

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA MULTICONVERSOR PARA
A REALIZAÇÃO DE ESTUDOS EXPERIMENTAIS EM
MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

DM 23/2015

**UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2015**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA MULTICONVERSOR PARA
A REALIZAÇÃO DE ESTUDOS EXPERIMENTAIS EM
MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Dissertação de mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA). Na área de Concentração: Eletrônica de Potência e Controle de Conversores Estáticos.

**UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil**

2015

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFPA

Costa Junior, Fernando José da, 1988-
Desenvolvimento de um sistema multiconversor para a
realização de estudos experimentais em microrredes de
corrente contínua / Fernando José da Costa Junior. -
2015.

Orientador: Walter Barra Júnior.

Dissertação (Mestrado) - Universidade
Federal do Pará, Instituto de Tecnologia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica, Belém, 2015.

1. Conversores de corrente elétrica -
testes. 2. Dispositivos eletromecânicos. 3.
Controladores elétricos. I. Título.

CDD 22. ed. 621.317

FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA MULTICONVERSOR PARA
A REALIZAÇÃO DE ESTUDOS EXPERIMENTAIS EM
MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA**

Trabalho apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica, Controle e Eletrônica de Potência

Aprovado em: _____.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walter Barra Junior (Orientador PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Junior (Membro PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Marcos André Barros Galhardo (FEE/UFPA)

Prof. Dr. Petrônio Vieira Junior (FEE/UFPA)

Prof. Dr. Raimundo Nonato das Mercês Machado (Membro Externo/IFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
(Coordenador. do PPGEE/UFPA)

Dedico este trabalho:

Especialmente aos meus queridos pais, Maria e Fernando, por todo o apoio financeiro e moral a mim concedidos nesta trajetória e também por me influenciarem direta e indiretamente em minhas decisões.

Agradeço também à Carla, minha namorada, melhor amiga e companheira de todas as horas, por sempre estar ao meu lado nos momentos difíceis.

Nada é tão maravilhoso para ser verdade, se for consistente com as leis da natureza.

- Michael Faraday

Um monte de pedras deixa de ser um monte de pedras no momento em que um único homem o contempla, nascendo dentro dele a imagem de uma catedral.

- Antoine de Saint-Exupéry

Agradecimentos:

Agradeço primeiramente a Deus, por me conceder a oportunidade de viver e me desenvolver.

Agradeço a toda minha família pelo apoio ao longo da minha trajetória antes e durante a universidade, bem como durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço especialmente aos meus amigos Anderson Moraes e Frederico Faria, que muito me ajudaram durante os estudos, implementações, testes e a realização deste trabalho.

Agradeço também em especial ao meu orientador e professor Walter Barra Junior por todos os ensinamentos e orientações que recebi desde o meu ingresso no grupo de controle.

Aos amigos e colegas: Cleyson Amorim, Paulo Nascimento, Leonardo Ruffeil, Florindo Ayres e Anderson Silva, bem como os demais colegas que participaram de forma direta e indireta das atividades no LACSPOT

Aos professores Carlos Tavares C. Jr., e Petrônio Vieira Jr., pelas grandes oportunidades de participar nos projetos de P&D em parceria com Eletrobrás Eletronorte, Vale e UFPA, onde pude ampliar meu conhecimento e também pela grande experiência e ensinamentos.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	XVI
LISTA DE TABELAS	XIX
1 – INTRODUÇÃO	1
1.1 – Motivação.....	1
1.2 – Revisão Bibliográfica.....	3
1.3 – Organização do Trabalho	5
2 – DESCRIÇÃO DO SISTEMA	7
2.1 – Introdução	7
2.2 – Microrrede em Corrente Contínua	7
2.3 – Conversores Multinível.....	8
2.4 – Painel Modular dos Conversores	9
2.4.1 – Vista Frontal.....	9
2.4.2 – Vista Lateral	10
2.4.3 – Vista Traseira	12
2.5 – Transformador de Potencial de 5 kVA.....	13
2.6 – Interface Homem Máquina - IHM	13
2.7 – Conclusão.....	14
3 – PROJETO E DESENVOLVIMENTO DOS SUBSISTEMAS DE AUTOMAÇÃO E PROTEÇÃO	15
3.1 – Introdução	15
3.2 – Diagrama do Circuito de Comando.....	15
3.3 – Diagrama do Circuito de Força	16
3.3.1 – Elo CC Primário	18
3.3.2 – Circuito de Pré-Carga.....	18
3.3.3 – Conversor <i>Buck</i> Primário	19
3.3.4 – Conversor <i>Buck</i> Secundário	20
3.3.5 – Inversor Trifásico	21
3.3.6 – Conversor <i>Back-to-Back</i>	22
3.4 – Conclusão.....	23
4 – PROJETO E DESENVOLVIMENTO DOS SUBSISTEMAS ELETRÔNICOS DE MEDIÇÃO, ACIONAMENTO E CONTROLE	24

4.1 – Introdução	24
4.2 – Dispositivos Eletrônicos de Medição	24
4.2.1 – Transdutor de Potencial	24
4.2.2 – Transdutor de Corrente	25
4.3 – Circuitos Eletrônicos e Placa de Circuito Impresso	26
4.3.1 – Circuito de Condicionamento de Sinais	26
4.3.2 – Seguidor de Tensão	26
4.3.3 – Pré-Amplificador	27
4.3.4 – Filtro Ativo de Terceira Ordem	27
4.3.5 – Retificador de “Super Diodo”	31
4.4 – Circuito de Comunicação Serial	32
4.5 – Conversor de Nível de Tensão	33
4.6 – Placa de Circuito Impresso	34
4.7 – Conclusão	35
5 – PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC- CC BUCK SECUNDÁRIO – CPC	36
5.1 – Introdução	36
5.2 – Operação do Conversor CC-CC <i>Buck</i>	36
5.2.1 – Primeira Etapa – Chave Fechada	37
5.2.2 – Segunda Etapa – Chave Aberta	37
5.3 – Modelagem Matemática do Conversor CC-CC <i>Buck</i>	38
5.3.1 – Circuito Equivalente Linear	38
5.3.2 – Equações de Estados	38
5.3.3 – Função de Transferência	41
5.3.4 – Determinação dos Componentes do Conversor	41
5.3.5 – Modelo Matemático – Conversor Secundário	44
5.4 – Projeto do Sistema de Controle Digital	45
5.4.1 – Função de Transferência Estimada	45
5.4.2 – Projeto do Controlador	48
5.4.2.1 – Controlador Contínuo	48

5.4.2.2 – Controlador Digital	49
5.5 – Conclusão	50
6 – PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE DE TENSÃO DO CONVERSOR CC- CC BUCK PRIMÁRIO – ELO 2.....	51
6.1 – Introdução	51
6.2 – Instabilidade de Tensão e Característica de Resistência Negativa.....	51
6.3 – Determinação dos componentes do Conversor Primário	55
6.4 – Conversor Primário	56
6.5 – Análise de Estabilidade do Conversor – Malha Aberta	59
6.6 – Estratégias de Estabilização – Métodos Passivos e Ativos.....	61
6.7 – Projeto do Controlador.....	62
6.7.1 – Controlador Contínuo	62
6.7.2 – Controlador Digital	64
6.8 – Conclusão	65
7 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	66
7.1 – Introdução	66
7.2 – Máquina de Estados	66
7.3 – Sistema Multiconversor – Diagrama de Blocos Simplificado	67
7.4 – Pré-Carga – Carregamento do Elo1	68
7.5 – Controle de Potência – Conversor <i>Buck</i> Secundário.....	69
7.5.1 – Degrau de carga de 500 W – Malha Fechada.....	69
7.5.2 – Degrau de carga de 500 W para 2500 W	70
7.6 – Carga de Potência Constante e <i>Buck</i> Primário em Malha Aberta.....	71
7.6.1 – Degrau de carga de 600 W.....	72
7.6.2 – Degrau de carga de 600 W para 1500 W	73
7.6.3 – Transição gradativa de carga de 2700 W para 4200 W	74
7.7 – Controle de Tensão – Conversor <i>Buck</i> Primário – Elo2	75
7.7.1 – Degrau na Referência de Tensão – 380 V	75
7.7.2 – Carga de Potência constante e <i>Buck</i> Primário em Malha Fechada	76
7.7.2.1 – Degrau de carga de 600 W	76

7.7.2.2 – Transição de carga de 600 W para 1500 W	77
7.7.2.3 – Transição gradativa de carga de 2000 W até o limite da CPC.....	78
7.8 – Conclusão.....	79
8 – CONCLUSÕES.....	80
8.1 – Considerações Finais.....	80
8.2 – Proposta para trabalhos futuros.....	80
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82
APÊNDICES	84
ANEXOS	105

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Exemplo de um Micro Rede CC genérica	7
Figura 2.2 – Esquema da organização do Conversor Multinível.....	8
Figura 2.3 – Projeto do painel modular (a) e Conversor Multinível montado (b)	9
Figura 2.4 – Vista lateral superior (a) e vista lateral inferior (b) do Painel Modular..	10
Figura 2.5 – Vista superior do Painel. Montagem das Ventoinhas.....	11
Figura 2.6 – Tampa traseira do Painel. Conexões.....	12
Figura 2.7 – Transformador trifásico de 5 kVA.....	13
Figura 2.8 – Interface Homem Máquina.....	14
Figura 3.1 – Diagrama de Comando do Sistema.....	15
Figura 3.2 – Diagrama de Circuito de Força do Sistema	17
Figura 3.3 – Esquema utilizado na determinação dos Resistores de Pré-Carga	19
Figura 3.4 – (a) <i>Layout</i> e (b) placa de circuito impresso de Pré-Carga	19
Figura 3.5 – Componentes do <i>Buck</i> Primário	20
Figura 3.6 – Componentes do <i>Buck</i> Secundário	21
Figura 3.7 – Inversor trifásico com Filtro Indutivo.....	21
Figura 3.8 – Conversor <i>Back-To-Back</i>	22
Figura 4.1 – Forma de ligação do Transdutor de Potencial LEM LV25-P	24
Figura 4.2 – Transdutor de Potencial LEM LV25-P	25
Figura 4.3 – Transdutor de Corrente LEM LA55-P/SP1	25
Figura 4.4 – Diagrama com o Circuito de Condicionamento e Filtragem.....	26
Figura 4.5 – Seguidor de Tensão.....	26
Figura 4.6 – Estágio Pré-Amplificador na configuração não inversora.....	27
Figura 4.7 – Filtro Passa-Baixas de Terceira Ordem.....	27
Figura 4.8 – Resposta em Frequência do Filtro	31
Figura 4.9 – Circuito “Super Diodo”	31
Figura 4.10 – Transmissão Serial Assíncrona.....	32
Figura 4.11 – CI MAX232 e capacitores externos.....	33
Figura 4.12 – Conversor de Nível CD40109	33
Figura 4.13 – <i>Layout</i> (a) e placa de circuito impresso (b). Face <i>Botton</i>	34
Figura 4.14 – <i>Layout</i> (a) e placa de circuito impresso (b). Face <i>Top</i>	35
Figura 5.1 – Estrutura básica de um Conversor CC-CC <i>Buck</i>	36
Figura 5.2 – Primeira etapa de funcionamento do Conversor.....	37

Figura 5.3 – Segunda etapa de funcionamento do Conversor.....	37
Figura 5.4 – Circuito equivalente linear do Conversor	38
Figura 5.5 – Circuito equivalente dos Resistores de Carga	42
Figura 5.6 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário Simulado	44
Figura 5.7 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário Real	45
Figura 5.8 – Estrutura básica de um sistema de controle em malha fechada.....	46
Figura 5.9 – Estrutura de controle em malha fechada com filtro.....	46
Figura 5.10 – Controle em malha fechada considerando o filtro de medição.....	46
Figura 5.11 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário – Planta e Filtro	47
Figura 5.12 – Diagrama de resposta em frequência – Malha Aberta.....	49
Figura 5.13 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário – Malha Fechada	50
Figura 6.1 – Característica Tensão-Corrente de uma Carga Resistiva.....	52
Figura 6.2 – Característica Tensão-Corrente de uma Carga de Potência Constante... 52	
Figura 6.3 – Conversor alimentando uma CPC	54
Figura 6.4 – Resposta ao degrau do Conversor Primário Simulado	56
Figura 6.5 – Resposta ao degrau do Conversor Primário Real	57
Figura 6.6 – Resposta ao degrau do Conversor Primário – Planta e Filtro	58
Figura 6.7 – Reposicionamento dos Polos – Carga Resistiva.....	59
Figura 6.8 – Reposicionamento dos Polos – Carga de Potência Constante	60
Figura 6.9 – Diagrama de resposta em frequência – Malha Aberta.....	64
Figura 6.10 – Resposta ao degrau do Conversor Primário – Malha Fechada	65
Figura 7.1 – Máquina de Estados do Sistema Multiconversor	66
Figura 7.2 – Diagrama de Blocos Simplificado	67
Figura 7.3 – Estágio de Pré-Carga	68
Figura 7.4 – Degrau de Carga – 0,1 pu	69
Figura 7.5 – Degrau de Carga – 0,5 pu	70
Figura 7.6 – Degrau de 600 W – <i>Buck</i> Primário MA e <i>Buck</i> Secundário MF.....	72
Figura 7.7 – Degrau de 600 W para 1500 W – <i>Buck</i> Primário MA e <i>Buck</i> Secundário MF	73
Figura 7.8 – Transição de carga 2000 W até 4200 W	74
Figura 7.9 – Resposta ao Degrau com o Controlador de Tensão.....	75
Figura 7.10 – Degrau de 600 W – <i>Buck</i> Primário MF e <i>Buck</i> Secundário MF.....	76

Figura 7.11 – Degrau de 600 W para 1500 W– <i>Buck</i> Primário MF e <i>Buck</i> Secundário MF	77
Figura 7.12 – Teste de condição limite de operação dos conversores	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Dados do Conversor <i>Back-To-Back</i>	23
Tabela 4.1 – Dados de projeto do Filtro Analógico	28
Tabela 4.2 – Componentes eletrônicos do Filtro Analógico.....	30

RESUMO

Neste trabalho, é apresentado o projeto e desenvolvimento de um Sistema Multiconversor, baseado em uma Microrrede com barramento em corrente contínua e conversores estáticos CC-CC e CC-CA. Este sistema está localizado no Laboratório de Controle em Sistemas de Potência (LACSPOT) na Universidade Federal do Pará (UFPA).

O Sistema Multiconversor consiste de três conversores estáticos, sendo dois na topologia abaixador *Buck* e o terceiro um inversor trifásico. O primeiro conversor alimenta um barramento de corrente contínua com tensão controlada, o qual fornece tensão para um segundo conversor *Buck*.

No segundo conversor, é aplicada uma estratégia de controle de tensão de forma a manter a potência constante. O inversor também é alimentado através do barramento CC e pode ser conectado à rede elétrica de forma a permitir a realização de estudos com sistemas interligados e geração distribuída.

Para a validação dos conversores *Buck* estudados neste trabalho, foram desenvolvidos controladores digitais, através do método indireto de projeto de controladores digitais. Ambos os controladores foram desenvolvidos a partir da leitura das tensões na saída dos dois conversores, com o intuito de manter a tensão e a potência constantes nos conversores primário e secundário, respectivamente.

Além da dificuldade inerente de sistemas com incertezas no modelo matemático e não linearidades presentes em conversores estáticos, o conversor com controle de tensão alimenta o segundo conversor. Isto introduz características não lineares que podem, inclusive, provocar instabilidade na tensão do barramento. Por esse motivo, faz-se necessário desenvolver uma estratégia de controle com o intuito de se manter a tensão no barramento o mais próximo possível da tensão de referência.

Por fim, uma série de testes é realizada tanto em simulação computacional, quanto no sistema real, com o intuito de verificar a eficácia das técnicas de controle estudadas e aplicadas. Os resultados obtidos mostram o bom desempenho da estratégia de controle para o Sistema Multiconversor.

Palavras chave: Conversores CC-CC, Controle de Tensão, Controle Digital, Carga de Potência Constante

ABSTRACT

This paper presents the design and development of a Multiconverter System based on a Microgrid comprised of a DC bus and static power converters DC-DC and DC-AC. This system is located at the Power Systems Control Laboratory (LACSPOT) at Federal University of Pará (UFPA).

The Multiconverter System consists in three power converters, two in step-down Buck topology and the third a three-phase inverter. The first converter feeds a direct current voltage controlled bus that provides voltage to a second Buck converter.

On the second Buck converter is also applied a voltage control strategy in order to maintain a constant power supply. The three-phase inverter is also powered by a DC bus can be connected to the local power grid, allowing studies with grid-tied systems and distributed generation.

To test the buck converter studied in this work, were developed digital controllers, based on indirect digital control design method. Both controllers were developed using the output voltages as feedback signals in order to maintain the voltage and power as constant as possible, on the primary and secondary converters, respectively.

Besides inner difficult in systems with parametric uncertainties and nonlinearities shown in power converters, the power converter with voltage control also feeds the second power converter. That introduces non-linear characteristics that may cause bar voltage instability. For that reason, it is necessary to develop a control strategy with the goal of keeping the voltage near to the voltage bus reference.

To sum up, several tests were performed both in computer simulation, as in the real system in order to check the effectiveness of control techniques studied and applied. The obtained results shown that the Multiconverter System was able to provide a good performance under the designed control strategy.

Keywords: DC-DC Power Converters, Voltage Control, Digital Control, Constant Power Load.

1 – INTRODUÇÃO.

Segundo historiadores, a eletricidade tem seu primeiro registro entre os séculos VII a.C. e VI a.C., quando Tales de Mileto teria descoberto uma resina que, ao ser atritada, teria a capacidade de atrair outros materiais. Entretanto, a eletricidade como se conhece hoje só foi concebida em meados do século XIX, quando dois cientistas, o norte americano Tomas Edison e Nikola Tesla, nascido em território hoje pertencente à Croácia, deram início à produção e industrialização de equipamentos eletromecânicos.

Enquanto Edison defendia a geração e distribuição em corrente contínua (CC), pois possuía patentes como motores CC e lâmpadas, Tesla defendia que a eletricidade deveria ser gerada, transmitida e distribuída em corrente alternada (CA). Este período ficou conhecido como Guerra das Correntes (WAYNE & FINK, 1978). Tempos depois, a vertente defendida por Nikola Tesla fora adotada, pois ao se trabalhar com tensões CC, esbarrava-se no empecilho da transformação de potencial e transmissão de energia, visto que transformadores, por princípios físicos, são aplicáveis apenas em sistemas CA.

Até meados do século XX, os sistemas CA apresentavam-se praticamente onipresentes, tanto em aplicações industriais quanto residenciais. Nesta época, deu-se início a fabricação de componentes semicondutores de estado sólido, o que permitiu o advento da eletrônica de potência e a reformulação e evolução dos até então desvanecidos sistemas de corrente contínua. Atualmente, é bem comum encontrar cargas alimentadas em CC, ou até mesmo sistemas híbridos, o que abre precedentes à investigação do comportamento dinâmico destes sistemas.

1.1– Motivação.

Com o desenvolvimento e expansão de sistemas e redes em corrente contínua, é comum que haja um considerável aumento na complexidade de tais sistemas, visto haver uma demanda crescente da potência, assim como há um aumento na exigência de maior qualidade e confiabilidade da energia fornecida às cargas.

Pelo fato de estas redes de fornecimento de energia em CC alimentarem inúmeras cargas com características bem diferentes, é comum que a complexidade do sistema chegue a um ponto em que fenômenos elétricos não previstos possam ocorrer. Podendo-se citar desde pequenas oscilações na tensão do barramento ou até mesmo casos de instabilidade do sistema levando a perdas de equipamentos e diversos outros problemas.

Atualmente, é possível perceber que muitos veículos já são portadores de sistemas parcialmente ou totalmente alimentados por corrente contínua, sejam eles, terrestres, marítimos,

aéreos e também veículos espaciais (SEAN et al. 2012). No caso dos veículos aeroespaciais, é necessária uma atenção redobrada, pois uma falha severa nos sistemas de alimentação resultará certamente em acidentes catastróficos.

Como exemplo de dispositivos espaciais, pode-se citar a Estação Espacial Internacional cuja fonte principal de energia é proveniente dos painéis fotovoltaicos e é regulada em um barramento de tensão contínua através de conversores estáticos. Sendo esta energia utilizada nos equipamentos de navegação, comunicação e nos sistemas de suporte de vida da tripulação. Por esse motivo é que microrredes CC, especialmente nestes casos, devem apresentar altíssima confiabilidade (EMADI et al. 2003).

Há também outro conceito de redes CC, cuja citação é pertinente, são as redes baseadas em sistemas multiconversores. Nestas redes, existe uma ou mais fontes de energia alimentando um determinado conversor, que por sua vez alimenta o barramento de tensão. Em seguida, acoplado ao barramento, existem n-conversores responsáveis por alimentar cargas específicas, ou mesmo grupos de cargas cujos níveis de tensão são diferentes do potencial do barramento principal (TSAI-FU et al. 2012).

Esta topologia de rede pode ser observada em sondas espaciais alimentadas por um Gerador Termoelétrico de Radioisótopos. Neste caso, a radiação é convertida em calor que por sua vez aquece dispositivos termopares que geram tensões contínuas. Sendo assim, trata-se de um sistema variante no tempo, uma vez que há o decaimento radioativo do elemento químico e por isso há a necessidade que um conversor primário ajuste os níveis de tensão no barramento principal que alimentará conversores e cargas secundárias.

Quando os conversores e/ou cargas acopladas às redes CC apresentam um aparato de controle extremamente rápido, se comparado com o controle de tensão do barramento, estes dispositivos comportam-se como Cargas de Potência Constante (CPC) ou CPL (*Constant Power Loads*), do termo em inglês (AMIR e ALI, 2009).

Este tipo de carga tem-se apresentado muito prejudiciais às redes CC (AMIR et al. 2010), pois podem se comportar, em determinados pontos de operação, como uma resistência negativa, que, dependendo da potência demandada, pode levar à oscilações e instabilidade do sistema de controle de tensão do barramento.

Levando-se em conta o problema da instabilidade, diversos autores têm proposto alguns métodos na tentativa de desenvolver uma solução para a estabilização de tensão em barramentos CC alimentando CPC's, sendo alguns desses métodos discutidos e testados neste trabalho.

1.2 – Revisão bibliográfica.

Com a expansão do conceito de microrredes em corrente contínua, é natural o aumento nos problemas relacionados com a redução da margem de estabilidade dos conversores, ao ponto de se chegar a instabilidade do sistema. Por este motivo, diversos trabalhos têm sido realizados com o intuito de entender o problema da estabilidade, bem como chegar a uma solução viável tanto econômica quanto tecnicamente.

Alguns dos trabalhos listados a seguir mostram os estudos mais recentes realizados no que diz respeito à estabilidade de micro redes CC, também de sistemas com conversores alimentando cargas com característica de potência constante. Além destes, outros trabalhos foram de fundamental importância, pois foram fontes de ferramentas indispensáveis para o desenvolvimento desta dissertação.

Em **SEAN** et al. (2012), são apresentadas algumas das topologias de conversores de potência estáticos, entre elas pode-se citar os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Também podem ser vistas as principais aplicações destes conversores em diversos meios de transporte dependentes principalmente de propulsão elétrica em corrente contínua, sejam esses veículos terrestres, marítimos, aéreos ou mesmo espaciais.

Em **AMIR** et al. (2009), é feito um estudo a respeito do problema da instabilidade que cargas com características de potência constante causam quando são alimentadas por um outro conversor. De início, é feita uma breve comparação entre cargas de resistência constante e cargas de potência constante, seguida da explicação do efeito de resistência negativa introduzido pela carga cujo controle é muito rápido se comparado com o controle de tensão do barramento de corrente contínua. Além disso, são propostas algumas alternativas para amortecimento da tensão no barramento, em malha aberta, através da adição de resistores.

Em **TSAI-FU** et al. (2012), é mostrada a estrutura básica de uma microrrede de corrente contínua com tensão estabilizada. São mostrados os principais componentes constituintes, podendo-se citar as cargas alimentadas e a principal fonte de alimentação da rede, como sendo um inversor bidirecional. Apesar de o componente responsável pela alimentação e estabilização de tensão no barramento ser um inversor, utilizou-se esta estrutura como base para o desenvolvimento do trabalho, sem que haja a perda de generalidade, pois neste trabalho o barramento CC é alimentado por um conversor *Buck*.

Em **MINGFEI** e **DYLAN**. (2014), também se fala sobre microrredes em corrente contínua, porém com um enfoque maior sobre os conversores de potência, sobretudo os conversores *Buck*. Também é apresentado um estudo acerca do comportamento de dois

conversores Buck ligados em cascata, sendo esta estrutura semelhante à estrutura utilizada no desenvolvimento deste trabalho. Além do detalhamento sobre os conversores, é proposta uma técnica para estabilização de tensão no barramento através da adição de resistência virtual no sistema.

Em AMIR et al. (2010), por fim, são mostrados trabalhos realizados com o intuito de realizar estabilização do barramento CC através de métodos ativos com o sistema em malha fechada, pois além de promover a estabilização da tensão no barramento, não há perdas de energia, como acontecia nos casos de estabilização através de métodos passivos e em malha aberta, através da adição de resistores extras.

Com o desenvolvimento desta pesquisa também pode-se destacar os diversos trabalhos desenvolvidos, até o presente momento, e publicados tanto em congressos nacionais quanto internacionais:

[1] Costa Jr., F. J.; Costa, C. A.; Moraes, A. R. B. ; Barra Jr., W. ; Nunes, M. V. A.; Moreira, D. C. **Projeto e Implementação da Instrumentação para Medição do Ângulo de Carga de um Gerador Síncrono**. In: XXII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 2013, Brasília.

[2] Medeiros, R. L. P.; Nogueira, R. C. M.; Damasceno, E. M.; Ayres Jr., F. A. C.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; **Estimação Paramétrica e Modelagem Fenomenológica de um Sistema de Transporte de Minérios em Minas de Cobre**. Congresso Nacional de Matemática Aplicada à Indústria – CNMAI, 2014.

[3] Medeiros, R. L. P.; Nogueira, R. C. M.; Damasceno, E. M.; Ayres Jr., F. A. C.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; **Constituição de um Algoritmo de Detecção de Falhas Utilizando Intervalo Modal em um Sistema de Transporte de Minérios em Minas de Cobre**. Congresso Nacional de Matemática Aplicada à Indústria – CNMAI, 2014.

[4] Moraes, A. R. B.; Nascimento Filho, P. S.; Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Costa Jr., C. T. **Estratégia de Controle Digital aplicada na Regulação de Tensão de um Sistema de Geração de 10 kVA**. In: X Latin-American Congress on Electric Power Generation, Transmission and Distribution - CLAGTEE, 2013, Viña Del Mar.

[5] Moraes, A. R. B.; Nascimento Filho, P. S.; Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Costa Jr., C. T. **Projeto e Desenvolvimento de um Estabilizador Digital para Sistemas de Potência em um Sistema de Geração de 10 kVA**. In: X Latin-American

Congress on Electric Power Generation, Transmission and Distribution - CLAGTEE, 2013, Viña del Mar.

[6] Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Gomes, M. C. M. **Controle Robusto com Incerteza Paramétrica para um Estabilizador de Sistema de Potência Implementado em um Sistema de Geração de 10 kVA.** In: XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2013, Fortaleza.

1.3 – Organização do trabalho.

No Capítulo 2 são descritos os equipamentos que compõem o sistema de conversores estáticos abrigados no painel modular localizado no Laboratório de Controle em Sistemas de Potência (LACSPOT-UFFA).

No Capítulo 3, apresenta-se o desenvolvimento do sistema de automação e proteção dos conversores. São mostrados os diagramas de força de comando responsáveis pelo correto e seguro acionamento de todas as partes do sistema, incluindo os conversores estáticos.

Depois, no Capítulo 4, são mostrados os circuitos eletrônicos responsáveis pela aquisição e tratamento de sinais obtidos dos transdutores de tensão e corrente, acionamento dos *gate-drives* das chaves estáticas; e o microcontrolador, responsável pelo tratamento digital de todas as variáveis lidas e, por fim, a execução da lei de controle baseada na estrutura clássica de controle digital.

No Capítulo 5, faz-se o levantamento do modelo matemático do conversor *Buck* responsável por emular as características de uma carga de potência constante. Em seguida, é mostrada a identificação do sistema tomando-se como base o modelo matemático obtido através dos parâmetros do conversor. Por fim, mostra-se a estratégia de controle de potência por meio do controle de tensão.

No Capítulo 6, faz-se o levantamento matemático do conversor *Buck* responsável por alimentar o barramento de tensão, levando em conta a realização em espaço de estados formulada no Capítulo 5. Por fim, realizou-se o projeto do controlador de tensão através da técnica de alocação de polos, utilizando-se a estrutura clássica de controladores digitais.

Em seguida, no Capítulo 7, são mostrados os resultados experimentais dos controladores de tensão e de potência. Neste capítulo, além dos resultados individuais do controle de tensão e corrente, são mostradas curvas dos sinais, já com os conversores operando em conjunto, neste caso, o *Buck* controlado em tensão alimentando o *Buck* controlado em potência.

Por fim, no Capítulo 8 são apresentadas as conclusões do trabalho, além de se apresentar as propostas para melhoria do sistema e realização de trabalhos futuros com os conversores.

2 – DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONVERSORES.

2.1 – Introdução.

Neste capítulo é mostrado o sistema utilizado neste trabalho, que poderá se constituir numa valiosa estrutura para ser utilizada em diversos experimentos, tanto em nível de graduação quanto a nível de pós-graduação, assim como possibilitará a realização de testes experimentais emulando as características de diversos sistemas baseados em conversores de eletrônica de potência.

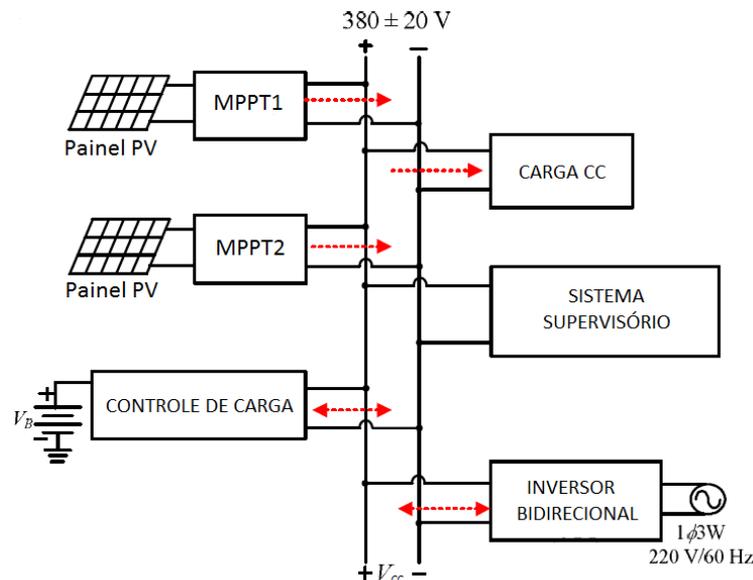
2.2 – Microrrede em Corrente Contínua.

Uma microrrede em corrente contínua (Microrrede CC ou *Micro Grid DC*, do termo em inglês) consiste de uma rede elétrica com abrangência local, cujo barramento de tensão principal fornece tensão contínua aos componentes da rede. Dos componentes conectados à rede pode-se destacar sistemas de geração distribuída, como sistemas fotovoltaicos e eólicos; conversores estáticos, responsáveis pela carga e descarga de baterias; e cargas CC alimentadas diretamente do barramento de tensão ou através de conversores CC-CC.

Tem-se também, acoplado às Microrredes CC, inversores de frequência bidirecionais que podem ser utilizados para a alimentação do barramento, regulação de tensão e injeção de potência na rede elétrica, caso haja uma fonte primária de energia acoplada ao barramento CC (WU, T. F. et al. 2012).

Na Figura 2.1 tem-se um exemplo de uma Microrrede CC.

Figura 2.1 – Exemplo de uma Microrrede CC genérica.
Fonte: Adaptado de WU, T. F. et al (2012).



No sistema mostrado na Figura 2.1, existem dois conjuntos de geradores fotovoltaicos responsáveis pela geração da energia, uma carga CC genérica, o sistema de monitoramento do barramento, um conversor CC-CC bidirecional que armazena ou drena energia de um banco de baterias, dependendo do ponto de operação da rede e, por fim, um inversor bidirecional que conecta a Microrrede CC à rede elétrica CA, sendo esta estrutura de rede utilizada como referência para o desenvolvimento do sistema a ser apresentado neste trabalho.

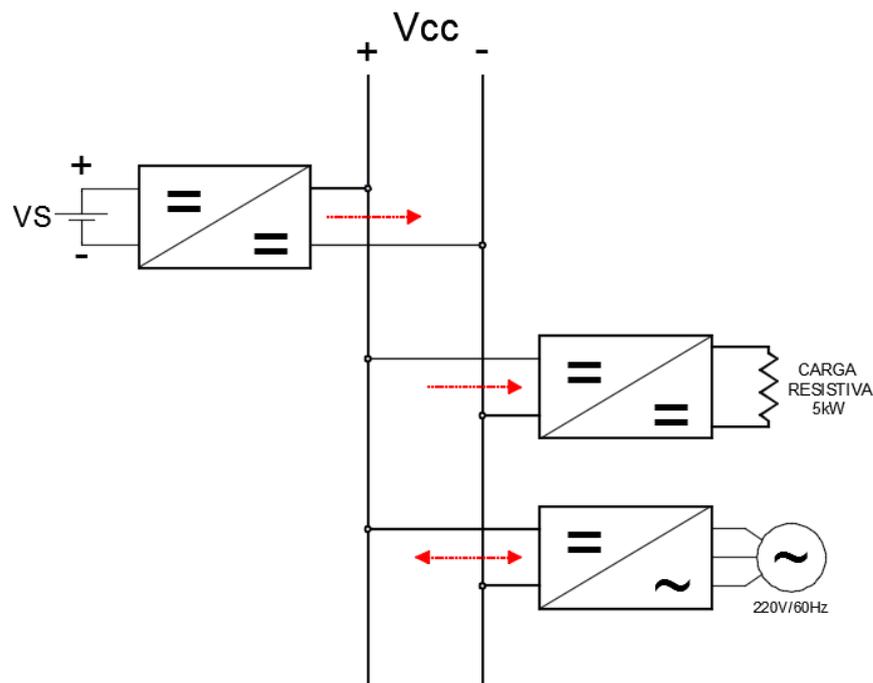
Além do conceito de Microrredes CC, existem outros arranjos no que diz respeito a sistemas baseados em conversores estáticos. Trata-se dos sistemas baseados em conversores multinível em cascata, estrutura semelhante à aqui implementada.

2.3 – Conversores Multinível.

Quando se trata de um Sistema Conversor Multinível, ou Sistema Multiconversor, considera-se que é um sistema composto por vários conversores baseados em eletrônica de potência, ligados em cascata e/ou paralelo, sendo comumente encontrados na forma de conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, Inversores de Frequência e derivações. Neste trabalho, tem-se um sistema Conversor Multinível formado por três conversores, sendo eles, dois abaixadores, ou *Step-Down*, na topologia *Buck*, e um inversor de frequência.

Na Figura 2.2, pode ser visto o esquema que exemplifica a forma como os conversores estão organizados para realização dos testes.

Figura 2.2 – Esquema de organização do Conversor Multinível.



