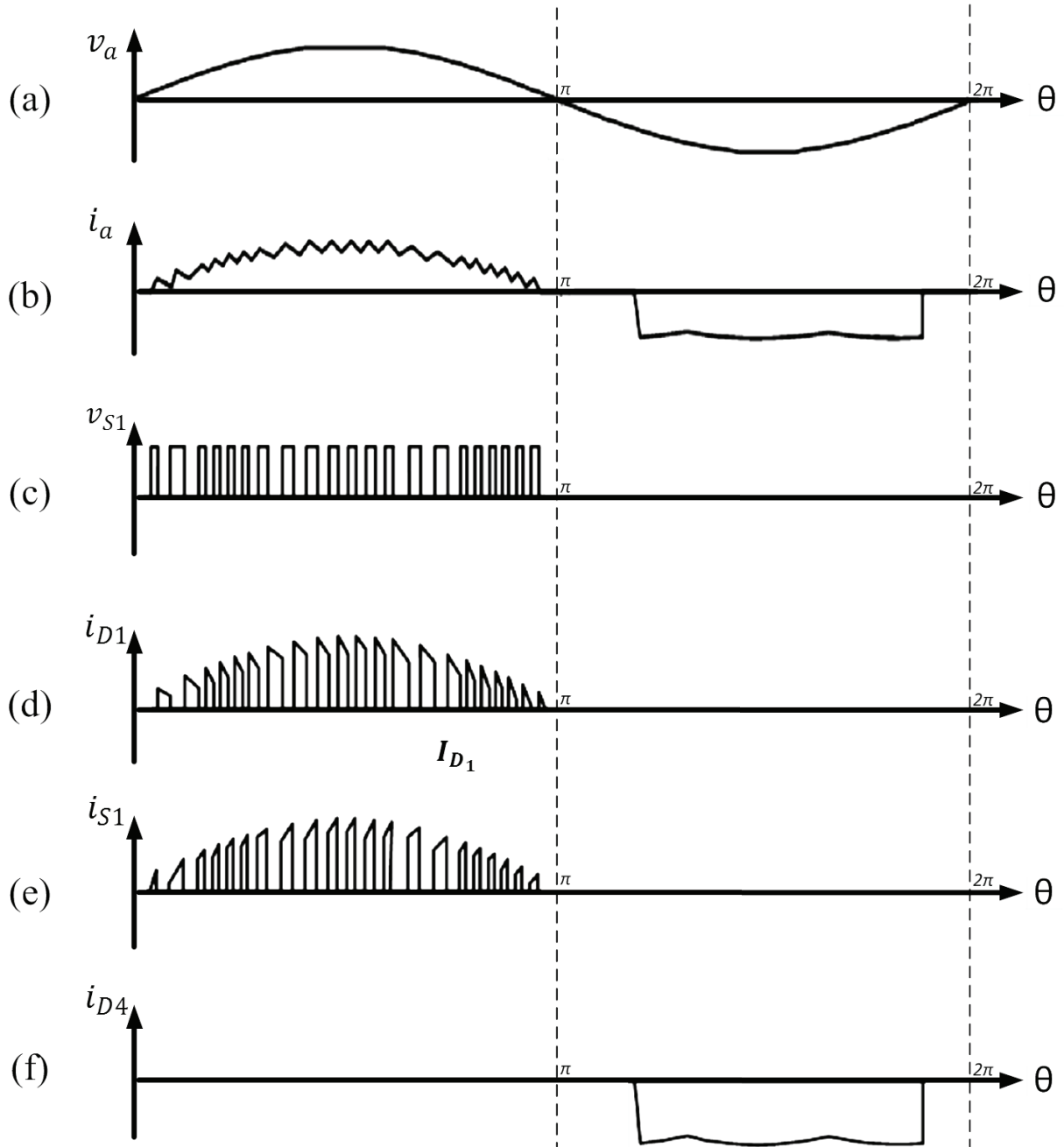


Figura 2.12 - Principais formas de onda RTSCAF.

2.4. ANÁLISE QUANTITATIVA - RTSCAF

Seguindo a mesma metodologia utilizada para análise qualitativa, e buscando simplificar os cálculos, a análise quantitativa é feita para cada setor da corrente de entrada, como ilustrado na Figura 2.7.

Tanto o primeiro setor como o quarto setor operam num intervalo de 60° , contudo falta calcular o tempo de duração do segundo e do terceiro setor. No segundo setor a corrente I_b tem valor aproximadamente nulo, tendendo ao modo de condução descontínua, assim para

representar esta corrente é adicionada uma fonte de tensão, denominada V_{mcd} , no braço B, responsável por tornar a resultante da corrente neste braço aproximadamente zero. A Figura 2.13 apresenta o circuito equivalente da segunda etapa de operação deste segundo setor.

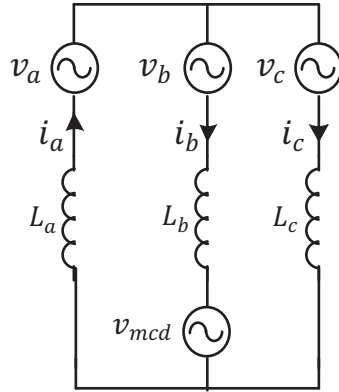


Figura 2.13 - Representação do circuito do segundo setor do retificador.

As tensões de entradas são senoidais e defasadas de 120° , como mostra (2.1).

$$\begin{aligned} v_a &= V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ v_b &= V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \\ v_c &= V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.1)$$

$V_{r\text{ pico}}$ é o valor do pico da tensão de fase do retificador, este valor é calculado multiplicando o valor eficaz da tensão de fase por $\sqrt{2}$ como mostra (2.2).

$$V_{r\text{ pico}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{fase}} \quad (2.2)$$

Assim analisando a Figura 2.13, tem-se (2.3).

$$v_b + v_{L_b} + v_{mcd} = v_c + v_{L_c} \quad (2.3)$$

Aplicando (2.1) em (2.3) e substituindo a tensão nos indutores pela derivada de suas correntes, chega-se a (2.4).

$$\begin{aligned} V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + L_b \cdot \frac{d(I_b(\omega t))}{dt} + v_{mcd}(\omega t) = \\ V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + L_c \cdot \frac{d(I_c(\omega t))}{dt} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Considerando os indutores com valor de indutâncias iguais e que as correntes de entrada são senoidais e defasadas de 120° , tem-se (2.5).

$$V_{r\text{picor}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ))}{dt} + v_{mcd}(\omega t) =$$

$$V_{r\text{picor}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ))}{dt} \quad (2.5)$$

Sendo L_r a variável que representa os indutores de entrada do retificador. Desenvolvendo a equação (2.5), chega-se a (2.6).

$$v_{mcd}(\omega t) = \sqrt{3} \cdot L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega \cdot \text{sen}(\omega t) - \sqrt{3} \cdot V_{r\text{picor}} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

Esta fonte v_{mcd} faz parte do segundo setor, logo ele inicia em 60° , quando termina o primeiro setor. Na Figura 2.14 é apresentado o comportamento desta fonte no tempo.

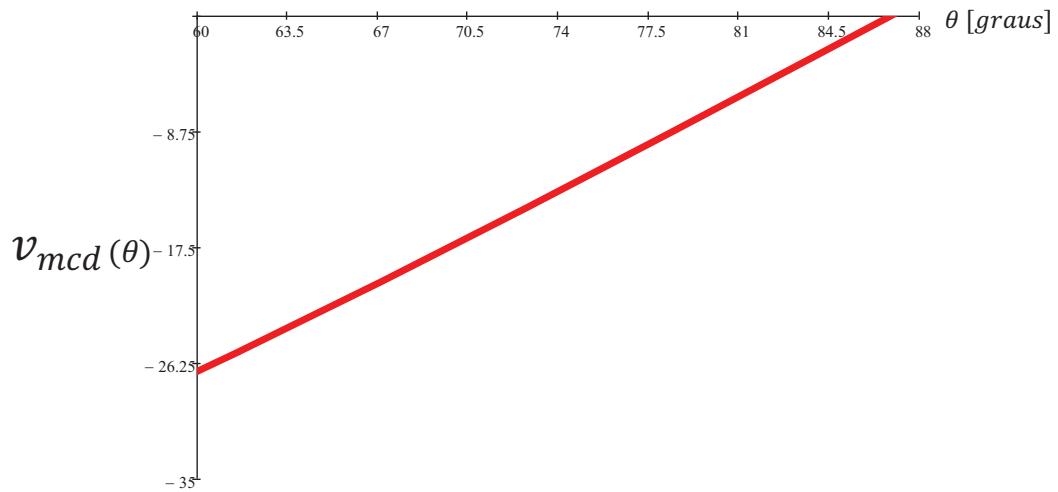


Figura 2.14 - Comportamento da fonte de tensão $v_{mcd}(\theta)$.

Nota-se que o comportamento da fonte v_{mcd} é negativo e tem uma duração de aproximadamente 28° . Como o primeiro e o quarto setor somando tem uma duração de 120° restam para o segundo e terceiro setor 60° . Visto que a duração do segundo setor é de 28° , chega-se a um intervalo de 32° para o terceiro setor.

Para realização da análise matemática do retificador nos quatro setores considera-se que as correntes i_b e i_c são iguais à zero no segundo e terceiro setor, respectivamente, e despreza-se a ondulação nas correntes.

O equacionamento da corrente i_a estudado por [27] é expresso conforme (2.7). Como as três correntes de entrada do retificador possuem a mesma forma e são defasadas de 120° , a partir da função $i_a(t)$ é possível encontrar as equações correspondentes as correntes da Fase B e Fase C.

$$i_a(t) = \begin{cases} I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) & \rightarrow 0 \leq \omega t < (2.n.\pi - \pi) \\ 0 & \rightarrow (2.n.\pi - \pi) \leq \omega t < (2.n.\pi - \frac{38\pi}{45}) \\ -I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \rightarrow (2.n.\pi - \frac{38\pi}{45}) \leq \omega t < (2.n.\pi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) & \rightarrow (2.n.\pi - \frac{2\pi}{3}) \leq \omega t < (2.n.\pi - \frac{\pi}{3}) \\ -I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \rightarrow (2.n.\pi - \frac{\pi}{3}) \leq \omega t < (2.n.\pi - \frac{7\pi}{45}) \\ 0 & \rightarrow (2.n.\pi - \frac{7\pi}{45}) \leq \omega t < (2.n.\pi) \end{cases} \quad (2.7)$$

A Figura 2.15 apresenta a forma de onda da tensão e corrente da fase A. Para o traçado destas formas de onda foi considerado para tensão uma função senoidal e para corrente a equacionada em (2.7).

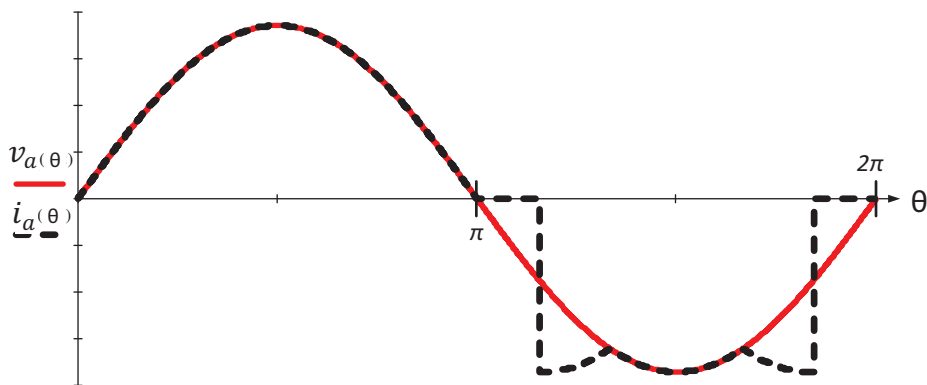


Figura 2.15 - Tensão e corrente de entrada (Fase A).

A corrente de pico do retificador é equivalente ao valor de pico de uma corrente senoidal. Assim sabendo a potência de entrada, P_r , e a tensão de linha, $V_{r\text{linha}}$, pode-se calcular a corrente de pico do retificador a partir de (2.8).

$$I_{r\text{pico}} = \sqrt{2} \frac{P_r}{\sqrt{3} \cdot V_{r\text{linha}}} \quad (2.8)$$

Para o cálculo da corrente de saída do retificador, são desconsideradas as perdas no retificador, assim a potência de entrada é igual à potência de saída. Logo, com os valores da potência de saída e da tensão do barramento de corrente contínua, V_{cc} , chega-se ao valor da corrente de saída, I_{cc} , conforme (2.9).

$$I_{cc} = \frac{P_r}{V_{cc}} \quad (2.9)$$

A seguir, é realizada a análise matemática do retificador para os quatro setores da corrente de entrada.

2.4.1. Primeiro setor RTSCAF

A partir das etapas de operação do primeiro setor, apresentadas na Figura 2.8, chegou-se aos circuitos equivalentes ilustrados na Figura 2.16.

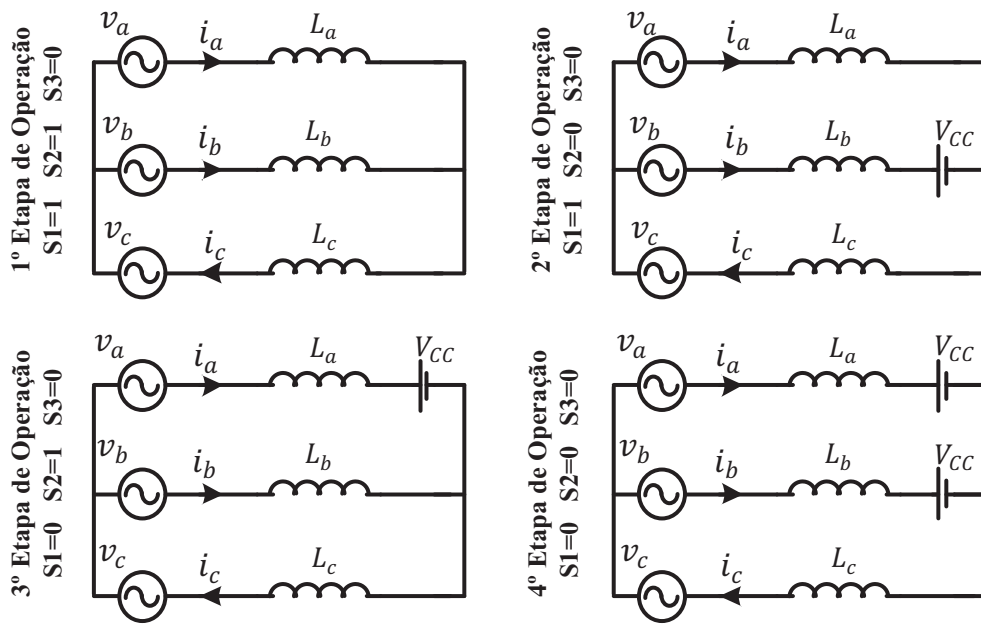


Figura 2.16 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do primeiro setor.

Dependendo da etapa de operação a fonte V_{CC} aparece no braço A e/ou no braço B, assim o circuito equivalente das etapas de operação do primeiro setor, descrito acima, pode ser representado de uma forma simplificada, como mostra a Figura 2.17.

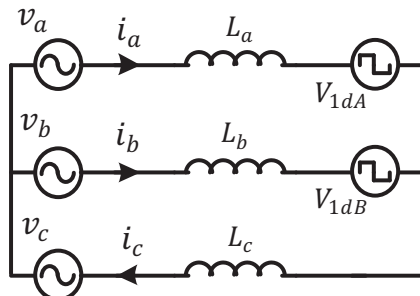


Figura 2.17 - Circuito simplificado das etapas de operação (Primeiro setor).

Observando o circuito simplificado das etapas de operação, tem-se que os três braços estão em paralelo, assim pode ser escrito (2.10).

$$v_a(\omega t) - v_{L_a}(\omega t) - v_{1dA}(\omega t) = v_b(\omega t) - v_{L_b}(\omega t) - v_{1dB}(\omega t) = v_c(\omega t) + v_{L_c}(\omega t) \quad (2.10)$$

Sabendo que v_{1dA} e v_{1dB} são tensões variáveis que aparecem nos braços A e B de acordo com a razão cíclica aplicada as suas respectivas chaves, estas fontes podem ser equacionadas de acordo com (2.11) e (2.12).

$$v_{1dA}(\omega t) = (1 - D_{1A}(\omega t)) \cdot V_{cc} \quad (2.11)$$

$$v_{1dB}(\omega t) = (1 - D_{1B}(\omega t)) \cdot V_{cc} \quad (2.12)$$

Considerando as indutâncias iguais, estas são representadas por L_r . Fazendo a igualdade apenas do braço A e braço C, e substituindo a tensão nos indutores pela sua indutância multiplicada pela derivada das respectivas correntes de cada fase, tem-se (2.13).

$$\begin{aligned} V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) - L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t))}{dt} - v_{1dA}(\omega t) = \\ V_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{ pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ))}{dt} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Trabalhando a equação acima e isolando $V_{1dA}(\omega t)$, chega-se a (2.14).

$$\begin{aligned} v_{1dA}(\omega t) = \frac{V_{r\text{ pico}}}{2} \left[3 \cdot \text{sen}(\omega t) + \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) \right] - \\ \frac{L_r \cdot I_{r\text{ pico}} \cdot \omega}{2} \left[\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) - \cos(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (2.14)$$

Substituindo (2.11) em (2.14) e isolando $D_{1A}(\omega t)$ tem-se (2.15).

$$\begin{aligned} D_{1A}(\omega t) = 1 - \frac{V_{r\text{ pico}}}{2 \cdot V_{cc}} \left[3 \cdot \text{sen}(\omega t) + \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) \right] + \\ \frac{L_r \cdot I_{r\text{ pico}} \cdot \omega}{2 \cdot V_{cc}} \left[\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) + \cos(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Para simplificar o tamanho das equações é adotada a igualdade abaixo.

$$\beta = \frac{L_r \cdot I_{r\text{ pico}} \cdot \omega}{V_{cc}} \quad (2.16)$$

O índice de modulação em amplitude do retificador, M_r , é dado pela relação da tensão de pico de linha com a tensão de saída, assim chega-se a (2.17).

$$M_r = \frac{V_{r\text{ pico}} \cdot \sqrt{3}}{V_{cc}} \quad (2.17)$$

Assim substituindo (2.16) e (2.17) em (2.15) chega-se a (2.18) que é a equação que representa o comportamento da razão cíclica em função do tempo.

$$D_{1A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2} \left[\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) + \cos(\omega t) \right] + \frac{\beta}{2} \left[\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) + \cos(\omega t) \right] \quad (2.18)$$

Realizando agora os mesmos procedimentos para obter a equação que represente o comportamento da razão cíclica $D_{1B}(\omega t)$ é feita primeiramente a igualdade do braço B e braço C, apresentado na Figura 2.17; e substituída à tensão nos indutores pela sua indutância multiplicada pela derivada das respectivas correntes de cada fase, assim tem-se (2.19).

$$V_{r\text{pico}} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) - L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ))}{dt} - v_{1dB}(\omega t) =$$

$$V_{r\text{pico}} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ))}{dt} \quad (2.19)$$

Isolando o termo $v_{1dB}(\omega t)$, resolvendo as derivadas e trabalhando os termos da equação acima, chega-se a (2.20).

$$v_{1dB}(\omega t) = V_{r\text{pico}} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) + L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (2.20)$$

Substituindo (2.12) em (2.20) e isolando $D_{1B}(\omega t)$, tem-se (2.21).

$$D_{1B}(\omega t) = 1 - \frac{V_{r\text{pico}} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) + L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)}{V_{cc}} \quad (2.21)$$

Simplificando a equação acima, substituem-se (2.16) e (2.17), assim chega-se a (2.22).

$$D_{1B}(\omega t) = 1 - M_r \cdot \cos(\omega t) - \beta \cos(\omega t) \quad (2.22)$$

A Figura 2.18 apresenta o comportamento da razão cíclica $D_{1A}(\omega t)$ e $D_{1B}(\omega t)$ em função do tempo para diversos valores de β .

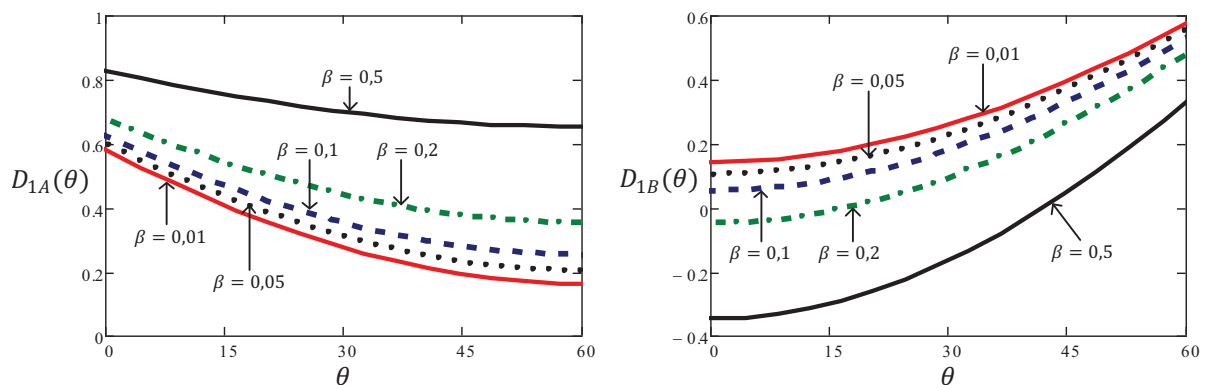


Figura 2.18 - Comportamento da razão cíclica D_{1A} e D_{1B} para diferentes valores de β .

Analisando os gráficos acima se observa que a função $D_{1A}(\omega t)$ independe do valor de β para que seja válida; já a função $D_{1B}(\omega t)$ atinge valores negativos para $\beta = 0,5$ e $\beta = 0,2$; logo para que $D_{1B}(\omega t)$ seja válida, β deve ter valor igual ou inferior a 0,1.

2.4.2. Segundo setor RTSCAF

Utilizando a Figura 2.9, que ilustra as etapas de operação para o segundo setor da corrente de entrada, é possível chegar a dois circuitos equivalentes, como ilustrado na Figura 2.19.

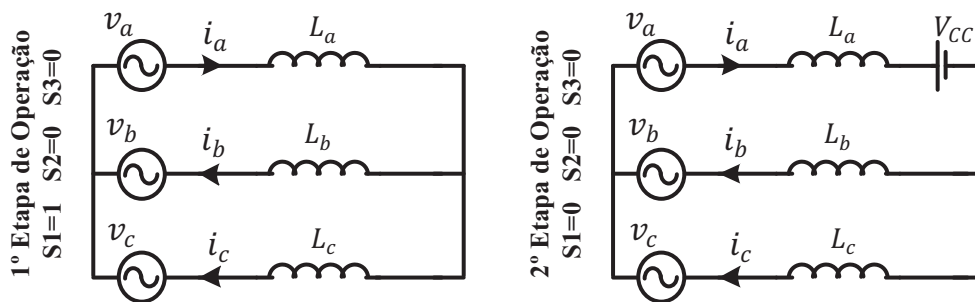


Figura 2.19 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do segundo setor.

Como pode ser observada, a fonte V_{cc} aparece somente na segunda etapa de operação, então é possível representá-la como uma fonte variável, denominada v_{2dA} ; assim a Figura 2.20 ilustra o circuito equivalente do segundo setor.

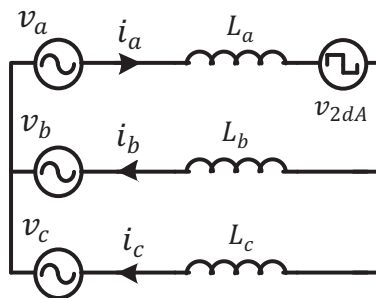


Figura 2.20 - Circuito equivalente do segundo setor.

Analisando o circuito equivalente temos que o braço B e o braço C estão em paralelo com as correntes no mesmo sentido. Assim considerando que as fontes de entrada são iguais, mas defasadas de 120° , e que o valor das indutâncias de entrada são os mesmos, é possível simplificar este circuito chegando assim a um circuito equivalente simplificado, como mostra a Figura 2.21.

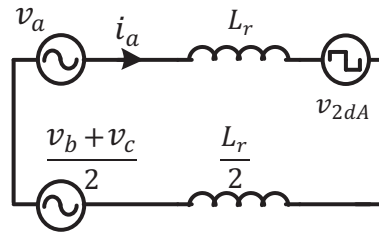


Figura 2.21 - Circuito equivalente simplificado do segundo setor.

Sabendo que em um sistema trifásico a soma das tensões de entrada são nulas, podemos escrever (2.23), e equacionando as tensões do circuito equivalente simplificado, obtém-se (2.24).

$$v_a(\omega t) + v_b(\omega t) + v_c(\omega t) = 0 \quad (2.23)$$

$$v_a(\omega t) - L_r \cdot \frac{d(I_a)}{dt} - v_{2dA}(\omega t) = \frac{v_b(\omega t) + v_c(\omega t)}{2} + \frac{L_r}{2} \cdot \frac{d(I_a)}{dt} \quad (2.24)$$

Isolando $[v_b(\omega t) + v_c(\omega t)]$ em (2.23) e substituindo-o em (2.24) chega-se a (2.25).

$$v_a(\omega t) - L_r \cdot \frac{d(I_a)}{dt} - v_{2dA}(\omega t) = \frac{-v_a(\omega t)}{2} + \frac{L_r}{2} \cdot \frac{d(I_a)}{dt} \quad (2.25)$$

Desenvolvendo a equação acima e isolando $v_{2dA}(\omega t)$ é encontrado (2.26).

$$v_{2dA}(\omega t) = \frac{3}{2} V_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{3}{2} I_{r\text{pico}} \cdot L_r \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (2.26)$$

$V_{2dA}(\omega t)$ é uma fonte de tensão que varia de acordo com a razão cíclica, proporcionando assim parcelas da tensão V_{cc} , logo pode ser representada por (2.27).

$$v_{2dA}(\omega t) = (1 - D_{2A}(\omega t)) \cdot V_{cc} \quad (2.27)$$

Substituindo (2.27) em (2.26) e isolando $D_{2A}(\omega t)$, chega-se a (2.28), que descreve o comportamento da razão cíclica no segundo setor da corrente de entrada.

$$D_{2A}(\omega t) = 1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{r\text{pico}}}{V_{cc}} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{r\text{pico}} \cdot L_r \cdot \omega}{V_{cc}} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.28)$$

Utilizando (2.16) e (2.17) para simplificar a equação acima, chega-se a (2.29).

$$D_{2A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{3\beta}{2} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.29)$$

A Figura 2.22 apresenta o comportamento da razão cíclica $D_{2A}(\omega t)$ em função do tempo para diversos valores de β . Como pode ser observado, para qualquer valor de β a equação é válida, ou seja, não possui pontos negativos.

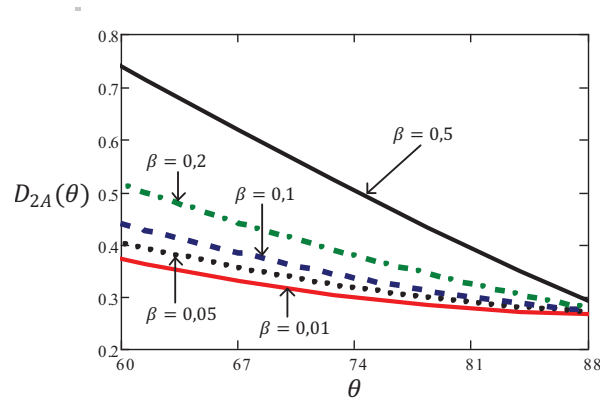


Figura 2.22- Comportamento da razão cíclica D_{2A} para diferentes valores de β .

2.4.3. Terceiro setor RTSCAF

O terceiro setor da corrente de entrada tem duração de 32° , iniciando em 88° , como visto anteriormente. Observando as etapas de operação do terceiro setor na Figura 2.10, nota-se que as etapas são idênticas as do segundo setor, assim o equacionamento levantado para o segundo setor é válido para este, assim em (2.30) tem-se a função da razão cíclica para o terceiro setor.

$$D_{3A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{3\beta}{2} \cdot \text{cos}(\omega t) \quad (2.30)$$

Na Figura 2.23 tem-se o comportamento da razão cíclica em função do tempo para diversos valores de β .

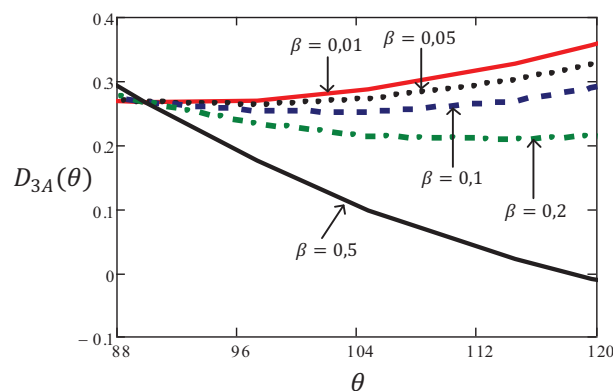


Figura 2.23 - Comportamento da razão cíclica D_{3A} para diferentes valores de β .

2.4.4. Quarto setor RTSCAF

Como visto anteriormente as etapas de operação do quarto setor são parecidas com as etapas do primeiro setor. A Figura 2.24 ilustra os circuitos equivalentes do quarto setor.

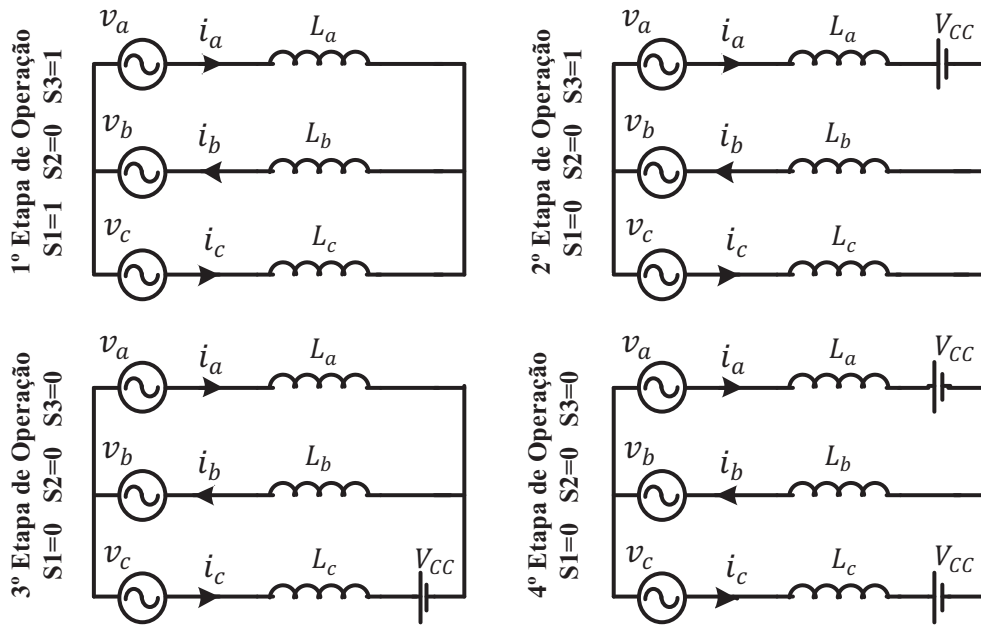


Figura 2.24 - Circuitos equivalentes das etapas de operação do quarto setor

Dependendo da etapa de operação a fonte V_{cc} aparece no braço A e/ou no braço C, assim o circuito equivalente das etapas de operação do primeiro setor, descrito acima, pode ser representado de uma forma simplificada, como mostra a Figura 2.25.

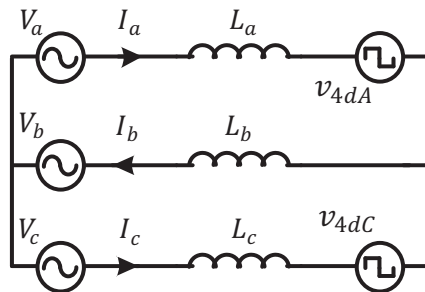


Figura 2.25 - Circuito simplificado das etapas de operação (quarto setor).

Analisando o circuito simplificado das etapas de operação do quarto setor, chega-se a (2.31), sendo v_{4dA} e v_{4dC} tensões que variam de acordo com a razão cíclica, como expressado em (2.32) e (2.33), respectivamente.

$$v_a(\omega t) - v_{L_a}(\omega t) - V_{4dA}(\omega t) = -V_b(\omega t) + v_{L_b}(\omega t) = v_c(\omega t) - v_{L_c}(\omega t) - v_{4dC}(\omega t) \quad (2.31)$$

$$v_{4dA}(\omega t) = (1 - D_{4A}(\omega t)) \cdot V_{cc} \quad (2.32)$$

$$v_{4dC}(\omega t) = (1 - D_{4C}(\omega t)) \cdot V_{cc} \quad (2.33)$$

Fazendo a igualdade apenas do braço A com o braço B, considerando as tensões de entrada iguais e defasadas de 120° chega-se a (2.34).

$$\begin{aligned} V_{r\text{pico}}\text{sen}(\omega t) - L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t))}{dt} - v_{4dA}(\omega t) = \\ V_{r\text{pico}}\text{sen}(\omega t + 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ))}{dt} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Trabalhando a equação acima e isolando $v_{4dA}(\omega t)$, chega-se a (2.35).

$$\begin{aligned} v_{4dA}(\omega t) = \frac{V_{r\text{pico}}}{2} [3 \cdot \text{sen}(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t)] - \\ \frac{L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega}{2} [\cos(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t)] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Substituindo (2.32) em (2.35) e isolando $D_{4A}(\omega t)$ tem-se (2.36).

$$\begin{aligned} D_{4A}(\omega t) = 1 - \frac{V_{r\text{pico}}}{2 \cdot V_{cc}} (3 \cdot \sin(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t)) + \\ \frac{L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega}{2 \cdot V_{cc}} (\cos(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Simplificando a equação acima, e substituindo (2.16) e (2.17), que são M_r e β respectivamente, em (2.36), determina-se (2.37).

$$\begin{aligned} D_{4A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2 \cdot \sqrt{3}} (3 \cdot \sin(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t)) + \\ \frac{\beta}{2} (\cos(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \sin(\omega t)) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Assim chega-se a equação da razão cíclica $D_{4A}(\omega t)$. Para obter a equação da razão cíclica $D_{4C}(\omega t)$ é seguido o mesmo procedimento. Primeiramente são igualadas as tensões do braço B e braço C, apresentado na Figura 2.25, e substituídas às tensões nos indutores pelas derivadas de suas correntes, chegando assim à (2.38).

$$\begin{aligned} V_{r\text{pico}}\text{sen}(\omega t + 120^\circ) + L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ))}{dt} = \\ V_{r\text{pico}}\text{sen}(\omega t - 120^\circ) - L_r \cdot \frac{d(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ))}{dt} - v_{4dC}(\omega t) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Isolando o termo $v_{4dC}(\omega t)$, desenvolvendo as derivadas e os termos da equação acima, tem-se (2.39).

$$v_{4dC}(\omega t) = -\sqrt{3} \cdot V_{r\text{pico}} \cdot \cos(\omega t) + L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (2.39)$$

Substituindo (2.33) em (2.39) e isolando $D_{4C}(\omega t)$, chega-se a (2.40).

$$D_{4C}(\omega t) = 1 + \frac{\sqrt{3} \cdot V_{r\text{pico}} \cdot \cos(\omega t)}{V_{cc}} - \frac{L_r \cdot I_{r\text{pico}} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)}{V_{cc}} \quad (2.40)$$

Buscando simplificar a equação são inseridos os termos M_r e β , descritos em (2.16) e (2.17) respectivamente, assim obteve-se (2.41).

$$D_{4C}(\omega t) = 1 + M_r \cdot \cos(\omega t) - \beta \cos(\omega t) \quad (2.41)$$

A Figura 2.26 apresenta o comportamento da razão cíclica $D_{4A}(\omega t)$ e $D_{4C}(\omega t)$ em função do tempo para diversos valores de β .

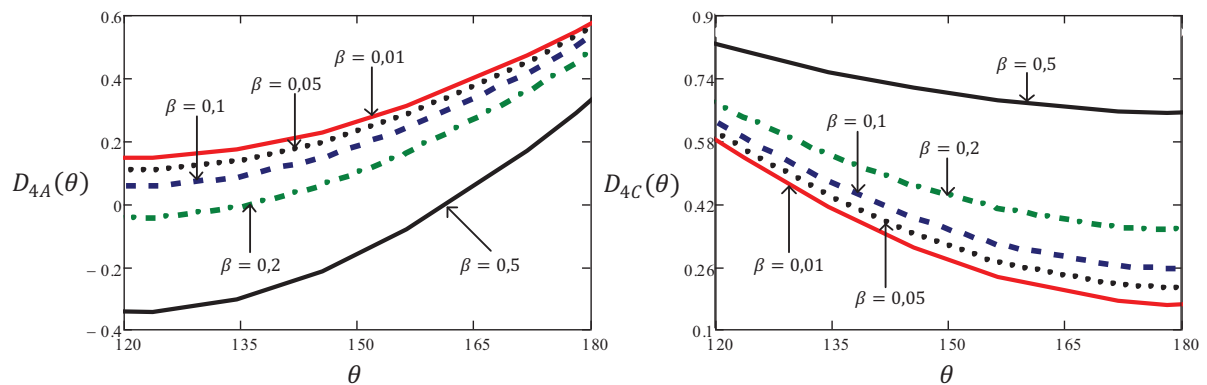


Figura 2.26 - Comportamento da razão cíclica D_{4A} e D_{4C} para diferentes valores de β .

Observando a figura acima se pode notar que para valores de β acima de 0,2 a equação $D_{4A}(\omega t)$ torna-se inválida, pois assume valores negativos. Logo sabendo que no primeiro e quarto setor chegou-se a condição de β com valor igual ou inferior a 0,1 e para o segundo e terceiro setor são válidos quaisquer valores; opta-se por utilizar no projeto $\beta = 0,028$. Por ser um valor muito inferior a uma unidade as parcelas das equações (2.18), (2.22), (2.29), (2.30), (2.37) e (2.47) que são multiplicadas por β são desconsideradas, pois resultam em um valor muito pequeno, chegando-se assim as equações de (2.42) à (2.47).

$$D_{1A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2} \left(\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) + \cos(\omega t) \right) \quad (2.42)$$

$$D_{1B}(\omega t) = 1 - M_r \cdot \cos(\omega t) \quad (2.43)$$

$$D_{2A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.44)$$

$$D_{3A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.45)$$

$$D_{4A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2\sqrt{3}} \left(3 \cdot \text{sen}(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) \right) \quad (2.46)$$

$$D_{4C}(\omega t) = 1 + M_r \cdot \cos(\omega t) \quad (2.47)$$

A equação para o cálculo dos indutores de entrada do retificador semicontrolado em alta frequência é encontrada isolando L_r em (2.16), assim chega-se a (2.49), sendo ω a velocidade angular dada por (2.49).

$$L_r = L_a = L_b = L_c = \frac{\beta \cdot V_{cc}}{I_{r\text{pico}} \cdot \omega} \quad (2.48)$$

$$\omega = 2\pi f_{e\text{max}} \quad (2.49)$$

2.5. ESFORÇOS DOS COMPONENTES

Neste item são equacionados os esforços (tensões máximas, correntes médias e correntes eficazes) nos componentes do retificador, como: diodos; chaves; e os diodos em antiparalelo com as chaves.

A corrente nas chaves e nos diodos possuem intervalos de condução, ou seja, não apresentam uma forma contínua. Para os cálculos das correntes é utilizado o índice de frequência do retificador, denominado m_{fr} , que define o número de intervalos de condução que o sinal vai possuir. Este índice é calculado dividindo a frequência de chaveamento pela frequência máxima da corrente de entrada, como mostra (2.50).

$$m_{fr} = \frac{f_r}{f_{e\text{max}}} \quad (2.50)$$

Como visto anteriormente, a corrente de entrada é dividida em quatro setores, sendo que cada um deste possui uma equação para a razão cíclica. Para facilitar o entendimento dos

cálculos são apresentados na Tabela 2.3, os quatro setores das correntes, suas respectivas funções de razão cíclica e os intervalos de índice de frequência.

Tabela 2.3 - Setores de operação x funções e intervalos (Fase A).

SETOR	FUNÇÃO	INTERVALOS	
		GRAUS	INDICIE FREQ.
1°	$D_{1A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2} (\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t) + \cos(\omega t))$	0 – 60	$0 - \frac{m_{fr}}{6}$
2°	$D_{2A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t)$	60 – 88	$\frac{m_{fr}}{6} - 2 \frac{m_{fr}}{6}$
3°	$D_{3A}(\omega t) = 1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}(\omega t)$	88 – 120	
4°	$D_{4A}(\omega t) = 1 - \frac{M_r}{2\sqrt{3}} (3 \cdot \text{sen}(\omega t) - \sqrt{3} \cdot \cos(\omega t))$	120-180	$2 \frac{m_{fr}}{6} - 3 \frac{m_{fr}}{6}$

Como pode ser observado na tabela acima, o segundo e o terceiro setor possuem a mesma função, logo estes foram unidos, e assim define-se apenas um intervalo para o índice de frequência.

