

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM REGULADOR DE
TENSÃO CC BASEADO EM DIODOS DE QUEDA
PARA REGULAÇÃO DO BARRAMENTO DE UM
BANCO DE BATERIAS INDUSTRIAL**

JOSÉ ELÍAS MONTALVÁN BARBARÁN

CAMPO GRANDE/MS

FEVEREIRO – 2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO DE UM REGULADOR DE
TENSÃO CC BASEADO EM DIODOS DE QUEDA
PARA REGULAÇÃO DO BARRAMENTO DE UM
BANCO DE BATERIAS INDUSTRIAL

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

JOSÉ ELÍAS MONTALVÁN BARBARÁN

Campo Grande, Fevereiro de 2011.

IMPLEMENTAÇÃO DE UM REGULADOR DE TENSÃO CC BASEADO EM DIODOS DE QUEDA PARA REGULAÇÃO DO BARRAMENTO DE UM BANCO DE BATERIAS INDUSTRIAL

José Elías Montalván Barbarán

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Inteligência Artificial – Teoria e Aplicações*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campo Grande.’

Ruben Barros Godoy, Prof. Dr.

Orientador

Luciana Cambraia Leite, Prof^a. Dr^a.

Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Ruben Barros Godoy, Prof. Dr.

Presidente

João Onofre Pereira Pinto, Prof. Dr.

Luciana Cambraia Leite , Prof^a. Dr^a.

Luiz Eduardo Borges da Silva, Prof. Dr.

A Deus, por me dar forças nos
momentos difíceis. **Aos meus pais e irmãos**
pelo apoio no caminho
do estudo, pois sem eles não poderia chegar
a conclusão do mestrado.

Agradecimentos

Ao pessoal do BATLAB em especial aos mestres Rene Capitanio, Luigi Galotto, André Soares, Alexandre Carniato, Ângelo Darcy e Guilherme Ferri. Aos mestres Herbert Peralta, Meliton Apaza, Saulo Gomes, Rafael Nishimura e Wellington Rocha que me apoiaram nos momentos difíceis, com seus ensinamentos e amizade. Ao mestrando Thiago Abreu pela amizade. Aos doutores Prof. João Onofre Pereira Pinto, Prof. Cristiano Quevedo e Prof. Nicolau Pereira Filho, pelos ensinamentos e amizade. Aos engenheiros Márcio Portela, Danucha Michelin Marchesin, Gustavo dos Santos Pires, pela amizade e a ajuda com o português. Ao meu orientador Prof. Dr. Ruben Barros Godoy pelo auxílio técnico e exaustiva revisão do trabalho. À empresa Emerson Sistemas de Energia pelo apoio financeiro para o desenvolvimento deste trabalho.

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

IMPLEMENTAÇÃO DE UM REGULADOR DE TENSÃO CC BASEADO EM DIODOS DE QUEDA PARA REGULAÇÃO DO BARRAMENTO DE UM BANCO DE BATERIAS INDUSTRIAL

José Elías Montalván Barbarán

Fevereiro /2011

Orientador: Ruben Barros Godoy, Prof. Dr.

Área de Concentração: Energia

Palavras-chave: Processamento de sinais, Unidade de Diodos de Queda (UDQ), Regulação de tensão, Sistema digital de controle.

Número de Páginas: 93.

RESUMO: O presente trabalho visa o desenvolvimento de um regulador de tensão cuja topologia denominou-se Unidade de Diodos de Queda (UDQ). O sistema é composto por duas partes principais. A primeira delas refere-se ao circuito de potência. A outra, parte principal deste trabalho, se refere a um sistema microcontrolado para processamento de sinais e controle da UDQ. Objetiva-se com este sistema manter a tensão de um barramento industrial numa faixa de tensão contínua entre 120V e 130V. A validação da filosofia de controle foi efetuada num protótipo de laboratório de baixa potência. Após ser devidamente testado e ajustado, o sistema de controle foi aplicado em ambiente industrial para regulação de tensão de um banco de baterias. O produto final foi dimensionado para a UDQ operar com potência nominal de 25kW. Atualmente o sistema se tornou um produto da empresa demandante do projeto e diversas unidades foram comercializadas e estão em operação em ambientes industriais.

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

IMPLEMENTATION OF A VOLTAGE DC REGULATOR BASED ON DROP DIODE UNIT FOR INDUSTRIAL BATTERY ARRAY REGULATION

José Elías Montalván Barbarán

February / 2011

Advisor: Ruben Barros Godoy, Prof. Dr.

Area of Concentration: Energy

Keywords: Signal processing, Voltage Drop Diode Unit, Voltage regulation, Control digital system.

Number of Pages: 93.

ABSTRACT: The present work aims to develop a voltage regulator whose topology was called Diode Drop Unit (DDU). The system consists of two main parts. The first refers to the power circuit. The other part of this work, refers to a microcontroller system for signal processing and control DDU. It aims to maintain this system with the voltage of a bus industry in a range between 120V and 130V. The validation of control philosophy was done in a low power prototype of laboratory. After being properly tested and adjusted, the control system was applied in an industrial environment for voltage regulation of a battery bank. The final product has been designed to operate DDU power rated at 25kW. Currently the system has become a product of the applicant company's project and several units were sold and are in operation in industrial environments.

Índice

Capítulo 1	12
1.1 Introdução	12
1.2 Objetivos	15
1.2.1. Objetivo Geral	15
1.2.2. Objetivos Específicos	15
1.3 Organização do trabalho	15
Capítulo 2	17
2.1 Regulador Linear de Tensão	17
2.1.1. Exemplo de Projeto – Regulador Linear	18
2.2 Conversor Buck	19
2.2.1. Exemplo de Projeto – Conversor Buck	22
2.3 Conversor Buck-Boost	26
2.3.1. Exemplo de Projeto – Conversor Buck-Boost	28
2.4 Conversores Interligados em Paralelo	32
2.4.1. Exemplo de Projeto – Quatro conversores Buck interligados em paralelo	34
Capítulo 3	39
3.1 Controle Proposto	40
3.2 Circuito de potência	42
3.3 Hardware de controle	44
3.3.1. Circuito de Monitoramento de Tensão	44
3.3.2. Circuito de Acionamento das Contadoras	45
3.3.3. Circuito de Sinalização	46
3.3.4. Fontes auxiliares	46
Capítulo 4	48
4.1 Rotina de inicialização	50
4.2 Rotina Principal	51
4.2.1. Rotina de Testes	51
4.2.2. Rotina de Monitoramento Contínuo	53
Capítulo 5	55
5.1 Simulações com Simulink®	55
5.1.1. Tensão crescente	57

5.1.2. Tensão decrescente.....	59
5.2 Simulações com PSIM®	61
Capítulo 6.....	66
6.1 Resultados Experimentais – Unidade Protótipo	66
6.1.1. Medições com carga mínima	67
6.1.2. Medições com carga máxima.....	73
6.2 Produto Final	80
6.3 Discussões gerais dos resultados	84
Capítulo 7.....	85
7.1 Conclusões do Trabalho	85
7.2 Propostas para trabalhos futuros.....	87
Referências Bibliográficas	88

Lista de Figuras

Figura 2.1. Regulador linear de tensão.	18
Figura 2.2. Curva de queda de tensão do transistor.	18
Figura 2.3. Conversor Buck.....	20
Figura 2.4. Circuitos equivalentes para as duas etapas de funcionamento.....	20
Figura 2.5. Conversor Buck – Boost.	27
Figura 2.6. Funcionamento do conversor Buck-Boost nas duas etapas.	27
Figura 2.7. Conversores em paralelo com controle central.....	33
Figura 2.8. Conversores em paralelo com linha de comunicação dedicada.....	33
Figura 2.9. Circuito referente aos quatro conversores em paralelo.	35
Figura 2.10. Oscilação de corrente resultante para conversores operando sem interleaving.	36
Figura 2.11. Oscilação de tensão resultante para conversores operando sem interleaving.....	36
Figura 2.12. Oscilação de corrente resultante para conversores operando com interleaving.	37
Figura 2.13. Oscilação de tensão resultante para conversores operando com interleaving.	38
Figura 3.1. Modelo simplificado da UDQ.....	40
Figura 3.2. Modelo completo da UDQ.....	40
Figura 3.3. Níveis de tensão de regulação da UDQ.....	41
Figura 3.4. Diodo de potência SKR240.	42
Figura 3.5. Queda no diodo com base na corrente de carga e a temperatura de operação.....	42
Figura 3.6. Contatora tipo bobina energizada modelo RMT 31031-1.....	43
Figura 3.7. Bateria chumbo-ácido cuja tensão será regulada pela UDQ	44
Figura 3.8. Circuito de condicionamento da tensão.	45
Figura 3.9. Circuito de acionamento das contadoras.....	45
Figura 3.10. Circuito para acendimento de um LED.....	46
Figura 3.11. Exemplo do circuito de fonte Flyback.	47
Figura 4.1. Diagrama de blocos do software da UDQ.	49
Figura 4.2. Diagrama de blocos da Rotina de Testes.	52
Figura 5.1. Modelo do sistema UDQ no Simulink.	56
Figura 5.2. Conjunto contatora diodo modelado para carga máxima.....	56
Figura 5.3. Tensão de entrada hipotética – caso crescente.	58
Figura 5.4. Comportamento da tensão de saída para operação a vazio.....	58
Figura 5.5. Comportamento da tensão de saída para operação com carga.	59
Figura 5.6. Tensão de entrada hipotética – caso decrescente	59
Figura 5.7. Comportamento da tensão de saída para operação a vazio.....	60
Figura 5.8. Comportamento da tensão de saída para operação com carga.	61
Figura 5.9. Sistema UDQ modelado no PSIM®.	62
Figura 5.10. Tensão de entrada crescente com UDQ a vazio (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).	63

<i>Figura 5.11. Tensão de entrada crescente com UDQ em máxima carga (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	63
<i>Figura 5.12. Tensão de entrada decrescente com UDQ a vazio (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	64
<i>Figura 5.13. Tensão de entrada decrescente com UDQ operando em carga máxima (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	64
<i>Figura 5.14. Caso genérico da regulação da tensão de entrada com variação de carga.</i>	65
<i>Figura 5.15. Transitório do barramento CC com aumento de carga.</i>	65
<i>Figura 6.1. Unidade de Diodo de Queda – Protótipo.</i>	66
<i>Figura 6. 2. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ - Protótipo à vazio mediante tensão de entrada crescente (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	67
<i>Figura 6.3. Primeira inserção de diodo de queda - carga mínima.</i>	68
<i>Figura 6.4. Segunda inserção de diodo de queda - carga mínima.</i>	68
<i>Figura 6.5. Terceira inserção de diodo de queda - carga mínima.</i>	69
<i>Figura 6.6. Quarta inserção de diodo de queda - carga mínima.</i>	69
<i>Figura 6.7. Quinta inserção de diodo de queda - carga mínima.</i>	70
<i>Figura 6.8. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ protótipo à vazio mediante tensão de entrada decrescente. (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	71
<i>Figura 6.9. Primeira retirada de diodo de queda de tensão.</i>	71
<i>Figura 6.10. Segunda retirada de diodo de queda de tensão.</i>	72
<i>Figura 6.11. Terceira retirada de diodo de queda de tensão.</i>	72
<i>Figura 6.12. Quarta retirada de diodo de queda de tensão.</i>	73
<i>Figura 6.13. Quinta retirada de diodo de queda de tensão.</i>	73
<i>Figura 6.14. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ protótipo com carga mediante tensão de entrada crescente (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	74
<i>Figura 6.15. Primeira inserção de diodo de queda - carga máxima.</i>	74
<i>Figura 6.16. Segunda inserção de diodo de queda - carga máxima.</i>	75
<i>Figura 6.17. Terceira inserção de diodo de queda - carga máxima.</i>	75
<i>Figura 6.18. Quarta inserção de diodo de queda - carga máxima.</i>	76
<i>Figura 6.19. Quinta inserção de diodo de queda - carga máxima.</i>	76
<i>Figura 6.20. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ protótipo com carga mediante tensão de entrada decrescente. (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).</i>	77
<i>Figura 6.21. Primeira retirada de diodo de queda - carga máxima.</i>	77
<i>Figura 6.22. Segunda retirada de diodo de queda - carga máxima.</i>	78
<i>Figura 6.23. Terceira retirada de diodo de queda - carga máxima.</i>	78
<i>Figura 6.24. Quarta retirada de diodo de queda - carga máxima.</i>	79
<i>Figura 6.25. Quinta retirada de diodo de queda - com carga máxima.</i>	79
<i>Figura 6.26. Vista frontal do painel da UDQ.</i>	80
<i>Figura 6.27. Vista de verso placa de controle UDQ.</i>	81
<i>Figura 6.28. Vista Frontal placa de controle UDQ.</i>	81

<i>Figura 6.29. Fontes Auxiliares.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 6.30. Unidade de Diodo de Queda – Produto Final.....</i>	<i>82</i>
<i>Figura 6.31. UDQ final com o equipamento de retificação contendo os diodos de potência e respectivas placas de controle e de alimentação.</i>	<i>83</i>
<i>Figura 6.32. UDQ já instalada em Rack padrão EMERSON®.</i>	<i>83</i>

Capítulo 1

1.1 Introdução

Na indústria são muito usados sistemas com alimentação de tensão CC, seja obtida de forma retificada ou diretamente de fontes de geração CC. A vantagem com respeito à tecnologia AC é sua imunidade ao ruído, acoplamento eletromagnético, distorções de frequência ou amplitude, problemas de harmônicas entre outros. A geração CC que pode vir de distintas fontes geradoras, como painéis fotovoltaicos [1], arranjo de baterias, células de combustível [2], plantas retificadas de geração eólica etc.

Partindo destas observações a indústria precisa de sistema de regulação de tensão CC, que seja robusto, de rápida implementação e com custo reduzido. Deve também ser capaz de atingir altas potências e que possam ser facilmente adaptáveis para outras faixas de tensão sem a necessidade de muitas modificações no controle do sistema.

Diversos são os sistemas práticos que necessitam das características supracitadas. É comum, por exemplo, quando há ausência de rede elétrica perto da carga a ser alimentada, como é o caso dos sistemas auxiliares de usinas de geração de energia elétrica [3], subestações e sistemas isolados, que precisam alimentar os sistemas de controle, sistemas de medição, supervisão ou alimentar o sinal da portadora das antenas para sistemas de telecomunicações.

As indústrias automobilísticas também utilizam barramentos CC para a alimentação de servo-motores dos robôs que cumprem diversas tarefas na linha de produção. Os barramentos CC tornam-se indispensáveis em sistemas que não toleram parada de funcionamento, quer por perdas na produção ou por perda de sincronismo na linha de montagem. Bons exemplos são as mineradoras, indústria têxtil e indústrias cerâmicas [4]. Aliados às necessidades citadas, surgem os sistemas ininterruptos de energia (UPS). Tais sistemas se valem de um barramento CC interno, que corresponde a fonte de energia primária, que é convertido em tensão AC mediante o uso de topologias inversoras.

Em aplicações médicas é comum o uso equipamentos, principalmente cirúrgicos, que sejam supridos por tensão contínua. Uma das vantagens deste uso é que ao suprir tais instrumentos com tensões isoladas evita-se acúmulo indesejado de cargas, interferências na operação e precisão em cortes e perfurações a *laser* ou via bisturi convencional [5]. Outro fato que durante procedimentos cirúrgicos a queda ou oscilação de energia pode custar procedimentos mal realizados e comprometer a saúde de pacientes.

Outro campo de aplicação para a tensão contínua reside em ambientes oceânicos (distantes da costa). Tais sistemas necessitam de autonomia, devem dispensar sistemas convencionais de aterramento e evitar sobremaneira o uso de grupos motores geradores que possam resultar em peso e volume consideráveis. Neste caso, além de equipamentos eficientes, as plataformas de petróleo, navios e submarinos se valem da tensão CC (a partir de bancos de baterias) para circuitos de iluminação interior, painéis de controle e instrumentação [6].

Os sistemas de alimentação CC também atingiram atualmente uma parcela de aplicações voltadas para a tração de veículos. Especialmente usa-se energia elétrica para tração em situações que se deve necessariamente dispensar a poluição ambiental. São exemplos disto automóveis que circulam em interiores de ambientes [2,7], caminhonetes para transportes específicos em interiores industriais [8] e ônibus e trens em trajetos específicos de cidades e aeroportos [9, 10, 11].

Frente a todas as aplicações que foram apresentadas, obviamente que se deve preocupar com meios de se regular as tensões contínuas. Diversos podem ser os sistemas de controle e conversão de tensão, partindo-se desde os mais simples, tais como reguladores lineares [12] até os mais sofisticados que se baseiam em conversores chaveados CC-CC [13, 14]. Cada solução apresenta suas vantagens e desvantagens sua utilização dependerá certamente da análise de inúmeras variáveis como tempo de implementação, disponibilidade de componentes, peso, volume e flexibilidade na adaptação para outras aplicações.

O desenvolvimento deste trabalho restringe-se ao desenvolvimento de um regulador de tensão contínua destinado a uma planta industrial que supre cargas de até

25kW em 125V. Neste caso, a demandante do projeto, empresa Emerson Sistemas de Energia[®], sediada em São José dos Campos – SP, solicitou que o projeto fosse desenvolvido utilizando-se diodos em série com a carga. Esta escolha esteve baseada no fato de ser uma topologia de rápida implementação, com componentes disponíveis pela empresa e que, mesmo se testados em ambiente laboratorial com cargas baixas não apresentariam riscos na adaptação para carga nominal, principalmente sem necessidade de reajuste de controladores.

Mesmo condicionados ao desenvolvimento do regulador baseado em unidades de diodo de queda (UDQ), optou-se por desenvolver uma rápida revisão das principais topologias de regulação de tensão CC que se adaptariam às necessidades da proposta. As vantagens e desvantagens proeminentes de cada topologia são destacadas e isso auxilia a confirmação de que a escolha de uma solução sempre deverá estar adaptada a um conjunto de variáveis que podem ou não ser dispensáveis dependendo das limitações e requerimentos do projeto.

1.2 Objetivos

1.2.1. Objetivo Geral

Atender a faixa de regulação de tensão requerida pelo projeto usando unidades de diodos de queda, controlados a partir de um sistema de supervisão microcontrolado.

1.2.2. Objetivos Específicos

Entre as diversas tensões padronizadas para a indústria solicitou-se uma regulação de tensão contínua entre 120V e 130V. O produto final deverá atender a potência de saída de 25kW, resultando numa corrente média nominal de 200A.

Desenvolver um sistema de controle através do monitoramento da tensão de entrada e saída da UDQ. Adicionar ao sistema de controle as funções de monitoramento das tensões de queda e estado das contadoras.

Desenvolver uma UDQ – Protótipo para validação em baixa carga do sistema de controle desenvolvido.

Dimensionar os componentes para a faixa de potência nominal do projeto. Vale ressaltar que o produto final foi desenvolvido pela empresa demandante do projeto e os resultados experimentais obtidos foram impedidos de publicação.

1.3 Organização do trabalho

O trabalho foi descrito em sete capítulos. O Capítulo 1 apresentou uma introdução para a contextualização do trabalho. No Capítulo 2 realizou-se uma revisão bibliográfica sobre outras topologias que poderiam ser utilizadas para a solução do problema. Foram destacadas suas vantagens e desvantagens visando reforçar a necessidade da análise dos requerimentos de projeto a fim de escolher a topologia adequada.

No Capítulo 3 foi apresentada uma visão geral do projeto. Informações sobre a operação do circuito de potência, dimensionamento e escolha dos componentes a serem utilizados e circuitos auxiliares que compõem a estrutura.

O Capítulo 4 contém a descrição do *Firmware* desenvolvido e implementado em microcontrolador. São apresentadas de forma qualitativa as principais rotinas e funções desempenhadas pelo sistema de controle.

O Capítulo 5 apresenta os resultados de simulação da UDQ. Os resultados de simulação foram obtidos utilizando-se dois simuladores. Inicialmente a filosofia de controle foi validada com auxílio do Matlab/Simulink[®]. Posteriormente, utilizando-se o *software* PSIM[®], montou-se um sistema de potência nominal para avaliação do controle e principais proteções sob diversas situações de tensão.

Os resultados experimentais utilizando a UDQ – Protótipo são apresentados e discutidos no Capítulo 6. Fotos do produto final, com a placa de controle e fontes auxiliares desenvolvidas neste trabalho. Ressalta-se que os resultados experimentais com o produto finalizado não foram disponibilizados para publicação.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões finais e possíveis propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Regulador Linear de Tensão

Uma das possibilidades de regulação de tensão contínua é realizada através de um regulador linear. Este circuito consiste basicamente em controlar a queda de tensão necessária para que a tensão na carga se mantenha dentro de limites requeridos [12].

Uma das grandes vantagens dessa topologia é a simplicidade de montagem e de operação. Um exemplo topológico pode ser observado na Figura 2.1. O transistor Q_1 insere uma queda de tensão no circuito que é função da tensão e corrente de base. Sendo assim, quando a tensão de entrada V_i eleva-se, deve-se diminuir a corrente de base de modo que a queda V_{CE} aumente. Deste modo, a queda de tensão determinada pelo transistor compensa a elevação de tensão na entrada e a saída V_o se mantém regulada [16, 17].

O maior agravante desta topologia está associado ao comprometimento da eficiência quando é necessária uma queda acentuada em V_{CE} . Conforme se observa na Figura 2.2, a curva de queda de tensão do transistor satura-se num valor mínimo denominado $V_{CE(SAT)}$ e este caso ocorre exatamente quando a necessidade de regulação é menor. A eficiência percentual deste circuito pode ser determinada a partir da equação (2.1).

$$\eta = \frac{V_i - V_{ce}}{V_i} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

Com esta topologia também é possível estabelecer uma regulação de tensão bastante precisa. Monitorando-se a tensão de saída atua-se dinamicamente na tensão de queda do transistor através de uma malha de realimentação.

Na Figura 2.1 Mostra-se o circuito de um regulador linear de tensão geral. Na Figura 2.2 se podem ver as regiões de trabalho de um transistor.

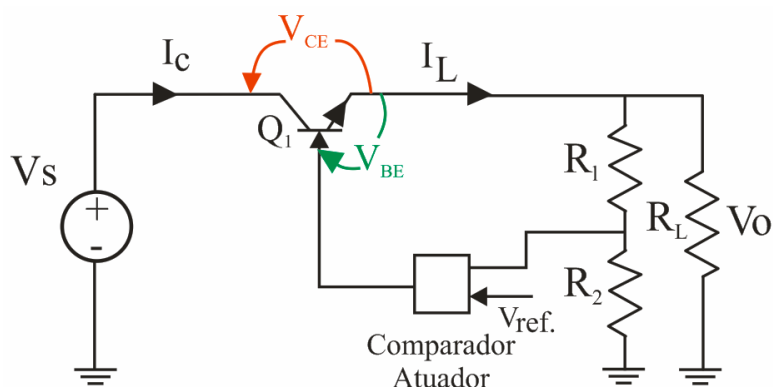


Figura 2.1. Regulador linear de tensão.

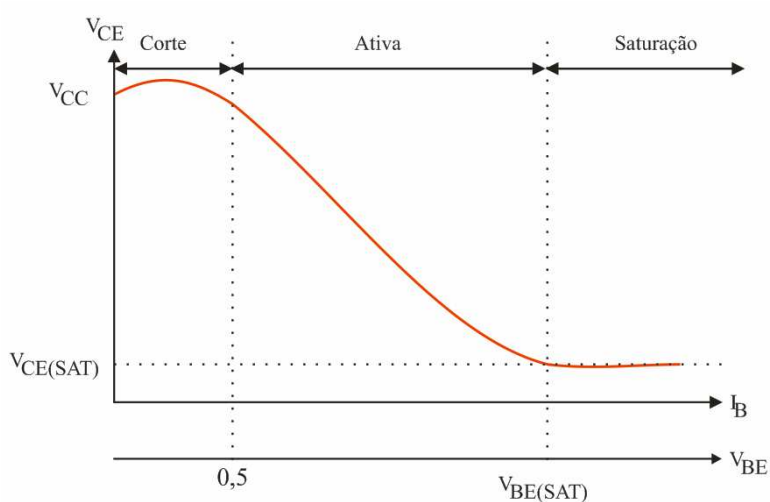


Figura 2.2. Curva de queda de tensão do transistor.

2.1.1. Exemplo de Projeto – Regulador Linear

Na sequência apresenta-se um exemplo simplificado de projeto de um regulador linear. Os dados de projeto são similares aos necessários para o desenvolvimento da estrutura final que compõe o trabalho aqui apresentado. Os resultados aqui expressos servirão de base comparativa visando vantagens e desvantagens de várias topologias. A seguir tem-se os dados de projeto principais:

$$V_s = 125V \text{ a } 150V$$

$$V_o = 125V$$

$$I_o=200A$$

De imediato observa-se que o transistor Q utilizado deve suportar corrente no mínimo de 200A. Outro detalhe é que, supondo que a queda de potencial em Q, quando o mesmo estiver completamente saturado, seja de 1V, a tensão de entrada deverá ser no mínimo de 126V, caso contrário a tensão de saída V_o não atenderá os requisitos de projeto. Quando a tensão de entrada for máxima, a queda de potencial V_{CE} em Q deverá ser de 25V, ou seja, a corrente de base será reduzida até que se atinja tal queda. Nesta situação, somente Q deverá dissipar aproximadamente 5000W o que impõe a necessidade de transistores em paralelo e sistemas de dissipação muito eficientes a fim de não danificar o semicondutor. Caso a tensão de entrada seja de 126V, a corrente de base deverá levar Q à saturação e as perdas se reduzirão a 200W. Observe que para a máxima tensão de entrada a eficiência deste circuito será de aproximadamente 83%, enquanto que para menores tensões, essa eficiência tende a crescer, chegando a aproximadamente 99% para a mínima tensão de entrada.

O grande agravante da dissipação deste circuito é que as perdas estão todas concentradas em um único componente, no caso, o transistor Q. A fim de trabalhar com tais níveis de dissipação podem ser utilizados transistores de potência, entretanto é mandatório o uso de sistemas de dissipação de dimensões consideráveis. É importante citar também que como o transistor está operando na região linear é indispensável um controle em malha fechada [18] com precisão de leitura e atuação suficiente para ajustar a tensão de saída com base nas quedas impostas por Q. Este fato torna o funcionamento mais complexo.

2.2 Conversor Buck

O conversor Buck possui a funcionalidade de abaixador de tensão. O princípio básico consiste em controlar a tensão de saída a partir do chaveamento da tensão de entrada. Para este fim utiliza-se um interruptor em série com o circuito conforme se verifica na Figura 2.3. De modo simplificado pode-se dizer então que a tensão de saída será função direta do tempo médio que este interruptor permanecerá ligado [19, 20].

Quando o interruptor S está fechado, uma corrente passa pelo indutor L carregando-o e ao mesmo tempo alimenta a carga. Nesta etapa, o diodo D fica polarizado reversamente. Quando S é desligado, a energia armazenada em L durante o estado ligado passa a alimentar a carga, e conseqüentemente o diodo D fica polarizado, o que garante o caminho da corrente. Em resumo a corrente I_L tende a aumentar durante o tempo em que S se mantém ligado, e diminuir quando S está desligado. Esta oscilação de corrente determina uma oscilação de tensão V_o . Há necessidade então da filtragem desta tensão a fim de diminuir o *ripple* de saída. Este trabalho é efetuado pelo capacitor C que absorve as oscilações da corrente I_L , e dispensa uma corrente contínua para a carga [21, 22].

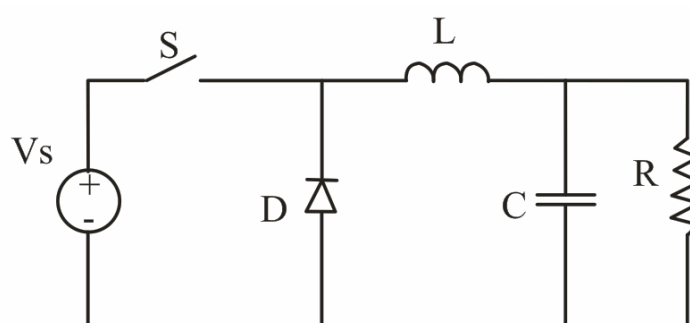


Figura 2.3. Conversor Buck

A Figura 2.4 mostra o conversor Buck com as duas etapas de funcionamento anteriormente descritas.

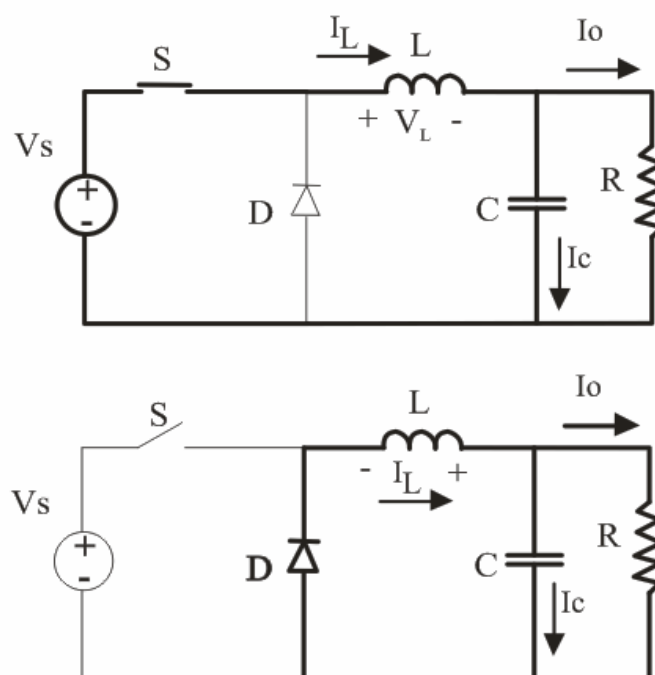


Figura 2.4. Circuitos equivalentes para as duas etapas de funcionamento.