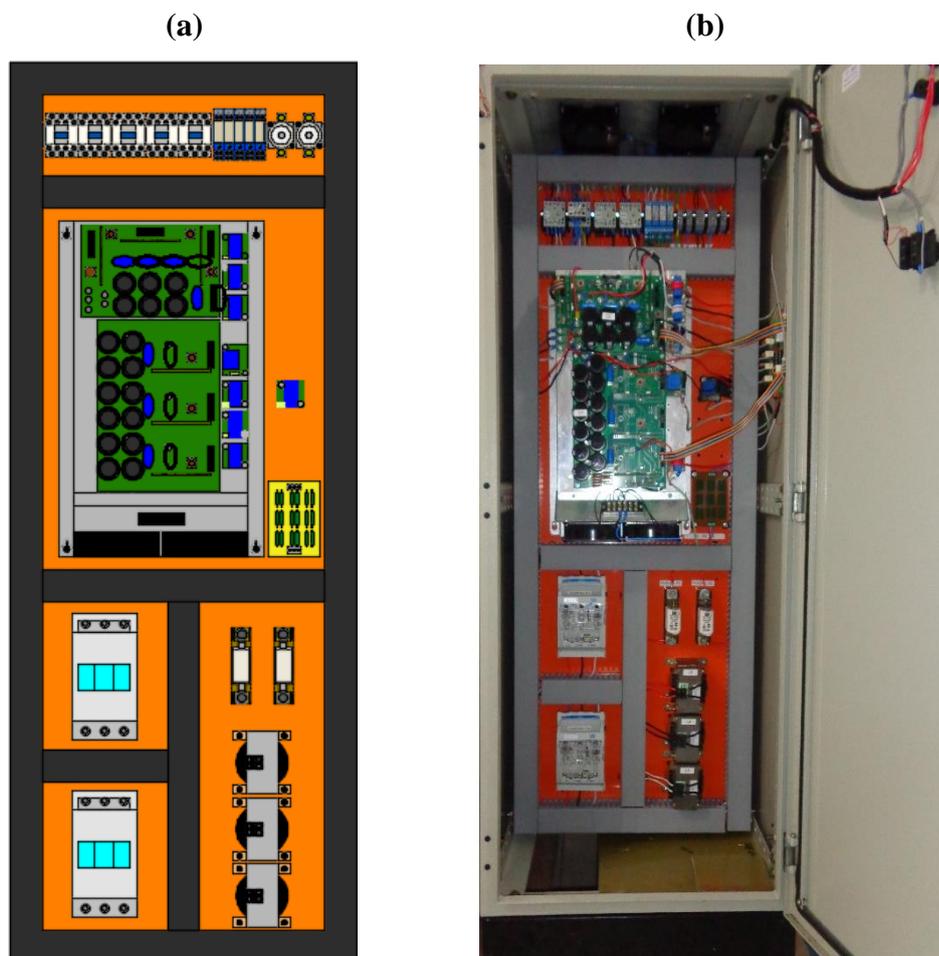
O painel com o sistema Multiconversor está localizado no Laboratório de Controle em Sistemas de Potência – LACSPOT, da Faculdade de Engenharia Elétrica FEE-UFPa. Além de apresentar grande funcionalidade no que diz respeito à pesquisa, também pode ser considerado como um grande aliado no ensino nas áreas de Sistemas de Energia, Controle, Automação, Eletrônica, Eletrônica de Potência e Sistemas Embarcados.

2.4 – Painel Modular dos Conversores.

2.4.1 – Vista Frontal.

Tanto o projeto do painel modular (a) quanto sua imagem real (b), depois de montado, podem ser vistos na Figura 2.3, onde estão abrigadas todas as partes constituintes do Sistema Multiconversor, com exceção do transformador trifásico de 5 kVA.

Figura 2.3 – Projeto do painel modular (a) e Conversor Multinível montado (b).



Na Figura 2.3 podem ser vistas algumas partes constituintes do sistema, de acordo como descrito a seguir.

Na parte superior do painel encontra-se uma barra de trilho DIN, onde são localizadas as chaves contadoras, os relés que as acionam, além de fusíveis para proteção dos comandos elétricos e fontes de alimentação, e bornes para a realização das conexões.

Na seção central do painel está um grande dissipador de calor de alumínio, onde estão montados os conversores e parte dos sistemas eletrônicos de alimentação e acionamento das chaves estáticas constituintes dos conversores. Ainda nesta área, encontram-se os transdutores responsáveis pela aquisição dos sinais de tensão e corrente, além de uma placa com os resistores do circuito de pré-carga.

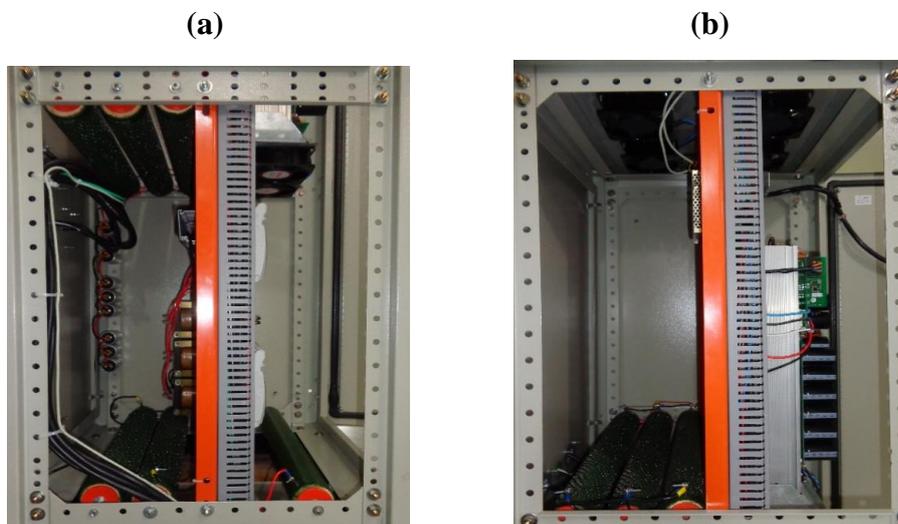
No canto inferior esquerdo, podem ser vistas as chaves fusível que protegem o transformador de entrada (chave superior) e o ponto de conexão do inversor à rede elétrica (chave inferior). Estas chaves, além de porta-fusível, podem ser seccionadas de forma rápida, no caso de emergência, ou quando há necessidade de realização de manutenção.

Por fim, no canto inferior direito, encontram-se os indutores de conexão do inversor à rede, bem como os fusíveis de proteção do link CC (fusível superior) e Buck secundário (fusível inferior).

2.4.2 – Vista Lateral.

Além dos componentes montados na parte frontal do painel, ilustrados na Figura 2.3, existem diversos outros subsistemas instalados nas partes laterais do painel e por trás da chapa de montagem. Levando em conta critérios técnicos, tanto de ordem eletromagnética quanto térmica, algumas partes dos conversores foram destinadas e instaladas na parte traseira da chapa de montagem, em cor laranja, Figura 2.4.

Figura 2.4 – Vista lateral superior (a) e vista lateral inferior (b) do Painel Modular.



Devido ao fato de os conversores trabalharem com chaveamento em frequências relativamente altas, na casa das dezenas de quilohertz, a emissão de ruídos eletromagnéticos é evidente e muito intensa, prejudicando os sistemas de aquisição de dados e até mesmo causando mau funcionamento do microcontrolador, de acordo como foi constatado em testes experimentais com o sistema, ainda na fase de projeto e construção.

Com isso, todos os elementos passivos dos conversores *Buck*, entre eles, resistores de potência, indutores e capacitores, foram destinados para a parte traseira da chapa de montagem. Dessa forma, no momento em que todas as tampas laterais do painel são fixadas nos devidos lugares, forma-se um cubículo metálico que atenua consideravelmente o ruído captado por parte do sistema de aquisição de sinais.

Além da questão de emissão de ruídos eletromagnéticos, há a necessidade do gerenciamento térmico dos componentes passivos dos conversores, sobretudo os resistores de potência. Os conversores *Buck* foram projetados para acionar um banco de resistores, cuja capacidade nominal total de dissipação de potência térmica é de 5 kW, sendo 1 kW em cada um dos resistores vistos na parte traseira do painel da Figura 2.4.

Pode-se perceber que há um sexto resistor, separado dos demais, o resistor do *Buck* Primário, sendo que a potência consumida é baixa, não havendo então a necessidade de cuidados especiais de posicionamento e ventilação.

Para que os resistores consigam dissipar tal potência de forma segura e confiável, prevenindo queima dos mesmos e variação considerável nos valores nominais de resistência devido à temperatura, foram instaladas quatro ventoinhas na tampa superior do painel modular. Com isso, o cubículo metálico funciona como um conduto forçado e ajuda o sistema de ventilação forçada no resfriamento dos componentes.

Na Figura 2.5 pode-se ver mais detalhadamente o posicionamento das ventoinhas na tampa superior do painel.

Figura 2.5 – Tampa superior do Painel. Montagem das Ventoinhas.



2.4.3 – Vista Traseira.

Outra parte do painel modular a ser mencionada trata-se da tampa traseira, local onde são realizadas as conexões para alimentação dos circuitos de alta potência, circuitos de comando, onde também é feita a equipotencialização da carcaça do painel à malha de aterramento, e por fim, o cabo de comunicação serial responsável por fazer a comunicação entre computador e microcontrolador.

Na Figura 2.6 tem-se a tampa traseira do painel modular onde são feitas as referidas conexões.

Figura 2.6 – Tampa traseira do Painel. Conexões.



Pode-se perceber através da Figura 2.6 que existem duas tomadas de padrão industrial situadas na parte traseira do painel. Essas tomadas são os dois pontos de interface com a rede elétrica e, portanto, recebem um tratamento especial quanto à conexão.

A tomada à esquerda é a entrada da tensão de 220 V, trifásica, que alimentará o transformador de potencial responsável por alimentar o banco de capacitores primários. Já a segunda tomada, à direita, é o ponto de conexão do inversor de frequência à rede elétrica, através dos indutores.

Percebe-se, com uma breve inspeção, que entre as duas tomadas industriais existem duas barras de trilho DIN. Uma na parte superior, onde é feita a alimentação dos circuitos eletrônicos, dos comandos e a equipotencialização do painel, e a barra inferior, onde é feita a ligação do painel com o transformador de potencial, situado externamente, devido suas dimensões e peso. Foi necessário ligar o transformador a partir do painel, e não diretamente à rede, pois são necessários alguns cuidados extras.

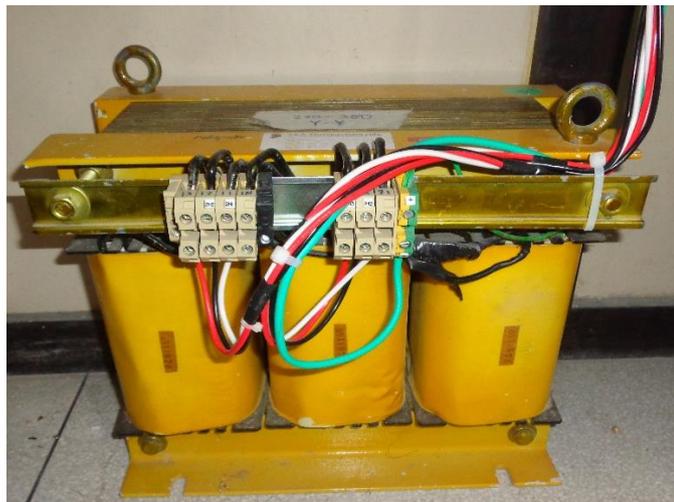
2.5 – Transformador de Potencial de 5 kVA.

Um dos elementos limitantes do projeto, trata-se do transformador de entrada que alimenta os circuitos de potência do sistema. Através deste, são definidos os níveis máximos de potência e tensão com os quais os conversores poderão trabalhar. Neste trabalho foi utilizado um transformador, cujas especificações originais são, potência máxima de 5 kVA e tensão 220 V - 220 V na configuração Delta-Estrela.

O esquema de ligação do transformador foi então alterado para Estrela-Estrela, com neutros isolados, permitindo-se assim obter uma relação de transformação de tensão de 220 V para 380 V. Essa nova configuração é necessária para que se possa gerar tensões suficientes para o correto funcionamento do inversor, além de permitir que os circuitos de potência estejam isolados galvanicamente da rede elétrica.

Na Figura 2.7 é mostrado o transformador de potência já com as alterações nos enrolamentos e equipotencialização da estrutura metálica à terra.

Figura 2.7 – Transformador trifásico de 5 kVA.



2.6 – Interface Homem Máquina - IHM.

Tendo todos os subsistemas totalmente funcionais e o sistema como um todo operante, há a necessidade de interação mais simplificada possível entre o operador e a máquina. Esse papel é desempenhado pela Interface Homem Máquina - IHM (*Human Machine Interface - HMI*, do termo em inglês).

Neste caso, a IHM é constituída por um computador, no qual foi desenvolvida uma interface gráfica em ambiente *LabView*, da *National Instruments*, responsável por processar e enviar comando ao microcontrolador através do canal serial RS-232.

A Interface Homem Máquina desenvolvida e utilizada neste trabalho pode ser visualizada na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Interface Homem Máquina.



Na parte superior da IHM existem alguns mostradores em barras e indicadores de ponteiros, nos quais são mostrados os valores instantâneos das tensões, correntes e potências envolvidas nos conversores. Já mais ao centro da interface, existe um gráfico onde podem ser visualizadas todas as variáveis do sistema em tempo real. Por fim, nas barras à direita, existem botões e mostradores através dos quais podem ser inseridos valores numéricos para a realização de testes e acompanhamento do sistema, respectivamente.

2.7 – Conclusão.

Neste capítulo, apresenta-se brevemente a configuração de redes de conversores e fez-se uma breve explanação nos aspectos construtivos do sistema. Tratou-se principalmente de aspectos físicos, da construção e constituição do painel modular, tendo-se como foco principal os componentes de maior potência, obtendo-se como resultado o painel montado e mostrado nas figuras. Além de apresentar o mecanismo de acionamento do conjunto, através de uma IHM desenvolvida para essa finalidade.

3 – PROJETO E DESENVOLVIMENTO DOS SUBSISTEMAS DE AUTOMAÇÃO E PROTEÇÃO.

3.1 – Introdução.

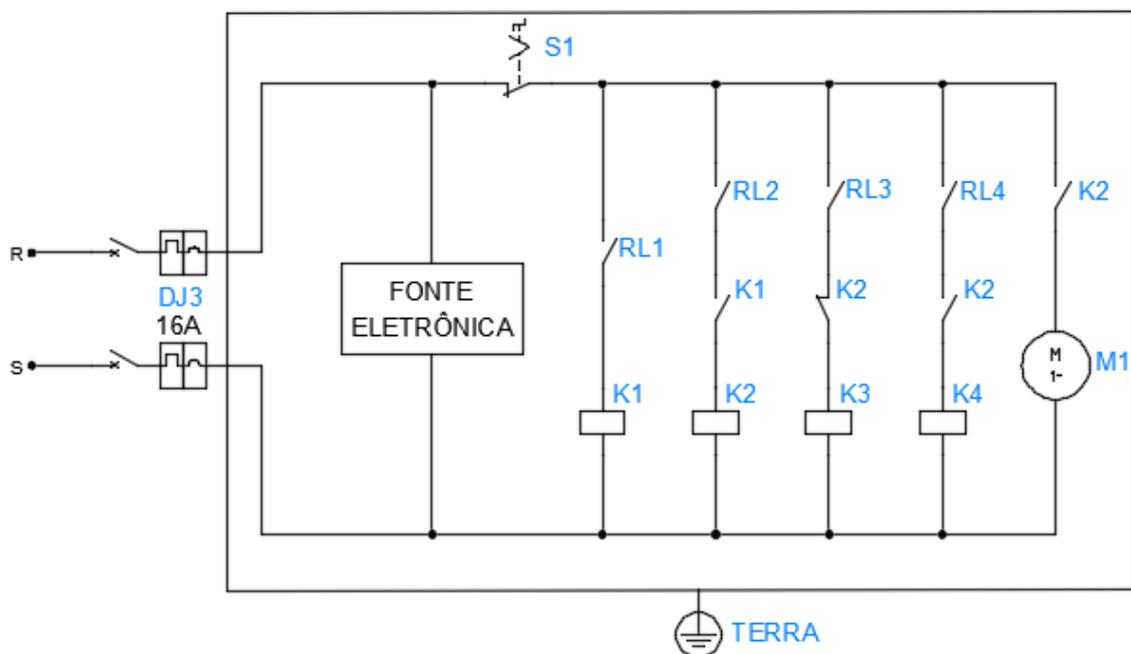
Neste capítulo são mostrados os sistemas de automação e partes físicas responsáveis pelo funcionamento correto e seguro do Sistema Multiconversor, mesmo nos casos mais críticos de operação dos conversores.

Os sistemas de automação são projetados de forma a acionar os subsistemas dos conversores de uma forma sequencial bem definida, pois caso contrário, o bom funcionamento do sistema será gravemente comprometido, podendo levar à queima de componentes e atuação dos sistemas de proteção.

3.2 – Diagrama do Circuito de Comando.

Na Figura 3.1 é apresentado o subsistema de comando utilizado para realização do acionamento e proteção de alguns elementos do sistema. Neste esquema, percebe-se que existe um retângulo envolvendo os circuitos de comando. Trata-se da representação do painel modular onde estão abrigados tais circuitos.

Figura 3.1 – Diagrama de comando do Sistema.



O circuito de comando da Figura 3.1 é protegido pelo disjuntor DJ3, localizado no Quadro de Baixa Tensão (QBT), que alimenta alguns dos sistemas do laboratório. Este disjuntor também protege a fonte de tensão que alimenta os dispositivos eletrônicos. Em seguida, há uma

chave de proteção emergencial, normalmente fechada (NF), responsável por desligar os circuitos de comando em caso de emergência.

Em seguida, há os dispositivos de acionamento propriamente ditos, onde os elementos designados pelas letras RL são os relés acionados através dos circuitos eletrônicos. Já os contatos e bobinas representados pela letra K são as chaves contadoras acionadas através dos contatos dos relés. Neste esquema, o círculo envolvendo a letra M representa o conjunto de ventoinhas ou *coolers* responsáveis pela ventilação forçada dos elementos que sofrem aquecimento intensivo.

Com uma breve análise no diagrama do circuito de comando é possível ter uma ideia da sequência em que os relés e chaves contadoras são acionados. A chave contadora K1 é acionada diretamente através do relé RL1, sem que haja intertravamento. K1 é responsável por alimentar o transformador T1, através dos resistores de pré-carga, representados por R1, R2 e R3, na Figura 3.2.

Quando a energização do transformador e carregamento do banco de capacitores do Elo CC Primário, representado por C1, é finalizado, encerra-se o estágio de pré-carga. Neste momento o relé RL2 fecha a contadora K2 que realiza o *by-pass* nos resistores de pré-carga. Pode-se perceber que devido ao intertravamento, K2 nunca fecha sem que K1 esteja fechada. Pelo fato de o aquecimento de alguns componentes iniciar neste momento, as ventoinhas também são ligadas através de K2.

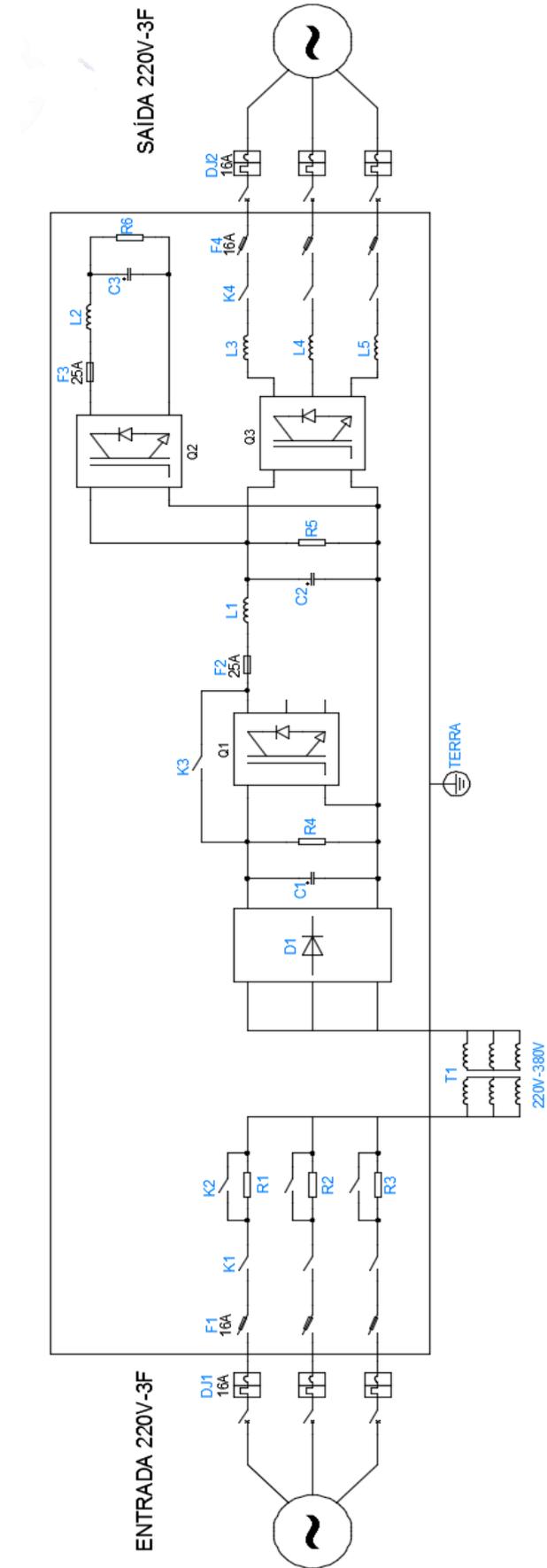
A contadora K3, só funciona quando o sistema está em estágio de pré-carga. Isso permite que, se for desejável, seja feito o carregamento do Elo CC Secundário, C2, juntamente com o Elo Primário. Finalizado o estágio de pré-carga, K3 é bloqueada através do intertravamento com K2.

Já a chave contadora K4 permite que seja feita a conexão do inversor à rede elétrica local. Percebe-se que K4 também é dependente de K2. Isto porque há risco de sérios danos ao sistema, caso o inversor seja conectado à rede enquanto o Elo primário está descarregado.

3.3 – Diagrama do Circuito de Força.

O circuito de força, acionado pelo circuito de comando, pode ser visualizado na Figura 3.2. Neste diagrama também são mostrados os dispositivos de proteção do sistema de potência, bem como os conversores estáticos propriamente ditos e seus elementos constituintes.

Figura 3.2 – Diagrama do Circuito de Força do Sistema.



3.3.1 – Elo CC Primário.

No diagrama do circuito de força da Figura 3.2, o conjunto DJ1 e F1 são os dispositivos empregados para a proteção da entrada de tensão que alimentará os conversores. Alimentam primeiramente o transformador T1, que isola e eleva o potencial da rede de 220 V para 380 V, seguidos do retificador trifásico não controlado em ponte completa, o banco de capacitores C1 e resistor R4. Esse conjunto forma o Elo CC Primário (Elo1), cujo nível de tensão depende basicamente da tensão na saída do transformador T1, de acordo com a Equação 3.1.

$$Velo_1 = V_{TF} \cdot \sqrt{2} = 380 \cdot \sqrt{2} = 537,4 V \quad (3.1)$$

3.3.2 – Circuito de Pré-Carga.

Uma parte do sistema, vital no que diz respeito à proteção de alguns componentes, trata-se do circuito de pré-carga. Este circuito é fundamental na inicialização do sistema, no momento em que o transformador T1 é energizado e o Elo CC Primário é carregado.

Este circuito é formado por um grupo de resistores ligados em série com o conjunto T1/Elo1, e ligado em paralelo com a chave contatora K2 que é energizada e realiza o *by-pass* nos resistores, momento em que o estágio de pré-carga termina.

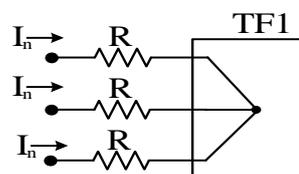
Neste sistema, o circuito de pré-carga apresenta duas finalidades. Como os resistores estão ligados diretamente ao transformador, estes têm a finalidade de reduzir as correntes de energização que ocorrem no momento em que um transformador é ligado, em seguida, ocorre um carregamento suave dos capacitores do Elo1.

Para a determinação do valor dos resistores de pré-carga utilizou-se um critério bem simples. Primeiramente determina-se a corrente nominal que circula pelos enrolamentos do transformador, de acordo com a Equação 3.2.

$$I_n = \frac{S}{V_{TF} \cdot \sqrt{3}} = \frac{5000}{220 \cdot \sqrt{3}} = 13,12 A \quad (3.2)$$

Em seguida, considera-se que o transformador no momento inicial da energização representa um curto circuito trifásico, e neste momento, os resistores limitam a corrente do circuito à corrente nominal, como visto na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito equivalente utilizado na determinação dos resistores de Pré-Carga.

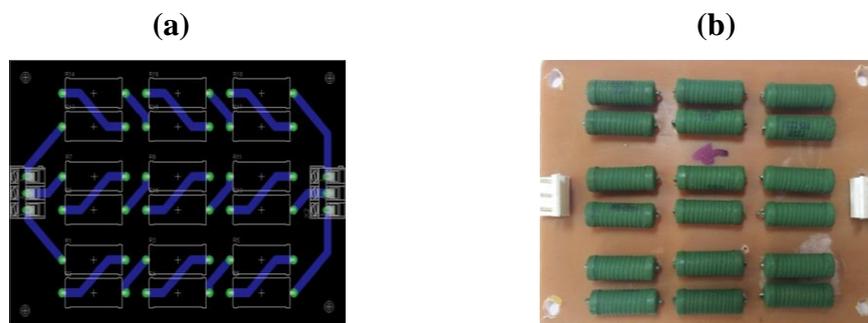


Baseado nas considerações feitas a respeito dos valores nominais de corrente no transformador, o cálculo do valor da resistência dos resistores de pré-carga pode ser realizado a partir da Equação 3.3.

$$R_{1,2,3} = \frac{V_{TF}}{I_n} = \frac{220}{13,12 \cdot \sqrt{2}} = 11,86 \Omega \quad (3.3)$$

Na Figura 3.4 são mostrados o *layout* e a placa de circuito impresso com os resistores de pré-carga. O valor de resistência é obtido através da associação de seis resistores em série com valor nominal de resistência de 2,2 Ω por 5 W, totalizando uma resistência total de 13,2 Ω , um valor bem próximo da resistência calculada na Equação 3.3.

Figura 3.4 – (a) *Layout* e (b) Placa de Circuito Impresso de Pré-Carga.



Quando o valor da tensão no Elo1 atinge em 500 V, o microcontrolador envia um comando de forma que seja feito o *by-pass* nos resistores de pré-carga. Neste ponto é finalizada a etapa de pré-carga e os conversores podem iniciar a sua operação normalmente.

Caso haja alguma falha na rede, ou o sistema de proteção esteja queimado, a tensão no Elo1 nunca ultrapassará os 500 V, e, portanto, o sistema permanecerá neste estágio, até que a rede e os dispositivos de proteção sejam reestabelecidos.

3.3.3 – Conversor Buck Primário.

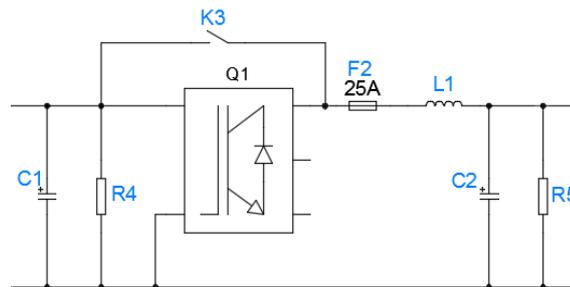
Seguido do Elo CC Primário, existe um conversor CC-CC abaixador na topologia *Buck*, o Conversor Primário, ou *Buck* Primário. Trata-se de uma das partes mais importantes do trabalho, no que diz respeito à contribuição na pesquisa, pois é o subsistema onde serão desenvolvidos boa parte dos testes com os controles de tensão.

O *Buck* Primário é o conversor responsável por drenar energia do Elo1, cujo nível de tensão depende basicamente da variação das tensões na saída do transformador, e, portanto, não há controle algum; entregando energia ao Elo2, que por sua vez pode ter a tensão controlada através do ajuste do ciclo ativo que aciona as chaves estáticas.

Também se considera este primeiro conversor como uma das partes mais importantes, pois, o Elo2 alimentado por ele servirá de fonte de energia para o inversor trifásico e o Conversor Secundário, ou *Buck* Secundário, o qual atuará como carga resistiva, podendo apresentar características de carga de potência constante, dependendo da estratégia de controle empregada.

Na Figura 3.5, pode-se ver com o conjunto de elementos que formam o *Buck* Primário (ao centro do esquema da Figura 3.2).

Figura 3.5 – Componentes do *Buck* Primário.



Na Figura 3.5, o conjunto C1 e R4 são os componentes básicos que formam o Elo1, enquanto que L1, C2 e R5 são os componentes passivos do Conversor Primário, protegidos pelo fusível F2. Quando se observa apenas os componentes C2 e R5, tem-se então o Elo CC Secundário, ou Elo2.

Q1 é a estrutura de chaves estáticas, utilizadas geralmente como inversor trifásico em ponte completa, porém foi utilizado apenas um dos IGBT's de um dos braços do inversor como chave do conversor CC-CC Primário.

Nesta etapa do trabalho são feitas apenas considerações qualitativas dos subsistemas, conversores e componentes passivos. No decorrer do trabalho, contudo, são atribuídos valores numéricos aos componentes, no momento em que se fizer necessário o desenvolvimento da modelagem matemática dos conversores, a fim de se encontrar a função de transferência utilizada na representação de cada um.

3.3.4 – Conversor *Buck* Secundário.

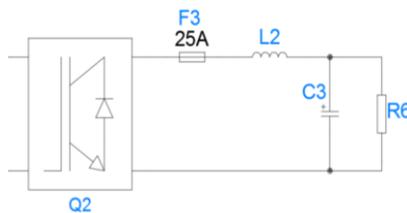
O *Buck* Secundário encontra-se diretamente ligado ao Elo2 do sistema, de forma a atuar como carga cujas características podem ser controladas de acordo com a necessidade e características dos testes a serem realizados. Podendo atuar de forma semelhante à uma carga resistiva, quando não há sistema de controle atuante, ou mesmo funcionar como uma carga com características de potência constante.

Apresenta uma estrutura que se assemelha ao *Buck* Primário, apenas alguns componentes diferenciam os dois conversores. No *Buck* Secundário a chave estática Q2 também já está presente no conjunto que forma o conversor *Back-To-Back*, entretanto, na pastilha semicondutora existe apenas um IGBT. Esta chave geralmente é utilizada para promover a descarga do banco de capacitores do Elo2 em casos emergenciais, porém foi adaptada para operar como um conversor *Buck*.

Outra diferença com relação ao Conversor Primário é que os resistores empregados no Conversor Secundário são capazes de dissipar altas potências. Mais precisamente, este banco de resistores, R6, é capaz de operar com potências de até 5 kW sem sofrer grandes variações nos valores nominais de resistência.

Na Figura 3.6 é mostrado o esquemático do *Buck* Secundário (lado direito, parte superior da Figura 3.2).

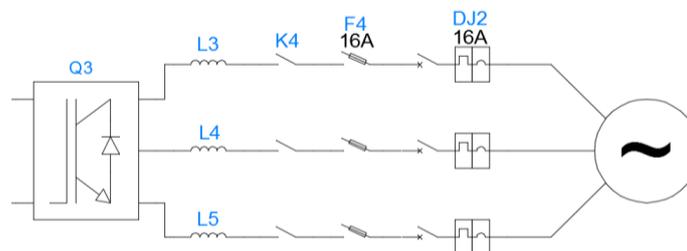
Figura 3.6 – Componentes do *Buck* Secundário.



3.3.5 – Inversor Trifásico.

Outra estrutura acoplada diretamente ao Elo2 trata-se de um inversor trifásico em ponte completa. Este inversor tem capacidade de drenar energia do banco de capacitores e injeta-la na rede elétrica através de um filtro indutivo, como pode ser visto na Figura 3.7 (à direita no esquemático da Figura 3.2).

Figura 3.7 – Inversor trifásico com filtro indutivo.



Na Figura 3.7 pode-se ver além do inversor e dos indutores, a chave fusível F4, o disjuntor DJ2, localizado no QBT do laboratório e a chave contatora K4. A contatora apresenta uma importância fundamental, pois só pode ser habilitada em condições bem específicas, como será discutido a seguir.

Primeiramente deve-se ter certeza que a tensão no Elo2 está acima dos 320 V, pois caso contrário, a ponte de IGBT's do inversor operará como uma ponte retificadora trifásica não controlada. Neste caso, a tensão da rede entraria pelo inversor e provocaria o carregamento abrupto do Elo2, podendo provocar a atuação dos sistemas de proteção, ou mesmo levar à danificação do banco de capacitores e da ponte do inversor.

Por fim, caso deseje-se trabalhar com o inversor conectado à rede, após certificar-se que a tensão no Elo 2 está acima do valor mínimo de tensão, primeiro deve ser feito o acionamento da contatora K4 e em seguida, habilita-se o controle de potência injetada na rede. Isto deve ser feito, pois como a chave contatora é um dispositivo eletromecânico, há um tempo relativamente alto até que os contatos estejam completamente fechados, para então iniciar o acionamento do inversor.

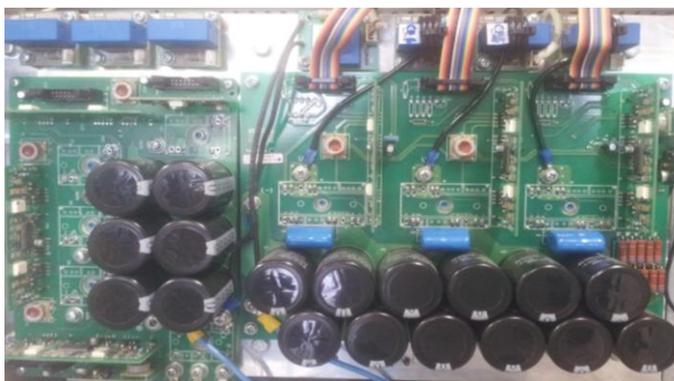
Caso contrário, se o inversor for acionado antes do completo fechamento da chave contatora, certamente o sistema de controle de potência instabilizará, pois, a leitura de corrente será nula, visto não haver conexão à rede.

Neste trabalho, o inversor, bem como os seus sistemas de proteção e filtragem estão implementados. Porém, não há circuitos eletrônicos de acionamento, pois não são foco desta pesquisa, ficando, porém, como proposta para a realização de trabalhos futuros.

3.3.6 – Conversor *Back-To-Back*.

Na Figura 3.8 é mostrado o conversor *Back-To-Back*, utilizado no trabalho. Optou-se por este conversor, pois apresenta todas as estruturas necessárias para o desenvolvimento da pesquisa, entre elas, os dois inversores (um deles utilizado no *Buck* Primário, à direita na foto), a ponte retificadora não controlada, o IGBT utilizado no *Buck* Secundário, os dois bancos de capacitores utilizados como Elo1 e Elo2, além dos circuitos de comando e transdutores de efeito *Hall*.

Figura 3.8 – Conversor *Back-To-Back*.



As principais características elétricas do conversor *Back-To-Back* (B2B) são apresentadas na Tabela 3.1. As tensões e correntes apresentadas estão em valores eficazes, enquanto que a potência representa a potência máxima com a qual cada inversor pode operar. A folha de dados completa do conversor B2B utilizado pode ser vista no Anexo A.

Tabela 3.1 – Dados do conversor Back-To-Back.

Componente	Tensão Máxima (V)	Corrente Máxima (A)	Capacitância do Banco (μF)	Potência (VA)
Inversor 1 (à direita)	380	20	2040	10.000
Inversor 2 (à esquerda)	380	20	1020	10.000
Retificador não Controlador	380	49	-	-

3.4 – Conclusão.

Neste capítulo foi apresentado primeiramente o circuito básico de acionamento do circuito de força, mostrando a sequência correta de acionamento das chaves contadoras, de forma a promover uma operação segura do conversor. Em seguida foi apresentado o circuito de força, detalhado em sequência cada uma das etapas constituintes do circuito, e por fim, mostrou-se o conversor *Back-To-Back* utilizado como estrutura base do projeto.

Foi desenvolvida além da proteção por meio dos dispositivos como disjuntores e fusíveis, um sistema de proteção através do intertravamento entre os elementos atuadores do circuito de comando, de forma a garantir uma operação mais segura e confiável dos conversores e do sistema como um todo.

4 – PROJETO E DESENVOLVIMENTO DOS SUBSISTEMAS ELETRÔNICOS DE MEDIÇÃO, ACIONAMENTO E CONTROLE.

4.1 – Introdução.

Neste capítulo são mostrados os subsistemas de instrumentação eletrônica. Partes físicas responsáveis pela medição e tratamento dos sinais de tensão e corrente, e acionamento dos conversores. Também é responsável por realizar o acionamento dos relés, que por sua vez acionarão as chaves contadoras, e, por fim, execução das leis de controle que são aplicadas aos conversores através dos circuitos de *gate-drive*.

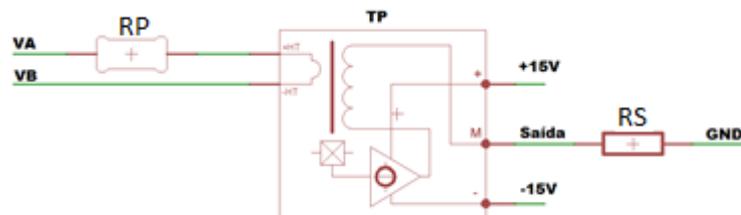
4.2 – Dispositivos Eletrônicos de Medição.

4.2.1 – Transdutor de Potencial.

As placas de aquisição dos sinais de tensão, localizadas no conversor B2B, são compostas basicamente por transdutores de potencial (TDP) (LEM LV-25P). Os TP's têm como função ler as tensões nos Elo1 e Elo2, a diferença de potencial ao qual os resistores do *Buck* Secundário estão submetidos e as tensões da rede elétrica local, no ponto de conexão com o inversor de forma a promover o sincronismo.