2.5.1. Esforços nos diodos

Os esforços de tensão e correntes nos três diodos: D_1 , D_2 e D_3 ; são os mesmos. Logo os esforços serão equacionados apenas para o diodo D_1 , correspondente à fase A do retificador.

A tensão máxima sobre os diodos é a mesma que a tensão no barramento de corrente contínua, assim chega-se a (2.51).

$$V_{D_1 \max} = V_{cc} \quad (2.51)$$

O diodo D_1 só entra em condução no semiciclo positivo e quando a chave S_1 esta bloqueada. Logo, esse conduz de forma complementar com a chave, quando D_1 conduz S_1 esta bloqueada, e assim vice-versa. Cada intervalo de condução do diodo é definido por (2.52).

$$\Delta \text{cond}_{D_1} = \left[i + D_A \left(i \cdot \frac{\pi}{m_{fr}} \right), i + 1 \right] \quad (2.52)$$

A forma de onda da corrente que flui por D_1 é apresentada na Figura 2.27. Como pode ser observado esta foi dividida em seus setores para facilitar o entendimento do equacionamento que segue.

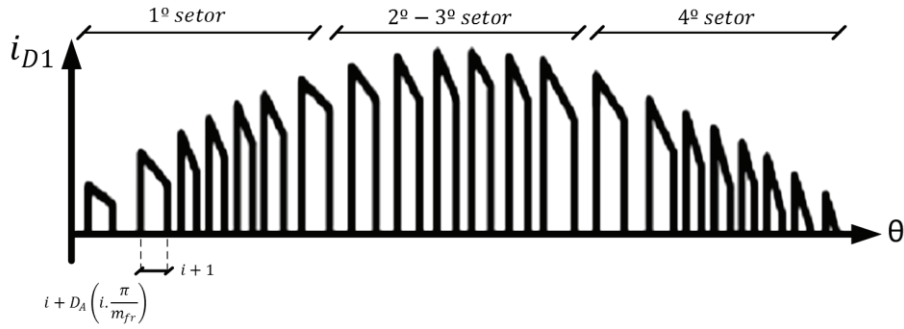


Figura 2.27 - Corrente instantânea no diodo D_1 .

A corrente média que flui pelo diodo D_1 pode ser calculada dividindo a corrente no barramento de corrente contínua pelo número de fases do retificador, como mostra (2.53).

$$I_{D_1 med} = \frac{I_{cc}}{3} \tag{2.53}$$

Para calcular a corrente eficaz que passar por D_1 é utilizado (2.54).

$$I_{D_1 ef} = \sqrt{\frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=0}^{\frac{m_{fr}}{6}} \int_{i+\left[1-\frac{M_r}{2}\left(\sqrt{3}\cdot\text{sen}\left(i\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)+\cos\left(i\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right)\right]}^{i+1} \left(I_{r\ pico}\cdot\text{sen}\left(x\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right)^2 dx + \frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{2m_{fr}}{6}} \int_{i+\left[1-\frac{3M_r}{2\sqrt{3}}\cdot\text{sen}\left(i\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right]}^{i+1} \left(I_{r\ pico}\cdot\text{sen}\left(x\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right)^2 dx + \frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=2\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{3m_{fr}}{6}} \int_{i+\left[1-\frac{M_r}{2\sqrt{3}}\left(3\cdot\text{sen}\left(i\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)-\sqrt{3}\cdot\cos\left(i\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right)\right]}^{i+1} \left(I_{r\ pico}\cdot\text{sen}\left(x\frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right)^2 dx} \tag{2.54}$$

2.5.2. Esforços nas chaves

Os esforços de tensão e correntes nas três chaves: S_1 , S_2 e S_3 são as mesmas. Logo, como no item anterior, os esforços são equacionados apenas para a chave S_1 , correspondente à fase A do retificador. Em (2.55) tem-se a tensão máxima sobre a chave.

$$V_{S_1 \max} = V_{cc} \quad (2.55)$$

Foi visto no item anterior que a condução da chave é complementar a condução do seu respectivo diodo. Assim o intervalo de condução da corrente em S_1 é definido por (2.56).

$$\Delta cond_{S_1} = \left[i, i + D_A \left(i \cdot \frac{\pi}{m_{fr}} \right) \right] \quad (2.56)$$

A forma de onda da corrente na chave é ilustrada na Figura 2.28.

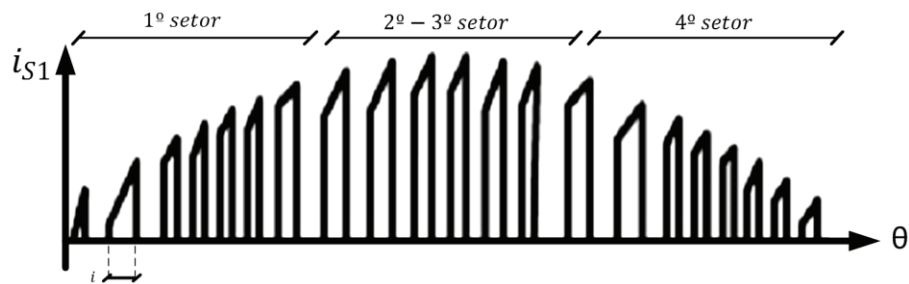


Figura 2.28 - Corrente instantânea na chave S_1 .

A corrente média que flui pela chave é dado por (2.57).

$$\begin{aligned}
 I_{S_1 med} &= \frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=0}^{\frac{m_{fr}}{6}} \left[1 - \frac{M_r}{2} \left(\sqrt{3} \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) + \cos\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right) \right] \int_i I_{r pico} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) dx + \\
 &\frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{m_{fr}}{2}} \left[1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right] \int_i I_{r pico} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) dx + \\
 &\frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=2\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{m_{fr}}{3}} \left[1 - \frac{M_r}{2\sqrt{3}} \left(3 \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) - \sqrt{3} \cdot \cos\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right) \right] \int_i I_{r pico} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) dx
 \end{aligned} \quad (2.57)$$

A corrente eficaz em S_1 é dada por (2.58).

$$I_{S_1\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=0}^{\frac{m_{fr}}{6}} \int_i^{\left[1 - \frac{M_r}{2} \left(\sqrt{3} \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) + \cos\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right)\right]} \left(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right)^2 dx + \frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{2m_{fr}}{6}} \int_i^{\left[1 - \frac{3M_r}{2\sqrt{3}} \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right)\right]} \left(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right)^2 dx + \frac{1}{m_{fr}} \sum_{i=2\frac{m_{fr}}{6}}^{\frac{3m_{fr}}{6}} \int_i^{\left[1 - \frac{M_r}{2\sqrt{3}} \left(3 \cdot \text{sen}\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) - \sqrt{3} \cdot \cos\left(i \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right)\right]} \left(I_{r\text{pico}} \cdot \text{sen}\left(x \frac{2\pi}{m_{fr}}\right) \right)^2 dx} \quad (2.58)$$

2.5.3. Esforços nos diodos em antiparalelo com as chaves

As correntes e tensões nos diodos em antiparalelo com as chaves: D_4 , D_5 e D_6 ; são o mesmo. Assim aqui são apenas equacionados os esforços para o diodo D_4 , este em antiparalelo com a chave S_1 . A tensão máxima sobre o diodo D_4 é igual à tensão do barramento, assim tem-se (2.59).

$$V_{D_4\text{max}} = V_{cc} \quad (2.59)$$

Os diodos em antiparalelo com as chaves entram em condução apenas no semiciclo negativo da corrente de entrada, e permanecem em condução por todo este período. Sua forma de onda em um período é ilustrado na Figura 2.29.

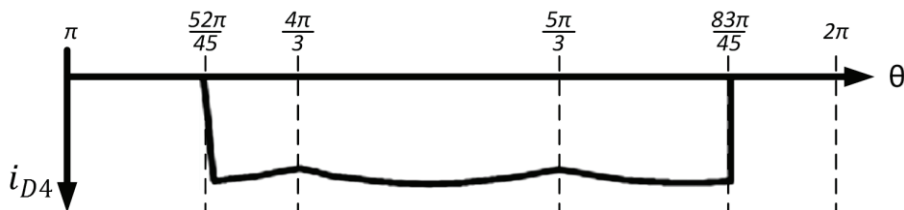


Figura 2.29 - Corrente instantânea no diodo D_4 .

A corrente média que flui pelo diodo D_4 é calculada por (2.60).

$$I_{D_4 med} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{52\pi}{45}}^{\frac{4\pi}{3}} -I_{r\ pico} \cdot \text{sen} \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) dx + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} I_{r\ pico} \cdot \text{sen}(x) dx + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{83\pi}{45}} -I_{r\ pico} \cdot \text{sen} \left(x + \frac{2\pi}{3} \right) dx \right] \quad (2.60)$$

Simplificando (2.60) chega-se a (2.61)

$$I_{D_4 med} = 2 \cdot I_{r\ pico} \frac{\text{sen} \left(\frac{11\pi}{45} \right)^2 - 1}{\pi} \quad (2.61)$$

A corrente eficaz é calculada por (2.62).

$$I_{D_4 ef} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{52\pi}{45}}^{\frac{4\pi}{3}} \left[-I_{r\ pico} \cdot \text{sen} \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \right]^2 dx + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} \left[I_{r\ pico} \cdot \text{sen}(x) \right]^2 dx + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{83\pi}{45}} \left[-I_{r\ pico} \cdot \text{sen} \left(x + \frac{2\pi}{3} \right) \right]^2 dx \right] \quad (2.62)$$

Simplificando (2.62) tem-se (2.63).

$$I_{D_4 ef} = \frac{\sqrt{180} \cdot \sqrt{45 \cdot I_{r\ pico} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{45} \right) + 45 \cdot \sqrt{3} \cdot I_{r\ pico}^2 + 31 \cdot \pi \cdot I_{r\ pico}^2}}{180\sqrt{\pi}} \quad (2.63)$$

2.6. CONCLUSÃO

Com a análise feita neste capítulo torna-se possível executar todo o projeto do RTSCAF presente no primeiro estágio de conversão das duas topologias propostas.

Este conversor demonstra ser uma solução interessante para aerogeradores de pequeno porte, pois todos os interruptores e circuito de controle estão na mesma referência dispensando a utilização de *drivers* isolados e possui um custo mais baixo quando comparado com os retificadores totalmente controlados, pois utiliza apenas 3 chaves. Outra vantagem deste é que além de elevar a tensão de entrada, ainda permite a correção do fator de potência, podendo chegar a um DHT da corrente de entrada de 18%.

CAPÍTULO III

CONVERSOR CC-CC BUCK INTERCALADO SÍNCRONO

O conversor cc-cc abaixador, conhecido como conversor Buck, é uma das topologia mais antigas utilizadas em sistemas eólicos de conversão de energia para carregamento de baterias, e mesmo sendo uma das mais antigas, ainda hoje é muito utilizada. Neste terceiro capítulo, primeiramente é feita uma revisão do conversor Buck clássico, onde é visto seu princípio de funcionamento, etapas de operação e principais equações. Em seguida são analisadas as diferenças entre os conversores do tipo assíncrono e síncrono, onde são descritas as vantagens e desvantagens. Presente no segundo estágio de conversão da 2ª topologia proposta é apresentado ao final, o conversor cc-cc Buck intercalado síncrono, que é uma evolução do conversor Buck síncrono clássico. Serão vistos suas principais formas de onda, princípio de funcionamento, etapas de operação, vantagens e desvantagens de sua utilização.

3.1. REVISÃO CONVERSOR BUCK CLÁSSICO

O conversor Buck clássico é um conversor cc-cc abaixador não isolado, ou seja, ele fornece em sua saída uma tensão menor ou igual à tensão de entrada. Na Figura 3.1 temos o esquemático do conversor Buck clássico.

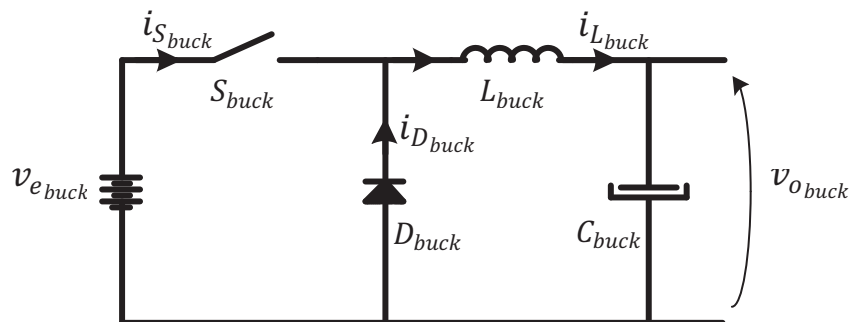


Figura 3.1 - Conversor Buck clássico.

Este conversor pode operar em três modos de condução, como ilustra a Figura 3.2, sendo eles: modo de condução contínua (*MCC*), quando a corrente no indutor nunca chega à zero; modo de condução crítica (*MCCritica*), a corrente no indutor apenas toca o eixo zero no final do período; modo de condução descontínua (*MCD*), a corrente no indutor chega a zero antes de completar um período e permanece neste valor até o final do período.

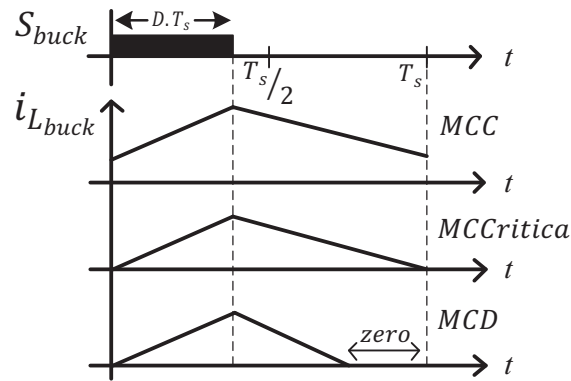


Figura 3.2 - Modo de condução do conversor Buck.

Como este trabalho trata do estudo de um sistema para carregamento de baterias, não é interessante o conversor operando em MCCritica ou MCD, pois isto levaria a ter uma corrente pulsada nas baterias, e isto diminui a vida útil das mesmas, pois as correntes eficazes seriam maiores. Por este motivo a análise e estudo do conversor serão feitos com o mesmo operando em MCC. Na Figura 3.3 temos as principais formas de onda deste conversor.

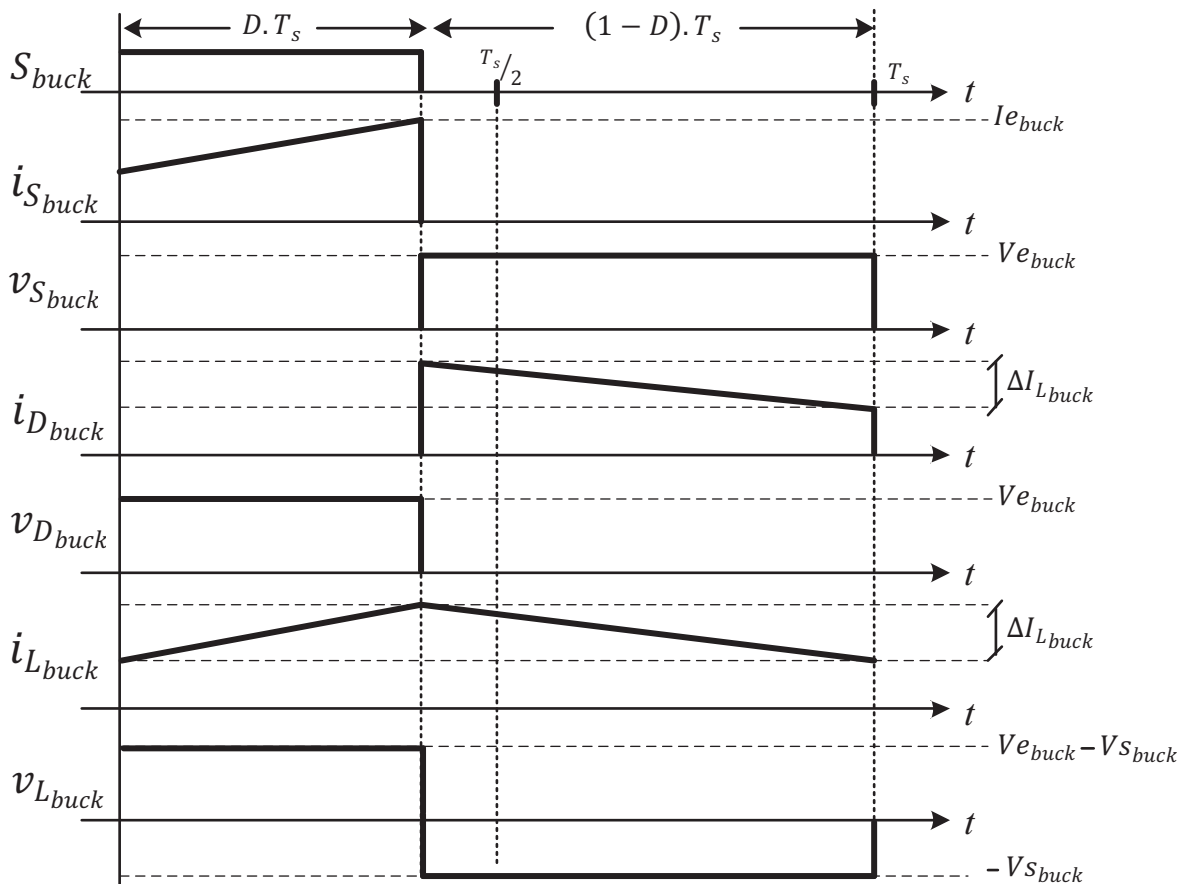


Figura 3.3 - Principais formas de onda do conversor Buck – MCC.

3.1.1. Etapas de operação – Buck clássico

O conversor em questão possui duas etapas de operação no modo condução contínua. Estas etapas de operação se alternam de acordo com o estado da chave, como é ilustrado na Figura 3.4.

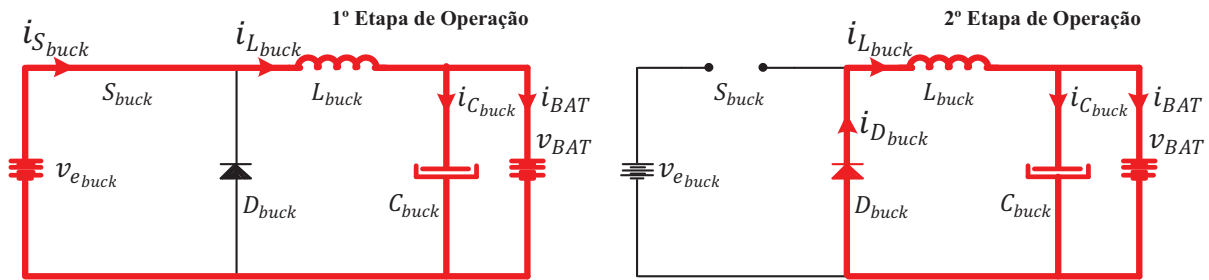


Figura 3.4 - Etapas de operação do conversor Buck clássico.

- *Primeira etapa de operação:* S_{buck} conduzindo
Como o diodo D_{buck} encontra-se reversamente polarizado, a fonte $V_{e_{buck}}$ fornece energia para o indutor L_{buck} , devido a diferença potencial de tensão nos seus terminais. A corrente $i_{L_{buck}}$ que flui pelo indutor cresce linearmente alimentando a carga.
- *Segunda etapa de operação:* S_{buck} bloqueada
Nesta etapa o diodo D_{buck} encontra-se diretamente polarizado e passa a conduzir. A energia armazenada no indutor L_{buck} é transferida para a carga, assim a corrente $i_{L_{buck}}$ decresce linearmente.

3.1.2. Esforços nos principais componentes

Apesar do conversor Buck clássico não ser objetivo direto deste trabalho é importante ter o completo entendimento de seu funcionamento e o conhecimento de suas principais equações, pois quando analisado o conversor proposto, ver-se-á que muitas destas equações são válidas para o mesmo.

- *Chave* – Os principais esforços necessários para a escolha da chave S_{buck} são: Tensão máxima reversa dada por (3.1); corrente máxima obtida utilizando (3.2); e a corrente eficaz por (3.3).

$$V_{S_{buck} \max} = v_{e_{buck}} \quad (3.1)$$

$$I_{S_{buck} \max} = I_{L_{buck} \max} + \frac{\Delta I_{L_{buck} \max}}{2} \quad (3.2)$$

$$I_{S_{buck} \text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} (i_{L_{buck}}(t))^2 dt} = I_{L_{buck}} \sqrt{D} \quad (3.3)$$

- *Diodo* – Para o diodo D_{buck} seguem as equações abaixo, sendo: (3.4) tensão máxima reversa; (3.5) corrente máxima; e (3.6) corrente eficaz.

$$V_{D_{buck} \max} = V_{e_{buck}} \quad (3.4)$$

$$I_{D_{buck} \max} = I_{L_{buck} \max} + \frac{\Delta I_{L_{buck} \max}}{2} \quad (3.5)$$

$$I_{D_{buck} \text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{L_{buck}}(t))^2 dt} = I_{L_{buck}} \sqrt{1-D} \quad (3.6)$$

3.1.3. Modelagem do sistema

Na literatura existem inúmeras técnicas de modelagem para conversores, onde as principais técnicas são [28]:

- Modelagem utilizando o modelo ac básico aproximado;
- Modelagem utilizando o modelo de espaços de estado médio;
- Modelagem usando o modelo do circuito canônico;
- Modelagem usando o modelo da chave média;
- Modelagem usando o modelo da chave PWM.

O último item citado foi a técnica escolhida para modelagem do conversor Buck clássico. Esta técnica proposta por Vatché Vorpérian⁶ em [29], que de forma resumida consiste em substituir o arranjo de semicondutores, chave e diodo, por um modelo proposto e a partir deste circuito resultante, fazendo análise de nós e malhas, é possível chegar às funções

⁶ Recebeu PhD em Engenharia Elétrica em 1984 do Instituto de Tecnologia da Califórnia. Seu modelo de chave PWM, um de seus trabalhos mais significativos para eletrônica de potência, foi publicado em 1990 na IEEE Transactions.

de transferências desejadas. A Figura 3.5 apresenta os modelos da chave PWM para o modo de condução contínua (MCC), sendo Figura 3.5 (a) Modelo CC (ou regime permanente), utilizado para obter o ganho estático da estrutura; e Figura 3.5 (b) Modelo CA (ou pequenos sinais), utilizado para obter as equações dinâmicas do sistema.

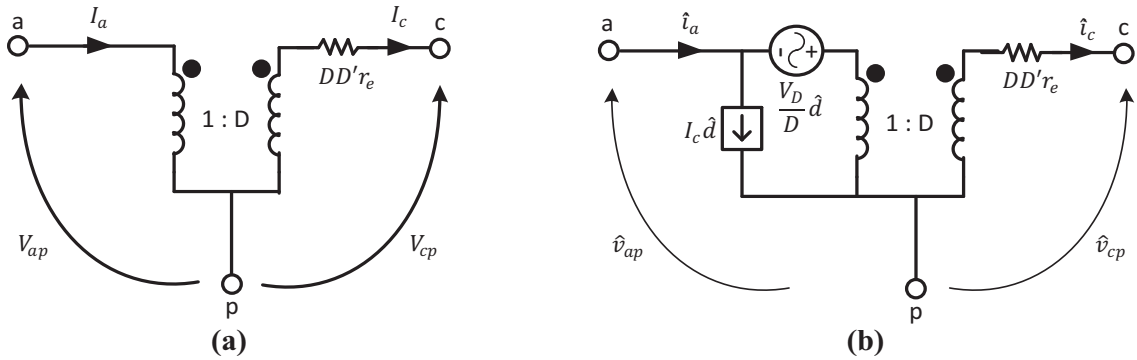
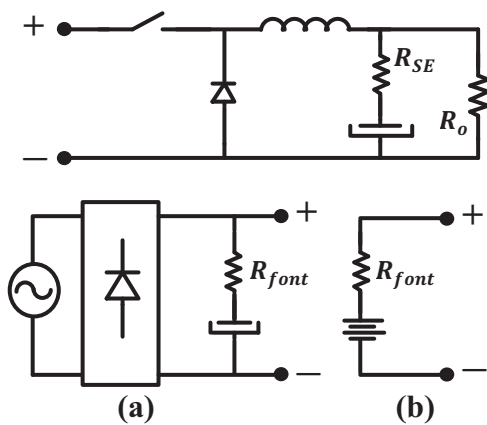


Figura 3.5 - Modelo da chave PWM em MCC de Vorpérian (a) Modelo CC (b) Modelo CA.

A resistência r_e presente no modelo da chave PWM, depende do conversor utilizado e da fonte que irá fornecer energia para ele [30]. Na Figura 3.6 tem-se a representação de como calcular esta resistência nos principais conversores básicos não isolados, utilizando dois tipos de fontes de alimentação, em (a) bateria, com sua resistência série e (b) fonte senoidal com ponte retificadora e capacitor filtro.



CONVERSOR	r_e
Buck	R_{font}
Boost	$R_{SE} // R_o$
Buck-Boost	$R_{font} + R_{SE} // R_o$
Cúk	R_{CSE}
Sepic	$R_{CSE} + R_{SE} // R_o$
Zeta	$R_{CSE} + R_{font}$

Figura 3.6 - Cálculo da resistência r_e .
FONTE: [30]

3.1.3.1 Ganho estático

Neste item é equacionado o ganho estático do conversor Buck clássico. Para o cálculo é utilizado o modelo CC em MCC da chave PWM, e substituindo entre os terminais ativo (a), passivo (p) e comum (c) pelo seu modelo apresentado na Figura 3.5, e considerando como fonte de alimentação do conversor uma bateria, chega-se a Figura 3.7.

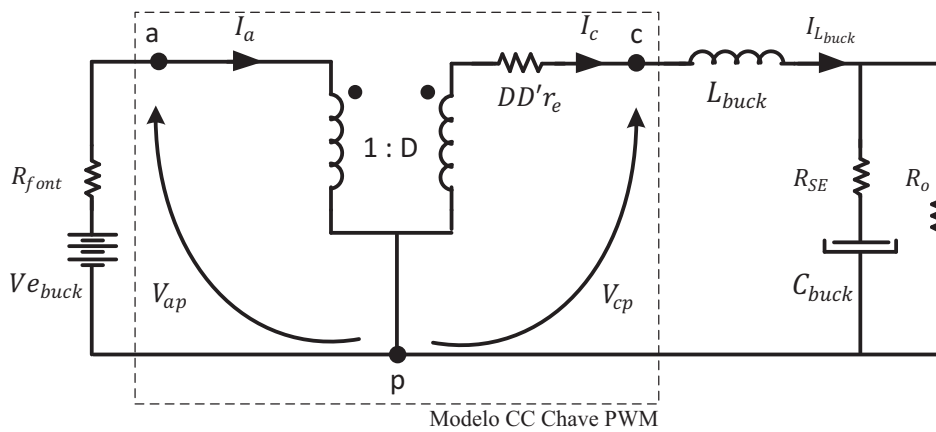


Figura 3.7 - Conversor Buck com modelo CC da chave PWM.

Em regime permanente o indutor se comporta como um curto circuito e o capacitor como um circuito aberto. Fazendo as considerações anteriores, na Figura 3.8 tem-se ilustrado o conversor Buck utilizando o modelo CC da chave PWM em regime permanente.

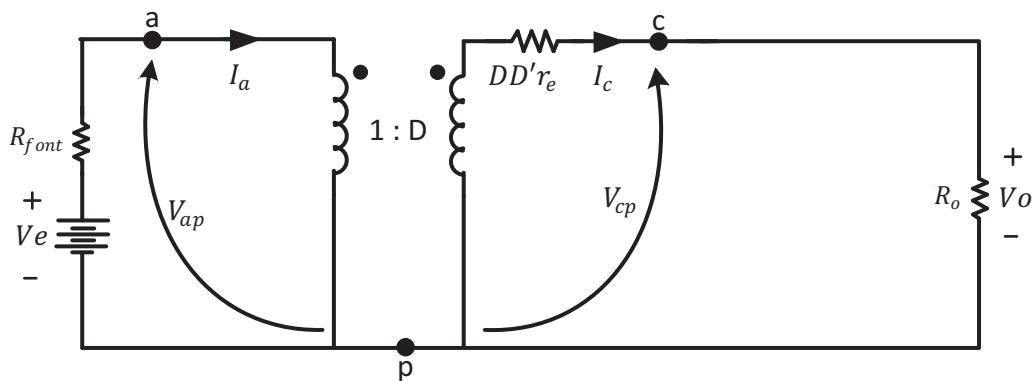


Figura 3.8 - Conversor Buck com modelo CC da chave PWM em regime permanente.

A partir da Figura 3.8 são descritas (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12).

$$I_a = DI_c \tag{3.7}$$

$$V_{cp} = DV_{ap} - DD'r_e I_c \tag{3.8}$$

$$D' = (1 - D) \quad (3.9)$$

$$V_{cp} = -V_o \quad (3.10)$$

$$V_{ap} = -V_e - I_a R_{font} \quad (3.11)$$

$$I_c = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.12)$$

Substituindo (3.7) em (3.11) chega-se a (3.13).

$$V_{ap} = -V_e - DI_c R_{font} \quad (3.13)$$

Agora aplicando (3.13) em (3.8) tem-se (3.14).

$$V_{cp} = D(-V_e - DI_c R_{font}) - DD'r_e I_c \quad (3.14)$$

Trabalhando a equação acima chega-se a (3.15).

$$V_{cp} = -DV_e - I_c (D^2 R_{font} + DD'r_e) \quad (3.15)$$

Substituindo (3.10) e (3.12) na equação anterior tem-se (3.16).

$$-V_o = -DV_e - \frac{V_o}{R_o} (D^2 R_{font} + DD'r_e) \quad (3.16)$$

Agrupando os termos que contenham V_i e V_o chega-se a (3.17).

$$DV_e = V_o \left[1 - \frac{(D^2 R_{font} + DD'r_e)}{R_o} \right] \quad (3.17)$$

Aplicando (3.9) em (3.17) e substituindo r_e pelo seu valor apresentado na Figura 3.6, chegam-se a (3.18) que é a função do ganho estático do conversor Buck clássico utilizando o modelo da chave PWM.

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{D}{\left(1 - \frac{R_{font}}{R_o}\right)} \quad (3.18)$$

Como visto anteriormente R_{font} é a resistência interna da bateria. Por possuir um valor pequeno, em alguns casos para facilitar os cálculos ela é considerada zero, chegando-se assim em (3.19) que representa o ganho estático simplificado do conversor Buck clássico, comumente encontrado na literatura.

$$\frac{V_o}{V_e} = D \quad (3.19)$$

3.1.3.2 Funções de transferências

Utilizando o modelo CA ou de pequenos sinais da chave PWM, é possível chegar a várias equações dinâmicas do sistema, conhecidas também como funções de transferência (F. T.). A escolha da função de transferência depende do que se deseja controlar e em qual variável pretende-se atuar. O próximo capítulo deste trabalho irá tratar sobre a estratégia de controle, assim neste são equacionadas as funções de transferência desejadas.

3.1.4. Conversor assíncrono e síncrono

O conversor Buck clássico, apresentado no tópico anterior, é do tipo assíncrono. Os conversores Buck do tipo síncrono possuem no lugar do diodo D_{buck} uma chave $S_{2\ buck}$ que é acionada de forma síncrona e complementar com a chave principal. Na Figura 3.9 temos a representação dos dois circuitos, sendo (a) assíncrono e (b) síncrono.

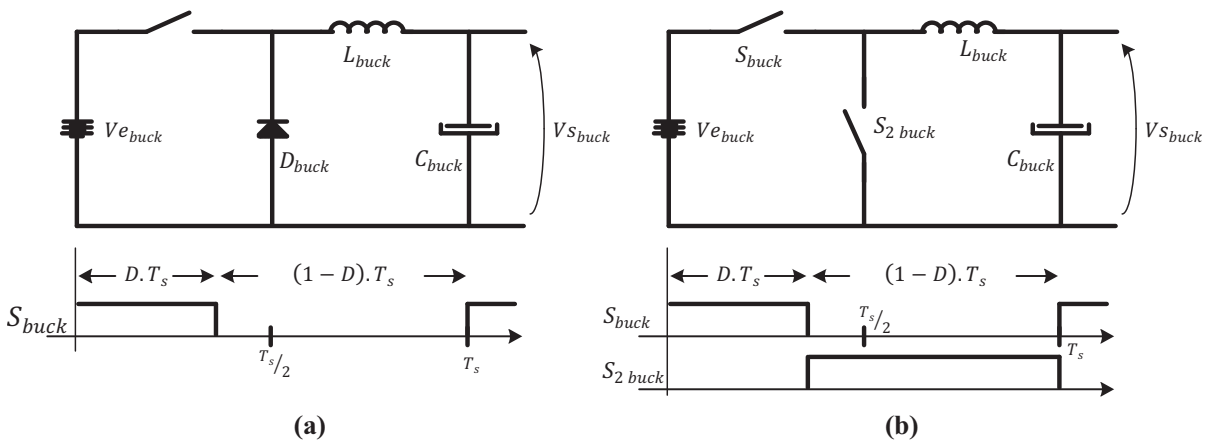


Figura 3.9 - Tipos de conversores Buck: (a) Assíncrono (b) Síncrono.

Esta alteração na topologia é um compromisso entre custo e melhorias no rendimento do conversor. Para alcançar esta melhoria significativa na redução das perdas, deve-se ressaltar que o custo para implementação de um circuito síncrono é maior que um circuito assíncrono, pois o mesmo além de utilizar uma chave, que tem um custo maior de um diodo, necessita de um circuito de acionamento para esta chave.

3.2. ANÁLISE - CONVERSOR CC-CC BUCK INTERCALADO SÍNCRONO

3.2.1. Análise qualitativa - CBIS

Depois de feita a análise do conversor Buck clássico, neste tópico é estudado o conversor Buck intercalado síncrono. Este tipo de conversor consiste em colocar entre a entrada e saída, dois conversores em paralelo, como ilustrado na Figura 3.10.

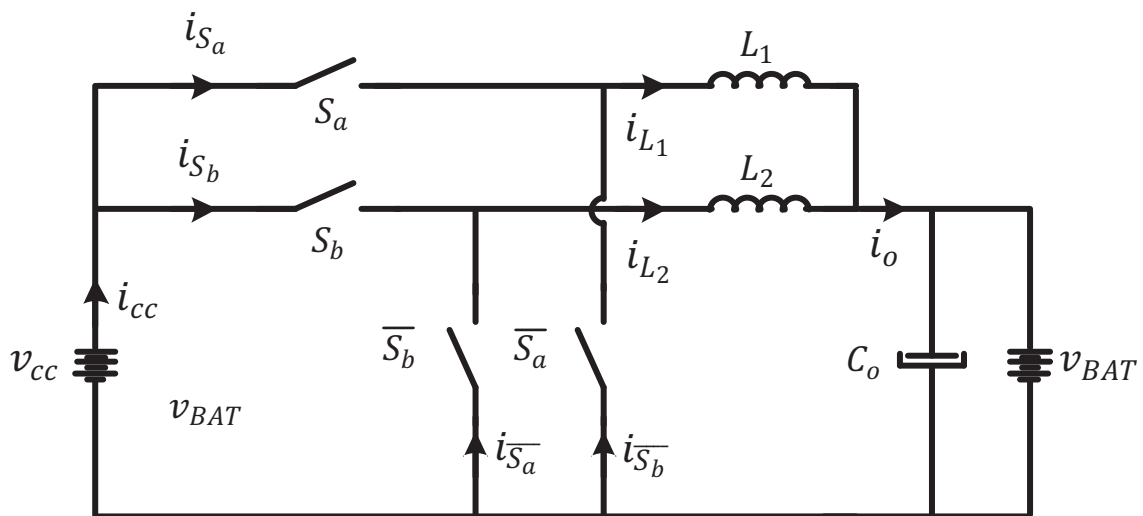


Figura 3.10 - Conversor Buck intercalado síncrono.

As principais formas de onda deste conversor são apresentadas na Figura 3.11. Como pode ser observada a corrente de entrada divide-se igualmente para os dois conversores em paralelo, assim temos que cada um processa metade da potência, possibilitando assim a melhor dissipação de energia. Entre outras vantagens da utilização do conversor Buck intercalado síncrono, quando comparado com o Buck clássico, destaca-se:

- Indutores de saída aproximadamente um quarto menor, pois processam apenas metade da corrente;
- Corrente de entrada com menor variação, podendo chegar até a uma forma contínua, quando a razão cíclica for maior que 0,5;
- Ondulação da corrente de saída igual a metade da ondulação da corrente nos indutores de saída.

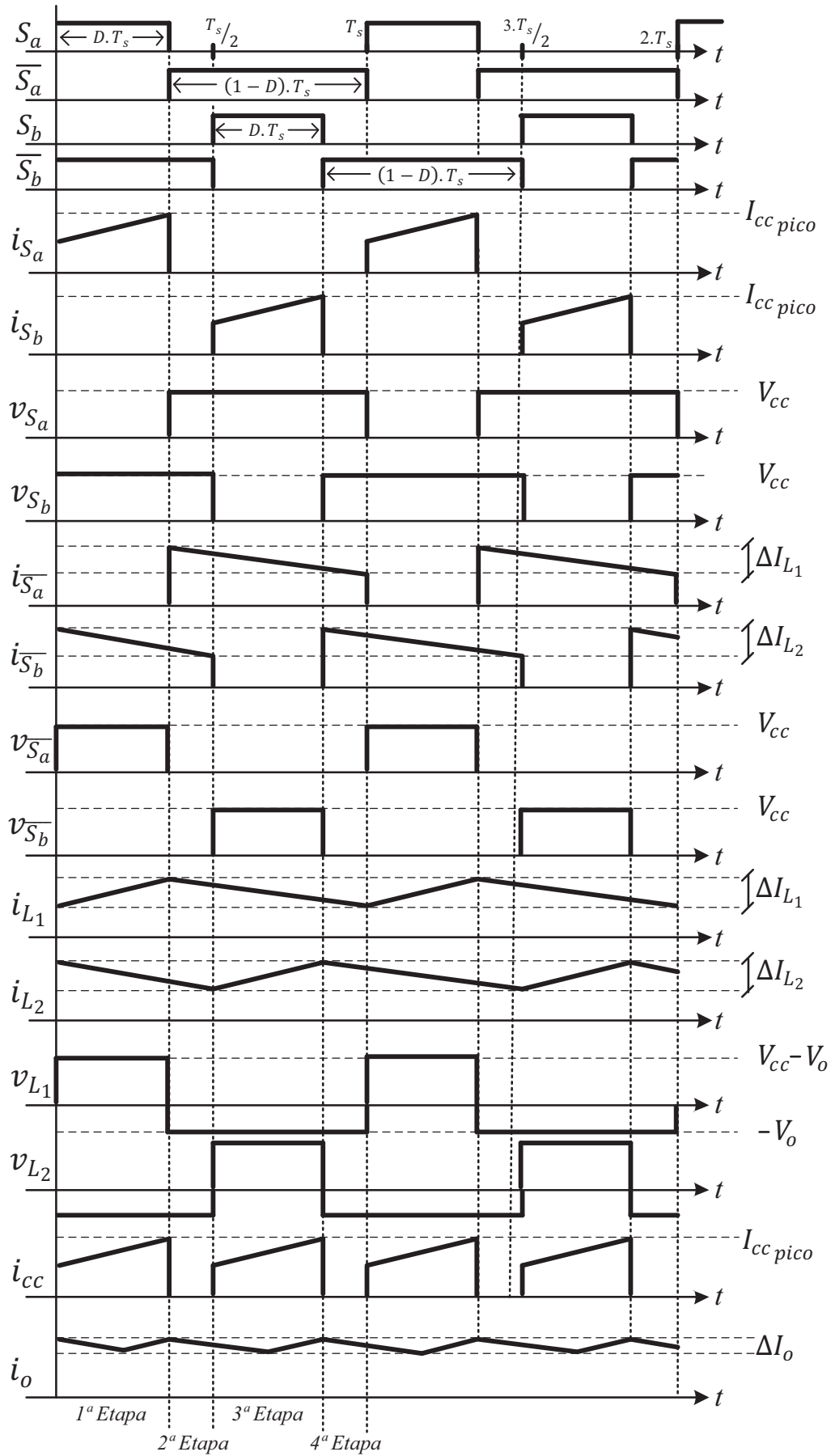


Figura 3.11 - Principais formas de onda do conversor Buck intercalado síncrono.