De acordo com o funcionamento apresentado, a corrente sobre o indutor L nunca se anula. Neste caso denomina-se que o conversor opera em modo de condução contínua MCC e a tensão de saída passa a ser determinada pela razão entre o tempo que o interruptor permanece ligado (T_{on}) e o período de chaveamento (T). À esta razão denomina-se razão cíclica D , conforme equação 2.2. A equação 2.3 apresenta a tensão de saída em função de D .

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (2.2)$$

$$V_o = D.V_s \quad (2.3)$$

Existem ainda outros dois modos de operação denominados de modo de condução crítica (MCCr) e modo de condução descontínua (MCD). Em MCCr a corrente do indutor se anula durante a descarga, mas não permanece neste estado. Assim que se torna zero, torna a subir. Já no modo de condução descontínua um novo estado é definido, uma vez que a corrente sobre o indutor permanece em zero por um determinado período. Cada modo de operação possui suas vantagens e desvantagens, sendo, selecionados de acordo com as necessidades de projeto [23].

A base de operação deste conversor através do chaveamento possibilita que a eficiência global do circuito seja mantida em níveis satisfatórios, mesmo nas situações comprometedoras que um regulador linear apresentava. Além disso, apresenta boa regulação de tensão de saída em modo de condução contínua, mesmo mediante variações de carga. Obviamente que este conversor possui maior complexidade se comparado a um regulador linear convencional, e esta complexidade se resume nas necessidades de chaveamento em elevadas frequências, dimensionamento de armazenadores de energia (indutores e capacitores) que devem operar harmoniosamente e utilização interruptores que suportem tensões reversas e correntes consideráveis.

2.2.1. Exemplo de Projeto – Conversor Buck

Visando estabelecer algumas comparações, a seguir apresenta-se um exemplo de projeto utilizando-se aproximadamente os parâmetros de funcionamento da aplicação final deste trabalho. Optou-se em projetar o conversor em MCC, visto que neste modo as correntes de pico no interruptor e diodo são mais reduzidas e a regulação de tensão é mais facilmente controlada [24, 25].

Dados:

$$V_s = 125V \text{ a } 150V$$

$$V_o = 125V$$

$$I_o = 200A$$

A fim de garantir requerido pelo projeto original, considerou-se a oscilação (ΔV) permissível na carga de $\pm 4\%$, ou seja 10V. Quanto a corrente sobre o indutor, definiu-se uma oscilação (ΔI) permissível de 10% do valor nominal da corrente de carga, ou seja 20A. Como frequência de chaveamento (f) definiu-se 50kHz, sendo este um valor usual para funcionamento de boa parte dos transistores de efeito de campo comumente utilizados na eletrônica de potência.

Os dimensionamentos do indutor e capacitor do circuito podem ser obtidos a partir da filosofia de operação de MCC e estão resumidos, respectivamente, conforme as equações (2.4) e (2.5).

$$L = \frac{V_s \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta I \cdot f} \quad (2.4)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{2\pi \cdot f \cdot \Delta V_o} \quad (2.5)$$

Como se observa através da equação (2.4), necessita-se da tensão de entrada V_s para o dimensionamento do indutor. Considerando que V_s varia de acordo com a faixa contida nos dados, uma opção para o dimensionamento seria a utilização do valor médio

da mesma. Entretanto é relevante observar que neste caso a oscilação de corrente (ΔI) atenderia os requisitos de projeto somente para tensões iguais ou menores a utilizada. Isso ocasionaria comprometimento também das oscilações de tensão, visto que nas situações em que ΔI torna-se superior ao valor de projeto, ΔV também seria comprometida. Sendo assim, opta-se por utilizar a máxima tensão de entrada, obtendo-se deste modo os seguintes parâmetros:

$$L = 21\mu H \quad (2.6)$$

$$C = 7\mu F \quad (2.7)$$

Com os parâmetros obtidos pelas equações (2.6) e (2.7), nas situações de mínima tensão de entrada (125V), as oscilações de corrente e tensão seriam praticamente nulas.

Como se verifica um dos grandes inconvenientes desta topologia está na capacidade de condução de corrente dos elementos série do circuito: chave e indutor. No ponto de vista da chave deverão ser previstos circuitos *snubbers* capazes de absorver oscilações de tensão conseqüentes das interrupções bruscas destes níveis de corrente. Outro detalhe é que provavelmente não será razoável o uso de apenas uma chave para os níveis de corrente do projeto. O paralelismo de chaves possibilitaria a melhor distribuição de potência garantindo correntes de operação e sistemas de dissipação menores. Quanto ao indutor, certamente apresentaria peso e volume consideráveis, devido à corrente nominal circulante e transferência de potência considerável deste exemplo.

Quanto ao capacitor são válidos alguns comentários essencialmente práticos. O valor dimensionado na equação (2.7) considera o sistema em regime permanente. Caso existam oscilações de carga, as quais efetivamente são comuns na prática, ocasionariam afundamentos ou elevações momentâneas da tensão de saída que poderiam ser danosas para os elementos de potência e controle do circuito. Neste sentido é válido considerar que o valor calculado é um valor mínimo, sendo necessário um estudo dinâmico do circuito, envolvendo simulações em malha aberta e malha fechada [18], para garantir níveis aceitáveis durante variações dos pontos de operação do circuito.

Com respeito à eficiência do conversor Buck devem ser considerados dois tipos de perdas comuns em sistemas chaveados: as perdas de chaveamento e perdas de condução. Para a frequência de chaveamento utilizada é razoável o uso de transistores bipolares com gatilho isolado (IGBT's). Nestes dispositivos as perdas de chaveamento são mais expressivas que as perdas de condução. As perdas de chaveamento ocorrem durante o acionamento e desligamento das chaves, devido ao cruzamento num pequeno intervalo de tempo entre tensões e correntes não nulas. A equação (2.8) representa um cálculo aproximado da potência dissipada pelo chaveamento.

$$P_{SW-ON} = P_{SW-OFF} = \frac{1}{6} V_{S(MAX)} I_{S(MAX)} \quad (2.8)$$

De acordo com a equação (2.8), para o exemplo de projeto desenvolvido seria estimada uma perda durante do intervalo de acionamento da chave de 5kW. Considerando que o tempo de acionamento da chave seja de 2μs, a energia dissipada seria de 10mJ. Considerando que as perdas durante o desligamento sejam similares ao acionamento pode-se dizer que a energia total dissipada (W_{sw}) seria de 20mJ. Finalmente, para os cálculos de eficiência pode-se determinar a perda de chaveamento durante um ciclo de operação conforme a equação (2.9). Utilizando-se a equação (2.9) observa-se uma perda de chaveamento de aproximadamente 1000W durante cada ciclo de chaveamento.

$$P_{SW} = W_{sw} \cdot f \quad (2.9)$$

Quanto às perdas de condução, estão presentes tanto quando a chave está ligada quanto está desligada. Durante o estado ligado as perdas são determinadas pela queda de tensão do semicondutor (V_{CE}) e a corrente circulante por ele. Durante o estado desligado as perdas são devido à tensão de bloqueio da chave e a presença da corrente de fuga dos portadores minoritários do semicondutor. Para um cálculo aproximado a corrente de fuga será desprezada, sendo assim a potência condutiva durante um ciclo de operação pode ser descrita conforme equação (2.10).

$$P_{ON} = \frac{V_{CE} I_{S(MAX)} T_{on}}{T} \quad (2.10)$$

Para o caso aqui exemplificado, supondo uma queda no semiconductor (V_{CE}) de aproximadamente 2,0V, dissipa-se num ciclo, através das perdas de condução, a potência de 333W. De acordo com os resultados obtidos, somando-se as perdas de chaveamento e condução, tem-se para a situação de máxima tensão de entrada perdas na chave de aproximadamente 1333W. Já nas situações de mínima tensão de entrada, não haveria chaveamento, e as perdas ficariam essencialmente condutivas e de aproximadamente 400W.

Outro elemento cujas perdas devem ser consideradas é o diodo D. Neste caso, serão consideradas as perdas de comutação e as perdas condutivas deste elemento. Com respeito às perdas de comutação, estas são dispensadas para a condição de mínima tensão de entrada, visto que nesta condição não existe chaveamento. Assume-se um tempo total entre acionamento e desligamento de 1 μ s. Sendo assim, para a máxima tensão de entrada, durante a comutação seriam dissipados aproximadamente 5mJ, o que resultaria em 250W de perdas durante um ciclo de operação. Já para as perdas de condução, deve-se valer da corrente média que circula sobre o mesmo. Na estrutura Buck é importante verificar que a corrente média sobre o indutor é a corrente de carga. A corrente média na chave é a corrente média de entrada. Já a corrente média no diodo é a corrente de saída, subtraída da corrente média de entrada. Supondo-se uma queda de 1V em D tem-se que as perdas sobre o mesmo seriam de 33W na condição de máxima tensão de entrada e desprezíveis para a mínima tensão de entrada. Resumindo, as perdas totais no diodo seriam de 283W durante a máxima tensão de entrada e chegariam ao valor nulo para a mínima tensão de projeto (neste caso não há chaveamento).

Para cálculos de eficiência é razoável considerar também as perdas no indutor do circuito. Para este caso são também considerados dois tipos de perdas: perdas devido à resistência do cobre e perdas magnéticas. É válido observar que os cálculos destas perdas necessitam de um projeto físico detalhado do indutor. Entretanto, com as tecnologias atuais, certamente pode-se garantir perdas no indutor inferiores a 200W para a corrente circulante [24].

Finalmente pode-se obter uma estimativa de eficiência para o conversor Buck com base nas perdas estimadas anteriormente. As perdas da chave, diodo e do indutor do circuito seriam de aproximadamente 1816W, o que resulta numa eficiência aproximada de 93% para a situação de máxima tensão de entrada. Já para a mínima tensão de entrada as perdas totais seriam de aproximadamente 600W, resultando numa eficiência de 98%.

Como se observa nos cálculos anteriores, comparativamente, o conversor Buck oferece uma eficiência superior ao regulador linear, especialmente para as situações em que a tensão de entrada diferencia-se em muito da tensão de saída. Além disso, vale destacar também que os componentes que compõem a estrutura do conversor Buck são adequados comercialmente para operação nos níveis de potência considerados.

2.3 Conversor Buck-Boost

O conversor Buck-Boost reúne as funcionalidades de abaixador e elevador de tensão. Isso significa que poderá fornecer tensões de saída superiores ou inferiores à tensão de entrada, sendo isto função da razão cíclica de operação.

A base de seu funcionamento ocorre da seguinte forma: na primeira etapa a chave é fechada por um intervalo de tempo T_{on} e uma corrente passa pelo indutor carregando-o. Nesta etapa o diodo D é polarizado reversamente não havendo circulação de corrente no mesmo. Durante o intervalo T_{on} a carga R é alimentada através da energia armazenada no capacitor C. Em seguida a chave é desligada por um intervalo de tempo T_{off} . Dada as propriedades elétricas das indutâncias, a corrente tende manter seu sentido inicial. Sendo assim, o indutor inverte sua polaridade, polarizando o diodo D e conseqüentemente carregando C ao mesmo tempo em que alimenta R. O conversor Buck-Boost é mostrado na Figura 2.5. Na Figura 2.6 mostra-se o mesmo com as duas etapas de funcionamento descritas anteriormente [21].

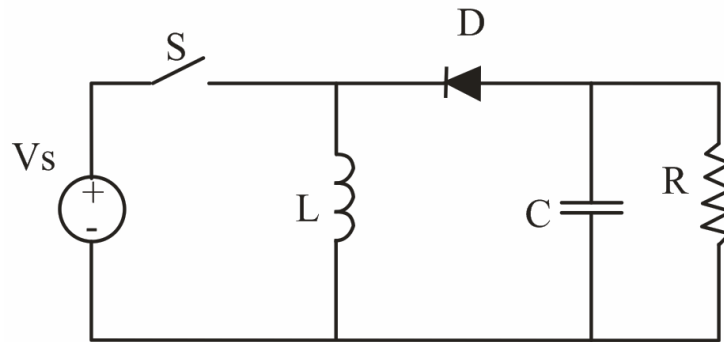


Figura 2.5. Conversor Buck – Boost.

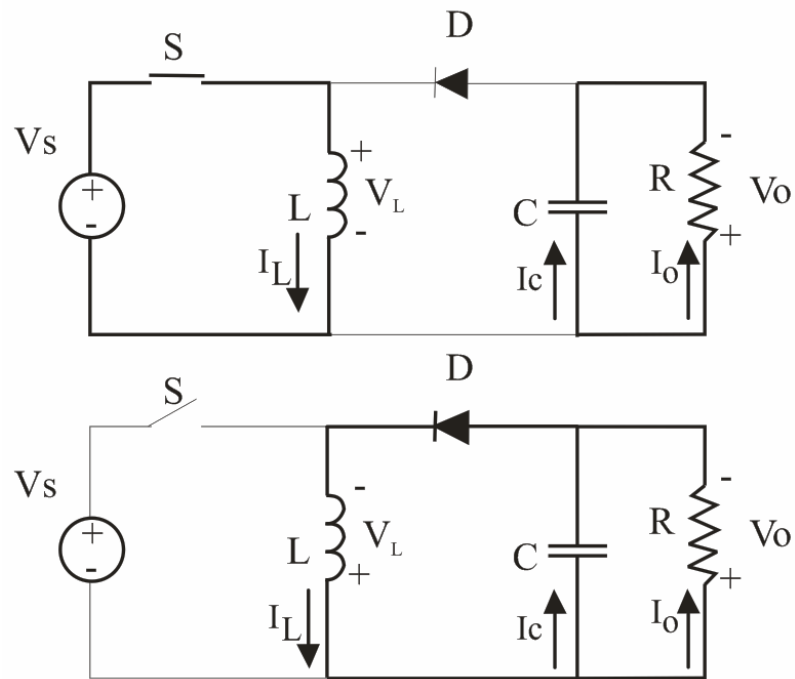


Figura 2.6. Funcionamento do conversor Buck-Boost nas duas etapas.

De acordo com o funcionamento descrito anteriormente, a exemplo do conversor Buck, esta topologia pode também operar em três modos distintos de condução. Estes modos são definidos com base na corrente circulante na indutância L . Em modo de condução contínua (MCC) a corrente em L não se anula e o ganho do conversor pode ser definido conforme equação (2.11).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (2.11)$$

Em modo de condução descontínua (MCD) o conversor passa a ter seu ganho não dependente apenas da razão cíclica, mas também de outros parâmetros do circuito como frequência de chaveamento, valor da indutância e a carga. Em aplicações práticas, devido à dependência da carga, o ganho só é mantido constante através da realimentação do circuito. É importante citar que mesmo em MCC, também se necessita da realimentação dadas as quedas inerentes ao circuito a medida que a carga tende a aumentar.

Por ser um conversor chaveado pode ter a sua tensão regulada sem gastos excessivos de energia. Assim como o conversor Buck, sua estrutura de potência pode tender a pesos e volumes excessivos. O volume do componente magnético torna-se considerável, especialmente porque a corrente média circulante sobre o mesmo corresponde à soma das corrente médias de entrada e de saída. Uma das suas mais comprometedoras desvantagens está associada ao fato da tensão de saída apresentar a referência invertida em relação a tensão de entrada. Uma solução para referência é usar o conversor Buck-Boost isolado, denominado Fly-Back. Entretanto este conversor apresenta limitações consideráveis de potência, especialmente devido à construção do elemento magnético [26].

2.3.1. Exemplo de Projeto – Conversor Buck-Boost

De modo similar às topologias anteriores, segue um exemplo de projeto do conversor Buck-Boost atendendo requisitos de projeto semelhantes aos anteriores. Selecionou-se o MCC pelas características de ganho constante independente da carga aplicada [27].

De acordo com a equação (2.11), razão cíclica estará compreendida entre 0,50 a 0,45, esta faixa relacionada respectivamente com a mínima e máxima tensão de entrada, respectivamente.

São consideradas as mesmas oscilações de tensão de saída ($\Delta V=4\%$). Quando a oscilação de corrente no indutor (ΔI), definiu-se um valor de aproximadamente 10% da corrente média que circula sobre o indutor, ou seja, 40A. A máxima oscilação ocorrerá

para a máxima tensão de entrada. Com estes dados e considerando a frequência de chaveamento em 50kHz, torna-se possível dimensionar o indutor e capacitor do projeto através das equações (2.12) e (2.13).

$$L = \frac{V_s \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} \quad (2.12)$$

$$C = \frac{I_o D}{f \cdot \Delta V_o} \quad (2.13)$$

Os parâmetros obtidos para o circuito de potência hipotético estão apresentados nas expressões (2.14) e (2.15).

$$L = 33,8\mu H \quad (2.14)$$

$$C_o = 360\mu F \quad (2.15)$$

Verifica-se que os valores da indutância e capacitância do circuito Buck-Boost (expressões 2.14 e 2.15) são consideravelmente superiores aos valores obtidos para o conversor Buck (expressões 2.6 e 2.7). Especialmente a capacitância apresenta um valor bem superior em virtude de se esta a “fonte” de energia que sustenta a carga durante os intervalos de tempo que S encontra-se ligada. Os efeitos de oscilações de tensão são muito mais pronunciados no Buck-Boost em virtude da sua saída possuir a característica de fonte de tensão. Isso faz com que certamente o valor encontrado em (2.15) seja absolutamente teórico, válido somente em condições de regime permanente. Em aplicações práticas são verificados valores aproximados de 1000μF/kW [8]. Com esta regra, o banco capacitivo para esta aplicação seria considerável.

Além das considerações referentes ao elemento capacitivo do circuito, é muito importante destacar que a indutância, além de ser 70% superior para o Buck-Boost a corrente média que o elemento indutivo deverá suportar será muito maior se comparada com o circuito Buck. Para o Buck a corrente média sobre o indutor corresponde a corrente de carga, ou seja, para o exemplo aqui estudado 200A. Já para o Buck-Boost, esta corrente será a soma das correntes médias de entrada e saída, ou seja, 400A, considerando o caso de menor tensão de entrada. Certamente estes fatores

comprometem em muito o dimensionamento do indutor, elevando o peso, volume e custos.

A fim de se fazer um estudo simples das condições de eficiência deste conversor, assim como no Buck, devem ser considerados basicamente quatro elementos: chave, indutor, diodo e capacitor. As perdas no capacitor são proporcionais à resistência série do mesmo (R_{SE}). Considerando que este valor de resistência é muito pequeno (e torna-se ainda menor após a configuração de bancos de capacitores em paralelo) tais perdas serão desprezadas.

Com respeito à chave consideram-se novamente as perdas de chaveamento e as perdas de condução. Com respeito às perdas de chaveamento as equações 2.8 e 2.9 são válidas novamente. Entretanto deve-se observar que os valores de tensão máxima ($V_{S(MAX)}$) e corrente máxima ($I_{S(MAX)}$) serão alterados. Considerando a máxima tensão de entrada, quando a chave está aberta a máxima tensão sobre ela é de 275V, correspondendo a soma da tensão de entrada com a tensão de saída. Para esta situação, a corrente média sobre o indutor será de 367A com $\Delta I=40A$ (oscilando entre $\pm 20A$), ou seja, a corrente máxima sobre a chave será de 387A, reduzindo durante a condução até 347A, e posteriormente indo a zero. Através da equação 2.8 verifica-se que a perda será de aproximadamente 16,8kW durante os pequenos intervalos de tempo até o acionamento ou desligamento da chave. Supondo que a chave leve aproximadamente 2 μs para chavear e aproximadamente o mesmo tempo para desligar, perde-se uma energia total de 67,3mJ. Usando a equação (2.9) verifica-se que a perda média de comutação no intervalo de um ciclo de chaveamento será de aproximadamente 3,4kW.

Na condição de mínima tensão de entrada, a corrente de entrada torna-se máxima, e a corrente média do indutor passa a ser 400A com $\Delta I=37A$, ou seja, a corrente máxima sobre a chave será de 418A, reduzindo durante a condução até 381A, e posteriormente indo a zero. A tensão sobre a chave durante T_{OFF} será de 250V. Com base nas mesmas características do cálculo de perdas realizado previamente, obtém-se para essa situação perdas médias de comutação de 3,3kW.

As perdas de condução da chave dependerão da corrente que circula por ela durante o intervalo que ela estiver ligada. Para a máxima tensão de entrada esta corrente será de aproximadamente 167A. A corrente média máxima ocorrerá para a mínima tensão de entrada, que corresponderá a aproximadamente 200A. Supondo uma queda de aproximadamente 2V na chave, as perdas condutivas para a mínima e máxima correntes de entrada serão 334W e 400W, respectivamente.

As perdas no diodo são também comutativas e condutivas. Considerando que o tempo total de acionamento e desligamento de um diodo seja de aproximadamente $1\mu s$, na topologia Buck-Boost, para a máxima tensão de entrada, seriam dissipados aproximadamente 1,5mJ, o que resultaria em 76W. Para a situação de mínima tensão de entrada as perdas de comutação do diodo seriam desprezíveis, por não haver diferença de potencial sobre o mesmo quando este estiver desligado. Quanto às perdas condutivas, a corrente média que circula pelo diodo corresponde a corrente média da carga. Neste caso será sempre 200A. Considerando uma queda de tensão de aproximadamente 1V para um diodo de potência, assume-se para cada ciclo de chaveamento uma potência dissipada em D de aproximados 200W. Resumindo, o diodo dissipará 276W para a condição de máxima tensão de entrada e 200W para a condição de mínima tensão de entrada.

As perdas no elemento indutivo serão consideradas similares à suposta para o conversor Buck, ou seja, 200W. Considerando a tecnologia dos núcleos atuais esse valor pode ser considerado exagerado.

Somando-se todas as perdas do circuito obtém valores de 4210W para a máxima tensão de entrada e 4100W para a mínima tensão de entrada. Se considerada uma carga constante de 25kW tem-se a eficiência aproximada de 86% para as condições de operação analisadas. Como se verifica, comparando-se a eficiência deste circuito com o regulador linear, o Buck-Boost demonstra vantagem considerável à medida que se necessita de maior queda de tensão para a regulação da tensão de saída. Já para tensões de entrada e saída muito próximas a eficiência do Buck-Boost passa a ficar comprometida.

2.4 Conversores Interligados em Paralelo

Conforme observado nos exemplos discutidos para as topologias anteriores, nas situações cuja transferência de potência é elevada o projeto dos conversores apresenta grande dificuldade de execução. Este fato se deve principalmente às restrições nas montagens dos componentes magnéticos. Outro fator comprometedor nestes casos é a escolha de chaves capazes de atender elevadas correntes e tensões.

Uma possibilidade para atender elevadas potências é o uso de conversores em paralelo. O uso de conversores em paralelos além de proporcionar a redução de potência processada por cada unidade pode também garantir melhorias de desempenho do conjunto. Por exemplo, se usada a técnica de *interleaving*, é possível reduzir consideravelmente o *ripple* da tensão de saída e obviamente os capacitores de filtragem.

Uma desvantagem desta técnica seria o fato de que um conversor, se inadequadamente controlado, poder se tornar carga momentaneamente. Neste caso a estabilidade do sistema poderia ser gravemente comprometida [28]. Sendo assim, os conversores devem ser operados como fontes de corrente unidirecionais, de modo que possam compartilhar a carga demandada conforme necessário.

A fim de controlar os conversores que operam em paralelo existem três maneiras. A primeira delas consiste em utilizar um controle central para administrar cada um dos conversores [29]. A Figura 2.7 exemplifica este caso. Observa-se que cada um dos conversores tem uma linha de comunicação até o controlador que determina as ações de chaveamento e proteção adequadas a cada unidade. É importante salientar também que nesta filosofia de controle há necessidade de um conversor mestre que define a tensão de saída. Os demais conversores, denominados escravos, atuam somente como fontes de corrente compartilhando a potência do conjunto. A grande desvantagem está no fato da dependência total do controle central e do conversor mestre, que caso um deles falhe, comprometerá todo o conjunto.

A outra filosofia, conforme Figura 2.8, consiste em conversores que possuem controles individuais que estão interligados entre si através de uma linha de

comunicação dedicada [30]. Esta linha de comunicação é responsável pelas funções de sincronismo no chaveamento para operação adequada do conjunto. Neste caso também é comum que um dos conversores atue como mestre, todavia isto não é mandatório. No caso da existência de um mestre a operação fica similar ao controle central, inclusive com as mesmas desvantagens. Já nos casos em que esta filosofia é realizada sem a necessidade do conversor mestre, os conversores trocam informações de sincronismo entre si, garantindo o funcionamento de todos como fontes de corrente [31]. Neste caso há a desvantagem de maior dificuldade na inserção de um novo conversor caso o sistema já esteja em operação.

A Figura 2.7. mostra o conversor interligado em paralelo com controle central. A Figura 2.8. mostra a interligação de conversores com linha de comunicação dedicada.

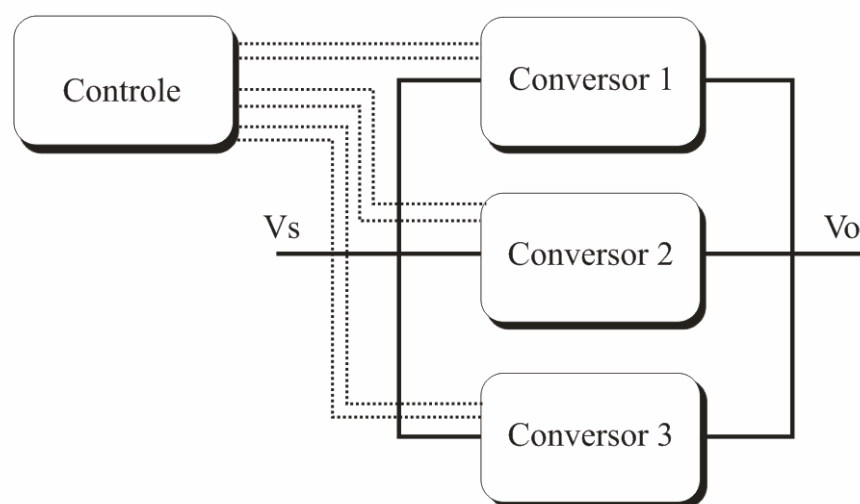


Figura 2.7. Conversores em paralelo com controle central.

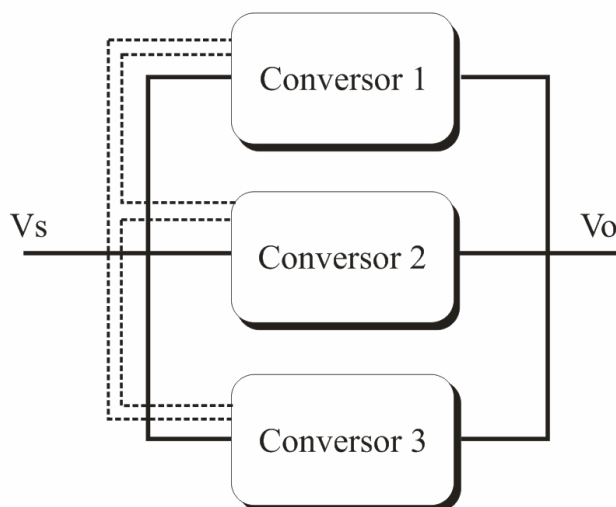


Figura 2.8. Conversores em paralelo com linha de comunicação dedicada.

A terceira filosofia de operação é caracterizada por não necessitar de comunicação entre as unidades. Neste caso os sistemas são desenvolvidos com características de compartilhamento de corrente inerentes. Respeitam curvas de decaimento entre tensão e corrente assim como as baterias químicas. Esta topologia ainda está em estudo principalmente devido a não apresentar sincronismo nos chaveamentos e não possibilitar os ganhos de dimensionamento que a técnica de “interleaving” proporciona.

2.4.1. Exemplo de Projeto – Quatro conversores Buck interligados em paralelo

Nesta etapa intenciona-se redimensionar o conversor Buck considerando a possibilidade de operação paralela. Serão analisados dois casos de paralelismo: sem *interleaving* e com *interleaving*. Considerando que conversores em paralelo dividem a potência processada, a corrente circulante através de cada conversor será menor. Sendo assim os indutores deverão ser redimensionados. Visto que a potência total processada pelo conjunto será mesma, optou-se em manter o capacitor de filtro saída (previamente calculado) do conversor individual, a fim de avaliar comparativamente o *ripple* de tensão, porém, considerando agora a operação em paralelo. A Figura 2.9 apresenta o circuito que ilustra o paralelismo dos conversores.