Como o TDP é baseado no efeito hall, é necessária uma corrente para sensibilizá-lo, sendo assim, é inserido um resistor entre o sensor e o ponto a ser monitorado, de forma a produzir a corrente que será lida, Figura 4.1. Um segundo resistor também é inserido no secundário do TDP, de forma a permitir a leitura da corrente pelos circuitos eletrônicos.

Figura 4.1 – Forma de Ligação do Transdutor de potencial LEM LV25-P.



Neste circuito, o valor da tensão na saída, em relação à entrada, pode ser calculado a partir da Equação 4.1. Sendo V_{SVAB} e V_{AB} valores eficazes das tensões de saída e de entrada, respectivamente.

$$V_{SVAB} = 2,5 \cdot V_{AB} \cdot \frac{R_s}{R_p} \quad (4.1)$$

Uma característica interessante deste transdutor é que o acoplamento entre a rede e o circuito eletrônico e medição é feito apenas por campo magnético, em outras palavras, os circuitos ficam isolados galvanicamente dos elementos monitorados. Na Figura 4.2 pode-se ver o aspecto físico do transdutor LEM LV25-P.

Figura 4.2 - Transdutor de potencial LEM LV25-P.



4.2.2 – Transdutor de Corrente.

Os transdutores de corrente (TDC) (LEM LA55-P/SP1) utilizados, Figura 4.3, também são baseados no efeito hall, portanto apresentam o mesmo princípio de funcionamento e o mesmo circuito eletrônico para tratamento de sinais utilizados no TDP.

Figura 4.3 - Transdutor de corrente LEM LA55-P/SP1.



A diferença reside no fato de a corrente ser lida de forma direta, visto que o condutor cuja corrente é lida passa através da janela do transdutor da Figura 4.3. Estes transdutores já vêm acompanhados do conversor B2B, como pode ser visto na parte superior da Figura 3.8.

Já para o transdutor de corrente, a relação entre corrente do condutor inserido na janela e a tensão de saída é dada pela Equação 4.2, onde I_A , R e V_{SIA} são a corrente do condutor inserido na janela, a resistência do resistor de leitura e a tensão de saída, respectivamente.

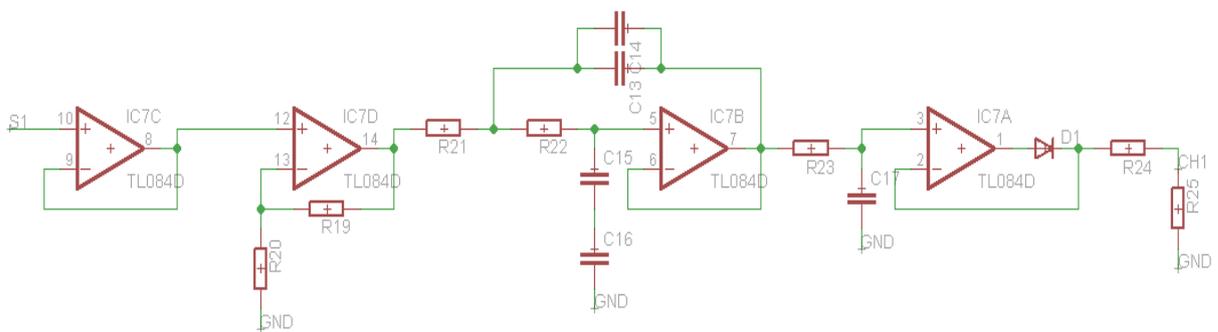
$$V_{SIA} = \frac{I_A \cdot R}{2000} V \quad (4.2)$$

4.3 – Circuitos Eletrônicos e Placa de Circuito Impresso.

4.3.1 – Circuito de Condicionamento de Sinais.

O sinal resultante na saída dos transdutores de corrente e de tensão, são sinais que se apresentam mais fiéis aos valores reais medidos, inclusive os ruídos presentes nestes. Uma forma relativamente simples de se minimizar os efeitos dos ruídos, trata-se do emprego de circuitos analógicos para o condicionamento destes sinais e filtragem. Um circuito típico utilizado no tratamento inicial das variáveis medidas pode ser visto na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Diagrama com o Circuito de Condicionamento de Filtragem.

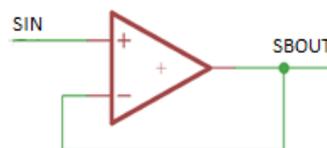


A seguir, apresenta-se o detalhamento do funcionamento e do projeto de cada um dos estágios do sistema de condicionamento de sinais.

4.3.2 – Seguidor de Tensão.

O circuito de condicionamento e filtragem de sinais, apresentado na Figura 4.4, pode ser dividido em quatro partes básicas. A primeira etapa trata-se de um amplificador operacional na configuração de Seguidor de Tensão, ou *Buffer*, como pode ser visto no circuito da Figura 4.5.

Figura 4.5 – Seguidor de Tensão.



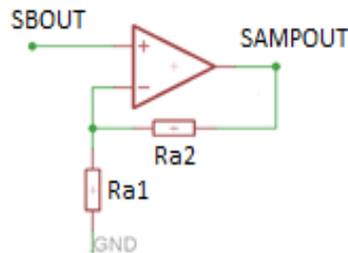
O circuito seguidor de tensão promove o desacoplamento entre o sinal de entrada e saída, ou seja, não há corrente na entrada não-inversora do amplificador operacional, e assim, desde que sejam respeitados os limites físicos do amplificador, o sinal de saída será idêntico ao

sinal de entrada. Este circuito é utilizado para ler a tensão na saída dos resistores de medição acoplados aos transdutores de corrente e potencial, sem que haja desvio da corrente nos resistores de leitura.

4.3.3 – Pré-Amplificador.

A tensão na saída dos resistores dos transdutores de corrente e potencial tem valores limitados, de acordo com as especificações dadas nas respectivas folhas de dados dos dispositivos. Com isso, as variáveis lidas necessitam passar por um estágio de pré-amplificação, mostrado na Figura 4.6.

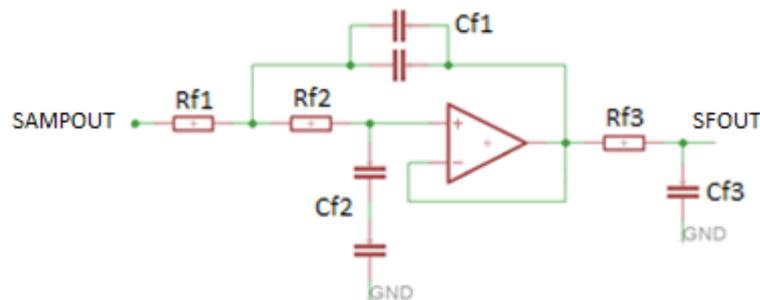
Figura 4.6 – Estágio de pré-amplificação na configuração não-inversora.



4.3.4 – Filtro Ativo de Terceira Ordem.

Após a etapa de pré-amplificação, o sinal é então tratado por um filtro ativo passa-baixas de terceira ordem, cuja função é atenuar ruídos de frequências mais altas, limitando a banda passante. Isto é importante, pois como o sinal lido será digitalizado pelo microcontrolador, a limitação de banda passante evita o efeito *Aliasing* (OGATA, 1987), recorrente em sistemas com conversão analógico-digital. Na Figura 4.7 é mostrado o circuito de filtragem composto por duas seções.

Figura 4.7 – Filtro Passa-Baixas de Terceira Ordem.



No filtro, foi utilizado além célula de *Sallen-Key* para circuitos de segunda ordem com a estrutura de filtro ativo de *Butterworth* (Pertence, 2012), um circuito RC passa-baixas de

primeira ordem, totalizando em um filtro de terceira ordem, cuja função de transferência genérica pode ser vista na Equação 4.3. Nesta equação, a representa a variável complexa, ω a frequência normalizada de 1rad/s e Q o fator de qualidade do filtro.

$$F(a) = \frac{\omega^2}{a^2 + \frac{\omega a}{Q} + \omega^2} \cdot \frac{\omega}{a + \omega} = \frac{1}{a^2 + \frac{a}{1} + 1} \cdot \frac{1}{a + 1} \quad (4.3)$$

Utilizando a técnica de mudança de escala de frequência (Dorf, 2008), obtêm-se a nova função de transferência, vista na Equação 4.4, fazendo-se $a = \frac{s}{\omega_c}$, onde ω_c é a frequência de corte imposta para o filtro.

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \frac{s\omega_c}{Q} + \omega_c^2} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.4)$$

Na Tabela 4.1, podem ser consultadas as especificações adotadas para o filtro ativo, passa-baixas de terceira ordem.

Tabela 4.1 – Dados de projeto do filtro analógico.

ESPECIFICAÇÕES	REFERÊNCIA
Ordem do Filtro	3ª
Topologia	<i>Butterworth</i>
Frequência de corte	$f_c = 80\text{ Hz}$
Atenuação	60 dB/Década
Fator de qualidade	$Q = 1$
Atenuação em f_s	60 dB

Com as especificações dadas na Tabela 4.1, inicia-se o projeto da primeira etapa do filtro, a célula de *Sallen-Key*, tomando-se como base as Equações 4.5 e 4.6. Nestas equações são feitas as relações entre os valores escolhidos de frequência de corte e fator de qualidade, com os valores dos resistores e capacitores (Dorf, 2008).

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_{f1}R_{f2}C_{f1}C_{f2}}} \quad (4.5)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_{f1}R_{f2}C_{f1}C_{f2}}}{C_{f2}(R_{f1} + R_{f2})} \quad (4.6)$$

Uma estratégia geralmente adotada para se escolher os valores dos resistores e capacitores, trata-se primeiramente da atribuição de valores iguais aos resistores. Com isso, há uma simplificação no cálculo da frequência de corte, pois a Equação 4.5 é simplificada, como pode ser visto na Equação 4.7, pois $R_{f1} = R_{f2} = R$ (Moraes, 2011).

$$\omega_c = \frac{1}{R\sqrt{C_{f1}C_{f2}}} \text{ rad/s} \quad (4.7)$$

Com isso, atribui-se um valor fixo para o resistor R, bastando-se agora calcular os valores de C_{f1} e C_{f2} . A mesma simplificação ocorre na Equação 3.8, cuja simplificação pode ser vista na Equação 4.8.

$$Q = \frac{\sqrt{C_{f1}C_{f2}}}{2C_{f2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_{f1}}{C_{f2}}} \quad (4.8)$$

Como o valor de Q é definido na topologia e na ordem do filtro, substituindo-se este valor na Equação 4.8, chega-se à Equação 4.9, que relaciona diretamente os valores dos capacitores.

$$C_{f1} = 4 \cdot C_{f2} \quad (4.9)$$

Por fim, aplicando-se a Equação 4.9 à Equação 4.7 e simplificando-a, obtêm-se a Equação 4.10, a partir da qual pode-se finalmente determinar a frequência de corte do filtro. Para isso, atribuindo-se valores a apenas dois componentes. O valor do resistor R, igual para os dois resistores e o valor do capacitor C_{f2} , a partir do qual pode-se determinar diretamente o valor do capacitor C_{f1} .

$$\omega_c = \frac{1}{2RC_{f2}} \quad (4.10)$$

Feita a determinação da etapa de segunda ordem do filtro, faz-se então os cálculos da última etapa do filtro, o circuito RC de primeira ordem. O cálculo desta etapa é bem mais simples, se comparado com os cálculos desenvolvidos anteriormente. É utilizada uma única equação, que relaciona diretamente a frequência de corte com o valor de apenas dois componentes, o resistor R_{f3} e o capacitor C_{f3} , como pode ser visto na Equação 4.11.

$$\omega_c = \frac{1}{R_{f3}C_{f3}} \quad (4.11)$$

Para que o filtro apresente a resposta, de acordo com a topologia de *Butterworth*, é necessário que a frequência de corte das etapas de primeira e segunda ordem sejam iguais, ou o mais próximo possível. Os valores calculados estão resumidos na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Componentes determinados do filtro analógico.

COMPONENTE	VALOR	
	Ω	nF
R_{f1}	9100	-
R_{f2}	9100	-
R_{f3}	9100	-
C_{f1}	-	440
C_{f2}	-	110
C_{f3}	-	220

Utilizando-se os componentes dados na Tabela 4.2, pode-se perceber que a frequência de corte calculada ($f_{cc} = 79.5 \text{ Hz}$) apresenta-se bem próximo da frequência de corte desejada ($f_c = 80 \text{ Hz}$), satisfazendo, portanto, as características desejadas para o filtro.

Ainda com auxílio da Tabela 4.2, pode-se perceber que os capacitores C_{f1} e C_{f2} na verdade são valores obtidos a partir da combinação de um único valor, 220nF. Isto é feito de forma a simplificar o cálculo dos capacitores do filtro, uma vez que C_{f1} é um valor múltiplo C_{f2} .

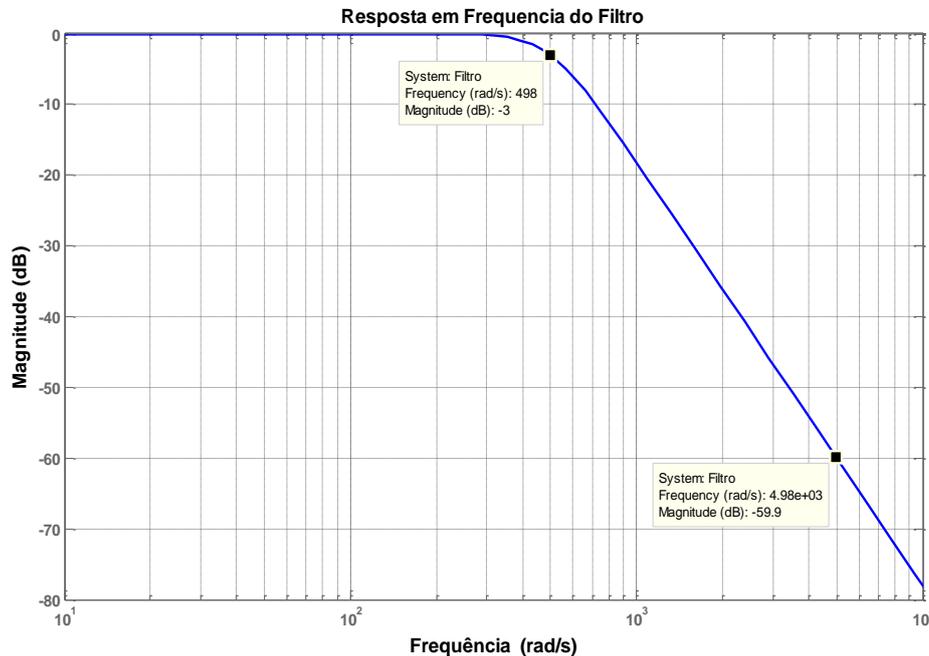
Isto é confirmado observando-se a Figura 4.6, onde observa-se que C_{f1} é obtido através da associação de dois capacitores de 220 nF ligados em paralelo, enquanto que C_{f2} é obtido com a ligação do mesmo capacitor, porém através da ligação em série.

Após a realização dos cálculos para a determinação dos componentes do filtro, encontra-se a função de transferência, que representa matematicamente a estrutura projetada, como pode ser visto na Equação 4.12.

$$F(s) = \frac{159\pi^2}{s^2 + 159\pi s + 159\pi^2} \cdot \frac{159\pi}{s + 159\pi} \quad (4.12)$$

Na Figura 4.8 é apresentada a resposta em frequência teórica do filtro, obtida a partir função de transferência da Equação 4.12.

Figura 4.8 – Resposta em Frequência do Filtro.



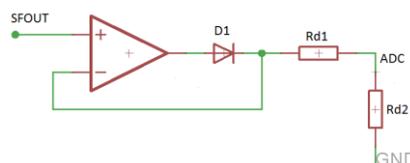
No gráfico da Figura 4.8, pode-se perceber que o ponto que apresenta atenuação de 3dB, a frequência corresponde a $\omega_c \cong 498 \text{ rad/s} = f_c \cong 79,5 \text{ Hz}$, portanto, o filtro calculado, teoricamente, obedece a uma das especificações.

O segundo ponto, em $\omega_c \cong 4980 \text{ rad/s} = f_c \cong 795,0 \text{ Hz}$, apresenta atenuação aproximada de 60 dB, sendo assim, obedece à outra característica do filtro, apresentando atenuação de 60 dB/década.

4.3.5 – Circuito “Super Diodo”.

A última etapa que constitui o circuito de tratamento de sinais é o circuito “Super Diodo”, também conhecido como Retificador de Precisão. Este circuito é formado por um diodo de pequeno sinal ao qual é feita uma etapa de realimentação com o auxílio de um amplificador operacional, como pode ser visto na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Circuito “Super Diodo”.



Esta realimentação tem o objetivo de eliminar o efeito da tensão da junção do diodo. Uma vez que um diodo de silício de pequenos sinais apresenta a tensão de junção por volta de 0,7 V. Isso significa que se fosse utilizado apenas um diodo comum, o mesmo só conduziria corrente quando a tensão nele aplicada superasse o valor de tensão na junção. Já o circuito Super Diodo conduz com qualquer valor de tensão positiva aplicada à entrada.

Neste circuito, existem ainda os resistores Rd1 e Rd2, formando uma impedância de saída, necessária para o bom funcionamento do circuito. Esses resistores também são utilizados como um divisor de tensão. Com isso, são atribuídas as duas funções para este circuito.

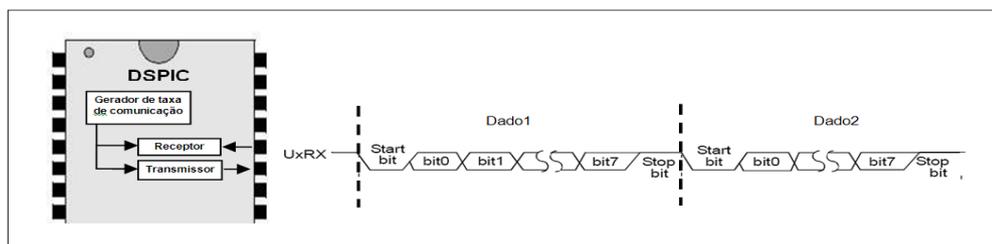
Primeiramente ele evita que tensões negativas sejam aplicadas aos pinos do microcontrolador e também limita a excursão do sinal de saída a um valor máximo, uma vez que os amplificadores são alimentados com fonte simétrica, e com tensões de ± 15 V, para o caso de acontecer algum problema que cause a saturação do amplificador em 15 V.

4.4 – Circuito de Comunicação Serial.

O módulo UART é um periférico de comunicação assíncrona *full-duplex* muito utilizada em dsPICs, capaz de fazer a comunicação entre um microcontrolador e outros dispositivos, incluindo o computador. Tal fato é de extrema importância para o desenvolvimento da Placa de Circuito Impresso, pois possibilita a visualização dos dados através de uma interface gráfica desenvolvida em computador, além de permitir o recebimento de comandos oriundos da IHM.

Como o modo de comunicação é assíncrono, neste caso, não há a necessidade de sincronismo entre o dispositivo transmissor e receptor, dessa forma, elimina-se a necessidade de uma linha só para a transmissão do sinal do *clock*, Figura 4.10.

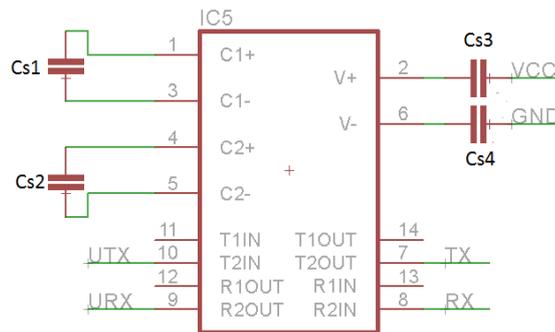
Figura 4.10 - Transmissão Serial Assíncrona.



Quando se deseja comunicar o microcontrolador com um computador é necessário que seja feita a conversão entre os padrões TTL, do microcontrolador, e RS-232 da porta serial do computador, visto que os mesmos trabalham com níveis de tensões diferentes. O padrão TTL trabalha com tensões entre 0 V e +5 V, enquanto que no padrão RS-232 as tensões variam entre -10 V e +10 V, nesta aplicação.

Para realizar a conversão entre os padrões TTL e RS-232 foi utilizado um circuito integrado conversor serial (MAX232), Figura 4.11. A este circuito integrado são conectados quatro capacitores, Cs1 a Cs4. UTX e URX são os sinais provenientes do microcontrolador, em padrão TTL, enquanto que TX e RX são os sinais que vão ser aplicados à porta serial do computador, em nível RS-232.

Figura 4.11 – CI MAX232 e capacitores externos.



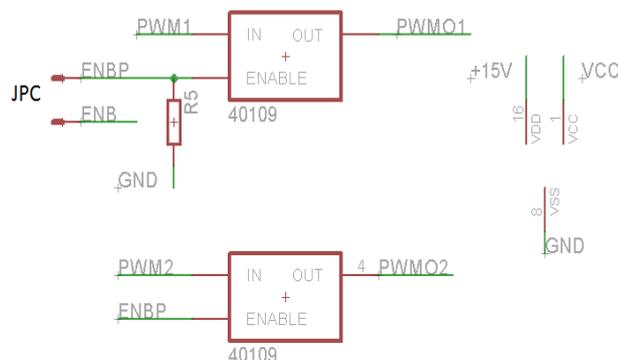
4.5 – Conversor de Nível de Tensão.

Outro circuito que se faz pertinente a apresentação, é o circuito conversor de nível de tensão (CD40109). Este circuito é a etapa de comunicação entre a placa de circuito impresso, desenvolvida no trabalho e os circuitos *gate-drive*, embarcados no conversor *Back-To-Back*.

O circuito tem como principal função adequar o nível de tensão do microcontrolador, que opera com 0 V e 5 V, estado lógico 0 e 1, respectivamente, para o nível de tensão adequado para sensibilizar o sistema de *gate-drive*, cujas tensões devem ser de 0 V e 15 V, para o correto funcionamento.

Na Figura 4.12 é possível visualizar o circuito dos conversores de nível utilizados para os *Buck* Primário e *Buck* secundário.

Figura 4.12 – Conversor de nível CD40109.



Percebe-se também, através da Figura 4.12, que o circuito integrado é alimentado com duas fontes de tensão, VCC (5 V) e +15 V. Além disso, existe um conector JPC que é utilizado como *Jumper*, pois sempre que forem feitas alterações no *Firmware* do microcontrolador, é necessário retirar o *Jumper* do conector JPC. Isso desabilita a saída dos sinais PWM01 e PWM02, que vão diretamente para os circuitos *gate-drive*, com o intuito de que os conversores nunca sejam acionados em momentos indevidos.

4.6 – Placa de Circuito Impresso.

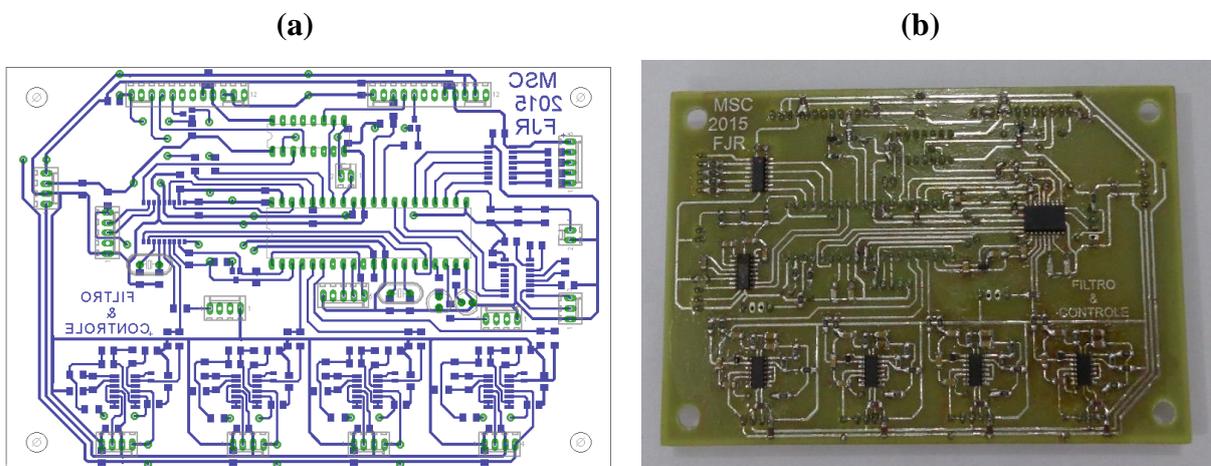
Nos tópicos anteriores foram apresentados e comentados alguns dos circuitos principais que constituem a Placa de Circuito Impresso, PCI, desenvolvida para este sistema. Para finalizar a composição da PCI, resta a escolha do microcontrolador a ser utilizado. O diagrama com o circuito eletrônico completo pode ser visto nos Apêndices A, B e C.

No caso do microcontrolador principal, foi utilizado o dsPIC30F4013, da *Microchip* (dsPIC30F4013), o qual pode ser observado com maior detalhe do diagrama esquemático completo, visto no apêndice do trabalho.

Na PCI também foi previsto um segundo microcontrolador, o dsPIC30F2011 (dsPIC30F2011), para o caso de se desejar acionar o Conversor Secundário de forma independente. O segundo microcontrolador não foi montado na placa para o desenvolvimento deste trabalho.

Após a elaboração de todos os circuitos eletrônicos, e escolha dos circuitos integrados, foi possível então desenvolver o *Layout* da placa de circuito impresso, e então confeccionar a PCI fisicamente, como pode ser visto na Figura 4.13.

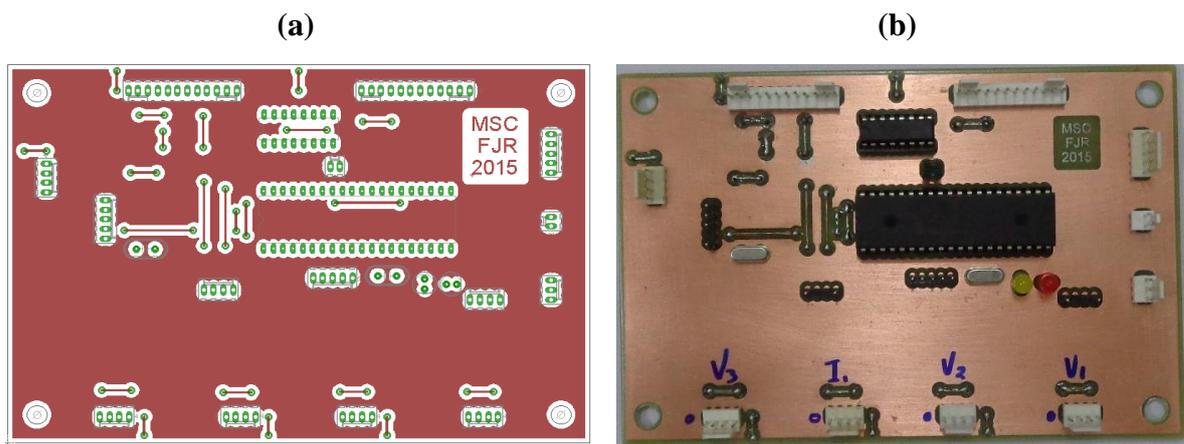
Figura 4.13 – *Layout* (a) e placa de circuito impresso (b). Face *Botton*.



Após a realização de alguns testes experimentais com os conversores em funcionamento, foi observado que, mesmo com o sistema de filtragem, os sinais capturados se apresentavam bastante ruidosos. A solução encontrada para amenizar o problema de absorção de radiação eletromagnética foi utilizar uma placa de fibra de vidro com dupla face.

A face inferior, ou *bottom*, é apresentada na Figura 4.13, já a parte superior ou *top*, foi utilizada para a implementação de um plano terra, de forma a absorver parte da radiação emitida pelo funcionamento dos conversores. A face *top* pode ser vista na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Layout (a) e placa de circuito impresso (b). Face top.



Na Figura 4.14, pode-se perceber que, além de funcionar como plano terra, existem alguns pontos esverdeados, ou *pads*, que servem de reforço para a soldagem e fixação dos pinos dos componentes. Além dos pontos, existem também linhas verticais e horizontais utilizadas como *jumpers*, sem que haja deterioração na qualidade dos sinais medidos.

4.7 – Conclusão.

Neste capítulo foram apresentados, o projeto e a montagem dos circuitos eletrônicos e da placa de circuito impresso utilizada nos testes experimentais do trabalho. Foram apresentados os principais circuitos eletrônicos, porém na seção Apêndices são apresentados todos os circuitos utilizados para a confecção da placa.

Em seguida, foram mostrados os *Layout* elaborados e a placa de circuito impresso já montada, permitindo assim o início dos testes experimentais com conversores, a serem desenvolvidos nos próximos capítulos.

5 – PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC-CC *BUCK* SECUNDÁRIO – CPC

5.1 – Introdução.

À primeira vista pode parecer ilógico tratar primeiramente o conversor CC-CC Secundário, porém tal escolha foi baseada no fato de que este conversor é apenas uma ferramenta, a carga, a ser utilizada em conjunto com o *Buck* Primário. No momento em que for iniciada a abordagem acerca do Conversor Primário é importante que o subsistema responsável por executar o papel de carga já esteja pronto e totalmente funcional.

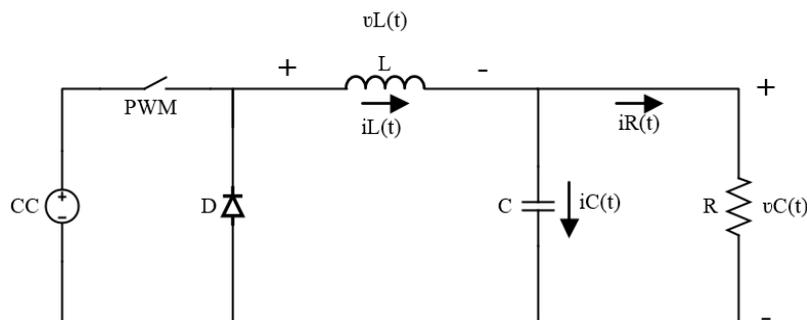
Por esse motivo, é tratado neste capítulo, da modelagem e do controle de tensão aplicados ao Conversor CC-CC secundário, de forma que o mesmo se apresente operante no momento em que forem iniciados os trabalhos com o *Buck* Primário, tratado no capítulo seguinte.

5.2 – Operação do Conversor CC-CC *Buck*.

O conversor *Buck* é uma das topologias mais simples de conversores CC-CC não isolados. Este conversor também pode ser chamado de *Step-Down* ou abaixador, devido às suas características, uma vez que a tensão de saída é sempre mais baixa que a tensão de entrada do conversor (RASHID, 2011).

Neste trabalho foi utilizada uma das variações de conversor, a qual utiliza um filtro passivo LC, Figura 5.1, de forma a amenizar os efeitos de *ripple* de tensão e corrente sofridos pela carga.

Figura 5.1 – Estrutura básica de um Conversor CC-CC *Buck*.

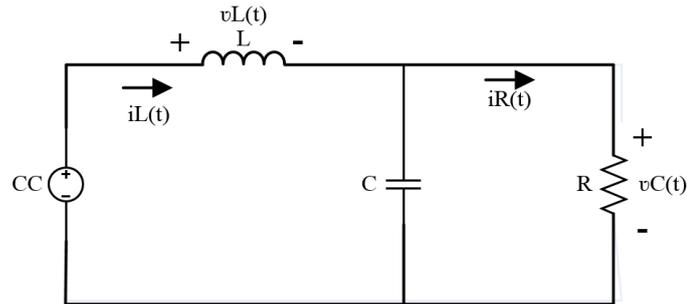


A estrutura de conversor mostrada na Figura 5.1 apresenta duas etapas básicas de funcionamento, vistas a seguir, dependendo se a chave controlada pelo sinal de PWM (*Pulse Width Modulation*, do termo em inglês, ou modulação por largura de pulso) está aberta ou fechada.

5.2.1 – Primeira Etapa – Chave Fechada.

Na primeira etapa de funcionamento, quando a chave estática está fechada, a fonte de alimentação CC é responsável por suprir energia à carga. Neste momento a corrente flui através do indutor de forma a alimentar a carga resistiva e o diodo permanece bloqueado, e por isso foi suprimido na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor.

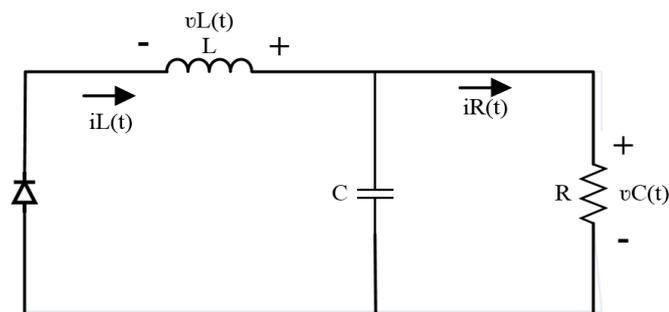


Nesta análise, considera-se que a tensão sobre resistor é praticamente constante, assumindo que o filtro LC apresenta-se eficaz, e, portanto, a corrente no capacitor é praticamente nula (SKVARENINA, 2001).

5.2.2 – Segunda Etapa – Chave Aberta.

A segunda etapa de funcionamento do conversor *Buck* se inicia quando a chave estática controlada é aberta. Nesse momento, a fonte é desacoplada do conversor e então o resistor passa a ser alimentado pela corrente do indutor, Figura 5.3.

Figura 5.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor.



Nesta etapa, a tensão sobre o indutor inverte de polaridade e com isso, a corrente elétrica continua circulando e alimentando a carga. O diodo, neste momento, é diretamente polarizado, e permite que haja a continuidade da corrente que flui pelo indutor.

Para que as considerações feitas, como um mínimo ripple de tensão sobre o resistor, sejam obtidas, algumas condições devem ser obedecidas. Por exemplo, o conversor deve estar

operando em modo de condução contínua, caso particular em que a corrente no indutor nunca se anula. Estas condições serão discutidas mais à frente, quando forem determinados os valores dos componentes do conversor.

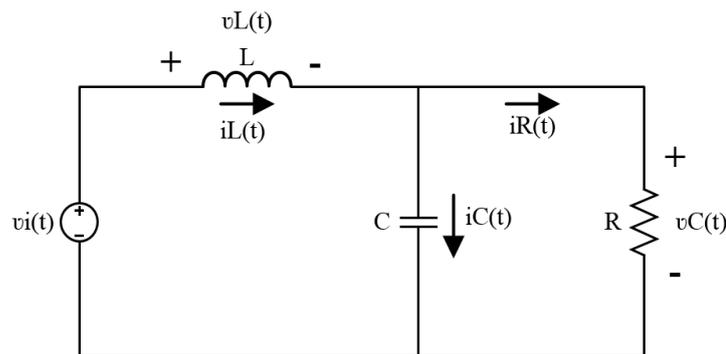
5.3 – Modelagem Matemática do Conversor CC-CC *Buck*.

5.3.1 – Circuito Equivalente Linear.

Para realizar a modelagem matemática do conversor *Buck*, entretanto, não se recomenda utilizar o circuito da Figura 5.1. A introdução de elementos como a chave estática, neste caso um IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, do termo em inglês, ou transistor bipolar de porta isolada) juntamente com o diodo, agregam características fortemente não lineares ao circuito.

Uma alternativa largamente utilizada para a elaboração de um modelo matemático, trata-se da aproximação do circuito original do conversor *Buck* por um circuito equivalente linear, mostrado na Figura 5.4

Figura 5.4 – Circuito equivalente linear do conversor.



Neste circuito, Figura 5.4, o conjunto fonte de tensão constante, IGBT e diodo, é substituído por uma fonte de tensão controlada $v_i(t)$. Esta adaptação facilita consideravelmente a tarefa de determinar uma representação linear para o conversor CC-CC, como pode ser visto a seguir.

5.3.2 – Equações de Estados.

Capacitores e indutores, matematicamente, são representados por equações diferenciais, que descrevem o comportamento das tensões e correntes a eles relacionadas. O conhecimento destas equações é fundamental para que se possa desenvolver o correto equacionamento e representação em espaços de estados.

A Equação 5.1, é a representação matemática de como tensão e corrente se comportam no indutor. Como pode ser visto, a tensão $v_L(t)$, que aparece nos terminais do indutor, é

proporcional à taxa de variação da corrente $i_L(t)$ que circula por ele. A constante de proporcionalidade é a própria indutância L .

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.1)$$

No caso do capacitor, é a Equação 5.2 que descreve o comportamento das variáveis tensão e corrente. Neste caso, a corrente $i_C(t)$, que flui pelos terminais do capacitor, é diretamente proporcional à taxa de variação da tensão $v_C(t)$, a ele submetida. A constante de proporcionalidade, nesta equação, é a capacitância C .