Como pode ser observado nas formas de onda do conversor, a ondulação da corrente de saída depois dos indutores é metade da ondulação da corrente em cada indutor e possui o dobro da frequência. A corrente de entrada i_{cc} possui também o dobro da frequência da corrente em cada chave, e dependendo da razão cíclica esta corrente pode ser contínua.

O conversor é projetado para trabalhar com uma tensão de entrada igual a 70 volts e uma tensão de saída igual a 24 volts, assim a razão é de 34%. Com esta razão cíclica o conversor possui 4 etapas de operação sendo a 2ª e a 3ª etapa iguais, como é ilustrado na Figura 3.12.

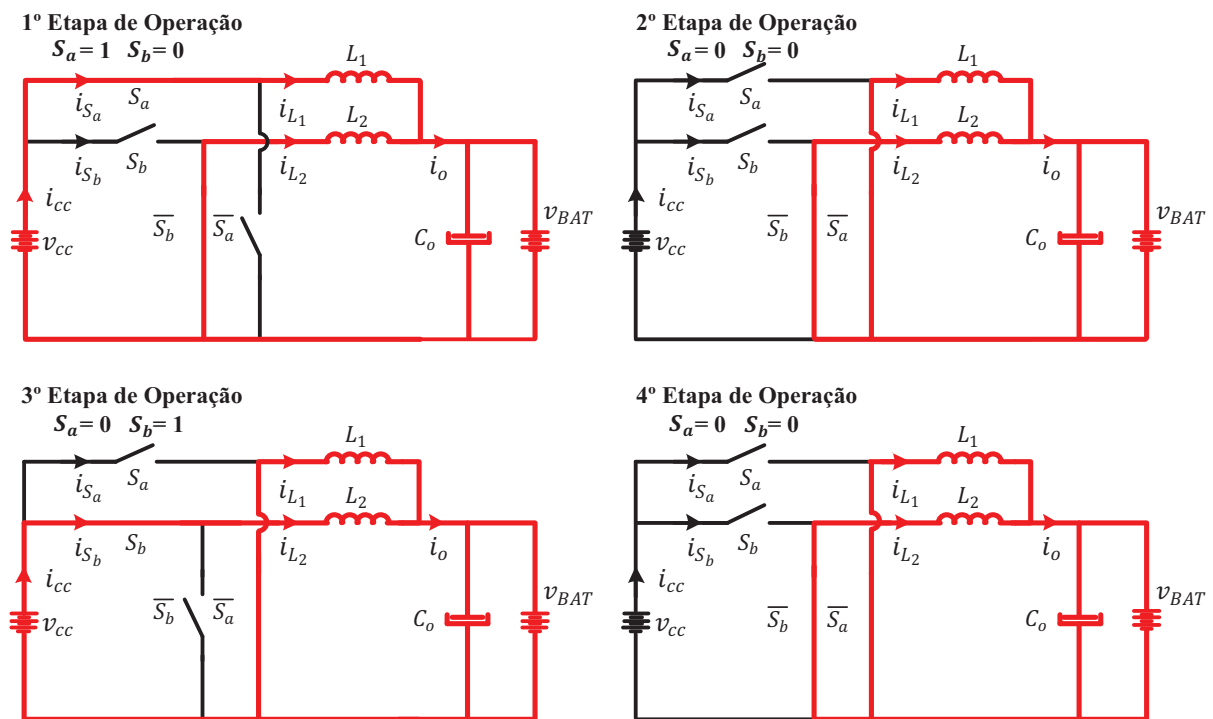


Figura 3.12 - Etapas de operação Buck intercalado síncrono.

- *1ª etapa de operação: S_a ligada e S_b desligada*
A corrente i_{cc} flui pela chave S_a . Enquanto a corrente i_{L1} cresce linearmente, a corrente i_{L2} decresce, transferindo a energia armazenada em L_2 para carga.
- *2ª etapa de operação: S_a e S_b desligadas*
Fonte de entrada não fornece energia, pois as chaves S_a e S_b estão bloqueadas. Tanto a corrente i_{L1} , quanto a corrente i_{L2} decrescem linearmente, transferindo a energia armazenada em L_1 e L_2 para a carga.

- *3ª etapa de operação: S_a desligada e S_b ligada*
Similar à segunda etapa, nesta terceira etapa a corrente i_{cc} flui pela chave S_b fazendo com que a corrente i_{L_2} cresça linearmente. A corrente i_{L_1} decresce, transferindo a energia armazenada em L_1 para carga.
- *4ª etapa de operação: S_a desligada e S_b desligada*
Esta etapa é igual à segunda. As duas chaves estão bloqueadas e os indutores L_1 e L_2 transferem energia para a carga.

3.2.2. Análise quantitativa - CBIS

A análise quantitativa do conversor cc-cc Buck intercalado síncrono é parecida com a análise quantitativa de um conversor Buck clássico, pois pode ser considerado dois conversores buck intercalados.

Em (3.20) tem-se a corrente média de entrada e em (3.21) a corrente de pico, sendo ΔI_{cc} a ondulação da corrente de entrada e $P_{buck2\phi}$ a potência de entrada.

$$I_{ccmed} = \frac{P_{buck2\phi}}{V_{cc}} \quad (3.20)$$

$$I_{ccpico} = I_{ccmed} + \frac{\Delta I_{cc}}{2} \quad (3.21)$$

Já a corrente média de saída pode ser obtida por (3.22), sendo η o rendimento do conversor e V_{BAT} a tensão sobre o banco de baterias.

$$I_{omed} = \frac{P_{buck2\phi} \cdot \eta}{V_{BAT}} \quad (3.22)$$

Analisando a Figura 3.11 são equacionados a seguir os esforços de tensão e correntes, necessários para o dimensionamento e escolha dos semicondutores, no caso somente chaves, já que o conversor síncrono não faz uso de diodos.

3.2.3. Chaves principais

Tanto a chave S_a quanto à chave S_b recebem o mesmo sinal de gatilho, mas defasados de 180°, assim o equacionamento da tensão de pico (3.23), corrente de pico (3.24), corrente média (3.25) e corrente eficaz (3.26), são os mesmo para ambas.

$$V_{S_a \max} = V_{S_b \max} = V_{cc} + \frac{\Delta V_{cc}}{2} \quad (3.23)$$

$$I_{S_a \max} = I_{S_b \max} = I_{cc \text{ pico}} \quad (3.24)$$

$$I_{S_a \text{ med}} = I_{S_b \text{ med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} i_{L_1}(t) dt = I_{L_1} D \quad (3.25)$$

$$I_{S_a \text{ ef}} = I_{S_b \text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D.T_s} (i_{L_1}(t))^2 dt} = I_{L_1} \sqrt{D} \quad (3.26)$$

3.2.4. Chaves complementares

Como no item anterior, as chaves $\overline{S_a}$ e $\overline{S_b}$ recebem o mesmo pulso no gatilho, mas defasados de 180°, assim o equacionamento de esforços é igual para ambas às chaves. Assim temos em (3.27) tensão máxima sobre elas, em (3.28) a corrente máxima, em (3.29) a corrente média e por fim em (3.30) a corrente eficaz.

$$V_{\overline{S_a} \max} = V_{\overline{S_b} \max} = V_{cc} + \frac{\Delta V_{cc}}{2} \quad (3.27)$$

$$I_{\overline{S_a} \max} = I_{\overline{S_b} \max} = \frac{I_o}{2} \quad (3.28)$$

$$I_{\overline{S_a} \text{ med}} = I_{\overline{S_b} \text{ med}} = \frac{1}{T_s} \int_{D.T_s}^{T_s} i_{L_1}(t) dt = I_{L_1} (1-D) \quad (3.29)$$

$$I_{\overline{S_a} \text{ ef}} = I_{\overline{S_b} \text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{L_1}(t))^2 dt} = I_{L_1} \sqrt{1-D} \quad (3.30)$$

3.3. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada uma revisão do conversor Buck clássico, onde foram analisadas suas etapas de operação e equacionados os esforços nos principais componentes. Em seguida é mostrado as principais diferença entre os conversores síncronos e assíncronos, onde se tem o compromisso entre custo e melhoramento de rendimento da topologia.

Presente na segunda topologia proposta é analisado ao final deste capítulo o conversor Buck intercalado síncrono, que consiste na intercalação de dois conversores do tipo Buck

síncrono. Este conversor demonstrou ser uma solução interessante, pois diminui a variação da corrente de entrada e divide a potência processada, resultando em menores valores de indutância de saída (que leva a menores magnéticos) e uma melhor distribuição das perdas nos semicondutores.

Para a modelagem do sistema é adotado o modelo da chave PWM de Vorpérian. Este método é interessante, pois fazendo as devidas considerações, as funções de transferência são calculadas apenas fazendo análise de malhas e nós (Lei de Kirchoff). Assim o estudo feito neste capítulo torna possível o projeto de potência do segundo estágio de conversão das duas topologias propostas.

CAPÍTULO IV

METODOLOGIA E ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

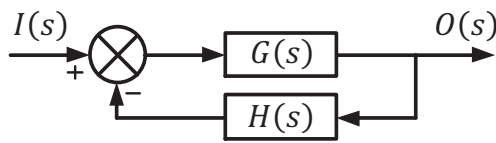
Com o objetivo de validar algumas técnicas de controle, neste capítulo são propostas duas estratégias, sendo a primeira composta por um controlador analógico e um microcontrolador para gerar uma referência contínua; e a segunda estratégia um controlador totalmente digital utilizando um dsPIC, onde é implementado dentro do microcontrolador todos os laços de controle da planta. Ambas as técnicas tem o compromisso de proteger o circuito, principalmente a bateria contra sobretensão e sobrecorrente, e fazer o rastreamento de máxima potência da turbina, para o melhor aproveitamento da energia disponível no vento. O primeiro controlador analógico foi aplicado na primeira topologia proposta, composta pelo RTSCAF e um conversor Buck convencional. Já o controlador digital foi aplicado na segunda topologia proposta composta pelo RTSCAF e o conversor Buck intercalado síncrono, em busca de um melhor rendimento e menor *hardware*. Assim neste capítulo é descrita a metodologia utilizada para o projeto dos dois controladores.

4.1. CONTROLADOR ANALÓGICO (1ª TOPOLOGIA)

Primeiramente neste tópico é feita uma breve revisão de alguns conceitos de controle e modelagem de conversores estáticos. Para o projeto de um conversor estático é essencial que este opere em malha fechada, ou seja, que quando aja alguma alteração na sua fonte de alimentação e/ou na sua carga, ele atue mantendo tensões e correntes dentro de limites desejados. Para executar esta tarefa existem várias técnicas de controle como:

- Controle modo tensão;
- Controle modo corrente média;
- Controle modo corrente de pico;
- Controle por histerese; e outros.

Cada técnica tem suas vantagens e desvantagens que devem ser bem analisadas no desenvolvimento de um projeto. O diagrama em blocos de um sistema básico realimentado é apresentado na Figura 4.1.



F. T. de Malha Fechada

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

Figura 4.1 - Diagrama em blocos e F.T. em malha fechada de um sistema simples.

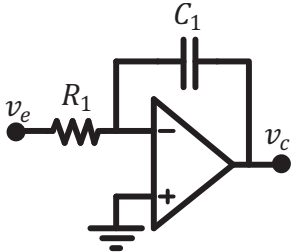
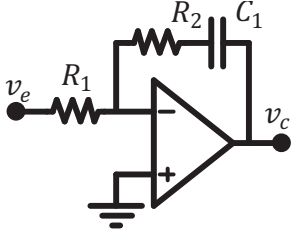
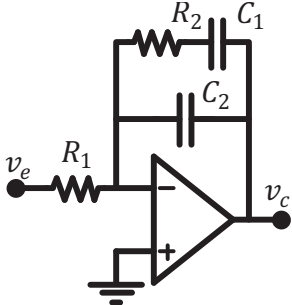
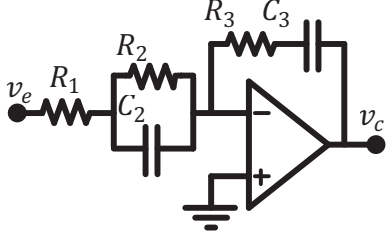
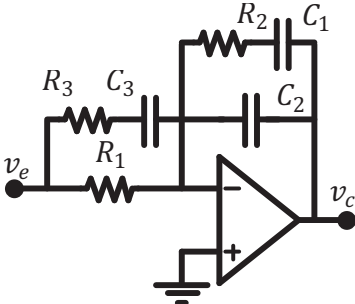
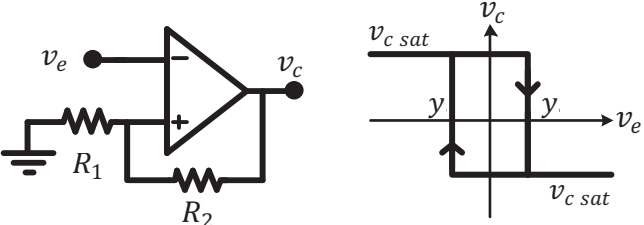
Pela teoria de controle clássico estudada em [31], um sistema é estável quando ele respeita os critérios citados abaixo:

- O ganho da função de transferência de laço aberto $G(s)H(s)$ deve no cruzamento por 0 dB ter uma inclinação de -20 dB/década ;
- Pólo na origem garante erro estático nulo, ou próximo, para variações de carga ou tensão de entrada;
- Margem de fase menor que 180° . Mas para evitar *overshoots* e oscilações no sistema, é adotada uma margem de fase entre 45° e 60° , para projeto de conversores estáticos;
- Frequência de corte igual ou maior a $1/4$ da frequência de chaveamento. Quando a frequência de corte se aproxima muito da frequência de chaveamento, a fonte pode tornar-se um sistema não contínuo.

Para controlar um circuito além de fechar uma malha com uma realimentação, é necessário na maioria dos casos, adicionam ao sistema um ou mais compensadores [32]. Estes compensadores têm a função de ajustar o sistema fazendo que o mesmo respeite os critérios citados anteriormente. Os compensadores, representados geralmente por $C(s)$, são blocos que possuem funções de transferências que ao serem inseridos em série com o sistema, levam a uma multiplicação de suas funções de transferência, e o resultado disto torna o sistema controlável, pois alterando os parâmetros do compensador, alteram-se os parâmetros do sistema todo.

Utilizando amplificadores operacionais, resistores e capacitores, é possível implementar inúmeros tipos de compensadores. Na Tabela 4.1 são apresentados os principais compensadores utilizados no projeto de conversores estáticos. Estes controladores são escolhidos de acordo com a necessidade do projeto.

Tabela 4.1 - Alguns tipos de compensadores.

CONTROLADOR	F.T.	
INTEGRADOR		$C(s) = \frac{v_c}{v_e} = -\frac{1}{sC_1R_1}$
PROPORCIONAL INTEGRADOR		$C(s) = -\frac{1 + sC_1R_2}{sC_1R_1}$
P.I. COM FILTRO		$C(s) = -\frac{1 + sC_1R_2}{sR_1(C_1 + C_2 + sC_1C_2R_2)}$
PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO		$C(s) = -\frac{R_3}{R_1} \left[\frac{\left(s + \frac{1}{C_3R_3}\right) \left(s + \frac{1}{R_2C_2}\right)}{s \left(s + \frac{R_1 + R_2}{R_1R_2C_2}\right)} \right]$
TIPO 3 - ATRASO E AVANÇO		$C(s) = -\frac{(R_1 + R_3) \left[\left(s + \frac{1}{C_2R_2}\right) \left(s + \frac{1}{(R_1 + R_3)C_3}\right) \right]}{sR_1R_3C_1 \left[\left(s + \frac{1}{C_3R_3}\right) \left(s + \frac{C_1 + C_2}{C_1C_2R_2}\right) \right]}$
HISTERESE		$y = v_{c \text{ sat}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Como o objetivo deste trabalho não é fazer um estudo a fundo de todos compensadores, será discutido nos itens que seguem apenas os controladores que foram utilizados no projeto do controle do retificador (item 4.1.1) e do conversor cc-cc abaixador (item 4.1.2). Nestes itens é descrito a estratégia de controle, vantagens, desvantagens e metodologia de projeto.

4.1.1. Controle do RTSCAF

A técnica de controle adotada para o RTSCAF, para manter a corrente próximo de uma forma senoidal, atua com uma modulação baseada na estratégia mais antiga de controle em malha fechada, denominada “liga-desliga”. Esta estratégia atualmente mais conhecida como controle por histerese é de fácil implementação, baixo custo, e apresenta um bom desempenho [33].

O comportamento da corrente instantânea na fase A do retificador com o controle por histerese é ilustrado na Figura 4.2. A corrente no indutor é monitorada e comparada com uma referência senoidal, em um comparador por histerese. Este comparador por histerese, simplificada, funciona da seguinte maneira: Há uma faixa de histerese onde se tem um limite superior e um limite inferior. Quando a chave S_1 é ligada a corrente cresce. Ao chegar ao limite superior à chave S_1 desliga e a corrente decresce fluindo pelo diodo D_1 , até atingir o limite inferior, quando a chave é ligada e passa a conduzir novamente. Como visto anteriormente, este retificador por trabalhar com apenas 3 chaves, controla apenas o semiciclo positivo, no semiciclo negativo da tensão a corrente flui pelos diodos em antiparalelo das chaves.

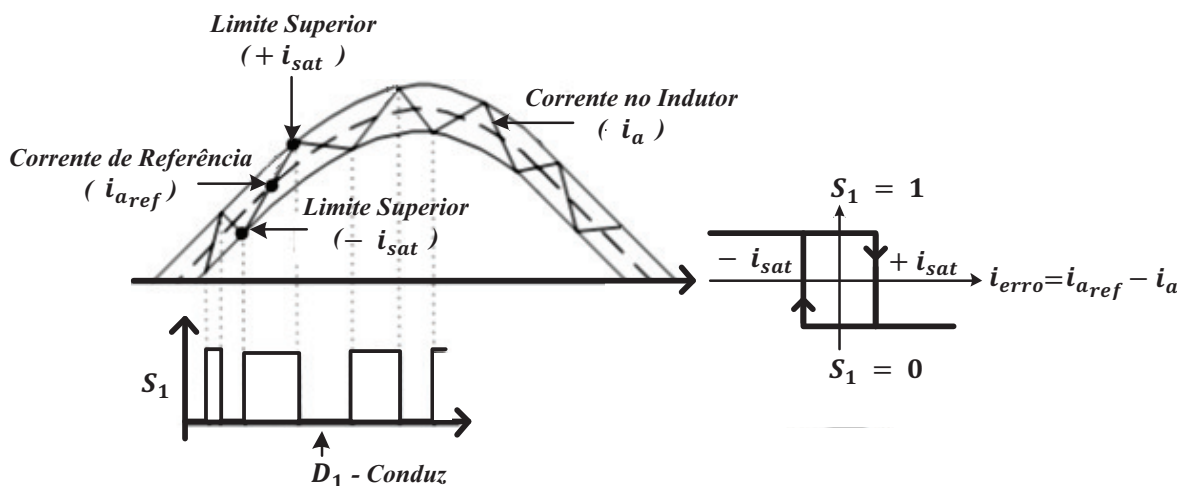


Figura 4.2 - Comportamento da corrente aplicando controle por histerese.

Como principal desvantagem do uso deste método de controle é que a frequência de chaveamento é variável, contudo ajustando bem os limites de histerese é possível manter esta frequência em uma faixa aceitável [34].

O esquemático da estratégia de controle completo é apresentado na Figura 4.3.

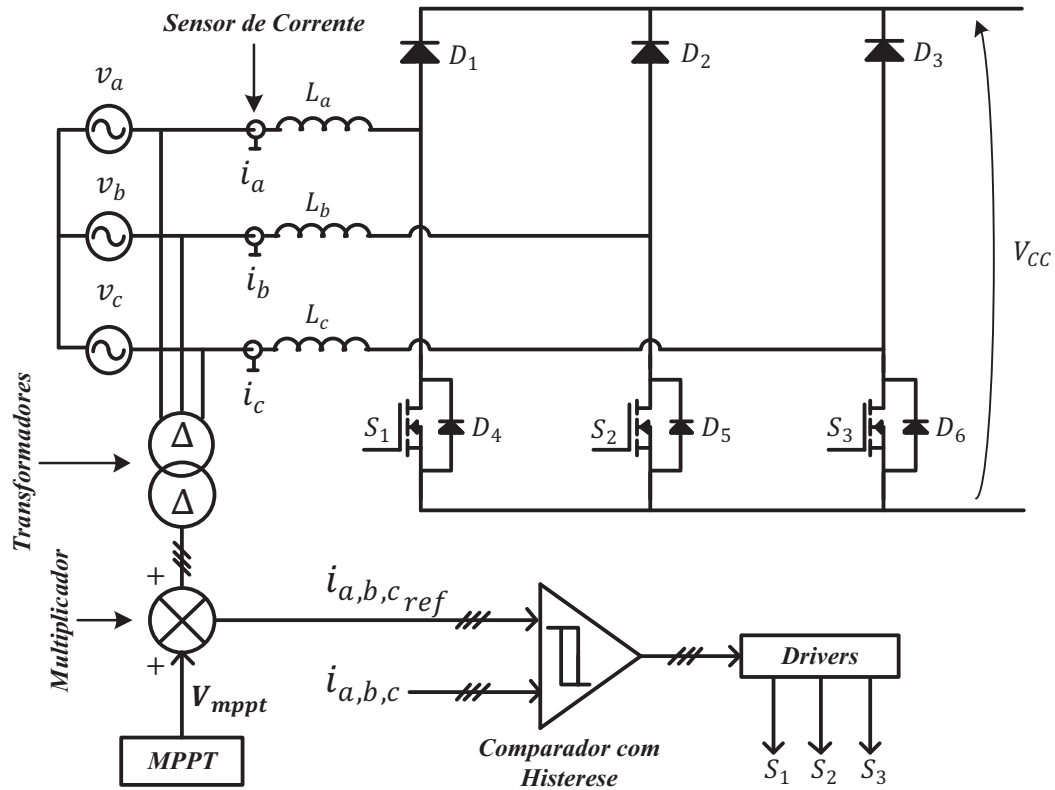


Figura 4.3 - Esquemático completo da estratégia de controle RTSCAF.

- **Sensor de corrente:** Existem inúmeras formas e componentes dedicados para medir correntes. Uma solução comum e não muito custosa é a utilização de sensores de efeito Hall, que gera em sua saída um sinal de tensão proporcional a corrente que passa por ele;
- **Transformadores:** Para o controle é necessário ler as tensões de saída do aerogerador. Assim são utilizados 3 transformadores de baixa frequência, onde seus primários ligados na saída do gerador e proporcionam em seus secundários um sinal senoidal de baixa amplitude.;
- **Multiplicador:** Uma solução adotada para regular a amplitude da corrente de entrada foi à utilização de um multiplicador analógico. Este recebe o sinal senoidal oriundo dos transformadores e o multiplica por um sinal constante proveniente de um microcontrolador, assim através do microcontrolador tem-se o controle da amplitude da corrente de entrada;

- **MPPT:** Implementado dentro de um dsPIC, este bloco tem a função de a partir de dados de entrada (como tensão e corrente na bateria, tensão no barramento e outros) ajustar a amplitude do sinal que entrará no multiplicador, ajustando assim o conversor para extração de máxima potência;
- **Comparador com Histerese:** Utilizando o método de histerese, este bloco tem a função de gerar os pulsos dos gatilhos. Este recebe como dados de entrada para comparação a corrente de cada fase (i_a , i_b e i_c) e suas respectivas correntes de referência ($i_{a_{ref}}$, $i_{b_{ref}}$ e $i_{c_{ref}}$);
- **Drivers:** Geralmente é necessária a utilização de *drivers* para o acionamento das chaves, pois os comparadores com histerese, compostos por amplificadores operacionais, não possuem capacidade de corrente suficiente para o acionamento das chaves (S_1 , S_2 e S_3).

4.1.2. Controle do conversor Buck

Sendo a segunda etapa de conversão de energia do sistema eólico proposto, o conversor Buck recebe potência fornecida pelo RTSCAF e à trata para o carregamento de um banco de baterias de 24 volts. A técnica adotada para o controle do conversor Buck foi a controle em modo tensão. Esta técnica permite regular um ponto de tensão do circuito, logo, dependendo da aplicação faz-se necessário adicionar uma malha de corrente externa em paralelo com esta malha de tensão para limitar a corrente na carga. Na Figura 4.4 é ilustrado o diagrama em blocos genérico do controle em modo tensão.

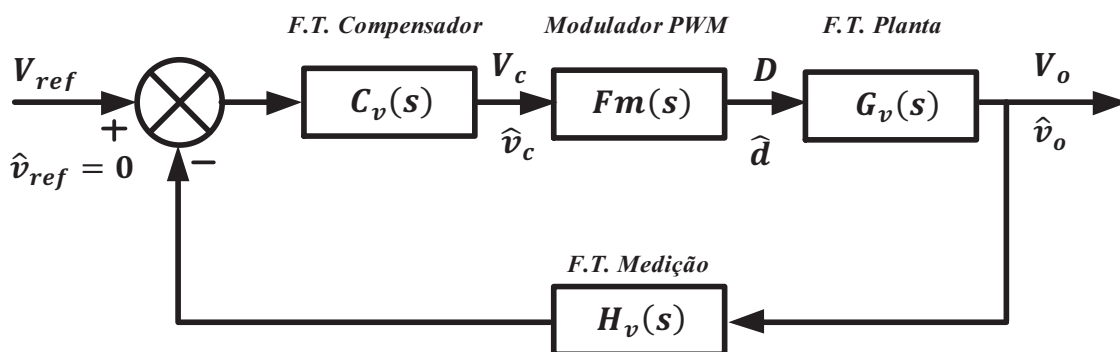


Figura 4.4 - Diagrama em blocos genérico do controle em modo tensão.

Como o retificador ficou responsável pela extração de máxima potência, controlando a corrente de entrada, é necessário que seja feito o controle da tensão do barramento, assim o conversor Buck tem seu controle projetado para executar esta tarefa.

4.1.2.1 F.T. da Planta

A função de transferência da planta é obtida de acordo com a aplicação do controle. Como o conversor Buck irá controlar o barramento do sistema proposto, deve ser calculada primeiramente a equação de transferência da tensão de entrada pela razão cíclica, ou seja, variando a razão cíclica é feito um ajuste da tensão de entrada. Para o cálculo desta função é utilizado o modelo CA da chave PWM, assim na Figura 4.5 tem-se o conversor Buck juntamente com o modelo CA da chave. Como pode ser observado a fonte de entrada foi representada por um capacitor com sua resistência série equivalente, pois estes representam o barramento cc da topologia proposta.

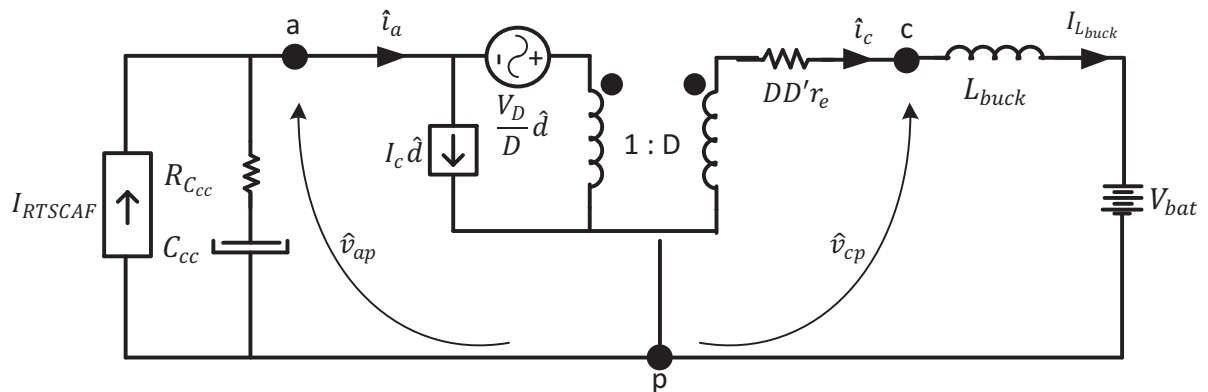


Figura 4.5 - Conversor Buck com o modelo CA da chave PWM.

Considerando a fonte de corrente I_{RTSCAF} , que representa a corrente entregue pelo primeiro estágio, e a tensão de saída constante, pode-se redesenhar o circuito acima chegando ao circuito apresentado na Figura 4.6.

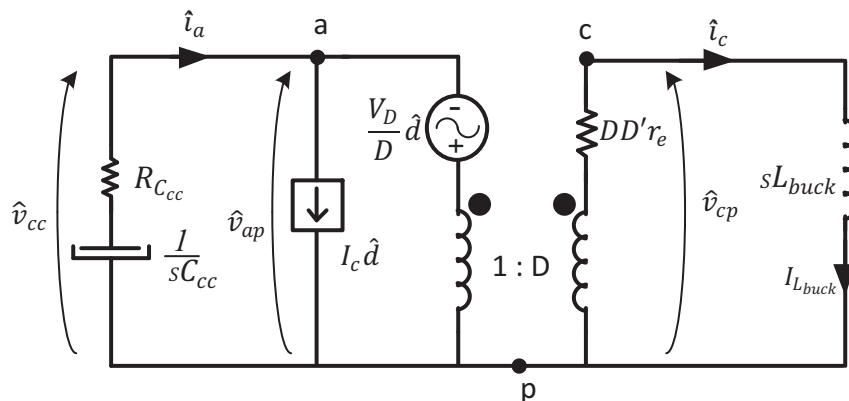


Figura 4.6 - Conversor Buck com o modelo CA da chave PWM simplificado.

Em (4.1), (4.2) e (4.3) tem-se as equações provenientes do modelo CA da chave PWM de Vorperian, sendo os itens com $\hat{}$ (como \hat{i}_a , \hat{i}_b e \hat{i}_c) medidas dinâmicas do sistema e os itens sem $\hat{}$ (como V_D , V_{ap} e I_c) medidas retiradas do modelo CC da chave PWM.

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c \hat{d} \quad (4.1)$$

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_{ap} - r_e DD' \hat{i}_c + V_D \hat{d} \quad (4.2)$$

$$V_D = V_{ap} + r_e I_c (D - D') \quad (4.3)$$

A tensão \hat{v}_{ap} é igual a \hat{v}_{cc} e esta pode ser representada pela corrente \hat{i}_a multiplicada pela impedância vista nos seus terminais como mostra (4.4). Deve ser ressaltado que como o capacitor funciona como fonte de energia, sua impedância é representada com um sinal negativo.

$$\hat{v}_{cc} = \hat{i}_a \left[- \left(R_{C_{cc}} + \frac{1}{sC_{cc}} \right) \right] = -\hat{i}_a \left(\frac{sC_{cc} R_{C_{cc}} + 1}{sC_{cc}} \right) \quad (4.4)$$

Isolando \hat{i}_a em (4.4), substituindo-a em (4.1) e isolando \hat{i}_c chega-se a (4.5).

$$\hat{i}_c = -\hat{v}_{cc} \left[\frac{sC_{cc}}{(sC_{cc} R_{C_{cc}} + 1)D} \right] - \hat{d} \left[- \left(\frac{I_c}{D} \right) \right] \quad (4.5)$$

A tensão \hat{v}_{cp} é representada pela corrente \hat{i}_c multiplicada pela impedância vista por ele, assim se tem (4.6).

$$\hat{v}_{cp} = \hat{i}_c (sL_{buck}) \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.2), e agrupando os termos com \hat{i}_c se obtém (4.7).

$$\hat{i}_c (sL_{buck} + r_e DD') = D\hat{v}_{cc} + V_D \hat{d} \quad (4.7)$$

Substituindo (4.5) na equação anterior, resulta:

$$\left\{ -\hat{v}_{cc} \left[\frac{sC_{cc}}{(sC_{cc} R_{C_{cc}} + 1)D} \right] - \hat{d} \left[- \left(\frac{I_c}{D} \right) \right] \right\} (sL_{buck} + r_e DD') = D\hat{v}_{cc} + V_D \hat{d} \quad (4.8)$$

Trabalhando a equação (4.8) chega-se a função de transferência da tensão de entrada pela razão cíclica como mostra (4.9).

$$\frac{\hat{v}_{cc}}{\hat{d}} = - \frac{\left[sL_{buck}I_c + (DV_D + r_e DD'I_c) \right] (sC_{cc}R_{C_{cc}} + 1)}{s^2L_{buck}C_{cc} + s(r_e DD'C_{cc} + D^2C_{cc}R_{C_{cc}}) + D^2} \quad (4.9)$$

A resistência da fonte de entrada r_e é igual à $R_{C_{cc}}$ (resistência série do capacitor de entrada). Considerando esta resistência igual a zero, por ser muito pequena, em (4.10) apresenta-se a função de transferência simplificada para o controle da tensão de entrada.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}}{\hat{d}} = - \frac{sL_{buck}I_c + DV_D}{s^2L_{buck}C_{cc} + D^2} \quad (4.10)$$

4.1.2.2 F.T. do Modulador PWM

O modulador PWM é feito pela comparação do sinal de controle V_c e a amplitude de um sinal dente de serra. A função de transferência do modulador PWM é dada por (4.11), sendo V_{serra} o pico da tensão dente de serra.

$$F_m(s) = \frac{1}{V_{serra}} \quad (4.11)$$

4.1.2.3 F.T. do Sensor de Tensão

Existem várias formas de medir a tensão em conversores. O mais comum e barato é a utilização de um divisor resistivo, que apesar da baixa imunidade a ruído e não fornecer isolamento do ponto medido e o circuito de controle, este é um sensor muito eficiente. Composto por dois resistores ligados em série, a função de transferência deste tipo de sensor é dada pela divisão do ponto medido, que é ajustado igual a tensão de referência, como mostra (4.12).

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \quad (4.12)$$

4.1.2.4 F.T. de Malha fechada

Para o projeto do controlador é necessário primeiramente levantar os diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta, esta é dada por (4.13).

$$FTMA_v(s) = G_v(s)F_m(s)H_v(s) \quad (4.13)$$

Com o diagrama de Bode da equação (4.13) traçado, é escolhido um controlador e alocados polos e zeros (que variam de acordo com o controlador), para que a função de transferência de malha fechada, apresentada por (4.14), esteja dentro dos requisitos de estabilidade (requisitos estes apresentados no início do tópico 4.1).

$$FTMF_v(s) = FTMA_v(s)C_v(s) \quad (4.14)$$

Assim, na Figura 4.7 tem-se o esquemático do controle analógico aplicado ao conversor Buck. Como pode ser observada, a razão cíclica controla a tensão do barramento cc.

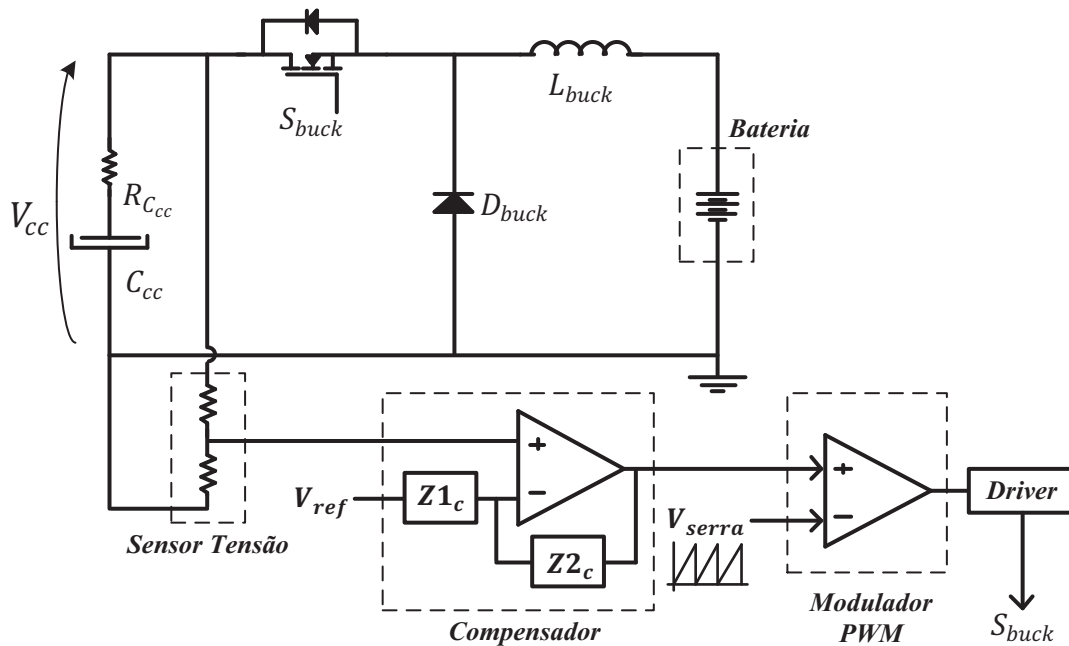


Figura 4.7 - Esquemático completo da estratégia de controle do conversor Buck.

A chave S_{buck} não tem a mesma referência que o circuito de controle, faz-se necessário à utilização de um driver isolado para o acionamento da mesma. Existem diversas soluções para executar este isolamento, sendo as principais:

- Isolamento com Opto – Este tem a vantagem de trabalhar em toda faixa da razão cíclica. Composto por opto acoplador ou algum circuito integrado (C.I.) dedicado, tem como desvantagem o uso de uma fonte isolada somente para o *driver*;
- Isolamento com Transformador de Pulso – Apesar de utilizar mais componentes eletrônicos e não poder trabalhar com razões cíclicas maiores que 0,5 pois o núcleo do transformador saturaria, esta solução é muito eficiente e tem como principal vantagem não necessitar de uma fonte externa de alimentação.

Como o conversor Buck é projetado para trabalhar com uma tensão de entrada de 70 volts e uma tensão de saída de 24 volts, assim a razão cíclica é de 0,35. Como o sistema não contará com alimentação externa, gerar uma fonte isolada só para o *driver* é uma solução custosa para o projeto, logo foi escolhido utilizar um *driver* com isolamento por transformador de pulso. Na Figura 4.8 é ilustrado o circuito do *driver* isolado adotado no projeto, este que é muito comum na literatura [35].

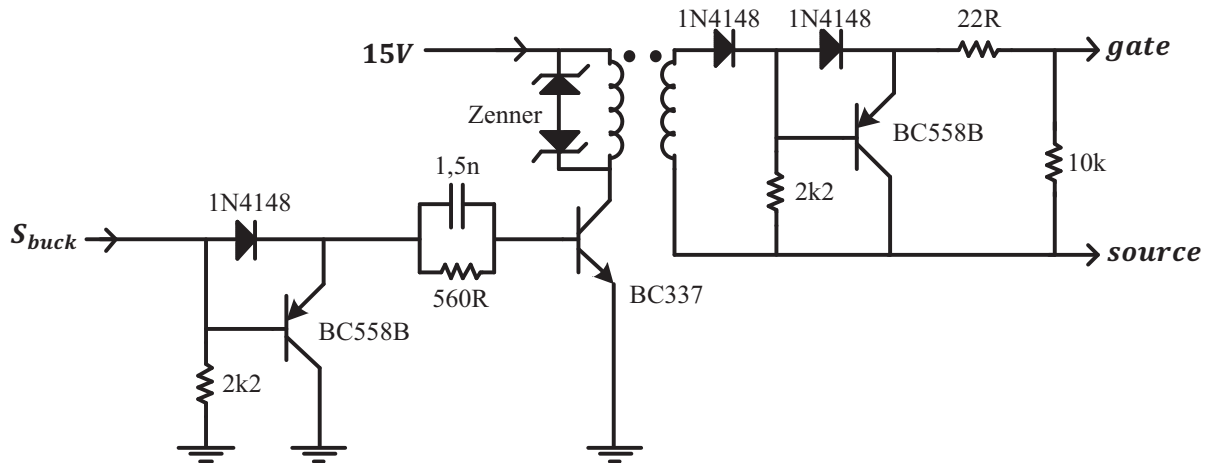


Figura 4.8 - *Driver* isolado com transformador de pulso.
FONTE: [35]

4.1.3. Funcionalidades do microcontrolador

Este sistema analógico proposto faz o uso de um microcontrolador para executar a tarefa de rastreamento de máxima potência. Mesmo contendo um microcontrolador este primeiro circuito não foi considerado digital, pois o controle dos conversores é feito de forma analógica. Na Figura 4.9 apresenta-se um diagrama com as funcionalidades do microcontrolador no sistema.