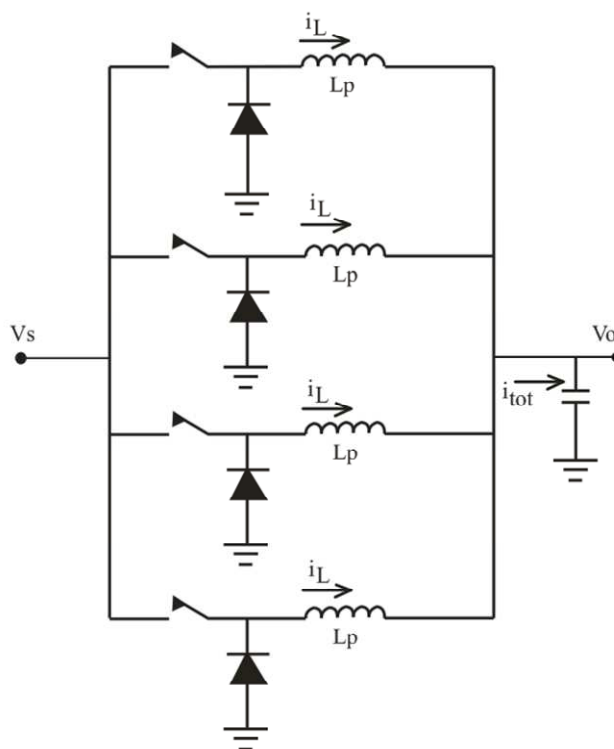


Figura 2.9. Circuito referente aos quatro conversores em paralelo.

Deste modo os parâmetros estabelecidos na seção 2.2.1 serão adaptados considerando a nova circulação de corrente através dos conversores. Visto ser proposto um exemplo de 4 conversores operando em paralelo, a corrente de saída de cada conversor será um quarto da corrente total, ou seja, 50A. Atribuiu-se uma oscilação percentual para a corrente de 10%. Sendo assim, a oscilação de corrente pico a pico estará definida em 5A.

Em consequência dos novos níveis de corrente, o indutor de cada conversor foi redimensionado para 84,66 μ H. É válido destacar que os novos níveis de corrente facilitam a construção deste elemento, tornando-o acessível no mercado. Conforme citado anteriormente, o capacitor será mantido com o mesmo valor dimensionado na seção 2.2.1 (6,37 μ F) sendo posteriormente avaliado o novo desempenho do conversor no tocante ao *ripple* de tensão de saída.

a) avaliação de resultados sem a técnica de interleaving

Independente do modo de controle utilizado (controle central ou com linha dedicada de comunicação) pressupõe-se nesta avaliação que os pulsos PWM que atuam

nos conversores estão em perfeito sincronismo. Neste caso, conforme se verifica na Figura 2.10, a oscilação de corrente resultante do conjunto será de 5A, visto que os indutores conduzem em conjunto simultaneamente. Com respeito ao *ripple* de tensão é válido considerar que conforme a equação (2.13) espera-se uma oscilação inferior dado que o capacitor do projeto original foi mantido e a oscilação da corrente do conjunto (5A) reduziu-se em quatro vezes em relação à original (20A). A Figura 2.11 apresenta o *ripple* da tensão de saída.

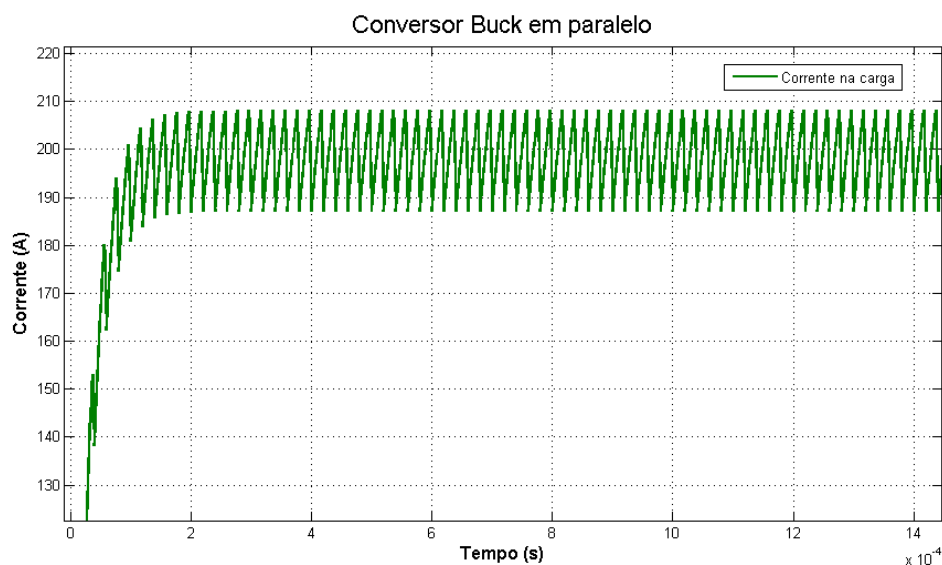


Figura 2.10. Oscilação de corrente resultante para conversores operando sem interleaving.

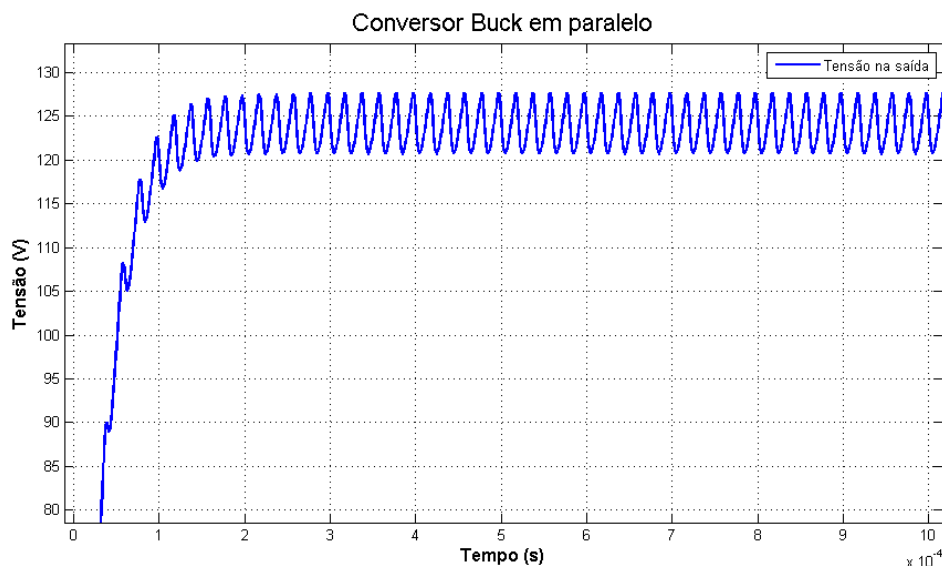


Figura 2.11. Oscilação de tensão resultante para conversores operando sem interleaving.

b) avaliação de resultados com a técnica de interleaving

Inicialmente vamos assumir o número de conversores em paralelo como sendo “n”. No caso específico que estamos analisando $n=4$. A técnica de *interleaving* garante que os pulsos que acionam os conversores estarão igualmente defasados dentro de um período de chaveamento. Sendo assim, devido a contraposição das correntes individuais de cada conversor, a corrente total do conjunto terá o *ripple* reduzido em “n” vezes, neste caso específico, 1,25A. A Figura 2.12 apresenta a corrente resultante do conjunto.

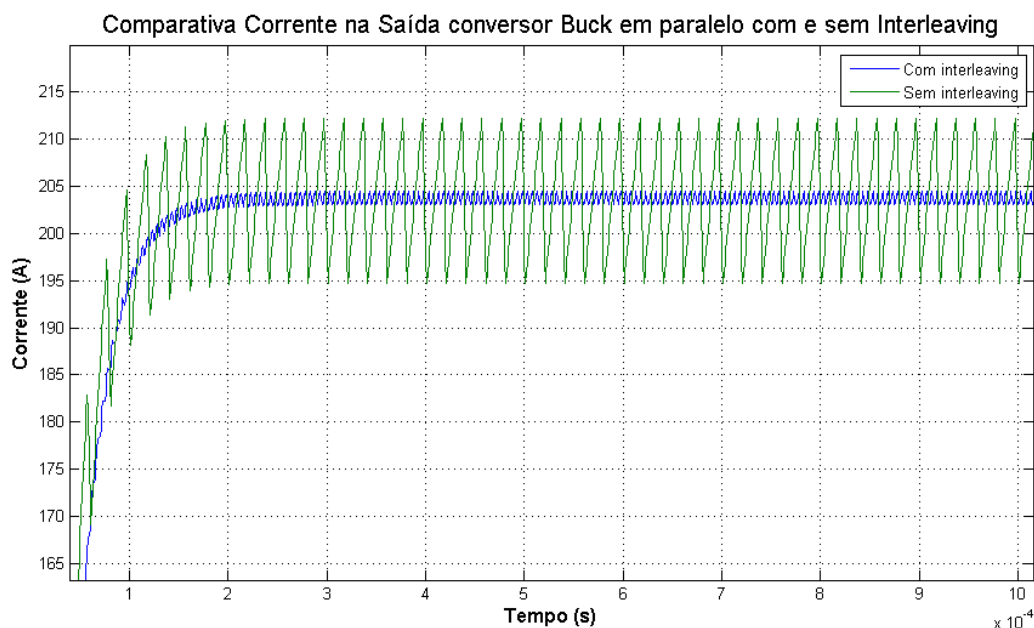


Figura 2.12. Oscilação de corrente resultante para conversores operando com interleaving.

Com respeito ao *ripple* da tensão de saída, observa-se que com a técnica de interleaving o mesmo deverá ser reduzido em 64 vezes. Isto ocorre porque conforme a equação (2.5), o *ripple* de corrente sofreu redução de n^2 , e a frequência de oscilação foi multiplicada por “n”. Sendo assim, o ripple de corrente “visto” pelo capacitor é de 1,25A e a frequência de oscilação de 200kHz. A Figura 2.13 contém o comportamento do *ripple* de tensão considerada a técnica de *interleaving*.

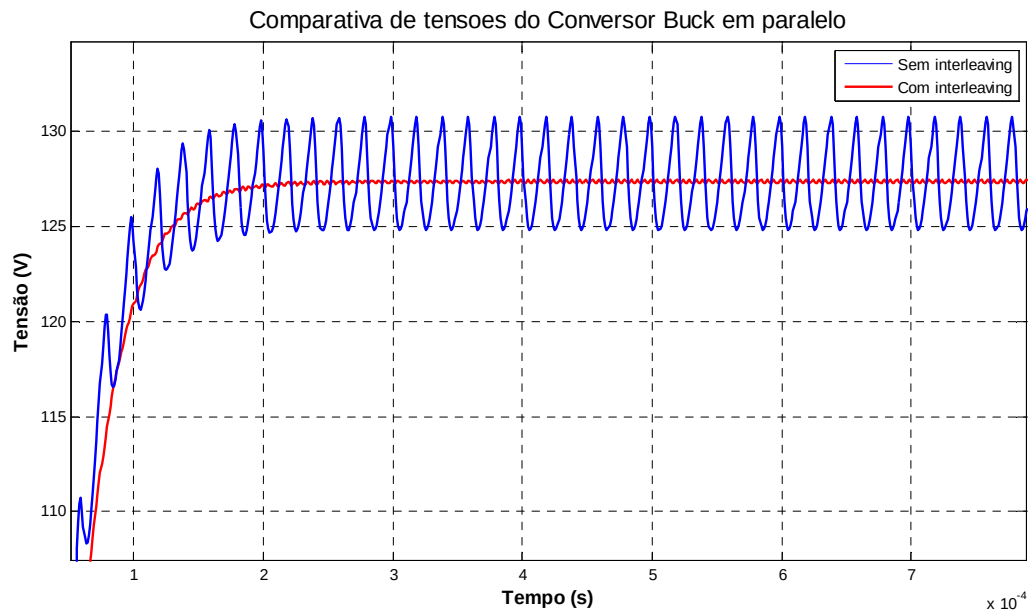


Figura 2.13. Oscilação de tensão resultante para conversores operando com interleaving.

Capítulo 3

Visão geral do Projeto

Uma desvantagem dos conversores CC-CC chaveados é o estabelecimento de malhas de controle mediante as não linearidades do sistema. Sendo assim, torna-se necessária a linearização do sistema para pontos específicos de operação. Embora seja algo possível de ser realizado, em sistemas de elevada potência e cujas variações na tensão de entrada são consideráveis o projeto dos controladores deve ser bastante rigoroso, culminando num aumento de complexidade dos circuitos compensadores e condicionadores de sinais. Outro fator limitante dos conversores CC chaveados é a necessidade de elementos armazenadores de energia. Em potências elevadas torna-se mandatório o uso de conversores modulares paralelizados visando tornar exequível a construção de elementos armazenadores como os indutores. Conforme apresentado no capítulo anterior, técnicas de paralelismo sincronizado melhoram bastante o desempenho dos conversores, todavia acabam por necessitar de rotinas específicas e controladores dedicados.

Uma solução simples, que dispensaria recursos de controle mais sofisticados estaria embasada na filosofia dos reguladores lineares. Todavia, no caso aqui proposto optou-se por uma regulação discreta através da inserção ou retirada de diodos em série com os circuitos de potência. A tentativa é simplesmente de utilizar as quedas de potencial das junções dos diodos para regular a tensão de saída de um barramento CC. O sistema resume-se num conjunto de unidade de queda de tensão CC, sendo compostas por diodos de potência conectados em paralelo com chaves contadoras, conforme se observa na Figura 3.1. Ao conjunto denomina-se Unidade de Diodo de Queda (UDQ). Os estágios de queda estão conectados em série com a fonte CC e com a carga que fecha o circuito. Vantagens imediatas deste sistema correspondem à simplicidade de implementação e a robustez. Estas características motivaram a empresa demandadora deste projeto (EMERSON[®]) a optar por esta solução para o desenvolvimento de um produto comercialmente disponível atualmente. A Figura 3.2 mostra o circuito de potência da UDQ com a parte de controle.

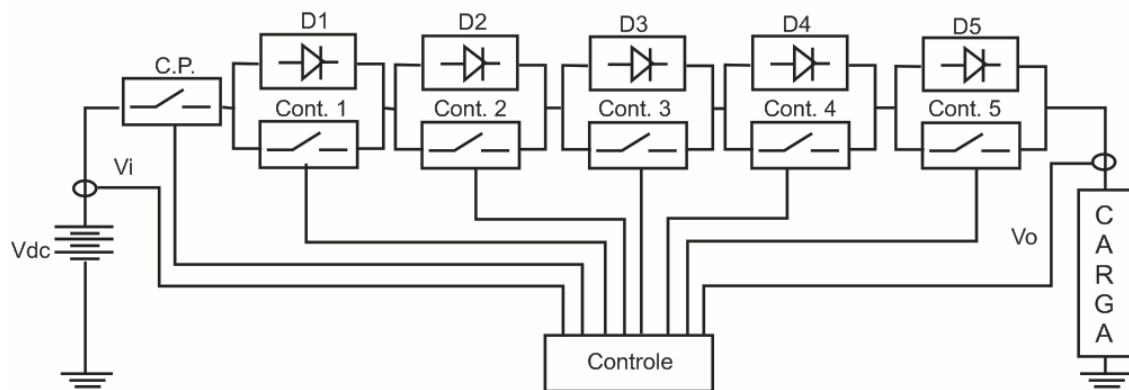


Figura 3.1. Modelo simplificado da UDQ.

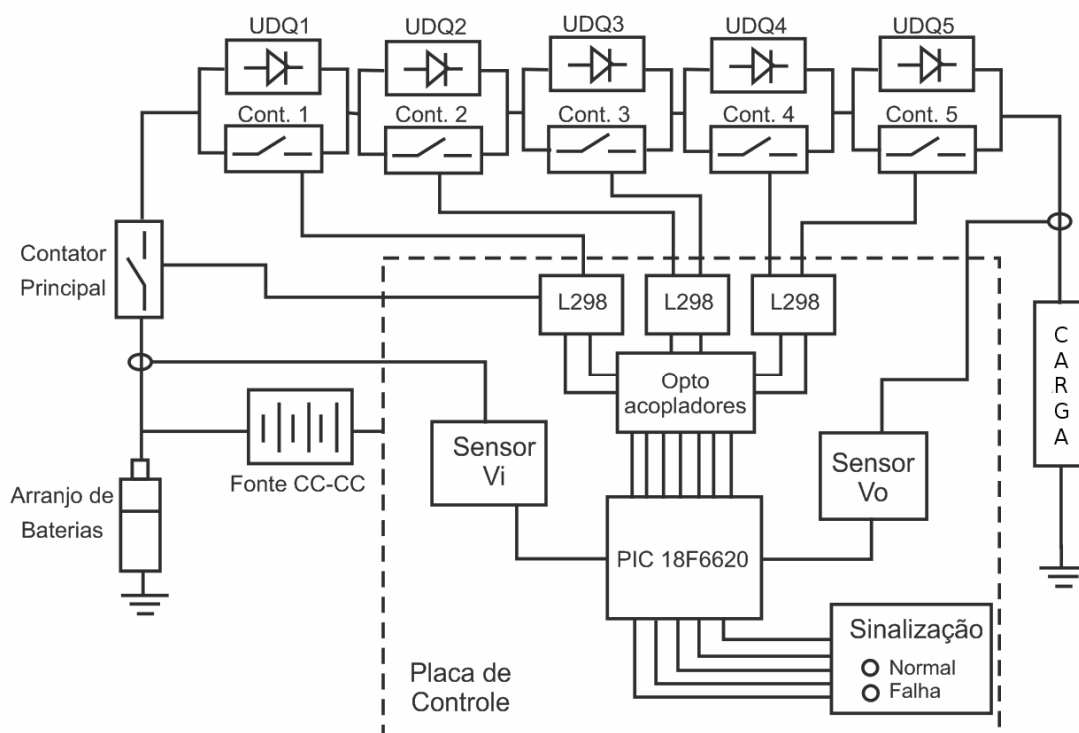


Figura 3.2. Modelo completo da UDQ.

3.1 Controle Proposto

A filosofia de controle baseia-se na medida sucessiva da tensão de saída. Esta tensão é comparada com a faixa requerida de $125V_{CC} \pm 4\%$. Sendo assim, procede-se a inserção ou retirada dos diodos de queda. A tensão de queda de cada diodo varia em função da carga. No sistema desenvolvido um bloco de queda era composto de quatro diodos em serie resultando uma queda de 2,8V ($4 \times 0,7V$) para condição de mínima carga e atingiam 4,6V ($4 \times 1,15V$) quando circulavam correntes referentes à potência nominal. Estes blocos estão paralelizados às chaves contatoras que permitem um caminho alternativo para a circulação de corrente, caso a queda não seja necessária.

O controle de tensão é feito por um algoritmo que mede constantemente a tensão de entrada e a tensão de saída. A tensão de entrada é medida somente para fins de proteção dos circuitos. A filosofia de atuação é bastante simples, sendo que caso a tensão de saída ultrapasse o limite de 128V inicia-se a inserção de diodos série ao circuito. Caso todas as unidades de queda sejam inseridas e a tensão de saída ultrapasse o limite superior de regulação a proteção do sistema atuará mediante o desligamento de uma chave contatora denominada principal [32].

Caso a tensão de entrada venha a cair para valores inferiores a 122V inicia-se a retirada das unidades de queda. Por exigência da empresa demandante do projeto, caso a tensão de entrada seja inferior a um valor específico, a contatora principal deverá abrir protegendo as cargas do circuito. Observe que a histerese existente entre 128V e 122V garante uma margem de tolerância de tensão que evita que haja inserção e retirada intermitente de unidades de queda. A Figura 3.3 mostra os níveis de regulação da tensão da UDQ, com os 5 níveis de tensão e a tensão máxima e mínima para a atuação da proteção da carga.

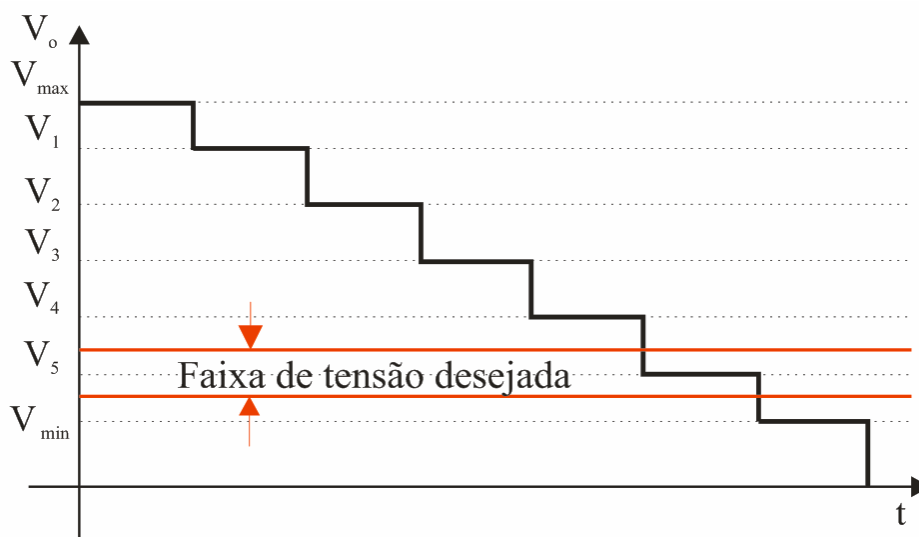


Figura 3.3. Níveis de tensão de regulação da UDQ.

3.2 Circuito de potência

O circuito de potência foi baseado nas normas técnicas [33, 34, 35]. Observa-se na Figura 3.1 que a UDQ é formada por diodos de potência, contadoras, um controle central e as fontes auxiliares.

Diodos - Selecionados mediante a corrente nominal que passa por eles, os quais produzem uma queda de tensão em vazio e a plena carga dependendo da curva tensão de queda e corrente de carga. Considerando a corrente nominal de 200A foram selecionados os SKR240 de fabricação Semikron® conforme Figura 3.4. A Figura 3.5 apresenta o gráfico da queda de tensão do diodo escolhido mediante variações de tensão e temperatura.



SKR240 / SKN240

Figura 3.4. Diodo de potência SKR240.

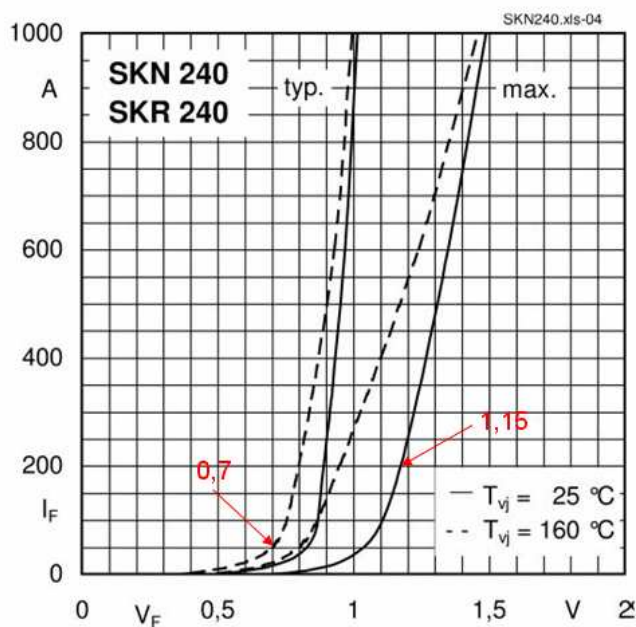


Figura 3.5. Queda no diodo com base na corrente de carga e a temperatura de operação.

Chaves contadoras - Foram selecionadas para uma corrente nominal de 200A, e são destinadas para trabalhos industriais com elevado número de acionamentos. São



Figura 3.7. Bateria chumbo-ácido cuja tensão será regulada pela UDQ

3.3 Hardware de controle

O controle central será feito mediante uma rotina programação gravada em um microcontrolador, com um número grande de entradas e saídas, conversores A/D, e sinalizações. A placa de controle é baseada em uma unidade microcontrolada que é programada mediante uma interface. O algoritmo é gravado na memória Flash do microcontrolador, o qual é alimentado com uma tensão de +5V. A placa terá uma chave seletora para o nível de tensão mínima de referência (101,5, 105, 108,5V) e o número de estágios de queda que intervirão na saída da tensão desejada. O microcontrolador possui varias entradas e saídas digitais para ativar e monitorar as contadoras. São utilizados dois conversores analógicos digitais para medição da tensão de entrada e tensão de saída. Estas medições requerem isolamento óptico ou do tipo amplificador de isolação.

3.3.1. Circuito de Monitoramento de Tensão

As tensões de entrada e saída são medidas mediante divisor resistivo de tensão. Esse sinal é ligado num amplificador de isolação o CI ISO 124P o qual tem saída até $\pm 10V$ em alta impedância. O sinal é ligado na base de um transistor para que atue como fonte de corrente e a sua vez limitar a corrente que entra no diodo Zener para manter a tensão da entrada no nível de 5V na entrada do microcontrolador. Finalmente esta tensão entra no microcontrolador no canal A/D numa faixa aceitável e segura [36]. Na Figura 3.8 mostra-se o esquemático do circuito medição de tensão de entrada e saída.

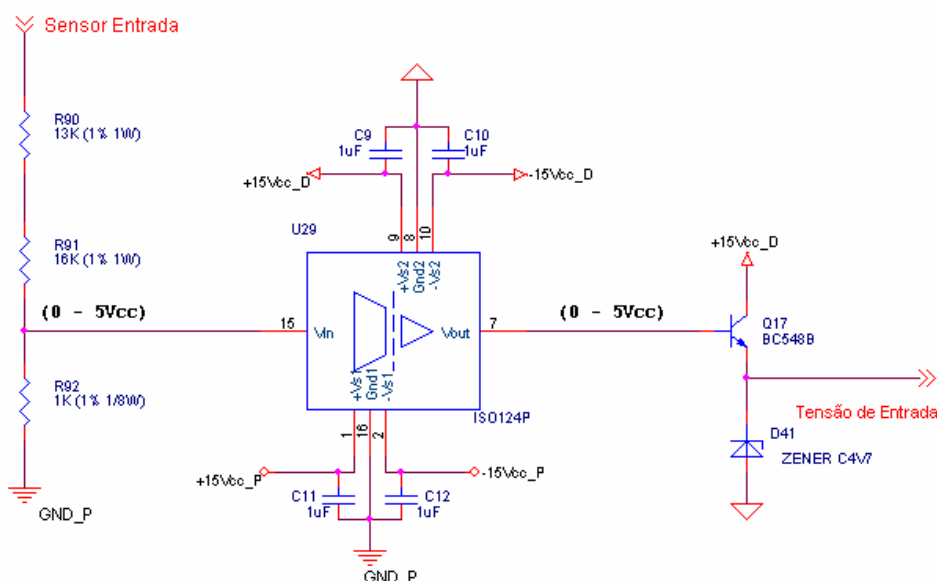


Figura 3.8. Circuito de condicionamento da tensão.

3.3.2. Circuito de Acionamento das Contadoras

Para comandar as contadoras utiliza-se opto acoplamento na saída do microcontrolador a fim de isolar o bloco de potência da placa do controle. O opto-acoplador está ligado a um inversor *full-bridge* que é alimentado por uma tensão de 30V. O inversor permite o uso de +30V quando objetiva-se acionar a contadora e -30V quando necessita-se desligar a mesma. A inversão é realizada pelo CI L298 o qual possibilita o controle de duas contadoras conforme se observa na Figura 3.9 [17].

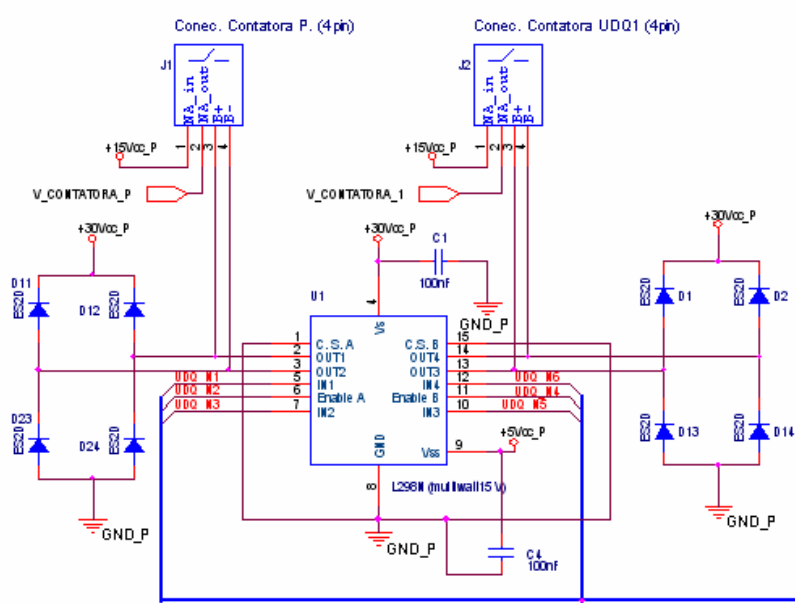


Figura 3.9. Circuito de acionamento das contadoras.

3.3.3. Circuito de Sinalização

As sinalizações no painel frontal são feitas através de LEDs indicadores. Os LEDs indicam operação normal ou falha de operação nas chaves contadoras, nos diodos e no banco de baterias. Cada saída de sinalização do microcontrolador está conectada a base do transistor que funciona como chave para acionamento de um respectivo LED. A Figura 3.10 apresenta o circuito acionamento de um LED.

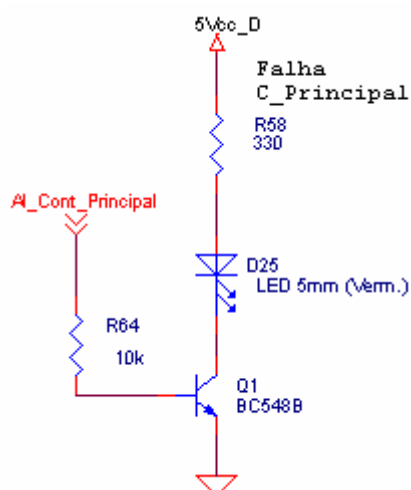


Figura 3.10. Circuito para acendimento de um LED.