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Apesar de estas equações serem bastante conhecidas, sobretudo quando se trata de análise de circuitos elétricos, optou-se por enfatizá-las, pois serão fundamentais no desenvolvimento da representação do sistema em espaço de estados. A tensão no capacitor e corrente no indutor, então, serão utilizadas como as duas variáveis de estado do sistema.

Por questões de conveniência de projeto, adotou-se a tensão no capacitor como sendo a primeira variável de estados, enquanto que a corrente no indutor foi definida como a segunda variável de estados, como pode ser visto nas Equações 5.3 e 5.4, respectivamente.

$$x_1(t) = v_C(t) \quad (5.3)$$

$$x_2(t) = i_L(t) \quad (5.4)$$

Com as alterações feitas a partir da atribuição das variáveis de estados, as Equações 5.1 e 5.2 são reescritas, dando origem às Equações 5.5 e 5.6, respectivamente.

$$v_L(t) = L \cdot \dot{x}_2(t) \quad (5.5)$$

$$i_C(t) = C \cdot \dot{x}_1(t) \quad (5.6)$$

Há ainda uma terceira equação no sistema, fundamental para realizar a modelagem matemática. É equação que relaciona tensão e corrente no resistor utilizado como carga do conversor *Buck*, como pode ser visto na Equação 5.7. Nesta equação, a tensão no resistor é igual à tensão no capacitor, e, portanto, já foi devidamente substituída pela variável de estado.

$$i_R(t) = \frac{1}{R} \cdot x_1(t) \quad (5.7)$$

De posse das Equações 5.5, 5.6 e 5.7, e aplicando-se as leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 5.4, são determinadas duas equações, as Equações 5.8 e 5.9, onde $v_i(t)$ representa a

tensão de alimentação. Estas equações são suficientes para se obter a representação em espaço de estados para o conversor.

$$x_2(t) = C \cdot \dot{x}_1(t) + \frac{1}{R} \cdot x_1(t) \quad (5.8)$$

$$v_i(t) = L \cdot \dot{x}_2(t) + x_1(t) \quad (5.9)$$

A partir das Equações 5.8 e 5.9, por inspeção, chega-se finalmente à representação em espaço de estados para o conversor CC-CC *Buck*. Escolheu-se a tensão no capacitor como primeira variável de estado apenas por uma questão de convenção, pois assim, a saída do sistema $y(t)$ é representada pela primeira variável de estado.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot v_i(t) \quad (5.10)$$

$$y(t) = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Desta representação, pode-se destacar as matrizes A, B e C, vistas a seguir, onde A é a matriz de estados do sistema, enquanto que B e C são as matrizes de entrada e saída, respectivamente.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad C = [1 \quad 0]$$

Optou-se por essa forma de representação dinâmica de um sistema, por ser uma estrutura flexível e mais completa que uma simples função de transferência. No momento da definição das variáveis de estado, adotou-se a tensão no capacitor como a primeira das duas variáveis, por ser a tensão de saída. Isto quer dizer que $y(t) = x_1(t)$, pois, neste trabalho, deseja-se realizar controle de tensão, tanto no Conversor Primário, quanto no Conversor Secundário.

Há situações, não tratadas nesta pesquisa, em que é necessário ou mesmo conveniente realizar o controle da corrente que circula através do indutor. Para isso, basta que a matriz de saída C seja modificada, de forma que a nova saída do sistema seja $y(t) = x_2(t)$.

5.3.3 – Função de Transferência.

Outra característica interessante de um sistema representado em espaço de estados é que a função de transferência pode ser obtida diretamente das matrizes A, B e C, como pode ser visto na Equação 5.12.

$$H(S) = C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B \quad (5.12)$$

Com o auxílio da Equação 5.12, chegou-se à função de transferência do sistema, representada na Equação 5.13, considerando-se a tensão no capacitor como a variável de saída do conversor.

$$H(S) = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{S}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (5.13)$$

Trata-se de uma função de transferência e de segunda ordem, por consequência apresentando dois polos.

5.3.4 – Determinação dos Componentes do Conversor.

Na determinação dos componentes, inicia-se o processo a partir dos resistores, pois são os elementos mais críticos. Isto se dá porque trabalham com altas temperaturas dissipando grande quantidade de energia.

Considera-se, para efeito de cálculo, que a potência máxima entregue aos resistores de carga seja limitada pela potência nominal do transformador de entrada do sistema, ou seja, 5 kW. A partir de então, são escolhidos os resistores de potência de forma que, quando ligados em associação, haja um equilíbrio de potência de forma a não os superaquecer.

Cada resistor, independentemente do valor de resistência, é capaz de suportar uma dissipação nominal de 1 kW, portanto, serão utilizados cinco resistores de alta potência. Dispunha-se, no momento da determinação da carga, de resistores com três valores de resistência, 3 Ω, 5 Ω e 50 Ω. Portanto, a carga é projetada utilizando associações com estes resistores

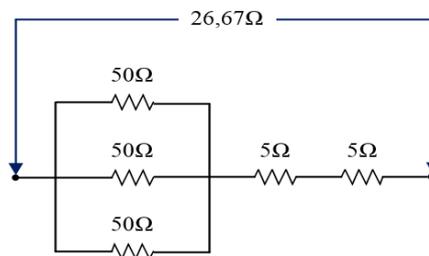
O Conversor *Buck* Primário, a ser tratado no capítulo seguinte, é responsável por regular a tensão no Elo2 no patamar de 380 V, com faixa limite de operação (folga) de ±20 V. Com isso, o limite mínimo de tensão, utilizado como base no cálculo da associação de resistores, é de 360 V, isto é, dado um valor de resistência, a potência de 5 kW só poderá ser obtida caso o

Elo2 apresente o valor de tensão mínima. O valor da resistência de carga equivalente é obtido a partir da Equação 5.14.

$$R_{B2} = \frac{V_{Elo2min}^2}{P_{max}} = \frac{360^2}{5000} = 25,92 \Omega \quad (5.14)$$

Para se obter o valor de resistência equivalente do *Buck* Secundário R_{B2} , foram utilizados cinco resistores, sendo três de 50Ω , ligados em paralelo e dois resistores de 5Ω , ligados em série, como pode ser visto na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Circuito equivalente para o Resistor de Carga.



A resistência obtida com o circuito equivalente mostrado na Figura 5.5, apresenta-se bem próxima da resistência calculada na Equação 5.14. Além disso, a potência de 5 kW ficou bem distribuída entre os resistores, de forma que, aos resistores de 50Ω , são entregues 1041,41 W para cada resistor, ao passo que são entregues 937,08 W à cada unidade de 5Ω .

A escolha dos outros componentes, o indutor e capacitor, não é crítica nesta etapa, portanto, pode-se utilizar alguns critérios para a determinação de tais valores, entre eles, a estipulação da largura de banda do conversor, dada pela Equação 5.15, onde L_{B2} e C_{B2} são a indutância e a capacitância dos componentes utilizados no Conversor Secundário, respectivamente.

$$\omega_{nB2} = \sqrt{\frac{1}{L_{B2}C_{B2}}} \quad (5.15)$$

Outro método utilizado para o cálculo dos componentes, trata-se do equacionamento para determinar se o conversor opera, em vazio, em Modo de Condução Contínua (MCC) ou Modo de Condução Descontínua (MCD) (SKVARENINA, 2001). É altamente recomendável trabalhar com conversores *Buck* em MCC, pois a relação entre tensão saída e tensão de entrada é linear, ditada apenas pelo ciclo ativo do PWM utilizado para o acionamento da chave estática.

No momento em que foram determinados os valores dos componentes, dispunha-se dos indutores cujos valores de indutância são de 3 mH, 6 mH e 7 mH, portanto optou-se por utilizar

os indutores já existentes, no cálculo para determinação do modo de operação do conversor, dado pela Equação 5.16 (RASHID, 2011).

$$R < 2 \cdot F_{sw} \cdot L \quad (5.16)$$

Para que o conversor opere em MCC, dado um mínimo valor de ciclo ativo do PWM, deve-se respeitar a desigualdade da Equação 5.16, onde R é a resistência de carga de um determinado conversor *Buck*, L é o valor da indutância de entrada e F_{sw} é a frequência de chaveamento aplicada à chave estática.

A frequência de chaveamento empregada é de 14.400 Hz, isto, pois à esta frequência, a resolução do periférico gerador de PWM é de 12 bits, exatamente a mesma resolução com que os sinais são lidos através do Conversor Analógico-Digital (CAD, ou *Analog-Digital Converter*, ADC do termo em inglês).

A determinação do indutor trata-se de um processo de escolha do componente, não o projeto propriamente dito, visto haver componentes pré-existentes. Por isso, Equação 5.16 é utilizada para verificar se, dado um valor para o componente, o conversor operará em MCC ou MCD. Sendo assim, foi realizado primeiramente o teste utilizando-se o menor indutor, de 3 mH, de acordo como mostrado na Equação 5.17.

$$(R = 26,67 \Omega) < (2 \cdot F_{sw} \cdot L = 86.4) \quad (5.17)$$

Optou-se por utilizar o menor indutor, pois mesmo sendo pequeno já foi o suficiente para fazer o *Buck* Secundário operar em MCC, independente do PWM. Além do mais, o projeto do Conversor Primário, a ser tratado no próximo capítulo, é mais crítico, e, portanto, reservou-se os indutores maiores para serem utilizado no mesmo. Uma vez que, quanto maior o valor de indutância, maior é a chance de um conversor estar operando em MCC.

O capacitor foi obtido apenas observando-se a Equação 5.15, uma vez que a indutância fora determinada. Com a equação é possível perceber que quanto maiores os valores do indutor e do capacitor, menor será a largura de banda (velocidade) do conversor em malha aberta.

Como não é crítica a determinação de uma largura de banda para o conversor estático em malha aberta, optou-se apenas por limitá-la a um valor abaixo da frequência de amostragem f_s , de acordo com a Equação 5.18.

$$f_s > \frac{\omega_{nB2}}{\pi} \quad (5.18)$$

Foi utilizado um banco de capacitores em paralelo, de forma que a capacitância equivalente fosse igual a 90 μF , resultando em uma largura de banda de $\omega_{nB2} = 1924,5 \text{ rad/s}$, ou $f_{nB2} = 306,3 \text{ Hz}$, menor que a metade de $f_s = 800 \text{ Hz}$.

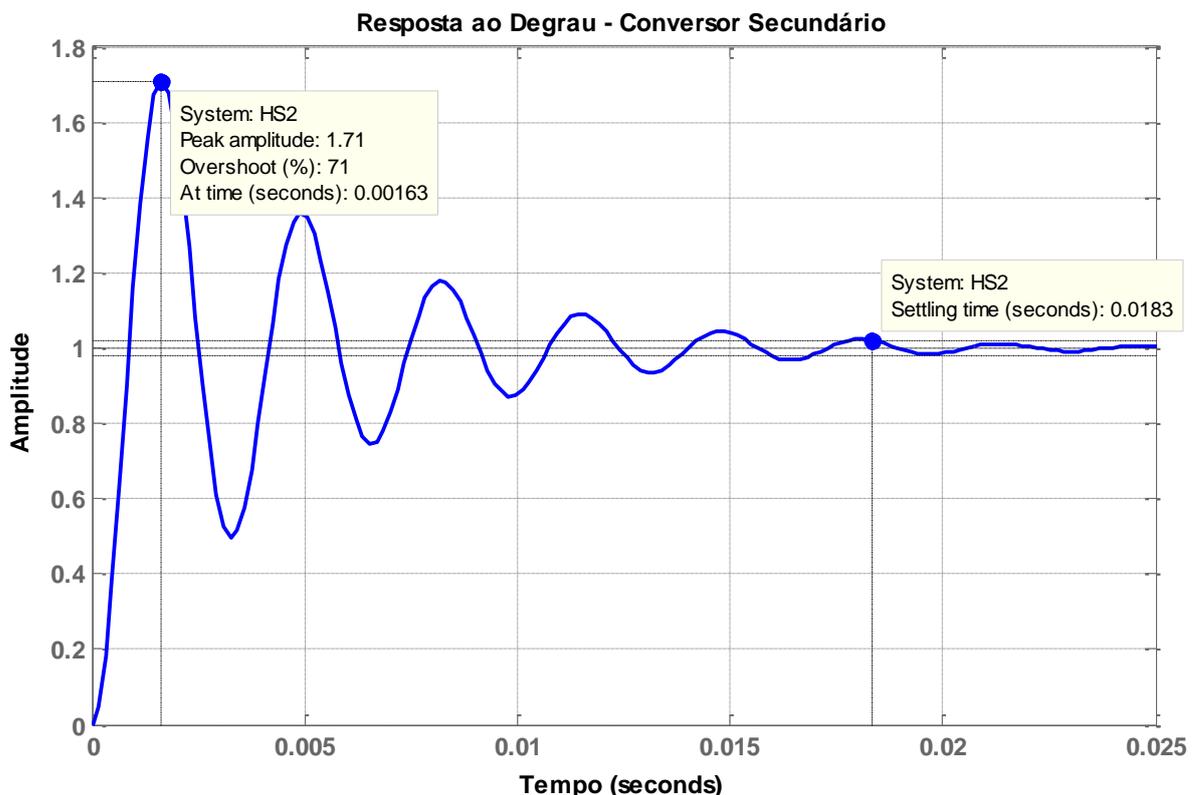
5.3.5 – Modelo Matemático – Conversor Secundário.

Determinados os componentes do conversor, e substituindo-os na Equação 5.13, é obtida função de transferência do Conversor *Buck* Secundário, mostrada na Equação 5.19.

$$H_{B2}(s) = \frac{3703703,7}{s^2 + s.416,62 + 3703703,7} \quad (5.19)$$

Na Figura 5.6 pode-se visualizar a resposta ao degrau unitário do Conversor Secundário, levando em consideração a função de transferência teórica obtida. Percebe-se que a resposta do sistema em malha aberta é subamortecida, pois apresenta sobressinal, em torno de 71%, e tempo de assentamento de 18,3 ms.

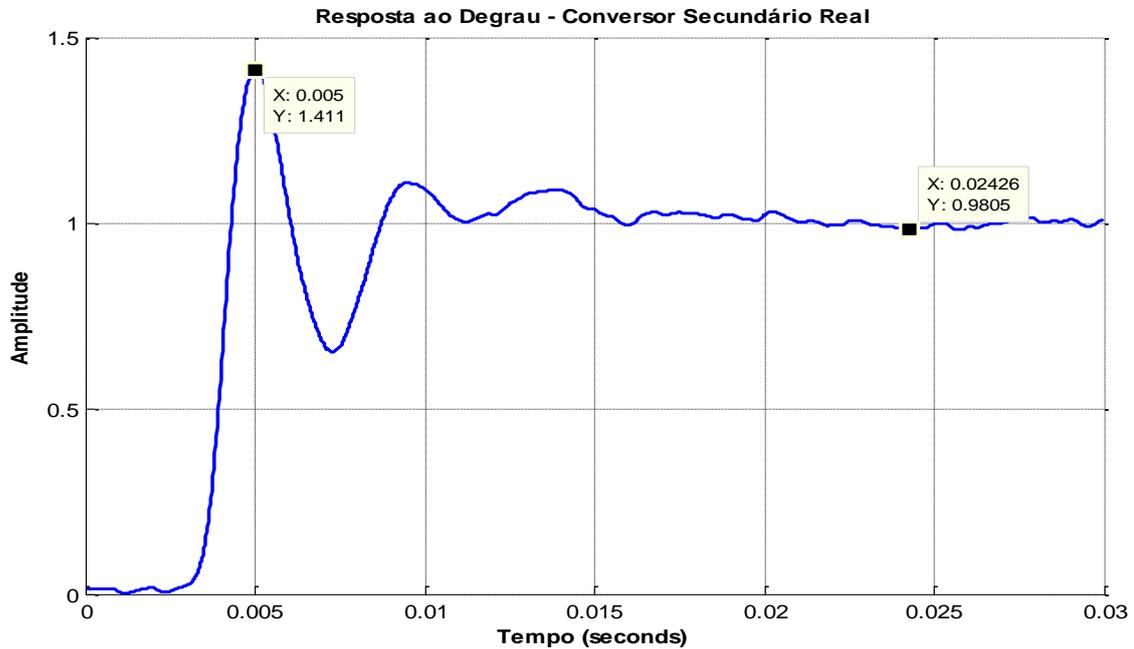
Figura 5.6 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário Simulado.



Para se ter uma dimensão real das possíveis diferenças entre o sistema simulado e o sistema real, decidiu-se analisar também o conversor implementado, de forma a identificar

possíveis discrepâncias entre planta real e planta simulada. Para isso, aplicou-se também um sinal do tipo degrau ao conversor, cuja resposta obtida pode ser vista na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Resposta ao degrau do Conversor Secundário Real.



A resposta ao degrau do sistema real vista na Figura 5.7 (sinal em pu), foi obtida a partir da aplicação de um sinal do tipo degrau que levou o Conversor Secundário do ponto de 1090 W até 2690 W, o que corresponde a uma excursão de aproximadamente 32% do valor de potência do conversor. Esses valores foram escolhidos, pois são o máximo valor que o circuito de *gate-drive* permite para um sinal do tipo degrau, sem que a proteção eletrônica atue.

Percebe-se que o sobressinal apresentado pelo sistema real a uma entrada do tipo degrau foi de 41,1%, bem abaixo do sobressinal da resposta ao degrau da planta simulada, enquanto que o tempo de assentamento foi de 18,3 ms para aproximadamente 21,76 ms, considerando-se que o degrau foi aplicado em $T = 2,5$ ms.

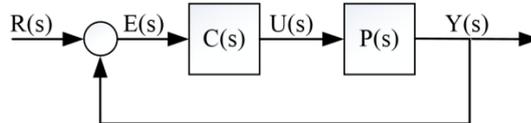
5.4 – Projeto do Sistema de Controle Digital.

5.4.1 – Função de Transferência Estimada.

Como há discrepâncias entre planta real e simulada, considerou-se, portanto, que seria mais adequado utilizar a resposta do sistema real para se determinar uma função de transferência, que represente a dinâmica do *Buck* Secundário. Entretanto, além da inconveniente diferença entre as funções de transferência real e simulada, existe outro contratempo que impede o projeto imediato do controlador digital.

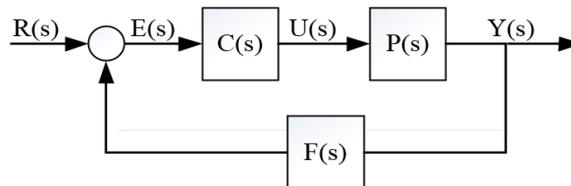
Em estruturas mais básicas de sistemas de controle envolvendo realimentação, considera-se que, basicamente, há dois elementos principais. A planta a ser controlada e o controlador propriamente dito, além do sistema de realimentação, de acordo como pode ser visto na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Estrutura básica de um sistema de controle em malha fechada.



Nestas estruturas básicas de sistemas de controle, os únicos elementos cuja dinâmica geralmente é considerada, são o controlador $C(s)$ e a planta $P(s)$. Entretanto, em sistemas de controle reais é muito comum, e desejável, que haja circuitos de filtragem dos sinais lidos, Figura 5.9, sobretudo quando se trata de controle digital onde é necessário limitar a banda passante do sinal, com o intuito de evitar ou minimizar o efeito *Aliasing*.

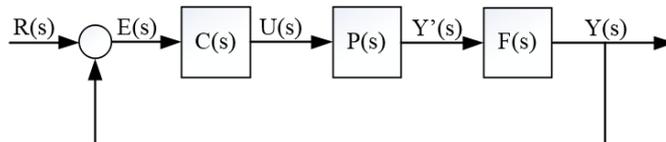
Figura 5.9 – Estrutura de controle em malha fechada com filtro.



Não levar em conta a dinâmica do filtro pode ser imprudente, pois, desprezar os efeitos do filtro pode mascarar o sinal lido, podendo causar deterioração do sistema de controle em malha fechada, ou mesmo chegar à instabilidade, de acordo como foi observado em alguns momentos, em teste experimentais realizados.

Uma solução alternativa encontrada para a amenização do problema, trata-se da inclusão da dinâmica do filtro à planta, ou seja, o conjunto planta e filtro, passa a ser a nova função de transferência representativa da planta, como pode ser visto na Figura 5.10.

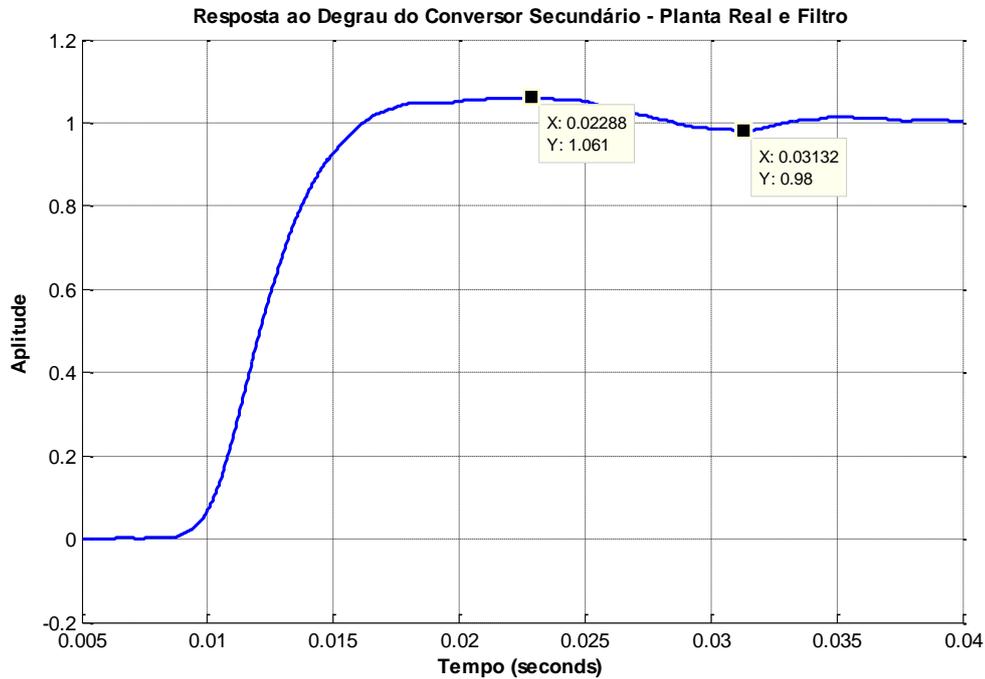
Figura 5.10 – Controle em malha fechada considerando o filtro de medição.



Uma forma de determinar o modelo real do conjunto planta e filtro, abrindo mão dos modelos matemáticos com discrepâncias, trata-se da obtenção da resposta ao sinal degrau,

porém, ao invés de se coletar o sinal imediatamente na saída da planta, obtêm-se o sinal na saída do filtro, como pode ser visto na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Resposta ao Degrau do Conversor Secundário – Planta e Filtro.



A partir da resposta ao degrau do Conversor Secundário, mostrada na Figura 5.11, são colhidos os dados necessários para a determinação do modelo equivalente para o conversor seguido do filtro de medição. Pode-se perceber que o sobressinal apresentado corresponde a 6,1%, enquanto que o tempo de assentamento, levando em conta o critério de 2% do valor final, foi de 23,32 ms, considerando que o degrau foi aplicado no instante 8 ms.

Com esses dados é possível determinar a função de transferência que melhor representa este sistema em questão. A partir do sobressinal é possível calcular o fator de amortecimento ξ_2 apresentado, com o auxílio da Equação 5.20.

$$\xi_2 = \frac{-\ln M_{SSBF2}}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_{SSBF2}}} = 0,67 \quad (5.20)$$

A frequência natural não amortecida, ω_{nBF2} , por sua vez, pode ser calculada a partir do valor do tempo de assentamento da resposta ao degrau, juntamente com o fator de amortecimento já calculado. Para isso, utiliza-se a Equação 5.21, a qual também segue o critério de 2%.

$$\omega_{nBF2} = \frac{4}{t_s \xi_2} = 256 \text{ rad/s} \quad (5.21)$$

A partir dos valores de frequência natural não amortecida e fator de amortecimento, obtêm-se, por fim, uma função de transferência, Equação 5.22, capaz de melhor representar o sistema real, levando em conta a dinâmica do filtro empregado.

$$H_{BF2}(S) = \frac{65536}{S^2 + S.343,04 + 65536} \quad (5.22)$$

5.4.2 – Projeto do Controlador.

5.4.2.1 – Controlador Contínuo.

Apesar de se tratar de um sistema de controle digital, inicia-se o processo de projeto do controlador, desenvolvendo-se primeiramente um controlador contínuo, em seguida, a função de transferência é discretizada, utilizando-se a frequência de amostragem empregada pelo microcontrolador. Trata-se, portanto, de um método indireto de projeto do controlador digital (Phillips, 1995).

Para isso, necessita-se primeiramente projetar o controlador analógico, tomando como base as especificações impostas, para se obter um determinado desempenho do sistema de controle em malha fechada. Foi definido que o conversor em malha fechada deve apresentar um sobressinal máximo de 10 % ($\xi = 0,59$) para uma entrada do tipo degrau, e um tempo de assentamento em torno de 0,05 s, o que resulta em uma largura de banda em malha fechada aproximada de $\omega_{CLB2} = 44\pi \text{ rad/s}$.

Foi realizado o projeto do controle através da técnica de alocação de polos e zero, com o intuito de promover o cancelamento de polos. Com isso, obteve-se o controlador, cuja função de transferência é apresentada na Equação 5.23.

$$C_{B2}(s) = \frac{s^2 \cdot 0,2926 + s \cdot 100,0161 + 19107,5542}{s^2 + S.163,1115} \quad (5.23)$$

Percebe-se que na função de transferência do controlador existe um pólo localizado na origem, alocado de forma a promover a anulação do erro de regime permanente com a ação integral do controlador. A técnica utilizada é simples, pois não há tanta exigência com o controlador do Conversor Secundário. Este conversor está acoplado ao Elo2 e funcionará como uma carga, na tentativa de perturbar o Conversor Primário.

Os valores de sobressinal máximo e tempo de assentamento foram escolhidos de forma que a carga se apresente mais agressiva e mais rápida, se comparada com o sistema de controle em malha fechada que será desenvolvido para o *Buck* Primário.

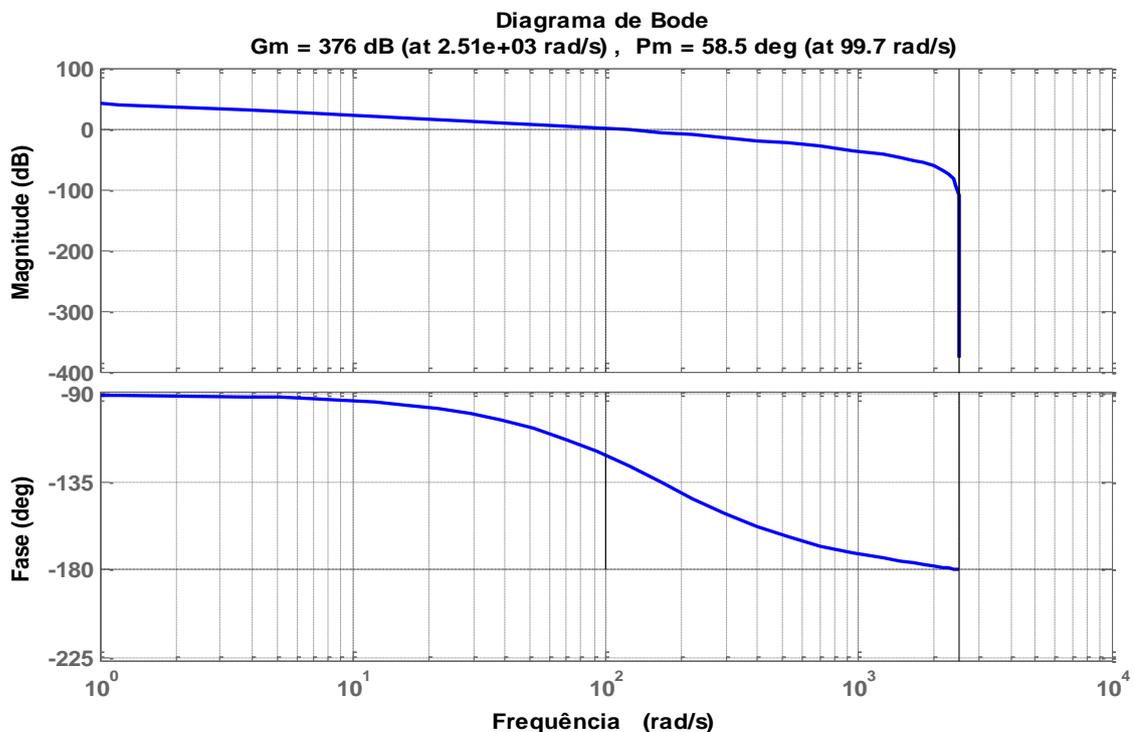
5.4.2.2 – Controlador Digital.

De posse da função de transferência do controlador analógico, Equação 5.23, parte-se então para a etapa discretização. Foi utilizado para isso, o método de *Tustin*, empregando-se a frequência de amostragem $f_s = 800 \text{ Hz}$, e obtendo-se como resultado a função de transferência discreta, mostrada na Equação 5.24.

$$C_{B2}(z^{-1}) = \frac{U_{B2}(z^{-1})}{E_{B2}(z^{-1})} = \frac{0,3290 - 0,5175z^{-1} + 0,2156z^{-2}}{1 - 1,8150z^{-1} + 0,8150z^{-2}} \quad (5.24)$$

Na Figura 5.12 é mostrado o diagrama de resposta em frequência do sistema de controle digital, em malha aberta.

Figura 5.12 – Diagrama de resposta em frequência – Malha aberta.

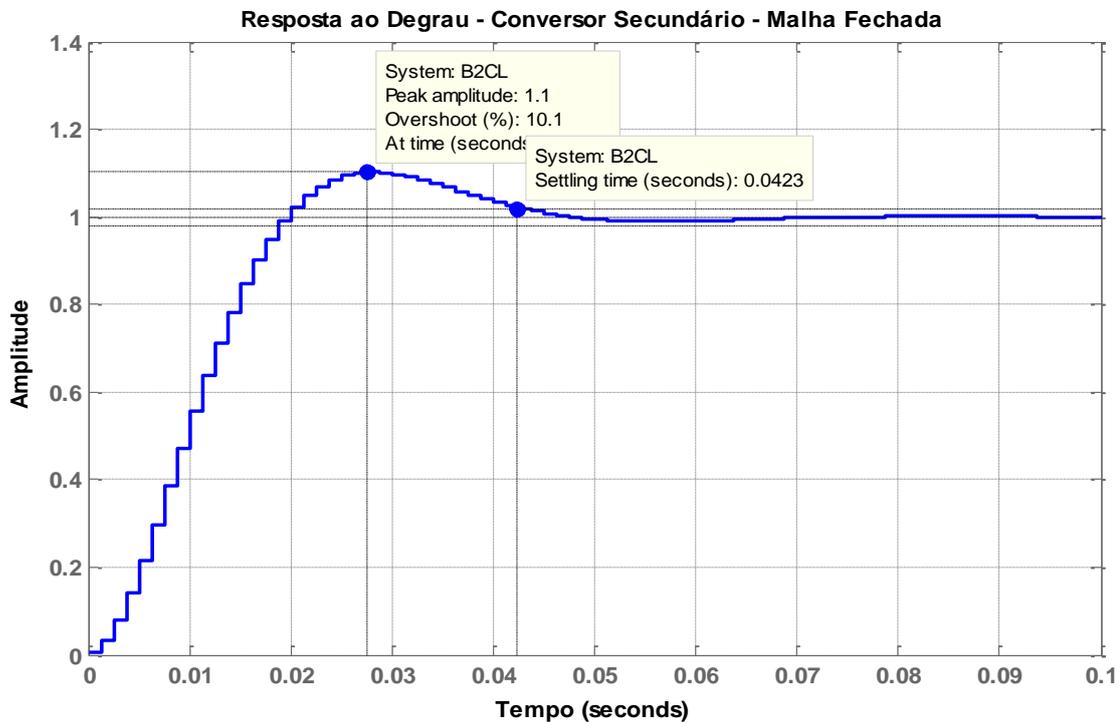


Nesta figura, é possível perceber que o sistema de controle apresenta boa margem de estabilidade, apresentando altos ganhos em baixas frequências, o que caracteriza erro de regime permanente nulo.

Em (KUNDUR, 1994), estabelece-se como margem de bons desempenhos de malha fechada, Margem de Ganho ($MG \geq 6 \text{ dB}$) e Margem de Fase ($MF \geq 40^\circ$). Portanto, as margens de ganho e de fase são respeitadas de acordo como sugerido na literatura, apresentando margem de ganho de 376 dB e margem de fase de 58,5°.

Na Figura 5.13 é mostrada a resposta do sistema à entrada tipo degrau, simulado, aplicado ao sistema de controle em malha fechada com o controlador projetado.

Figura 5.13 – Resposta ao Degrau do Conversor Secundário – Malha Fechada.



As especificações impostas foram atendidas, pois o sobressinal apresentado foi de 10,1%, valor bem próximo do especificado. O valor do tempo de assentamento, 42,3 ms, foi, inclusive, até menor que o calculado, tornando a resposta do sistema um pouco mais rápida, sem trazer problemas para o desempenho desejado. E, por fim, percebe-se que o erro de regime permanente é nulo, visto que a resposta estabiliza no valor de referência.

5.5 – Conclusão.

Neste capítulo tratou-se do projeto do sistema de controle digital, desenvolvido através do método indireto de projeto para o Conversor Secundário. O projeto do controle levou em conta o modelo matemático estimado através da resposta do sistema a um sinal do tipo degrau, em seguida, projetado o controlador, foram realizadas simulações com o sistema de controle em malha fechada.

Os valores obtidos com o sistema em malha fechada apresentados, foram obtidos apenas através de simulação. Resultados experimentais são obtidos através de testes mais apurados, levando em consideração alguns pontos de operação, a serem realizados nos capítulos seguintes deste trabalho.

6 – PROJETO, MODELAGEM E CONTROLE DE TENSÃO DO CONVERSOR CC-CC *BUCK* PRIMÁRIO – ELO2

6.1 – Introdução.

O conversor *Buck* Primário, tratado neste capítulo, é o dispositivo responsável por alimentar e regular a tensão no Elo2, o barramento de tensão contínua. O barramento de tensão alimenta o inversor trifásico, a ser implementado em trabalhos futuros, e a carga formada pelo Conversor *Buck* Secundário.

Quando alimenta uma carga cujo controle de potência é consideravelmente rápido, a tensão no barramento tende a ficar oscilatória ou até mesmo instável. Por esse motivo, deve-se desenvolver um controlador capaz de amortecer as oscilações e afundamentos de tensão sofridos pelo conversor fonte, de forma a mantê-lo estável.

6.2 – Instabilidade de Tensão e Característica de Resistência Negativa.

Com o advento da tecnologia das chaves estáticas e circuitos integrados, percebe-se um grande aumento na utilização de conversores eletrônicos de potência, para os mais variados fins. Seja em aparelhos domésticos e industriais, ou até mesmo a utilização de conversores estáticos em veículos elétricos terrestres, marítimos e aeroespaciais, como exemplo a Estação Espacial Internacional (*ISS – International Space Station*, do inglês) (SEAN et al. 2012).

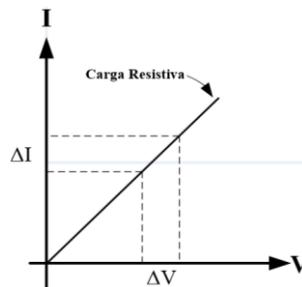
Os mecanismos controladores responsáveis pela atuação e controle de tais conversores, apresentam-se também cada vez mais sofisticados e velozes, sejam eles, microcontroladores, processadores ou outros circuitos integrados. Esse aumento na velocidade de processamento e controle permitiu um expressivo avanço no que diz respeito ao desempenho dos conversores.

Conversores munidos com sistemas controle de alta velocidade, se comparados com a dinâmica da fonte que os alimenta, podem ser considerados como Cargas de Potência Constante (CPC), visto que as variações sofridas pelas variáveis de saída são rapidamente corrigidas pelo controlador.

CPC's, entretanto, apresentam-se altamente prejudiciais, tomando-se como ponto de análise o conversor responsável por alimentar o barramento de tensão, diferentemente do que acontece com cargas resistivas ou cargas que apresentem características lineares. Cargas resistivas, em geral, apresentam uma característica que se pode assumir como linear, quando se trata da relação entre tensão, aplicada à carga, e a corrente que por ela circula.