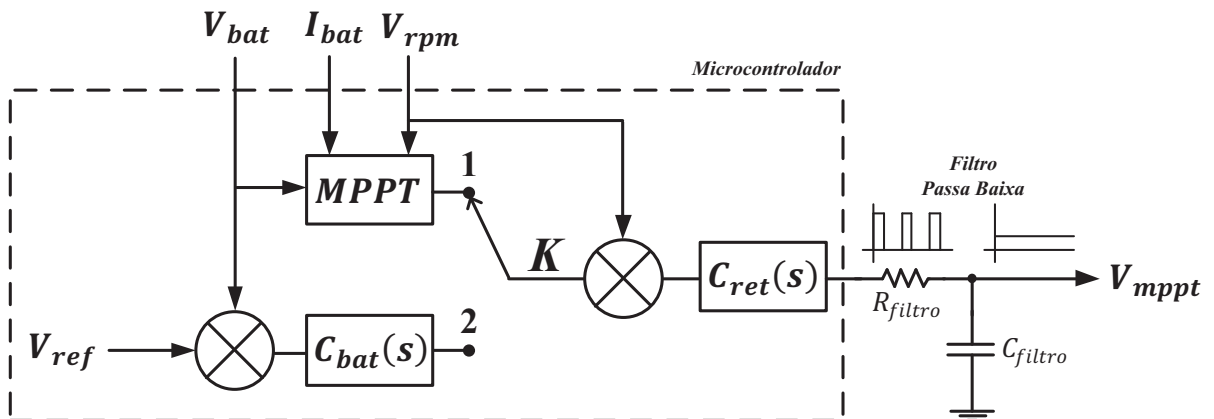


Figura 4.9 - Representação das funcionalidades do microcontrolador.

O microcontrolador recebe como dados: V_{bat} – Tensão sobre o banco de baterias; I_{bat} – Corrente entregue ao banco de baterias; e V_{rpm} – Estimativa da velocidade mecânica do aerogerador, esta é medida diretamente na entrada do retificador, pois a tensão de entrada no mesmo é proporcional a velocidade mecânica. Com estes dados de entrada o microcontrolador define qual modo de operação ira trabalhar, sendo eles:

- $K = 1$ – Este modo entra em operação enquanto a tensão nas baterias estiver dentro dos limites pré-estabelecidos. Nele é feito o rastreamento da máxima potência entregando para a carga o máximo de energia disponível no vento;
- $K = 2$ – Quando a bateria já esta carregada ou quando está com algum tipo de problema sua tensão começa a crescer, então este modo entra em operação. Neste é feito uma frenagem elétrica no aerogerador buscando diminuir a potência entregue para o banco de baterias.

O microcontrolador gera um sinal pulsado que passa por um filtro passa baixa, deixando-o contínuo V_{mppt} . Assim variando a largura do pulso na saída do microcontrolador tem-se uma variação na amplitude do sinal V_{mppt} . Este sinal é multiplicado com o sinal de referência da corrente do retificador mostrado na Figura 4.3.

4.2. CONTROLADOR DIGITAL (2ª TOPOLOGIA)

Em busca de algumas melhorias na primeira topologia, foi proposto à implementação de um controlador totalmente digital. Assim um microcontrolador recebe dados de leitura como: tensão e corrente; e executa internamente as malhas de controle, atuando nas chaves dos dois conversores, o RTSCAF e o conversor Buck intercalado síncrono. Optou-se pela modificação do conversor cc-cc utilizado no primeiro protótipo, em busca de um melhor rendimento e menores elementos magnéticos de saída.

Com os preços cada vez mais acessíveis de microcontroladores com alto poder de processamento, a utilização de um controle digital tem se tornado uma opção interessante no projeto de fontes chaveadas. Algumas das principais vantagens do uso de controladores digitais são citadas abaixo [36]:

- Redução de *hardware*, pois não se faz necessário à utilização de amplificadores operacionais para implementar os controladores e moduladores;
- Técnicas avançadas e refinadas de controle. Digitalmente é mais fácil alocar pólos e zeros, pois não fica-se preso a valores comerciais de resistores e capacitores.;
- Maior flexibilidade para mudanças e ajustes do controlador, pois como estes são códigos de programação, basta reescrevê-lo e gravá-los no microcontrolador.

Na Figura 4.10 temos a representação gráfica da topologia proposta com o controle digital. Como pode ser notado há uma diminuição significativa de componentes, tornando o hardware mais compacto.

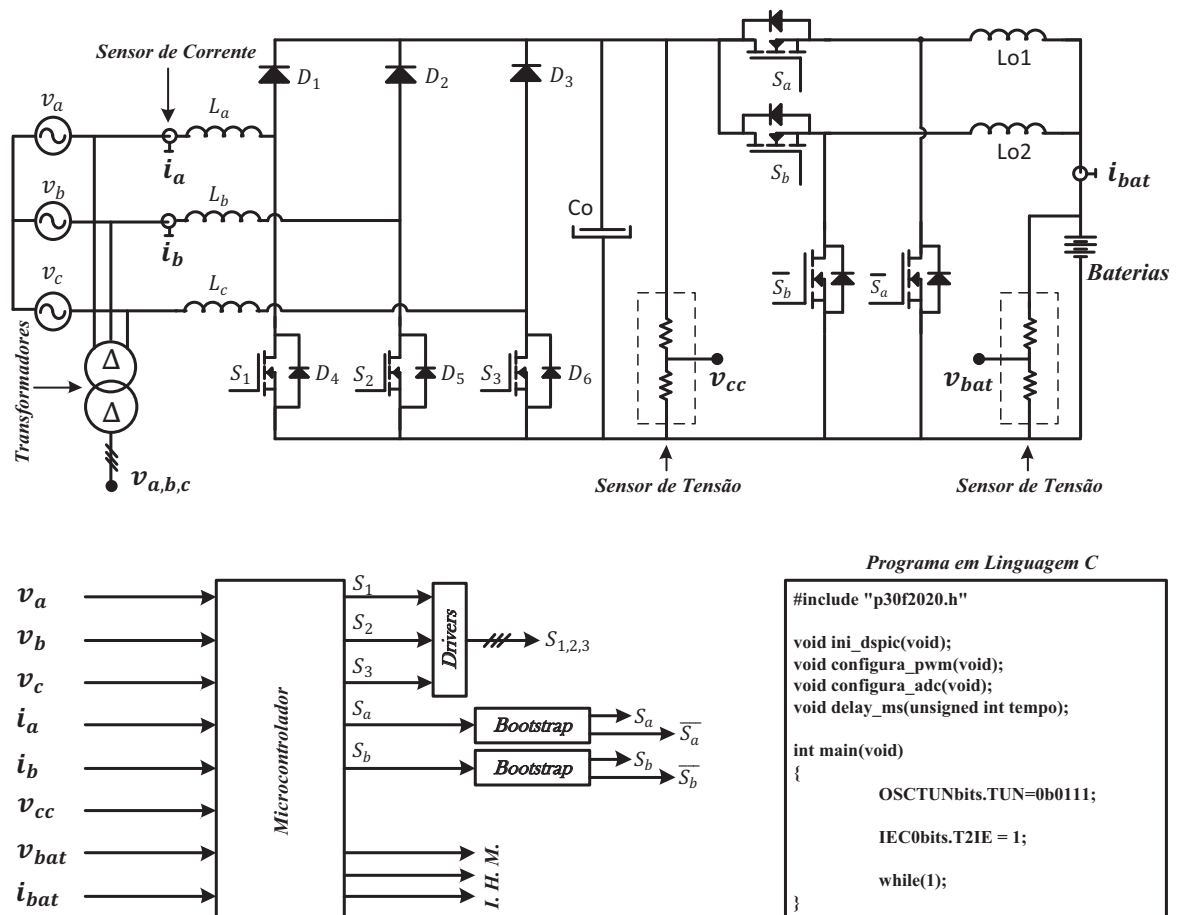


Figura 4.10 - Representação gráfica da topologia proposta com controle digital.

Todo controle se resume a um código de programa escrito em linguagem C implementado dentro do microcontrolador. Este deve conter no mínimo oito entradas analógicas/digitais (A/D) para leitura dos parâmetros, tensões e correntes; 5 saídas PWMs para o acionamento de todas as chaves; e alguns pinos de I/O para uma interface homem

máquina (I.H.M.) onde podem ser sinalizados etapas de operação do conversor, situação da carga na bateria, entre outros.

Para o comando das chaves do retificador (S_1 , S_3 e S_3) faz-se necessário à utilização de *drivers*, pois os microcontroladores geralmente trabalham com baixas tensões, cerca de 5 volts, e possuem baixa capacidade de corrente. Já para o acionamento das chaves do conversor Buck intercalado síncrono (S_a , S_b , \bar{S}_a e \bar{S}_b) são utilizados circuitos *bootstraps*, estes que a partir de um sinal de comando, gera seu complementar e ainda atua como *driver* de tensão e corrente.

4.2.1. Sistemas dinâmicos discretos

Como o objetivo deste trabalho não é fazer um estudo completo sobre sinais digitais e teorias de controle discreto, é feito aqui apenas um breve resumo dos conceitos mais importantes sobre o tema e em seguida uma abordagem mais prática.

Na Figura 4.11 é representado um sistema realimentado com controle digital. Como pode ser observado dentro do microcontrolador encontra-se: amostrador - faz a leitura do sinal contínuo; conversor A/D - converte o sinal amostrado em um número lógico; $C_v(z)$ - F.T. Discreta do compensador; e conversor D/A - converte o sinal discreto em analógico.

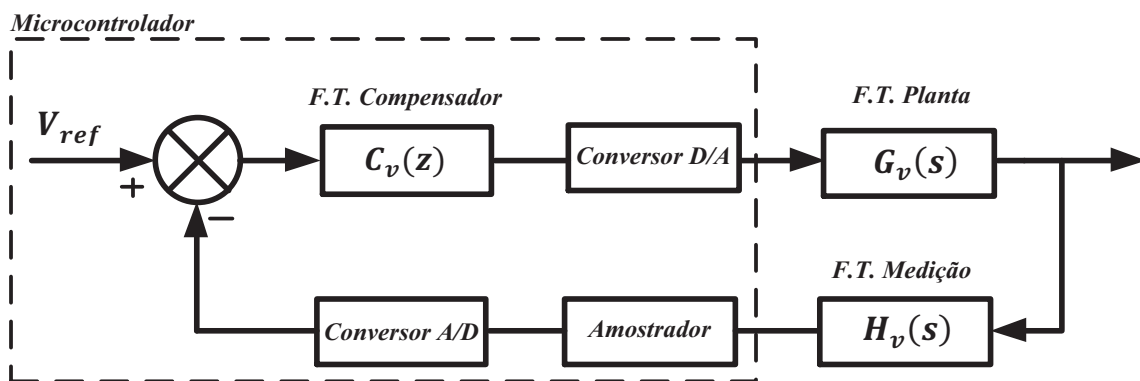


Figura 4.11 - Diagrama em blocos de um sistema realimentado com controle digital

Inicialmente é definida a metodologia que irá ser seguida para o projeto do controlador discreto. As duas principais maneiras vistas na literatura são:

- Projeto do compensador digital – neste é feito a discretização de todas as funções de transferências utilizando transformada Z ; em seguida é equacionada a função de transferência em malha fechada do sistema amostrado no plano Z ; por fim é sobre a equação característica deste sistema discreto que é feito o projeto do controlador. Apesar de um pouco mais complexo, este método é muito preciso;
- Controle digital por emulação – esta técnica consiste em calcular o compensador analógico e em seguida fazer uma aproximação digital deste compensador, ou seja, é feita uma discretização direta do controlador analógico. Esta discretização pode ser feita utilizando [37]: método de Euler (ou *forward*); método de Tustin (conhecida também como trapezoidal ou bilinear); ou transformação em cascata de pólos e zeros.

Como principal vantagem desta segunda técnica é que ela dispensa o estudo detalhado de técnicas discretas de controle, mas como desvantagem tem-se que o sustentador de ordem zero não é considerado no compensador, logo este controlador se torna menos preciso, sendo necessário fazer alguns ajustes quando implementado.

4.2.2. Equação a diferenças

Tendo calculado a função de transferência do compensador discretizado, é necessário ser encontrada a equação a diferenças, ou equação recursiva [38], que represente este compensador. Com esta equação a diferenças é possível implementar o compensador em um microcontrolador.

Como exemplo, será encontrada a equação recursiva da função de transferência (4.15), composta por um ganho k , um pólo e um zero, e sendo $U(z)$ a saída e $E(z)$ a entrada do compensador discreto.

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = a \frac{z-1}{z-5} \quad (4.15)$$

Para facilitar a análise, divide-se o numerador e o denominador por z^{-1} .

$$\frac{U(z)}{E(z)} = a \frac{1-z^{-1}}{1-5z^{-1}} \quad (4.16)$$

Trabalhando a equação acima se tem (4.17).

$$U(z)[1-5z^{-1}] = E(z)a[1-z^{-1}] \quad (4.17)$$

Fazendo a transformada para o eixo do tempo discreto é chega-se a (4.18).

$$u[k] - 5 \times u[k-1] = a \times e[k] - a \times e[k-1] \quad (4.18)$$

Assim alocando os termos da equação acima, em (4.19) se tem a equação recursiva da função de transferência (4.15). Nesta equação apresenta-se: $u[k]$ - valor da saída, $u[k-1]$ - valor da saída anterior; $e[k]$ - valor da entrada atual; $e[k-1]$ - valor da entrada anterior.

$$u[k] = a \times e[k] - a \times e[k-1] + 5 \times u[k-1] \quad (4.19)$$

4.3. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a metodologia e estratégia de controle escolhida para as duas topologias propostas, sendo para a primeira proposto um controle analógico, e para a segunda topologia um controle totalmente digital.

A primeira topologia possui no primeiro estágio um controlador por histerese, que apesar de apresentar uma frequência variável de chaveamento, é um método simples e bastante eficiente. A referência da corrente de entrada do retificador é gerada a partir da multiplicação da leitura das tensões de entrada, que define a forma de onda da corrente, e do sinal $V_{m\text{ppt}}$, que define a amplitude desta corrente. Este sinal gerado pelo microcontrolador é responsável por fazer o rastreamento da máxima potência e quando necessário proteger a bateria contra sobretensão e sobrecorrente.

O controle digital, proposto para a segunda topologia, além de possibilitar a implementação de diversas técnicas de controle, dispensa o uso de inúmeros amplificadores operacionais e toda uma circuitaria analógica tornando o *hardware* mais compacto e simples de ser reproduzido industrialmente.

CAPÍTULO V

PROJETO DAS TOPOLOGIAS PROPOSTAS

Neste capítulo é abordado o projeto completo da topologia proposta. Como foram sugeridas duas estratégias de controle, uma analógica e outra digital, o texto aqui se divide em três seções, onde na primeira é descrita o projeto do retificador trifásico semicontrolado presente nas duas topologias propostas; em seguida é descrito o projeto do conversor Buck convencional, presente na primeira topologia com controle analógico; e por fim é descrito o projeto do conversor Buck intercalado síncrono, presente na segunda topologia com controle digital. Em uma primeira etapa é feito o cálculo dos esforços de tensão e corrente para os componentes dos estágios de potência e assim são determinadas as chaves, diodos e capacitores. Em seguida é feito o projeto do controlador analógico, onde são descritos os cálculos e os circuitos implementados. Por fim é apresentado o projeto do controle digital, onde é escolhido microcontrolador para executar todo o controle da topologia, eliminando assim grande parte da circuitaria presente no controlador analógico.

5.1. PROJETO DO RTSCAF

Seguem na Tabela 5.1 e Tabela 5.2, as especificações e considerações para o projeto do retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF).

Tabela 5.1 – Especificações de projeto do RTSCAF.

Tensão de Linha	$V_{r\ linha}$	42 V
Potência de Entrada	P_r	1500 W
Tensão no Barramento CC	V_{cc}	70 V
Frequência Máxima do Aerogerador	$f_{e\ max}$	70 Hz

Tabela 5.2 – Considerações de projeto do RTSCAF.

Frequência de Operação das Chaves	F_s	20 kHz
Ondulação da Corrente no Indutor	ΔI_{L_r}	10%
Ondulação da Tensão no Barramento CC	ΔV_{cc}	2%
Rendimento (Unitário)	η	1

Equacionada em (2.2) a tensão de pico de fase é calculada.

$$V_{r\text{ pico}} = \sqrt{2} \cdot \frac{42}{\sqrt{3}} = 34,29 \text{ V}$$

A corrente de pico de fase na entrada do retificador e a corrente no barramento cc, equacionadas em (2.8) e (2.9) respectivamente, são:

$$I_{r\text{ pico}} = \sqrt{2} \frac{1500}{\sqrt{3} \cdot 42} = 29,16 \text{ A}$$

$$I_{cc} = \frac{1500}{70} = 21,43 \text{ A}$$

5.1.1. Indutores de entrada

Os três indutores, um em cada fase do retificador, são calculados de acordo com a equação (2.48), sendo que L_r representa os indutores L_a , L_b e L_c . Buscando minimizar as perdas no indutor, optou-se por um $\beta = 0,028$ assim tem-se:

$$L_r = \frac{0,028 \cdot 70}{29,16(2 \cdot \pi \cdot 70)} = 152,8 \text{ uH}$$

Os cálculos para a confecção do indutor de entrada são feitos detalhadamente no *Apêndice A*. Na Tabela 5.3 é apresentado um resumo deste projeto, sendo mostradas as principais informações do projeto dos indutores de entrada.

Tabela 5.3 - Resumo do projeto dos indutores de entrada.

Indutância	$L_a = L_b = L_c$	152,7 μH
Núcleo	NEE_r	NEE – 65/33/26
Fio de Cobre	AWG_r	27
Nº Fios Paralelo	N_{fios}	52
Nº Espiras	N_e	23
Entreferro (<i>gap</i>)	l_g	0,232 <i>cm</i>
Perdas Totais	P_{L_r}	6,643 <i>W</i>

5.1.2. Esforços nos semicondutores RSCAF

Neste tópico são calculados os esforços nos semicondutores do retificador, com o equacionamento feito no Capítulo II, e apresentados os semicondutores especificados para construção do *hardware*.

5.1.2.1 Diodos D_1 , D_2 e D_3

O retificador é composto por três diodos, D_1 , D_2 e D_3 . A tensão máxima, equacionada em (2.51), é:

$$V_{D_1, \max} = 70 \text{ V}$$

A corrente média e a corrente eficaz, equacionadas em (2.53) e (2.54) respectivamente, são dadas abaixo.

$$I_{D_{1,2,3}, \text{med}} = \frac{21,43}{3} = 7,143 \text{ A}$$

$$I_{D_{1,2,3}, \text{ef}} = 12,692 \text{ A}$$

Assim, determinados os esforços de tensão e corrente nos diodos, foi escolhido para o projeto do RTSCAF o diodo rápido (*schottky*) MBR20100CT da International Rectifier [39]. Na Tabela 5.4 são apresentadas suas principais características.

Tabela 5.4 - Principais características do Diodo MBR20100CT.

Tensão Máxima Reversa	V_{RRM}	100 V
Corrente Média Máxima	I_{FRM}	20 A
Corrente de Pico Não Repetitiva	I_{FSM}	850 A
Queda de Tensão no Diodo	V_F	0,7 V
Faixa de Operação para Temperatura da Junção	$\Delta^\circ\text{C}@T_{j_MBR}$	-65 °C a 150 °C

5.1.2.2 Interruptores e diodos em antiparalelo

Para a escolha dos interruptores do retificador é necessário saber os seus esforços de tensão e corrente, tanto na chave propriamente dita, quanto nos seus diodos em antiparalelo (intrínsecos a chave).

A tensão máxima sobre a chave, corrente média e corrente eficaz, equacionadas em (2.55), (2.57) e (2.58) respectivamente, são:

$$V_{S_{1,2,3}, \max} = 70 \text{ V}$$

$$I_{S_{1,2,3}, \text{med}} = 2,48 \text{ A}$$

$$I_{S_{1,2,3}, \text{ef}} = 7,483 \text{ A}$$

Já sobre os diodos em antiparalelo, conforme em (2.59), (2.61) e (2.63), o equacionamento de suas tensões máximas, correntes médias e correntes de pico, respectivamente, seguem:

$$V_{D_{4,5,6} \max} = 70 \text{ V}$$

$$I_{D_{4,5,6} \text{ med}} = 9,606 \text{ A}$$

$$I_{D_{4,5,6} \text{ ef}} = 16,382 \text{ A}$$

Assim diante dos esforços calculados, é escolhido o interruptor do tipo MOSFET IRFP4710 da International Rectifier [40]. Na Tabela 5.5 são apresentadas suas principais características deste interruptor.

Tabela 5.5 - Principais características do interruptor IRFP4710.

MOSFET		
Corrente Média Máxima	$I_{IRF@25^\circ}$	72 A @ $T_c = 25^\circ\text{C}$
	$I_{IRF@100^\circ}$	51 A @ $T_c = 100^\circ\text{C}$
Corrente de Pico Não Repetitiva	I_{M_IRF}	300 A
Tensão Máxima	V_{DSS}	100 V
Faixa de Operação para Temperatura da Junção	$\Delta^\circ\text{C}@T_{j_IRF}$	-55 °C a 175 °C
DIODO		
Corrente Média Máxima	I_{D_IRF}	72 A
Corrente de Pico Não Repetitiva	I_{Dpk_IRF}	300 A
Tensão Máxima	V_{D_IRF}	100 V
Queda de Tensão	V_{SD_IRF}	1,3 V

5.2. PROJETO DO CONVERSOR BUCK CLÁSSICO

Seguindo a metodologia do tópico anterior, neste são calculados os componentes (magnético, interruptor e diodo) da parte de potência do conversor Buck clássico presente no primeiro protótipo. Seguem na Tabela 5.6 e Tabela 5.7 as especificações e considerações para o projeto.

Tabela 5.6 - Especificações de projeto do conversor Buck clássico.

Tensão de Entrada	$V_{e_{buck}}$	42 V
Tensão de Saída	$V_{o_{buck}}$	24 V
Potência de Entrada	$P_{e_{buck}}$	1500 W

Tabela 5.7 - Considerações de projeto do conversor Buck clássico.

Frequência de Operação da Chave	$F_{s_{buck}}$	50 kHz
Ondulação da Corrente no Indutor	$\Delta I_{L_{buck}}$	10%
Rendimento (Unitário)	η	1

Sabendo o rendimento, a potência e a tensão de entrada, segue abaixo, o cálculo da corrente no indutor e a ondulação da corrente da corrente no indutor.

$$I_{L_{buck}} = \frac{1500.1}{24} = 62,5 \text{ A}$$

$$\Delta I_{L_{buck}} = 62,5.10\% = 6,25 \text{ A}$$

Abaixo se apresenta o cálculo do indutor de saída do conversor Buck clássico.

$$L_{buck} = \frac{70.0,34.(1-0,34)}{50000.6,25} = 50,47 \text{ } \mu\text{H}$$

5.2.1. Indutor Buck

Os cálculos para a confecção do indutor de saída do conversor Buck, é feito detalhadamente no *Apêndice B*. Na Tabela 5.8 é apresentado um resumo deste projeto, contendo as principais informações para a confecção do indutor.

Tabela 5.8 - Resumo do projeto do indutor Buck.

Indutância	L_{buck}	50,47 μH
Núcleo	NEE_{buck}	$2 \times NEE - 65/33/26$
Fio de Cobre	AWG_{buck}	27
Nº Fios Paralelo	$N_{fios_{buck}}$	153
Nº Espiras	N_{ebuck}	8
Entreferro (<i>gap</i>)	$l_{g_{buck}}$	0,17 <i>cm</i>
Perdas Totais	$P_{L_{buck}}$	9,643 <i>W</i>

5.2.2. Esforços nos semicondutores – Buck

Neste tópico são calculados os esforços nos semicondutores do conversor Buck clássico, com o equacionamento feito no Capítulo III. Aqui também são apresentados os semicondutores escolhidos para construção do *hardware*.

5.2.2.1 Chave S_{buck}

Utilizando as equações (3.1), (3.2) e (3.3), são calculados abaixo, a tensão máxima, a corrente máxima e a corrente eficaz sobre a chave do conversor Buck.

$$V_{S_{buck} \max} = 70 \text{ V}$$

$$I_{S_{buck} \max} = 62,5 + \frac{6,25}{2} = 65,62 \text{ A}$$

$$I_{S_{buck} \text{ ef}} = 36,6 \text{ A}$$

Considerando os esforços acima calculados, foi adotado para o conversor Buck interruptor IRFP4710 da International Rectifier, mesmo interruptor utilizado no RTSCAF. Suas principais informações estão presentes na Tabela 5.5.

5.2.2.2 Diodo D_{buck}

Como equacionados em (3.4), (3.5) e (3.6), a tensão máxima, corrente máxima e corrente eficaz sobre o diodo Buck são:

$$V_{D_{buck\ max}} = 70 \text{ V}$$

$$I_{D_{buck\ max}} = 62,5 + \frac{6,25}{2} = 65,62 \text{ A}$$

$$I_{S_{buck\ ef}} = 50,66 \text{ A}$$

Dentre os diodos existentes o ideal para este projeto seria o diodo rápido (*schottky*) MBR60100CT da International Rectifier, mas por indisponibilidade para execução do projeto, optou-se por utilizar três diodos MBR20100CT em paralelo. Estes diodos são os mesmo utilizados no RTSCAF, tendo suas principais informações apresentadas na Tabela 5.4.

5.3. PROJETO DO BUCK INTERCALADO SÍNCRONO

Fazendo parte do segundo protótipo, o projeto do hardware de potência do conversor Buck intercalado síncrono é feito neste tópico. Na Tabela 5.9 e Tabela 5.10, são apresentadas as especificações e considerações deste conversor cc-cc.

Tabela 5.9 - Especificações de projeto do conversor Buck intercalado síncrono.

Tensão de Entrada	V_{cc}	70 V
Tensão de Saída	V_o	24 V
Potência de Entrada	$P_{buck2\phi}$	1500 W

Tabela 5.10 - Considerações de projeto do conversor Buck intercalado síncrono.

Frequência de Operação das Chaves	$F_{s_{a,b}}$	25 kHz
Ondulação na Corrente de Saída	ΔI_o	5%
Rendimento (Unitário)	η	1

Abaixo é calculada a corrente de saída do conversor. Sabendo a corrente de saída, tem-se em seguida o cálculo da ondulação da corrente de saída, a partir das considerações de projeto.

$$I_o = \frac{1500}{24} = 62,5 \text{ A}$$

$$\Delta I_o = 62,5 \times 5\% = 3,125 \text{ A}$$

Como no conversor Buck intercalado síncrono a ondulação da corrente de saída é metade da ondulação da corrente de entrada, então:

$$\Delta I_{L_1, L_2} = 2 \times 3,125 = 6,25 \text{ A}$$

Sabendo que a corrente em cada braço do conversor é metade da corrente de saída, então se tem que a ondulação da corrente em cada indutor é 20% da corrente de entrada. O valor das indutâncias dos indutores de saída é calculado abaixo:

$$L_{1,2} = \frac{70 \times 0,34 \times (1 - 0,34)}{25000 \times 6,25} = 100,9 \text{ } \mu\text{H}$$

5.3.1. Indutores Buck 2 ϕ síncrono

Os cálculos para a confecção do indutor de saída do conversor Buck, são feitos detalhadamente no *Apêndice C*. Na Tabela 5.11 é feito o resumo deste projeto, contendo as principais informações para confecção dos indutores.

Tabela 5.11 - Resumo do projeto dos indutores Buck intercalado síncrono.

Indutância	$L_{1,2}$	50,47 μH
Núcleo	$NEE_{L_{1,2}}$	NEE – 65/33/26
Fio de Cobre	$AWG_{L_{1,2}}$	22
Nº Fios Paralelo	$N_{fios_{L_{1,2}}}$	22
Nº Espiras	$N_{e_{L_{1,2}}}$	18
Entreferro (<i>gap</i>)	$l_{g_{L_{1,2}}}$	0,215 <i>cm</i>
Perdas Totais	$P_{L_{1,2}}$	8,409 <i>W</i>

5.3.2. Esforços nos semicondutores – Buck 2 ϕ síncrono

A partir do equacionamento feito no Capítulo III, neste tópico são calculados os esforços nos semicondutores do conversor Buck intercalado síncrono, e são apresentados os componentes escolhidos para construção do *hardware*.

Considerando as equações (3.20) e (3.21), a corrente média e de pico são calculadas:

$$I_{cc_{med}} = \frac{1500}{70} = 21,429 \quad A$$

$$I_{cc_{pico}} = 21,43 + \frac{0,42}{2} = 21,64 \quad A$$

5.3.2.1 Chaves principais

A tensão máxima sobre as chaves principais, S_a e S_b , equacionada em (3.23), é:

$$V_{S_a, \max} = V_{S_b, \max} = 70 + \frac{70 \times 2\%}{2} = 70,7 \quad V$$

Com as equações (3.24), (3.25) e (3.26), são obtidos as correntes máxima, média e eficaz que fluem nas chaves.

$$I_{S_a, \max} = I_{S_b, \max} = 21,64 \text{ A}$$

$$I_{S_a, \text{med}} = I_{S_b, \text{med}} = 10,71 \text{ A}$$

$$I_{S_a, \text{ef}} = I_{S_b, \text{ef}} = 18,3 \text{ A}$$

Considerando os esforços acima calculados, foi adotado para este conversor o interruptor IRFP4710 da International Rectifier, mesmo interruptor utilizado nos outros conversores. Suas principais informações são mostradas na Tabela 5.5 na secção 5.1.2.2.

5.3.2.2 Chaves secundárias

Como visto anteriormente no conversor síncrono, ao invés de diodos são utilizadas chaves secundárias, que funcionam de maneira complementar com as chaves principais. Equacionada em (3.27), é calculada abaixo a tensão máxima nesta chave.

$$V_{\bar{S}_a, \max} = V_{\bar{S}_b, \max} = 70 + \frac{70 \times 2\%}{2} = 70,7 \text{ V}$$

As correntes que fluem pelas chaves secundárias foram equacionadas em (3.28), (3.29) e (3.30). São calculadas.

$$I_{\bar{S}_a, \max} = I_{\bar{S}_b, \max} = \frac{62,5}{2} = 31,25 \text{ A} \quad (5.1)$$

$$I_{\bar{S}_a, \text{med}} = I_{\bar{S}_b, \text{med}} = 20,53 \text{ A} \quad (5.2)$$

$$I_{\bar{S}_a, \text{ef}} = I_{\bar{S}_b, \text{ef}} = 25,33 \text{ A} \quad (5.3)$$

Observando os esforços acima calculados, foi adotado para o este conversor o interruptor IRFP4710 da International Rectifier, mesmo interruptor utilizado para as chaves principais. Suas principais informações são mostradas na Tabela 5.5 na secção 5.1.2.2.

5.4. CONTROLE ANALÓGICO – 1ª TROPOLOGIA

Fazendo parte do primeiro protótipo, aqui é descrito o projeto do controlador analógico proposto. Este é dividido em basicamente três blocos: 1º – controle de corrente no retificador; 2º – controle do barramento cc; e 3º – controle da potência (MPPT);

5.4.1. Controle de corrente no retificador

Adotado para o projeto da malha de corrente o controlador por histerese, faz-se necessário para comparação, gerar as correntes de referências e medir as correntes em cada fase.

5.4.1.1 Correntes de referência

As correntes de referências são geradas a partir da tensão do aerogerador, assim são medidas com pequenos transformadores as tensões geradas e estas são utilizadas como referência no comparador por histerese. Para regular a amplitude desta corrente de referência que definirá a amplitude da corrente de entrada do retificador, é feito uma multiplicação desta tensão medida com um sinal cc, assim variando este sinal cc tem-se uma variação na corrente de entrada, podendo assim aumentar ou diminuir a potência processada pelo retificador. O circuito projetado para gerar o sinal de referência das correntes é apresentado na Figura 5.1, abaixo são discriminados cada item deste circuito. Lembrando que este circuito deve ser construído para cada fase do retificador.

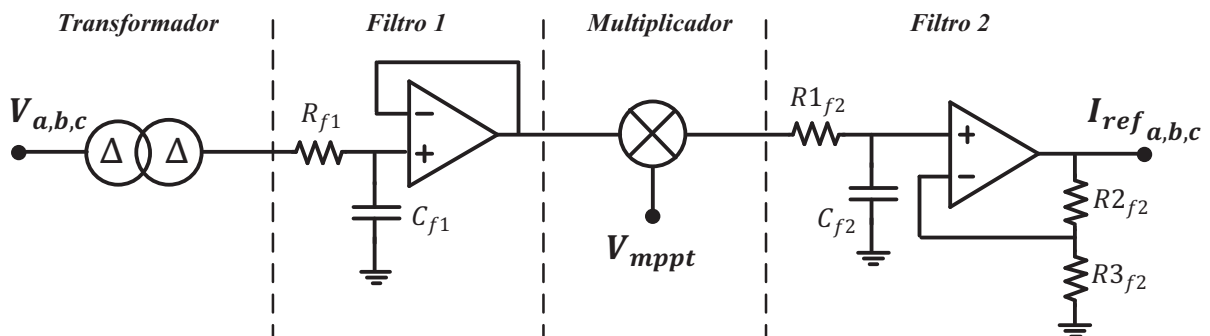


Figura 5.1 - Circuito para gerar referência de corrente.

- **Transformador:** Para medição da tensão nas fases foram utilizados três transformadores ligados em delta com ganho igual a 12,22 e capacidade de corrente de 50 mA;
- **Filtro 1:** Este é composto por um filtro passa baixa com uma frequência de corte aproximadamente dez vezes a frequência máxima do aerogerador; e um seguidor de tensão com amplificador operacional. Considerando a frequência de corte do filtro em 1 kHz e $C_{f1} = 2,7 \text{ nF}$ a resistência R_{f1} é calculada por (5.4);

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_{f1}} \cdot C_{f1}} = 58,95 \quad \Omega \quad (5.4)$$

- **Multiplicador:** Para fazer a multiplicação foi adotado o circuito integrado AD633 da Analog Devices [41]. Este além da multiplicação de dois sinais, tem um ganho de 0,1;
- **Filtro 2:** Buscando diminuir a sensibilidade à interferências e para compensar o ganho de 0,1 do multiplicador, este segundo filtro, é composto por um filtro passa baixa com uma frequência de corte ajustada em bancada, e possui um ganho igual a 10. Considerando a frequência de corte do segundo filtro em 11 kHz e $C_{f2} = 8,2 \text{ nF}$ em (5.5) tem-se o cálculo da resistência $R1_{f2}$. O ganho é calculado pela equação (5.6), onde $G_{f2} = 10$ e $R3_{f2} = 1 \text{ k}\Omega$.

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_{f1}} \cdot C_{f1}} = 58,95 \quad \Omega \quad (5.5)$$

$$G_{f2} = \left(1 + \frac{R2_{f2}}{R3_{f2}} \right) \rightarrow R2_{f2} = 9 \quad \text{k}\Omega \quad (5.6)$$

5.4.1.2 Circuito controle por histerese

O circuito do controle por histerese é apresentado na Figura 5.2. Como sensor de corrente optou-se por utilizar um sensor de efeito Hall da Allegro ACS752SCA-050 [42], que é um sensor bidirecional, que provê em sua saída um sinal que varia de 0 a 5 volts de acordo com a corrente que passa por ele, sendo sua referência em 2,5 volts, ou seja, quando a corrente é nula ele gera 2,5 volts na saída.

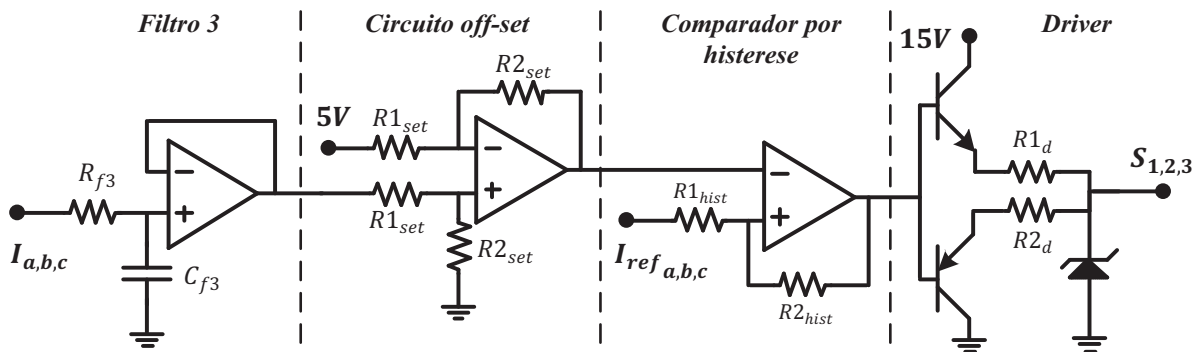


Figura 5.2 - Circuito de controle por histerese da corrente de entrada do retificador.

- **Filtro 3:** Composto por um filtro passa baixa para filtrar alta frequência ou ruído presente na corrente na leitura da corrente. Como a corrente de entrada possui uma alta frequência na faixa de 20 kHz é adotado uma frequência de corte de 30 kHz, assim adotando $C_{f3} = 8,2 \text{ nF}$ temos R_{f3} igual a (5.7);

$$R_{f3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c_{f3}} \cdot C_{f3}} = 1,965 \text{ k}\Omega \quad (5.7)$$

- **Circuito off-set:** Como o sensor de corrente provê um sinal que varia entorno de 2,5 volts e o sinal de referência varia em torno do zero, é necessário tirar esse *off-set*; assim o circuito utilizado é composto por um amplificador diferencial com a referência em 2,5 volts, logo sua saída tem um sinal igual ao do sensor de corrente só que variando em 0 volts. Este circuito *off-set* ainda prove um ganho dado por (5.8). Assim, para trabalhar com um sinal de maior amplitude determinou-se um ganho de 2,7 e $R1_{set} = 1 \text{ k}\Omega$, logo $R2_{set} = 2,7 \text{ k}\Omega$;

$$G_{offset} = \left(\frac{R2_{set}}{R1_{set}} \right) \quad (5.8)$$

- **Comparador por histerese:** O comparador por histerese recebe na entrada inversora a leitura da corrente e na entrada não inversora o sinal de referência para esta corrente. A faixa de histerese é determinada por $R2_{hist}/R1_{hist}$. Estes valores foram ajustados em bancada para uma melhor operação do conversor, sendo que no final $R1_{hist} = 86 \text{ k}\Omega$ e $R2_{hist} = 1 \text{ k}\Omega$;

- **Driver:** Como o amplificador operacional não tem capacidade de corrente suficiente para o acionamento das chaves é utilizado o circuito de *driver* do tipo totem-pole, muito comum em fontes para proporcionar um ganho de corrente.

5.4.2. Controle do barramento cc

O controle da tensão do barramento cc é feito por meio de uma malha de tensão. Como modulador PWM é utilizado o circuito integrado SG3525A da ON Semiconductor [43]. O diagrama de blocos do SG3525 é apresentado na Figura 5.3, e como pode ser observado ele possui algumas funcionalidades além do modulador PWM, como: partida suave; pino de desligamento; disponibiliza fonte de 5 volts regulada, geralmente utilizado como referência; um amplificador operacional, tornando possível implementar uma malha de controle; entre outros.

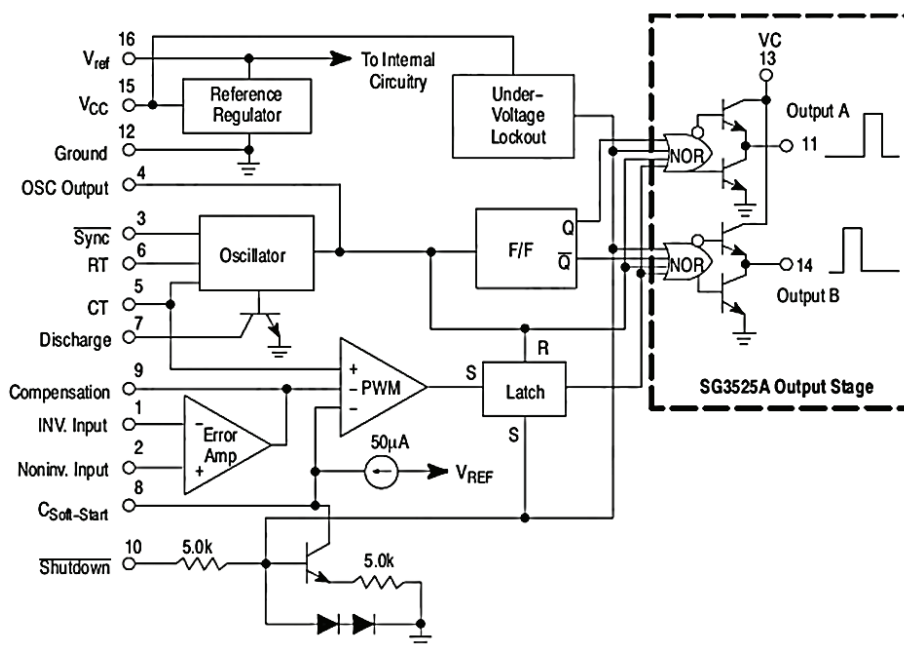


Figura 5.3 - Diagrama em blocos do SG3525A.