3.3.4. Fontes auxiliares

As fontes auxiliares são necessárias para alimentar a placa de controle, circuitos de medição, condicionamento de sinais, circuitos sinalizadores e comando dos relés. Optou-se por utilizar duas fontes distintas e isoladas entre si, com saídas +5/+15/-15V, sendo uma para o circuito digital e outra para o circuito analógico. Para o acionamento das contadoras optou-se por uma terceira fonte isolada de +30V. Vale ressaltar que todas estas fontes são alimentadas a partir do banco de baterias de alimentação do sistema e possuem configuração tipo Flyback [37, 38, 39], conforme circuito exemplo apresentado na Figura 3.11.

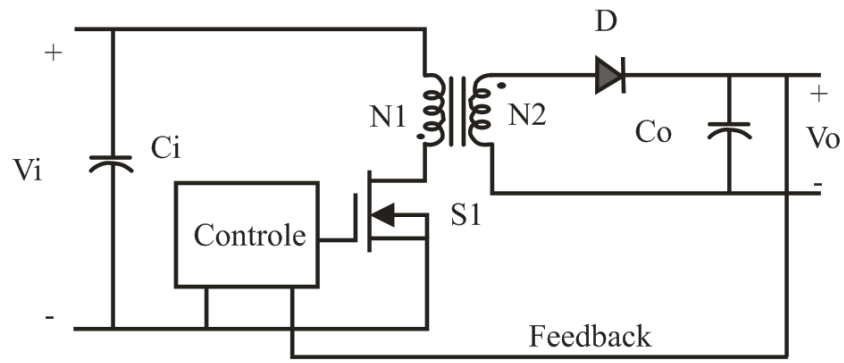


Figura 3.11. Exemplo do circuito de fonte Flyback.

Capítulo 4

Descrição do Firmware

O controlador de UDQ possui um *hardware* baseado no microcontrolador PIC18F6620 [40, 41]. Nesta seção será feita uma descrição geral das funções do código.

O firmware de controle deste sistema foi escrito em linguagem C [42] utilizando o ambiente de desenvolvimento MPLAB IDE 8.10 [43] .

O arquivo “main.c” contém a função principal “main” do *firmware*, e as demais funções relacionadas aos acionamentos das chaves contadoras, leituras dos sinais analógicos e sinalizações de alarmes.

O código está dividido em duas partes. A primeira se referente à inicialização, vindo logo após o *reset* do processador, onde são configurados parâmetros essenciais do processador (portas e periféricos) e variáveis globais do programa. A segunda parte engloba o código MAIN, onde está escrito as rotinas de configuração, de controle e monitoramento. Na Figura 4.1 apresenta-se um diagrama de blocos do software.

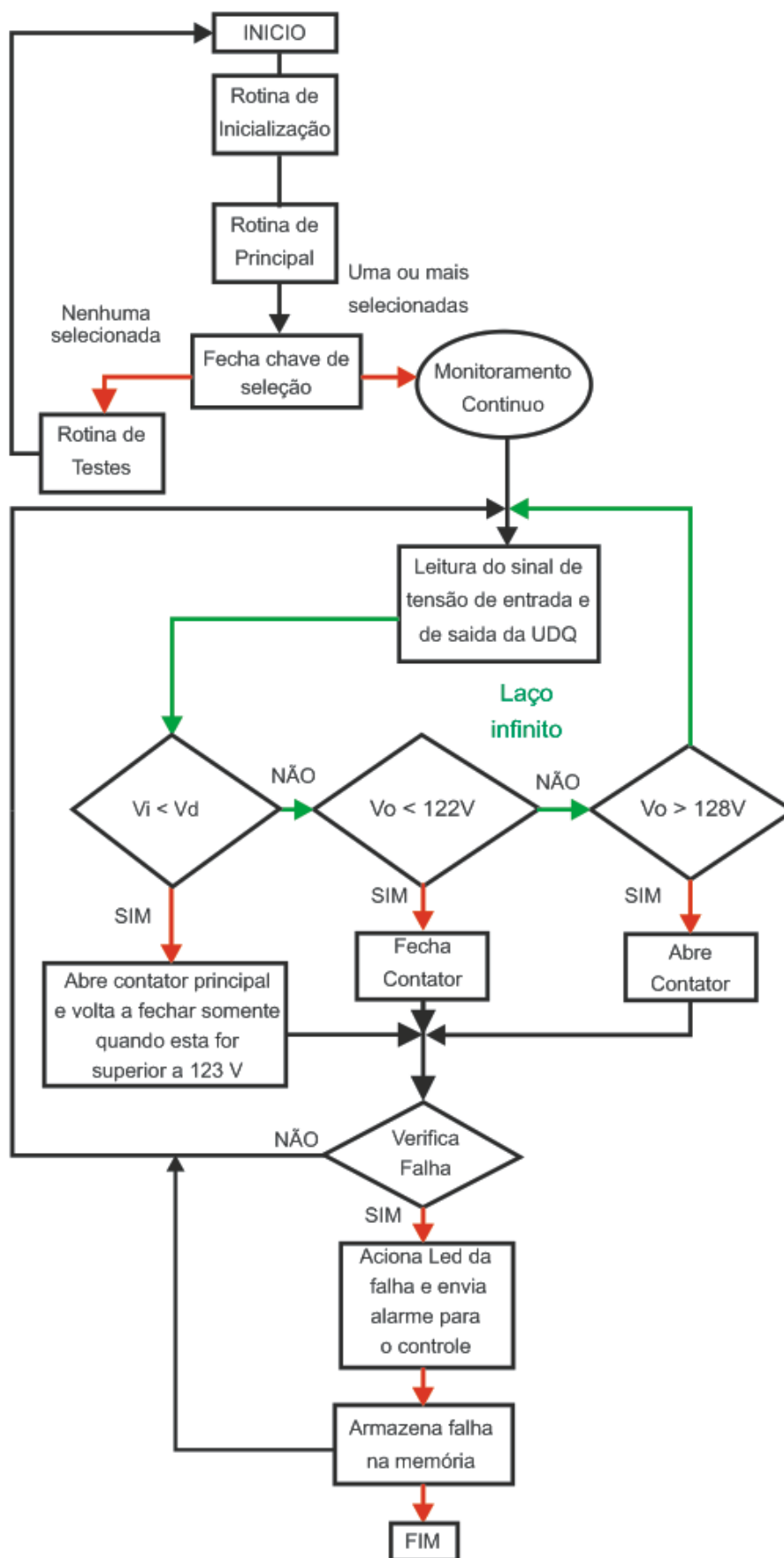


Figura 4.1. Diagrama de blocos do software da UDQ.

4.1 Rotina de inicialização

Esta rotina precede o reset do sistema. Na inicialização são feitas as seguintes configurações:

- Inclusão de bibliotecas e definição de prioridade para os *Timers*;
- Configuração do *clock* em 4MHz;
- Configuração dos *Fuses* internos do Chip;
- Definição de codinomes e das posições de memória EEPROM onde serão gravadas as falhas do sistema;
- Definição das variáveis globais;
- Definição de codinomes para as portas de I/O;
- Declaração dos protótipos das funções;
- Implementação das rotinas de atendimento de interrupção dos *Timers*;
- Encaminhamento para a rotina principal MAIN.
- Configuração das direções das portas de I/O: é feito o direcionamento da porta indicando se ela é de entrada ou saída;
- Desabilitadas as manobras das contadoras: Nenhuma contadora pode ser acionada;
- Alarmes e sinalizações são zerados: nenhum alarme é indicado;
- Definido a queda de tensão dos diodos (Queda mínima, Queda máxima, Queda a vazio);
- Configuração do *Timer* 1: gera interrupções para a sinalização dos Leds;
- Configuração do *Timer* 3: gera interrupções para recarregamento do *watchdog*, responsável pela proteção contra travamento do processador;
- Configuração do conversor A/D interno e dos canais a serem lidos: serão somente dos sinais monitorados, a tensão de entrada e de saída;
- Verificação da Tensão de Desconexão: verifica a chave “dip” de entrada de parâmetros para configurar qual a tensão a ser comparada para desconexão de bateria.

Terminando estas configurações então o sistema entra na rotina Principal “MAIN”.

4.2 Rotina Principal

Aqui são feitas as seguintes configurações antes de o sistema verificar a ordem de trabalho segundo suas duas sub-rotinas principais. São elas:

- Inicialização do *Timer 1* e *Timer 3* com seus respectivos valores de carregamento para determinação do tempo de interrupção, sendo o *Timer 1* configurado para uma frequência de interrupção de 2Hz e o *Timer 3* para uma frequência de interrupção de 50KHz;
- Habilitação das Interrupções.

Feitas estas configurações, o sistema irá verificar a configuração da chave de seleção. Dependendo de como está configurada a chave de seleção (seleção das contadoras utilizadas e da tensão de desconexão), o sistema tomará o seguinte procedimento: se ao inicializar esta chave não possuir nenhuma configuração (todas as entradas na posição OFF) então o sistema será direcionado para a *Rotina de Testes*. Caso contrário isso indicará ao sistema que a unidade de controle já foi configurada e testada e o processamento irá diretamente para a *Rotina de Monitoramento Contínuo*.

4.2.1. Rotina de Testes

A *Rotina de Testes* é sempre refeita a cada ajuste da configuração das contadoras ou da tensão de desconexão. Ela é responsável por verificar se todos os periféricos estão funcionando corretamente. Esta rotina está dividida em 5 testes:

Teste 1 – Alarmes e verificação dos sinais. São verificados se todos os LEDs do painel frontal estão funcionando e se os alarmes de contato seco estão reportando a falha para a unidade de controle central.

Teste 2 – Verificação da tensão da bateria. A tensão de desconexão é verificada com base a chave selecionada. Esta pode ter três valores, 101,5V, 105V e 108,5V, que segundo a leitura da tensão de entrada será comparada ao valor selecionado. Caso o valor medido seja inferior ao valor selecionado então a unidade de controle envia um comando para que a contadora principal (contadora de desconexão) abra e também um

alarme é amostrado no painel frontal da UDQ e um alarme de contato seco é emitido para a central.

Teste 3 – Operação das chaves contadoras. O teste de funcionamento das contadoras consiste em primeiramente abrir a contadora e em seguida fechar a mesma. Nas duas manobras verifica-se se a operação foi realizada valendo-se dos sinais monitorados dos contatos auxiliares das chaves (contato normalmente aberto – NA).

Teste 4 – Teste dos diodos de queda. O teste é realizado primeiramente abrindo a contadora, depois é feito o teste da queda do diodo e em seguida a contadora é fechada. Uma pequena carga deve estar conectada ao sistema para que os testes sejam realizados, onde o valor a ser comparado está relacionado com a queda mínima do diodo.

Etapa Final – Abertura das contadoras utilizadas e verificação de falhas. Em cada etapa realizada é verificado o funcionamento dos respectivos dispositivos e no final do teste, se ocorreu alguma falha do diodo ou da chave contadora então este é mostrado no painel frontal da UDQ. A Figura 4.2 mostra o diagrama da rotina de testes.

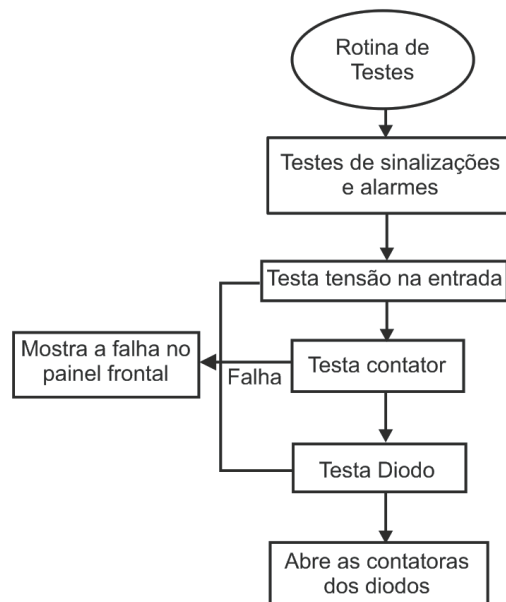


Figura 4.2. Diagrama de blocos da Rotina de Testes.

Feitos todos os testes, caso nenhuma falha tenha sido reportada, então o processador retorna para a rotina principal e espera que um novo reset (botão de RESET) seja dado para então o sistema entrar na rotina de *Monitoramento Contínuo*.

4.2.2. Rotina de Monitoramento Contínuo

A *Rotina de Monitoramento Contínuo* segue alguns passos. Primeiramente é verificado se alguma falha ocorreu verificando a memória EEPROM. Na sequência o sistema verifica quais as contadoras estão sendo utilizadas. O passo seguinte é verificar se houve falha de bateria (tensão esteja abaixo de 123V), caso isso ocorra, então o sistema abre a contadora principal (para evitar danificação da bateria) e envia os alarmes para o painel frontal e também os alarmes de contato seco.

Feito estes testes, então o sistema entra em um laço de monitoramento contínuo que segue a sequência:

- Monitoramento 1: Verifica a tensão de bateria. São verificadas duas situações. A primeira é se a tensão medida está inferior a tensão de desconexão e a chave contadora principal está fechada. A segunda é se a tensão medida está acima da tensão de reconexão (123V) e a contadora está aberta. No primeiro caso, se a tensão for inferior a tensão de desconexão e a contadora estiver fechada, então é enviado um comando para que a contadora abra e um alarme é enviado à central e também ao painel frontal. Caso a contadora apresente falha ao abrir, uma sinalização é enviada ao painel frontal, correspondente a falha da contadora, e também um alarme de contato seco específico é enviado a central. No segundo caso, quando a tensão está acima da tensão de reconexão e a contadora está aberta, então o sistema envia um comando para que a contadora principal seja acionada, porém este comando tem um tempo de execução maior (dado por rotinas de *Timer*) em torno de 60 segundos. Isso é necessário pelo fato de a tensão da bateria (no momento de desconexão) elevar-se rapidamente, o que provocaria um efeito de histerese, abrindo e fechando a contadora de modo intermitente.
- Monitoramento 2: Seguindo o anterior, aqui é feito o monitoramento da tensão mínima. Esta foi configurada em 122V mantendo um nível de segurança, já que a tensão mínima exigida é de 120V. Ao verificar que a tensão de saída é inferior a este valor, então um comando para fechamento de uma das contadoras, que estejam abertas, é dado, até que a tensão fique acima deste valor. Caso todas as contadoras sejam

fechadas e mesmo assim a tensão de saída seja inferior a 122V, então o sistema aguarda a tensão chegar ao nível de desconexão o que provocará o desligamento da contatora principal, embora as contadoras dos diodos continuem operando normalmente.

- Monitoramento 3: Na sequência é feito o monitoramento da tensão máxima a qual está configurada para 128V, mantendo uma margem de segurança, já que a máxima exigida pela carga não pode ultrapassar 130V. Ao verificar que a tensão de saída para a carga está acima de 128V, então é enviado um comando para abrir uma das contadoras que estejam fechadas até que a tensão fique dentro da faixa permitida. A cada abertura de contadora, seu respectivo diodo é testado e verificado se o seu valor de queda está dentro dos limites pré-estabelecidos. A condição de sobretensão não foi estabelecida já que esta é monitorada pelo sistema de retificação.

Em todos os monitoramentos descritos, são feitos testes nas manobras das contadoras e caso haja alguma falha, ou de abertura ou fechamento, então esta é imediatamente apresentada no painel frontal. Antes de enviar a falha, são feitos dois testes de redundância evitando assim que um alarme falso seja emitido. Caso alguma falha ocorra e esta não esteja prejudicando o funcionamento da unidade de controle, somente são enviados alarmes ao painel frontal. Caso a falha, ou o conjunto de falhas, venha prejudicar no funcionamento, então além da sinalização no painel frontal, um alarme via contato seco é emitido para a central. São dois os alarmes de contato seco. Um é referente à operação da contadora principal e outro referente ao funcionamento da UDQ.

Capítulo 5

Resultados de simulação

Visando a validação prévia do sistema proposto foram realizadas simulações utilizando *software* MATLAB/Simulink[®]. As simulações com Simulink[®] foram voltadas para o circuito de potência, excluindo-se os circuitos de sinalizações, porém considerando apenas diagramas de blocos funcionais que devem atuar no comportamento da tensão. Deste modo foi possível validar a filosofia de controle proposta.

O comportamento da UDQ também foi validado utilizando-se modelos de diodos, fontes de tensão e cargas para circulação de corrente. Para estas simulações utilizou-se o *software* PSIM[®] [44] com a qual se construiu um circuito de potência completo para operação com circulação de corrente e curvas de queda de tensão dos diodos. Simulações similares a estas não foram bem sucedidas no MATLAB/Simulink[®] [45, 46] em virtude da incompatibilidade de diodos e chaves em série no modelo deste simulador.

5.1 Simulações com Simulink[®]

A princípio, foram consideradas todas as unidades contadoras conduzindo no instante inicial, ou seja, sem as quedas de tensão dos diodos. As simulações foram divididas em duas etapas considerando a tensão de entrada crescente ou decrescente. Estas duas etapas foram subdivididas em situações de carga e sem carga, que no modelo aqui avaliada interfere unicamente nos valores de queda dos diodos.

A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos geral para simulação do funcionamento da UDQ. A Figura 5.2 apresenta o modelo desenvolvido para o conjunto chave contadora e diodo. Vale ressaltar que a tensão de queda é ajustada dependendo da

situação de operação (carga ou vazio). O bloco de controle é visualizado na Figura 5.1. foi desenvolvido a traves de linhas de código.

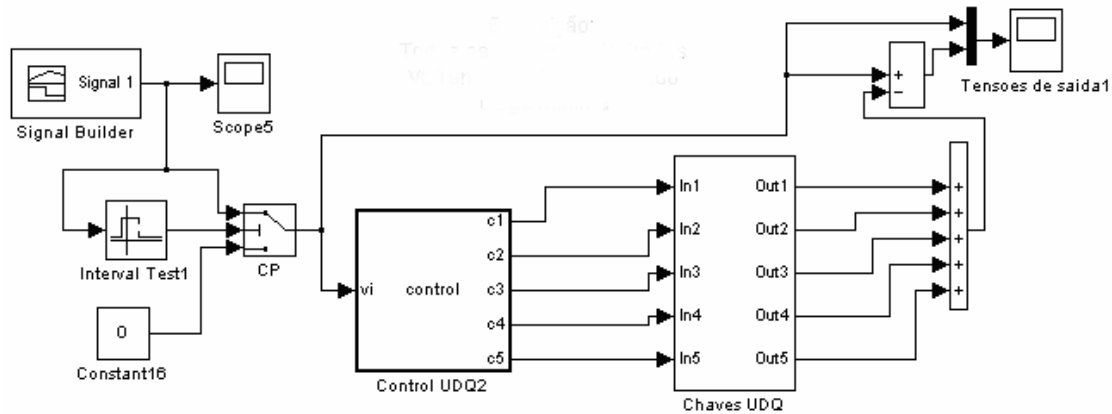


Figura 5.1. Modelo do sistema UDQ no Simulink.

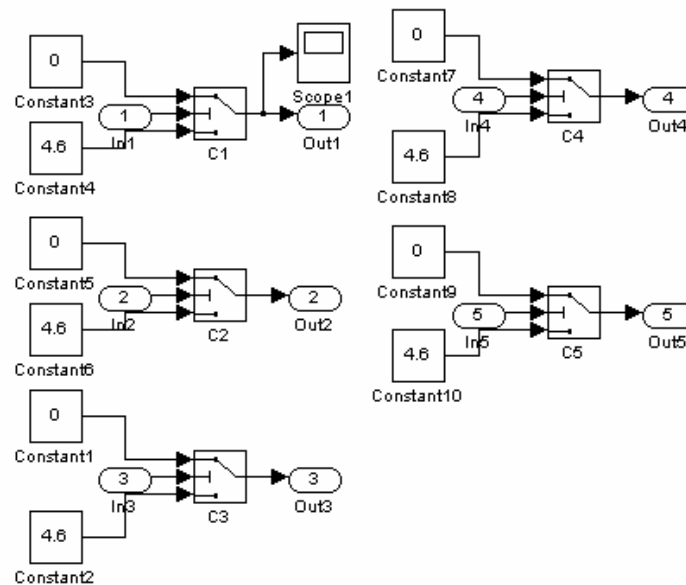


Figura 5.2. Conjunto contadora diodo modelado para carga máxima.

5.1.1. Tensão crescente

a) Operação sem carga:

Na operação a vazio as quedas de tensão por unidades de diodo são de aproximadamente 2,8V. Deve-se destacar que a condição a vazio aqui mencionada refere-se a condição de carga mínima em virtude da necessidade de circulação de corrente para que existam quedas de tensão nas unidades de diodo. Conforme discutido no Capítulo 3, nesta situação de operação, a regulação de tensão deve acontecer para tensões entre 120V e 144V. A Figura 5.3 apresenta uma tensão de entrada hipotética de 100V a 160V.

Conforme se observa na Figura 5.4, a tensão de saída do conversor passa por diversas situações durante uma rampa crescente de tensão de entrada. Inicialmente a tensão de saída se mantém em zero, haja vista que a tensão de entrada está abaixo do limite pré-estabelecido de tensão mínima. A tensão de saída é acionada a partir do instante que a tensão de entrada atinge o valor de 123V, sendo este um valor que respeita certa margem de segurança para o acionamento (ou religamento) do sistema. Vale ressaltar que após estar ligada a UDQ, a mesma só será desligada caso a tensão de entrada seja inferior ao limite pré-configurado de 101,5V, 105V ou 108,5V.

A partir do instante que a UDQ é acionada (tensão superior a 123V) inicia-se a regulação da tensão de saída. A tensão se mantém regulada dentro da faixa de projeto até a tensão de entrada de 144V. A partir de então a possibilidade de regulação é perdida em virtude de todos os diodos já estarem em série, porém o sistema não é desligado em virtude de não haver necessidade de proteção de sobretensão, conforme exigido pela empresa demandante do projeto.

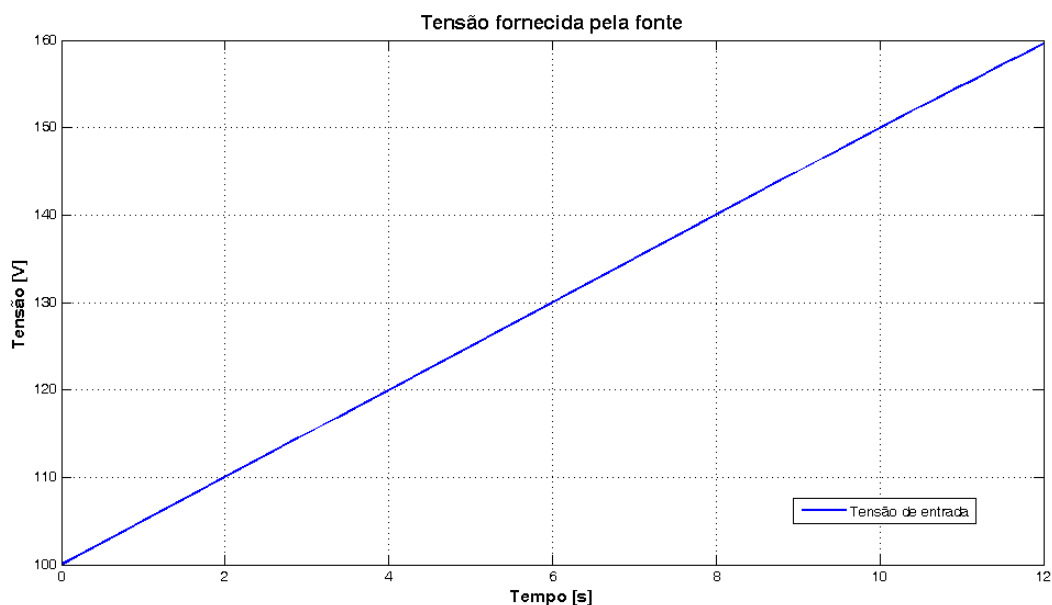


Figura 5.3. Tensão de entrada hipotética – caso crescente.

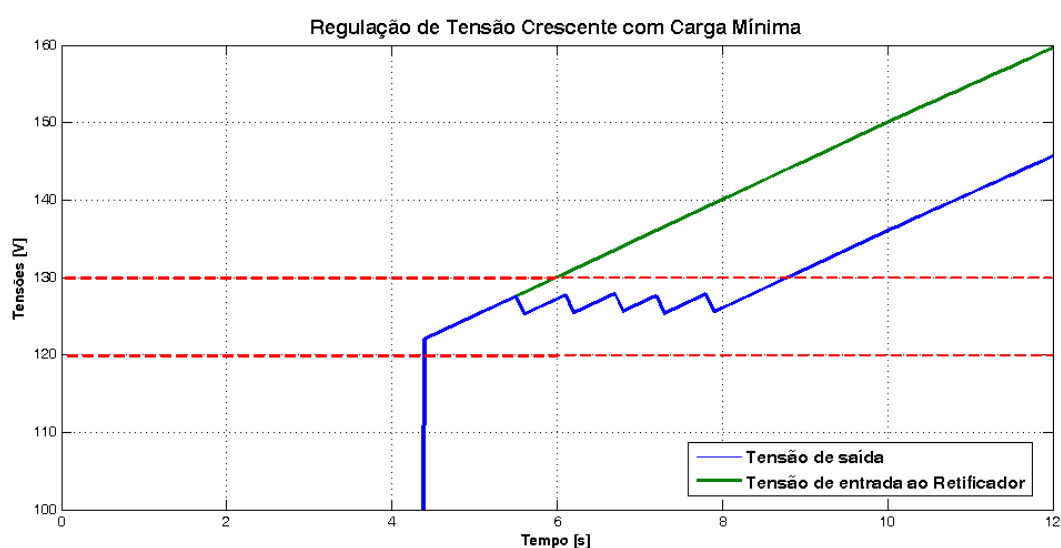


Figura 5.4. Comportamento da tensão de saída para operação a vazio.

b) Operação com carga:

Na operação com carga as quedas de tensão por unidades de diodo são de aproximadamente 4,6V. Nesta situação de operação, a regulação de tensão deve acontecer para tensões entre 120V e 153V. Para este caso considera-se a mesma tensão de entrada apresentada na Figura 5.3.

Conforme se observa na Figura 5.5, a tensão de saída do conversor passa novamente pelos estados que foram observados na situação a vazio, com a diferença que

agora a regulação de tensão acontece para uma faixa maior de tensão de entrada em virtude da maior queda dos diodos. No caso em que todos os diodos estão em série, a queda máxima será de 23V. Nesta situação também ocorre à máxima dissipação nos diodos, sendo de 4,6kW. Isto resulta numa eficiência estimada do circuito de potência em 84,4%.

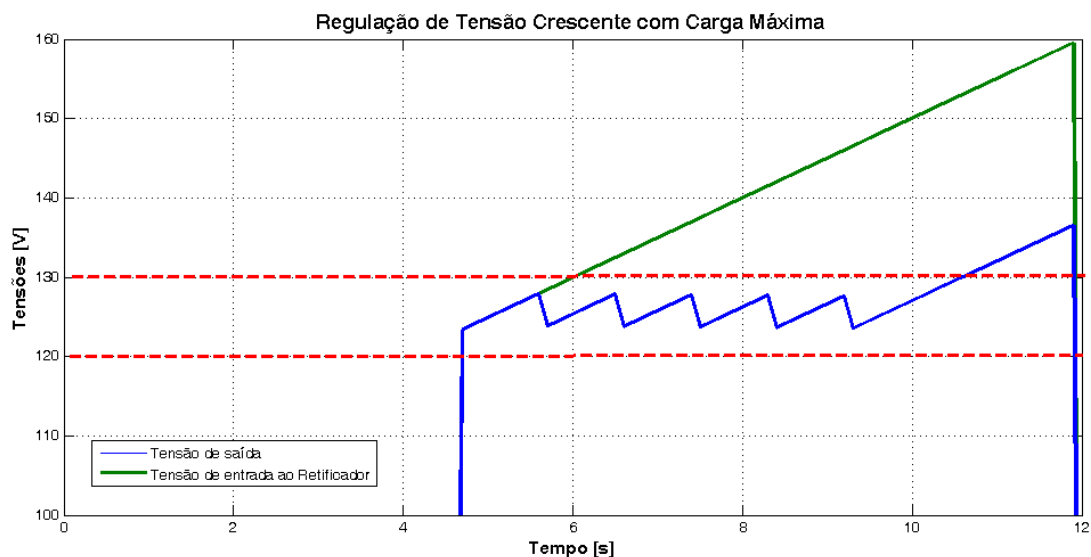


Figura 5.5. Comportamento da tensão de saída para operação com carga.

5.1.2. Tensão decrescente

Na Figura 5.6 pode-se observar um caso genérico de tensão decrescente na entrada do retificador.