Adotando-se um ponto inicial de análise para uma carga linear, a partir do qual a tensão aplicada nos terminais cresce ou decresce, espera-se que a corrente circulante também aumente ou reduza, respectivamente. A relação de linearidade entre estas duas variáveis físicas se trata do valor da própria resistência. Na Figura 6.1, pode-se visualizar a curva característica de tensão e corrente para uma carga resistiva.

Figura 6.1 – Característica Tensão-Corrente de uma Carga Resistiva.

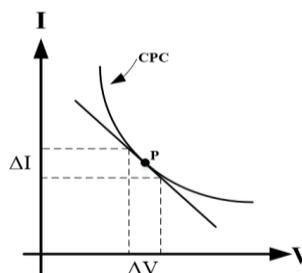


Por apresentarem um comportamento linear, este tipo de carga não implica necessariamente em efeitos oscilatórios, do ponto de vista do conversor fonte. A adição ou retirada de uma carga resistiva, em geral, apenas leva o conversor estático, que alimenta o barramento CC, a trabalhar em um ponto de operação diferente.

Por outro lado, se um conversor estático alimenta uma carga com característica de CPC, os efeitos causados são diferentes e prejudiciais. Dado um ponto de operação do conjunto conversor fonte e CPC, caso haja alguma perturbação na tensão do barramento ou alteração do valor de referência de potência da carga, é natural que o controlador de potência tenda a se ajustar à nova situação.

Se, por exemplo, a carga trabalha em um ponto P constante, e a tensão no barramento diminui, o controle da carga deve se ajustar. Com isso, a corrente drenada deverá ser maior para compensar a queda de tensão e manter a mesma potência. Enquanto que, caso haja um aumento na tensão, a carga também se ajustará, diminuindo o valor da corrente drenada. Trata-se, portanto de uma relação não linear entre tensão e corrente, visto na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Característica Tensão-Corrente de uma Carga de Potência Constante.



Eis o problema, enquanto a carga se ajusta ao novo ponto de operação, o conversor fonte tenderá a responder ao ajuste da carga, porém de forma contrária. Suponha-se que a tensão do

barramento se mantenha estável durante regulação da carga, porém, logo em seguida, o conversor fonte tenderá a mudar para outro ponto de operação, forçando o controlador da carga se reajustar novamente. Essa situação pode acarretar na oscilação da tensão do barramento, podendo levá-lo à instabilidade (SEAN et al, 2012).

Como a CPC sempre responde de forma contrária ao que acontecia com uma carga resistiva, diz-se que a carga apresenta característica de resistência negativa (AMIR et al, 2012). Este fato pode ser confirmado observando-se a Figura 6.2. Supondo que a carga opere com uma potência em torno de P , obtêm-se então uma reta tangente à curva de operação da CPC, cuja inclinação é negativa. Daí a característica de resistência negativa.

Até o momento, pôde-se observar que carga de potência constante apresenta características fortemente não lineares, entretanto, é possível se obter uma representação linearizada para a carga, em torno de um ponto de operação. Partindo-se da Equação 6.1, que representa a relação entre tensão e corrente para a CPC, onde P representa o ponto de operação com potência constante.

$$i = \frac{P}{v} A \quad (6.1)$$

Deseja-se obter a taxa de variação da corrente, no ponto de operação e para isso, obtem-se a derivada da Equação 6.1, originando a Equação 6.2, que descreve a taxa de variação da corrente em função da tensão, no ponto de operação ($I=P/V$).

$$\frac{\partial i}{\partial v} = -\frac{P}{V^2} \quad (6.2)$$

Entretanto, a curva representativa da tensão em função da corrente pode ser aproximada pela reta tangente ao ponto de operação, como pode ser observado na Figura 6.2. A expressão que descreve esta reta pode ser visualizada na Equação 6.3.

$$i = -\frac{P}{V^2} \cdot v + 2 \cdot \frac{P}{V} A \quad (6.3)$$

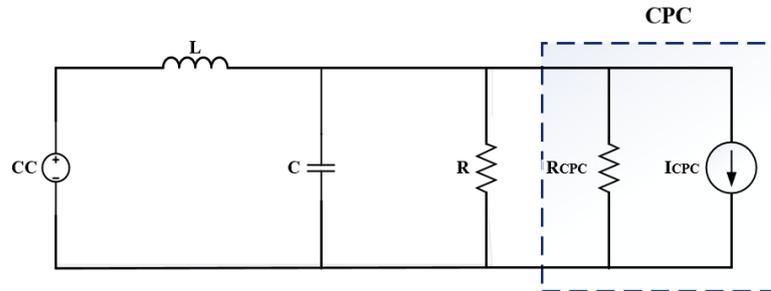
Esta equação implica que, para um dado ponto de operação, uma carga de potência constante pode ser aproximada por uma resistência negativa, Equação 6.4, em paralelo com uma fonte de corrente constante, mostrada na Equação 6.5.

$$R_{CPC} = -\frac{V^2}{P} = -R_e \Omega \quad (6.4)$$

$$I_{CPC} = 2 \cdot \frac{P_{CPC}}{V} A \quad (6.5)$$

Adaptando-se o circuito linear de um conversor *Buck*, apresentado na Figura 5.4, foi adicionado o circuito equivalente da carga de potência constante, ao esquema do Conversor Primário, como pode ser visto na Figura 6.3.

Figura 6.3 – Conversor alimentando uma CPC.



Percebe-se pela figura que o resistor equivalente da CPC aparece em paralelo com o resistor do conversor *Buck*. É neste ponto que reside o problema da instabilidade, pois a resistência equivalente negativa da carga tende a anular o efeito amortecedor do resistor presente no conversor, como pode ser constatado analisando-se a Equação 6.6, que descreve a associação do resistor equivalente paralelo.

$$R_{EQ} = R_{CPC} || R = \frac{R \cdot R_e}{R_e - R} \quad (6.5)$$

Inicialmente a resistência negativa da CPC apresenta módulo consideravelmente maior que o resistor do conversor fonte. Essa condição mantém a estabilidade do conversor, pois a resistência equivalente é positiva e com módulo relativamente baixo, o que assegura boa margem de estabilidade para o conversor fonte em malha aberta.

Entretanto, quando há um aumento no valor de referência da carga, é natural que o módulo da resistência negativa diminua, reduzindo, portanto, o amortecimento na tensão do barramento. O crescente aumento no valor da CPC promove a redução contínua do amortecimento de tensão, de forma que em uma determinada condição de carga, o valor da resistência do conversor fonte se iguala ao módulo da resistência negativa resultante da carga.

Nesse momento, a resistência equivalente acoplada ao conversor fonte tende, teoricamente, a um valor infinito, forçando o conversor a operar como se fosse um filtro LC puro, ou seja, oscilatório, porém estável. Tem-se, então, a condição fronteira entre a estabilidade e a instabilidade.

A partir deste ponto, qualquer novo aumento no valor de potência drenada levará certamente o conversor a uma condição de instabilidade. A resistência equivalente se tornará negativa, levando o conversor a uma condição oscilatória e crescente.

6.3 –Determinação dos Componentes do Conversor Primário.

Antes de continuar a análise a respeito da estabilidade do conversor primário, é interessante ter em mãos o modelo matemático que melhor o representa, de forma a se realizar uma análise qualitativa a respeito do conversor.

No Capítulo 5 foi mostrado o desenvolvimento da modelagem matemática, dados os componentes do conversor, portanto, será feita apenas a determinação dos valores de tais componentes, seguido da validação do modelo matemático, a partir da comparação com sinais obtidos através de teste experimentais.

São basicamente três os componentes a serem determinados, o capacitor, o indutor e o resistor. Porém neste caso, tratando-se do conversor *Buck* Primário, tem-se que os capacitores do barramento CC são o próprio banco de capacitores existente no conversor B2B. A capacitância equivalente do banco é de $C_{B1} = 1020 \mu F$.

Uma das maneiras de se determinar o valor do indutor é partir da Equação 5.16, mostrada no capítulo anterior, pois através desta equação é possível determinar se o conversor em questão está operando em MCC ou MDC. Percebe-se que, quanto maior o valor do indutor, maior é a chance de o conversor está operando em MCC, para todos os pontos de operação.

No Capítulo 5, também foi visto que há a disponibilidade imediata de três valores de indutores, sendo eles 3 mH, 6 mH e 7 mH. Foi, portanto, escolhido o maior valor de indutância, de forma aumentar as chances de o conversor estar operando em MCC, mesmo com os componentes que já existem no conversor, sendo estes componentes, o banco de capacitores, já mostrado anteriormente, e o resistor de descarga, com resistência $R_B = 22400 \Omega$.

A partir destas informações, dos componentes determinados, pôde-se testar se o conversor operará em MCC ou MCD, para isso, utilizou-se a Equação 5.14. Entretanto, percebe-se que o valor do resistor é muito alto e por isso o conversor operará em MCD, como pode ser visto na Equação 6.6, o que inviabiliza a aproximação do conversor *Buck* por uma função de transferência.

$$(R_B = 22400 \Omega) > (2 \cdot F_{sw} \cdot L = 201.6) \quad (6.6)$$

A alternativa encontrada para resolver o problema e forçar o conversor a operar em MCC, foi colocar um resistor externo, em paralelo com os resistores de descarga do conversor. O valor deste resistor deve ser inferior a 201,6 Ω , de forma que o conversor passe a operar corretamente, e com características semelhantes a uma planta linear. Por esse motivo, foi adicionando um resistor extra, com valor de resistência igual a 200 Ω , em paralelo com o banco de capacitores do Conversor Primário.

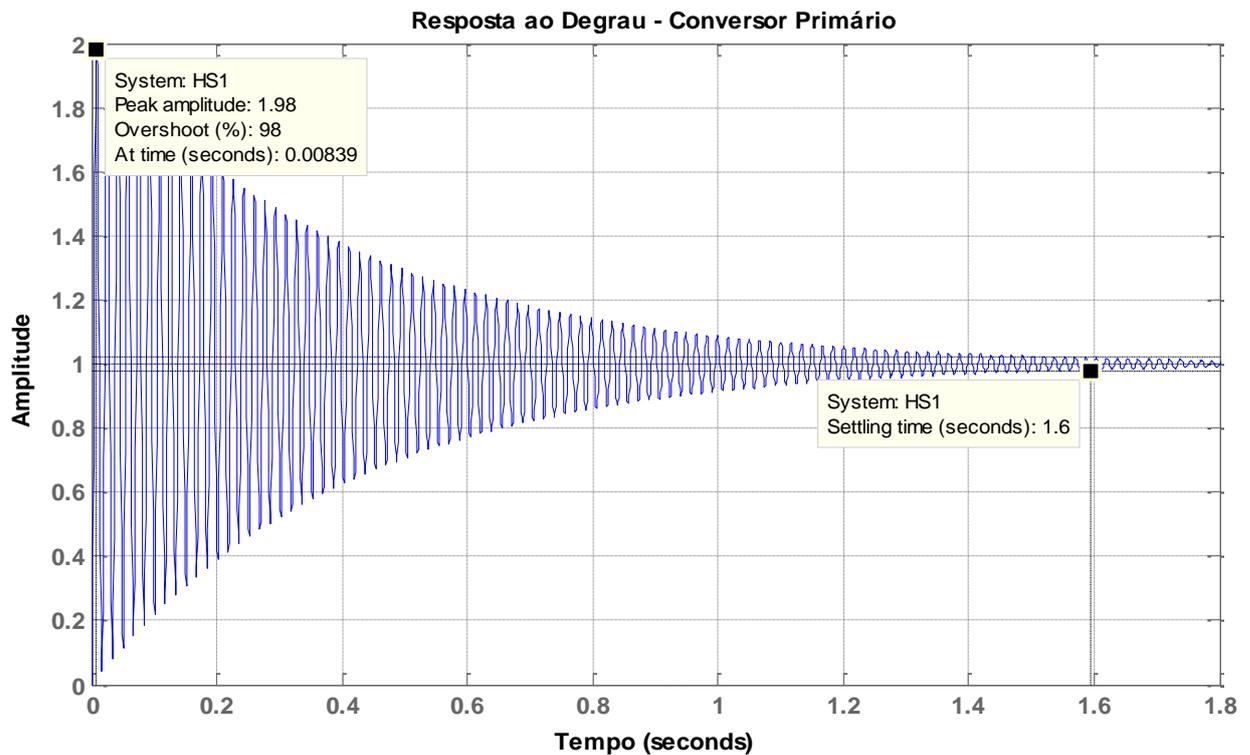
6.4– Modelo Matemático – Conversor Primário.

Após assegurado que o conversor operará em MCC, pôde-se então determinar um modelo matemático apresentado em forma de função de transferência, segundo o modelo apresentado na Equação 5.13. Na Equação 6.7 é apresentada a função de transferência que representa matematicamente o *Buck* Primário.

$$H_{B1}(s) = \frac{140056022,4}{s^2 + s.4901,9608 + 140056022,4} \quad (6.7)$$

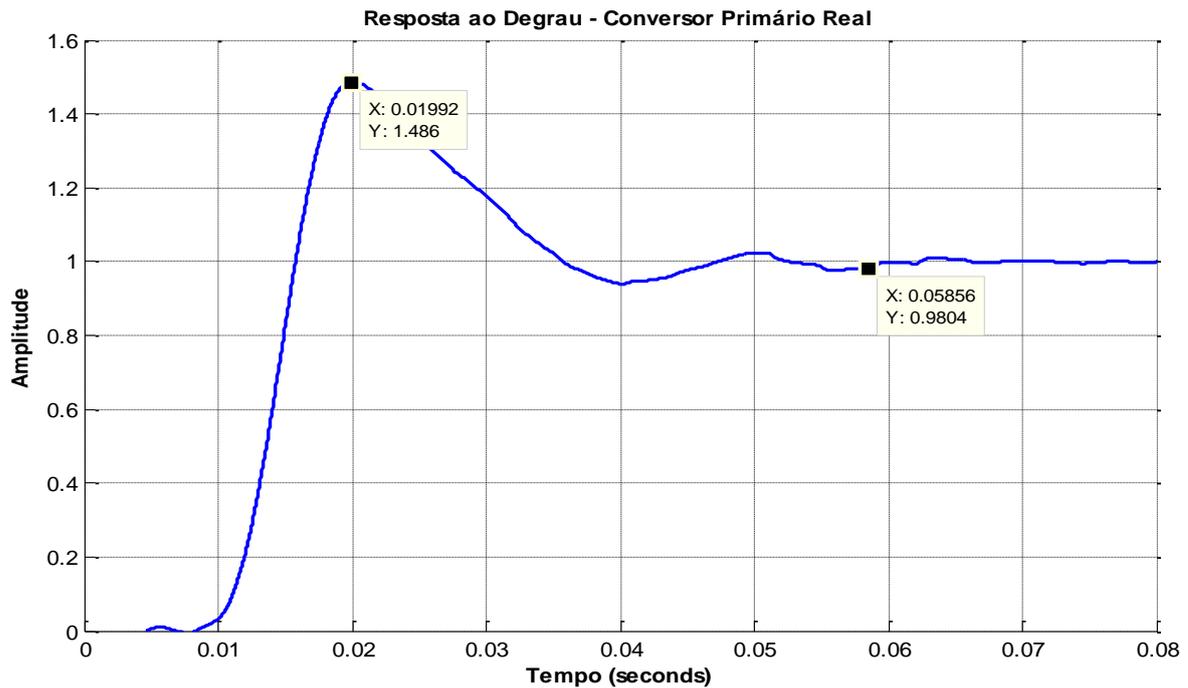
Na Figura 6.4, pode-se visualizar a resposta ao degrau unitário do Conversor Primário, levando em consideração a função de transferência teórica obtida. Percebe-se que a resposta do sistema em malha aberta é subamortecida e altamente oscilatória, pois apresenta sobressinal, em torno de 98%, e tempo de assentamento de 1,6 s.

Figura 6.4 – Resposta ao degrau do Conversor Primário Simulado.



Para se ter uma dimensão real das possíveis diferenças entre o sistema simulado e o sistema real, decidiu-se analisar também o conversor implementado, de forma a identificar possíveis discrepâncias entre planta real e planta simulada. Para isso, aplicou-se também um sinal do tipo degrau ao conversor, cuja resposta obtida pode ser vista na Figura 6.5.

Figura 6.5 – Resposta ao degrau do Conversor Primário Real.



A resposta ao degrau do sistema real vista na Figura 6.5 (sinal em pu), foi obtida a partir da aplicação de um sinal do tipo degrau que levou o Conversor Primário do ponto de 360 V até 400 V, aproximadamente, o que corresponde a uma excursão de aproximadamente 10 % do valor da tensão nominal conversor.

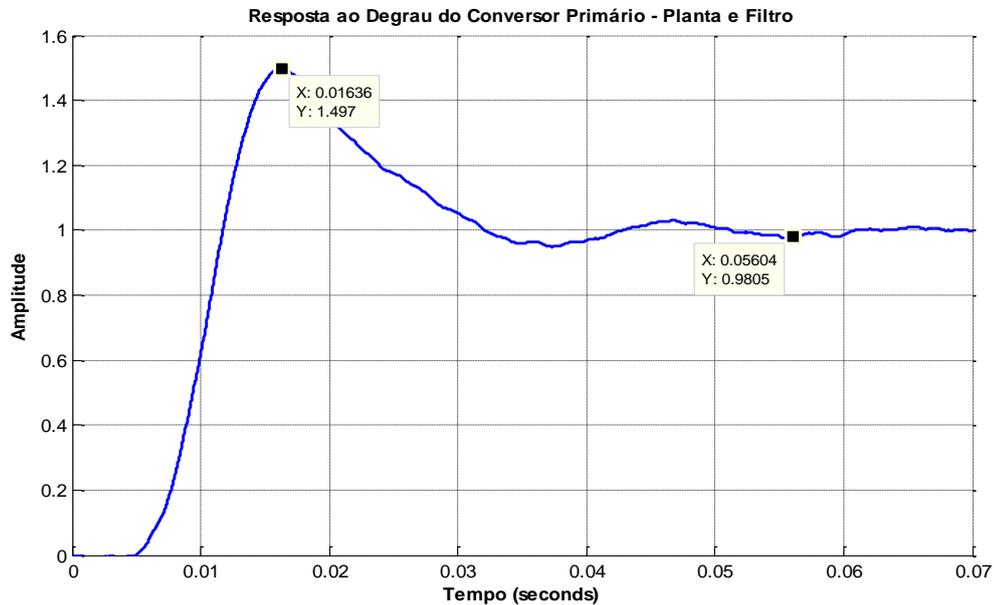
Basta que se realize uma rápida análise visual para perceber que a resposta do conversor real ao degrau difere fortemente do conversor modelado, apresentando sobressinal de 48,6 % e tempo de assentamento de aproximadamente 51 ms, considerando que o degrau foi aplicado no tempo 7 ms. Isto ocorre, pois, o conversor apresenta características fortemente não lineares, além do mais, há alguns fatores que não foram levados em consideração na modelagem matemática.

Por exemplo, pode-se citar que o indutor e o capacitor apresentam resistências internas que resultam em um maior amortecimento, visto que a resposta real se apresenta bastante amortecida, se comparada com o sinal obtido a partir da função de transferência teórica. Há ainda um outro inconveniente ao se utilizar a função de transferência obtida a partir da modelagem matemática. Trata-se do filtro de amostragem, tratado no Capítulo 5.

Para contornar este problema, foi utilizada a mesma estratégia do capítulo anterior, agregando-se o filtro ao modelo da planta e obtendo-se uma resposta ao degrau. Foi aplicado um degrau suficiente para levar o sistema em malha aberta de uma tensão de aproximadamente

360 V, para aproximadamente 400 V. A resposta ao degrau do conversor em cascata com o filtro de medição pode ser vista na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Resposta ao Degrau do Conversor Primário – Planta e Filtro.



A partir da resposta ao degrau do Conversor Primário, mostrada na Figura 6.6, são colhidos os dados necessários para a determinação do modelo equivalente para o conversor seguido do filtro de medição. Pode-se perceber que o sobressinal apresentado corresponde a 49,7%, enquanto que o tempo de assentamento, levando em conta o critério de 2%, foi de aproximadamente 52 ms (degrau aplicado em 4 ms) valores bem próximos se comparados com a resposta ao degrau sem a inclusão do filtro.

Com esses dados é possível determinar a função de transferência que melhor representa este sistema em questão. A partir do sobressinal é possível calcular o fator de amortecimento ξ_1 apresentado, com o auxílio da Equação 5.18, resultando na Equação 6.7.

$$\xi_1 = \frac{-\ln M_{SSBF1}}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_{SSBF1}}} = 0,2172 \quad (6.7)$$

A frequência natural não amortecida, ω_{nBF1} , por sua vez, pode ser calculada a partir do valor do tempo de assentamento da resposta ao degrau. Para isso, utilizou-se a Equação 5.19, resultando na Equação 6.8.

$$\omega_{nBF1} = \frac{4}{t_s \xi_1} = 354,1578 \text{ rad/s} \quad (6.8)$$

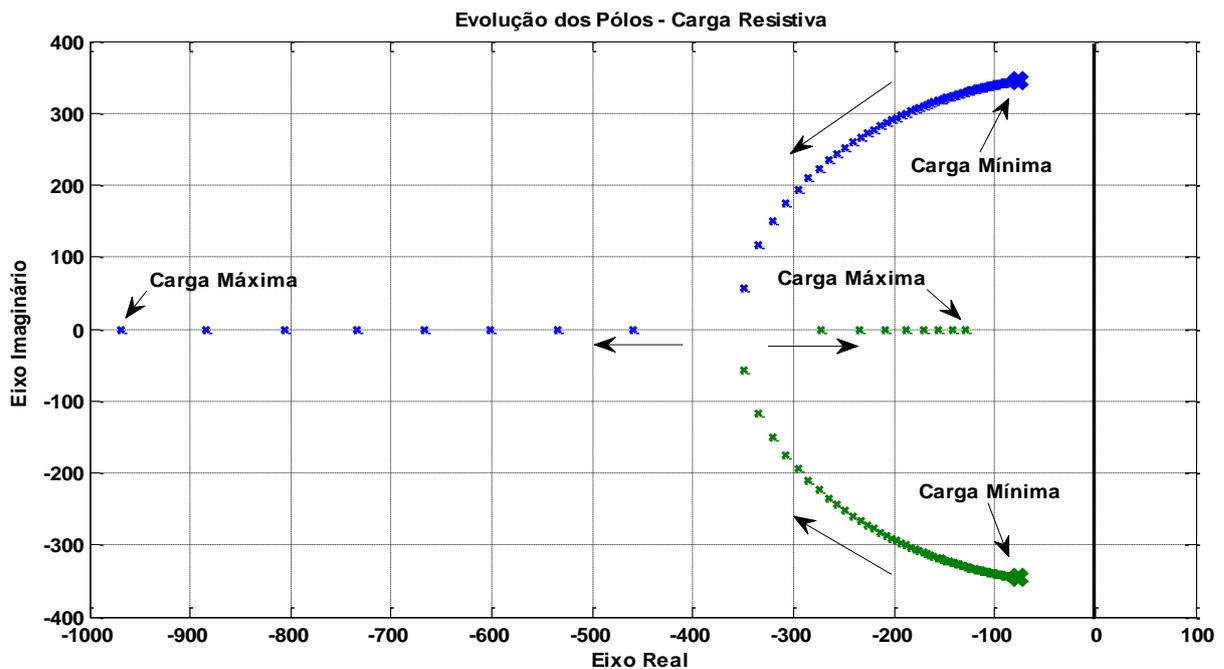
A partir dos valores de frequência natural não amortecida e fator de amortecimento, obtem-se, por fim, uma função de transferência, Equação 6.9, capaz de melhor representar o sistema real, levando em conta a dinâmica do filtro empregado.

$$H_{BF1}(s) = \frac{125427,7473}{s^2 + s.153,8461 + 125427,7473} \quad (6.9)$$

6.5– Análise da Estabilidade do Conversor – Malha Aberta.

A redução da margem de estabilidade, a ponto de levar o conversor a uma situação de instabilidade, pode ser constatado analisando-se o estudo comparativo realizado a seguir. Inicialmente, na Figura 6.7, é mostrado o gráfico com o reposicionamento dos polos do conversor, com o aumento da carga resistiva.

Figura 6.7 – Reposicionamento dos Polos – Carga Resistiva.



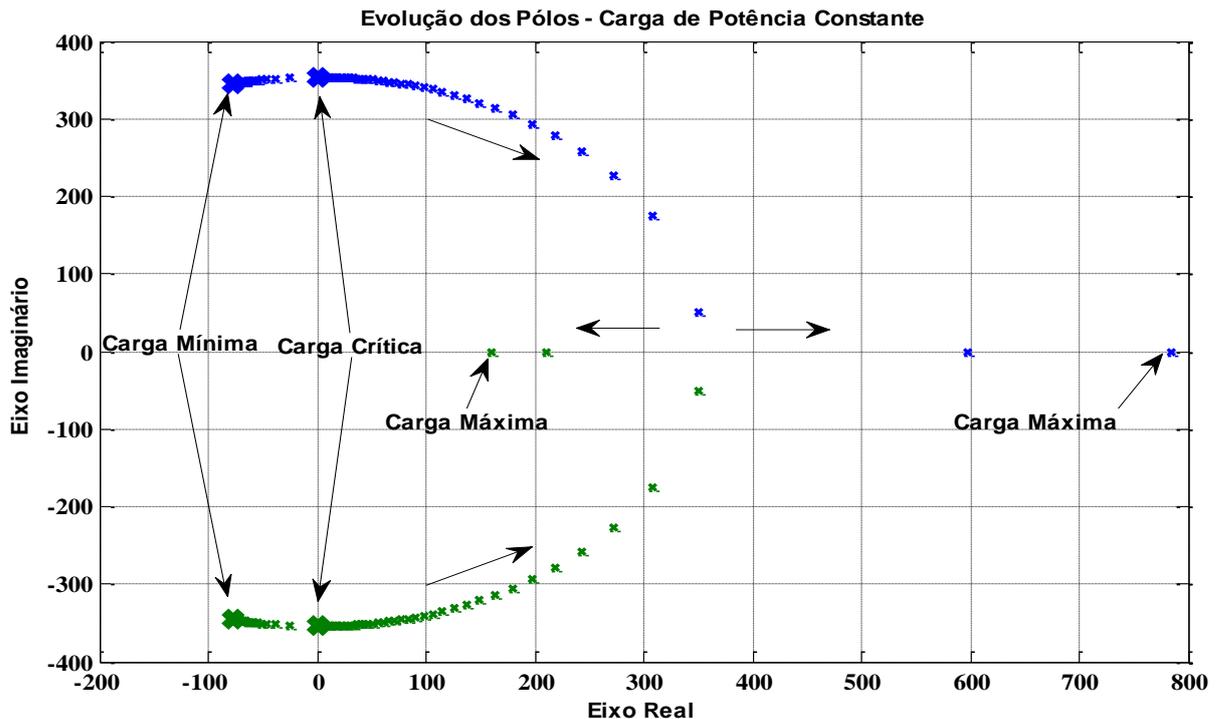
Nesta primeira situação, Figura 6.7, com a aplicação de carga linear, o conversor em malha aberta apresenta-se sempre estável, independentemente da quantidade de potência drenada. Com o aumento da carga, ou seja, redução do valor da resistência, o conversor que era oscilatório, tende a apresentar-se cada vez mais amortecido, ao ponto de tornar-se um sistema cuja resposta é superamortecida.

Percebe-se, portanto, que quando uma carga linear é aplicada ao conversor estático em malha aberta, o único impacto sofrido diz respeito à resposta dinâmica apresentada, visto haver

um reposicionamento dos pólos do sistema, e não traz nenhum efeito prejudicial, quando se trata da estabilidade.

Enquanto que quando se alimenta uma carga com características de CPC, os efeitos são bem diferentes e prejudiciais, sobretudo tratando-se da operação segura e estável do conversor, como pode ser observado na Figura 6.8.

Figura 6.8 – Reposicionamento dos Polos – Carga de Potência Constante.



Percebe-se que com o aumento gradativo da carga CPC, provoca-se um deslocamento dos polos de malha aberta, de forma a torná-los instáveis. Isto acontece, pois, a resistência equivalente paralelo, do conjunto conversor carga, aumenta proporcionalmente com aumento da carga de potência constante.

Com o aumento da resistência equivalente paralela, o amortecimento do conversor fonte reduz-se ao ponto de a tensão no barramento tornar-se oscilatória, sem amortecimento algum. Trata-se, portanto, da fronteira entre a estabilidade e a instabilidade, quando os polos apresentam-se complexos conjugados e com parte real nula. Isto ocorre, em tese, por volta de 0,145 pu (725 W) de carga.

Qualquer aumento na referência de carga seria mais que suficiente para instabilizar o conversor, levando-o a operar com uma oscilação crescente no barramento de tensão. Supondo-se que o conversor fonte consiga suportar a instabilidade, a oscilação no barramento persistirá até que a carga de potência constante seja retirada, momento em que o conversor se estabiliza.

6.6– Estratégias de Estabilização – Métodos Passivos e Ativos.

Na literatura técnica que discute o desenvolvimento de conversores estáticos, bem como trata do desenvolvimento de estratégias de estabilização e controle dos mesmos, percebe-se que há diversas estratégias capazes de promover tais ações, com o intuito de manter os conversores operando de forma segura e confiável, dadas a exigências das cargas alimentadas.

São discutidos desde métodos passivos, tratando da adição de resistores em série com o indutor ou capacitor de filtro, ou mesmo resistores em paralelo com as cargas, até métodos ativos, podendo ser em malha aberta ou mesmo em malha fechada. Em geral, as estratégias que fazem uso de componentes passivos são utilizadas quando os conversores são desenhados para operar com baixas potências, devido às altas perdas dissipativas.

Conversores com estabilização da tensão em malha aberta, em geral, são utilizados quando se deseja apenas estabilizar as oscilações sofridas pela tensão no barramento, enquanto que os métodos ativos e em malha fechada são altamente desejáveis quando são necessárias características como boa regulação e rastreamento da tensão no barramento, no caso de sistemas com diferentes pontos de operação ditados pelo sinal de referência do controlador.

Em AMIR et al. (2010) é citado o problema de se utilizar métodos passivos e em malha aberta para a estabilização dos conversores. Supondo-se que haja um conversor alimentando uma determinada carga com características de CPC, uma vez que se deseja estabilizar este conversor através da adição de um resistor paralelo à carga, há uma grande perda de energia no resistor de estabilização. Isto ocorre, pois, este resistor deverá apresentar uma resistência suficientemente baixa, no intuito manter um bom fator de amortecimento do conversor fonte.

Para manter o conversor estabilizado através de um resistor paralelo, a potência dissipada neste componente será próxima da potência demandada pela carga, e com isso, a eficiência conferida ao conjunto será abaixo dos 50%, pois, algo em torno da metade de todo o somatório da energia produzida pelo conversor fonte será entregue ao resistor de estabilização, o que acaba inviabilizando a utilização esta técnica para altas potências.

Há também outras técnicas de estabilização passiva, como fora mencionado anteriormente, através da adição de elementos passivos em série ou paralelo ao indutor do filtro, de acordo como mostrado em AMIR et al. (2009). Entretanto a problemática da alta perda de eficiência persistirá ao se utilizar estes métodos.

Ao se concluir a inviabilidade da utilização de estratégias passivas de estabilização, muitos autores propõem algumas técnicas de estabilizações ativas, como mostrado em

MINGFEI et al. (2014), onde é apresentado um método de estabilização através da adição de uma resistência virtual.

Entretanto, nesta estratégia é necessário que haja a leitura de duas variáveis, sendo a tensão no capacitor e a corrente no indutor, o que encarece consideravelmente o produto final, no caso de produtos comerciais, e além disso, as estratégias de controle, quando agregadas, se tornam consideravelmente mais complexas.

Outro fator negativo desse método de estabilização é que se torna necessário adicionar um bloco de filtro LC situado entre o conversor fonte e a carga, o que encarece mais ainda o produto, além de aumentar a ordem do sistema.

Ainda se tratando de métodos ativos de estabilização, SEAN et al (2012) cita diversas outras técnicas que poderiam ser aplicadas no conversor. Porém, em geral, há consequências negativas quanto à utilização de tais estratégias. Como exemplo, é mostrada uma forma de estabilização por meio da realimentação do sistema, através de um caminho não linear. Isto, porém, implica negativamente quando se deseja utilizar técnicas lineares de controle, quando for necessário ter um sistema controle por retroação.

Percebe-se então que tanto técnicas passivas quanto técnicas ativas podem implicar positiva e negativamente, sempre trazendo algum problema, quando se deseja resolver outro. Problemas estes da ordem financeira, quando um determinado produto ou sistema torna-se consideravelmente mais caro, quanto de ordem técnica, uma vez que há um aumento considerável na complexidade destes sistemas.

6.7– Projeto do Controlador.

6.7.1– Controlador Contínuo

Uma vez esclarecida a problemática envolvida na utilização dos métodos passivos e mesmo alguns métodos ativos de estabilização do conversor, decidiu-se implementar um sistema de controle digital, que por si seja capaz de reduzir os efeitos prejudiciais das cargas de potência constante e ainda consiga apresentar um desempenho dinâmico aceitável e confiável.

A aplicação de controladores digitais além de ser uma estratégia consideravelmente mais barata, uma vez que o controlador será embarcado em um microcontrolador, também acrescenta características extremamente desejáveis. Controladores digitais com ação integral, semelhante ao aplicado nos conversores tratados neste trabalho, promovem a anulação do erro de regime permanente na saída do sistema.

Isso significa que, mesmo com a inserção ou retirada de uma carga na saída do conversor, a tensão no barramento, após o período transitório, tenderá a se ajustar novamente à entrada de referência do controlador. Característica interessante, quando se deseja regular a tensão em um valor fixo.

O projeto do controlador digital foi feito de forma semelhante ao controlador mostrado no Capítulo 5, através do método indireto de projeto de controladores digitais. Foi definido que o conversor em malha fechada deve apresentar um sobressinal máximo de 2% ($\xi = 0,7797$) para uma entrada do tipo degrau, e um tempo de assentamento em torno de 0,5 s, o que resulta em uma largura de banda em malha fechada aproximada de $\omega_{CLB1} = 10,26\pi \text{ rad/s}$.

Feitas as considerações a respeito do sistema de controle em malha fechada, projetou-se, por fim, o controlador contínuo, tomando-se como base os valores do fator de amortecimento e largura de banda em malha fechada, dados nas Equações 6.10 e 6.11, respectivamente.

$$\xi_{CLB1} = \frac{-\ln M_{ssCLB1}}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_{ssCLB1}}} = 0,7797 \quad (6.10)$$

$$\omega_{CLB1} = \frac{4}{t_{sCLB1} \cdot \xi_{CLB1}} = 10,26 \text{ rad/s} \quad (6.11)$$

Foi realizado o projeto do controle através da técnica de alocação de polos e zero, com o intuito de promover o cancelamento de polos. Com isso, obteve-se o controlador contínuo, cuja função de transferência é apresentada na Equação 6.12.

$$C_{B1}(s) = \frac{s^2 0,8393 \cdot 10^{-3} + s 0,1291 + 105,2673}{s^2 + s 15,9995} \quad (6.12)$$

Percebe-se que na função de transferência do controlador existe um pólo localizado na origem, alocado de forma a promover a anulação do erro de regime permanente com a ação integral do controlador. Com isso, espera-se que a tensão do barramento esteja sempre regulada em torno do valor de referência.

Os valores de sobressinal máximo e tempo de assentamento foram escolhidos de forma que a o conversor fonte apresente uma resposta mais lenta, se comparado com o conversor carga e também apresente um sobressinal bem menor, em torno de 2%, como o intuito de não provocar grandes variações no nível de tensão.