Fonte: [43]

De acordo à folha de dados do fabricante, tem-se que o pico da triangular do modulador PWM é de 3,5 volts e para frequência de operação de 50 kHz é escolhido $C_T = 5 \text{ nF}$ e $R_T = 6 \text{ k}\Omega$. No pino 9 é utilizado um capacitor de $2,2 \text{ }\mu\text{F}$ para partida suave.

Para o controlador é utilizado o amplificador interno do SG3525A, sendo a entrada inversora no pino 1, a entrada não inversor no pino 2 e a saída no pino 9. Como referência é utilizado a saída da fonte interna de 5 volts presente no pino 16.

5.4.2.1 Projeto do controlador

Primeiramente faz-se necessário analisar o diagrama de Bode da função de transferência da planta, calculada em (4.10), esta é apresentada na Figura 5.4.

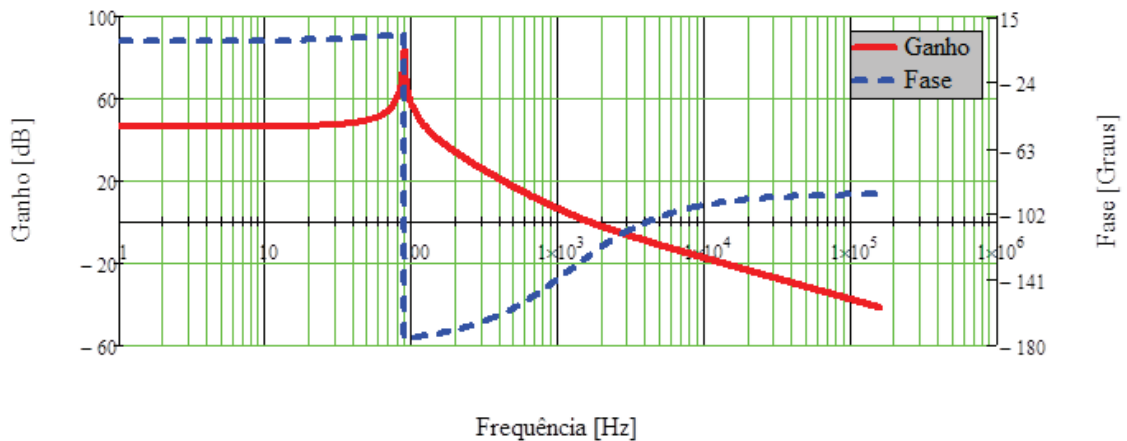


Figura 5.4 - Diagrama de Bode da tensão do barramento pela razão cíclica.

Esta planta possui um zero dado por (5.9), e dois pólos dados por (5.10).

$$\omega_{z_{V_{cc}/d}} = \frac{D \cdot V_{cc}}{I_{L_{buck}} \cdot L_{buck}} \quad (5.9)$$

$$\omega_{p_{V_{cc}/d}} = \pm \frac{D \cdot \sqrt{-C_{cc} \cdot L_{buck}}}{C_{cc} \cdot L_{buck}} \quad (5.10)$$

Com a equação da função de transferência do compensador em laço aberto, equacionado em (4.13), e os parâmetros citados anteriormente, na Figura 5.5 é traçado o diagrama de Bode da função de transferência do compensador de laço aberto.

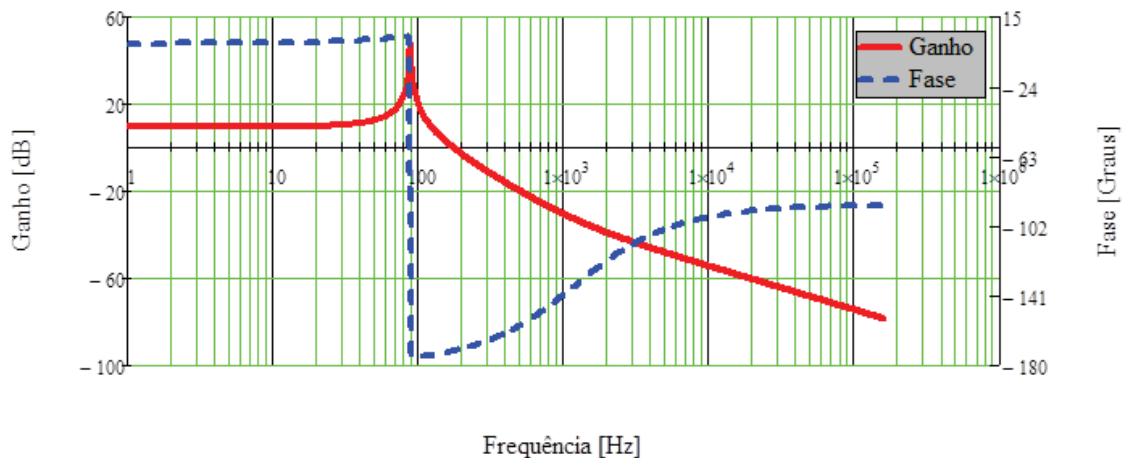


Figura 5.5 - FTLA da tensão do barramento pela razão cíclica.

O controlador utilizado para este projeto foi do tipo PI, apresentado na Tabela 4.1, que consiste na inserção de um pólo na origem para eliminar erro em regime permanente e um zero sobre o eixo dos pólos complexos para garantir uma inclinação de -20 dB/dec na frequência de cruzamento.

Respeitando os critérios de estabilidade adotou-se uma frequência de corte um quinto menor que a frequência de chaveamento do conversor, como mostra (5.11).

$$f_{c_{V_{cc/d}}} = \frac{F_s}{6} = 8,333 \text{ kHz} \quad (5.11)$$

Na frequência de cruzamento o ganho da função de transferência deve ser zero, assim o ganho que o compensador deve inserir no sistema é dado por (5.12).

$$K_{v_{dB}} = 20 \log \left[\left| FTMA_v(2\pi f_{c_{V_{cc/d}}}) \right| \right] = -52,8 \text{ dB} \quad (5.12)$$

Em valor absoluto o valor do ganho é calculado por (5.13).

$$K_v = 10^{\frac{-K_{v_{dB}}}{20}} = 436,7 \quad (5.13)$$

Para o cálculo dos componentes do compensador é determinado o resistor $R1_v = 1 \text{ k}\Omega$ e em seguida utilizado às equações (5.14) e (5.15) calculado $R2_v$ e $C1_v$.

$$R2_v = R1_v \cdot K_v = 436,7 \times 10^3 \text{ } \Omega \quad (5.14)$$

$$C1_v = \frac{1}{R2_v \cdot |\omega p_{V_{cc/d}}|} = 4,12 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (5.15)$$

Assim a função de transferência do controlador é dada por (5.16).

$$C_{V_{cc/d}} = \frac{R2_v}{R1_v} \left(\frac{s + \frac{1}{R2_v C1_v}}{s} \right) \quad (5.16)$$

Na Figura 5.6 temos o gráfico da função de transferência de malha fechada. Esta nada mais é que a função de transferência de laço aberto ($FTLA_{V_{cc/d}}$) multiplicada pela função de transferência do compensador ($C_{V_{cc/d}}$). Como pode ser observado na figura abaixo, a função cruzou pela frequência de corte com um ganho de zero dB e uma inclinação de aproximadamente -20 dB/dec ; a margem de fase ficou na ordem de aproximadamente 81° ; logo pode-se concluir que o controlador projetado garantirá a estabilidade do sistema, ou seja, manterá a tensão no barramento no valor desejado.

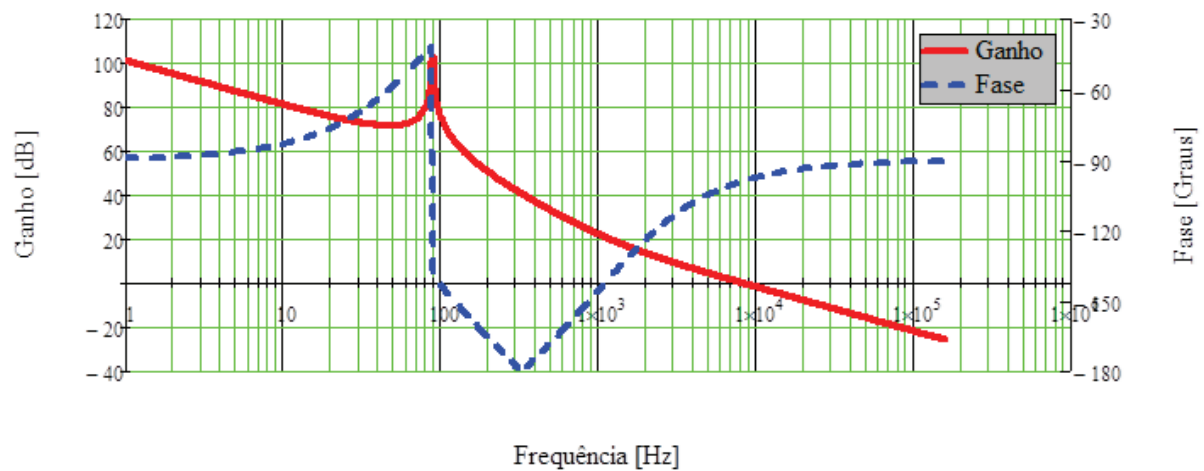


Figura 5.6 - FTMF da tensão do barramento pela razão cíclica.

Na Figura 5.7 é apresentado de forma ilustrativa o controle da tensão do barramento utilizando o SG3525AN e o controlador acima projetado.

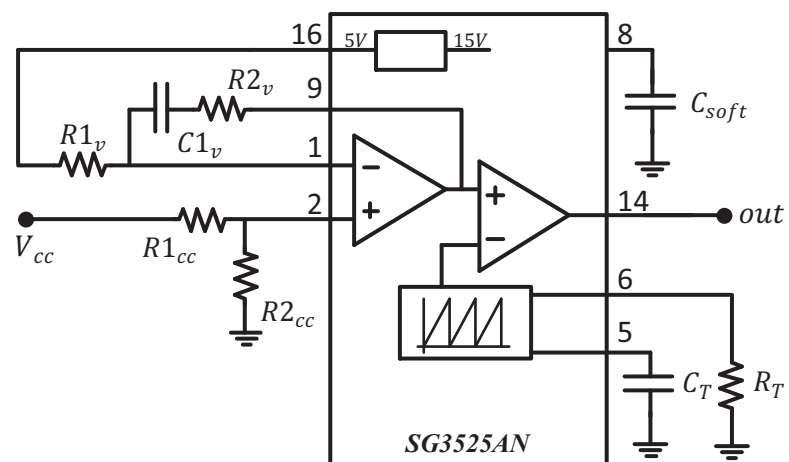


Figura 5.7 - Circuito ilustrativo do controlador utilizando SG3525AN.

5.4.3. Controle de potência

Para fazer o rastreamento de máxima potência (MPPT) e controlar a corrente que é entregue para bateria é utilizado um microcontrolador, que gera um sinal, que define a amplitude da corrente de referência do retificador, como visto anteriormente. O microcontrolador escolhido no projeto foi o dsPIC30F1010 da Microchip [44]. As principais informações deste microcontrolador são apresentadas na Tabela 5.12.

Tabela 5.12 - Principais características dsPIC30F1010.

Velocidade CPU	30 MIPS
Memória de Programa	6 kBytes
RAM	256
Faixa Temperatura	-40°C a 125°C
Pinos I/O	21
Comparadores	2
Entradas A/D	6 x 10 bits
Comparador PWM (Std.)	1
Timer	2 x 16 bits
SMPS PWM	4

Na Figura 5.8 é ilustrado o circuito do controlador MPPT utilizando dsPIC. Como pode ser observado, este circuito faz a leitura de três sinais (V_o , I_o e V_{rpm}) sendo o primeiro e o segundo tensão e corrente nas baterias, e o terceiro uma estimativa da velocidade mecânica do aerogerador. Com estas leituras é possível implementar diversos algoritmos e técnicas de MPPT, como perturba e observa; e tabela de pesquisa. Além destas leituras o circuito conta com uma I.H.M composta por três botões e seis leds, onde com os botões é possível ajustar parâmetros no microcontrolador e os *leds* podem indicar parâmetros como: sobretensão nas baterias; velocidade do vento acima do desejado; entre outros. Como saída que atua no controle tem-se a tensão V_{mppt} que, como visto anteriormente, ao variar a razão cíclica dentro do microcontrolador tem uma variação na amplitude deste sinal, que é multiplicado pela referência da corrente do retificador.

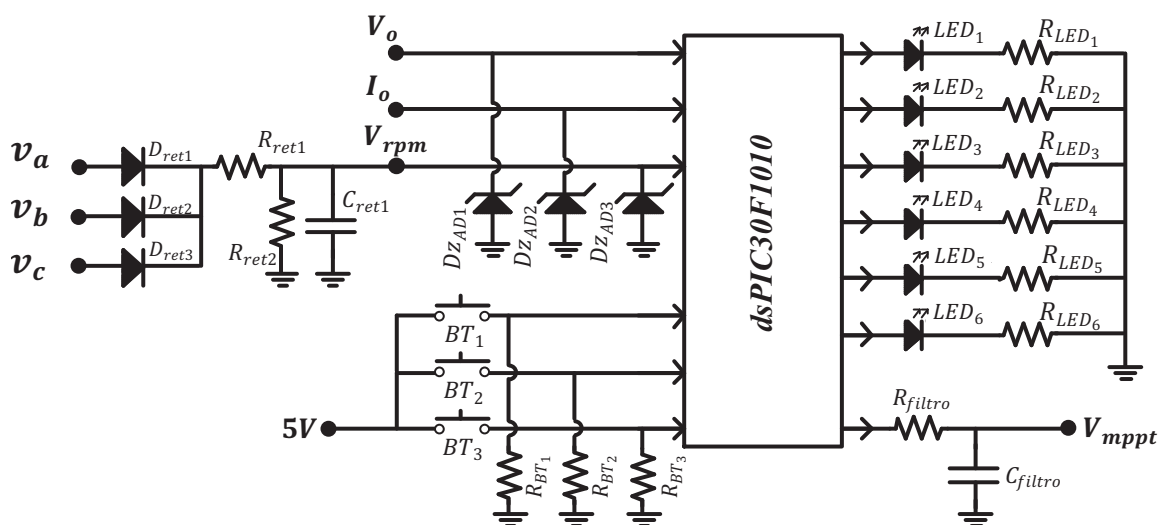


Figura 5.8 - Circuito do controlador MPPT (dsPIC30F1010).

5.4.3.1 Controle manual da máxima potência

Como primeiro teste foi desenvolvido um controlador manual utilizando os botões presentes na I.H.M. do circuito do dsPIC. Seu fluxograma é ilustrado na Figura 5.9.

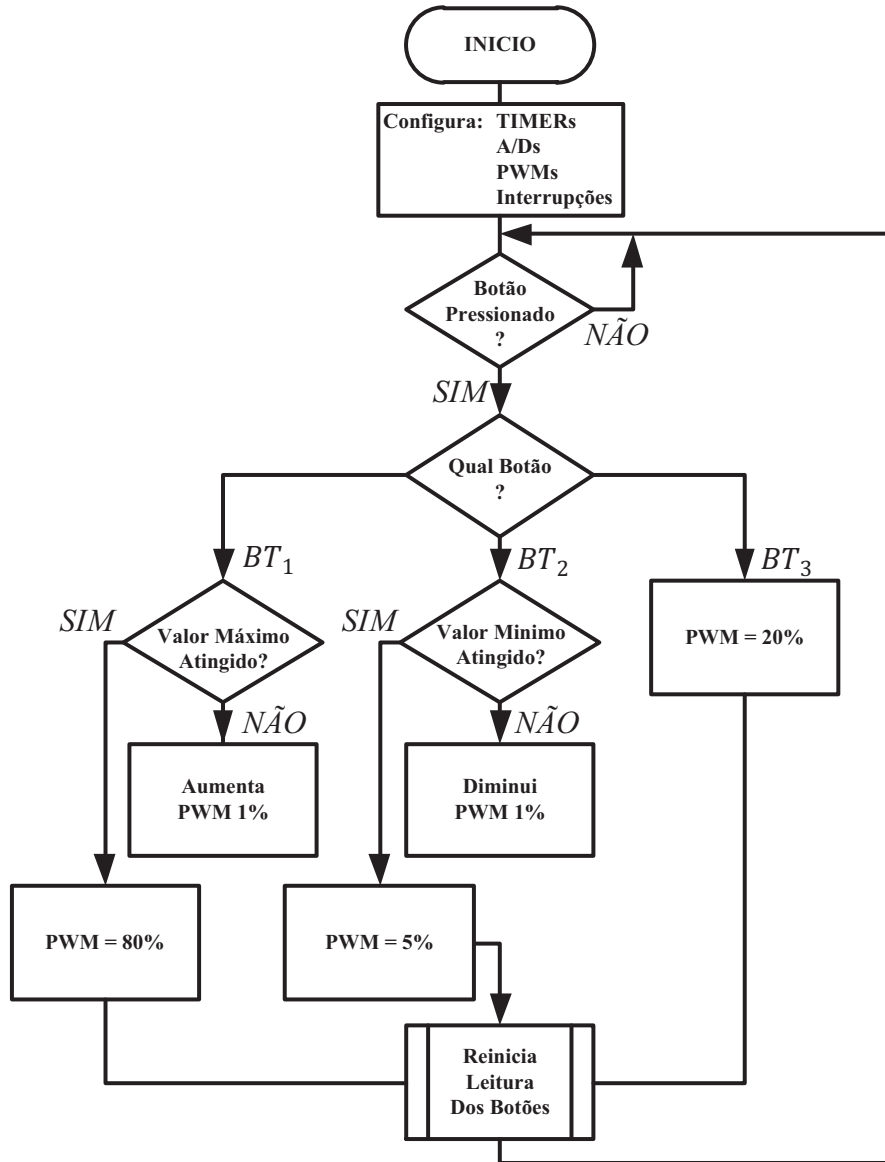


Figura 5.9 - Fluxograma do controle de potência manual.

Como pode ser observado na figura acima, o controle manual é composto por três botões sendo que um aumenta a razão cíclica, outro diminui e o último deixa em 20%. Este 20% representa uma tensão média de saída de 1 volt, logo quando regulado neste valor ele não contribui na amplitude da referência do retificador. Assim com este algoritmo simples é possível validar o *hardware* de potência e analisar o comportamento do circuito e do aerogerador quando variada a razão cíclica no dsPIC.

5.4.4. Fonte de alimentação

Contando apenas com o aerogerador e a bateria como fonte de energia, foi necessário projetar uma fonte para alimentar todos os circuitos da primeira topologia. Como alguns sinais são alternados, foi preciso que esta fonte tivesse saídas simétricas para alimentação dos amplificadores operacionais, assim a Figura 5.10 apresenta a fonte projetada.

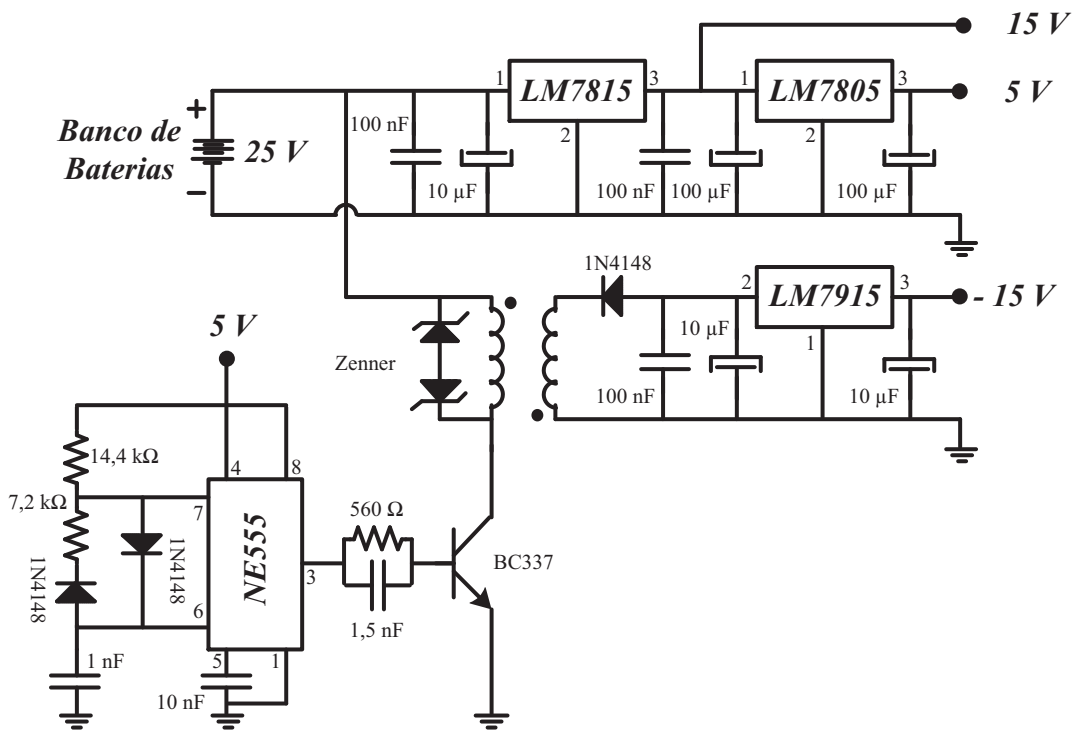


Figura 5.10 - Fonte de alimentação da 1ª Topologia.

Como pode ser observado na Figura 5.10, para gerar os 15 volts e 5 volts foram utilizados apenas reguladores lineares, estes foram colocados em cascata pois se o regulador LM7805 fosse alimentado com 24 volts teria muita perda, aquecendo-o muito. Já para gerar os 15 volts negativos, foi utilizado um circuito baseado no conceito do conversor forward, assim na saída do transformador tem-se uma tensão isolada e regulada pela razão cíclica do NE555. Apesar de não ter nenhum controle, para baixas potência e cargas que não variam este circuito se demonstrou bastante eficiente. O valor da razão cíclica do NE555 foi ajustado em bancada para garantir na saída uma tensão de 15 volts negativos para uma carga de aproximadamente 10 watts.

5.5. CONTROLE DIGITAL – 2ª TOPOLOGIA

Esta segundo topologia surgiu com o objetivo de diminuir os magnéticos de saída e aumentar o rendimento total da estrutura. Pesquisando os microcontroladores disponíveis no mercado que não tivessem um alto custo, mas compreendesse as necessidades do projeto desta 2ª topologia, citadas no capítulo anterior, foi escolhido para o dsPIC30F2020 da Microchip [45]. Suas principais características são listadas na Tabela 5.13.

Tabela 5.13 - Principais características dsPIC30F2020.

Velocidade CPU	30 MIPS
Memória de Programa	6 kBytes
RAM	256
Faixa Temperatura	-40°C a 125°C
Pinos I/O	21
Comparadores	2
Entradas A/D	6 x 10 bits
Comparador PWM (Std.)	2
Timer	2 x 16 bits
SMPS PWM	8

Na Figura 5.11 é ilustrado o circuito de controle proposto para este segundo protótipo.

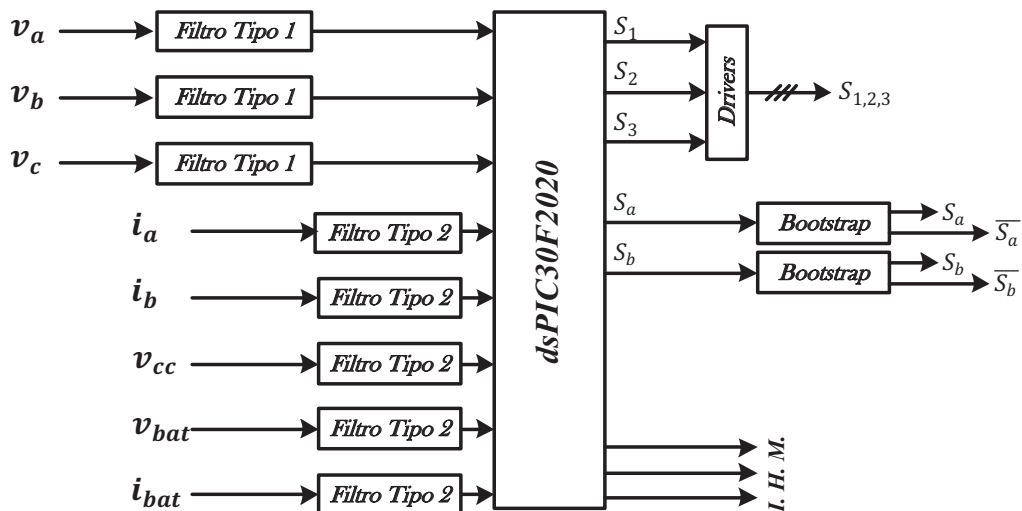


Figura 5.11 - Diagrama do circuito de controle digital com dsPIC30F2020.

Como o microcontrolador trabalha apenas com tensões positivas e limitadas a cinco volts, alguns filtros e proteções são necessários, para garantir a integridade do conversor A/D. Assim, a seguir são apresentados estes filtros e proteções.

5.5.1. Filtros e proteções A/D

Garantindo a integridade do microcontrolador, aqui são apresentados os circuitos de filtro e proteção para entrada analógica-digital (A/D). Na Figura 5.12 é apresentado os dois circuitos utilizados nesta 2ª Topologia.

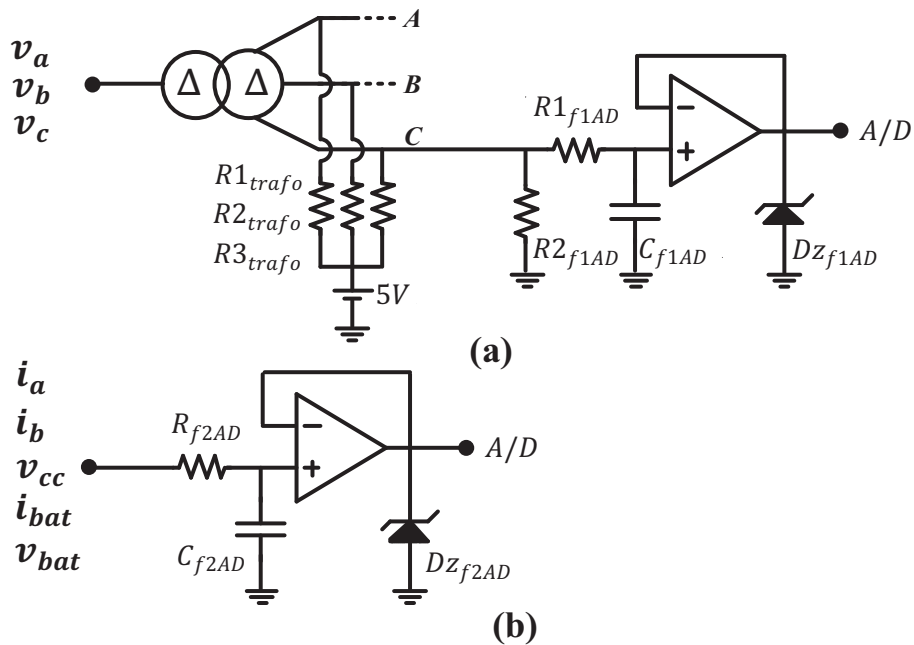


Figura 5.12 - Filtros da 2ª Topologia: (a) Tipo1, (b) Tipo2.

Na Figura 5.12 (a) é apresentado o circuito denominado Filtro Tipo 1. Este possui a saída dos transformadores com a referência em 5 volts, assim o sinal senoidal que sai dos mesmos fica variando em torno desta referência. Os componentes $R1_{f1AD}$, $R2_{f1AD}$ e C_{f1AD} atuam como divisor de tensão, adequando este sinal lido para os limites do dsPIC e também filtram ruídos de alta frequência. O AmpOp ligado como seguidor de tensão, garante uma isolamento de impedâncias e o diodo zener protege a entrada A/D contra sobretensões.

O circuito denominado Filtro Tipo 2, apresentado na Figura 5.12 (b) é um pouco mais simples pois os sensores de corrente (Efeito Hall) e de tensão (Resistivos) já garantem sinais positivos e limitados em 5 volts. Assim o circuito apresenta: filtro passa baixa, para filtrar frequências indesejáveis; AmpOp na configuração seguidor de tensão, garantindo alta

impedância de entrada e baixa impedância de saída; diodo zener como proteção contra sobretensão.

5.5.2. Circuito de *drivers*

Para o circuito de *driver* foi utilizado o C.I. MC33152 da ON Semiconductor [46], que é capaz de acionar até duas chaves. Como o retificador é composto por três chaves, foi necessário a utilização de dois destes integrados. O circuito de *driver* não isolado utilizado é apresentado na Figura 5.13.

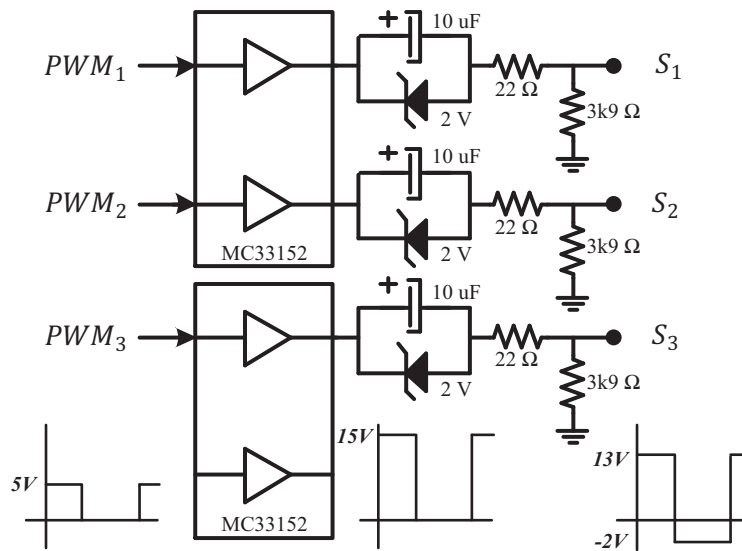


Figura 5.13 - Driver não isolado para RTSCAF (2ª Topologia).

Como pode ser observado na saída do C.I. foi colocado um diodo zener em paralelo com um capacitor, este arranjo conhecido na literatura como circuito grampeador, faz com que o sinal de saída apresente uma pequena tensão negativa, cuja amplitude negativa depende do diodo zener utilizado. Esta tensão negativa é interessante, pois ajuda a chave se desligar mais rapidamente.

5.5.3. Circuito de *bootstrap*

Para o acionamento das chaves do conversor Buck intercalado síncrono é utilizado o C.I. IR21844 da International Rectifier [47]. Conhecido como *Half-Bridge Driver* este C.I. recebe o sinal pulsado e gera em sua saída este mesmo sinal com amplitude de 15 volts e seu

complementar com um tempo morto ajustável. Assim para cada braço do conversor foi utilizado um integrado como mostra a Figura 5.14.

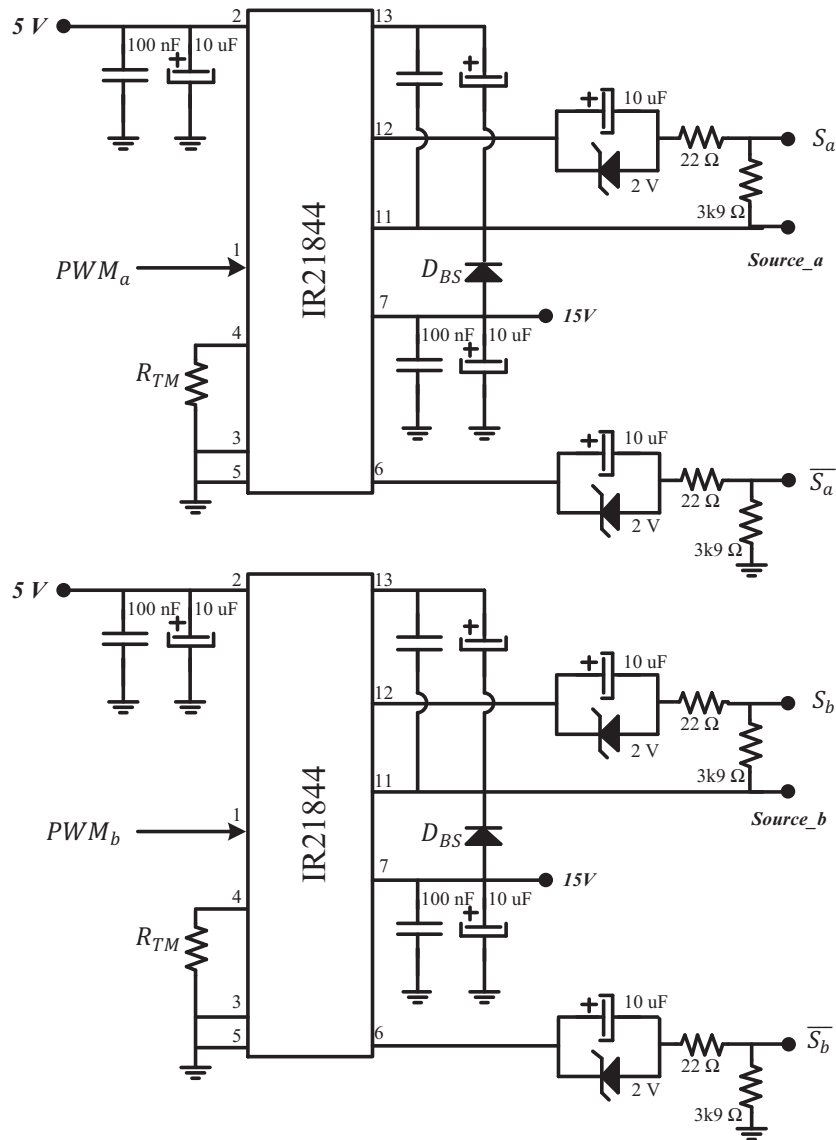


Figura 5.14 - Circuito *bootstrap* utilizando C.I. IR21844.

Como pode ser observado na Figura 5.14, o dsPIC fica responsável por gerar o PWM_a e defasado de 180° o PWM_b . O IR21844 recebe estes sinais, gera os sinais complementares e o tempo morto entre eles. Este tempo morto é definido pelo resistor R_{TM} , onde na folha de dados há um gráfico “Tempo Morto” x “Resistência”. O diodo D_{BS} deve ser um diodo rápido, pois este que é responsável por carregar os capacitores *bootstrap* para gerar a referência $Source_a$ e $Source_b$.

5.5.4. Controlador Digital

Para implementação do controlador digital foi adotado a técnica de projetar o controlador analógico e depois discretizá-lo. Apesar de não ser uma técnica tão precisa em muitos casos se demonstra eficiente.

5.5.4.1 Controle de entrada RTSCAF

Como cada fase do retificador tem características de um conversor Boost convencional, a modelagem aqui realizada será feita sobre este e depois discretizado. Para o projeto do controlador analógico da corrente de entrada, foi aplicado o modelo da chave PWM no conversor Boost e considerando a resistência série do capacitor do barramento e a resistência interna da fonte de entrada nula, chegou-se a expressão (5.17) que é a função de transferência simplificada da corrente no indutor com perturbação da razão cíclica. Esta equação considera que não há perturbação na tensão de entrada nem na de saída, por isto é chamada de simplificada.

$$G_{i_{L_r}/d}(s) = -\frac{V_{cc}}{sL_r} \quad (5.17)$$

Na Figura 5.15 apresenta-se a função de transferência da planta.

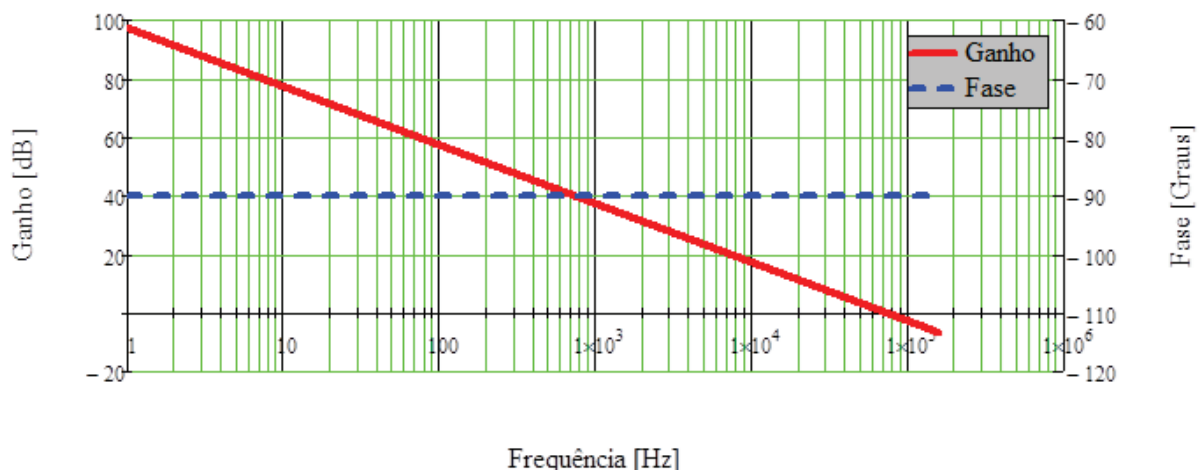


Figura 5.15 - Diagrama de Bode da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).

Considerando ganho do sensor de corrente igual a 0,0977 e o pico da tensão dente de serra presente no modulador PWM igual a 5 volts, na Figura 5.16 tem-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto.

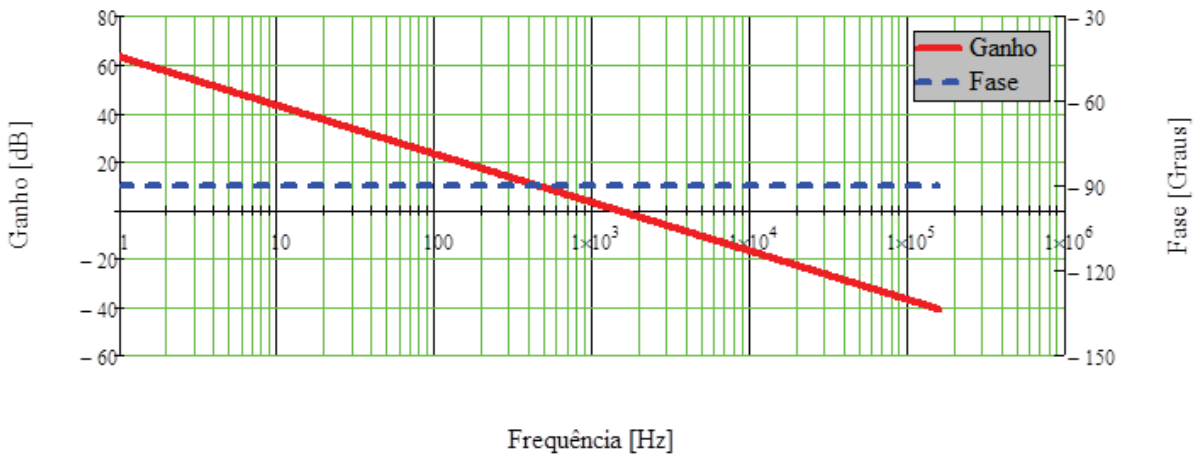


Figura 5.16 - FTLA da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).

Projetado para trabalhar com uma frequência de chaveamento de 25 kHz, adotou-se uma frequência de cruzamento igual a um quarto da frequência de chaveamento do conversor, como mostra (5.18).

$$f_{c_{i_{Lr}/d}} = \frac{25000}{4} = 6,25 \text{ kHz} \quad (5.18)$$

Na frequência de cruzamento o ganho da função de transferência de malha fechada deve ser zero, assim o ganho que o compensador deve inserir no sistema é dado por (5.19).

$$K_{i_{dB}} = 20 \log \left[\left| FTMA_v(2\pi f_{c_{i_{Lr}/d}}) \right| \right] = -12,894 \text{ dB} \quad (5.19)$$

Em valor absoluto o valor do ganho é calculado por (5.20).

$$K_i = 10^{\frac{-K_{i_{dB}}}{20}} = 4,413 \quad (5.20)$$

Alocando o zero do controlador uma década abaixo da frequência de corte [31], temos este zero em 625 Hz. Assim em (5.21) é dada à expressão do controlado P.I. projetado.

$$C_{i_{Lr}/d}(s) = 4,413 \frac{(s + 625)}{s} \quad (5.21)$$

Na Figura 5.17 é traçado o diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada. Como pode ser observado o ganho na frequência de corte é nulo e este controlador garantiu uma margem de fase de 89°, margem esta dentro dos limites de estabilidade.