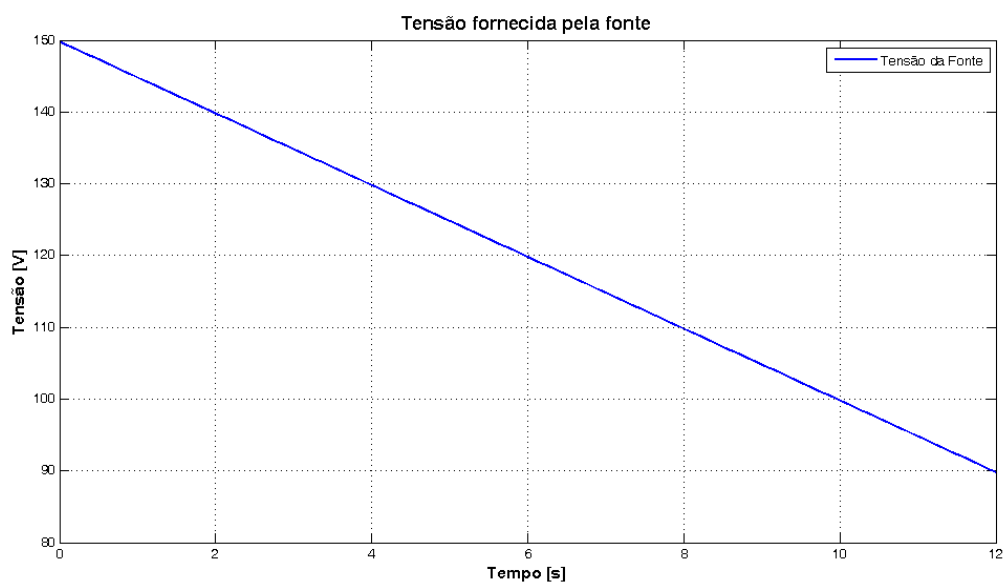


Figura 5.6. Tensão de entrada hipotética – caso decrescente

a) Operação sem carga:

A atuação da UDQ sem carga é observada na Figura 5.7. Conforme se observa a partir de 144V o sistema já está regulado com a tensão limite superior de 130V. Neste caso a queda de tensão de cada diodo é de 2,8V assim como no caso de tensão crescente sem carga. No caso aqui simulado, para tensões de entrada inferiores a 120V a tensão de saída perde regulação visto que todos os diodos estão em curto-circuito pelas chaves contatoras. Neste caso específico a proteção de subtensão foi configurada para aproximadamente 105V.

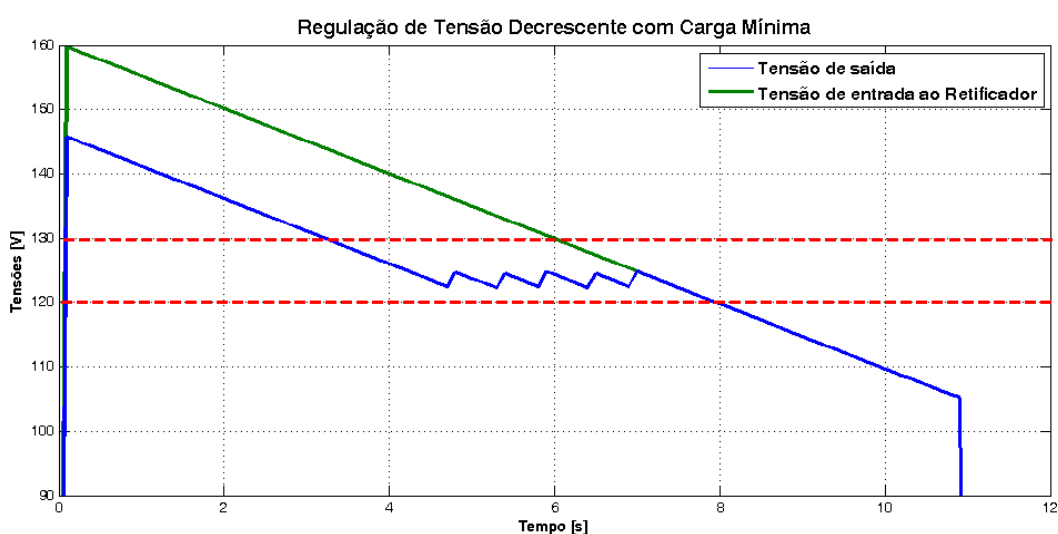


Figura 5.7. Comportamento da tensão de saída para operação a vazio.

b) Operação com Carga:

Conforme já discutido para o caso de tensão crescente, na condição de máxima carga, a queda de tensão dos diodos é máxima com o valor de 4,6V. Sendo assim, o sistema estará na faixa de regulação a partir de 153V, e os diodos passam a entrar em curto-circuito quando a tensão de saída torna-se inferior a 122V. Na Figura 5.8 pode-se observar a simulação quando acontece este caso.

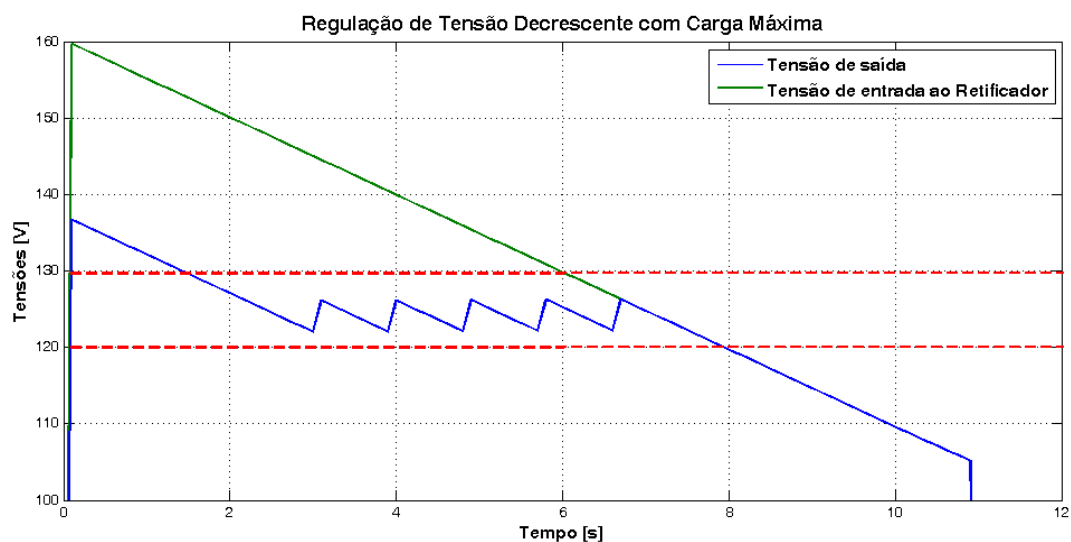


Figura 5.8. Comportamento da tensão de saída para operação com carga.

5.2 Simulações com PSIM®

As simulações foram realizadas através da “montagem” de um circuito de potência similar ao que seria desenvolvido na prática. O circuito de potência foi constituído de chaves (simulando contadoras) e diodos (com quedas de tensão específicas para cada situação). A lógica de controle foi realizada através de portas comparadoras sendo possível inserir os instantes de acionamento, desligamento e a banda de histerese (capaz de evitar acionamentos acidentais mediante variações ruidosas da tensão de entrada). As simulações contemplaram situações de carga máxima e carga mínima, tanto para a tensão de entrada crescente quanto para decrescente.

A Figura 5.9 apresenta uma visão simplificada do modelo do circuito de potência e controle desenvolvido no *software* PSIM®. Na sequência, nas Figuras 5.10 e 5.11, observam-se as curvas de comportamento da tensão de saída da UDQ quando submetida à tensão de entrada crescente, e respectivamente, sob as condições a vazio e com carga. Nas figuras nota-se que o sistema atingiu a regulação estipulada, embora deva ser salientado que as quedas de tensão de cada diodo diferenciam-se para a situação a vazio e de plena carga. Nas Figuras 5.12 e 5.13 são simuladas as mesmas situações (vazio e plena carga), todavia submetendo o sistema UDQ a tensões de entrada decrescentes. Nestes casos os limites de regulação também foram respeitados.

A Figura 5.14 apresenta a tensão de saída da UDQ numa janela de tempo maior, considerando um caso genérico em que a tensão de entrada (banco de baterias industrial) possa apresentar variações diversificadas quando a carga é mínima e máxima. A Figura 5.15 apresenta a visão ampliada do transitório de aumento de carga.

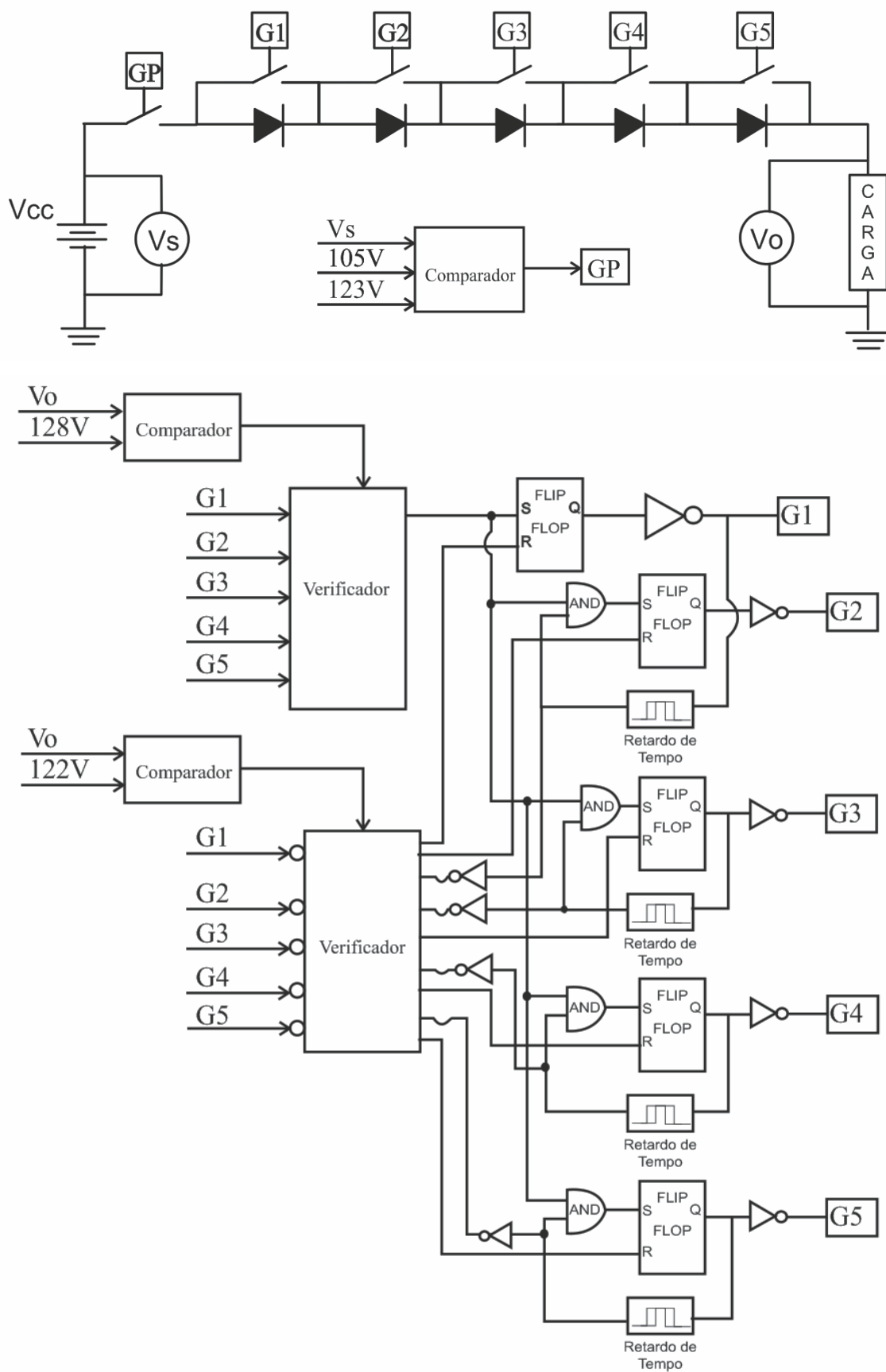


Figura 5.9. Sistema UDQ modelado no PSIM®.

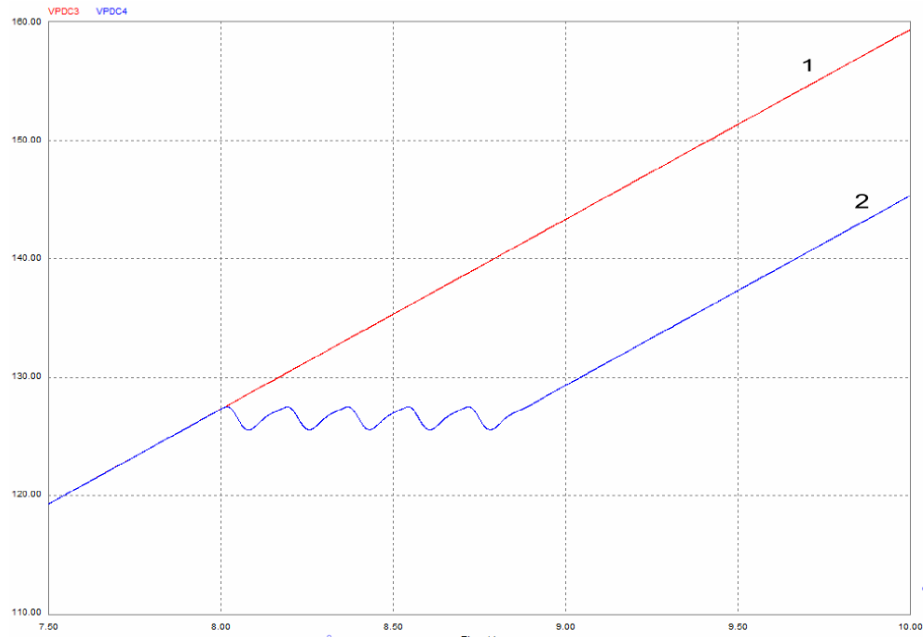


Figura 5.10. Tensão de entrada crescente com UDQ a vazio (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

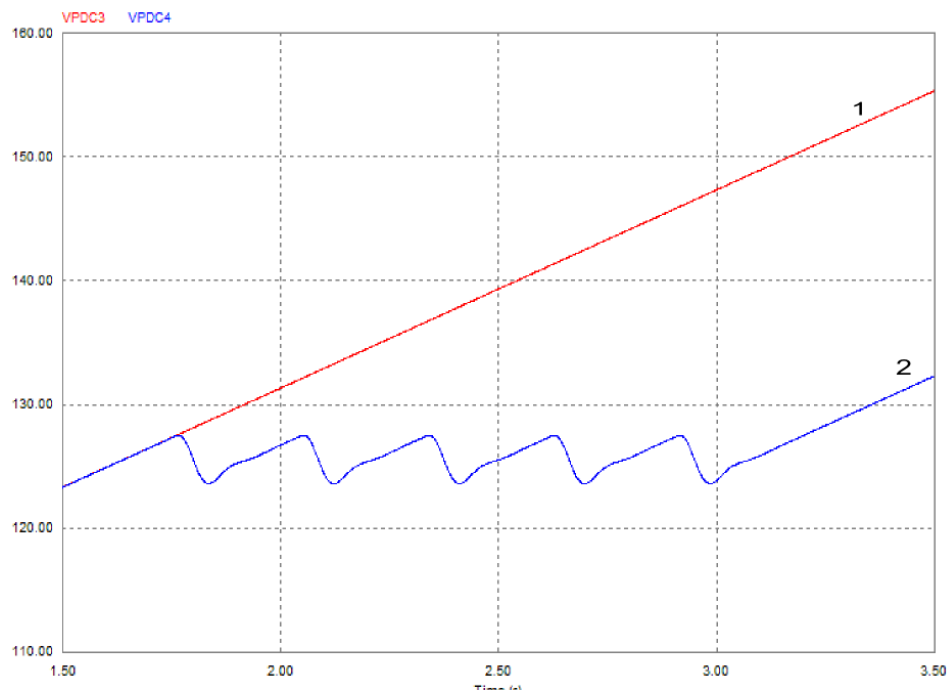


Figura 5.11. Tensão de entrada crescente com UDQ em máxima carga (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

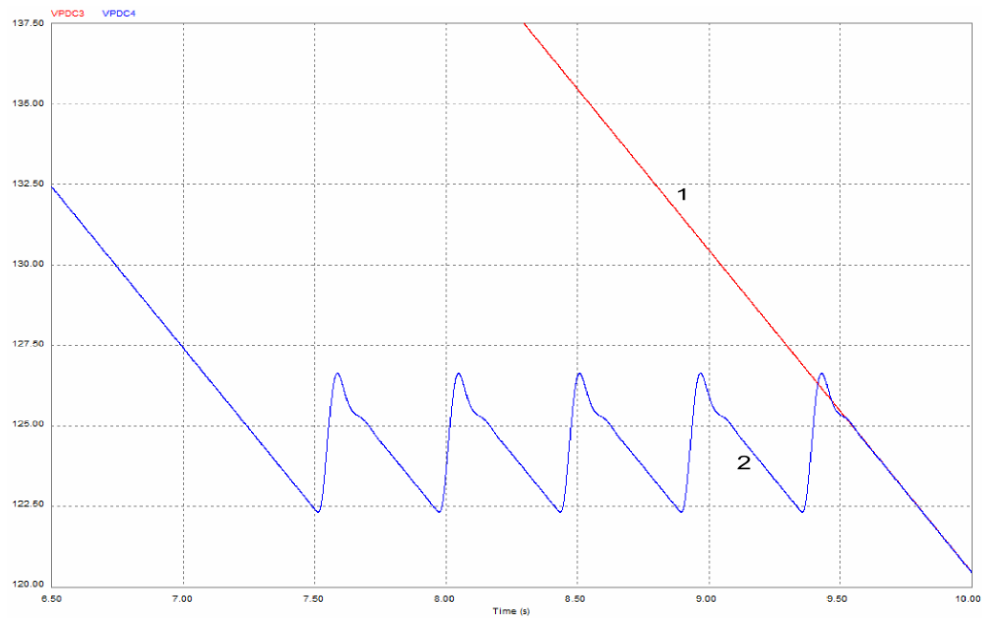


Figura 5.12. Tensão de entrada decrescente com UDQ a vazio (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

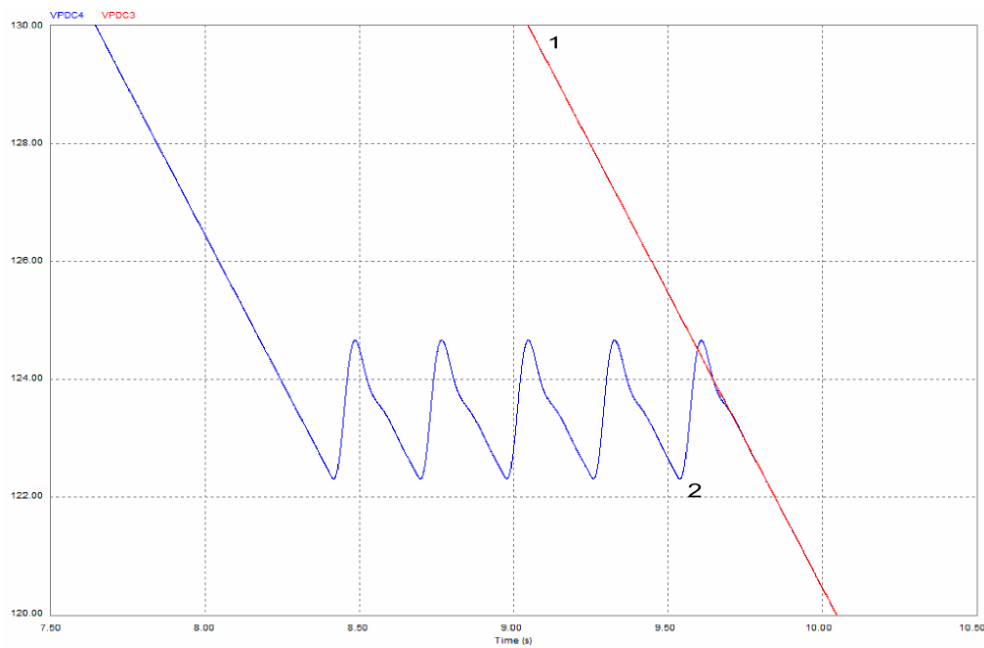


Figura 5.13. Tensão de entrada decrescente com UDQ operando em carga máxima (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

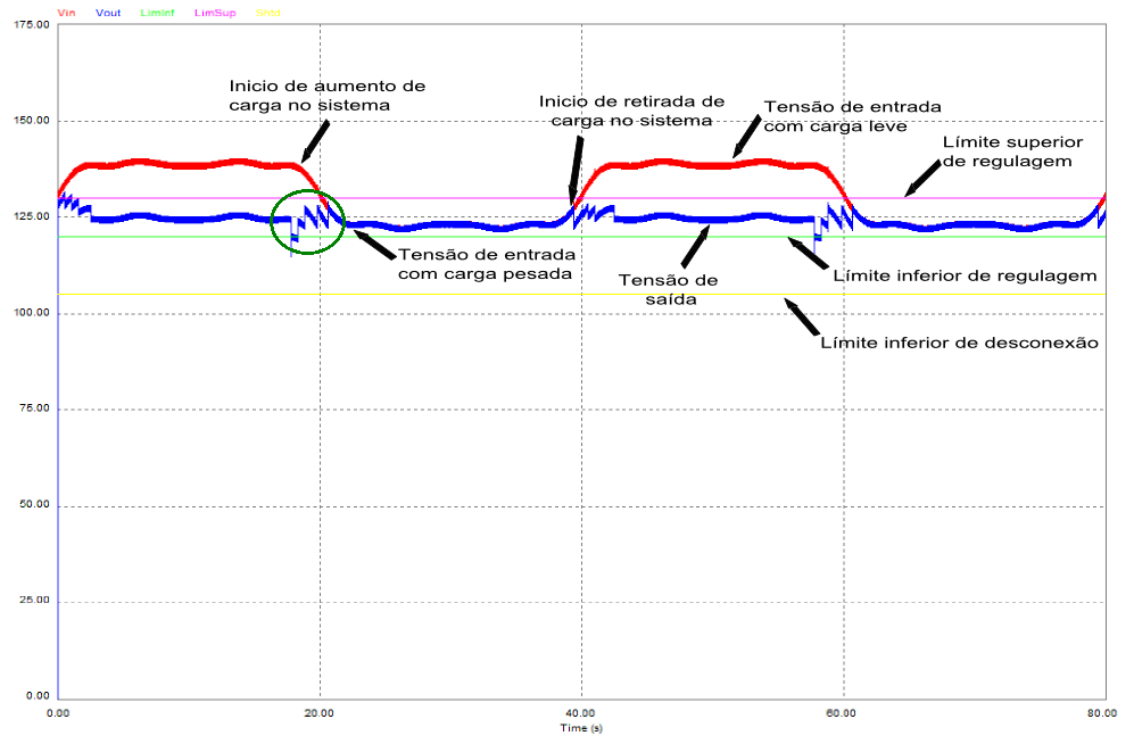


Figura 5.14. Caso genérico da regulação da tensão de entrada com variação de carga.

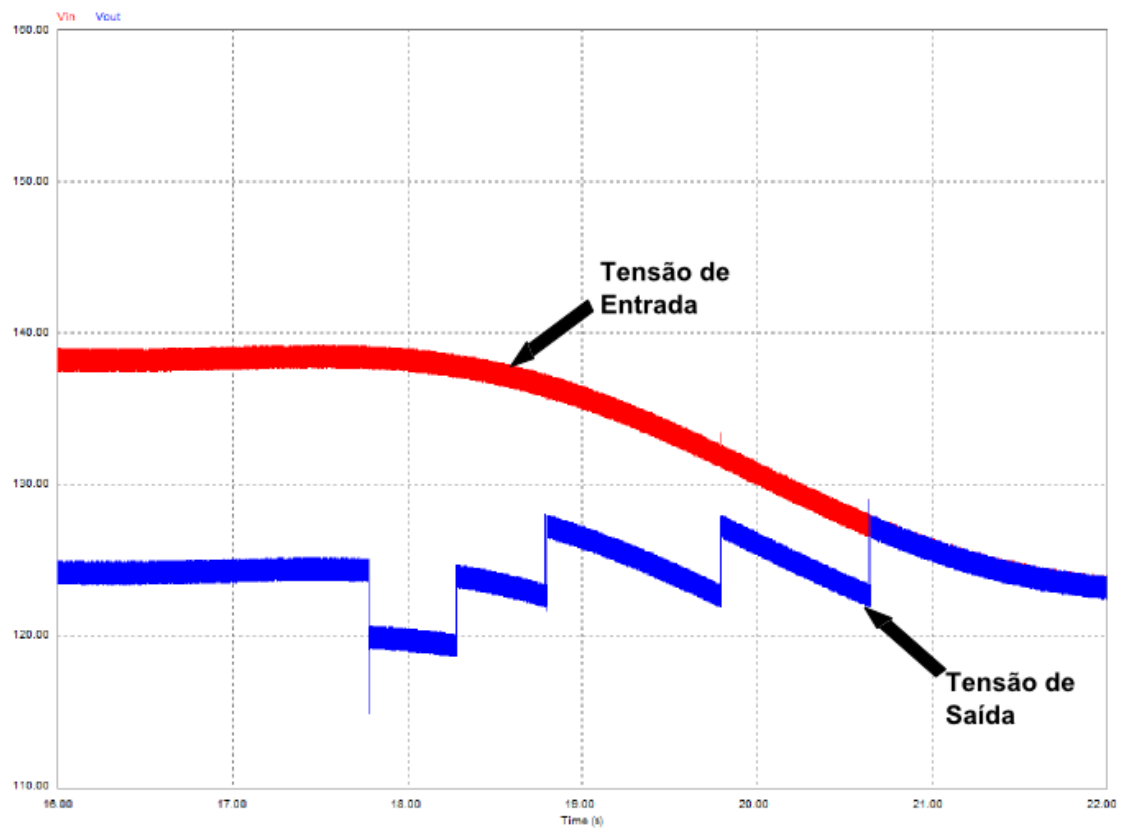


Figura 5.15. Transitório do barramento CC com aumento de carga.

Capítulo 6

6.1 Resultados Experimentais – Unidade Protótipo

A fim de validar a filosofia de controle, montou-se um protótipo de baixa potência utilizando-se diodos de queda com corrente nominal de 3A. O diodo usado foi o 1N5408 cuja tensão de queda é de aproximadamente 0,5V em baixa corrente e 1,15V em condição de corrente nominal. O protótipo pode ser observado na Figura 6.1, onde estão indicados os diodos de queda, contadores, placa de controle e placa de alimentação. Visando emular regulação da tensão do barramento CC, utilizou-se como fonte de entrada a tensão fornecida por um retificador ajustável com tensão máxima de 150V. Foram efetuadas medições com carga mínima e com carga máxima. Para as medições com carga mínima utilizou-se uma resistência de 75Ω resultando numa corrente de 2A e uma potencia dissipada de 300W. Com carga máxima foi utilizado um banco resistivo de aproximadamente 130Ω , resultando em uma corrente aproximada de 1,2A dissipando consecutivamente uma potência de aproximadamente 190W.

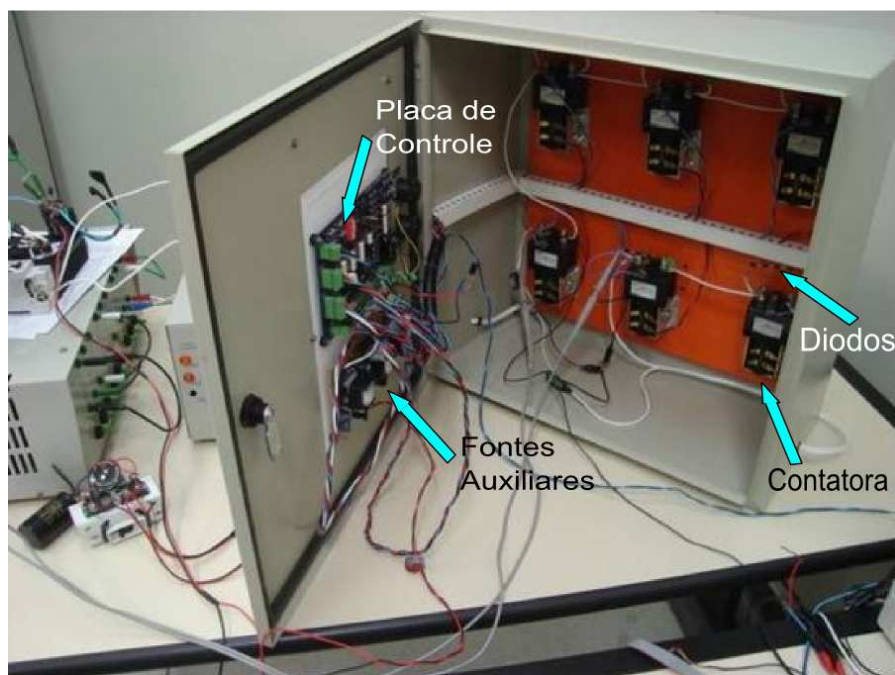


Figura 6.1. Unidade de Diodo de Queda – Protótipo.

6.1.1. Medições com carga mínima

Na sequência são apresentados os resultados experimentais submetendo-se o protótipo com carga mínima a sucessivas elevações de tensão. Nas Figuras 6.2(a) a 6.2(e) identificam-se os instantes de atuação dos cinco estágios de queda. As curvas verdes (também indicadas pelo número “1”) representam a tensão de entrada do suposto barramento CC do protótipo, enquanto que as linhas azuis (também indicadas pelo número “2”) representam a tensão de saída da UDQ. A linha pontilhada representa a referência da tensão máxima permitida. As medições foram salvas com o osciloscópio MSO6054A da Agilent.