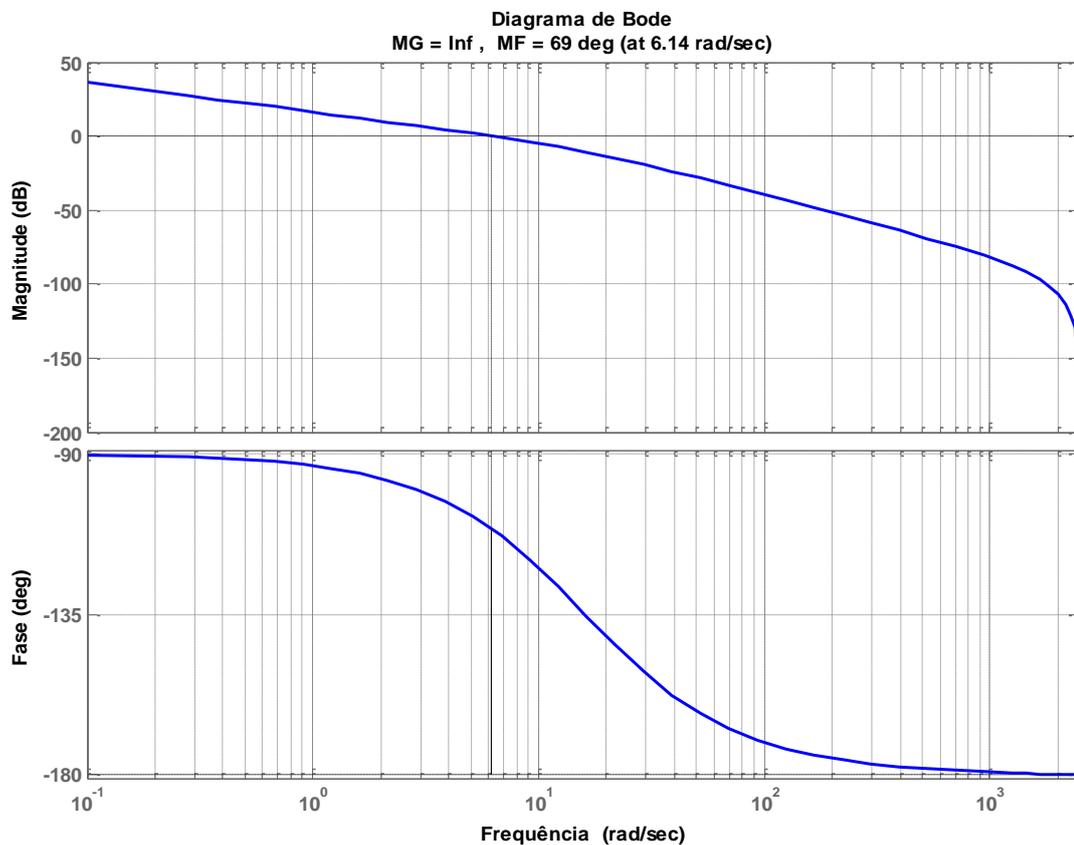
6.7.2– Controlador Digital

A partir da função de transferência do controlador contínuo, Equação 6.12, parte-se então para a etapa discretização. Foi utilizado para isso, o método de *Tustin*, empregando-se a frequência de amostragem $f_s = 800 \text{ Hz}$, e obtendo-se como resultado a função de transferência discreta, mostrada na Equação 6.13.

$$C_{B1}(z^{-1}) = \frac{U_{B1}(z^{-1})}{E_{B1}(z^{-1})} = \frac{(0,9516 - 1,5805 \cdot z^{-1} + 0,7918 \cdot z^{-2}) \cdot 10^{-3}}{1 - 1,9802 \cdot z^{-1} + 0,9802 \cdot z^{-2}} \quad (6.13)$$

Na Figura 6.9 é mostrado o diagrama de resposta em frequência do sistema de controle digital, em malha aberta.

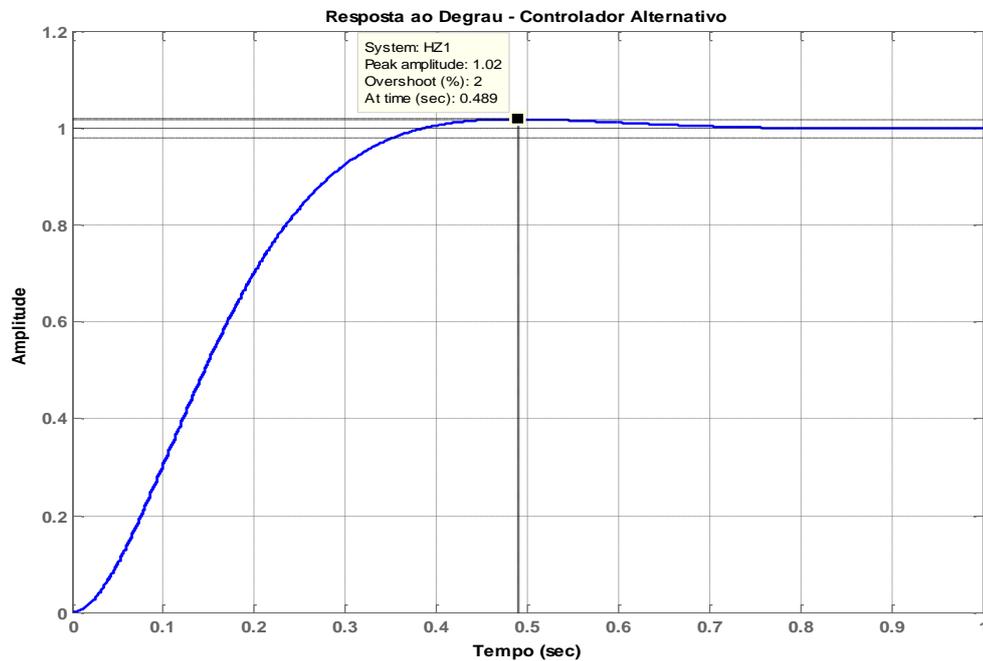
Figura 6.9 – Diagrama de Resposta em Frequência – Malha Aberta.



Na Figura 6.9 é possível perceber que o sistema de controle apresenta boa margem de estabilidade, com Margem de Ganho e Margem de Fase consideradas boas, de acordo como mostrado em KUNDUR (1994). Também apresenta altos ganhos em baixas frequências, o que caracteriza erro de regime permanente nulo, devido à ação integral.

Na Figura 6.10 é mostrada a resposta do sistema à entrada tipo degrau, simulado, aplicado ao sistema de controle em malha fechada com o controlador projetado.

Figura 6.10 – Resposta ao Degrau do Conversor Primário – Malha Fechada.



As especificações impostas foram atendidas, pois o sobressinal apresentado foi de 2 %, valor bem próximo do especificado e o valor do tempo de assentamento foi de 489 ms. É possível notar que esse controlador é um caso especial, pois o tempo em que ocorre o máximo sobressinal é o mesmo em que se considera que o sistema como estabilizado, uma vez que é levado em conta o critério de 2 %. Pode-se destacar também a ação integral apresentada pelo controlador, uma vez que o sinal de saída do sistema estabiliza exatamente na referência de entrada (1, degrau unitário).

6.8 – Conclusão.

Neste capítulo tratou-se do projeto do sistema de controle digital, desenvolvido através do método indireto de projeto de controladores digitais. O projeto do controle levou em conta o modelo matemático estimado através da resposta do sistema a um sinal do tipo degrau, em seguida, projetado o controlador, foram realizadas simulações com o sistema de controle em malha fechada.

Os valores obtidos com o sistema em malha fechada apresentados, foram obtidos apenas através de simulação. Resultados experimentais serão obtidos através de testes mais apurados, levando em consideração alguns pontos de operação, a serem realizados no capítulo seguinte deste trabalho.

7 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

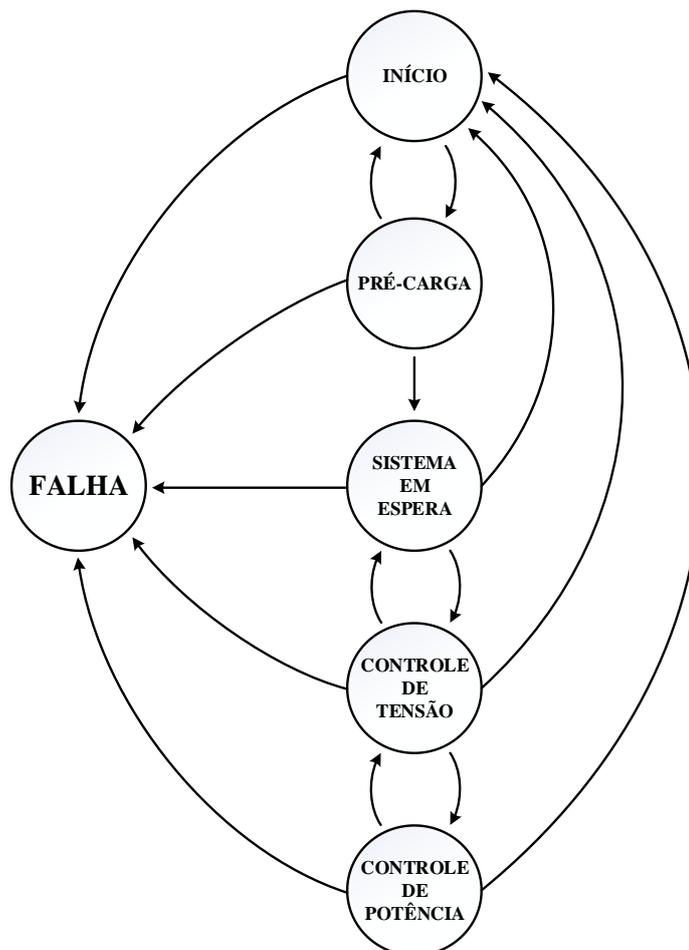
7.1 – Introdução.

Como pode ser visto no desenvolvimento deste trabalho, até o Capítulo 6, praticamente todos os projetos e testes foram realizados em âmbito computacional. Isto, pois destinou-se este capítulo para a apresentação e discussão de todos os testes experimentais com o sistema completamente funcional. Iniciando-se desde o processo de pré-carga, até testes com os dois conversores, Primário e Secundário, operando conjuntamente, como é visto a seguir.

7.2 – Máquina de Estados.

Antes de se iniciar os testes fundamentais com o sistema Multiconversor, é interessante que se tenha pleno conhecimento da máquina de estados, ferramenta bastante intuitiva, responsável por balizar a operação dos conversores de forma mais clara e segura, como pode ser visto na Figura 7.1.

Figura 7.1 – Máquinas de Estados do Sistema Multiconversor.



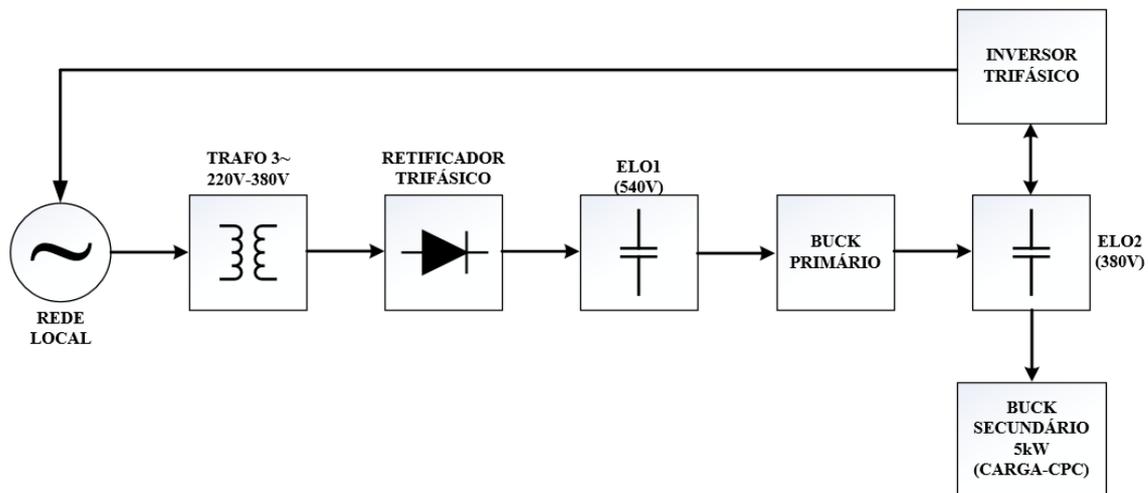
A máquina de estados é composta por seis estados fundamentais: INÍCIO, PRÉ-CARGA, SISTEMA EM ESPERA, CONTROLE DE TENSÃO, CONTROLE DE POTÊNCIA e FALHA. É elaborada de forma que, por exemplo, o CONTROLE DE TENSÃO nunca seja acionado enquanto o sistema estiver em INÍCIO ou em PRÉ-CARGA, situações nas quais a operação do conversor certamente seria perigosa.

Pode-se perceber também que, uma vez em FALHA, não haverá retorno aos outros estados. Isto é feito, pois, após uma situação de estresse elétrico, seja uma sobrecarga ou mesmo um curto-circuito, os circuitos eletrônicos necessitam ser reinicializados e, portanto, todo o sistema deverá ser desligado e religado após alguns segundos.

7.3 – Sistema Multiconversor – Diagrama de Blocos Simplificado.

O sistema Multiconversor foi tratado no Capítulo 3, onde foram mostrados todos os diagramas utilizados na automação e proteção. O diagrama de força exemplifica como de fato os componentes estão conectados, e quais componentes são alimentados por cada um dos barramentos de corrente contínua. Na Figura 7.2 é possível observar o diagrama de blocos simplificado para o sistema Multiconversor.

Figura 7.2 – Diagrama de Blocos Simplificado do Sistema Multiconversor.



Este diagrama foi desenvolvido com o intuito de tornar mais clara a compreensão da sequência envolvida no funcionamento do conversor e qual a posição em que está localizado cada um dos subsistemas, sem que o diagrama fique sobrecarregado com os dispositivos de proteção e os componentes que constituem cada subsistema.

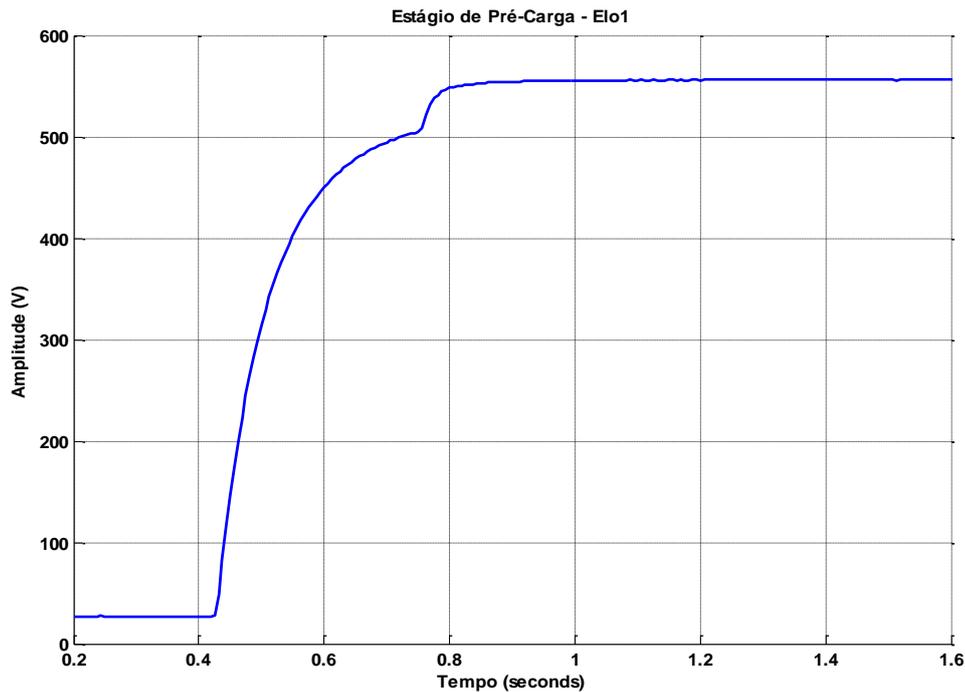
Apesar de não ser exatamente parte dos resultados experimentais, decidiu-se inserir o diagrama da Máquina de Estados e o diagrama de blocos simplificado neste capítulo de forma a auxiliar a análise dos resultados.

7.4 – Pré-Carga – Carregamento do Elo1.

Este é o estágio inicial de operação do sistema completo, trata-se do momento em que o banco de capacitores que forma o Elo1 é carregado. Apesar de ser um processo simples, é um dos momentos mais arriscados. Qualquer falha é capaz de provocar danos aos conversores, por exemplo, queima de alguma chave estática ou mesmo a explosão de capacitores.

É um processo dividido em duas etapas, como pode ser constatado na Figura 7.3.

Figura 7.3 – Estágio de Pré-Carga.



O primeiro momento é quando o transformador, que alimenta o retificador trifásico não controlado com 380 V CA, Figura 7.2, é ligado em série com os resistores de pré-carga, com o intuito de limitar as correntes de carga dos capacitores e *in-rush* do transformador. Quando a tensão no Elo1 atinge o patamar dos 500 V CC, é então realizado o *by-pass* nos resistores.

Feito o *by-pass*, por volta de 0,75 s, o estado atual passa de PRÉ-CARGA para EM ESPERA, finalizando o carregamento do Elo1 e permitindo o início da operação do conversor *Buck* Primário. A tensão no Elo1, geralmente, permanece em torno dos 540 V, dependendo das condições da rede local e da quantidade de carga drenada pelo *Buck* Primário.

Caso haja um uma falha na rede, ou mesmo uma sobrecarga, de forma que a tensão no Elo1 caia abaixo dos 500 V, a proteção implementada em *Firmware* irá atuar e desligar o sistema por completo, de forma a evitar danos. Caso ocorra esta situação, o estado passara para FALHA, de forma que o sistema só poderá operar, caso seja feita sua reinicialização.

7.5 – Controle de Potência – Conversor *Buck* Secundário.

Seguindo a lógica do desenvolvimento do trabalho, é mostrado primeiramente os resultados relacionados ao Conversor Secundário. Neste conversor foi adotado um controle de potência, realizado através do controle da tensão aplicada sobre os resistores de potência. O desenvolvimento deste controlador foi discutido no Capítulo 5.

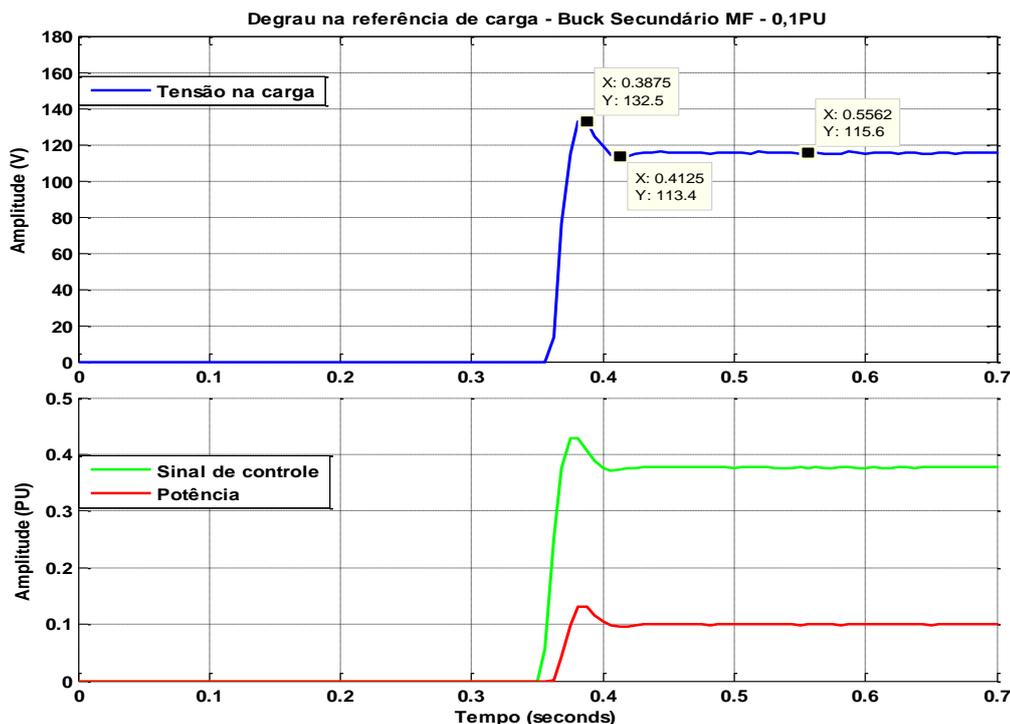
Para a realização dos testes, utilizou-se a ponte IGBT's do Inversor Trifásico, como um retificador não controlado, alimentando o Elo2 diretamente da rede. Isto foi feito, pois entre Elo1 e o Elo2 existe o Conversor Primário, cuja dinâmica pode mascarar os resultados do sistema de controle de tensão (carga).

Uma vez carregado o Elo2 a partir da rede, a tensão se estabilizará por volta de 310 V, e, portanto, a carga máxima a ser aplicada no teste não deve superar os 3600 W. Por motivos de segurança, foi adotada uma referência de carga de no máximo 2500 W (0,5 pu) para a realização do teste com o controlador.

7.5.1 – Degrau de carga de 500 W – Malha Fechada.

Na Figura 7.4 é possível visualizar a resposta do controlador para uma entrada de referência do tipo degrau de que levou o conversor do ponto de 0 W para 500 W, o equivalente a 10% da potência nominal.

Figura 7.4 – Degrau de Carga – 0,1 pu.



Este primeiro teste foi realizado com o intuito de verificar se o sistema de controle apresenta bom desempenho, considerando que o degrau de carga foi aplicado no sistema em repouso. O sobressinal apresentado foi de aproximadamente 14%, enquanto que o tempo de assentamento registrado foi de 0,06 s, desempenho considerado razoável, tomando-se como base as especificações de tempo de assentamento de 0,05 s e sobressinal de 10%.

As diferenças existentes entre os valores de desempenho especificados e valores medidos são aceitáveis, uma vez que o teste foi realizado com o sistema inicialmente em repouso, momento a partir do qual são verificadas não-linearidades muito fortes em conversores estáticos.

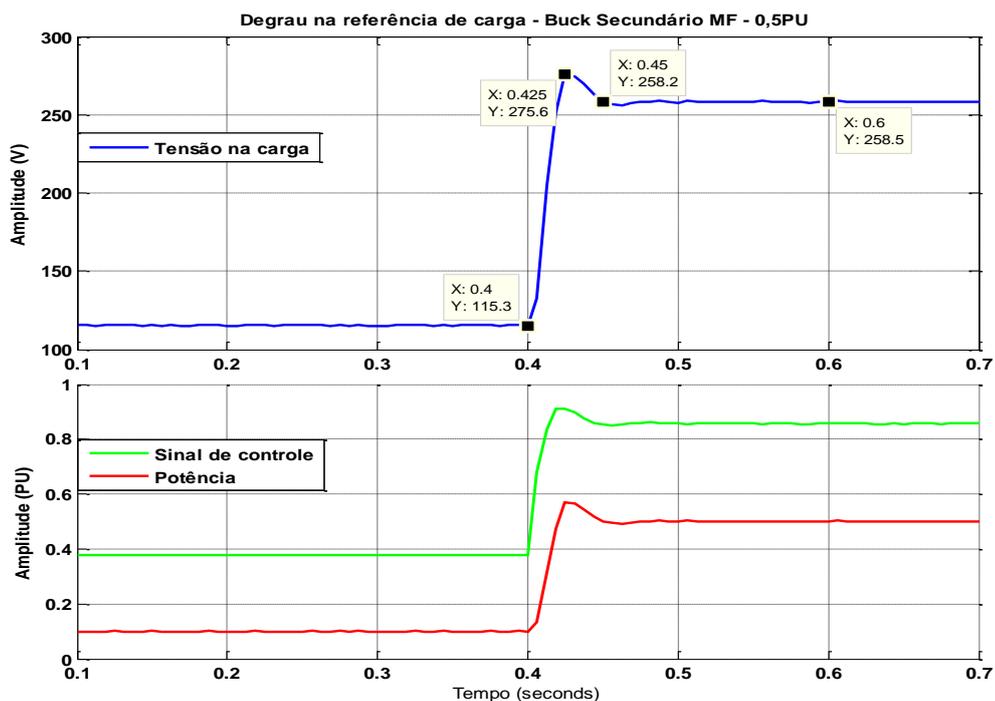
No gráfico da Figura 7.4, o sinal de interesse controlado é mostrado em azul, a tensão nas cargas, mostrada em volts. Enquanto que os valores de potência e sinal de controle, sinais em vermelho e verde, respectivamente, são apresentados em PU, para melhor compreensão.

7.5.2 – Degrau de carga de 500 W para 2500 W – Malha Fechada.

Este teste tem como finalidade mostrar o desempenho obtido considerando-se que o conversor já está operando, a partir da condição do teste anterior. A referência de potência foi aplicada foi de 0,5 pu, o valor definido como limite de operação para testes com o conversor alimentado através do retificador do inversor.

Na Figura 7.5 é possível visualizar a resposta à mudança na referência de potência.

Figura 7.5 – Degrau de Carga – 0,5 pu.



Percebe-se através da análise do gráfico mostrado na Figura 7.5, que o sistema de controle responde de forma muito melhor, pois o teste foi realizado em uma região que apresenta características mais próximas da linearidade, se comparado com o sistema de controle partindo de uma condição de repouso.

O desempenho observado neste teste foi o sobressinal de 11,9 % e tempo de assentamento de aproximadamente 0,045 s. Percebe-se, portanto, que o sistema de controle projetado e testado apresenta resultados consistentes com a especificações impostas, sobretudo quando o teste é realizado em pontos de operação que o conversor se apresenta aproximadamente linear.

Apesar de os sobressinais mostrarem-se ligeiramente mais elevados que o valor especificado, considera-se que o controle de tensão do *Buck* Secundário está em boas condições de operação.

7.6 – Carga de Potência Constante e *Buck* Primário em Malha Aberta.

Uma vez que o conversor secundário está funcionando de forma satisfatória, com o sistema de controle de potência, através do controle de tensão, já operando, é possível realizar o teste de forma a verificar se haverá o problema da instabilidade no barramento de tensão, Elo2, tratado no Capítulo 6.

Como pode ser visto no desenvolvimento do trabalho, quando um conversor em malha aberta alimenta uma carga com característica de potência constante, este conversor fonte torna-se mais susceptível a problemas como estabilidade da tensão no barramento. Esta instabilidade, em tese, ocorre para cargas acima de 0,145 pu, ou 725 W, dada uma potência base de 5000 W.

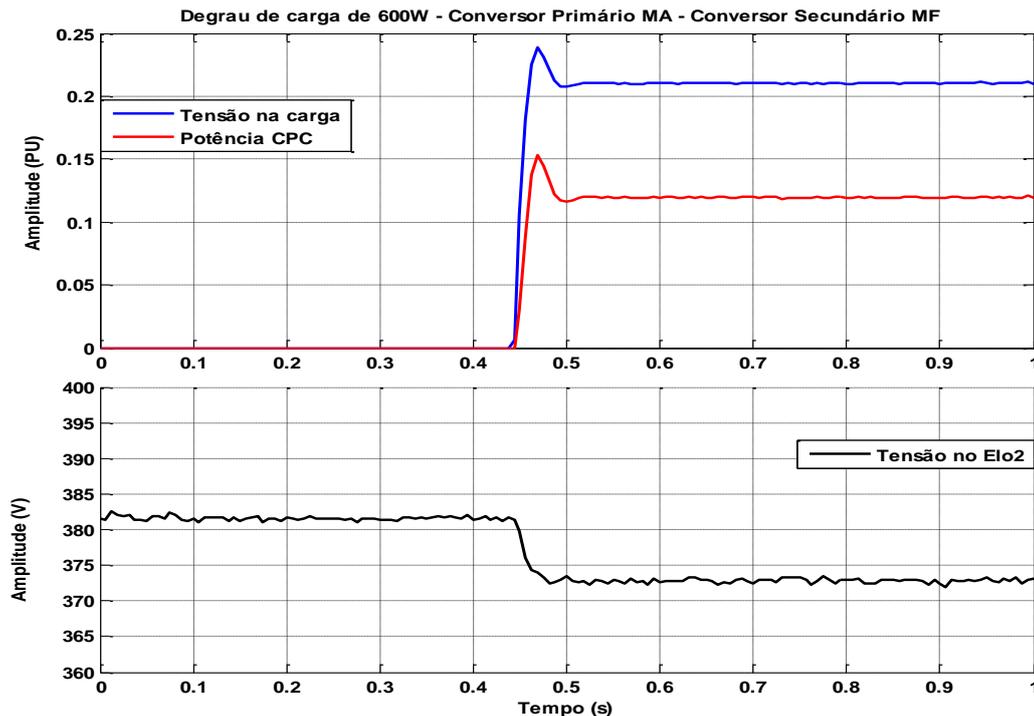
Além da problemática da instabilidade da tensão no barramento, pelo fato de o conversor fonte estar em malha aberta, é natural que o aumento de carga provoque o afundamento da tensão no barramento, podendo, inclusive, cair abaixo dos 360 V, tensão determinada como limite mínimo de operação segura.

Neste tópico, portanto, são realizados três testes, cujos objetivos são de investigar se haverá a instabilidade no barramento e se o conjunto Conversor Primário em malha aberta (MA) e a carga CPC, em malha fechada (MF) conseguirão operar, mesmo com os afundamentos de tensão no Elo2.

7.6.1 – Degrau de carga de 600 W.

Inicialmente foi aplicado um degraú de carga de aproximadamente 0,12 pu, o que equivale a 600 W. Este valor foi escolhido, pois fica abaixo do valor de carga crítica, que supostamente levaria o conversor à instabilidade. Na Figura 7.6 é possível a resposta do sistema à aplicação do degraú de 0,12 pu.

Figura 7.6– Degrau de 600 W – Buck Primário MA e Buck Secundário MF.



Para a realização deste teste primeiramente deixou-se a tensão no Elo2 em aproximadamente 381 V, pois como não há sistema de controle operante, não há como manter a tensão em exatamente 380 V. Em seguida foi aplicado o degraú de 600 W na referência de carga.

Observa-se que não foram apresentados grandes problemas, além do afundamento da tensão no Elo2. Este comportamento era esperado, pois a carga está abaixo do valor crítico, o que na verdade não traz problema de instabilidade. Enquanto que a tensão do Elo2 caiu em alguns volts, visto não haver controle de tensão operante, porém ainda dentro da faixa de operação segura.

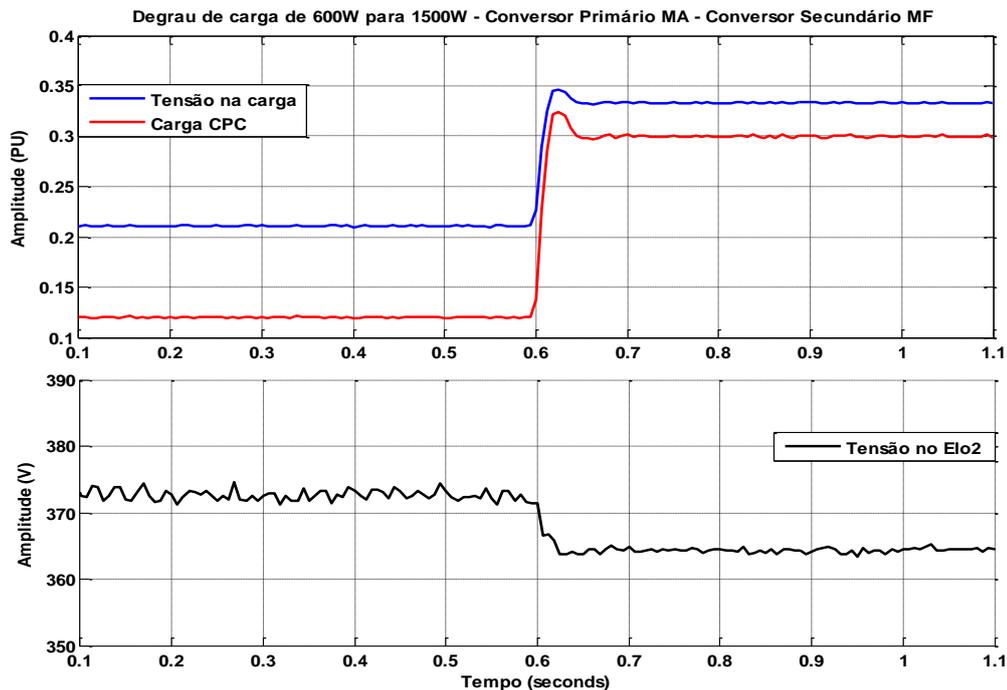
Nos gráficos destes testes, o sinal em azul representa a tensão aplicada ao banco de resistores de carga, enquanto que o sinal em vermelho representa a potência propriamente dita. Sendo que ambos os sinais estão em pu. Enquanto que o sinal em preto representa a tensão no barramento, dada em volts.

7.6.2 – Transição de carga de 600 W para 1500 W.

Neste segundo teste, foi aplicado um degrau na referência de potência de forma a levar o conversor do ponto de 600 W até 1500 W, de forma a cruzar a potência que provocaria instabilidade no funcionamento do conversor que alimenta o Elo2. Foi definido 1500 W por ser aproximadamente o dobro da potência, a partir da qual supostamente haveria instabilidade no barramento de tensão.

Na Figura 7.7 é possível ver os sinais envolvidos neste teste.

Figura 7.7 – Degrau de 600 W para 1500 W – Buck Primário MA e Buck Secundário MF.



A instabilidade de tensão sugerida nas pesquisas mais recentes, porém, não foi observada. A conclusão é que a dinâmica do conversor que funciona como carga deve ser absurdamente mais rápida, em malha fechada, que a própria dinâmica do conversor fonte em malha aberta.

Entretanto, a instabilidade provocada pela CPC não é o único efeito capaz de provocar problemas no sistema. Observa-se através do gráfico da Figura 7.7 que a tensão do Elo2 se apresenta quase 20 V mais baixa, mesmo que a potência empregada ainda esteja abaixo da metade da potência nominal.

Seguindo a lógica, espera-se que com o aumento gradativo da referência de carga a tensão no Elo2 caia ainda mais, inclusive abaixo dos 360 V limite. Nesta condição, o conversor fonte se tornará incapaz de manter valores de carga mais altos, uma vez que o conversor carga necessita de um valor mínimo de tensão para operar.

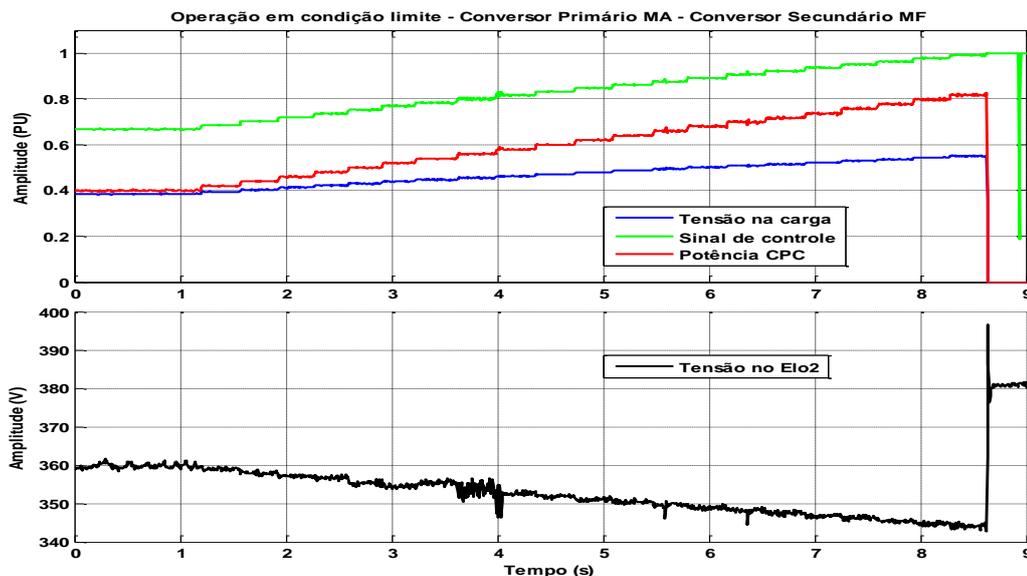
Caso a tensão no Elo2 continue baixando com o aumento da carga, haverá um momento em que o sinal de controle do *Buck* Secundário irá saturar, na tentativa de aumentar a tensão para um valor no qual o conversor fonte será incapaz de fornecer. Isso poderá causar instabilidade no funcionamento dos conversores fonte e carga.

7.6.3 – Transição gradativa de carga de 2700 W para 4200 W.

De acordo como tratado no tópico anterior, o *Buck* Primário, responsável por alimentar o Elo2, quando em malha aberta, apresenta grandes variações na tensão do barramento. Por esse motivo, haverá um momento em que a tensão estará muito baixa, de forma a instabilizar e comprometer o bom funcionamento dos conversores.

Na Figura 7.8 é possível ver os sinais obtidos para uma condição crítica de funcionamento do sistema com o conversor fonte operando em malha aberta. Este teste foi realizado de forma a mostrar o ponto no qual haverá instabilidade no funcionamento dos conversores.

Figura 7.8 – Transição de carga de 2000 W até 4200 W.



Primeiramente foi definida uma condição de carga na qual a tensão no barramento está próxima do limite mínimo de 360 V, em 2000 W. A partir deste ponto foi incrementado o valor da referência de potência de forma a definir o ponto limite de operação para o Conversor Primário em malha aberta, de acordo como pode ser constatado analisando-se os gráficos da Figura 7.8, onde nota-se o constante afundamento da tensão no Elo2.

No tempo aproximado de 8 s, a carga drenada está em 4000 W, para uma tensão de 345 V no Elo2. A partir deste momento, adiciona-se mais dois degraus de 100 W na referência

de carga. Percebe-se que o sinal de controle, em verde, saturara rapidamente e há um desligamento forçado do *Buck* Secundário, enquanto que o sinal de controle se torna oscilatório. Percebe-se que no momento do desligamento da carga, a tensão retorna ao valor inicial, por volta dos 380 V.