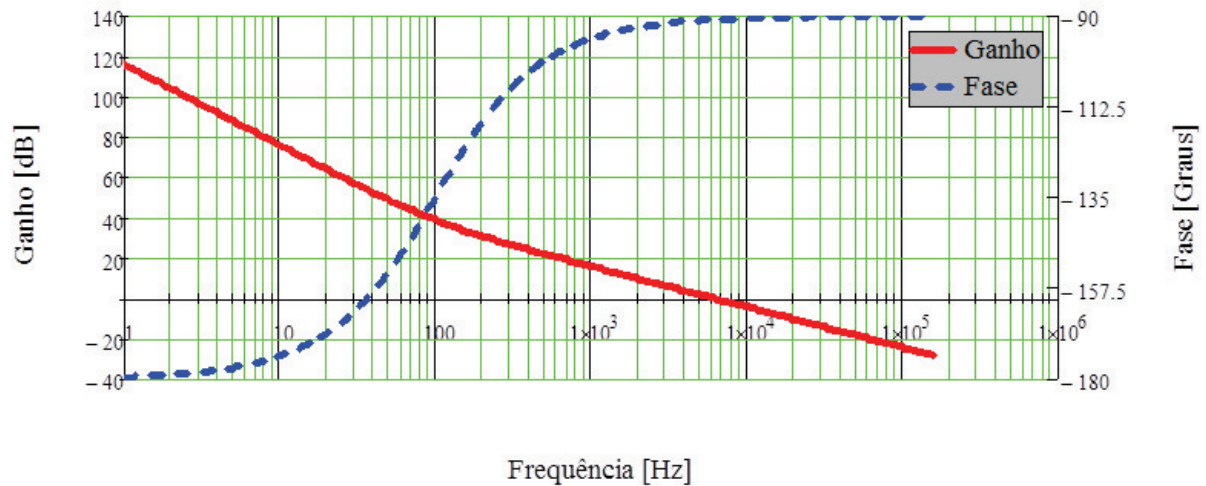


Figura 5.17 - FTMF da corrente de entrada pela razão cíclica (retificador).

Depois de calculado o controlador, este deve ser discretizado. Como visto anteriormente existem vários métodos de discretização, utilizando o *software* Matlab, é inserida a função de transferência e com o comando “c2d”, este controlador foi discretizado, como mostra (5.22). Este comando leva como parâmetros a função de transferência, o período de amostragem, e o método de discretização (ZOH, Tustin e outros). Neste caso é utilizado como frequência de amostragem a frequência de chaveamento e o método Tustin de discretização.

$$C_{i_{Lr/d}}(z) = 4,4682 \frac{(z - 0,9753)}{(z - 1)} \quad (5.22)$$

Resolvendo a função de transferência acima chega-se à equação a diferenças (5.23).

$$EqDif_{i_{Lr/d}} \rightarrow u[k] = 4,4682e[k] - 4,3578e[k - 1] + u[k - 1] \quad (5.23)$$

Esta equação representa o controlador P.I. discretizado, sendo: $e[k]$ a entrada atual; $e[k - 1]$ entrada anterior; $u[k]$ saída atual; e $u[k - 1]$ saída anterior. Como trabalha com dois estados anteriores, a cada interrupção de controle, é salva a entrada e saída atual.

5.5.4.2 Controle da Tensão do Barramento

Para facilitar o projeto do controlador do conversor Buck intercalado síncrono, este teve seu modelo matemático aproximado para o modelo do seu conversor equivalente Buck [48], assim as funções de transferências desejadas são calculadas sobre o conversor Buck, tornando o projeto mais simples. Para isto é considerada a frequência de chaveamento do circuito equivalente igual ao dobro, pois trabalha com duas chaves, e o indutor equivalente possui o dobro da indutância, pois a ondulação da corrente equivalente é metade.

A função de transferência da tensão do barramento quando perturbada a razão cíclica é dada em (5.24).

$$G_{V_{cc}/d}(s) = \frac{sL_o I_o + V_{cc} D}{s^2 L_o C_{cc} + D^2} \quad (5.24)$$

Na Figura 5.18 tem-se a função de transferência da planta.

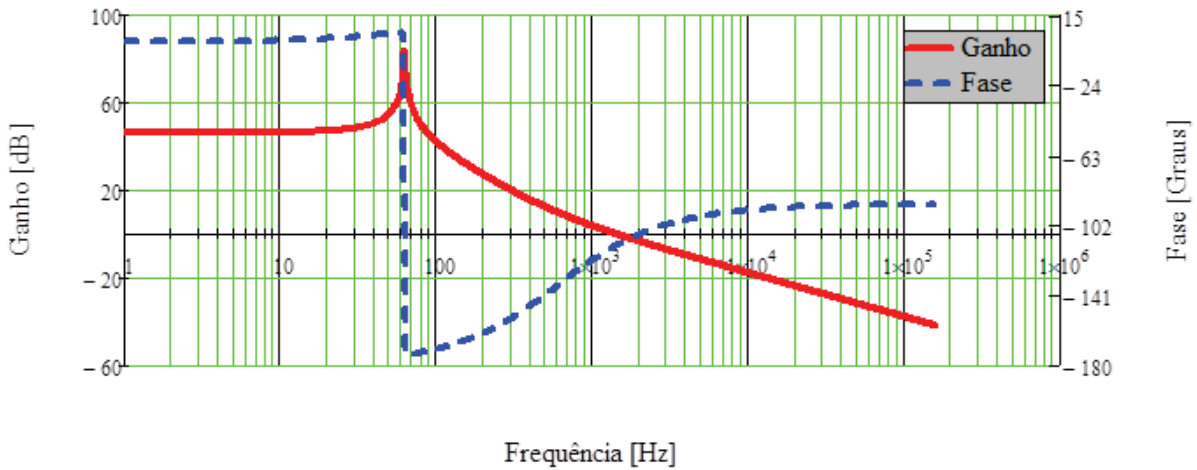


Figura 5.18 - Diagrama de Bode da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).

Esta planta possui um zero em $3,8 \text{ kHz}$ e dois pólos complexos em $\pm 393,4i \text{ Hz}$. Considerando ganho do sensor de tensão igual a 0,071 e o pico da tensão dente de serra presente no modulador PWM igual a 5 volts, na Figura 5.19 é traçado o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto.

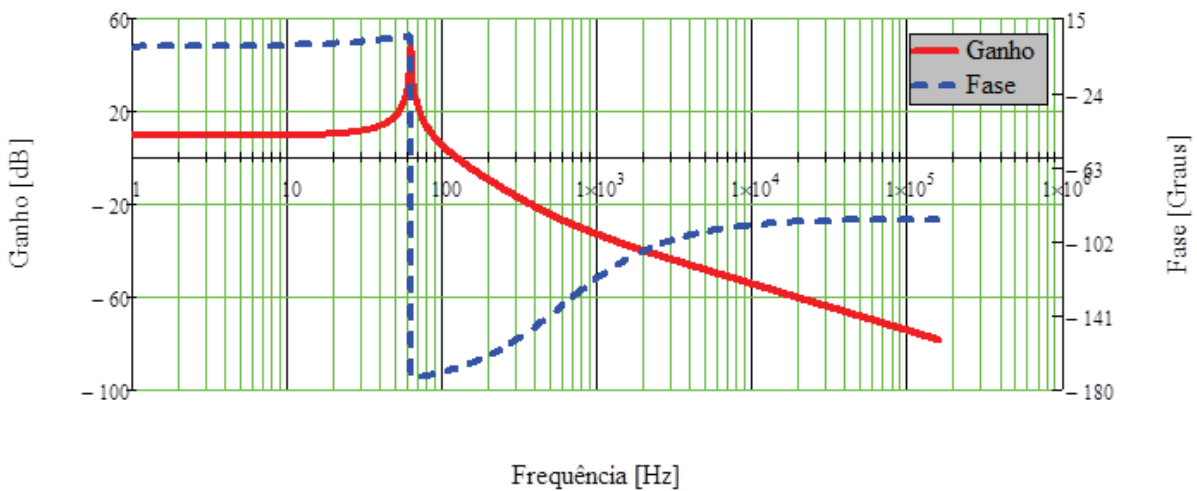


Figura 5.19 - FTLA da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).

Utilizando um controlador P.I. foi inserido um pólo na origem para eliminar o erro estático em regime permanente, e um zero sobre o eixo dos pólos complexos para garantir uma inclinação de -20 dB/dec na frequência de cruzamento.

O critério de estabilidade diz que a frequência de cruzamento por zero dB deve ser maior ou igual a um quarto da frequência de chaveamento. Inicialmente foi utilizado no projeto este valor de um quarto, mas o controlador digital apresentou instabilidade. Aumentando esta frequência para um oitavo o circuito tendeu a estabilidade, assim a frequência de cruzamento adotada é dada por (5.25).

$$f_{c_{V_{cc/d}}} = \frac{F_s}{8} = 6,25 \text{ kHz} \quad (5.25)$$

Para que na frequência de cruzamento o ganho da função de transferência da malha fechada seja zero, o compensador deve inserir no sistema um ganho dado por (5.26).

$$K_{v_{dB}} = 20 \log \left[FTMA_{V_{cc/d}} (2\pi f_{c_{V_{cc/d}}}) \right] = -50,355 \text{ dB} \quad (5.26)$$

Em valor absoluto o valor do ganho é calculado por (5.27).

$$K_v = 10^{\frac{-K_{v_{dB}}}{20}} = 329,435 \quad (5.27)$$

Assim o controlador P.I. projetado tem sua F.T. dada por (5.28).

$$C_{V_{cc/d}}(s) = 329,435 \frac{(s + 393,368)}{s} \quad (5.28)$$

Na Figura 5.20 é traçado o diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada. Como é observado o ganho na frequência de corte é nulo e é obtido com este controlador uma margem de fase de $83,89^\circ$.

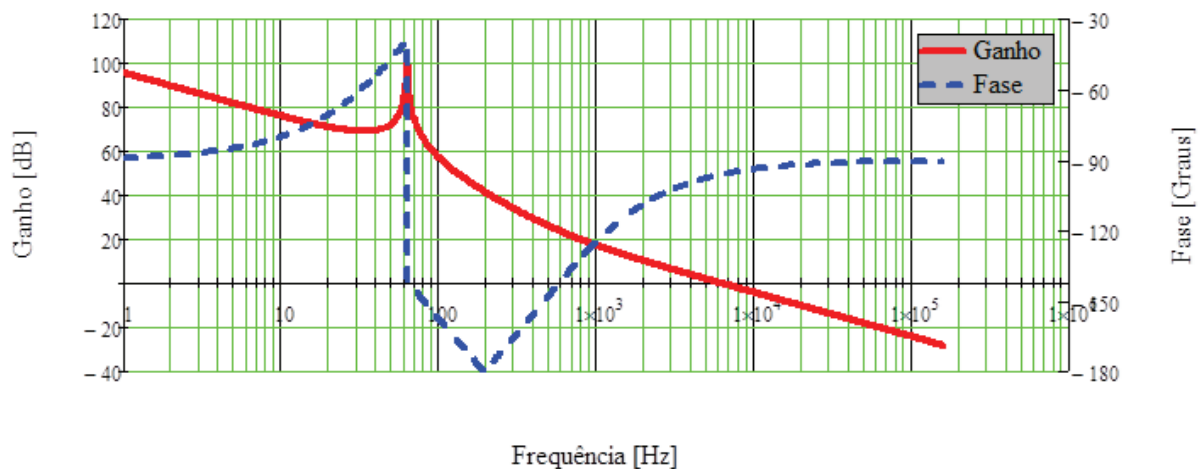


Figura 5.20 - FTMF da tensão do barramento pela razão cíclica (2ª Topologia).

Utilizando o *software* Matlab, o controlador analógico projetado é discretizado. Considerando como frequência de amostragem igual a frequência de chaveamento e o método Tustin de discretização, utilizou-se a função “c2d” para chegar ao controlador discretizado dado pela função (5.29).

$$C_{V_{cc}/d}(z) = 331,9917 \frac{(z - 0,9844)}{(z - 1)} \quad (5.29)$$

Resolvendo (5.29) chega-se à equação a diferenças (5.30).

$$EqDif_{V_{cc}/d} \rightarrow u[k] = 331,9917e[k] - 326,8126e[k - 1] + u[k - 1] \quad (5.30)$$

Como visto anteriormente, esta equação representa o controlador P.I. discretizado, sendo: $e[k]$ a entrada atual; $e[k - 1]$ entrada anterior; $u[k]$ saída atual; e $u[k - 1]$ saída anterior. Como trabalha com dois estados anteriores, a cada interrupção de controle, deverá ser salva a entrada e saída atual.

5.6. CONCLUSÃO

Neste capítulo foi feito o projeto de ambas as topologias propostas, tanto com relação ao *hardware* de potência, quanto aos circuitos de controles e auxiliares.

Primeiramente foram calculados os esforços de tensão e corrente nos principais componentes dos conversores presentes nas topologias e em seguida foram selecionados os componentes escolhidos para o projeto.

O circuito de controle analógico da primeira topologia é descrito detalhadamente e pode-se observar, que mesmo necessitando de muitos componentes, este circuito é de fácil implementação. Para a segunda topologia, nota-se que o controlador digital exige menos circuitos operacionais tornando o *hardware* mais compacto. Todos os controladores, analógicos e digitais, foram projetados e analisando-se os diagramas de Bode das funções de transferências de malha fechada, demonstrando que estes estão dentro dos critérios de estabilidade.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Depois de feito um estudo e o projeto, neste capítulo VI são apresentados os resultados de simulação, utilizando o *software* PSIM, das duas topologias, e os resultados experimentais, da primeira topologia, obtidos com o protótipo de 1,5 kW. Este primeiro protótipo composto pelo RSCAF e um conversor Buck convencional, onde o controle é feito analogicamente, foi submetido a testes em bancada e em um pequeno túnel de vento, onde são apresentados os principais resultados obtidos;

6.1. PRIMEIRA TOPOLOGIA

Com o objetivo de validar a análise teórica e visualizar a operação do sistema, a seguir são apresentados os resultados de simulação e experimentais da primeira topologia proposta.

6.1.1. Resultados via simulação (1ª Topologia)

Para simular o 1º protótipo foi utilizado o *software* PSIM. Como fonte foi utilizado um bloco de energia eólica. Este bloco é conectado a um bloco chamado PSMG que converte a energia mecânica gerada pelo primeiro bloco em energia elétrica. O primeiro bloco foi desenvolvido utilizando os conceitos de uma turbina de eixo horizontal, assim foi necessário ajustar alguns parâmetros para a simulação ficar mais próxima da realidade proposta. Os ajustes foram feitos para que quando imposta uma velocidade de vento de 12 *m/s* o segundo bloco fornecesse uma tensão eficaz de linha de 42 volts com uma frequência de 70 hertz para uma potência de 15000 watts.

O circuito proposto em ambiente de simulação é ilustrado na Figura 6.1. Apesar do bloco de energia eólica e o bloco PSMG não representarem fielmente o comportamento da turbina eólica de eixo vertical, este foi ajustado para gerar as tensões e correntes segundo as especificações de projeto.

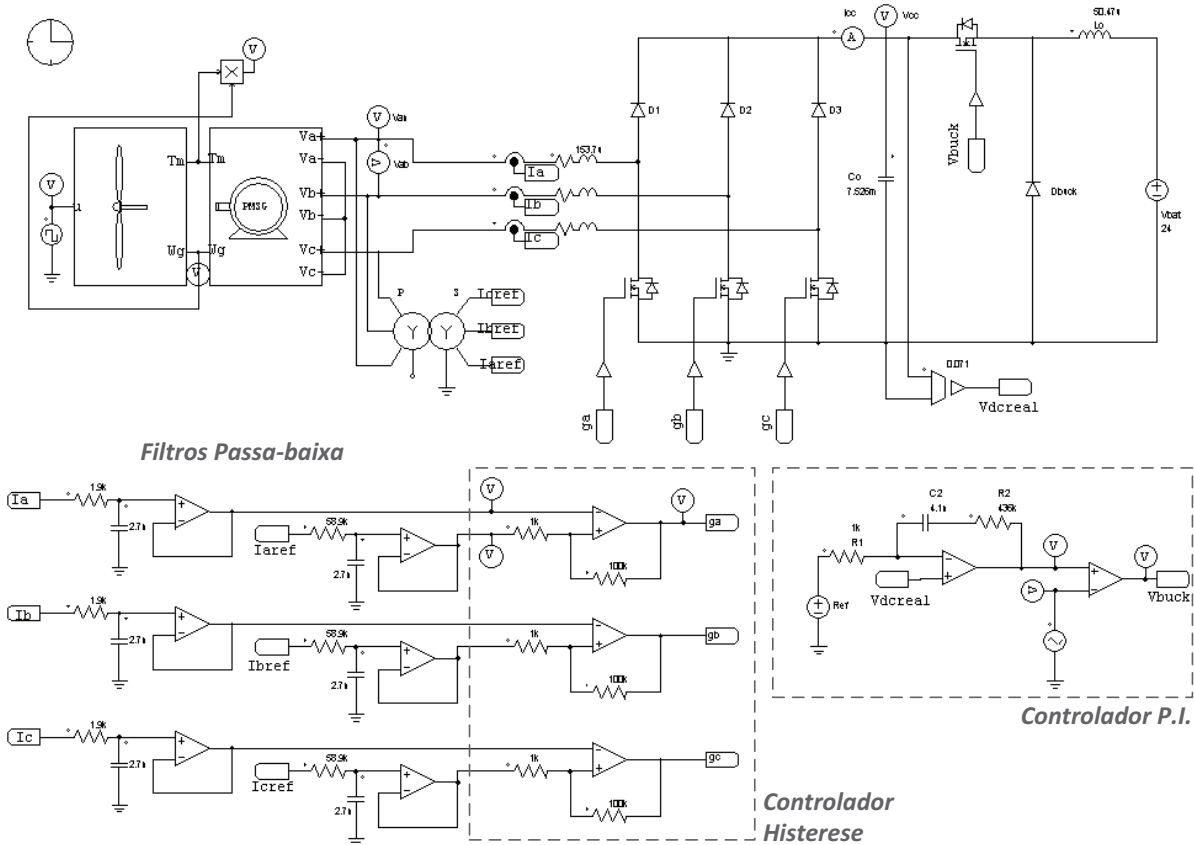


Figura 6.1 - Circuito de simulação no PSIM (1ª Topologia).

Na Figura 6.2 são apresentadas as formas de onda das correntes de entrada do retificador. Como podem ser observadas as correntes estão defasadas de 120° e possuem formas muito próximas das obtida na análise teórica.

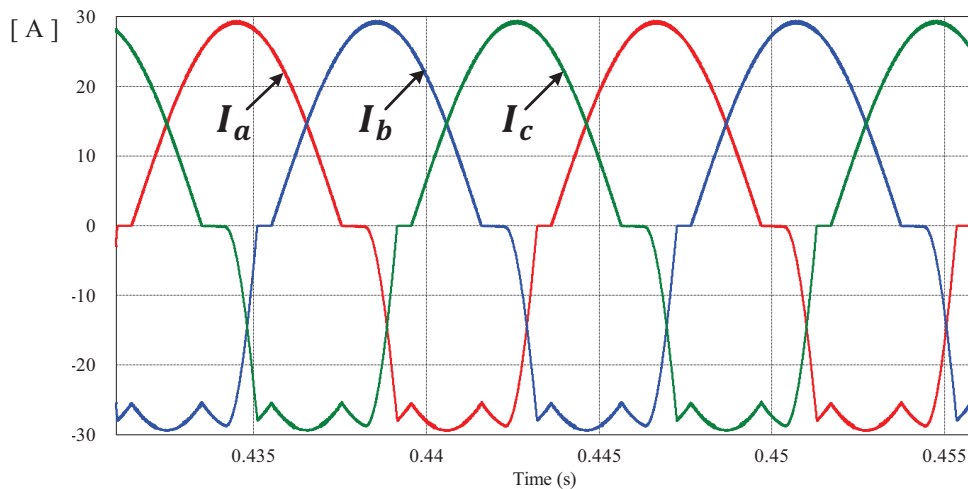


Figura 6.2 - 1ª Topologia: Corrente de entrada do retificador (simulação).

Pode ser observado na Figura 6.3 que a tensão e a corrente do braço A estão em fase. A distorção harmônica total (DHT) da corrente de entrada foi de 18,8% valor este próximo aos obtidos por [25]. Isto demonstra que o controle por histerese é eficiente e confiável.

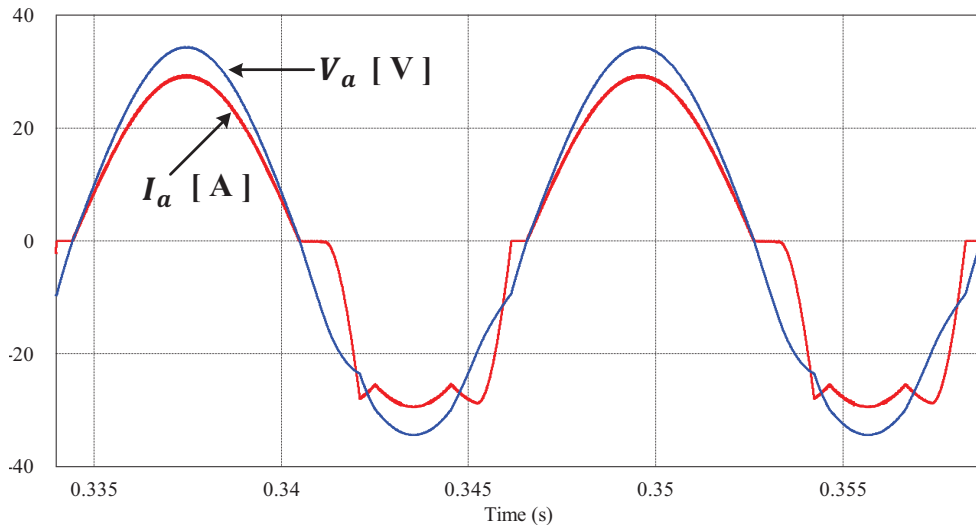


Figura 6.3 - 1ª Topologia: Tensão e corrente na fase A (simulação).

Na Figura 6.4 é apresentado o funcionamento do controle por histerese. Observa-se que a corrente varia em torno de uma referência, assim quando a chave está ligada a corrente cresce e quando a chave está desligada a corrente decresce. Esta janela de histerese é definida pelos resistores do comparador por histerese.

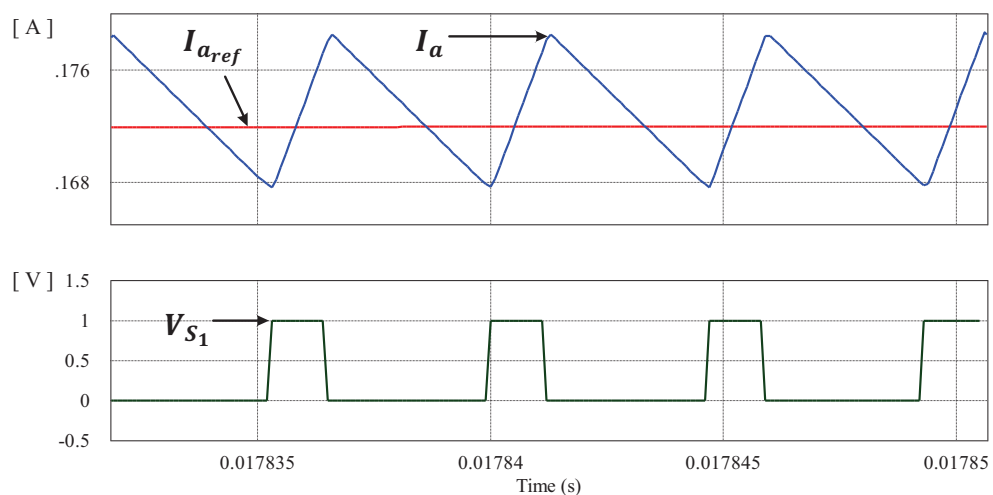


Figura 6.4 - 1ª Topologia: Controle por histerese da corrente de entrada (simulação).

A tensão e corrente no barramento cc são apresentados na Figura 6.5. A tensão está estabilizada em aproximadamente 70 volts, como especificados no projeto e a corrente de pico no barramento é aproximadamente 30 ampères como esperado.

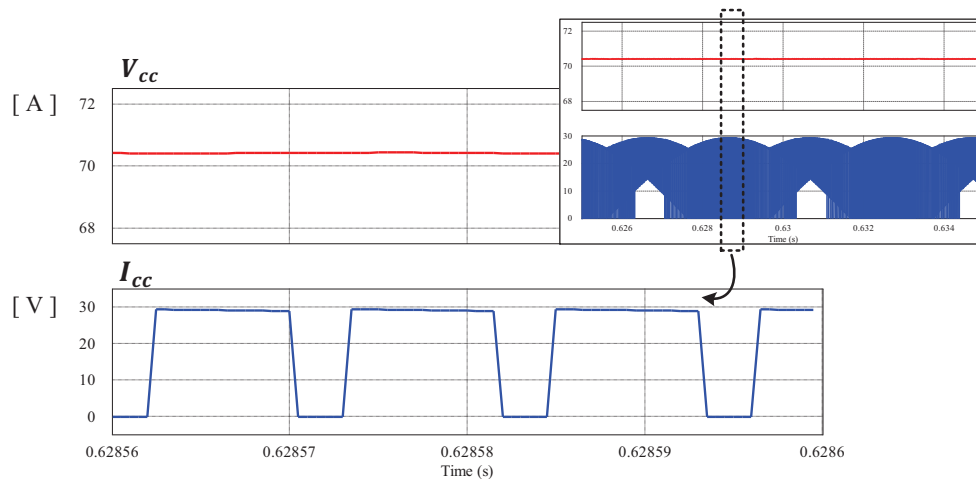


Figura 6.5 - 1ª Topologia: Tensão e corrente no barramento cc (simulação).

A corrente no capacitor do barramento cc é apresentada na Figura 6.6. Como pode ser observada esta possui picos de 70 amperes e um valor eficaz de aproximadamente 33 ampères. Esta informação é utilizada para escolha do capacitor do barramento, pois na prática, os capacitores eletrolíticos convencionais suportam correntes muito inferiores a estas, assim surge a necessidade do uso de vários capacitores em paralelo para divisão da corrente.

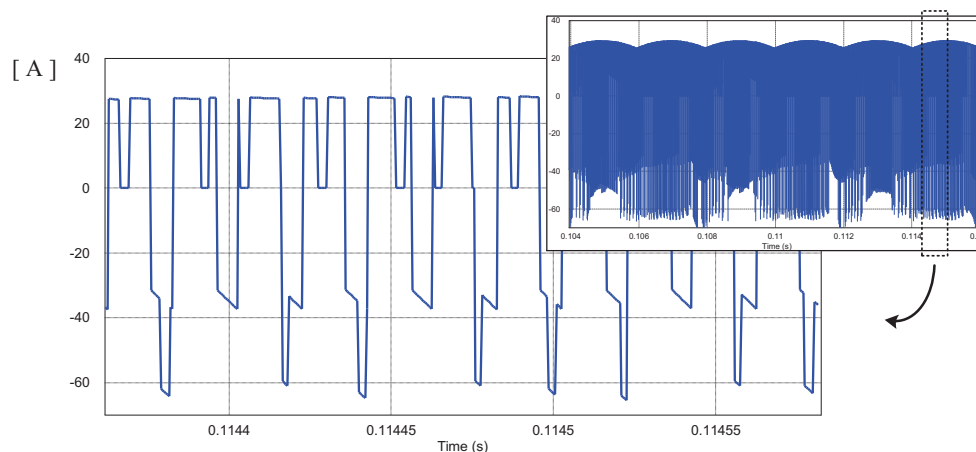


Figura 6.6 - 1ª Topologia: Corrente no capacitor do barramento cc (simulação).

Na Figura 6.7 é apresentado o comportamento do controlador da tensão do barramento cc. Como pode ser observado a inclinação do sinal de controle é menor que a inclinação da

dente de serra, logo o sistema pode ser considerado estável. Quando a triangular é maior que o sinal de controle a chave liga e quando é menor ela desliga.

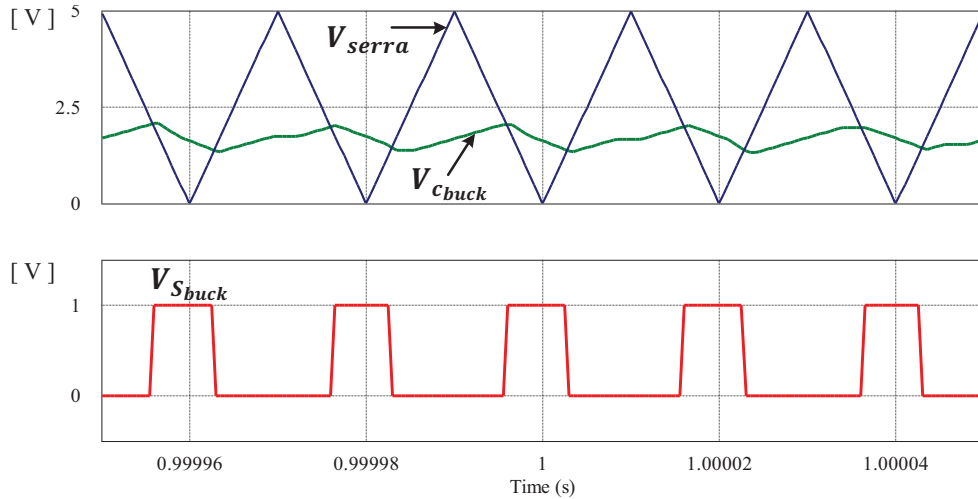


Figura 6.7 - 1ª Topologia: Comportamento do controlador do barramento cc (simulação).

Para validar o controle da tensão do barramento é aplicado um degrau de vento, ou seja, em 1 segundo o vento baixa de 12 m/s para 8 m/s . Apesar de na prática esta variação não ser tão rápida, este teste é interessante para testar o controlador em uma situação crítica. Como pode ser visto na Figura 6.8, a tensão no barramento cc praticamente não se altera com esta variação brusca na tensão gerada, surge apenas um pequeno sobre-sinal.

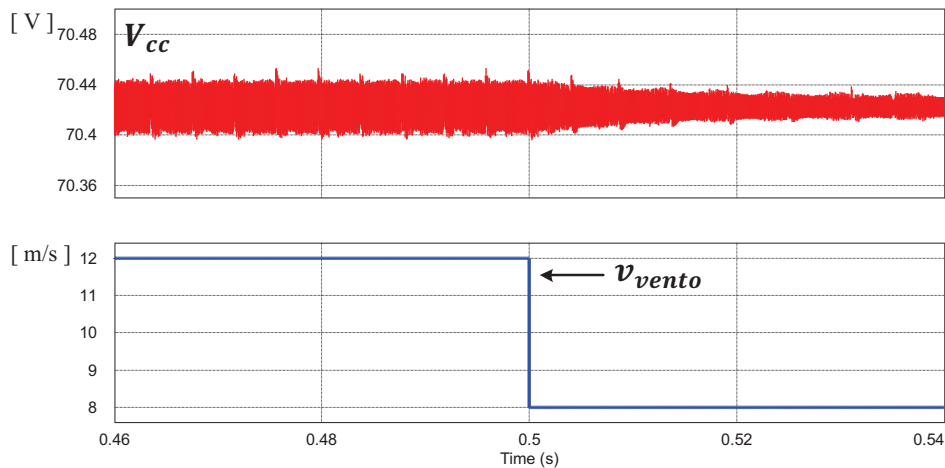


Figura 6.8 - 1ª Topologia: Degrau de vento (simulação).

Na Figura 6.9 é apresentada a corrente entregue para bateria. Como pode ser observado nesta figura, a variação da corrente na bateria é de 10% e seu valor médio próximo dos 62 ampères, como especificado no projeto do conversor Buck.

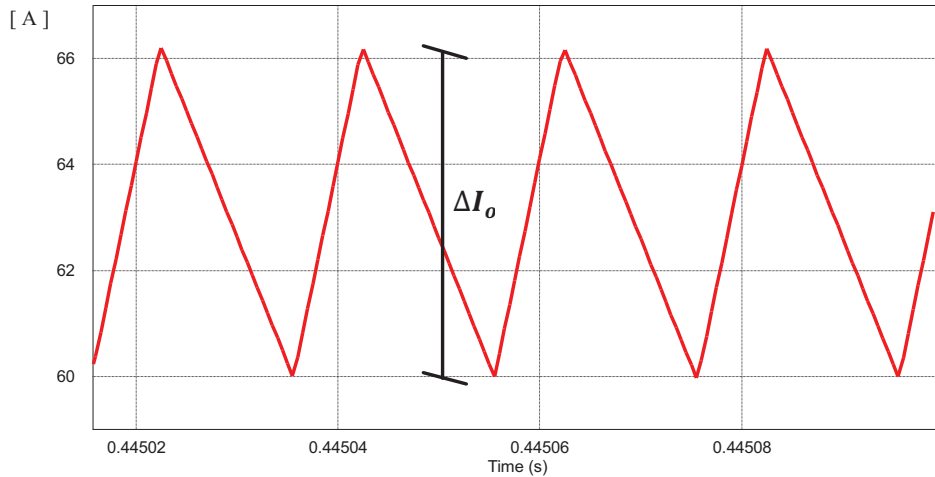


Figura 6.9 - Ondulação da corrente de saída (simulação).

Assim buscando validar o estudo teórico via simulação, na Tabela 6.1 é feito uma comparação entre os valores calculados e simulados, dos esforços de tensão e correntes, nos principais semicondutores do *hardware* de potência.

Tabela 6.1 - Esforços nos semicondutores do 1ª topologia (calculado x simulado).

		DIODOS D_1, D_2 E D_3	CALCULADO	SIMULADO	
1º ESTÁGIO RETIFICADOR SMI-CONTROLADO	Tensão Máxima	$V_{D_{1,2,3} max}$	70 V	70 V	
	Corrente Média	$I_{D_{1,2,3} med}$	7,2 A	7,3 A	
	Corrente Eficaz	$I_{D_{1,2,3} ef}$	12,7 A	12,9 A	
	CHAVES S_1, S_2 E S_3				
	Tensão Máxima	$V_{S_{1,2,3} max}$	70 V	70 V	
	Corrente Média	$I_{S_{1,2,3} med}$	2,4 A	2,2 A	
	Corrente Eficaz	$I_{S_{1,2,3} ef}$	7,4 A	6,8 A	
	DIODOS INTRÍNSECOS D_3, D_4 E D_6				
	Tensão Máxima	$V_{D_{4,5,6} max}$	70 V	70 V	
Corrente Média	$I_{D_{4,5,6} med}$	9,6 A	9,3 A		
Corrente Eficaz	$I_{D_{4,5,6} ef}$	16,3 A	15,8 A		
2º ESTÁGIO CONVERSOR BUCK	CHAVE S_{buck}				
	Tensão Máxima	$V_{S_{buck} max}$	70 V	70 V	
	Corrente Máxima	$I_{S_{buck} max}$	68,75 A	69,5 A	
	Corrente Eficaz	$I_{S_{buck} ef}$	36,6 A	36,79 A	
	DIODO D_{buck}				
	Tensão Máxima	$V_{D_{buck} max}$	70 V	70 V	
Corrente Máxima	$I_{D_{buck} max}$	68,75 A	69,5 A		
Corrente Eficaz	$I_{D_{buck} ef}$	50,66 A	51,3 A		

Como pode ser observado na Tabela 6.1 os valores calculados e simulados foram muito próximos, validando assim o estudo teórico apresentado nos capítulos anteriores.

6.1.2. Resultados experimentais (1ª Topologia)

Depois de validado o estudo teórico, são vistos neste tópico, os resultados experimentais com o 1º protótipo 1500 watts, ilustrado na Figura 6.10. Os esquemáticos do circuito de potência e circuito de controle encontram-se nos *Apêndice D* e *Apêndice E*, respectivamente.

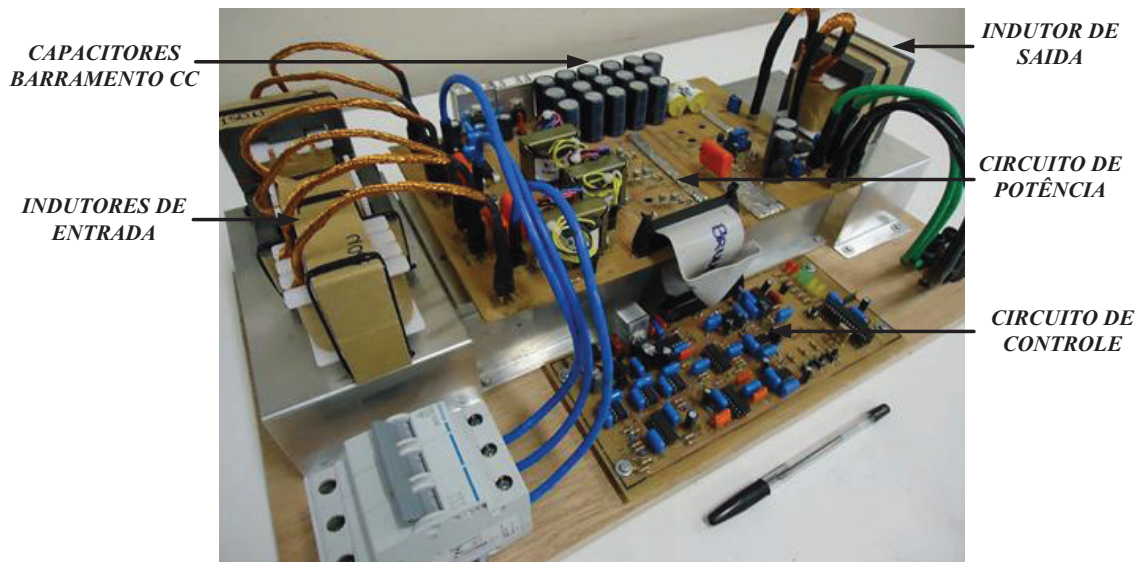


Figura 6.10 - 1º Protótipo experimental 1,5 kW.

Os primeiros testes foram realizados em bancada utilizando uma fonte de tensão trifásica variável MX30 (California Instruments). Com esta é possível variar a tensão com um passo de 0,1 volt, e aplicar degraus de tensão e frequência. Para medição das grandezas foi utilizado o analisador de potência PZ4000 (YOKOGAWA). Assim são apresentadas na Figura 6.11 as correntes de entrada do retificador.

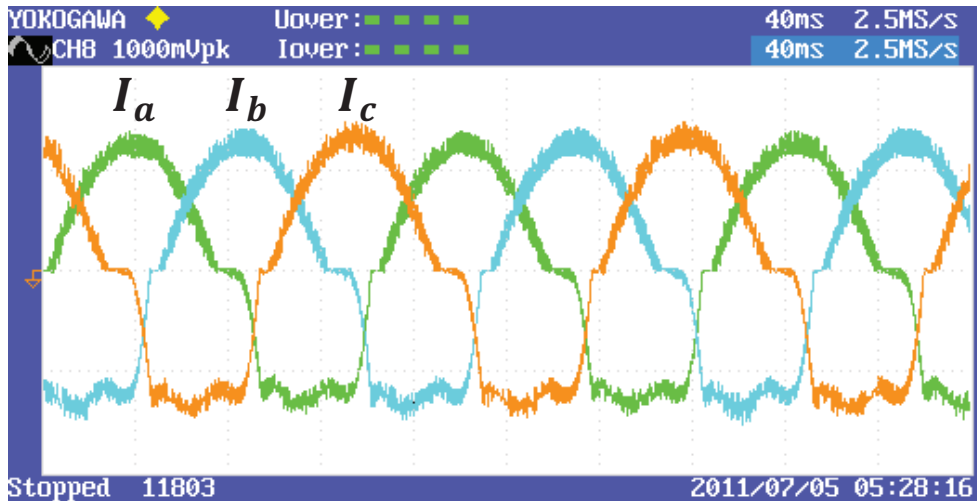


Figura 6.11 - 1º Protótipo: Corrente de entrada do retificador (20 A/div - 2,5 ms/div).

Como pode ser observado na figura acima, as correntes obtidas com o protótipo são bem próximas das formas de onda obtidas na simulação e na análise teórica. Ambas estão defasadas de 120° com pico de aproximadamente 30 ampères. A distorção harmônica total da corrente de entrada ficou em 18,8% valor muito próximo do simulado.

Para simular uma variação brusca de vento, foi aplicado um degrau de 50% na tensão de entrada do retificador. Na Figura 6.12 é mostrada a resposta do barramento cc para este degrau, onde pode ser observado que há apenas um pequeno sobre-sinal e o barramento cc se mantém em 70 volts, comprovando assim que o controlador projetado é confiável e eficiente.