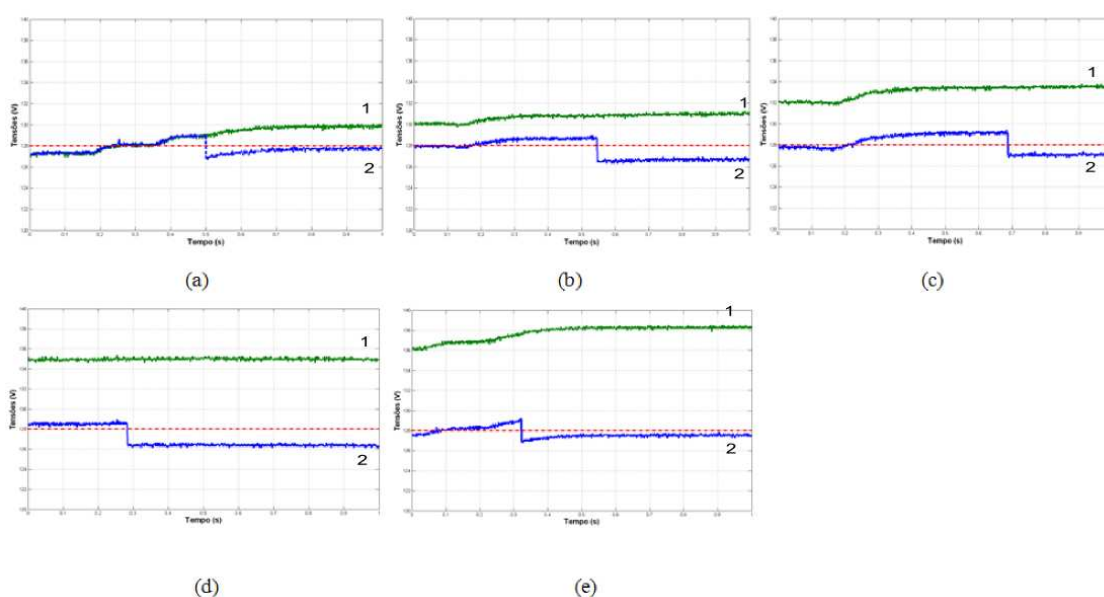


Figura 6. 2. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ - Protótipo à vazio mediante tensão de entrada crescente (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

Da Figura 6.3 até a Figura 6.7 mostra-se cada medição em detalhe com carga mínima com elevação de tensão de entrada.

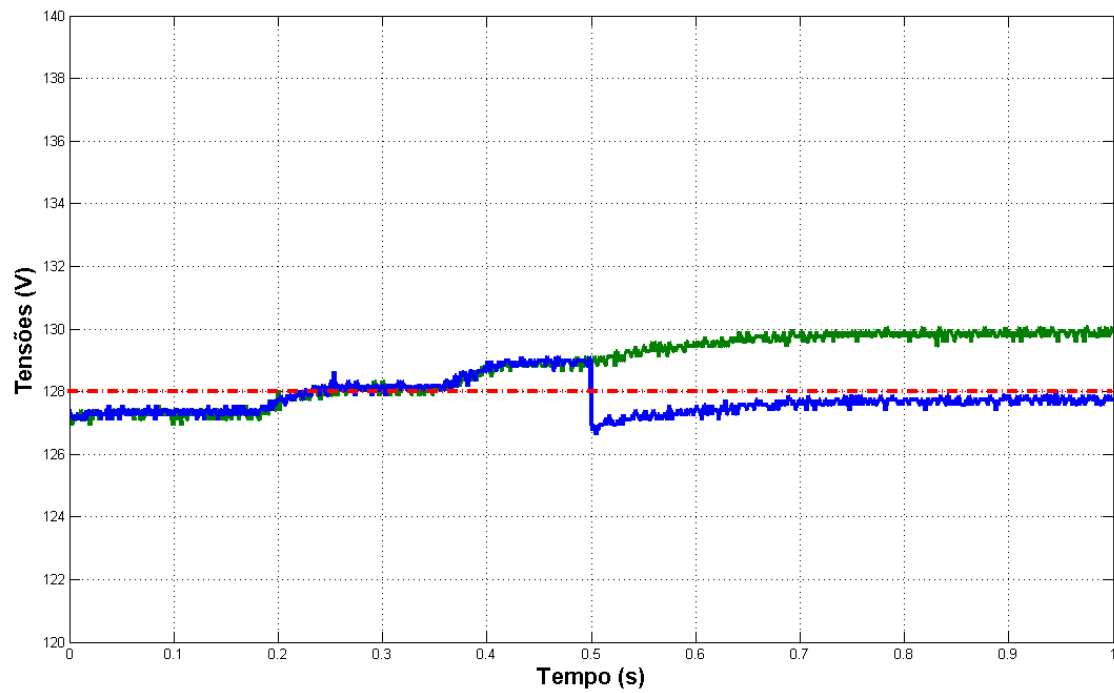


Figura 6.3. Primeira inserção de diodo de queda - carga mínima.

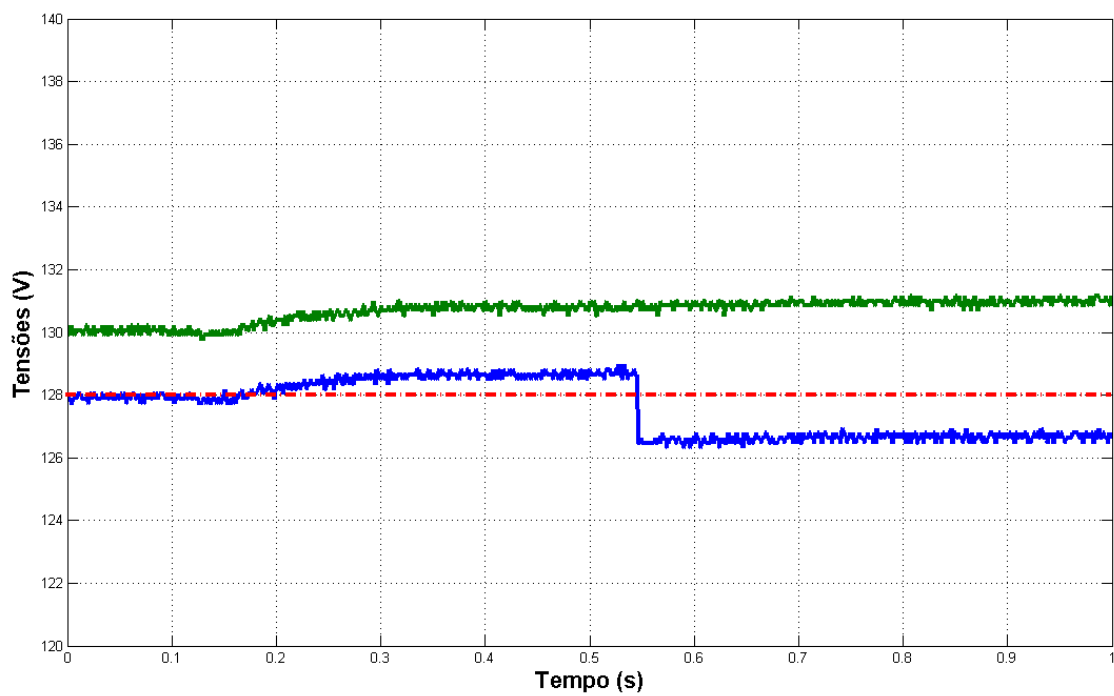


Figura 6.4. Segunda inserção de diodo de queda - carga mínima.

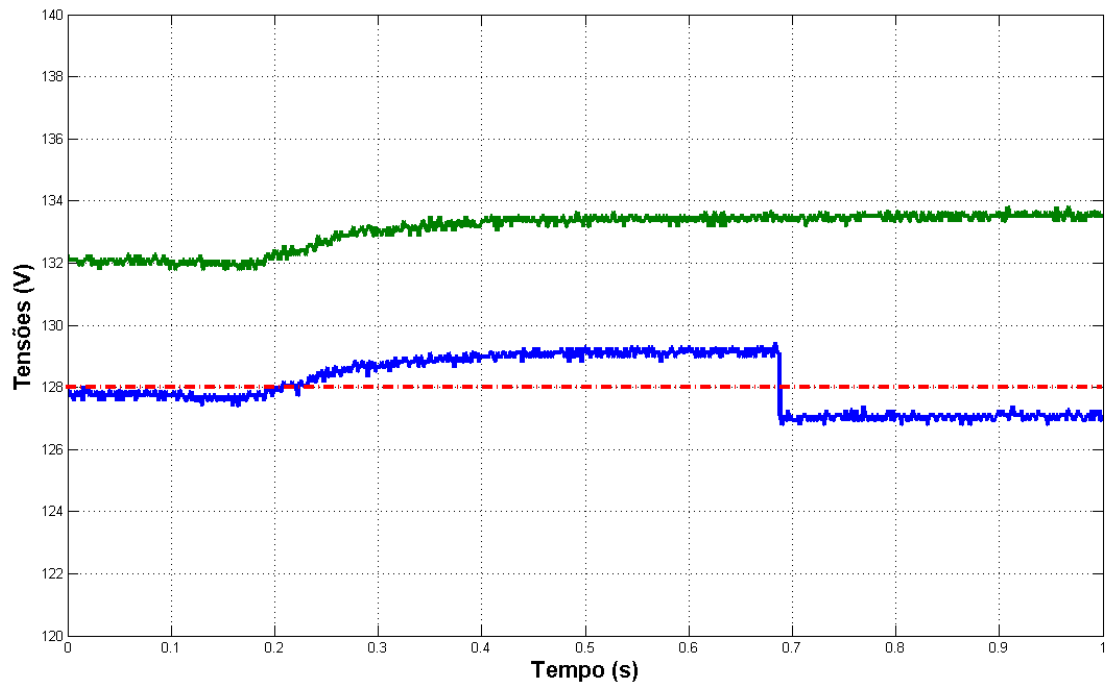


Figura 6.5. Terceira inserção de diodo de queda - carga mínima.

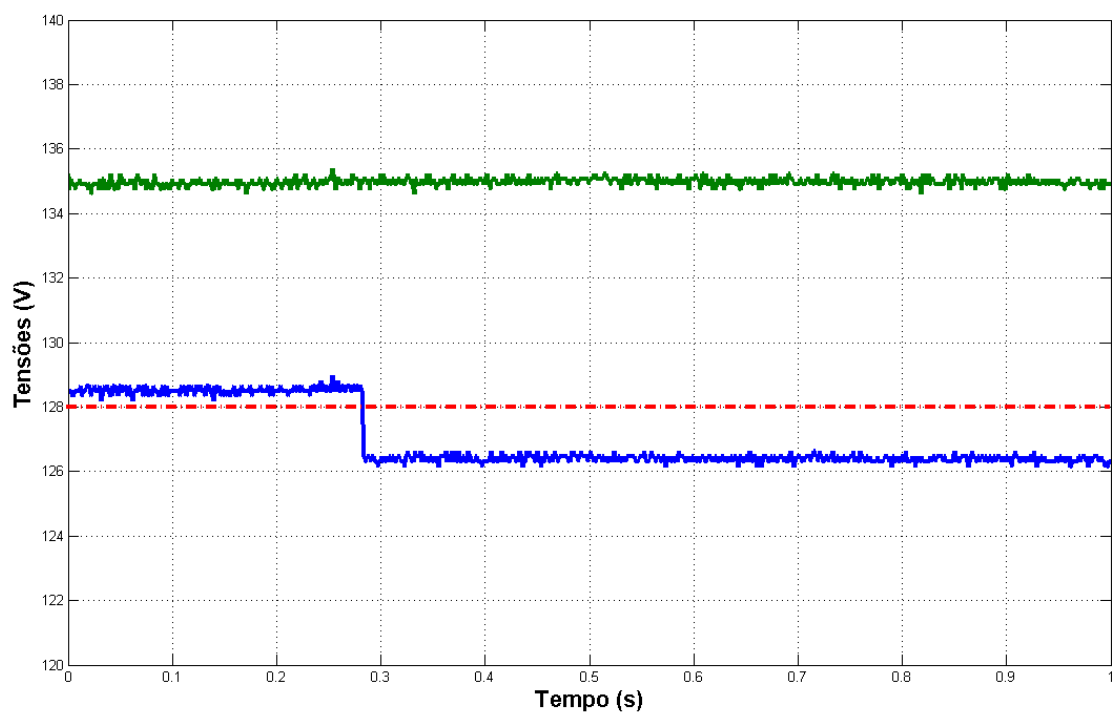


Figura 6.6. Quarta inserção de diodo de queda - carga mínima.

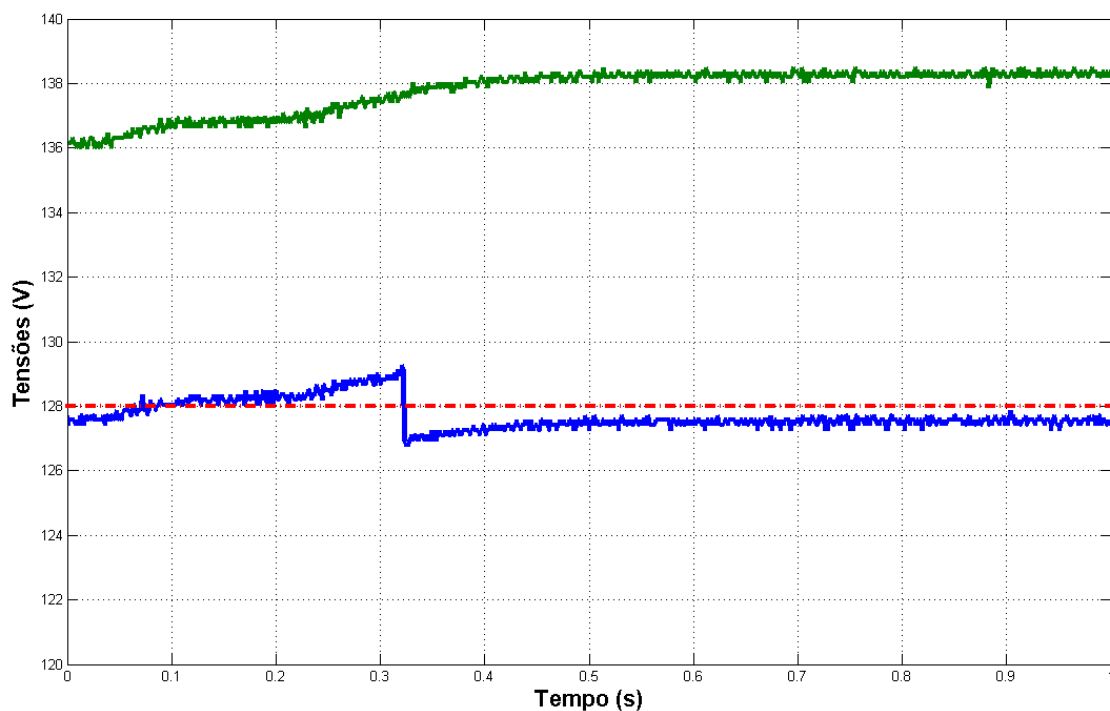


Figura 6.7. Quinta inserção de diodo de queda - carga mínima.

Na Figura 6.8 observa-se a atuação dos estágios submetendo-se o protótipo a uma tensão de entrada decrescente. Nesta Figura, a linha pontilhada representa a referência de tensão mínima permitida para a saída da UDQ. Na sequência, as Figuras 6.9 a 6.13 apresentam a visão ampliada dos quadros contidos na Figura 6.8.

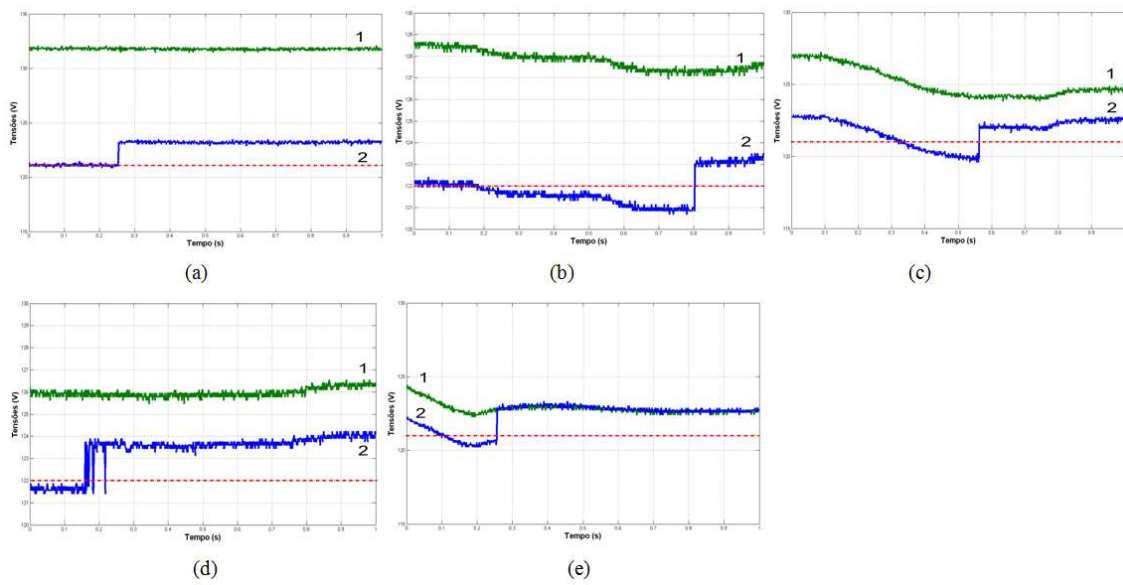


Figura 6.8. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ protótipo à vazio mediante tensão de entrada decrescente. (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

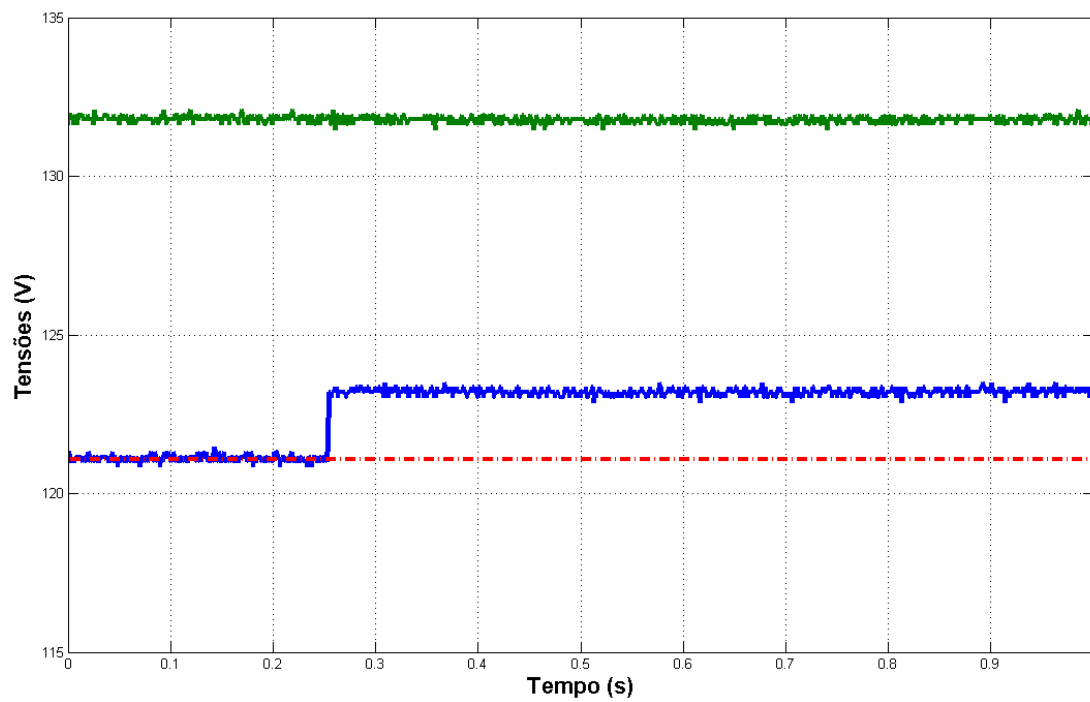


Figura 6.9. Primeira retirada de diodo de queda de tensão.

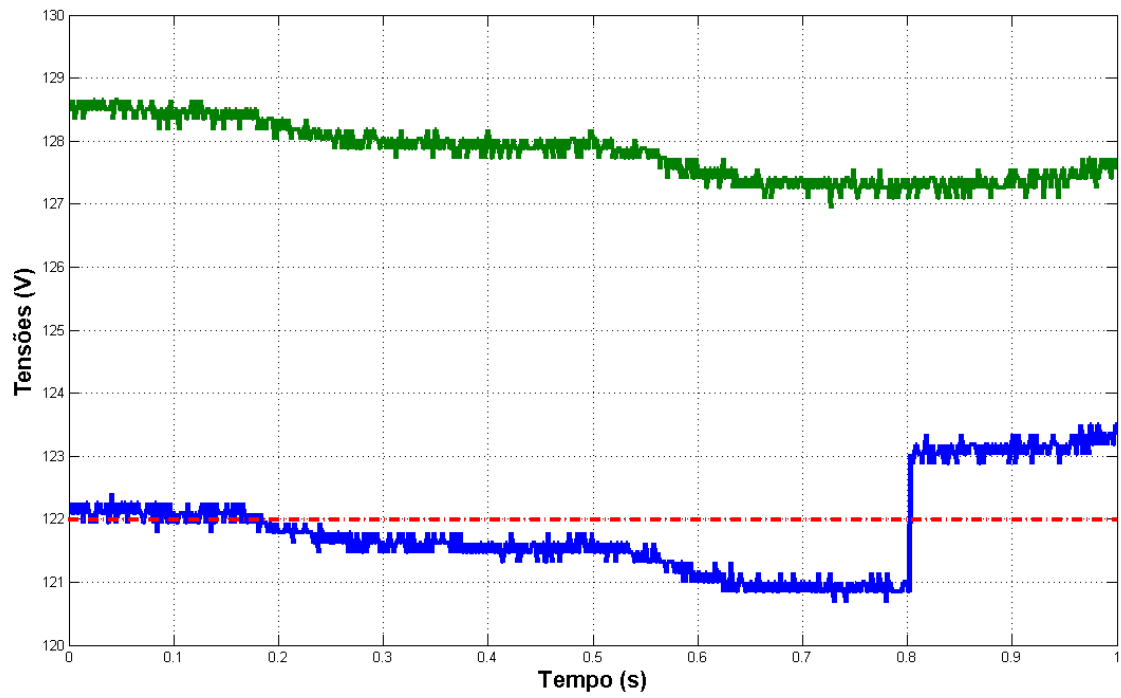


Figura 6.10. Segunda retirada de diodo de queda de tensão.

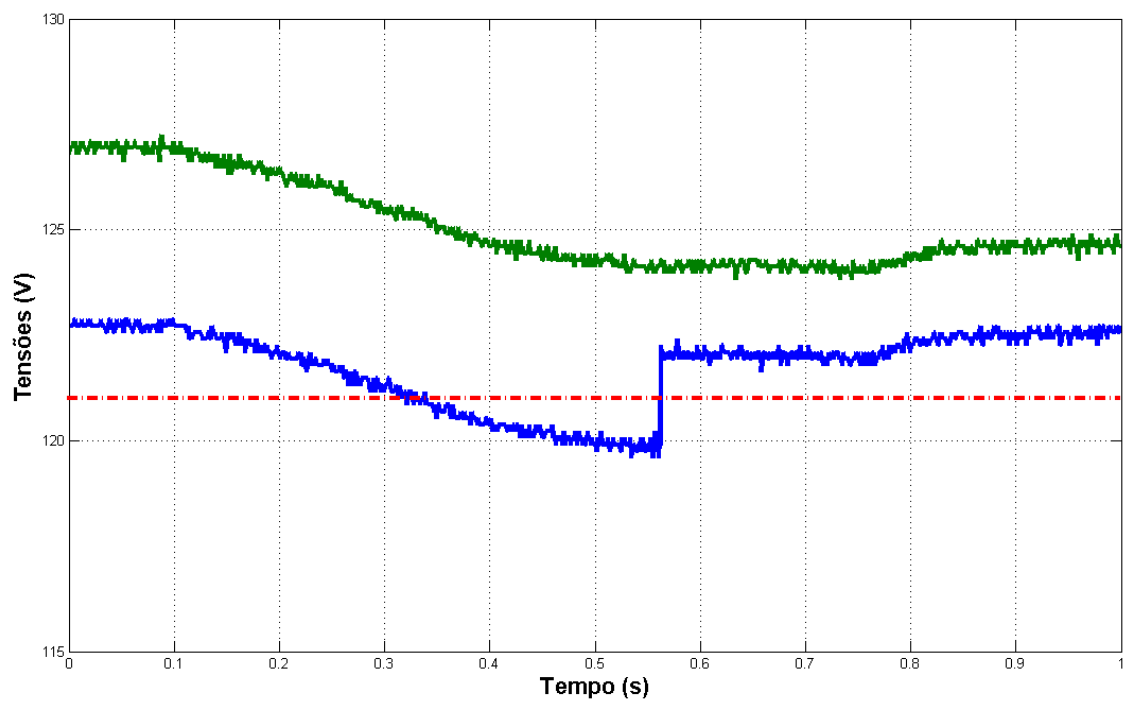


Figura 6.11. Terceira retirada de diodo de queda de tensão.

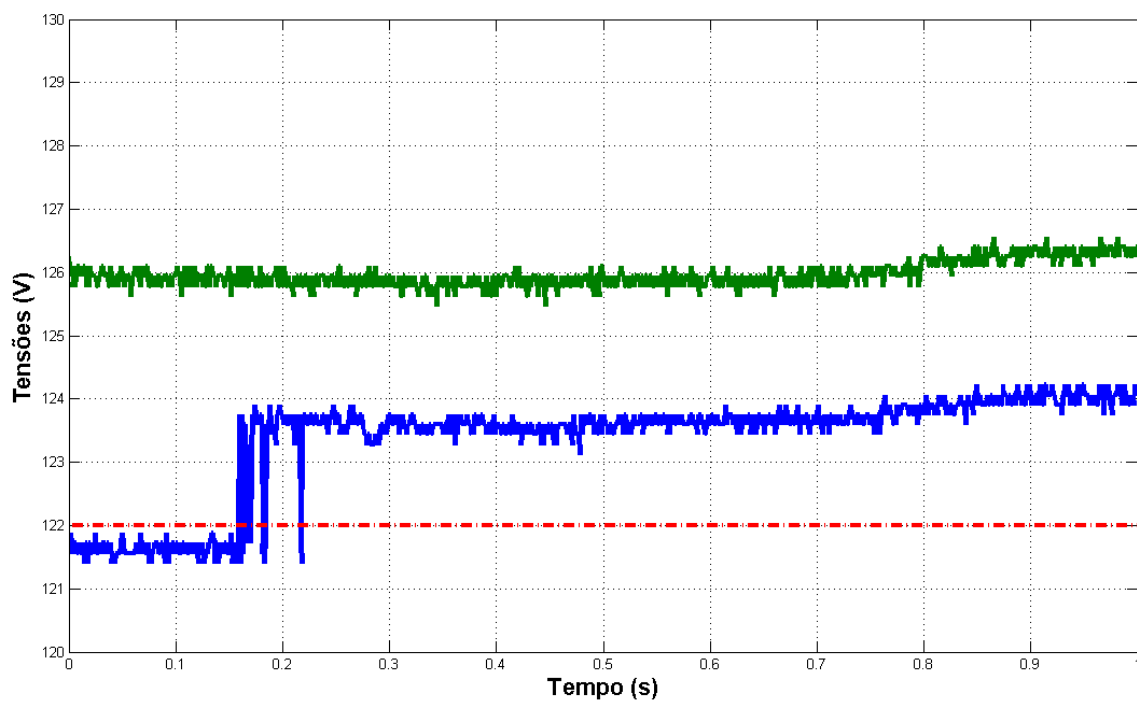


Figura 6.12. Quarta retirada de diodo de queda de tensão.