Pode-se ver com este teste que há grande variação no valor da tensão do Elo2, visto não haver controle de tensão. Vale ressaltar também que o teste definiu uma carga capaz de causar instabilidades levando em consideração pequenas variações na referência de carga.

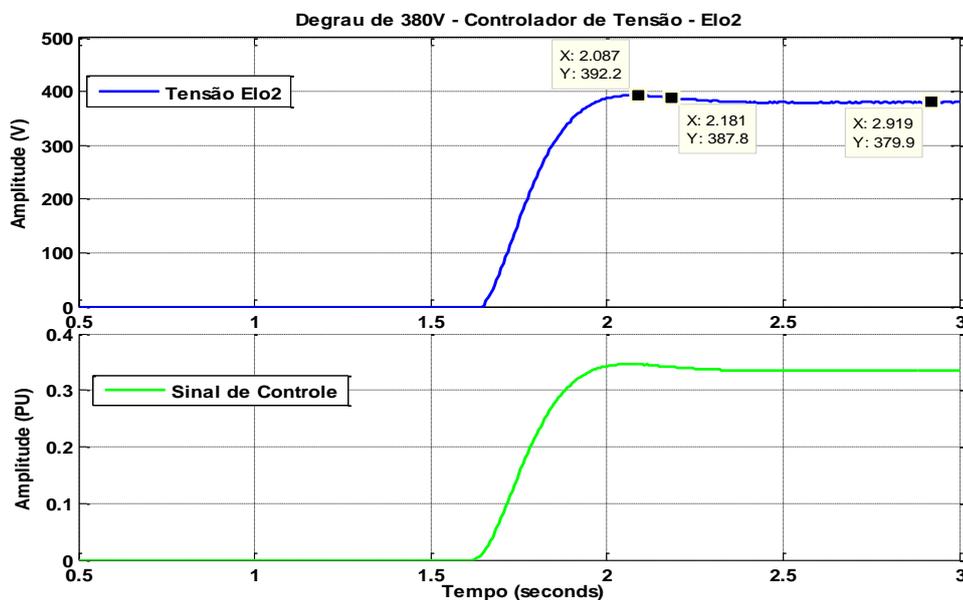
Caso seja feito um teste com um degrau de carga relativamente grande, o sinal de controle apresentará um sobressinal alto e certamente irá saturar, mesmo que a carga seja menor que os 4200 W.

7.7 – Controle de Tensão – Conversor *Buck* Primário – Elo2.

7.7.1 – Degrau na Referência de Tensão – 380 V.

Com o intuito de evitar essas quedas bruscas de tensão e a conseqüente instabilização dos conversores, foi desenvolvido um controlador de tensão, cuja resposta pode ser observada na Figura 7.9. Este teste foi realizado aplicando-se um degrau de tensão de 380 V na entrada de referência do sistema de controle.

Figura 7.9 – Resposta ao Degrau com o Controlador de Tensão.



Analisando-se a Figura 7.9 é possível perceber que o desempenho apresentado pelo controlador é satisfatório e corresponde às características impostas no momento do projeto do controlador contínuo. Nota-se que o sobressinal máximo apresentado é de aproximadamente

3% (392,2 V) enquanto que o tempo de assentamento foi de 0,562 s, visto que o degrau de referência foi aplicado em 1,62 s.

7.7.2 – Carga de Potência Constante e *Buck* Primário em Malha Fechada.

O sistema de controle digital para o controle da tensão no Elo2 foi, em tese, desenvolvido para operar em um único ponto de operação, sendo a tensão de 380 V. Isto quer dizer que seria aceitável considerar como suficiente a análise do teste da Figura 7.9 para se concluir o controlador está apresentando bom comportamento.

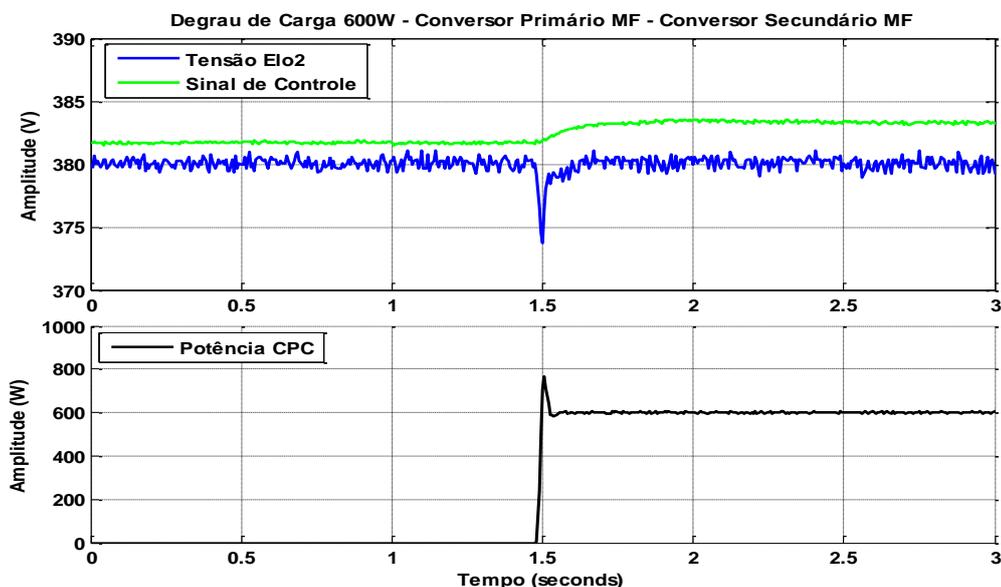
Entretanto, existe o sistema formado pela CPC, que será acoplado ao Elo2, no sentido de fazer uso da tensão disponível no barramento CC. Com isso, é necessário que se realize mais testes com o controlador, desta vez aplicando carga, através do *Buck* Secundário.

Inicialmente são apresentados resultados os mesmos três testes feitos no tópico 7.6 deste capítulo. Isto é feito de forma que seja possível realizar uma comparação com o funcionamento do Conversor Primário em malha aberta e malha fechada alimentando a CPC, e qual é o impacto da inserção do controle de tensão no barramento.

7.7.2.1 – Degrau de carga de 600 W.

Inicialmente foi aplicado um degrau de carga de aproximadamente 0,12 pu, o que equivale a 600 W. Este valor foi escolhido, pois fica abaixo do valor de carga crítica, que supostamente levaria o conversor à instabilidade. Na Figura 7.10 é possível verificar a resposta do sistema à aplicação do degrau de 0,12 pu.

Figura 7.10 – Degrau de 600 W – *Buck* Primário MF e *Buck* Secundário MF.



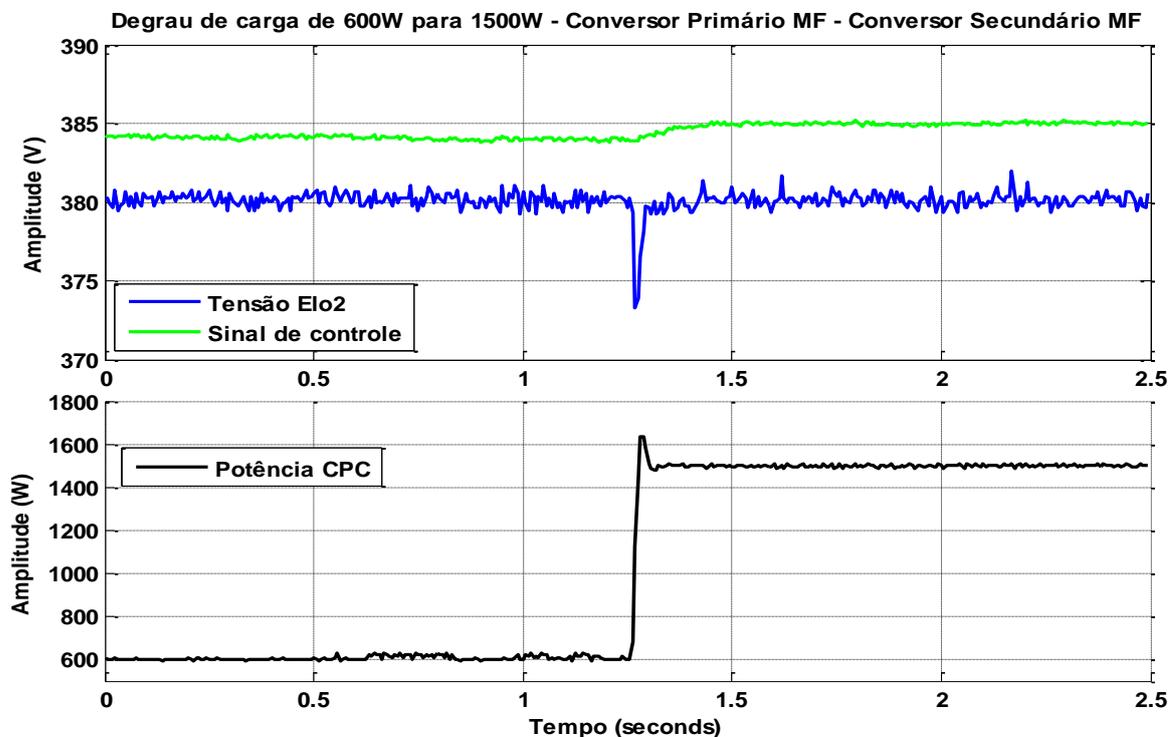
De acordo como visto no teste já realizado no tópico 7.6.1, era de se esperar que os conversores não apresentassem problemas, no teste da Figura 7.10. A diferença reside no fato de que o presente teste apresenta regulação de tensão, de acordo como visto no sinal em azul, a tensão do Elo2.

No tempo aproximado de 1,5 s é aplicado um degrau de 600 W na referência de carga do conversor secundário. Com isso, é natural que a tensão no Elo2 sofra um afundamento, porém, o controlador do Conversor Primário foi capaz de regular a tensão no barramento, através do sinal de controle em verde, que naturalmente aumentará, com o intuito de corrigir o desvio de tensão.

7.7.2.2 – Transição de carga de 600 W para 1500 W.

Este segundo teste com o controlador de tensão, aplicando-se carga, também foi realizado de forma semelhante ao teste do tópico 7.6.2. Foi aplicado um degrau na referência de potência, no instante 1,25 s, de forma a levar o conversor do ponto de 600 W até 1500 W, de forma a cruzar a potência que provocaria instabilidade no funcionamento do conversor que alimenta o Elo2. O resultado pode ser visto na Figura 7.11.

Figura 7.11 – Degrau de 600 W à 1500 W – Buck Primário MA e Buck Secundário MF.



Nota-se também através do teste mostrado na Figura 7.11 que não é apresentada a instabilidade no barramento de tensão, uma vez que o sistema de controle atua no sentido de levar a tensão do Elo2 ao patamar dos 380 V.

7.7.2.3 – Transição gradativa de carga de 2000 W até o limite da CPC.

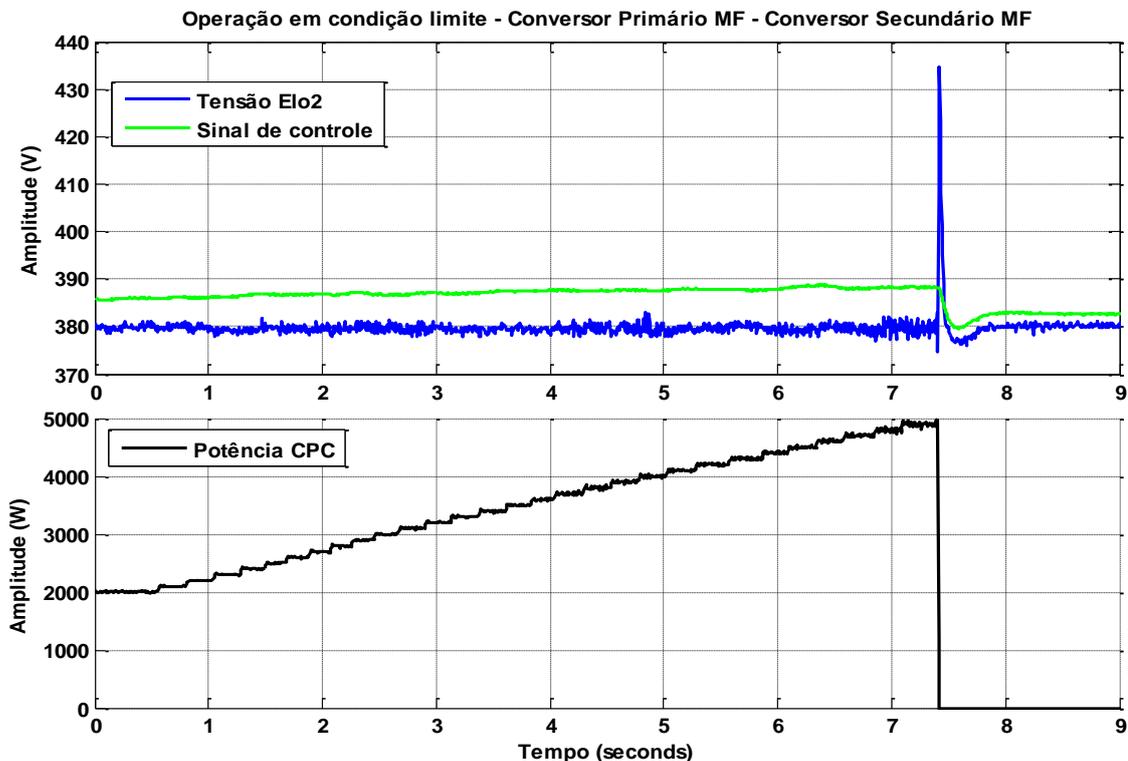
Por fim, foi realizado o teste que mostra as condições limites às quais os conversores podem operar. Este teste tem como objetivo mostrar a máxima carga que poderá ser fornecida à CPC, tendo-se neste momento o controlador de tensão operando, e previamente validado, como mostrado nos testes anteriores.

Primeiramente deixou-se o conjunto Conversor Fonte/Conversor Carga operando em regime permanente com tensão no barramento de aproximadamente 380 V e CPC em 2000 W, de forma semelhante à mostrada no teste de operação limite com o conversor fonte em malha aberta.

Em seguida, a cada aproximadamente 0,2 s, o valor da referência de potência foi aumentado em passos de 100 W, de forma a verificar a condição limite de operação do Conversor Carga, e o comportamento da tensão no barramento juntamente com o desempenho do controlador de tensão em condições críticas de operação.

O resultado do teste pode ser visto na Figura 7.12.

Figura 7.12 – Teste de condição limite de operação dos conversores.



Observa-se, através da Figura 7.12, que o crescimento do valor da potência no Conversor Carga (sinal em preto) é acompanhado pelo sinal de controle do Conversor Fonte (em verde), com o intuito de manter a tensão do barramento regulada, frente ao crescente aumento da potência drenada pela CPC.

Pode-se perceber também que, por volta do instante 7 s, a carga do Conversor Secundário está próxima do limite estabelecido como máximo, de 5 kW. No momento 7,4 s, é aplicado mais um degrau na referência de carga, sendo este novo valor de referência de 1 pu.

Como há um sobressinal na potência, devido às características especificadas para o sistema de controle de potência, no momento que o degrau de para 5 kW é aplicado, o sobressinal ultrapassa este valor, levando o sistema à uma condição de proteção, e, portanto, o controlador de potência é desativado automaticamente. Esta proteção é realizada através do circuito de *gate-drive* que aciona as chaves estáticas e uma vez ocorrido, todo o sistema Multiconversor deverá ser reinicializado.

A proteção, neste caso, é feita no circuito do Conversor Carga e por isso, o Conversor Fonte permanece operando normalmente. Na Figura 7.12 pode visto que no instante em que a CPC deixa de operar (7,4 s), a tensão no Elo2 sofre um surto, uma vez que toda a carga é retirada instantaneamente. Porém, mesmo nesta condição crítica de operação, o controlador de tensão foi capaz de promover a regulação da tensão no barramento.

7.8 – Conclusão.

Neste capítulo, foram discutidos os aspectos que dizem respeito aos testes práticos realizados em diversos pontos de operação e condições de teste. Foi visto que, apesar de o problema da instabilidade gerada por cargas de potência constante não se apresentar, o afundamento de tensão no barramento, quando há inserção de cargas, é prejudicial para a operação dos conversores.

Foi visto também que o controlador de tensão inserido para a regulação da tensão do barramento apresentou um bom desempenho, tanto no teste de resposta ao degrau de 380 V, sem a aplicação de carga, quanto nos testes mais severos, nos quais foram aplicadas cargas de até aproximadamente 5 kW.

8 – CONCLUSÕES

8.1 – Considerações Finais

Neste trabalho, foi apresentado o projeto e desenvolvimento de um Sistema Multiconversor formado por conversores estáticos baseados em eletrônica de potência. Neste sistema, foi implementado um barramento de corrente contínua alimentado por um dos conversores, na topologia *Buck* no sentido de se manter a tensão constante o barramento, através da implementação de controladores digitais embarcados em circuitos eletrônicos baseados em microcontroladores.

O segundo conversor *Buck* foi projetado e implementado de forma a se comportar como uma carga, que aliada à estratégia de controle digital desenvolvida, tem o intuito de se comportar como uma carga de potência constante, tomando-se como ponto de análise conversor fonte.

Em ambos os casos, foram projetados, implementados e testados controladores digitais, desenvolvidos através do método indireto de projeto. Os controladores foram testados e apresentaram um bom desempenho, mesmo levando em conta as diversas condições e pontos de operação nas quais os testes foram realizados, além das não linearidades inerentes destes conversores e dos demais subsistemas envolvidos.

Além dos dois conversores *Buck* utilizados, um como conversor fonte e o outro como conversor carga, existe um inversor trifásico, disponível no módulo *Back-To-Back* utilizado. Este inversor foi interligado ao barramento de forma a deixar a estrutura pré-montada para a realização de trabalhos futuros com o sistema interligado à rede, constituindo assim uma microrrede *Grid-Tie*.

Com isso, acredita-se que o objetivo do trabalho foi alcançado, uma vez que o painel modular que abriga o Sistema Multiconversor está montado e funcional, de acordo com os resultados mostrados nos testes com os dois conversores operando isoladamente e em conjunto.

8.2 – Propostas para trabalhos futuros.

Como propostas para a realização de trabalhos futuros, sugere-se:

- A realização de novos testes, utilizando diferentes estratégias de controle, a exemplo de controladores robustos, além da aplicação de outras estruturas de controladores digitais, como exemplo a estrutura canônica RST.

- Pode-se realizar também trabalhos a respeito da identificação da dinâmica dos conversores, seja considerando representações lineares ou mesmo as representações não lineares, com a consequente implementação de técnicas de controle mais sofisticadas.
- Promover a integração do inversor trifásico, desde o desenvolvimento do sistema eletrônico para o acionamento do inversor, até a aplicação de técnicas de controle escalares e vetoriais.
- Desenvolver um sistema de armazenamento de energia em bancos de baterias e conexão deste banco à microrrede, através de conversores estáticos bidirecionais.
- Realizar a conexão do inversor trifásico à rede elétrica local, com o intuito de emular conversores fotovoltaicos Grid-Tie, com aplicação de técnicas avançadas de sincronização à rede e controle de corrente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AMIR M. R., ALI E., **Active Damping in DC/DC Power Electronic Converters: A Novel Method to Overcome the Problems of Constant Power Loads.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, May 2009.

AMIR M. R., ALI E., **An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 6, July 2009.

AMIR M. R., GEOFFREY A. W., ALI E., **Loop-Cancellation Technique: A Novel Nonlinear Feedback to Overcome the Destabilizing Effect of Constant-Power Loads.** IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, no. 2, February 2010.

CD40109. TEXAS INSTRUMENTS- **CMOS Quad Low-to-High Voltage Level Shifter.** Datasheet: <http://www.ti.com>. Consultado em 02/10/2014.

DORF, S. **Introdução Aos Circuitos Elétricos.** 7 Ed. Editora Prentice Hall, 2008.

DsPIC30F2011. MICROCHIP. **High-Performance Digital Signal Controllers.** Datasheet: <http://www.microchip.com>. Consultado em 16/06/2014.

DsPIC30F4013. MICROCHIP. **High-Performance Digital Signal Controllers.** Datasheet: <http://www.microchip.com>. Consultado em 16/06/2014.

EMADI, A.; EHSANI, M.; MILLER, J., M. **Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air, and Space Vehicles.** Editora Marcel Dekker, Nova York, 1ª edição, 2003.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control.** New York: McGraw-Hill, Inc, 1994.

LA 55-P/SP1. LEM. **Current Transducer.** Datasheet: <http://www.lem.com>. Consultado em 09/04/2015.

LV-25p. LEM. **Voltage Transducer.** Datasheet: <http://www.lem.com>. Consultado em 24/02/2015.

MAX232. MAXIM. **+5V-Powered, Multichannel RS-232 Drivers/Receivers.** Datasheet: <http://www.maxim.com>. Consultado em 04/02/2015.

MINGFEI W., DYLAN D. C. L., **Adding Virtual Resistance in Source Side Converters for Stabilization of Cascaded Connected Two Stage Converter Systems with Constant Power Loads in DC Microgrids.** The 2014 International Power Electronics Conference.

MORAES, A. R. B. **Desenvolvimento e implementação de estratégias de controle digital para regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas em um gerador síncrono de 10 kVA.** Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal do Pará, Belém, 2011.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems.** Prentice Hall, 1987.

PERTENCE, A. J., **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório.** McGraw Hill, 2012.

PHILLIPS, C. L., NAGLE, H. T., **Digital Control System Analysis and Design.** 3ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 1995.

RASHID, M. H., **Power Electronics Handbook** - 3ª edição. 2011.

SEAN, C. S.; SHELDON S.W.; ZIOGAS, P. C. **Constant Power Loads in More Electrical Vehicles – An Overview.** IEEE Transactions, vol.21, Pg. – 2914-2922, 2012.

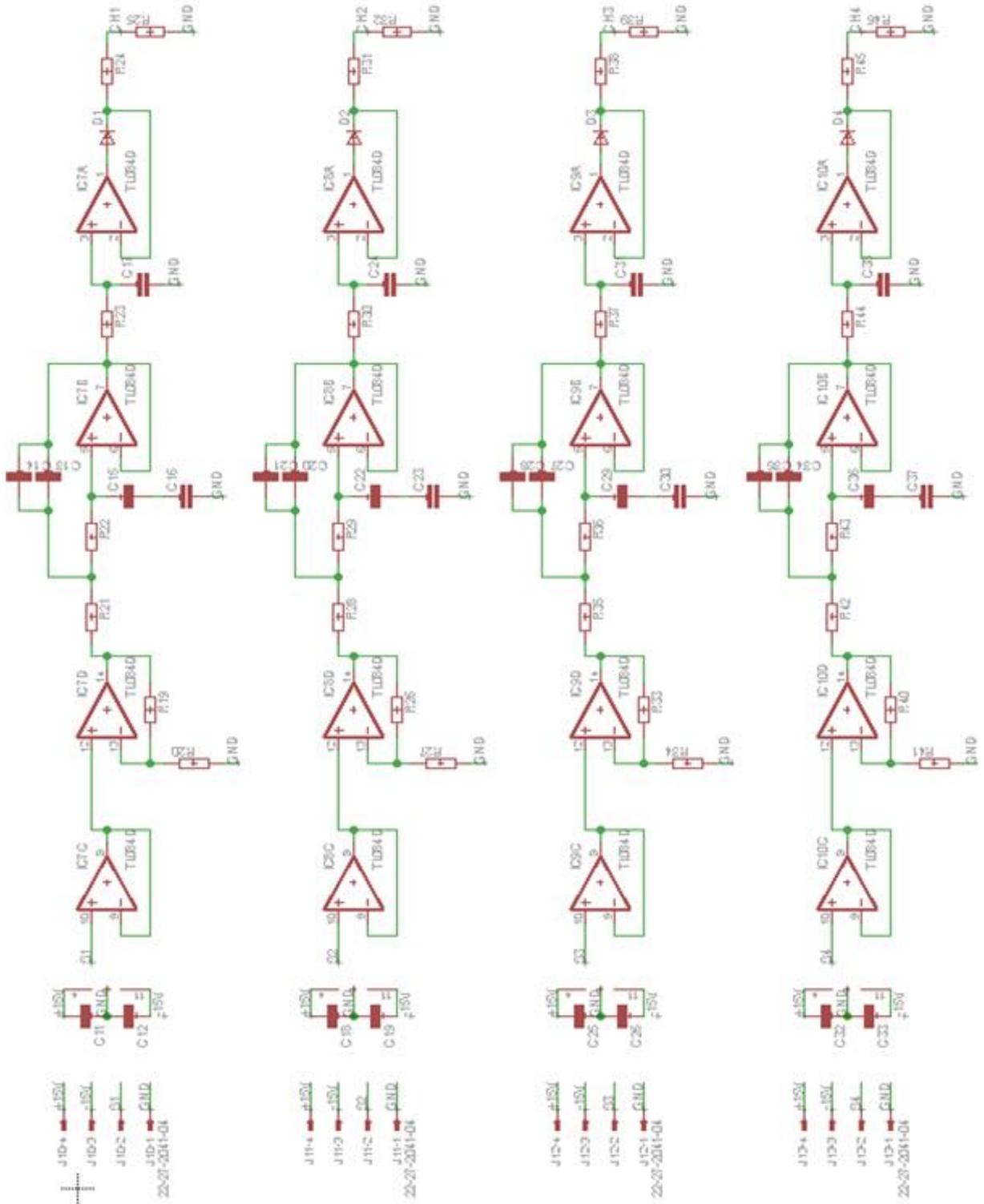
SKVARENINA, T.L. **The Power Electronics Handbook.** 1 ed. West Lafayette, Indiana. Purdue University, 2001.

TSAI-FU. Wu, C.-L. Kuo, K.-H. Sun, G.-R. Yu. **DC-Bus Voltage Regulation with Bi-directional Inverter in DC Distribution Systems.** IEEE Transactions, vol.21, Pg. – 769-774, 2012.

WAYNE, H. B.; FINK, D. G. **Standard Handbook for Electrical Engineers.** Editora McGraw-Hill, 11ª edição, Nova York, 1978.

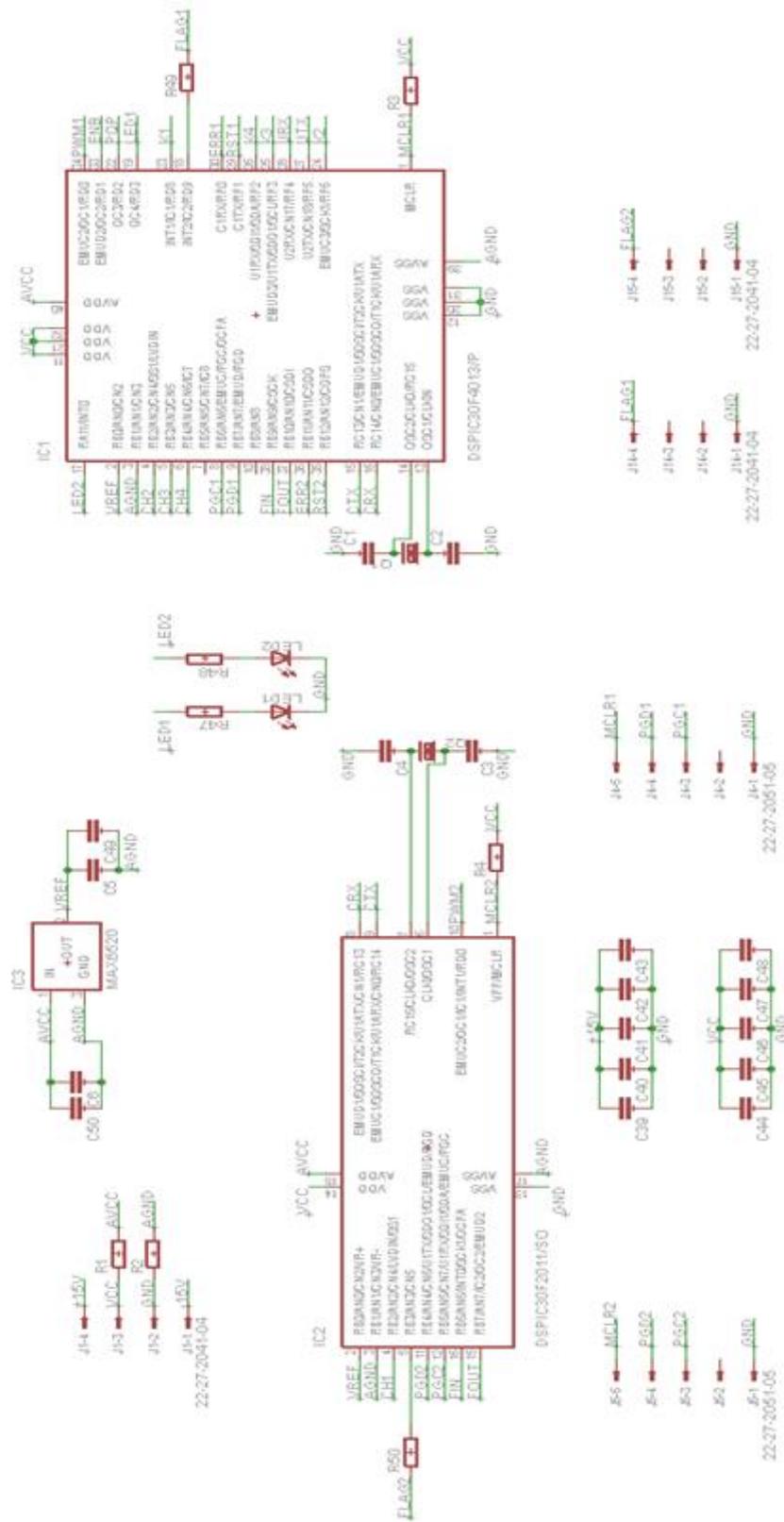
APÊNDICE A

Diagrama esquemático com o subsistema de aquisição dos sinais de tensão e corrente.



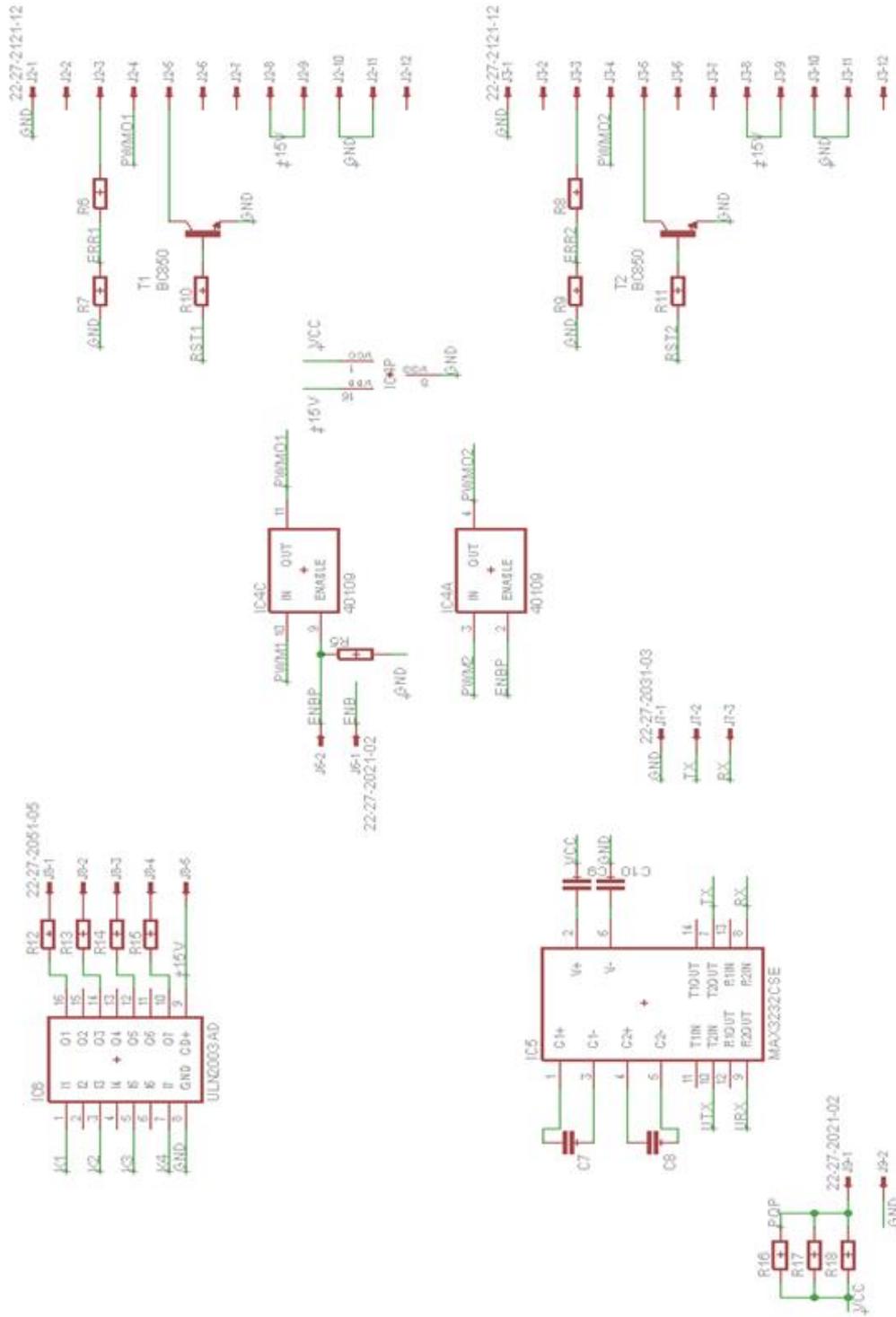
APÊNDICE B

Diagrama esquemático com o subsistema de processamento digital.



APÊNDICE C

Diagrama esquemático com o subsistema de comunicação, acionamento de relés e conexões com o conversor *Back-To-Back*.