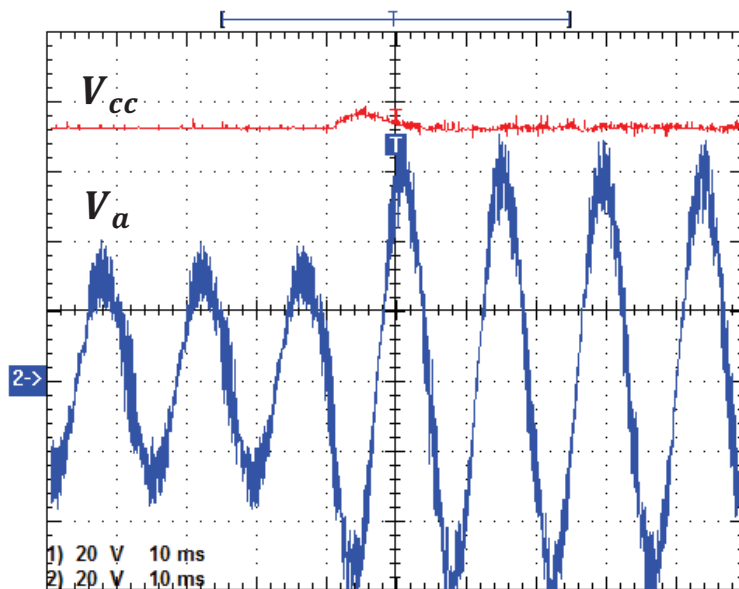


Figura 6.12 - Resposta do barramento cc ao degrau na tensão de entrada (20 V/div - 10 ms/div).

Para validar a estratégia de controle de potência, foram feitos testes utilizando uma turbina de eixo horizontal de 500 watts em um pequeno túnel de vento, na empresa Enersud, localizada em Maricá/RJ. Não foi possível ainda realizar testes com a turbina de eixo vertical de 1,5 kW pois esta encontra-se na etapa de projeto e ainda não se tem um protótipo disponível para testes. A estrutura montada para o teste do conversor com o aerogerador e o túnel de vento é apresentada na Figura 6.13.

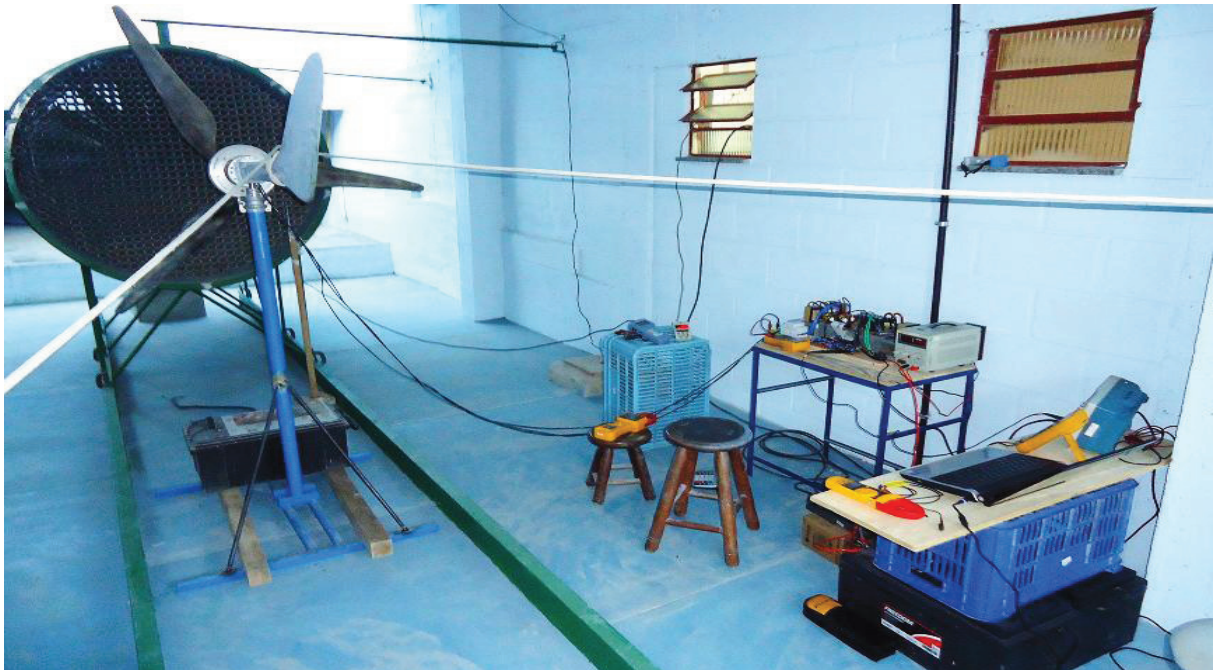


Figura 6.13 - Ensaios do conversor com aerogerador em um pequeno túnel de vento.

A velocidade do vento que flui do túnel é monitorada com um termo-anemômetro de fio quente, e assim é possível ajustar o vento para uma velocidade desejada. Com medidores analógicos têm-se dados de tensão e corrente de entrada e saída do conversor. Os testes foram feitos fixando a velocidade do vento e variando a tensão V_{mppt} , tensão esta que multiplica a referência da corrente no controlador do retificador, definindo assim a amplitude da corrente de entrada. Iniciaram-se os testes com a tensão V_{mppt} aproximadamente zero e esta foi aumentada aos poucos até a frenagem do aerogerador, assim foi possível traçar gráficos da Figura 6.14, que mostram a resposta da potência gerada pelo valor da referência imposta.

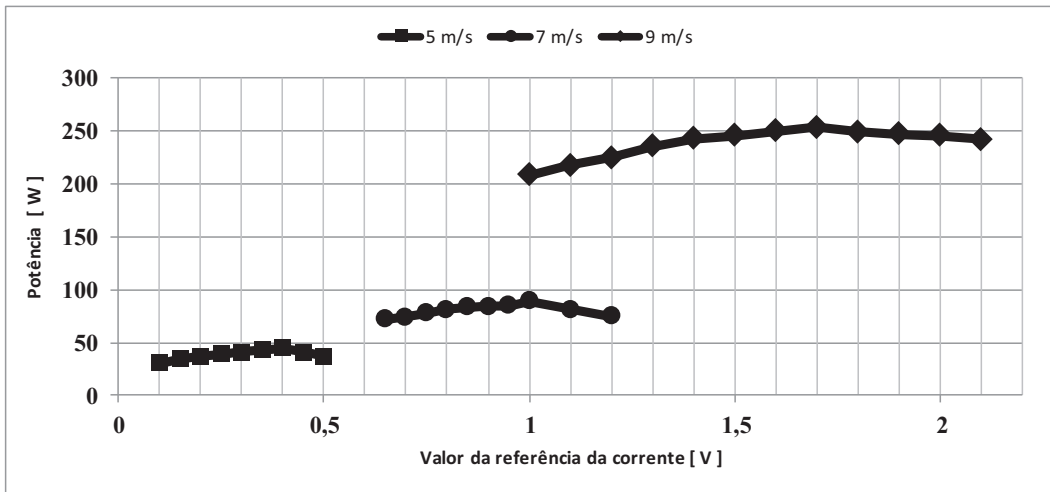


Figura 6.14 - Potência gerada x valor da referência da corrente.

Analisando o gráfico da Figura 6.14 nota-se que para velocidade de 9 m/s obteve-se um ganho de até 50 watts trabalhando na máxima potência. Com estes testes foi comprovado que ao exigir muita potência do aerogerador ele parou de girar, assim é possível fazer a frenagem do aerogerador sem utilizar freios mecânicos, apenas trabalhando com a potência exigida pelo conversor.

Na Figura 6.15 é apresentada a curva de rendimento deste primeiro conversor proposto. Como pode ser observado na potência nominal o rendimento foi de aproximadamente 91%, que considerando a existência de dois estágios de conversão é um rendimento aceitável.

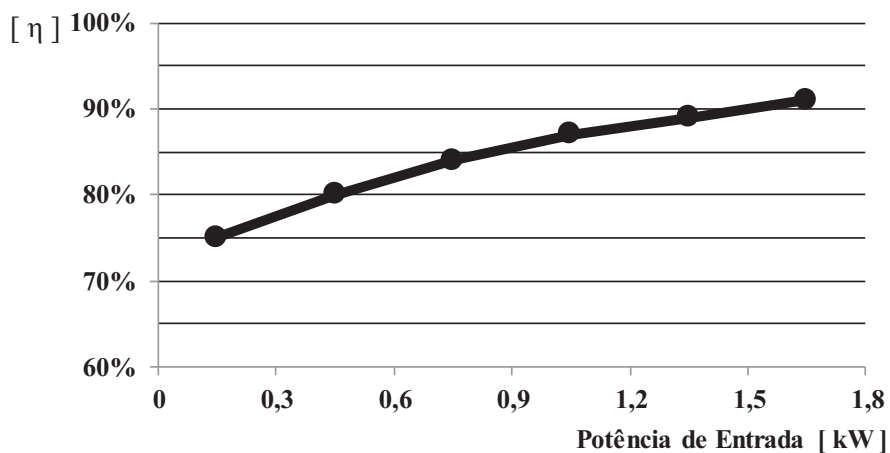


Figura 6.15 - Rendimento do 1º protótipo experimental.

6.2. SEGUNDA TOPOLOGIA

Esta segunda topologia foi projetada tendo em vista as melhorias com relação ao primeiro protótipo. Partindo para um controle totalmente digital, é visível o ganho de espaço que se têm, pois a *hardware* ficou muito menor; e a versatilidade, pois para mudar a estratégia de controle, basta mudar o código do microcontrolador, dispensando a troca de componentes e até mesmo a necessidade de refazer a placa de controle.

6.2.1. Resultados via simulação (2ª Topologia)

Para simulação foi utilizado, como anteriormente, o *Software* PSIM. Como principais ferramentas utilizadas nesta simulação destacam-se: blocos ZOH que faz a discretização de sinais analógicos; e bloco C simplificado, onde é possível escrever o controlador digital em código em C. Na Figura 6.16 é ilustrado o sistema no ambiente de simulação.

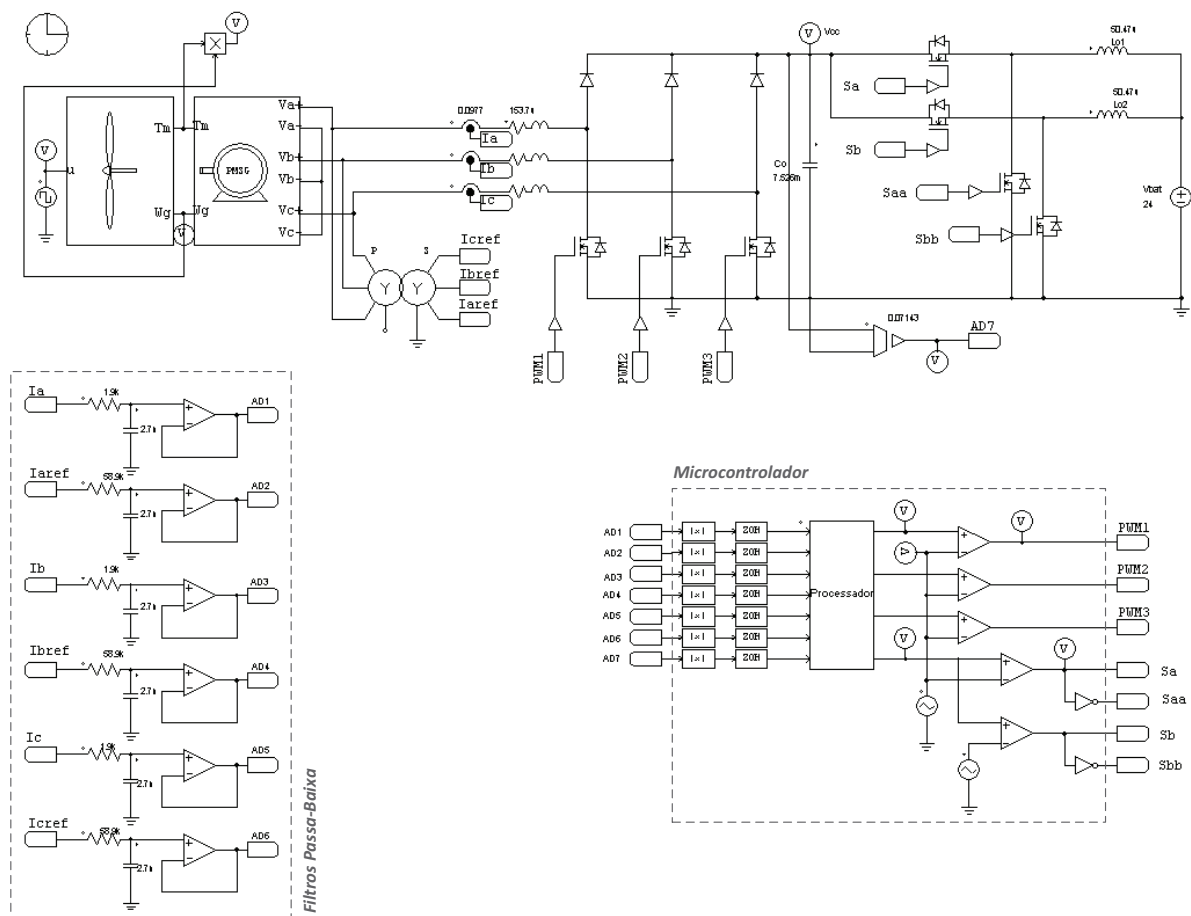


Figura 6.16 - Circuito de simulação no PSIM (2ª Topologia).

Configurando o bloco C simplificado com sete entradas (A/D) e quatro saídas (PWM) o código do controlador discreto implementado segue abaixo:

```
//-----//
// Declaração de variáveis -----//

double ek,elk,uk,ulk;
double ek_a, elk_a, uk_a, ulk_a, ek_b, elk_b, uk_b, ulk_b, ek_c, elk_c, uk_c, ulk_c;
double k=1; // Define Amplitude da Referência
static double ref = 5; // Referência para controlador Vcc

// Controlador Corrente: Fase A -----//

ek_a = x2*k - x1;
uk_a = 4.4682*ek_a -4.3578*elk_a + ulk_a;
if(uk_a > 5) uk_a = 5;
if(uk_a < 0) uk_a = 0;

elk_a = ek_a;
ulk_a = uk_a;

y1 = uk_a;

// Controlador Corrente: Fase C -----//

ek_b = x4*k - x3;
uk_b =4.4682*ek_b -4.3578*elk_b + ulk_b;
if(uk_b > 5) uk_b = 5;
if(uk_b < 0) uk_b = 0;

elk_b = ek_b;
ulk_b = uk_b;
y2 = uk_b;

// Controlador Corrente: Fase C -----//

ek_c = x6*k - x5;
uk_c = 4.4682*ek_c -4.3578*elk_c + ulk_c;
if(uk_c > 5) uk_c = 5;
if(uk_c < 0) uk_c = 0;

elk_c = ek_c;
ulk_c = uk_c;
y3 = uk_c;

// Controlador: Buck intercalado Síncrono -----
---//

ek = x7 - ref;

uk =661.2*ek -650.8192*elk + ulk;

if(uk > 5) uk = 5;
if(uk < 0) uk = 0;

elk = ek;
ulk = uk;
y4 = uk;

//-----//
//-----//
```

Na Figura 6.17 são apresentadas as formas de onda das correntes de entrada obtidas com o controlador discreto.

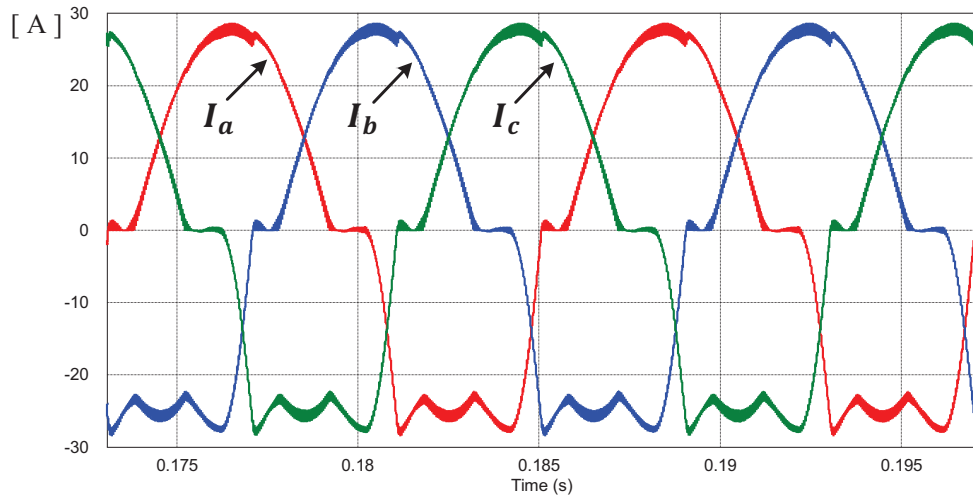


Figura 6.17 - 2ª Topologia: Corrente de entrada do retificador (simulação).

Como podem ser observadas as três correntes estão defasadas de 120° e com o semi-ciclo positivo próximo à forma de uma senóide. Apesar de possuir uma pequena ondulação de corrente no cruzamento por zero, chega-se a um DHT de 19%, valor este aceitável para esta topologia. Na Figura 6.18 é apresentado o sinal de controle do retificador discretizado que sai do “processador” e é comparado com o sinal triangular do modulador PWM.

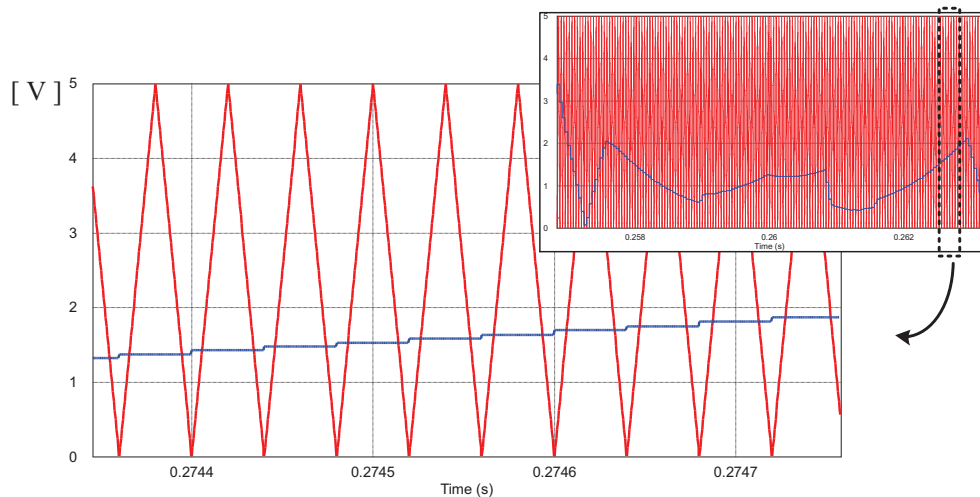


Figura 6.18 - Sinal de controle do retificador discretizado e triangular do modulador PWM.

Na Figura 6.18 é apresentado apenas o período correspondente ao semi-ciclo positivo, pois no semi-ciclo negativo não há atuação do controle, a corrente flui pelos diodos intrínsecos da chave. Como pode ser observado o sinal varia de forma discreta, como degraus, e como este não apresenta variações bruscas com saturações positivas, nem negativas, pode-se concluir que o controlador é estável.

A Figura 6.19 apresenta a corrente e a tensão no barramento cc. Seguindo a especificação de projeto o barramento está controlado em 70 volts com uma pequena ondulação de 25 kHz.

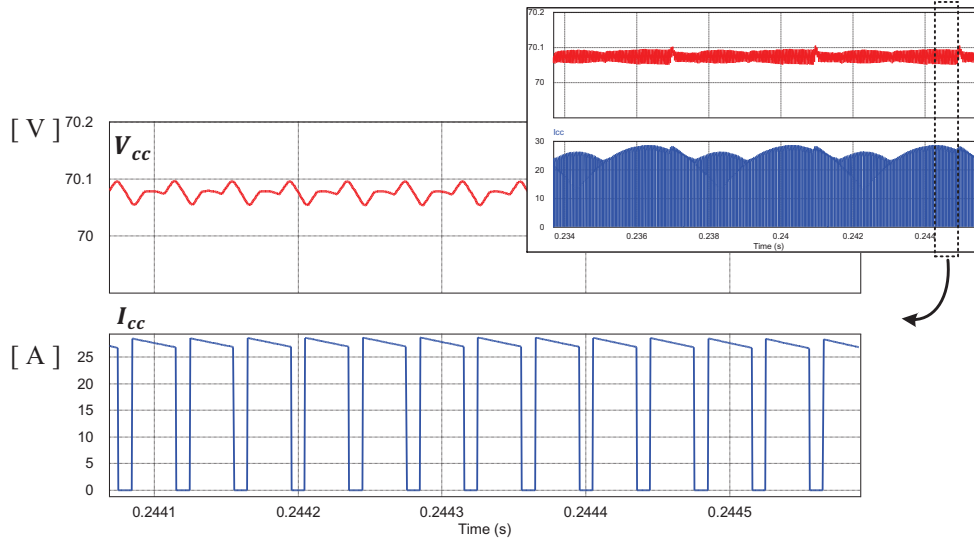


Figura 6.19 - 2ª Topologia: Tensão e corrente no barramento cc (simulação).

Apresentada na Figura 6.20 tem-se a corrente no capacitor do barramento. Esta possui um valor eficaz de aproximadamente 19 ampères, comprovando assim que a utilização do Buck intercalado diminui a variação da corrente de entrada, quando comparado com o Buck convencional, diminuindo assim significativamente a corrente eficaz no capacitor do barramento. Lembrando que no primeiro protótipo a corrente eficaz no capacitor do barramento era na ordem de 32 ampères.

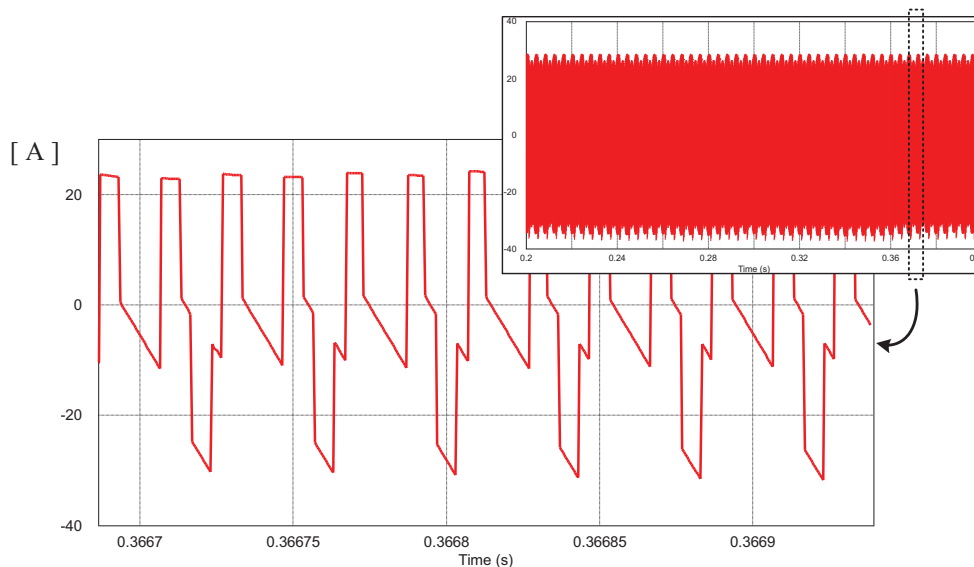


Figura 6.20 - 2ª Topologia: Corrente no capacitor do barramento cc (simulação).

Para testar o controlador discreto da tensão do barramento, é aplicado um degrau de vento indo de 12 m/s para 8 m/s , como mostrado na Figura 6.21.

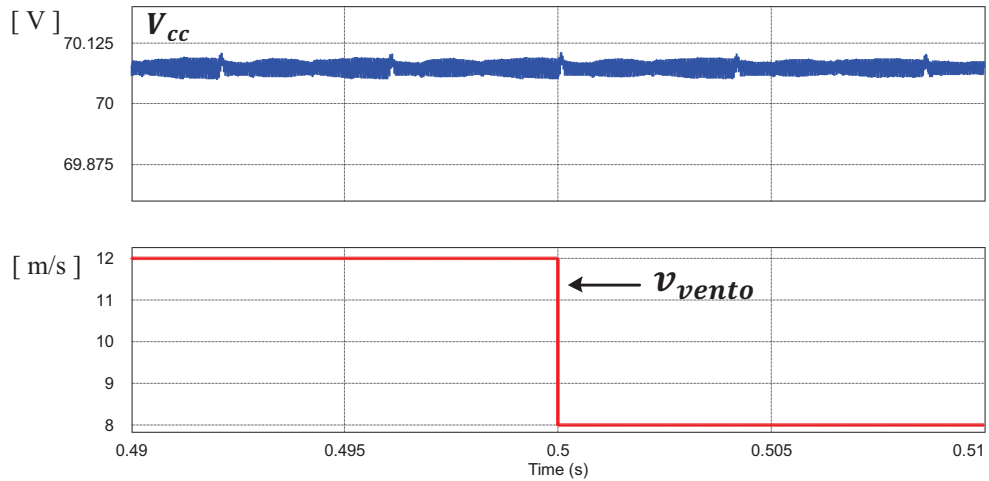


Figura 6.21 - 2ª Topologia: Degrau de vento x tensão no barramento cc (simulação).

Podemos observar que mesmo com uma variação brusca na tensão gerada, a tensão do barramento continuou estabilizada em 70 volts, provando assim a eficiência e rapidez do controlador discreto projetado.

Na Figura 6.22 é apresentada a comparação do sinal de controle discreto da tensão do barramento e os sinais triangulares do modulador PWM. O degrau na velocidade do vento é aplicado em 0,5 segundos, assim observa-se que a tensão de controle discreta varia para manter a tensão no barramento em 70 volts. São geradas duas triangulares defasadas de 180° , pois de acordo com a topologia do conversor Buck intercalado síncrono, o sinal de comando para cada braço é defasado de 180° .

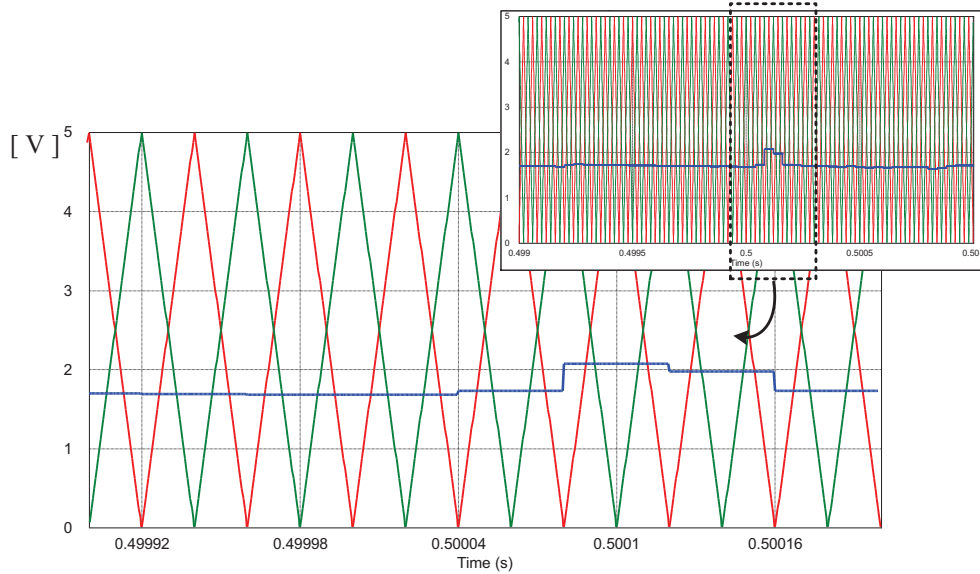


Figura 6.22 - Sinal de controle discreto do barramento e triangulares do modulador PWM.

Uma das propostas do conversor Buck intercalado síncrono é diminuir a frequência e a ondulação da corrente de saída pela metade. Na Figura 6.23 têm-se as correntes nos indutores de saída (L_1 e L_2) e a corrente de saída total, que é a soma das duas primeiras. Pode ser observado que enquanto a ondulação da corrente em cada indutor é de 12 amperes, a ondulação da corrente de saída fica na faixa de 6 amperes com uma frequência de 50 Hz, frequência esta duas vezes maior que a frequência nos indutores.

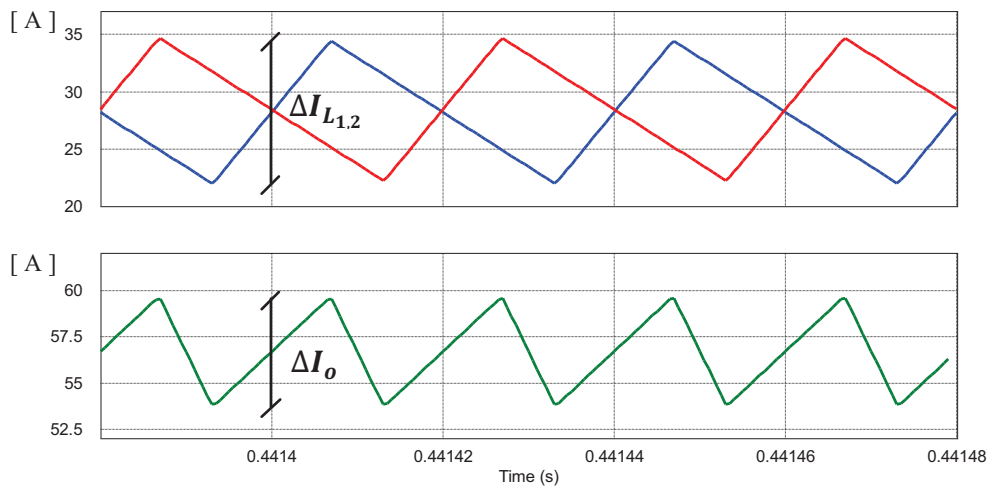


Figura 6.23 - 2ª Topologia: Ondulação da corrente de saída e nos indutores (simulação).

Assim, fica comprovado com estes resultados via simulação que a topologia proposta segue o estudo teórico e o controle digital é eficiente. Foi visível o ganho de espaço, pois o microcontrolador dispensou a utilização de compensadores analógicos compostos por amplificadores operacionais.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou dois conversores para carregamento de baterias a partir de um gerador eólico. O sistema proposto é voltado para pequenos consumidores, onde a partir da energia dos ventos estes terão energia armazenada em um banco de baterias, e esta energia poderá ser utilizada para acionamento de cargas de corrente contínua, ou utilizando um inversor, acionar cargas de corrente alternada em suas residências.

Após uma revisão bibliográfica dos conversores já estudados para carregamento de baterias ou para interligação à rede elétrica, escolheu-se trabalhar no primeiro estágio de conversão com um retificador trifásico semicontrolado em alta frequência (RTSCAF). Este apresenta vantagens como: fácil acionamento das chaves, pois todas estão conectadas na mesma referência; alta confiabilidade, por ser unidirecional, é impossível fechar curto de braço no retificador; baixo custo quando comparado com o retificador totalmente controlado, pois se utilizam apenas três interruptores; característica Boost, podendo elevar a tensão gerada pela turbina eólica; uma baixa distorção harmônica total (DHT) na corrente de entrada, quando comparado com uma ponte retificadora não controlada com filtro capacitivo.

Para o segundo estágio de conversão primeiramente optou-se pela utilização de um conversor Buck convencional, sendo possível com este fazer o controle da tensão do barramento, controlar a tensão e a corrente entregue para o banco de baterias. Com isto foi montada a primeira topologia composta pelo RTSCAF e o conversor Buck, onde o controle é feito de forma analógica, utilizando amplificadores operacionais.

Buscando aumentar o rendimento, diminuir o volume dos magnéticos de saída e o *hardware* em geral, foi proposto um segundo protótipo composto pelo RTSCAF e um conversor Buck intercalado síncrono. Este último apresenta como principais características: melhor rendimento, pois as perdas por condução na chave secundária são menores que no diodo, quando comparado com o Buck convencional; menores magnéticos devido a potência processada ser dividida por dois; menor ondulação na corrente de saída, sendo metade da ondulação em cada indutor; menor variação na corrente de entrada, podendo de acordo com a razão cíclica chegar até ao modo de condução contínuo. Este último item é interessante para o projeto pois diminuindo a variação da corrente de entrada, diminui-se a corrente eficaz no barramento, proporcionando assim uma diminuição significativa na corrente eficaz que circula pelo banco capacitivo do barramento. Este segundo protótipo possui um controle totalmente digital, com isto tem-se uma diminuição de *hardware*, pois todas as malhas de

controle são implementadas dentro de um microcontrolador. Outra vantagem da utilização do controle digital é a versatilidade, pois para trocar a estratégia de controle basta apenas reprogramar o microcontrolador.

O primeiro protótipo foi inicialmente validado via simulação no *software* PSIM, onde foram obtidos resultados satisfatórios. Em seguida foram analisados os dados experimentais obtidos com o 1º protótipo de 1,5 kW, onde o controlador por histerese demonstrou-se eficiente mantendo a corrente de entrada com um DHT de aproximadamente 18,5%; e a malha de controle da tensão do barramento mostrou-se rápida, pois aplicado um degrau de 50% na tensão de entrada ela conseguiu manter o barramento em 70 volts apresentando apenas um pequeno sobre-sinal. Foram realizados também testes em um túnel de vento com uma pequena turbina de eixo horizontal, onde verificou-se que a estratégia de controle utilizada para extrair a máxima potência é eficiente, obtendo-se em 9 m/s um ganho de mais de 10% da potência gerada.

O segundo protótipo foi validado via simulação, onde todos os controladores do primeiro protótipo foram discretizados e implementados utilizando programação C. Os resultados obtidos foram bastante satisfatórios, tendo a corrente de entrada do retificador apresentado um DHT de aproximadamente 19%. A utilização do conversor Buck intercalado síncrono fez com que a corrente eficaz que flui pelo banco capacitivo do barramento cc fosse 30% menor que a corrente do primeiro protótipo, representando uma diminuição significativa do número de capacitores do barramento. O controlador discretizado da tensão do barramento demonstrou-se rápido e eficiente, pois ao aplicar um degrau de 50% na tensão gerada, este manteve o barramento em 70 volts.

O projeto da turbina de eixo vertical de 1,5 kW está em andamento, sendo fabricada pela empresa Enersud, quando esta turbina estiver finalizada e disponível para teste serão implementados e testados alguns algoritmos de MPPT, tendo em vista que as estruturas projetada já provêm condições de implementação de alguns algoritmos. O segundo protótipo está em fase final de projeto e para trabalhos futuros pretende-se comparar os resultados experimentais deste com o primeiro protótipo.

Como sugestões de trabalhos futuros seguem:

- Comparação entre os dois protótipos propostos, com relação a perdas, rendimento e custo;
- Estudo e implementação de técnicas avançadas de controle digital aplicada ao segundo protótipo;

- Teste de diferentes algoritmos de MPPT, tendo em vista que para mudar a estratégia de controle basta mudar o programa gravado no microcontrolador;
- Modelagem detalhada das principais turbinas de eixo vertical, pois se encontram muitas literaturas sobre as TEEH mas pouco é visto sobre TEEV.

REFERÊNCIAS

- [1] ANEEL. (2011, 13/10/2011). *Agencia Nacional de Energia Elétrica - Banco de Informação e Geralção (BIG)*. Available: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.asp>
- [2] T. Dang, "Introduction, history, and theory of wind power", in *North American Power Symposium (NAPS), 2009*, 2009, pp. 1-6.
- [3] R. A. Hinrichs, M. Kleinbach, and L. B. d. Reis, *Energia e meio ambiente*, 4 ed. São Paulo: Cengage Learning, 2010.
- [4] E. G. Garrison, *A history of engeneering and technology: artful methods*: CRC Press, 1998.
- [5] J. F. Manwell, J. G. McGowan, and A. L. Rogers, *Wind Energy Explained - Theory, Design and Application*, 2^a ed.: John Wiley & Sons, 2009.
- [6] WorldEnergyCouncil. (2010) Survey of Energy Resources. *Officers of the World Energy Council*. 618.
- [7] IEA, "International Energy Agency Wind Implementing Agreement - 2010 Anual Report", p. 180, 2011.
- [8] C. Tze-Fun and L. Loi Lei, "A novel wind energy system", in *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*, 2009, pp. 1-6.
- [9] M. Pathmanathan, C. Tang, W. L. Soong, and N. Ertugrul, "Comparison of power converters for small-scale wind turbine operation", in *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities*, 2008, pp. 1-6.
- [10] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G. J. de Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 725-733, 2006.
- [11] C. Zhe, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1859-1875, 2009.
- [12] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 458-465.
- [13] E. Spooner and B. J. Chalmers, "'TORUS': a slotless, toroidal-stator, permanent-magnet generator", *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 139, pp. 497-506, 1992.
- [14] D. S. Oliveira, L. Barreto, F. Antunes, M. Silva, D. L. Queiroz, and A. R. Rangel, "A DCM three-phase high frequency semi-controlled rectifier feasible for low power WECS based on a permanent magnet generator", in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009, pp. 1193-1199.
- [15] L. D. S. Bezerra, "Conversor CC-CA para aplicação em Sistemas Autônomos de Energia Elétrica", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2010.
- [16] C. O. Lafuente, "Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículos Elétricos", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2011.
- [17] E. Rossouw and M. J. Kamper, "Use of Air-Cored Axial Flux Permanent Magnet Generator in Direct Battery Charging Wind Energy Systems", in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 1102-1107.

- [18] G. Tibola, "Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento de Máxima Potência", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [19] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 486-494, 2006.
- [20] H. M. O. Filho, D. S. Oliveira, R. P. T. Bascope, C. E. A. Silva, and G. J. Almeida, "On the study of wind energy conversion system applied to battery charging using multiblade turbines", in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009, pp. 964-971.
- [21] H. M. d. O. Filho, "Conversor Estático de Três Estágios para Carregamento de Baterias a partir de Sistemas Eólicos", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2010.
- [22] G. Gamboa, J. Elmes, C. Hamilton, J. Baker, M. Pepper, and I. Batarseh, "A unity power factor, maximum power point tracking battery charger for low power wind turbines", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 143-148.
- [23] C. H. Treviso, V. J. Farias, J. B. V. Jr., and L. C. Freitas, "A three-phase PWM boost rectifier with high power factor operation and an acceptable current THD using only three switches", in *7th European Conference on Power Electronics and Applications*, 1997, pp. 2934-2939.
- [24] H. El Fadil and F. Giri, "Robust control of interleaved synchronous PWM buck converters", in *Decision and Control, 2007 46th IEEE Conference on*, 2007, pp. 5453-5458.
- [25] D. S. Oliveira, M. M. Reis, C. Silva, L. Colado Barreto, F. Antunes, and B. L. Soares, "A Three-Phase High-Frequency Semicontrolled Rectifier for PM WECS", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 677-685, 2010.
- [26] F. K. A. Lima, "Retificador Monofásico de Reduzidas Perdas de Condução e Alto Fator de Potência Empregando Snubber Passivo Não Dissipativo", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2003.
- [27] M. M. Reis, "Sistema Eólico de Pequeno Porte para Interligação à Rede Elétrica", (Dissertação de Mestrado), Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2008.
- [28] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 3^a ed. Secaucus EUA: Kluwer Academic, 2004.
- [29] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 490-496, 1990.
- [30] R. P. Torrico-Bascopé, "Modelagem de Conversores Operando em Modo de Condução Contínua - MCC, Usando o Modelo da chave PWM", Apostila da Disciplina: Modelagem de Conversores Estáticos, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.
- [31] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*: Pearson Education, 2011.
- [32] B. P. Lathi, *Sinais e Sistemas Lineares*, 1^a ed.: Bookman.
- [33] D. C. Martins and I. Barbi, *Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*. Florianópolis, 2005.
- [34] M. M. Reis, B. Soares, L. H. S. Barreto, E. Freitas, C. E. A. Silva, R. T. Bascope, and D. S. Oliveira, "A variable speed wind energy conversion system connected to the grid

- for small wind generator", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, pp. 751-755.
- [35] R. Boylestad, *Dispositivos Eletrônicos e Análise de Circuitos*, 8ª ed.: Prentice Hall.
- [36] B. R. Almeida, F. B. Batista, and C. A. Petry, "Medição Digital Aplicada a Estabilizadores e Condicionadores CA", in *IX Conferência Internacional de Aplicações Industriais INDUSCON'09*, São Paulo, 2010.
- [37] M. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems", 1998.
- [38] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete - Time Signal Processing*, 2ª ed.: Prentice Hall, 1998.
- [39] IR. (2011, 04/05). *Folha de dados do diodo rápido - MBR20100CT*. Available: www.ir.com
- [40] IR. (2011, 04/05). *Folha de dados do interruptor Power Mosfet - IRFP4710*. Available: www.ir.com
- [41] ANALOGDEVICES. (2011, 05/04). *Folha de dados do multiplicador - AD633*. Available: www.analogdevices.com
- [42] ALLEGRO. (2011, 15/06). *Folha de dados do sensor corrente - ACS752SCA-050*. Available: <http://www.allegromicro.com/en/index.asp>
- [43] ON. (2011, 07/05). *Folha de dados - SG3523A*. Available: <http://onsemi.com>
- [44] Microchip. (2011, 05/04). *Folha de dados - dsPIC30F1010*. Available: www.microchip.com
- [45] Microchip. (2011, 07/06). *Folha de dados - dsPIC30F2020*. Available: www.microchip.com
- [46] ON. (2011, 08/06). *Folha de dados - MC33152*. Available: <http://onsemi.com>
- [47] IR. (2011, 08/07). *Folha de dados do IR21844*. Available: www.ir.com
- [48] B. R. Almeida, E. M. M. Terán, and R. P. T. Bascope, "Modelagem Simplificada de Conversores Estáticos", in *IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2011. IX CBQEE*, 2011.
- [49] THORTON, "Núcleos de Ferrite", ed, 2001.
- [50] I. Barbi, *Projeto de fontes chaveadas*, 2ª ed. Florianópolis, 2007.
- [51] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. New York: Marcel Dekker Inc., 1988.