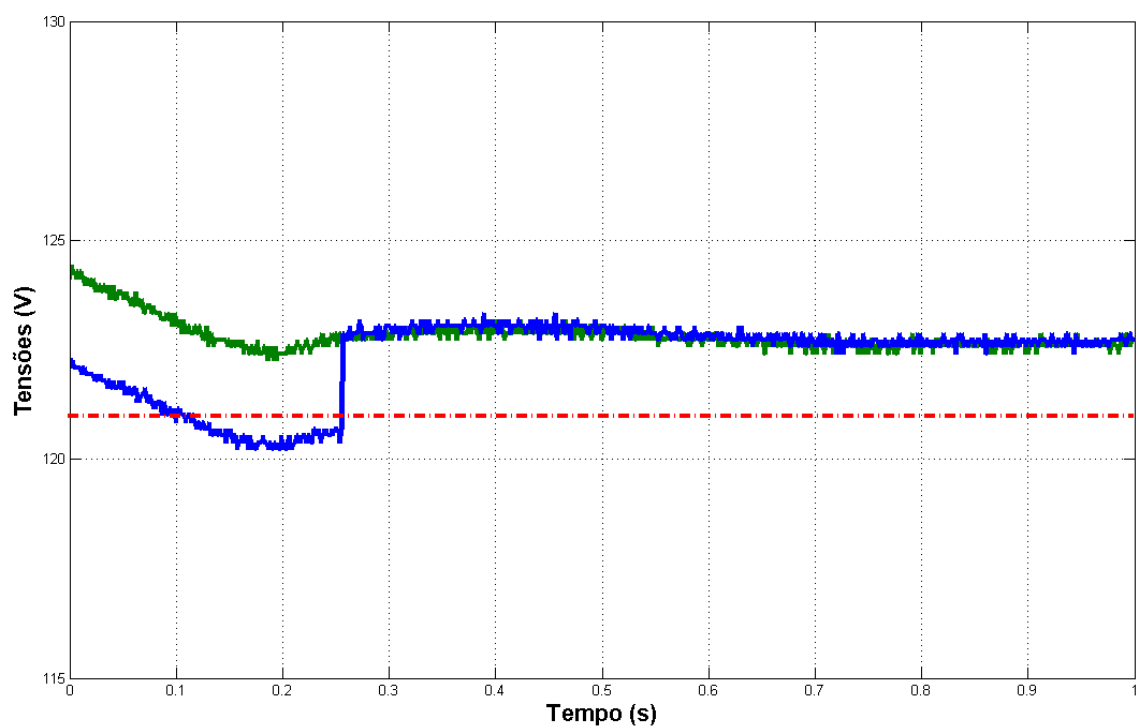


Figura 6.13. Quinta retirada de diodo de queda de tensão.

6.1.2. Medições com carga máxima

Na sequência são observados os resultados de regulação da UDQ na situação em que existe circulação máxima de corrente (potência nominal). A Figura 6.14 contém a

seqüência dos 5 estágios de atuação aplicando-se uma tensão crescente na entrada da UDQ. As Figuras 6.15 a 6.19 apresentam a visão ampliada dos quadros contidos na Figura 6.14.

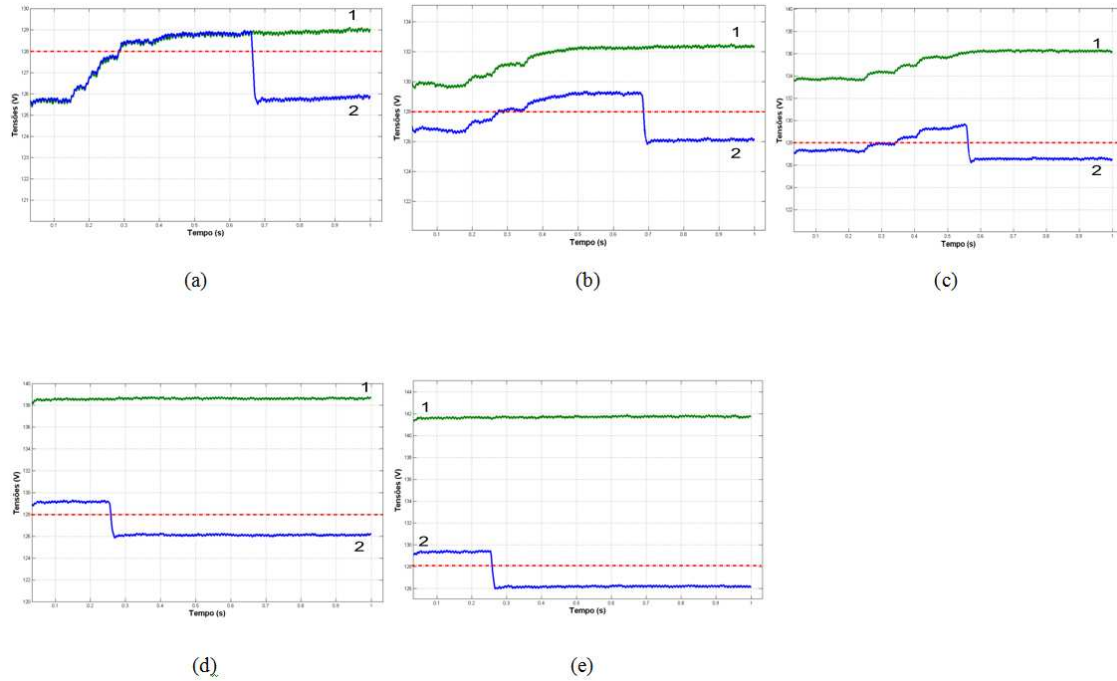


Figura 6.14. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDQ protótipo com carga mediante tensão de entrada crescente (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

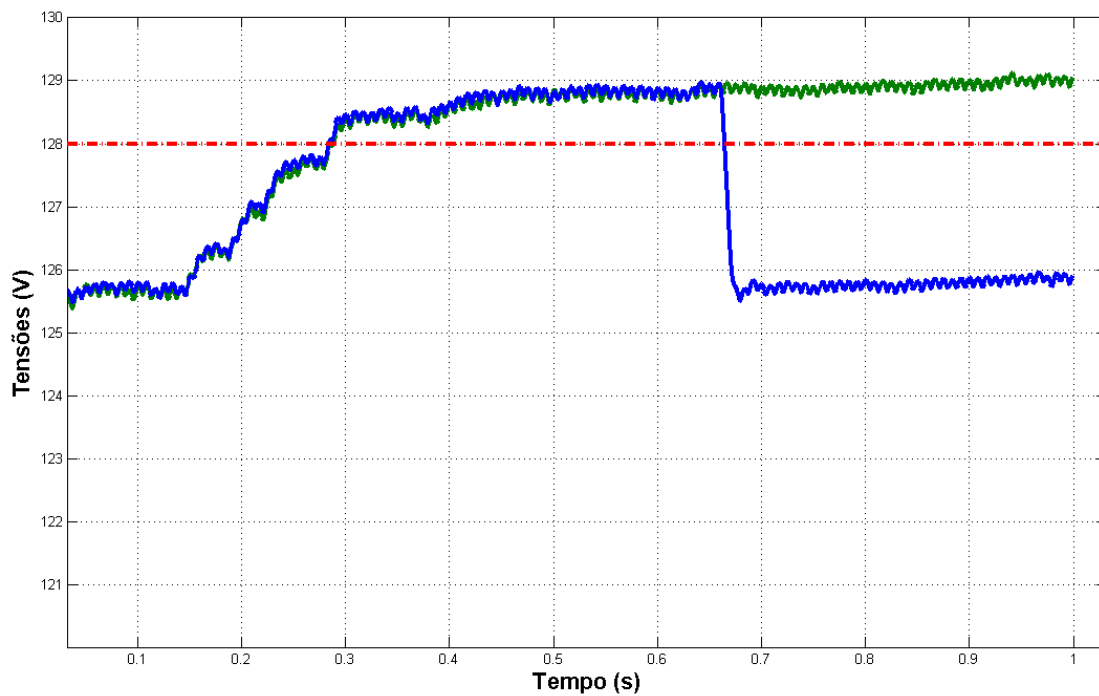


Figura 6.15. Primeira inserção de diodo de queda - carga máxima.

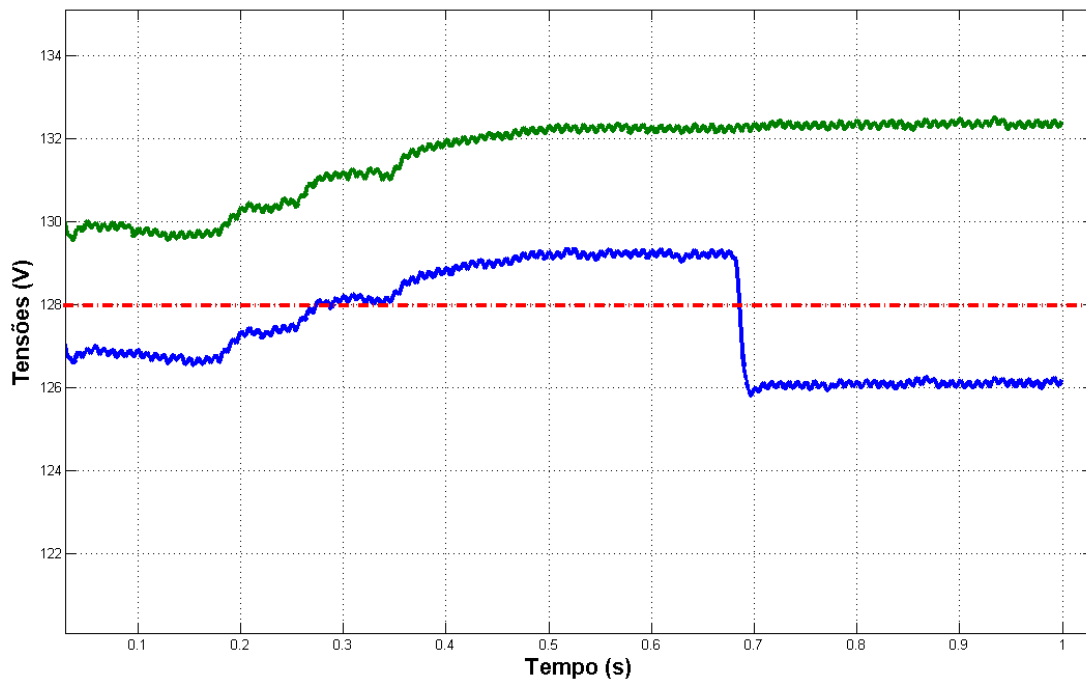


Figura 6.16. Segunda inserção de diodo de queda - carga máxima.

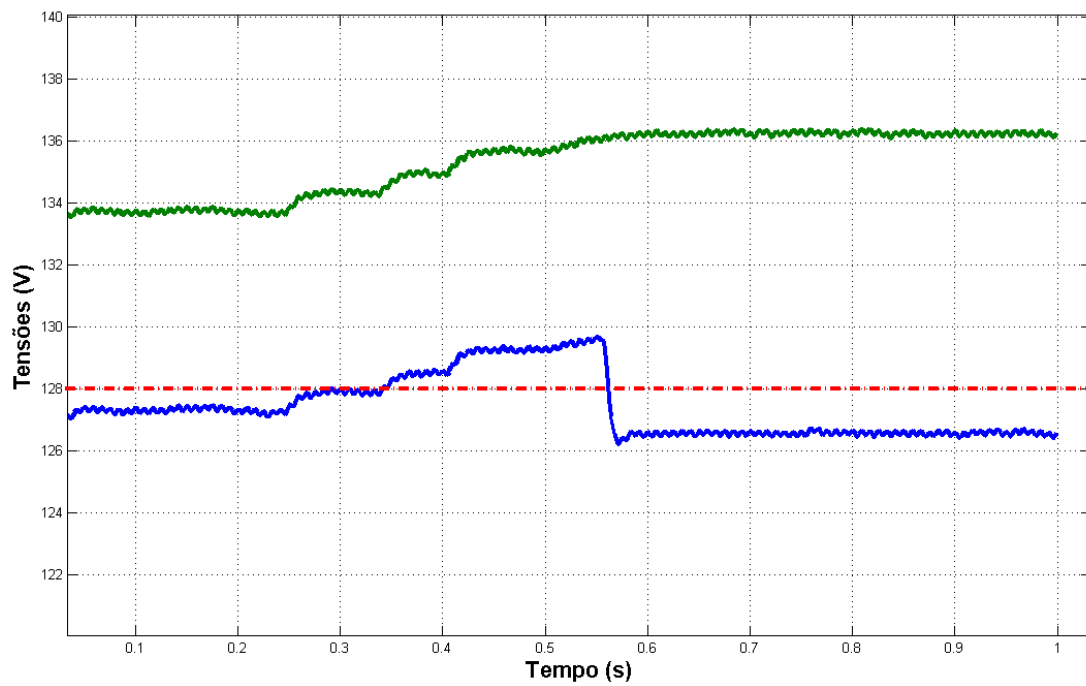


Figura 6.17. Terceira inserção de diodo de queda - carga máxima.

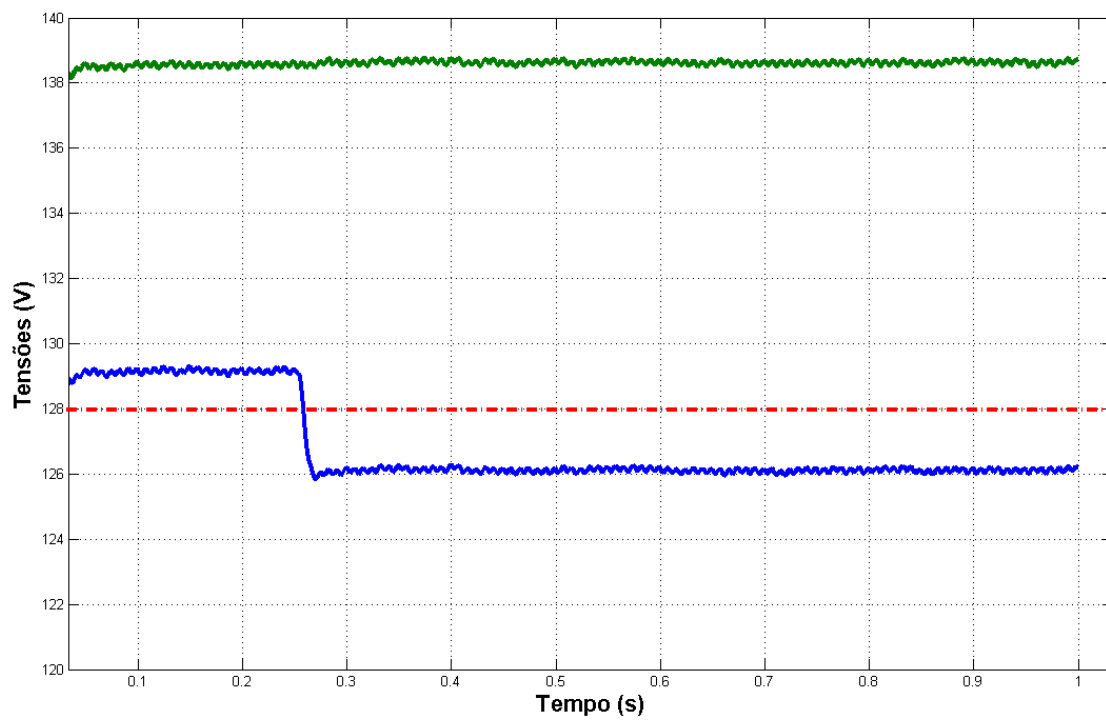


Figura 6.18. Quarta inserção de diodo de queda - carga máxima.

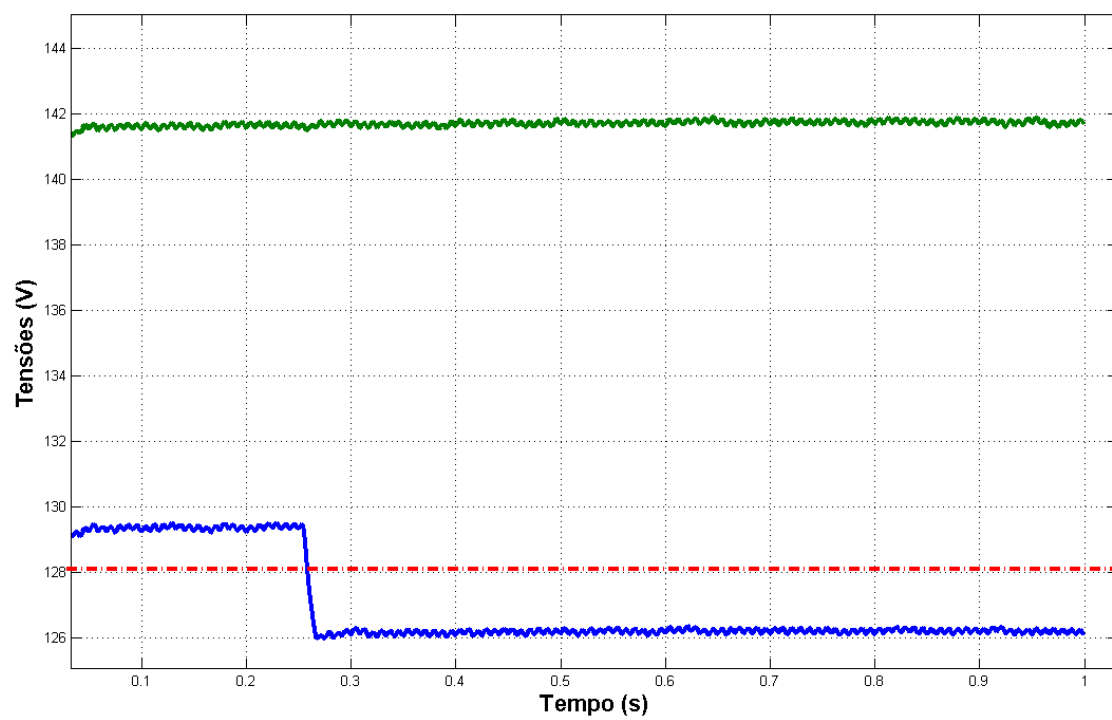


Figura 6.19. Quinta inserção de diodo de queda - carga máxima.

Na Figura 6.20 tem-se a seqüência de estágios mediante uma tensão de entrada decrescente em situação de potência nominal. As Figuras 6.21 a 6.25 apresentam a visão ampliada dos quadros contidos na Figura 6.20.

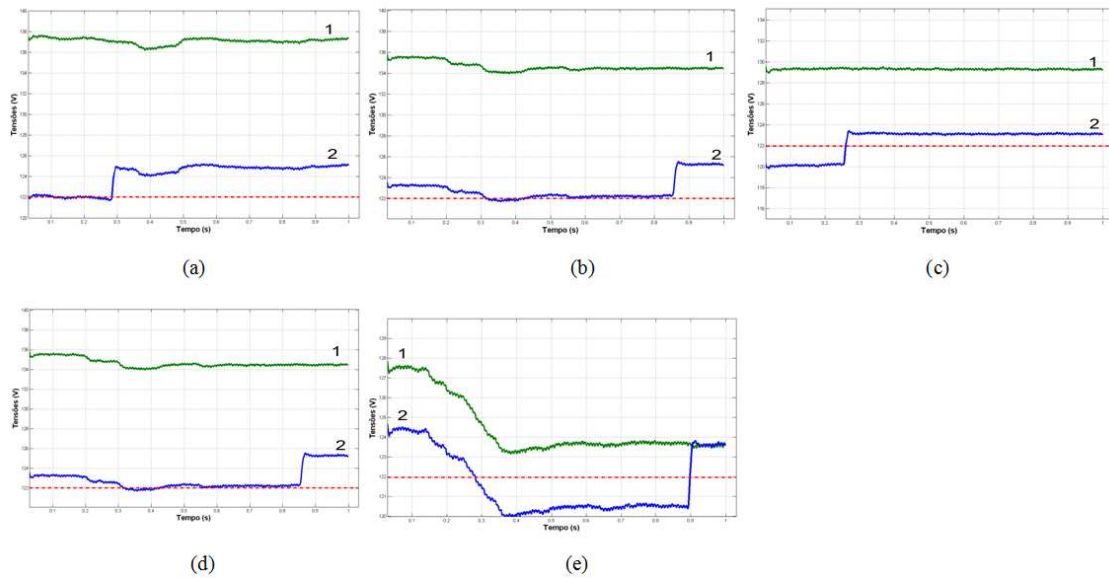


Figura 6.20. (a)-(e) Atuação respectiva dos 5 estágios de queda da UDC protótipo com carga mediante tensão de entrada decrescente. (1 - tensão de entrada, 2 - tensão de saída).

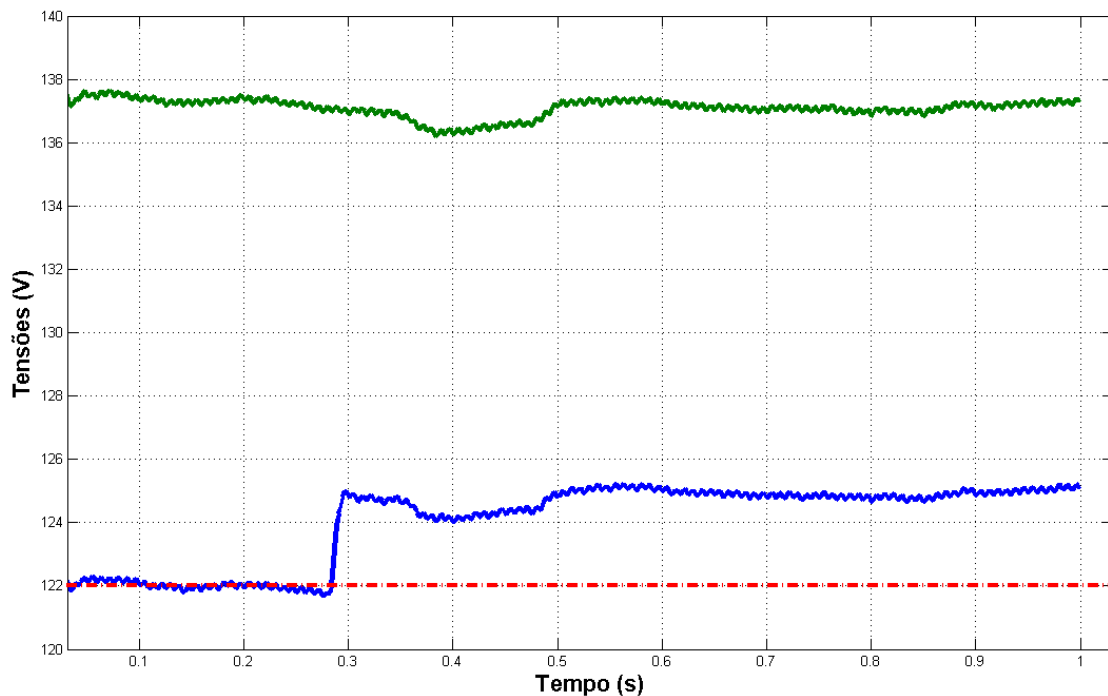


Figura 6.21. Primeira retirada de diodo de queda - carga máxima.

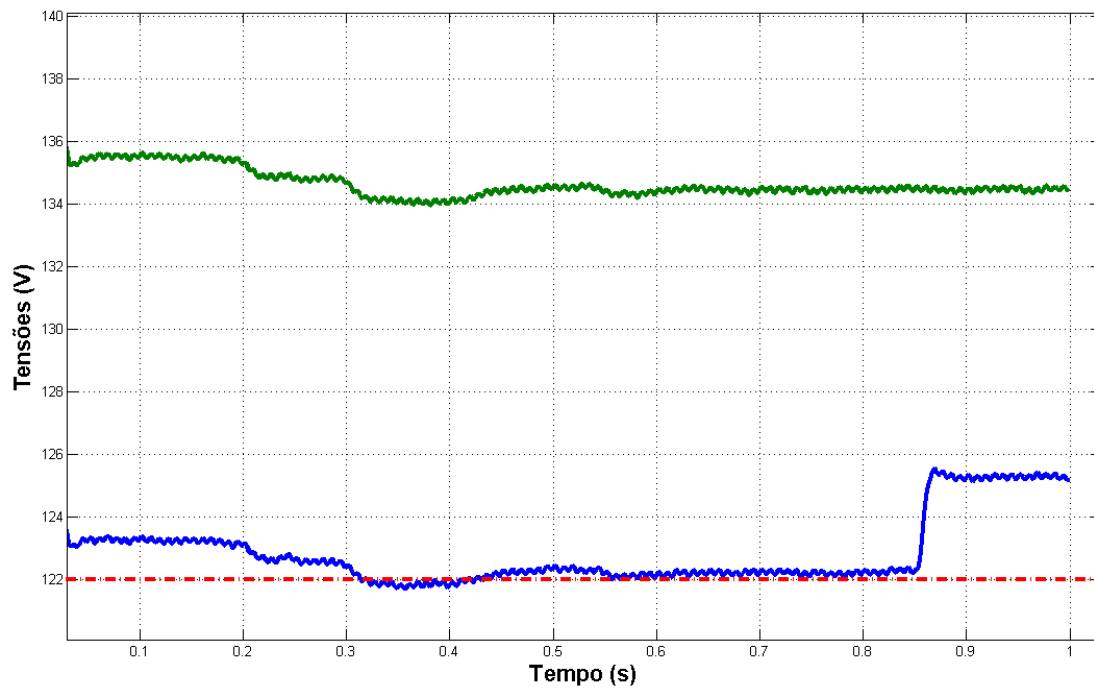


Figura 6.22. Segunda retirada de diodo de queda - carga máxima.

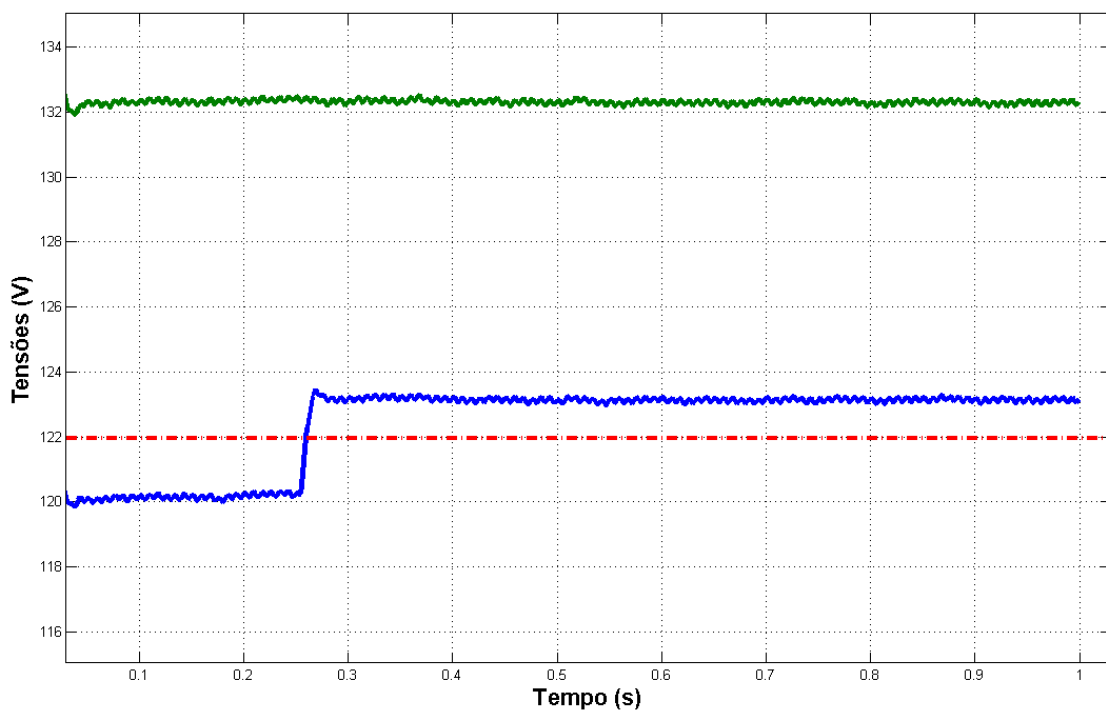


Figura 6.23. Terceira retirada de diodo de queda - carga máxima.

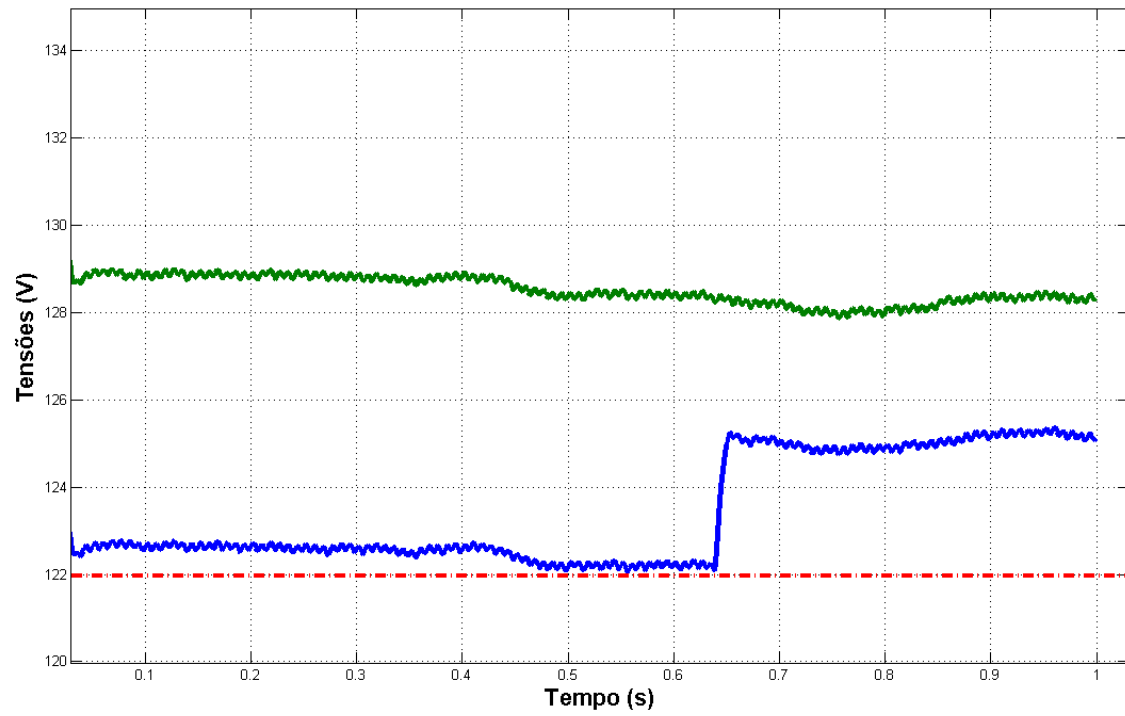


Figura 6.24. Quarta retirada de diodo de queda - carga máxima.