APÊNDICE D

Firmware embarcado no dsPIC30F4013

```

////////////////////////////////////
//ME. FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR
//SISTEMA MULTICONVERSOR - ARQUIVO PRINCIPAL
////////////////////////////////////
//=====DEFINIÇÃO DO DISPOSITIVOS E PERIFÉRICOS=====//
#include <p30F4013.h>
#include <timer.h>
#include <outcompare.h>
#include <uart.h>
#include <math.h>
#include <dsp.h>
#include <adc12.h>

//=====//
//=====FUSES=====//
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16);
_FGS(CODE_PROT_OFF);
_FBORPOR(MCLR_DIS & PBOR_OFF & PWRT_OFF);
_FWDT(WDT_OFF & WDTPSA_512 & WDTPSB_1);

//=====//
//=====DEFINES E CONSTANTES=====//
#define LED2          _LATA11
#define FLAG1         _LATD9
#define RESET1        _LATF1
#define RESET2        _LATB12
#define ENABLE        _LATD1
#define ERRO1         _RF0
#define ERRO2         _RB11
#define EMERG         !_RD2
#define RELE_K1       _LATD8
#define RELE_K2       _LATF6
#define RELE_K3       _LATF3
#define RELE_K4       _LATF2
#define FOUT          _LATB10
#define INICIAL       0
#define PRE_CARGA     1
#define ESPERA_OK     2
#define CONTROLE      3

```

```

#define FALHA          4

//=====//
//=====VARIÁVEIS GLOBAIS=====//

unsigned int ESTADO = 0;
unsigned int FALHA_ERRO = 0;
unsigned int CONTADOR_LED = 0;
unsigned int CONTADOR_CON = 0;
unsigned int ESTADO_REG[8] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0};
unsigned int V_LIGADO = 0;
unsigned int P_LIGADO = 0;
unsigned int VET_TX[10] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0};
unsigned int VET_TESTE[4] = {0, 0, 0, 0};
unsigned int CONT_SBPA = 0;
float REF_V = 0.0;
float REF_P = 0.0;
float u_BUCK1 = 0.0;
float C_BUCK1 = 0.0;
float V_ELO1 = 0.0;
float V_ELO2 = 0.0;
float P_BUCK1 = 0.0;
float V_BUCK2 = 0.0;
unsigned int u_BUCK2 = 0;
unsigned int P_BUCK2 = 0;
unsigned int CONT_CRX = 0;
unsigned int DADO_CRX[4];
unsigned int CONT_RX = 0;
unsigned int DADO_RX[4];

//=====//
//=====TRATAMENTO DE INTERRUPÇÕES=====//

void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _T1Interrupt(void)
{
    FLAG1 = 1;
    U2STAbits.OERR = 0;
    if(CONTADOR_LED >= 144)
    {
        CONTADOR_LED = 0;
        LED2 ^= 1;
    }
    CONTADOR_LED ++;
}

```

```

//-----
//ETAPA DE AMOSTRAGEM, CÁLCULO DE POTÊNCIAS E TESTE DE ERROS
//-----
V_ELO1 = ReadADC12(2)/4095.0;
V_ELO2 = ReadADC12(1)/4095.0;
C_BUCK1 = ReadADC12(0)/4095.0;
V_BUCK2 = ReadADC12(3)/4095.0;

V_ELO1 = FILTRO_V1(V_ELO1)*622.4;
V_ELO2 = FILTRO_V2(V_ELO2)*645.88;
C_BUCK1 = FILTRO_C1(C_BUCK1)*16.81;
V_BUCK2 = FILTRO_V3(V_BUCK2)*430.15;

    if(!(ESTADO == FALHA))
    {
        if(C_BUCK1>20) ESTADO = FALHA, FALHA_ERRO = 1;
        else if((V_ELO1<480)&(ESTADO == 2)) ESTADO = FALHA, FALHA_ERRO = 2;
        else if((V_ELO2>420)&(ESTADO == 3)) ESTADO = FALHA, FALHA_ERRO = 3;
        else if((V_ELO2<340)&(V_BUCK2>100)&(ESTADO == 3)) ESTADO = FALHA,
FALHA_ERRO = 4;
        else if(V_BUCK2>370) ESTADO = FALHA, FALHA_ERRO = 5;
        else if(EMERG) ESTADO = FALHA, FALHA_ERRO = 7;
        else FALHA_ERRO = 0;
    }
//-----
//MÁQUINA DE ESTADOS SISTEMA
//-----
switch(ESTADO)
{
    case 0://ESTADO INICIAL
    {
        ENABLE = 0;

        CONTROLE_RST_1(0, 0, 1);
        CONTROLE_RST_EQ(0, 0, 1);

        u_BUCK1 = 0;
        u_BUCK2 = 0;
        RELE_K1 = 0;
        RELE_K2 = 0;
    }
}

```

```

RELE_K3 = 0;
RELE_K4 = 0;
V_LIGADO = 0;
P_LIGADO = 0;

if(ESTADO_REG[0])
{
    ESTADO_REG[0] = 0;
    ESTADO = PRE_CARGA;
    RELE_K1 = 1;
}
}
break;
case 1://ETAPA DE PRÉ-CARGA
{
    if(V_ELO1 >= 500)
    {
        ESTADO = ESPERA_OK;
        RELE_K2 = 1;
    }
    if(ESTADO_REG[0])
    {
        ESTADO_REG[0] = 0;
        ESTADO = INICIAL;
    }
}
break;
case 2://SISTEMA EM ESPERA
{
    ENABLE = 1;
    CONTADOR_CON = 0;
    u_BUCK1 = 0;
    u_BUCK2 = 0;
    CONTROLE_RST_1(0, 0, 1);
    CONTROLE_RST_EQ(0, 0, 1);
    if(ESTADO_REG[0])
    {
        ESTADO_REG[0] = 0;
        ESTADO = INICIAL;
    }
}

```

```

if(ESTADO_REG[1])
{
    ESTADO_REG[1] = 0;
    ESTADO = CONTROLE;
}
}
break;
case 3://CONTROLE
{
    if(V_ELO2<=300)
    {
        CONTADOR_CON = CONTADOR_CON+2;
        u_BUCK1 = ((CONTROLE_RST_EQ(V_ELO2, REF_V,
0))/V_ELO1)*2047.0;

        if(u_BUCK1 >= 2047) u_BUCK1 = 2047;
        if(u_BUCK1 <= 0) u_BUCK1 = 0;
    }
    else
    {
        u_BUCK1 = ((CONTROLE_RST_EQ(V_ELO2, REF_V,
0))/V_ELO1)*2047.0;

        if(u_BUCK1 >= 2047) u_BUCK1 = 2047;
        if(u_BUCK1 <= 0) u_BUCK1 = 0;
    }
    if(ESTADO_REG[0])
    {
        ESTADO_REG[0] = 0;
        ESTADO = INICIAL;
    }
    if(ESTADO_REG[1])
    {
        ESTADO_REG[1] = 0;
        ESTADO = ESPERA_OK;
        CONT_SBPA = 0;
    }
    if(ESTADO_REG[2])
    {
        ESTADO_REG[2] = 0;
        //RELE_K4 ^= 1;
        CONT_SBPA ^= 1;
    }
}

```

```

    }

    if(CONT_SBPA)
    {
        u_BUCK2 = ((CONTROLE_POTENCIA(V_BUCK2, REF_P,
0))/V_ELO2)*2047.0;

        if(u_BUCK2 >= 2047) u_BUCK2 = 2047;
        if(u_BUCK2 <= 0) u_BUCK2 = 0;
    }
    else
    {
        u_BUCK2 = 0;
        CONTROLE_POTENCIA(0, 0, 1);
    }

// SetDCOC1PWM(REF_V*3);
// SetDCOC4PWM(REF_P);
}
break;
case 4://FALHA
{
    CONTROLE_RST_1(0, 0, 1);
    SetDCOC1PWM(0);
    CONTROLE_POTENCIA(0, 0, 1);
    SetDCOC4PWM(0);
    ENABLE = 0;
    RESET1 = 1;
    RESET2 = 1;
    u_BUCK1 = 0;
    u_BUCK2 = 0;
    RELE_K1 = 0;
    RELE_K2 = 0;
    RELE_K3 = 0;
    RELE_K4 = 0;
}
break;
}
SetDCOC1PWM((unsigned int)(u_BUCK1));
SetDCOC4PWM((unsigned int)(u_BUCK2));
P_BUCK1 = ((V_ELO2*0.5)*C_BUCK1);
P_BUCK2 = ((V_BUCK2*V_BUCK2)/26.67)*0.77;

```

```

VET_TX[0] = (unsigned int)(V_ELO1*6.825);
VET_TX[1] = (unsigned int)(C_BUCK1*204.75);
VET_TX[2] = (unsigned int)(P_BUCK1);
VET_TX[3] = (unsigned int)(V_ELO2*6.825);
VET_TX[4] = (unsigned int)(V_BUCK2*6.825);
VET_TX[5] = (unsigned int)(P_BUCK2);
VET_TX[6] = (unsigned int)(u_BUCK1);
VET_TX[7] = (unsigned int)(u_BUCK2);
VET_TX[8] = (unsigned int)(0);
VET_TX[9] = ((RELE_K1)|(RELE_K2<<1)|(RELE_K3<<2)|(RELE_K4<<3)|(FALHA_ERRO<<4));
    TX_UART(&VET_TX[0]);
    FLAG1 = 0;
    _T1IF=0;
}
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _U2RXInterrupt(void)
{
    for(CONT_RX=0;CONT_RX<4;CONT_RX++)
    {
        DADO_RX[CONT_RX] = ReadUART2();
    }
    if(DADO_RX[3] == 128)
    {
        ESTADO_REG[0] = 0b000000000000001&DADO_RX[0];
        ESTADO_REG[1] = (0b000000000000010&DADO_RX[0])>>1;
        ESTADO_REG[2] = (0b000000000000100&DADO_RX[0])>>2;
        ESTADO_REG[3] = (0b000000000001000&DADO_RX[0])>>3;

        REF_V = (float)(DADO_RX[1]*10.0);
        REF_P = (float)(sqrt(DADO_RX[2]*100.0*26.67));
    }
    _U2RXIF=0;
}
//=====//
//=====ROTINA PRINCIPAL=====//
int main (void)
{
    for(CONTADOR_LED = 0; CONTADOR_LED < 65000; CONTADOR_LED++);
    CONTADOR_LED=1;
    CORCON = 0b0000011111111110;
    ADPCFG = 0b0000000000111100;

```

```

    TRISA = 0b0000000000000000;
    TRISB = 0b0000101000111111;
    TRISC = 0b1100000000000000;
    TRISD = 0b0000000000000100;
    TRISF = 0b0000000000010001;
    INI_TIMER1();
    INI_TIMER2();
    INI_OC1();
    INI_OC4();
    //INI_UART1();
    INI_UART2();
    INI_ADC12();
    SetDCOC1PWM(0);
    SetDCOC4PWM(0);
    RELE_K1 = 0;
    RELE_K2 = 0;
    RELE_K3 = 0;
    RELE_K4 = 0;
    LED2 = 0;
    FOUT = 1;
    for(CONTADOR_LED = 0; CONTADOR_LED < 1000; CONTADOR_LED++);
    CONTADOR_LED=1;
    FOUT = 0;
    while(1) ClrWdt();
}
//=====//
////////////////////////////////////////////////////////////////////
//ME. FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR
//SISTEMA MULTICONVERSOR – ARQUIVO DE FUNÇÕES
////////////////////////////////////////////////////////////////////
//=====DEFINIÇÃO DO DISPOSITIVOS E PERIFÉRICOS=====//
#include <uart.h>
#include <libpic30.h>
#include <stdio.h>
#include <dsp.h>
#include <math.h>
#include <outcompare.h>
//=====//
//=====TRANSMISSÃO DO VETOR DE DADOS=====//
void TX_UART(fractional *ENTRADA)

```

```

{
    static unsigned int POS = 5;
    static unsigned int TEMP[10];
    static unsigned int CONT_TX = 0;
    static unsigned int DADO[20] = {0,0,1,1,2,2,3,3,4,4,5,5,6,6,7,7,8,8,0x00,128};
    if(POS >= 5)
    {
        POS = 0;

        VectorCopy(10, TEMP, ENTRADA);
        DADO[18] = TEMP[9];

        for(CONT_TX = 0; CONT_TX<9; CONT_TX++)
        {
            DADO[CONT_TX*2] = TEMP[CONT_TX]&0b0000000000111111;
            DADO[(CONT_TX*2)+1] = (TEMP[CONT_TX]&0b0000111111000000)>>6;
        }
    }
    WriteUART2(DADO[POS*4]);
    WriteUART2(DADO[POS*4+1]);
    WriteUART2(DADO[POS*4+2]);
    WriteUART2(DADO[POS*4+3]);
    POS++;
}

//=====//
//=====IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE PID=====//
float CONTROLE_RST_1(float ENTRADA, float REF, unsigned int ZERA)
{
    static float r0 = -2.16842396695736e+000;
    static float r1 = 1.30343270415711e+000;
    static float r2 = 4.09980321579302e+000;
    static float s1 = -134.080957870249e-003;
    static float t0 = -864.991262800256e-003;
    static float y[3] = {0.0, 0.0, 0.0};
    static float u[3] = {0.0, 0.0, 0.0};
    if(ZERA)
    {
        y[2] = 0;
        y[1] = 0;
        y[0] = 0;
    }
}

```

```

        u[2] = 0;
        u[1] = 0;
        u[0] = 0;
    }
    else
    {
        y[0] = ENTRADA;

        //u[0] = (1.0-s1)*u[1] + s1*u[2] + t0*REF - (r0*y[0] + r1*y[1] + r2*y[2]);
        //u[0] = -s1*u[1] + t0*REF - (r0*y[0] + r1*y[1]);
        y[2] = y[1];
        y[1] = y[0];
        u[2] = u[1];
        u[1] = u[0];
    }
    return u[0];
}
float CONTROLE_POTENCIA(float ENTRADA, float REF, unsigned int ZERA)
{
    static float b0 = 329.030989460962e-003;
    static float b1 = -517.514381393349e-003;
    static float b2 = 215.576905587083e-003;
    static float a1 = -1.81497313130792e+000;
    static float a2 = 814.973131307918e-003;
    static float y[3] = {0.0, 0.0, 0.0};
    static float u[3] = {0.0, 0.0, 0.0};

    if(ZERA)
    {
        y[2] = 0;
        y[1] = 0;
        y[0] = 0;

        u[2] = 0;
        u[1] = 0;
        u[0] = 0;
    }
    else
    {

```

```

        y[0] = REF-ENTRADA;
        u[0] = -a1*u[1] - a2*u[2] + b0*y[0] + b1*y[1] + b2*y[2];

        y[2] = y[1];
        y[1] = y[0];
        u[2] = u[1];
        u[1] = u[0];
    }
    return u[0];
}

float CONTROLE_RST_EQ(float ENTRADA, float REF, unsigned int ZERA)
{
    static float r0 = 950.218596649732e-006;
    static float r1 = -1.57804967852524e-003;
    static float r2 = 790.564143342472e-006;
    static float s1 = -1.98021027357843e+000;
    static float s2 = 980.210273578426e-003;
    static float y[3] = {0.0, 0.0, 0.0};
    static float u[3] = {0.0, 0.0, 0.0};

    if(ZERA)
    {
        y[2] = 0;
        y[1] = 0;
        y[0] = 0;

        u[2] = 0;
        u[1] = 0;
        u[0] = 0;
    }
    else
    {
        y[0] = REF-ENTRADA;
        u[0] = -s1*u[1] - s2*u[2] + r0*y[0] + r1*y[1] + r2*y[2];

        y[2] = y[1];
        y[1] = y[0];
        u[2] = u[1];
        u[1] = u[0];
    }
}

```

```

    return u[0];
}
float FILTRO_V1(float u)
{
    static float b0 = 0.226167607855583;
    static float b1 = 0.452335215711167;
    static float b2 = 0.226167607855583;
    static float a1m = 0.280963015632315;
    static float a2m = -0.185633447054649;
    static float g[2]={0.0, 0.0};
    static float h[2]={0.0, 0.0};
    static float y = 0.0;

    y = h[1] + b0*u;
    g[0] = a2m*y + b2*u;
    h[0] = g[0] + a1m*y + b1*u;

    g[1] = g[0];
    h[1] = h[0];

    return y;
}
float FILTRO_V2(float u)
{
    static float b0 = 0.226167607855583;
    static float b1 = 0.452335215711167;
    static float b2 = 0.226167607855583;
    static float a1m = 0.280963015632315;
    static float a2m = -0.185633447054649;
    static float g[2]={0.0, 0.0};
    static float h[2]={0.0, 0.0};
    static float y = 0.0;

    y = h[1] + b0*u;
    g[0] = a2m*y + b2*u;
    h[0] = g[0] + a1m*y + b1*u;

    g[1] = g[0];
    h[1] = h[0];
}

```

```
    return y;
}
float FILTRO_C1(float u)
{
    static float b0 = 0.019790115127288;
    static float b1 = 0.039580230254577;
    static float b2 = 0.019790115127288;
    static float a1m = 1.564546081037408;
    static float a2m = -0.643706541546561;
    static float g[2]={0.0, 0.0};
    static float h[2]={0.0, 0.0};
    static float y = 0.0;

    y = h[1] + b0*u;
    g[0] = a2m*y + b2*u;
    h[0] = g[0] + a1m*y + b1*u;

    g[1] = g[0];
    h[1] = h[0];

    return y;
}
float FILTRO_V3(float u)
{
    static float b0 = 0.226167607855583;
    static float b1 = 0.452335215711167;
    static float b2 = 0.226167607855583;
    static float a1m = 0.280963015632315;
    static float a2m = -0.185633447054649;
    static float g[2]={0.0, 0.0};
    static float h[2]={0.0, 0.0};
    static float y = 0.0;

    y = h[1] + b0*u;
    g[0] = a2m*y + b2*u;
    h[0] = g[0] + a1m*y + b1*u;

    g[1] = g[0];
    h[1] = h[0];
```

```

    return y;
}
//=====//
///////////////////////////////////////////////////////////////////
//ME. FERNANDO JOSÉ DA COSTA JUNIOR
//SISTEMA MULTICONVERSOR – ARQUIVO DE CONFIGURAÇÃO DOS PERIFÉRICOS
///////////////////////////////////////////////////////////////////
//=====DEFINIÇÃO DO DISPOSITIVOS E PERIFÉRICOS=====//
#include <p30F4013.h>
#include <timer.h>
#include <pwm.h>
#include <uart.h>
#include <outcompare.h>
#include <adc12.h>
//=====//
//=====CONFIGURAÇÃO DO TIMER 1=====//
void INI_TIMER1()
{
    unsigned int T1COM_Register, PR1_Register;
    CloseTimer1(); //Fecha o Timer1.
    WriteTimer1(0); //Zera a contagem do Timer1.
    ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_7 & //Configura a prioridade do Timer1 como 7.
                   T1_INT_ON); //Desabilita a interrupção do timer 1.
    T1COM_Register = T1_ON & //Habilita o Timer.
                   T1_GATE_OFF & //Desabilita o gate pin para o Timer1.
                   T1_IDLE_CON & //Continua o Timer1 se o componente estiver no modo Idle.
                   T1_PS_1_1 & //Prescaler 1:256.
                   T1_SOURCE_INT; //Sinal de Clock interno para o Tcy.
    PR1_Register=(unsigned int)(36864); // 36864-800Hz Define o Período de Amostragem.
    OpenTimer1(T1COM_Register, PR1_Register);//Inicia o Timer1.
}
void INI_TIMER2()
{
    unsigned int T2COM_Register, PR2_Register;
    CloseTimer2(); //Fecha o Timer1.
    WriteTimer2(0); //Zera a contagem do Timer1.
    ConfigIntTimer2(T2_INT_PRIOR_6 & //Configura a prioridade do Timer1 como 7.
                   T2_INT_OFF); //Desabilita a interrupção do timer 1.
    T2COM_Register = T2_ON & //Habilita o Timer.
                   T2_GATE_OFF & //Desabilita o gate pin para o Timer1.

```

```

        T2_IDLE_CON & //Continua o Timer1 se o componente estiver no modo Idle.
        T2_PS_1_1 & //Prescaler 1:256.
        T2_SOURCE_INT; //Sinal de Clock interno para o Tcy.
    PR2_Register=(unsigned int)(2047); //Define o Período de Amostragem.
    OpenTimer2(T2COM_Register, PR2_Register); //Inicia o Timer1.
}
//=====
//=====CONFIGURAÇÃO DO OUTPUT COMPARE=====
void INI_OC1(void)
{
    unsigned int config1, OC1_Register, OC1_Value2;
    CloseOC1();
    ConfigIntOC1(OC_INT_PRIOR_0 & OC_INT_OFF);
    config1 = OC_IDLE_CON &
             OC_TIMER2_SRC &
             OC_PWM_FAULT_PIN_DISABLE;
    OC1_Register = 2047;
    OC1_Value2 = 0;
    OpenOC1(config1, OC1_Register, OC1_Value2);
}
void INI_OC4(void)
{
    unsigned int config1, OC4_Register, OC4_Value2;
    CloseOC4();
    ConfigIntOC4(OC_INT_PRIOR_0 & OC_INT_OFF);
    config1 = OC_IDLE_CON &
             OC_TIMER2_SRC &
             OC_PWM_FAULT_PIN_DISABLE;
    OC4_Register = 2047;
    OC4_Value2 = 0;
    OpenOC4(config1, OC4_Register, OC4_Value2);
}
//=====
//=====CONFIGURAÇÃO MÓDULO SERIAL=====
void INI_UART1(void)
{
    unsigned int ubrg;
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;
    CloseUART1(); //Desabilita a UART1

```

```

ubrg = 15;      //Taxa de transmissão a 115200bps
ConfigIntUART1(UART_RX_INT_DIS & //Desabilita a Interrupção de Recepção da UART.
    UART_RX_INT_PR6 & //Define a Prioridade da Interrupção de Recepção como 4.
    UART_TX_INT_DIS & //Desabilita a Interrupção de Transmissão da UART.
    UART_TX_INT_PR0); //Define a Prioridade da Interrupção de Transmissão como 0.
config1=
    UART_EN &      //Habilita UART1.
    UART_IDLE_CON & //UART1 funciona no modo IDLE.
    0xFFE7 &      //Configura a operação nos pinos alternativos de TX e RX.
    UART_DIS_LOOPBACK & //Desabilita o modo Loop Back.
    UART_DIS_ABAUD & //Desabilita o modo autobaud.
    UART_NO_PAR_8BIT & //Define o dado com 8 bits e sem bit de paridade.
    UART_1STOPBIT; //Define o stop bit como 1
config2=
    UART_INT_TX_BUF_EMPTY & //Interrupção TX quando o buffeer estiver vazio.
    // UART_IrDA_POL_INV_ZERO & 0xBFFF&
    // UART_SYNC_BREAK_DISABLED &0xF7FF&
    UART_TX_ENABLE &      //Habilita a transmissão da UART.
    // UART_TX_BUF_NOT_FUL & 0xFDFE&
    UART_INT_RX_BUF_FUL & //Define a Interrupção RX quando o buffer tiver 4 caracteres.
    UART_ADR_DETECT_DIS & //Desabilita o modo de address detect.
    UART_RX_OVERRUN_CLEAR; //Limpa o flag de overrun.
    OpenUART1(config1, config2, ubrg); //Configura a UART1.
}
void INI_UART2(void)
{
    unsigned int ubrg;
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;
    CloseUART2(); //Desabilita a UART1
    ubrg = 15;      //Taxa de transmissão a 115200bps
        //ubrg=29.4912M/(16*115200)-1=15.
    ConfigIntUART2(UART_RX_INT_EN & //Desabilita a Interrupção de Recepção da UART.
        UART_RX_INT_PR4 & //Define a Prioridade da Interrupção de Recepção como 4.
        UART_TX_INT_DIS & //Desabilita a Interrupção de Transmissão da UART.
        UART_TX_INT_PR0); //Define a Prioridade da Interrupção de Transmissão como 0.
    config1=
        UART_EN &      //Habilita UART1.
        UART_IDLE_CON & //UART1 funciona no modo IDLE.
        0xFBE7 & //Configura a operação nos pinos alternativos de TX e RX.

```

```

UART_DIS_LOOPBACK & //Desabilita o modo Loop Back.
UART_DIS_ABAUD & //Desabilita o modo autobaud.
UART_NO_PAR_8BIT & //Define o dado com 8 bits e sem bit de paridade.
UART_1STOPBIT; //Define o stop bit como 1
config2=
    UART_INT_TX_BUF_EMPTY & //Interrupção TX quando o buffeer estiver vazio.
// UART_IrDA_POL_INV_ZERO &
    0xBFFF&
// UART_SYNC_BREAK_DISABLED &
    0xF7FF&
    UART_TX_ENABLE & //Habilita a transmissão da UART.
// UART_TX_BUF_NOT_FUL &
    0xFDFE&
    UART_INT_RX_BUF_FUL & //Define a Interrupção RX quando o buffer tiver 4 caracteres.
    UART_ADR_DETECT_DIS & //Desabilita o modo de address detect.
    UART_RX_OVERRUN_CLEAR; //Limpa o flag de overrun.

    OpenUART2(config1, config2, ubrg); //Configura a UART1.
}
//=====INICIALIZAÇÃO E CONFIGURAÇÃO DO ADC=====//
void INI_ADC12(void)
{
    unsigned int config1, config2, config3, configport, configscan;
    CloseADC12();
    ConfigIntADC12( ADC_INT_DISABLE &
        ADC_INT_PRI_4);
    SetChanADC12(ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN2 &
        ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN3 &
        ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN4 &
        ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN5 &
        ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF);
    config1 = ADC_MODULE_ON &
        ADC_IDLE_CONTINUE &
        ADC_FORMAT_INTG &
        ADC_CLK_AUTO &
        ADC_AUTO_SAMPLING_ON &
        ADC_SAMP_ON;
    config2 = ADC_VREF_EXT_AVSS &
        ADC_SCAN_ON &
        ADC_ALT_BUF_OFF &

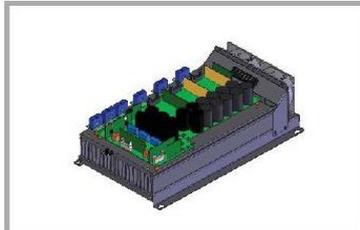
```

```
        ADC_ALT_INPUT_OFF &
        ADC_SAMPLES_PER_INT_4;
    config3 = ADC_SAMPLE_TIME_31 &
        ADC_CONV_CLK_SYSTEM &
        ADC_CONV_CLK_32Tey;
    configport = ENABLE_AN2_ANA & ENABLE_AN3_ANA & ENABLE_AN4_ANA &
ENABLE_AN5_ANA;
    configscan =
SCAN_NONE|~SKIP_SCAN_AN2|~SKIP_SCAN_AN3|~SKIP_SCAN_AN4|~SKIP_SCAN_AN5;
    OpenADC12(config1,config2,config3,configport,configscan);
}
//=====//
```

ANEXO A

Folha de Dados do Conversor Back-To-Back Semikron

SEMISTACK - IGBT

SEMITOP Stack ¹⁾

Three-phase inverter

SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12
 SK 60 GB 128
 SK 30 GB 128; SK 30 GAL 123
 SK 70 D 16
 P122/450MM
 SKHI 20opA
 Preliminary Data

Features

- VCE monitoring
- Current Sensing
- Voltage Sensing

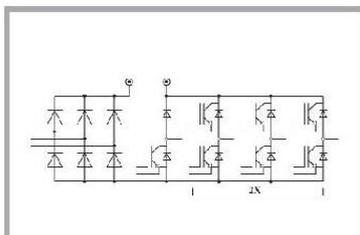
Typical Applications

- AC motors
- Regenerative circuit
- Industrial

1) Photo non- contractual

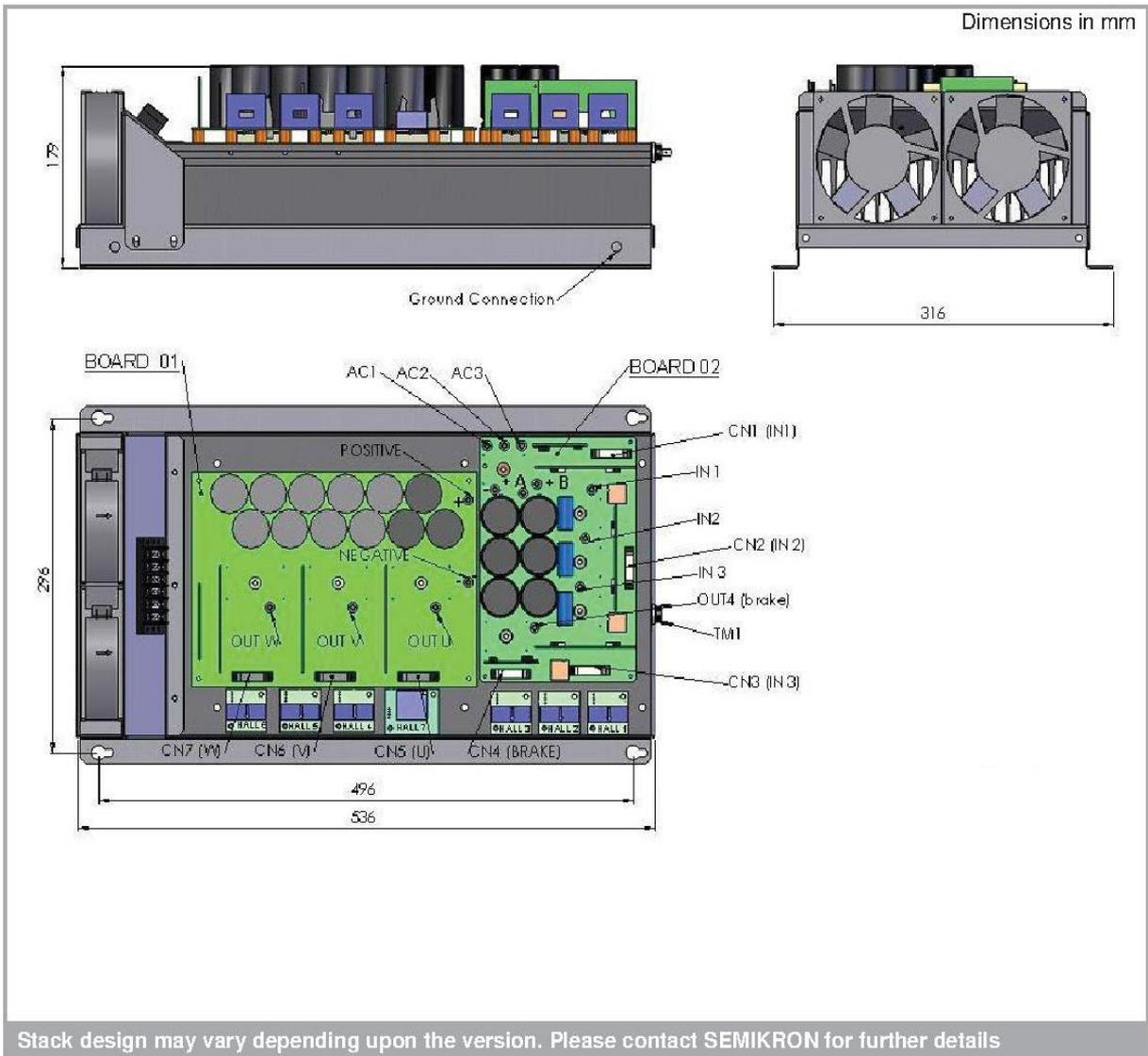
Circuit	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})		Types
B6CI ³⁾	20	380	540	SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms} max	No overload; 10 kHz	20	A
$T_{amb} = 35$ °C	150% overload, 60s every 10min (I_{ov}/I_N)	24/16	A
	200% overload, 10s every 10min (I_{ov}/I_N)	26/13	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Absolute maximum switching frequency	18	kHz
f_{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	15	kHz
C	Type B43303 A0687 - M90	680/400	μ F/V
C_{equiv}	Equivalent capacitor bank ²⁾	3060	μ F/V
$T_{ds5\%}$	Discharge time of the capacitor bank		s
V_{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V_{ac}
V_{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T_{vj}	Junction temperature for continuous operation	-40...+150	°C
T_{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-40...+85	°C
T_{amb}		-20...+50	°C
V_{iscl}	60Hz/1 min	2500	V
w	Aprox. total weight		Kg
Cooling	Fan, AC power supply (60 Hz)	220	V
	Current Consumption (per fan)	0.12	A
	Required air flow (per fan)	117	m ³ /h
Losses ³⁾	B6CI, Converter at P_{max} , $T_{amb} = 35$ °C	200	W
	Efficiency	98	%
Current sensor	LA 55 P/SP1		
Thermal trip	normally closed	85	°C
Others components	Voltage sensor LV 25-P (LEM)		
Options			
Tests	Functional Test Dielectric Short Circuit Test Visual Inspection		

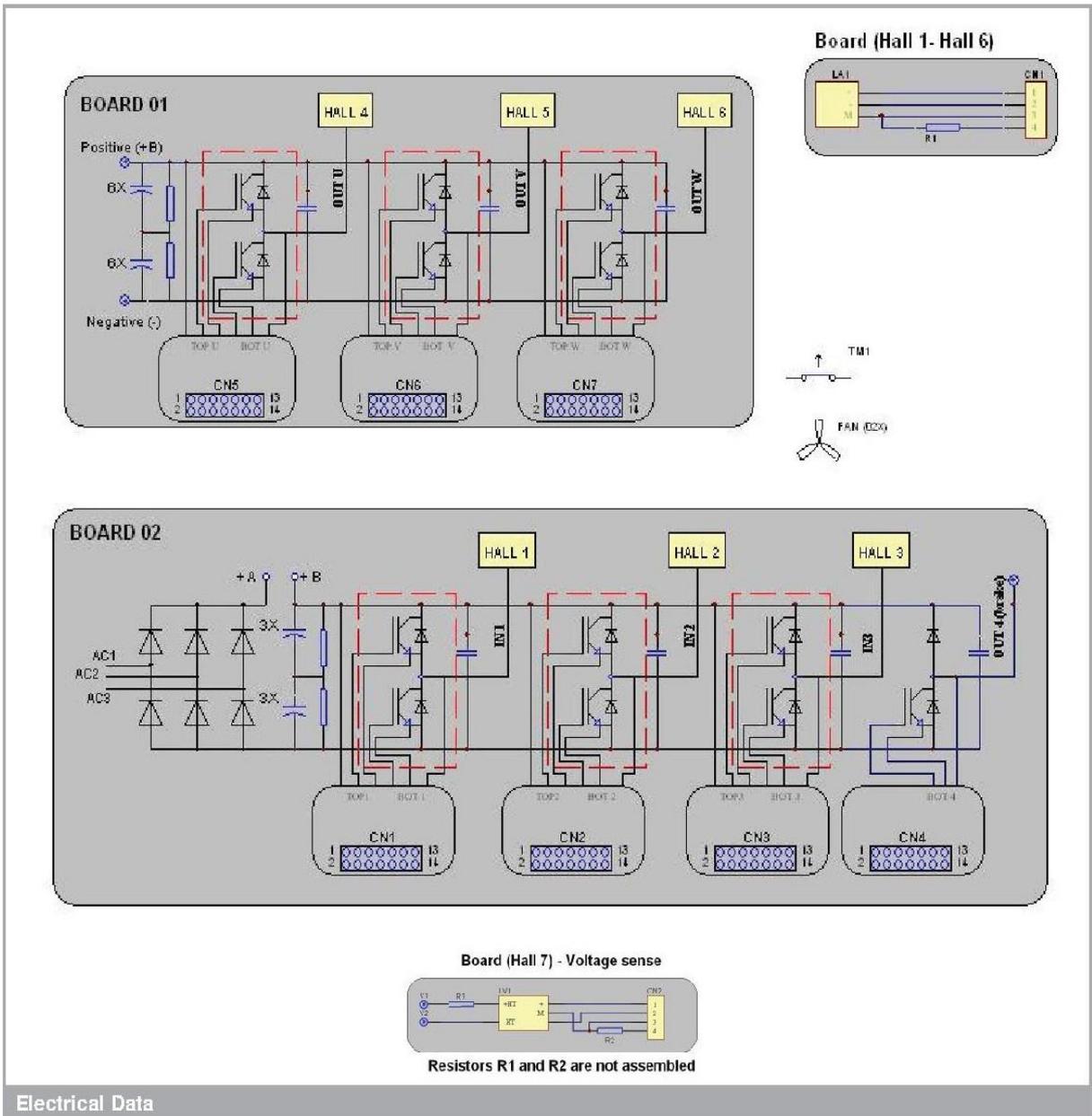
²⁾ Two boards connected together.³⁾ Related to inverter assembled with SK 30 GB 128

B6U+(B6CI)2P+E1CIF

SEMISTACK - IGBT



SEMISTACK - IGBT



SEMISTACK - IGBT

Connector SKHI 20 OPA Primary side array – Board 02						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1,CN2 and CN3						
CNX:1	GND	Ground		0		V
CNX:2	BOT	BOTTOM IGBT Input Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:3	ERROR	Vce Error Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:4	TOP	TOP IGBT Input Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:5	RESET	Reset		0		V
CNX:6		NC				
CNX:7		NC				
CNX:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CNX:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CNX:10	GND	Ground		0		V
CNX:11	GND	Ground		0		V
CNX:12	NC	No connected				
CNX:13	NC	No connected				
CNX:14	NC	No connected				

Connector SKHI 20 OPA Primary side array – Board 01						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN5,CN6 and CN7						
CNX:1	GND	Ground		0		V
CNX:2	BOT	BOTTOM IGBT Input Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:3	ERROR	Vce Error Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:4	TOP	TOP IGBT Input Signal		0/15 (CMOS)		V
CNX:5	RESET	Reset		0		V
CNX:6		NC				
CNX:7		NC				
CNX:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CNX:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CNX:10	GND	Ground		0		V
CNX:11	GND	Ground		0		V
CNX:12	NC	No connected				
CNX:13	NC	No connected				
CNX:14	NC	No connected				

Connector SKHI 10 OP Primary side array – Brake Chopper						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN4						
CN4:1	GND	Ground		0		V
CN4:2	NC	No connected				
CN4:3	ERROR	Vce Error Signal		0/15 (CMOS)		V
CN4:4	BOT	BOTTOM IGBT Input Signal		0/15 (CMOS)		V
CN4:5	RESET	Reset		0		V
CN4:6		NC				
CN4:7		NC				
CN4:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN4:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN4:10	GND	Ground		0		V
CN4:11	GND	Ground		0		V
CN4:12	NC	No connected				
CN4:13	NC	No connected				
CN4:14	NC	No connected				

SEMISTACK - IGBT

Connector Hall Sensor						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
CN1			min.	typical	max.	
CN1:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN1:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN1:3	M	Output Hall phase				
CN1:4	M (R1)	Output Hall phase (with resistor)		162		Ω

Connector Voltage Sensor						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
CN2			min.	typical	max.	
CN2:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN2:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN2:3	M	Output				
CN2:4	M (R1)	Output (with resistor)		Option		

Power Input Connectors		
	Symbol	Description
Input (Rectifier)	AC1	Input AC voltage 1
	AC2	Input AC voltage 2
	AC3	Input AC voltage 2

Power Input Connectors – Main side inverter		
	Symbol	Description
Input (Inverter)	IN 1	Input AC voltage 1
	IN 2	Input AC voltage 2
	IN 3	Input AC voltage 3

Power Output Connectors – Machine side inverter		
	Symbol	Description
Output (Inverter)	Out U	Output AC voltage U
	Out V	Output AC voltage V
	Out W	Output AC voltage W

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.