APENDICE A

PROJETO DOS INDUTORES DO RTSCAF

Considerando as tensões do aerogerador equilibradas, os três indutores terão a mesma indutância, logo segue no projeto o cálculo de apenas um indutor L_r que representa os indutores L_a , L_b e L_c . As especificações de projeto apresentam-se na Tabela A.1.

Tabela A.1 – Especificações de projeto do indutor L_r

Indutância	L_r	152,7 μH
Corrente de Pico	$I_{L_r \text{ pico}}$	28,14 A
Corrente Eficaz	$I_{L_r \text{ ef}}$	21,16 A
Ondulação da Corrente (10%)	ΔI_{L_r}	2,8 A
Frequência de Operação	F_s	20 kHz
Densidade de Corrente	J	400 A/cm ²
Densidade de Fluxo (máx.)	B_{max}	0,35 T
Fator de Enrolamento	K_w	0,7
Permeabilidade do ar	μ_o	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Inicialmente, utilizando (A.1), é calculado o produto $A_e \cdot A_w$ para escolha do núcleo.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{L_r \text{ pico}} \cdot I_{L_r \text{ ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = 9,28 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.1})$$

O núcleo escolhido deve ter um $A_e A_w$ igual ou superior ao calculado. Assim foi escolhido o núcleo NEE-65/33/26 da Thorton [49]. Na Tabela A.2 são listadas as principais informações do núcleo escolhido. Como pode ser observado o produto das áreas $A_e A_w$ é igual a 29,14 cm⁴. Como este valor é maior que o calculado, a princípio, é possível construir o indutor com este núcleo.

Tabela A.2 – Informações do Núcleo NEE-65/33/26

Área da Secção Transversal	A_e	5,32 cm ²
Área da Janela	A_w	5,478 cm ²
Multiplicação das Áreas	$A_e \cdot A_w$	29,143 cm ⁴
Volume Efetivo do Núcleo	V_e	78,2 cm ³
Comprimento Médio (espira)	l_e	14,81 cm

1. NÚMERO DE ESPIRAS E ENTREFERRO

O número de espiras é obtido com a expressão (A.2).

$$N_e = \frac{L_r I_{L_r, pico} 10^4}{A_e B_{max}} = 23,077 \text{ espiras} \quad (\text{A.2})$$

O tamanho do entreferro, conhecido também como *gap*, é dado por (A.3).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_e)^2 \cdot 10^{-2}}{L_r} = 0,232 \text{ cm} \quad (\text{A.3})$$

2. ESCOLHA DO FIO (AWG)

A escolha do fio depende do cálculo da profundidade de penetração do condutor dada por (A.4), Quanto maior a frequência de chaveamento, mais os elétrons tendem a se afastar do centro do fio, não aproveitando totalmente o cobre disposto no fio. Este efeito é conhecido como efeito pelicular ou *skin* [50].

$$P = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = 0,053 \text{ cm} \quad (\text{A.4})$$

Logo para evitar o efeito pelicular, o condutor deve ter um diâmetro máximo de $2 \times P$, assim tem-se esta condição apresentada na equação (A.5).

$$D_{fio} \leq 0,106 \text{ cm} \quad (\text{A.5})$$

Observando as tabelas comerciais de fios de cobre esmaltados [50] verificou-se que poderia ser utilizado o fio AWG 17 ou superior. Buscando facilidade na hora da construção foi adotado o fio AWG 27, pois este fio é mais maleável e distribui-se melhor no carretel. As principais características deste fio são apresentadas na Tabela A.3.

Tabela A.3 – Informações do fio AWG 27

Diâmetro Cobre	D_{Cu}	0,036 cm
Área Cobre	A_{Cu}	0,001021 cm ²
Diâmetro Isolamento	D_{isol}	0,041 cm
Área Isolamento	A_{isol}	0,001344 cm ²
Resistencia 20° C	Ω_{20}	0,001689 Ω/cm
Resistencia 100° C	Ω_{100}	0,002256 Ω/cm
AMP. p/ 450A/cm ²	A_{450}	0,459

A área de cobre necessária para os condutores é dada por (A.6).

$$A_{Cu\text{necessaria}} = \frac{I_{L_r,ef}}{J} = 0,053 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.6})$$

Assim com a área de cobre necessária e a área de cobre do fio AWG 27 pode ser determinado quando fios em paralelo vão ser necessários utilizando (A.7).

$$N_{\text{fios}} = \frac{A_{Cu\text{necessaria}}}{A_{Cu}} = 52 \quad (\text{A.7})$$

3. FATOR DE OCUPAÇÃO

Após escolhido o núcleo e o fio, é determinado o número de fios em paralelo, é necessário calcular a possibilidade de execução, pois a área disponível no núcleo pode não ser suficiente para enrolar todo o indutor. O cálculo deste fator é dado pela divisão da área necessária pela área da janela do núcleo como mostra (A.8).

$$K_u = \frac{N_e \cdot N_{\text{fios}} \cdot A_{\text{isol}}}{A_w} = 0,294 \quad (\text{A.8})$$

Segundo [51] o valor máximo para que o projeto seja executável é de 0,4. Assim o projeto feito para os indutores de entrada do retificador semicontrolado em alta frequência é executável. Caso este valor fosse acima de 0,4 seria necessário retornar ao início do projeto e escolher um núcleo maior.

4. PERDAS NO INDUTOR

Depois de feito o projeto do indutor são calculadas a seguir suas perdas. Estas estão presentes no cobre do enrolamento e no núcleo.

4.1. Perdas no núcleo

Proposto por [50] o cálculo das perdas no núcleo de ferrite é feito utilizando a expressão empírica (A.9).

$$P_{\text{nucleo}} = V_e \left(K_H F_s + K_E F_s^2 \right) \Delta B^{2,4} \quad (\text{A.9})$$

K_H é o coeficiente de perdas por histerese, tendo para ferrite um valor referencial de 4×10^{-4} . Já o coeficiente K_E é o coeficiente de perdas por correntes parasitas e para ferrite tem valor igual a 4×10^{-10} . O valor de ΔB_{max} é encontrado pela equação (A.10).

$$\Delta B_{max} = B_{max} \frac{\Delta I_{L_r}}{I_{L_r, pico}} = 0,018 \quad T \quad (A.10)$$

Assim aplicando (A.10) em (A.9) e substituindo os valores de F_s (frequência de chaveamento), K_H e K_E chega-se a (A.11).

$$P_{nucleo} = 78,2(4 \times 10^{-4} \cdot 20000 + 4 \times 10^{-10} \cdot 20000^2)(0,018)^{2,4} = 0,024 \quad W \quad (A.11)$$

4.2. Perdas no cobre

As perdas no cobre são calculadas a partir da multiplicação da resistência total do enrolamento pela corrente eficaz ao quadrado, como apresentado na equação (A.12)

$$P_{cobre} = \left(\frac{N_e I_e \cdot \Omega_{100}}{N_{fios}} \right) I_{L_r, ef}^2 = 6,619 \quad W \quad (A.12)$$

4.3. Perdas totais

As perdas totais são a soma das perdas no núcleo e no cobre, como mostra (A.13).

$$P_{total} = P_{nucleo} + P_{cobre} = 6,643 \quad W \quad (A.13)$$

4.3. Elevação de temperatura

Com perdas elevadas o magnético pode aquecer, assim faz-se necessário o cálculo da elevação de temperatura do mesmo. Primeiramente se calcula a resistência térmica do núcleo dado por (A.14).

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 6,605 \quad ^\circ C/W \quad (A.14)$$

A elevação de temperatura é obtida com a expressão (A.15).

$$\Delta T_{L_r} = P_T R_T = 43,877 \quad ^\circ C \quad (A.15)$$

APENDICE B

PROJETO DO INDUTOR DO CONVERSOR BUCK

Neste apêndice é feito o projeto do indutor presente no conversor Buck, seguindo o modelo apresentado no *Apêndice A*. Assim, as especificações deste projeto apresentam-se na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Especificações de projeto do indutor L_{buck}

Indutância	L_{buck}	50,47 μH
Corrente de Pico	$I_{L_{buck} \text{ pico}}$	65,625 A
Corrente Eficaz	$I_{L_{buck} \text{ ef}}$	62,5 A
Ondulação da Corrente (10%)	$\Delta I_{L_{buck}}$	6,25 A
Frequência de Operação	F_s	50 kHz
Densidade de Corrente	J	400 A/cm ²
Densidade de Fluxo (máx.)	B_{max}	0,35 T
Fator de Enrolamento	K_w	0,7
Permeabilidade do ar	μ_o	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Inicialmente, utilizando (B.1), é calculado o produto $A_e \cdot A_w$ para escolha do núcleo.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{buck} \cdot I_{L_{buck} \text{ pico}} \cdot I_{L_{buck} \text{ ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = 21,122 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.1})$$

O núcleo escolhido deve ter um $A_e A_w$ igual ou superior ao calculado. Como não havia disponível um núcleo com a especificação desejada foi decidido juntar dois núcleos NEE-65/33/26 da Thorton [49], pois assim chegaria-se à janela necessária. Na Tabela B.2 são listadas as principais informações do núcleo após a união de dois NEE-65/33/26. Como pode ser observado o produto das áreas $A_e A_w$ é igual a 58,286 cm^4 . Como este valor é maior que o calculado, a princípio, é possível construir o indutor com este núcleo.

Tabela B.2 – Informações do Núcleo NEE-65/33/26

Área da Secção Transversal	A_e	10,64 cm^2
Área da Janela	A_w	5,478 cm^2
Multiplicação das Áreas	$A_e \cdot A_w$	58,286 cm^4
Volume Efetivo do Núcleo	V_e	156,4 cm^3
Comprimento Médio (espira)	l_e	20,6 cm

1. NÚMERO DE ESPIRAS E ENTREFERRO

O número de espiras é obtido com a expressão (B.2).

$$N_e = \frac{L_{buck} I_{L_{buck} \text{ pico}} 10^4}{A_e B_{\max}} = 8 \text{ espiras} \quad (\text{B.2})$$

O tamanho do entreferro, conhecido também como *gap*, é dado por (B.3).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_e)^2 \cdot 10^{-2}}{L_{buck}} = 0,17 \text{ cm} \quad (\text{B.3})$$

2. ESCOLHA DO FIO (AWG)

A escolha do fio depende do cálculo da profundidade de penetração do condutor dada por (B.4), Quanto maior a frequência de chaveamento, mais os elétrons tendem a se afastar do centro do fio, não aproveitando totalmente o cobre disposto no fio. Este efeito é conhecido como efeito pelicular ou *skin* [50].

$$P = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = 0,034 \text{ cm} \quad (\text{B.4})$$

Logo para evitar o efeito pelicular, o condutor deve ter um diâmetro máximo de $2 \times P$, assim tem-se esta condição apresentada na equação (B.5).

$$D_{fio} \leq 0,068 \text{ cm} \quad (\text{B.5})$$

Observando as tabelas comerciais de fios de cobre esmaltados [50] verificou-se que poderia ser utilizado o fio AWG 21 ou superior. Buscando facilidade na hora da construção foi adotado o fio AWG 27, pois este fio é mais maleável e distribui-se melhor no carretel. As principais características deste fio são apresentadas na Tabela B.3.

Tabela B.3 – Informações do fio AWG 27

Diâmetro Cobre	D_{Cu}	0,036 cm
Área Cobre	A_{Cu}	0,001021 cm ²
Diâmetro Isolamento	D_{isol}	0,041 cm
Área Isolamento	A_{isol}	0,001344 cm ²
Resistencia 20° C	Ω_{20}	0,001689 Ω/cm
Resistencia 100° C	Ω_{100}	0,002256 Ω/cm
AMP. p/ 450A/cm ²	A_{450}	0,459

A área de cobre necessária para os condutores é dada por (B.6).

$$A_{Cu\text{ necessaria}} = \frac{I_{L_{buck}} e^f}{J} = 0,053 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.6})$$

Assim, com a área de cobre necessária e a área de cobre do fio AWG 27 pode ser determinado quando fios em paralelo vão ser necessários utilizando (B.7).

$$N_{fios} = \frac{A_{Cu\text{ necessaria}}}{A_{Cu}} = 153 \quad (\text{B.7})$$

3. FATOR DE OCUPAÇÃO

Após escolhido o núcleo e o fio, e determinado o número de fios em paralelo, é necessário calcular a possibilidade de execução, pois a área disponível no núcleo pode não ser suficiente para enrolar todo o indutor. O cálculo deste fator é dado pela divisão da área necessária pela área da janela do núcleo como mostra (B.8).

$$K_u = \frac{N_e \cdot N_{fios} \cdot A_{isol}}{A_w} = 0,3003 \quad (\text{B.8})$$

Segundo [51] o valor máximo para que o projeto seja executável é de 0,4. Assim o projeto feito para o indutor filtro presente na saída do Buck clássico é executável. Caso este valor fosse acima de 0,4 seria necessário retornar ao início do projeto e escolher um núcleo maior.

4. PERDAS NO INDUTOR

Depois de feito o projeto do indutor são calculados a seguir suas perdas. Estas estão presentes no cobre do enrolamento e no núcleo.

4.1. Perdas no núcleo

Proposto por [50] o cálculo das perdas no núcleo de ferrite é feito utilizando a expressão empírica (B.9).

$$P_{nucleo} = V_e \left(K_H F_s + K_E F_s^2 \right) \Delta B^{2,4} \quad (\text{B.9})$$

K_H é o coeficiente de perdas por histerese, tendo para ferrite um valor referencial de 4×10^{-4} . Já o coeficiente K_E é o coeficiente de perdas por correntes parasitas e para ferrite tem valor igual a 4×10^{-10} . O valor de ΔB_{max} é encontrado pela equação (B.10).

$$\Delta B_{max} = B_{max} \frac{\Delta I_{L_{buck}}}{I_{L_{buck} \text{ pico}}} = 0,035 \quad T \quad (A.10)$$

Assim, aplicando (B.10) em (B.9) e substituindo os valores de F_s (frequência de chaveamento), K_H e K_E chega-se a (B.11).

$$P_{nucleo} = 156,4(4 \times 10^{-4} \cdot 50000 + 4 \times 10^{-10} \cdot 50000^2)(0,035)^{2,4} = 0,15 \quad W \quad (B.11)$$

4.2. Perdas no cobre

As perdas no cobre são calculadas a partir da multiplicação da resistência total do enrolamento pela corrente eficaz ao quadrado, como apresentado na equação (B.12)

$$P_{cobre} = \left(\frac{N_e I_e \cdot \Omega_{100}}{N_{fios}} \right) I_{L_r, ef}^2 = 9,492 \quad W \quad (B.12)$$

4.3. Perdas totais

As perdas totais são a soma das perdas no núcleo e no cobre, como mostra (B.13).

$$P_{total} = P_{nucleo} + P_{cobre} = 9,643 \quad W \quad (B.13)$$

4.3. Elevação de temperatura

Com perdas elevadas o magnético pode aquecer, assim faz-se necessário o cálculo da elevação de temperatura do mesmo. Primeiramente se calcula a resistência térmica do núcleo dado por (B.14).

$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 5,111 \quad ^\circ C/W \quad (B.14)$$

A elevação de temperatura é obtida com a expressão (B.15).

$$\Delta T_{L_r} = P_T R_T = 49,279 \quad ^\circ C \quad (B.15)$$

APENDICE C

PROJETO DOS INDUTORES BUCK INTERCALADO SÍNCRONO

Neste apêndice é feito o projeto dos indutores presentes no conversor Buck intercalado síncrono, seguindo o modelo apresentado no *Apêndice B*. Assim, as especificações deste projeto apresentam-se na Tabela C.1.

Tabela C.1 – Especificações de projeto do indutor $L_{1,2}$

Indutância	$L_{1,2}$	50,47 μH
Corrente de Pico	$I_{L_{1,2} \text{ pico}}$	37,5 A
Corrente Eficaz	$I_{L_{1,2} \text{ ef}}$	31,25 A
Ondulação da Corrente (40%)	$\Delta I_{L_{1,2}}$	12,5 A
Frequência de Operação	F_s	25 kHz
Densidade de Corrente	J	400 A/cm ²
Densidade de Fluxo (máx.)	B_{max}	0,35 T
Fator de Enrolamento	K_w	0,7
Permeabilidade do ar	μ_o	$4\pi 10^{-7}$ H/m

Inicialmente, utilizando (C.1), é calculado o produto $A_e \cdot A_w$ para escolha do núcleo.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{1,2} \cdot I_{L_{1,2} \text{ pico}} \cdot I_{L_{1,2} \text{ ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}} = 5,364 \text{ cm}^4 \quad (\text{C.1})$$

O núcleo escolhido deve ter um $A_e A_w$ igual ou superior ao calculado. Pesquisando em catálogos de fabricantes foi escolhida a utilização do núcleo NEE-65/33/26 da Thorton [49]. Na Tabela C.2 são listadas as principais informações do núcleo após a união de dois NEE-65/33/26. Como pode ser observado o produto das áreas $A_e A_w$ é igual a 13,29 cm⁴. Como este valor é maior que o calculado, a princípio, é possível construir o indutor com este núcleo.

Tabela C.2 – Informações do Núcleo NEE-65/33/26

Área da Secção Transversal	A_e	10,64 cm ²
Área da Janela	A_w	5,478 cm ²
Multiplicação das Áreas	$A_e \cdot A_w$	58,286 cm ⁴
Volume Efetivo do Núcleo	V_e	156,4 cm ³
Comprimento Médio (espira)	l_e	20,6 cm

1. NÚMERO DE ESPIRAS E ENTREFERRO

O número de espiras é obtido com a expressão (C.2).

$$N_e = \frac{L_{1,2} I_{L_{1,2} \text{ pico}} 10^4}{A_e B_{\max}} = 18 \text{ espiras} \quad (\text{C.2})$$

O tamanho do entreferro, conhecido também como *gap*, é dado por (C.3).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_e)^2 \cdot 10^{-2}}{L_{1,2}} = 0,215 \text{ cm} \quad (\text{C.3})$$

2. ESCOLHA DO FIO (AWG)

A escolha do fio depende do cálculo da profundidade de penetração do condutor dada por (C.4), Quanto maior a frequência de chaveamento, mais os elétrons tendem a se afastar do centro do fio, não aproveitando totalmente o cobre disposto no fio. Este efeito é conhecido como efeito pelicular ou *skin* [50].

$$P = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = 0,047 \text{ cm} \quad (\text{C.4})$$

Logo para evitar o efeito pelicular, o condutor deve ter um diâmetro máximo de $2 \times P$, assim tem-se esta condição apresentada na equação (C.5).

$$D_{\text{fio}} \leq 0,095 \text{ cm} \quad (\text{C.5})$$

Observando as tabelas comerciais de fios de cobre esmaltados [50] verificou-se que poderia ser utilizado o fio AWG 18 ou superior. Buscando facilidade na hora da construção foi adotado o fio AWG 22, pois este fio é mais maleável e distribui-se melhor no carretel. As principais características deste fio são apresentadas na Tabela C.3.

Tabela C.3 – Informações do fio AWG 22

Diâmetro Cobre	D_{Cu}	0,064 cm
Área Cobre	A_{Cu}	0,003255 cm ²
Diâmetro Isolamento	D_{isol}	0,071 cm
Área Isolamento	A_{isol}	0,004013 cm ²
Resistencia 20° C	Ω_{20}	0,000530 Ω/cm
Resistencia 100° C	Ω_{100}	0,000708 Ω/cm
AMP. p/ 450A/cm ²	A_{450}	1,465

A área de cobre necessária para os condutores é dada por (C.6).

$$A_{Cu\text{ necessaria}} = \frac{I_{L_{2,2}ef}}{J} = 0,069 \text{ cm}^2 \quad (\text{C.6})$$

Assim, com a área de cobre necessária e a área de cobre do fio AWG 22 pode ser determinado quando fios em paralelo vão ser necessários utilizando (C.7).

$$N_{\text{fios}} = \frac{A_{Cu\text{ necessaria}}}{A_{Cu}} = 22 \quad (\text{C.7})$$

3. FATOR DE OCUPAÇÃO

Após escolhido o núcleo, o fio, e determinado o número de fios em paralelo, é necessário calcular a possibilidade de execução, pois a área disponível no núcleo pode não ser suficiente para enrolar todo o indutor. O cálculo deste fator é dado pela divisão da área necessária pela área da janela do núcleo como mostra (C.8).

$$K_u = \frac{N_e \cdot N_{\text{fios}} \cdot A_{\text{isol}}}{A_w} = 0,289 \quad (\text{C.8})$$

Segundo [51] o valor máximo para que o projeto seja executável é de 0,4. Assim o projeto feito para o indutor filtro presente na saída do Buck intercalado síncrono é executável. Caso este valor fosse acima de 0,4 seria necessário retornar ao início do projeto e escolher um núcleo maior.

4. PERDAS NO INDUTOR

Depois de feito o projeto do indutor são calculadas a seguir suas perdas. Estas estão presentes no cobre do enrolamento e no núcleo.

4.1. Perdas no núcleo

Proposto por [50] o cálculo das perdas no núcleo de ferrite é feito utilizando a expressão empírica (C.9).

$$P_{\text{nucleo}} = V_e \left(K_H F_s + K_E F_s^2 \right) \Delta B^{2,4} \quad (\text{C.9})$$

K_H é o coeficiente de perdas por histerese, tendo para ferrite um valor referencial de 4×10^{-4} . Já o coeficiente K_E é o coeficiente de perdas por correntes parasitas e para ferrite tem valor igual a 4×10^{-10} . O valor de ΔB_{max} é encontrado pela equação (C.10).

$$\Delta B_{max} = B_{max} \frac{\Delta I_{L_{1,2}}}{I_{L_{1,2}pico}} = 0,035 \quad T \quad (C.10)$$

Assim, aplicando (C.10) em (C.9) e substituindo os valores de F_s (frequência de chaveamento), K_H e K_E chega-se a (C.11).

$$P_{nucleo} = 78,2(4 \times 10^{-4} \cdot 25000 + 4 \times 10^{-10} \cdot 25000^2)(0,035)^{2,4} = 0,031 \quad W \quad (C.11)$$

4.2. Perdas no cobre

As perdas no cobre são calculadas a partir da multiplicação da resistência total do enrolamento pela corrente eficaz ao quadrado, como apresentado na equação (C.12).

$$P_{cobre} = \left(\frac{N_e J_e \Omega_{100}}{N_{fios}} \right) I_{L_{1,2}ef}^2 = 8,378 \quad W \quad (C.12)$$

4.3. Perdas totais

As perdas totais são a soma das perdas no núcleo e no cobre, como mostra (C.13).

$$P_{total} = P_{nucleo} + P_{cobre} = 8,409 \quad W \quad (C.13)$$

4.3. Elevação de temperatura

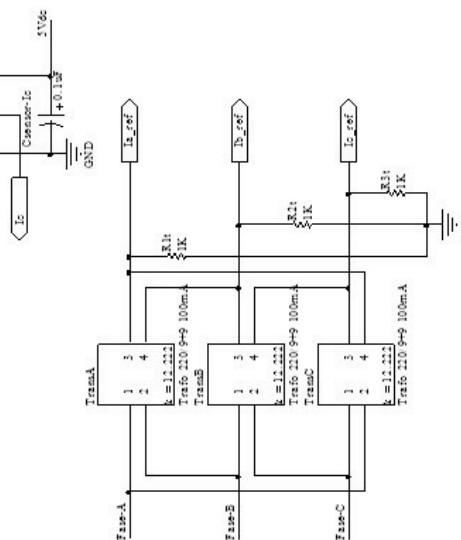
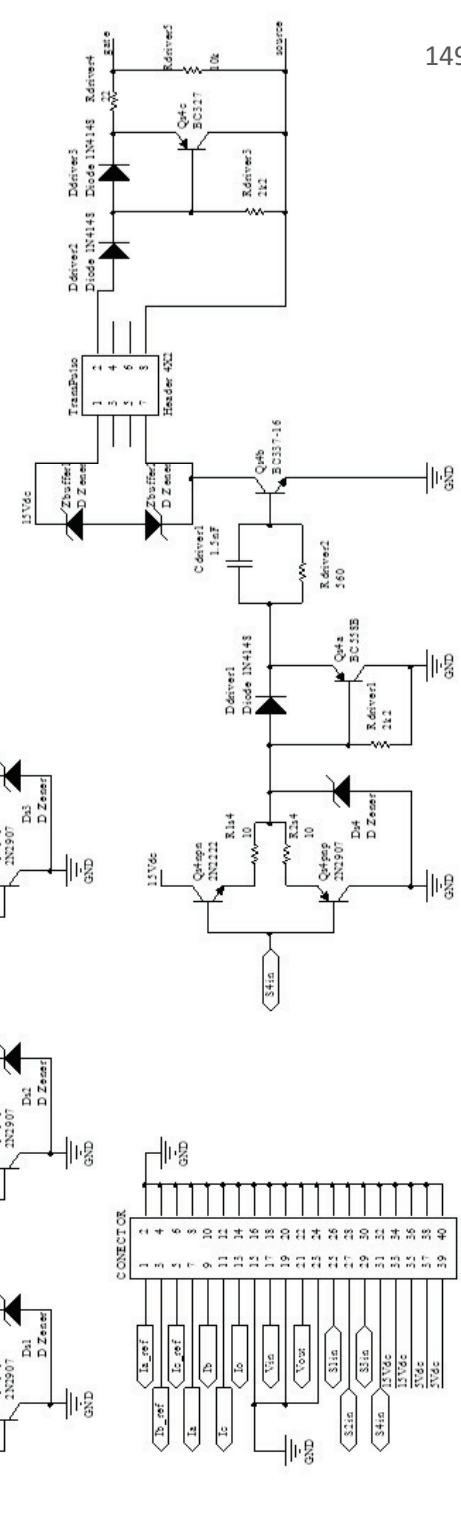
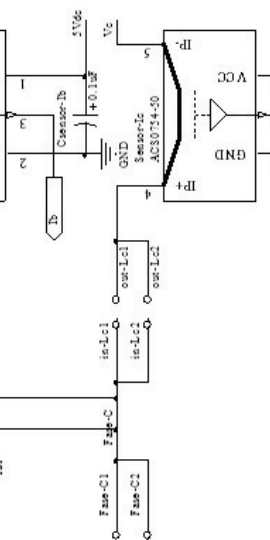
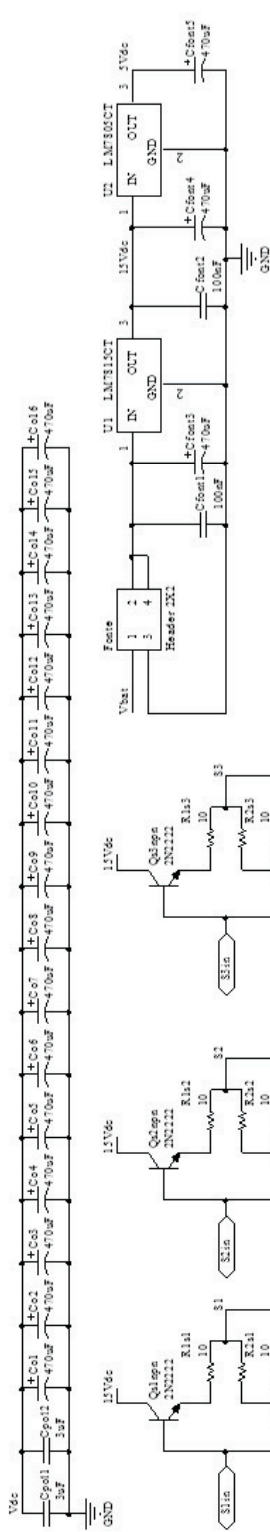
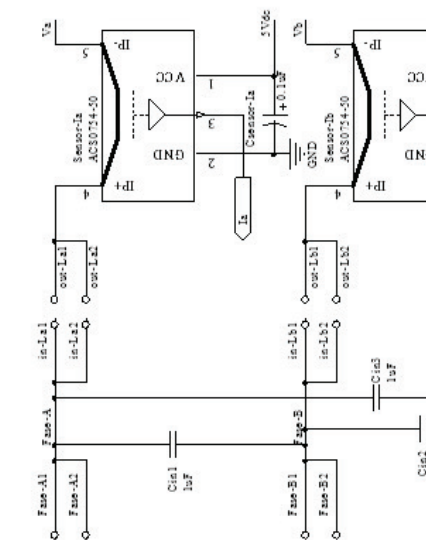
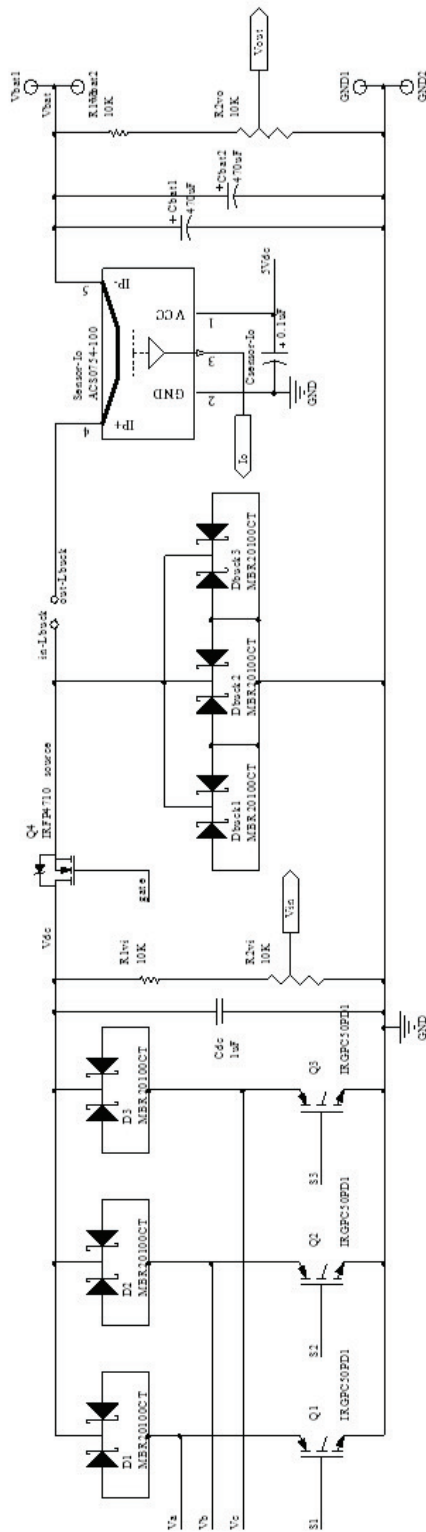
Com perdas elevadas o magnético pode aquecer, assim faz-se necessário o cálculo da elevação de temperatura do mesmo. Primeiramente se calcula a resistência térmica do núcleo dado por (C.14).

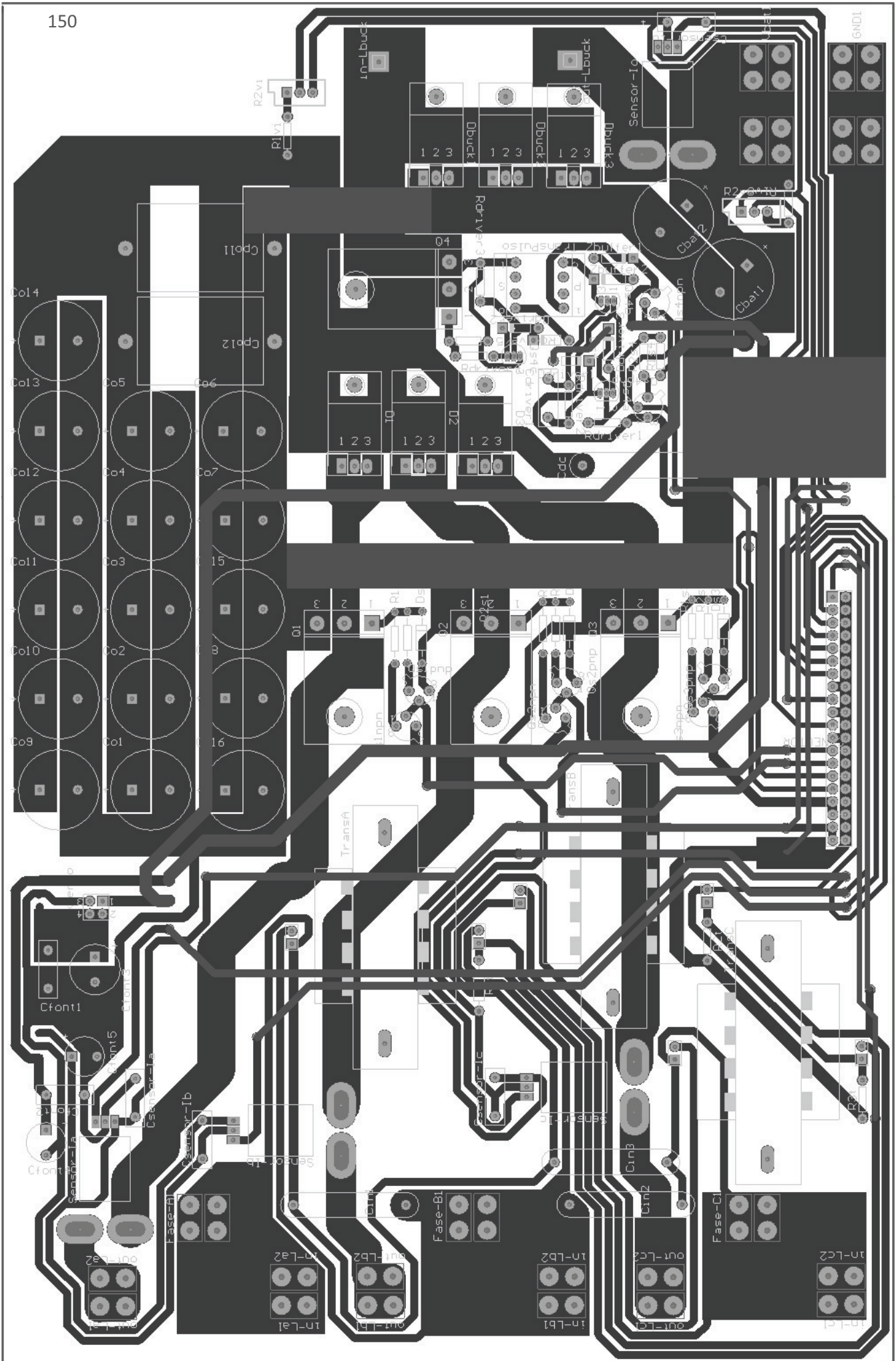
$$R_T = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 6,605 \quad ^\circ C/W \quad (C.14)$$

A elevação de temperatura é obtida com a expressão (C.15).

$$\Delta T_{L_r} = P_T R_T = 55,54 \quad ^\circ C \quad (C.15)$$

**APENDICE D -
1º PROTÓTIPO – PCB DE POTÊNCIA**

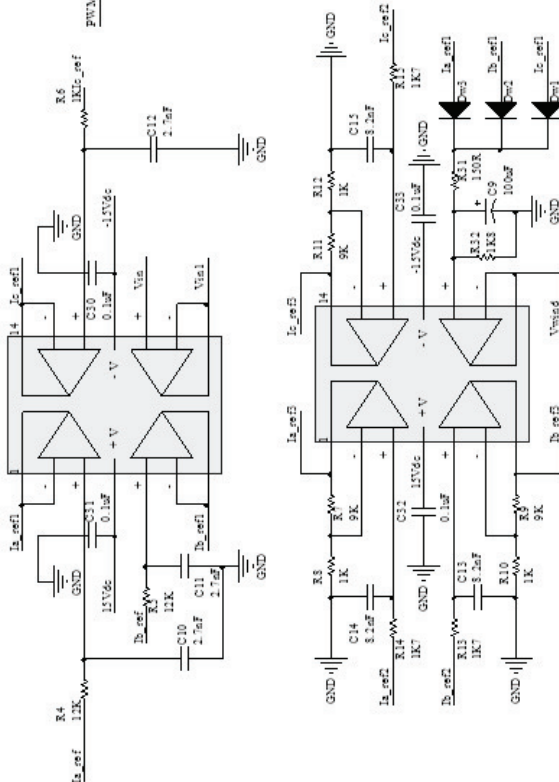




APENDICE E
1º PROTÓTIPO – PCB DE CONTROLE

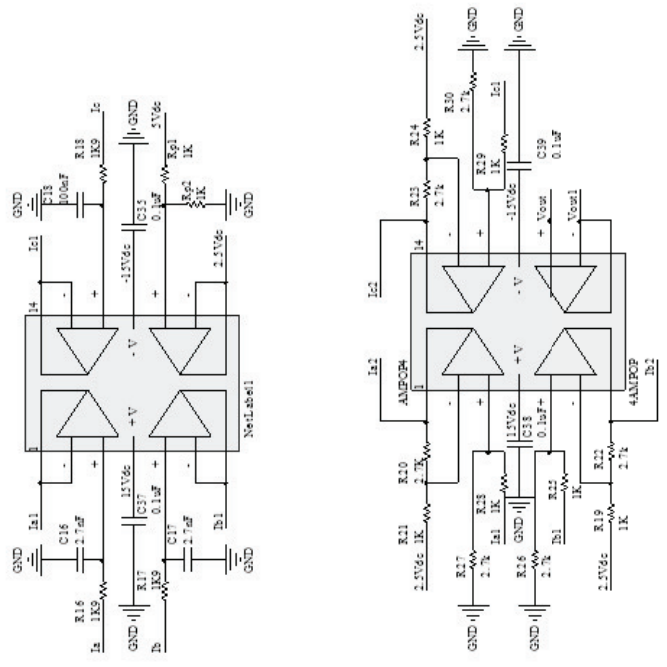
CIRC. CORRENTE REFERENCIA

Responsavel pelo condicionamento da corrente de referencia.

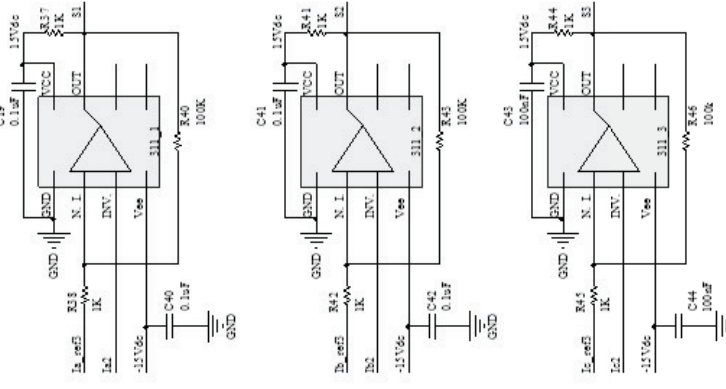


CIRC. CORRENTE DE ENTRADA

Circuito responsavel pelo condicionamento da corrente de entrada.

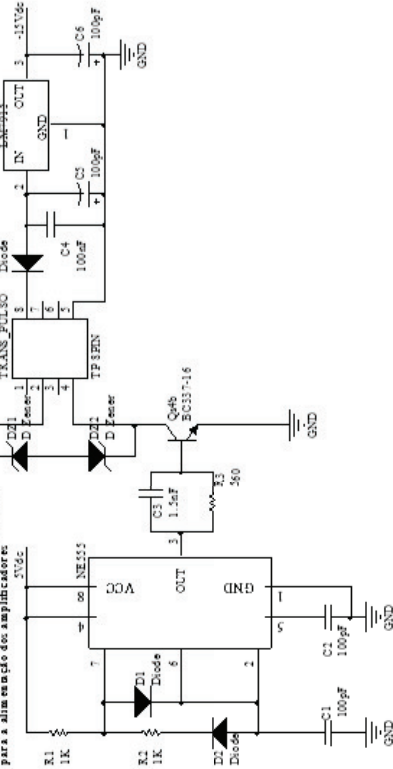


CONTROLE POR HISTERESE



PSEUDO FLY-BACK

Circuito responsavel por gerar -15 volts constante para a alimentacao dos amplificadores.



CONTROLE BARRAMENTO

Responsavel pelo controle do barramento (0 Vdc).