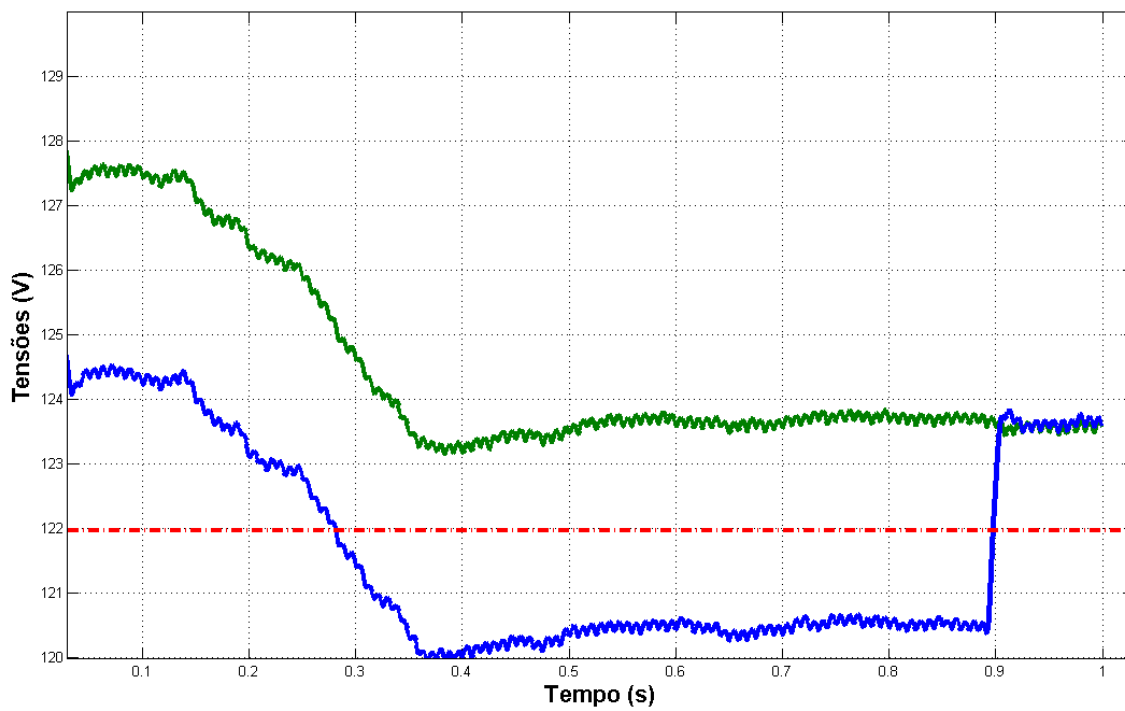


Figura 6. 25. Quinta retirada de diodo de queda - com carga máxima.

6.2 Produto Final

Como observado na seção 5.1, os testes foram realizados utilizando-se a UDQ – Protótipo. Os testes nominais com a UDQ final foram realizados sob responsabilidade da demandante do projeto, a empresa EMERSON – Sistemas de Energia[®]. Os resultados finais do produto não foram disponibilizados para publicação. As Figuras 6.26 até 6.29 apresentam os estágios e diversas montagens que compuseram o produto final.

Conforme se observa na Figura 6.30 temos o produto final que consiste de um estágio de potência com diodos de 200A acoplados a sistemas de dissipação. Atualmente a UDQ se tornou parte do conjunto de produtos da EMERSON[®] (Figura 6.31 e 6.32) e diversas unidades estão em operação no Brasil.

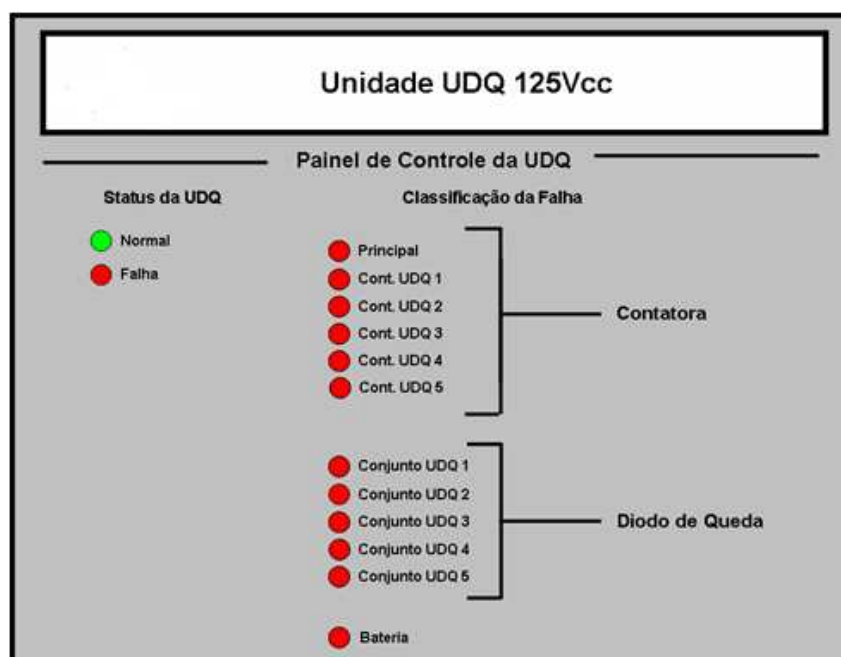


Figura 6.26. Vista frontal do painel da UDQ.

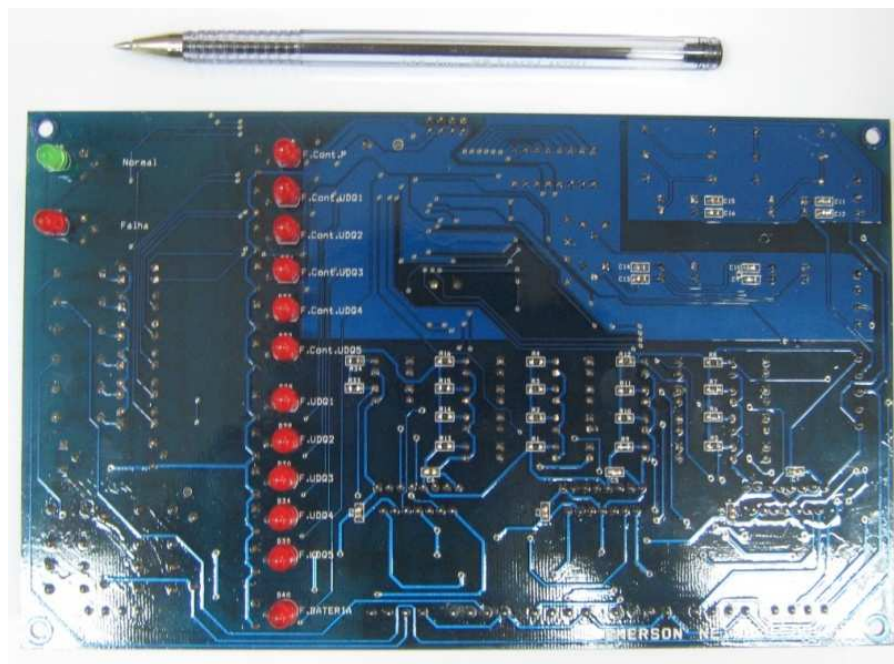


Figura 6.27. Vista de verso placa de controle UDQ.

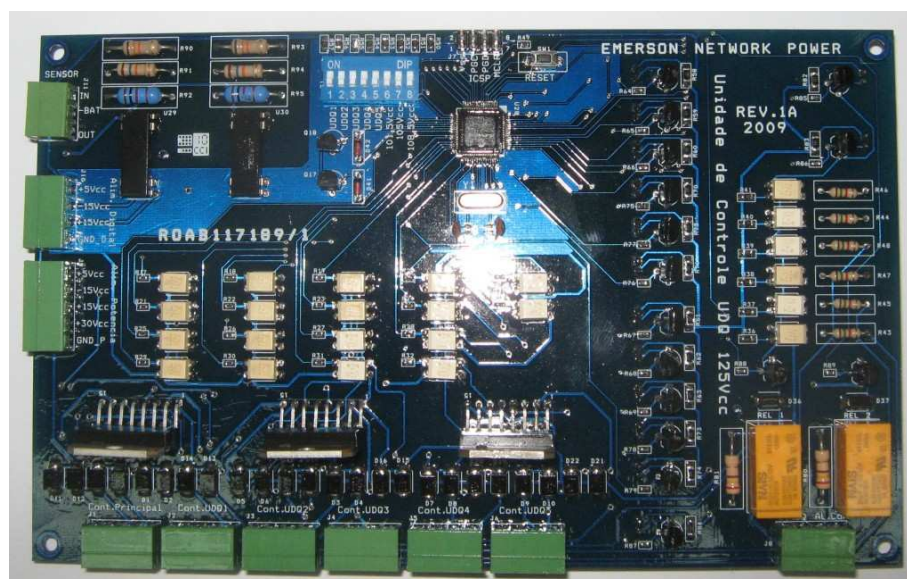


Figura 6.28. Vista Frontal placa de controle UDQ.



Figura 6.29. Fontes Auxiliares.

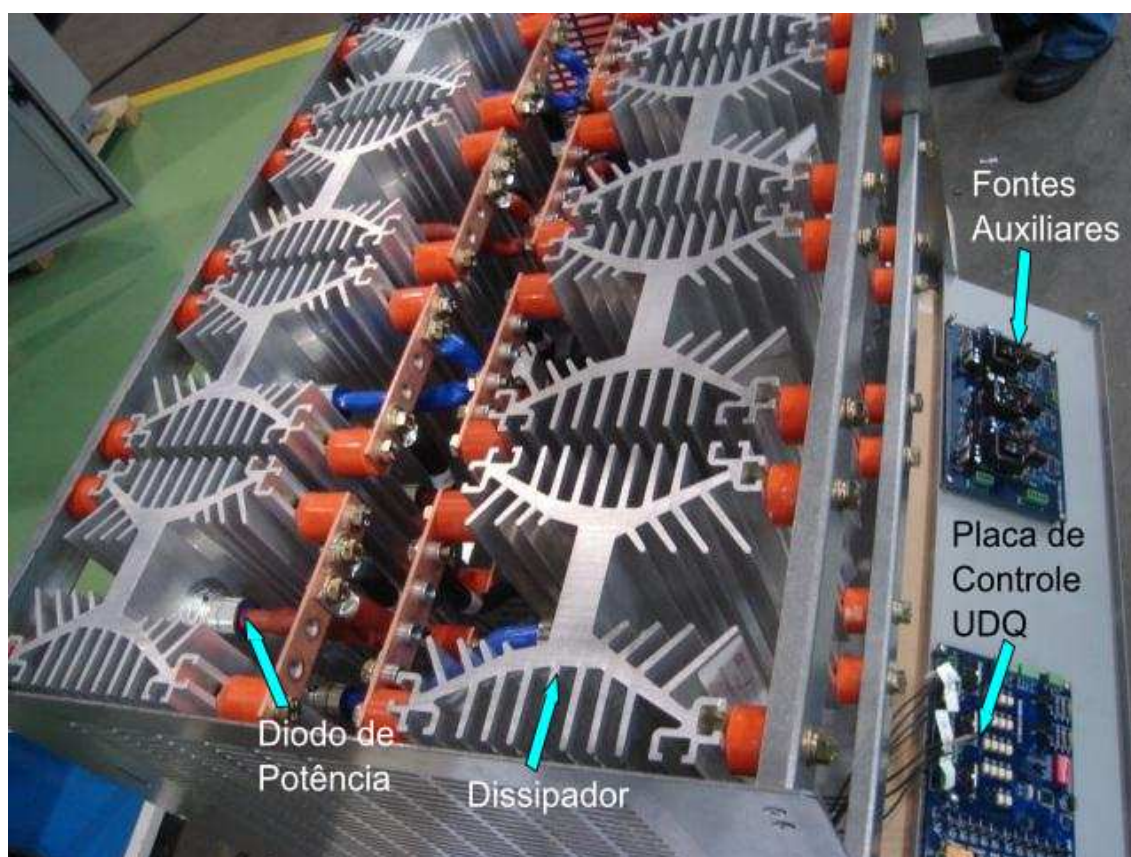


Figura 6.30. Unidade de Diodo de Queda – Produto Final

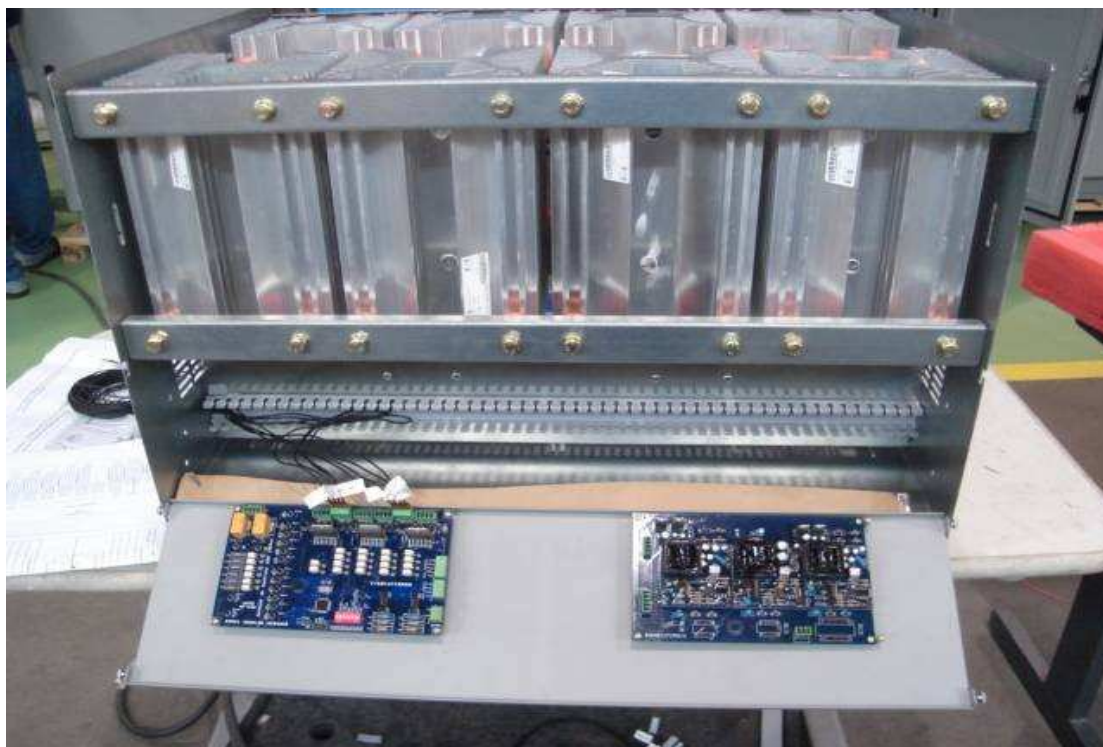


Figura 6.31. UDQ final com o equipamento de retificação contendo os diodos de potência e respectivas placas de controle e de alimentação.



Figura 6.32. UDQ já instalada em Rack padrão EMERSON®.

6.3 Discussões gerais dos resultados

Verificou-se através dos resultados realizados com a UDQ – Protótipo que o sistema de controle atuou de forma satisfatória, mantendo a tensão de saída sempre regulada conforme requisitos de projeto ($125V \pm 4\%$).

Algo importante a ser salientado é que a fim de evitar a inserção ou retirada indesejável de estágios retificadores, os sinais de tensão são submetidos a médias ao longo do tempo. A janela de tempo para realização das médias é de 600ms, o que justifica determinado atraso na atuação dos estágios da UDQ. Vale ressaltar que em virtude deste atraso de 600ms, em situações cuja variação da tensão de entrada (dv/dt) for elevada, o sistema poderá sair dos níveis de regulação temporariamente. Todavia este problema é irrelevante na prática em virtude dos barramentos CC regulados pela UDQ serem provenientes de bancos de baterias cuja dinâmica de variação de tensão é razoavelmente lenta.

Os produtos finais foram montados na empresa EMERSON – Sistemas de Energia[®], em São José dos Campos – SP, cujos testes foram satisfatórios. Atualmente a UDQ faz parte do portfólio da empresa. Diversas unidades foram comercializadas e estão em operação, uma delas situada numa planta industrial da Petrobras[®].

Capítulo 7

7.1 Conclusões do Trabalho

Conforme observado foi realizada uma revisão bibliográfica das principais soluções para conversão CC/CC utilizando eletrônica de potência. Verificou-se que todas as topologias analisadas apresentam certas vantagens e desvantagens. A topologia de conversor escolhida para atender as exigências de transferência de potência e regulação de tensão foi através de diodos de queda. Não necessariamente esta topologia corresponde a mais vantajosa em diversos sentidos, como no fato de ter uma faixa de regulação restrita ao número de diodos e apresentar relativa ineficiência especialmente nas condições de carga plena, pelo fato de apresentar uma menor eficiência de 84%. A empresa financiadora do projeto optou pela implementação do regulador CC através de diodos de queda em virtude do tempo disponível para implementação ser muito reduzido, sendo só de seis meses, a facilidade de acesso a determinados componentes tanto do circuito de potência quanto para o circuito de controle e a fácil adaptação do controlador às condições nominais de projeto sem a necessidade de sintonias e reajustes.

De acordo com as simulações apresentadas no Capítulo 5, a unidade UDQ atinge a regulação de tensão na faixa desejada tanto para carga mínima quanto para carga máxima. Vale ressaltar que um dos requisitos do projeto foi a não inserção de proteções para sobretensão. Este fato permite que tensões superiores a 130V (limite superior de tensão) sejam atingidas mesmo no caso de todos os diodos estejam conectados em série (o que constitui a máxima queda de tensão do sistema regulador). A empresa demandante do projeto justificou esta exigência salientando que outro sistema já realiza a proteção de sobretensão. Conforme observado nas simulações também se verifica que são permitidas subtensões com certa margem de tolerância. Ou seja, após todas as chaves contadoras estarem acionadas, situação de queda zero, a tensão de saída será permitida até um valor mínimo pré-selecionado no controlador, podendo ser 101,5V, 105V ou 108,5V. Caso este limiar seja atingido a contatora principal desliga a UDQ protegendo a carga de subtensões. O sistema só será religado caso a tensão de entrada supere 123V protegendo a carga de flutuações falsas da tensão de entrada. Na lógica de controle avaliada nas simulações (e também implementada) a entrada e saída de

unidades de queda ocorrem respectivamente nos níveis de referência de 128V e 122V. Essa diferença entre referências evita o disparo contínuo de sinais de acionamento e desligamento de chaves contadoras. É preciso salientar que na simulação não foram inseridas rotinas de comprovação de funcionamento das contadoras, porém, tais rotinas foram implementadas na placa de controle e avaliadas experimentalmente.

O protótipo de baixa potência para avaliação experimental foi construído e os resultados coletados. Estes resultados foram apresentados no Capítulo 6. Foram apresentadas também fotos e demais detalhes do protótipo envolvendo circuito de potência, controle e alimentações auxiliares.

Os resultados experimentais mostraram a robustez do sistema de controle promovendo regulação da tensão para os níveis estipulados tanto em situações a vazio como em carga. As medições de tensão apresentadas nos gráficos de resultados experimentais apresentaram certo nível de ruído. Comprovou-se através de testes no experimento que estes ruídos eram provenientes de interferência eletromagnética proveniente das fontes auxiliares que alimentavam as contadoras. Esse ruído não comprometeu o funcionamento do controlador visto ser de baixa amplitude. Vale ressaltar que estes ruídos eram acentuados dependendo do instrumento de medição utilizado, o que denota um provável acoplamento eletromagnético entre instrumento de medida e as fontes de alimentação.

O protótipo de alta potência também foi concluído, todavia restrições internas da empresa demandante impedem que os resultados experimentais do mesmo sejam publicados. Fotos do protótipo de alta potência, que atualmente já faz parte do catálogo de produtos da empresa EMERSON Sistemas de Energia[®], foram apresentadas e consta-se atualmente que várias UDQs encontram-se em operação em ambientes industriais. Ressalta-se que a produção das placas de controle e fontes auxiliares das UDQs estão sendo fabricadas por empresas vinculadas a Incubadora de Empresas da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul.

A UDQ de alta potência implementada não precisou de ajustes maiores para seu funcionamento com carga nominal, segundo manifesto dos gerentes do projeto.

7.2 Propostas para trabalhos futuros

Diversas melhorias podem ser propostas para o sistema de controle desenvolvido. De imediato sugere-se a melhoria de qualidade das fontes de alimentação auxiliares visando menores interferências eletromagnéticas conduzidas.

Outro fato bastante relevante seria aprimorar o sistema de filtragem das medições de tensão visando um sistema com menores tempos de atuação por parte do sistema de controle. Atualmente as medições de tensão são filtradas através de médias e promovem atraso aproximado de 600ms. Este atraso é comprometedor em aplicações cujas derivadas das tensões sejam elevadas, resultando em pequenos intervalos de não regulação da tensão de saída. O atraso do contator é aproximadamente de 50ms.

Com respeito a soluções topológicas mais adequadas, ao longo do projeto a própria empresa demandante do projeto observou uma série de vantagens em se utilizar conversores chaveados para esta aplicação. Uma solução que chamou a atenção dos gerentes do projeto foi a possibilidade de implementação de conversores Buck modulares, para operação em paralelo. Deste modo a potência total do sistema seria flexível e condicionada ao número de conversores em paralelo. Técnicas de controle envolvendo *interleaving* mostram-se atrativas mediante as vantagens apresentadas no Capítulo 2.

Referências Bibliográficas

- [1] Cristaldi, L.; Faifer, M.; Ferrero, A. et al. On-Line Monitoring of the Efficiency of Photo-Voltaic Panels for Optimizing Maintenance Scheduling. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*. pp. 954 – 959. 2010.
- [2] Marei, M. I.; Lambert, S.; Pick, R., et al. DC/DC Converters for Fuel Cell Powered Hybrid Electric Vehicle. *IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion*. pp. 126 – 129. 2005.
- [3] Kundur, P. Power System Stability and Control. 2. ed. Mc-Graw Hill. Toronto Canada. 1994. pp. 315-320.
- [4] Baran, M.E.; Mahajan, N.R. DC Distribution for Industrial Systems: Opportunities and Challenges. *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 39, No. 6, November-December 2003.
- [5] Da Silveira Cavalcante, Fabiana. High Output Voltage Series-Parallel Resonant DC-DC for Medical X-Ray Imaging Applications. Swiss 2006. Ph.D. Thesis. Federal Institute of Technology Zurich.
- [6] Ciezki, J.G.; Ashton, R.W. Selection and Stability Issues Associated with a Navy Shipboard DC zonal Electric Distribution System. *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol.15, No.2, April 2000.
- [7] Jonasson, Karin. Control of Hybrid Electric Vehicles with Diesel Engines. Sweden. 2005. Ph.D. Thesis. Department of Industrial Electrical Engineering and Automation. Lund University.
- [8] Ortúzar, M.; Dixon J.; Moreno J. Design, Construction and Performance of a Buck-Boost Converter for and Ultracapacitor-Based auxiliary Energy System for

- Electric Vehicles. *Industrial Electronics Society, IECON*. Vol. 3. pp. 2889-2894. 2003.
- [9] OAK RIDGE NATIONAL LABORATORY. Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System. Tennessee-USA. May 2006.
- [10] Freitas, L. C. G.; Lima, G. B.; Melo, G. A. et al. A Novel Single-Phase HPF Hybrid Rectifier Suitable For Front-End Trolleybus Systems. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRONICA DE POTENCIA - COBEP. 2009. Bonito – MS - Brazil. pp. 619-626.
- [11] Krause, P. Wasynczuk, O. et al. "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems". 2nd ed. IEEE Press. USA. 2002. pp. 427-480.
- [12] Y. M. Lai. Power Supplies. In: Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*, Academic Press. pp. 487-506. 2001.
- [13] Gonçalves, F. A. S.; Canesin, C. A.; Melo G. A. et al. HPF Boost Interleaved Operating In Discontinuous Conduction Mode For Trolleybus Application. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRONICA DE POTENCIA - COBEP. Bonito – MS - Brazil. 2009. pp. 648- 654.
- [14] Islam, T.Z.; Rashid, A.B.M. Eight Switch Buck Boost Regulator Topology for High Efficiency in DC Voltage Regulation. In: 5TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING. ICECE. Bangladesh. 2008.
- [15] Saggini, S.; Ghioni, M.; Geraci, A. An Innovative Digital Control Architecture for Low-Voltage, High- Current DC–DC Converters With Tight Voltage Regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19. No. 1, January 2004.
- [16] ON SEMICONDUCTOR. “Linear & Switching Voltage Regulator Handbook” - Rev. 4. Feb-2002.

- [17] Rashid, M. H. *Power Electronics Handbook*, Academic Press. 2001. pp. 169-224.
- [18] Nise, N. "*Control Engineering Systems*", Jhon Wiley & Sons. 3. ed. 2004. pp. 499-589.
- [19] Ahmed, A. *Eletrônica de Potência*. Pearson - Prentice Hall. Brazil - SP. 2000.
- [20] Muhammadh Rashid. *Power Electronics Handbook*. Academic Press. London-UK. 2001.
- [21] Pomilio, J. A.; "*Eletrônica de Potência*", Campinas - SP - Brazil, Janeiro 2002.
- [22] Shaffer, R. "*Fundamentals on Power Electronics with Matlab*". Charles River Media. Boston USA - 2007. pp. 183-289.
- [23] Moham, N.; Undeland, T.; Robbins, W. "*Power Electronics Converters, Applications and design*". Jhon Wiley & Sons. pp. 161-248. 2003.
- [24] Erickson, R. Maksimovic, D. "*Fundamentals of Power Electronics*". Kluwer Academic Publishers. Colorado – USA. 2004. pp. 187-256.
- [25] ALPHA & OMEGA SEMICONDUCTOR. *Buck Converter Control Cookbook*. August 2008.
- [26] Brown, M. "*Power Supply Cookbook*". Newes. 2nd Ed. pp. 21-133. 2001.
- [27] Oliveira, D. S. Jr., Tomaselli, L. C. "Estudo de um Conversor CC-CC Buck-Boost". INEP – UFSC.
- [28] Destraz, B.; Barrade P.; Rufer A. High Efficient Interleaved Multi-channel DC-DC Converter Dedicated to Mobile Applications. In: INDUSTRY

APPLICATIONS CONFERENCE. 41ST IAS IEEE ANNUAL MEETING. Conference Record. Vol. 5 pp. 2518-2523. 2006.

- [29] Shrud, M. A.; Ahmad, K.; Ashur, A. S.; et al. A Study of Modeling and Simulation for Interleaved Buck Converter. In: IEEE PEDSTC POWER ELECTRONIC & DRIVE SYSTEMS & TECHNOLOGIES CONFERENCE pp. 28 – 35. 2010.
- [30] Sernia, P.; Finn, D.; Walker G. The Effects of Coupled Inductors In Parallel Interleaved Buck Converters. In: AUSTRALIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE. AUPEC New Zeland. 2003.
- [31] El Fadil, H.; Giri, F. Robust Control of Interleaved Synchronous PWM Buck Converters. In: PROCEEDINGS OF THE 46TH IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL. New Orleans, LA, USA, Dec. 12-14, 2007.
- [32] EMERSON NETWORK. Especificações de requisitos para controle de UDQ de sistemas de Retificadores operando em 125VCC. 2008.
- [33] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS 240-510-713. Características técnicas sobre fabricação e fornecimento de unidades de diodos de queda (UDQ) tipo 2, para fontes de corrente contínua em telecomunicações. 1977.
- [34] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS 240-510-702. Especificações Gerais para fonte de corrente continua Tipo 2 para equipamentos em telecomunicações. 1977.
- [35] NORMA TÉCNICA PETROBRAS N-332, “Especificações Carregador de bateria de 125 V” Rev. C. Junho 1988.
- [36] Boylestad, R., Nashelsky L., *"Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos"* .6ta ed. LTC RJ. 1999. pp. 554- 557.

- [37] ON SEMICONDUCTOR. Very Wide input voltage Range, Off-line Flyback Switching Power Supply. November Rev. 1, 2002.
- [38] ON SEMICONDUCTOR, *Switch Mode Power Supplies*. Rev. 3. July 2002.
- [39] MOTOROLA. Datasheet UC3845 High Performance Current mode controller.
- [40] MICROCHIP. Datasheet Manual PIC 18F6620 - 2004.
- [41] Pereira, F. *Micro-controladores PIC - Programação em C* – Érica SP – 2003.
- [42] Barret, S.; Pack, D. *Micro-Controllers Fundamentals For Engineering And Scientist*. Morgan & Claypool. 2006.
- [43] MICROCHIP. MPLAB IDE. User Guide Rev. B 04. 2006.
- [44] POWERSIM. PSIM User's Guide Version 6 Rev. 1 January 2004.
- [45] Matsumoto, E.Y. *Matlab 7 Fundamentos*. 2da Ed. SP-Brasil. Érica Ltda. 2008.
- [46] Da Silva, B. *Curso de Simulink 2.0. Modelagem, Simulação e Análise de Sistemas Dinâmicos*. 2da Ed. FE-LEE. UERJ. 2006.